



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



[Yüksek Lisans Tezi]

**[PENNING-TRAP DENEYİ FREKANS ÖLÇÜMLERİ İÇİN AKTİF,
AYARLANABİLEN BANT-DURDURUCU FİLTRE DİZAYNI]**

[TUĞBA ÇEPNİ]

[Fizik Anabilim Dalı]

[Nükleer Fizik Programı]

**DANIŞMAN
[Prof. Dr.] [Baki AKKUŞ]**

[Haziran, 2021]

İSTANBUL

Bu çalışma, [14.07.2021] tarihinde aşağıdaki jüri tarafından [Fizik Anabilim Dalı], [Nükleer Fizik Programı]nda [Yüksek Lisans tezi] olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

[Prof. Dr.]
[Prof. Dr.] [Baki AKKUŞ] (Danışman)
İstanbul Üniversitesi
[Fen Fakültesi]

[Prof. Dr.] [Mustafa DEMİR]
[İstanbul Üniversitesi]
[Cerrahpaşa Tıp Fakültesi]

[Doç. Dr.] [Lidya AMON SUSAM]
[İstanbul Üniversitesi]
[Fen Fakültesi]

İntihal Programı Beyanı

20.04.2016 tarihli Resmi Gazete’de yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince; Bu Lisansüstü teze, İstanbul Üniversitesi’nin aboneli olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Fen Bilimleri Enstitüsü’nün belirlemiş olduğu ölçütlere uygun rapor alınmıştır.

Proje Destekleri

[Bu tez, İstanbul Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yürütücü Sekreterliğinin numaralı projesi ile desteklenmiştir.

[Bu tez, numaralı projesi ile desteklenmiştir.]

Tezden Üretilmiş Yayınların Künye Bilgileri

[]

ÖNSÖZ

[Lisans eğitimimden itibaren tanıdığım ve bana bu tezi yazma şansını veren, bundan sonraki süreçlerde de yanımda olacağına inandığım Prof. Dr. Baki AKKUŞ' a,

Bana destek olup, tüm tecrübeleriyle yardımlarını esirgemeyen değerli hocam Öğr. Gör. Dr. Mehmet Erhan EMİRHAN' a,

Tez konumla ilgili yardımları ve beni bu alanla tanıştıran sevgili Prof. Dr. Rabia Burcu ÇAKIRLI' ya,

Bu süreçte yanımda olan arkadaşım başta Duygu TUNÇMAN ve destek olan tüm değerli diğer arkadaşlarıma,

Aramızdan kaybettiğimiz, fakat yüksek lisans öncesi ve yüksek lisans sürecinde yanımda olup tüm desteğiyle yanımda olan Aydın BALIM' a ve bu süreçte bende emeği olan herkese sonsuz, teşekkürlerimi sunuyorum.

Yüksek lisans tezimi, her zor günümde yanımda olan ve destekleriyle beni asla yalnız bırakmayıp, motive eden annem Kadriye ÇEPNİ' ye ithaf ediyorum.]

Haziran 2021

[Tuğba ÇEPNİ]

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

[ÖNSÖZ.....	iv
İÇİNDEKİLER	v
ŞEKİL LİSTESİ.....	vi
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ	viii
ÖZET.....	ix
SUMMARY	xi
1. GİRİŞ.....	1
2. GENEL KISIMLAR	4
2.1. AKTİF FİLTRELER.....	4
2.1.1. Filtre Türleri	7
2.1.2. Filtre Transfer Fonksiyonları	12
2.2. FİLTRE YAKLAŞIMLARI	18
2.2.1. Butterworth Yaklaşımı	19
2.2.2. Chebyshev Yaklaşımı	19
2.2.3. Bessel Yaklaşımı	20
2.3. FİLTRE TOPOLOJİLERİ.....	21
2.3.1. Sallen-Key Devre Topolojisi	21
2.3.2. Multiple-Feedback (MFB) Topolojisi	22
2.3.3. Bainter Topolojisi.....	23
3. MALZEME VE YÖNTEM.....	26
3.1 BANT DURDURAN DEVRE SİMÜLASYONU	26
3.2 EAGLE TASARIM PROGRAMI İLE BANT DURDURAN DEVRE İÇİN PCB TASARIMI	29
4. BULGULAR.....	31
4.1 BANT DURDURAN NOTCH FİLTRE DEVRESİ TEST SONUÇLARI.....	31
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	37
KAYNAKLAR	39
ÖZGEÇMİŞ	42

]

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1: Mikroşerit yapının devre modeli a) Mikroşerit yapının açık devre yapısı b) Mikroşerit yapının eşdeğer devresi.....	6
Şekil 2.2 Alçak geçiren filtrenin frekans cevabı.....	8
Şekil 2.3 :Yüksek geçiren filtre frekans yanıtı.....	9
Şekil 2.4 Bant geçiren filtre frekans yanıtı.....	10
Şekil 2.5 Bant durduran filtrenin frekans yanıtı.....	11
Şekil 2.6 H_0 ve W_0 değişiminin etkisi.....	18
Şekil 2.7:2.dereceden Sallen-Key bant durduran notch filtresi.....	23
Şekil 2.8 2.dereceden MFB bant durduran notch filtresi.....	24
Şekil 2.9 2.dereceden Bainter bant durduran notch filtresi.....	25
Şekil 3.1: 500 KHz için oluşturulmuş Bessel devre şeması.....	28
Şekil 3.2 : 500 KHz için simülasyon çıktı sonuçları .a)Frekans yanıtı büyüklüğü.b) Faz yanıtı büyüklüğü.....	28
Şekil 3.3: Eagle'da devrenin şematik görüntüsü.....	29
Şekil 3.4: Eagle'da devrenin board görüntüsü.....	30
Şekil 3.5: Bant durduran filtrenin basılmış hali.....	30
Şekil 4.1: Simülasyonda hesaplanan direnç değerleriyle alınmış ilk test sonucu Kazanç-Frekans grafiği.....	31
Şekil 4.2: $R_9 > R_8$ Etkisi, LPN filtre test sonucu.....	32
Şekil 4.3: $R_9 = R_8$ Etkisi, İki direncin eşitliği sonucu oluşan notch filtre test sonucu.....	33
Şekil 4.4: 670 KHz notch filter için frekans tepkisi.....	34
Şekil 4.5: R_9 etkisi, frekans yanıtı	35
Şekil 4.6: R_5 , R_{10} , R_{16} dirençlerinin frekans yanıtı üzerine etkisi.....	36
Şekil 4.7: 550 KHz , -3 dB zayıflatmasına sahip bant durduran notch filtre.....	36



SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler	Açıklama
----------	----------

C	: Kapasitör
L	: İndüktör
R	: Direnç
Q	: Kalite Faktörü

Kısaltmalar	Açıklama
-------------	----------

BPF	: Bandpass Filter (Bant Geçiren Filtre)
BSF	: Bandstop Filter (Bant Durduran Filtre)
dB	: Desibel
GHz	: Gigahertz
HPF	: High Pass Filter (Yüksek Geçiren Filtre)
HPN	: High Pass Notch (Yüksek Geçiren Notch Filtre)
Hz	: Hertz
KHz	: Kiloherertz
LPF	: Lowpass Filter (Alçak Geçiren Filtre)
LPN	: Low Pass Notch (Alçak Geçiren Notch Filtre)
MFB	: Multiple-Feedback
RF	: Radyo Frekansı
THz	: Terahertz

ÖZET

[YÜKSEK LİSANS TEZİ]

[PENNING-TRAP DENEYİ FREKANS ÖLÇÜMLERİ İÇİN AKTİF, AYARLANABİLEN BANT-DURDURUCU FİLTRE DİZAYNI]

[Tuğba ÇEPNİ]

İstanbul Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

[Fizik Anabilim Dalı]

Danışman : [Prof. Dr.] [Baki AKKUŞ]

[Bu tez çalışmasında Almanya’da bulunan Max Planck Enstitüsündeki Penning-Trap deneylerinde kullanılmak üzere istenilen kesme frekanslar 400KHz, 500KHz ve 600 KHz olan ayarlanabilir bir aktif bant-durdurucu filtre dizaynı yapılması amaçlanmıştır. Bessel, Butterworth, ve Chebyshev bant durduran filtre simülasyon çıktıları, planlanan frekans çıktıları için karşılaştırılmış olup bu topolojilerden gereksinimlere en uygun olan Bainter notch filtre topolojisi seçilmiştir. Kullanılacak simülasyon programı bileşenleri ideal olarak kabul edileceğinden, devre dizaynında gerçek bileşenler, simülasyon programına en yakın olarak seçilmiş olup, üzerinde belirli ayarlamalar yapılarak farklı kesme frekansları için uygun, pasif ve aktif devre elemanları seçilmiştir. Filtrenin kalitesini belirleyecek olan kalite faktörü olan Q değerinin değişken olarak ayarlanabilmesi için, filtre simülasyon çıktılarındaki uygun direnç ve kapasitör gibi pasif elemanlar ayarlı olarak seçilmiş olup ideale yakın olarak çalışacak op-amp ile birlikte filtre devresi Eagle programı ile çizilip, sıcak baskılı yöntemle basılmış ve böylece tek bir filtre dizaynında, farklı kesme frekansları yanında, farklı kalite faktörlerine sahip filtre dizaynları elde edilmiştir. Tek bir filtre baskılı devresinde, farklı kesme frekansları için en iyi Q değerini elde etmek yerine, tek bir kesme frekansına özel, en iyi Q değerini ve dar bant aralığını verecek bir bant durduran filtre dizayn etmenin daha verimli olacağı sonucuna varılmıştır. Özel olarak istenilen KHz mertebesindeki bant durduran filtre dizaynları için, bant aralığı ve filtreleme şiddeti, değişken olarak ayarlanabilen, feedback dirençlerine ve birbirlerine göre olan oranlarına bağlı olduğu sonucuna varılmıştır. Filtre dizaynlarının PCB üretimine bağımlılıklarının, kapasitör oranları, op-amp gerilimi faktörlerinin, filtrelemeye etkisinin araştırılması, gelecek çalışmalar için önemli olacağı anlaşılmıştır.]

Haziran 2021, [54] sayfa.

Anahtar kelimeler: [Bant-Durduran Filtre, Ayarlanabilir Aktif Filtre,]



SUMMARY

[M.Sc. THESIS]

[TUNABLE, ACTIVE BAND-STOP FILTER DESIGN FOR PENNING-TRAP
EXPERIMENT FREQUENCY MEASUREMENTS]

[Tuğba ÇEPNİ]

İstanbul University

Institute of Graduate Studies in Sciences

[Department of Physics]

Supervisor : [Prof. Dr.] [Baki AKKUŞ]

[In this thesis statement, the production of adjustable active band-stopping filter design has been intended, which are to be used in Penning-Trap experiments at Max Planck Institute located in Germany with cut frequencies of 400 kHz, 500 kHz and 600 kHz. Bessel, Butterworth and Chebyshev band-stopping filter simulation outputs are compared to the planned frequency outputs; thus, Bainter Notch filter topology is chosen to be best applicable to those topologies. Since the simulation program components which are to be used are accepted to be ideal, the real components in the circuit design are chosen to be the closest to the simulation program and suitable passive and active circuit components with specifically regulated various cut frequencies are selected. In order to tune the Q quality factor to specify the quality of the filter as a variable, passive components such as suitable resistance and capacitors within the outputs in the filter simulations are selected as tuned and the op-amp and the filter circuit which is to operate closest to ideal has been printed with the Eagle program in hot printing technique; thus, variable filter designs having different quality factors as well as different cut frequencies has been obtained. In a single filter print circuit, the production of a band-stopping design specific to one cut frequency, which will output the best Q value and the narrow band interval has been decided to be more efficient rather than getting the best Q value for different cut frequencies. For the band-stopping designs asked specifically for the kHz order, band interval and frequency amplitude has been deduced to be linked to feedback resistance and proportionate to their given ratios which can be adjusted as variables. The research of filter designs on dependence to PCB production, the effect of capacitor ratios and opamp tension factors have been concluded to be vital for future studies.]

June 2021, [54] pages.

Keywords: [Penning-Trap, Adjustable Active Filter, Tuable Active Filter,]



1. GİRİŞ

[Çevremizde gözümüzle göremediğimiz havada bulunan çok çeşitli elektronik sinyaller (frekanslar) mevcuttur. Evlerimizde bulunan birçok elektronik cihazın çalışması ise çevrede bulunan ve hava ile taşınan çeşitli sinyalden sadece bir tanesiyle işlem yapacak şekilde tasarlanmıştır. Cihazların bu sinyallerden hepsini algılamak bir tanesini ile çalışması yani süzme işlemi yapması cihazın içerisinde bulunan filtreler sayesinde gerçekleşir. Geçirilmesi istenmeyen sinyaller ise gürültü, parazit diye adlandırılan sinyaller olarak karşımıza çıkar ve bu sorunların giderilmesi gerekmektedir. Bu sebeple cihazların kaliteli bir şekilde çalışabilmesi için filtrelere ihtiyaç duyulmaktadır.

Filtreler her elektronik sistemde bulunan, geçirilmesi istenen belirli frekans aralıklarındaki frekansları geçirirken, geçirilmesi istenmeyen diğer frekans aralıklarındaki frekansları zayıflatmak için kullanılan elektronik cihazlardır. Filtrelerde geçirilmesi veya durdurulması istenen frekanslar bölgeleri ayarlanabilir olduğundan sinyal seçici devreler olarak da adlandırılabilir. Filtreler uydu, radyo, televizyon, telsizler, mikrodalga, kablosuz kamera, mobil haberleşme (telekomünikasyon), telefon devreleri, DC güç kaynakları, ses elektroniği ve birçok aletin çalışmasında aktif olarak kullanılmaktadır. Örneğin, telekomünikasyon alanında modemler için ses frekans aralığında çalışan (0 KHz ile 20 KHz) bant geçiren filtreler, telefon merkez ofislerinde kanal seçimi için yüksek frekans aralığında çalışan (birkaç yüz MHz) yine bant geçiren filtreler kullanılır. Alçak geçiren filtrelere örnek olarak veri toplama sistemleri verilebilir. Veri toplama sinyallerinde koşullandırma aşamalarında önceki sinyal ile örtüşmeyi önlemek amaçlı alçak geçiren (düşük geçişli) filtreler kullanılmaktadır. Güç kaynaklarında genellikle 60 Hz hat frekansını ve yüksek frekanslı geçişleri zayıflatmak için bant durduran(reddeden) filtreler kullanılır[1].Ayrıca, bilimsel amaçlı deneylerde, özel çalışma şartlarında, sinyal işleme aşamasında filtreler kritik rol oynamaktadır.

Filtreler, kullanılan devre elemanlarına göre pasif ve aktif filtre olmak üzere ikiye ayrılır. Pasif filtreler, direnç, kapasitör ve indüktör(bobin) gibi pasif devre elemanlarından oluştuğu için pasif filtreler olarak adlandırılır. Pasif filtreler aktif filtrelerden farklı olarak pasif devre elemanlarında amlifikatör (yükseltici, op-amp) bulunmaz. Amplifikatörün devrede bulunması bant genişliğinde sınırlamalara sebep olur. Bu nedenle geniş bant aralığında ya da yüksek

frekanslarda tasarımı yapılması istenen filtreler için pasif filtreler tercih sebebi olmuştur. İçerisinde amplifikatörün olmamasının bir diğer avantajı da pasif filtrelerin transfer fonksiyonunun aktif filtreler göre daha basit hale gelmesidir. Aktif devre elemanları kullanılmadığı için güç kaynağına da ihtiyaç yoktur. Yüksek akım ve voltaj değerlerinde aktif cihazlarla kontrollü bir şekilde kullanılırlar. Pasif filtrelerin aktif filtreler göre avantajları olduğu gibi dezavantajları da bulunmaktadır. Bunlardan birisi pasif filtrelerin aktif filtreler kıyasla gürültü(noise) oluşturmalarıdır. Bu gürültünün sebebi kullanılan devre elemanlarının oluşturduğu termal bir gürültüdür. Termal (ısı) gürültü; devre elemanlarında bulunan serbest elektronların atom sıcaklığı nedeniyle oluşturduğu gürültüye denir. Farklı yollarla gürültü genliğinin düşürülmesi gerekir. Bir diğer dezavantajları ise giriş empedanslarının istenilen değerden düşük, çıkış empedanslarının yüksek olmasıdır. Aktif devre elemanlarından birisi olan op-amp'ın kullanılmaması nedeniyle sinyal kazanımı sağlanamadığı için kazanç yoktur. Pasif filtre devrelerinden kullanılan indüktörlerin %1 veya %2 hassasiyet ve fiziksel boyutunun küçük olması istenildiğinde ekonomik olarak pahalı olması yine pasif filtrelerin bir diğer dezavantajlarından birisidir. Aynı zamanda filtre kalitesini artırmak için yapılan 2. Dereceden karmaşık bir filtre tasarımının pasif filtre ile yapılması tasarım ve zaman bakımından zordur.

Aktif filtre tasarımları pasif filtreler göre daha kolaydır. Aktif filtrelerde pasif filtrelerde kullanılan direnç ve kondansatöre ek olarak ve yükseltici devreleri olduğu için içerisinde op-amp (yükseltici) kullanılarak oluşturulan filtre devreleridir. Yüksek giriş ve düşük çıkış empedansına sahip olması sebebiyle kazanç ayarlanabilir. İndüktörün kullanılmaması indüktöre bağlı sorunları ortadan kaldırır. Aktif filtreler yükseltici devreleri olduğu için gürültü görülmesi normaldir fakat, filtrelenmesi istenilen bant aralığına uygun op-amp seçilerek, uygun direnç ve kapasitörle de bu sorunlar en aza indirilebilir

1 MHz üzerindeki frekanslar yüksek frekans bölgeleri olduğundan dolayı bu frekanslarda çalışacak filtrelerin birçoğu indüktör(L), dirençler(R) ve kapasitör (C) gibi pasif bileşenlerden (devre elemanlarından) oluşur ve RLC filtreleri olarak adlandırılırlar. Ayrıca istenilirse direnç ve kondansatörden oluşan RC devreleriyle de pasif filtre elde edilebilir.

Filtrelenmesi istenen frekans aralığı düştükçe örneğin 1 Hz ile 1 MHz frekans aralığında çalışması istenen bir filtre için kullanılacak olan indüktör (bobin) boyutunun büyümesi ve ekonomik olarak da devrenin yapımı aşamasında maliyeti artıracığından üretimi zorlaşır. Bu

gibi durumlarda aktif filtreler önemli hale gelirken RLC filtre performansını sağlayabilmek için devrede direnç ve kapasitörlere ek olarak işlemsel amplifikatörler (op-amp) kullanılır.

Literatürde ise genelde yüksek frekans aralıklarında çalışan mikrodalga ya da radyo frekansı (RF) uygulamalarında kullanılan, bant geçiren ve bant durduran filtre uygulamaları bulunmaktadır. Bu uygulamalar da op-amp ile tasarlanmış aktif devrelerden ziyade daha çok mikrodalga frekans bölgesinde olduğu için mikrodalga filtreler kullanılmıştır. Mikrodalga filtreler, mikroşerit hat, dielektrik rezonatör ya da koaksiyel hat yapıları kullanılarak tasarlanmış olup pratikte kullanılmaktadır. Frekans aralığı 1 GHz'den 40 GHz'e kadar olan frekans aralığında filtre tasarımları genellikle mikroşerit yöntemiyle tasarlandığı görülmüştür.

Tez kapsamında ise dizayn edilmesi planlanan bant durduran filtre tasarımı, literatürden farklı olarak, aktif filtreler kullanılarak yapılmış olup 400-700 KHz frekans aralığında durdurma yapacak şekilde tasarlanmış ve testleri yapılmıştır. Bu frekans aralığı kablosuz ağ frekanslarından farklı olup özel olarak istenilen bir frekans aralığıdır. 400-700 KHz frekans aralıklarında çalışabilecek olan aktif filtreler için, tavsiye edilen yapı Bainter topolojisi olarak verilmiştir. Farklı topoloji yöntemleri genel kısımlarda incelenecektir. Bu topoloji için çalıştırılan TI Filter Design Tool filtre simülasyon programından faydalanılmıştır[2]. Farklı frekans değerleri için tasarlanan devrede hassas ayarlı direnç, kapasitör ve simülasyon sonuçlarında kullanılması gereken uygun op-amlar için GBW değeri GHz mertebesinde seçilmiştir.]

2. GENEL KISIMLAR

2.1. AKTİF FİLTRELER

Pasif filtrelerden farklı olarak devrede pasif bileşenlere ek op-amp'ın kullanılması devrenin aktif filtre devresi haline gelmesini sağlar. Bu şekilde tasarlanan devrelere aktif filtre devresi denir [2].Tasarımı yapılacak olan devrenin aktif ya da pasif filtre devresinden hangisiyle yapılacağıın seçimi konusunda çalışılacak frekans aralıkları önemlidir. Pasif filtreler yüksek frekanslarda tercih sebebi iken alçak frekanslarda daha çok aktif filtreler, filtre yapımında kolaylık sağlar. Genel olarak filtre tasarımlarında filtrelerin, geniş bir çalışma aralığında çalışması kolay ayarlanabilir kesme frekansına veya frekans aralığına sahip olması, frekans artıkça bozulma oranının düşük olması önemlidir. Düşük güç tüketimi, düşük gerilim değerlerinde çalışabiliyor olması, az sayıda devre elamanının kullanılması, devrenin düşük maliyetle üretilebilmesi filtre tasarımlarında tasarımcı için göz önünde bulundurması gereken özelliklerden bir kaçıdır. Geniş frekans aralıklarında çalışan filtrelere duyulan ihtiyaç dahilinde, daha çok filtre tasarımları da geniş frekanslar için geliştirilmiş olup bu frekanslara uygun çalışacak filtre tasarımları literatürde daha çok karşımıza çıkmaktadır. Op-amp'ın kullanıldığı bant durduran filtre devreleri daha spesifik frekanslar ve düşük frekans aralıklarında çalışacak filtre tasarımları için uygundur. Bunun sebebi op-amp'ların çalıştıkları bant aralıklarının sınırlı olmasıdır. Yüksek frekanslarda bu durum dezavantajken, dar bantta durdurma yapacak ve düşük frekanslarda çalışacak filtre tasarımları için devreyi op-amp'ların kullanıldığı devre tasarımıyla dizayn etmek tasarımcı için doğru bir seçim olmaktadır.

Literatür araştırmalarında ise, teorik olarak, matematiksel modellemelere dayanan, GHz-THz bant aralıklarında bant geçiren ve bant durdurucu filtre tasarımlarına rastlanmıştır. Geniş bantta bant durduran veya bant geçiren filtre tasarımları için mikrodalga filtreler kullanılmış olup bu tasarımlar mikroşerit filtre tasarım yöntemlerinden olan mikroşerit hat, dielektrik rezonatörler, dalga klavuzu gibi yapılar kullanılarak tasarlanmıştır.

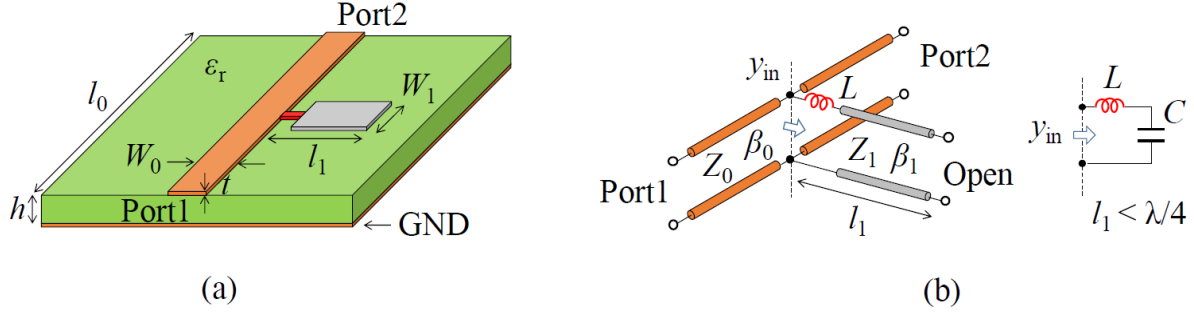
Mikroşerit hatlarla ilgili[3,4] iletim hattı modeli yöntemi kullanılarak bant durduran filtreler tasarlanmış olup ölçüm sonuçlarıyla simülasyon sonuçlarının uyum içerisinde olduğu gösterilmiştir.

Çok bantlı filtre tasarımları da yine literatürde karşımıza çıkmakta ve bu tasarımlarla bant geçiren filtreler tasarlanmış olup farklı yöntemlerden; çok modlu rezonatörler[5,6,7,8], yan hat yüklü rezonatörler[9,10], basamak empedans tipi rezonatörlerle [11,12,13,14] çoğunlukla bant geçiren filtreleme işlemi, birden fazla bantta gerçekleştirilmiştir. Genellikle çok bantlı bant durduran filtreler yukarıda belirtilen yöntemlerle yapılması durumunda bazı sınırlandırmalar mevcuttur. Bu sınırlandırmalar birbirinden bağımsız olarak durdurma bantlarının kontrolünün zor olduğu gerçeğine dayanmaktadır[15].

Bir başka çalışmada filtre tasarımı olarak film BST varaktör teknolojisine dayalı bant durduran ve bant geçiren filtre tasarımları karşımıza çıkmaktadır[16]. Simülasyonu yapılmış olan çalışmada merkez frekansları 1 GHz ile 5 GHz arasında olan filtre tasarlanmıştır.

Filtrelerin kablosuz ve mobil haberleşme, uydu, mikrodalga uygulamalarında kullanılmasının gerekliliği sebebiyle daha çok bu alanlara yönelik çalışmalar yapıldığından literatürde de bant durduran filtrelerde çoğunlukla mikrodalga filtrelerle tasarlanmaktadır. Bunun gibi başka elektronik aletler de örneğin kablosuz telefonlar, fırınlar, bluetooth aygıtları, mikrodalga fırınlar ve birçok elektronik aletler 2.45GHz frekansında çalışır. Kaynak ile alıcı arasında veri taşımak için radyo dalgaları kullanıldığından dalgaların frekansı Gigahertz cinsinden ölçülür. Bu frekansların birbirine karışmaması sebebiyle bant durduran filtreler genellikle bu frekanslar arasında farklı yöntemler kullanılarak tasarlanmıştır. Shaman ve arkadaşları 2007 yılında 4 GHz kesme frekansına sahip mikroşerit bant durduran filtre tasarlamış olup teorik sonuçlarla simülasyon ve deney sonuçlarının uyumlu olduğunu göstermişlerdir[17]. Başka bir çalışmada ise T şekilli hatların parametrelerinin hesaplanması sonucu bu iki adet yapıyı birleştirerek 2.0 GHz ve 3.0 GHz kesme frekansına sahip çift bantta bant durdurucu filtre tasarlanmıştır[18]. Genellikle bant durduran filtre tasarımlarında geniş bant aralıklarında bir bant durduran filtre tasarlamayı dar bantta bant durduran filtre tasarımlarından daha kolay olmakla birlikte, literatürde de bant durduran filtrelerin geniş aralıkta tasarımları yapıldığı görülmektedir. Kusama ve İsozaki 2019 yılında yaptıkları çalışmada radyo frekansı sinyalinin yapmış olduğu ters akışının, doğru akım kaynağına ilerlemesini önlemek amaçlı HFSS programını kullanarak ve açık devre saplama yoluyla T eğilimini elde ederek devre analizlerini yapmış olup 2.45 GHz kesme frekansında fakat geniş bir bantta çalışacak bant durduran filtre tasarımı yapmıştır[19]. Yapmış oldukları çalışmada mikroşerit yapının devre modeli aşağıda gösterilmiştir (Şekil 2.1). Şekildeki yapı kullanılarak gerekli hesaplamalar yapıldığında rezonatörün L değeri artıkça, bant

genişliğinin daraldığı, buradan da bant genişliği ve merkez frekans değerleri arasında bir bağlantının olduğu anlaşılmıştır.



Şekil 2.1: Mikroşerit yapının devre modeli a) Mikroşerit yapının açık devre yapısı b) Mikroşerit yapının eşdeğer devresi.

2.45 GHz kesme frekansına ve -60 dB seviyesinde iyi bir zayıflatmaya sahip olan ve WLAN uygulamalarında kullanılmak üzere bant durduran filtre tasarımının yapılmış olduğu çalışma Balasenthilmurugan ve arkadaşları tarafından 2012 yılında yayınlanmıştır[20]. Görüldüğü üzere bant durduran filtre tasarımları genellikle GHz mertebelerindedir. Mikroşerit rezonatörlerle yapılan bant durduran filtrelerde devre boyunun büyümesi bir sorundur. Başka bir çalışmada ise devre boyutunun da göz önünde bulundurulduğu ve bir radyal yama kullanılarak boyutun azaltıldığı 2.23 GHz merkez frekansına sahip bant durdurma filtresi tasarlandığı çalışmada bant durdurma işlemi kademeli olarak gerçekleştirilip üretilmiştir[21]. X bandının çalışma aralığı 8-12 GHz dir. Bir başka çalışmada X bandında kullanılması tasarlanmış ve deneysel sonuçlarla uyum içinde olduğunun görüldüğü çalışmada mikroşerit hat üzerinde L şeklinde 5 çift saplamalar yapılmış ve bu saplamaların boyutlarını değiştirerek çalışma frekansı ayarlanabilmiştir[22].

Tez çalışmasında ise durdurma frekansının düşük olduğu yani alçak frekanslarda durdurması planlanan çalışma için op-amplırların kullanıldığı aktif bant durduran filtre basılmıştır. Geçmişte 50-60 Hz frekanslarındaki gürültülerin ortadan kaldırılması ve zayıflatmanın daha iyi olması amaçlandığından aktif notch filtreleri bu frekanslarda kullanılmıştır.

Fakat durdurma frekansı ayarı, kararlılık ve tekrarlanabilirlik açısından bazı sorunları karşımıza çıkartmaktadır. Yüksek hızlı amlifikatörlerin (high-speed- amplifier), daha hızlı notch filtreleri yapma olasılığı anlamına gelirken, bunların pratikte deneysel olarak da yapılabileceği anlamına

gelmemektedir. Bu konuyla alakalı yapılan bir çalışmada ideal op-amp modeli simülasyonunun yapıldığı devre daha sonra laboratuvarında gözlemlenerek benzer sonuçların elde edilmesinin amaçlandığı ideal olmayan op-amp modelleri kullanılmıştır.

Çalışmada notch filtresinin çalıştığı en yüksek frekansın 1MHz olduğu bulunmuştur. Simülasyon sonucunda ve 1MHz, 100 KHz ve 10 KHz için notch filtre yapılmıştır. Çalışmada 1MHz için kalite faktörü olan farklı Q değerlerine bakılmıştır ve notch filtrelerinin yüksek bir frekansta elde edilemediği, yüksek frekanslarda notch yaratması gereken yerlerde bozulmaların elde edildiği görülmüştür. 100 KHz durdurma frekansı için alınan test sonuçlarında ise istenilen notch derinliğinin düşürülmesini sağlayacak op-amp bant genişliği sınırlamaları nedeniyle bu durum notch derinliğini düşük olmasını sağlamaktan alıkoymuştur. Kesme frekansı 10 KHz'e ayarlandığında simülasyondan düşük merkez frekansının elde edildiği, fakat notch derinliğinin yükseldiği görülmüştür.

Sonuç olarak 1MHz'de $Q=1$ kalite faktörüne sahip filtre, daha yüksek Q değerlerinde zayıf bir performans, 100KHz'de daha iyi bir performans fakat merkez frekansı ayarlandığında, daha yüksek Q değerlerinde bozulma göstermiştir. Merkez frekansı 10 KHz'e düşene kadar simülasyon sonucuna yakın bir performans elde edildiği görülmüştür. Çalışmada notch filtrenin yüksek frekanslarda yapılmasının zorluğundan bahsedilmiştir[23].

2.1.1. Filtre Türleri

Bir sistemi frekansa göre tanımlayabilmek frekans tepkisi konusu açısından önemlidir. Sistemlerin frekansın değişmesine göre nasıl değiştiği, frekansa göre nasıl tepki verdiği bize o sistemin karakteristiği hakkında bilgi verir. Dolayısıyla sistem içerisinde kullanılan kaynağın genliğinin sabit tutulup frekansı değiştirildiğinde, devrenin frekans tepkisi (frekans yanıtı) elde edilir. Devre teorisinde de filtre bu amaç için kullanılır. Frekans tepkisi elektronik filtrelerde de devrenin davranışının frekansa göre nasıl değiştiğini gösteren bir fonksiyondur. Filtrelerde istenmeyen sinyallerin engellenmesi veya arzu edilen sinyallerin geçirilmesi frekans tepkisi konusuyla doğrudan alakalıdır.

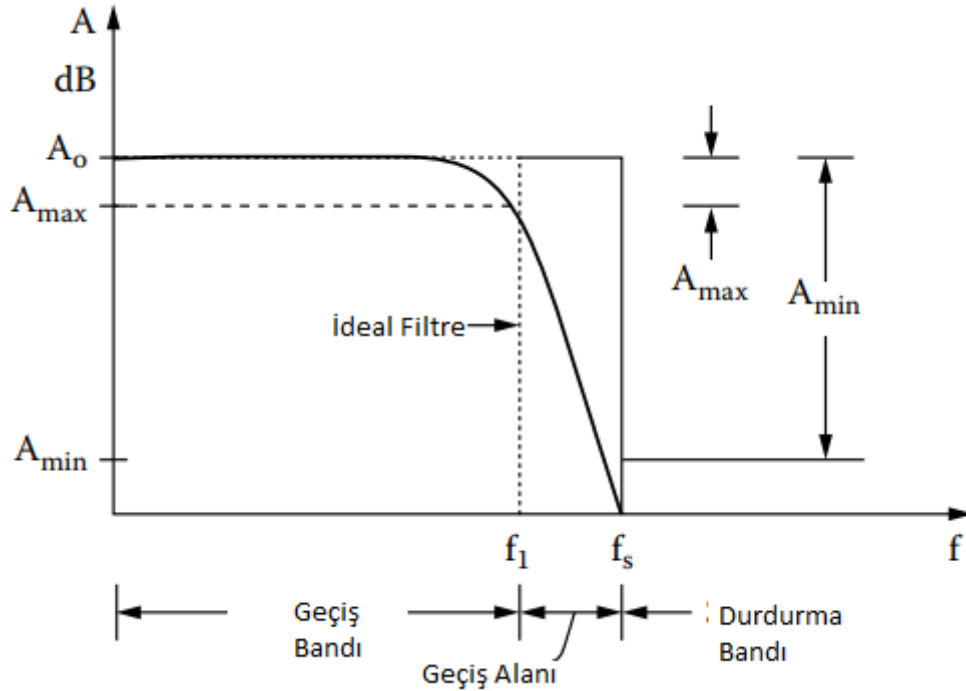
Filtreler frekans tepkilerine alçak geçişli (LPF), yüksek geçişli (HPF), bant geçiren (BPF) ve bant durduran (BSF) filtreler olmak üzere karakterize edilir. Burada bir bandın ya da bant aralığının dışındaki tüm sinyaller zayıflatılırken, belirli frekans bandını geçirmek amaçlı bir çalışma prensibiyle çalışırlar. Böyle bir filtrenin sinyal frekansına bağlı bir kazancı söz

konusudur. Genel olarak bir filtrenin kazancı ise birkaç farklı frekansta ya da bir frekans bandı üzerinden belirlenebilir.

İdeal filtrelerde, geçiş bandı ile durdurma bandı arasındaki sınır çok anidir ve yuvarlama eğimi (rolloff slope) ise sonsuz derecede dik, dikdörtgen bir şekle sahip olan filtrelerdir. Bu tür filtre yanıtları bir diğer ismiyle frekans tepkisi (filter response) farklı frekanslardaki sinyalleri birbirinden tamamen ayırması bakımından idealdir. Fakat böyle bir genlik yanıt eğrisi fiziksel olarak gerçekleştirilemez. İdeal filtreleri tasarlamak kolay olmamakla birlikte geçiş bandından durdurma bandına geçiş ani olmayacaktır bunun yerine bir geçiş bölgesi olmakla birlikte durdurma bandının zayıflatması sonsuz olmayacaktır. Belirli bir uygulama için gereksinimleri karşılayacak yaklaşıma ve filtre seçimine karar vermek gerekir. Gereksinimlere yönelik filtre seçimlerinde bazı önemli özellikler aşağıdaki şekildedir.

Filtre sırası:

1. Alçak geçiren filtreler (LPF): Alçak geçiren filtreler düşük frekanslı sinyalleri geçirirken, filtrenin kesme frekansının yani durdurulması istenen frekansın üzerindeki sinyalleri reddeder. (Şekil.2.2)

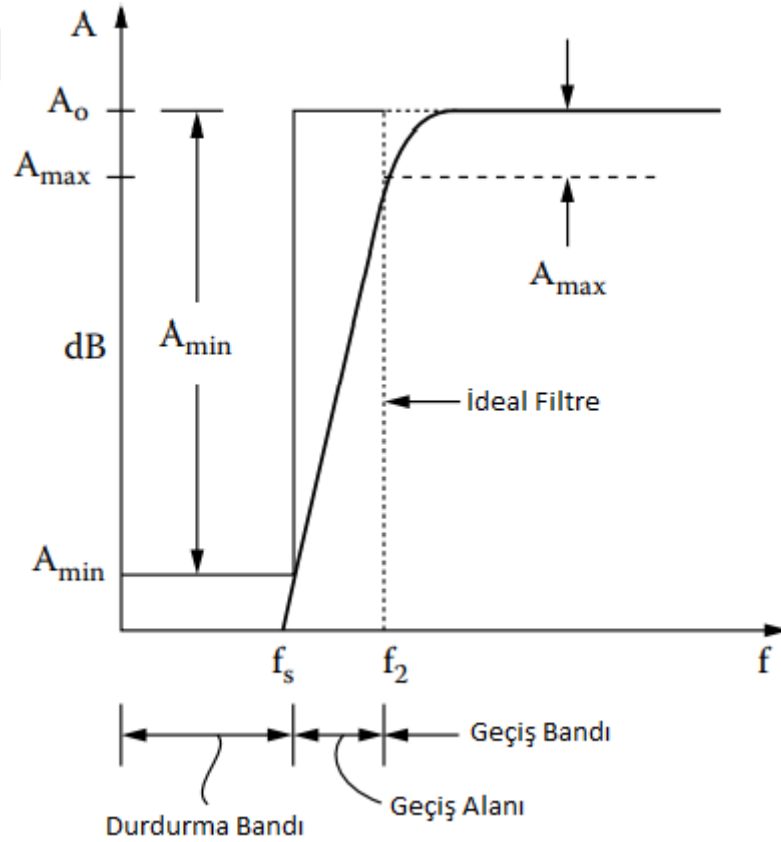


Şekil 2.1 Alçak geçiren filtrenin frekans cevabı.

A_{max} geçiş bandı içinde kazançtaki maksimum değişiktir. Aynı zamanda maksimum geçiş bandı dalgalanması (passband ripple) olarak da adlandırılır. Amin, durdurma bandı içinde minimum zayıflatmadır. Durdurmanın gerçekleştiği frekans, kesme frekansı veya geçiş bandı sınırı f_1 , durdurulması gereken frekansın başladığı frekans da f_s ile gösterilmiştir. Geçiş bandında (transition region) zayıflatma sağlanarak f_s frekansından büyük olan frekansların geçişine izin verilmeyerek bu frekanslar filtrelendir.

Filtrelerde bu dört parametre önemli olup filtrenin sırasını tanımlar.

2. Yüksek geçiren filtreler (HPF): Geçirilmesi istenen frekansın altındaki frekansların durdurulması sağlanır. Bu frekans değerlerinin altındaki sinyaller zayıflatılırken alçak geçiren filtrelerin tam tersi şekilde çalışan filtrelerdir.(Şekil.2.3) f_s frekansından düşük frekanslar durdurulurken, yüksek frekansların geçişi sağlanır.



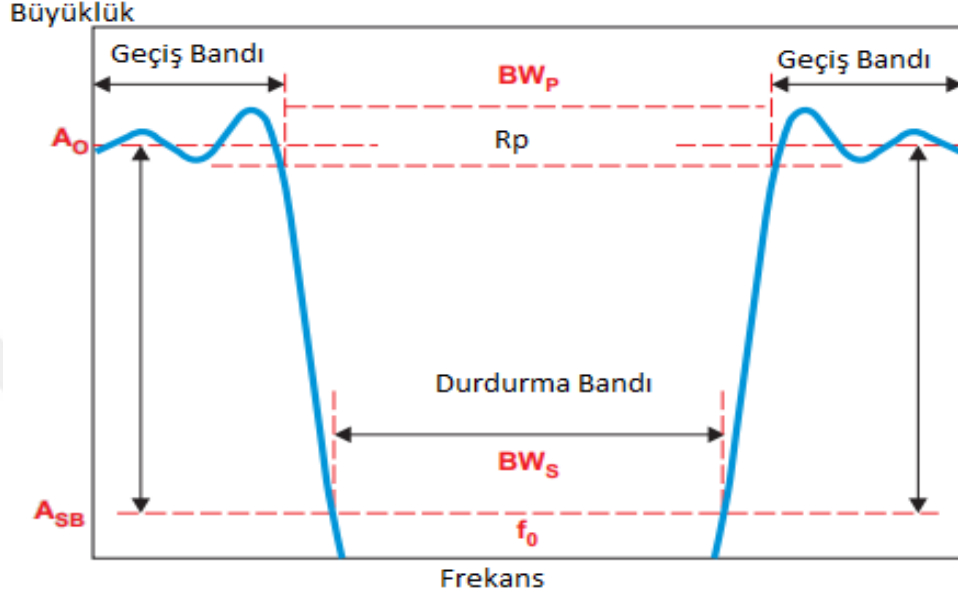
Şekil 2.3 :Yüksek geçiren filtre frekans yanıtı.

- F_1 alt sınır kesme frekansı iken f_2 üst sınır kesme frekansıdır. F_2 'nin F_1 'e oranının 1,1'den küçük olduğu dar bantlı filtreler için yanıt şekli aritmetik simetriye yaklaşır ve f_0 kesme frekanslarının ortalaması olarak hesaplanabilir:

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (2.2)$$

$$Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (2.3)$$


4. Bant durduran filtreler (BSF): Bant durduran filtreler belirli bir bant içindeki frekansları reddederken bu frekansların dışındaki frekansları geçirir. (Şekil 2.5)



Şekil 2.3 : Bant durduran filtrenin frekans yanıtı.

Şekil 2.5'te bant durduran notch filtre gösterilmiştir olup filtre karakteristiğini belirleyen parametreler yer almaktadır. Burada üç adet filtre yanıtı alanlarından olan düşük frekans geçiş bandı, durdurma bandı, yüksek frekans geçiş bandı gösterilmektedir.

Bu iki alçak ve yüksek geçiş bandı frekans bölgesinden sinyal rahatça filtrenin girişinden(input), filtrenin çıkışına(output) geçiş yapar.

Durdurma bandı (stopband) bölgesinde ise frekans sinyalleri zayıflatılır. Notch filtrenin merkez yani durdurma frekansı f_0 olarak gösterilmiştir. BW_p (passband bandwidth) geçiş bandı, bant durduran filtrelerde -3dB bant genişliğini tanımlar. Bu bant genişliği aynı zamanda filtrenin kalite faktörü olan Q 'yu da tanımlamaktadır.

$$Q = \frac{f_0}{BW_p} \quad (2.4)$$

Durdurma bant genişliği ise BW_s ile tanımlanmıştır. BW_s noktasının altındaki bölgede bant durduran filtre notch yaratır.

Geçiş bandı kazancı olan A_0 'dan durdurma bandı büyüklüğü olan A_{SB} ' ye kadar olan bölge durdurma bandı zayıflatma aralığının olduğu yerdir. Buradaki durdurma bandı zayıflatması, notch zayıflatmasının hızını tanımlar. Geçiş bandı dalgalanması (passband ripple) büyüklüğü ise R_p olarak tanımlanmıştır.

2.1.2. Filtre Transfer Fonksiyonları

Filtreler, sinyallerin frekans bölgesi (frequency-domain) üzerindeki etkileri ile tanımlandığından analitik ve grafiksel tanımlamaları da frekans bölgesi alanına düşer. Bir filtrenin frekans alanındaki davranışı matematiksel olarak sahip olduğu transfer fonksiyonuyla açıklanır. Bu durum çıkış ve giriş sinyallerinin oranı olarak Laplace dönüşümlerine dayanır. Giriş ve çıkış sinyallerinin oranı olduğundan transfer fonksiyonu farklı şekillerde gösterilebilir. Voltaj transfer fonksiyonunun gösterimi:

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} \quad (2.5)$$

Burada V_{in} ve V_{out} giriş ve çıkış sinyal voltajları olup s karmaşık (complex, sanal) frekans değişimleridir. Transfer fonksiyonu filtrenin rastgele bir giriş sinyaline verdiği yanıtı tanımlar, fakat biz çoğunlukla onun sürekli sinüs dalgaları üzerindeki etkisi ile ilgileniriz. Önemli olan, filtrenin çeşitli frekanslardaki sinüzoidal sinyallerin genlikleri üzerindeki etkisini gösteren, frekansın bir fonksiyonu olan transfer fonksiyonunun büyüklüğüdür.

Her bir frekanstaki transfer fonksiyonunun büyüklüğünü veya kazancını bilmek, filtrenin farklı frekanslardaki sinyalleri ne kadar iyi ayırt edebildiğini bilmemizi sağlar. Transfer fonksiyonunun frekansa karşı büyüklüğü, genlik yanıtı ya da genlik tepkisi olarak adlandırılır. Benzer şekilde filtrenin faz yanıtı, sinüzoidal sinyallerle frekansın bir fonksiyonu olarak faz kayması miktarını verir. Bir sinyalin fazındaki bir değişiklik zamandaki bir değişikliği temsil eder. Bu nedenle bir filtrenin faz karakteristikleri, farklı frekanslardaki sinyal bileşenleri arasındaki zaman ilişkilerinin kritik olduğu karmaşık sinyaller söz konusu olduğunda özellikle önemli hale gelir.

Denklem (2.5)'deki s değişkeni $j\omega$ ile değiştirildiğinde; $j = \sqrt{-1}$, $\omega = 2\pi f$ (radyan frekansı) eşittir ve buradan filtrenin giriş sinyalinin büyüklüğünü ve fazı üzerindeki etkisini bulabiliriz. Denklem (2.5)'deki büyüklüğün mutlak değeri alındığında;

$$|H(jw)| = \left| \frac{V_{out}(jw)}{V_{in}(jw)} \right| \quad (2.6)$$

Ve faz da;

$$\arg H(jw) = \arg \frac{V_{out}(jw)}{V_{in}(jw)} \quad (2.7)$$

Denklem (2.6) ve denklem (2.7) elde edilir. Daha yüksek dereceli filtreleri oluşturmak için, daha fazla bileşene ihtiyaç duyulacağından bu filtreler pahalı ve tasarımlarının karışık olmasına rağmen, yüksek dereceli filtreler farklı frekanslardaki sinyaller arasında daha etkin bir şekilde ayırım yapabilirler. Transfer fonksiyonu aşağıdaki şekliyle de gösterilebilir;

$$H(s) = \frac{s}{s^2 + s + 1} \quad (2.8)$$

Genlik tepkisini hesaplamadan önce çok düşük frekanslarda (küçük s değerleri) pay paydadın çok düşük değere gelir. Böylece s sıfıra yaklaştıkça, pay sıfıra, payda bire, H(s) ise sıfıra yaklaşır. Benzer şekilde giriş frekansı sonsuza yaklaştıkça H(s) de giderek küçülür, çünkü pay frekansla doğrusal olarak artarken, payda frekansın karesiyle birlikte artar. Bu nedenle H(s) sıfır ile sonsuz arasında maksimum değerine sahip olacak ve en üst noktanın (peak yaptığı yerin) üzerindeki ve altındaki frekanslarda azalacaktır. Denklem (2.8)'deki transfer fonksiyonu değerini bulmak için s değeri jw ile değiştirildiğinde;

$$A(w) = |H(s)| = \left| \frac{jw}{-w^2 + jw + 1} \right| = \frac{w}{\sqrt{w^2 + (1 - w^2)^2}} \quad (2.9)$$

Faz ise ;

$$\theta(w) = \arg H(s) = 90^\circ - \tan^{-1} \frac{w^2}{(1 - w^2)} \quad (2.10)$$

Yukarıda denklemler radyan frekansı olan w cinsinden yani radyan/saniye cinsinden transfer fonksiyonunun ifade edilmiş şeklidir. Bir filtrenin genlik ve faz yanıtını(tepkisini) Hz cinsinden yazılmak istenirse $w = 2\pi f$, değeri kullanılarak radyan frekansından dönüştürülmesi gerekir, çünkü buradaki f, Hz cinsinden frekans değildir. Belirli bir durum için f ve w değişkenlerinden hangisinin uygun olduğuna bağlı olarak kullanılır.

Bir filtrenin geçirdiği frekans aralığı, filtrenin geçiş bandı olarak ifade edilir. Filtrenin genlik tepkisi oldukça düz olduğundan, geçiş bandı için belirgin bir sınır yoktur. Geçiş bandı sınırları genellikle tasarlanması planlanan sistem gereksinimlerine göre belirlenir. Bize herhangi bir geçiş bandı sınırının belirtilmediği durumlarda geçiş bandı sınırları genellikle kazancın 3 desibel (maksimum voltaj kazancının $\sqrt{2}/2$ sine veya 0,707'sine) düştüğü frekanslar önemli hal alır. Dolayısıyla bu frekanslara -3dB frekansları ya da kesme frekansları denir. Bununla birlikte, geçiş bandı kazanım varyasyonu (1dB) belirtildiği takdirde kesme frekansları, maksimum kazanç varyasyon spesifikasyonunun aşıldığı frekanslar olacaktır. Merkez frekansının yani -3dB geometrik olarak yazılmak istenirse;

$$f_c = \sqrt{f_l + f_h} \quad (2.11)$$

Burada f_c merkez frekansı, f_l -3dB'den düşük olan frekans, f_h -3dB'den yüksek olan frekanstır.

Bir filtrenin performansını tanımlamak için kullanılan bir diğer faktör de filtrenin “Q” değeridir. Q filtrenin kalite faktörü olup, genlik tepkisinin keskinliğinin bir ölçüsüdür.

Bant geçiren ve bant durduran filtreler için Q değeri, merkez frekansın -3dB frekansları arasındaki farka olan orandır(-3dBbant genişliği olarak da bilinir). Bu nedenle kalite faktörü olan Q ;

$$Q = \frac{f_c}{f_h + f_l} \quad (2.12)$$

Şeklinde ifade edilir.

Bir filtrenin performansını değerlendirirken, genellikle frekans oranları üzerindeki performansıyla ilgileniriz. Böylece merkez frekansının iki katı ve merkez frekansın yarısında ne kadar bir zayıflatma meydana geldiği hakkında yorum yapılabilir.

Genellikle geniş bir frekans aralığını kapsayan genlik ve faz tepkisi grafiklerinin olması beklenirken istenilen geniş frekans oranlarında kazanç ve fazı gözlemleyebilmek ise doğrusal frekans ölçeğiyle uygun bir frekans cevabı elde etmek zordur. Örneğin $f_0=1$ KHz ise ve 10 KHz'te filtre yanıtına bakmak istiyorsak, genlik tepkisi tepe noktası frekans ölçeğinin sol tarafına yakın olur ve 100 Hz'de kazancı gözlemlemek çok zor olur, çünkü bu frekans ekseninin

sadece %1'ine denk gelir. Bu gibi durumlardan kaçınmak için, logaritmik bir frekans ölçeği, frekansların eşit oranlarına eşit ağırlık verdiği için daha kullanışlı olmaktadır. Genlik aralığı da büyük olabileceğinden, genlik ölçeği genellikle $20\log|H(jw)|$ olarak ifade edilir. Bu nedenle sonuçları gözlemlerken dB cinsinden değerler üzerinden sonuçlar olarak ifade edilir.

Transfer fonksiyonu denklemlerine ve frekans yanıtlarına bakıldığında tüm transfer fonksiyonlarının aynı paydaya sahip olduğunu ve payların paydada bulunan terimlerden oluştuğu görülmektedir. Yüksek geçiren filtrelerde payın paydadaki ilk terim s^2 , bant geçiren filtrelerde payı ikinci terim s , düşük geçiren filtrenin payı üçüncü terim 1, ve notch (bant durduran) filtenin payı paydanın birinci ve üçüncü terimlerinin toplamı olan $s^2 + 1$ dir.

Burada aşağıdaki $N(s)$ değerleri her bir filtre için aşağıdaki denklemlerdeki paylardır.

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{s^2}{s^2+s+1} \quad (2.13)$$

$$H_{LH}(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{s^2+s+1} \quad (2.14)$$

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{s^2}{s^2+s+1} \quad (2.15)$$

$$H_N(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{s^2+1}{s^2+s+1} \quad (2.16)$$

Belirli bir filtre türündeki ikinci dereceden filtrelerin kalite faktörü olan Q değerleri, genlik yanıtının şeklini belirleyecektir. Transfer fonksiyonun paydasından da Q bulunabilir;

$$D(s) = s^2 + \frac{w_0}{Q} s + w_0^2 \quad (2.17)$$

Bant geçiren ve bant durduran filtre fonksiyonlarında Q kalite faktörü genlik tepkisi grafiğinin keskinliğiyle ilgilidir. Kalite faktörü olan Q arttıkça yanıtın keskinliği artarken bu da bize istenilen kaliteli bir filtreleme imkanı sunar. Yüksek geçiren ve alçak geçiren filtrelerde Q değeri büyüdükçe yanıt grafiklerinde “tepe noktaları” oluşur.

Farklı filtre türleri için üretilebilecek olası filtre tepkisi grafikleri sınırsızdır. Bir filtre tipindeki filtre yanıtları arasında karakteristik frekansların olmasının yanında, filtre derecesi(filter order), yuvarlama eğimi(roll-off slope), geçiş bandı ile durdurma bandı bölgelerinin kararlılığı(

keskinliği, dikliği) önemlidir. Bu özellikler göz önünde bulundurularak transfer fonksiyonu seçilir.

Transfer fonksiyonları, her biri s'in bir fonksiyonu olan bir pay ve paydadan oluşur, bu nedenle aşağıdaki yazılan formda gösterilebilir;

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.18)$$

Genel olarak n. Dereceden transfer fonksiyonu aşağıdaki şekliyle yazılır:

$$H(s) = H_0 \frac{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + b_{n-2}s^{n-2} + \dots + b_1s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + a_{n-2}s^{n-2} + \dots + a_1s + a_0} \quad (2.19)$$

Karmaşık görünen bu denklemin anlamı basitçe, pay ve payda s değişkeni ile çarpılmış bir dizi terimden oluştuğu ve payın paydaya bölünmesiyle transfer fonksiyonunun matematiksel olarak tanımlamasıdır. a_i ve b_i terimleri terim sabitleri olup bunların alt terimleri ise her birinin ilişkili olduğu “s” teriminin derecesine(sırasına) karşılık gelir.

Herhangi bir filtrenin transfer fonksiyonu belirli filtreye bağlı olarak a_i ve b_i katsayılarının değerleriyle Denklem (2.19)' daki şekliyle olacaktır. Katsayıların değerleri, tamamen filtrenin özelliklerini belirler. Örneğin 2. Dereceden bir BP geçişin Q'su sadece katsayı a_i değiştirilerek değiştirilir ve böylece grafikte bu katsayının filtre üzerindeki etkisini yansıtır.

Katsayıların bilinmesi halinde transfer fonksiyonu yazılabilir. Filtre dizayn(tasarım) tablolarında, birçok filtre ve filtre dereceleri için bu katsayılar tanımlanmıştır. Filtreler için tüm transfer fonksiyonunun yazılmasına gerek yoktur.

Filtreler sahip oldukları enerji depolama elemanlarının (indüktör ve kapasitörler) sayısına bağlı olarak filtre derecesi (filter order) diye adlandırdığımız şekliyle ifade edilir. Bazı durumlarda 1.derecen oluşturulan filtrelerde zayıflatma yeterli olmadığı durumlarda, 2. ve 3. Dereceden filtre oluşturmak mümkündür. Fakat derece sayısı artıkcı bileşenlere duyarlılık ve bileşenler arası etkileşimlerin frekans tepkisi üzerindeki etkileri artar ve ihtiyaç duyulmadıkça yüksek dereceli filtreler her ne kadar daha iyi zayıflatma sağlasa da tercih edilmez.

Transfer fonksiyonu da daha yüksek dereceli yanıtlar oluşturmak için katlı(kademeli) hale getirilebilir ve filtre yanıtları kademeli olduğunda dB kazançları yani zayıflatmalar herhangi bir frekans için eklenir.

İkinci dereceden filtreler dört temel özelliklerle karakterize edilir.

- 1.Filtre tipi: Yüksek geçiren, alçak geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtreler olmak üzere dört tip filtre vardır.
- 2.Geçiş bandı kazancı: İdeal filtrelerde geçiş bandı kazancı bir olarak alınır. Fakat genel olarak oluşturulmak istenen filtre için kazanç da hesaplanabilir.
- 3.Merkez frekansı: merkez frekansı filtreleri tasarlarken önemli olup geçirilmesi ve durdurulması gereken frekanslar merkez frekansına göre maksimum düzeyde ayarlanmaya çalışılır.
- 4.Kalite faktörü Q: Kalite faktörü filtrenin ideale en yakın olabilecek seviyede zayıflatmasının sağlandığını, ne kadar kaliteli bir filtre yapıldığını gösteren bir parametredir.

Transfer fonksiyonundaki terimleri düzenlemek için birkaç yollardan biri de karmaşık eşlenik çiftin ikinci dereceden polinomunu çarpanlara ayırmaktır. Karmaşık eşlenik çiftiyle çarparak karmaşık sayılardan kurtulmuş oluruz. Böylelikle transfer fonksiyonunu birkaç birinci dereceden terimlerle çoğaltmış olmakla kalmaz, ikinci dereceden transfer fonksiyonuna da sahip olması sağlanır. Bu yöntemle karmaşık olan filtre seri bağlanmış 1. ve 2. Dereceden bir filtre gibi ele alınabilir. Transfer fonksiyonu aşağıdaki şeklini alır:

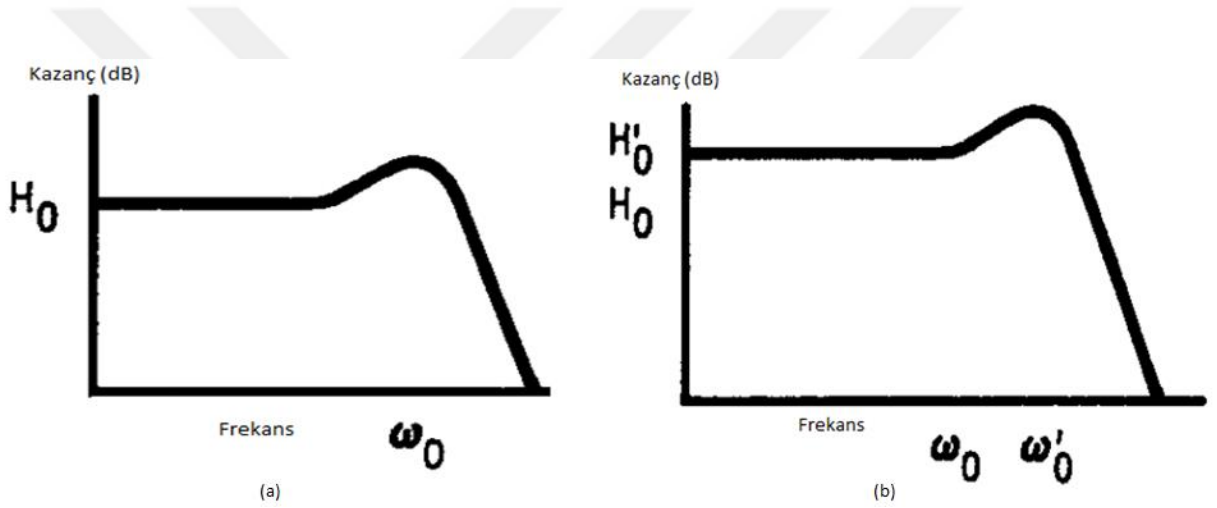
$$H(s) = H_0 \frac{(s^2 + b_{11}s + b_{10})(s^2 + b_{21}s + b_{20}) \dots}{(s^2 + a_{11}s + a_{10})(s^2 + a_{21}s + a_{20}) \dots} \quad (2.20)$$

Karmaşık bir formda olan aktif filtre tasarlanması halinde transfer fonksiyonu yukarıdaki formda yazılabilir. Daha yüksek seviyede genel yanıt için ikinci dereceden filtreler art arda sıralanması gereklidir ve ikinci dereceden fitre için transfer fonksiyonu ikinci dereceden polinomların ürünü olarak yazılmalıdır.

Yukarıda gösterilen katsayılar tasarım tablolarında mevcut olduğundan herhangi bir filtre için transfer fonksiyonu hesaplanması gerekli olduğu durumlarda hesaplanabilir.

Filtreler a_0 , a_1 vb. katsayılar yerine, gözlemlenebilir parametrelerle de ifade edilebilir. Tasarımlarda bu parametreler daha önem arz eder. Bunlar kalite faktörü olan Q , filtre kazancı olan H_0 ve karakteristik radyan frekansı olan ω_0 'dır.

Logaritmik frekans ve kazanç ölçeklerinin kullanılmasından dolayı bu parametrelerdeki değişiklik genlik yanıtındaki grafiğin ölçeğini değiştireceğinden yani bir diğer ifadeyle frekans aralıklarını ve kazancı değiştireceğinden grafik aynı kalır. Bu durum, H_0 ve ω_0 değişimi için geçerlidir. Grafiğin değişimi, transfer fonksiyonunda bulunan yani transfer fonksiyonun paydasında bulunan Q kalite faktörü tarafından belirlenir.



Şekil 2.4 H_0 ve ω_0 değişiminin etkisi.

Şekil 2.6' te H_0 ve ω_0 değişiminin etkisi gösterilmiştir. Logaritmik kazanç ve frekans ölçeği kullanıldığında, kazanç veya merkez frekansındaki bir değişikliğin frekans yanıtı grafiğinde etkisi yoktur. Grafik sadece Q ile belirlendiğinden, Q 'daki değişim bu grafiği değiştirir.

2.2. FİLTRE YAKLAŞIMLARI

Tasarlanması planlanan filtreler için gerekli olan gereksinimler dahilinde ideale en yakın yaklaşıma karar verilmelidir. Filtreler tanımlanırken, geçiş bandı içinde mümkün maksimum zayıflatma değeri olan A_{max} , durdurma bandı içinde mümkün olan minimum zayıflatma(maksimum geçiş bandı kazancı) A_{min} , kesme frekansı ya da geçiş bandı sınırı olan f_c , durdurma bandının başladığı frekans olan f_s , geçici tepki, kalite faktörü olan Q , transfer

fonksiyonları değerlerine göre tanımlanmaktadır. Tanımlanan bu özellikleri bakımından filtreler farklılık gösterdiğinden, tasarımı yapılmak istenen filtre için en uygun filtrenin nasıl seçileceğinin bu bölümde açıklanması amaçlanmıştır.

Birçok devre tasarımcısı ve matematikçiler klasik filtre fonksiyonları geliştirmiş olup, filtre tasarımı üzerine yapılan çalışmalar sonucunda da bir dizi filtre tanımlanmasına katkıda bulunmuşlardır. Yapılan çalışmalar filtreleme sorunlarını çözmede tasarımcılara kolaylık sağlamaktadır. Bu filtrelerin çoğu mucitlerin isimlerini taşımakta ve filtre özelliklerini optimize edecek şekilde tasarlanmıştır. En yaygın kullanılanlar aşağıda açıklanmaya çalışılmış olup, teorisinin ve matematiksel türevlerini gösterme girişimi bulunmamaktadır.

2.2.1. Butterworth Yaklaşımı

Butterworth ilk ve en iyi bilinen filtre olup filtre yanıtı diğer yaklaşımlara göre daha keskin(düz), diğer bir deyişle dalgalanma (ripple) olmadan düz bir geçiş bandı sergilemesiyle bilinen bir filtre yaklaşımıdır.

Butterworth filtreleri en keskin zayıflatmayı elde etmesine rağmen, frekansın bir fonksiyonu olarak faz kaymaları doğrusal değildir. Kesme bölgesinde, frekansla monotonik(sabit) bir kazanç düşüşüne ve kesme frekansının altında ise maksimum düz bir tepkiye sahiptir.

Artan filtre derecesi yani n değeri arttıkça dalgalanma(ringing) de artar. Bu nedenle yüksek dereceli filtreler için bu yaklaşım tercih edilmez.

Karakteristik olarak Butterworth filtresi, Chebyshev ve Bessel filtrelerinin arasında bir yere sahiptir. Kenarlarda hafif bir yuvarlanma(roll-off) ve çok hafif de olsa doğrusal olmayan faz tepkisi vardır[24].

2.2.2. Chebyshev Yaklaşımı

İdeal filtre yaklaşımlarından bir başkası da Chebyshev'dir. Bu yaklaşımın kullanıldığı filtrelerin geçiş bandı genlik yanıtında dalgalanma olur. Eşit bir dalgalanmaya sahip filtredir. Kesme frekansı, Butterworth filtresinde -3dB iken Chebyshev filtresinde bu durum farklı olup kesme frekansı dalgalanması veya A_{max} 'ın aşıldığı frekanstır. Geçiş bandı frekansının bu farkı, Chebyshev filtresini Butterworth filtresinden daha karmaşık hale getirir de filtrelemede esneklik imkanı sunar. Bessel yaklaşımında ideale en yakın geçici davranışı sağlamasına

rağmen, frekans ayrımı konusunda iyi değildir. Chebyshev filtresi Butterworth filtresiyle kıyaslandığında, geçiş bandında daha keskin (dik) bir durdurma yani kesme sağlar ve kesme frekansının yanında daha dik bir yuvarlamaya(roll-off) sahip olmasına rağmen Butterworth'e göre daha zayıf bir geçici yanıt tepkisine sahip olup geçiş bandında da monotoniktir. Hem Chebyshev hem Butterworth filtresinde, kesme frekansına yakın bir alanda büyük faz kaymaları görülür.

Chebyshev'in bir dezavantajı, kazancın maksimum ve minimum değerleri kesme frekansının altında görülür. Desibel cinsinden ifade edilen bu kazanç dalgalanması, filtre tasarımlarında ayarlanabilir bir parametredir. Yuvarlama(roll-off) ne kadar hızlı olursa, tepeden tepeye dalgalanmalar (peak-to-peak ripples) o kadar büyük olur. Geçiş bandında oluşan bu türden bir eşit olmayan frekans gecikmeleri, ciddi darbe bozulması (pulse distorsion), ve dolayısıyla modern demodülatörlerde artan hatalara sebep olur fakat bu sorun faz bölgesini genişletecek şekilde, filtrenin bant genişliği (BW), artırılarak çözülebilir. Chebyshev filtresi çok keskin bir yuvarlamanın (roll-off) gerekli olduğu yerlerde kullanılır.

2.2.3. Bessel Yaklaşımı

Bessel filtresi, RF ve maksimum faz gecikmesine sahip diğer elektronik uygulamalarda kullanılan bir tür analog doğrusal filtredir. Bir sinyal içindeki bileşenlerin dalga şeklinin ve fazının korunmasının önemli olduğu bazı RF ve ses uygulamaları vardır.

Filtrelerin frekansla değişen bir faz kayması göstermeleri filtre özelliklerinden olup beklenen ve normal bir durumdur fakat bu durum bazı sorunları beraberinde getirir. Bu sorunlardan birisi frekansla birlikte fazın doğrusal olarak artması ve bu durumun çıkış sinyalini sabit bir süre boyunca geciktirecek şekilde etkilemesidir. Bessel filtresinde bu faz kaydırması, minimal boyuttadır bu da geçiş bandı içindeki sinyallerin dalga şeklini korur. Bir diğer ifadeyle Bessel tipi filtrelerde geçiş bandındaki sabit gecikme özellikleri konurken, durdurma bandı zayıflatması önemli ölçüde iyileştirilir. Faz karakteristiğinin önemli olduğu uygulamalar için Bessel filtresi tercih edilebilir. Bessel filtresi kesme frekansına kadar doğrusal bir faz tepkisi ile ideal faz özellikleri sağlar. Örneğin herhangi bir filtreden geçen bir kare dalganın sinüzoidal olmayan dalga şeklini bozması halinde ortaya geçici salınım(ringing) ve ileriye aşma (overshoot) ortaya çıkar çünkü kare dalga bileşen frekansları zaman içerisinde birbirine göre

faz kayması gösterir ve elde edilen kare dalga formu girişte uygulanan kare dalga formundan farklı olur. Bu durumun istenmemesi halinde Bessel filtre seçimi yapılabilir.

Bessel filtre yaklaşımında artan frekansla birlikte doğrusal (lineer) faz kayması görülür ve bu da geçiş bandı alanında gecikme görülmesine sebep olur. Artan filtre derecesine bağlı olarak Bessel'in faz yanıtı da doğrusal olarak bir şekilde artar.

Bessel filtresinin genlik tepkisi monotoniktir ve diğer filtrelere göre dalgalanma yapmaz. Diğer filtrelere göre kesme frekansı kademelidir ve bu da filtre tasarımlarında yüksek dereceli bir filtre dizaynı yapılmak istenmesi halinde, Bessel filtresinin tercih edilmesinin uygun olacağını gösterir.

2.3. FİLTRE TOPOLOJİLERİ

Filtre tasarımları iki adımda gerçekleşir. İlk olarak filtre yanıtının seçilmesidir. Sonra ise bu filtre yanıtını elde etmek için Butterworth, Bessel, Chebyshev, gibi yukarıda gösterilen filtre yaklaşımlarından yararlanılır. Bu filtre yaklaşımlarının filtre yanıtları, elde edilmesi istenen genlik yanıtı ve faz yanıtının şeklini etkiler. Filtre yanıtları zayıflatmanın şeklini belirlemede çok önemlidir.

1.dereceden filtreler çeşitli şekillerde basitçe oluşturulabilir. Fakat daha iyi bir zayıflatma ve kaliteli bir filtreleme için yüksek dereceli filtrelere ihtiyaç duyulmuştur. 2.dereceden filtreler oluşturmak için çeşitli devre topolojileri mevcuttur. Burada gösterilen tez kapsamında tasarlanmış ve testleri yapılmış olan bant durduran Notch filtresi için kullanılan, Sallen-Key, çoklu geri bildirim (multiple-feedback) ve Bainter devre topolojileridir. Bunlar en önemlileri ve en yaygın olarak kullanılan topolojilerdir. Referanslar çeşitli devre topolojileri hakkında eksiksiz bilgi vermektedir.

2.3.1. Sallen-Key Devre Topolojisi

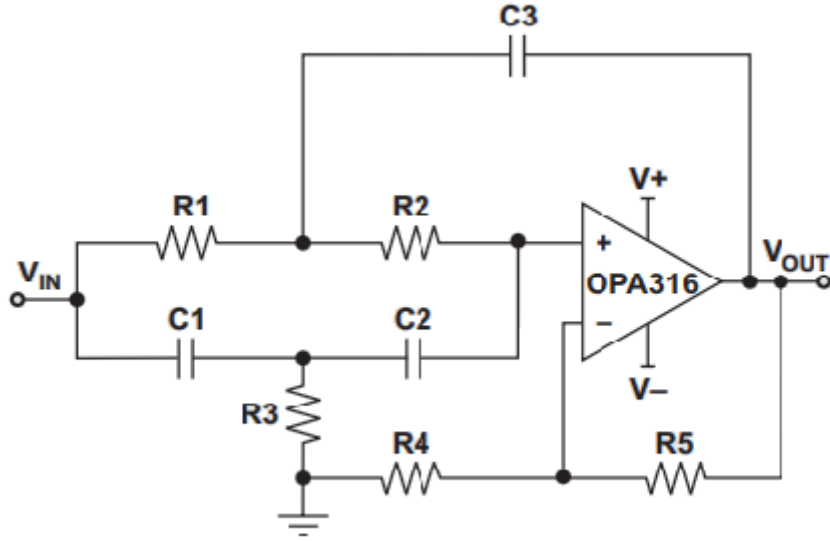
Yaygın olarak kullanılan Sallen-Key topolojisi, aynı zamanda voltaj kontrollü voltaj kaynağı (VCVS) olarak anılır ve ilk olarak 1955 yılında R.P Sallen ve E.L. Key tarafından Lincoln laboratuvarında tanıtılmıştır[23].

Sallen-Key filtresi LP ve HP filtrelerde yaygın olarak kullanılırken bant durduran filtrelerde kullanılmasının çeşitli sorunları vardır. Bunun sebebi kesme frekansı ve kalite faktörü olan

Q'nun ayarlanması, bileşen değerlerinin birbirini etkilemesinden dolayı bu devre topolojisinde kolay değildir.

2.dereceden alçak ve yüksek geçiren filtrelerde yaygın kullanılır. Bu konfigürasyonda yaygın kullanılmasının sebebi, filtre performansının op-amp'ın performansından bağımsız olmasıdır. Bu topolojide op-amp, bir arabellek gibi kullanılır. Sallen-Key devre topolojisinde kullanılan op-amp, voltaj kazancı için kullanılmadığından kazanç ve bant genişliği gereksinimleri çok önemli değildir. Bunun anlamı, belirli bir op-amp bant genişliği için, diğer devre topolojilerine kıyasla burada oluşan sabit kazancı kullanarak, daha yüksek frekanslı bir filtrenin Sallen-Key ile tasarlanabileceğidir. Kazancın değiştirilmek istendiği durumda ise, bileşen değerlerinin yeniden hesaplanması gerekir[25].

Aşağıda 2. Dereceden Sallen-Key ile oluşturulmuş bant durduran notch filtresi gösterilmiştir. 2.dereceden filtrenin seri olarak bağlanması sonucu 6.dereceden filtre oluşturulmuştur(Şekil 2.7).



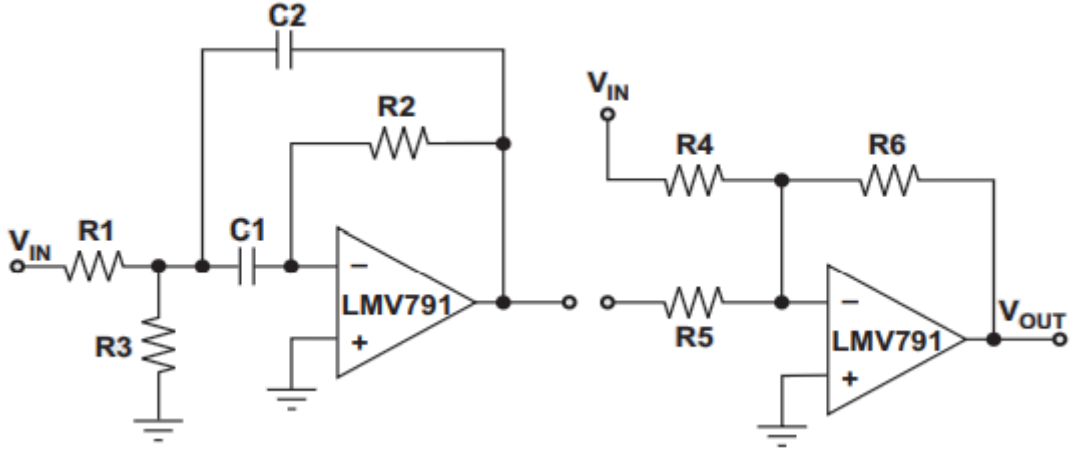
Şekil 2.5: 2.dereceden Sallen-Key bant durduran noctch filtresi.

2.3.2. Multiple-Feedback (MFB) Topolojisi

Çoklu geri besleme filtre topolojisinde bir entegratör olarak op-amp kullanılır. Bu nedenle transfer fonksiyonunun op-amp parametrelerine bağımlılığı Sallen-Key gerçekleştirmesinden

daha fazladır. Op-amp'ın açık döngü kazancının sınırlamaları nedeniyle yüksek Q ve yüksek frekans bölümleri oluşturmak zordur. Q'nun ayarlanması belirli dirençlerle (R_5) olsa da bu değişim aynı zamanda filtrenin kesme frekansını da değiştirir. Bu nedenle ikisinin aynı anda ayarlanması bu topoloji ile zordur. Yüksek frekansta op-amp'ın limitli(kısıtlı) açık döngü kazancı olmasıdır. Belirli bir filtre yanıtını elde etmek için en yüksek ve en düşük değerli bileşenler arasındaki fark, MFB'te Sallen-Key'e göre daha yüksektir[25].

MFB devre topolojisi LPF, HPF, BPF filtreleri için yaygın olarak kullanılırken, bant durduran filtreler için kullanılmasının sakıncaları vardır. Nocth filtreler için filtre kazancını arttırır. Bu filtre topolojisi Sallen-Key'e göre kesme frekansında daha iyi zayıflatma yapmasına rağmen kazancın (gain) artığı görülmektedir. Bu probleminden dolayı MFB topolojisi, notch bant durduran filtreleri için kullanılması tavsiye edilmez. Aşağıda gösterilen 2.dereceden MFB topolojisi ile elde edilmiş notch filtre gösterilmiştir. Filtrenin ikinci katı HPF ve LPF yanıtlarını devrenin sonunda toplama işlemi sağlayacak şekilde oluşturulmuştur. Notch filtre yaratırken LPF ve HPF birleştirilerek son adımda toplanmasının zorluğu bu devre topolojisiyle sıkıntılı bir durum yaratır(Şekil 2.8).



Şekil 2.6 : 2.dereceden MFB bant durduran notch filtresi.

2.3.3. Bainter Topolojisi

Bainter devresi basit bir notch filtresidir. 6 dereceli filtre 3 tane 2. Dereceden filtrenin art arda seri bağlanmasıyla elde edilmiştir. Devre iki geri besleme döngüsüne (feedback loops) sahip basit devre bloklarından oluşur. Bileşen duyarlılığı Bainter devre topolojisinde çok düşüktür. A1 çıkışı frekans yanıtı HPF, A2 çıkışı frekans yanıtı LPF, A3 ise bu iki çıkışı toplayıcı gibi

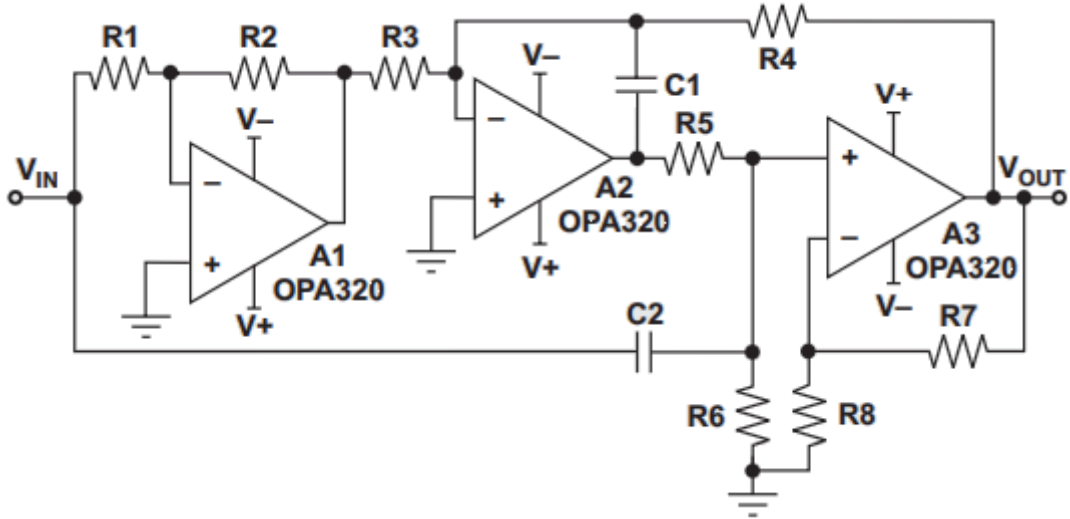
davranıp notch oluşmasını sağlar. Notch'un Q 'su op-amp'ın kazancına bağlı olduğu gibi bileşen eşleştirmelerine de bağlıdır. Bir diğer değişle bileşen değerlerini değiştirerek op-amp'ın kazancını etkileyip böylelikle de Q değeri ayarlanabilir(Şekil 2.9).

Bu devrenin birkaç özelliği vardır. Notch'taki kalite faktörü olan Q , diğer tüm uygulamalarda olduğu gibi bileşenlerin eşleşmesine bağlı olmayıp bunun yerine sadece op-amp'ların kazancına bağlıdır. Bu nedenle notch derinliği, sıcaklık, kullanıma bağlı eskime ve diğer çevresel faktörlerle kaymaz. Notch frekansı değişebilir, fakat derinlik değişmez. (10^4 lük op-amp'ın açık döngü kazancı 200'den büyük bir Q_z verir.) Şekilde gösterilen R_6 filtre kalite faktörü olan Q 'yu ayarlarken, R_1 ise W_z ayarında rol oynar. Değişken R_3 , W_0/W_z oranını ayarlamakta olup;

$R_4 > R_3$ ise alçak geçiren notch (LPN),

$R_4 = R_3$ ise notch,

$R_4 < R_3$ ise yüksek geçiren notch (HPN) yaratır.



Şekil 2.7 : 2.dereceden Bainter bant durduran notch filtresi.

Buradaki R_3 , R_4 , R_5 dirençleri devrenin kalite faktörü olan Q , kesme frekansı ve kazanç için önemli dirençlerdir.

Aktif filtreler tanımlanırken birinci olarak transfer fonksiyonlarıyla, ikinci olarak da çalışması istenen frekans aralığına uygun bir op-amp seçimiyle ifade edilebilir.]



3. MALZEME VE YÖNTEM

3.1 BANT DURDURAN DEVRE SİMÜLASYONU

Tez kapsamında derenin, devre yaklaşımlarından olan Bessel filtresiyle yapılması uygun görülmüş olup aktif filtre devresi bir bant durduran notch filtresi olduğundan Bainter topolojisi kullanılarak tasarlanmış ve testleri yapılmıştır. Aktif filtre devresinin durdurma frekansları 400-700 KHz frekans aralıklarında çalışması planlandığından bu frekans aralıkları için tavsiye edilen yapı, Bainter topolojisidir. Bu topoloji için TI Filter Design Tool filtre simülasyon programında Bessel devre dizaynı aşağıda verilmiştir. Simülasyonda kesme frekansları 400, 500, 600 ve 700 KHz olarak durdurulması planlanmış olup %10 olarak seçilen BWp değerleri için tekrarlanan simülasyon çıktılarında, direnç, kapasitans değerleri değiştiği gibi, çalışması gereken op-amp özellikleri de farklılıklar göstermiştir. Bu çıktılar sonucunda devre dizayn edilmiş olup, çalışması gereken uygun op-amp ve pasif devre elemanları temin edilmiştir. Böylece dizaynı yapılmış olan devre, üniversitemizin imkanları dahilinde PCB (baskı devre kartı) şeklinde üretilmiş ve testleri yapılmıştır.

Baskı devre kartları olan PCB'lerin çizimi genelde bilgisayar programları ile yapılır. En bilinen çizim programları EAGLE, PROTEUS ve PROTEL örnek verilebilir. PCB' de kullanılan malzemelerin üzerine eklenen yani kullanılan materyale göre, ismi değişir. Genellikle piyasada bakırlı pertinaks olarak isimlendirilen levha üzerine devre şeması çeşitli şekillerde hazırlanarak aktarılır. Aktarma işleminde PCB kalemi ile akım taşıyacak yollar plakete aktarılır. Daha sonra plaket perhidrol ve hidroklorik asitten oluşturulmuş olan karışıma atılır ve bu karışım boyalı yüzeye etki etmezken boyanmamış olan bakırı eritmesi sağlanır ve asitten çıkarılan plaket yıkandığında devre hazır hale gelmektedir. Elektriksel gürültünün azaltılması için, yani bir diğer anlamıyla sinyallerin geçtiği kabloların manyetik alandan etkilenmemesi için devrenin güç kaynağından uzak tutulması gerekirse Faraday kafesinin oluşturulması için gerekli şartların sağlanması gerekir. Cihazların doğru bir şekilde topraklanması yani oluşacak elektriksel gürültünün topraklanması gerekmektedir. Güçlü manyetik alan üreten elektronik cihazların oluşturulacak olan devrelerin yakınında bulunması sinyallerde dalgalanmalara sebep olabilir. Bu nedenle PCB devre baskısı breadboard da çalışmakla kıyaslandığında çeşitli avantajlarının olduğunu kanıtlar niteliktedir. PCB üretimi, çeşitli yollarla gerçekleştirilebilir. Tez kapsamında kullanılmış ve pratik devre basımında da kullanılan yöntemlerden biri olan delikli pertinaks

yöntemiyle devre basılmıştır. Tez kapsamında yapılan devre kartları, sıcak baskılı teknik olan, devre çizimlerinin sıcak kompresle bakırlı pertinaksa plakete aktarıldığı, baskılı plaketin, perhidrol-HCL çözeltisine atılarak, bakırlı bölgelerin eritildiği yöntemle elde edilmiştir.

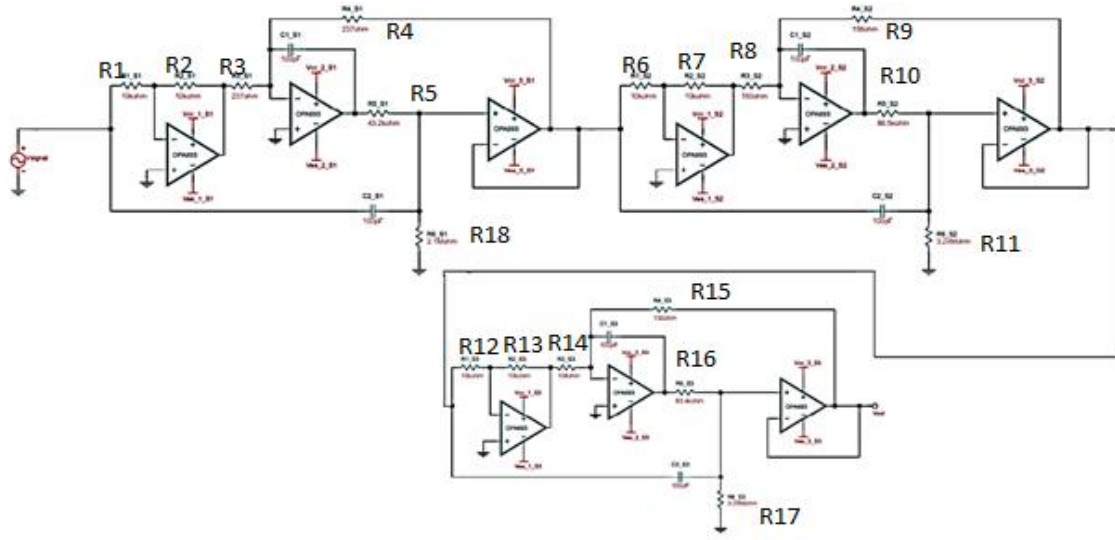
Bir sonraki adımda devre elemanlarının yerleşimi konusunda ise iki yöntem mevcuttur. DİP ve SMD şeklinde devre elemanları devreye yerleştirilebilir(lehimlenebilir). Devrede kullanılan op-amp'lar, devrede tekrar tekrar çıkarılıp takılmayacağından SMD olarak seçilmiştir. Devre şemasındaki ilk beş op-amp OPA657 olup, son dört op-amp ise LMH6624MF olarak seçilmiş ve bu op-amplar simülasyonda verilen OPA693 ile aynı özellikler sergilemektedir.

DİP anlamı; daldırma anlamına gelmekte olup yüzeye tutturularak yapılır. Daha dayanıklı olup arıza ya da tekrar tekrar çıkarılıp takılması durumunda SMD' ye kıyasla kullanışlı olduğundan dolayı, dirençlerin bu şekilde kullanılması avantajlı olmuştur.

Elektronik filtre devresi, yukarıda belirtilen farklı frekans değerlerinde kullanılabilmesi için optimum kazanç değerlerini verecek şekilde, ayarlı hassas dirençler kullanılmaya çalışılmıştır. Filtre devresinin her kesme frekansı için Q, değerleri yapılabilecek en yüksek şekilde ayarlanmaya çalışılmıştır.

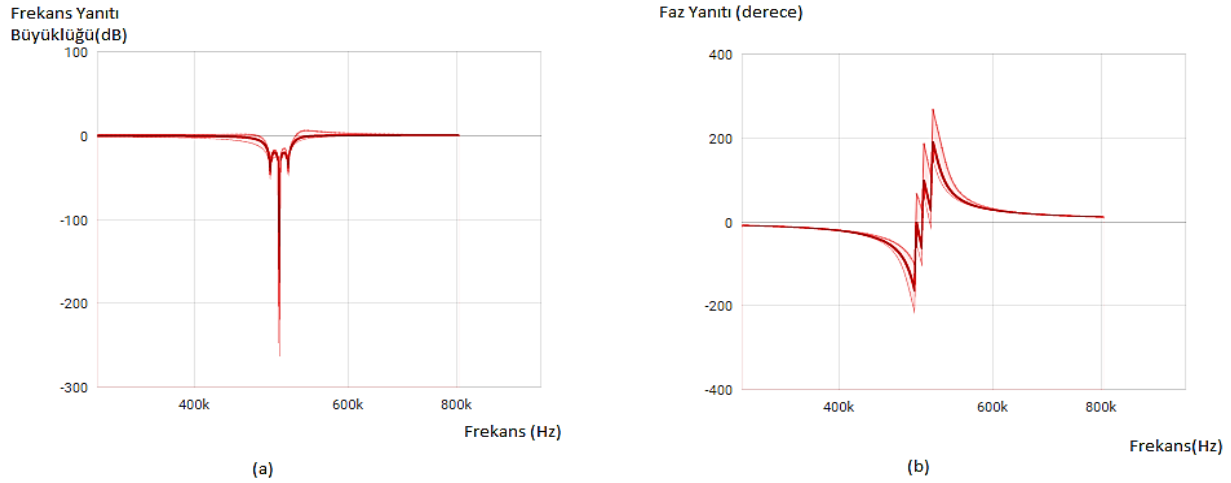
Simülasyonu yapılan Bessel devresi 500 KHz' de bant durduran filtre için dizayn edilmiştir. Burada 500 KHz için alınan çıktı sonuçlarındaki direnç değerlerinin değiştirilmesi ile hem 500 KHz de bant durduran filtre için elde edilebilecek en kaliteli filtre yapılması planlanmış olup, hem de aynı devre üzerinde farklı frekanslarda (400-600-700 KHz) da bant durdurma işleminin gerçekleşmesi amaçlanmıştır.

Simülasyon çıktı sonucu olarak yapılmış olan devre şeması Şekil 3.1'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1: 500 KHz için oluşturulmuş Bessel devre şeması.

Şekil 3.1’ de gösterilen TI Filter Design Tool filtre simülasyon programı çıktılarından oluşturulmuş devre şemasıdır.

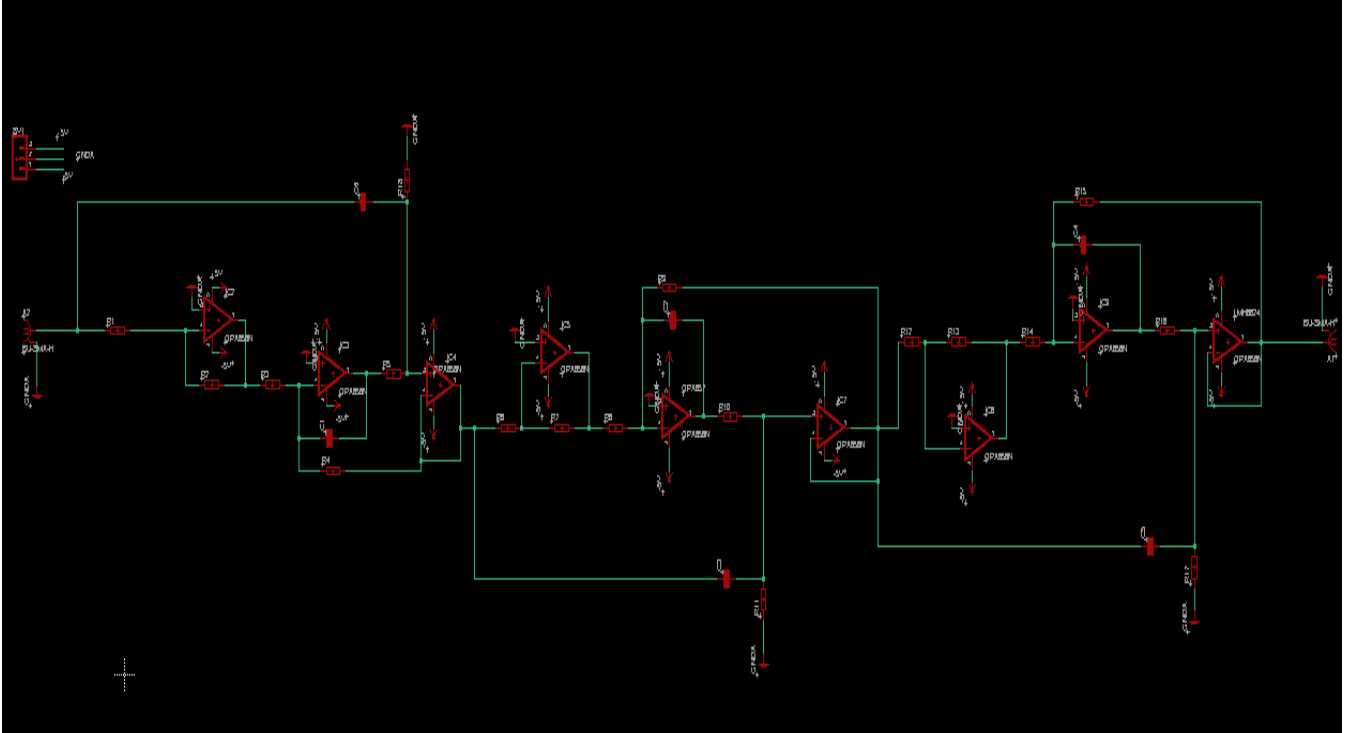


Şekil 3.2 : 500 KHz için simülasyon çıktı sonuçları. a) Frekans yanıtı büyüklüğü, b) Faz yanıtı büyüklüğü.

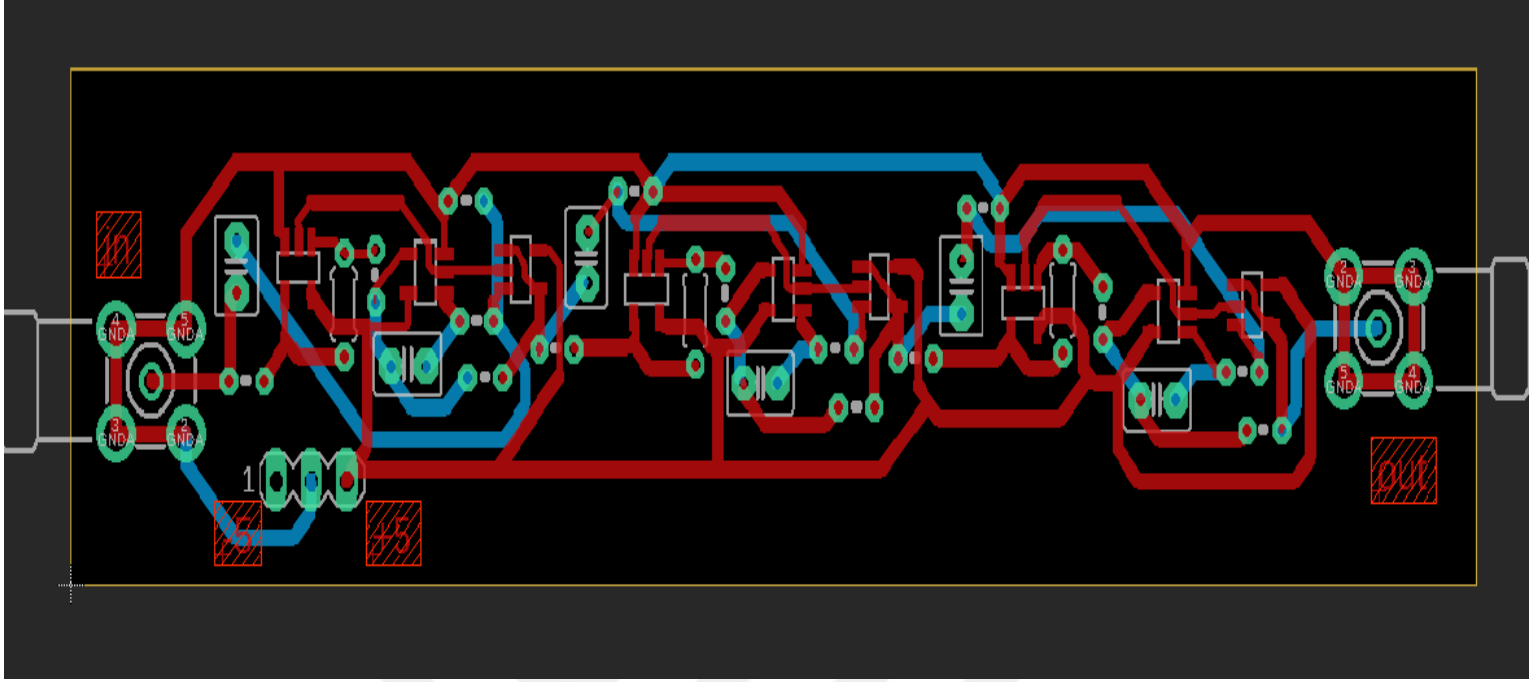
3.2 EAGLE TASARIM PROGRAMI İLE BANT DURDURAN DEVRE İÇİN PCB TASARIMI

Eagle tasarım programı, devre şematiği ve PCB devre basımı için çok kullanışlı olan son derece erişilebilir bir kaynağa(birçok bileşen-komponent desteği) yani kütüphaneye sahip tasarım programıdır. Diğer programlara kıyasla erişimin kolay olması ve lisansının uygun olması sebebiyle bu tez kapsamında basılmış olan devre için devre tasarımı Eagle programı kullanılarak yapılmıştır[27].

Öncelikle basılması amaçlanan devrenin şematikte çizimiyle board kısmına geçildiğinde ise PCB basımında devrenin nasıl bir şekle sahip olacağı yani PCB çizimine geçmiş oluruz[28]. Devre elemanları yerleştirilerek ve bağlantı noktaları kontrol edilerek, devre tasarımı yapılır. Basımı yapılmış olan devrenin şematik(Şekil 3.3) ve board(Şekil 3.4) çizimleri aşağıda gösterilmiştir.

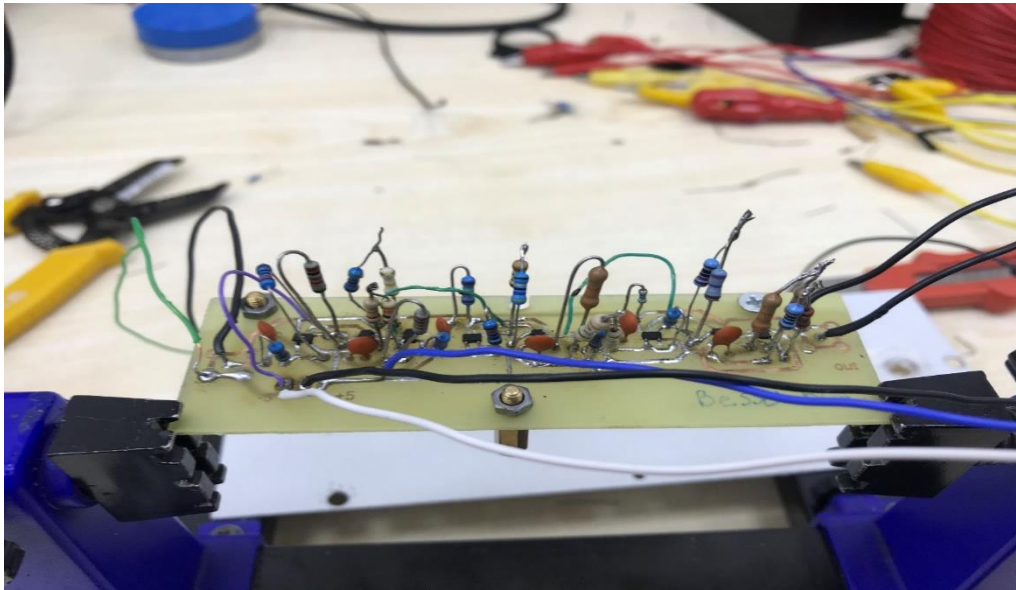


Şekil 3.3: Eagle’da devrenin şematik görüntüsü.



Şekil 3.4: Eagle’da devrenin board görüntüsü.

Simülasyon programı kullanılarak elde edilen devre şematığı Eagle programı ile hem Eagle şematikte hem de Eagle board üzerinden tasarlanmış olup PCB kart üzerine basılmış şekliyle Şekil 3.5’de gösterilmiştir.

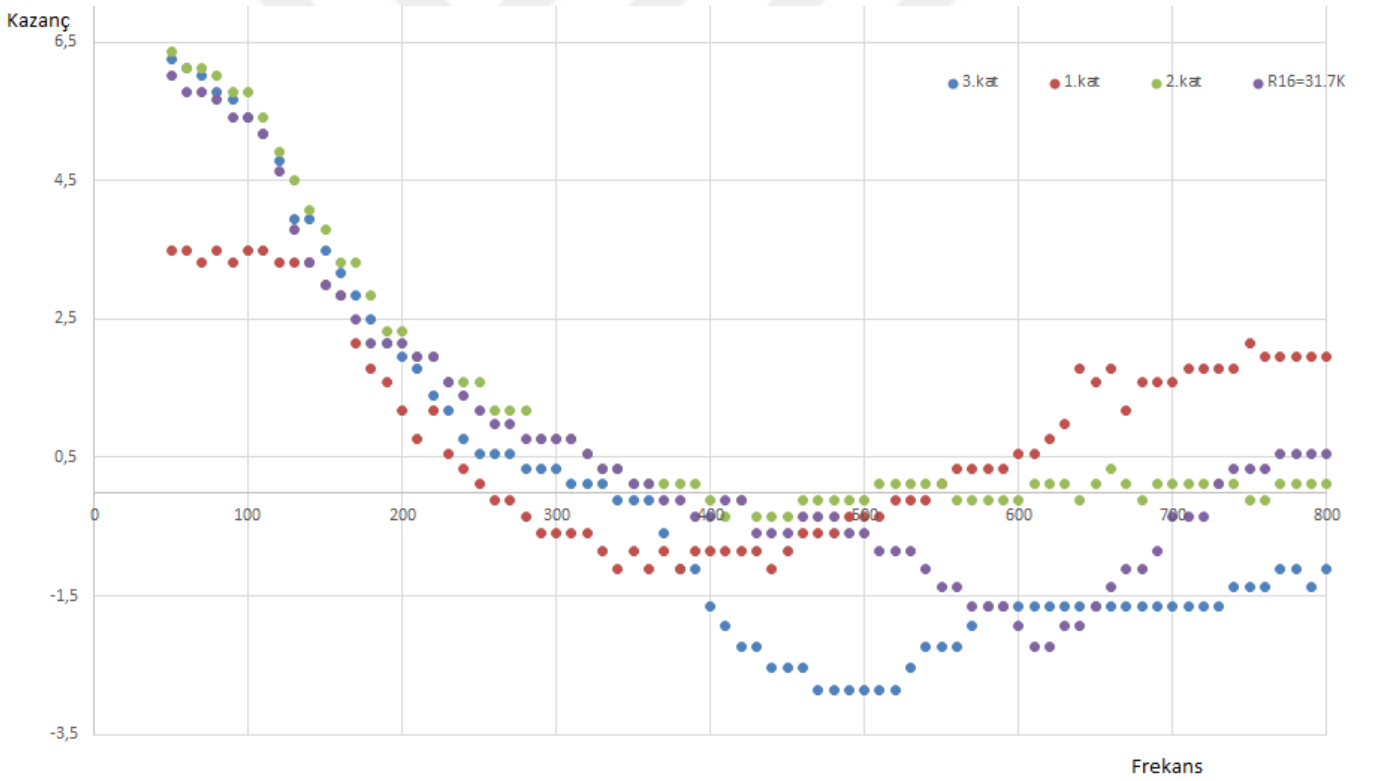


Şekil 3.5: Bant durdurucu filtrenin basılmış hali.]

4. BULGULAR

4.1 BANT DURDURAN NOTCH FİLTRE DEVRESİ TEST SONUÇLARI

Tekras Üniversitesi simülasyon programıyla 500 KHz için hesaplanmış direnç, kapasitör ve uygun op-amp ile, üç katlı bant durduran Bessel filtresiyle oluşturulmuş devre için test sonuçları aşağıda gösterildiği gibidir. Simülasyonda verilmiş direnç değerleri ile yapılan ilk test sonucu Şekil 4.1’de görüldüğü üzere bant durduran filtre elde edilememiş olup notch oluşturulamamıştır. Her bir kat için test sonucu alınmış olup gain(kazanç) ın arttığı görülmüştür ve gain düşürülmek amacıyla R_{16} yarı değerine düşürülerek de test sonucu alınmış olup, diğer değerlerle kıyaslanmıştır.



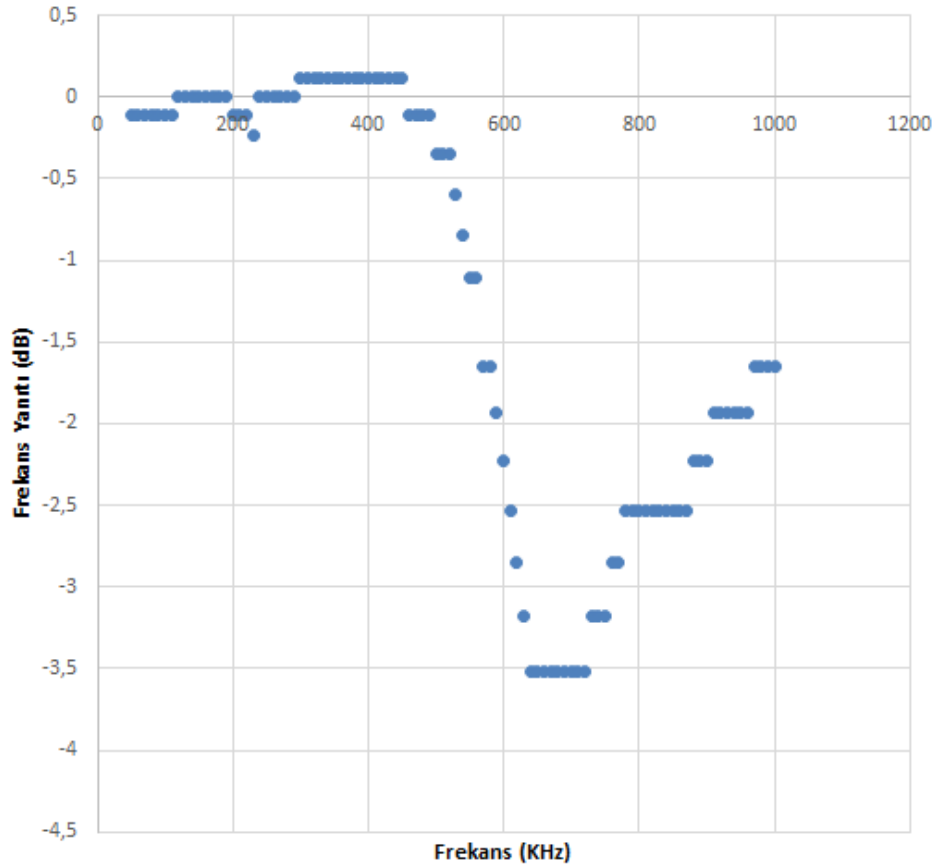
Şekil 4.1: Simülasyonda hesaplanan direnç değerleriyle alınmış ilk test sonucu Kazanç-Frekans grafiği.

R_{16} değişimi sonucu alınan ilk test sonucu olarak kesme frekasın 500 KHz'den 620 KHz değerlerine kaydırırken, kazanç üzerine bu direncin bir etkisinin olmadığı sadece frekans üzerine etkisi olduğu görülmüş.

Bölüm 2.3.3'te gösterildiği üzere bant durduran filtreler için önerilen topolojilerden olan Bainter topolojisindeki kriterlere göre kullandığımız, devredeki amacımız ideale yakın bir notch elde etmektir. Dirençlerde yapılan değişiklikler sonucu feedback dirençleri olan R_4 , R_9 , R_{15} dirençlerinin, R_3 , R_8 , R_{14} dirençlerine eşit olması planlanmıştır. Fakat imkanlar dahilinde $R_8 = 110.7 \text{ Ohm}$, $R_9 = 111.8 \text{ Ohm}$ seçilerek yani ;

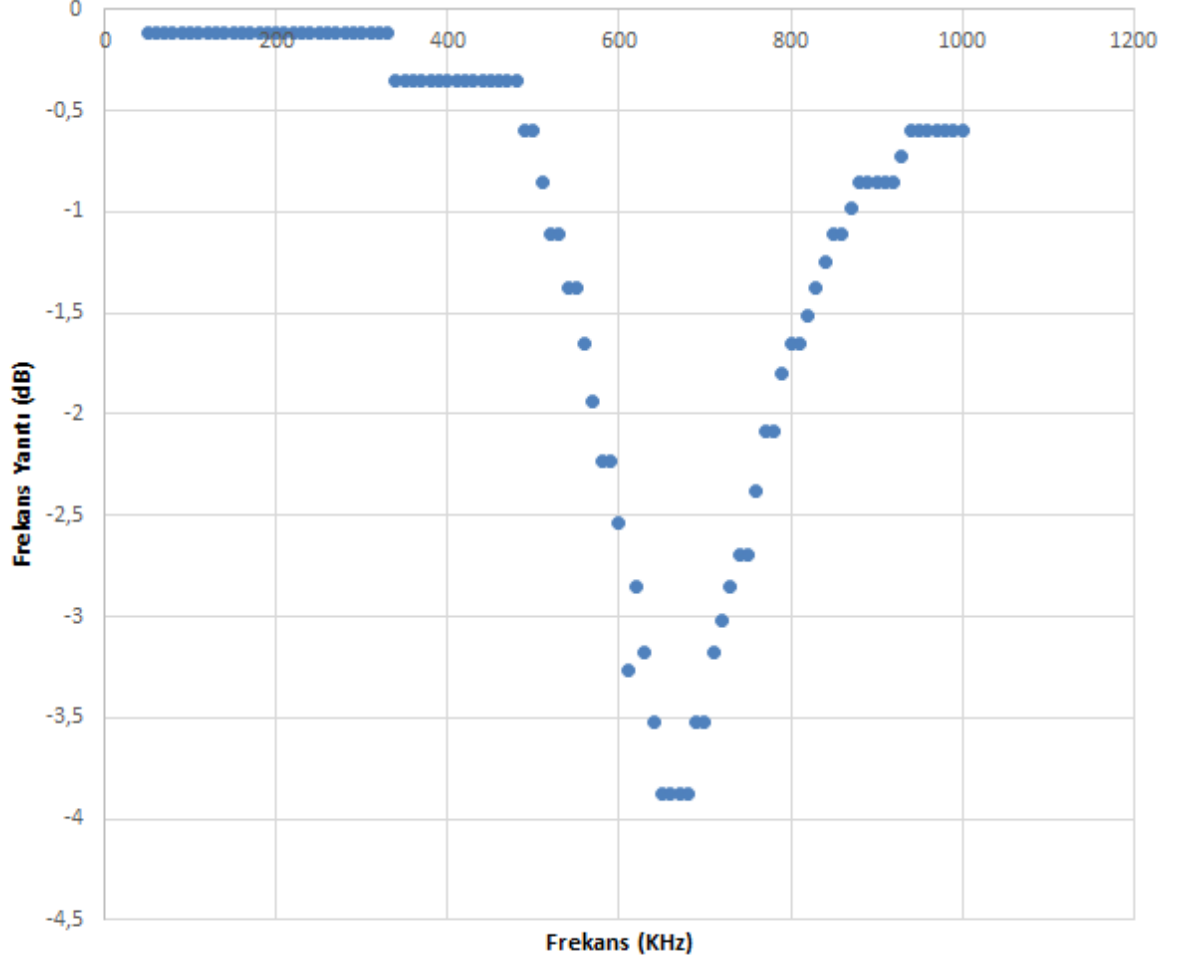
$$R_9 > R_8$$

Seçilmesi sonucu low pass notch (LPN) filtre oluştuğu görülmektedir(Şekil 4.2).



Şekil 4.2: $R_9 > R_8$ Etkisi, LPN filtre test sonucu.

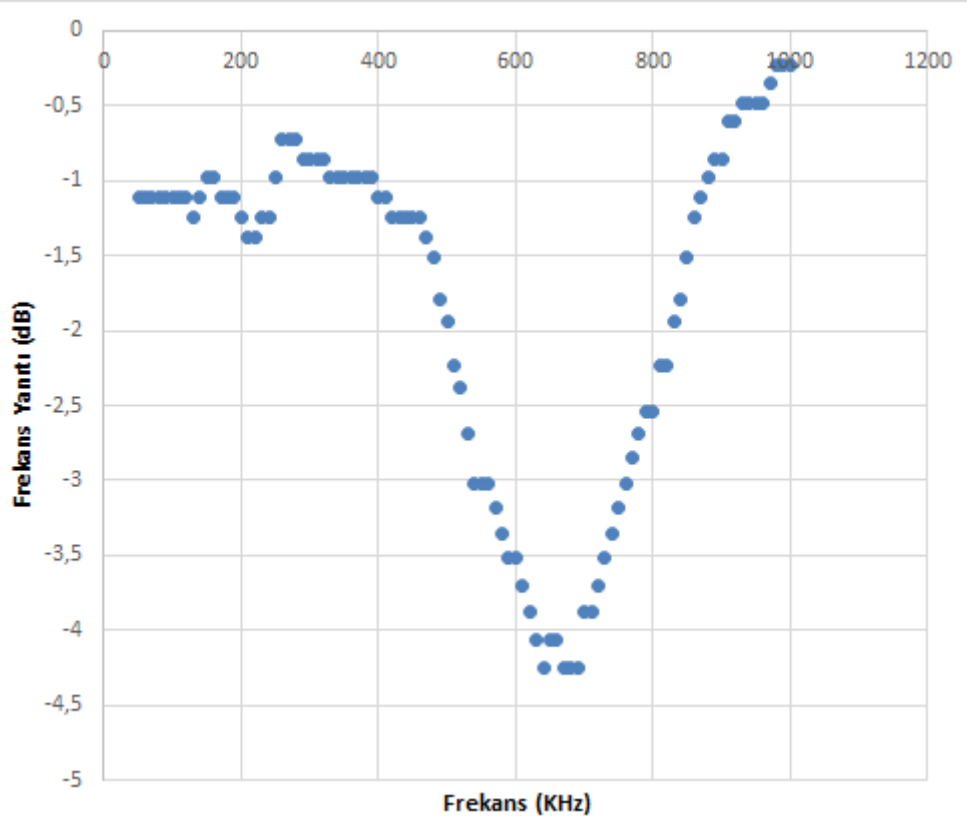
Bu iki direncin eşit olması sonucu Bainter topolojisiinde filtrenin notch oluşturulacağı gösterilmiştir. Yapılan test sonucu ise Şekil 4.3’de gösterilmektedir.



Şekil 4.3: $R_9 = R_8$ etkisi, İki direncin eşitliği sonucu oluşan notch filtre test sonucu.

Sonuç olarak 650 KHz kesme frekansında zayıflatma yapan, bant durduran notch filtresi elde edildi.

Biraz daha HPN oluşturmak adına $R_9 < R_8$ seçilerek Şekil 4.4’deki test sonuçları elde edilmiştir.



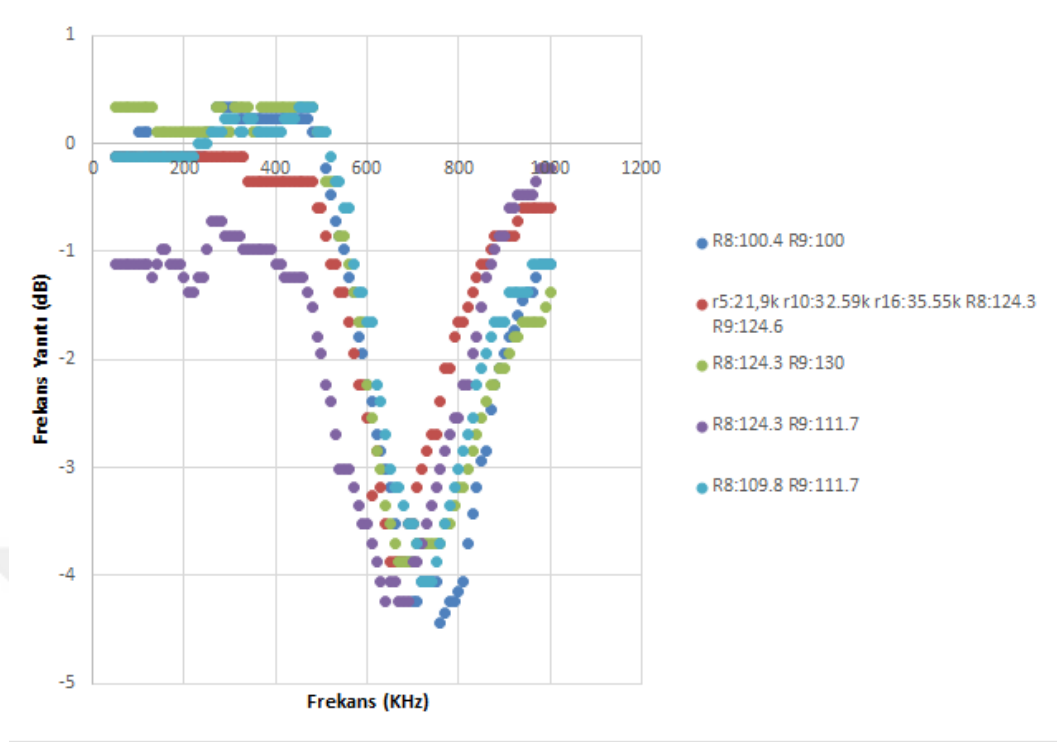
Şekil 4.4: 670 KHz notch filter için frekans tepkisi.

Buradaki zayıflatma -4.2 dB olup, 670 KHz' de bant durduran filtre elde edilmiştir.

R_9 Feedback direncinin etkisi;

Üç katlı olan devrede daha iyi bir notch elde etmek adına ikinci kattaki R_9 direncinin etkisini gösteren çalışma aşağıda görülmektedir. Bainter notch bant durduran filtresinde de belirtildiği üzere bu dirençler aşağıda gösterildiği şekilde durdurma frekansı üzerinde etkilidir.

Bazı dirençler gain (kazanç) üzerine etkiliyken, bazı dirençlerin kesme frekansı üzerine etkili olduğu görülmüştür(Şekil 4.5).



Şekil 4.5: R_9 etkisi, frekans yanıtı.

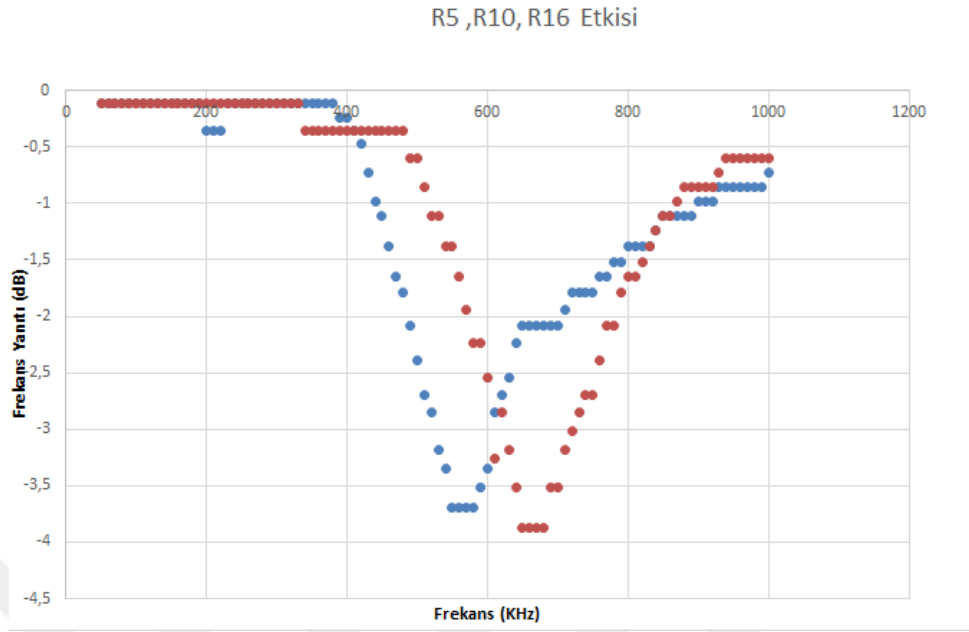
$R_9 > R_8$ etkisi sağ taraftaki notch üzerinde bozulmaya sebep olurken,

$R_9 < R_8$ etkisi ise sol taraftaki notch üzerinde bozulmaya sebep oluyor,

$R_9 = R_8$ ise durdurma frekansını kaydırdığı görülmektedir.

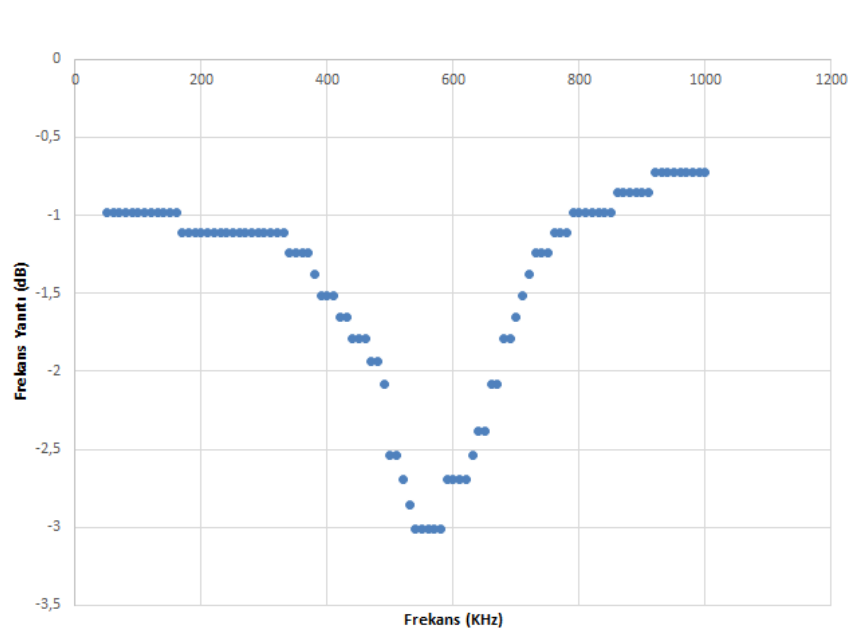
Deneysel olarak elde edilen ve Şekil 4.6’da test sonucunun gösterildiği notch filtresi elde edildiğinden, deneysel olarak kullanılan direnç değerleri ile 670 KHz de simülasyon sonucunda verilen direnç değerleri arasında 1.14 oranının olduğu hesaplanmıştır. Simülasyon ve deneysel olarak hesaplanmış direnç değerleri arasındaki oranın yani bağlantının bilinmesi bize istenilen frekansta notch elde edilebileceğini göstermektedir.

R_5 , R_{10} , R_{16} , dirençleri bu orana göre yükseltildiğinde 570 KHz’de -3.69 dB zayıflatmasına sahip, bant durduran filtre elde edilmiş oldu. Bu dirençlerin kesme frekansı üzerine etkisi aşağıda gösterilmiştir. Bu dirençlerin durdurma frekansı üzerine etkili olduğu test çıktılarında bulunmuştur.



Şekil 4.6: R_5 , R_{10} , R_{16} dirençlerinin frekans yanıtı üzerine etkisi.

Sağ taraftın düzeltilmesi amacıyla R_9 , direncinin düşürülmesi sonucu aşağıda elde edilen 550 KHz frekansında bant durduran ve -3 dB zayıflatmasına sahip, daha iyi bir nocth elde edilmiştir.(Şekil 4.7).



Şekil 4.7: 550 KHz, -3 dB zayıflatmasına sahip bant durduran notch filtre.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Filtre tasarımlarında devrenin aktif veya pasif olarak dizaynı ve oluşturulması konusunda çalışılacak frekans aralıkları, filtre seçiminde önemli bir etkidir. Frekans aralıklarına göre yüksek frekanslarda pasif devre elemanlarıyla oluşturulan pasif filtreler tercih sebebiyken, düşük frekanslarda ise aktif filtreler kullanılmaktadır.

Tasarımlanacak filtreler için notch derinliğine odaklanmak yerine tasarımcının merkez frekansı yani durdurma frekansına ve kalite faktörü olan Q 'ya odaklanmalıdır. Notch derinliği, deneysel olarak gerçek bileşenlerle elde edilebilecek bir derinlik değildir. Tasarımcının amacı, bir notch filtresi yapmak yerine, durdurulması istenen frekansın maksimum düzeyde zayıflatılmasını sağlamak olmalıdır. İstenmeyen frekansın durdurulmasının en iyi yolu, başlangıçtan itibaren uygun direnç ve kapasitör değerlerinin seçilmesidir. Direnç değerlerinin notch derinliği ve merkez frekansı üzerinde etkisi vardır. Dirençlerin yüksek hassasiyetli olması ve uygun op-amp seçimi, daha kaliteli bir filtre yapılmasını sağlar. Aynı zamanda dirençlerin birbirleriyle uyumlu olması ve aralarındaki oran da notch derinliğini etkilemektedir.

Notch derinliği ve filtre kalite faktörü olan Q ayarlanırken, merkez frekansının kaydırılmaması istenilen bir konu olup, pratikte bunun sağlanmasının zor olduğu görülmüştür. Yüksek Q değerlerinde istenilen frekans önemli ölçüde reddedilirken, reddetmenin yeterli olmadığı durumlarda notch filtresini farklı direnç değerleriyle tekrar ayarlamak gerekmektedir.

Simülasyonda bileşenlerin ideal olarak kabul edilmesi, pratikte filtre tasarımlarında zorlukları beraberinde getirmekte olduğundan, direnç değerlerinin uygun seçilmesi önemlidir.

Literatür taramasında notch filtrelerinin yüksek frekanslarda yapılamadığı görülmüştür. Bant durduran filtreler genellikle 2.45 GHz frekansında yapılmış olduğu birçok çalışmada karşımıza çıkmaktadır[16,19]. Çalışmalarda bant durduran filtreler genellikle yüksek frekanslarda tasarlanmıştır. Yüksek frekanslarda notch filtresi elde edilemeyeceğinden genellikle durdurulması istenen frekans aralıkları da bu nedenle geniş bir frekans aralığında sağlanmıştır[20]. Başka bir çalışmada da bant durduran filtrelerle ilgili olarak çift bantta sağlanacak bir bant durdurma filtresi tasarlandığı görülmüştür[18]. Bant durduran filtrelerin yüksek frekanslarda tasarlanması, durdurma aralığının geniş olması bu nedenle bir notch oluşturulamadığı yapılan çalışmalar incelendiğinde görülmektedir.

Bant durduran filtrelerin tasarımlarının zor olduğu gibi simülasyon programları çıktılarında elde edilen frekans yanıtı ile deneysel olarak elde edilen frekans yanıtının ve kalite faktörü olan Q değerlerinin farklılık gösterildiği çalışmalar sonucu gösterilmiştir[23].

Sonuç olarak literatür çalışmalarından da görülebileceği gibi tez kapsamında durdurulması istenen frekansların düşük frekanslar olması, filtrenin op-amp'larla tasarlanması gerektiği sonucuna varılmıştır[2]. Zayıflatmanın ve filtre kalitesinin yüksek olması planlandığından, üç katlı Bessel Filtresi kullanılmış olup Eagle tasarım programlarıyla çizimleri yapılmış ve basılan devrede test sonuçları elde edilmiştir.

Simülasyon çıktı sonuçlarındaki frekans yanıtının, simülasyon çıktı sonuçlarında verilen direnç değerleriyle elde edilemeyeceği Şekil 4.1'de gösterilmektedir.

Şekil 4.3'te görüldüğü üzere uygun direnç değerleriyle gerekli ayarlamaların devre üzerinde yapılması sonucunda 670 KHz frekansında, -4.2 dB zayıflatmasına ve $Q=1.5$ değerine sahip bant durduran notch filtresiyle Şekil 4.6'da gösterilen 570 KHz'de -3.69 dB zayıflatmasına ve $Q=2.71$ değerine, Şekil 4.6'da gösterilen gerekli ayarlamalar sonucunda ise 550 KHz frekansında, -3dB zayıflatmasına ve $Q=2.1$ değerine sahip bant durduran notch filtresi elde edilmiştir. Bu Q değerler simülasyondan farklı olup, elde edilebilecek maksimum Q değerlerdir.

Tezde yer almayan fakat basılmış olan Butterworth topolojisiyle tasarlanan devre, durdurulması istenen frekanslar için çalıştırılmamış olup bir başka çalışma konusu olarak ileriki zamanlarda yapılması planlanmaktadır.]

KAYNAKLAR

- [1]. Kugelstadt, T., 2002, Active Filter Design Techniques, Op Amps For Everyone, Mancini, R. (ed.), Chapter 16, Teksas Instruments Incorporated, Texas, USA, 16-63.
- [2]. Baker, B.C., 2015, Bandstop Filters and Bainter Topology, Analog Applications Journal, 8-10.
- [3]. Miedaner, H., 1970, Ein aktives universalfilter für laborzwecke, Elektronik, 19(6), 197-199.
- [4]. Hsieh, M., Wang, S., 2005, Compact and Broadband Microstrip Bandstop Filter, IEEE Mikrowave and Wireless Components Letter, 15(7), 472-474.
- [5]. Tu, W., Chang, K., 2006, Compact Second Harmonic-Suppressed Bandstop and Bandpass Filter Using Open Stubs, IEEE transactions on microwave theory and techniques, 54(6), 2497-2501.
- [6]. Chen, C.F., 2012, Desing of Compact Mikrostrip Quint-Band Filter Based On The Tri-Mode Stup-Loaded Stepped-Impedance Resonators, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 22(7), 357-359.
- [7]. Liu, H., Lei, J., Zhao, Y., Li, S., Guan, X., 2013, Compact Triple-Band Bandpass Filter Using Multimode Stubs Loaded Resonator, Microw. Opt. Technol. Letter, 55, 2672-2675.
- [8]. Liu, J.C., Wang, J.W., Zeng, B.H., Chang, D.C., 2010, CPW-Fed Dual-Mode Double-Square-Ring Resonators For Quad-Band Filter, IEEE Microwave and Wireless Components Lettters, 20(3), 142-144.
- [9]. Chen, H., 2013, High Isolation Tri-Band BPF Using Tri-Mood Resonator, Microwave and Optical Technology Letters, 55(6), 1367-1370.
- [10]. Wu, H.W., Chen, Y.W., 2012, Multi-Layered Dual-Dand Bandpass Filter Using Stup-Loaded Stepped-Impedance and Uniform-Impedance Resonators, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 22(3), 114-116.
- [11]. Zhang, X.Y., Xue, Q., Hu, B.J., 2010, Planar Tri-Band Bandpass Filter With Compact Size, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 20(5), 262-264.
- [12]. Zhang, Y.P., Sun, M., 2006, Dual-band microstrip bandpass filter using stepped-impedance resonators with new coupling schmes, IEEE transactions on microwave theory and techniques, 54(10), 3779-3785.
- [13]. Liu, W.P., Tung, Y.W., 2011, Tri-Band Filter With Partly Combined Stepped-Impedance Resonators, Asia-Pacific Microwave Conference 2011, 5-8 December 2011 Asia-Pacific, Australia, IEEE, 975-978.
- [14]. Kim, C.H., Chang, K., 2011, Independently Controllable Dual-Band Bandpass Filter Using Asymmetric Stepped-Impedance Resonators, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, 59(12), 3037-3047.

- [15].Choi, J.W., Jeon, L.S., Cho, Y.H., Whang, X.G., Yun, S.W., 2013, Design Of The Wide Stopband Dual-Band Bandpass Filter Using Stepped-Impedance Resonators With Complex Coupled Line, 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest(MTT), 2-7 June 2013 Seattle WA,USA, 1-4.
- [16].Karpuz, C., Emür, M., Özek, A., Görür, A.K., 2014, Açık Halka Rezonatörler Kullanılarak Üç Bantlı Mikroşerit Band Durduran Filtre Tasarımı, Eleco 2014 Elektrik-Elektronik-Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu, 27-29 Kasım 2014, Bursa, 460-463.
- [17].Camadugu, J.C., 2013, Design of microwave band stop and band pass filters based on bst thin film varactor technology, Thesis(Master), University Of Dayton.
- [18].Shaman, H., Hong, J., 2007, Wideband bandstop filter with cross-coupling, IEEE transactions on microwave theory and techniques, 55(8), 1780-1785.
- [19].Yang, S., 2015, A dual-band bandstop filter having open stubs and two equivalent t-shaped lines, International journal of electromagnetics and applications, 5(3), 108-111.
- [20].Kusama, Y., Isozaki, R., 2019, Compact and Broadband microstrip band-stop filters with single rectangular stubs, applied sciences mdp1 journals, 9(2), 248.
- [21].Balasenthilmurugan, L., Antony Anbu Raja, S., Deeban Chakravarthy, S., Kanniyappan, N., 2012, Design and implementation of a microstrip band-stop filter for microwave applications, International conference on modelling optimisations and computing, 10-11 April 2012, Kumarakoil, India, 1346-1351.
- [22].Liu, G., Xu, J., Liu, Z., 2017, A Narrowband absorptive band-stop filter based on resistor-loaded compact resonator, 2017 progress in electromagnetics research symposium-spring(PIERS), 22-25 May 2017, St. Peterburg, Russia.
- [23].Carter, B., 2006, High-Speed Notch Filters, 19-25
- [24]. <https://www.circuitstoday.com/active-filter-types>, [Ziyaret tarihi: 02.05.2021].
- [25]. Sallen, R.P., Key, E.L., 1955, A Practical method of designing rc active filters, IRE Transactions on circuit theory, 2(1), 74-85.
- [26]. Zumbahlen, H., 2007, Phase relations in active filters, Analog dialogue, 41(10), 1-5.
- [27].Habibi, R., Ghobadi, C., Nourinia, J., Ojaraudi, M., Ojaroudi, N., 2012, Very compact broad band-stop filter using periodic l-shaped stubs based on self-complementary structure for x-band applications, Electronics letters, 48(23), 1481-1482.
- [28]. <https://www.autodesk.com/products/eagle/features> [Ziyaret tarihi: 01.06.2021].
- [29]. <http://www.elektrobot.net/eagle-nasil-kullanilir/> [Ziyaret tarihi: 01.06.2021].

- [30]. Zumbahlen, H., 2008, *Linear Circuit Design Handbook*, Newnes (Elsevier), USA, ISBN: 978-7506-8703-4.

[]



ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler	
Adı Soyadı	Tuğba ÇEPNİ
Doğum Yeri	
Doğum Tarihi	Tarih girmek için tıklayın veya dokununuz.
Uyruğu	☒ T.C. ☐ Diğer:
Telefon	
E-Posta Adresi	
Web Adresi	

Eğitim Bilgileri	
Lisans	
Üniversite	İstanbul Üniversitesi
Fakülte	Fen Fakültesi
Bölümü	Fizik Bölümü
Mezuniyet Yılı	09.02.2017

Yüksek Lisans	
Üniversite	İstanbul Üniversitesi
Enstitü Adı	Fen Bilimleri Enstitüsü
Anabilim Dalı	Fizik Anabilim Dalı
Programı	Nükleer Fizik Programı