

**ANKARA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MİKROŞERİT ALÇAK GEÇİREN FİLTRE TASARIMI VE ANALİZİ

Ebru ARSLAN

FİZİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**ANKARA
2020**

Her hakkı saklıdır

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

MİKROŞERİT ALÇAK GEÇİREN FİLTRE TASARIMI VE ANALİZİ

Ebru ARSLAN

Ankara Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Fizik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Barış AKAOĞLU

Mikroşerit filtreler RF ve mikrodalga mühendisliğinde önemli bir yere sahiptirler. Alıcı ve verici sistemlerde belirli frekansları filtrelemek en temel ihtiyaçtır. Bu tez çalışmasında, uygulamada geniş yer bulan mikroşerit filtrelerin çalışma mekanizmaları incelenerek çeşitli tasarım yöntemleri ve filtre performansını iyileştirme yolları araştırıldı.

Çalışma kuramsal tetkik, tasarım, üretim ve karakteristik analiz aşamalarını içermektedir. 1.2 GHz kesim frekansına sahip 5. dereceden filtre devresi; kapasitör, indüktör ve direnç gibi toplu devre elemanları kullanılarak elde edildi ve eşdeğer filtre olarak Butterworth alçak geçiren mikroşerit filtre tasarımı yapıldı. Başka bir eşdeğer filtre elde etmek için kare ayırık halka rezonatör (square split ring resonator) ve dambıl kusurlu zemin (dumbbell shaped defected ground structure) uygulamaları yapıldı. Dördüncü model olarak da fotonik bant aralıklı filtre tasarlandı ve bu dört farklı filtrenin her biri CST simülasyon yazılım programı ile simüle edilerek saçılma (S) parametreleri hesaplandı. S parametreleri grafiğinden elde edilen veriler yardımı ile filtre performansları ekleme kaybı, sönüm seviyesi, bant genişliği ve fiziksel büyüklük bakımından mukayese edildi. Sonrasında fotolitografi yöntemi ile Butterworth ve kare ayırık halka mikroşerit filtreleri üretildi ve deneysel sonuçlar ile benzetim sonuçları karşılaştırıldı. Benzetim sonuçları ile ölçüm sonuçlarının uyumlu olduğu ve önerilen kare ayırık halka rezonatör ve fotonik bant aralıklı yapıların Butterworth filtre performansında iyileşme sağladığı gözlemlendi.

Haziran 2020, 65 sayfa

Anahtar Kelimeler: mikroşerit filtre, Butterworth alçak geçiren filtre, kare ayırık halka rezonatör, dambıl kusurlu zemin, minyatürize filtre, fotonik bant aralıklı filtre, meta malzeme

ABSTRACT

Master of Science

MICROSTRIP FILTER DESIGN

Ebru ARSLAN

Ankara University
Graduate School of Natural and Applied Science
Department of Physics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Barış AKAOĞLU

Microstrip filters play a very important role in RF and microwave engineering. It is the most basic need to filter certain frequencies in receiver and transmitter systems. In this thesis, working mechanisms of microstrip filters that are widely used in practice were investigated; also, various design methods and ways of improving filter performance were researched.

The study includes theoretical examination, design, production, and characteristic analysis. A 5th-order filter circuit with a 1.2 GHz cutoff frequency is designed with lumped elements such as capacitor, inductor, and resistor and Butterworth low pass microstrip filter is proposed as an equivalent filter. To obtain another equivalent filter a square split-ring resonator and the dumbbell-shaped defected ground structures are applied. Finally, a photonic bandgap filter is designed as a fourth model and each of these four different filters are simulated by the CST simulation software program and calculated the scattering (S) parameters. With the help of data obtained from the S parameters graph, filter performances were compared in terms of insertion loss, attenuation level, bandwidth, and physical size. After that, Butterworth and square split ring resonator microstrip filters were produced by a photolithography method and experimental results and simulation results were compared. It was observed that the simulation results were compatible with the measurement results and the proposed square split-ring resonator and photonic bandgap structures improved Butterworth filter performance.

June 2020, 65 pages

Key Words: microstrip filter, Butterworth lowpass filter, square split ring resonator, dumbbell shaped defected ground structure, miniaturized filter, photonic bandgap filter, metamaterial

TEŞEKKÜR

Çalışmalarına ilham veren, araştırmalarımın her aşamasında değerli fikir ve önerilerini esirgemeyerek bu tezin ortaya çıkmasına vesilen olan danışman hocam Sayın Prof. Dr. Barış AKAOĞLU'na en içten duygularla teşekkür ederim.

Ayrıca network analizör ölçümlerindeki desteğinden dolayı Ankara Üniversitesi akademik personellerinden Doç. Dr. Fulya BAĞCI'ya, fotolitografi üretim aşamasındaki yardımlarından dolayı Meta Malzeme ve Anten Tasarım, Fabrikasyon, Analiz ve Simülasyon Laboratuvarı'ndan Yük. Fiz. Müh. Mustafa Suphi GÜLSU'ya ve simülasyon sürecindeki katkılarından dolayı değerli arkadaşım Fiz. Müh. Çağın POLAT'a ayrıca birçok hesaplama aşamasında destek aldığım Öğr. Gör. Burak ÇUHADAROĞLU ve Dr. Sultan CAN'a teşekkür ederim.

Beni yetiştiren ve hayatımın her anında destekleyen aileme de şükranlarımı sunarım.

Ebru ARSLAN
Ankara, Haziran 2020

İÇİNDEKİLER

TEZ ONAY SAYFASI

ETİK.....	i
ÖZET.....	ii
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR	iv
SİMGELER DİZİNİ	vii
KISALTMALAR	viii
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xii
1. GİRİŞ	1
2. FİLTRELEME TEMELLERİ.....	4
2.1 İki Portlu Ağ	6
2.1.1 Saçılma parametreleri	7
2.1.2 Transfer fonksiyonu.....	8
2.2 Frekans Cevap Karakteristiğine Göre Filtre Çeşitleri	9
2.2.1 Butterworth (maksimum düzlüklü) filtre cevabı	10
2.2.2 Chebyshev filtre cevabı.....	12
2.2.3 Eliptik fonksiyon cevabı	14
2.2.4 Gausyen cevap	15
2.3 Çalışma Prensibine Göre Filtre Çeşitleri.....	17
2.3.1 Alçak geçiren filtreler	18
2.3.2 Yüksek geçiren filtreler	19
2.3.3 Bant geçiren filtreler	21
2.3.4 Bant durduran filtreler.....	23
2.4 Alçak Geçiren Filtre Prototipi	24
2.4.1 Butterworth alçak geçiren filtre prototipi	26
2.5 Frekans ve Eleman Dönüşümleri.....	28
2.5.1 Alçak geçiren filtre dönüşümleri	29
2.5.2 Richards dönüşümleri.....	30
2.5.3 Kuroda tanımlamaları	30
3. MİKROŞERİT FİLTRELER	32
3.1 Mikroşerit Yapısı	35

3.2 Mikroşerit Yapıda Dalgalar	36
3.3 Yarı TEM Yaklaşımı	36
3.4 Kılavuzlanmış Dalga Boyu, Yayılma Sabiti, Faz Hızı ve Elektriksel Uzunluk .	37
4. ALÇAK GEÇİREN MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI.....	38
4.1 Kesim Frekansı 1.2 GHz Olan 5. Dereceden Alçak Geçiren Butterworth Filtre Tasarımı ve Üretimi	38
4.2 Kesim Frekansı 1.2 GHz Olan Kare Ayrık Halka Filtre Tasarımı ve Üretimi	48
4.3 Kesim Frekansı 1.2 GHz Olan Fotonik Bant Arahklı Filtre Tasarımı	54
5. SONUÇ VE TARTIŞMA.....	59
KAYNAKLAR	62
ÖZGEÇMİŞ.....	65

SİMGELER DİZİNİ

dB	Desibel
F	Farad
$F_n(\Omega)$	Filtreleme fonksiyonu
GHz	Giga Hertz
H	Henry
h	Mikroşerit hattın yer aldığı altaşa ait kalınlık
l	Mikroşerit hattın uzunluğu
L_A	Ekleme kaybı
L_R	Geri dönüş kaybı
mm	Milimetre
n	Filtre derecesi
R_{dB}	Chebyshev filtrelerde desibel cinsinden geçiş bandı dalgalanması
rad	Radyan
s	Saniye
S	Saçılma
$T_n(\Omega)$	Chebyshev sabiti
t	mikroşerit hattın kalınlığı
tan	Tanjant
w	Mikroşerit hattın eni
V	Volt
Z	Empedans
Z_0	Bir iletim hattının karakteristik empedansı
Z_{0L}	Yüksek empedanslı hat parçasının karakteristik empedansı
Z_{0c}	Düşük empedanslı hat parçasının karakteristik empedansı
Ω	Frekans değişkeni
μ	Manyetik geçirgenlik

ϵ	Elektriksel geçirgenlik
ϵ	Dalgalanma sabiti
ϵ_r	Bağıl elektriksel geçirgenlik
ϵ_{re}	Etkin bağıl elektriksel geçirgenlik
λ	Dalga boyu
β	Yayılma sabiti
Γ_0	Empedans skalama faktörü
ω	Açısal frekans
Θ	Elektriksel uzunluk

Kısaltmalar

ac	Alternating current (alternatif akım)
AM	Amplitude Modulation (genlik modülasyonu)
CST	Computer Simulation Technology
dc	Direct current (doğru akım)
FPV	First Person View
FR-4	Flame Retardant (UL94V-0 standardına uygun)
PBG	Fotonik Band Gap (fotonik bant aralıklı)
RF	Radyo frekans
SRR	Split Ring Resonator (ayrık halka rezonatör)
TEM	Transverse Electro-Magnetic
ISM	Industrial Scientific Medical (Sınai, bilimsel ve tıbbi cihaz bantı)
WLAN	Wireless Local Area Network (kablosuz yerel ağ bağlantısı)

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1 Filtre sayesinde istenmeyen f_2 sinyalini sönümlenirken f_1 sinyali herhangi bir değişime uğramadan iletilmiştir.....	4
Şekil 2.2 Değişik frekanslı işaretlere filtre devresinin verdiği cevaplar (Arifoğlu 2000).	5
Şekil 2.3 İki portlu ağ parametreleri	6
Şekil 2.4 5. dereceden Butterworth filtrenin frekans cevabı.....	11
Şekil 2.5 5. Dereceden Butterworth filtre ekleme kaybı.....	11
Şekil 2.6 5. Dereceden 0,5 dB dalgalanma sabitli Chebyshev filtre frekans cevabı.....	12
Şekil 2.7 Chebyshev filtresi ekleme kaybı.....	13
Şekil 2.8 Eliptik fonksiyon filtre cevabı (Pozar 1998).....	15
Şekil 2.9 Gausyen filtre cevabı	16
Şekil 2.10 1 nanosaniye yükseliş zamanında Gausyen basamak cevabı (Andrews 1999).....	16
Şekil 2.11 Çeşitli filtrelerin zaman alanında basamak cevaplarının karşılaştırılması (Andrews 1999).....	17
Şekil 2.12 İdeal filtre frekans cevap eğrileri (a) alçak geçiren filtre, (b) yüksek geçiren filtre, (c) bant geçiren filtre, (d) bant durduran filtre	18
Şekil 2.13 Alçak geçiren filtre	19
Şekil 2.14 Yüksek geçiren filtre.....	19
Şekil 2.15 Alçak geçiren filtreden yüksek geçiren filtreye dönüşüm	20
Şekil 2.16 Yüksek geçiren filtre kazanç-açısal frekans eğrisi.....	21
Şekil 2.17 Bant geçiren filtre	22
Şekil 2.18 Bant geçiren filtre kazanç- açısal frekans eğrisi	23
Şekil 2.19 Bant durduran filtre.....	23
Şekil 2.20 Bant durduran filtre kazanç-frekans eğrisi (Gündüz 2005)	24
Şekil 2.21 Alçak geçiren filtre prototipi (a) seri elman ile başlayan prototip (b) şönt eleman ile başlayan prototip.....	25
Şekil 2.22 Alçak geçiren filtre prototipi için farklı eleman sayılarına göre frekans cevap eğrileri	26
Şekil 2.23 Farklı derecelerde alçak geçiren prototip filtre çeşitleri (a) 1. dereceden; (b) 2. dereceden; (c) 3. dereceden; (d) 4.dereceden.....	28

Şekil 2.24 Dört Kuroda tanımlaması (Pozar 1998).....	31
Şekil 3.1 Şerit hattın tarihsel gelişimi: (a) dairesel merkezi iletkene sahip koaksiyel hat; (b) dörtgensel merkezi iletkene sahip koaksiyel hat; (c) düzlemsel merkezi iletkene sahip dörtgensel koaksiyel hat; (d) şerithat; (e) mikroşerithat	33
Şekil 3.2 Mikroşerit iletim yolu çeşitleri: (a) gömülü mikroşerit; (b) incefilmlı mikroşerit; (c) delikli mikroşerit; (d) ters mikroşerit; (e) askılı mikroşerit; (d) kalkanlanmış mikroşerit.....	34
Şekil 3.3 Mikroşerit yapısı	35
Şekil 3.4 Mikroşerit hat için elektrik ve manyetik alan çizgileri (Pozar 1998)	37
Şekil 4.1 Tasarlanan prototip devre	39
Şekil 4.2 Kesim frekansı 1.2 GHz olan alçak geçiren filtre.....	40
Şekil 4.3 Kesim frekansı 1.2 GHz olan alçak geçiren filtrenin CST yazılımı yardımıyla tasarlanması	40
Şekil 4.4 CST simülasyon yazılımı yardımıyla toplu devre elemanları ile oluşturulan filtre devresi tasarımına ait S grafikleri	41
Şekil 4.5 (a) Yüksek ve (b) düşük empedanslı hat parçaları.....	41
Şekil 4.6 Kesim frekansı 1.2 GHz olan alçak geçiren Butterworth 5. dereceden geleneksel filtre tasarımı.....	44
Şekil 4.7 CST simülasyon yazılımı ile elde edilen geleneksel filtre tasarımına ait S grafikleri	44
Şekil 4.8 Üretilen Butterworth filtre	45
Şekil 4.9 Network Analizör ölçüm düzeneği	46
Şekil 4.10 Bu çalışmada kullanılan network analizör	46
Şekil 4.11 Butterworth filtre S ₂₁ parametresine ait simülasyon ve ölçüm sonuçları.....	47
Şekil 4.12 Butterworth filtre S ₁₁ parametresine ait simülasyon ve ölçüm sonuçları.....	48
Şekil 4.13 Kare ayırık halka rezonatör	49
Şekil 4.14 Dambıl kusurlu zemin uygulaması	50
Şekil 4.15 Kesim frekansı 1.2 GHz olan kare ayırık halka tasarımı	51
Şekil 4.16 CST simülasyon yazılımı ile elde edilen kare ayırık halka filtre tasarımına ait S parametresi grafikleri	51
Şekil 4.17 Nasiri vd. tarafından yapılmış olan çalışmaya ait S parametresi grafikleri ...	52

Şekil 4.18 Üretilmiş olan kare ayırık halka rezonatör dambıl kusurlu zemin filtrenin ön ve arka yüzü	52
Şekil 4.19 Kare ayırık halka (SRR) filtre S21 parametresine ait simülasyon ve ölçüm sonuçları	53
Şekil 4.20 Kare ayırık halka (SRR) filtre S11 parametresine ait simülasyon ve ölçüm sonuçları	54
Şekil 4.21 Arka yüzeyi ve FR4 boyunca delinerek PBG yapı oluşturulmuş Butterworth filtre; (a): ön yüz, (b): arka yüz, (c): perspektif	56
Şekil 4.22 Arka yüzünden FR4 boyunca PBG uygulanmış filtreye ait S parametresi grafikleri	57
Şekil 4.23 Butterworth tasarımımız ile PBG uygulanmış halinin S11 parametreleri yönünden karşılaştırılması	57
Şekil 4.24 Butterworth tasarımımız ile PBG uygulanmış halinin S21 parametreleri yönünden karşılaştırılması	58
Şekil 5.1 Butterworth ve kare ayırık halka (SRR) filtrelerin S11 parametrelerine ait simülasyon ve ölçüm sonuçları	60
Şekil 5.2 Butterworth ve kare ayırık halka (SRR) filtrelerin S21 parametrelerine ait simülasyon ve ölçüm sonuçları	60

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1 Butterworth alçak geçiren prototip filtre eleman değerleri.....	27
Çizelge 4.1 Yüksek ve düşük empedanslı hat parçalarının fiziksel boyutları.....	43



1. GİRİŞ

Haberleşme sistem ara yüzlerinde, ihtiyaç duyulan frekans cevabını elde etmek amacıyla kullanılan iki portlu yapılar filtre olarak adlandırılırlar. Belirlenen mertebedeki frekans sinyallerinin istenilen aralıkta filtrelenmesi amacıyla indüktör ve kapasitör gibi devre elemanları kullanılmaktaydı. Bu toplu elemanlar ile yaratılan filtrelerin uygulama gücü doğurması sebebiyle araştırmacılar yeni filtre tasarımları geliştirdiler. Bu tez çalışmasında yer alan ve günümüzde kullanılan en popüler filtrelerden biri olan mikroşeritler diğer yapılarda tasarlanan filtrelere göre birçok üstünlüğe sahiptirler; küçük boyutlu olmaları, ağırlık yönünden hafif olmaları, düzlemsel yapıda olmaları, üretim aşamasının kolay oluşu, diğer mikrodalga devrelere entegrasyonunun pratik olması ve nispeten ekonomik avantaja sahip olmaları bunlardan bazılarıdır.

Mikroşerit yapıların keşfine kadar kullanılan mikrodalga sistemlerinde iletim hattı olarak dikdörtgen dalga kılavuzları ve koaksiyel hatlar tercih edildi. Radar sistemlerinde yer alan dalga kılavuzlarının; kısıtlı bant genişliği ve yüksek maliyet, mikrodalga devrelerinde kullanılan koaksiyel hatların ise entegrasyonunun karmaşık olması gibi dezavantajları vardı. Bütün bu sebeplerden ötürü şerit hat, mikroşerit, yarıklı hat gibi düzlemsel iletim hatlarının geliştirilmesi ihtiyacı ortaya çıktı. Bu hatlar hem nispeten düşük maliyetliydi hem de aktif devre elemanları ile entegrasyonları kolaydı. (Gündüz 2005)

Filtre teorisi İkinci Dünya Savaşı yıllarında G. Mason, R. A. Sykes, S. Darlington, R. M. Fano ve A. W. Lawson öncülüğünde ortaya konuldu. 1930 yıllarında düşük frekans filtreleri radyo ve telefonlar için geliştirildi. 1950 yıllarında G. Matthaei, L. Young, E. Jones, S. Cohn gibi bilim adamlarının da bulunduğu Stanford Research Institute mikrodalga filtreler üzerine birçok çalışmalar yaptı. Fakat en önemli adım RC devrelerini mikroşerit yapıya çevirmemize olanak tanıyan dönüşümleri ortaya koyan P. Richards ve K. Kuroda'dan geldi. (Pozar 1998)

1952 yılında D. D. Grieg ve H. F. Engelmann, tarafından ITT laboratuvarlarında geliştirilen ilk mikroşerit hatlarda çok kalın bir yalıtkan alttaş kullanıldı. Fakat bu

yapıda, çalışma bölgesi frekans aralığında çok fazla dağılma ortaya çıktığı gözlemlendi. 1960'lerde bu dielektrik alttaş malzemesinin çok ince hale getirilmesi ile istenilen frekans karakteristiğine ulaşıldı ve böylece mikroşerit hat mikrodalga devrelerinde tercih edilen bir yapı haline geldi. (Gündüz 2005)

Mikroşerit filtreler günümüzde radar sistemleri, hücresel haberleşme, test/ölçüm sistemleri, kablosuz modemler, radyo ve televizyon alıcıları, uzaktan kumanda kontrol sistemleri gibi mikrodalga mühendisliğinin birçok alanında yer almaktadırlar.

Monolitik mikrodalga entegre devre (MMIC), mikro elektromekanik sistem (MEMS), mikro işleme, yüksek sıcaklık süper iletken (HTS) ve düşük sıcaklıkta soğutulmuş seramikler (LTCC) dahil olmak üzere yeni malzemelerin ve üretim teknolojilerinin son gelişimi, yeni mikro şerit ve diğer filtrelerin hızlı bir şekilde gelişmesini sağlandı. Bu esnada tam dalga elektromanyetik simülatörler gibi bilgisayar destekli dizayn (CAD) araçları filtre tasarımında devrime yol açtı. (Hong ve Lancaster 2011)

Bu tez çalışmasında öncelikle filtre yapısının kuramsal temelleri araştırılarak çeşitli filtre tasarım metotları hakkında bilgi verildi. Butterworth, Chebyshev, Eliptik ve Gausyen filtrelerin frekans cevapları ayrı ayrı incelenerek her birinin hangi karakteristiğe sahip RF/mikrodalga sistemlerine entegrasyonunun uygun olacağı tartışıldı. Alçak, yüksek, bant geçiren ve bant durduran filtreler frekans cevapları ve S parametreleri yönüyle incelendi. Alçak geçiren prototip filtre örnekleme yapılarak herhangi bir empedans değerinde pratik filtreye dönüştürülebilmesi için gereken ölçeklendirme formülleri araştırıldı. Sonrasında ayrık elemanlı (lumped element) devreleri mikroşerit eşleniğine dönüşmesini sağlayan Richards dönüşümleri ve Kuroda tanımlamaları yapıldı.

Tez çalışmasının üçüncü bölümünde mikroşerit yapılar ele alınarak filtre uygulamaları ve dalga yayılım şekilleri incelendi. Kılavuzlanmış dalga boyu, yayılma sabiti, faz hızı ve elektriksel uzunluk gibi parametreler araştırıldı. 1.2 GHz kesim frekansına sahip Butterworth alçak geçiren filtre tasarımı yapıldı. Daha sonra kare ayrık halka ve dambıl kusurlu zemin uygulamaları gerçekleştirildi. Simüle edilmiş olan filtreler fotolitografi

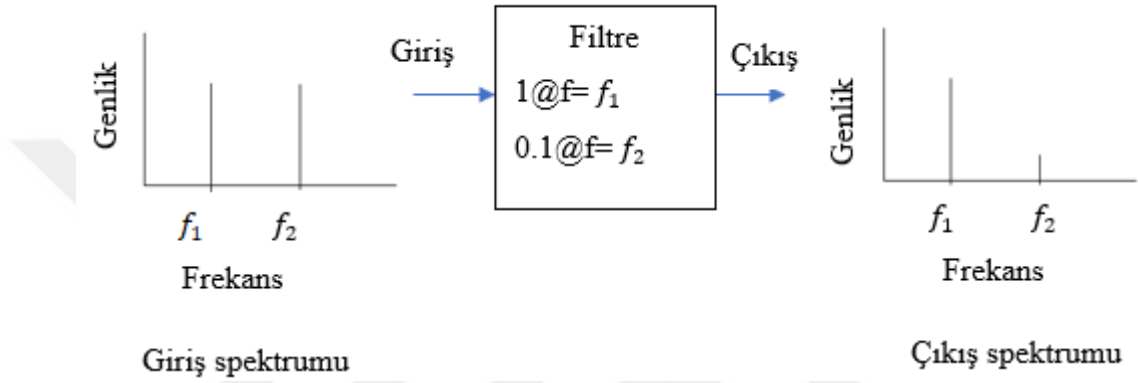
yöntemi ile üretildi ve S parametreleri ve frekans cevapları yönünden simülasyon sonuçları ile karşılaştırıldı.

Dördüncü bölümde fotonik bant aralıklı yapılar ve filtre uygulamaları araştırıldı. 1.2 GHz kesim frekansına sahip alçak geçiren filtre fotonik bant aralıklı yapılar kullanılarak tasarlandı. Diğer simülasyon sonuçları ile filtre performansları tartışıldı.

Tezin sonuç bölümünde tasarlanan filtrelere ilişkin analiz çalışmaları yapılarak filtre performansının iyileştirme yolları araştırıldı. Tasarlanan filtreler boyut, maliyet, üretim kolaylığı ve performans açısından değerlendirildi. Tasarım, simülasyon ve S parametrelerinin hesaplanması aşamalarında Computer Simulation Technology Studio Suite (CST Studio Suite) yazılımının Microwave Studio paketi kullanıldı.

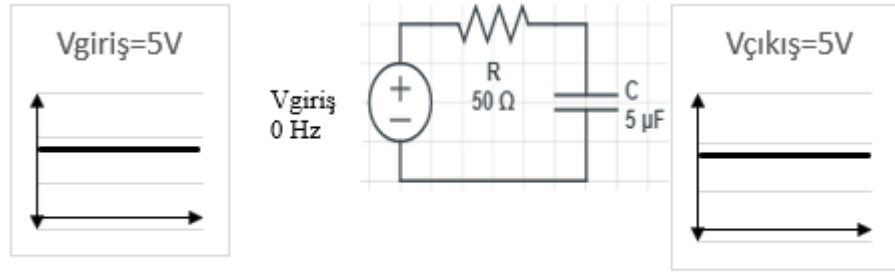
2. FİLTRELEME TEMELLERİ

Filtreler, iletim hattındaki bir sinyalin frekansa bağılı olarak genlik ve / veya faz özelliklerini değiştiren bir sinyal işleme devresidir. İletilen bir sinyal içerisindeki istenmeyen frekans bileşenini yok etmek ve var olması istenen frekans değerlerinin de iletimini sağlamak amacıyla elektronik devre tasarımlarında sıklıkla yer alırlar. (Lacanette 1991) Şekil 2.1’de tipik bir filtre ağı görülmektedir.

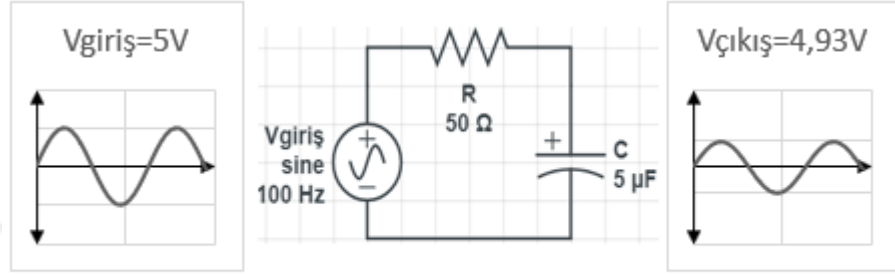


Şekil 2.1 Filtre sayesinde istenmeyen f_2 sinyalini sönmümlenirken f_1 sinyali herhangi bir değişime uğramadan iletilmiştir

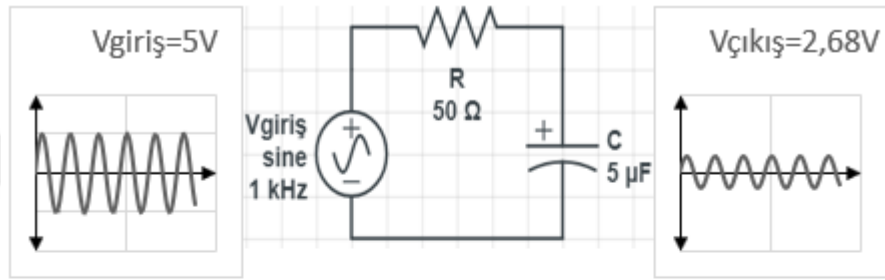
Filtreler kapasitör, indüktör ve direnç elemanlarının çeşitli kombinasyonları ile oluşturulabilir. Şekil 2.2 ‘de direnç (R) ve kapasitörden (C) meydana gelen bir alçak geçiren filtre örneği bulunmaktadır. (a) şıkında devre girişine 5 volt değerinde doğru akım uygulanmıştır ve frekans sıfır olduğu için kapasitif reaktans değeri sonsuz olmuştur. Bu durumda devre üzerinden akım akmadığı ve direnç üzerinde gerilim düşümü olmadığı için çıkış gerilimi 5 volt olur. (b) şıkında devre girişine gerilim etkin değeri 5 volt ve frekansı 100 Hz olan bir kaynak uygulanmıştır ve çıkış gerilimi bir miktar azalmıştır. (c) ve (d) şıklarında kaynak frekansı kademeli arttırılarak çıkış geriliminin orantılı olarak azaldığı görülmüştür. Yani devre yüksek frekansları engelleyen, düşük frekansları ise neredeyse kayıpsız iletebilen alçak geçiren filtre özelliği göstermiştir. (Arifoğlu 2000)



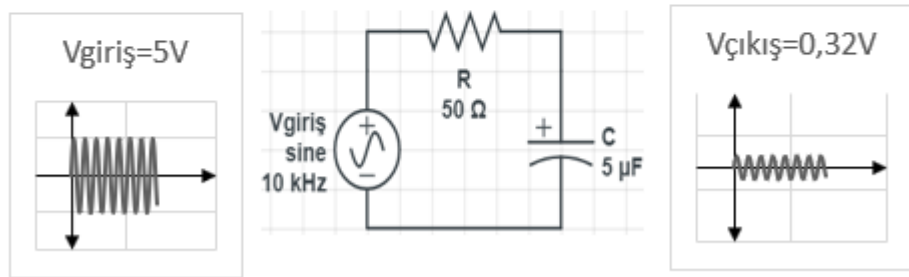
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 2.2 Değişik frekanslı işaretlere filtre devresinin verdiği cevaplar (Arifoğlu 2000)

Filtreler direnç, kapasitör ve indüktör gibi pasif devre elemanlarından oluşabileceği gibi transistör gibi yükseltici elemanlar da içerebilir. Yalnızca pasif devre elemanlarından oluşan ve pasif filtreler olarak adlandırılan filtreler herhangi bir güç kaynağına ihtiyaç

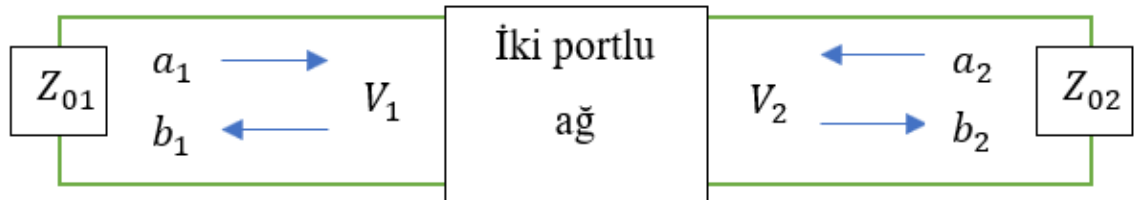
duymaz ve çok yüksek frekanslarda dahi düzgün çalışabilirler. Ayrıca aktif filtreler ile kıyaslandığında çok düşük gürültüye sahiptirler. Dezavantajları ise sinyal kazancı sağlayamamalarıdır. Ayrıca indüktörlerin standart değerleri çok geniş aralıklı bir skalaya sahip olduğu için istenilen değerde indüktör bulmak zordur. Bu durum ayarlanabilir indüktör ihtiyacı doğurması sebebiyle fazla zaman ve yüksek maliyet gerektirmektedir. Öte yandan pasif ve aktif bileşenlerin kombinasyonundan oluşan aktif filtreler indüktör içermezler ve dolayısıyla indüktörden kaynaklanan dezavantajlara sahip değildirler. Pasif filtrelere kıyasla daha kolay tasarlanabilirler. Dezavantajları ise üst frekans limitlerinin amplifikatörlerin bant genişliği ile sınırlı olması ve nispeten fazla gürültü üretmeleridir. (Lacanette 1991)

Bu tez çalışmasında pasif filtre çeşitleri üzerinde durulacaktır.

2.1 İki Portlu Ağ

RF ve mikrodalga devrelerinde belirli frekansları seçmek veya sönmölemek için filtreler kullanılır. İndüktör ve kapasitör gibi toplu devre elemanlarıyla veya mikroşerit hatlar kullanılarak oluşturulan yapılar da dahil olmak üzere birçok filtre çeşidi ve birçok tasarım yöntemi var olsa da devre ağı topolojisi ortakdır.

Düşük frekanslı ağ kavramlarını en iyi şekilde kullanmak amacıyla filtre gibi bir mikrodalga ağıın voltaj, akım ve empedans açısından çalışmasını tanımlamak faydalı olacağı için bu bölümde çeşitli devre kavramları tanımlandı ve filtre analizi için yararlı olabilecek eşitlikler üzerinde duruldu. (Hong ve Lancaster 2011)



Şekil 2.3 İki portlu ağ parametreleri

Filtre iki portlu bir yapı olarak varsayılır ve şekil 2.3 ele alınır,

Z_{01} = 2. portun Z_{02} ile sonlandırılması halinde 1. porttaki giriş empedansı.

Z_{02} = 1. portun Z_{01} ile sonlandırılması halinde 2. porttaki giriş empedansı.

V_1 = 1. porttaki voltaj

V_2 = 2. porttaki voltaj

I_1 = 1. porttaki akım değeri

I_2 = 2. porttaki akım değeri

a = gelen dalga b = yansıyan dalga değişkenleridir ve güç dalgaları (power waves) olarak da tanımlanırlar. (Fooks ve Zakarevicius 1990)

$$\text{Güç akışı (power flow)} = |a|^2 - |b|^2 \quad (2.1)$$

Port 1'den görülen sinüsoidal voltaj şu şekilde verilir: (Hong ve Lancaster 2011)

$$V_1(t) = |V_1| \cos(\omega t + \phi) \quad (2.2)$$

$$|V_1| \cos(\omega t + \phi) = \text{Re}(|V_1| e^{j(\omega t + \phi)}) = \text{Re}(V_1 e^{j\omega t}) \quad (2.3)$$

Re eşitliğin gerçek kısmını tanımlar ve kompleks V_1 değişkeni şu şekilde verilir:

$$V_1 = |V_1| e^{j\phi} \quad (2.4)$$

Dalga değişkenleri, voltaj ve akım değişkenleri arasındaki ilişki şu şekildedir:

$$V_n = \sqrt{Z_{0n}} (a_n + b_n) \quad n = 1 \text{ ve } 2 \quad (2.5)$$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}} (a_n - b_n) \quad (2.6)$$

2.1.1 Saçılma parametreleri

Saçılma parametreleri veya kısaca S parametreleri olarak bilinen bu önemli parametre seti, yansıma ve iletim etkilerini veya herhangi bir ağ için güç iletimini verir. S

parametrelerini empedans parametrelerine dönüştürmek oldukça kolaydır. (Edwards ve Steer 2016)

İki portlu bir devrede S parametreleri şu şekilde verilir: (Edwards ve Steer 2016)

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (2.7)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (2.8)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (2.9)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (2.10)$$

Burada $a_n = 0$ mükemmel empedans eşleşmesini (perfect impedance match) yani sonda bulunan n portundan empedans yansımaları olmadığı durumu ifade eder. Eşiklik 10'da verilen matris ile ifade edilir:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

S parametrelerini içeren matris S matris olarak tanımlanır ve $[S]$ şeklinde gösterilir.

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

S_{11} : Çıkış portu eşleştiği durumda giriş yansımaya katsayısı

S_{22} : Giriş portu eşleştiği durumda çıkış yansımaya katsayısı

S_{21} : Çıkış portu eşleştiği durumda ileri iletim katsayısı

S_{12} : Giriş portu eşleştiği durumda ters iletim katsayısı (Fooks ve Zakarevicius 1990)

2.1.2 Transfer fonksiyonu

İki portlu bir filtre ağı için transfer fonksiyonu ağ yanıt özelliklerinin yani S_{21} 'in matematiksel ifadesi olarak tanımlanabilir. Kayıpsız bir pasif filtre ağı için transfer fonksiyonunun mutlak değerinin karesi; ϵ : dalgalanma sabiti, $F_n(\Omega)$: filtreleme

fonksiyonu ve Ω : frekans değişkeni olmak üzere şu şekilde ifade edilir: (Hong ve Lancaster 2011)

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\epsilon^2+F_n^2(\Omega)} \quad (2.12)$$

Ekleme kaybı; bir sinyalin filtreden geerirken ne kadar azaldığını ifade eder ve şu şekilde verilir:

$$L_A(\Omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2} \text{ dB} \quad (2.13)$$

$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$ eşitliğini sağlayan kayıpsız, pasif iki portlu devrelerde geri dönüş kaybı cevabı ise şu şekilde verilir:

$$L_R(\Omega) = 10 \log [1 - |S_{21}(j\Omega)|^2] \quad (2.14)$$

Geri dönüş kaybı iletilen sinyalin yansımasından kaynaklanan kayıptır ve bir iletim hattının ne kadar iyi eşitleştiğinin (matched) bir ölçüsüdür.

Bir iletim hattının geri dönüş kaybı ne kadar büyükse ve ekleme kaybı ne kadar düşükse o kadar iyi eşitleşme sağlanmış demektir.

2.2 Frekans Cevap Karakteristiğine Göre Filtre eşitleri

Filtrelerin kullanım yerlerine göre değişkenlik gösteren, çeşitli amaçlara yönelik olarak uygun frekans cevap karakteristiğini veren yöntem tercih edilmelidir. Bu tercih aşamasında göz önünde bulundurulan hususlar; iletim veya durma bandında dalgalanmaların tlere edilip edilemeyeceği ve frekans cevap eğrisinin ne kadar dik olması gerektiği gibi parametrelerdir.

2.2.1 Butterworth (maksimum düzlüklü) filtre cevabı

Butterworth filtre yapısı İngiliz bilim adamı Stephen Butterworth tarafından 1930 yılında “Experimental Wireless and the Wireless Engineer” dergisinde “On the Theory of Filter Amplifiers” makalesinde ortaya atıldı.

Butterworth standart filtre çeşitleri içerisinde geçiş bandı en düz ve dalgalanmanın neredeyse hiç olmadığı bir filtre cevabıdır. Bu sebeple maksimum düzlüklü filtre cevabı olarak da anılır. Alçak geçiren Butterworth filtre cevabı filtrenin merkez frekansında dik bir grafik verir. Ayrıca filtrenin derecesi (eleman sayısı) arttıkça bu grafiğin dikliği artarak ideal filtreye yaklaşır. (Bowick 1982) Bu sebeple dalgalanma miktarının önemli olduğu analog devrelerde Butterworth filtreler tercih edilebilir.

Butterworth filtrelerde sönümlenme: (Bowick 1982)

$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \quad (2.15)$$

ω = istenilen sönümlenmenin gerçekleştiği frekans

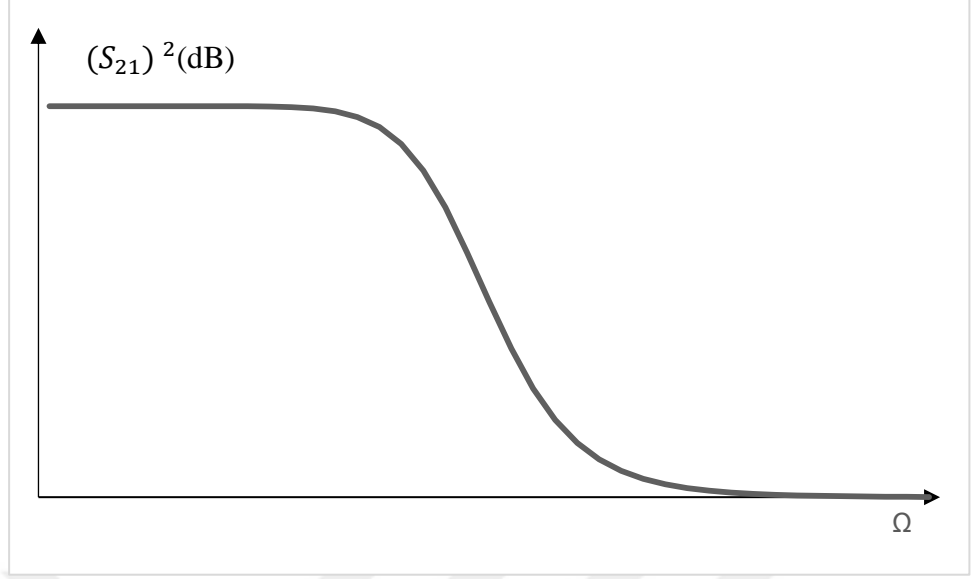
ω_c = kesim frekansı ($\omega_{3.01dB}$)

n = filtrenin derecesi

Kesim frekansı (Ω_c) 1 iken ekleme kaybı (L_{Ar}) 3.01 dB olan n . dereceden Butterworth filtrenin transfer fonksiyonunun mutlak değerinin karesi şu şekilde verilir: (Hong ve Lancaster 2011)

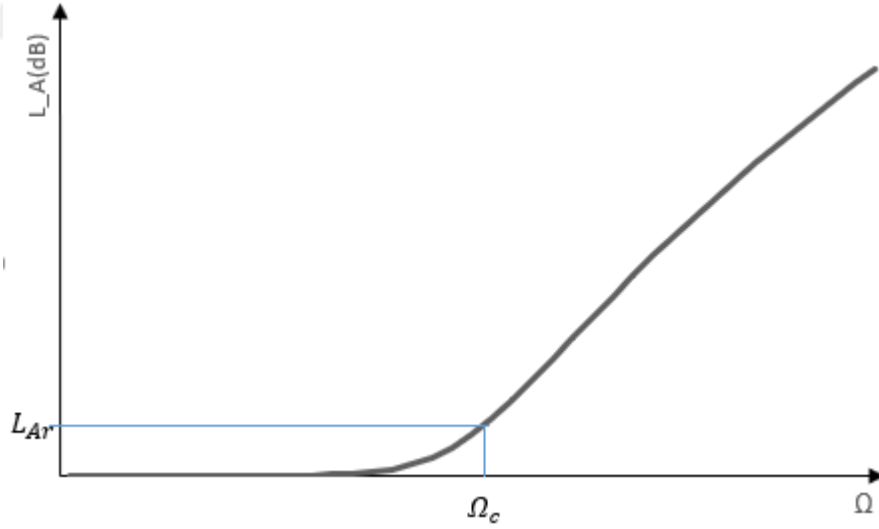
$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}} \quad (2.16)$$

n filtredeki reaktif eleman sayısıdır. Tipik bir Butterworth filtrenin frekansa bağlı olarak S_{21} parametreleri Şekil 2.4’te görüldüğü gibidir.



Şekil 2.1 5. dereceden Butterworth filtrenin frekans cevabı

Ekleme kaybına karşılık frekans grafiği ise Şekil 2.5'te verilmiştir.



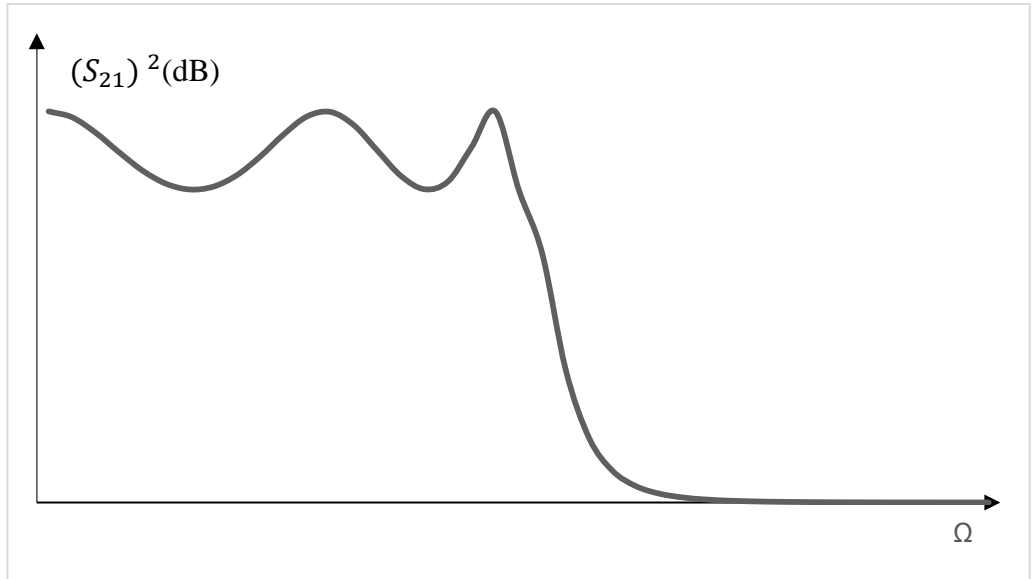
Şekil 2.2 5. Dereceden Butterworth filtre ekleme kaybı

2.2.2 Chebyshev filtre cevabı

Chebyshev filtre cevabı aynı isimle anılan polinomları geliştiren Rus matematikçi Pafnuti Chebyshev tarafından geliştirilmiştir. Chebyshev frekans cevabı iletim bandı ve sönüm bandı arasında keskin bir geçiş sağlarken dalgalanmaya izin veren matematiksel bir strateji olup analog ve dijital filtrelerde kullanılan bir yaklaşımdır. (Smith 1999)

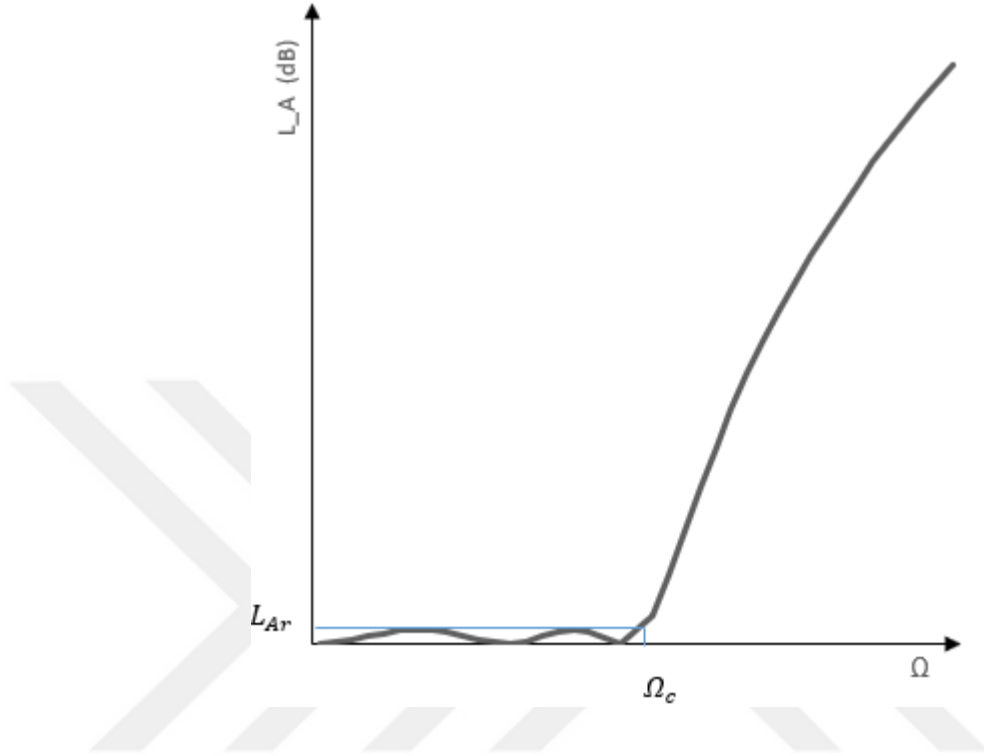
Bir Chebyshev filtrenin tepkisi Butterworth filtre ile karşılaştırılacak olursa geçiş bandından durdurma bandına daha hızlı bir geçiş sağlar. Köşe frekansında da cevap Butterworth filtresiyle gördüğümüz yarı güç seviyesinden (3.01 dB) ziyade dalgalanma miktarıyla azalır. Butterworth filtrelerinin frekans cevabına oranla söndürme bandındaki başlangıç inişleri daha diktir. Chebyshev filtresi geçiş bandında dalgalanma yapar ve bu dalgalanmadan ötürü analog yapılar için uygun olmaz iken dijital sinyal ile çalışan devrelerde rahatlıkla tercih edilebilir. Bu devrelerde kararlılık (stabilite) önemli değildir, sadece sinyalin var olma durumu ve sinyalin olmaması durumu ile ilgilenilir. Butterworth filtresiyle kıyaslanınca söndürme bandında 10 dB kadar daha fazla zayıflama yapar. (Bowick 1982)

Şekil 2.6'da Chebyshev filtre frekans cevabı görülmektedir.



Şekil 2.6 5. Dereceden 0,5 dB dalgalanma sabitli Chebyshev filtre frekans cevabı

Chebyshev cevabı veren filtreler iletim bandında eşit dalgalanma ve sönümleme bandında maksimum düzlük gösterir. Tipik bir Chebyshev filtresi için ekleme kaybı Şekil 2.7’de görülmektedir.



Şekil 2.7 Chebyshev filtresi ekleme kaybı

Chebyshev filtresi için zayıflama; (Bowick 1982)

$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \varepsilon^2 * C_n^2 * \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)' \right] \quad (2.17)$$

$C_n^2 * \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)' =$ Chebyshev polinomudur. $\left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)'$ n. derece için geliştirilir.

$$\left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)' = \frac{\omega}{\omega_c} \cosh \left(\frac{1}{n} \cosh^{-1} \left(\frac{1}{\varepsilon} \right) \right) \quad (2.18)$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{R_{dB}/10} - 1} \quad (2.19)$$

$R_{dB} =$ dB cinsinden geçiş bandı dalgalanmasıdır.

n = filtrenin derecesi

$\frac{\omega}{\omega_c}$ = gözlenmek istenilen frekansın, kesim frekansına oranı.

Transfer fonksiyonunun mutlak değerinin karesi Cheyshev filtre için transfer fonksiyonunu tanımlar ve şu şekilde verilir: (Hong ve Lancaster 2011)

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 * T_n^2(\Omega)} \quad (2.20)$$

$T_n(\Omega)$ Chebyshev sabitidir ve şu şekilde verilir:

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (2.21)$$

ε dalgalanma sabiti olup ekleme kaybına şu şekilde bağlıdır:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_A}{10}} - 1} \quad (2.22)$$

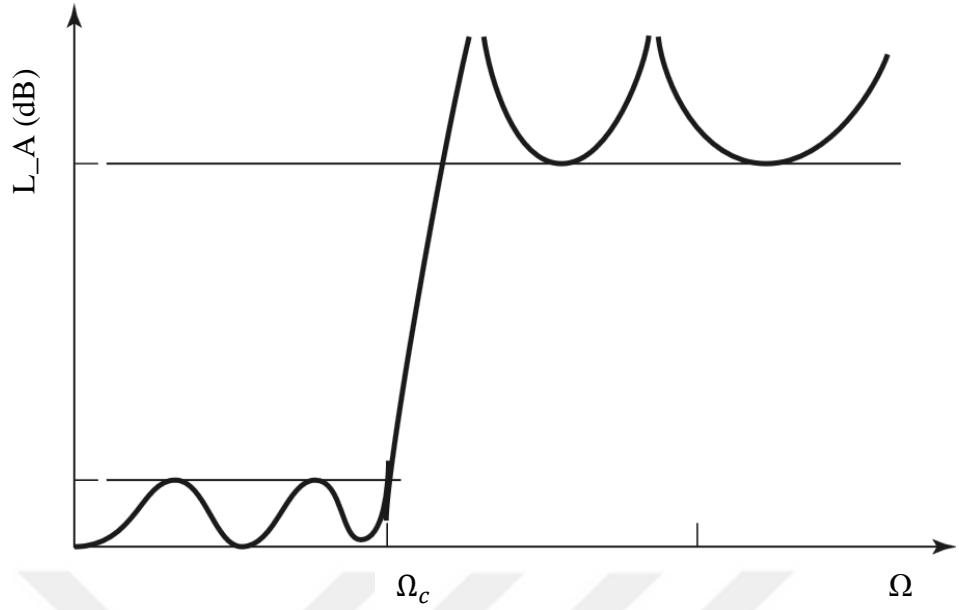
2.2.3 Eliptik fonksiyon cevabı

Hem iletim bandında hem de sönümlenme bandında eşit dalgalanma yapan filtre cevabına eliptik fonksiyon cevabı denir. Aynı zamanda bu filtre cevabını ilk tanıtan kişi olan Wilhelm Cauer'in ismi ile de anılır. İletim bandından sönüm bandına geçişte Chebyshev filtreden daha dik bir eğriye sahiptir. Bu filtre çeşidinin transfer fonksiyonu şu şekilde ifade edilir: (Hong ve Lancaster 2011)

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 * F_n^2(\Omega)} \quad (2.23)$$

$F_n(\Omega)$ eliptik fonksiyon sabitidir ve şu şekilde verilir:

$$F_n(\Omega) = \begin{cases} M * \frac{\prod_{i=1}^{n/2} (\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{n/2} (\Omega_s^2 / \Omega_i^2 - \Omega^2)} & n \text{ çift ise} \\ N * \frac{\Omega * \prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\Omega_s^2 / \Omega_i^2 - \Omega^2)} & n (\geq 3) \text{ tek ise} \end{cases} \quad (2.24)$$



Şekil 2.8 Eliptik fonksiyon filtre cevabı (Pozar 1998)

Tipik bir eliptik filtrenin frekans cevap grafiği Şekil 2.8’de verilmiştir. Butterworth veya Chebyshev filtre yapıları ile eşdeğer bir diklik elde etmek istenirse filtre derecesinin artırılması gerekir. Ne yazık ki filtre derecesinin artması aynı zamanda ekleme kaybının ve filtrenin fiziksel boyutunun da artması demektir. (Hsieh ve Chang 2003) Frekans seçiciliği ve bant geçişi kaybı önemli olduğu durumlarda eliptik filtreler tercih edilmektedir.

2.2.4 Gausyen cevap

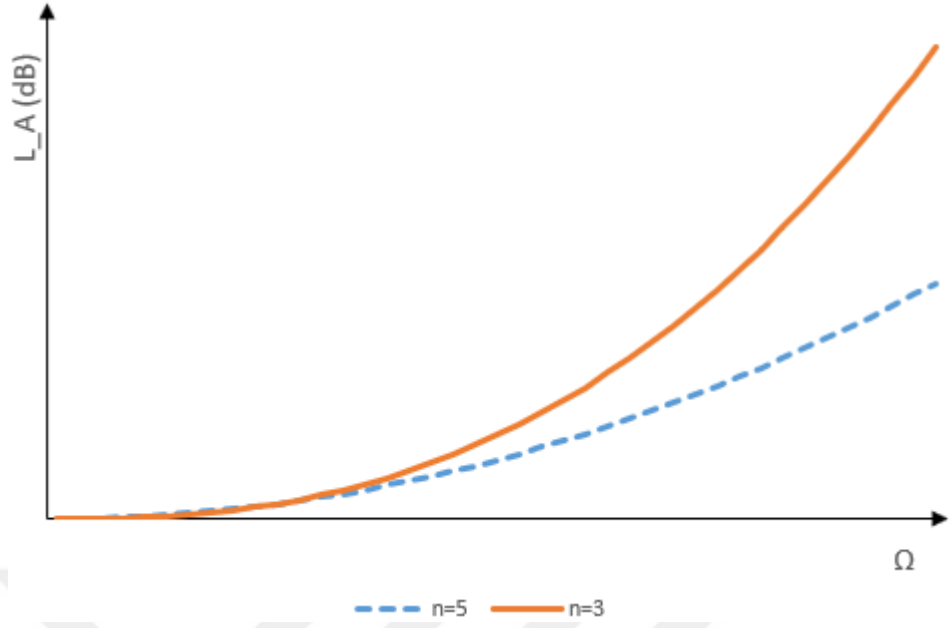
Gausyen filtre, frekans cevap eğrisinin gausyen fonksiyona benzemesi sebebiyle bu isimle anılır. İdeal zaman alanı (time domain) filtre olarak kabul edilir. Transfer fonksiyonu şu şekilde ifade edilir: (Hong ve Lancaster 2011)

$$S_{21}(p) = \frac{a_0}{\sum_{k=0}^n a_k p^k} \quad (2.25)$$

p normalize kompleks frekans değişkenidir.

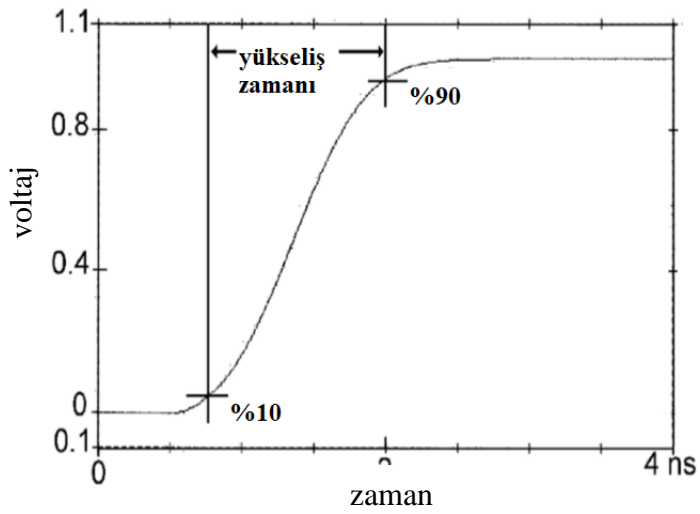
a_k sabittir.

Tipik bir Gausyen filtre frekans cevap eğrisi Şekil 2.9’da verilmiştir.



Şekil 2.9 Gausyen filtre cevabı

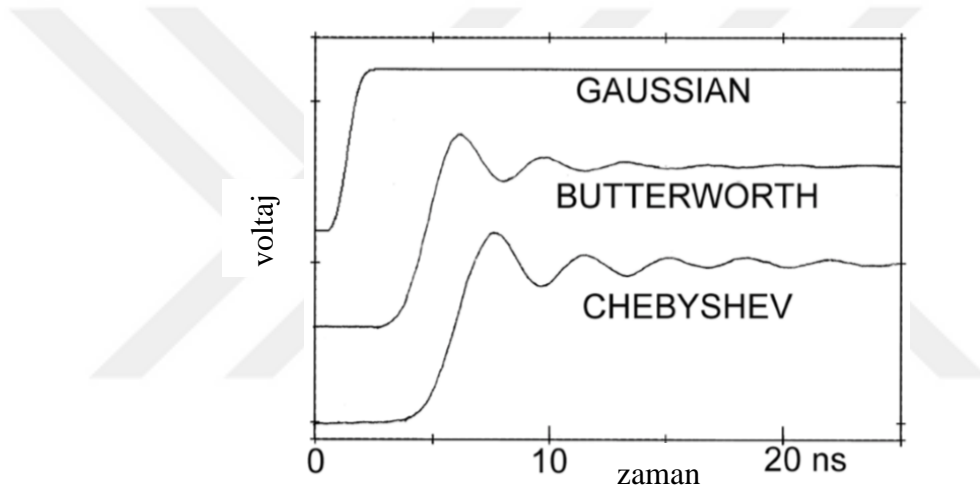
Genelde, Gauss filtreleri zayıf bir seçiciliğe sahiptir. Şekil 2.9’da görüldüğü gibi artan filtre düzeni n ile, seçicilik çok az iyileşir ve desibel cinsinden ekleme kaybı Gauss formuna yaklaşır. Bu nedenle, Butterworth yanıtından farklı olarak, bir Gausyen filtrenin 3 dB bant genişliği, filtre derecesinin bir fonksiyonudur; filtre derecesi ne kadar yüksek olursa, 3 dB bant genişliği o kadar geniş olur. (Hong ve Lancaster 2011)



Şekil 2.10 1 nanosaniye yükseliş zamanında Gausyen basamak cevabı (Andrews 1999)

Şekil 2.10'da görüldüğü gibi Gausyen filtrelerde iletilen sinyalin aniden yükselmesi veya düşmesi için gereken süre çok kısadır. Transfer fonksiyonu, $\Omega = 0$ ' da mümkün olan maksimum sıfır türev sayısına sahip bir grup gecikmesiyle doğrudan ilişkilidir.

Zaman alanında çalışılıyorsa; yani bir sinyalin yükselmesi ve düşmesi arasında geçen süre çok önemliyse Gausyen filtreler tercih edilmektedir. Örneğin osiloskoplarda test esnasında en doğru ölçümü verebilmesi amacıyla gausyen filtreler kullanılmaktadır. Ayrıca dijital telekomünikasyon sistemlerinde semboller arası girişimi azaltmak ve düşük bit hata oranı elde edebilmek için Gausyen filtrelerden yararlanılmaktadır. (Andrews 1999)



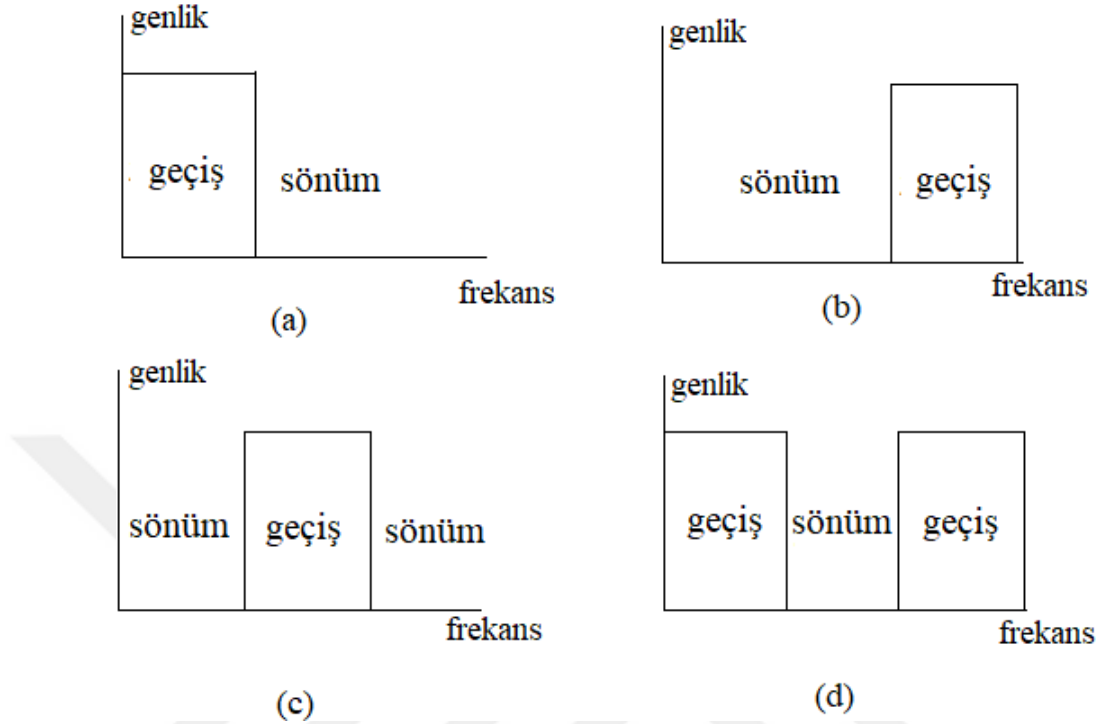
Şekil 2.11 Çeşitli filtrelerin zaman alanında basamak cevaplarının karşılaştırılması (Andrews 1999)

Şekil 2.11'de görüldüğü gibi Gausyen bir filtre final değerine 2 nanosaniyede ulaşırken, Butterworth filtre 15 ns ve Chebyshev filtre 20 ns'de ulaşacaktır.

2.3 Çalışma Prensibine Göre Filtre Çeşitleri

Çalışma prensiplerine göre filtreleri dört ana başlıkta toplayabiliriz. Bunlar alçak geçiren filtreler, yüksek geçiren filtreler, bant geçiren filtreler ve bant durduran

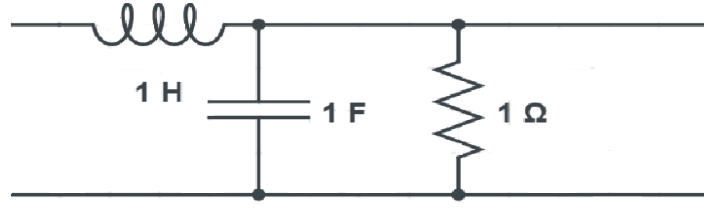
filtrelerdir. Filtrenin kullanılacağı sistemin gerekliliğine göre bu dört filtre çeşidinden bir tanesi seçilir. Şekil 2.12’de ideal filtrelere ait frekans cevap grafikleri görülmektedir.



Şekil 2.12 İdeal filtre frekans cevap eğrileri (a) alçak geçiren filtre, (b) yüksek geçiren filtre, (c) bant geçiren filtre, (d) bant durduran filtre

2.3.1 Alçak geçiren filtreler

Kesim frekansı olarak belirlenen frekanstan daha düşük olan frekansları geçiren fakat daha yüksek frekansların sönümleyerek iletimine engel olan filtrelere alçak geçiren filtreler denir. Alçak geçiren filtreler Şekil 2.13’de görüldüğü gibi seri indüktör ve şönt kapasitörlerin ardışık birleştirilmesi ile elde edilir. Bu devre elemanlarının sayısı filtrenin derecesini belirler. Düşük frekanslarda seri indüktörler düşük empedans ve şönt kapasitörler yüksek empedans üretir, böylece sinyalin filtre çıkışında görünmesi sağlanır. Kesim frekansının üstünde ise, seri indüktörler yüksek empedans gibi ve şönt kapasitörler düşük empedans gibi davranırlar, böylece yüke sinyal aktarımı engellenir. (Davis ve Agarwal 2001)



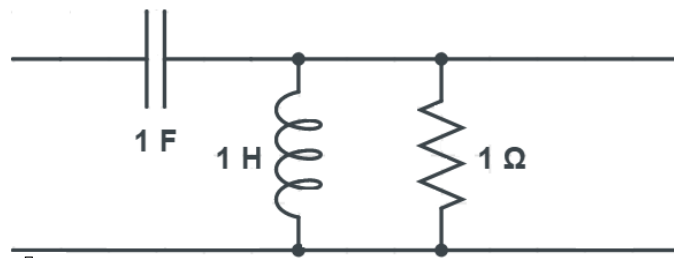
Şekil 2.13 Alçak geçiren filtre

İdeal bir alçak geçiren filtre kesim frekansına kadar olan bütün sinyalleri kayıpsız geçirmeli ve kesim frekansından itibaren daha yüksek bütün frekansları tamamıyla sönmülemelidir. Fakat uygulamada bu şekilde yani tam dikdörtgen biçiminde bir frekans cevabı mümkün olmamakla birlikte -3 dB düşümdeki frekans değeri kesim frekansı olarak kabul edilir.

Alçak geçiren filtreler, yüksek frekanslı bileşenlerin bir sinyalden çıkarılması gerektiğinde kullanılır. Foto diyot kullanan bir ışık algılayıcı örnek verilebilir. Işık seviyeleri düşükse, foto diyotun çıktısı çok küçük olur ve algılayıcı amplifikatörün gürültüsü sebebiyle belirsizlik yaşayabilir. Amplifikatörün çıkışına kesme frekansı istenilen sinyal frekanslarının geçmesine izin verecek büyüklükte alçak geçiren filtre yerleştirilirse genel gürültü seviyesi azaltılacaktır. (Lacanette 1991)

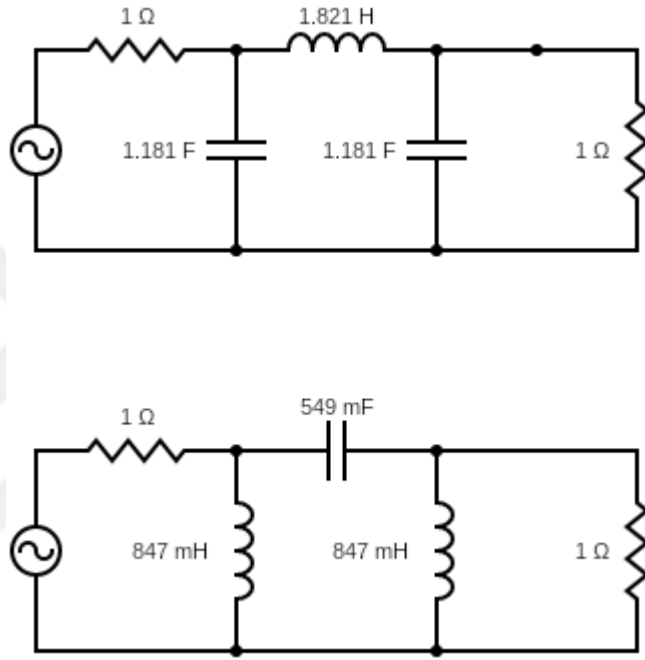
2.3.2 Yüksek geçiren filtreler

Yüksek geçiren filtreler kesim frekansı olarak belirlenen frekans değerinden daha büyük frekanslı sinyalleri geçirirken daha düşük frekanslı sinyalleri sönmüleyerek iletimine engel olan filtre çeşididir. Şekil 2.14'de görüldüğü gibi seri kapasitör ve şönt indüktörlerin ardışık birleştirilmesi ile elde edilir. Yüksek geçiren filtrelerin çalışma prensibi alçak geçiren filtrelerin ayna simetriğidir.



Şekil 2.14 Yüksek geçiren filtre

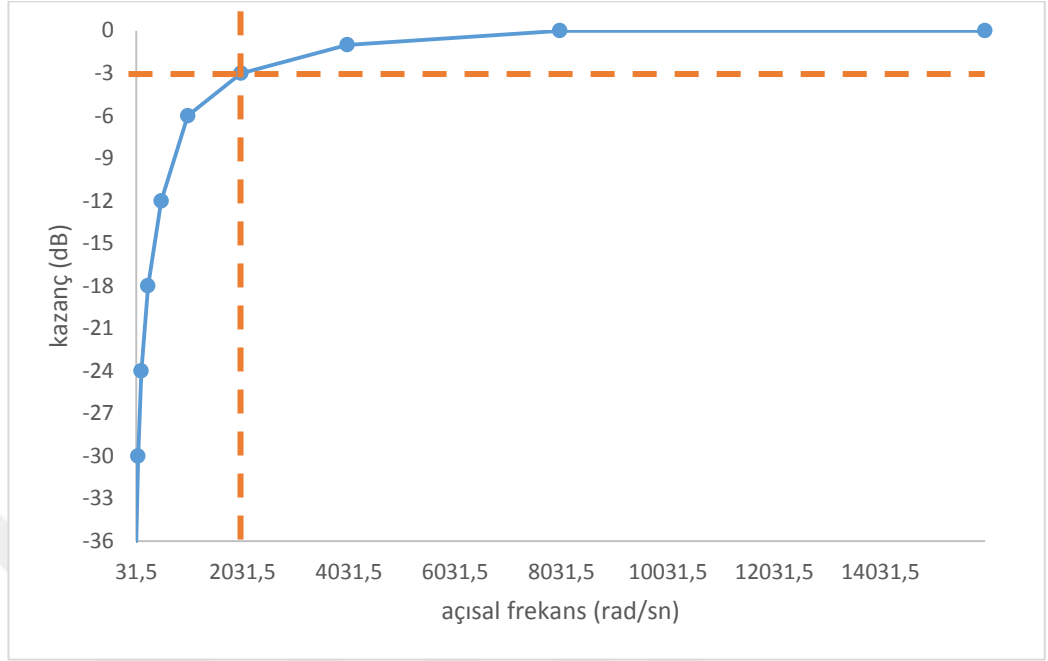
Alçak geçiren filtreden yüksek geçiren filtreye geçiş mümkündür. Takip edilmesi gereken prosedür öncelikle alçak geçiren filtreyi tasarlamak amacıyla arzu edilen özelliklerin belirlenmesi ve filtrenin derecesi bulunduğundan sonra prototip eleman değerlerinin hesaplanması şeklindedir. Bundan sonra alçak-geçiren prototip değerlerinden yüksek-geçiren değerleri elde etmek için her elemanı kendi zıddındaki elemana eşitlemek gerekmektedir. Örneğin L1 elemanı aşağıdaki Şekil 2.15'teki gibi $1/C1$ 'e eşittir. Aynı şekilde $C2 = 1/L2$ ve $L3=1/C3$ ' e eşittir. (Gündüz 2005)



Şekil 2.15 Alçak geçiren filtreden yüksek geçiren filtreye dönüşüm

Yüksek geçiren filtrelerde de idealde frekans cevap grafiği tam dikdörtgen olması gerekir iken uygulamada Şekil 2.16'da görüldüğü gibi eğri şeklindedir.

-3dB kazanç



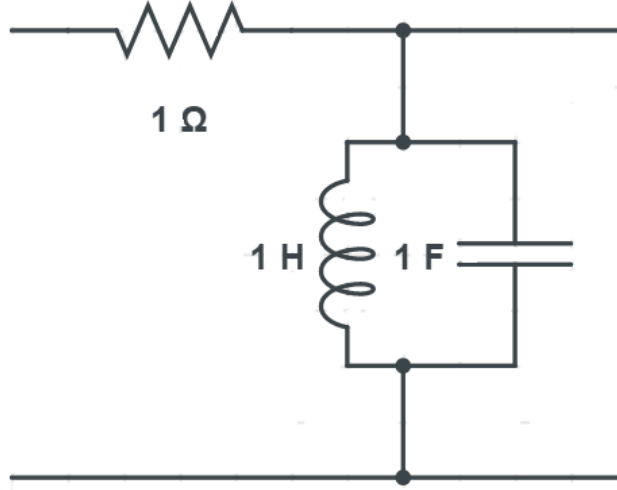
Şekil 2.16 Yüksek geçiren filtre kazanç-açısal frekans eğrisi

Yüksek geçiren filtreler, düşük frekanslı sinyallerin reddedilmesini gerektiren uygulamalarda kullanılır. Yüksek kaliteli hoparlör sistemi uygulamaları örnek olarak verilebilir. Müzik, yaklaşık 100 Hz ile 2 kHz frekans aralığında kayda değer enerji içerir, ancak giriş terminallerinde yeterli enerjiye sahip düşük frekanslı ses sinyalleri belirirse, yüksek frekanslı sürücüler zarar görebilir. Bu sebeple geniş bantlı ses sinyali ve sürücülerin giriş terminalleri arasındaki yüksek geçiren bir filtre, düşük frekanslı sinyalin cihaza ulaşmasını önleme görevi üstlenecektir. (Lacanette 1991)

2.3.3 Bant geçiren filtreler

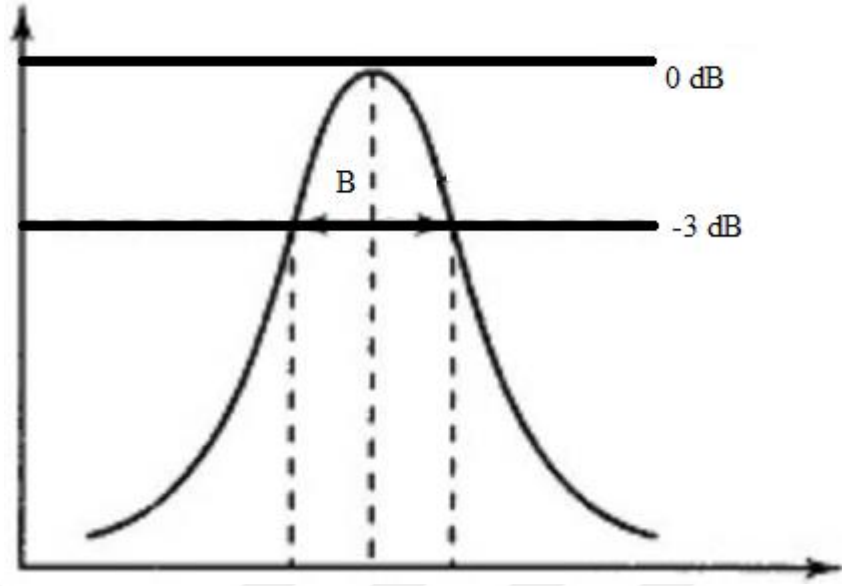
Bant geçiren filtreler, istenilen iki frekans aralığındaki frekansları geçirip bu aralık dışında kalan frekansları engelleyen filtre türüdür. Örnek bir bant geçiren filtre Şekil 2.17'de görülmektedir. Örneğin AM (Amplitude Modulation-genlik modülasyonu) radyo alıcısını düşünelim. Bu radyo alıcısında kullanılan bant geçiren filtreler belirlenen frekans aralığındaki sinyalin iletimine izin vererek kanal seçimi olayını gerçekleştirir. Belirlenen frekans aralığı dışındaki frekansları ise sönmüleyerek radyo kanallarının

karışmasını engeller. Bant geçiren filtreler alçak ve yüksek geçiren filtrelerin birleşimi gibi de düşünülebilir.



Şekil 2.17 Bant geçiren filtre

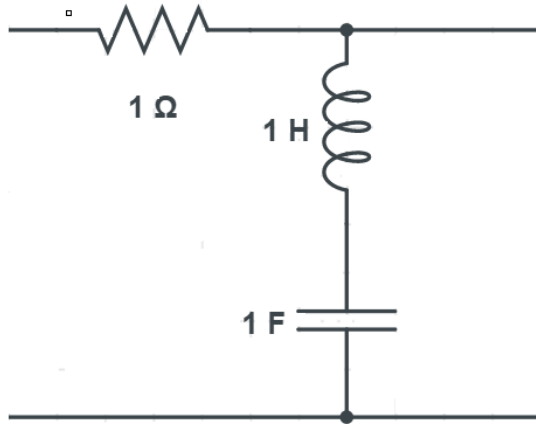
Bant geçiren filtreler, elektronik sistemlerde iletilen bir sinyali belirli bir frekansta veya bir frekans bandı içinde diğer frekanslardaki sinyallerden ayırmak için kullanılır. Şekil 2.18’de kazanç – açısız frekans grafiği görülmektedir. Böyle bir filtre, geçiş bandının dışındaki diğer frekanslardaki istenmeyen sinyalleri reddeder, bu nedenle, ilgilenilen sinyalin birkaç farklı frekanstaki sinyallerle kirlendiği durumlarda faydalıdır. (Lacanette 1991) ISM Bandı (Industrial Scientific Medical) gibi birçok ülkede belli bir güç sınırına bağlı olarak lisans gerektirmeden yayın yapılabilen uygulamalarda, WLAN (Wireless Local Area Network) frekanslarında çalışan cihazlarda çeşitli kullanım alanları mevcuttur. RF ön uç modüllerde kullanılarak bilimsel araştırmalarda ve ticari ürün uygulamalarında kullanılmak üzere değişik uygulamalarda kolaylıkla uyumlu çalışabilmektedir. (Belen ve Kaya 2011)



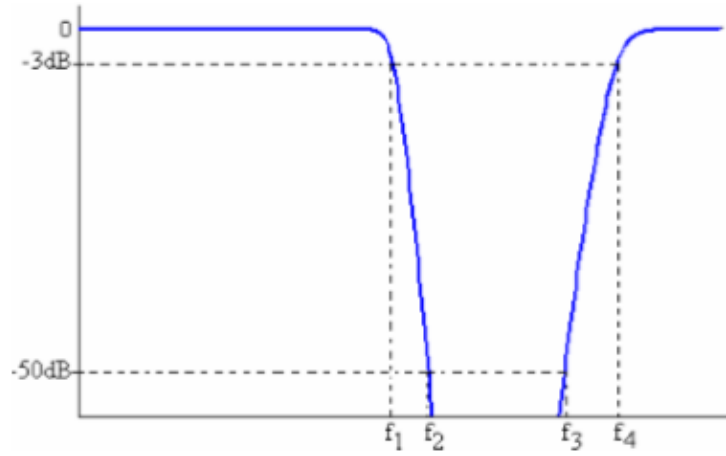
Şekil 2.18 Bant geçiren filtre kazanç- açısai frekans eğrisi

2.3.4 Bant durduran filtreler

Bant durduran filtreler bant geçiren filtrelerin tam tersi çalışma prensibine sahiptirler. Belirli iki frekans aralığındaki sinyalleri zayıflatırken bu aralık dışında kalan sinyallerin iletimine izin verirler. Bant durduran filtre örneği Şekil 2.19’da görölmektedir.



Şekil 2.19 Bant durduran filtre



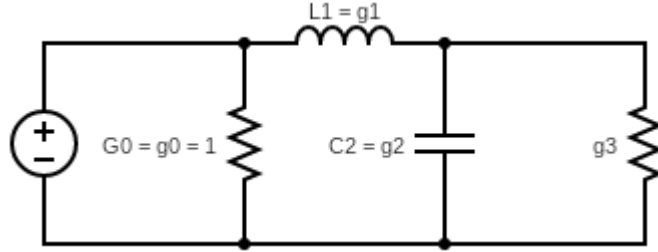
Şekil 2.20 Bant durduran filtre kazanç-frekans eğrisi (Gündüz 2005)

Bant durduran filtreler, diğer tüm frekansları olabildiğince az etkilerken, bir sinyalden istenmeyen bir frekansı kaldırmak için kullanılır. Bant durduran filtre için kazanç – frekans grafiği Şekil 2.20’de görülmektedir. Bant durduran filtrelerin kullanımına bir örnek, 60 Hz enerji hattı harmonikler tarafından kirlenmiş bir ses programı verilebilir. Merkez frekansı 60 Hz olan bir bant durduran filtre, ses sinyalleri üzerinde çok az etki gösterirken, harmonikleri giderebilir. (Lacanette 1991)

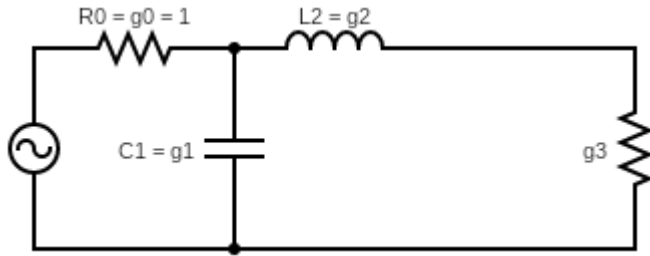
2.4 Alçak Geçiren Filtre Prototipi

Önceki bölümlerde filtre çeşitleri ve frekans cevap karakteristikleri incelendi. Bu bölümde ise seçilen bir uygulama alanı için ihtiyacı en uygun karşılayabilecek filtre çeşidi belirlenerek prototip oluşturulacaktır. Kaynak ve yük empedansını 1’e eşitlemek için eleman değerlerini normalize ederek ve kesim frekansını 1 rad/s olarak kabul ederek alçak geçiren filtre prototipi oluşturulur. Filtre derecesi n olan bir prototip düşünelim. g_x filtredeki her bir elemanı simgelemektedir. Bu durumda g_0 Şekil 2.21(b)’deki gibi şönt eleman ile başlıyorsa kaynak direncini veya Şekil 2.21(a)’daki gibi seri eleman ile başlıyorsa kaynak iletkenliğini tanımlamaktadır. İlk filtre elemanı; g_1 seri indüktörün indüktansını veya şönt kapasitörün kapasitansını ifade eder. Ardışık olarak dizilmek kaydıyla g_n elemanı da seri indüktans veya şönt kapasitans olabilir. Bu durumda g_{n+1} yük direnci veya yük iletkenliği olacaktır.

Alçak geçiren filtre prototipine eleman ve frekans dönüşümleri uygulanarak pratik filtre gerçeklemeleri yapılabilir.



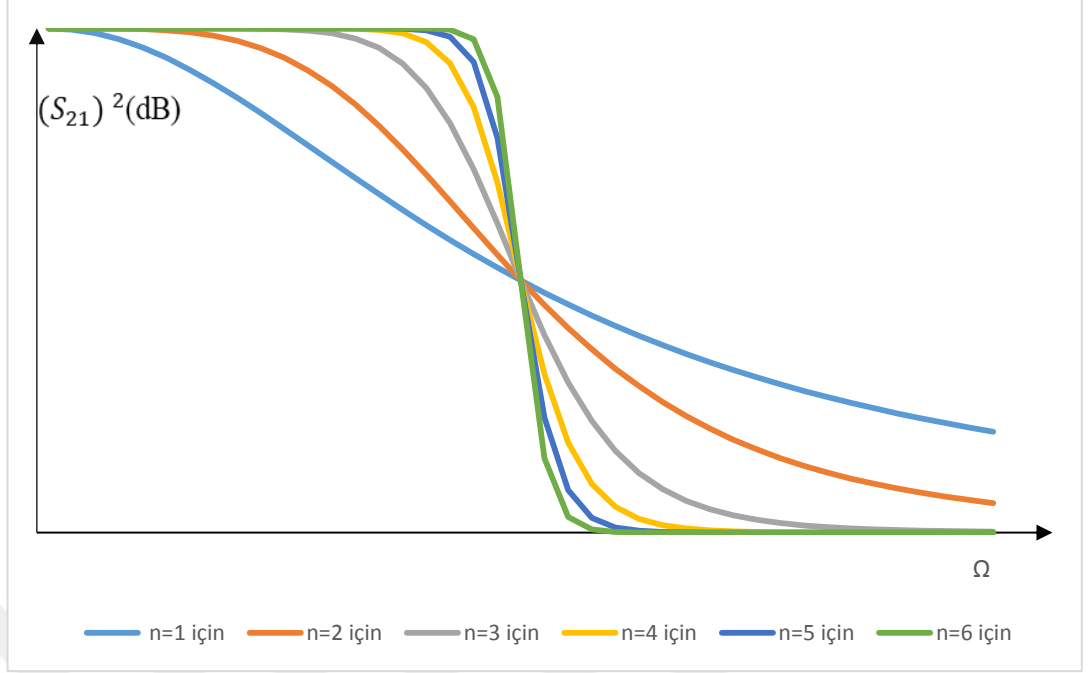
(a)



(b)

Şekil 2.21 Alçak geçiren filtre prototipi (a) seri elman ile başlayan prototip (b) şönt eleman ile başlayan prototip

Prototip filtrenin derecesi en az arzu edilen minimum sönüm seviyesini gerçekleştirebilmek için gerekli olan eleman sayısı kadar olmalıdır. Şekil 2.22'de görüldüğü gibi filtre derecesi arttıkça frekans cevabı ideale yaklaşmaktadır.



Şekil 2.22 Alçak geçiren filtre prototipi için farklı eleman sayılarına göre frekans cevap eğrileri

2.4.1 Butterworth alçak geçiren filtre prototipi

Bu tez çalışmasında iletim ve sönüm bantlarında neredeyse hiç dalgalanma olmadığı için maksimum düzlüklü Butterworth filtre seçilmiştir. Tasarımın ilk aşaması olarak Butterworth alçak geçiren filtre prototipi oluşturulmalıdır. Öncelikle tasarlanacak olan filtrenin derecesini belirlemek için şu formül kullanılır: (Hong ve Lancaster 2011)

$$n \geq \frac{\log(10^{0.1 * L_{As}} - 1)}{2 \log \Omega_s} \quad (2.26)$$

n : filtre derecesi

L_{As} : istenen minimum sönümdür.

Ω_s : kesim frekansı

Butterworth alçak geçiren filtre prototipinde filtre derecesi belirlendikten sonra her bir eleman değeri hesaplanarak Tablo 2.1 oluşturulabilir. Bunun için aşağıdaki ifadeden yararlanılır:

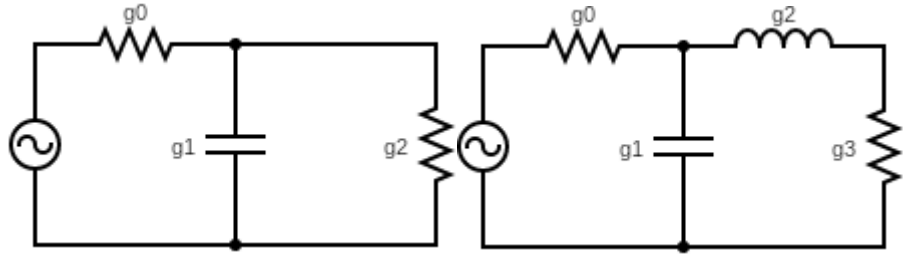
$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 \\
 g_i &= 2\sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \quad i = 1, \dots, n \quad (2.27) \\
 g_{n+1} &= 1
 \end{aligned}$$

Çizelge 2.1 Butterworth alçak geçiren prototip filtre eleman değerleri

($g_0 = 1, \Omega_c = 1, L_{Ar} = 3.01dB$)

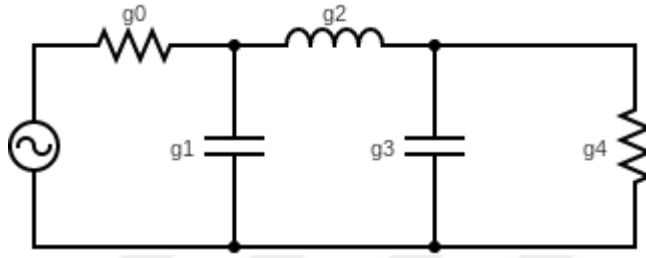
n	g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7
1	1.0000	2.0000	1.0000					
2	1.0000	1.4142	1.4142	1.0000				
3	1.0000	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000			
4	1.0000	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000		
5	1.0000	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000	
6	1.0000	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000

Filtrenin derecesi belirlenip her bir prototip eleman değeri hesaplandıktan sonra Şekil 2.23'te görüldüğü gibi istenilen derecede devre oluşturulur.

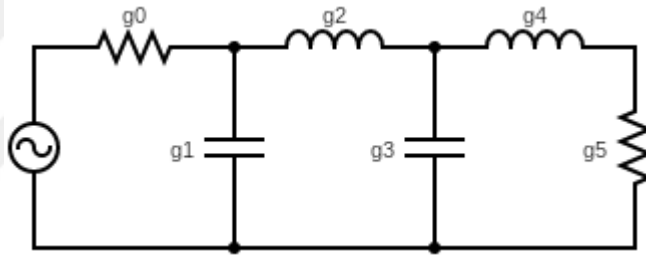


(a)

(b)



(c)



(d)

Şekil 2.23 Farklı derecelerde alçak geçiren prototip filtre çeşitleri (a) 1. dereceden; (b) 2. dereceden; (c) 3. dereceden; (d) 4.dereceden

2.5 Frekans ve Eleman Dönüşümleri

Önceki bölümlerde normalize kaynak ve yük direncine/iletkenliğine ($g_0=1$) ve normalize kesim frekansına ($\Omega_0=1\text{rad/s}$) sahip prototip filtreler incelendi. Bu prototip filtrelerden hedeflenen kesim frekansına ve kaynak/yük empedansına sahip devreler elde edebilmek için dönüşüm formüllerinin uygulanması gerekmektedir.

Prototip filtrede $g_0=1$ olarak kabul edilen kaynağın direncini/iletkenliğini uygulamada yer bulan herhangi bir Z_0 değerine dönüştürmek için empedans ölçeklendirme faktörü (\mathbb{Z}_0) kullanmamız gerekir ve şu şekilde ifade edilir: (Hong ve Lancaster 2011)

$$\mathbb{Z}_0 = Z_0/g_0 \quad (g_0 \text{ rezistans ise}) \quad (2.28)$$

$$\mathbb{Z}_0 = g_0/Y_0 \quad (g_0 \text{ kondüktans ise}) \quad (2.29)$$

$$\text{Ayrıca } Y_0=1/Z_0 \text{ kaynak admitansdır.} \quad (2.30)$$

Bu ilkeyi filtre ağına uygulayacak olursak şu eşitliklere ulaşılır:

$$L=\mathbb{Z}_0 L \quad (2.31)$$

$$C=C/\mathbb{Z}_0 \quad (2.32)$$

$$R=\mathbb{Z}_0 R \quad (2.33)$$

$$G=G/\mathbb{Z}_0 \quad (2.34)$$

2.5.1 Alçak geçiren filtre dönüşümleri

Normalize frekans değerine sahip alçak geçiren filtre prototipinden ω açısal frekans ekseninde kesim frekansı ω_c olan pratik filtreye dönüşüm frekans fonksiyonu şu şekilde ifade edilir:(Hong ve Lancaster 2011)

$$\Omega=\left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) \omega \quad (2.35)$$

Bu formülü empedans skalama formülü ile birleştirirsek aşağıdaki sonuçlara ulaşabiliriz: (Honk 2011)

L: indüktans olmak üzere;

$$L=\left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) \mathbb{Z}_0 g \quad (g \text{ indüktansı ifade eder}) \quad (32.6)$$

C: kapasitans olmak üzere;

$$C = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) \frac{g}{Z_0} \quad (\text{g kapasitansı ifade eder}) \quad (2.37)$$

2.5.2 Richards dönüşümleri

Ayrık iletim hattı elemanları, pratik mikrodalga filtrelerinin tasarlanması için önemlidir. Pratik bir ayrık filtre tasarımında yaygın olarak kullanılan bir yaklaşım, toplu ve ayrık elemanlar arasında yaklaşık bir denklik aramaktır. (Hong ve Lancaster 2011) ω düzlemini Ω/V_p periyoduna sahip Ω düzlemine eşitleyen dönüşüm şu şekildedir:

$$\Omega = \tan\beta l = \tan\left(\frac{\omega l}{V_p}\right) \quad (2.38)$$

Bu dönüşüm P. Richards tarafından ortaya konularak LC ağlarını açık ve kısa devre iletim yolu olarak analiz edebilmemize olanak sağladı. (Richards 1948) Eğer frekans değişkeni ω 'yı Ω ile yer değiştirirsek indüktörün reaktansını şu şekilde ifade edebiliriz. (Pozar 1998)

$$jX_L = j\Omega L = jL \tan\beta l \quad (2.39)$$

Ve kapasitörün suseptansını da şu şekilde ifade ederiz:

$$jB_C = j\Omega C = jC \tan\beta l \quad (2.40)$$

Bu eşitliklerden şu sonuçlara ulaşabiliriz:

- İndüktör, karakteristik empedansı L olan ve βl uzunluğundaki kısa devre parçası ile yer değiştirilebilir.
- Kapasitör de karakteristik empedansı $1/C$ olan ve βl uzunluğundaki açık devre parçası ile yer değiştirilebilir. (Pozar 1998)

2.5.3 Kuroda tanımlamaları

Filtre tasarımında, elektriksel olarak eşdeğer, ancak formda veya eleman değerlerinde farklı olan filtre ağlarının elde edilmesi için çeşitli ağ tanımlamalarına ihtiyaç

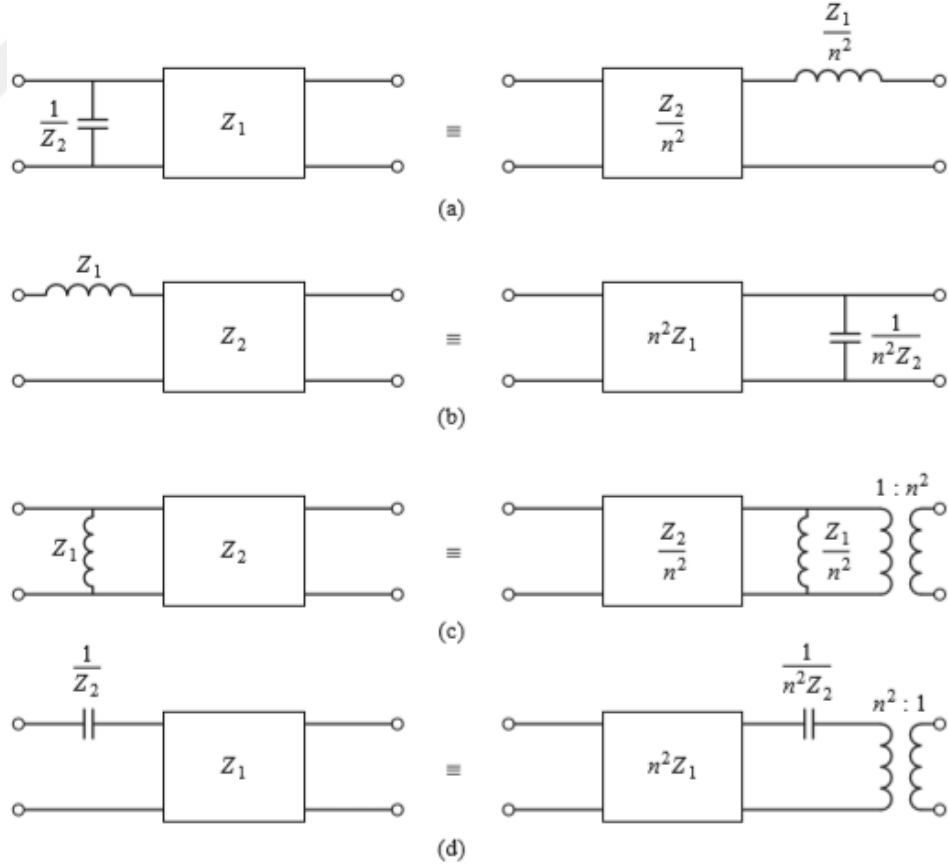
duyulabilir. Bu tür dönüşümler, tasarımcılara yalnızca esneklik sağlamakla kalmaz, aynı zamanda fiziksel olarak gerçekleştirilebilir ağlar elde etmek için de çok önemlidir. (Hong ve Lancaster 2011).

Kuroda tanımlamaları ile şunlar yapılabilir:

- İletim hattı parçalarını fiziksel olarak birbirlerinden ayırmak,
- Seri parçaları veya şönt parçaları birbirlerine çevirmek,
- Teknik açıdan pratik olmayan empedans değerlerini daha kolay tasarlanabilir hale dönüştürmek. (Pozar 1998)

Her biri kesim frekansında çeyrek dalga boyunda (ω_c 'de $\lambda/8$) aşağıda belirtilen karakteristik empedans değerine sahip iletim yollarına veya birim elemanlara ait dört Kuroda tanımlaması aşağıdaki gibidir: (Pozar 1998)

$$n^2 = 1 + Z_2/Z_1 \text{ olmak üzere:} \quad (2.41)$$

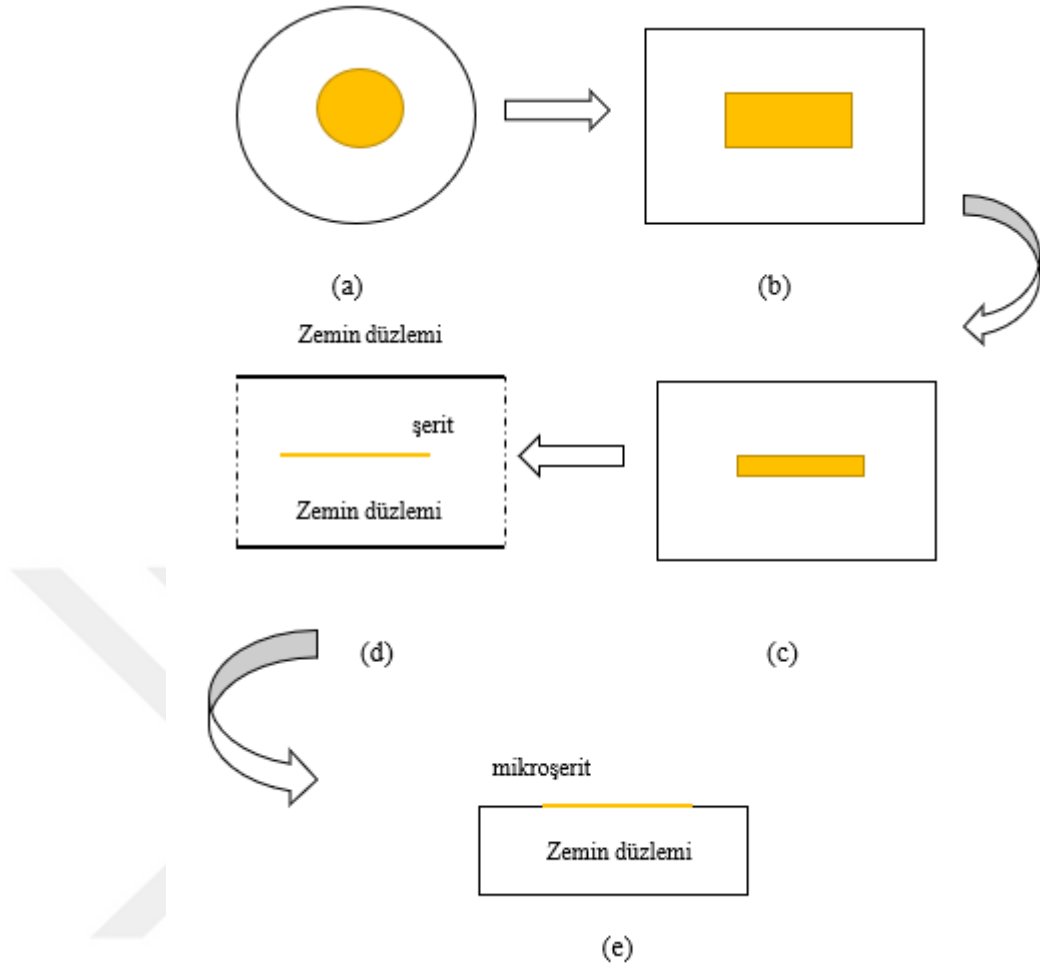


Şekil 2.24 Dört Kuroda tanımlaması (Pozar 1998)

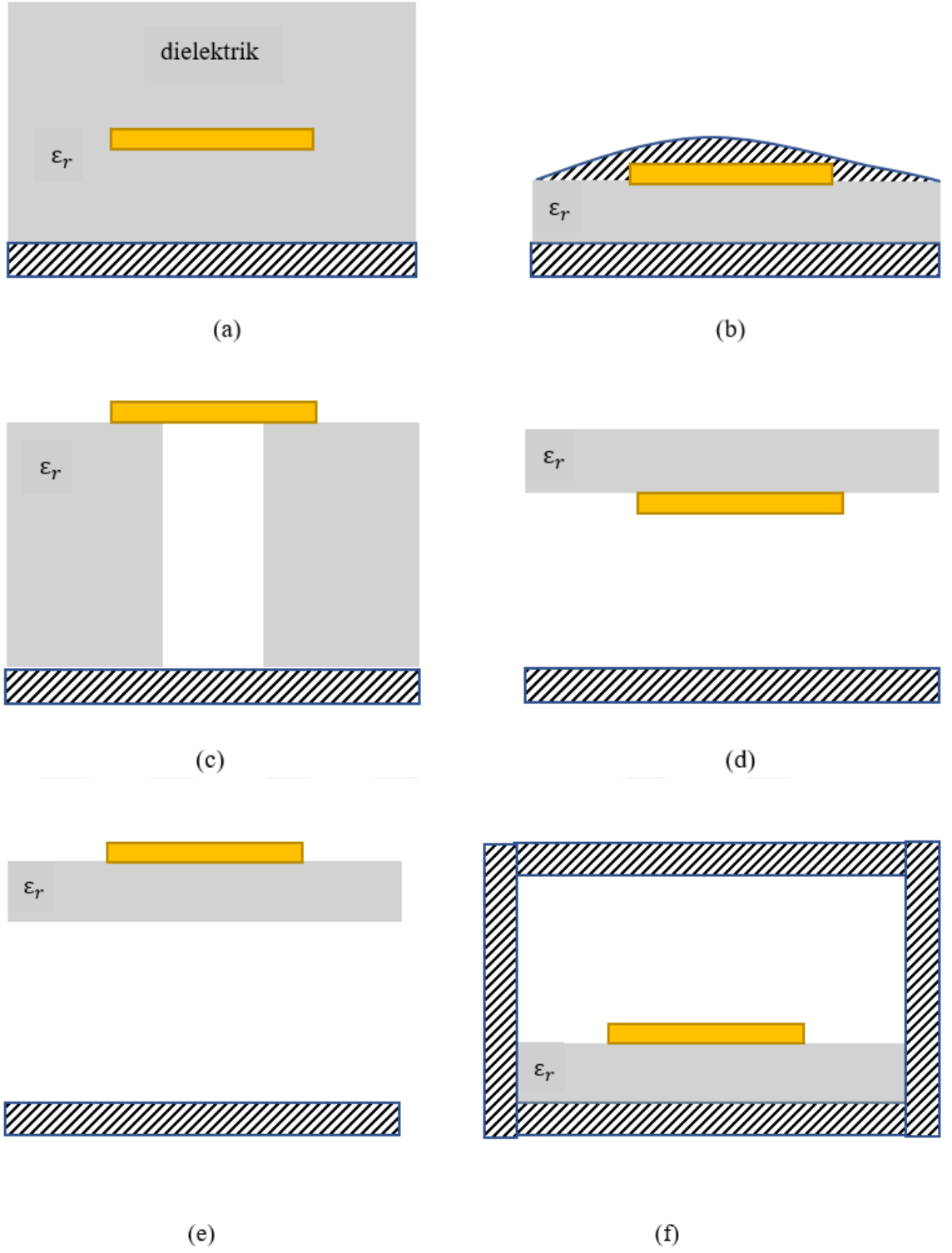
3. MİKROŞERİT FİLTRELER

Mikroşeritler radyo frekansı ve mikrodalga frekanslarından en yaygın olarak kullanılan düzlemsel iletim yolu çeşididir. Mikroşeritlerin kökeni 1940'lı yıllarda Rumsey ve Jammison katkılarıyla merkezi dairesel iletken bulunduran koaksiyel hatlardan dikdörtgensel koaksiyel hatlara geçişe dayanmaktadır. 1949 yıllarında dikdörtgensel koaksiyel iletim hattının kalın merkez iletkeninin daha ince tasarlanabileceği fikriyle beraber şerithatlar keşfedilmiş oldu. Fakat şerithatlar koaksiyel hatlar ile kıyaslandığında birçok avantaja sahip olsalar da devre elemanları ile entegrasyonları zordu. 1952 yılında Grieg ve Engelmann tarafından şerit hattın alttaşlarından birinin kaldırılması ile günümüzde birçok mikrodalga baskı devrelerinin temelini oluşturan mikroşerit hatlar doğmuş oldu. Bu tarihsel gelişim Şekil 3.1'de görülmektedir. (Edwards ve Steer 2016)

Yalıtkan bir alttaş üzerine iletken yollar oluşturularak tasarlanan standart mikroşerit yapılar haricinde, çeşitli farklı tasarım yolları mevcuttur. Hava-dielektrik ara yüzünün süresizliğini ortadan kaldırarak homojen bir ortam yaratmak için mikroşerit Şekil 3.2 (a)'da görüldüğü gibi gömülebilir. Eğer alttaş dielektrik bir malzemeden yapılmış ise atmosferik etkileri ortadan kaldırmak için Şekil 3.2 (b)'deki gibi bir incefilm uygulaması yapılabilir. Lazer diyotlar gibi yüksek ısı dağılımına sahip katı hal cihazları ve yüksek güçlü varaktör diyotlarının toprak düzleminde küçük bir termal yayılma direnci elde etmek için, mikroşeride monte edilerek Şekil 3.2 (c)'de görüldüğü gibi dielektrik malzemesine delik açılması sağlanabilir. İletim devrelerine şönt monte edilen katı hal cihaz uygulamalarını pratikleştirebilmek için Şekil 3.2 (d)'deki gibi ters çevrilmiş mikroşerit ve Şekil 3.2 (e)'deki gibi asılı mikroşerit uygulamaları yapılabilir. Ayrıca Şekil 3.2 (f)'deki gibi izolasyon amaçlı kalkanlı standart mikroşerit tasarlanabilir. (Schneider 1968)



Şekil 3.1 Şerit hattın tarihsel gelişimi: (a) dairesel merkezi iletkeni sahip koaksiyel hat; (b) dörtgensel merkezi iletkeni sahip koaksiyel hat; (c) düzlemsel merkezi iletkeni sahip dörtgensel koaksiyel hat; (d) şerithat; (e) mikroşerithat



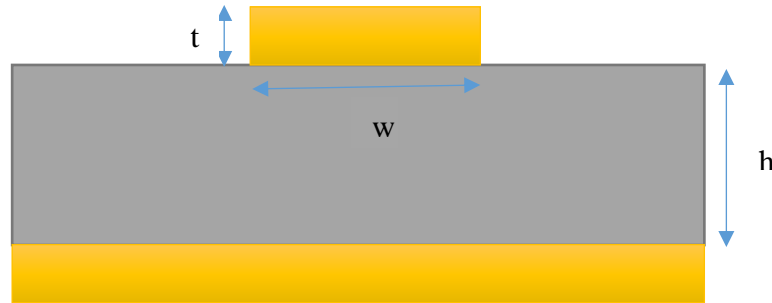
Şekil 3.2 Mikroşerit iletim yolu çeşitleri: (a) gömülü mikroşerit; (b) incefilmlı mikroşerit; (c) delikli mikroşerit; (d) ters mikroşerit; (e) askılı mikroşerit; (f) kalkanlanmış mikroşerit

Hava aralığına sahip tüm mikroşerit konfigürasyonlarının en büyük avantajı; etkin dielektrik sabitinin küçük olmasıdır. Bu, etkin dielektrik kayıp tanjantının önemli ölçüde azaldığı anlamına gelir. Ayrıca daha az katı mekanik toleranslara, daha iyi devre tekrarlanabilirliğine ve dolayısıyla düşük üretim maliyetine yol açar. (Schneider 1968)

3.1 Mikroşerit Yapısı

Dielektrik sabiti ϵ_r olan ve h kalınlığındaki yalıtkan bir alttaş üzerine w genişliğinde ve t kalınlığında iletim yolları oluşturularak elde edilen yapılara mikroşerit iletim hattı denir. Şekil 3.2’de standart bir mikroşerit hattın yapısı görülmektedir.

Mikroşerit iletim hatları en popüler düzlemsel iletim yollarından biridir, çünkü; fotolitografik yöntemle kolayca üretilebilir, minyatüre edilebilir aktif/pasif mikrodalga filtrelerine kolayca entegre edilebilir. (Pozar 1998) Mikroşerit hatlar 1 GHz ve 110 GHz aralığındaki frekans uygulamaları için uygun bir iletim yoludur. Mikroşerit iletim yolunun yapısı şu şekildedir:



Şekil 3.3 Mikroşerit yapısı

Mikroşerit yapılar hem ac hem de dc sinyalleri iletebilirler. Aktif cihazlar, diyotlar ve transistörler kolayca dahil edilebilir ve şönt bağlantıları da oldukça kolaydır. Ayrıca yapı oldukça sağlamdır ve orta derecede yüksek gerilimler ile güç seviyelerine dayanabilir. (Edwards ve Steer 2016)

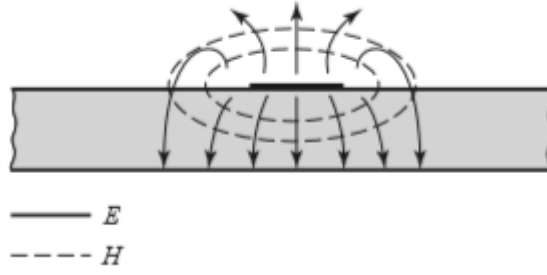
3.2 Mikroşerit Yapıda Dalgalar

Mikroşerit yapıda alanlar iki ortam içerisinde yayılır; üstte hava ve altta yalıtkan alttaş. Bu sebeple yapı homojen değildir. Dolayısıyla yapı saf TEM (Transverse Electro-Magnetic) dalgayı desteklemez. Saf TEM dalgalarının sadece enine bileşenleri vardır ve yayılma hızları sadece elektriksel geçirgenlik (permittivity; ϵ) ve manyetik geçirgenlik sabitlerine (permeability; μ) bağlıdır. İki kılavuzlanmış dalga ortamının varlığından ötürü elektrik ve manyetik alanın boyuna bileşenleri tamamıyla yok olmuş değildir ve yayılma hızı sadece malzemenin özelliklerine bağlı değil aynı zamanda mikroşerit yapının fiziksel boyutlarına da bağlıdır. (Hong ve Lancaster 2011)

3.3 Yarı TEM Yaklaşımı

Mikroşerit yapıda, homojen olmayan dielektrik alttaş olmasaydı ($\epsilon_r = 1$) şerit iletken homojen hava ortamında gömülü olacaktı. Bu durumda faz hızı $V_p = c$ ve faz sabiti $\beta = k_0$ olacaktı. Dielektrik'in varlığı, özellikle de dielektrik maddenin şeridin üzerindeki bölgeyi doldurmaması, mikro şerit çizgisinin davranışını ve analizini zorlaştırmaktadır. Tüm alanların homojen bir dielektrik bölge içerisinde bulunduğu şerit çizgisinden farklı olarak, mikro şerit, iletken ile zemin düzlemi arasındaki dielektrik bölgedeki alan çizgilerinin bir kısmında ve alt tabakanın üzerindeki hava bölgesinde bir miktar dağılıma sahiptir. Bir mikroşerit hattın elektrik ve manyetik alan çizgileri Şekil 3.4'te görülmektedir. Bu nedenle mikroşerit çizgisi saf bir TEM dalgasını destekleyemez çünkü dielektrik bölgedeki TEM alanlarının faz hızı $c/\sqrt{\epsilon_r}$ olurken, hava ortamındaki saf TEM alanlarının faz hızı c olur. (Pozar 1998)

Bir mikroşeritin baskın modu için alanların boylamasına bileşenleri enine bileşenlerden çok daha küçük kaldığında, bunlar ihmal edilebilir. Bu durumda, baskın mod daha sonra bir TEM modu gibi davranır ve TEM iletim hattı teorisi mikroşerit hattı için de uygulanabilir. Buna yarı-TEM yaklaşımı denir ve mikroşeritin çalışma frekans aralıklarının çoğunda geçerlidir. (Hong ve Lancaster 2011)



Şekil 3.4 Mikroşerit hat için elektrik ve manyetik alan çizgileri (Pozar 1998)

3.4 Kılavuzlanmış Dalga Boyu, Yayılma Sabiti, Faz Hızı ve Elektriksel Uzunluk

Mikroşerit hattın yarı TEM yaklaşımı altında kılavuzlanmış dalga boyu aşağıdaki şekildedir: (Hong ve Lancaster 2011)

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3.1)$$

λ_0 : f frekansının boşluktaki dalga boyu

ϵ_{re} : mikroşerit hattın etkin dielektrik sabiti

Yayımlama sabiti β ve faz hızı V_p de şu şekilde tanımlanır: (Hong ve Lancaster 2011)

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (3.2)$$

$$V_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (3.3)$$

Verilen herhangi bir l fiziksel uzunluğundaki elektriksel uzunluk Θ da şu şekilde verilir: (Hong ve Lancaster 2011)

$$\Theta = \beta l \quad (3.4)$$

4. ALÇAK GEÇİREN MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI

Tezin ilk üç bölümünde kuramsal analiz çalışmaları yapıldı. Bu bölümde ise mikroşerit alçak geçiren filtre uygulamaları yapılacaktır. Öncelikle uygun prototip belirlenirken istenilen frekans cevabı, iletim bandı dalgalanmaları, eleman sayısı gibi parametreler göz önünde bulundurulmalıdır. Örneğin; analog bir sistemimiz var ise dalgalanma istemeyebiliriz ve bu sebeple maksimum düzlüklü Butterworth veya gausyen cevaplı filtreler seçmeliyiz. Ama sistemimiz dijital ise dalgalanmalar önemli olmayacaktır, Chebyshev veya eliptik cevaplı filtreler seçilebilir. Filtre çeşidi belirlendikten sonra eleman ve frekans dönüşümleri uygulanarak istenilen kaynak/yük empedansında ve kesim frekansında filtre elde edilir. Son olarak bu elde edilen toplu devre elemanları kullanılarak oluşturulan devre (lumped element circuit) mikroşerit eşleniğine dönüştürülebilir.

Alçak geçiren filtreler birçok iletişim sisteminde harmonikleri ve pikleri bastırmak için tercih edilmekte olup 1.2 GHz mertebesinde kablosuz video alıcı verici sistemlerinde, FPV (first person view) sistemlerinin vericilerinde, gelişmiş cep telefonu sistemi (Advanced Mobile Phone Service) ve mobil iletişim için küresel sistem (Global System for Mobile Communications) uygulamalarında yer almaktadır.

Bu tez çalışmasında öncelikle 1.2 GHz kesim frekansına sahip alçak geçiren Butterworth filtre tasarımı yapılacak ve sonrasında farklı yöntemler ile filtre performansını iyileştirme yollarını araştırılacaktır.

4.1 Kesim Frekansı 1.2 GHz Olan 5. Dereceden Alçak Geçiren Butterworth Filtre Tasarımı ve Üretimi

Bu bölümde 1.2 GHz kesim frekansına sahip bir alçak geçiren filtre tasarlanması amaçlanmaktadır. Bunun için öncelikle ikinci bölümde açıklandığı gibi toplu elemanlar içeren prototip filtre devresinin oluşturulması gerekmektedir. İlk mikroşerit tasarımı olarak pratikte ihtiyaca cevap verebilecek ve uygulaması zor olmayan 5. dereceden Butterworth filtre tercih edilmiştir. Öncelikle prototip eleman değerleri Tablo 1 kullanılarak aşağıda verilmiştir:

$$g_0=1.0000$$

$$g_1=0.6180$$

$$g_2=1.6180$$

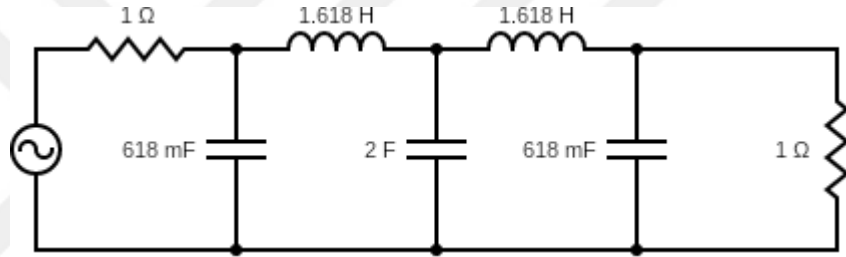
$$g_3=2.0000$$

$$g_4=1.6180$$

$$g_5=0.6180$$

$$g_6=1.0000$$

Prototip eleman değerleri ile oluşturulan devre Şekil 4.1'deki gibidir.



Şekil 4.1 Tasarlanan prototip devre

Prototip devre tasarlandıktan sonra 1.2 GHz kesim frekansına sahip maksimum dűzlűklű alęak geęiren mikrořerit filtre űretmek için 1.6 mm kalınlıęında ve dielektrik sabiti (ϵ_r) 4.4 olan FR4 alttař olarak seçilmiř ve 0.035 mm kalınlıęında bakır iletim yolu olarak kullanılmıřtır. Kaynak ve yűk empedans deęeri 50 Ω ' dur.

Prototip devreye frekans ve eleman dűnűřűmleri uygulanarak kaynak / yűk empedans deęeri 50 Ω ve kesme frekansı 1.2 GHz olan devreye dűnűřtűrűlűr.

Empedans skalama faktűrű eřitlik (25)'ten: $Z_0 = Z_0/g_0 = 50/1 = 50 \Omega$

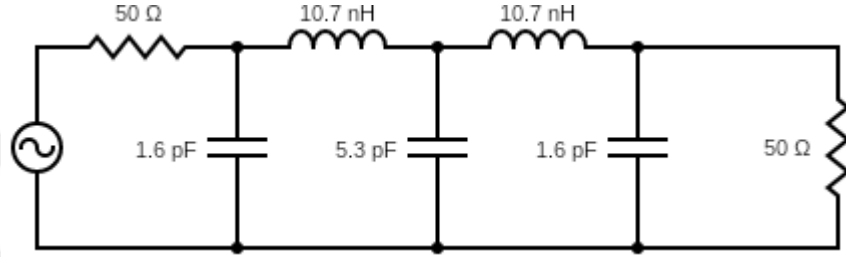
Eleman dűnűřűmleri eřitlik (33) ve (34)'ten: $L = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) Z_0 g$ ve $C = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) \frac{g}{Z_0}$ kullanılarak eleman deęerleri ařaęıdaki gibi hesaplanabilir:

$$L_1=L_2 = \left(\frac{1}{2\pi \times 1.2 \times 10^9}\right) \times 50 \times 1.6180 = 10.7297 \times 10^{-9} \text{ H}$$

$$C_1=C_3=\left(\frac{1}{2\pi \times 1.2 \times 10^9}\right) \times \frac{0.6180}{50}=1.6393 \times 10^{-12} \text{ F}$$

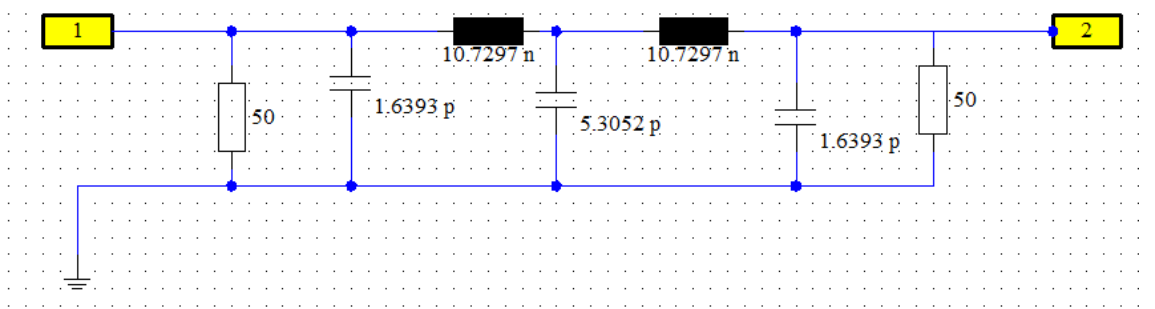
$$C_2=\left(\frac{1}{2\pi \times 1.2 \times 10^9}\right) \times \frac{2}{50}=5.3052 \times 10^{-12} \text{ F}$$

Böylelikle Şekil 4.2'deki RC devresi elde edilir.



Şekil 4.2 Kesim frekansı 1.2 GHz olan alçak geçiren filtre

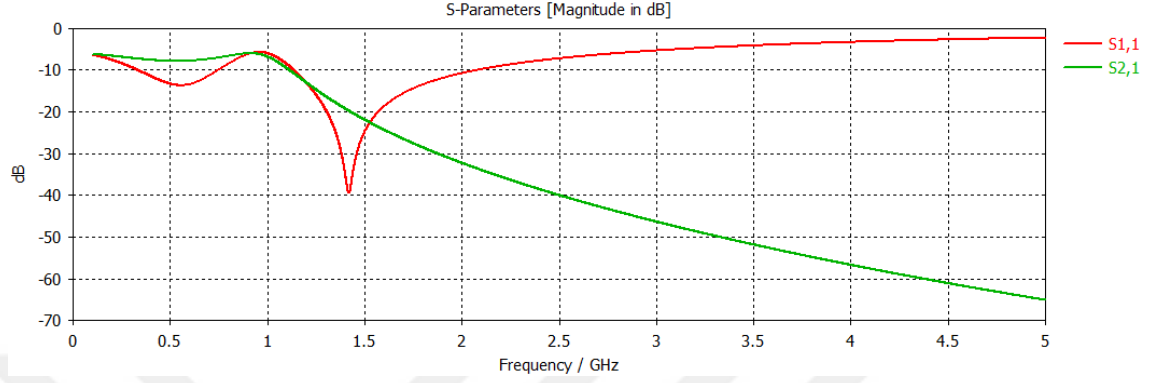
CST programı kullanılarak S parametreleri hesaplanmıştır. CST programı yardımı ile tasarlanan devre şeması Şekil 4.3'te verilmiştir.



Şekil 4.3 Kesim frekansı 1.2 GHz olan alçak geçiren filtrenin CST yazılımı yardımıyla tasarlanması

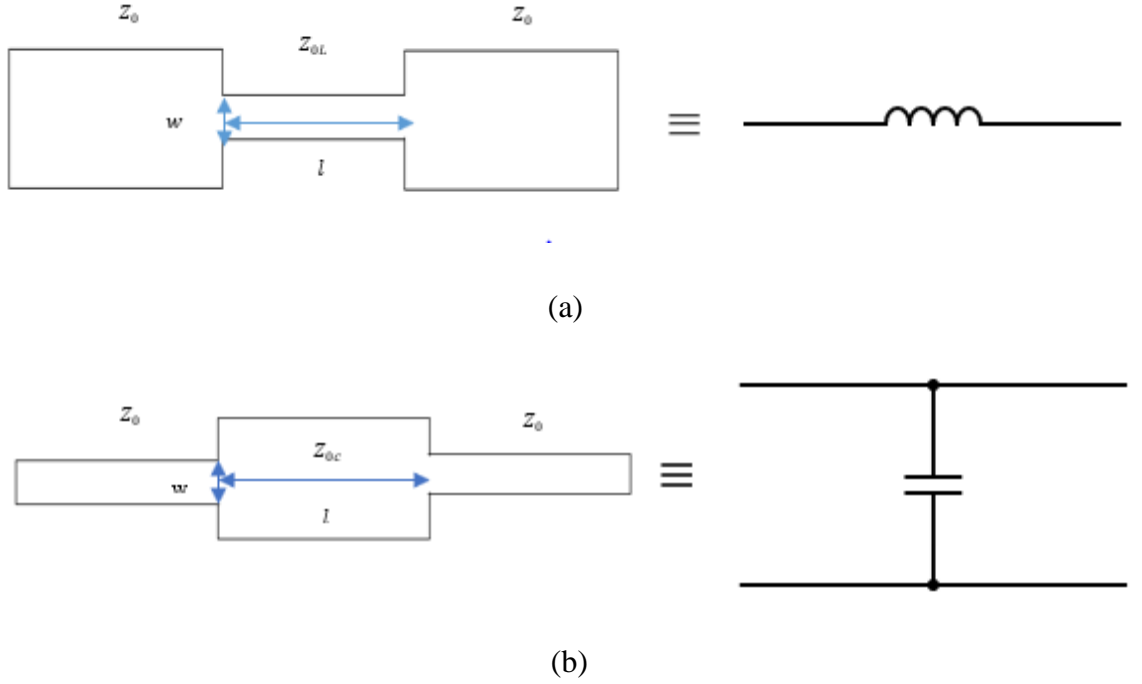
Şekil 4.4'te CST ile elde edilen S parametrelerinin frekans bağılıkları verilmiştir. Kesim frekansından düşük frekanslarda S_{21} değeri 0 olması gerekirken -8 dB dolaylarında gözlenmekte ve dolayısıyla iletim olması beklenen bölgede sönmüleme yapmaktadır. S_{11} değerinin -10 dB altında olması beklenirken S_{21} ile başa baş

seyretmektedir. 1.2 GHz kesim frekansına sahip bir filtre ayrık elemanlar ile tasarlanmaya uygun olmadığı için grafik beklentiye cevap vermemektedir.



Şekil 4.4 CST simülasyon yazılımı yardımıyla toplu devre elemanları ile oluşturulan filtre devresi tasarımına ait S grafikleri

Toplu devre elemanları ile oluşturulan bu filtre mikroşerit eşleniğine dönüştürülebilir durumdadır. Şekil 4.5'te görüldüğü gibi yüksek empedanslı hat parçaları seri indüktörleri ve düşük empedanslı hat parçaları şönt kapasitörleri temsil eder.



Şekil 4.5 (a) Yüksek ve (b) düşük empedanslı hat parçaları

Yüksek empedanslı hat parçası için 120 Ω ve düşük empedanslı hat parçası için 20 Ω seçilmiştir.

Her bir hat parçası için elektriksel uzunluklar şu şekilde ile hesaplanır: (Pozar 1998)

İndüktörler için:

$$\Theta = \beta l = \frac{g_n Z_0}{Z_{0L}} \quad (n=2,4,) \quad (4.1)$$

Kapasitörler için:

$$\Theta = \beta l = \frac{g_n Z_{0C}}{Z_0} \quad (n=1,3,5) \quad (4.2)$$

Bu formüllerde g_n normalize eleman değerleri olup Tablo 1 'de verilmiştir. Z_0 : filtrenin giriş ve çıkış karakteristik empedansı, Z_{0L} : yüksek empedanslı hat için karakteristik empedans, Z_{0C} : düşük empedanslı hat için karakteristik empedansdır.

Elektriksel uzunluk değerleri aşağıdaki gibi bulunabilir:

$$\beta_{C_1} l_{C_1} = \beta_{C_3} l_{C_3} = \frac{0.6180 \times 20}{50} = 0.2472 \text{ radyan} = 14.158^\circ$$

$$\beta_{L_1} l_{L_1} = \beta_{L_2} l_{L_2} = \frac{1.6180 \times 50}{120} = 0.6742 \text{ radyan} = 38.612^\circ$$

$$\beta_{C_2} l_{C_2} = \frac{2 \times 20}{50} = 0.8 \text{ radyan} = 45.819^\circ$$

Herhangi bir şerit hesaplama programı yardımı ile hat parçalarının uzunluk (l) ve genişlik (w) değerleri hesaplanır.

Her bir hat parçası için girilmesi gereken parametreler şunlardır:

Dielektrik sabiti: $\epsilon_r = 4.4$

Dielektrik yüksekliği: $h=1.6$ mm

Kesim frekansı: $f_{cut-off} = 1.2$ GHz

Bu değerler ile her bir hat parçası için karakteristik empedans ve elektriksel uzunluk parametreleri girilirse l ve w değerlerine ulaşılmış olur. Tablo 2’de bu değerler verilmiştir.

Çizelge 4.1 Yüksek ve düşük empedanslı hat parçalarına ait bilgi tablosu

$Z(\Omega)$	$\beta_{C_1} l_{C_1} (^{\circ})$	w(mm)	l(mm)
$Z_{C_1}=Z_{C_3}=20$	14.158	11.086	5.06
$Z_{L_1}=Z_{L_3}=120$	38.612	0.3688	15.779
$Z_{C_2}=20$	45.819°	11.068	16.09
$Z_{in}=Z_{out}=50$	13.11°	3.000	5.000

Hat parçalarının l uzunlukları şu şekilde hesaplanır:

Bulunan w değeri aşağıdaki formülde yerine konularak etkin dielektrik sabiti bulunur. (Fooks ve Zakarevicius 1990)

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}}} \quad (4.3)$$

Boşluktaki dalga boyu aşağıdaki gibi hesaplanabilir: (Pozar 1998)

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_c} = 0.2498m \quad (4.4)$$

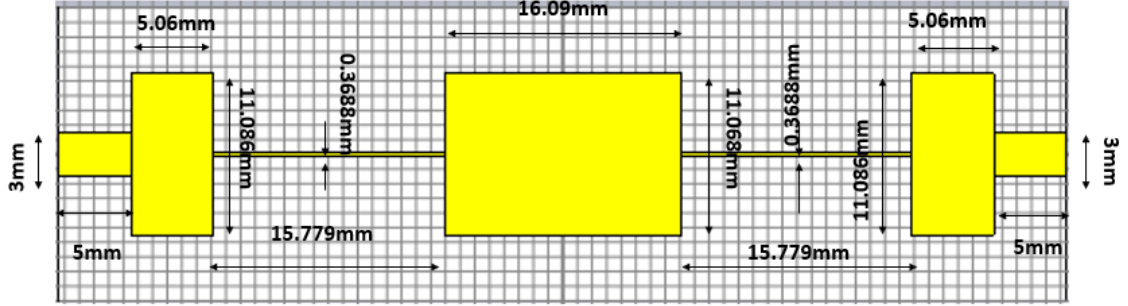
Her bir hat parçası için kılavuzlanmış dalga boyu denklem 42 ($\lambda_{gL,C} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$)

kullanılarak hesaplanır.

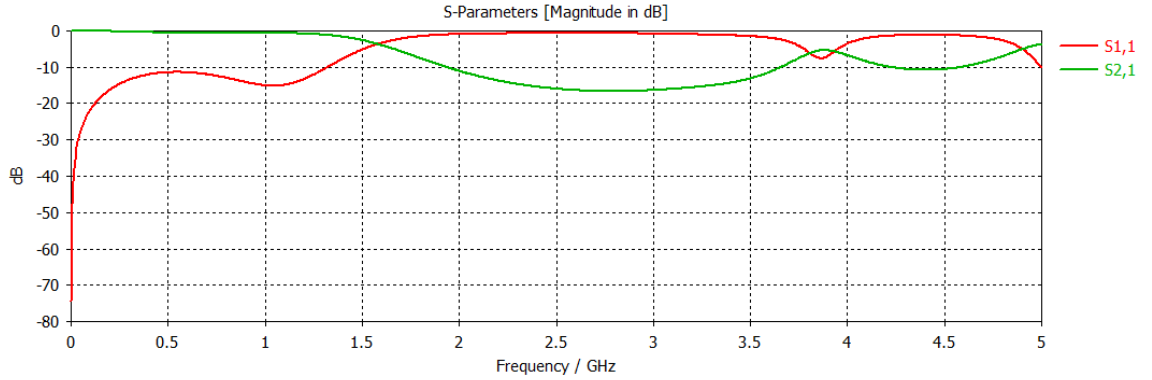
Yukarıda elde edilen λ_{gL} , λ_{gC} , L ve C yardımı ile aşağıdaki denklem kullanılarak hat parçalarının uzunlukları bulunabilir.

$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \frac{\omega_c L}{Z_{0L}} \text{ ve } l_c = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \omega_c C Z_{0C} \quad (4.5)$$

Hesaplanan değerlerde CST simülasyon yazılımı yardımı ile oluşturulan mikroşerit filtre Şekil 4.6’da verilmiştir.



Şekil 4.6 Kesim frekansı 1.2 GHz olan alçak geçiren Butterworth 5. dereceden geleneksel filtre tasarımı



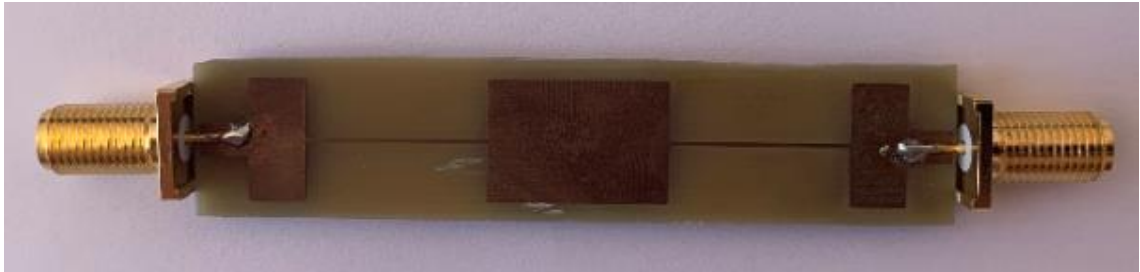
Şekil 4.7 CST simülasyon yazılımı ile elde edilen geleneksel filtre tasarımına ait S grafikleri

CST programından elde edilen S parametreleri Şekil 4.7’de verilmiştir. Simülasyon sonucu beklenildiği gibi kesim frekansına kadar iletimin gerçekleştiği ve kesim frekansından daha büyük frekansların sönmüldüğü alçak geçiren filtre özelliği göstermektedir. Sönüm bandında en çok 25 dB bastırma sağlanmıştır.

Tasarım aşamasından sonra fotolitografi yöntemi ile üretim süreci Ankara Üniversitesi Fizik Mühendisliği bölümünde bulunan Meta Malzeme ve Anten Tasarım, Fabrikasyon,

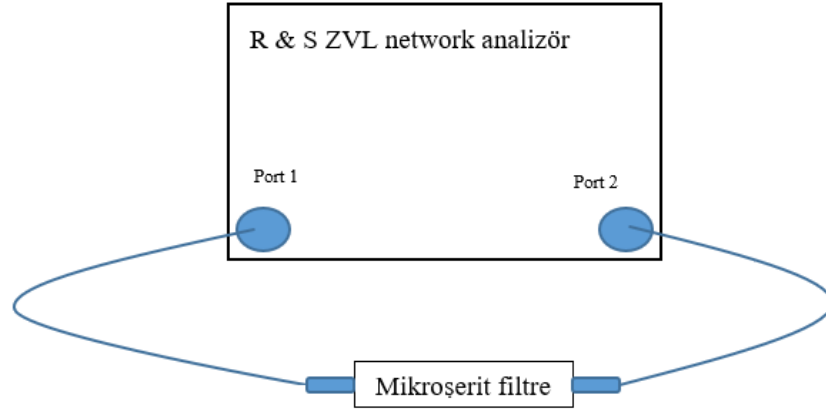
Analiz ve Simülasyon Laboratuvarı'nda gerçekleştirildi. Bakır kaplı FR4 plakalar uygun boyutlarda kesilerek yüzey kirlerinden arındırıldı ve kâğıt havlu ile kurutuldu. Kurutulan plakaların üzerine laminasyon filmi yerleştirildi ve laminasyon makinasından geçirilerek laminasyon filminin bakır levha üzerine sağlam bir şekilde yapışması sağlandı. Sonrasında tasarladığımız mikroşerit filtre deseni şeffaf asetat kâğıdı üzerine negatif

olacak şekilde yazıcıdan çıkartıldı. (Yani iletim yolları beyaz geriye kalan FR4 yüzeyi siyah oldu.) Daha sonra bu asetat kâğıdı ve plakamız üzerine koyulan bir ağırlık yardımı ile UV floransans kaynağının içerisine yerleştirilerek homojen bir biçimde 120 saniye pozlanması sağlandı. Pozlama işlemi sonrası levha üzerinde desenin düzgün şekilde belirmiş olduğu gözlemlendi. Sonrasında 100 mililitre suya 2 gram sodyum karbonat eklenerek geliştirici su hazırlandı ve bu suyun içerisinde pozlanmış olan plaka laminasyon filminin koruyucu katmanı sıyrılarak atıldı. Tabaka üzerinde beliren desenin ışığa maruz kalmayan yerleri bu çözelti içerisinde çözünerek atıldı. Laminasyon tabakasından kurtulduktan sonra ışınlanmayan bölge üzerinde kalan bakır yüzey asit çözeltisi içerisinde 15-20 dakika bekletilerek aşındırıldı. Bu asit çözeltisi 160 mililitre saf suyun içerisine %30 oranındaki hidroklorik asitten 160 mililitre ve %3 oranındaki hidrojen peroksitten 320 mililitre eklenerek hazırlandı. Son olarak mikroşerit hattın üzerinde kalan pozlanmış filmi kurtulmak amacıyla 1 litre suya 100 miligram sodyum hidroksit eklenerek bir çözelti hazırlandı ve laminasyon filmi tamamen yok oluncaya kadar tabaka içerisinde bekletildi. Böylelikle FR4 alttaşın üzerinde sadece bakırdan mikroşerit hat kalmış oldu ve Şekil 4.8'de görüldüğü gibi fotolitografi süreci tamamlandı.



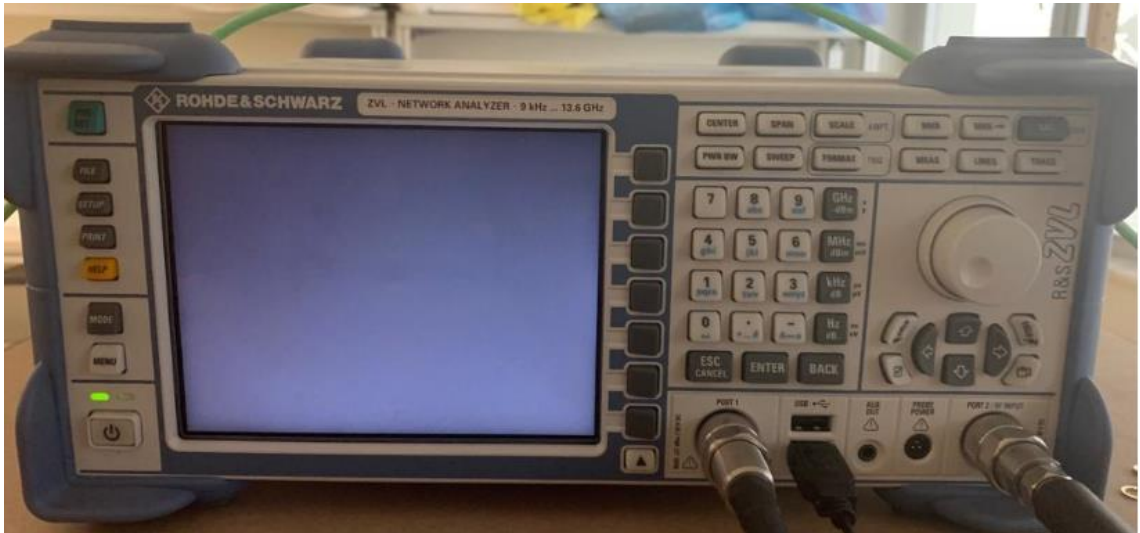
Şekil 4.8 Üretilen Butterworth filtre

Fotolitografi sürecinde karşılaştığımız en büyük zorluk pozlama işlemi sırasında maske üzerinde yeterli ağırlık olmadığı zaman pozlamanın homojen yapılamamasıdır. Bazı pozlama işlemleri sonrasında desenin düzgün çıkmamış olduğu gözlemlendi ve birçok kere bu işlem tekrarlanmak zorunda kalındı.



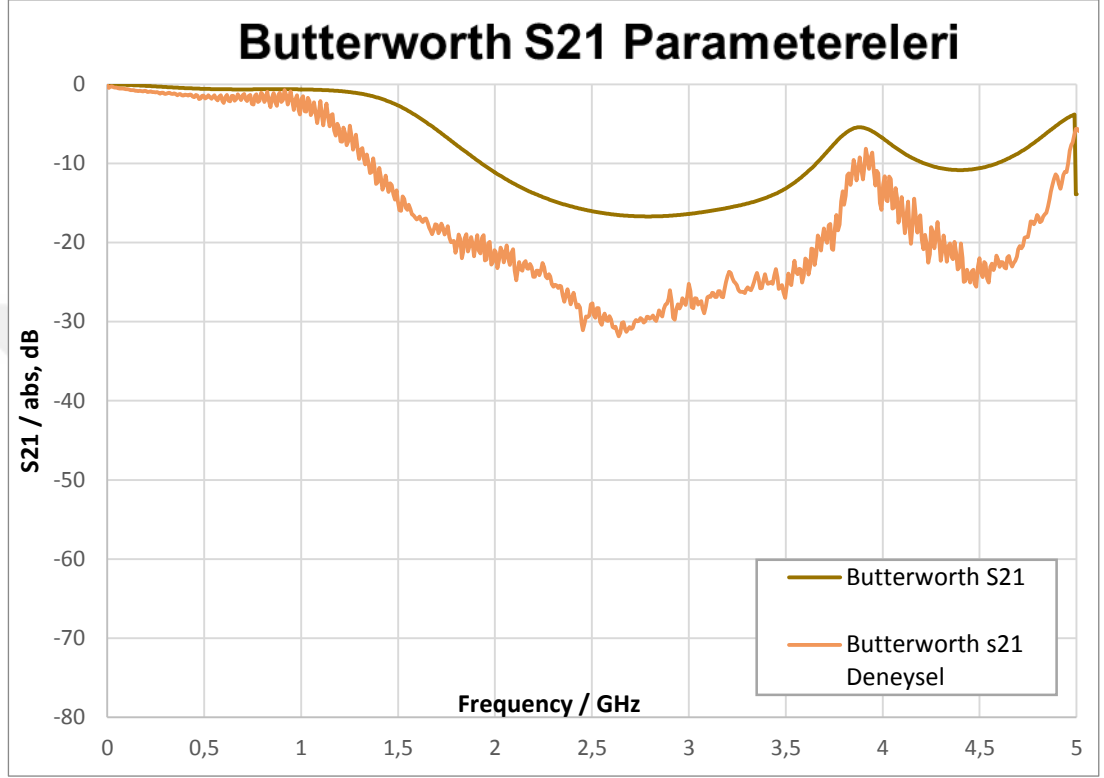
Şekil 4.9 Network Analizör ölçüm düzeneği

Üretilmiş olan bu filtrenin S parametrelerini ölçmek amacıyla Şekil 4.9'daki gibi bir düzenek kuruldu. Kullanılan cihaz Şekil 4.10'da görülen Rohde&Schwarz marka ZVL 9 kHz-13.6 GHz model network analizördür.

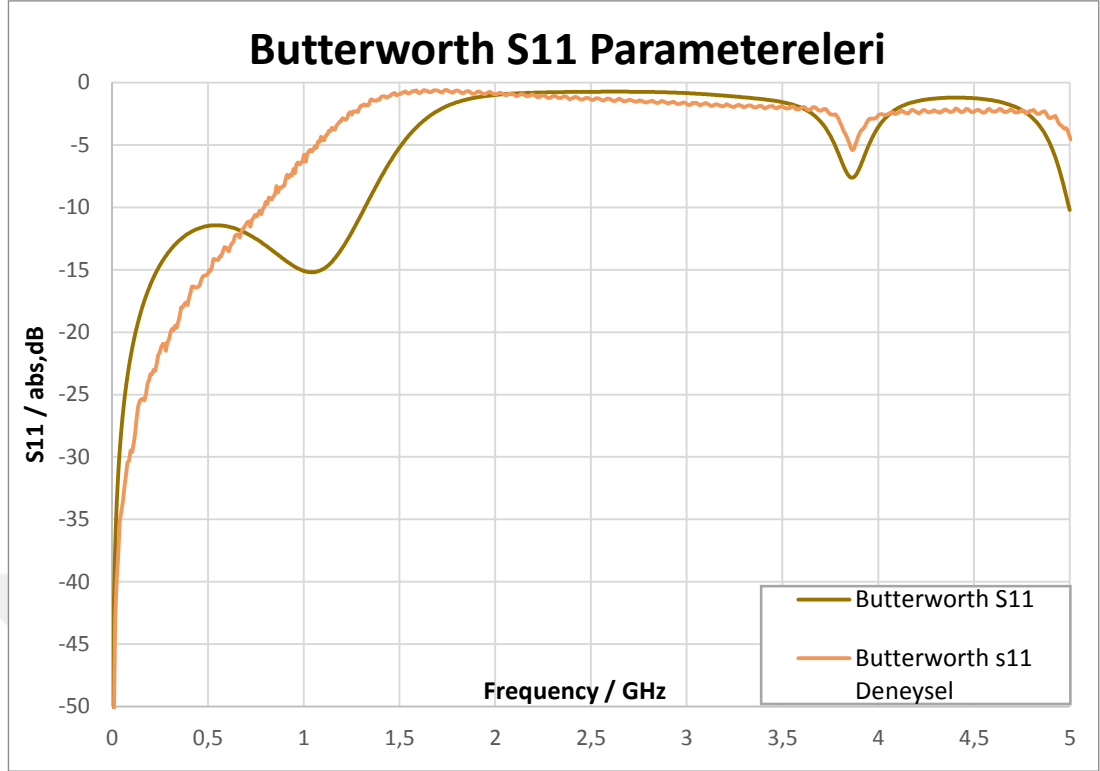


Şekil 4.10 Bu çalışmada kullanılan network analizör

Elde edilen ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları Şekil 4.11 ve Şekil 4.12’de görüldüğü gibi uyumludur. İletim bandında ekleme kaybının kabul edilebilir seviyede düşük olduğu ve sönüm bandında geri dönüş kaybının fazla olduğu gözlemlendi. Ölçüm sonuçlarında elde edilen maksimum sönüm miktarı 29 dB’dir.



Şekil 4.11 Butterworth filtre S_{21} parametresine ait simülasyon ve ölçüm sonuçları

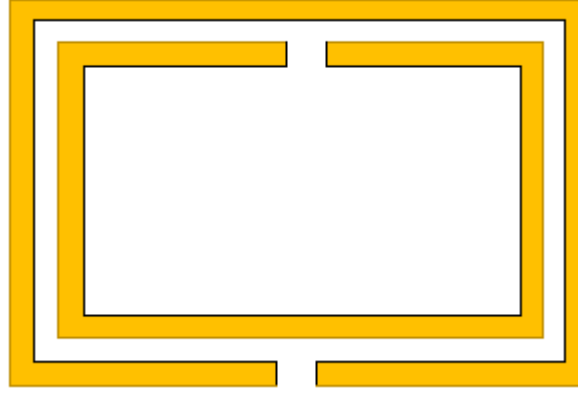


Şekil 4.12 Butterworth filtre S_{11} parametresine ait simülasyon ve ölçüm sonuçları

4.2 Kesim Frekansı 1.2 GHz Olan Kare Ayırık Halka Filtre Tasarımı ve Üretimi

Geleneksel yöntem Butterworth yaklaşımı ile filtre uygulaması tamamlandı. Bu bölümde filtrenin minyatürize edilmesi ve elektriksel performansının iyileştirilme yolları araştırılacaktır.

Son yıllarda meta malzemeler filtre performansı iyileştirme aşamalarında çokça kullanılır olmuşlardır. Bu negatif dielektrik sabiti ve negatif elektriksel geçirgenliğe sahip meta malzemeler ilk olarak 1967 yılında Veselago tarafından keşfedilmiştir. 1999 yılında ise Profesör John Brian Pendry tarafından negatif dielektrik sabitine sahip ayırık halka rezonatör (split ring resonator) tasarlanmıştır. (Nasraoui vd. 2014) Günümüzde antenler, frekans seçici yüzeyler, filtreler, osilatörler, karıştırıcılar, balunlar ve kuplör gibi yapılarda yer alırlar. Örnek bir kare ayırık halka rezonatör Şekil 4.13'te verilmiştir.



Şekil 4.13 Kare ayırık halka rezonatör

Ayrık halka rezonatör filtrenin boyutunu küçültürken durma bandında yüksek sönüm sağlar. Bunun sebebi sonsuz küçük modların SRR yapılarında yayılabilmesidir. (Xu ve Alphones 2010)

Kusurlu zemin uygulamaları (defected ground structure) mikroşerit hattın bulunduğu dielektrik alttaş malzemesinin metal arka yüzeyine fotolitografi tekniği ile elde edilir. Bu yapılar mobil iletişim sistemlerindeki uygulamaları sebebiyle ciddi bir popülarite elde etmiş durumdadırlar. Alçak geçiren ve bant geçiren filtreler haricinde güç bölücü, kuplör, amplifikatör, osilatör ve RF faz geciktirici gibi uygulama alanları mevcuttur. Kusurlu zemin uygulamalarının sağladığı bazı avantajlar şu şekildedir:

- az yer kaplarlar,
- yapısı ve modellenmesi kolaydır,
- üretimi basittir ve maliyetleri çok düşüktür,
- yüksek elektriksel performans gösterirler,
- harmonikleri çok iyi bastırırlar,
- düşük ekleme kaybı yaratırlar (low insertion loss),
- keskin ve geniş durma bandı sağlarlar.

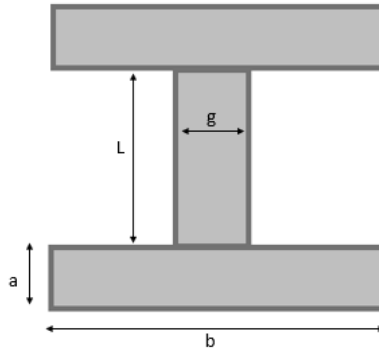
Kusurlu zemin yapısı bir LC devresine benzer. Hattın indüktans ve kapasitansında artışa neden olarak akım dağılımını bozar. Bu sebeple belirli bir frekans bandı üzerinde yavaş dalga yapısına yol açan bant aralığı karakteristiklerini sağlayarak filtre performansını arttırabilir. Kusurlu zemin uygulamaları bu çalışmada tercih edilen dambıl şekilli

olabileceği gibi literatürde periyodik, fraktal, dairesel, spiral ve L gibi çeşitli biçimlerde yer almaktadır.

Kare ayırık halka ve dambıl kusurlu zemin filtre geliştirmek amacıyla dielektrik alttaşın ön yüzeyine fotolitografi yöntemiyle rezonatör uygulaması yapılırken arka yüzeyinde ise dambıl şeklinde kusurlu yüzey yaratılmıştır. Kullanılan malzemeler Butterworth filtre ile aynı şekilde 1.6 mm kalınlığında ve dielektrik sabiti ϵ_{re} 4.4 olan FR4 alttaş ile 0.035 mm kalınlığında bakır iletim yoludur.

Tasarımın fiziksel parametreleri International Journal of Microwave and Optical Technology dergisinin 13. Cilt ve 1. sayısında yer alan Nasiri, Errkik, Zbitou, Tajmouati, Ebdellaoui ve Latrach tarafından hazırlanan “A Compact Miniature Microstrip Low-pass Filter Based on Dumbbell DGS and SRR Unit Cell” adlı çalışmadan alınmıştır.

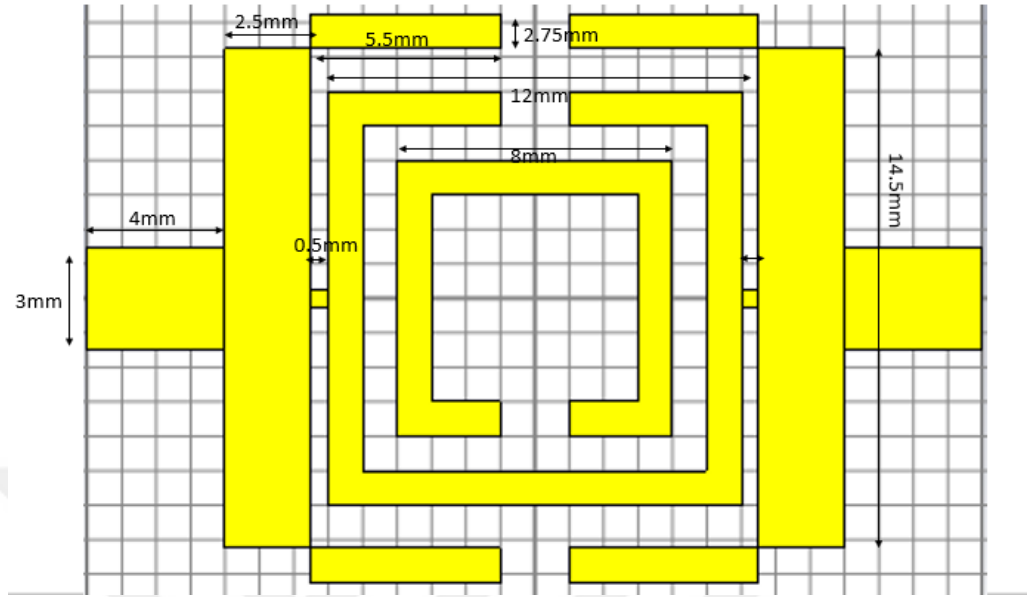
İstenilen kesim frekansını vermesi amacıyla Şekil 4.14’de belirtilen dambıl kusurlu zemin parametreleri şu şekilde olacaktır: $a=3$ mm, $b=13$ mm, $L=13$ mm ve $g=1.5$ mm



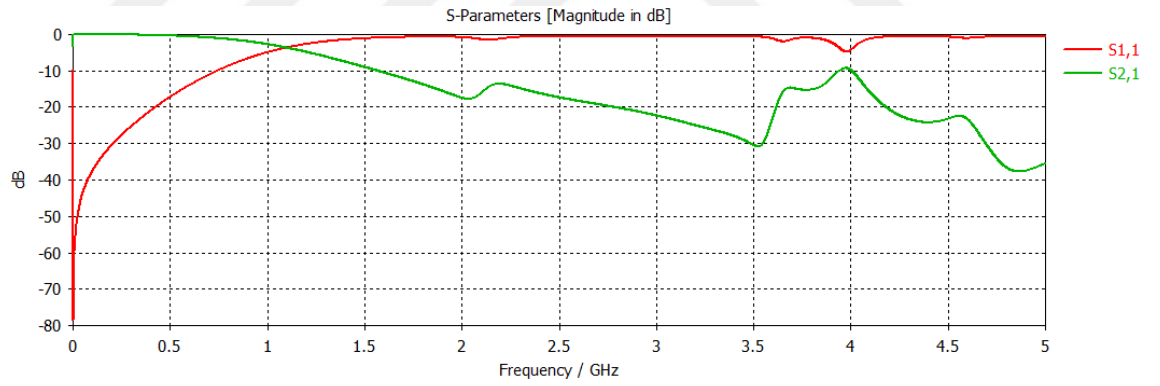
Şekil 4.14 Dambıl kusurlu zemin uygulaması

FR4 alttaşın ön yüzeyine uyguladığımız kare ayırık halka rezonatörün tasarım parametreleri de şu şekildedir; dıştaki kare rezonatörün kenar uzunluğu 12 mm, içteki kare rezonatörün kenar uzunluğu 2 mm, her bir rezonatörün şerit kalınlığı 1 mm, iki rezonatör arasındaki mesafe 1 mm ve rezonatörlerin ayırık mesafesi 2 mm.

CST simülasyon programı yardımı ile elde edilen filtre Şekil 4.15’de görüldüğü gibidir.

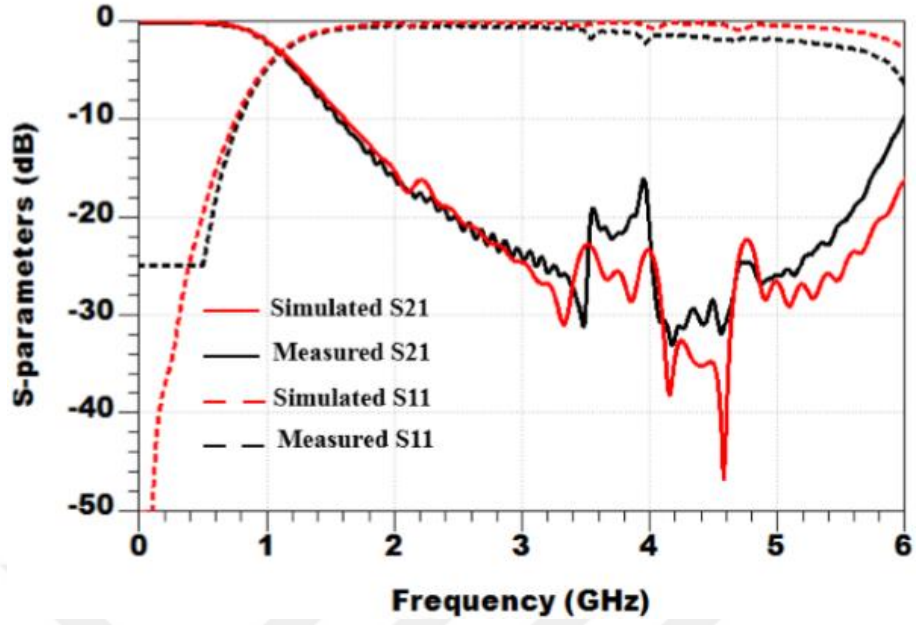


Şekil 4.15 Kesim frekansı 1.2 GHz olan kare ayırık halka tasarımı



Şekil 4.16 CST simülasyon yazılımı ile elde edilen kare ayırık halka filtre tasarımına ait S parametresi grafikleri

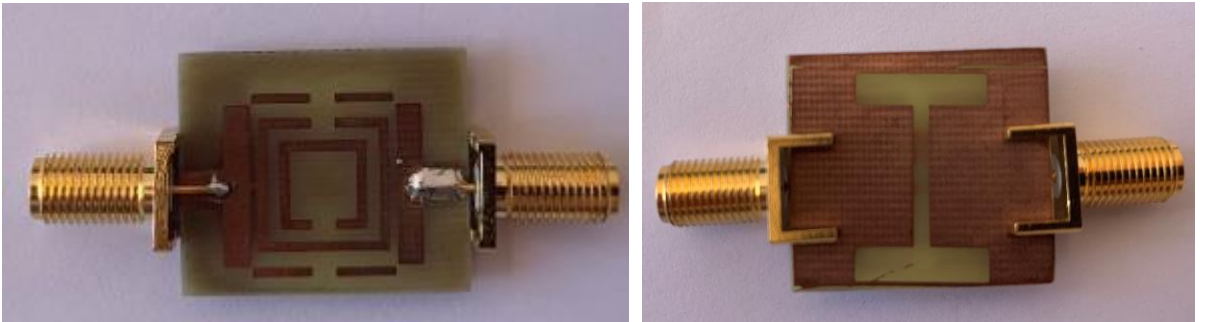
CST simülasyon programı yardımı ile hesaplanan S grafikleri Şekil 4.16’da görülmektedir. Simülasyonda 32 dB bastırma oranı sağlanarak Butterworth filtreye nazaran filtrenin seçiciliği arttırılmıştır.



Şekil 4.17 Nasiri vd. tarafından yapılmış olan çalışmaya ait S parametresi grafikleri

Şekil 4.17'den anlaşılacağı gibi CST programı yardımı ile elde edilen simülasyon sonuçları Nasiri ve diğerleri tarafından yapılan çalışma ile uyumludur.

Tasarım aşamasından sonra fotolitografi yöntemi ile üretim süreci tıpkı tasarlanan Butterworth filtre gibi Ankara Üniversitesi Fizik Mühendisliği bölümünde bulunan Meta Malzeme ve Anten Tasarım, Fabrikasyon, Analiz ve Simülasyon Laboratuvarı'nda gerçekleştirildi. Üretilen filtreler Şekil 4.18'de görülmektedir. Bu filtrenin üretimindeki tek farklılık iki yüzeyine de fotolitografi uygulanmış olmasıdır.

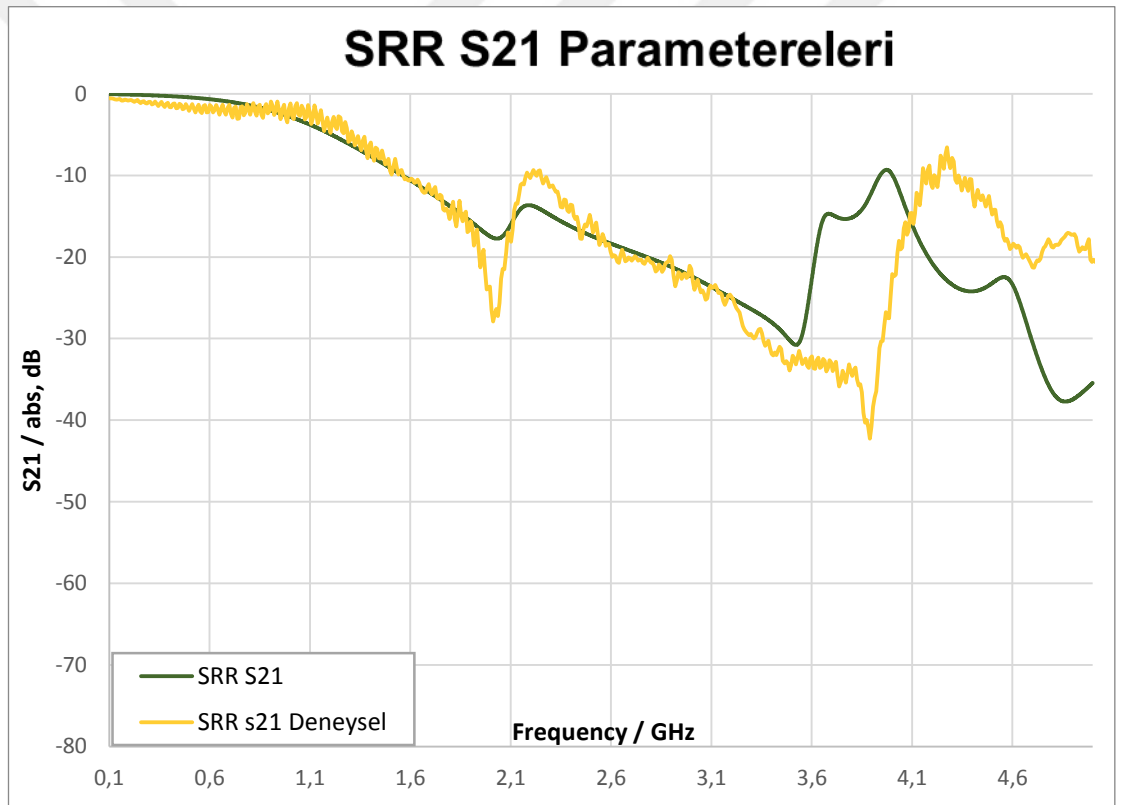


Şekil 4.1 Üretilmiş olan kare ayırık halka rezonatör dambıl kusurlu zemin filtrenin ön ve arka yüzü

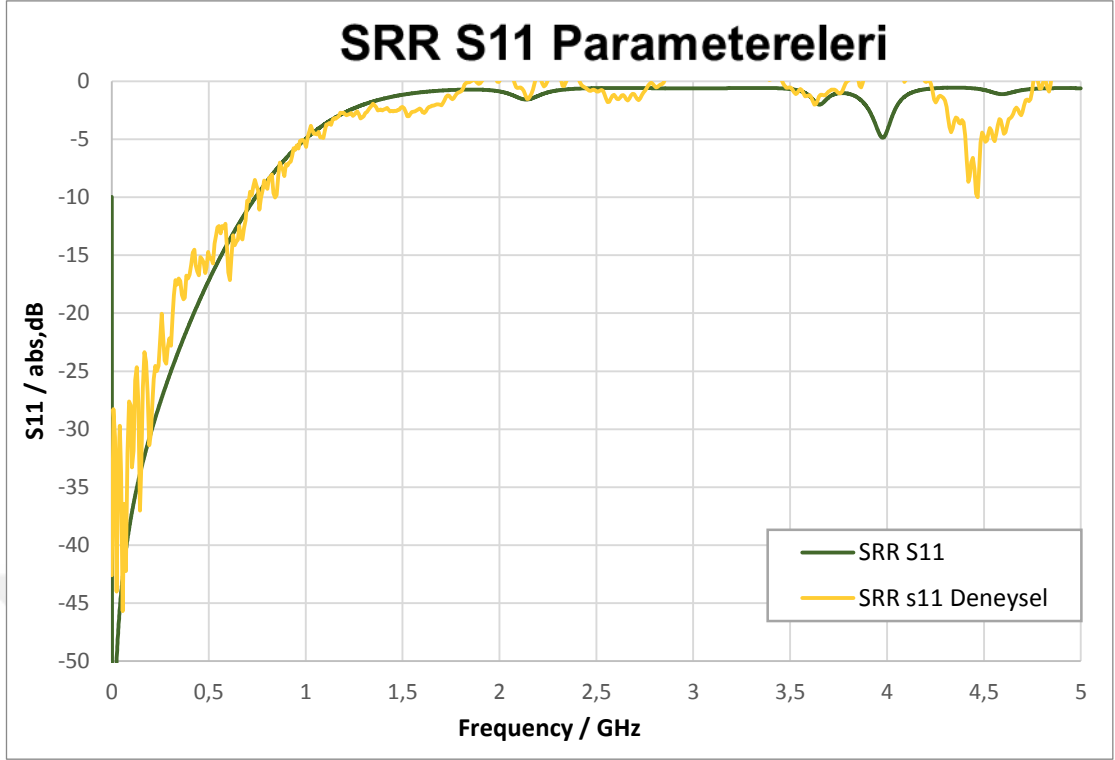
Üretilmiş olan bu filtrenin de aynı şekilde S parametreleri Rohde & Schwarz marka ZVL 9 kHz-13.6 GHz model network analizör ile ölçüldü. Ölçüm düzeneği Butterworth ölçüm düzeneği ile aynıdır.

Elde edilen ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları Şekil 4.19 ve Şekil 4.20’de verildiği gibidir.

Simülasyon ve ölçüm sonuçları birbiri ile uyumlu olarak gözlenmiştir. Elde edilen maksimum bastırma miktarı 33 dB olarak ölçülmüştür. Üretilen Butterworth filtreye göre daha iyi bir bastırma oranı elde edilmiştir.



Şekil 4.19 Kare ayırık halka (SRR) filtre S_{21} parametresine ait simülasyon ve ölçüm sonuçları



Şekil 4.20 Kare ayırık halka (SRR) filtre S_{11} parametresine ait simülasyon ve ölçüm sonuçları

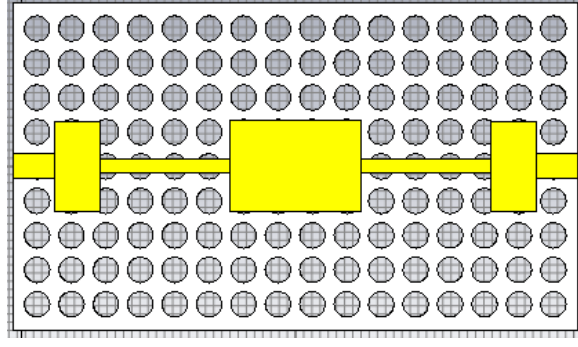
4.3 Kesim Frekansı 1.2 GHz Olan Fotonik Bant Aralıklı Filtre Tasarımı

İstenmeyen frekansların mikroşerit tasarımlarda filtrelenmesi, önceki bölümlerde görüldüğü gibi şönt saplamaları (shunt stubs) veya kademeli empedans hatları (stepped-impedance lines) ile uygulanabilir. Ancak bu teknikler, dar bir durma bandı sağlayarak filtre performansını azaltır. Fotonik bant aralıklı yapılar mikrodalga uygulamalarında bu problemi çözmeye bir alternatif olarak düşünülebilir. (Liu vd. 2004) Fotonik bant aralıklı yapılar metallerin veya alüminyumun üzerinde periyodik yapılar oluşturularak elektromanyetik özelliklerinin değiştirilmesi esasına dayanır. Katı hal fiziğindeki bant yapısı kavramının elektromanyetizmaya uyarlanmış halidir. Bu yeni kavram ilk olarak Yablonoğlu ve John tarafından 1980'lerin sonlarında optik dalga boyu aralığında geliştirilmiştir. Ana fikir yarı iletken kristallerin elektronları etkilediği gibi, malzemeleri elektromanyetik dalgaları etkileyecek şekilde tasarlamaktır. (Beregana 2002) Daha sonraları bu yapay malzeme mühendisliği, mikrodalga cihaz alanlarını etkilemiş ve bu

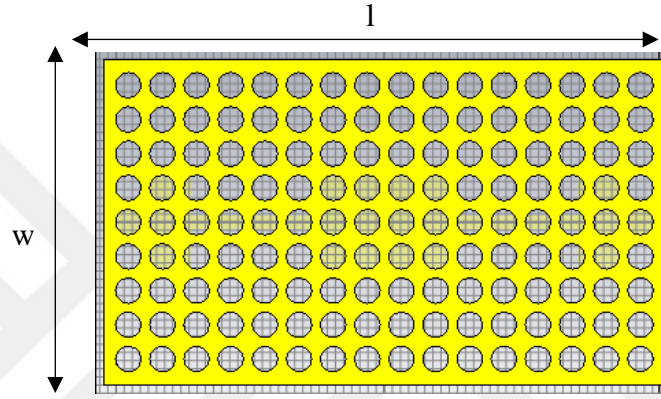
yeni PBG yapıları antenlerde, filtrelerde ve diğer cihazlarda çeşitli uygulama alanları sağlamıştır. (Hong ve Lancaster 2001)

Bölüm 4.1’de tasarlanan Butterworth filtrenin w değeri haricindeki bütün değerleri aynı kalmak kaydıyla arka yüzeyine ve FR4 boyunca delinmek suretiyle PBG yapılar uygulandı. En iyi bastırma ve en geniş bant aralığı veren PBG filtreyi bulabilmek için yapılan optimizasyon çalışmalarında r/a oranı arttıkça filtre karakteristiğinde iyileşme sağlandığı gözlenmiştir. r değeri küçülerek sıfıra yaklaşırken ise durma bandı da neredeyse ortadan kalkmıştır. Burada r dairelerin yarıçapı ve a ardışık dairelerin merkezleri arasındaki uzaklıktır.

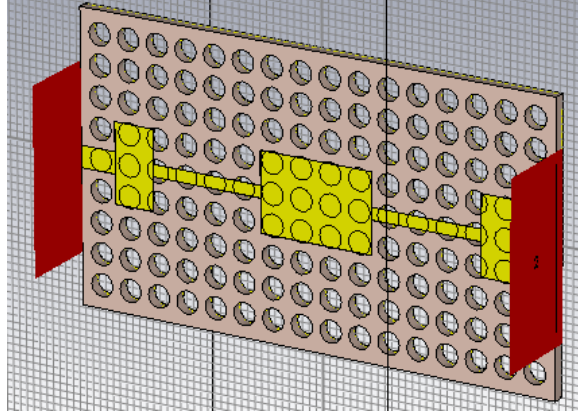
Ön yüzeyine uygulanan Butterworth desenine ait bütün parametreler aynı kaldı. Mikro şerit hattın toplam uzunluğu $l = 68.648$ mm, mikroşerit hattın genişliği $w = 40$ mm, alttaşın kalınlığı $h = 1.6$ mm, bakır hattın kalınlığı $t = 0.035$ mm ve alttaşın dielektrik sabiti $\epsilon_{re} = 4.4$, halkaların yarıçapı $r = 1.7$ mm, ardışık halkaların merkezden merkeze uzaklıkları $a = 4.6$ mm olmak üzere tasarlanan PBG filtre yapısı Şekil 4.21’de verilmiştir.



(a)



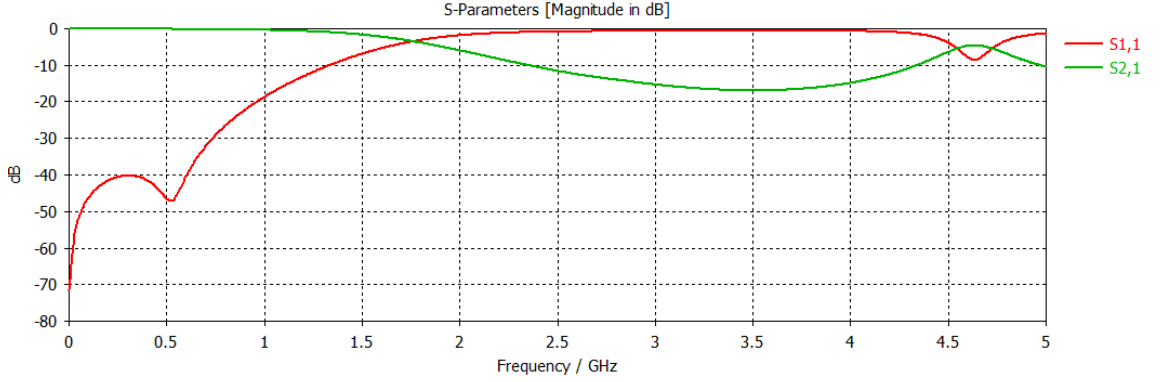
(b)



(c)

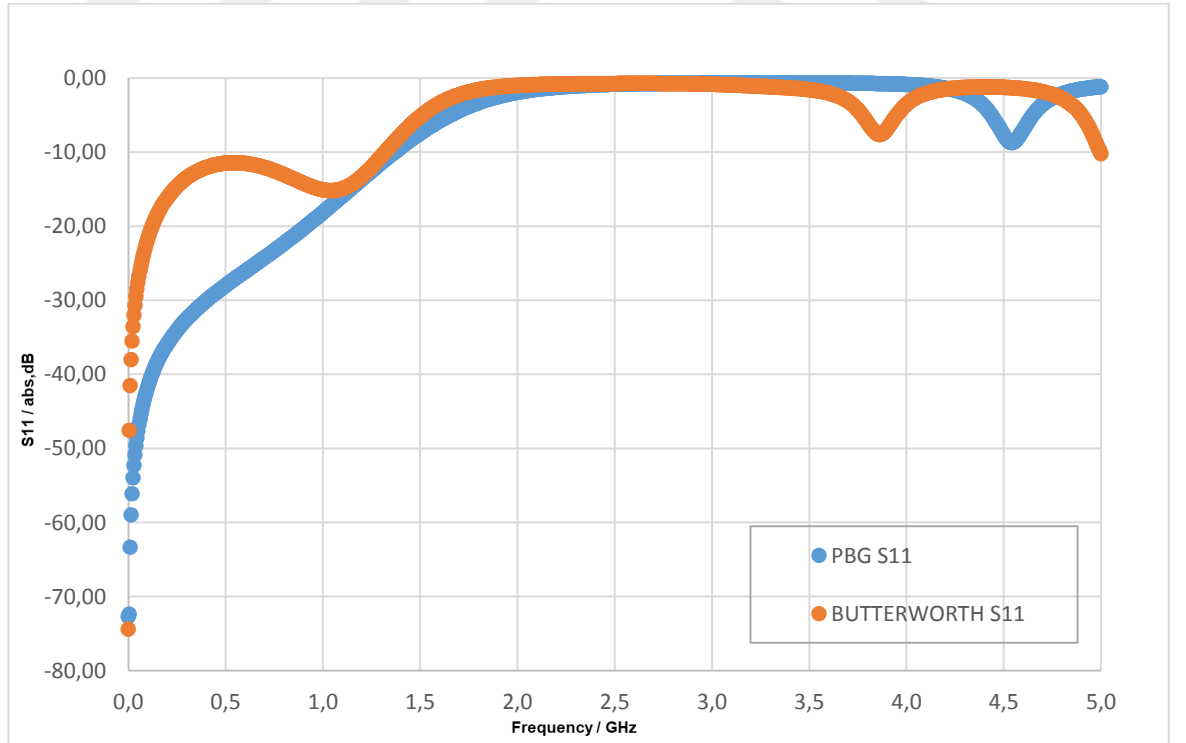
Şekil 4.21 Arka yüzeyi ve FR4 boyunca delinerek PBG yapı oluşturulmuş Butterworth filtre; (a): ön yüz, (b): arka yüz, (c): perspektif

Arka yüzey ve FR4 boyunca delinen filtreye ait simülasyon sonuçları Şekil 4.22’de görüldüğü gibidir.

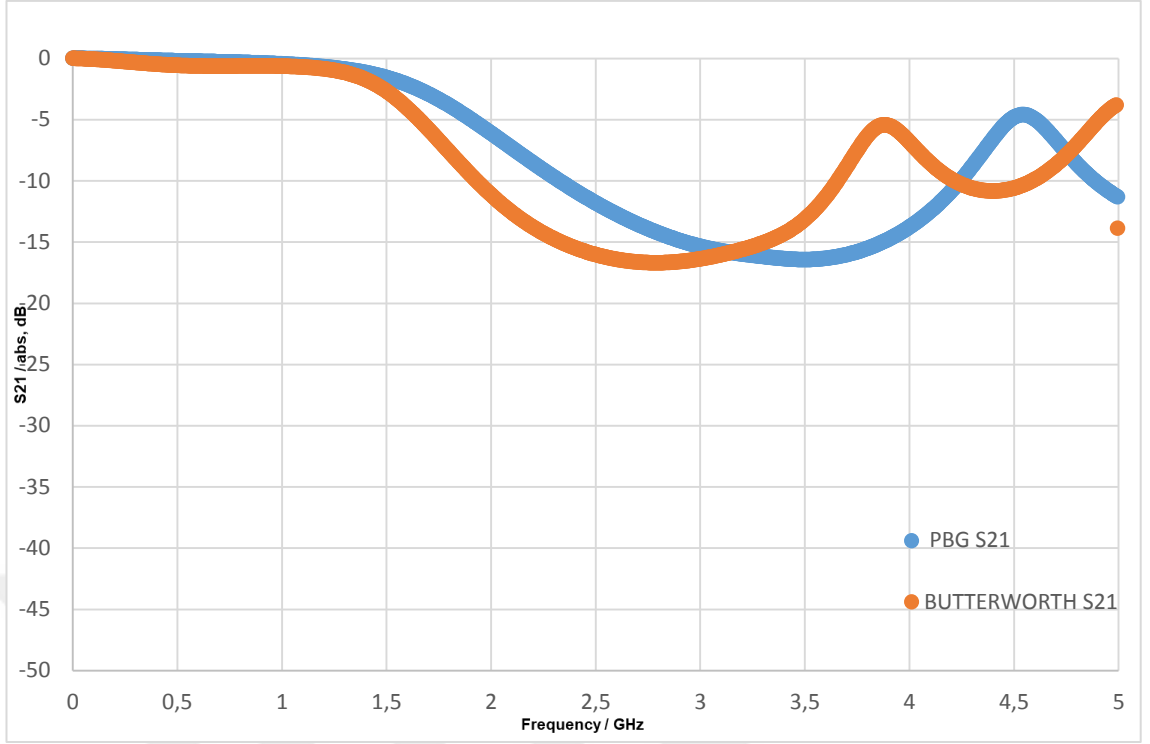


Şekil 4.22 Arka yüzünden FR4 boyunca PBG uygulanmış filtreye ait S parametresi grafikleri

Butterworth filtre ve PBG uygulanmış filtreye ait simülasyon sonuçlarını Şekil 4.23 ve Şekil 4.24’de görüldüğü gibi karşılaştıracak olursak S_{11} parametresinde iyileşme sağlanmış ve bant genişliği artmıştır.



Şekil 4.23 Butterworth tasarımı ile PBG uygulanmış halinin S_{11} parametreleri yönünden karşılaştırılması

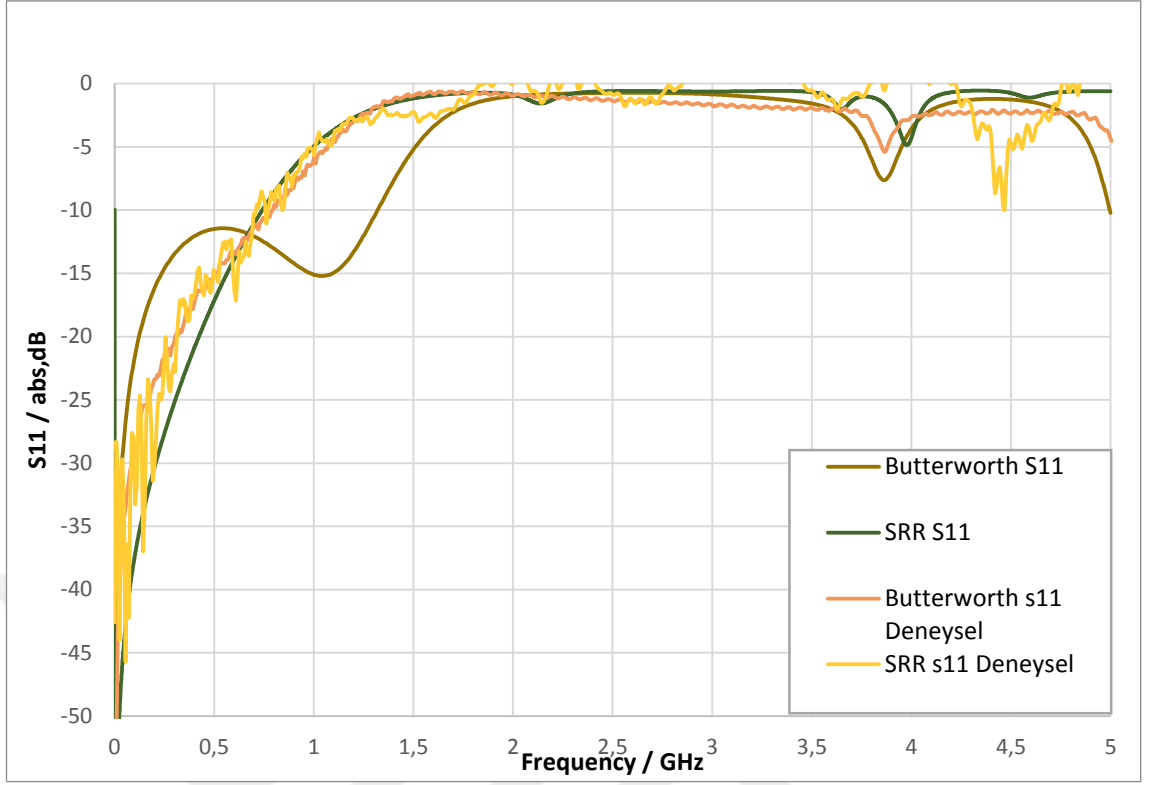


Şekil 4.24 Butterworth tasarımımız ile PBG uygulanmış halinin S21 parametreleri yönünden karşılaştırılması

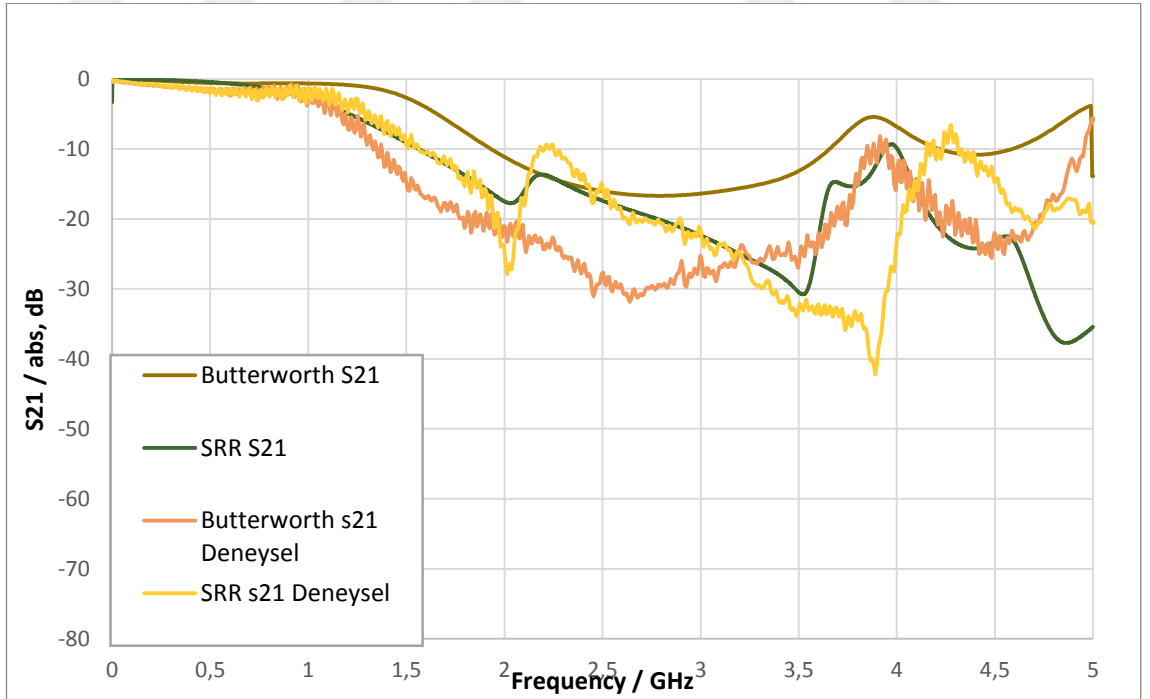
5. SONUÇ VE TARTIŞMA

Bu tez çalışmasında öncelikle filtre çeşitleri ve çalışma ilkeleri ele alınarak bu çerçevede frekans cevapları, transfer fonksiyonları, kılavuzlanmış dalga boyu, yayılma sabiti, faz hızı ve elektriksel uzunluk gibi parametreler irdelendi.

Kuramsal temellerin araştırılmasını takiben, 1.2 GHz kesim frekansına sahip alçak geçiren filtre indüktör ve kapasitör ile tasarlandı ve CST programı ile simüle edildi. S parametreleri hesaplandığında filtreleme performansının yeterli düzeyde olmadığı sonucuna varıldı. Geçiş bandı dalgalanması çok yüksek, ekleme kaybı fazla ve geri dönüş kaybının çok az olduğu görüldü. Bunun sebebi olarak kapasitör ve direnç gibi devre elemanlarının RF / mikrodalga mertebelerinde uygun çalışmaması, devre elemanlarının birbirlerine olan mesafesinin makul olmaması, bağlanma yerleri, kapasitans etkileri ve parazitlik etkiler olarak öngörüldü. Ardından 1.2 GHz kesim frekansına sahip 5. dereceden alçak geçiren Butterworth filtre tasarımı yapıldı. Bu tasarım CST benzetim yazılımı ile simüle edilerek S parametreleri hesaplandı. Benzetim programında 1.6 mm kalınlığa ve 4.4 değerinde dielektrik sabitine sahip olan FR4 altaş olarak kullanıldı. 0.035 mm kalınlığa sahip bakır malzemesi de mikroşerit iletim yolu olarak seçildi. Daha sonra aynı malzemeler kullanılarak 1.2 GHz kesim frekansına sahip alçak geçiren filtre kare ayırık halka ve dambıl kusurlu zemin yöntemleri ile tasarlanarak S parametreleri CST simülasyon yazılımı ile hesaplandı. Her iki tasarım için de elde edilen grafikler Şekil 5.1 ve Şekil 5.2'deki gibi karşılaştırıldığında kare ayırık halka ve dambıl kusurlu zemin uygulamaları yapılan tasarım ile elde edilen filtrenin sönüm bandında daha fazla sönüm gerçekleştirdiği ve iletim bandında daha düşük bir ekleme kaybı oluşturduğu gözlemlendi. Filtre performansında kayda değer bir iyileştirme elde edilirken aynı zamanda filtre boyutlarında da %69 oranında minyatürizasyon sağlandı.



Şekil 5.1 Butterworth ve kare ayırık halka (SRR) filtrelerin S_{11} parametrelerine ait simülasyon ve ölçüm sonuçları



Şekil 5.2 Butterworth ve kare ayırık halka (SRR) filtrelerin S_{21} parametrelerine ait simülasyon ve ölçüm sonuçları

Teorik olarak ideal filtre iletim bandı aralığındaki bütün sinyalleri hiç kayıpsız iletebilen ve durma bandındaki bütün sinyalleri sönümlenerek yok edebilen filtredir. Pratikte tam olarak bu şekilde frekans cevabı verebilen filtre mümkün olmamakla birlikte ideale en yakın frekans cevabı verebilen filtre elde edilmeye çalışıldı. Bu çerçevede boyutu küçülterek filtre performansının çeşitli teknikler kullanılarak iyileştirilme yolları araştırıldı. Kusurlu zemin ve ayırık halka rezonatör ile fotonik bant aralıklı yapı teknikleri uygulanarak filtre performansının iyileştiği gözlemlendi.

Sonrasında hem Butterworth hem de kare ayırık halka dambıl kusurlu zemin filtreleri fotolitografi yöntemi ile üretildi ve network analizör yardımı ile S parametreleri hesaplandı. Ölçülen S parametreleri ile simülasyon sonuçları karşılaştırıldı ve birbirleri ile uyumlu oldukları gözlemlendi. Ölçüm sonuçlarında yer alan pikler ve kaymaların ölçüm kablosundan kaynaklı yansımalar sebebiyle olduğu öngörüldü. Ayrıca üretim hatalarının ve lehim noktalarının da sonuçlarda hataya sebebiyet verebileceği göz önünde bulunduruldu. Butterworth filtrenin S_{21} değerleri için deneysel ve ölçüm sonuçlarını içeren Şekil 4.11 ile SRR filtrenin S_{21} değerlerini gösteren Şekil 4.19 karşılaştırıldığında üretim hatalarının Butterworth filtrede nispeten daha fazla olduğu görüldü.

Daha sonra Butterworth filtre zeminine fotonik bant aralıklı yapılar uygulanarak filtre performansındaki değişiklikler izlendi. S_{11} grafikleri incelendiğinde fotonik bant aralıklı yapılar uygulanmış olan filtrenin daha düşük bir ekleme kaybı sağladığı gözlemlendi. Ayrıca S_{21} grafiklerini incelediğimizde ise daha dik bir frekans cevabı vermese de daha geniş bir sönüm bandına sahip olduğu gözlemlendi.

KAYNAKLAR

- Ahn, D. Park, J.S. Kim, C.S. Kim, J. Qian, Y. Itoh, Tatsuo. 2001. A Design of the Low-Pass Filter Using the Novel Microstrip Defected Ground Structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(1), 86-93.
- Alaydrus, M. 2010. Designing Microstrip Bandpass Filter at 3.2 GHz. *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, 2(2), 71 – 83.
- Andrews, J. R. 1999. Low-Pass Risetime Filters for Time Domain Applications. *Pikosecond Pulse Labs, Application Note An-7a*, 3(99), 1-6.
- Arifoğlu, U. 2000. Elektrik-Elektronik Mühendisliğinin Temelleri Alternatif Akım Devreleri Cilt-2. Alfa Basım Yayım Dağıtım Ltd. Őti, 367, İstanbul.
- Belen, M. A. Kaya A. 2011. Pasif Elemanlar Eklerek 2.4 GHz ISM Bandı Uygulamaları İçin Mikroşerit Band Geçiren Filtre Tasarımı. *SDU Teknik Bilimler Dergisi*, 1(1), 10-15.
- Benriad, F. Zbitou, J. Abboud, B. Bennis, H. Tribak, A. Mediavilla, A. 2016. A Novel Configuration of a Miniature Microstrip Low Pass Filter. *International Journal of Microwave and Optical Technology*, 11(1), 53-57.
- Benriad, F. Zbitou, J. Benaissa, A. Bennis, H. Chinig, A. Mediavilla, A. 2015. A Novel Design of a Ring Resonator Low Pass Filter. *International Journal on Communications Antenna and Propagation*, 5(5), 307-310.
- Benriad, F. Zbitou, J. Bennis, H. Benaissa, A. Chinig, A. Mediavilla, A. 2017. A Novel Microstrip Low Pass Filter Based on Ring Topology. *International Journal of Microwave and Optical Technology*, 12(1), 17-20.
- Beregana, J. 2002. Photonic Bandgap Structures in Microstrip Technology: Study Using The Coupled Mode Formalism and Applications. Doktora Tezi, Universidad Publica de Navarra Nafarroako, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, 327, Pamplona, İspanya.
- Borazjani, O. Rezaee, A. 2012. Design, Simulation and Construction a Low Pass Microwave Filters on the Micro Strip Transmission Line. *International Journal of Computer Theory and Engineering*, 4(5), 784 – 787.
- Boutejda, A. Omar, A. 2010. Miniaturized Lowpass And Bandstop Filters Using Controlled Coupling of Open Loop-Ring Defected Ground Structure. *Microwave and Optical Technology Letters*, 52(11), 2575-2578.
- Challal, M. Azrar, A. Janvier, D. 2012. A Novel Ultra-Wide Stopband Microstrip Low-Pass Filter for Rejecting High Order Harmonics and Spurious Response, The 24th International Conference of Microelectronics ICM 2012, 17-20 Aralık, IEEE 2012, Cezayir.

- Chen, X. Q. Li, R. Shi , S. J. Wang, Q. Xu, L. Shi, X. W. 2008. A Novel Low Pass Filter Using Elliptic Shape Defected Ground Structure. Progress in Electromagnetics Research B, 9, 117-126.
- Davis, W. A. Agarwal, K. 2001. Radio Frequency Circuit Design. John Wiley & Sons Inc, 322, Texas.
- Edwards, T. Steer, M. 2016. Foundations for Microstrip Circuit Design. John Wiley & Sons, 857, ABD.
- Fooks, E. H. Zakarevicius, R.A 1990. Microwave Engineering Using Microstrip Circuits. Prentice Hall of Australia Pty Ltd, 333, Australia.
- Gündüz, S. 2005. Geniş Bandlı Mikroşerit Filtre Tasarımı. Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Kocaeli.
- Hong, J.S. Lancaster, M.J. 2001. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. John Wiley & Sons, 457, ABD.
- Hsieh, L. H. Chang, K. 2003. Compact Elliptic-Function Low-Pass Filters Using Microstrip Stepped-Impedance Hairpin Resonators. Ieee Transactions On Microwave Theory And Techniques, 51(1), 193-199
- Lacanette, K. 2011. A Basic Introduction to Filters- Active, Passive, and Switched-Capacitor. National Semiconductor Application Note 779.Texas Instruments Incorporated, Texas.
- Lim, J.S. Kim, C.S. Ahn, D. Jeong, Y. C. Nam, S. 2005. Design of Low-Pass Filters Using Defected Ground Structure. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53(8), 2539-2545.
- Liu, H. Sun, X. Li, Z. 2004. A Low-Pass Filter of Wide Stopband with a Novel Multilayer Fractal Photonic Bandgap Structure. Active and Passive Electronic Components, 27(2), 107-110.
- Liu, S. Xu, J. Xu, Z. 2015. Sharp Roll-off Lowpass Filter Using Interdigital DGS Slot. Electronics Letters, 51(17), 1343–1345.
- Mısra, D. K. 2004. Good Radio Frequency and Microwave Communication Circuits Analysis and Design. John Wiley & Sons, 614, ABD.
- Mülazımoğlu, C. Bağcı, F. Karakaya, E. Can, S. Yılmaz, A. E. Akaoglu, B. 2016. Elektronik Bant Aralıklı Yapılar Kullanılarak Alçak Geçiren Mikroşerit Filtre Tasarımı, URSI-Türkiye'2016 8. Bilimsel Kongresi, 1-3 Eylül, Ortadoğu Teknik Üniversitesi, Ankara.

- Nasiri, B. Zbitou, J. Latrach, M. Errkik, A. Tajmouati, A. Elabdellaoui, L. 2018. A Compact Miniature Microstrip Low Pass Filter Based On Dumbbell DGS and SRR Unit Cell. *International Journal of Microwave and Optical Technology*, 13(1), 32-39.
- Nasraoui, H. Mouhsen, A. Aoufi, J. Taouzari, M. 2014. Novel Microstrip Low Pass Filter Based on Complementary Split-Ring Resonators. *International Journal of Modern Communication Technologies & Research (IJMCTR)*, 2(10), 1-4.
- Parikh, N. Katare, K. 2015. Design and Analysis of Hairpin Micro-strip Line Band Pass Filter. *International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering*, 3(5), 40-42.
- Park, J. Kim, J.P. Nam, S. 2007. Design of a Novel Harmonic-Suppressed Microstrip Low-Pass Filter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17(6), 424-426.
- Parui, S.K. Das, S. 2007. A New Defected Ground Structure for Different Microstrip Circuit Applications. *Radioengineering*, 16(1), 16-22.
- Pozar, D. M. 1998. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 732, ABD.
- Rajasekaran, R. Jayalakshmi, J. Jayasankar, T. 2013. Design and Analysis of Stepped Impedance Microstrip Lowpass Filter Using ADS Simulation Tool for Wireless Applications. *International Journal of Scientific and Research Publications*, 3(8), 1-5.
- Ripoll, J. P. S. 2012. Design of a Sharp Response Low-pass Filter Through Comparison of Microwave Design Software. Yüksek lisans tezi, University of Gavle, Mühendislik ve Sürdürülebilir Gelişim Fakültesi, Elektronik/Telekomünikasyon Anabilim Dalı, İsveç.
- Schneider, M. V. 1968. Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits. *The Bell System Technical Journal*, 48(5), 1421-1444.
- Smith, S. W. 1999. *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. California Technical Publishing, 650, USA.
- Srivastava, S. Manjunath, R. K. Shanthi P. 2014. Design, Simulation and Fabrication of a Microstrip Bandpass Filter. *International Journal of Science and Engineering Applications*, 3(5), 154 – 158.
- Xu, Y. Alphones, A. 2010. Novel DGS-CSRR- Based Microstrip Low Pass Filter with Ultra Wide Suppression. *International Journal Ultra Wideband Communications and Systems*, 1(3), 169-172.
- Zhong, X, Li, G. 2007. Design of Low-Pass Filter Based on a Novel Defected Ground Structure. *Journal of Shanghai University (English Edition)*, 11(4), 396–399.

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Ebru ARSLAN

Doğum Yeri : İstanbul

Doğum Tarihi : 11.04.1990

Medeni Hali : Bekar

Yabancı Dili : İngilizce

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl):

Lise : Büyükşehir Hüseyin Yıldız Anadolu Lisesi (2008)

Lisans : Hacettepe Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Fizik Mühendisliği
(2014)

Yüksek Lisans: Ankara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Fizik Mühendisliği
Anabilim Dalı (Haziran 2020)

Çalıştığı Kurum/ Kurumlar ve Yıl

Optimum Network Solutions : 2014

Necron Enerji : 2015

Nanomanyetik Bilimsel Cihazlar : 2018