

**T.C.
MANİSA CELAL BAYAR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ BİLİM DALI**

ÇİFT BANTLI MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI

Necati Polat ERTÜRK

**Danışman
Dr. Öğretim Üyesi Cemile BARDAK**



MANİSA-2019

**Necati Polat
ERTÜRK**

ÇİFT BANTLI MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI

2019

TEZ ONAYI

Necati Polat ERTÜRK tarafından hazırlanan " **ÇİFT BANTLI MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI**" adlı tez çalışması 22 / 08 / 2019 tarihinde aşağıdaki jüri üyeleri önünde Manisa Celal Bayar Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak başarı ile savunulmuştur.

Danışman

Dr. Öğretim Üyesi Cemile BARDAK
Manisa Celal Bayar Üniversitesi

Jüri Üyesi

Prof. Dr. Sezai TAŞKIN
Manisa Celal Bayar Üniversitesi

Jüri Üyesi

Doç. Dr. Merih PALANDÖKEN
İzmir Katip Çelebi Üniversitesi

TAAHHÜTNAME

Bu tezin Manisa Celal Bayar Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde, akademik ve etik kurallara uygun olarak yazıldığını ve kullanılan tüm literatür bilgilerinin referans gösterilerek tezde yer aldığını beyan ederim.

Necati Polat ERTÜRK



İÇİNDEKİLER

Sayfa

İÇİNDEKİLER.....	I
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	III
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	IV
TABLolar DİZİNİ	VII
TEŞEKKÜR.....	VIII
ÖZET.....	IX
ABSTRACT.....	X
1. GİRİŞ	1
2. GENEL BİLGİLER	7
2.1. Mikrodalga Filtreler	7
2.1.1. Yüksek Geçiren Filtreler	9
2.1.2. Alçak Geçiren Filtreler	9
2.1.3. Bant Durduran Filtreler	10
2.1.4. Bant Geçiren Filtreler	10
2.2. Filtre Tasarım Yöntemleri	11
2.2.1. Görüntü Parametresi Yöntemi	12
2.2.2. Araya Giriş Kaybı Yöntemi	13
2.2.3. Çift-tek Mod Analizi	14
2.2.4. Çift-tek Mod Empedans Analizi.....	14
2.3. Periyodik Yapılar	16
2.3.1. Sonsuz Periyodik Yapıların İncelenmesi	17
2.3.2. Sonlandırılmış Periyodik Yapılar	18
2.3.3. k - β Diyagramları ve Dalga Hızları	19
2.4. Araya Giriş Kaybı Yöntemiyle Filtre Tasarımı.....	20
2.4.1. En Düz Alçak Geçiren Filtre Prototipi	24
2.4.2. Eşit Dalgacıklı Alçak Geçiren Filtre Prototipi	27
2.4.3. Filtre Dönüşümleri.....	28
2.4.4. Richards Dönüşümü	29
2.4.5. Kuroda Özdeşlikleri.....	29
2.5. Bağlaşık Hatlı Filtreler	30
2.5.1. Bağlaşık Hat Kısımının Filtre Özellikleri.....	31
2.5.2. Bağlaşık Hatlı Bant Geçiren Filtrelerin Tasarımı.....	36
2.5.3. İkili Band Geçiren Filtreler	38
2.6. Mikroşerit İletim Hatları Ve Süreksizlikler.....	39

2.6.1. Taban İletkeni Kusurlu Yapılar	42
2.6.2. Dielektrik Taban Malzemesi Seçimi	43
2.6.3. FR4 PCB Malzemeleri	46
2.6.4. Mikroşeritlerde oluşan dalga tipleri	48
2.6.5. Kılavuzlanmış dalgalar	49
2.6.6. Süreksizler	49
2.6.7. Basamak yapı	49
2.6.7.1. Kalın- ince geçişi ($w_1 > w_2$)	50
2.6.7.2. İnce- kalın geçişi ($w_1 < w_2$)	50
2.6.7.3. Açık- sonlu yapı	51
2.6.7.4. Hat Arası Boşluk	51
2.7. Köşe Yapı	52
3. MATERYAL VE YÖNTEMLER.....	54
3.1 Pasif Devre Elemanlarıyla Filtrenin Devre Topolojisi	54
4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA	60
4.1. Çift Bantlı Mikroşerit Filtre Tasarımı	60
5. SONUÇ VE ÖNERİLER	72
KAYNAKLAR	77
ÖZGEÇMİŞ	80

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

AGF	Alçak geçiren filtre
AM	Genlik modülasyonu
BDF	Bant durduran filtre
BGF	Bant geçiren filtre
ÇGB	Çok geniş band
ÇMR	Çoklu mod rezonatör yapıları
DBF	İkili bant geçiren filtre
DGS	Defected ground structure (Taban Yapısı Bozuk)
FCC	Federal iletişim komisyonu
MIC	Mikrodalga entegre devreleri
MMIC	Monolitik mikrodalga entegre devre
PTFE	Politetrafloretilen
RF	Frekans Modülasyonu
SLR	Stub Loaded Resonatör (Saplama Yüklü Rezonatör)
YGF	Yüksek geçiren filtre

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
Şekil 2.1. Filtrelerin Genel Kullanımı	8
Şekil 2.2. Filtre çeşitleri.....	8
Şekil 2.3. Filtre frekans tepkileri	8
Şekil 2.4. YGF Frekans Cevabı.....	9
Şekil 2.5. AGF Frekans Cevabı.....	10
Şekil 2.6. BDF Frekans Cevabı.....	10
Şekil 2.7. BGF Frekans Cevabı.....	11
Şekil 2.8. Rf Mikrodalga Spektrumu.....	11
Şekil 2.9. Görüntü parametresi yöntemiyle filtre tasarımı.....	13
Şekil 2.10. Araya giriş kaybı yöntemiyle filtre tasarımı.....	13
Şekil 2.11. Örnek mikroşerit iletim hattı (düz)	15
Şekil 2.12. Eşdeğer yarı devrenin modeli açık devre olarak sonlandırılmış.....	15
Şekil 2.13. Eşdeğer yarı devrenin modeli kapalı olarak sonlandırılmış	15
Şekil 2.14. Düz bir iletim hattının çift-tek mod analiz sonucu	16
Şekil 2.15. Periyodik yapı örnekleri. (a) Mikroşerit hat üzerindeki periyodik saplamalar. (b) Dalga kılavuzundaki periyodik diyagramlar.....	16
Şekil 2.16. Periyodik yüklü iletim hattının eşdeğer devresi. Yüksüz hat Z_0 özempedansına ve k yayılım sabitine sahiptir.....	17
Şekil 2.17. Z_L Normalize yük empedansı ile sonlandırılmış periyodik yapı.....	18
Şekil 2.18. Dalga kılavuzu modu için $k-\beta$ diyagramı.....	19
Şekil 2.19. En düz ve eşit dalgacıklı alçak geçiren filtre tepkileri ($N=3$).....	22
Şekil 2.20. Eliptik fonksiyon alçak geçiren filtre tepkisi.....	23
Şekil 2.21. Araya giriş kaybıyla filtre tasarımı süreci	24
Şekil 2.22. Alçak geçiren filtre prototipi, $N=2$	25
Şekil 2.23. Alçak geçiren filtre prototipleri için merdiven devreleri ve eleman tanımları a- Paralel elemanla başlayan prototip b- seri elemanla başlayan prototip .	26
Şekil 2.24. Richards dönüşümü (a) İndüktör için kısa devre saplamaya. (b) Kapasitör için açık devre saplamaya	29
Şekil 2.25. Tablo 2.4.' teki (a) Kuroda özdeşliğini gösteren eşdeğer devreler	30
Şekil 2.26. Bağlaşık hatlı filtre kısmına ait tanımlar. (a) Kapı gerilim ve akım tanımlarıyla paralel bağlaşık hatlı kısım. (b) Tek ve çift mod akım kaynaklarıyla paralel bağlaşık hatlı kısım. (c) Bant geçiren bir tepkiye sahip iki kapılı bağlaşık hatlı kısım	31
Şekil 2.27. Şekil 2.26 c' deki bant geçiren devrenin görüntü empedansının gerçel kısmı	34
Şekil 2.28. Şekil 2.26c' deki bağlaşık hatlı kısmın eşdeğer devresi.....	36
Şekil 2.29. Bağlaşık hatlı bant geçiren filtrenin tasarım denklemlerini çıkarmak için eşdeğer devrenin geliştirilmesi.....	37
Şekil 2.30. Alçak geçiren prototip filtreden bant geçiren yada durduran filtreye dönüşümleri.....	39
Şekil 2.31. Mikroşerit Hat Geometrisi.....	40
Şekil 2.32. xy , iletim doğrultusu yz düzlemlerinde olan basit bir mikroşerit.....	40
Şekil 2.33. Düz mikroşerit hat üzerinde değişik zamanlarda elektrik alanının xy -bileşeninin dağılımı	41
Şekil 2.34. İletken duvarlı mikroşerit hat geometrisi	41
Şekil 2.35. Mikroşerit hattın etkin dielektrik katsayısının frekansla değişimi ($\epsilon_r=4$) [2].....	42

Şekil 2.36. Farklı DGS modelleri.....	43
Şekil 2.37. PCB (FR4) devre malzemesi	47
Şekil 2.38. Nokta kaynaktan yayılan dört dalga tipi.....	48
Şekil 2.39. Basamak Tipi Alçak Geçiren Filtre	49
Şekil 2.40. Basamak mikroşerit hattın eşdeğer devre modeli	50
Şekil 2.41. $w_1 < w_2$ durumlu basamak hat ve eşdeğer devre modeli.....	50
Şekil 2.42. Açık- sonlu mikroşerit yapının eşdeğer devre modeli	51
Şekil 2.43. Mikroşerit hatlar arasındaki boşluğun eşdeğer devre modeli.....	51
Şekil 2.44. (a) Mikroşerit köşe hat yapısı. (b) Kırpılmış mikroşerit hat yapısı. (c) Her iki hat için eşdeğer devre modeli.....	52
Şekil 3.1. Pasif devre elemanları kullanılarak 7. dereceden Chebyshev modeliyle 2 GHz. ile 5.7 GHz bant aralığında bant geçiren filtrenin AWR programında devre modeli.	54
Şekil 3.2. 2 GHz. ile 5.7 GHz bant aralığında bant geçiren filtre için simülasyon grafikleri. Kırmızı çizgi-Araya girme Kaybını (S_{21} (dB)), Mavi çizgi- Geriye Dönüş Kaybını (S_{11} (dB)) göstermektedir.....	55
Şekil 3.3. Pasif devre elemanları kullanılarak 7. dereceden Chebyshev modeliyle 3 GHz ile 4.7 GHz bant aralığında bant durduran filtrenin AWR programında devre modeli.....	55
Şekil 3.4. 3 GHz ile 4.7 GHz bant aralığında bant durduran filtre için simülasyon sonuçları. Kırmızı çizgi-Araya girme Kaybını (S_{21} (dB)), Mavi çizgi- Geriye Dönüş Kaybını (S_{11} (dB)) göstermektedir.....	56
Şekil 3.5. Pasif devre elemanları kullanılarak 7. dereceden Chebyshev modeliyle çift bant filtrenin AWR programında devre modeli.....	58
Şekil 3.6. İkili bant durduran filtre modellemesi için simülasyon sonuçları. Kırmızı çizgi-Araya girme Kaybını (S_{21} (dB)), Mavi çizgi- Geriye Dönüş Kaybını (S_{11} (dB)) göstermektedir.....	59
Şekil 4.1. 7. dereceden Chebyshev modeliyle 2GHz-5.7GHz band aralığında Band-Geçiren Mikroşerit filtrenin AWR programındaki devre modeli.....	61
Şekil 4.2. 7. dereceden Chebyshev modeliyle 2GHz-5.7GHz band aralığında Band-Geçiren Mikroşerit filtrenin 2-Boyuttaki mikroşerit yapısı.....	62
Şekil 4.3. Mikroşerit bant geçiren filtre için Araya Girme Kaybı(S_{21}) ve Geriye Dönüş Kaybı grafikleri (S_{11}). Kırmızı çizgi- S_{21} (dB), Mavi çizgi- S_{11} (dB) değerlerini göstermektedir.....	63
Şekil 4.4. 7. dereceden Chebyshev modeliyle 3GHz-4.7GHz band aralığında Band-Durduran Mikroşerit filtrenin AWR programındaki devre modeli.....	65
Şekil 4.5. SLR modeliyle 3 GHz-4.7 GHz bant aralığında Bant-Durduran Mikroşerit filtrenin 2-Boyuttaki mikroşerit yapısı.....	66
Şekil 4.6. Mikroşerit bant durduran filtre için Araya Girme Kaybı (S_{21}) ve Geriye Dönüş kaybı grafikleri (S_{11}). Kırmızı çizgi- S_{21} (dB), Mavi çizgi- S_{11} (dB) değerlerini göstermektedir.....	67
Şekil 4.7. dereceden Chebyshev yaklaşımı ve SLR modeliyle İkili Bant-Geçiren Mikroşerit filtrenin AWR programındaki devre modeli.....	68
Şekil 4.8. Dereceden Chebyshev yaklaşımı SLR modeliyle İkili Bant-Geçiren Mikroşerit filtrenin 2-Boyuttaki mikroşerit yapısı.....	69
Şekil 4.9. Mikroşerit bant durduran filtre için Araya Girme Kaybı (S_{21}) ve Geriye Dönüş kaybı grafikleri (S_{11}). Kırmızı çizgi- S_{21} (dB), Mavi çizgi- S_{11} (dB) değerlerini göstermektedir.....	71
Şekil 4.10 Tasarlanan Çift Bantlı Mikroşerit filtrenin FR4 dielektrik taban malzemesi üzerinde PCB üretimi. (a) Üst yüzey, (b) Bakır toprak yüzey.....	72

Şekil 5.2. Tasarlanan çift bantlı mikroşerit filtrenin deneysel (kırmızı çizgi) ve AWR simülasyon (mavi çizgi) sonucundaki araya girme kaybı ($S_{21}(\text{dB})$) karşılaştırılması.....	73
Şekil 5.3. Taban iletkeni kusurlu yapıdaki çift bant mikroşerit filtrelerin üst yüzeyindeki tasarım.....	74
Şekil 5.4. Bakır taban yüzeyden düz bir kesit alınarak oluşturulmuş taban iletkeni kusurlu (DGS) yapıdaki mikroşerit filtrenin alt yüzeyi.....	74
Şekil 5.5. Bakır taban yüzeyden dikdörtgen halter yapıda kesit alınarak oluşturulmuş taban iletkeni kusurlu (DGS) yapıdaki mikroşerit filtrenin alt yüzeyi.....	76
Şekil 5.6. Taban iletkeni kusurlu olmayan ilk tasarımla elde edilen deneysel sonuçlarla karşılaştırma.....	76



Tablo 2.1. En Düz Alçak Geçiren Filtre Prototipleri için Eleman Değerleri ($g_0=1, \omega_c=1, N=1, \dots, 10$).....	26
Tablo 2.2. Eşit-Dalgacıklı Alçak Geçiren Filtre Prototipleri için eleman değerleri ($g_0=1, \omega_c=1, N=1, \dots, 10, 0.5$ dB ve 3.0 dB dalgalanma)	27
Tablo 2.3. Prototip Filtre Dönüşümlerinin ($\Delta=(\omega_2-\omega_1)/\omega_0$)	28
Tablo 2.4. Dört Kuroda Özdeşliği ($n^2=1+Z_2/Z_1$)	30
Tablo 2.5. On Kanonik Hatlı Devre	35
Tablo 2.6. Bazı Faydalı İki Kapılı devrelerin ABCD Parametreleri	36
Tablo 2.7. Mikrodalga taban malzemeleri.....	44
Tablo 2.8. FR4 Teknik Özellikleri	47
Tablo 2.9. FR4 Tipik Özellikleri	48
Tablo 3.1. Pasif devre elemanları kullanılarak 7. dereceden Chebyshev modeliyle 2 GHz. ile 5.7 GHz bant aralığında bant geçiren filtre değerleri	54
Tablo 3.2. Pasif devre elemanları kullanılarak 7. dereceden Chebyshev modeliyle 3 GHz ile 4.7 GHz bant aralığında bant durduran filtre değerleri.....	56
Tablo 3.3. Pasif devre elemanları kullanılarak 7. dereceden Chebyshev modeliyle çift bant filtre değerleri.....	57
Tablo 4.1. 7. dereceden Chebyshev modeliyle 2 GHz. ile 5.7 GHz bant aralığında bant geçiren filtrenin mikroşerit yapı değerleri.....	63
Tablo 4.2. 7. 7. dereceden Chebyshev modeliyle 3GHz- 4.7 GHz bant aralığında Bant-Durduran filtrenin mikroşerit yapı değeri.....	66
Tablo 4.3. 7. dereceden Chebyshev yaklaşımı SLR modeliyle İkili-Bant Geçiren filtrenin mikroşerit yapı değerleri.....	70

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans tez çalışmalarımın süresinin her aşamasında bilgi ve deneyimleri ile bana yol gösterip, destek olan değerli danışmanım Dr. Öğretim Üyesi Cemile BARDAK Hocama, laboratuvarlarında deneysel ölçümlerimizde yardım ve önerilerini aldığım İzmir Katip Çelebi Üniversitesi Öğretim Üyesi Sayın Doç. Dr. Merih PALANDÖKEN Hocam' a, tezimin hazırlanması esnasında yardımlarına başvurduğum Turgutlu M.Y.O. Dr. Öğretim Üyesi Mehmet TAŞTAN Hocam ve kıymetli arkadaşım Öğretim Görevlisi Üzeyir KUZU' ya teşekkür ederim. Yine Yaptığım tüm çalışmalarda isteğimi daha da arttıran, sonuçlanmasında katkı sağlayan kıymetli aileme ve sevgili eşim Funda ERTÜRK' e içten teşekkürlerimi borç bilirim. Ayrıca tezimin son haline gelmesinde görüş ve önerileri ile katkıda bulunan değerli jüri üyelerine teşekkürlerimi sunarım.

N.Polat ERTÜRK
Manisa, 2019

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

ÇİFT BANTLI MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI

Necati Polat ERTÜRK

**Manisa Celal Bayar Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

Danışman: Dr. Öğretim Üyesi Cemile BARDAK

Günümüz teknolojilerinde sıklıkla belirli frekans bağımlılıkları olan devrelere ihtiyaç duyulmaktadır. Filtreler iki kapılı, geçirme bandı frekans değerlerinde iletimi, söndürme veya durdurma bandı frekans değerlerinde ise sönümlemeyi sağlayan devre elemanlarıdır. Elektronik sistemlerin ebatlarının küçülmesi sebebiyle, mikroşerit yapıların kullanılması zorunlu hale gelmiştir ve bu da devre tasarımları ve teknolojilerinde mikroşerit filtrelerin önemini arttırmıştır. Bu filtreler, mikrodalga sistemlerinde geçiş bandı frekans değerlerinde iletim ve durdurma bandı frekans değerlerinde de sönümleme sağlayıp belirli noktalardaki frekansın kontrolü amacıyla kullanılan devre elemanlarıdır. Boyutlarının küçük olması, üretimlerinin kolay ve ucuz olması mikroşerit filtrelere ilgiyi arttırmaktadır. Bu çalışmada mikrodalga bölgesinde saplama ile yüklenmiş rezonatör (Stub Loaded Resonatör- SLR) ve aşındırılmış toprak zemin yapısı (Defected Ground Structure- DGS) yöntemleri kullanılarak çift bant geçiren mikroşerit filtre tasarım ve üretimleri gerçekleştirilmiştir. Filtrenin tasarım ve analizleri AWR programı ile yapıp, optimizasyon sağlanmıştır. Tasarlanan mikroşerit filtre yapılarının geçerliliğinin test edilmesi için PCB üretimi yapılmıştır. Üretilen mikroşerit filtrelerin deneysel ölçümleri İzmir Katip Çelebi Üniversitesi "Elektrik-Elektronik Ölçüm Laboratuvarında" yapılmıştır. Elde edilen ölçüm sonuçları ile tasarlanan çift bant geçiren mikroşerit filtrenin teorik sonuçları karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonuçları, teorik veriler ile deneysel verilerin büyük ölçüde birbirini desteklediğini göstermiştir.

Anahtar Kelimeler: Mikroşerit Filtre, BGF, Geniş Bant, Çift Bant Geçiren Filtreler, AWR

2019, 80 sayfa

ABSTRACT

M.Sc. Thesis

DUALBAND MICROSTRIP FILTER DESIGN

Necati Polat ERTÜRK

**Manisa Celal Bayar University
Graduate School of Applied and Natural Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering**

Supervisor: Asst. Prof. Dr. Cemile BARDAK

In today's technology, circuits with certain frequency dependencies are often needed. Filters are generally designed as two-or-four port circuits that provide transmissions at pass bands and suppressions at stop bands. As the size of electronic systems is getting smaller, the use of microstrip structure in filters has great importance at circuit designs and technologies. Microstrip filters provide great advantages to designers due to their small size, easy and cheap production. In this study, dual band pass microstrip filter designs and productions were performed, using Stub Loaded Resonator (SLR) and Defected Ground Structure (DGS) methods in the microwave range. The design and analysis of the filters were made with the AWR program and optimizations were ensured. In order to test the validity of microstrip filter structures, filters were produced and experimental measurements of the microstrip filters were carried out in İzmir Katip Çelebi University Electric-Electronic Measurement Laboratory. The results of the measurements were compared with the simulation results of the designed dual band pass microstrip filters. The comparison results showed that the theoretical and experimental data validate each other to a great extent.

Keywords: Microstrip Filter, BPF, Wide Band, Double Band Pass Filter, AWR

2019, 80 pages.

1. GİRİŞ

Belirli frekans aralıklarında taşınan bilgilerin engellenmesi veya izolasyonu elektronik sistemler için oldukça önem taşımaktadır ki sinyal filtreleme tekniği birçok haberleşme ara sistem tasarımının temelini oluşturmaktadır.

Basit bir genlik modülasyonu (AM) radyo alıcısında bant geçiren filtreleme yöntemleriyle tek bir radyo istasyonu seçilebilmektedir. Böylece bu istasyona yakın frekanstaki istasyonlar filtrelenmiş olacak ve bu sayede istenen frekansta daha yüksek çözünürlük elde edilmiş olacaktır. Böyle bir tekniğin başlıca elemanı filtre devreleridir. Bir filtre, geçirme bandı frekanslarında iletimi, söndürme bandı frekanslarında ise sönümlemeyi sağlayarak bir RF veya mikrodalga sisteminin belirli bir noktasındaki frekans tepkisini kontrol eden iki kapılı bir devredir [1]. Filtreler, yapım elemanlarına göre aktif ve pasif filtreler olmak üzere iki ana gruba, çalışma prensiplerine göre de, alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran olmak üzere dört ana gruba ayrılır.

Genel anlamıyla belirlenen frekansın altındakileri geçirip üstündekileri azaltan filtre devrelerine alçak geçiren filtre devreleri denir. Belli bir frekans değerinin üstündekileri geçirip altındakileri azaltan filtre devrelerine yüksek geçiren filtre devreleri denir. Belirli bir frekans aralığında bulunan sinyalleri geçiriyorsa bant geçiren filtre devresi, belli bir frekans aralığında bulunan sinyalleri zayıflatıyorsa bu filtrelere bant durduran filtre devresi adı verilir.

Artan iletişim ihtiyaçlarını karşılamak için birçok kablosuz iletişim sistemi geliştirilmiştir ve günlük hayatta yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bununla birlikte elektronik sistemlerin boyutlarının her geçen gün küçülmesi ile birlikte bu sistemlerde, mikroşerit yapıların kullanılması artık zorunlu bir durum haline gelmiştir ve devre tasarımlarında mikroşerit filtreler önemli bir yer tutmaya başlamıştır. Araya girme kaybı, kalite faktörü, seçicilik gibi farklı gereksinimlerden dolayı mikroşerit yapılar, dalga kılavuzları, dielektrik rezonatörler gibi çeşitli mikrodalga filtre türlerine ihtiyaç duyulmaktadır [2]. Mikroşerit hatlar uygun bir kombinasyonda bir araya getirildiğinde, manyetik (endüktif) ve/veya elektriksel (kapasitif) kuplaj etkisi göstermekte ve bu özellikleriyle de filtre uygulamalarında

tercih edilmektedirler [3]. İstendik iki ya da daha fazla iletişim bandını tek bir birimde birleştirmek ve istenmeyen frekansları filtrelemek için modern mikrodalga filtre tasarımında çoklu bant tepkili filtreler gittikçe daha çok ilgi çekmektedir [4]. Çoklu bant filtre tasarımı için pek çok farklı metotlar araştırılmış ve açıklanmıştır [5].

Mikroşerit antenler ise, hacim ve ağırlıklarının oldukça düşük olmasının yanında, uygulanacak oldukları malzemenin yüzeylerine uyumunun kolay olması, üretimindeki kolaylık ile birlikte maliyetlerinin düşüklüğü gibi avantajları sayesinde son yıllarda daha çok beğenilip ve çok fazla alanda kullanılmaya başlanmıştır. Bunun yanında düşük kazanç, dar bant genişliği ve düşük güç kapasitesinin düşüklüğü gibi olumsuz yönleri anten performansını düşürmekte ve bazı alanlarda kullanımını kısıtlamaktadır [6].

Günümüz gelişen teknolojisi ile birlikte mikrodalga sistemlere ihtiyaç her geçen gün artmakta ve bu sistemler yeni teknolojilerde oldukça fazla bir etkiye sahip olmaya başlamıştır. Frekans aralığı 3 GHz' den başlayıp 300 GHz'e kadar olan sinyaller olan mikrodalga teknolojisinin kullanım alanları sivil veya askeri uygulamalarda, televizyon yayınlarında, eğlence sektöründe veya savunma sanayi gibi birçok kullanım alanına sahip sistemlerdir.

Mikroşerit filtreler, mikrodalga uygulamalarında oldukça fazla bir yere sahiptir. Boyutlarının küçük olması, üretim maliyetlerinin ucuz ve kolay olmalarından dolayı mikroşeritler hücresel haberleşme, test ve ölçüm sistemleri, radarlar gibi birçok üretim alanına sahip sistemlerdir. Gerekli üstünlükleri üzerinde bulunduran bir filtrede iletimin kaybının çok düşük olması çok önemlidir ki yapılan tüm tasarımlarda buna ulaşılmaya çalışılmaktadır. Mikrodalga devrelerin tasarımında kullanılan filtreler her geçen gün biraz daha önem kazanmaktadır. Mikroşerit filtre tasarımlarında Butterworth ve Chebyshev gibi modellemeler kullanılır ve kondansatör (C) ve endüktans (L) elemanlarının sayısı ve değerleri hesaplanarak oluşturulan LC devresi mikroşerit haline dönüştürülür [7].

İlk düzlemsel mikroşerit iletim hatları, II. Dünya Savaşı yıllarında, radar sistemlerinde kullanılan, sınırlı-bant performansına sahip yüksek güç iletiminde

kullanılan dalga kılavuzlarına alternatif olarak geliştirilmiştir [8]. Mikrodalga teknikleri ile geliştirilen iletişim sistemleri radar sistemlerinin keşfiyle geliştirilmeye başlanmıştır. Bu sistemlerin sunduğu geniş bant ve görüş hattında yayılımı da içeren avantajlar uydu iletişim sistemleri için büyük öneme sahiptir.

Gelişmiş mikrodalga sistemleri alanında kullanılan geniş band terimi, sistemin geniş bir frekans bandı içerisinde çalışılması ve ÇGB sistemleri, yüksek çözünürlüklü radarlar, veri toplama, hassas yer tespiti ve hedef takibi gibi uygulama alanlarında da oldukça fazla kullanılmaktadır.

İlk mikroşerit hatlar kalın bir tabaka üzerinde gerçekleştirildi ki bu tasarım 1952 yılında H.F. Engelman ve D.D. Grieg tarafından yapılmıştı. Hattın kalın bir dielektrik tabaka üzerinde olması yapıda meydana gelen frekans dağılımının fazla olmasına yol açmıştı ve bu mikroşerit hatların kullanımını ötelemiştir. Mikroşerit hat yapısının dielektrik malzemesinin inceltilmesi gerekiyordu ve özellikle askeri mikrodalga uygulamalarına ihtiyacın artmasından dolayı 1960' lı yıllara gelindiğinde yapının dielektrik malzemesi inceltilmiş ve uygun frekans karakteristiğine ulaşılması sağlandı.

Filtrenin performansı, ilgili mikroşerit hatların boyutları ayarlanarak, aralarındaki mesafeler değiştirilerek [9] veya hatlar arasına yüklemeler yerleştirilerek [10, 11] ayarlanabilmektedir.

Dielektrik kaybının düşük olduğu ve bunun yanında dielektrik sabitinin yüksek olduğu çeşitli malzemelerin yapılmasıyla birlikte mikroşerit yapıların oldukça iyi bir duruma gelmesini sağladı ve mikroşerit devrelerin kullanımını arttırarak Mikrodalga Entegre Devreleri (MIC) teknolojinin gelişmesini sağladı [12]. Bu devreler oldukça küçük yüzey alanlarına sahiptir.

Bu filtrelerin üretimlerinin ucuz, kolay, boyutlarının küçük ve doğruluk oranının yüksek olduğu avantajlarının yanında gözden kaçırılmaması gereken dezavantajı da bulunmaktadır. Bu da araya girme kayıplarının bulunması ve bu kayıp oranının yüksek olmasıdır.

Mikroşerit filtreler haberleşme sistemlerinin işaret ayrıştırma ve kanal seçmede kullanılan en temel elemanların başında gelir. Filtrelerden temel olarak üç temel özellik beklenir, bunlar araya girme kaybının düşüklüğü, geri dönüş kaybının yüksekliği ve bastırma bölgesinde dik eğimdir.

Filtre tasarımlarda görüntü parametreleri ve araya girme kaybı olmak üzere iki yöntem kullanılmaktadır. Görüntü parametreleri yöntemi iki kapılı filtre parçaları kesim frekansını ve istenilen zayıflama karakteristiğini vermek üzere yerleştirilir ki bu tasarım çok sayıda adıma ihtiyaç duymasından dolayı çok fazla kullanılmaz. Araya girme kaybı yöntemi gelişen teknolojiye daha fazla tercih edilen bir tasarım şeklindedir. Araya girme kaybı yöntemi ve görüntü parametreleri yöntemlerinin ikisi de toplu parametrelili devrelere dayanmaktadır. Bu aşamada Richard Dönüşümü ve Kuroda tanımlamaları kullanılmaktadır.

Mikroşerit filtreler üzerindeki çalışmalar baskı devre teknolojisinin gelişmesi ile birlikte araştırmacıların daha fazla ilgi odağı haline gelmesini sağlamıştır. Modelleme yöntemlerinin hızlı ve kolay olmaları oldukça büyük bir avantajdır. Bunun yanında aynı dielektrik tabaka üzerinde aktif devre elemanları ile birlikte üretilebilmeleri mikroşerit filtrelerin kullanımını arttırmaktadır.

Teknolojinin gelişmesi ile birlikte düşük dirençli yarı iletken taban malzemelerinin kullanımı 1990' lı yıllarda Monolitik Mikrodalga Entegre Devre (MMIC) teknolojisinin ortaya çıkmasını sağladı. MMIC' ler uydu haberleşme sistemlerinin kullanılmasında oldukça fazla kullanıldı. Uygulamalarda değişik frekansları ayırmak amacıyla birçok mikrodalga filtre tasarımı gerçekleştirildi.

Yapılan çalışmalarda mikroşerit devre elemanlarıyla gerçekleştirilen çok geniş bant (ÇGB) filtre yapılarına örnek olarak, Çoklu-Mod Rezonatör yapıları (ÇMR), kısa devre veya açık devre yan hatlarla gerçekleştirilen filtreler, Elektromanyetik Bant Boşluk yapıları (EBG-Electromagnetic Bant Gap), Bozulmuş Toprak Düzlemli yapılar (DGS- Defected Ground Structure), Basamak Empedans Rezonatör yapıları (SIR-Stepped İmpedance) ve paralel kuplajlı iletim hatlarıyla oluşturulmuş yapılar verilebilir.

Mikroşerit filtre tasarımlarında, tasarım amacının belirlenmesi filtrenin oluşturulması açısından ve uygulanacak adımların tespiti açısından önemli bir basamak noktasını oluşturmaktadır [13]. Günümüzde verimliliğinin yüksek, oldukça küçük ve çok geniş bantlı filtrelerin tasarımı kablosuz iletişimin geliştirilmesi bakımından oldukça fazla avantaj sağlamaktadır. Yüksek seçiciliğe ve araya girme kaybının düşük olduğu filtre tasarımlarına ihtiyaç her geçen gün artmaktadır.

Görüntü ve birçok haberleşme sistemlerinde kanal seçme ve işaret ayrıştırmada temel eleman olarak mikrodalga filtreler kullanılmaktadır. 3.1 – 10.6 GHz frekans aralığında farklı gayelere için kendi içinde düşük frekans (3.1- 5 GHz) ve yüksek frekans (6- 10.1 GHz) bant aralığı olarak ikiye ayrılır [14]. Özellikle tasarlamak istenen ikili bantlı bant geçiren filtre (DB-BPF), çok yakın zamanda gündemde olacak olan 5G teknolojisinin çalışma bant aralığını da kapsamaktadır. 5G teknolojisinin ilk denemeleri 3.3 GHz - 4.2 GHz ve 4.4 GHz - 4.99 GHz bant aralıklarında yapılacak daha sonra 26 GHz e kadar uygulamalar genişletilecektir [15].

Mikrodalga filtrelerin, elektriksel performansları sistem tasarımı içerisinde önemli rol oynar. Düşük araya girme kaybı, yüksek geri dönüş kaybı ve bastırma bölgesinde dik eğim, filtrelerden beklenen en önemli üç özelliktir. Ayrıca bu filtrelerin küçük, maliyetinin düşük ve seri üretime elverişli olmaları tasarım aşamasında göz ardı edilmemesi gereken hususlardır [9].

Mikroşerit devre, özellikle mikroşerit filtre tasarımında klasik yaklaşım, önce istenen özellikler doğrultusunda LC tipi filtrelerin tasarlanmasına, ardından LC – mikroşerit hat dönüşümü kullanılarak mikroşerit filtre tasarımına dayanır. Tasarlanan mikroşerit yapının boyutları istenen frekans davranışına göre optimize edilmelidir. Basit yapılarda bu tasarım yaklaşımı iyi sonuç verse de özellikle çok tabakalı yapılarda daha farklı tasarım yöntemleri gerekmektedir.

Bu proje saplama ile yüklenmiş rezonatör (Stup Loaded Resonator - SLR) ve aşındırılmış toprak zemin yapısı (Defected Ground Structure - DGS) yöntemleri kullanılarak çift bant geçiren mikroşerit filtre tasarımı hedeflenmektedir [16, 17]. Tasarlanan filtrenin teorik analizi, çift tek mod empedans formülleri ile yapılması ve

bu sayede ileride yapılması muhtemel filtre tasarımlarına örnek bir teorik model oluşturmaları beklenen çıktılar arasında yer almaktadır [18, 19].

Bu çalışmada milimetre dalga bölgesinde çift bant geçiren mikroşerit filtre tasarımı amaçlanmaktadır. Bu amaç doğrultusunda kapsamlı bir şekilde literatür taraması yapılarak maksimum verimlilik sağlayan sayısal teknikler kullanılarak modelleme yapılacaktır. Güçlü sayısal tekniklerle modellenen mikroşerit filtreler AWR programı ile üç-boyutlu tasarımları yapılarak tasarlanan mikroşerit filtrelerin PCB üretimi yapıp Vektör Network Analizör ile yansıma ve geçiş parametreleri, verimlilik hesaplamaları yapılacaktır. Deneysel olarak elde edilen sonuçlar simülasyon sonuçları ile karşılaştırılıp değerlendirme de bulunulacaktır. Bu hedeflerle üretilen prototip filtrelerin teknolojik amaçlı seri üretimi ve bilimsel literatüre katkı sağlaması beklenen çıktı ve amaçları arasında yer almaktadır.

2. GENEL BİLGİLER

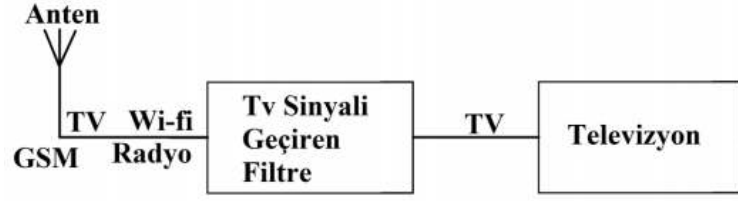
2.1. Mikrodalga Filtreler

Filtreler iki kaplı, geçirme bandı frekans değerlerinde iletimi, söndürme veya durdurma bandı frekans değerlerinde ise sönümlemeyi veya durdurmaya sağlayarak RF (Radio Frequency) veya mikrodalga sisteminin belirli bir noktasındaki frekansın tepkisini kontrol ederken aynı zamanda elektriksel işaretlerin harmonik ve parazitlerden arındırılmasını sağlayan elektronik devre tipidir.

Filtre teorisi uygulamalarının gelişimi İkinci Dünya Savaşı öncelerine dayanmakta ve Mason, Sykes, Darlington, Fano, Lawson ve Richards gibi öncülerle başladı. Görüntü parametresi yöntemi 1930' ların sonlarında geliştirildi ve radyo telefonculukta düşük frekans filtreleri için kullanılıyordu. 1950' lerin başlarında Stanford Araştırma Enstitüsü'nde G. Matthaei, L. Young, E. Jones, S Cohn ve diğerlerinden oluşan bir grup, mikrodalga filtre ve bağlaç geliştirilmesinde oldukça aktif oldular. Bu çalışmalar filtreler ve bağlaçlar üzerine birçok ciltten oluşan ve halen değerini koruyan bir kaynak olan ayrıntılı bir el kitabı [20] ile sonuçlanmıştır. Günümüzde çoğu mikrodalga filtre tasarımı yerleştirme kaybı yöntemine dayanan ileri teknoloji ürünü bilgisayar destekli tasarım (BDT) paketleri yardımıyla yapılmaktadır. Dağıtılmış elemanlarla devre sentezindeki sürekli gelişmelerle düşük sıcaklıktaki süper iletkenler ve diğer yeni malzemelerin kullanımı ve aktif elemanların filtre devrelerine dahil edilmesiyle mikrodalga filtre tasarımı halen güncel bir araştırma alanıdır.

Günümüzde telefon, telgraf, radyo, radar, uydu ve haberleşme sistemleri, işaret işleme uygulamaları gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Filtreler genellikle elektronik devre teknolojisinde, gürültüyü süzmek ve istenmeyen işaretleri bastırmak, belirlenmiş olan frekans değerlerini birbirinden ayırtmak gibi çeşitli amaçlarla kullanılmaktadırlar [21].

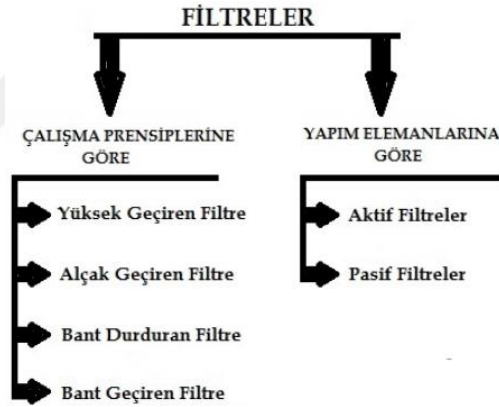
Filtreler, oldukça fazla alanda kullanılabilir ki bunların başında telefon sistemleri, radar sistemleri, telgraf, radyo, uydu ve haberleşme sistemleri Şekil 2.1' de gelmektedir.



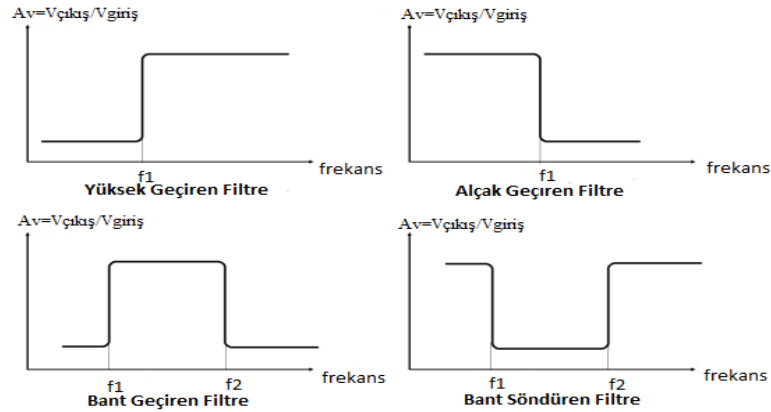
Şekil 2.1. Filtrelerin Genel Kullanımı

Peki, bu sinyalleri neye göre ayırıyoruz? Her sinyalin bir frekansı vardır. Biz filtre devreleri sayesinde istediğimiz frekans değerlerine izin verebilirken istemediğimiz frekans değerlerini de sistemden atabiliyoruz.

Şekil 2.2.' de görüldüğü gibi filtreler çalışma prensipleri ve yapım elemanları olmak üzere 2 ana gruba ayrılmaktadır. Şekil 2.3.' te ise bu filtrelerin genel frekans tepkileri verilmiştir.



Şekil 2.2. Filtre çeşitleri

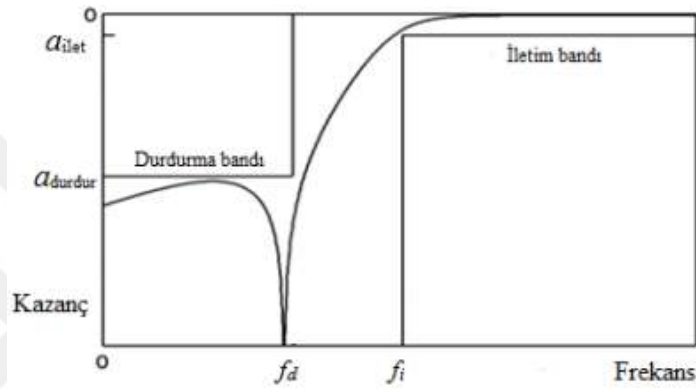


Şekil 2.3. Filtre frekans tepkileri

2.1.1. Yüksek Geçiren Filtreler

Belli bir frekans değerinin üstündekileri geçirip altındakileri azaltan filtre devrelerine yüksek geçirgen filtre (YGF) devreleri denir. Düşük frekanslardaki sinyalin süzülmesi istenilen uygulamalarda ise YGF' ler kullanılmaktadır.

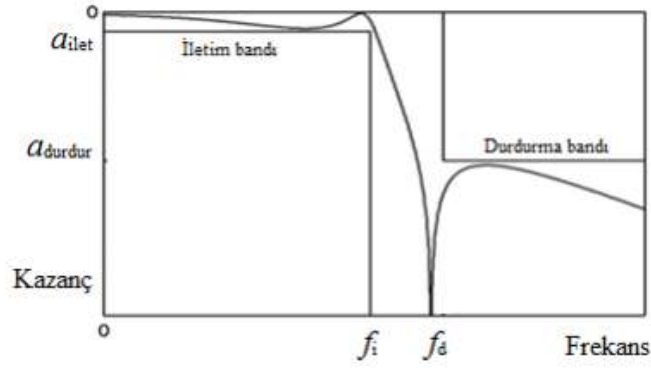
Şekil 2.4.' te gösterildiği gibi bu tip filtrelerin geçiş bandı, iletim ve durdurma bandına yayılmaktadır. a_{ilet} , yani iletim bandı kazancı iken, durdurma bandı kazancı ise a_{durdur} olarak tanımlanmaktadır [22].



Şekil 2.4. YGF Frekans Cevabı

2.1.2. Alçak Geçiren Filtreler

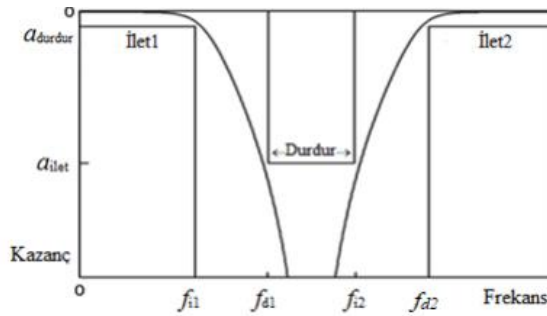
Belirlenen frekansın altındakileri geçirip üstündekileri azaltan filtre devrelerine alçak geçirgen (AGF) filtre devreleri denir. AGF' ler, yüksek frekans öğelerinin süzülmesi gereken durum ve sinyalde kullanışlılıklarını Lacanette, 2010 da yaptığı çalışmalarla desteklemiştir. Bu filtreler, düşük frekanstaki sinyal değerlerini geçirmektedirler fakat kesim frekansından daha yüksek frekanslı sinyalleri söndürmektedirler. Şekil 2.5.' te görüldüğü gibi bu filtrelerin iletim bandı cevabı 0 db ile a_{ilet} arasında değişir. Filtre durdurma bandında, eksi sonsuz ile a_{durdur} arasında değişmektedir [22].



Şekil 2.5. AGF Frekans Cevabı

2.1.3. Bant Durduran Filtreler

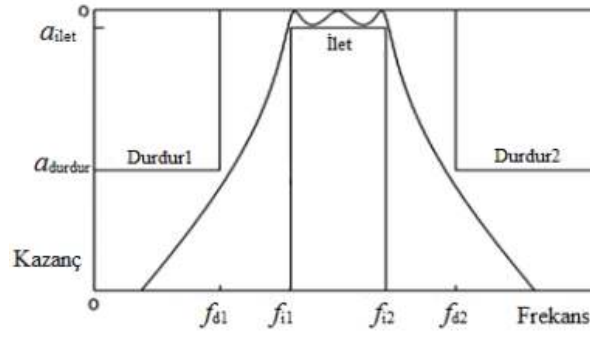
Belli bir frekans aralığındaki sinyalleri zayıflatan filtrelere bant durduran (BDF) veya bant söndüren filtre devresi adı verilir. Bant durduran filtreler ise herhangi bir sinyalde olmaması gereken frekansları süzme amacıyla kullanırlar. Şekil 2.6.' da görüldüğü gibi kazanç olarak a_{durdur} kullanılır [22].



Şekil 2.6. BDF Frekans Cevabı

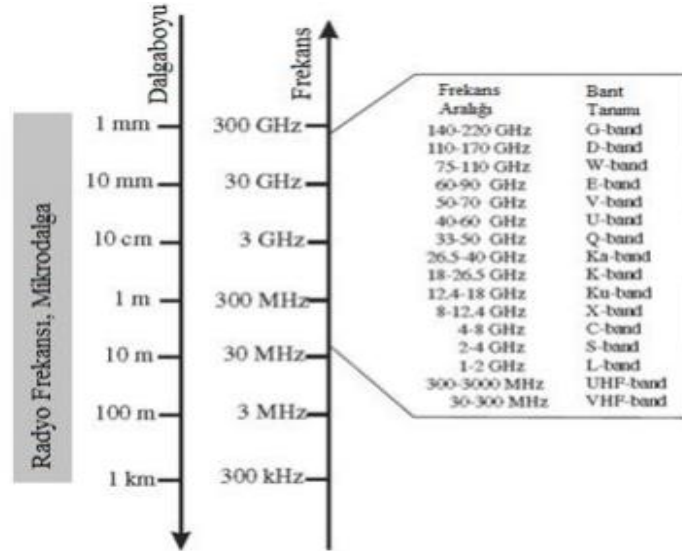
2.1.4. Bant Geçiren Filtreler

Belirli bir frekans aralığındaki sinyalleri geçiren filtrelere bant geçiren filtre (BGF) devresi adı verilir. Genel itibariyle herhangi bir alanda kullanılmakta olan bir elektronik sistemde, kullanılan frekans alanındaki sinyalleri farklı frekanstaki sinyallerden ayırmak için kullanılan filtre tipi bant geçiren filtrelerdir. Şekil 2.7.' de görüldüğü gibi kazanç olarak a_{ilet} kullanılır [22].



Şekil 2.7. BGF Frekans Cevabı

Dalga boyları 1 mm.' den 1 m. kadar olan bunun yanında frekans aralığı ise 300 MHz' den 300 GHz' e kadar olan dalgalar mikrodalga olarak tanımlanmaktadır. Şekil 2.8.' de ise RF mikrodalga spektrumu görülmektedir.



Şekil 2.8. Rf Mikrodalga Spektrumu

1 mm ile 10 mm dalga boylu ve 30 GHz ile 300 GHz frekans aralığı milimetre dalga, bu dalganın üzerindeki değerler ise infrared olarak tanımlanır ve bunların dalga boyları 1 um.- 1 mm. arasındadır [23].

2.2. Filtre Tasarım Yöntemleri

Filtre uygulamaları mikrodalga iletişim, radar veya test ölçüm sistemleriyle birlikte neredeyse her RF sistemlerinde kullanılır. İleri haberleşme teknolojileri olan kablosuz modern haberleşme sistemleri, uzay haberleşme sistemleri ve radar sistemleri mikrodalga filtreler ile oldukça fazla bir kullanım alanına sahiptir.

Bir tasarımcı için, tasarlanmak istendiği herhangi bir filtre devresinde olması gereken belli başlı özellikler vardır. Bunların başında parazit etkilerinin mümkün olduğunca düşük olması, filtrenin çalıştığı frekans değerinin kolay bir şekilde ayarlanabilmesi, mümkün olduğunca az sayıda devre elemanı kullanılması ve çalıştığı aralığın geniş olmasıdır.

Mikrodalga mühendisliğinde geniş band teriminin genel itibariyle anlamı geniş bir frekans bandı içerisinde çalışılması anlamına gelmektedir ve uygulamalarda ilk olarak askeri teknolojiler için geliştirilmeye başlanmıştır. 2002 yılında Amerikan Federal İletişim Komisyonu (FCC), 3.1 GHz ile 10.6 GHz frekansları arasındaki bölgeyi dar band iletişim sistemlerine ek olarak çok geniş band (ÇGB) frekans sahası olarak belirlenmiş ve lisanssız kullanımına izin vermiştir [24].

Artan iletişim ihtiyaçlarını karşılamak için birçok kablosuz iletişim sistemi geliştirilmiştir ve günlük hayatta yaygın olarak kullanılmaktadır. Örneğin GSM (800/900 MHz), HCDMA (2.1/5.2 GHz) ve Wimax (3.5 GHz). İstendik iki ya da daha fazla iletişim bandını tek bir birimde birleştirmek ve istenmeyen frekansları filtrelemek için modern mikrodalga filtre tasarımında çoklu bant tepkili filtreler gittikçe daha çok ilgi çekmektedir. Çoklu bant filtre tasarımı için pek çok farklı metotlar araştırılmış ve açıklanmıştır [25].

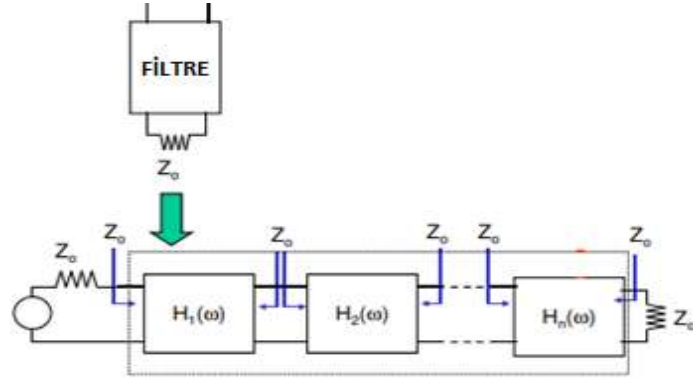
Filtre teorisi ve tasarımına reaktif elemanlarla periyodik olarak yüklenmiş bir iletim hattı veya dalga kılavuzundan oluşan periyodik yapıların frekans özellikleri, yavaş dalga bileşenlerine ve ilerleyen dalga yükselteç tasarımına uygulamaları ve aynı zamanda filtre tasarımının görüntü parametresi yöntemine zemin hazırlayan temel bant geçiren ve bant durduran tepkileri sergilemelerinden dolayı ilgi çekicidir.

Elektronik filtre tasarımlarında iki farklı metot kullanılmaktadır. Bunlar görüntü parametreleri yöntemi ve araya girme kaybı yöntemidir.

2.2.1. Görüntü Parametresi Yöntemi

Görüntü parametresi yöntemi kullanılarak tasarlanan filtreler çoğu zaman birçok tekrar gerektirmektedir ki bunun sebebi istenen kesim frekansları ve

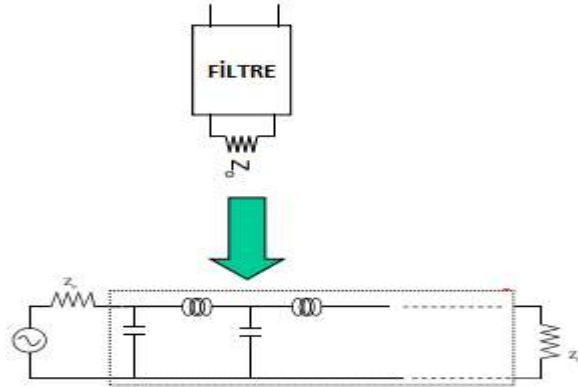
sönümlendirme özelliklerini sağlamak için Şekil 2.9.' da olduğu gibi art arda bağlı daha basit iki kaplı filtre kısımlarından oluşmasıdır [26].



Şekil 2.9. Görüntü Parametresi Yöntemi ile Filtre Tasarımı

2.2.2. Araya Giriş Kaybı Yöntemi

Daha çağdaş bir yöntem olan araya giriş kaybı yöntemi tasarım, empedans ve frekans açısından normalize edilmiş bir alçak geçiren filtre prototipinden yola çıkılarak basitleştirilmiş ve Şekil 2.10.' da görüldüğü gibi prototip tasarımını istenen frekans aralığı ve empedans seviyelerine çevirmek için dönüşümler uygulanmaktadır [26].



Şekil 2.10. Araya Giriş Kaybı Yöntemi Filtre Tasarımı

Görüntü parametresi ve araya giriş kaybı yöntemleri kapasitör ve indüktör içeren devreler kullanımına yol açmaktadır. Mikrodalga uygulamaları için bu tasarımların genellikle dağıtılmış elemanlar içeren iletim hattı kısımlarını kullanmaları gerekmektedir. Tasarımda istenilen filtrenin türüne uygun olacak şekilde mikroşerit filtrelelere geçiş yapmak için kullanılan bazı yöntemler vardır. Kullanılan bu yöntemlerden birisi Richards dönüşümüdür [27]. Richards dönüşümü

ve Kuroda özdeşlikleri bu geçişi sağlamaktadır. Bu modellemede tasarlanan filtrenin kesim frekansında toplu elemanlı filtre devresi üzerinde bulunan indüktör kısa devre, kapasitörler ise açık devre ile modellenir. Bu sayede oluşturulan mikroşerit filtrenin yapısı Kuroda özdeşlikleri kullanılarak gerçek haline getirilebilmektedir.

2.2.3. Çift-tek Mod Analizi

Mikrodalga filtre tasarımlarında oldukça fazla bir biçimde kullanılan iki farklı teorik modelleme bulunmaktadır. Bunlar, filtre elemanlarının kuplaj matrisleri, yani filtrede kullanılan elemanların kuplaj değerlerinin tanımlanması ve filtredeki rezonatörlerin özelliklerinin inceleneceği çift-tek mod analizidir.

2.2.4. Çift-tek Mod Empedans Analizi

Yapılan çalışmalarda çift-tek mod empedans analizleri oldukça fazla ele alınmıştır. Çift-tek mod empedansı formüllerini elde etmede çoğunlukla kullanılacak formüller formül 2.1a ve formül 2.1b verildiği gibidir [23].

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jZ_L \tan \theta} \quad (2.1a)$$

$$Y_{in} = Y_0 \frac{Y_L + jY_0 \tan \theta}{Y_0 + jY_L \tan \theta} \quad (2.1b)$$

Formüllerde verilen Z_L yük empedans değerini, Y_L ise yük admitans değerini vermektedir. İletim hattı elektriksel uzunluğu θ ile gösterilmektedir. Buradan S parametreleri formül 2.2a ve 2.2b deki gibi elde edilir [23].

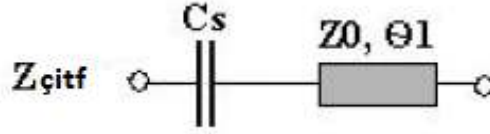
$$S_{11} = \frac{Z_{çift}Z_{tek} - Z_0^2}{\left(\frac{Z_{çift}Z_{tek}}{2} + Z_0\right)^2 - \left(\frac{Z_{çift}Z_{tek}}{2}\right)^2} \quad (2.2a)$$

$$S_{21} = \frac{Z_{çift}Z_{tek}Z_0^2}{\left(\frac{Z_{çift}Z_{tek}}{2} + Z_0\right)^2 - \left(\frac{Z_{çift}Z_{tek}}{2}\right)^2} \quad (2.2b)$$

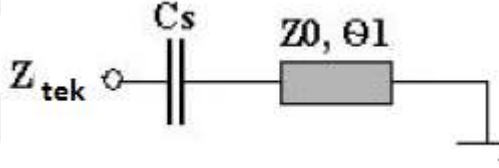


Şekil 2.11. Örnek mikroşerit iletim hattı (düz)

Şekil 2.11.' te görüldüğü gibi düz bir mikroşerit hattın çift-tek mod analizi yapılacak olup çift mod empedansı bulunmak istenirse Şekil 2.12. deki gibi eşdeğer yarı devrenin modeli açık devre olarak sonlandırılmıştır. Tek mod empedansı Şekil 2.13.' deki gibi kısa devre sonlandırılmış olacaktır [19].



Şekil 2.12. Eşdeğer yarı devrenin modeli açık devre olarak sonlandırılmış



Şekil 2.13. Eşdeğer yarı devrenin modeli kapalı olarak sonlandırılmış

Çift-tek mod için gerekli olan empedanslar formül 2.3a ve formül 2.3b deki gibidir.

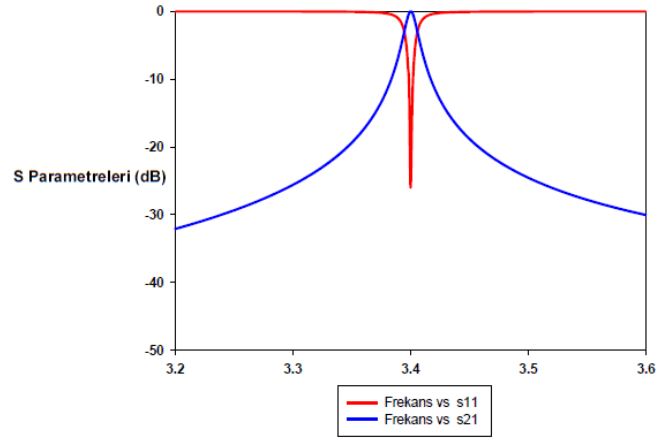
$$Z_{çift} = -jZ_0 \left(\frac{1}{y_s} - \frac{1}{\tan \theta_1} \right) \quad (2.3a)$$

$$Z_{tek} = -jZ_0 \left(\frac{1}{y_s} + \tan \theta_1 \right) \quad (2.3b)$$

Rezonas frekanslarının bulunabilmesi için formül 2.4' ten yararlanılır.

$$\frac{\sqrt{-(Z_{çift} - Z_{tek})^2 Z_0^2}}{\sqrt{(Z_{çift} Z_{tek} + Z_0^2)^2 - (Z_{çift} + Z_{tek})^2 Z_0^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.4)$$

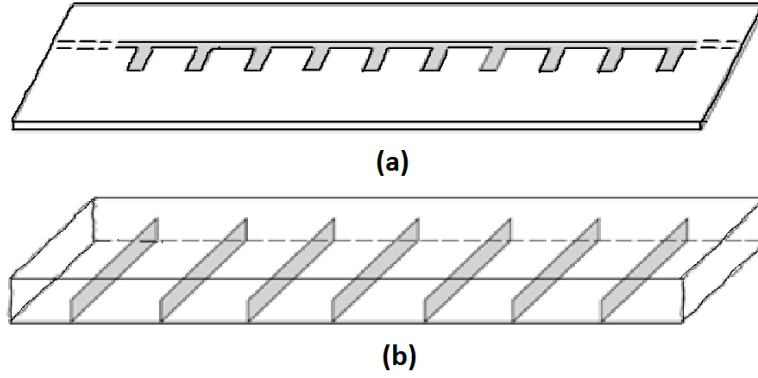
Şekil 2.14.' te düz bir iletim hattının çift-tek mod analiz sonucu görülmektedir [19].



Şekil 2.14. Düz bir iletim hattının çift-tekk mod analiz sonucu

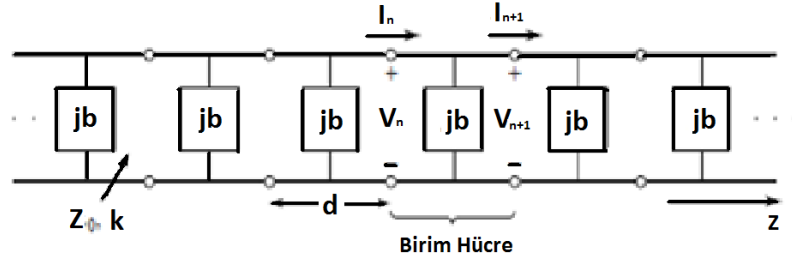
2.3. Periyodik Yapılar

Reaktif elemanlarla periyodik olarak yüklenmiş sonsuz bir iletim hattı veya dalga kılavuzu periyodik yapılara bir örnektir. Şekil 2.15.’ te gösterildiği gibi periyodik yapılar, kullanılan iletim hattı ortamına bağlı olarak çeşitli şekiller alabilirler.



Şekil 2.15. Periyodik yapı örnekleri. (a) Mikroşerit hat üzerindeki periyodik saplamalar. (b) Dalga kılavuzundaki periyodik diyagramlar

Yük elemanları çoğu zaman hattın kendisinde süreksizlik halinde oluşturulur. Ancak Şekil 2.16.’ da gösterildiği gibi her durumda iletim hattı üzerinde paralel veya seri toplu reaktanslar olarak modellenir.



Şekil 2.16. Periyodik yüklü iletim hattının eşdeğer devresi. Yüksüz hat Z_0 öz empedansına ve k yayılım sabitine sahiptir

2.3.1. Sonsuz Periyodik Yapıların İncelenmesi

Şekil 2.16.'da gösterilen sonsuz yüklü hattın her bir birim hücresi uzunluğu d olan ve orta noktasında paralel suseptans bulunan bir iletim hattından oluşur. b suseptansı, Z_0 öz empedansı ile normalize edilmiştir. Sonsuz hattın özdeş iki kapılı devrelerin art arda bağlı halinden oluştuğunu düşünürsek, n 'yinci birim hücrenin herhangi bir tarafındaki akımla gerilimi ABCD matrisini kullanarak ilişkilendirebiliriz.

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

buradan;

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1}e^{yd} \\ I_{n+1}e^{yd} \end{bmatrix} \text{ veya}$$

$$\begin{bmatrix} A - e^{yd} & B \\ C & D - e^{yd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.6)$$

elde edilir.

Kapalı bir çözüm için matrisin determinantı sıfır olmalıdır.

$$AD + e^{2yd} - (A+D)e^{yd} - BC = 0 \quad (2.7)$$

veya $AD - BC = 1$ olduğundan,

$$\cos hyd = \frac{A+D}{2} = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \quad (2.8)$$

olmalıdır. Formül 2.7' den;

$$e^{yd} = \frac{(A+D) \pm \sqrt{(A+D)^2 - 4}}{2}$$

olarak çözülebilir. Böylece Bloch empedansının iki çözümü

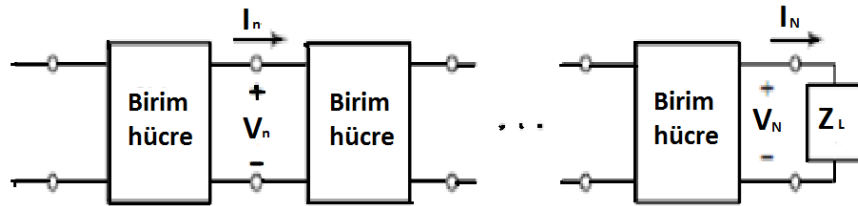
$$Z_B^{\pm} = \frac{-2BZ_0}{A-D \pm \sqrt{(A+D)^2 - 4}} \quad (2.9)$$

ile verilir. Simetrik birim hücreler için her zaman $A = D$ elde edeceğiz. Bu durumda formül 2.9' daki;

$$Z_B^{\pm} = \frac{\pm BZ_0}{\sqrt{A^2 - 1}}$$

eşitliğine indirgenir. $\pm$ çözümleri sırasıyla pozitif ve negatif yönde ilerleyen dalgaları temsil eder. Simetrik devreler için bu empedanslar işaretleri dışında aynıdır.

2.3.2. Sonlandırılmış Periyodik Yapılar



Şekil 2.17. Z_L normalize yük empedansı ile sonlandırılmış periyodik bir yapı

Şekil 2.17.' te gösterildiği gibi Z_L yük empedansı ile yüklü kesilmiş periyodik yapıyı ele alacak olursak herhangi bir birim hücrenin terminallerinde gelen ve yansıyan gerilimler akımlar

$$V_n = V_0^+ e^{-j\beta nd} + V_0^- e^{-j\beta nd} \quad (2.10a)$$

$$I_n = I_0^+ e^{-j\beta nd} + I_0^- e^{-j\beta nd} \quad (2.11b)$$

k- β diyagramı dağıtıcı ortamda değişken dalga hızlarını anlamada faydalıdır. Faz hızı

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = c \frac{k}{\beta} \quad (2.15)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = c \frac{k}{\beta}$$

ile verilir ve görüldüğü gibi (ışık hızı) c ile k- β diyagramında orijinden çalışma noktasına olan doğrunun eğiminin çarpımına eşittir. Grup hızı

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} = c \frac{dk}{d\beta} \quad (2.16)$$

k- β eğrisinin çalışma noktasındaki eğimidir. Böylece Şekil 2.18.' den yayılan bir dalga kılavuzu modu için faz hızının kesimde sonsuz olduğunu ve k arttıkça c' ye (yukarıdan) yaklaştığını görürüz. Grup hızının ise kesimde sıfır olduğunu ve k arttıkça c' ye (aşağıdan) yaklaştığını görürüz.

2.4. Araya Giriş Kaybı Yöntemiyle Filtre Tasarımı

Mükemmel bir filtrede olması gereken en önemli özellikler, geçirme bandında sıfır araya giriş kaybına, durdurma bandında sonsuz zayıflamaya ve ayrıca yine geçirme bandında (sinyal bozulmasını önlemek için) doğrusal bir faz tepkisine sahip olmalıdır. Böyle filtreler pratikte olmadığından bir çeşit denge mekanizması yani ödünleşim yapılması gerekecektir ki tasarım sanatı burada ortaya çıkacaktır.

Araya giriş kaybı yöntemi, sistematik bir şekilde istenen tepkiyi oluşturmak için geçirme bandı ve durdurma bandının genlik ve faz özellikleri üzerinde yüksek bir denetim derecesine olanak sağlar. Oysaki görüntü parametreleri yönteminde tasarımı iyileştirmenin metodik bir yolu yoktur. Buna ek olarak araya giriş kaybı yöntemi daha yüksek mertebeden filtrelerle, filtre başarımının her durumda basit bir şekilde iyileştirilmesine imkan verir. Örnek olarak, eğer en düşük araya giriş kaybı tasarım için en önemliyse Chebyshev tepkisi en keskin kesim gereksinimini karşılayacaktır.

Güç Kaybı Oranıyla Tanımlama

Araya giriş kaybı yönteminde filtre tepkisi araya giriş kaybı veya güç kaybı oranı P_{LR} ile tanımlanır.

$$\begin{aligned} P_{LR} &= \frac{\text{Kaynağın kullanılabilir gücü}}{\text{Yüke iletilen güç}} \\ &= \frac{P_{gelen}}{P_{yük}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(w)|^2} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Bu fonksiyon ω^2 cinsinden yazılırsa

$$|\Gamma(w)|^2 = \frac{M(\omega^2)}{M(\omega^2) + N(\omega^2)} \quad (2.18)$$

yazabiliriz. Burada M ve N ω^2 'nin polinomlarıdır ve formül 2.17' de yerine koyacak olursak

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \quad (2.19)$$

elde ederiz. Bir filtrenin fiziksel olarak gerçekleştirilebilmesi için güç kaybı oranının formül 2.18' deki gibi olması gerekir. Bazı pratik filtre tepkileri;

En Düz: Bu özellik aynı zamanda binom veya Butterworth tepkisi olarak da adlandırılır ve verilen filtre karmaşıklığı veya mertebesi için olası en düz geçirme bandı tepkisini vermesi açısından en iyisidir. Alçak geçiren bir filtre için araya giriş kaybı

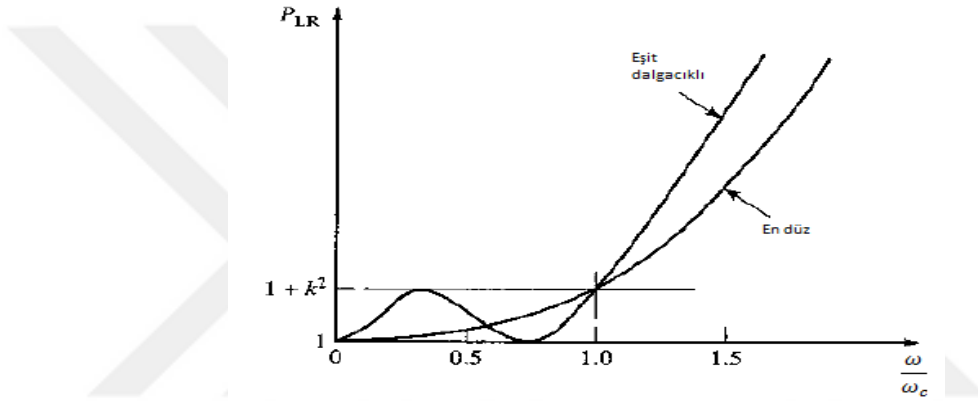
$$P_{LR} = 1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \quad (2.20)$$

İle belirlenir. Burada N filtrenin mertebesi ve ω_c ise kesim frekansıdır. Geçirme bandı $\omega = 0$ ' dan bant sınırında güç kaybı oranının $1+k^2$ olduğu ve $\omega = \omega_c$ ' ye kadar uzanır. Bunu -3 dB noktası olarak seçersek, bundan sonra kabul edeceğimiz gibi $k = 1$ olur. $\omega > \omega_c$ için Şekil 2.19' da gösterildiği gibi zayıflama, frekansla monotonik olarak artar.

Eşit dalgacıklı: N' yinci mertebeden bir alçak geçiren filtrenin araya giriş kaybını belirlemek için Chebyshev polinomu

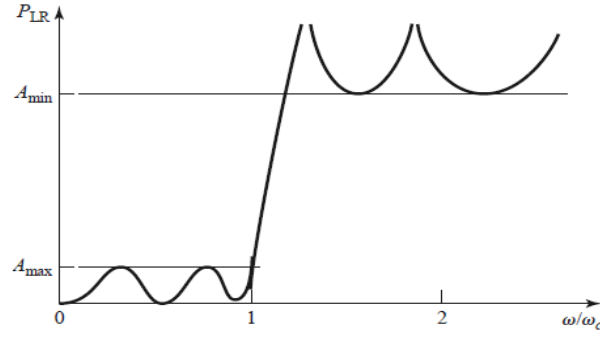
$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \quad (2.21)$$

gibi kullanılırsa $T_N(\mathcal{X})$ fonksiyonu $|\mathcal{X}| \leq 1$ için ± 1 aralığında salındığından geçirme bandı tepkisi Şekil 2.19.'daki gibi $1 + k^2$ genlik dalgacıklarına sahip olsa da daha keskin bir kesim elde edilir [1].



Şekil 2.19. En düz ve eşit dalgacıklı alçak geçiren filtre tepkileri ($N=3$)

Eliptik fonksiyon: En düz ve eşit dalgacıklı tepkilerin ikisi de durdurma bandında monotonik olarak artan zayıflamaya sahiptir. Daha iyi bir kesim hızı elde etmek için minimum durdurma bandı zayıflaması belirlemek gerekir. Bu tip filtreler eliptik fonksiyon filtreler [28] olarak adlandırılır ve Şekil 2.20.'de gösterildiği gibi durdurma bandında olduğu gibi gecikme bandında da eşit dalgacıklı tepkiye sahiptir. Gecikme bandındaki maksimum A_{max} zayıflaması, durdurma bandındaki minimum A_{min} zayıflaması gibi belirtilebilir [1].



Şekil 2.20. Eliptik fonksiyon alçak geçiren filtre tepkisi

Doğrusal faz: Bazı uygulamalarda sinyal bozunumunu engellemek için geçirme bandında doğrusal faz tepkisi elde etmek önemlidir. Keskin bir kesim tepkisi genellikle iyi bir faz tepkisiyle bağdaşmadığından bir filtrenin faz tepkisinin iyi sentezlenmesi gerekir. Doğrusal faz karakteristiği

$$\phi(\omega) = A\omega \left[1 + p \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \right] \quad (2.22)$$

faz tepkisiyle elde edilir. Burada $\phi(\omega)$, filtrenin gerilim aktarım fonksiyonunun fazıdır ve p ise bir sabittir. Bir başka ilgili nicelik grup gecikmesi ise

$$\tau_d = \frac{d\phi}{d\omega} = A \left[1 + p(2N + 1) \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \right] \quad (2.23)$$

Olarak tanımlanır ki bu da doğrusal faz filtresi için grup gecikmesinin en düz bir fonksiyon olduğunu gösterir.

Empedans ve frekans cinsinden normalize edilmiş alçak geçiren filtre prototiplerinin tasarımlarını inceleyecek olursak herhangi bir frekans, empedans ve tip (alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren, bant durduran) için filtre tasarımını basitleştirmektedir. Alçak geçiren prototipler istenen frekans ve empedansa ölçeklendirilir ve toplu eleman bileşenleri mikrodalga frekanslarında gerçekleştirme için dağıtılmış devre elemanlarıyla değiştirilir. Bu tasarım Şekil 2.21.' de gösterilmiştir.



Şekil 2.21. Araya giriş kaybıyla filtre tasarımı süreci

2.4.1. En Düz Alçak Geçiren Filtre Prototipi

Şekil 2.22.' de gösterilen iki elemanlı alçak geçiren filtre prototipini ele alacak olursak en düz bir tepki için normalize eleman değerleri L ve C' 'yi çıkaracağız. 1Ω ' luk kaynak empedansı ve $\omega_c = 1 \text{ rad/s}$ ' lik bir kesim frekansı olduğunu kabul edelim. $N = 2$ için istenen güç kaybı oranı

$$P_{LR} = 1 + \omega^4 \quad (2.24)$$

filtrenin giriş empedansı

$$Z_{in} = j\omega L + \frac{R(1-j\omega RC)}{1+\omega^2 R^2 C^2} \quad (2.25)$$

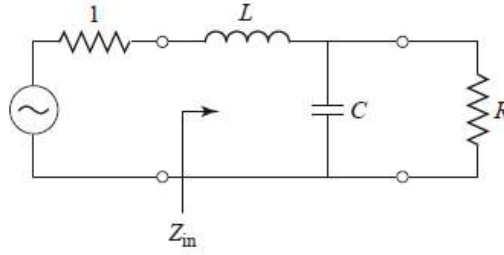
olarak bulunur.

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - 1}{Z_{in} + 1}$$

Olduğundan güç kaybı

$$\begin{aligned}
 P_{LR} &= \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} = \frac{1}{1 - \left[\frac{(Z_{in} - 1)}{(Z_{in} + 1)} \right] \left[\frac{(Z_{in}^* - 1)}{(Z_{in}^* + 1)} \right]} \\
 &= \frac{|Z_{in} + 1|^2}{2(Z_{in} + Z_{in}^*)}
 \end{aligned}$$

olarak yazılabilir.



Şekil 2.22. Alçak geçiren filtre prototipi, N=2

Denklem

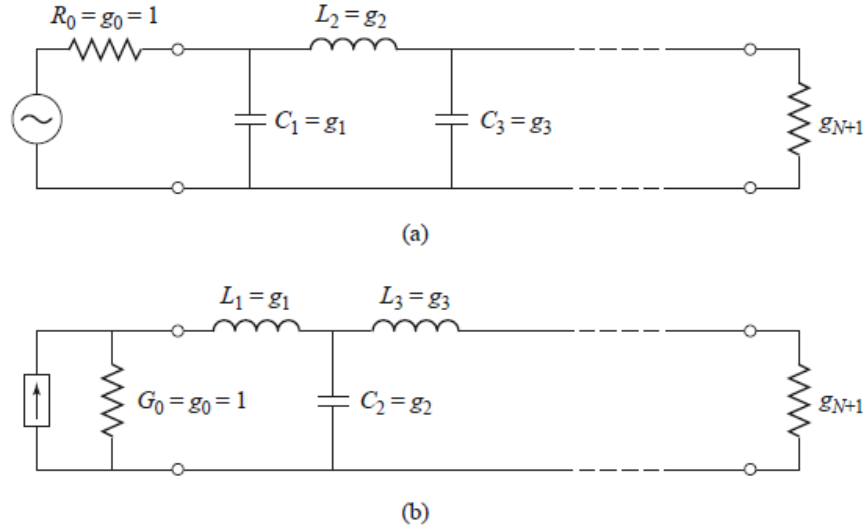
$$P_{LR} = 1 + \frac{1}{4R} [(1 - R)^2 + (R^2 C^2 + L^2 - 2LCR^2)\omega^2 + L^2 C^2 R^2 \omega^4] \quad (2.26)$$

haline gelir. Bu ifadenin ω^2 'nin bir polinomudur. Bunun, formül 2.26' daki istenen tepkiyle karşılaştırılması, $\omega = 0$ için $P_{LR} = 1$ olduğundan $R = 1$ olduğunu gösterir. Ek olarak ω^2 'nin katsayısının sıfır olması gerektiğinden

$$L = C = \sqrt{2}$$

olmalıdır.

İlkesel olarak, bu yöntem herhangi bir N eleman sayılı filtrenin eleman değerlerini bulmak için genişletilebilir olsa da büyük N değerleri için bu pratik değildir. Ama kaynak empedansının 1Ω ve kesim frekansının $\omega_c = 1 \text{ rad/s}$ olduğu normalize bir alçak geçiren filtre tasarımı için, Şekil 2.22.'deki merdiven tipi devrelerin eleman değerleri tablolaştırılabilir [20]. Tablo 6.1. en düz alçak geçiren filtre prototipleri için $N = 1$ 'den 10'a kadar bu eleman değerlerini vermektedir. (Verilen değerlerin $N = 2$ için yukarıdaki analitik çözümle aynı olduğuna dikkat ediniz.) Bu veriler Şekil 2.23.'deki her iki merdiven devresi için de kullanılabilir.



Şekil 2.23. Alçak geçiren filtre prototipleri için merdiven devreleri ve eleman tanımları a- Paralel elemanla başlayan prototip b- seri elemanla başlayan prototip

Tablo 2.1. En Düz Alçak Geçiren Filtre Prototipleri için Eleman Değerleri ($g_0=1, \omega_c=1, N=1, \dots, 10$)

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.0000	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

Eleman değerleri N reaktif elemanlı filtre için kaynak empedansında g_0 ' dan yük empedansında g_{N+1} ' e kadar numaralandırılır. Elemanlar seri ve paralel bağlantılar arasında değişir ve g_k şu tanıma sahiptir.

$$\begin{aligned}
 g_0 &= \begin{cases} \text{kaynak direnci (Şekil 2.23a'nın devresi)} \\ \text{kaynak iletkenliği (Şekil 2.23b'nin devresi)} \end{cases} \\
 g_k \quad (k = 1 \text{ to } N) &= \begin{cases} \text{seri indüktörler için endüktans} \\ \text{paralel kapasitörler için kapasitans} \end{cases} \\
 g_{N+1} &= \begin{cases} g_N \text{ paralel bir kapasitörse yük direnci} \\ g_N \text{ seri bir indüktörse yük iletkenliği} \end{cases}
 \end{aligned}$$

Böylelikle Şekil 2.23.' deki devreler birbirinin çift eşi kabul edilebilir ve her ikisi de aynı filtre tepkisini verir.

2.4.2. Eşit Dalgacıklı Alçak Geçiren Filtre Prototipi

Kesim frekansı $\omega_c = 1$ rad/s olan eşit dalgacıklı alçak geçiren bir filtre için güç kaybı oranı;

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2(\omega) \quad (2.27)$$

Bulunur. Burada $1 + k^2$ gecikme bandındaki dalgalanma seviyesidir. Chebyshev polinomları

$$T_N(0) = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$$

Özelliğine sahip olduğu için formül 2.27 denklemi, filtrenin $\omega = 0$ ' da tek N değeri için birim güç kaybı oranına, çift N değerleri için ise $1 + k^2$ güç kaybı oranına sahip olduğunu gösterir.

Tablo 2.2. Eşit-Dalgacıklı Alçak Geçiren Filtre Prototipleri için eleman değerleri ($g_0=1, \omega_c=1, N=1, \dots, 10, 0.5$ dB ve 3.0 dB dalgalanma)

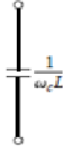
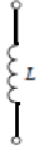
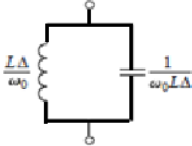
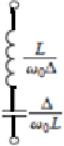
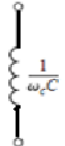
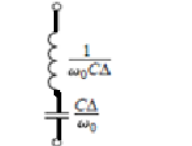
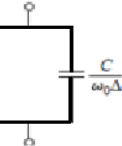
0,5 db dalgalanma											
N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	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	1.9041		
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

0,3 db dalgalanma											
N	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

Normalize kaynak empedansı ve kesim frekansına sahip ($\omega'_c = 1 \text{ rad/s}$) eşit dalgacıklı alçak geçiren filtreleri tasarlamak için tablolar bulunur [20] ve bunlar Şekil 2.23.' teki her iki merdiven devresine de uygulanabilir. Tablo 2.2, $N = 1, \dots, 10$ için 0.5 veya 0.3 dB dalgalanmaya sahip normalize alçak geçiren filtre prototiplerinin eleman değerlerini listelemektedir.

2.4.3. Filtre Dönüşümleri

Tablo 2.3. Prototip Filtre Dönüşümlerinin ($\Delta = (\omega_2 - \omega_1) / \omega_0$)

Yüksek geçiren	Alçak geçiren	Bant durduran	Bant geçiren
			
			

Alçak geçiren filtre prototipinin paralel kapasitörleri ise seri LC devrelerine

$$L'_K = \frac{1}{\omega_0 \Delta C_k}, \quad (2.28a)$$

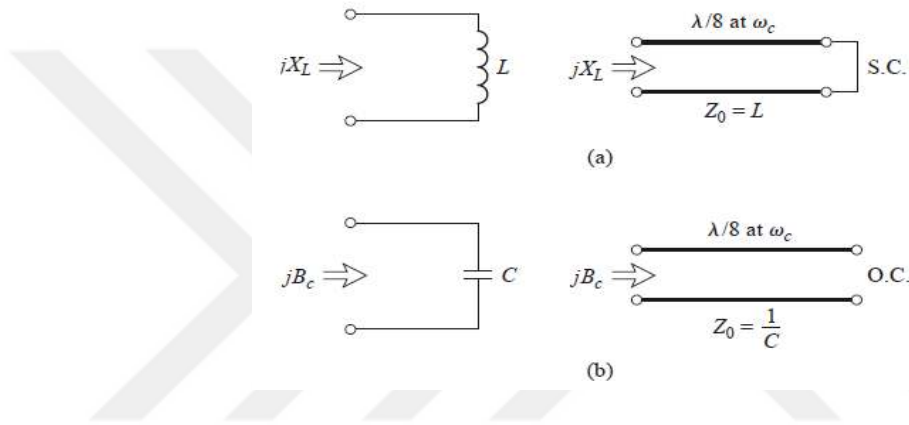
$$C'_K = \frac{\Delta C_k}{\omega_0} \quad (2.28b)$$

Eleman değerleriyle çevrilir.

Alçak geçiren prototipinden yüksek geçiren, bant geçiren veya bant durduran filtreye eleman dönüşümleri Tablo 2.3.' te özetlenmiştir.

2.4.4. Richards Dönüşümü

Richards Dönüşümü ilkesel olarak, Şekil 2.24.' te gösterildiği gibi toplu elemanlı bir filtrenin indüktör ve kapasitörlerinin, sırasıyla açık devre ve kısa devre iletim hatlarıyla değiştirilmesine izin verir.



Şekil 2.24. Richards dönüşümü (a) İndüktör için kısa devre saplamaya. (b) Kapasitör için açık devre saplamaya

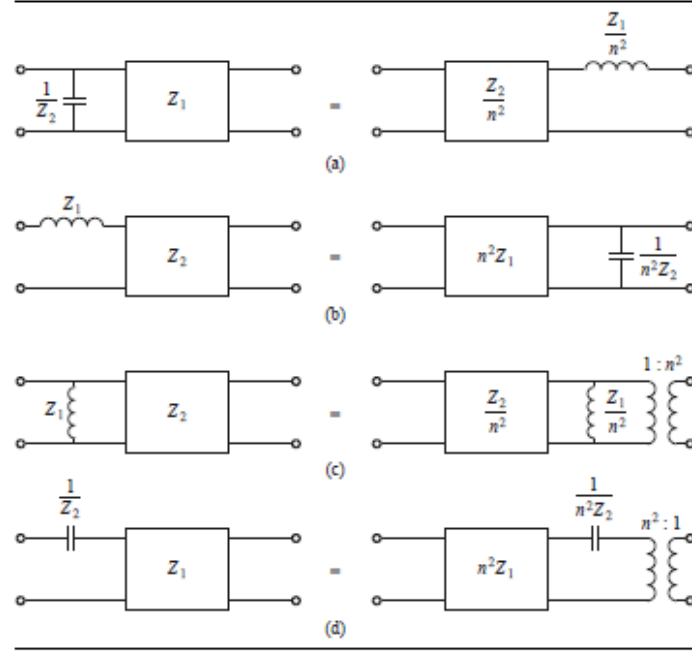
2.4.5. Kuroda Özdeşlikleri

Dört Kuroda özdeşliği, iletim hattı kısımlarını kullanarak daha pratik bir mikrodalga filtre elde etmek için aşağıdaki işlemlerden herhangi birini gerçekleştirir.

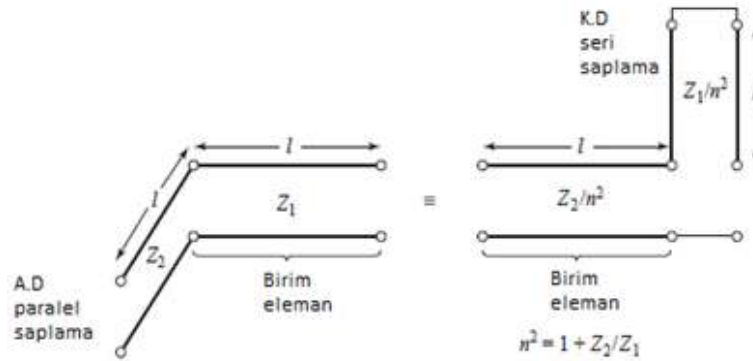
- İletim hattı saplamalarını fiziksel olarak ayırmak.
- Seri saplamaları paralel saplamalara dönüştürmek veya tersi.
- Pratik olmayan öz empedansları daha gerçekçi değerlerle değiştirmek.

Dört Kuroda özdeşliği Tablo 2.4.' te gösterilmiştir, burada her kutu belirtilen öz empedans ve uzunlukta bir birim elemanı veya iletim hattını temsil etmektedir.

Tablo 2.4. Dört Kuroda Özdeşliği ($n^2=1+Z_2/Z_1$)



Tablo 2.4.' deki özdeşlik (a)' nın iki devresi Şekil 2.24.' te gösterildiği gibi tekrar çizilebilir ve Şekil 2.25 ' deki devre oluşur.



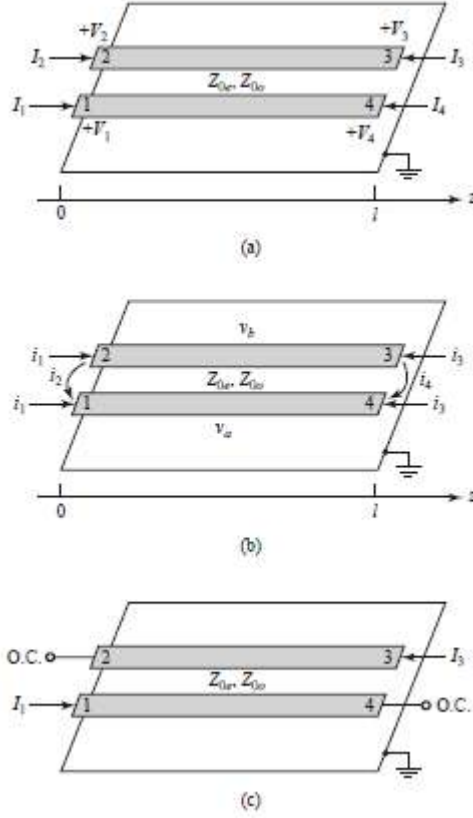
Şekil 2.25. Tablo 2.4.' deki (a) Kuroda özdeşliğini gösteren eşdeğer devreler

2.5. Bağlaşık Hatlı Filtreler

Çok kısımlı bant geçiren veya bant durduran bağlaşık hatlı filtrelerin mikroşerit veya şerit hat biçiminde üretimi % 20' den daha az bant genişlikleri için daha kolaydır. Daha geniş bantlı filtreler genellikle üretimi zor olan çok daha yüksek bağlaşımli hatlara gereksinim duyar.

2.5.1. Bağlaşık Hat Kısımının Filtre Özellikleri

Şekil 2.26a' da paralel bağlaşımli hat kısmı kapı gerilim ve akım tanımlarıyla gösterilmiştir.



Şekil 2.26. Bağlaşık hatlı filtre kısmına ait tanımlar. (a) Kapı gerilim ve akım tanımlarıyla paralel bağlaşık hatlı kısım. (b) Tek ve çift mod akım kaynaklarıyla paralel bağlaşık hatlı kısım. (c) Bant geçiren bir tepkiye sahip iki kapılı bağlaşık hatlı kısım.

Bu dört kapılı devre için açık devre empedans matrisini, Şekil 2-26b' de gösterilen tek ve çift mod uyarımların üst üste bindirilmesini göz önünde bulunduracak olursak i_2 ve i_4 akım kaynakları hattı tek modda sürerken i_1 ve i_3 akım kaynakları hattı çift modda sürmektedir. Üst üste bindirme ile, l_i toplam kapı akımlarının çift ve tek mod akımlar cinsinden

$$I_1 = i_1 + i_2 \quad (2.29a)$$

$$I_2 = i_1 - i_2 \quad (2.29b)$$

$$I_3 = i_3 - i_4 \quad (2.29c)$$

$$I_4 = i_3 + i_4 \quad (2.29d)$$

İle ifade edilir.

Hat i_1 akım kaynağı ile sürülüp, diğer kapılar açık devre ise, kapı 1 veya 2' de görülen empedans

$$Z_{in}^e = -jZ_{0e} \cot \beta l \quad (2.30)$$

olur. İletkenlerdeki gerilim

$$\begin{aligned} v_a^1(z) = v_b^1(z) &= V_e^+ [e^{-jb(z-l)} + e^{jb(z-l)}] \\ &= 2V_e^+ \cos \beta (l - z) \end{aligned} \quad (2.31)$$

Böylelikle kapı 1 veya 2' deki gerilim

$$v_a^1(0) = v_b^1(0) = 2V_e^+ \cos \beta l = i_1 Z_{in}^e$$

Bulunur ve empedans cinsinden

$$v_a^1(z) = v_b^1(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos \beta (l-z)}{\sin \beta l} i_1 \quad (2.32)$$

Benzer şekilde, hattı çift modda süren i_3 akım kaynaklarından meydana gelen gerilimler

$$v_a^3(z) = v_b^3(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos \beta z}{\sin \beta l} i_3 \quad (2.33)$$

Bulunur. Her iki iletkendeki gerilim ise

$$v_a^2(z) = -v_b^2(z) = V_0^+ [e^{-jb(z-l)} + e^{jb(z-l)}] = 2V_0^+ \cos\beta(l-z) \quad (8.93)$$

böylece kapı 1 veya 2'deki gerilim

$$v_a^2(0) = -v_b^2(0) = 2V_0^+ \cos\beta l = i_2 Z_{in}^0$$

elde edilir. i_2 cinsinden

$$v_a^2(z) = -v_b^2(z) = -jZ_{00} \frac{\cos\beta(l-z)}{\sin\beta l} i_2 \quad (2.34)$$

aynı şekilde i_4 akım kaynaklarından meydana gelen gerilimler ile birlikte kapı 1' deki toplam gerilim

$$\begin{aligned} V_1 &= v_a^1(0) + v_a^2(0) + v_a^3(0) + v_a^4(0) \\ &= -j(Z_{0e}i_1 + Z_{0o}i_2)\cot\theta - j(Z_{0e}i_3 + Z_{0o}i_4)\csc\theta \end{aligned} \quad (2.35)$$

$\theta = lc$ ve formül 2.35' te i_j ler için I akımları cinsinde yazılıp formül 2.35' de kullanırsak, bu sonuç bağlaşıklık hatlı kısım tanımlayan açık devre empedans matrisi $[Z]$ ' in en üst satırını oluşturur. Simetriden, ilk satır bilindiğinde diğer tüm matris elemanları bulunabilir. Böylelikle matris elemanları

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = \frac{-j}{2} (Z_{0e} + Z_{0o}) \cot\theta \quad (2.36a)$$

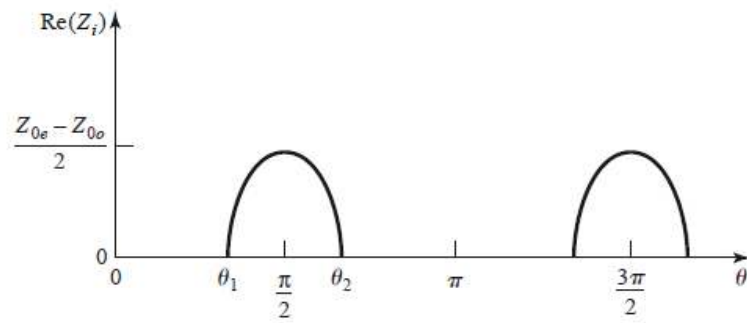
$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = \frac{-j}{2} (Z_{0e} + Z_{0o}) \cot\theta \quad (2.36b)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = \frac{-j}{2} (Z_{0e} + Z_{0o}) \cot\theta \quad (2.36c)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = \frac{-j}{2} (Z_{0e} + Z_{0o}) \cot\theta \quad (2.36d)$$

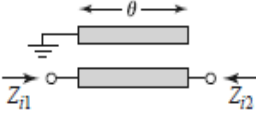
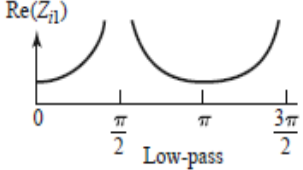
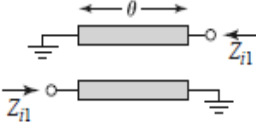
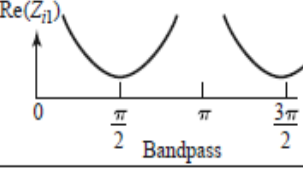
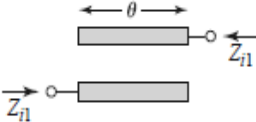
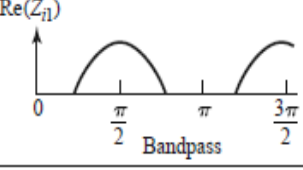
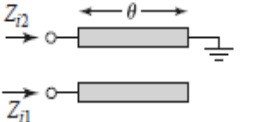
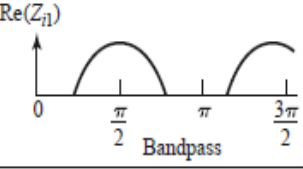
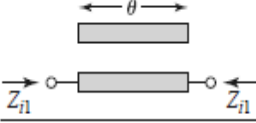
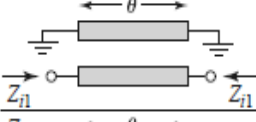
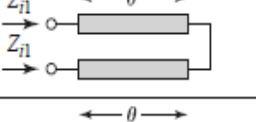
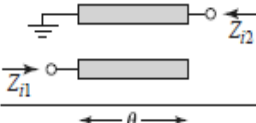
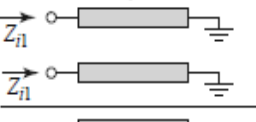
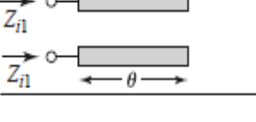
yazılabilir.

Bağlaşık hatlı bir kısımdan, dört kapıdan ikisi açık veya kısa devre ile sonlandırılarak veya iki uç birbirine bağlanarak iki kapılı bir devre oluşturulabilir. Tablo 2.5.' de gösterildiği gibi 10 olası durum vardır. Tabloda belirtildiği gibi, değişik devreler alçak geçiren, bant geçiren, tüm geçiren ve tüm durduran tepkileri içeren farklı frekans tiplerine sahiptir. Bant geçiren filtreler için mikroşerit halinde açık devrelerin üretiminin kısa devrelerden daha kolay olması nedeniyle en çok Şekil 2.27.' deki durum kullanımı uygundur [1].



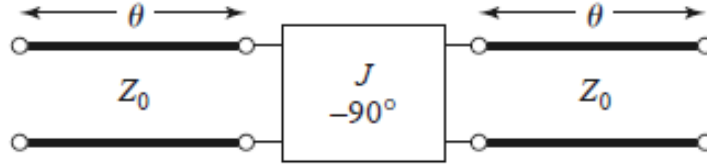
Şekil 2.27. Şekil 2.26. c' deki bant geçiren devrenin görüntü empedansının gerçel kısmı

Tablo 2.5. On Kanonik Hatlı Devre

Devre	Görüntü empedansı	Tepki
	$Z_{i1} = \frac{2Z_{0e}Z_{0o} \cos \theta}{\sqrt{(Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta - (Z_{0e} - Z_{0o})^2}}$ $Z_{i2} = \frac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$	 Low-pass
	$Z_{i1} = \frac{2Z_{0e}Z_{0o} \sin \theta}{\sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}}$	 Bandpass
	$Z_{i1} = \frac{\sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}}{2 \sin \theta}$	 Bandpass
	$Z_{i1} = \frac{\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} \sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}}{(Z_{0e} + Z_{0o}) \sin \theta}$ $Z_{i2} = \frac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$	 Bandpass
	$Z_{i1} = \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{2}$	Tüm geçiren
	$Z_{i1} = \frac{2Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}$	Tüm geçiren
	$Z_{i1} = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}$	Tüm geçiren
	$Z_{i1} = -j \frac{2Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \cot \theta$ $Z_{i2} = \frac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$	Tüm durduran
	$Z_{i1} = j \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} \tan \theta$	Tüm durduran
	$Z_{i1} = -j \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} \cot \theta$	Tüm durduran

2.5.2. Bağışık Hatlı Bant Geçiren Filtrelerin Tasarımı

Dar bantlı bant geçiren filtreler Şekil 2.26c' de gösterilen biçimde art arda bağlı bağışık hatlı kısımlarla yapılır. Bu tip filtrelerin tasarım denklemlerini elde etmek için Şekil 2.28.' de gösterilen devre modelini kullanacağız.



Şekil 2.28. Şekil 2.26c' deki bağışık hatlı kısmın eşdeğer devresi.

Eşdeğer devrenin ABCD parametreleri Tablo 2.6.' den iletim hatları için olan ABCD matrisleri kullanılarak;

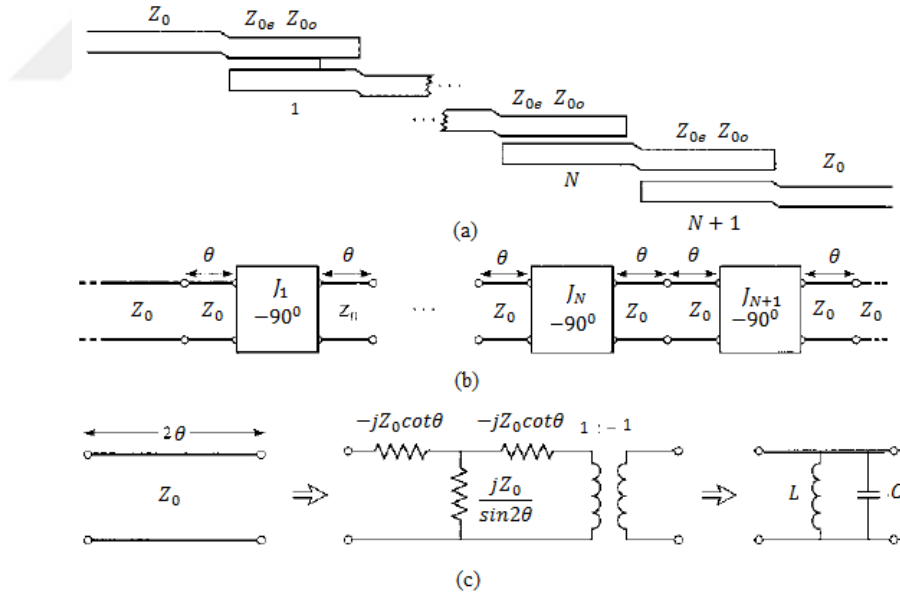
Tablo 2.6. Bazı Faydalı İki Kapılı devrelerin ABCD Parametreleri

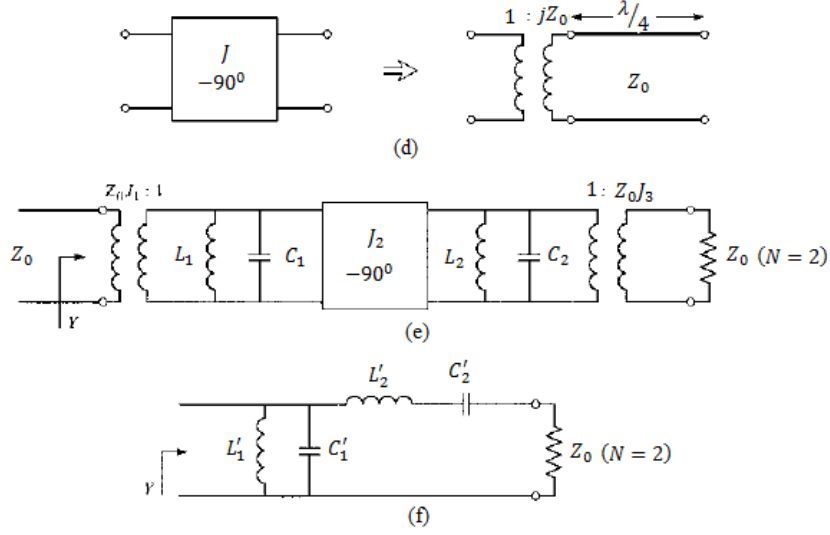
Devre	ABCD Parametre	
	$A = 1$ $C = 0$	$B = Z$ $D = 1$
	$A = 1$ $C = Y$	$B = 0$ $D = 1$
	$A = \cos \beta l$ $C = jY_0 \sin \beta l$	$B = jZ_0 \sin \beta l$ $D = \cos \beta l$
	$A = N$ $C = 0$	$B = 0$ $D = \frac{1}{N}$
	$A = 1 + \frac{Y_2}{Y_3}$ $C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3}$	$B = \frac{1}{Y_3}$ $D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$
	$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$ $C = \frac{1}{Z_3}$	$B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$ $D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos\theta & jZ_0 \sin\theta \\ \frac{j \sin\theta}{Z_0} & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -j/J \\ -jJ & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & jZ_0 \sin\theta \\ \frac{j \sin\theta}{Z_0} & \cos\theta \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \left(JZ_0 + \frac{1}{JZ_0}\right) \sin\theta \cos\theta & j \left(JZ_0^2 \sin^2\theta - \frac{\cos^2\theta}{J}\right) \\ j \left(\frac{1}{JZ_0^2} \sin^2\theta - J \cos^2\theta\right) & \left(JZ_0 + \frac{1}{JZ_0}\right) \sin\theta \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2.37)
\end{aligned}$$

hesaplanabilir.

Şekil 2.29a' da gösterildiği gibi art arda bağlı $N + 1$ bağlaşık hatlı kısımdan oluşan bir bant geçiren filtre düşünecek olursak, kısımlar soldan sağa doğru yük sağda olmak üzere numaralandırılmış olacak filtre, tepki etkilenmeden ters çevrilebilir. Her bir bağlaşık hat kısmı Şekil 2.28.' de gösterilen biçimde eşdeğer devreye sahip olacağından art arda bağlanacak kısımların eşdeğer devresi Şekil 2.29b' de gösterildiği gibidir.





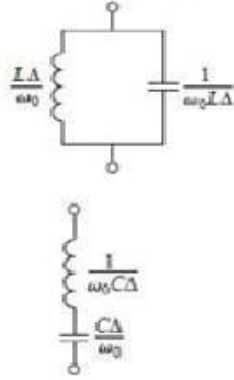
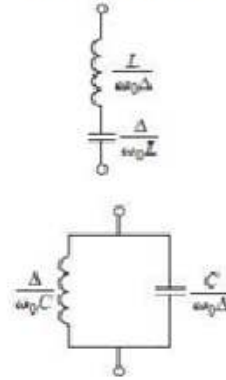
Şekil 2.29. Bağlaşık hatlı bant geçiren filtrenin tasarım denklemlerini çıkarmak için eşdeğer devrenin geliştirilmesi

(a) $(N + 1)$ kısımlı bağlaşık hatlı bant geçiren filtrenin serimi. (b) Şekil 2.29.'ün eşdeğer devresinin her bir bağlaşık hatlı kısım için kullanımı. (c) 2θ uzunluğundaki iletim hatları için eşdeğer devre. (d) Admitans eviricilerin eşdeğer devresi. (e) $N = 2$ durumu için (c) ve (d)'nin sonuçlarının kullanılması. (f) $N = 2$ olan bir bant geçiren filtrenin toplu elemanlı devresi.

2.5.3. İkili Band Geçiren Filtreler

Günümüz modern mobil, uydu ve kablosuz haberleşmede ve mikrodalga sistemlerde ikili band geçiren (dual-bandpass) filtrelerin kullanımı önemli ölçüde artmıştır. Herhangi bir alıcı-verici devresinde alıcı ve verici arasındaki frekans boşluğu çok az olduğundan dolayı ikili band geçiren filtre kullanımı tercih edilmektedir. Teknolojinin ilerlemesi ile tek bir alıcı verici devreleri birden fazla frekans bandında çalışır hale gelmiş ve bu da multi-bandpass filtre tasarımlarının geliştirilmesini sağlamıştır.

İkili band geçiren bir filtrenin tasarlanabilmesi için öncelikle bir band geçiş filtresi (bandpass) ve bir bant durdurucu filtre (bandstop) tasarlanmalıdır. Bu filtreler Şekil 2.30.'da verilen prototip filtrelerden elde edilir.

Bant durduran**Bant Geçiren**

Şekil 2.30. Alçak geçiren prototip filtreden band geçiren yada durduran filtreye dönüşümleri.

Yapılan tasarımlarda iki-üç-dört ve beş bantlı filtreler tasarlanmış fakat bant sayılarındaki artış düşük frekanslardaki harmoniklerin oluşturdukları sorunlardan dolayı bu yapılar için seçiciliği ve performansı oldukça yüksek olan iki modlu ve ikili bant geçiren filtrelerin kullanımı önemli bir yere sahiptir.

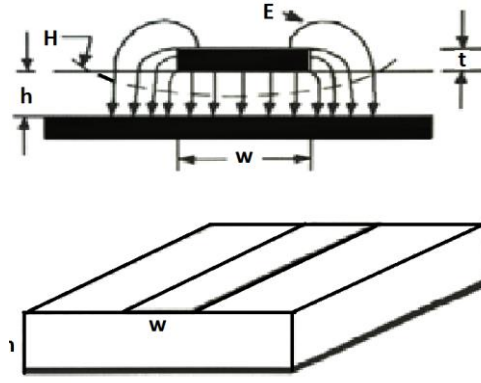
İkili bant geçiş filtresi bant geçiş filtresi ve bant durdurucu filtre yardımı ile farklı yöntemler kullanılarak tasarlanabilir. İkili bant geçiren filtrenin elde edilebileceği üç yöntem vardır ki bunlar [29]:

- 1- Bant geçiş bant durdurucu filtrelerin kademeli bağlantısı
- 2- Bant geçiş bant durdurucu filtrelerin paralel bağlantısı
- 3- Bant geçiş bant durdurucu filtrelerin seri bağlantısı

İkili bant geçiren filtreyi tasarlamak için bant geçiş ve bant geçiş filtrelerin seri bağlantısını seçtikten sonra farklı sıralı filtreler tasarlanır.

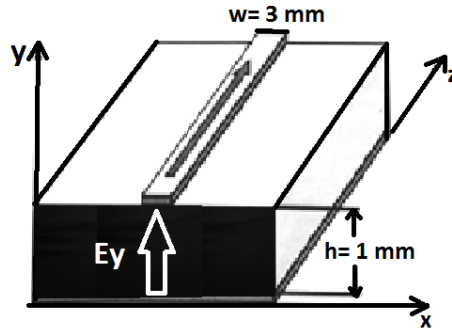
2.6. Mikroşerit İletim Hatları Ve Süreksizlikler

Basit bir mikroşerit hattın yapısı Şekil 2.31.' de görüldüğü gibi metal toprak taban ile genişliği " ω " ve kalınlığı " t " olan metal şerit arasındaki dielektrik katsayısı ϵ_r ve yüksekliği h olan ara tabakadan oluşmaktadır.



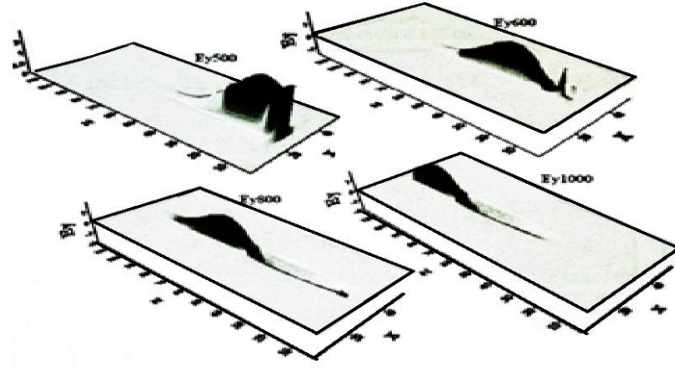
Şekil 2.31. Mikroşerit Hat Geometrisi

Dielektrik malzemenin taban yüzeyi tamamen iletken tabaka ile kaplıdır. Şekil 2.32.' de kesiti xy, iletim doğrultusu yz düzlemlerinde olan basit bir mikroşerit hat gösterilmiştir.



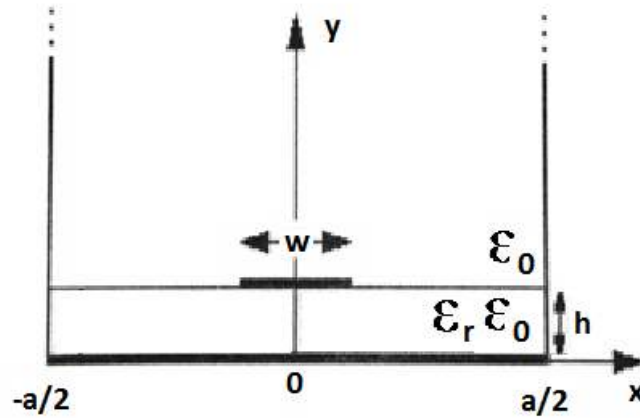
Şekil 2.32. xy, iletim doğrultusu yz düzlemlerinde olan basit bir mikroşerit

Mikroşerit yapının yan duvarlarını y doğrultusu boyunca mükemmel iletken duvarı ile kaplı olduğu kabul edilmektedir ve mikroşerit hattın birim uzunluğunun kapasite değeri, empedans değeri ve dielektrik katsayı değeri hesaplanmaktadır.



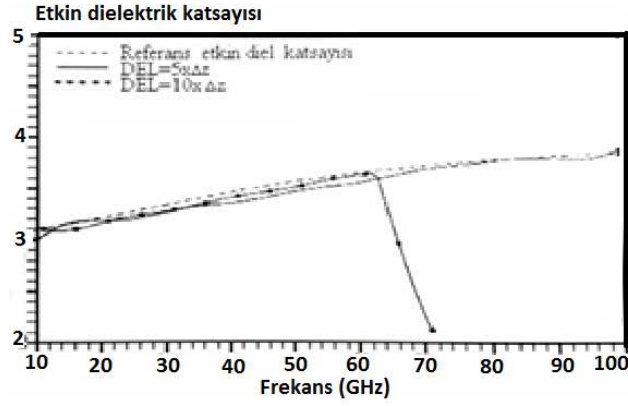
Şekil 2.33. Düz mikroşerit hat üzerinde değişik zamanlarda elektrik alanının xy-bileşeninin dağılımı

Günümüzde dielektrik değerinin tespit edilmesinde grafiklerin ve formüllerin yanında sayısal yöntemler de kullanılmaktadır. Şekil 2.33.' te ise hat üzerindeki elektrik alan dağılımları gösterilmiştir. Şekil 2.34.' te FDTD ile elde edilmiş olan dielektrik katsayısının frekans değişimi gösterilmektedir.



Şekil 2.34. İletken duvarlı mikroşerit hat geometrisi

Şekil 2.35.' de görüldüğü gibi sorun ortaya çıkmaktadır ki bu sorun iki gözlem noktası arasındaki uzaklığın artmasından dolayıdır. Bu aralık on hücreye ulaştığında FDTD simülasyonu ancak 60 GHz 'e kadar doğru sonuç verebilmektedir. Bunun olmasının başlıca sebebi seçilen mesafenin fazla olması sebebiyle gerilimlerin taşıdığı faz bilgisi yüksek frekanslı bileşenleri içermemesindendir. Belirli bir frekans değeri üzerinde faz bilgi değerinin kaybolacaktır.



Şekil 2.35. Mikroşerit hattın etkin dielektrik katsayısının frekansla değişimi ($\epsilon_r=4$) [2]

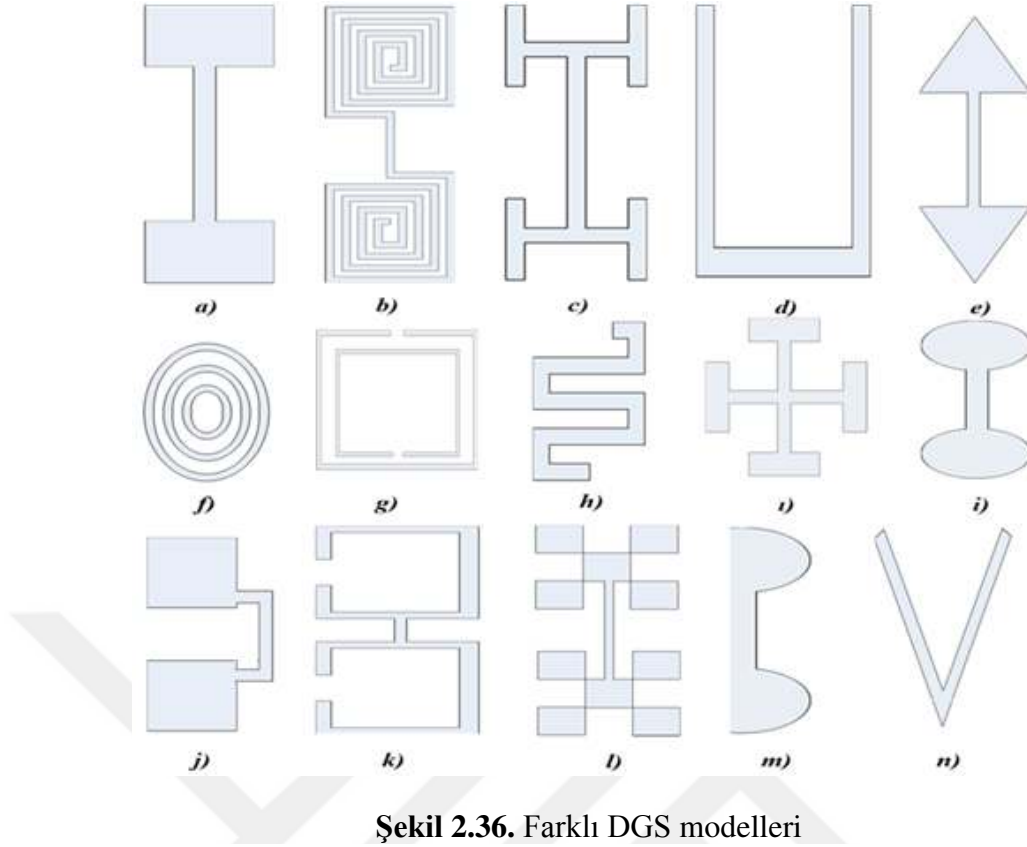
Bu durumda FDTD simülasyonlarında etkin dielektrik katsayısının hesabında

- Alçak frekanslarda gözlem noktalarını birbirinden uzakta
- Yüksek frekanslarda gözlem noktalarını birbirine yakın seçmek gerekir [30]

2.6.1. Taban İletkeni Kusurlu Yapılar

Son yıllarda yapılan çalışmalarda taban iletkeni kusurlu yapılar (Defected Ground Structures DGS) başta mikroşerit filtre tasarımları olmak üzere çeşitli uygulamalarda oldukça fazla yer almaktadır. Elektronikte (DGS) son zamanlarda fotonik yapılar (Photonic Band Gap PBG) ile yapılan uygulamalarla oluşmuştur. Elektromanyetikte kullanılmakta olan (Photonic Band Gap PBG)' ler elektromanyetik bant durduran yapılar (Electromagnetic Band Gap Structures EBG) olarak adlandırılmaktadırlar. EBG' ler manyetik dalgaların yayılmasının mümkün olmadığı frekans aralıklarında durdurma bandı ile isimlendirilirler. Mikroşerit hatlarda taban iletkenlerinde kusur oluşturulması yapı üzerindeki akımın dağılımını değiştirir ve böylece mikroşeridin frekans özelliği de değişmektedir.

Mikroşerit filtre tasarım devrelerinde her türlü geometrik şekillerin, kullanılmakta olan taban iletken malzemesinin oyulması ile elde edilen yapı türleridir. Esas itibarıyla oluşan bu yapılar bazı frekans değerlerine dalga yayılımını engelleyebilmektedir. DGS' nin tek bir hücre olarak tasarımları olduğu gibi bu hücrelerin çeşitli şekillerde bağlanması ile oluşturulmuş yapıları da bulunmaktadır. Şekil 2.36. 'da çeşitli DGS modelleri görülmektedir [31].



Şekil 2.36. Farklı DGS modelleri

a) Kare biçimli halter DGS b) Sarmal biçimli halter DGS c) H- biçimli halter DGS d) U- biçimli DGS e) Ok biçimli halter DGS f) Eşmerkezli halka biçimli DGS g) Ayrık halka rezonatörü DGS h) menderes tipi DGS ı) Çapraz biçimli DGS i) dairesel biçimli halter DGS j) U yarıklar ile bağlı kare biçimli DGS k) Açık döngülü halter DGS l) Kesirsel kare DGS m) halter biçimli yarım çember DGS n) V- biçimli halter

2.6.2. Dielektrik Taban Malzemesi Seçimi

Mikroşerit tasarımlarının ilk adımı tasarıma uygun taban malzemesi seçimi olmalıdır. Mikroşerit iletim hatlarında kullanılan taban maddesi düşük kayıplı olmalıdır. Dielektrik sabitinin büyük bir değere sahip olması daha kısa yayılım dalga boyuna sebep olur. Taban maddesinin mekanik kuvveti ve ısı iletimi iyi olmalıdır. Mikroşerit yapılar da taban malzemeleri, kullanılan devre elemanlarının düzgün bir biçimde kurulmasını sağlayarak mekaniki açıdan devre elemanlarına desteklemek ve transmisyon hattının bir elemanı olarak görev yaparak dielektrik geçirgenliği ve kalınlığı itibariyle devre veya antenin elektriksel özelliklerini belirlemektir [32].

Tasarımlarda kullanılabilecek taban malzemeleri bakır, alüminyum veya altınla kaplı olabilmektedir. Plaka kalınlığı ise 1/3", 1/6", 1/8" olabilir. Üretim tekniğindeki gelişmeler doğrultusunda 10, 25, 50, 75 ve 100 mil kalınlığında plaka temin etmek te mümkün olabilmektedir.

Mikroşerit tasarımlarında rezonans frekanslarının, rezonans dirençlerinin ve başka bazı parametrelerin tespit edilebilmesi için kullanılan taban malzemesindeki dalga yayılım sabitinin bilinmesi gerekmektedir. Tasarımlarda verimi etki eden en önemli gösterge taban malzemesinin dielektrik sabiti ve üretici toleransıdır.

Piyasada tasarımlarda kullanılabilecek, dielektrik sabitleri değerleri 1.17 den 25' e kadar değişmekte olan oldukça fazla çeşit taban malzemesi kullanılmaktadır. Kayıp tanjant değerleri ise 0.0001 ile 0.004 arasında değişmektedir [33].

Tablo 2.7.' de ϵ_r değerleri 2.1 ile 25 arasında değişen X- bandı için kıyaslama değerleri [34] verilen malzemeler verilmiştir. Burada politetrafloretillen (PTFE) taban malzemeleri, örülmüş üç boyutlu cam fiber veya rasgele dağılımlı cam fiber ile takviye edilmiştir.

Tablo 2.7 Mikrodalga taban malzemeleri.

MALZEME	ϵ_r (X - BANDI)	TAN δ (X - BANDI)	BOYUTSAL KARARLILIK	KULLANIM SICAKLIK ARALIĞI ($^{\circ}\text{C}$)
TAKVİYE EDİLMEMİŞ PTFE	2.10	0.0004	Zayıf	-27 /+260
CAM ÖRGÜ TAKVİYELİ PTFE	2.17 2.33 2.45 2.55	0.0009 0.0015 0.0018 0.0022	Mükemmel Çok İyi	-27 /+260
RASTGELE DAĞILIMLI FİBER TAKVİYELİ PTFE	2.17 2.35	0.0009 0.0015	Oldukça İyi	-27 /+260

QUARTZ TAKVİYELİ PTFE	2.47	0.0006	Mükemmel	-27 /+260
ÖRÜLMÜŞ QUARTZ TAKVİYELİ ÇAPRAZ BAĞLI PS	2.65	0.0005	İyi	-27 /+260
SERAMİK TOZ TAKVİYELİ ÇAPRAZ BAĞLI PS	3 ten 15' e	0.00005 den 0.0015' e	Oldukça İyi	-27 /+110
CAM TAKVİYELİ ÇAPRAZ BAĞLI PS	2.62	0.001	İyi	-27 /+110
RADYASYONA MARUZ BIRAKILMIŞ POLİOLEFİN	2.32	0.0005	Zayıf	-27 /+110
CAM TAKVİYELİ RADYASYONA MARUZ BIRAKILMIŞ POLİOLEFİN	2.42	0.001	Oldukça İyi	-27 /+100
POLİFENİLEN OKSİD	2.55	0.00016	Zayıf	-27 /-193
SERAMİK TOZ TAKVİYELİ SİLİKON REÇİNE	3 den 25' e	0.0005	Orta	-27 /+268
SAFİR	9	0.0001	Mükemmel	-27 /+371
ALÜMİNA SERAMİĞİ	9.7 den 10.3' e	0.0004	Mükemmel	1600' E (Kaplanmamış)
CAM KAPLI MİKA	7.5	0.002	Mükemmel	-27 /+593
HEXCELL LAMİNA	1.17 den 1.40' a (1.4 GHZ de)	-	Mükemmel	-27 /+260

Dielektrik sabitinin yüksek olması istenen malzemeler olarak ϵ_r değerleri 9.7 ile 10.3 arasında değişen alümina, seramik taban malzemesi kullanımı tercih

edilmektedir. Günümüzde taban en yaygın malzemesi olarak PTFE kullanılmaktadır. Ağırlık olarak dikkat edilmesi gereken uygulamalarda kompozit malzemeler kullanılmaktadır. Fiziksel boyutlarının yüksek olduğu uzay mekiği gibi uygulamalarda kompozit malzemeler kullanılmaktadır. 0.25” lik bir tabakanın dielektrik sabiti 1.17 den 1.40 a kadar değişmektedir. Bu değişim dielektrik tabakanın kalınlığına bağlıdır.

Mikrodalga yapısı tasarlandıktan sonra istendik değerleri elde etmek amacıyla dışarıdan eleman ilave edilmelidir ve bu kolay değildir. Bunun için uygulamalarda, buna en uygun taban malzemesi olan PTFE maddeler kullanılmaktadır. Sıklıkla kullanılan taban maddelerinden PTFE’ ler, 2,1 dielektrik sabiti değerine ve 1MHz’de 0,00002, mikrodalga frekanslarında 0,0005 tanjant kaybına sahip taban malzemeleridir. Fiberglas örülü hasır ile veya cam mikro parçacıklar ile doldurularak mekanik güç arttırılmış olur. Böyle bir işlem sayesinde dielektrik sabitinin değerin 2,2 – 3 aralığına çekilmiş olur. Fiberglas madde kullanımı dielektrik sabitinin farklı özellikli bir yapıya sahip olmasını sağlar. Üretim sırasında fiberglas madde ile beraber paralel sıralanır. Bu durumda dielektrik sabiti değeri madde boyunca normal maddeye göre %5–10 arasında artış gösterir. Dolgu maddesi olarak seramik toz kullanılacak olursa dielektrik sabiti değeri çok daha büyük olur.

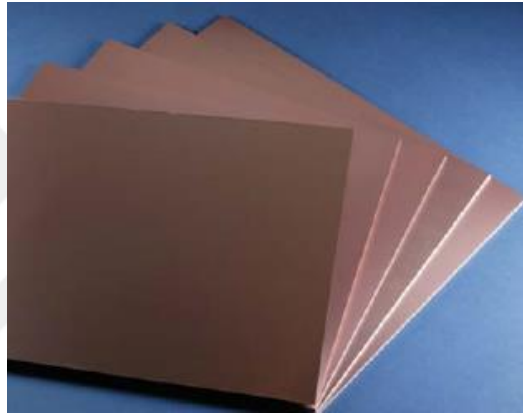
Mikrodalga devreleri için alumina, quartz, PTFE gibi malzemeler kullanılır. Fakat bunlar pahalı oldukları için genellikle tercih edilmezler. Yüksek frekanslarda entegre devrelerle birleştirilme kolaylığı sağlamak amacıyla FR-4 malzeme kullanılır [35]. PTFE malzemeler uygulamalarda kullanımı açısından oldukça fazla avantajı vardır ki bunlar, kolay üretilebilir olmaları, elektriksel olarak kayıplarının düşük olması, bakır ile güzel yapışabilmeleri ve levhaların geniş bir biçimde bulunabilir olmalarıdır. Böyle bir durumda PTFE malzemelerin taban malzemesi olarak gelecekte en temel malzeme olacağı düşünülmektedir. PTFE malzemelerinin içinde kullanıldığı ve istenilen özelliklerin optimize edildiği yeni çeşitli malzemelerin kullanılması yaygınlaşmaktadır [36].

2.6.3. FR4 PCB Malzemeleri

Printed Circuit Board (PCB) Şekil 2.37.’ deki gibi elektronik komponentlerin üzerlerine monte edildiği plakalardır Bu plakalar yardımı ile elektronik devre

elemanları bir arada tutulup bu elemanlar arasındaki elektriksel bağlantı yapılmış olmaktadır. PCB kartların kendisi yalıtkandır ve esnek değildirler. Kart üzerinde bulunan ince bağlantı çizgileri iletken folyonun kendisidir. Bu yollar sayesinde malzemeler arasında iletken bağlantısı sağlanmış olur.

FR4 malzemeler birçok koşulda rahat çalışabildiği için en çok tercih edilen malzeme türüdür. FR4 ısıya karşı oldukça dayanıklıdır ve kendi kendine sönme özelliği vardır. Cam elyaf ve epoksi reçinesi kullanılarak imal edilirler. Özellikle mekanik sarsıntılara dayanıklı olması ve nemli ortamlarda da özelliğini kaybetmemesi yine avantajları arasındadır.



Şekil 2.37. PCB (FR4) devre malzemesi

Tablo 2.8. ve 2.9.'de malzemenin tipik özellikleri verilmiştir.

Tablo 2.8. FR4 Teknik Özellikleri

PARAMETRE	DEĞER
Su geçirgenliği	0.125”<0.1%
Maksimum sıcaklık	140 C ⁰
Dielektrik dayanıklılık	20 kV/mm
Dielektrik sabiti	4.7 max., 4.35 (500 MHz’ de), 4.34 (1 GHz’ de)

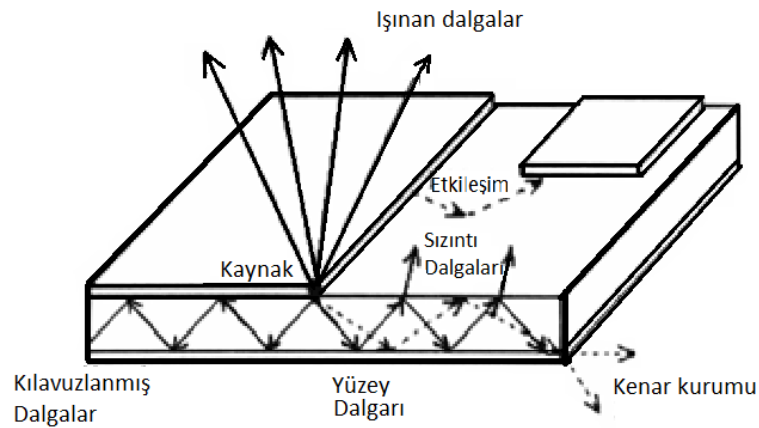
Tablo 2.9. FR4 Tipik Özellikleri

ÖZELLİKLER	TEST METODU
Malzeme	FR4
Katman sayısı	1-16
Bitmiş PCB kalınlığı	0.2 mm- 3.8mm.
Bakır kalınlığı	18 um- 210 um.
Min lehim maske sınırı	0.0635 mm.
Lehim maske kalınlığı	0.018 mm.

2.6.4. Mikroşeritlerde oluşan dalga tipleri

Şekil 2.38.' de görüldüğü gibi mikroşerit yapılarında üst iletkenin kenar kısımlarında kaynak olduğunu düşünecek olursak, buradaki kaynaktan her yöne elektromanyetik dalga yayılımı yapılır. Bu dalgalar 4'e ayrılır [37] ve şunlardır.

- Kılavuzlanmış dalgalar
- Işınan dalgalar
- Sızıntı dalgaları
- Yüzey dalgaları



Şekil 2.38. Nokta kaynaktan yayılan dört dalga tipi

2.6.5. Kılavuzlanmış dalgalar

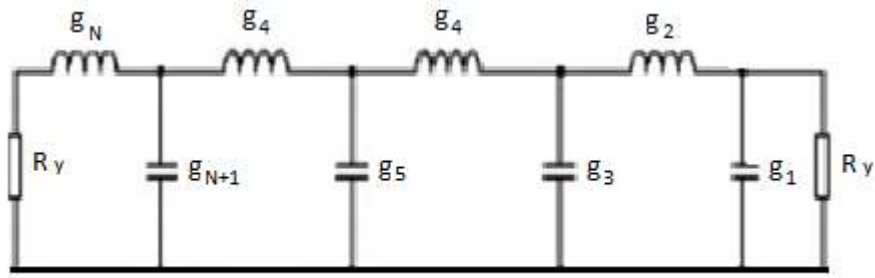
Toprak düzlemi ile tabaka arasındaki dalgadır. Bu dalga tipi anten uygulamalarında istenmeyen bir dalga tipidir ki çünkü elektromanyetik enerjiyi anten yamasının altında tutar. Oysaki iletim hattı ve devrelerde oluşması istenen dalga tipidir. Kılavuzlanmış dalga tipinin baskın olabilmesi için dalga boyuna kıyasla ara tabaka kalınlığının yeteri derecede ince ve dielektrik katsayısının yüksek olması seçilmelidir.

2.6.6. Süreksizler

Mikrodalga devre tasarımlarında değişik tiplerde süreksizliklere ihtiyaç vardır. Süreksizliklerin devrelere yerleştirilmelerinin nedeni ulaştırılması istenilen elektriksel fonksiyonların elde edilebilmesidir. İletim hatları süreksizliğinin bir eşdeğer devre modeli bulunmaktadır. Buradaki eşdeğer devre bazen seri ve paralel devre elemanlarından, bazen T veya Π eşdeğer devre elemanlarında oluşmaktadır ki bu hattın süreksizlik şekline bağlı olarak değişmektedir. Eşdeğer devre modelinde bir süreksizliğin analizi klasik devre analizi yöntemleri ile kolaylıkla yapılabilmektedir [18]. Mikroşerit süreksizliklerinden bazıları basamak, açık-sonlu, köşe, boşluk ve eklem tipleridir.

2.6.7. Basamak yapı

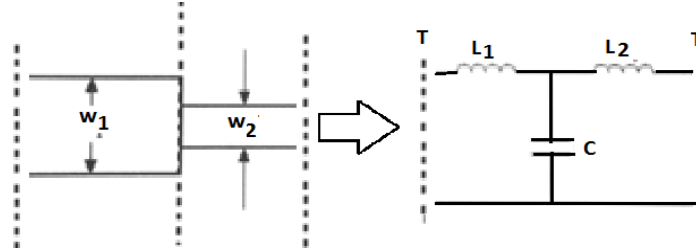
Birbirine paralel kondansatör ve seri bobinlerden oluşur. Şekil 2.39.' da merdiven tipi alçak geçiren filtre prototipi verilmiştir [39].



Şekil 2.39. Basamak Tipi Alçak Geçiren Filtre

2.6.7.1. Kalın- ince geçişi ($w_1 > w_2$)

Simetrik basamaklar için kondansatör ve endüktörlerden oluşan eşdeğer devre şekil 2.40.' da verilmiştir. Elemanların değerleri hesaplanan eşdeğer devre modelinin çıkartıldığı bu model rahatlıkla analiz edilebilir.

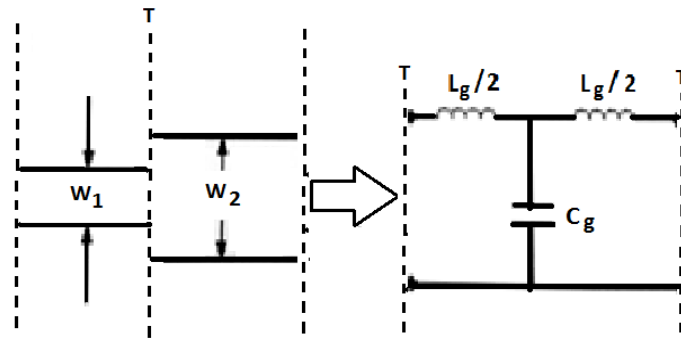


şekil 2.40. Basamak mikroşerit hattın eşdeğer devre modeli

2.6.7.2. İnce- kalın geçişi ($w_1 < w_2$)

Aynı malzeme üzerindeki değişik karakteristik empedanslara sahip iki iletim hattının birleşme noktasında basamak süreksizliğinden söz edilir. Z_{01} hattı ile Z_{02} hatları birleşiyo ve basamak yapısı merkezi şerit hattına göre simetriktir. Burada Z_{01} hattının karakteristik empedansı yüksek, Z_{02} hattının karakteristik empedansı dūřüktür.

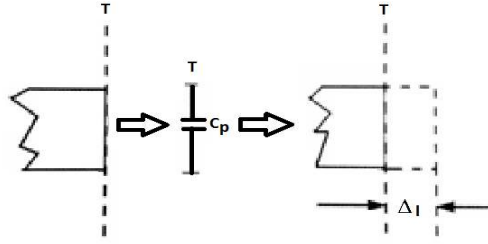
Basamak çevresinde oluşan geçiş bölgesinde hatlar arasında bir akım akışı gözlenmektedir. Bölge uzunluğu dalga boyundan daha kısadır. Geçiş etkisi L_s ile modellenirken elektrik alanı basamak köşelerine ulaştığı zaman bir sampa meydana gelir ve burada sızıntı elektrik alanı oluşur. Burada oluşan paralel kapasite C_s modellendirilmektedir. Böylece şekil 2.41.' de gösterildiği gibi eşdeğer devre modeli oluşmaktadır.



şekil 2.41. $w_1 < w_2$ durumlu basamak hat ve eşdeğer devre modeli

2.6.7.3. Açık- sonlu yapı

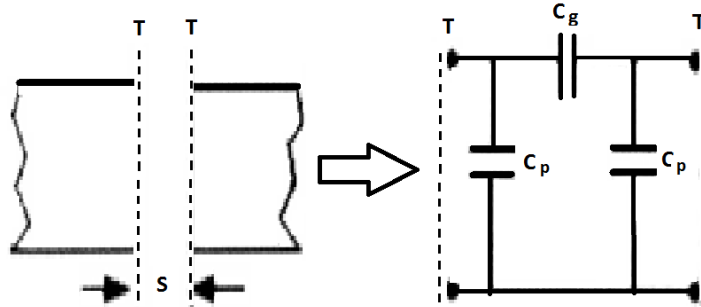
Bu iletim hatları çoğunlukla filtre yapıları ve empedans uydurma devrelerinde kullanılmaktadır. Uygulamalarda iletim hatlarının açık olarak bitirilmesiyle oluşmaktadır ve açık devre olarak sonlandırılmış bir hatta yayılma tamamen durdurulamadığı için hatta bir bozulma meydana gelmektedir. Yani hattın açık sonunda sızıntı elektrik alanı yayılır. Meydana gelen bu sızıntı eşdeğer devrede C_p ile yani paralel kapasite ile ifade edilir. Şekil 2.42.' de görüldüğü gibi sızma kapasitesi C_p iletim hattında Δl kadar bir uzamaya eşdeğer olur.



Şekil 2.42. Açık- sonlu mikroşerit yapının eşdeğer devre modeli

2.6.7.4. Hat Arası Boşluk

Mikroşerit hatlarda boşluk Şekil 2.43.' te gösterildiği gibi Π eşdeğer devresiyle ifade edilir. Hattaki boşluk birbirine eşit genişliklerdeki hatlar arasında ise paralel kapasite değerleri birbirine eşit olmaktadır. Eğer boşluk farklı genişlikteki hatlar arasında bulunursa bu durumda kapasite değerleri de birbirinden farklı olmaktadır.

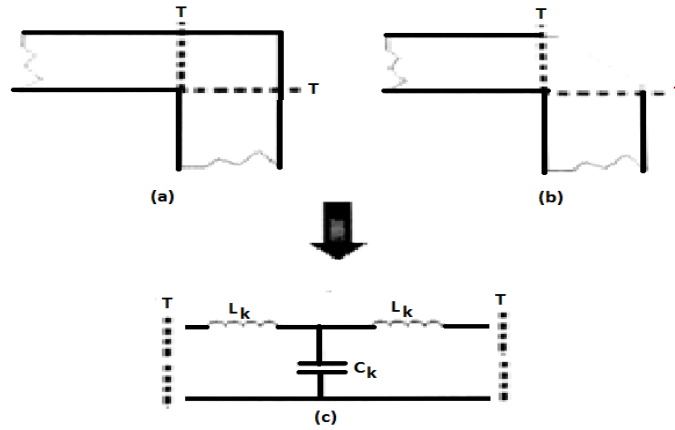


Şekil 2.43. Mikroşerit hatlar arasındaki boşluğun eşdeğer devre modeli

Aradaki boşluk fazla olduğu durumda C_p kapasitelerinin değeri açık sonlu süreksizliklerdeki değere eşit olur ve C_g kapasite değeri sıfır olur. Tam tersi aradaki boşluk az olduğu durumda C_p değeri sıfır, C_g ise boşluk miktarı azaldıkça artar.

2.7. Köşe Yapı

Belirli elektriksel uzunluklar için iki hattın birbirlerine yakınlaştırılması istenen durumlarda kullanılmaktadır.



Şekil 2.44 (a) Mikroşerit köşe hat yapısı. (b) Kırpılmış mikroşerit hat yapısı. (c) Her iki hat için eşdeğer devre modeli

Şekil 2.44 a' da T ve T' düzlemlerinin arasında bulunan köşe T eşdeğer devre ile ifade edilir. Buradaki L_k , akımı ve depo edilen manyetik enerji miktarını ifade ederken, C ise yük ve depo edilen elektrik enerjisini tanımlamaktadır. Mikroşeritlerin köşesinde iki referans düzlem arasındaki alan L_k indüktansına sahiptir ve yine aynı düzlem arasındaki alan C_k kapasitesine sahiptir. Burada, yani köşede ek bir kapasite değerinden dolayı empedansın değeri tek olarak bağlanmış hattın empedans değerine göre daha düşük olmaktadır ki bu da mikroşeritin köşesinde ya az endüktans değerine ya da fazla kapasite değerine sahip olduğunu göstermektedir. Bu da hattın üzerindeki empedans değerinin farklılığına ve yansımalarına neden olmaktadır.

Basamak yapı ve köşe yapı gibi süreksizlikler parazit dirençler üretmektedirler ki bu da mikroşerit hatlarda giriş- çıkış empedans uyumsuzluğuna, genlik ve faz hatasına neden olabilmektedir. Bu etkileri yok edebilmek için bazı yaklaşımlar ileri sürülmektedir. Bunlardan ilki süreksizliklerin eşdeğer modellerinin çıkartılıp bu eşdeğer devre modelinde süreksizliklerin etkilerini yok edebilecek devre

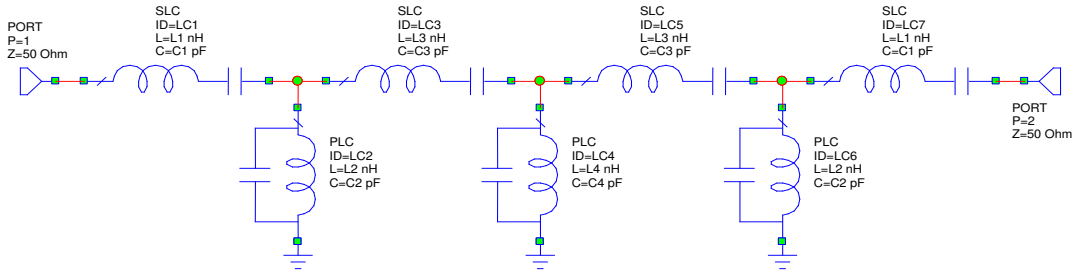
parametrelerinin eklenmesidir. İkinci yaklaşım ise şerit iletkenin süreksizlik etkilerinin en aza indirmek üzere süreksizlik yapısı üzerinde hat kalınlığının kırılmasıdır. Bu yansıma değerlerini en aza indirmek için köşe endüktans değerini arttırılabilir yada köşe kapasite değeri azaltılabilir. Buradaki endüktansı arttırmak için buraya bir yarık açılabilir fakat bu pek tercih edilen bir yöntem değildir. Uygulamalarda genellikle ince bir yarık açmak yerine şekil 8.14 b' de görüldüğü gibi keskin bir dönüş ile kırılabilir ki böylece kapasite değeri azaltılmış olmaktadır.

3. MATERYAL VE YÖNTEMLER

Bu çalışma kapsamında mikrodalga bölgesinde çift bant geçiren mikroşerit filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanmış olan çift bant geçiren filtrelerde araya giriş kaybı yöntemi kullanılarak istemiş olduğumuz frekans tepkisi oluşturulmuştur. Gerçekleştirilmesi amaçlanan çift bant geçiren mikroşerit filtrede 7. dereceden Chebyshev yaklaşım modeli kullanılmıştır. Yük saplama modeliyle ideal dağılımlı yapılar oluşturulmuştur.

3.1 Pasif Devre Elemanlarıyla Filtrenin Devre Topolojisi

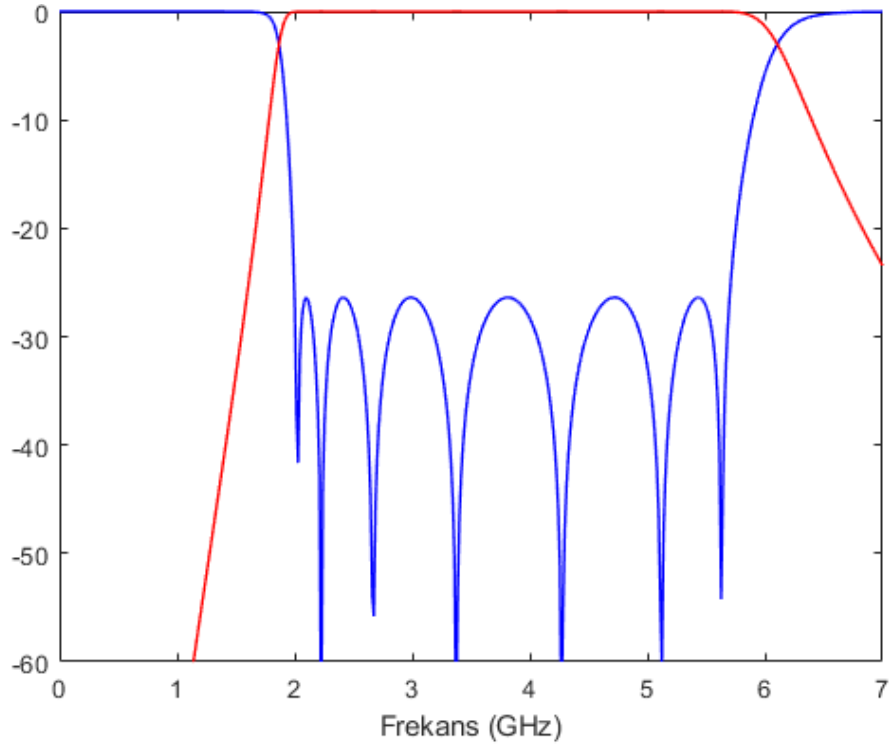
Tasarımın birinci aşamasında pasif devre elemanları kullanılarak 7. dereceden 0.01dB'lik dalgalanma seviyeli Chebyshev modeliyle Tablo 3.1.' de olduğu gibi 2 GHz. ile 5.7 GHz bant aralığında bant geçiren filtre hesaplanmış ve AWR programı ile simülasyonu Şekil 3.1.' deki gibi oluşturulmuştur. Simülasyon sonucunda Araya Girme Kaybı (S21 (dB)) ve Geri Dönüş Kaybı (S11 (dB)) grafikleri elde edilmiştir. Sonuç olarak Şekil 3.2.' de görüldüğü gibi bu bant aralığında yaklaşık olarak -26 dB'lik bir geçirme bandı elde edilmiştir.



Şekil 3.1. Pasif devre elemanları kullanılarak 7. dereceden Chebyshev modeliyle 2 GHz. ile 5.7 GHz bant aralığında bant geçiren filtrenin AWR programında devre modeli.

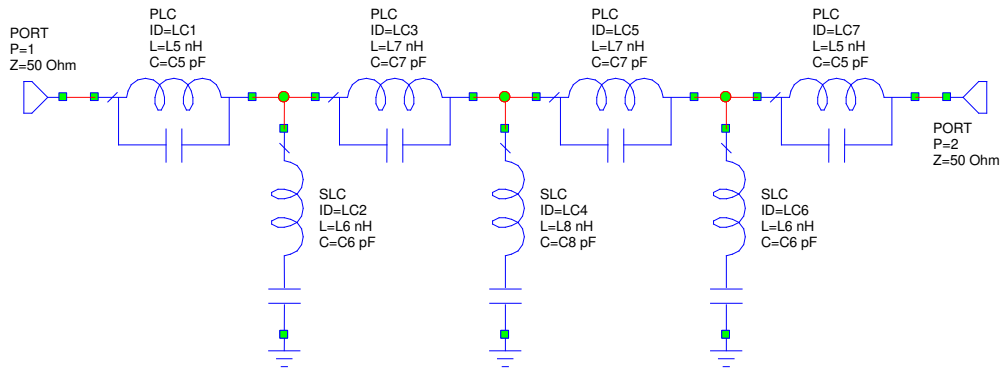
Tablo 3.1. Pasif devre elemanları kullanılarak 7. dereceden Chebyshev modeliyle 2 GHz. ile 5.7 GHz bant aralığında bant geçiren filtre değerleri

Bobin (nH)		Kondansatör (pF)	
L 1	1.71	C 1	1.3
L 2	1.85	C 2	1.2
L 3	3.76	C 3	0.6
L 4	1.58	C 4	1.4



Şekil 3.2. 2 GHz. ile 5.7 GHz bant aralığında bant geçiren filtre için simülasyon grafikleri. Kırmızı çizgi-Araya girme Kaybını ($S_{21}(\text{dB})$), Mavi çizgi- Geriye Dönüş Kaybını ($S_{11}(\text{dB})$) göstermektedir.

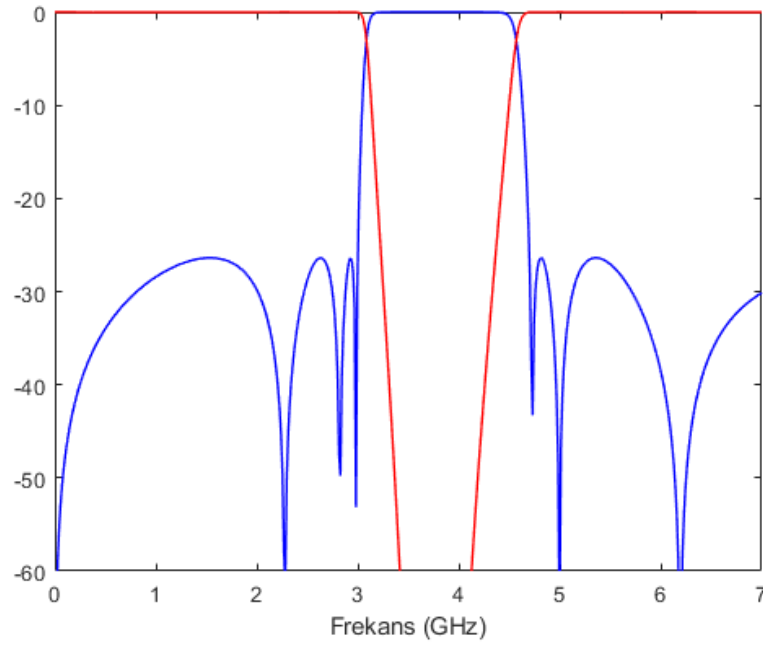
İkinci basamakta pasif devre elemanlarıyla 3 GHz ile 4.7 GHz frekansları arasında bant durduran filtre tasarımı yapılmıştır. İkinci aşama olan bant durduran filtre tasarımı Şekil 3.3.' te, devrede kullanılan pasif eleman değerleri Tablo 3.2.' de verilmiştir. Tasarım sonuç grafiği Şekil 3.4' te yer almaktadır.



Şekil 3.3. Pasif devre elemanları kullanılarak 7. dereceden Chebyshev modeliyle 3 GHz ile 4.7 GHz bant aralığında bant durduran filtrenin AWR programında devre modeli.

Tablo 3.2. Pasif devre elemanları kullanılarak 7. dereceden Chebyshev modeliyle 3 GHz ile 4.7 GHz bant aralığında bant durduran filtre değerleri

Bobin (nH)		Kondansatör (pF)	
L 5	0.76	C 5	2.35
L 6	3.36	C 6	0.53
L 7	1.68	C 7	1.07
L 8	2.87	C 8	0.63

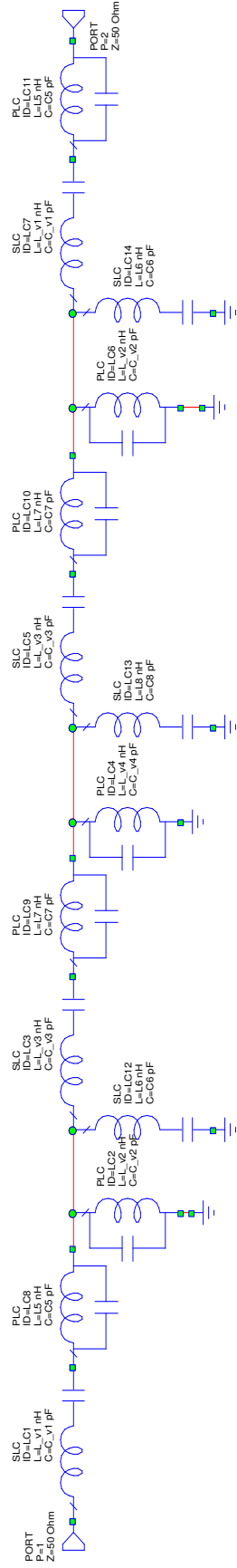


Şekil 3.4. 3 GHz ile 4.7 GHz bant aralığında bant durduran filtre için simülasyon sonuçları. Kırmızı çizgi-Araya girme Kaybını ($S_{21}(\text{dB})$), Mavi çizgi- Geriye Dönüş Kaybını ($S_{11}(\text{dB})$) göstermektedir.

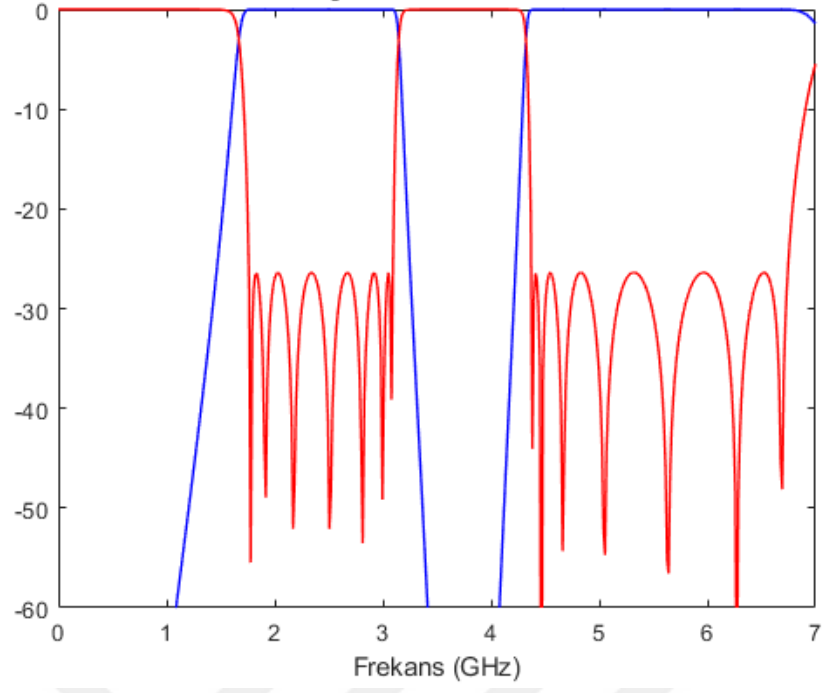
Son aşamada bu iki yapı birleştirilerek 0.01dB'lık dalgalanma ile 7. dereceden Chebyshev modellemesi ile ikili bant geçiren yapı elde edilmiştir. İkili bant geçiren filtrenin AWR programında hazırlanan devre topolojisi Şekil 3.5.' te ve devrede kullanılan pasif elemanların değerleri Tablo 3.3.' te verilmiştir. MATLAB programıyla analiz edilen simülasyon sonuçları Şekil 3.6' da yer almaktadır. Elde edilen bu sonuçlara göre ikili bant geçiren yapının ilk bandı 1.75 GHz ile 3 GHz arasında ve ikinci bandı 4.37 GHz ile 6.75 GHz bant aralığında yaklaşık olarak 26.5 dB' lik geçirme bantları oluşturulmuştur.

Tablo 3.3. Pasif devre elemanları kullanılarak 7. dereceden Chebyshev modeliyle çift bant filtre değerleri

Bobin (nH)		Kondansatör (pF)	
L 1	1.71	C 1	1.3
L 2	1.85	C 2	1.2
L 3	3.76	C 3	0.6
L 4	1.58	C 4	1.4
L 5	0.76	C 5	2.35
L 6	3.36	C 6	0.53
L 7	1.68	C 7	1.07
L 8	2.87	C 8	0.63



Şekil 3.5. Pasif devre elemanları kullanılarak 7. dereceden Chebyshev modeliyle çift bant filtrenin AWR programında devre modeli.



Şekil 3.6. İkili bant durduran filtre modellemesi için simülasyon sonuçları. Kırmızı çizgi-Araya girme Kaybını ($S_{21}(\text{dB})$), Mavi çizgi- Geriye Dönüş Kaybını ($S_{11}(\text{dB})$) göstermektedir.

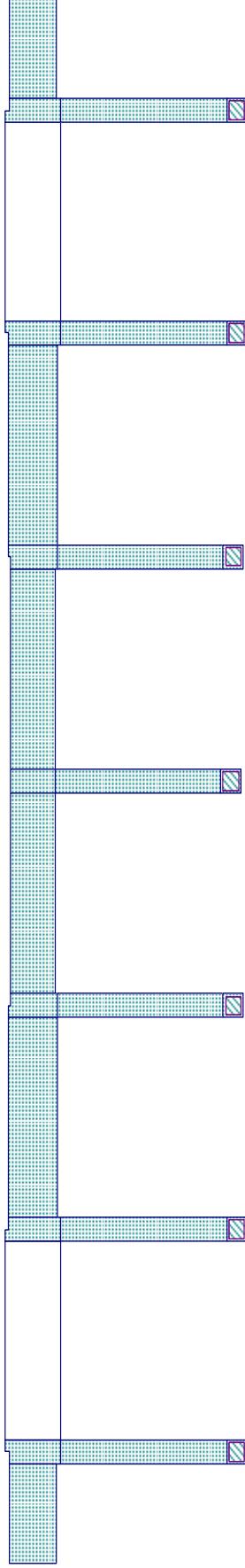
4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

4.1. Çift Bantlı Mikroşerit Filtre Tasarımı

Mikroşerit filtre yapısını oluşturabilmek için Bölüm 3’ te temel tasarımları oluşturulan filtreler, detaylarıyla açıklandığı üzere Richards Dönüşümü ve Kurudo özdeşlikleri kullanılarak mikroşerit yapıya dönüştürülmüştür. Mikroşerit yapıda ikili bant geçiren filtrelerin tasarımında, pasif devre elemanlarıyla oluşturulan aynı prosedür takip edilmiştir. İlk olarak bant geçiren yapı tasarlanmış ve ikinci basamakta bant durduran yapı dizayn edilmiştir. En son basamak olarak bu iki yapı birleştirilerek ikili bant geçiren mikroşerit filtre tasarımları elde edilmiştir.

Mikroşerit filtreyi oluştururken kalınlığı 1.6 mm, dielektrik sabiti 4.2 olan FR4 malzemesi kullanılmıştır. FR4 malzemesinin seçilmesini nedeni diğer laminantlara göre yaygın bir şekilde bulunması, maliyetinin düşük ve tasarladığımız bant aralığı için yeterince verimli sonuçları sağlamasıdır. Dielektrik tabana malzemesinin iki yüzeyide 18µm kalınlıklı bakır levha ile kaplıdır.

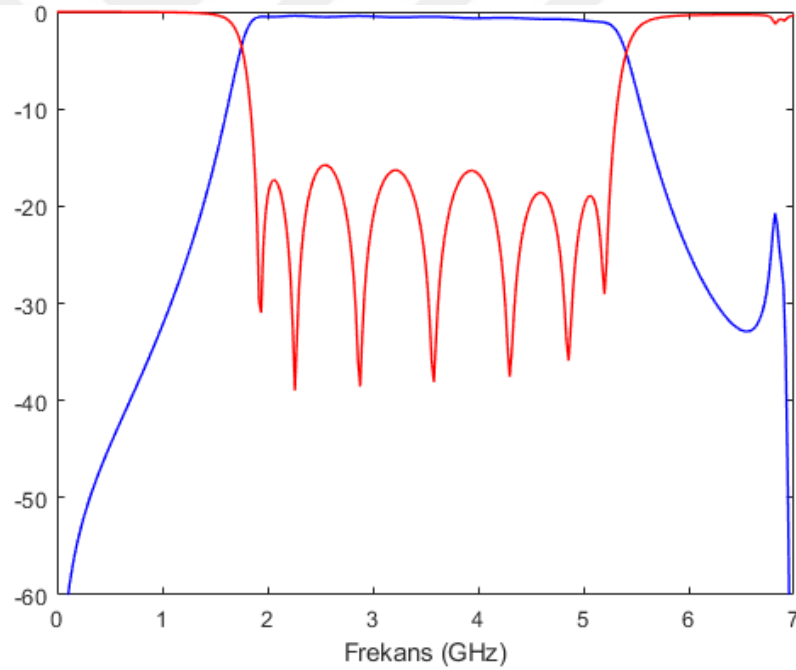
İlk basamakta 2 GHz ile 5.7 GHz bant aralığını geçiren mikroşerit yapı hesaplanmıştır. Tasarımda Yük Saplmalı Rezonatör (Stub Loaded Resonator (SLR)) yapısı kullanılmış, yükün kısa devre yapısı toprakla 7 adet içi iletken kaplı 1mm çapındaki delikler (via) ile sağlanmıştır. AWR programında hazırlanan devre modeli Şekil 4.1.’ de gösterilmektedir. 2-Boyuttaki mikroşerit yapı Şekil 4.2.’ de yer almaktadır. 7. dereceden Chebyshev modeliyle 2 GHz. ile 5.7 GHz bant aralığında bant geçiren filtrenin mikroşerit yapı değerleri Tablo 4.1. ‘ te verilmiştir.



Şekil 4.2. 7. dereceden Chebyshev modeliyle 2GHz- 5.7GHz band aralığındaBand-Geçiren Mikroşerit filtrenin 2-Boyuttaki mikroşerit yapısı

Tablo 4.1. 7. dereceden Chebyshev modeliyle 2 GHz. ile 5.7 GHz bant aralığında bant geçiren filtrenin mikroşerit yapı değerleri

w1	3004.1 μm	l1	5468.2 μm
w2	3613.4 μm	l2	10843 μm
w3	3170.8 μm	l3	10909 μm
w4	2869.1 μm	l4	10959 μm
w01	1000 μm	l01	11367 μm
ws	1300.9 μm	ls	10671 μm
w02	1497 μm	l02	10733 μm
Er	4.2	H	1524 μm
T	35 μm	Tand	0.008
ErNom	4.2	Rho	1

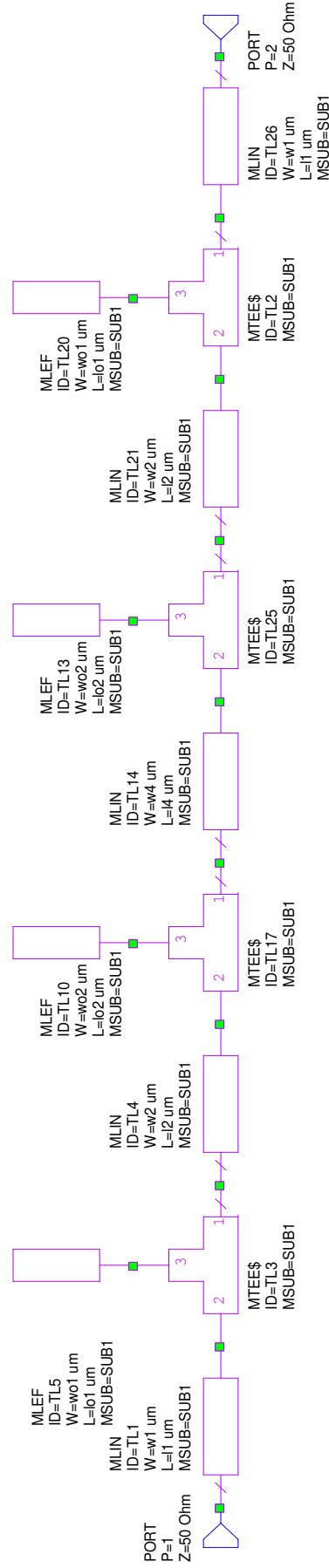


Şekil 4.3. Mikroşerit bant geçiren filtre için Araya Girme Kaybı(S21) ve Geriye Dönüş Kaybı grafikleri (S11). Kırmızı çizgi- S21(dB), Mavi çizgi- S11(dB) değerlerini göstermektedir.

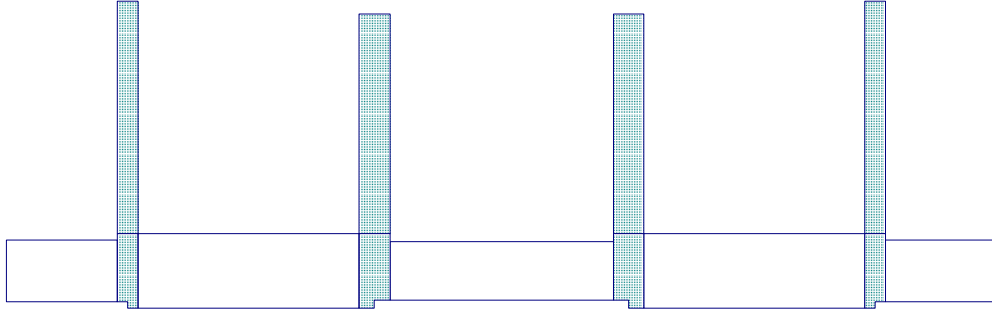
AWR programında tasarlanan bant geçiren filtre yapısının Araya Girme Kaybı (S21) ve Geriye Dönüş Kaybı (S11) değerleri Şekil 4.3.' te yer almaktadır. Elde edilen sonuçlar, tasarlanan filtrenin 1.88 GHz- 5.26 GHz bant aralığında yaklaşık 17 dB' lik bir geçiş aralığının oluştuğunu göstermektedir.

İkili bant geçiren mikroşerit filtre tasarımının ikinci basamağında 3 GHz- 4.7 GHz aralığında bant durduran yapı tasarlanmıştır. Tasarımda Chebyshev yapısı SLR modeliyle optimum dağılımla oluşturulmuştur. 7. dereceden Chebyshev modeliyle 3 GHz- 4.7 GHz bant aralığında Bant-Durduran filtrenin mikroşerit yapı değerleri Tablo 4.2. 'de, Tasarıma ait AWR programındaki devre modeli Şekil 4.4.' da ve tasarımın 2-Boyuttaki görünümü Şekil 4.5.' te verilmektedir.





Şekil 4.4. 7. dereceden Chebyshev modeliyle 3GHz- 4.7GHz band aralığında Band-Durduran Mikroşerit filtrenin AWR programındaki devre modeli

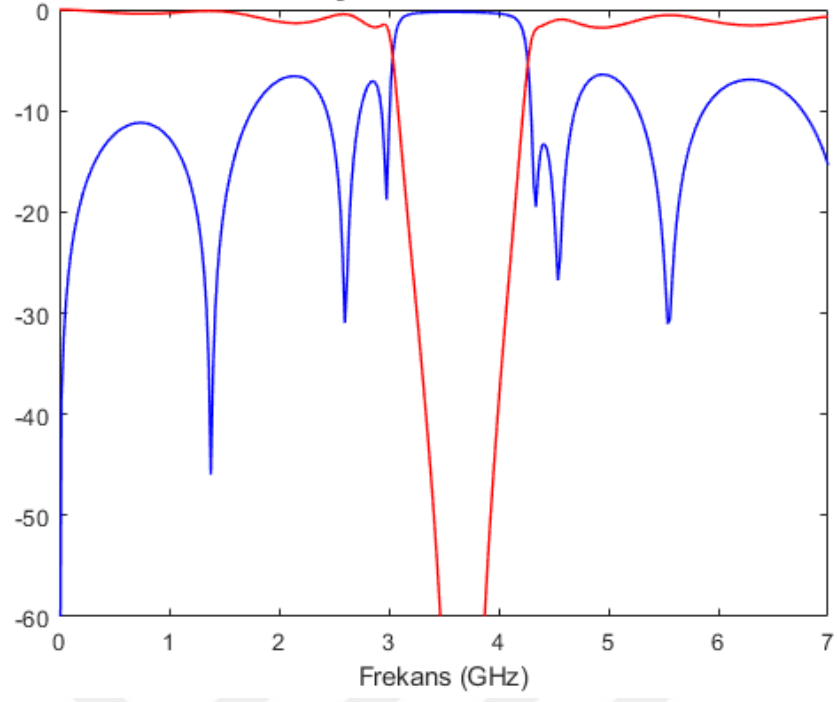


Şekil 4.5. SLR modeliyle 3 GHz- 4.7 GHz bant aralığında Bant-Durduran Mikroşerit filtrenin 2-Boyuttaki mikroşerit yapısı

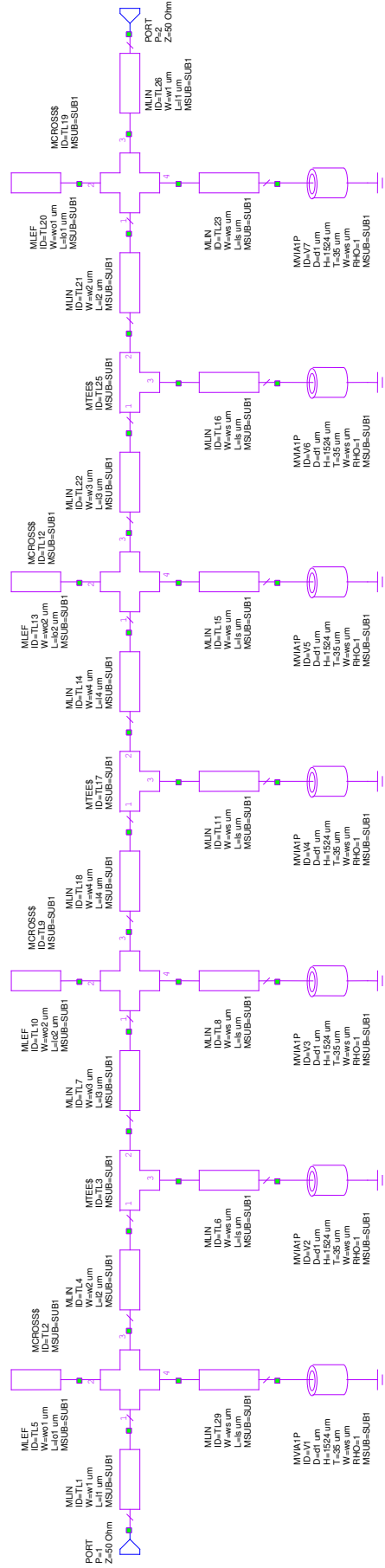
Tablo 4.2. 7. dereceden Chebyshev modeliyle 3 GHz- 4.7 GHz bant aralığında Bant-Durduran filtrenin mikroşerit yapı değerleri

w1	3004.1 um	l1	5468.2 um
w2	3613.4 um	l2	10843 um
w3	3170.8 um	l3	10909 um
w4	2869.1 um	l4	10959 um
w01	1000 um	l01	11367 um
ws	1300.9 um	ls	10671 um
w02	1497 um	l02	10733 um
Er	4.2	H	1524 um
T	35 um	Tand	0.008
ErNom	4.2	Rho	1

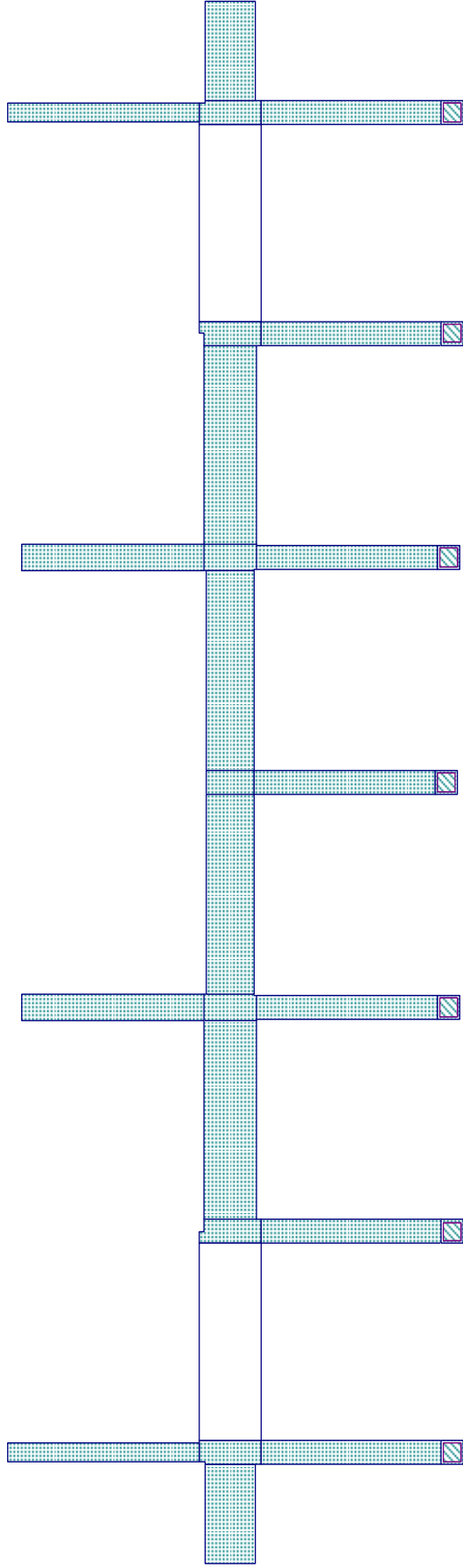
AWR programında tasarlanan bant durdurucu filtre yapısının Araya Girme Kaybı (S₂₁) ve Geriye Dönüş Kaybı (S₁₁) değerleri Şekil 4.6.'da yer almaktadır. Elde edilen sonuçlar, tasarlanan filtrenin 3 GHz- 4.2 GHz bant aralığında etkili bir durdurucu bant aralığının oluştuğunu göstermektedir.



Şekil 4.6. Mikroşerit bant durduran filtre için Araya Girme Kaybı (S21) ve Geriye Dönüş kaybı grafikleri (S11). Kırmızı çizgi- S21(dB), Mavi çizgi- S11(dB) değerlerini göstermektedir.



Şekil 4.7. 7. dereceden Chebyshev yaklaşımı ve SLR modeliyle İkiliBant-Geçiren Mikroşerit filtrenin AWR programındaki devre modeli

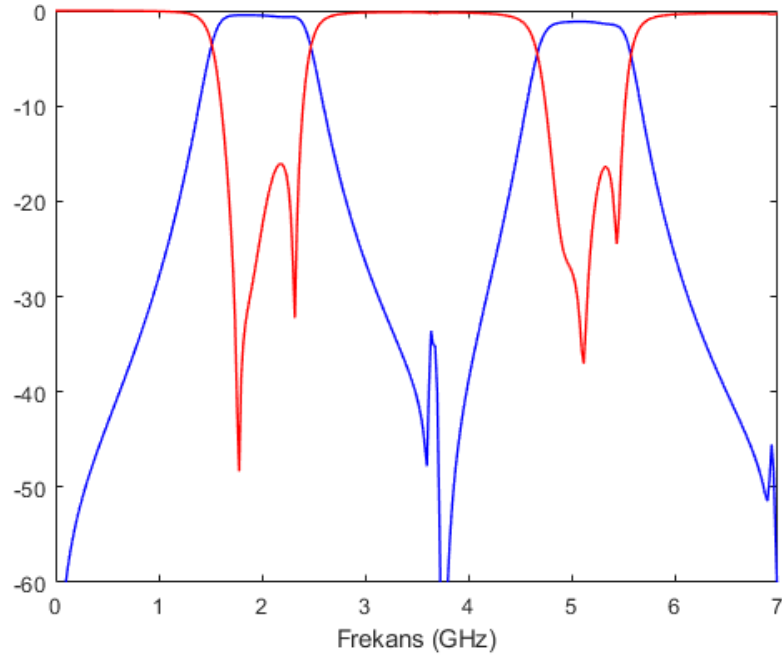


Şekil 4.8. 7. Dereceden Chebyshev yaklaşımı SLR modeliyle İkili Bant-Geçiren Mikroşerit filtrenin 2-Boyuttaki mikroşerit yapısı

Tablo 4.3. 7. dereceden Chebyshev yaklaşımı SLR modeliyle İkili-Bant Geçiren filtrenin mikroşerit yapı değerleri

w1	3004.1 um	l1	5468.2 um
w2	3613.4 um	l2	10843 um
w3	3170.8 um	l3	10909 um
w4	2869.1 um	l4	10959 um
w01	1000 um	l01	11367 um
ws	1300.9 um	ls	10671 um
w02	1497 um	l02	10733 um
Er	4.2	H	1524 um
T	35 um	Tand	0.008
ErNom	4.2	Rho	1

7. dereceden Chebyshev yaklaşımı SLR modeliyle İkili-Bant Geçiren filtrenin mikroşerit yapı değerleri Tablo 4.3.' da verilmiştir. İkili bant geçiren mikroşerit filtre tasarımının son aşamasında tasarlanan Bant-Geçiren ve Bant-Durduran yapılar birleştirilmiş ve ikili bant geçiren mikroşerit filtre elde edilmiştir. AWR programında oluşturulan simülasyon sonuçları Şekil 4.9.'da verilmektedir. Bu yapıya göre ikili bant geçiren yapıda ilk bant 1.65 GHz- 2.4 GHz aralığında, ikinci bant ise 4.75 GHz- 5.5 GHz aralığında minimum 16 dB' lik bir geçirme bant aralığıyla ortaya çıkmaktadır. İlk bandın aralığı hedeflenen frekans aralığından daha aşağı frekanslara doğru kayma oluşmuştur. İkinci bant aralığı ise istenilen frekans aralığını korumuştur.

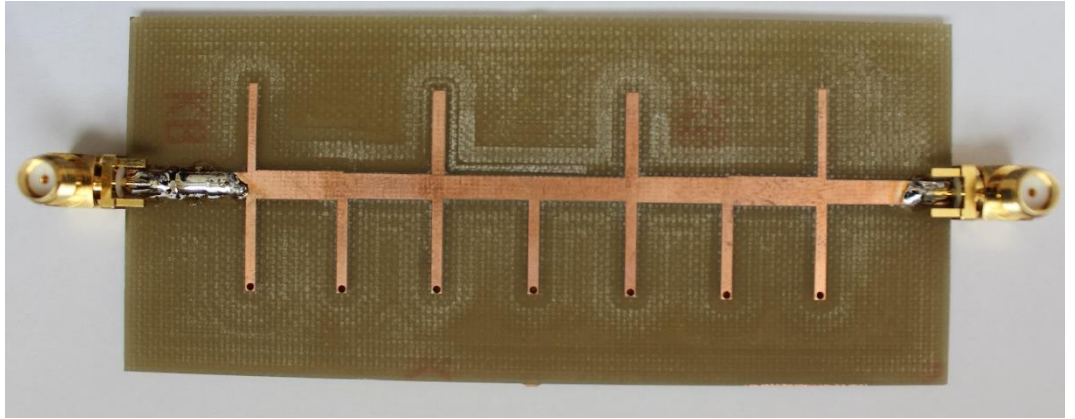


Şekil 4.9. Mikroşerit bant durdurucu filtre için Araya Girme Kaybı (S21) ve Geriye Dönüş kaybı grafikleri (S11). Kırmızı çizgi- S21(dB), Mavi çizgi- S11(dB) değerlerini göstermektedir.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Tasarımın üretilmesi için elde edilen optimum dağılımlı yapının AWR programında 3-Boyutlu yapısı dizayn edilmiş, Gerber RS-274X formatına dönüştürölüp PCB üretimi sağlanmıştır. PCB üretiminde Şekil 5.1.' de görüldüğü gibi FR4 dielektrik taban malzemesi kullanılmıştır.

Üretilen Çift Bantlı Mikroşerit Filtrenin ölçümleri Doç. Dr. Merih Palandöken Hocamızın desteğıyle İzmir Katip Çelebi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Laboratuvarlarında alınmıştır. Ölçümde ANRITSU MS2721B Spektrum Analizör cihazı kullanılmış ve filtrenin Araya Girme Kaybı ($S_{21}(\text{dB})$) ölçülmüştür. Deneysel sonuçların AWR programından elde edilen simülasyon sonuçları ile karşılaştırılması Şekil 5.2.' de verilmektedir. Şekil 5.2.' deki grafikten açıkça görüleceğı üzere deneysel ve simülasyon sonuçlarının oldukça uyumludur.

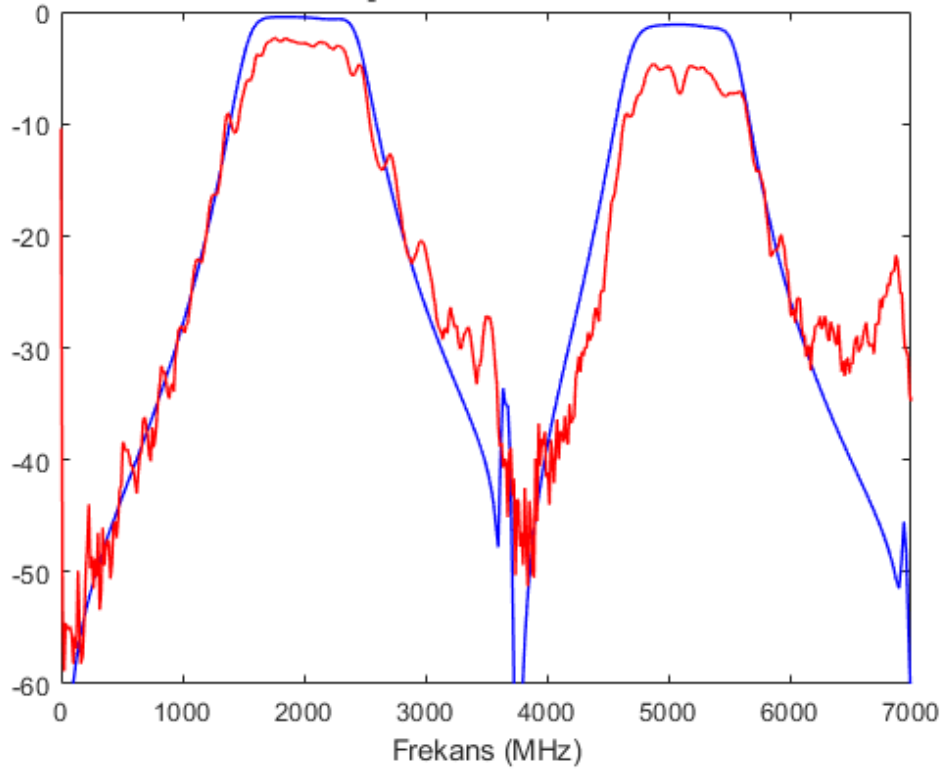


(a)



(b)

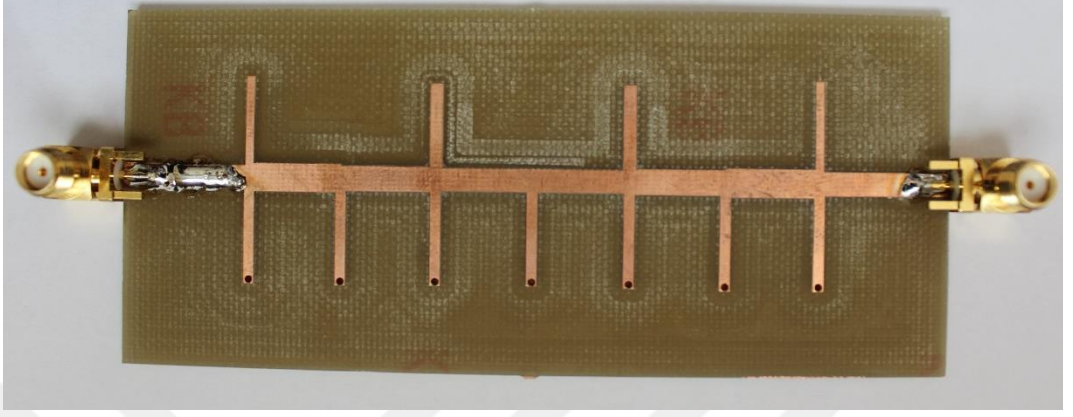
Şekil 5.1. Tasarlanan Çift Bantlı Mikroşerit filtrenin FR4 dielektrik taban malzemesi üzerinde PCB üretimi. (a) Üst yüzey, (b) Bakır toprak yüzey.



Şekil 5.2. Tasarlanan Çift Bantlı Mikroşerit filtrenin Deneysel (kırmızı-çizgi) ve AWR simülasyon (mavi-çizgi) sonucundaki Araya Girme Kaybı ($S_{21}(\text{dB})$) karşılaştırılması.

Temel ikili bant geçiren filtre tasarımı tamamlandıktan sonra toprak zeminde kusurlu yapı (Defected Ground Structure- DGS) oluşturularak tasarlanan filtrenin daha verimli çalışması hedeflenmiştir. Üstteki filtre tasarım kısmı sabit tutulup Şekil 5.3. sadece alttaki taban yapısında kusurlu yapılar oluşturulmuştur. Kusurlu Yapı (DGS) oluşturulurken öncelikle bakır yüzeyden düz bir kesit alınmıştır. Tasarıma ait PCB nin taban yapısı Şekil 5.4.'te gösterilmektedir. Taban iletkeni kusurlu yapıyla ilgili bir sonraki tasarım dikdörtgen biçimli halter yapıdır. Bu yapıya ait basılan PCB'nin taban yapısı Şekil 5.5.'te verilmektedir. Tasarlanan bu taban iletkeni kusurlu (DGS' li) çift bantlı mikroşerit filtrelerin deneysel araya girme kaybı ölçümleri alınmıştır. Bu ölçümlerin, taban iletkeni kusurlu olmayan ilk tasarımla elde edilen deneysel sonuçlarla karşılaştırılması Şekil 5.6.'da yer almaktadır. Taban iletkeni kusurlu yapılarda bant frekanslarının daha düşük bölgelere kayması beklenen bir sonuçtur. Geçirme bant genişliğinin artmasının yanı sıra geçirme seviyesinde

iyileşmeler beklenmekteydi fakat istenilen seviyelere ulaşamamıştır. Burada taban iletkeni kusurlu yapılar üzerinde daha ayrıntılı tasarım çalışması yapılması gerekmektedir.



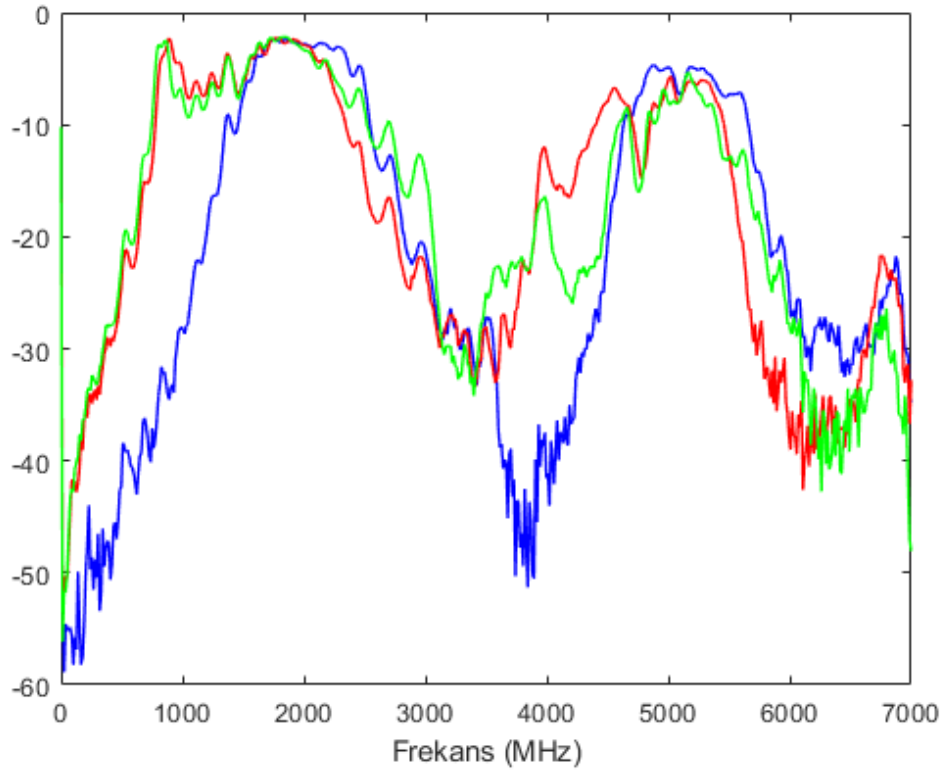
Şekil 5.3. Taban iletkeni kusurlu yapıdaki çift bant Mikroşerit filtrelerin üst yüzeyindeki tasarım.



Şekil 5.4. Bakır taban yüzeyden düz bir kesit alınarak oluşturulmuş taban iletkeni kusurlu (DGS) yapıdaki Mikroşerit filtrenin alt yüzeyi.



Şekil 5.5. Bakır taban yüzeyden dikdörtgen halter yapıda kesit alınarak oluşturulmuş taban iletkeni kusurlu (DGS) yapıdaki Mikroşerit filtrenin alt yüzeyi.



Şekil 5.6. Taban iletkeni kusurlu olmayan ilk tasarımla elde edilen deneysel sonuçlarla karşılaştırılması

Şekil 5.6. Çift bantlı Mikroşerit filtrelerin Araya Girme Kaybı ölçümlerinin kıyaslanması. Mavi-çizgi: taban iletkeni kusurlu olmayan filtreye ait, Kırmızı-çizgi: taban yüzeyden düz bir kesit alınarak oluşturulmuş taban iletkeni kusurlu (DGS) yapıdaki filtreye ait, Yeşil-çizgi: taban yüzeyden dikdörtgen halter yapıda kesit

alınarak oluşturulmuş taban iletkeni kusurlu (DGS) yapıdaki filtreye ait ölçüm sonuçları.

KAYNAKLAR

1. Pozar, D.,M., Microwave Engineering (4th edition) , John Wiley & Sons, Inc., New York, ABD, 1998, Türkiye, 2014, 450 s.
2. Karpuz, C., Emür, M., Görür, A. K., Pamukkale Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Eleco 2014 Elektrik- Elektronik- Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu, 27- 29 Kasım, 2014, Bursa, 460-463 s.
3. Ulusoy, E.K., Sondaş, A., Uçar, M.H.B., Erdemli, Y.E., Bant Durduran Yarık Halka Filtre Tasarımı IV. Ursi Türkiye Bilimsel Kongresi, 20-22 Ekim, 2008, Antalya, (Bildiri Özetleri Kitabı 186- 189 s.)
4. Lai, X., Liang C. H., H. Di, and B. Wu, Design of tri-band filter based on stub loaded resonator and DGS resonator, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 20(5), 265-267.
5. Guan, X., Ma, Z., Cai, P., Y., Kobayashi, Y., Anada, T., Hagiwara, G., Synthesis of dual-band bandpass filters using successive frequency transformations and circuit conversions, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, IEEE Microwave Wireless Components Letters., 2006, 16(3), 110–112.
6. Kütük, H. Teşneli A.Y., Teşneli N.B., 3.3 Ghz Mikroşerit Anten Tasarımı ve Farklı Besleme Yöntemleri İçin Analizi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi, Sakarya, 2013, 119-124.
7. Gündüz, S., Çakır, G., Dibekçi, D., Sevgi, L., Alçak geçiren mikroşerit filtre tasarımı, FDTD analizi ve gerçekleştirilmesi, Kocaeli Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Kocaeli, Doğu Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul, 2006, 447-449
8. Bronwell, A., Transmission-line analogies of plane electromagnetic-wave reflections, Proceedings of the IRE, 1944, 32(4), 233–241.
9. Gündüz, S., Çakır, G., Sevgi, L., Geniş Bantlı Mikroşerit Filtre Tasarımı, Eksen Yayıncılık, İstanbul, Türkiye, 2006, 243 s.
10. Gil, I., Garcia, J., Bonache , J., Martin, F., Sorolla , M., Marques R., Varactor-loaded split ring resonators for tunable notch filters at microwave frequencies, 2004, 40(21), 1347-1348.
11. Cenk, C., Sondas A., Erdemli Y. E., Tunable split ring resonator microstrip filter design, Proc. Mediterranean Microwave Symposium, 2006, Genova, İtalya, (Bildiri Özetleri Kitabı 20-23).
12. Basmacı, N., Simetrik Frekans Karakteristiğine Sahip Çok Modlu, Çok Bantlı Mikroşerit Filtreler. Pamukkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Denizli, 2011, 136 s (Yüksek Lisans Tezi).
13. Şimsek, S., Ertay, A.O., Taban İletkeni Kusurlu Yapıların Mikroşerit Filtre Tasarımındaki Etkilerinin İncelenmesi, Ulusal EMC Konferansı Işık Üniversitesi , 2013, 66(3), 9-11.
14. Uyanık, C., 3-D EM Simülatör Tabanlı Harmoni Arama Algoritması Kullanılarak Çok Geniş Bantlı Bant Geçiren Filtre Tasarım Prosedürü ve Gerçekleşmesi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Haberleşme Programı, İstanbul, 2014, 66 s (Yüksek Lisans Tezi).
15. The case for new 5G spectrum GSA Global mobile suppliers Association 2016” erişim tarihi (17.05.2018) (www.gsacom.com)

16. Macchiarella, G., Tamiazzo, S., Desing Techniques for Dual-Passband Filters, IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, 2005, 53(11), 3265-3271.
17. Wei, F., Chen, L., Shi, X. W., Compact dual-mode dual-band bandpass filter with wide stopband, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2012, 26(11-12), 1441-1447.
18. Hong, J., Lancaster, M., Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, John Wiley & Sons Inc., Toronto, Kanada, 2004, 167 s.
19. Görür, A. K., Çift Modlu Mikroşerit Bant Geçiren Filtre Tasarımı, Pamukkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektromanyetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Ana Bilim Dalı, Denizli, 2011, 72 s. (Yüksek Lisans Tezi).
20. Matthaei, G., Jones, E., Young, L., Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures (Artech Microwave Library), Norwood, MA, USA, 1980, 526 s.
21. Özpolat, E., Karakaya, B., Gülten, A., FIR Filtre Tasarımı ve FPGA Ortamında Gerçeklenmesi, Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 2017, 29(2), 269-275.
22. Thede, L., Practical Analog and Digital Filter Design, Artech House Inc, Norwood, Mass, USA, 2005, 265 s.
23. Hong, J., and Lanchester, M. J. (2001). Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, John Wiley & Sons Inc., Singapur, 167 s.
24. Şahin, E. G., Çok Geniş Band Mikroşerit Filtreler. Niğde Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği, Niğde, 2016, 108 s. (Doktora tezi)
25. Guan, X., Ma, Z., Cai, P., Kobayashi, Y., Anada, T., Hagiwara, G., Synthesis Of Dual-Band Bandpass Filters Using Successive Frequency Transformations And Circuit Conversions, IEEE Microwave and Wireless Components, 2006, 16(3), 110-112.
26. Fabian Kung Wai Lee. (2007), erişim tarihi (13.07.2018) (<http://www.webcitation.org>)
27. Richards, P. I., Resistor-Transmission Line Circuits, Proceedings of the IRE, 1948, 36(2), 217-220.
28. Malherbe, J. A. G., Microwave Transmission Line Filters, Artech House, Dedham, Mass., Amerika Birleşik Devletleri, 1979, 349 s
29. Kumari, N., Talluri, S.R., Simple Method of Designing Dualband and Multi-Bandpass Filters. International Journal of Advances in Microwave Technology, 2017, 2, 131-135
30. Sevgi L., Elektromanyetik Problemler ve Sayısal Yöntemler, Birsen Yayınevi, İstanbul, Türkiye, 1999, 213 s.
31. Ertay, A. O., Taban İletkeni Kusurlu Mikroşerit Yapılarla Filtre Tasarımları. İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Telekomünikasyon Mühendisliği Programı, İstanbul, 2014, 86 s. (Yüksek Lisans Tezi).
32. Sainati, R. A., Cad of Microsrip Antennas for Wireless Application, Artech House, Norwood, MA, Amerika Birleşik Devletleri, 1996, 255 s.
33. Traut, G. R., Clad laminates of PTFE composites for microwave antennas, Microwave Journal, 1980, 23, 47-51.
34. Nowicki, T. E., Microwave substrates, present and future, Proc. Workshop Printed Circuit Antenna Tech., New Mexico State Univ., Las Cruces, 1979, 1-22.

35. Tansarıkaya, İ., Geniş Bantlı Yama Anten Tasarımı. İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği, İstanbul, 2007, 69 s. (Yüksek lisans tezi).
36. Carver, K., Mink, J., Microstrip Antenna Technology, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1981, 29(1), 2-24.
37. Gardiol F., Microstrip Circuits, John Wiley & Sons, Inc., A Wiley- Interscience Publication, New York, Amerika Birleşik Devletleri, 1994, 320 s.
38. ([http://www.ee.bilkent.edu.tr/~microwave/programs/magnetic/mfilters/mfilters.h](http://www.ee.bilkent.edu.tr/~microwave/programs/magnetic/mfilters/mfilters.htm)tmErişim tarihi), (13.07.2018).

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Necati Polat ERTÜRK
Doğum Yeri ve Yılı : Manisa, 1977
Medeni Hali : Evli
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : necatipolaterturk@ogr.cbu.edu.tr

Eğitim Durumu

Lise : Turgutlu Teknik ve Endüstri Meslek Lisesi
Lisans : Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği Bölümü, 1999
Yüksek Lisans : Celal Bayar Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği, Devam ediyor

Mesleki Deneyim

Kurum Bilgisi : Milli Eğitim Bakanlığı Elektrik Öğretmeni, 1999-
Devam ediyor