T.C.
ERCİYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

TOW-THOMAS SÜZGEÇ TASARIMININ İNCELENMESİ

Hazırlayan
Muntasser Ahmed MOSLEH

Danışman
Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA

Yüksek Lisans Tezi

Aralık 2017
KAYSERİ

T.C.
ERCİYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

TOW-THOMAS SÜZGEÇ TASARIMININ İNCELENMESİ

(Yüksek Lisans Tezi)

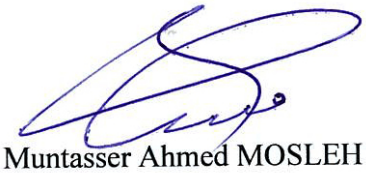
Hazırlayan
Muntasser Ahmed MOSLEH

Danışman
Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA

Aralık 2017
KAYSERİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.



Muntasser Ahmed MOSLEH

YÖNERGEYE UYGUNLUK SAYFASI

"Tow-Thomas Süzgeç Tasarımının İncelenmesi" adlı Yüksek Lisans tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi'ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Hazırlayan

Muntasser Ahmed MOSLEH

Danışman

Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA

Elektrik Mühendisliği ABD Başkanı

Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

KABUL VE ONAY

Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA danışmanlığında **Muntasser Ahmed MOSLEH** tarafından hazırlanan **"Tow-Thomas Süzgeç Tasarımının İncelenmesi"** adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

/12 / 2017

JÜRİ:

Danışman : Prof. Dr. NURHAN KARABOĞA (Tez Danışmanı)

Üye : Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Üye : Yrd. Doç. Dr. Asuman SAVAŞÇIHABEŞ

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun ..02./01./2018.. tarih ve ..2018/01-08.. sayılı kararı ile onaylanmıştır.

02./01./2018.

Prof. Dr. Mehmet AKKURT

Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ / TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca farklı bakış açıları ve bilimsel katkılarıyla beni aydınlatan, yakın ilgi ve yardımlarını esirgemeyen ve bu günlere gelmemde en büyük katkı sahibi Sayın Hocam Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA'ya teşekkürü bir borç bilirim.

Bana yol gösteren sayın Hocam Prof. Dr. Mustafa ALÇI'ya da teşekkürlerimi sunarım.

Bana yardım eden ve tavsiye veren Hocam ve aynı zamanda arkadaşım Saad GAZAY'a teşekkür ederim.

Ayrıca; Irak'ta zor şartlarla mücadele eden ve beni dualarında unutmayan anne ve babam'a çalışmalarımı ve emeklerimi hediye ederim. Çalışmalarım süresince sabır göstererek beni daima destekleyen aileme en içten teşekkürlerimi sunarım.

Muntasser Ahmed MOSLEH

Aralık 2017, Kayseri

TOW-THOMAS SÜZGEÇ TASARIMININ İNCELENMESİ

Muntasser Ahmed MOSLEH

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
Yüksek Lisans Tezi, Aralık 2017
Danışman: Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA

ÖZET

Son yıllarda, elektronik sistem tasarımı ile yapılan çalışmalarda elektronik süzgeçlerin performansının sistemin başarısında doğrudan etkili olduğu görülmüştür. İstenilen işaretin algılanmasının zor veya imkânsız olduğu durumlarda, istenmeyen işaretlerin süzgeçlenmesi ile işaret daha doğru olarak elde edilebilmektedir. Bu tez çalışmasında elektronik ve haberleşme sistemlerinde çok kullanılan süzgeçlerden biri olan Tow-Thomas süzgeç tasarımı konusu incelenmiştir. Tow-Thomas süzgeç tasarımında kuvvetlendiriciler, empedans çeviriciler, osilatörler gibi analog işaret işleme devrelerinin tasarımında çok sayıda uygulama alanı bulan Op-Amp. ve OTA aktif elemanlarının kullanımı tercih edilmiştir. Çalışmanın ilk aşamasında Op-Amp.'lar ve OTA'lar hakkında bilgi verilmiştir. Daha sonra Op-Amp. ve OTA kullanılarak Tow-Thomas süzgeçlerin bilgisayar ortamında benzetimi gerçekleştirilmiştir. İkinci dereceden süzgeç tasarımı temel alınarak bir, iki, üç, ve dört Op-Amp. ve OTA kullanıldığı durumlar için farklı türde süzgeçlerin benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Tez çalışmasının daha sonraki bölümünde üç Op-Amp. kullanıldığı durum için laboratuarda deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiş ve elde edilen deneysel sonuçlarla benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Tez çalışmasının devamında, Tow-Thomas süzgeç tasarımı için altı adet OTA kullanımına dayalı üç farklı yaklaşım önerilmiş ve bu önerilen süzgeçlerin bilgisayar ortamında benzetimleri yapılmıştır. Önerilen OTA'lı devre yapıları yüksek frekansta çalışabilme özelliğine sahiptir. Yine tasarımlarda, kalite faktörü frekanstan bağımsız olarak ayarlanabilmekte ve kazanç birden daha büyük olabilmektedir. Tez çalışmasının son bölümünde elde edilen sonuçlar birbirleriyle kıyaslanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Tow-Thomas süzgeç, Bikuadratik, İkinci derece aktif süzgeç, Op-Amp., OTA.

TOW-THOMAS FILTER DESIGN INVESTIGATION

Muntasser MOSLEH

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences
M.Sc. Thesis, Dec 2017
Supervisor: Prof.Dr. Nurhan KARABOĞA

ABSTRACT

In recent years, it has been observed that the performance of electronic filters directly affects the system's success in studies conducted with electronic system design. In cases where it is difficult or impossible to detect the desired signal, the signal can be obtained more accurately by filtering the unwanted signals. In this thesis, Tow-Thomas filter design which is one of the most used filters in electronic and communication systems was analysed. In the design of the Tow-Thomas filter, the use of Op-Amp. and OTA active components, which find a large number of application areas in the design of analogue signal processing circuits such as amplifiers, impedance transformers and oscillators, has been preferred. At the first stage of the study, information was given about Op-Amp.s and OTAs. Then, the simulation of Tow-Thomas filters was performed in computer environment by using Op-Amp. and OTA. Based on the second-order filter design, simulations of different types of filters were performed for cases where one, two, three and four Op-Amp.s and OTAs were used. In the later part of the thesis study, experimental studies were carried out in the laboratory for the case of using three Op-Amp.s and the experimental results obtained were compared with the simulation results. In the course of the thesis study, three different approaches, based on the use of six OTAs, were proposed for the Tow-Thomas filter design, and these proposed filters were simulated in the computer environment. Suggested circuit structures with OTA have the capability of operating in high frequencies. Also, in the designs, the quality factor can be adjusted independently of the frequency, and the gain can be greater than one. In the last part of the thesis study, the results obtained were compared with each other.

Key Words: Tow-Thomas filter, Biquadratic, Second-order active filter, Op-Amp., OTA.

İÇİNDEKİLER

TOW-THOMAS SÜZGEÇ TASARIMININ İNCELENMESİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK i

YÖNERGEYE UYGUNLUK SAYFASI ii

KABUL VE ONAY iii

ÖNSÖZ / TEŞEKKÜR iv

ÖZET v

ABSTRACT vi

İÇİNDEKİLER vii

KISALTMALAR VE SİMGELER xi

TABLOLAR LİSTESİ xiii

ŞEKİLLER LİSTESİ xiv

GİRİŞ 1

1.BÖLÜM

GENEL BİLGİLER ve LİTERATÜR TARAMASI

1.1. Giriş 3

1.2. Aktif Süzgeç 6

1.2.1. Aktif Süzgeç Tasarım Kriterleri 7

1.2.2. Birinci Dereceden Aktif RC Süzgeçler 8

1.2.3. İkinci dereceden Aktif RC Süzgeçler 10

1.3. Tow-Thomas Süzgeç Tasarımıyla İlgili Literatür Çalışmaları 11

2.BÖLÜM

İŞLEMSEL KUVVETLENDİRİCİ VE İŞLEMSEL GEÇİŞ İLETKENLİĞİ KUVVETLENDİRİCİSİ HAKKINDA GENEL BİLGİLER

2.1. İşlemsel Kuvvetlendiriciler 17

2.1.1. İdeal Op-Amp. 19

2.1.2. Op-Amp.'ların Karakteristikleri 20

2.1.3. Op-Amp.'larla Gerçekleştirilen Temel Devreler 25

2.1.4. Op-Amp.'larla Gerçekleştirilen Temel Aktif Süzgeçler 28

2.2. İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricileri 32

2.2.1. İdeal OTA 33

2.2.2. OTA'nın Çalışma Prensibi 35

2.2.3. OTA'nın Kutuplandırılması 39

2.2.4. CMOS OTA Tasarımı 40

2.2.5. Temel OTA Yapıları 42

2.2.5.1. Gerilim yükselticileri 42

2.2.5.2. Empedans Kontrollü OTA Yapıları 44

2.2.5.3. Entegratör 45

2.2.6. Toplama/Çıkarma yapılabilen OTA devresi 46

2.2.7 OTA ile Tasarlanan Birinci Dereceden Süzgeç Yapıları 46

2.2.8. OTA ile Tasarlanan İkinci Dereceden Süzgeç Yapıları 49

2.2.8.1. İki adet OTA ile Tasarlanan İkinci Dereceden Süzgeçler 49

2.2.8.2 Üç adet OTA ile Tasarlanan İkinci Dereceden Süzgeçler 50

3.BÖLÜM

İŞLEMSEL KUVVETLENDİRİCİ VE İŞLEMSEL GEÇİŞ İLETKENLİĞİ KUVVETLENDİRİCİSİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLEN TOW-THOMAS SÜZGEÇ TASARIMI

3.1. Bikuadratik Süzgeç 52

3.1.1. Standart bikuadratik Süzgeç 52

3.2. Tow-Thomas Süzgeç Yapısı 55

3.3. Gerilim Modlu Biquadratik Tow-Thomas Devre Yapısı 56

3.4. Op-Amp.'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeçler 57

3.4.1. Bir Op-Amp.'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç 57

3.4.2. İki Op-Amp.'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç 58

3.4.3. Üç Op-Amp.'la Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç 59

3.4.3.1. Üç Op-Amp.'la Bir Çıkış Noktasında Bant Geçiren, İki Farklı Çıkış Noktasında Alçak Geçiren Süzgeç 59

3.4.3.2. Üç Op-Amp.'la Bir Çıkış Noktasında Alçak Geçiren, İki Farklı Çıkış Noktasında Bant Geçiren Süzgeç 62

3.4.3.3. Üç Op-Amp.'la Alçak Geçiren Süzgeç 64

3.4.4. Dört Op-Amp.'la Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç 65

3.5. Tow-Thomas Süzgeç Yapıların Frekans Sınırlama Denklemleri 67

3.6. OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç Yapıları 68

3.6.1. İki OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç 68

3.6.2. Üç OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç 69

3.6.3. Dört OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç 70

3.7. İdeal olmayan OTA'nın çalışma frekans sınırları 71

4. BÖLÜM

İŞLEMSEL KUVVETLENDİRİCİ VE İŞLEMSEL GEÇİŞ İLETKENLİĞİ KUVVETLENDİRİCİSİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLEN TOW-THOMAS SÜZGEÇLERİN SİMÜLASYONU

4.1. Op-Amp. kullanılarak gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç yapıları 73

4.1.1. Bir Op-Amp kullanılarak gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç 73

4.1.2. İki Op-Amp kullanılarak gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç 75

4.1.3. Üç Op-Amp Kullanılarak Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç 77

4.1.3.1. Bir çıkış noktasında Bant Geçiren İki farklı çıkış noktasında Alçak Geçiren Süzgeç elde edilen Tow-Thomas Devre Uygulaması 77

4.1.3.2. Bir çıkış noktasında Alçak Geçiren İki farklı çıkış noktasında Bant Geçiren süzgeç elde edilen Tow-Thomas Devre Uygulaması 79

4.1.3.3. Kalite Faktörü Ayarlanabilir, Bir noktada Alçak geçiren İki farklı noktada Bant Geçiren Süzgeç elde edilen Tow-Thomas Uygulaması 81

4.1.3.4. İki farklı çıkış noktasında Alçak Geçiren süzgeç elde edilen Tow-Thomas Devre Uygulaması 83

4.1.4. Dört Op-Amp. Kullanılarak Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç 85

4.1.4.1. Birinci Durum 85

4.1.4.2. İkinci Durum 87

4.2. OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç Yapıları 89

4.2.1. İki OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç uygulaması 89

4.2.2. Dört OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç uygulaması 96

4.3. Önerilen OTA'lı Tow-Thomas Süzgeç Yapıları 98

4.3.1. İki çıkış noktasından bant geçiren bir çıkış noktasından alçak geçiren süzgeç elde edilen altı OTA'lı devre yapısı 99

4.3.2. Bir çıkış noktasından bant geçiren iki çıkış noktasından alçak geçiren süzgeç elde edilen altı OTA'lı devre yapısı 101

4.3.3. İki çıkış noktasından alçak geçiren süzgeç elde edilen altı OTA'lı devre yapısı . 103

5. BÖLÜM

OP-AMP'LA GERÇEKLEŞTİRİLEN TOW-THOMAS SÜZGECİN DENEYSEL UYGULAMASI

5.1. Üç Op-Amp'la Tow-Thomas Süzgeç Tasarımı 106

6. BÖLÜM

SONUÇLAR

KAYNAKLAR 115

EKLER 120

Ek 1: Önerilen OTA'lı devrelerin Op-Amp.'la oluşturulan devre karşılığı 120

ÖZGEÇMİŞ 121

KISALTMALAR VE SİMGELER

ω_0	Doğal Frekansı (rad/s)
AC	Alternatif akım (A)
A_f	Geçiş bandı kazancı
AP	Tüm Geçiren Süzgeç
A_V	Gerilim kazancı
BG	Bant genişliği (Hz.)
BJT	Yüzey Birleşmeli Transistör veya İki Kutuplu Eklemli Transistör
BP	Bant Geçiren Süzgeç
BS	Band durduran Süzgeç
C	Kapasite (F)
CMOS	Geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi
CMRR	Ortak Mod Reddetme Oranı
DC	Doğru akım (A)
f_C	Kesim frekansı (Hz.)
f_o	Doğal Frekansı (Hz.)
FR	Rezonans Frekansı (Hz.)
g, g_m	Geçiş iletkenliği (Simens)
H(s)	Transfer fonksiyonu
HP	Yüksek Geçiren Süzgeç
I	Akım (A)
I_{ABC}	Kutuplama Akımı (A)
IC	Tümleşik Devre
I_o	Çıkış Akımı (A)
JFET	Jonksiyon alan etkili transistör
K	DC Kazanç
KBÇ	Kazanç bant genişliği çarpımı
LP	Alçak Geçiren Süzgeç
MIMO	Çok-Girisli Çok-Çıkıslı
MISO	Çok-Girisli Tek-Çıkıslı
MOSFET	Bütünleyici Metal Oksit Yarıiletken alan etkili transistör
Op-Amp.	İşlemsel kuvvetlendirici

OTA	İşlemsel Geçiş iletkenliği Kuvvetlendiricisi
Q	Kalite Faktörü
R	Direnç (Ω)
SIMO	Tek Girisli/Çok Çıkışlı
SISO	Tek Girisli/Tek Çıkışlı
SR	Değişim hızı
T	Sıcaklık (C^0)
t_r	Birim kazançlı geçiş cevabı yükselme süresi
V	Gerilim (v)
V_{CC}	Pozitif besleme gerilimi
V_{EE}	*N*egetif besleme gerilimi
VLSI	Çok Büyük Ölçekli Entegrasyon
VM	Gerilim Modlu
V_T	Termal gerilim (v)
Z	Empedans (Ω)

TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 1.1. Aktif ve Pasif süzgeçlerin özellikleri 7

Tablo 2.1. İdeal ve temel Op-Amp.'ın Parametre Değerleri 19

Tablo 2.2. CA3080 OTA'nın bazı özellikleri 34

Tablo 2.3. Temel süzgeçler için transfer fonksiyonları 50

Tablo 3.1. Standart bikuadratik transfer fonksiyonları 53

Tablo 4.1. Tek Op-Amp.'la tasarlanan Tow-Thomas süzgeç için elde edilen sonuçlar 74

Tablo 4.2. İki Op-Amp.'la tasarlanan Tow-Thomas süzgeç için elde edilen sonuçlar 76

Tablo 4.3. Üç Op-Amp.'la bir bant geçiren, iki alçak geçiren süzgeç tasarımında elde edilen sonuçlar 77

Tablo 4.4. Üç Op-Amp.'la bir çıkış noktasında alçak geçiren iki farklı çıkış noktasında bant geçiren süzgeç tasarımı için elde edilen sonuçlar 79

Tablo 4.5. Üç Op-Amp.'la gerçekleştirilen kalite faktörü ayarlanabilir süzgeç tasarımı için elde edilen sonuçlar 82

Tablo 4.6. Üç Op-Amp.'la gerçekleştirilen alçak geçiren süzgeç tasarımı için elde edilen sonuçlar 84

Tablo 4.7. Birinci durum için Dört Op-Amp. kullanılarak elde edilen sonuçlar 86

Tablo 4.8. İkinci durum için Dört Op-Amp. kullanılarak elde edilen sonuçlar 87

Tablo 4.9. İki OTA'lı Tow-Thomas alçak geçiren süzgeç için elde edilen sonuçlar 89

Tablo 4.10. Üç OTA'lı alçak geçiren süzgeç için elde edilen sonuçlar 93

Tablo 4.11. Dört OTA'lı alçak geçiren ve bant geçiren süzgeç için elde edilen sonuçlar 97

Tablo 4.12. Önerilen yöntemlerin literatürle karşılaştırılması 104

Tablo 5.1. V_{in}=1 *v* için deneysel ve benzetim sonuçları 107

Tablo 5.2. V_{in}=5 *v* için deneysel ve benzetim sonuçları 109

Tablo 5.3. V_{in}=10 *v* için deneysel ve benzetim sonuçları 112

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Elektronik süzgeçlerin sınıflandırılması 4

Şekil 1.2. Süzgeçlerin çalışma prensibine göre sınıflandırılmaları 4

Şekil 1.3. Alçak geçiren süzgecin geçirme, geçiş ve durdurma bandı bölgeleri. 5

Şekil 1.4. Birinci dereceden aktif RC süzgeç. 8

Şekil 1.5. Gerilim kazancının birden büyük olması durumu için kullanılan RC süzgeç. 9

Şekil 1.6. Alçak geçiren aktif süzgeçde 3 dB. noktası 10

Şekil 1.7. İkinci dereceden aktif RC süzgeç 11

Şekil 2.1. İşlemsel kuvvetlendirici 17

Şekil 2.2. Op-Amp.'ın ölçek değiştirici olarak kullanılması durumu 18

Şekil 2.3. Op-Amp.'ın sabit kazançlı çarpma devre yapısı 18

Şekil 2.4. µA741 tümdevresi için soket şekilleri (a) Dual-in-line paketleme tipi (b) TO-Transistor outline paketleme 18

Şekil 2.5. İdeal Op-Amp. 19

Şekil 2.6. Ölçek Değiştirici ideal Op-Amp.'ın devre yapısı 19

Şekil 2.7. Op-Amp. için frekans kazanç eğrisi 25

Şekil 2.8. Eviren yükselteç 26

Şekil 2.9. Evirmeyen yükselteç 27

Şekil 2.10. Birinci dereceden alçak geçiren aktif süzgeç (a) Devre yapısı, (b) Kazancı 29

Şekil 2.11. Yüksek geçiren aktif süzgeç:(a) Devre yapısı (b) Kazanç/frekans cevabı 30

Şekil 2.12. Bant geçiren aktif süzgeç:(a) Devre yapısı (b) Kazanç frekans cevabı 30

Şekil 2.13. Bant durduran aktif süzgeç (a) Devre yapısı (b) Frekans cevabı 32

Şekil 2.14. İdeal OTA (a) Pin diyagramı, (b) Şematik gösterimi 33

Şekil 2.15. İdeal OTA, (a) sembol, (b) Eşdeğer devre. 34

Şekil 2.16. OTA'nın iç yapısı 35

Şekil 2.17. OTA'nın eşdeğer devre modeli: (a) Tek giriş/çıkış, (b) Diferansiyel girişli/tek çıkış, (c) Diferansiyel giriş/çıkış. 36
Şekil 2.18. Tek kademeli OTA'nın DC analiz yapısı 36
Şekil 2.19. Tek Kademeli OTA'nın AC Analiz yapısı 37
Şekil 2.20. OTA'nın kutuplandırılması a) Direncin V_{CC}'ye bağlanması b) Direncin toprağa bağlanması 39
Şekil 2.21. CA3080 OTA'nın kutuplama akımına göre direncin değişimi (a) g_m için (b) Giriş ve çıkış dirençleri için 40
Şekil 2.22. OTA yapısı (a) Basit OTA (b) CMOS geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi 41
Şekil 2.23. Simetrik CMOS geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi yapısı 41
Şekil 2.24. Miller OTA yapısı 42
Şekil 2.25. OTA'lı gerilim yükselticileri 43
Şekil 2.26. Kontrollü empedans yapıları 44
Şekil 2.27. Entegratör yapıları 46
Şekil 2.28. Toplama/Çıkarma yapılabilen OTA devre yapısı 46
Şekil 2.29. Birinci dereceden alçak geçiren süzgeçler 47
Şekil 2.30. İki adet OTA ile tasarlanan ikinci dereceden süzgeç yapısı 49
Şekil 2.31. Üç adet OTA ile tasarlanan ikinci dereceden süzgeç yapısı 50
Şekil 3.1. Bikuadratik süzgeçler için genlik ve faz tepkisi (a) Alçak geçiren, (b) Yüksek Geçiren, (c) Bant Geçiren, (d) Bant Durduran, (e) Tüm Geçiren süzgeç. 54
Şekil 3.2. Gerilim modlu Biquad Tow-Thomas devre yapısı 56
Şekil 3.3. Bir Op-Amp'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç yapısı 57
Şekil 3.4. İki Op-Amp.'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç yapısı 58
Şekil 3.5. Üç Op-Amp.'la bir çıkış noktasında bant geçiren, iki farklı çıkış noktasında alçak geçiren süzgeç elde edilen devre yapısı 60
Şekil 3.6. Tow-Thomas devre yapısını oluşturan devre elemanları 61
Şekil 3.7. Üç Op-Amp.'la bir çıkış noktasında alçak geçiren, İki farklı çıkış noktasında bant geçiren süzgeç yapısı 63

Şekil 3.8. Üç Op-Amp.'la bir çıkış noktasında alçak geçiren, iki farklı çıkış noktasında bant geçiren süzgeç yapısı 64

Şekil 3.9. Üç Op-Amp.'la iki farklı çıkış noktasında alçak geçiren süzgeç elde edilen devre yapısı 64

Şekil 3.10. Dört Op-Amp'la tüm geçiren Tow-Thomas süzgeç yapısı..... 67

Şekil 3.11. Dört Op-Amp.'la düzeltilen tüm geçiren Tow-Thomas süzgeç yapısı..... 67

Şekil 3.12. İki OTA ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç yapısı 69

Şekil 3.13. Üç OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç yapısı 70

Şekil 3.14. Dört OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç yapısı..... 71

Şekil 3.15. İdeal olmayan küçük işaret CMOS OTA devresi 72

Şekil 4.1. f_o=1 kHz. için tek Op-Amp.'la tasarlanan Tow-Thomas alçak geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi..... 74

Şekil 4.2. f_o=1 kHz. için iki Op-Amp. ile gerçekleştirilen alçak geçiren ve bant geçiren Tow-Thomas süzgecin desibel cinsinden genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi 75

Şekil 4.3. İki Op-Amp. ile gerçekleştirilen bant geçiren Tow-Thomas süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi 76

Şekil 4.4. Üç Op-Amp.'la bir çıkış noktasında bant geçiren iki farklı çıkış noktasında alçak geçiren Tow-Thomas süzgecin desibel cinsinden genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi 78

Şekil 4.5. Üç Op-Amp.'la bir çıkış noktasında bant geçiren iki farklı çıkış noktasında alçak geçiren Tow-Thomas güzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi 78

Şekil 4.6. Üç Op-Amp.'la bir noktada alçak geçiren iki farklı noktada bant geçiren Tow-Thomas desibel cinsinden süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi 80

Şekil 4.7. Üç Op-Amp.'la İki farklı noktada bant geçiren Tow-Thomas Süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi..... 80

Şekil 4.8. Üç Op-Amp. ile gerçekleştirilen kalite faktörü ayarlanabilir alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin desibel cinsinden genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi 82

Şekil 4.9. Üç Op-Amp. ile gerçekleştirilen kalite faktörü ayarlanabilir süzgeçlerin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi 83

Şekil 4.10. Üç Op-Amp.'la tasarlanan alçak geçiren süzgeçlerin desibel cinsinden genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi 84

Şekil 4.11. Birinci Durum için dört Op-Amp. ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgecin desibel cinsinden genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi..... 86

Şekil 4.12. Birinci Durum için dört Op-Amp. ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi 87

Şekil 4.13. İkinci Durum için dört Op-Amp. ile gerçekleştirilen süzgeçlerin desibel cinsinden genlik ve fazlarının frekansa bağlı değişimi 88

Şekil 4.14. İkinci Durum için Dört Op-Amp. ile gerçekleştirilen tüm geçiren süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi 88

Şekil 4.15. f_o=10 kHz. için iki OTA ile tasarlanan Tow-Thomas alçak geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi..... 90

Şekil 4.16. f_o=10 kHz. için iki OTA ile tasarlanan Tow-Thomas bant geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi..... 91

Şekil 4.17. f_o=10 kHz. için iki OTA ile tasarlanan Tow-Thomas yüksek geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi..... 92

Şekil 4.18. f_o=10 kHz. için ikii OTA ile tasarlanan Tow-Thomas alçak geçiren, bant geçiren ve yüksek geçiren süzgeçlerin genlik fazının fazının frekansa bağlı değişimi 92

Şekil 4.19. f_o=10 KHz. için üç OTA ile tasarlanan Tow-Thomas alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi 94

Şekil 4.20. f_o=10 kHz. için üç OTA ile tasarlanan Tow-Thomas bant ve yüksek geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi....94

Şekil 4.21. f_o=10 KHz. için üç OTA ile tasarlanan Tow-Thomas bant ve alçak geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi....95

Şekil 4.22. f_o=10 KHz. için üç OTA ile tasarlanan Tow-Thomas süzgecin genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi....96

Şekil 4.23. f_o=10 kHz. için dört OTA ile tasarlanan Tow-Thomas alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi....97

Şekil 4.24. f_o=10 KHz. için dört OTA ile tasarlanan Tow-Thomas süzgecin kalite faktörünün genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi....98

Şekil 4.25. Altı OTA kullanılarak gerçekleştirilen iki farklı çıkış noktasında bant geçiren bir çıkış noktasında alçak geçiren Tow-Thomas süzgeç yapısı....99

Şekil 4.26. Altı OTA ile iki farklı çıkış noktasında bant geçiren bir çıkış noktasında alçak geçiren süzgecin elde edildiği devrede desibel cinsinden genlik ve fazın frekansa bağlı değişimi....100

Şekil 4.27. İki farklı çıkış noktasında bant geçiren bir çıkış noktasında alçak geçiren süzgecin elde edildiği devrede genlik ve fazın frekansa bağlı değişimi....100

Şekil 4.28. Altı OTA kullanılarak gerçekleştirilen bir çıkış noktasından bant geçiren iki çıkış noktasından alçak geçiren Tow-Thomas süzgeç yapısı....101

Şekil 4.29. Altı OTA ile bir çıkış noktasından bant geçiren iki çıkış noktasından alçak geçiren süzgecin elde edildiği devrede gerilim ve fazın frekansa bağlı değişimi....102

Şekil 4.30. Bir çıkış noktasından bant geçiren iki çıkış noktasından alçak geçiren süzgecin elde edildiği devrede kalite faktörünün frekansa bağlı değişimi....103

Şekil 4.31. Altı OTA kullanılarak gerçekleştirilen iki farklı çıkış noktasından alçak geçiren süzgecin elde edildiği devre yapısı 103

Şekil 4.32. Altı OTA ile iki çıkış noktasından alçak geçiren süzgecin elde edildiği devrede dB cinsinden gerilim ve fazın frekansa bağlı değişimi 103

Şekil 5.1. Laboratuarda üç Op-Amp. ile gerçekleştirilen süzgeç devresi 106

Şekil 5.2. V_i=1 *v* için alçak geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi 108

Şekil 5.3. V_i=1 *v* için bant geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi 108

Şekil 5.4. V_i=5 *v* için alçak geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi 110

Şekil 5.5. V_i=5 *v* için bant geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi 110

Şekil 5.6. V_i=10 *v* için alçak geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi 110

Şekil 5.7. V_i=10 *v* için bant geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi 111

Şekil 5.8. *f*=1 KHz, V_i=10 *v* giriş ve çıkış işaretlerinin osiloskopta gösterimi 111

GİRİŞ

Elektronik süzgeçler girişlerine uygulanan elektriksel işaretlerin istenen frekans bileşenlerini geçiren istenmeyen bileşenleri bastıran bir cihaz olarak tanımlanabilir. Süzgeçler istenen işaretlerin geçirilmesine ek olarak gürültü azaltmada, işaretlerin biçimlendirilmesinde, işaretlerin zayıflatılmasında veya güç faktörünün düzeltilmesinde kullanılabilirler. Süzgeç yapımında kullanılan aktif ve pasif elemanlar gözönüne alınarak süzgeçler iki temel gruba ayrılabilir. Pasif süzgeç tasarımında; direnç, kondansatör ve indüktör gibi pasif devre elemanları kullanılırken aktif süzgeç tasarımında pasif süzgeç tasarımında kullanılan devre elemanlarına ilave olarak transistör ve tümdevre gibi yarıiletken devre elemanları da kullanılır. Süzgeçler geçirdikleri frekans aralığına göre beş temel sınıfa ayrılmaktadırlar: Alçak geçiren süzgeç (low-pass filter-LP), bant geçiren süzgeç (bant pass filter-BP), yüksek geçiren süzgeç (high-pass filter HP), bant durduran süzgeç (bant-stop filter-BS) ve tüm geçiren süzgeç (all-pass filter-AP). Alçak geçiren süzgecin kazancı, kesim frekansında 3 dB. azalır. Bant durdurma frekansında kazanç oldukça azalmaktadır. Bant geçiren süzgeç alt kesim frekansı ve üst kesim frekansı olmak üzere iki frekans sınırı vardır. Bant genişliği, bu iki frekansın farkına eşittir. Yüksek geçiren süzgecin kazancı, kesim frekansında 3 dB. azalır. Bant durdurma frekansında kazanç oldukça azalmaktadır. Bant durduran süzgeçler için de alt kesim frekansı ve üst kesim frekansı olmak üzere iki frekans sınırı vardır. Bant geçiren süzgeçlerde geçirilen frekans aralığı bant durduran süzgeçlerde durdurulmaktadır. Alçak ve yüksek kesim frekansında, kazanç 3 dB. azalır. Tüm geçiren süzgeçlerde tüm frekansların geçmesine izin verilir. Yani tüm geçiren süzgeçler sadece işaretin geciktirilmesi için kullanılır.

Analog elektronik süzgeçler radyolar, televizyonlar ve stereo sistemler gibi hemen hemen her elektronik cihazda bulunur. Bu tez çalışmasında bikuadratik analog bir aktif süzgeç olan Tow-Thomas süzgeç yapısı incelenmiştir. Tow Thomas süzgeç tasarımında ilk olarak işlemsel kuvvetlendirici (Op-Amp., Operational amplifiers)'ler kullanılırken

daha sonraki çalışmalarda işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (OTA-Operational Transconductance Amplifier) ve OTRA (Operational transresistance amplifier-Operasyonel Transistans Amplifikatör) kullanılarak farklı tasarımlar gerçekleştirilebilir. Gerçekleştirilen tez çalışmasında Tow-Thomas süzgeç tasarımı için Op-Amp. ve OTA kullanılmış ve tüm tasarımlar bilgisayarda benzetim ortamında gerçekleştirilmiştir. Üç Op-Amp. kullanıldığı durum için laboratuarda deneysel çalışmalar yapılarak elde edilen deneysel sonuçlarla benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Tez çalışmasında ayrıca yüksek frekansta çalışabilme özelliğine sahip altı adet OTA kullanımına dayalı üç farklı Tow-Thomas süzgeç tasarımı önerilmiş ve bu önerilen süzgeçlerin bilgisayar ortamında benzetimleri yapılmıştır.

1. BÖLÜM

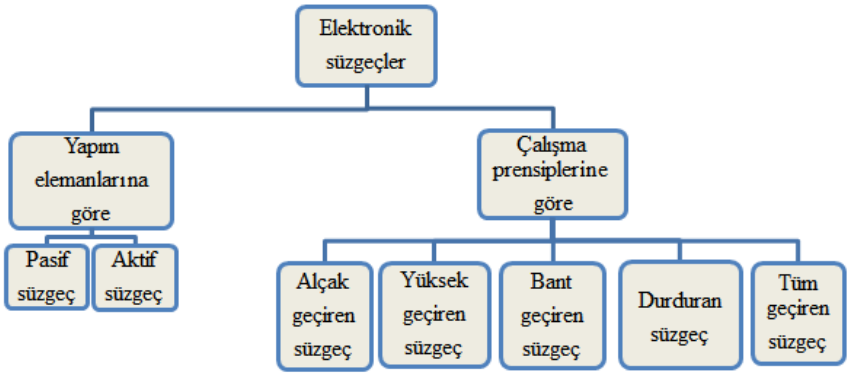
GENEL BİLGİLER ve LİTERATÜR TARAMASI

1.1. Giriş

Yıllardır elektronik sistem tasarımı ile yapılan çalışmalarda elektronik süzgecin performansının sistemin başarısını doğrudan etkilediği görülmüştür. İstenilen işaretin algılanmasının zor olduğu durumlarda gürültü olarak adlandırılan işaretlerin süzgeçlenmesi ile işaret daha doğru olarak elde edilebilmektedir. Elektronik süzgeçler bazı işaretlerin geçmesine izin verirken bazılarını durdururlar. Elektronik bir süzgeç, bir işaretin veya bir grup işareti bir işaret karışımından ayıran, geçiren veya bastıran bir cihaz olarak tanımlanır. Yani, süzgeçler, girişe uygulanan işaretlerin frekanslarının işaret seviyesinden çok az veya hiç azalma olmaksızın çıkışa geçmelerine izin verir. Analog elektronik süzgeçler hemen hemen her elektronik cihazda bulunur. Radyolar, televizyonlar ve stereo sistemler gibi belli tip ekipmanlarda vardır.

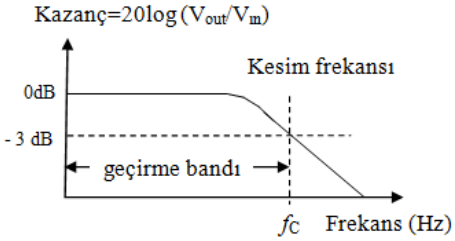
Bastırdıkları ve geçirdikleri frekans bileşenlerinin bulunduğu bölgelere göre süzgeler snıflandırılmaktadır. Şekil 1.1'de süzgeçlerin genel bir sınıflandırılması verilmektedir. Kullanılan malzemelere göre pasif ve aktif süzgeçler olarak ikiye ayrılan süzgeçler çalışma prensiplerine göre alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran süzgeçler olarak dört farklı grupta sınıflandırılabilir. Pasif süzgeç tasarımında; direnç, kondansatör ve indüktör (bobin) gibi pasif devre elemanları kullanılır. Aktif süzgeçlerde ise pasif devre elemanlarına ilaveten transistör ve tümdevre gibi yarıiletken devre elemanları da kullanılır. Aktif süzgeç devrelerinin çıkış empedansı çok düşük, giriş empedansı ise oldukça yüksektir. Aktif süzgeçlerde, süzgecin geçirgen olduğu frekanslarda herhangi bir zayıflatma olmaz. Çoğu biyolojik ölçüm sisteminin çıktısı genellikle istenilen sinyal ve gürültü olarak ayrılabilir. Gürültü, ölçüm cihazında alınan veya üretilen istenmeyen verileri içerir. Op-Amp., kullanılarak oluşturulan süzgeçler, aktif süzgeç olarak adlandırılır. Bir aktif süzgeç genellikle bir frekans seçici geri besleme devresiyle birlikte sadece bir Op-Amp.tan oluşur. Devredeki frekans seçici

geribesleme kısmı, Op-Amp.'ın frekans tepkisini şekillendirir. Giriş ve çıkış açısından, süzgeç yapıları dört gruba ayrılabilir: tek girişli tek çıkışlı (SISO-single input single output), tek girişli çok çıkıslı (SIMO-single input multi output), çok girisli tek çıkıslı (MISO-multi input single output), çok girisli çok çıkıslı (MIMO- multi input multi output) süzgeçler [1-4].

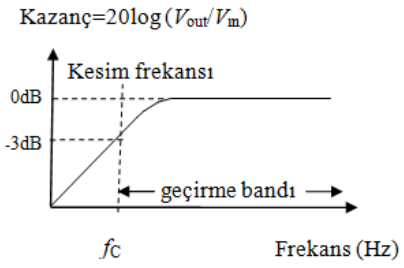


Şekil 1.1. Elektronik süzgeçlerin sınıflandırılması

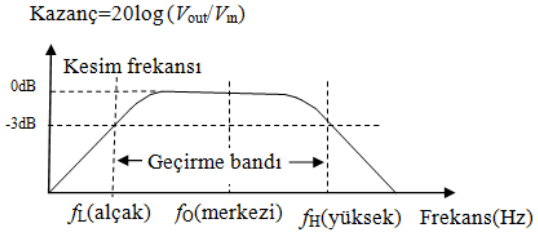
Çok çıkışlı süzgeçler, iki veya daha fazla farklı çıkışında aynı anda farklı süzgeç fonksiyonlarını gerçekleştiren yapılardır. Süzgeçler genel olarak alçak geçiren, bant geçiren, yüksek geçiren, bant durduran ve tüm geçiren süzgeç olarak sınıflandırılır. Şekil 1.2'de çalışma prensibine göre sınıflandırılan süzgeçler için Şekil 1.3'de geçirme, geçiş ve durdurma bandı bölgeleri gösterilmektedir.



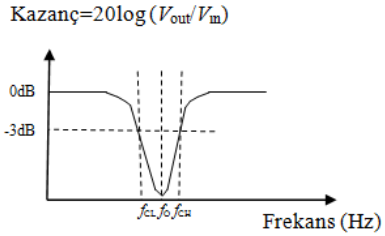
(a) Alçak geçiren



(b) Yüksek geçiren



(c) Bant geçiren

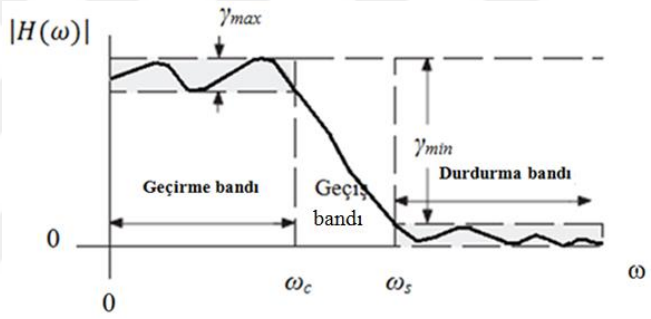


(d) Bant durduran

Şekil 1.2. Süzgeçlerin çalışma prensibine göre sınıflandırılmaları

Süzgeç tasarımında aşağıda verilen özellikler istenmektedir [5]:

- Geçiş bandında, istenilen frekans aralığında, giriş sinyalleri için nispeten küçük bir zayıflatma veya kazanç elde edilmesi. Geçiş bandında kazançtaki değişim, maksimum varyasyon değeri, γ_{max} ile belirlenir.
- Durdurma bandında sinyallerin nispeten büyük zayıflamaya sahip olması. Durdurma bandındaki minimum zayıflama değeri γ_{min} ile belirlenir.
- Geçirme bandı ve durdurma bandı arasında bir geçiş bandına sahip olması. ω_c kesim frekansını ve ω_s durdurma bandı frekansını temsil etmektedir.
- Geçirme bandında işaretleri en az bozulmaya uğratması.



Şekil 1.3. Alçak geçiren süzgecin geçirme, geçiş ve durdurma bandı bölgeleri.

Bu tez çalışmasında elektronik ve iletişim sistemlerinde gerekli olan süzgeçlerden birisi olan Tow-Thomas süzgeç tasarımı gerçekleştirilmiştir. Çalışmanın ilk aşamasında ilk olarak Op-Amp.'lar kullanılarak süzgeç tasarımı konusu ele alnmıştır. Çalışmanın ikinci aşamasında OTA kullanıldığı durum için Tow Thomas süzgeç tasarımı incelenerek devre benzetimleri yapılmştır. Üç Op-Amp. ve OTA kullanılarak Lab. ortamında gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgecin giriş gerilimine ve frekansa bağlılığı değerlendirilmiştir. Ayrıca tez çalışmasında önerilen Tow-Thomas süzgecin performansı incelenerek literatürle karşılaştırılmıştır. Planlanan tez çalışmasında tasarımlar aşamasında, süzgecin frekans bilgileri, *Q* ile temsil edilen kalite veya iyilik faktörü, bant genişliği ve frekans cevabı gibi süzgeç performansını etkileyen parametreler göz önüne alınmıştır.

1.2. Aktif Süzgeç

Elektronik bir süzgeç, bir elektronik işareti veya bir grup işareti, bir işaret karışımından ayıran, geçiren veya bastıran bir cihaz olarak tanımlanır. Olası tüm süzgeçler arasında en yaygın olanı, frekans içeriğine göre işaretleri ayıran süzgeçlerdir. Bu tür bir süzgeç neredeyse her elektronik cihazda bulunur. Örnek olarak bir radyo alıcısı incelenecek olursa; bir radyo alıcısı sisteminde, anten sistemi birçok farklı radyo istasyonuyla ilişkili geniş bir frekans aralığını almaktadır. Bu anten sistemine bağlı bir radyo alıcısı, belirli bir istasyonu almak üzere ayarlanabilir. Girişteki süzgeç bölümü, yalnızca o istasyonla ilişkili frekansları iletir ve diğer tüm frekansları durdurur.

Süzgeçler, süzgeci oluşturan devre elemanlarına dayanarak pasif ve aktif süzgeçler olarak iki ana gruba ayrılmıştır: Pasif elektronik süzgeçler yaygın olarak direnç, kapasitör ve indüktörler kullanılarak gerçekleştirilir. Bu tür süzgeçler özellikle yüksek güç ve yüksek frekanslı uygulamalarda çok değerlidir. Düşük frekanslı uygulamalarda, pasif süzgeç tasarımları için ihtiyaç duyulan yüksek değerli indüktörler birçok problemi beraberinde getirmektedir. Büyük değerli indüktörler, fiziksel olarak geniş ve ağır olmalarının yanısıra genellikle nispeten büyük bir kayıp faktörüne sahiptir. Ayrıca ürettikleri manyetik alanlar bir elektromanyetik parazit kaynağıdır. Birçok tasarımda bu özelliklerinden dolayı tercih edilmemektedirler. Bu nedenle sadece direnç ve kapasitör kullanarak süzgeçler tasarlanmaktadır. Op-Amp. yapı bloğunun eklenmesi ile düşük frekanslı süzgeçlerin verimli ve uygun maliyetli cihazlar olarak tasarlanması mümkün olmaktadır. Tasarımda aktif bir cihazın bulunması, bu süzgeçlerin "aktif" olarak adlandırılmasını sağlamıştır. Özellikle aktif bileşen içeren analog süzgeç devrelerinin karakteristikleri zamandan ve sıcaklık değişimlerinden etkilenir. İdeal süzgecin tepkisi gerçek dünyada elde edilemediğinden, uygulamalarda ideal süzgece yaklaşık olarak eşit olarak tasarlanan süzgeçler kullanılır [5]. Bugün karmaşık iletişim ve elektrik sistemlerinde yüksek dereceli aktif süzgeçler kullanılmaktadır. Özellikle aktif RC (R direnç-C kondansatör) süzgeç kullanımının faydaları aşağıda verilmektedir [6,7]:

- **Düşük hassasiyet:** RC elemanları değiştirilse de devrenin genel özelliklerinin sabit kalması.
- **Yapı Taşıyıcılığı Yaklaşımı:** Yüksek mertebeden transfer fonksiyonlarının, daha düşük dereceden fonksiyonlar ile gerçekleştirilmesi.

- **Sabit Yapı:** Her bir ikinci mertebe bloğunun birbiriyle özdeş olması böylece devre yapısının tüm sistem boyunca benzer hale getirilmesiyle sistemin tasarımının daha kolay olması.

Aktif süzgeç tasarımında aktif ve pasif eleman sayıları önemli bir konudur. Çünkü aktif ve pasif eleman sayıları, devrenin basitliğini, maliyetini ve güç tüketimini doğrudan etkilemektedir. Tablo 1.1'de aktif ve pasif süzgeçlerin karşılaştırılması verilmektedir.

Tablo 1.1. Aktif ve Pasif süzgeçlerin özellikleri

Aktif süzgeçler	**Pasif süzgeçler**
Tasarımında tüm devre üretim teknolojisinden kaynaklanan sınırlamalar sebebiyle indüktör elemanı kullanılmaz. İndüktör yerine negatif empedans dönüştürücülerden yararlanılarak elde edilen indüktör kullanılabilir.	Tasarımında indüktör kullanılabilir.
Tasarımda kullanılan Op-Amp., süzgeçlenen işaretleri yükselterek çıkışına aktardığından süzgecin geçirdiği frekanslarda herhangi bir zayıflatma olmaz.	Süzgecin geçirdiği frekanslarda zayıflatma olur.
Çıkış empedansı çok düşük, giriş empedansı ise oldukça yüksektir. Bu nedenle giriş veya çıkışlarına bağlanacak devre elemanlarının etkilenmesi söz konusu değildir.	Bu durum pasif süzgeçler için söz konusu değildir.
Her zaman besleme gerilimine ihtiyaç vardır.	Herhangi bir besleme gerilimine ihtiyaç duymazlar.
Tasarımında kullanılan Amp.'ların bant genişlikleri sınırlı olduğundan her frekansta aktif süzgeç tasarlamak kolay değildir.	Süzgecin frekans bandı indüktör ve kapasite değerleri ile ayarlanabilir.

1.2.1. Aktif Süzgeç Tasarım Kriterleri

Kazanç (Geçirme Bandı Kazancı): Aktif süzgeçlerle bir (1)'den daha yüksek kazanç elde etmek mümkündür. Düz bant geçirme kazancına sahip süzgeçler Butterworth süzgeç olarak adlandırılır. Chebyshev olarak adlandırılan diğer bir süzgeç türünde ise band geçirme kazancında dalgalanma (ripple, overshoot) sözkonusudur.

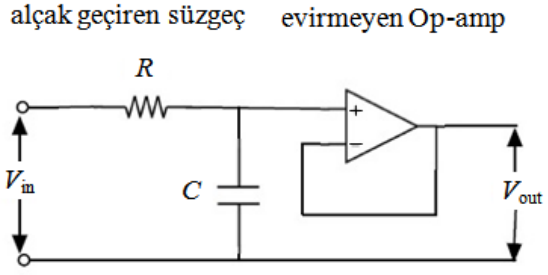
Kesim frekansları (Cut-off frequencies): Alçak ve yüksek kesim frekansları süzgeç devresindeki kapasite ve direnç değerleri ile belirlenir.

Frekans eğrisinin düşme eğimi (Roll-off rate): Bu değer, süzgeç kazancının bant durdurma bölgesindeki değişim oranıdır. Bu oranın yüksek olması, frekans seçiminin iyileştirmesini sağlar. Chebyshev süzgeçlerde bu oran Butterworth süzgeç yapısına göre daha yüksektir. Frekans eğrisinin düşme eğimini, süzgecin derecesi belirler. Örneğin, birinci derece süzgeçte 20 dB./dekad değerinde bir eğim varken, ikinci. derece bir süzgeçte bu 40 dB./dekad değerindedir.

Kalite Faktörü (Quality factor): Bant geçiren süzgeçler için kalite faktörü, merkez frekansın bant genişliğine oranı ile hesaplanır. Alçak ve yüksek geçiren süzgeçler için *Q*, kutup kalitesini göstermektedir. *Q* kalite faktörü en düşük bir (1) olarak seçilir.

1.2.2. Birinci Dereceden Aktif RC Süzgeçler

İçerisinde transistör, FET gibi aktif devre elemanları bulundurduğu için aktif süzgeç olarak adlandırılmışlardır. Pasif süzgeçlerin en büyük dezavantajı çıkış işaretinin genliğinin, giriş işaretinin genliğinden küçük olmasıdır. Aktif süzgeçlerle süzgeçlenen işaretler, yükseltilerek çıkış aktarıldığından çıkışta herhangi bir zayıflatma olmaz. Harici bir güç kaynağından beslenirler. En yaygın olarak kullanılan aktif süzgeçler alçak geçiren aktif süzgeçlerdir. Çalışma prensibi ve süzgecin frekans tepkisi pasif süzgeçlerle aynıdır. Fakat aktif süzgeçlerde verim kontrolü ve yükselteç için Op-amp.'lar kullanılmaktadır. Aktif alçak geçiren süzgecin en temel formu, eviren (inverting) ya da evirmeyen (non inverting) bir yükselteç ile pasif alçak geçiren süzgecin seri olarak bağlanmasıyla oluşturulur. Şekil 1.4'de birinci dereceden aktif bir RC süzgeç devresi gösterilmektedir.

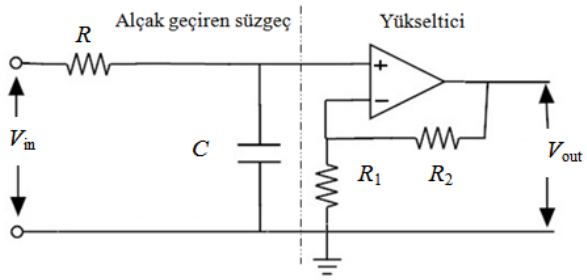


Şekil 1.4. Birinci dereceden aktif RC süzgeç.

Şekil 1.4'de; pasif süzgecin evirmeyen bir Op-Amp.'a düşük frekans sağlamasıyla oluşur. Bu aktif süzgeçte Op-Amp., "voltaj takipçisi" olarak yapılandırılmıştır. Böylece düşük çıkış empedansına sahip süzgecin, kesim frekansındaki empedans değişimlerinin oluşturduğu etkiler engellenirken süzgecin çıkışındaki Op-Amp.'ın yüksek giriş empedansındaki aşırı yüklemeler de önlenir. Süzgecin kesim frekansı:

$$f_O = \frac{1}{2\pi RC} \tag{1.1}$$

dir. Aktif süzgeç devresinde yüksek kararlılık söz konusudur ve devrede voltaj kazancının değeri hiçbir zaman biri aşamaz. Bu da süzgecin en büyük dezavantajlarından birini oluşturmaktadır. Devrede gerilim kazancının birden daha yüksek bir değerde olması istenirse Şekil 1.5'de verilen süzgeç devresi kullanılmalıdır.



Şekil 1.5. Gerilim kazancının birden büyük olması durumu için kullanılan RC süzgeç.

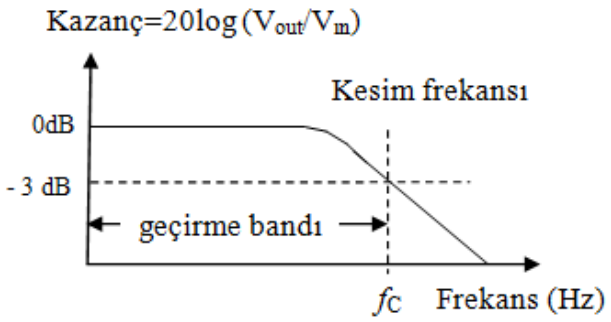
Şekil 1.5'de verilen devrenin frekans tepkisi, pasif RC süzgecinin tepkisi ile aynıdır. Çıkış genliği, Op-Amp.'ın geçiş bandı kazancı A_f ile arttırılır:

$$A_f = 1 + (R_2 / R_1) \tag{1.2}$$

Evirmeyen yükselteç devresinde voltaj kazancının büyüklüğü, R_2 direncinin R_1 giriş direncine bölünmesiyle elde edilmiş bir fonksiyondan oluşur. Birinci dereceden aktif alçak geçiren süzgecin kazancı 1.3 eşitliğinde verildiği gibidir. Eşitlikte A_v süzgecin voltaj kazancını, f frekansı V_{in} olarak verilen giriş voltajının frekansını, f_c'de süzgecin kesim frekansını tanımlamaktadır.

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_F}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_C}\right)^2}} \tag{1.3}$$

Alçak geçiren süzgeç yapısında 0 Hz ile kesim frekansı f_c arasında sabit bir kazanç vardır, genellikle bu birim kazançtır. Kesim frekansında, alçak frekans kazancı 3 dB. azalır. 0 Hz ile kesim frekansı frekanslar bant geçirme frekansı, kesim frekansından büyük frekanslar ise bant durdurma frekansıdır. Bant durdurma frekansında kazanç oldukça azalır. Şekil 1.6'da süzgeçlerde 3 dB. noktası gösterilmektedir.



Şekil 1.6. Alçak geçiren aktif süzgeçde 3 dB. noktası

Aktif süzgeç devresinde dış empedans devrenin girişlerinin değişimine bağlıysa, bu değişim süzgecin kesim frekansı f_c'yi etkiler. Bu etkileşimden kaçınmak için devrede kullanılan kondansatör, geri beslemeli R_2 direncine paralel bağlanmalıdır. Bu durumda kesim frekansı 1.4 eşitliğinde verilmektedir. 1.4 eşitliği pasif alçak geçiren süzgecin kesim frekansıyla aynı değere sahiptir.

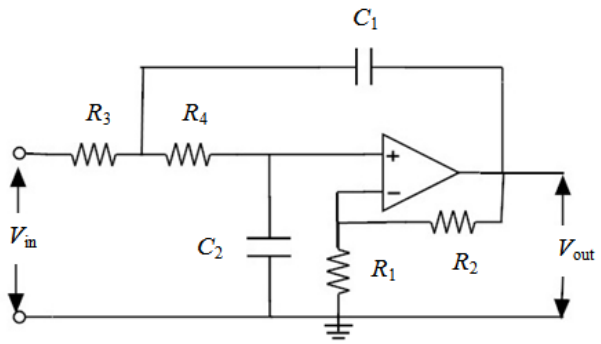
$$f_C = \frac{1}{2\pi RC} \tag{1.4}$$

1.2.3. İkinci dereceden Aktif RC Süzgeçler

Daha yüksek dereceden aktif süzgeçler, ikinci dereceden süzgeçler kullanılarak tasarlanabilmektedir. İkinci dereceden alçak geçiren bir süzgecin devre yapısı Şekil 1.7 ile verilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi ikinci dereceden süzgeç yapısında birinci dereceden süzgeç yapısına göre kullanılan kondansatörün sayısının artmasıdır. Yani ikinci derece yapıda iki kondansatör kullanılmaktadır. Bu yapıda bir frekans seçici geri besleme devresiyle birlikte bir Op-Amp. vardır. Devredeki frekans seçici geri besleme kısmı, Op-Amp.'ın frekans tepkisini şekillendirmektedir. Süzgecin voltaj kazancı ve kesim frekansı sırasıyla Eşitlik 1.5 ve 1.6'da verilmektedir.

$$A_v = 1 + (R_2 / R_1) \tag{1.5}$$

$$f_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_3 R_4 C_1 C_2}} \tag{1.6}$$



Şekil 1.7. İkinci dereceden aktif RC süzgeç

1.3. Tow-Thomas Süzgeç Tasarımıyla İlgili Literatür Çalışmaları

Tow Thomas süzgeç tasarımında ilk olarak Op-Amp.'lar kullanılırken daha sonraları OTA ve OTRA kullanılarak farklı tasarımlar gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde Tow-Thomas süzgeç tasarımıyla ilgili literatürde bulunan çalışmalar incelenmiştir. Özellikle Op-Amp.'ın frekansına bağlı olması sebebiyle kazanç durumu göz önüne alınarak yapılan çalışmalar değerlendirilmiştir. Devrenin adı ilk kez J. Tow tarafından 1968'de kullanılmıştır [8-9]. Bu devre daha sonra 1971'de L. C. Thomas tarafından da kullanılmış ve adı Tow-Thomas süzgeci olarak da adlandırılmıştır [13]. Op-Amp. ile Tow-Thomas süzgeç tasarımı için konuyla ilgili olarak yapılan çalışmalar incelenirse süzgeç tasarımında kullanılan tekniğin, süzgecin türünün, çalışma frekansı ve kalite faktörlerinin ön plana çıktığı görülmektedir. Süzgeç tasarımında ilk olarak Op-Amp.'lar kullanılırken daha sonraları OTA ve OTRA kullanılarak farklı tasarımlar gerçekleştirilmiştir.

Tow-Thomas süzgeci literatürde ilk olarak J. Tow tarafından 1968 yılında dört tane µA702 Op-Amp., on direnç ve iki kondansatör kullanılarak gerçekleştirilmiştir. 0-1500 Hz. frekans aralığına sahip olan bu süzgecin kazancı ± 0.2 dB.'dir. Faz kayması % ±1.0'den daha azdır [9].

R. Geffe, 1968 yılında iki Op-Amp., altı direnç ve iki kondansatör kullanarak, aktif ve pasif süzgeç arasındaki duyarlılıkları incelemiş ve RC-amplifikatör rezonatörlerinin pasif RLC rezonatörleri ile rekabet etme kabiliyetine sahip olduklarını bulmuştur.

Çalışmada aktif süzgeçlerin uygun koşullar altında pasif süzgeçlerden daha iyi ısısal kararlılığa sahip olabileceği belirtilmektedir. Yine bu çalışmada kayıplı entegratör ve Deboo devresi kullanılarak *Q*, *K* ve ω'den bağımsız bir tasarım gerçekleştirilmiştir [10].

J. Tow, 1969 yılında dört adet uA702C Op-Amp., dokuz direnç ve iki kondansatör kullanarak, 62 KHz. frekansında, kalite faktörü 240 olan aktif süzgeçleri gerçekleştirmiştir [11].

J. Tow, 1969 yılında üç/dört Op-Amp., altı/on direnç ve iki kondansatör kullanarak süzgeçlerin nasıl tasarlanacağını, beş farklı tasarım örneği vererek göstermiştir. Alçak geçiren (LP-Low Pass) ve bant geçiren (BP-Band Pass) süzgeç tasarımlarında üç Op-Amp.. kullanmıştır. Yüksek geçiren (HP-High Pass) ve bant durduran (BS-Band Stop) süzgeç tasarımlarında da dört adet Op-Amp. kullanmıştır. Beş farklı özellikteki süzgecin tasarımında giriş V_{in} ve çıkış V_{out}'un hangi Op-Amp.'dan alınacağı tek tek gösterilmiştir [12].

Lee C. Thomas, 1971 yılında dört Op-Amp. (709/702), on direnç ve 2 kondansatör kullanarak, 709 ile 1200 Hz., 702 ile 20 KHz. ve kalite faktörü 150 olan Tow-Thomas süzgeci gerçekleştirmiştir. V_{in}'i birinci Op-Amp.'ın negatif girişine vermiştir. Bu yapıda üç farklı durum söz konusudur: V_{out}, BP süzgeç tasarımı için birinci Op-Amp..'ın çıkışı, LP süzgeç tasarımı için üçüncü Op-Amp.'ın çıkışından alınmıştır. V_{out}, birinci ve üçüncü Op-Amp.'ın çıkışları toplanarak dördüncünün çıkışından alınmıştır. Çalışmada ayrıca devrenin elektrik performansı da incelenmiştir [13].

P. E. Fleischer and J. Tow, 1973 yılında üç Op-Amp., sekiz direnç ve iki kondansatörle Tow-Thomas süzgeci gerçekleştirmiştir. Bu çalışmada Fleischer ve vd. ikinci ve üçüncü bloğun yani invertör ile kayıpsız integratörün yerini değiştirmiştir. V_{in} birinci, ikinci ve üçüncü Op-Amp.'ların negatif girişine verilmiştir. Bu yöntemde transfer fonksiyonunun sıfırının yeri değiştirilerek LP, BP, HP, BS ve AP süzgeçler elde edilmiştir [14].

Ahmed M. Soliman 1981 yılında 3 ve 4 Op-Amp.kullanıldığı durumda sekiz direnç ve iki kondansatör ile Tow-Thomas süzgeç tasarımını gerçekleştirmiştir. Özellikle faz gecikmesini önlemek için devre üzerinde yapılan değişikliklerle, LP ve BP yüksek *Q* faktörüne sahip, yüksek frekansta çalışan süzgeç yapısı elde edilmiştir [15].

P. V. Ananad Mohan ve ark. 1985 yılında 1/3/4 Op-Amp., 3/9 direnç ve iki kondansatör kullanarak 1 KHz. frekansında yüksek kalite faktörüne sahip LP ve BP süzgeç geliştirmişlerdir. Yaptıkları çalışmada araştırmacılar kullanılan Op-Amp. ve direnç sayılarının arttırılmasının süzgeç üzerindeki etkilerini incelemişlerdir [16].

P. B. Mital ve U. Kumar, 1995 yılında dört Op-Amp., 10 direnç ve 2 kondansatör kullanarak, LP, BP ve HP süzgeç tasarımını gerçekleştirmişlerdir. Yaptıkları çalışmada ideal olmayan Op-Amp.'ların süzgeç üzerindeki etkilerini incelemişlerdir. Tasarımlarında kalite faktörünün değerinin frekansla arttığını göstermişlerdir [17].

R. Groza, 2008 yılında üç Op-Amp., altı direnç ve iki kondansatör ile 1 MHz.'de Q=1.3-0.71-0.58 kalite faktörlerine sahip bir LP süzgeç tasarlamıştır. Bu çalışmada, üç Op-Amp. kullanılarak Log-domain tekniği ile oluşturan Tow-Thomas süzgecin transfer fonksiyonu K, kalite faktörü Q ve frekans ω, değerleri ayrı ayrı bağımsız olarak ayarlanabilmektedir [18].

Nariman ve arkadaşları, 2016 yılında üç Op-Amp., altı direnç ve iki kondansatör kullanarak Genetik Algoritma (Genetic Algorithm-GA) ile 10 KHz.'de Q=5'e sahip olan LP ve BP süzgeç tasarlamışlardır. Bu çalışmada Op-Amp., nullator-norator ile temsil edilmektedir. GA ile yüz altmış farklı devre yapısı elde edilmiştir [19].

Alt kısımda, OTA ile Tow-Thomas süzgeç tasarımı için konuyla ilgili olarak yapılan çalışmaların değerlendirmesi verilmektedir:

1984 yılında Malvar, H., üç OTA ve iki kondansatör kullanarak kalite faktörü Q'nun, H ve ω'dan bağımsız olduğu beş girişli iki çıkışlı akım kontrollü bir süzgeç yapısı gerçekleştirmiştir. Girişte ve çıkışta gerçekleştirilen anahtarlama ile farklı süzgeç türleri elde edilmiştir [20].

1985'de Geiger, R. L., ve Sanchez-Sinencio, E., iki ve üç OTA ile iki kondansatör kullanarak üç girişli tek çıkışlı süzgeç tasarlamışlardır. Çalışmalarında girişlerin uygun seçimi ile alçak geçiren, bant geçiren, yüksek geçiren ve çentik süzgeç işlevlerini gerçekleştirilmesinin sağlanabildiği gösterilmiştir [21].

Sanchez-Sinencio, E., Geiger, R. L., ve Nevarez-Lozano, Tow-Thomas süzgeç tasarımı için 1988 yılında, beş farklı süzgeç yapısı tasarlamışlardır. Dört tasarımda Q, H ve

ω'den bağımsızken birinde *Q*, *K* ve ω'ya bağımlıdır. Çalışmada 2-6 OTA ile iki kondansatör kullanılarak çok girişli çok çıkışlı süzgeç yapıları oluşturularak bu süzgeçlerin özellikleri incelenmiştir [22].

1990 yılında Mohan, P. A., tarafından gerçekleştirilen çalışmada dört OTA ve iki topraklı kondansatörden oluşan tek girişli tek çıkışlı bant geçiren süzgeç tasarımı gösterilmiştir. Giriş işareti birinci OTA'nın negatif girişine verilmekte ve çıkış işareti birinci çıkışından alınmaktadır. *Q, K* ve ω'den bağımsızdır [23].

Wu, J., ve Xie, C. Y. 1993 yılında, beş girişli üç çıkışlı bir süzgeç yapısını dört OTA ve iki kondansatör kullanarak tasarlamışlardır [24].

Chang, C. M. 1999 yılında, iki ve üç OTA ile iki kondansatör kullanıldığı durumda voltaj ve akım modlu, *Q*'nun, *H* ve ω'den bağımsız olduğu süzgeç yapıları tasarlamışlardır. Tasarımların hepsinde giriş işareti birinci OTA'nın girişine uygulanmıştır [25].

2004 yılında Horng, J. W., iki OTA ve iki kondansatör kullanarak dört girişli iki çıkışlı süzgeç yapısını dokuz farklı frekans tepkisi için gerçekleştirmiştir [26].

2006 yılında, Chaisricharoen, R., Chipipop, B., ve Sirinaovakul, B., iki OTA ve iki kondansatör kullanarak tek girişli iki çıkışlı süzgeç yapısı gerçekleştirmişlerdir. Çalışmalarında SA (Simulated Annealing-Benzetilmiş Tavlama) algoritmasını kullanmışlardır. MATLAB'da uygulamasını gerçekleştirdikleri süzgeç yapısı için ω_p ve Q_p parametrelerini tanımlamışlardır [27].

Kumngern, M., ve Dejhan, K. 2009 yılında, dört OTA ve iki topraklı kondansatör kullanarak tek girişli ve üç çıkışlı LP, BP ve HP süzgeç yapılarını ayrıca sekiz OTA iki topraklı kondansatör kullanarak elektronik olarak ayarlanabilir voltaj modlu bikuatratik LP, BP, HP, BS ve AP süzgeç yapılarını tasarlanmışlardır. Oluşturdukları devre; basit olmasının yanısıra herhangi bir bileşen olmadan LP, BP ve HP süzgeç olarak kullanılabilme özelliğine sahip, yüksek giriş empedansına sahip, çok düşük aktif ve pasif hassasiyetli ve kesim frekansının elektronik olarak kontrol edilebilir olması gibi özelliklere sahiptir [28].

2010 yılında, Kumngern, M., Knobnob, B., ve Dejhan, K., altı OTA ve iki topraklı kondansatör ile üç girişli tek çıkışlı LP, BP, HP, BS ve AP süzgeçleri gerçekleştirmişlerdir., Girişteki V_{in1}, V_{in2} ve V_{in3} durumlarına göre çıkışta farklı transfer fonksiyonu elde edilmektedir. Çalışmada iki ekleme/çıkarma bloğu ve iki normal OTA kullanılmıştır [29].

2011 yılında Kumngern, M., dört OTA ve iki topraklı kondansatör kullanarak, tek girişli üç çıkışlı LP, BP ve HP süzgeçleri ve sekiz OTA iki topraklı kondansatör tek girişli beş çıkışlı LP, BP, HP, BS ve AP elektronik olarak ayarlanabilir voltaj modlu bikutradatik süzgeçleri tasarlamıştır. Birinci durumda iki ekleme/çıkarma bloğu ve iki normal OTA kullanmıştır. İkinci durumda dört ekleme/çıkarma bloğu ve iki normal OTA kullanmıştır [30].

2011 yılında Kumngern, M., altı OTA ve iki kondansatör kullanarak iki girişli dört çıkışlı LP, BP, HP, BS ve AP süzgeçleri tasarlamışlardır. Girişteki V_{in1}, V_{in2} ve V_{in3} durumlarına göre çıkışta V_{O1}-V_{O4} işaretleri elde edilmektedir. Çalışmasında iki ekleme/çıkarma bloğu ve iki normal OTA kullanmıştır [31].

2011 yılında Kumngern, M., ve arkadaşları sekiz OTA ve iki topraklı kondansatör kullanarak tek girişli ve beş çıkışlı LP, BP, HP, BS ve AP süzgeçleri tasarlamışlardır. Çalışmalarında süzgeci tasarlamak için üç ekleme/çıkarma bloğu ve iki normal OTA kullanmışlardır [32].

2012 yılında Kumngern, M., ve Junnapiya, S., altı OTA, iki topraklı kondansatör ve bir direnç kullanarak tek girişli beş çıkışlı LP, BP, HP, BS ve AP süzgeçleri tasarlamışlar ve süzgeç tasarımı için iki ekleme/çıkarma bloğu ve iki normal OTA kullanmışlardır [33].

Kumngern, M. 2012 yılında, dört OTA, iki topraklı kondansatör ve bir direnç dört girişli tek çıkışlı LP, BP, HP, BS ve AP süzgeçleri tasarlamışlardır. Girişte uygulanan V_{in1}, V_{in2}, V_{in3} ve V_{in4} durumlarına göre çıkışta farklı transfer fonksiyonları elde edilmektedir [34].

Kumngern, M. 2012 yılında yaptığı çalışmada beş OTA, bir ekleme /çıkarma bloğu ve üç normal OTA, iki topraklı kondansatör ve bir direnç kullanarak tek girişli beş çıkışlı LP, BP, HP, BS ve AP süzgeçleri tasarlamıştır [35].

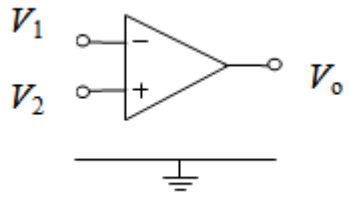
2016 yılında Rani, N., Ranjan, ve arkadaşları, altı OTA, iki topraklı kondansatör ile tek girişli tek çıkışlı LP, BP, HP, BS ve AP süzgeçlere ait transfer fonksiyonunu tasarlamışlardır. Kesme frekansı ve kazancının farklı OTA'lara farklı kontrol voltajları uygulayarak kontrol edilebildiği, seçimin sayısal olarak mikro denetleyici veya programlanabilir mikroişlemci ile yapılabileceği bir devre yapısını tasarlamışlardır [36].

2. BÖLÜM

İŞLEMSEL KUVVETLENDİRİCİ VE İŞLEMSEL GEÇİŞ İLETKENLİĞİ KUVVETLENDİRİCİSİ HAKKINDA GENEL BİLGİLER

2.1. İşlemsel Kuvvetlendiriciler

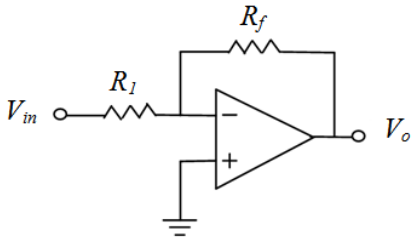
1960'lı yıllardan itibaren yaygın olarak kullanılmaya başlanan kuvvetlendiricilerin temel elemanı olan işlemsel kuvvetlendiriciler, her elektronik uygulamanın ana kısmını oluşturduğu için temel bir devre olma özelliğine sahiptir. Şekil 2.1'de bir işlemsel kuvvetlendiricinin temel gösterimi verilmektedir. Görüldüğü gibi bir işlemsel kuvvetlendirici, V_1 ve V_2 şeklinde iki girişe ve V_o şeklinde bir çıkışa sahiptir. V_1 eviren (inverting), V_2 evirmeyen (non-inverting) giriş işaretlerini, V_o'da çıkış işaretini temsil etmektedir. Artı girişine uygulanan işaret çıkışta aynı polaritede ve yükseltilmiş olarak görülmektedir. Eksi ucuna uygulanan giriş ise çıkışta yükseltilmiş ancak terslenmiş olarak görünecektir. Şekilde verilen Op-Amp. simetrik bir kaynaktan beslenmektedir.



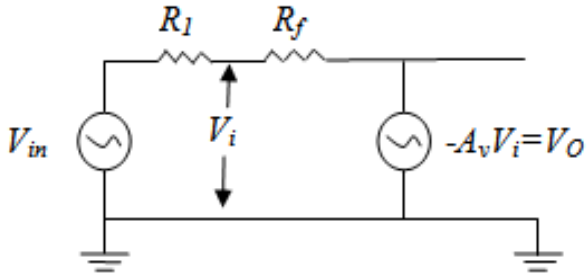
Şekil 2.1. İşlemsel kuvvetlendirici [37]

Şekil 2.2'de bir Op-Amp.'ın ölçekleyici olarak kullanılması durumu gösterilmektedir. Şekilde verilen devre bir ölçekleyici veya bir sabit kazanç katlama devresi olarak çalışır. Şekilden görüldüğü gibi çıkış gerilimi R_f direnci ile eksi giriş ucuna geri beslenmektedir. Op-Amp.'ın artı giriş ucu toprağa bağlıdır. Bu entegrelere dışarıdan

bağlanan devre elemanları ile geri beslemesi ve dolayısıyla yükselteç devresinin gerilim kazancı kontrol edilebilir. Şekil 2.3.'de verilen Op-Amp.'ın sabit kazançlı çarpma devresi olarak kullanıldığı durumdaki devre yapısında, işlemsel kuvvetlendirici yerine R_i iç direnci, çıkış gerilim kaynağı ve kaynak iç direncini içeren bir devre konulmuştur.

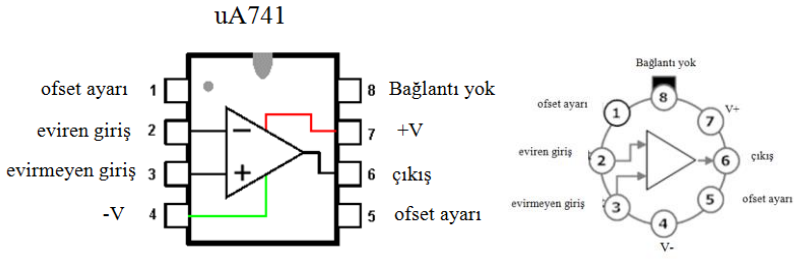


Şekil 2.2. Op-Amp.'ın ölçek değiştirici olarak kullanılması durumu



Şekil 2.3. Op-Amp.'ın sabit kazançlı çarpma devre yapısı

Genel olarak Op-Amp., çok yüksek kazançlı bir DC yükselteçtir. İlk üretilen kuvvetlendirici µA 741 Op-Amp. olarak adlandırılmıştır [38]. Op-Amp.'lar, BJT (bipolar junction transistor-yüzey birleşmeli transistör veya iki kutuplu eklemli transistör), JFET (junction field effect transistor-jonksiyon alan etkili transistör) veya MOSFET (metal oxide semiconductor field effect transistor-bütünleyici metal oksit yarıiletken alan etki transistörü), kullanılarak üretilir. Giriş dirençlerinin daha yüksek olması sebebiyle JFET transistörler yaygın olarak kullanılmaktadır [38].



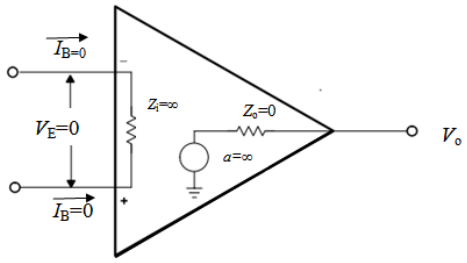
(a) (b)

Şekil 2.4. µA741 tümdevresi için soket şekilleri (a) Dual-in-line paketleme tipi (b) TO-Transistör outline paketleme

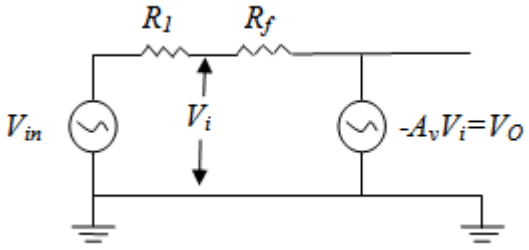
Şekil 2.4'de LM741 tümdevre (integrated circuit, IC) için soket şekilleri gösterilmektedir. İki giriş, bir çıkış, ve iki besleme olmak üzere toplam beş ucu bulunan Op-Amp.'lar metal veya plastik kılıflar içinde bulunabilirler.

2.1.1. İdeal Op-Amp.

İdeal Op-Amp.'larda parametreler ideal yani mükemmel kabul edilir. İdeal Op-Amp.'ın giriş direnci sonsuz, çıkış direnci sıfır ve gerilim kazancı A_v sonsuzdur. Şekil 2.5.'de ideal Op-Amp.'ın gösterilmektedir. Ölçek değiştirici olarak kullanılması durumunda ideal Op-Amp.'ın devre yapısı Şekil 2.6 ile verilmektedir. Tablo 2.1'de ideal bir Op-Amp. ile LM74'in parametre değerlerinin karşılaştırması verilmektedir.



Şekil 2.5. İdeal Op-Amp.



Şekil 2.6. Ölçek değiştirici ideal Op-Amp.'ın devre yapısı

Tablo 2.1. İdeal ve temel Op-Amp.'ın parametre değerleri

Parametre	Sembolü	İdeal Op-Amp. Değeri	Temel Op-Amp. Değeri (LM741)
Giriş kutuplama akımları	I_B	0	< 0.5 µA
Offset voltajları	V_{OS}	0	< 10 mV
Offset akımları	I_{OS}	0	< 0.2 nA
Çıkış direnci	R_o	0	< 500 Ω
Giriş direnci	R_i	∞	≥ 1 MΩ
Ortak Mod Zayıflatma Oranı	CMRR	∞	≥ 70 dB
Açık Çevrim Gerilim Kazancı	A_V	∞	≥ 10^4
Açık Çevrim Bant Genişliği	BG	∞	~10-100 Hz.
V_{OS}, I_O'ın Sıcaklıkla Değişimi	-	0	~5µV/^{0}C;0.1 nA/^{0}C
Giriş Gerilimleri	$V_1=V_2$	$V_O=0$	$VO\neq0$ olabilir.
Besleme Gerilimi	V	-	±5 V…±15 V
Maksimum Çıkış Akımı	I	-	20 mA

2.1.2. Op-Amp.'ların Karakteristikleri

Üreticilerin verdikleri kataloglar incelendiğinde Op-Amp'ın iç yapısının oldukça karmaşık olduğu görünecektir. Örneğin 741 tipi Op-Amp. tümleşik devresinde; 3 mm^2'lik bir silikon içerisine 20 transistör, 11 direnç ve 1 adet kondansatör yerleştirilmiştir. Op-Amp'lar, DC (Direct Current-doğru akım) ve AC (Alternative Current- Alternatif akım) işaretleri veya bu işaretlerin her ikisini de kuvvetlendirmek amacıyla kullanılırlar. DC işaretlerin kuvvetlendirilmesinde Op-Amp'lar hatalı sonuçlar verebilir. Op-Amp.'ın çıkış işareti; giriş işareti ile kapalı çevrim kazancının çarpımına eşittir. İç devrelerindeki dengesizlikten dolayı çıkış işareti farklı olabilir. Hata fazla değilse ihmal edebilir, aksi halde bu hata küçültülmeye çalışılır. DC işaretlerin kuvvetlendirilmesinde hataya sebebiyet veren durumlar aşağıda belirtilmiştir:

Giriş dengesizlik gerilimi (input offset voltage): Op-Amp.'da giriş uçları topraklandığında çıkış gerilimi V_o, sıfıra eşit olur. Pratikte Op-Amp.'ın içindeki dengesizlikten dolayı çıkış gerilimi sıfırdan farklıdır. Çıkıştaki bu hata gerilimi µV mertebesinden mV mertebesine kadar olabilir. Çıkış geriliminin sıfır olması için iki giriş arasına uygulanması gereken gerilim, "giriş ofset gerilimi" olarak adlandırılır. Her Op-Amp. için bu değer farklıdır. Örneğin LM 741 için |2| mV ile |6| mV arasındadır.

Giriş dengesizlik akımı (input offset current): Op-Amp.'ın çıkış gerilimi V_o=0 için I_B^+ ve I_B^- akımlarının mutlak değerlerinin farkına "giriş ofset akımı" denir. Üretici kataloglarında verilen I_{os}, genellikle Op-Amp. çıkış gerilimi V_o=0 V iken 25 ^{0}C oda sıcaklığı altındadır. I_{os} akımı Eşitlik 2.1 ile verilmektedir.

$$I_{os} = \left|I_B^+\right| - \left|I_B^-\right| \qquad (2.1)$$

Giriş kutuplama akımı (input bias current): Op-Amp.'ların kutuplamaları dengeli bir şekilde yapılmalıdır. Bu durumda girişlerinden çok küçük değerli bir kutuplama akımı akar. Pozitif girişten I_B^+ ve negatif girişten I_B^- kutuplama akımı akar. Bu iki akım birbirine eşit olmayabilir. Bu akımların mutlak değerlerinin toplamlarının yarısına "giriş kutuplama akımı" denir. I_B akımı Eşitlik 2.2 ile verilmektedir. I_B akımının değeri FET kullanılan Op-Amp.'larda 1 pA'den küçük, transistörlü Op-Amp.'larda ise 1 pA ile 1 mA arasında değişmektedir.

$$I_B = \frac{\left|I_B^+\right| + \left|I_B^-\right|}{2} \tag{2.2}$$

Kayma (sürüklenme, drift): Op-Amp.'larda çıkıştaki hata gerilimi, dengesizlik direncinin sıfırlanması ile minimum yapılmaktadır. Bu durum belirli bir sıcaklıkta ve bir an için geçerlidir. Ofset akımı ve ofset gerilimi sıcaklıkla değiştiği gibi devre elemanlarının zamanla değişmesinden de etkilenmektedir. Kaynak gerilimi de, kutuplama ve ofset akımlarına etki etmektedir. Regüleli bir gerilim kaynağı kullanılarak bu hata yok edilebilir. Akım ve gerilimin sıcaklıktan etkilenmemesi için devrenin bulunduğu ortamdaki sıcaklığın sabit tutulması veya sıcaklıktan çok etkilenmeyen Op-Amp kullanmak gerekir. Giriş ofset akım ve ofset geriliminin sıcaklıkla değişmesine "kayma" denir. Ofset akımındaki kayma ~ 0.01-0.5 nA/^{o}C ve ofset voltajındaki kayma ise ~ 5-40 μV/ ^{o}C mertebesinde olmaktadır.

$$I_{IO}kayma = \frac{\Delta I_{IO}}{\Delta T},\ nA/^oC \tag{2.3}$$

$$V_{IO}kayma = \frac{\Delta V_{IO}}{\Delta T},\ \mu V/^oC \tag{2.4}$$

DC işaretler için anlatılan hatalar, AC işaretler için kapasitif kuplajdan dolayı yok olacaktır. AC işaretler için oluşacak hatalar ya frekans tepkisi ya da eğim oranı (Slew Rate-SR) sebebiyle meydana gelmektedir [39].

Değişim Hızı: Op-Amp.'ın çıkışının ne derece hızlı değişebildiği "değişim hızı" olarak adlandırılmaktadır. Değişim hızı, 0.5 V/μs ile 50 V/μs arasında değişir. Örneğin değişim hızı 0.5 V/μs ise bu çıkış geriliminin 1μs'de 0.5 V değiştiğini ifade etmektedir. Değişim hızı değerinin büyük olması devrenin daha hızlı çalıştığını belirtmektedir. Bu değer; Op-Amp'ın kazancına, kompanzasyon kapasitesine ve çıkış geriliminin pozitife/negatife gidişine bağlı olarak değişmektedir. Değişim hızı, en küçük değere birim kazançta ulaştığından hız, birim kazançta verilir. Op-Amp.'ta oluşabilecek istenmeyen osilasyonları önlemek için Op-Amp.'ın içinde veya dışında bir frekans kompanzasyonu kondansatörü kullanılır. Bu kondansatörden geçebilecek maksimum akım, devre elemanları tarafından sınırlandırılmıştır. Eşitlik 2.5'dan görüleceği üzere, maksimum akım I_{max}'ın C kondansatörüne oranı, SR olarak tanımlanır.

$$SR = \frac{I_{\max}}{C} \tag{2.5}$$

Değişim hızı bu durumda Eşitlik 2.6 ile verildiği gibi düzenlenebilir:

$$SR \cong \left.\frac{dV_O}{dt}\right|_{\max} \cong \left.\frac{\Delta V_O}{\Delta t}\right|_{\max} \tag{2.6}$$

Üretici firmalar kataloglarında genellikle tam güçteki Op-Amp.'ın bant genişliğini verirler. Maksimum frekans, *SR* ve V_P ile temsil edilen çıkış geriliminin tepe değerinden belirlenir. Op-Amp.'ın çıkışında bozulmaya neden olmadan kuvvetlendirilebilecek giriş işaretinin maksimum frekansı, 2.7 ile verilmektedir [38].

$$f_{\max} = \frac{SR}{2\pi V_P} \tag{2.7}$$

Frekans Tepkisi: Op-Amp.'lar AC işaretlerin kuvvetlendirilmesinde kullanıldığında işaretin genliği önemli olmaktadır. Tepe değeri 1 V dan küçük olan işaret "küçük işaret", büyük olan işaret de "büyük işaret" adını alır. Küçük işaretlerde Op-Amp.'ın karakteristiği, gürültü ve frekans tepkisi büyük işaretlerde ise değişim hızı önemlidir. Bu durum, bozulma meydana gelip gelmeyeceğini anlatmaktadır. Op-Omp.'lar yüksek frekanslarda bozulmaya girmemeleri için kompanze edilmişlerdir. Kompanzasyon, Op-Amp.'a yerleştirilen 30 pF civarında bir kapasite ile sağlanır. Op-Amp'daki diğer kaçak kapasiteler yanında kompanzasyon kapasitesi daha büyüktür.

Aşağıda Op-Amp.'lar için kullanılan terimlerle ilgili kısa bir açıklama verilmektedir:

Giriş direnci (Input resistance-R_i): Op-Amp.'ın fark girişleri arasında görülen ya da girişlerden herhangi biri ile toprak arasında görülen dirençtir. İdeal Op-Amp.'da sonsuz olması gereken bu direnç LM741 için R_i=2 MΩ'dur. Yüksek giriş direnci sebebiyle Op-Amp.'ın girişine ihmal edilebilecek seviyede akımlar akmaktadır. Bu da Op-Amp.'ın kendinden önce gelen devrelerden çok az akım çekeceği anlamına gelmektedir.

Çıkış direnci (Output resistance-R_o): Op-Amp.'ın çıkışı ile toprak arasında görülen dirençtir. İdeal Op-Amp.'da sıfır olarak tanımlanmış bu değer LM741 için yaklaşık 75 Ω değerindedir.

Giriş kapasitesi (Input capasitance-C_i): Girişler arasındaki eşdeğer kapasite değeridir.

Giriş gerilimi genişliği (Input voltage range-V_I): Op-Amp.'ın her iki girişine uygulanabilecek maksimum gerilim değeridir.

Çıkış geriliminin maksimum salınımı (Maximum peak to peak output voltage swing-V_{OPP}**):** Dengelenmiş halde Op-Amp.'ın çıkışının distorsiyonsuz olarak alabileceği maksimum tepeden tepeye değeridir.

Besleme gerilimi hassasiyeti (Supply voltage sensitivity): Besleme gerilimindeki değişimin dengeleme gerilimine etkisi olarak tanımlanır.

Büyük sinyal fark gerilimi kazancı-Açık çevrim kazancı (Large signal differential voltage amplification or open loop differential voltage gain-A_v**):** Herhangi bir geri besleme uygulanmadığı zaman çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı "açık çevrim kazancı" olarak adlandırılır ve A_v ile gösterilir. İdeal bir Op-Amp.'da sonsuz olarak tanımlanmış olan bu parametre pratikte sonsuz değildir. LM741 için açık çevrim kazancı 200.000 200 V/mV dur. Bu kazanç DC'den 5 Hz.'e kadar olan işaretler için geçerlidir. Daha yüksek frekanslarda kazanç 20 dB/dekad'lık bir eğim ile zayıflamaktadır. V_o çıkış, V_i giriş gerilimi için A_v, 2.8-2.9 eşitlikleri ile verilmektedir.

$$A_v = \left|\frac{V_o}{V_i}\right| \tag{2.8}$$

$$A_{dB} = 20\log|A_v| \tag{2.9}$$

Ortak işareti bastırma oranı (Common mode rejection ratio-CMRR): Op-Amp.'ların giriş devresinde kullanılan fark yükselteçlerinin önemli özelliklerinden biri istenmeyen işaretleri yani gürültüyü bastırma yetenekleridir. Gürültü, farklı sebeplerden örneğin; topraklamadan, manyetik alanlardan veya güç kaynağının oluşturduğu gerilim dalgalanmalarından dolayı ortaya çıkabilir. Gürültü işaretleri, Op-Amp.'ın her iki girişinde de aynı polaritede görülür. Gürültü olarak algılanan bu işaretler, giriş fark yükselteci tarafından önemli ölçüde bastırılır. Op-Amp. ile yükseltilecek olan işaret ya bir girişte, ya da her iki girişte birden fakat ters polaritede görülür. "Ortak işareti bastırma oranı", Op-Amp.'ın farklı polaritedeki giriş işaretlerini yükseltirken aynı

polaritedeki giriş işaretlerini bastırma oranı olarak tanımlanır. Genellikle bu oranın logaritması alınarak dB. cinsinden ifade edilir. CMRR oranı ne kadar yüksekse, devrenin gürültüyü iyi bastırabileceği söylenebilir. Örneğin; CMRR oranı 80 dB. olan bir Op-Amp. yükseltilmek istenen işaretleri gürültü olarak kabul edilen işaretlerden 10.000 kat daha fazla kuvvetlendirir. LM741 için CMRR oranı 90 dB'dir. CMRR, 2.10 ve 2.11 eşitlikleri ile verilmektedir. Eşitliklerde A_d fark işaret kazancını, A_c ortak işaret kazancını temsil etmektedir.

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \tag{2.10}$$

$$CMRR_{dB} = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \tag{2.11}$$

Kısa devre çıkış akımı (Short circuit output current-I_{os}): Çıkışın toprak yapılması halinde çıkıştan akacak akımdır. Op-Amp.'ların kısa devre koruması vardır. Bu nedenle çıkış akımı belli bir değerin üzerine çıkamaz. Böylece entegrenin aşırı ısınarak bozulması engellenmiştir.

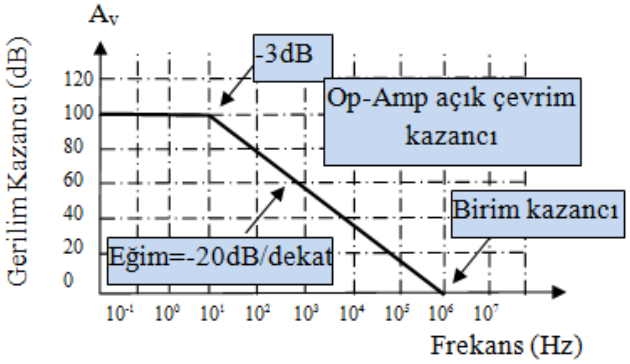
Boşta çekilen akım-Sükunet akımı (Supply current-I_b): Op-Amp.'ın girişine herhangi bir işaret uygulanmadığı durumda kaynaktan çektiği akım olarak tanımlanır.

Yükselme zamanı (Rise time-*tr*): Op-Amp.'ların girişine birim dürtü fonksiyonlu bir işaret uygulandığında, çıkış maksimum genliğinin %10'dan %90'a ulaşıncaya kadarki geçen süredir.

Çıkış Değişim Hızı (Yükselme hızı, Slew rate-SR): İdealde çıkış geriliminin 0 V'tan maksimum değerine ulaşması için geçen sürenin sıfır olması istenir. Fakat bu değişim belli bir sürede gerçekleşir. Çıkış değişim hızı, Op-Amp.'ın girişine büyük genlikli bir darbe gerilimi uygulandığında, çıkış geriliminin ne kadar hızlı değiştiğini göstermektedir. Çıkış değişim hızı, çıkış gerilimin değişim süresine oranı olarak tarif edilir. Bu değer 0.5–50 V/μs. arasında değişmektedir. Bu değerin büyük olması Op-Amp.'ın daha hızlı çalıştığı gösterir. LM741 için yükselme hızı 0.5 V/μs. dir.

Bant Genişliği (BG): Bant genişliği, Op-Amp'ın kazancının bir (1)'e düştüğü durumdaki üst frekans değerini belirtir. İdeal Op-Amp'lar için bant genişliği sonsuzdur.

Bu durumda devrede her frekansta aynı kazancın elde edilmesi gerekir. Ancak pratikte Op-Amp'lar frekansa bağımlı olduğundan iç yapısında, yüksek frekanslarda osilasyon yapmamaları için devrenin uygun yerlerinde kondansatörler kullanılır. Böylece kazanç, frekansa bağlı olarak azalır. Op-Amp.'a uygulanan işaretin frekansı arttıkça açık çevrim kazancı düşmektedir. Şekil 7'de frekansa göre gerilim kazancının değişimi verilmiştir.



Şekil 2.7. Op-Amp. için frekans kazanç eğrisi

Şekil 2.7 incelenecek olursa frekans yükseldikçe kazancın doğrusal olarak azaldığı ve 1 MHz. civarında kazancın yaklaşık 1 olduğu görülmektedir. Entegre devrelerin bant genişliğini bulmak için t_r ile temsil edilen yükselme süresi kullanılır. Yükselme süresi ile bant genişliği arasındaki bağıntı 2.12 eşitliği ile verilmektedir. 741 Op-Amp.'ı için t_r=0.3 µs. olarak alındığında bant genişliği 1MHz olarak bulunur:

$$B = \frac{0.35}{t_r} \tag{2.12}$$

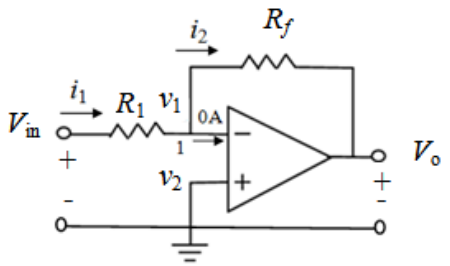
B=0.35/0.3µs=1.16 MHz. ≈1MHz.

2.1.3. Op-Amp.'larla Gerçekleştirilen Temel Devreler

Op-Amp.'ların açık çevrim kazançlarının yüksek olması kullanıcıya her zaman avantaj sağlamamaktadır. Çünkü bu durumda kazanç kontrol altında değildir. Yükselteç tasarımında, kazancın kullanıcı tarafından kontrol edilmesi önemlidir. Op-Amp. kazancının kontrol edilebileceği iki tür yükselteç devresi vardır. Bunlar; eviren ve evirmeyen yükselteçlerdir. Bu bölümde bu devrelere ilişkin temel konular anlatılacaktır.

- **Eviren Yükselteç**

Op-Amp.'ın kazancını kontrol etmek için en etkili yöntem bir geri beslemenin kullanılmasıdır. Eviren (-) ve evirmeyen (+) girişleri arasında potansiyel fark yoktur. Kısaca gerilim farkı sıfırdır. Eviren ve evirmeyen uçlardan, Op-Amp'ın içine akan akım çok küçük olduğundan ihmal edilebilir. Eviren yükselteç elde etmek için evirmeyen giriş doğrudan toprağa bağlanır. Temel devresi Şekil-2.8'de gösterilmektedir.



Şekil 2.8. Eviren yükselteç

Şekil 2.8'de 1 ile gösterilen düğüm noktasında Kirchhoff akım kanunu uygulanırsa:

$$i_1 = i_2 \tag{2.13}$$

elde edilir. Bu eşitlik kullanılarak,

$$\frac{v_i - v_1}{R_1} = \frac{v_1 - v_o}{R_f} \tag{2.14}$$

yazılır. İdeal Op-Amp.'da v_1=v_2 olduğundan v_2=*0* ise v_1=0'dır. Bu durumda;

$$\frac{v_i}{R_1} = -\frac{v_o}{R_f} \tag{2.15}$$

dir. Böylece Op-Amp'ın v_o çıkışı,

$$v_o = -\frac{R_f}{R_1} v_i \tag{2.16}$$

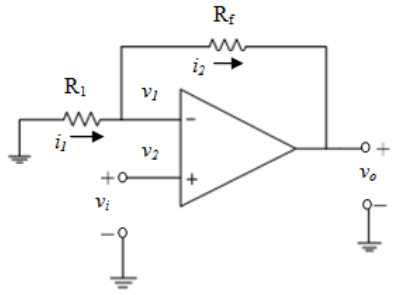
olarak elde edilir. Bu durumda yükseltecin gerilim kazancı eşitlik 2.17'deki gibidir.

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_f}{R_1} v_i \tag{2.17}$$

Bu yükselteçler girişe uygulanan sinyali, bu sinyalin işaretini terslendirerek yükseltirler. Kazanç; Op-Amp'a dışardan bağlanan eleman değerine bağlı olarak değişecektir [39].

- **Evirmeyen Yükselteç**

Op-Amp.'ların temel uygulamalarından bir diğeri evirmeyen yükselteç devresidir. Bu devrede giriş işareti ile çıkış işareti aynı fazdadır yani giriş ve çıkış işaretleri arasında faz farkı yoktur. Yükseltilecek işaret Op-Amp.'ın evirmeyen girişine uygulanır. Devrenin en önemli özelliklerinden biri çok yüksek giriş direncine sahip olmasıdır. Giriş R_1 direnci birkaç KΩ civarındadır. Giriş direnci, Op-Amp.'ın giriş direncine eşit olmaktadır. Bu değerde yüzlerce MΩ civarındadır. Şekil 2.9'da gösterilen evirmeyen yükselteç devresinde giriş gerilimi doğrudan evirmeyen girişe bağlanır [39].



Şekil 2.9. Evirmeyen yükselteç

Şekil 2.9'da düğüm noktasında Kirchhoff'un akım kanunu uygulanırsa:

$$i_1 = i_2 \tag{2.18}$$

elde edilir. 2.18'den yazılan $\frac{-v_1}{R_1} = \frac{v_1 - v_o}{R_f}$ eşitliğinde V_1=V_i kullanılırsa:

$$\frac{-v_i}{R_1} = \frac{v_i - v_o}{R_f} \tag{2.19}$$

eşitliği bulunur. Böylece Op-Amp'ın V_0 çıkışı,

$$v_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) v_i \tag{2.20}$$

olarak elde edilir. Böylece yükseltecin gerilim kazancı Eşitlik 2.21'deki gibidir.

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \tag{2.21}$$

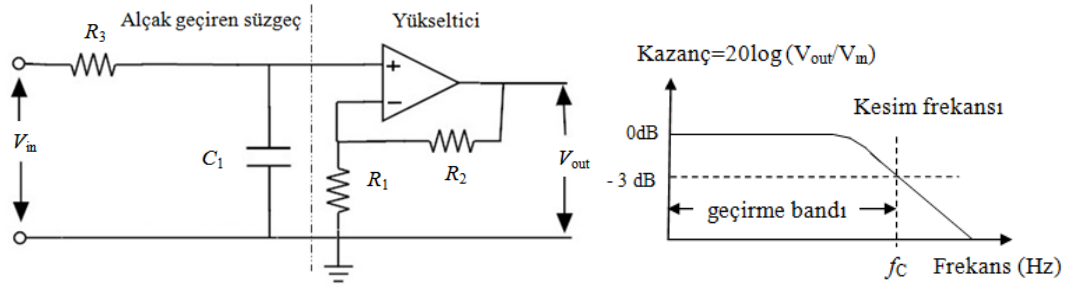
Evirmeyen yükselteçler, pozitif gerilim kazancı elde etmek için tasarlanırlar. Kısa devre durumunda R_f=0 ve açık devre durumunda R_i= ∞'dur. Bu durumda kazanç bire eşit olur.

2.1.4. Op-Amp.'larla Gerçekleştirilen Temel Aktif Süzgeçler

Bu kısımda Op-Amp.'la gerçekleştiren alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran aktif süzgeçler anlatılmaktadır. Küçük genlikli işaretlere, algılanırken ve kuvvetlendirilirken gürültü karışmaktadır. Bu gürültünün etkisini azaltmak için yani gürültüyü bastırmak için işaretin bulunduğu frekansların özellikle kuvvetlendirilmesi gerekmektedir. Süzgeçlerde işaretin iletildiği frekans aralığı "geçirme bandı", işaretin zayıflatıldığı frekans aralığı ise "durdurma bandı" olarak adlandırılır.

- **Op-Amp. Kullanarak Tasarlanan Alçak Geçiren Süzgeç**

Belirlenen kesim frekansının altındaki frekansları olduğu gibi geçirip, bu frekansın üzerindeki frekansları zayıflatan süzgeçler "alçak geçiren süzgeçler" olarak adlandırılır. Alçak geçiren süzgeçlerde 0 Hz. ile kesim frekansı arasında sabit bir kazanç vardır ki bu genellikle "birim kazanç" olarak bilinir. Kesim frekansında, alçak frekans kazancı 3 dB. azalır. Sıfır (0) Hz. ile kesim frekansı arasındaki frekanslar "bant geçirme frekansları" kesim frekansından büyük frekanslar ise "bant durdurma frekansları"dır. Bant durdurma frekansında kazanç oldukça azalır. Süzgeç devreleri her dekad'da 20 dB'lik bir eğime sahiptir. Süzgeçler zayıflatma eğimine veya kalitesine bağlı olarak; birinci derece veya -20 deb/decad, ikinci derece veya -40 deb/decad ve üçüncü derece -60 deb/dekad olmak üzere tasarlanabilirler. Şekil 2.10'a da birinci derece veya -20 deb/dekad'lık süzgeç devresi ve kazancı verilmiştir. Tek bir direnç ve kondansatör kullanan birinci dereceden alçak geçiren süzgeç, Şekil 2.11 b'de gösterildiği gibi -20 dB'lik bir eğime sahiptir [40].



(a) (b)

Şekil 2.10. Birinci dereceden alçak geçiren aktif süzgeç (a) Devre yapısı, (b) Kazancı

Eşitlik 2.22 ve 2.23'de sırasıyla yükselticinin kazancı ve kesim frekansı verilmektedir.

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{2.22}$$

$$f_C = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \tag{2.23}$$

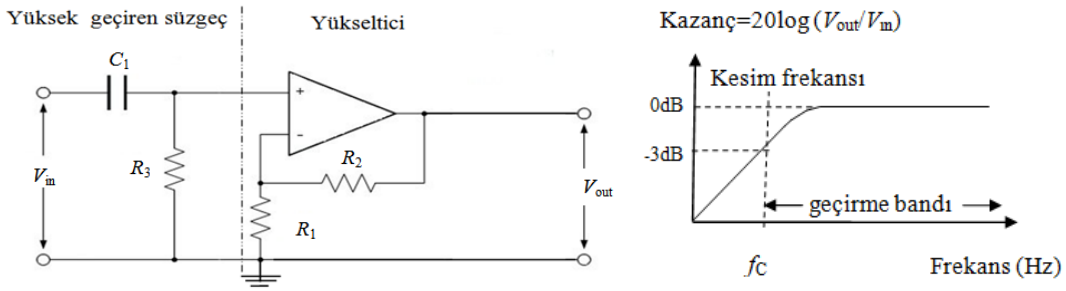
Devrede süzgeçleme işlemi *R* ve *C* elemanları ile gerçekleştirilmektedir. Op-Amp. birim kazanç yükselteci olarak çalışmaktadır. DC işaretler için *C* kondansatörü açık devredir. $R_1=R_2=R_f$ olarak seçildiğinde Op-Amp. girişlerine eşit direnç bağlanmış olur. Op-Amp.'ın eviren ve evirmeyen girişleri arasında potansiyel fark olmadığından çıkış gerilimi *C* kondansatörü uçlarındaki gerilime eşittir. Giriş V_{in} gerilimi; direnç ve kondansatör üzerinde bölündüğünden çıkış gerilim değeri V_{out} dur.

- **Op-Amp. Kullanarak Tasarlanan Yüksek Geçiren Süzgeç**

Belirlenen kesim frekansının üstündeki frekansları geçirip, kesim frekansının altındaki frekansları zayıflatan süzgeçler "yüksek geçiren süzgeçler" olarak adlandırılır. Yüksek geçiren süzgeç devresi temelde alçak geçiren süzgeç ile benzerlik gösterir. Sadece *R* ve *C* elemanlarının yerleri değişmiştir. Birinci dereceden aktif bir yüksek geçiren süzgeç devresi Şekil 2.11'de gösterilmektedir. Amplifikatör kazancı, Eşitlik 2.24 kullanılarak hesaplanır Amplifikatörün kesim frekansı Eşitlik 2.25 ile verilmektedir [40].

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{2.24}$$

$$f_C = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \tag{2.25}$$



(a) (b)

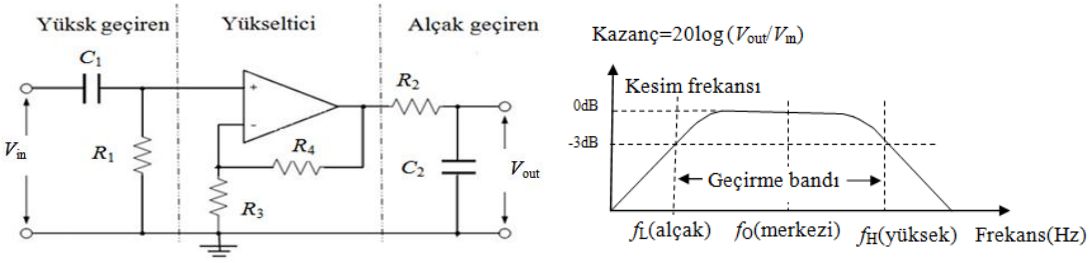
Şekil 2.11. Yüksek geçiren aktif süzgeç:(a) Devre yapısı (b) Kazanç/frekans cevabı

- **Op-Amp. Kullanarak Tasarlanan Bant Geçiren Süzgeç**

Belirli bir frekans aralığındaki işaretleri geçirip, diğerlerini geçirmeyen veya zayıflatan süzgeçler "bant geçiren süzgeç" olarak adlandırılmaktadır. Çıkış geriliminin ve kazancın maksimum olduğu frekansa "Rezonans Frekansı" denir. Bant geçiren bir süzgeç; bir yüksek geçiren süzgeç ile bir alçak geçiren süzgeçten oluşmaktadır. Şekil 2.12'de bant geçiren bir süzgecin devre yapısı ve frekans cevabı verilmektedir [40]. Bu süzgeç devresinde kazancın 0.707 katı olan frekanslara alt (f_L) ve üst (f_H) kesim frekansı adı verilmektedir. Alçak ve yüksek kesim frekansları Eşitlik 2.26-27 ile verilmektedir.

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \tag{2.26}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \tag{2.27}$$



(a) (b)

Şekil 2.12. Bant geçiren aktif süzgeç:(a) Devre yapısı (b) Kazanç frekans cevabı

Merkez frekansı Eşitlik 2.28 kullanarak hesaplanır.

$$f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \tag{2.28}$$

Kalite faktörü ise Eşitlik 2.29'da verilmektedir.

$$Q = \frac{f_O}{BG} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \tag{2.29}$$

Alt ve üst kesim frekansları arasındaki bölgeye "Band Genişliği" (BG) adı verilir. Bu,

$$BG = f_H - f_L \tag{2.30}$$

eşitliği ile belirlenir. Dar ve geniş bant olmak üzere iki tip bant geçiren süzgeç vardır. Dar bantlı süzgeçlerde, band genişliği rezonans frekansının 1/10'nundan daha küçükken geniş bantlı süzgeçlerde rezonans frekansının 1/10'nundan daha büyüktür. Rezonans frekansının (f_o), band genişliğine oranı, "kalite faktörü" olarak adlandırılır ve

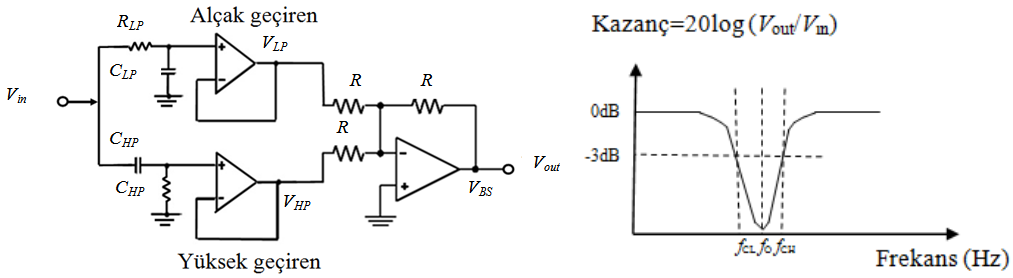
$$Q = \frac{f_O}{BG} \tag{2.31}$$

eşitliği ile belirlenir. Süzgeç devresinin kalitesi ve seçiciliği, Q'ya bağlı olarak değişmektedir. Bu değer yüksek ise seçicilik fazla olmaktadır. Dar bantlı süzgeçlerde özellikle seçicilik daha fazla olmaktadır çünkü Q>10'dur. Geniş bantlı süzgeçlerde ise Q<10'dur. Bant geçiren süzgeçlerin tasarımında iki yöntem vardır: Birinci yöntemde f_O ve BG belirlenir, Q hesaplanır. İkinci yöntemde ise f_o ve Q belirlenir ve BG hesaplanır.

- **Op-Amp. Kullanarak Tasarlanan Bant Durduran Süzgeç**

Belirli bir frekans aralığındaki işaretleri durdurup, diğerlerini geçiren süzgeçler "bant durduran süzgeçler" olarak adlandırılmaktadır. Bu tür süzgeçler sistemler üzerinde parazit yani gürültü etkisi yapan işaretlerin azaltılmasında kullanılır. Örneğin elektronik cihazların çevresinde çalışan motor, jeneratör, transformatör v.b. elektromekanik cihazlar, çevrelerinde ve şebekede, elektriksel gürültü oluşmasına sebep olurlar. Bu istenmeyen gürültüyü yok etmek amacıyla elektronik cihazların pek çoğunda bant durduran süzgeçler kullanılır. Bir bant durduran aktif süzgecin devre yapısı ve frekans

cevabı Şekil 2.13'de verilmektedir. Bu süzgeçlerde; rezonans frekansı, bant genişliği veya kalite faktörünün bilinmesi önemlidir.



(a) (b)

Şekil 2.13. Bant durduran aktif süzgeç (a) Devre yapısı (b) Frekans cevabı

Alçak ve yüksek kesim frekansı sırasıyla Eşitlik 2.32 ve 2.33 ile hesaplanır.

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_{LP} C_{LP}} \tag{2.32}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_{HP} C_{HP}} \tag{2.33}$$

Merkez frekansı Eşitlik 2.34, kalite faktörü ise Eşitlik 2.35 kullanılarak belirlenir.

$$f_O = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_{LP} R_{HP} C_{LP} C_{HP}}} \tag{2.34}$$

$$Q = \frac{f_O}{BG} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_{HP}}{R_{LP}}} \tag{2.35}$$

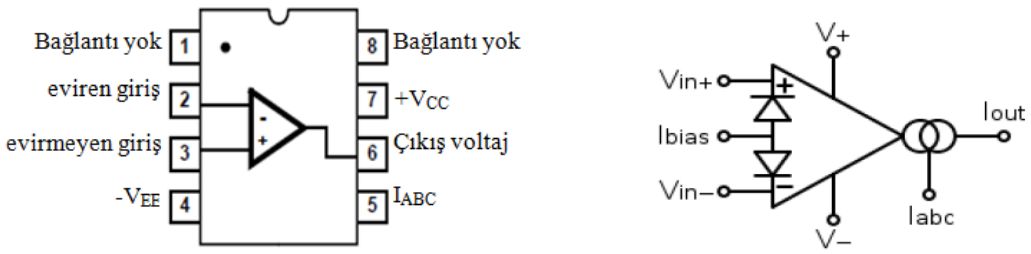
2.2. İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricileri

Op-Amp'lar ve OTA'lar; analog/sayısal çeviriciler, akım kaynakları, integral ve türev alıcı devreler, logaritmik ve ters logaritmik kuvvetlendiriciler, osilatör devreleri, analog çarpma/bölme ve karekök alma devreleri, örnekleme ve tutma devreleri, enstrümantasyon kuvvetlendiricileri, aktif süzgeçler gibi devrelerin ve düzenlerin gerçekleştirilmesinde önemli rol oynamaktadırlar.

Analog uygulamalarda Op-Amp.'ların kullanılması tasarım ve uygulamaları kolaylaştırmaktadır. Op-Amp'lar ses ve video sistemleri gibi düşük frekanslı uygulamalar için oldukça iyi çalışır fakat daha yüksek frekanslar için frekans sınırlamaları nedeniyle Op-Amp.'ların tasarımları zorlaşmaktadır. Bu yüksek frekanslarda, OTA tümdevresi Op-Amp.'ların yerine kullanılmaktadır [21], [41]. Özellikle yüksek frekans performansı, dışarıdan uygulanan kontrol işareti ile iletkenlik değerinin ayarlanabilmesi, C-MOS teknolojisi ile uyumluluğu ve entegre devre üretimi kolaylığı sebebiyle Op-Amp.'lar yerine OTA kullanılması tercih edilmektedir. İşlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi olarak adlandırılan giriş gerilimlerinin fark ile kontrol edilen bağımlı bir akım kaynağından oluşan bu devreler farklı elektronik devre uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi olması dolayısıyla yapının çıkış akımı giriş gerilimi ile orantılıdır. Giriş büyüklüğünün gerilim ve çıkış büyüklüğünün akım olması dolayısıyla devrenin giriş ve çıkış dirençleri büyük değerlidir. İdeal durumda değeri sonsuz olur.

2.2.1. İdeal OTA

İdeal bir OTA'nın iki önemli özelliği vardır: geçiş iletkenliği (transconductance, g_m) yani iki giriş arasındaki voltaj farkı ile çıkışta akım oluşturması ve yüksek frekanslarda çalışabilmesi [41]. İdeal bir OTA tümdevresi ve şematik sembolü Şekil 2.14'deki gibi verilmektedir [42]. OTA,'lar iki giriş gerilimi arasındaki farkın bir fonksiyonu olarak bir çıkış akımı üretmektedirler. Giriş büyüklüğünün gerilim ve çıkış büyüklüğünün akım olması sebebiyle devredeki giriş ve çıkış dirençleri büyük değerlidir. İdeal OTA için $R_i = R_o = \infty$ dur. Böylece çıkış akımı sadece yük tarafından etkilenir.



(a) (b)

Şekil 2.14. İdeal OTA (a) Pin diyagramı, (b) Şematik gösterimi

OTA bir giriş gerilimini, geçiş iletkenlik parametresi g_m ile gösterildiğinde:

$$g_m = \frac{i_o}{v_i} \tag{2.36}$$

ile bir çıkış akımına çevirir. İdeal OTA'nın eşdeğer devresi ve sembolü Şekil 2.15'da gösterilmiştir. Şekil 2.15 (b) 'de verilen OTA modelinin açık devre gerilim kazancı,

$$A = g_m R_o \tag{2.37}$$

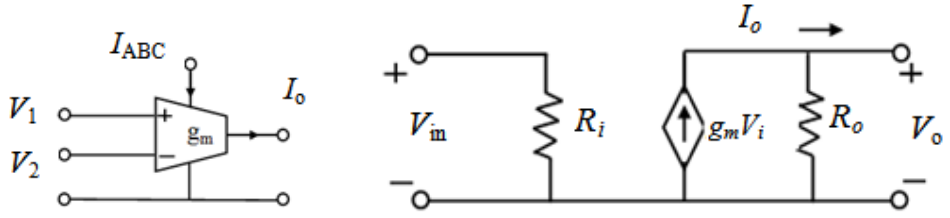
dır [43]. Geçiş iletkenliği g_m, Eşitlik 2.38'den görüleceği gibi I_{ABC} ile orantılıdır. Bu değer, I_{ABC} ayarlanarak birkaç dekad boyunca değiştirilebilir. h orantı sabiti, "ışık voltajı=26 mV" olarak adlandırılmaktadır [21]. Şekil 2.15'de, I_o çıkış akımını, g_m geçiş iletkenliğini, V_i giriş voltajını, R_i giriş ve R_o çıkış direncini temsil etmektedir. Tablo 2.2'de CA3080'nin özellikleri verilmektedir.

$$g_m = hI_{ABC} = \frac{1}{2V_T} I_{ABC} \tag{2.38}$$

$$I_O = g_m(V_1 - V_2) \tag{2.39}$$

Tablo 2.2. CA3080 OTA'nın bazı özellikleri

Parametre	Sembolü	Değerleri
Değişim Hızı	SR	50 V/µs u mu
Açık Çevrim Bant Genişliği	BG	2 MHz.
Maksimum Çıkış Akımı	I_o	±350 µA. (min)
Ortak Mod Zayıflatma Oranı	CMRR	110 dB.
Offset giriş voltajları	V_{io}	0.4 mV.
Offset giriş akımları	I_{io}	0.1 µA.
Giriş kutuplama akımları	I_{ABC}	0.4 µA.

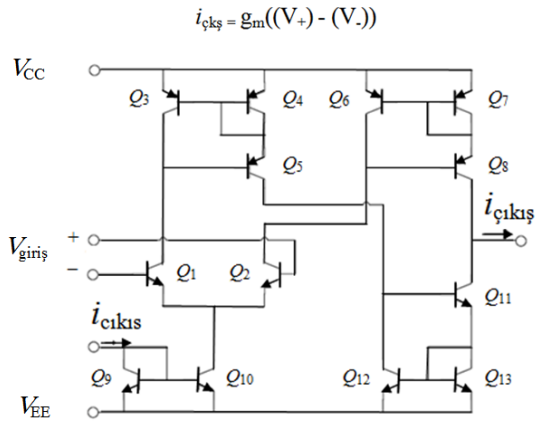


(a) (b)

Şekil 2.15. İdeal OTA, (a) Sembol, (b) Eşdeğer devre.

2.2.2. OTA'nın Çalışma Prensibi

Giriş gerilimlerinin farkını alarak çıkış akımı elde eden bir eleman olan OTA'nın blok yapısı Şekil 2.16'da verilmektedir.



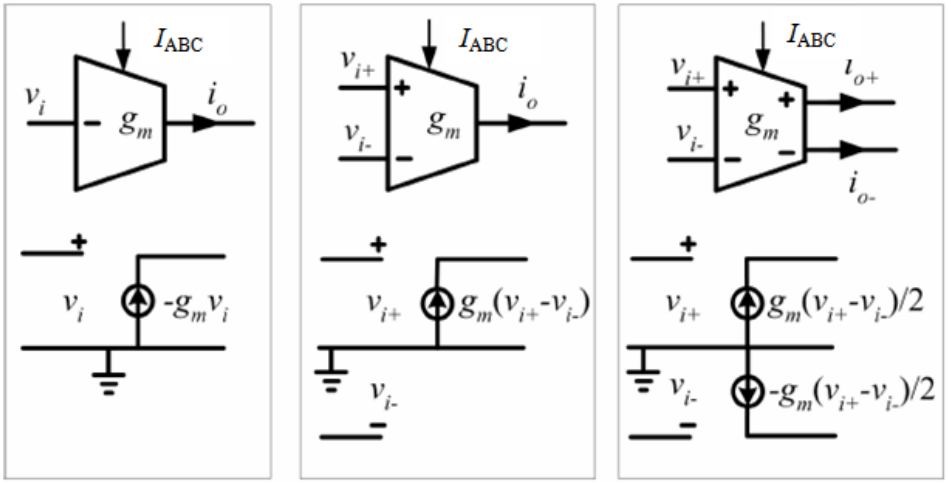
Şekil 2.16. OTA'nın iç yapısı

İdeal bir OTA'nın çıkış akımı, geçiş iletkenliği ile giriş gerilimine bağlıdır, giriş ve çıkış empedansları ise sonsuz olmaktadır.

$$i_{çkş} = g_m V_{gir} \qquad \text{(2.40-a)} \qquad Z_{gir} = \infty \,,\; Z_{çkş} = \infty \qquad \text{(2.40-b)}$$

Eşitliklerde; $i_{çkş}$ çıkış akımını, g_m geçiş iletkenliğini, V_{gir} giriş gerilimi, Z_{gir} giriş empedansını ve $Z_{çkş}$ çıkış empedansını temsil etmektedir. Genel amaçlı çalışmalarda bu eşitlikler OTA'nın performansını değerlendirmek için yeterli olmasına rağmen yüksek frekanstaki çalışmalarda yüksek frekanslı parazitlerin ve aktif cihaz doğrusallığının etkileri göz önüne alınmalıdır. V_{CC}= +V, V_{EE}=-V besleme gerilimi I_{ABC} ise kutuplama akımını temsil etmektedir.

Giriş ve çıkış bağlantılarına göre OTA'ların üç farklı tipi vardır: Tek giriş/çıkış, Diferansiyel girişli/tek çıkış ve Diferansiyel giriş/çıkış. Bunlara ait eşdeğer devre modelleri Şekil 2.17 'de verilmektedir. Bu üç farklı OTA'da, g_m, I_{ABC} DC akım ile ayarlanabilir. 2.41 a, b ve c eşitliklerinde üç farklı OTA'ya ait çıkış akımları verilmektedir. Şekil 2.17 (a)'da gösterilen en basit tek giriş ve tek çıkışlı OTA yapısı sadeliği sebebiyle yüksek frekans çalışmaları için uygundur [41], [45], [46]. Şekil 2.17'de b ve c şıklarında verilen iki OTA yapısı neredeyse aynı performansa sahiptir [2], [47].



(a) (b) (c)

Şekil 2.17. OTA'nın eşdeğer devre modeli: (a) Tek giriş/çıkış, (b) Diferansiyel girişli/tek çıkış, (c) Diferansiyel giriş/çıkış.

$$i_{çkş} = -g_m V_{gir} \qquad (2.41\text{-a})$$

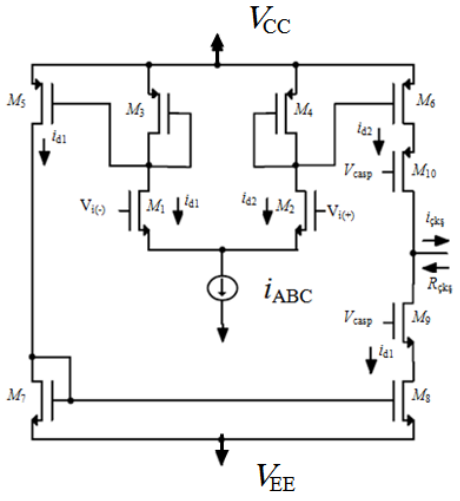
$$i_{çkş} = g_m(V_{i+} - V_{i-}) \qquad (2.41\text{-b})$$

$$i_{çkş} = i_{o+} - i_{o-} = g_m(V_{i+} - V_{io}) \qquad (2.41\text{-c})$$

Açık Çevrim Kazancı (A_{OL})

DC Analizi

Açık çevrim kazancı için Şekil 2.18 incelenir.



Şekil 2.18. Tek kademeli OTA'nın DC analiz yapısı

K, ayna kazanç katsayısı cinsinden çıkış akımı $i_{çkş}$ ve i_{d1} aşağıda verildiği gibidir:

$$i_{çkş} = Ki_{d2} - Ki_{d1} \tag{2.42}$$

$$i_{d1} = g_{m1}V_{i(-)},\ i_{d2} = g_{m_2}V_{i(+)} \tag{2.43}$$

g_{m1}=g_{m2} varsayılırsa; çıkış akımı 2.44 eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$i_{çkş} = Kg_{m_{1,2}}(V_{i(+)} - V_{i(-)}) \tag{2.44}$$

Bu durumda OTA'nın geçiş iletkenliği 2.45 ve çıkış direnci 2.46 ile verilmektedir:

$$g_m = Kg_{m_{1,2}} \tag{2.45}$$

$$R_{çkş} = g_{m_{10}}r_{o10}r_{o6} \,//\, g_{m_9}r_{o9}r_{o8} \tag{2.46}$$

2.44 ve 2.46 kullanılarak çıkış gerilimi bulunur.

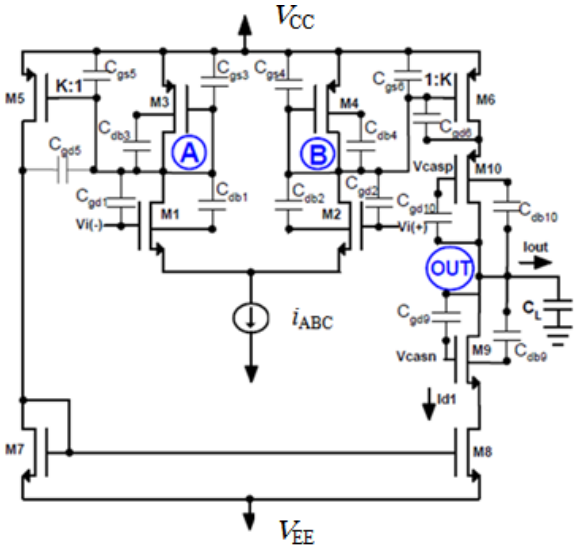
$$V_{çkş} = i_{çkş}R_{çkş} = Kg_{m_{1,2}}(V_{i(+)} - V_{i(-)})(g_{m_{10}}r_{o10}r_{o6} \,//\, g_{m_9}r_{o9}r_{o8}) \tag{2.47}$$

Böylece açık çevrim kazancı, 2.48 eşitliğinde verildiği gibi elde edilir.

$$A_{OL} = \frac{V_{çkş}}{V_{gir}} = Kg_{m_{1,2}}(g_{m_{10}}r_{o10}r_{o6} \,//\, g_{m_9}r_{o9}r_{o8}) \tag{2.48}$$

AC Analizi

Şekil 2.19'da verilen tek kademeli OTA devresi AC analizi için kullanılmaktadır.



Şekil 2.19. Tek Kademeli OTA'nın AC Analiz yapısı

Geleneksel tek kademeli OTA'nın kazanç bant genişliği, esas olarak, A ve B düğümlerinde düşük empedanslı, yüksek frekanslı kutuplar tarafından çıkış düğümünde ise yüksek empedanslı, düşük frekanslı kutupla sınırlanmaktadır [43]. M1=M2, M3=M4 ve M5=M6 olarak alındığında, A/B düğüm noktalarındaki direnç, $1/g_{m_{3,4}}$ tarafından kontrol edilir ve aşağıdaki şekilde verilir:

$$R_{A,B} = \frac{1}{g_{m_{3,4}}} // r_{o1,2} \approx \frac{1}{g_{m_{3,4}}} \tag{2.49}$$

A ve B düğüm noktalarındaki parazitik kapasitans kapasitans aşağıdaki gibidir:

$$C_{A,B} = C_{gd1,2} + C_{db1,2} + C_{db3,4} + C_{gs3,4} + C_{gd5,6} + C_{gs5,6} \approx C_{gs3,4} + C_{gs5,6} \tag{2.50}$$

(2.49), (2.50) ve $C_{gs5,6} = KC_{gs3,4}$ kullanılırsa A/B düğüm noktalarındaki kutup 2.51 eşitliğinde verildiği gibidir.

$$f_{pA,B} = \frac{1}{2\pi C_{A,B} R_{A,B}} = \frac{g_{m_{3,4}}}{2\pi C_{gs3,4}(K+1)} \tag{2.51}$$

Eşitlik (2.51), $f_{pA,B}$'nin yüksek frekanslı kutbunun, K ile ters orantılı olduğunu gösterir. K'daki bir artış $f_{pA,B}$'de bir düşüşe ve dolayısıyla fazda bir düşüşe neden olacaktır. Çıkış kapasitesi, C_L yük kapasitesi tarafından belirlenir:

$$C_{çkş} = C_{dg9} + C_{db9} + C_{dg10} + C_{db10} + C_L \approx C_L \tag{2.52}$$

2.46 ve 2.52 arasındaki eşitlikler kullanılarak OTA'nın baskın kutbu/bant genişliği,

$$f_{pA,B} = \frac{1}{2\pi C_{çkş} R_{çkş}} = \frac{1}{2\pi C_L (g_{m_{10}} r_{o10} r_{o6} // g_{m_9} r_{09} r_{o8})} = f_{3dB} \tag{2.53}$$

eşitliği ile verilir. Bu eşitlik aynı zamanda faz ile K ayna kazanç faktörü arasındaki ilişkiyi gösterir. OTA'nın bant genişliği 2.53 eşitliği ile verilmiştir ve C_L yük kapasitansı ile ters orantılıdır.

Aşağıda OTA için kullanılan temel parametreler kısaca anlatılmaktadır.

- **Kazanç Bant Genişliği** (*GB*): 2.48 ve 2.53 eşitlikleri birleştirilirse 2.54 eşitliğinde verilen kazanç bant genişliği eşitliği elde edilir.

$$GB = \frac{Kg_{m_{1,2}}}{2\pi C_L} \tag{2.54}$$

- **Maksimum Çıkış Akımı:** OTA'nın maksimum çıkış akımı, *K* ayna kazanç faktörü ve öngerilim akımı ile sınırlanır ve aşağıdaki gibi verilir:

$$I_{çkş}^{MAKS} = KI_{ABC} \tag{2.55}$$

- **Döndürme Hızı** (*SR*): Döndürme Hızı, Eşitlik 2.52 ile verilmektedir:

$$SR = \frac{I_{çkş}^{MAKS}}{C_L} = \frac{KI_{ABC}}{C_L} \tag{2.56}$$

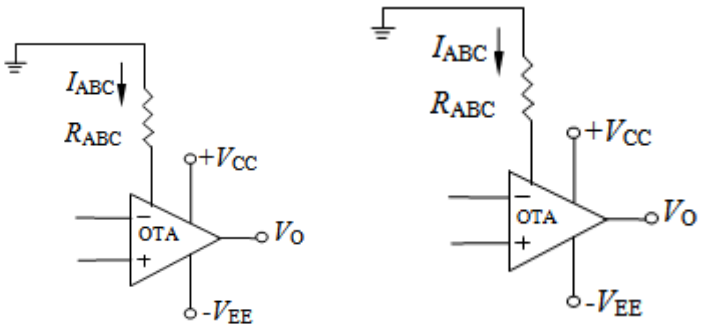
- **Statik Güç Dağılımı** (P_{STATIK}): Statik güç dağılımı, Eşitlik 2.57 ve 2.58 ile verilmektedir [48].

$$P_{STATK} = (V_{CC} - V_{EE})\left[I_{D,M1} + I_{D,M2} + I_{D,M5} + I_{D,M6} + I_{D,MB1}\right] \tag{2.57}$$

$$P_{STATK} = (V_{CC} - V_{EE})I_{ABC}(2 + k) \tag{2.58}$$

2.2.3. OTA'nın Kutuplandırılması

Şekil 2.20'de OTA'nın kutuplandırılması iki farklı durum için gösterilmektedir. İlkinde R_{ABC} direnci V_{CC}'ye bağlanmaktadır. Diğer durumda ise R_{ABC} direnci toprağa bağlanmaktadır. Her iki durum için I_{ABC} akımları sırasıyla Eşitlik 2.59 ve 2.60 ile verilmektedir [38][44].



(a) (b)

Şekil 2.20. OTA'nın kutuplandırılması a) Direncin V_{CC}'ye bağlanması b) Direncin toprağa bağlanması

$$I_{ABC} = \frac{|V_{EE}| + V_{CC} - V_{BE}}{R_{ABC}} \tag{2.59}$$

$$I_{ABC} = \frac{|V_{EE}| - V_{BE}}{R_{ABC}} \tag{2.60}$$

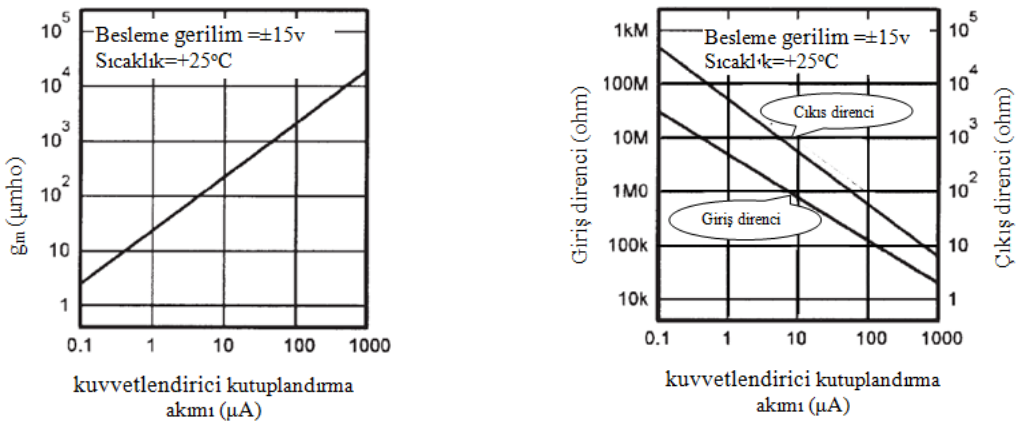
OTA'nın geçiş iletkenlik değeri g_m, giriş direnci ve çıkış direnci kutuplama akımı I_{ABC} ile kontrol edilebilir. Şekil 2.21'de CA3080 OTA için temel özellikler verilmiştir.

2.2.4. CMOS OTA Tasarımı

Yaygın olarak kullanılan OTA yapıları; basit, simetrik ve Miller OTA olarak adlandırılan geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi yapılarıdır. Alt kısımlarda sırasıyla bu temel yapılar anlatılmaktadır [43].

- **Basit OTA yapısı**

Şekil 2.22-a'da basit OTA yapısı, Şekil 2.22-b'de basit CMOS geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi yapısı verilmektedir. Basit CMOS geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi, kendiliğinden kutuplamalı aktif yüklü CMOS fark kuvvetlendiricisi kullanılarak kurulabilir. T_1 ve T_2 olarak gösterilen transistörler, n kanallı eş transitörlerdir ve kararlılık için gerekli olan minimum yük kapasitesi değeri eşittir. Aynı durum, p kanallı T_3 ve T_4 transistörleri için de geçerlidir. Akım seviyeleri, I_0 akım kaynağı ile belirlenir. Gövde etkisini yok etmek için tüm kaynak uçları, transistörlerin tabanına bağlıdır.



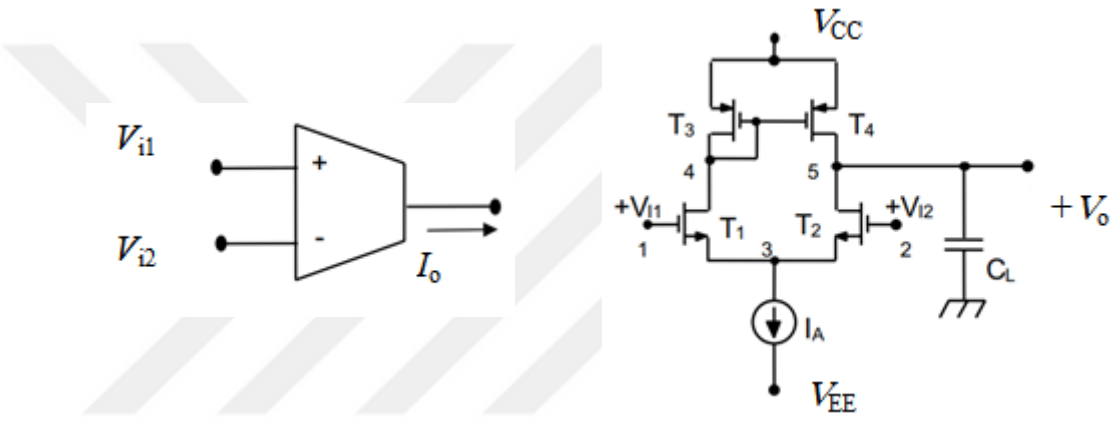
(a) (b)

Şekil 2.21. CA3080 OTA'nın kutuplama akımına göre direncin değişimi (a) g_m için (b) Giriş ve çıkış dirençleri için

CA3080 OTA'nın kutuplama akımı Şekil 2.21'de görüldüğü gibi $0.1\mu A \leq I_{ABC} \leq 1$ mA aralığında sınırlıdır.

- **Simetrik OTA yapısı**

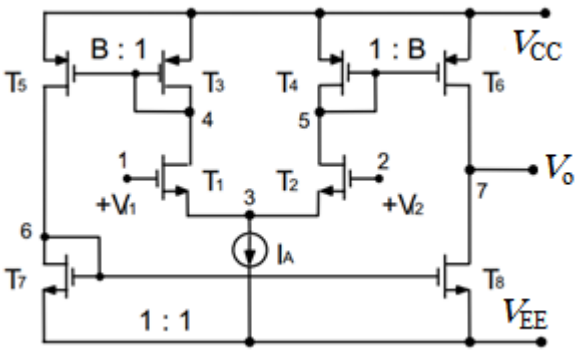
Geniş bantlı olması sebebiyle bu OTA devresi, yüksek frekanslı aktif süzgeçlerin ve osilatörlerin gerçekleştirilmesinde kullanılmaktadır. Yapısı, Şekil 2.23'de verilmektedir. I_A akımı ile OTA'nın eğimi değiştirilerek süzgecin akort frekansının ayarlanması, kaskat akım aynaları kullanılarak da çıkış direncinin yüksek olması sağlanır.



(a) (b)

Şekil 2.22. OTA yapısı (a) Basit OTA (b) CMOS geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi

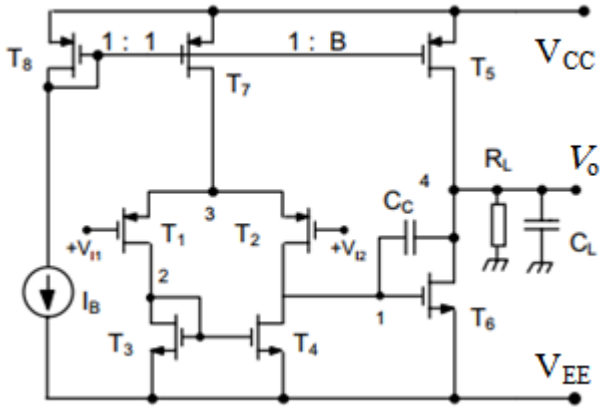
Şekil 2.23 'de T_1 ve T_2 tranzistörleri bir fark kuvvetlendiricisi oluştururlar. Diyot bağlı T_3 ve T_4 PMOS tranzistörleri bunların çıkış akımları ile sürülmektedir. T_3 ve T_4 tranzistörlerinin akımları, kararlılık için gerekli olan minimum yük kapasitesi değerleri, diyotların K katı olan T_5 ve T_6 tranzistörleri kullanılarak K çarpanı ile çarpılıp çıkışa yansıtılır.



Şekil 2.23. Simetrik CMOS geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi yapısı

- **Miller OTA**

Miller kompanzasyonu uygulandığından bu yapı aynı zamanda “Miller OTA” olarak da isimlendirilmektedir. CMOS tekniği ile gerçekleştirilen OTA yapısı Şekil 2.24'de verilmektedir. Yapıda iki kazanç katı vardır. PMOS tranzistörlerle kurulan ilk kat bir fark kuvvetlendiricisidir. CMOS evirici olarak ikinci kat kurulmuştur. T3 aktif yük işlevini yerine getirmektedir ve çıkışı kompanzasyon kapasitesi ile fark kuvvetlendiricisinin çıkışına bağlanmıştır.



Şekil 2.24. Miller OTA yapısı

2.2.5. Temel OTA Yapıları

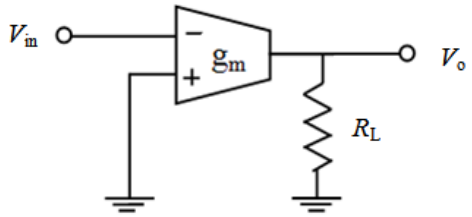
Bu bölümde temel OTA’nın yapıları tanıtılarak bu yapılar hakkında kısa bir açıklama sunulmuştur. Temel OTA yapıları olarak gerilim yükseltici, kayıpsız entegratör, kayıplı entegratör, eviren voltaj kuvvetlendirici ve evirmeyen voltaj kuvvetlendiricileri ile süzgeçler sayılabilir.

2.2.5.1. Gerilim yükselticileri

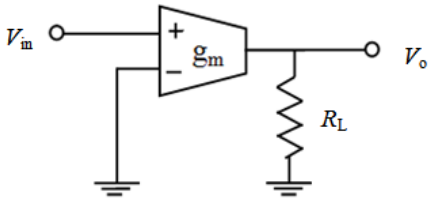
Şekil 2.25-a ve 2.25-b 'de temel ters eviren ve ters evirmeyen gerilim yükseltici OTA yapıları verilmektedir. Şekil 2.25 a ve 2.25 b de gösterildiği gibi iki giriş kullanılırsa bu yapılar “diferansiyel yükseltici” olarak adlandırılmaktadır. OTA’nın "+" ve "-" terminallerinin değiştirilmesi, orijinal devre için herhangi bir denklemde sadece g_m katsayısının işaretinin değiştirilmesine neden olacaktır. Şekil 2.25 a’daki devre için transfer fonksiyonu Eşitlik 2.61 ile Şekil 2.25 b’ daki devre için transfer fonksiyonu Eşitlik 2.62 ile verilmiştir:

$$\frac{V_o}{V_i} = -g_m R_L \tag{2.61}$$

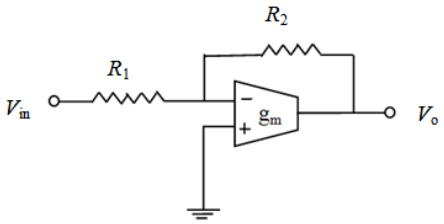
$$\frac{V_o}{V_i} = g_m R_L \tag{2.62}$$



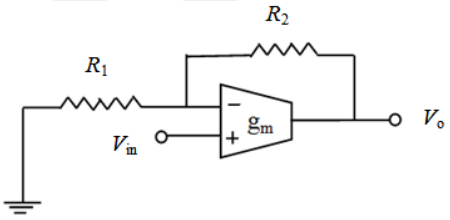
(a) Ters eviren gerilim yükseltici



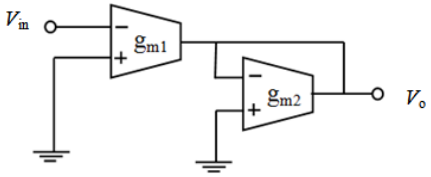
(b) Ters evirmeyen gerilim yükseltici



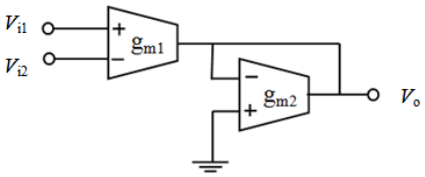
(c) Geri beslemeli eviren yükseltici



(d) Geri beslemeli evirmeyen yükseltici



(e) Tüm OTA yükseltici



(f) Diferansiyel gerilim yükseltici

Şekil 2.25. OTA'lı gerilim yükselticileri

Şekil 2.25-c devresi g_m parametresiyle pozitif ve negatif değerler arasında sürekli ayarlanabilen kazançlar sunar. OTA'nın + ve - uçlarını değiştirerek, g_m R_1, 1'e yaklaştığında büyük kazançlar elde edilebilir. Kazanç, g_m ile doğrusal olmayan bir şekilde değişmektedir. Şekil 2.25-c'deki eviren yükseltici yükseltici devre için transfer fonksiyonu Eşitlik 2.63 ile verilmiştir:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 - g_m R_2}{1 + g_m R_1} \tag{2.63}$$

Şekil 2.25-d'deki geri beslemeli evirmeyen yükseltici devre için transfer fonksiyonu Eşitlik 2.64 ile verilmiştir:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{g_m(R_1 + R_2)}{1 + g_m R_1} \tag{2.64}$$

Şekil 2.25-e'deki amplifikatörü, pasif bileşenler içermediğinden caziptir. Kazanç, g_{m1} veya g_{m2} ile ayarlanabilir. Devrenin transfer fonksiyonu 2.65, Şekil 2.25-f 'de verilen diferansiyel gerilim yükselticinin transfer fonksiyonu da 2.66 ile verilmektedir [21]:

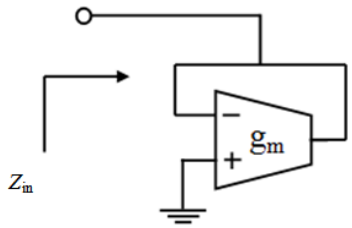
$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \tag{2.65}$$

$$K = \frac{V_O}{V_{i1} - V_{i2}} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \tag{2.66}$$

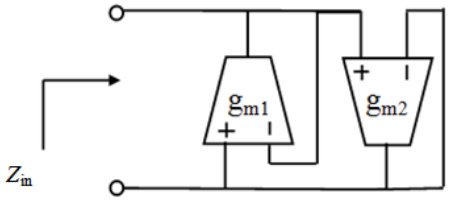
2.2.5.2. Empedans Kontrollü OTA Yapıları

Farklı empedans kontrollü OTA yapıları, Şekil 2.26'de gösterilmiştir. Bu yapılar, OTA'larda yapı taşları olarak veya aktif RC süzgeçlerde gerilim kontrolüne ulaşmak için pasif eşdeğerleri yerine kullanılabilir. Şekil 2.26-a'daki devrenin empedansı Eşitlik 2.67 ile verilmektedir [21].

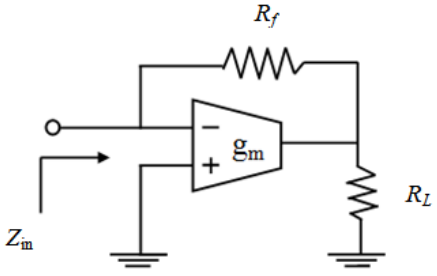
$$R = Z_{in} = \frac{1}{g_m} \tag{2.67}$$



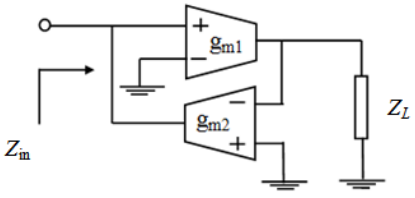
(a) Topraklı gerilim değişken direnci



(b) Kayan VVR



(c) Katsayılı VVR



(d) Gerilim değişken empedanslı ters eviren

Şekil 2.26. Kontrollü empedans yapıları

Şekil 2.26-b devresi kayan (floating) bir VVR gibi davranır, $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ alınırsa devrenin empedansı Eşitlik 2.68'de verildiği gibi olacaktır [21].

$$R = Z_{in} = \frac{1}{g_m}, \tag{2.68}$$

Şekil 2.26-c devresinde devreye eklenen dirençler sebebiyle a'daki devreye göre daha yüksek empedanslar elde edilebilir. Devrenin empedansı gerilim değişken empedanslı bir çeviricinin empedansı Eşitlik 2.69 ile verilmiştir. Şekil 2.26-d'deki için Eşitlik 2.70 de verilmektedir [21].

$$Z_{in} = \frac{1+\frac{R_f}{R_L}}{g_m} \tag{2.69}$$

$$Z_{in} = \frac{1}{g_{m1} g_{m2} Z_L} \tag{2.70}$$

2.2.5.3. Entegratör

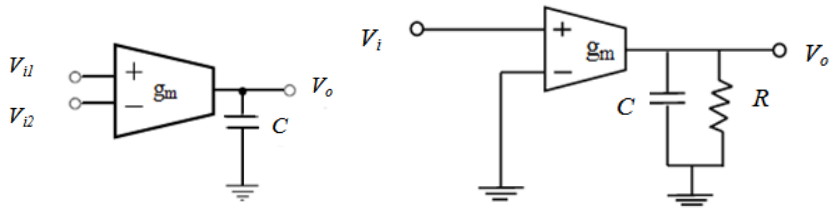
Entegratörler, birçok süzgeç yapısında temel yapı taşı olarak görev almaktadır. Şekil 2.27-a ve 2.27-b'de birinci dereceden alçak geçiren süzgece ait kayıplı ve kayıpsız entegratör yapıları verilmektedir. Bir diferansiyel girişi olan gerilim değişkenli entegratör yapısı Şekil 2.27-a'da gösterilmiştir. Kayıpsız entegratör devresinin transfer fonksiyonu Eşitlik 2.71 ve kayıplı entegratör devresininki de 2.72 ile verilmektedir.

$$\frac{V_o}{V_{i1}-V_{i2}} = \frac{g_m}{sC} \tag{2.71}$$

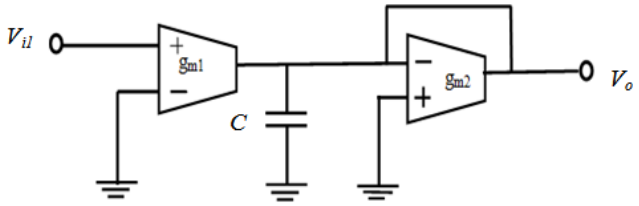
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{g_m R}{sRC+1} \tag{2.72}$$

Şekil 2.27-c'de verilen entegratör, esnek bir yapıya sahiptir. dc kazanımı g_{m1} ile ayarlanabilir devrenin transfer fonksiyonu, Eşitlik 2.73 ile verilmektedir. Devre hiçbir direnç içermez ve R direncini Şekil 2.27-a'da verilen kontrollü empedans ile değiştirerek, Şekil 2.27-b devresinden elde edilebilir [21].

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{g_{m1}}{sC+g_{m2}} \tag{2.73}$$



(a) Kayıpsız entegratör (b) Kayıplı entegratör



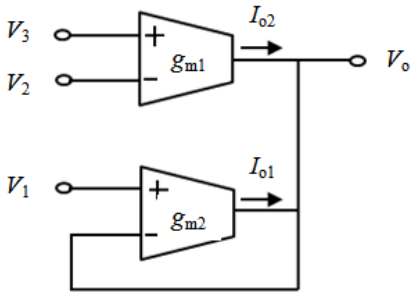
(c) Ayarlanabilir entegratör

Şekil 2.27. Entegratör yapıları

2.2.6. Toplama/Çıkarma yapılabilen OTA devresi

Şekil 2.28'de Toplama/Çıkarma devre yapısı gösterilmektedir. İki OTA kullanılarak tasarlanan devrede çıkış gerilimi Eşitlik 2.74 ile verilmiştir [28].

$$V_o=V_1-V_2+V_3 \tag{2.74}$$



Şekil 2.28. Toplama/Çıkarma yapılabilen OTA devre yapısı

2.2.7 OTA ile Tasarlanan Birinci Dereceden Süzgeç Yapıları

Şekil 2.29'da OTA kullanılarak tasarlanan farklı süzgeç yapıları verilmektedir. Şekil 2.29-a 'da alçak geçiren süzgeç yapısı verilmektedir. Devrenin DC kazancı ve kutbu ayarlanabilir. Kayıpsız entegratör, transfer fonksiyonu Eşitlik 2.75 ile verilmektedir.

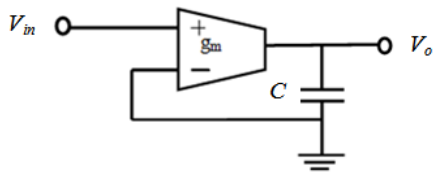
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{g_m}{sC + g_m} \tag{2.75}$$

Şekil 2.29-a'da verilen yapının D.C. kazancı bire eşittir ve kesme frekansı 2.76'da, frekans tepkisi Şekil 2.29-a'da gösterilmiştir.

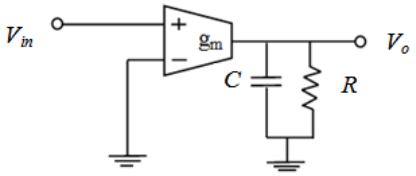
$$f_{3dB} = \frac{g_m}{2\pi C} \tag{2.76}$$

Şekil 2.29-b'de alçak geçiren birinci dereceden bir süzgeç yapısı verilmektedir. Bu devre ayarlanabilir dc kazanca sahiptir. Devrede kullanılan direnç, Şekil 2.25 a'daki ile değiştirilirse, devre bağımsız olarak ayarlanabilen kazanç ve kırılma frekansına sahip olacaktır. Transfer fonksiyonu 2.77 ile frekans tepkisi de Şekil 2.30 b'de verilmektedir.

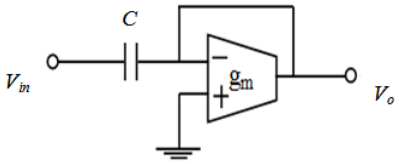
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{g_m R}{sRC + 1} = \frac{g_m}{sC + \frac{1}{R}} \tag{2.77}$$



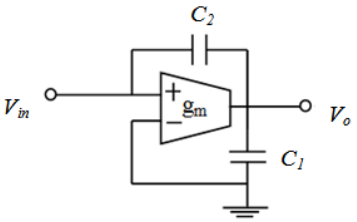
(a) Alçak geçiren süzgeç



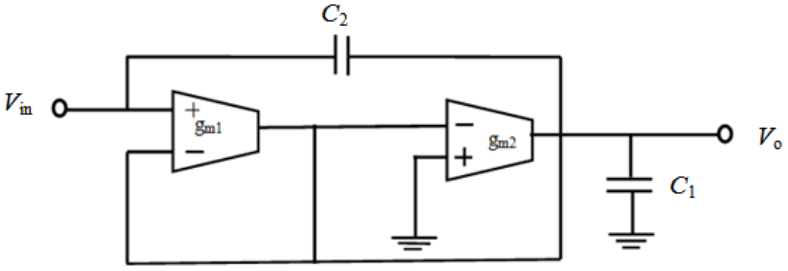
(b) Alçak geçiren sabit kutuplu süzgeç



(c) Yüksek geçiren süzgeç



(d) Alçak geçiren süzgeç



(e) Alçak geçiren veya yüksek geçiren süzgeç

Şekil 2.29. Birinci dereceden alçak geçiren süzgeçler

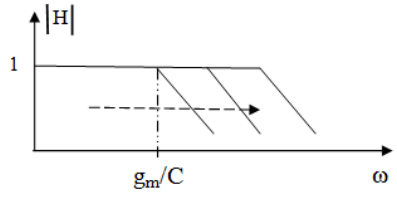
Şekil 2.29-c'de verilen yüksek geçiren süzgecin transfer fonksiyonu Eşitlik 2.78 ile frekans tepkisi Şekil 2.30-c'de verilmiştir. Süzgecin 3 dB. frekansı 2.79'da verilmiştir.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{sC}{sC + g_m} \tag{2.78}$$

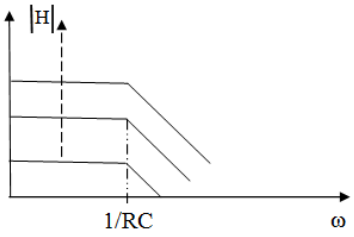
$$f_{3dB} = \frac{g_m}{2\pi C} \tag{2.79}$$

Şekil 2.29-a ve 2.29-c'nin alçak geçiren ve yüksek geçiren süzgeçlerin karakteristikleri özdeştir, dolayısıyla aynı kutup yapılarına sahiptirler. Şekil 2.29-d devresi yüksek frekans kazancı ile alçak geçiren bir süzgeç olarak davranmaktadır. Bu devredeki kutup ve sıfır, g_m parametresi ile ayarlanabilir ancak oran sabit tutulur. Süzgecin transfer fonksiyonu Eşitlik 2.80'de frekans tepkisi Şekil 2.30-d'de verilmiştir.

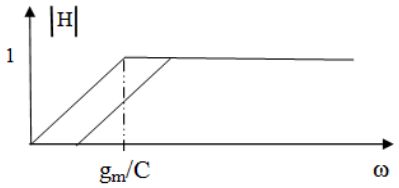
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{sC_2 + g_m}{s(C_1 + C_2) + g_m} \tag{2.80}$$



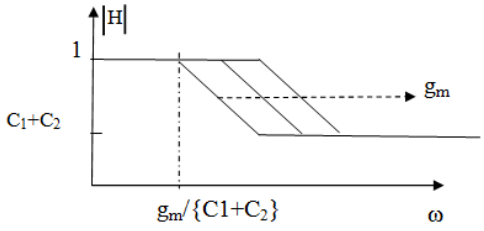
(a) Şekil 2.28-a için frekans tepkisi



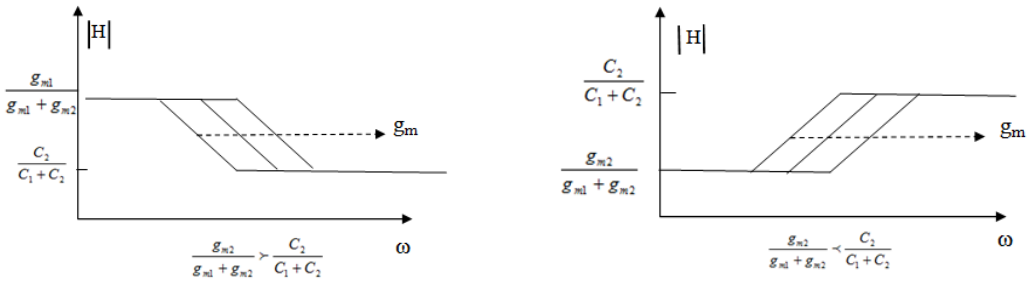
(b) Şekil 2.28-b için frekans tepkisi



(c) Şekil 2.28-c için frekans tepkisi



(d) Şekil 2.28-d için frekans tepkisi



(e) Şekil 2.28 e'deki frekans tepkisi

Şekil 2.30 Birinci dereceden süzgeçlerin frekans tepkileri [21].

Şekil 2.29-e'de hem alçak hem yüksek geçiren süzgeç olarak kullanılan OTA'lı devre yapısı verilmektedir. Süzgecin transfer fonksiyonu 2.81 eşitliği ile ve frekans tepkisi Şekil 2.29-e'de verilmektedir.

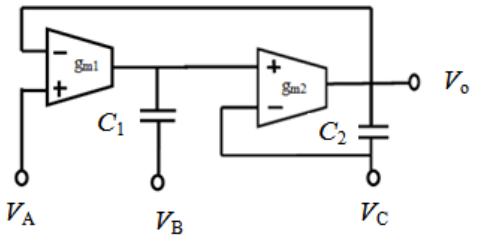
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{g_{m1} + sC_2}{s(C_1 + C_2) + g_{m1} + g_{m2}} \tag{2.81}$$

2.2.8. OTA ile Tasarlanan İkinci Dereceden Süzgeç Yapıları

Alt bölümlerde iki ve üç adet OTA kullanılması durumunda ikinci dereceden süzgeç tasarımı konusu kısaca anlatılmaktadır.

2.2.8.1. İki adet OTA ile Tasarlanan İkinci Dereceden Süzgeçler

İkinci dereceden süzgeçler, daha yüksek dereceli süzgeçlerin tasarımında yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 2.31'de iki adet OTA kullanılarak tasarlanan gerilim kontrollü süzgeç yapısı gösterilmektedir [21], [41].



Şekil 2.30. İki adet OTA ile tasarlanan ikinci dereceden süzgeç yapısı

Tablo 2.3. Temel süzgeçler için transfer fonksiyonları

Süzgeç türü	**Giriş durumu**	**Transfer fonksiyonu:** $\frac{V_o}{V_i}$	ω_o	Q
LP	$V_i=V_A$ ve $V_B=V_C=0$ topraklı	$\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2+sC_1g_{m2}+g_{m1}g_{m2}}$	$\frac{g_m}{\sqrt{C_1C_2}}$	$\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$
BP	$V_i=V_B$ ve $V_A=V_C=0$ topraklı	$\frac{sC_1g_{m2}}{s^2C_1C_2+sC_1g_{m2}+g_{m1}g_{m2}}$	$\frac{g_m}{\sqrt{C_1C_2}}$	$\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$
HP	$V_i=V_C$ ve $V_A=V_B=0$ topraklı	$\frac{s^2C_1C_2}{s^2C_1C_2+sC_1g_{m2}+g_{m1}g_{m2}}$	$\frac{g_m}{\sqrt{C_1C_2}}$	$\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$
BS	$V_i=V_A=V_C$ ve $V_B=0$ topraklı	$\frac{s^2C_1C_2+g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2+sC_1g_{m2}+g_{m1}g_{m2}}$	$\frac{g_m}{\sqrt{C_1C_2}}$	$\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$

Bu yapıda ikinci dereceden transfer fonksiyonları elde etmek için sadece dört elemana ihtiyaç vardır. Kirchoff'un akım kanunu kullanılarak, çıkış gerilimi elde edilir:

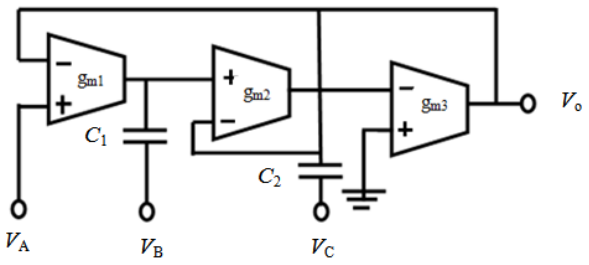
$$V_o=\frac{s^2C_1C_2V_C+sC_1g_{m2}V_B+g_{m1}g_{m2}V_A}{s^2C_1C_2+sC_1g_{m2}+g_{m1}g_{m2}} \tag{2.82}$$

Tablo 2.3'de temel süzgeçler için transfer fonksiyonları verilmektedir. Anlaşılacağı gibi ω_o, g_m ile ayarlanabilir ve Q, C_1 ve C_2 kapasiteleri ile orantılı bir sabittir.

2.2.8.2 Üç adet OTA ile Tasarlanan İkinci Dereceden Süzgeçler

Şekil 2.32'de üç adet OTA kullanılarak gerçekleştirilen ikinci dereceden süzgeç devresi verilmektedir. Çıkış gerilimi, Eşitlik 2.83'te verilmektedir [21].

$$V_o=\frac{s^2C_1C_2V_C+sC_1g_{m2}V_B+g_{m1}g_{m2}V_A}{s^2C_1C_2+sC_1g_{m3}+g_{m1}g_{m2}} \tag{2.83}$$



Şekil 2.31. Üç adet OTA ile tasarlanan ikinci dereceden süzgeç yapısı

Şekil 2.32'de verilen süzgeç yapısı; girişlerin doğru seçilmesiyle alçak geçiren, bant geçiren, yüksek geçiren veya bir çentik (notch) süzgeç olarak da kullanılabilir. ω_o ve Q sırasıyla 2.84 ve 2.85 eşitlikleri ile verilmektedir:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \qquad (2.84) \qquad Q = \left(\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}\right)\frac{\sqrt{g_{m1}g_{m2}}}{g_{m3}} \qquad (2.85)$$

g_{m3} sabit alınarak, ω_o, $g_{m1}=g_{m2}=g_m$'den doğrusal olarak ayarlanabilir, bu durumda ω_o, Q'dan bağımsızdır. Şekil 2.31'deki OTA ile oluşturulan ikinci dereceden oluşturan süzgecin çıkış gerilimi Eşitlik 2.86'da verilmektedir [21].

$$V_o = \frac{s^2C_1C_2V_C + sC_1g_{m3}V_B + g_{m1}g_{m2}V_A}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m3} + g_{m1}g_{m2}} \qquad (2.86)$$

2.86 ile verilen transfer fonksiyonunda paydaki s teriminin katsayıları, paydadaki s teriminin katsayılarına eşit olduğu için bu devrenin bant geçiren versiyonunun $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ olarak ayarlanması ile sabit bant genişliği ve sabit kazanç tepkisi elde edilecektir. ω_o frekans ve Q kalite faktörü sırasıyla 2.87 ve 2.88 ile verilmektedir.

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \qquad (2.87) \qquad Q = \frac{1}{g_{m3}}\sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}C_2}{C_1}} \qquad (2.88)$$

Eşitlik 2.87'ye göre, Q'nun değerini, g_3 ile ω'den bağımsız olarak kontrol edebilmektedir.

3. BÖLÜM

İŞLEMSEL KUVVETLENDİRİCİ VE İŞLEMSEL GEÇİŞ İLETKENLİĞİ KUVVETLENDİRİCİSİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLEN TOW-THOMAS SÜZGEÇ TASARIMI

3.1. Bikuadratik Süzgeç

Elektrik-elektronik mühendisleri açısından bikuadratik (çiftikil) süzgeç veya ikinci dereceden süzgeç yapıları çok tercih edilen yapılardır. Bu yapılar kullanılarak farklı özelliklere sahip süzgeçlerin transfer fonksiyonları elde edilebilir. Bu bölümde Op-Amp. ve OTA kullanılarak tasarlanan Tow-Thomas süzgeçler anlatılacaktır.

3.1.1. Standart bikuadratik Süzgeç

İkinci dereceden süzgecin transfer fonksiyonu Eşitlik 3.1'de verildiği gibidir.

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_1}{s^2 + a_1 s + a_0} \tag{3.1}$$

Eşitlik 3.1 bir bikuadratik fonksiyondur. Genel olarak kutuplar ve sıfırlar negatif gerçek eksende yer alıyor olsa da onlar karmaşık eşlenik olarak varsayılmaktadır. Çünkü negatif gerçek eksende kutuplar ve sıfırlar pasif RC devreleri kullanılarak gerçekleştirilebilir. Böyle bir durumda transfer fonksiyonu,

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = K_0 \frac{(s+z)(s+z^*)}{(s+p)(s+p^*)} = K_0 \frac{s^2 + (\omega_z / Q_z)s + \omega_z^2}{s^2 + (\omega_P / Q_P)s + \omega_p^2} \tag{3.2}$$

olarak yazılır. 3.2 eşitliğinde:

$$\omega_z^2 = (\mathrm{Re}\, Z)^2 + (\mathrm{Im}\, Z)^2 \qquad \text{(3.3-a)} \qquad Q_z = \omega_z / 2\,\mathrm{Re}(Z) \qquad \text{(3.3-b)}$$

$$\omega_p^2 = (\mathrm{Re}\,P)^2 + (\mathrm{Im}\,P)^2 \qquad \text{(3.3-c)} \qquad Q_p = \omega_p / 2\,\mathrm{Re}(P) \qquad \text{(3.3-d)}$$

dir ve ve K_0 pozitif veya negatif olabilir. ω_p "kutup frekansı" ve Q_p "kutup" olarak isimlendirilir. Bazen ω_p, "doğal frekans" olarak da adlandırılır. Transfer fonksiyonunda *s* terimi payında yer almıyorsa bu durumda Eşitlik 3.2 için kutuplar aşağıda verildiği gibi elde edilebilir.

$$p_{1,2} = -\frac{\omega_p}{2Q_p} \pm j\frac{\omega_p}{Q_p}\sqrt{4Q_p^2 - 1} \qquad (3.4)$$

Karmaşık kutuplar için Q_p>0.5 olmalıdır. İyi bir süzgeç için Q_p büyük olmalıdır. Bu durumda kutupların gerçek kısmı sıfıra yakın olacak ve böylece kutuplar sanal eksene yakın olacaktır. Bikuadratik süzgeçlerin özellikleri: *DC* kazancı, [K_0 (ω^2_Z / ω^2_p)]'dir. ω = ∞'daki kazanç | K_0 |'dır. | $H(j\omega)$ |'nın maksimum değeri, | Q_p | »1 ise yaklaşık olarak ω_p olur. Bu durum pratik olarak ω_z » ω_p veya ω_z ‹‹ ω_p ise doğrudur, aksi takdirde ω_p'den biraz uzaklaşır. Minimum değer, Q_z »1 için yaklaşık ω=ω_z'de oluşur. Q_p, maksimumun keskinliğinin, Q_z, minimum değerin keskinliğinin bir ölçüsüdür [7], [49].

H(s)'nin sıfırları yani b_0, b_1 ve b_2 katsayıları için uygun değerler farklı bikuadratik süzgeçler yapıları elde edilebilir. Tablo 3.1'de bu durum listelenmiştir.

Tablo 3.1. Standart bikuadratik transfer fonksiyonları

Süzgeç tipi	**N(s)**
Alçak geçiren	$K_0(\omega_p^2)$
Bant geçiren	$K_0(\omega_p/Q_p)s$
Yüksek geçiren	$K_0 s^2$
Tüm geçiren	$s^2-(\omega_p/Q_p)s+\omega_p^2$
Çentik	$K_0(s^2+\omega_p^2)$

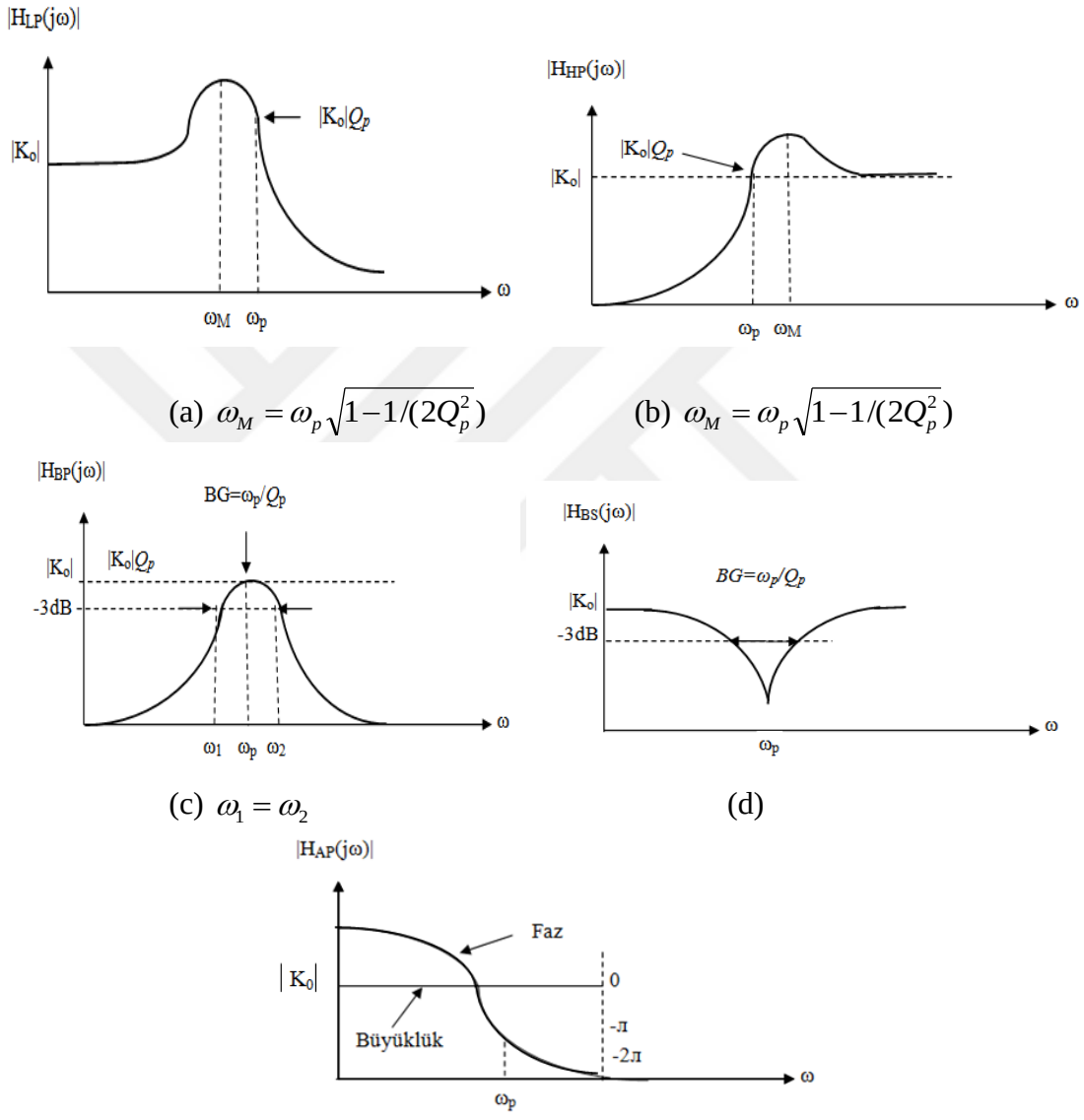
Tüm süzgeçler için 3.5 ve 3.6 eşitlikleri geçerlidir.

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \qquad (3.5)$$

$$D(s) = s^2 + (\omega_p / Q_p)s + \omega_p^2 \qquad (3.6)$$

Tüm geçiren süzgeç haricinde sıfırların hepsi sanal eksende olacağından $Q_z=\infty$ olacaktır. Bant geçiren süzgecin transfer fonksiyonu 3.7 eşitliğindeki gibi yazılır.

$$H_{BP}(s) = K_o \frac{(\omega_p / Q_p)s}{s^2 + (\omega_p / Q_p)s + \omega_p^2} \tag{3.7}$$



(a) $\omega_M = \omega_p\sqrt{1-1/(2Q_p^2)}$ (b) $\omega_M = \omega_p\sqrt{1-1/(2Q_p^2)}$

(c) $\omega_1 = \omega_2$ (d)

(e)

Şekil 3.1. Bikuadratik süzgeçler için genlik ve faz tepkisi (a) Alçak geçiren, (b) Yüksek Geçiren, (c) Bant Geçiren, (d) Bant Durduran, (e) Tüm Geçiren süzgeç.

$s=j\omega_p$ kullanılırsa

$$\left|H_{BP}(j\omega)\right|^2 = \frac{\left|K_0(\omega_p / Q_p)\omega\right|^2}{(\omega_p^2 - \omega^2)^2 + (\omega_p / Q_p)^2 \omega^2} = \frac{1}{2}\left|K_0\right|^2 \tag{3.8}$$

bulunur. Yukarda yazılan eşitliklerden 3.8 eşitliği çözülürse;

$$\omega^2 - \omega_p^2 = \pm(\omega_p / Q_p)\omega \tag{3.9}$$

$$\omega_1\omega_2 = \omega_p^2 \tag{3.10}$$

$$\omega_2 - \omega_1 = (\omega_p / Q_p) \tag{3.11}$$

$$\omega_2 - \omega_1 = BG \tag{3.12}$$

$$Q_p = \frac{\omega_p}{BG} = \frac{\omega_p}{\omega_2 - \omega_1} \tag{3.13}$$

bulunur. Eşitliklerden anlaşılacağı gibi Q_p ne kadar yüksekse o kadar dar BG demektedir. Bant geçiren süzgecin genlik tepkisi, Şekil 3.1'de gösterilmektedir. LP ve HP süzgeçler için tepe değerleri, Q_p'nin artan değeri ile artar. Çentik süzgeci için $\omega_z > \omega_p$, $\omega_z < \omega_p$ veya $\omega_z = \omega_p$ olup olmadığına bağlı olarak bir "alçak geçiren çentik süzgeç", bir "yüksek geçiren çentik süzgeç" veya "simetrik çentik süzgeç" olarak adlandırılır. Şekil 3.1'de bikuadratik temel süzgeçlerin genlik ve faz tepkisi gösterilmektedir.

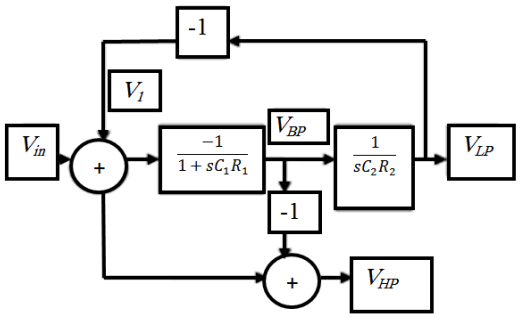
3.2. Tow-Thomas Süzgeç Yapısı

Bu tez çalışmasında farklı sayıda Op-Amp. veya farklı sayıda OTA kullanılması durumunda gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeçler benzetim ortamında incelenmiştir. Yine tez çalışmasında özellikle ikinci dereceden aktif süzgeçler temel alınmıştır. Böylelikle devrenin, devre yapısına çok fazla müdahale etmeksizin farklı transfer fonksiyonu dolayısıyla da farklı süzgeç yapılarının elde edilebilmesi mümkün olmuştur. Kullanılan farklı transfer fonksiyonları ile alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren, bant durduran, çentik ve tüm geçiren süzgeçler gerçekleştirilmiştir. Devrede kullanılan pasif elamanların değerleri değişse de devrenin çalışma özellikleri fazla değişmemiştir.

Alt bölümlerde ilk olarak Op-Amp. ve daha sonra OTA ile oluşturulan Tow-Thomas süzgeç yapıları kısaca anlatılmıştır.

3.3. Gerilim Modlu Bikuadratik Tow-Thomas Devre Yapısı

Gerilim modlu Bikuad Tow-Thomas devresi, kayıplı entegratör ve ardından kayıpsız entegratör bağlantısıyla elde edilir [50]. Böylelikle farklı tür süzgeçler elde edilebilir. Kullanılan ikinci dereceden süzgeçlerin transfer fonksiyonları aşağıdaki gibidir:



Şekil 3.2. Gerilim modlu Biquad Tow-Thomas devre yapısı

1) Alçak geçiren süzgeç:

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{C_1C_2R_1R_2}}{s^2 + \frac{s}{C_1R_1} + \frac{1}{C_1C_2R_1R_2}} \tag{3.14}$$

2) Yüksek geçiren süzgeç:

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{s}{C_1R_1} + \frac{1}{C_1C_2R_1R_2}} \tag{3.15}$$

3) Bant geçiren süzgeç:

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{\frac{s}{C_1R_1}}{s^2 + \frac{s}{C_1R_1} + \frac{1}{C_1C_2R_1R_2}} \tag{3.16}$$

4) Bant durduran süzgeç:

$$\frac{V_{BS}}{V_{in}} = \frac{s^2 + \dfrac{1}{C_1C_2R_1R_2}}{s^2 + \dfrac{s}{C_1R_1} + \dfrac{1}{C_1C_2R_1R_2}} \tag{3.17}$$

5) Tüm geçiren süzgeç:

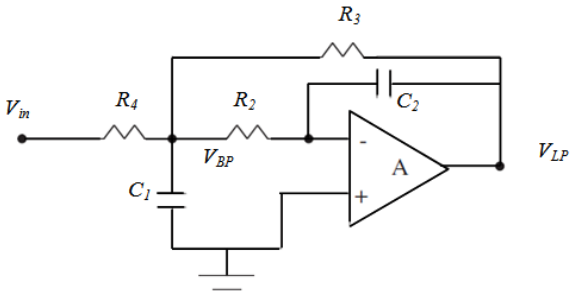
$$\frac{V_{AP}}{V_{in}} = \frac{s^2 - \dfrac{s}{C_1R_1} + \dfrac{1}{C_1C_2R_1R_2}}{s^2 + \dfrac{s}{C_1R_1} + \dfrac{1}{C_1C_2R_1R_2}} \tag{3.18}$$

3.4. Op-Amp.'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeçler

Bu bölümde Op-Amp. ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeçlerin analizi yapılarak transfer fonksiyonlarının elde edilmesi incelenmiştir.

3.4.1. Bir Op-Amp.'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç

Tek Op-Amp.'la Gerçekleştirilen Tow-Thomas alçak geçiren süzgecin devre yapısı Şekil 3.3'de gösterilmektedir [51].



Şekil 3.3. Bir Op-Amp'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç Yapısı

Kirchoff akım kanunundan;

$$V_{in}G_4 + V_{LP}G_3 = V_{BP}(G_2 + G_3 + G_4 + sC_1) \tag{3.19}$$

$$G=1/R \tag{3.20}$$

yazılır. Alçak geçiren süzgecin $H(s)_{LP}$ transfer fonksiyonu, Q kalite faktörü, f_c kesim frekansı, ω_0 frekansı aşağıdaki eşitliklerde verilmiştir.

$$H(s)_{LP} = -\frac{1}{As^2 + Bs + C} = \frac{K\omega^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

(3.21)

$A = C_1C_2R_2R_4$, $B = C_2R_2 + C_2R_4 + \frac{C_2R_4R_2}{R_3}$, $C = \frac{R_4}{R_3}$ ve $K_0 = -\frac{R_3}{R_4}$ alınırsa,

$$Q = \frac{\sqrt{C_1C_2R_2R_3}}{(R_3 + R_2 + |K|R_2)C_2} \quad (3.22)$$

$$f_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1C_2R_2R_3}} \quad (3.23)$$

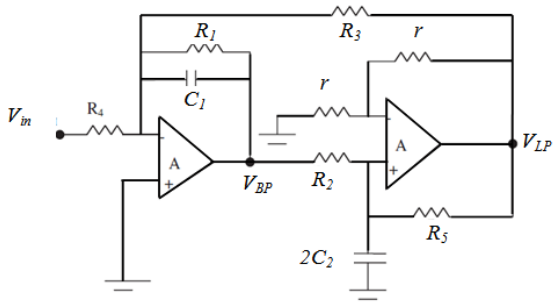
$$\omega_0 = 2\pi f_C = \frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_2R_3}} \quad (3.24)$$

$$Q = f_o/BG \quad (3.25)$$

elde edilir. Eşitliklerde; K_o, *D.C* voltaj kazancını, *BG* bant genişliğini, f_o doğal frekansı temsil etmektedir. Eşitliklerden anlaşılacağı gibi ω_0 ve *Q* birbirine bağımlıdır. Yani herhangi bir pasif eleman değişirse bu durumda hem ω_0 ve hem de *Q* değişecektir.

3.4.2. İki Op-Amp.'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç

Şekil 3.4'de iki Op-Amp.'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç gösterilmektedir [51].



Şekil 3.4. İki Op-Amp.'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç yapısı

Birinci Op-Amp.'ın çıkışından bant geçiren ve ikinci Op-Amp.'ın çıkışından alçak geçiren süzgeç elde edilir. Kalite faktörünü kontrol etmek için devrede $R_5 = R_2$

olmalıdır. Süzgeçlere ait transfer fonksiyonları Eşitlik 3.26 ve 3.27 ile ω ve *Q'*da Eşitlik 3.28 ve 3.29'da verilmiştir.

$$H(s)_{LP} = \frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{\frac{-1}{C_1 C_2 R_2 R_3}}{s^2 + (\frac{1}{C_1 R_1})s + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}}$$

(3.26)

$$H(s)_{BP} = \frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{-s\frac{1}{C_2 R_4}}{s^2 + (\frac{1}{C_1 R_1})s + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \quad (3.27)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_C = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}} \quad (3.28)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 R_1^2}{C_2 R_2 R_3}} = R_1 \sqrt{\frac{C_1}{C_2 R_2 R_3}} \quad (3.29)$$

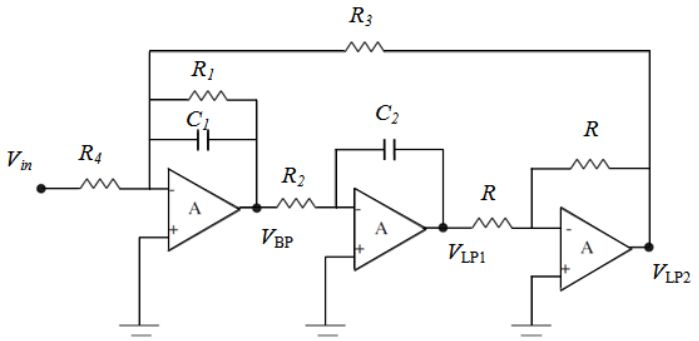
3.4.3. Üç Op-Amp.'la Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç

Üç Op-Amp.'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeçlerin ana avantajı devre yapısına büyük müdahaleler olmaksızın farklı transfer fonksiyonları oluşturma kabiliyetine sahip olmalarıdır. İyi duyarlılık parametrelerine sahip olan devrede, alçak geçiren, bant geçiren ve yüksek geçiren süzgece ait transfer fonksiyonu oluşturulabilir. Devrede üç Op-Amp. vardır: birincisi yükseltici ve kayıplı entegratör, ikincisi kayıpsız entegratör ve sonuncusu da birim kazanca sahip yükselticidir [51-53]. Devre "bikuadratik" olarak da adlandırılmaktadır. Bikuadratik bir devrede alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren, çentik veya bant durduran ve tüm geçiren süzgeler elde edilebilir.

3.4.3.1. Üç Op-Amp.'la Bir Çıkış Noktasında Bant Geçiren, İki Farklı Çıkış Noktasında Alçak Geçiren Süzgeç

Üç Op-Amp.'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgece ait devre yapısı Şekil 3.5'de verilmektedir. Bu devre yapısında üç farklı noktadan alınan çıkışlarla, bir noktada bant geçiren iki farklı noktada alçak geçiren süzgeç yapısı oluşturulmuştur. Devrenin transfer

fonksiyonu analiz yöntemi ile elde edilmektedir. Devre, V_{in} ile temsil edilen tek bir girişe ve V_{BP}, V_{LP1}, V_{LP2} ile temsil edilen üç çıkışa sahiptir. V_{LP2}=-V_{LP1}'dir.



Şekil 3.5. Üç Op-Amp.'la bir çıkış noktasında bant geçiren, iki farklı çıkış noktasında alçak geçiren süzgeç elde edilen devre yapısı

Şekil 3.5 için transfer fonksiyonu aşağıdaki eşitliklerde verilmektedir.

$$H(s)=\frac{-K}{s^2+(\frac{1}{Q})s+1}=\frac{V_{LP2}}{V_1} \tag{3.30}$$

$$\left(s^2+(\frac{1}{Q})s+1\right)V_{LP2}=-KV_1 \tag{3.31}$$

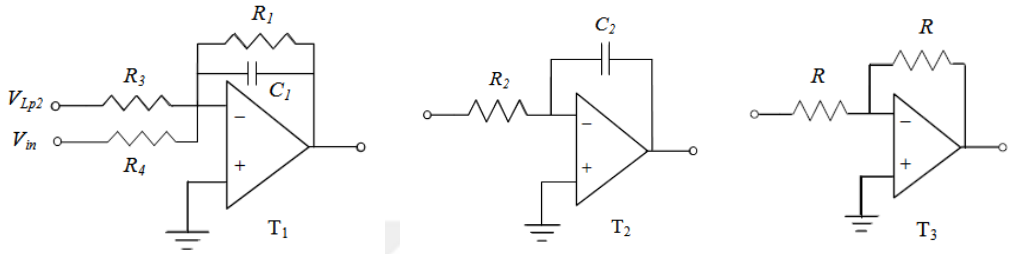
Eşitlik 3.31 ($s(s+1/Q)$)'e bölünür ve düzenlenirse,

$$\left(1+\frac{1}{s(s+\frac{1}{Q})}\right)V_{LP2}=-\frac{K}{s(s+\frac{1}{Q})}V_1 \tag{3.32}$$

$$V_{LP2}=\left[\frac{-1}{(s+\frac{1}{Q})}V_{LP2}+\frac{-K}{(s+\frac{1}{Q})}V_1\right].\left(-\frac{1}{s}\right).(-1) \tag{3.33}$$

elde edilir. Eşitlik 3.33'ü gerçekleştirmek için bir ters eviren devre kullanılmalıdır ki böylece eşitliğin sağ tarafındaki (-1) terimi elde edilebilir. Bir ters eviren entegratör ile eşitliğin sağındaki (-1/s) çarpanı elde edilebilir. Ek olarak ($1/(s+1/Q)$) formunda bir transfer fonksiyonuna sahip bir devreninde kullanılması gerekmektedir. Bu üç işlemi sağlayan üç devre Şekil 3.6'da gösterilmektedir. Şekilde T_1 ile gösterilen ilk devre, V_{LP2} ve V_{in} gerilimlerini toplar yani birinci dereceden transfer fonksiyonunu gerçekleştirir. T_2

ile gösterilen devre, ters veya eviren entegratör devresidir veya kayıpsız entegratör olarak da adlandırır. Şekilde T_3 ile gösterilen devre, birim kazancın tersinin elde edilmesine imkân sağlamaktadır. Yani giriş ve çıkış arasında 180 derece faz farkı vardır. Üç devre birlikte bağlanırsa, sonuç da Şekil 3.5'de gösterilen devre yapısı elde edilir. Bu devre, "biquad devre" olarak adlandırılmaktadır [52].



Şekil 3.6. Tow-Thomas devre yapısını oluşturan devre elemanları

Alçak geçiren süzgeç için transfer fonksiyonu Eşitlik 3.34 ile verilmektedir.

$$H(s)_{LP} = \frac{V_{LP2}}{V_{in}} = \frac{\dfrac{-1}{C_1 C_2 R_2 R_4}}{s^2 + (\dfrac{1}{C_1 R_1})s + \dfrac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \tag{3.34}$$

Bant geçiren süzgecin transfer fonksiyonu Eşitlik 3.35 ile verilmektedir.

$$H(s)_{BP} = \frac{V_{BP}}{V_1} = \frac{\dfrac{-s}{C_1 R_4}}{s^2 + (\dfrac{1}{C_1 R_1})s + \dfrac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \tag{3.35}$$

w_0 frekansı ve kalite faktörü 3.36 ve 3.37 eşitlikleri ile verilmektedir.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}} \tag{3.36}$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 R_1^2}{C_2 R_2 R_3}} = R_1 \sqrt{\frac{C_1}{C_2 R_2 R_3}} \tag{3.37}$$

Alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçler için DC kazancın büyüklüğü,

$$H(0)_{LP} = K_{LP} = \frac{R_3}{R_4} \tag{3.38}$$

dür. Bant geçiren süzgeç için ω_0'daki kazancın büyüklüğü 3.39'da verildiği gibidir.

$$H(\omega_0)_{BP} = K_{BP} = \frac{R_1}{R_4} \tag{3.39}$$

C_1=C_2=C, R_2=R_3=R alınarak ω_0 ve Q elde edilebilir:

$$R_1 = QR \tag{3.40}$$

$$R = \frac{1}{\omega_0 C} \tag{3.41}$$

3.40 ve 3.41 denklemlerinden anlaşılacağı gibi devre, ω_0 ve Q' dan bağımsız olarak R_1 direnci ile ayarlanabilmektedir. Bant geçiren süzgecin $H(\omega_0)_{BP}$ merkez frekans kazancı için R_4, 3.42 eşitliği ile verilir:

$$R_4 = \frac{R_1}{H(\omega_0)_{BP}} \tag{3.42}$$

Alçak geçiren süzgecin $H(0)_{LP}$ ile temsil edilen DC kazancı için R_4, 3.43 ile verilir:

$$R_4 = \frac{R}{H(0)_{LP}} \tag{3.43}$$

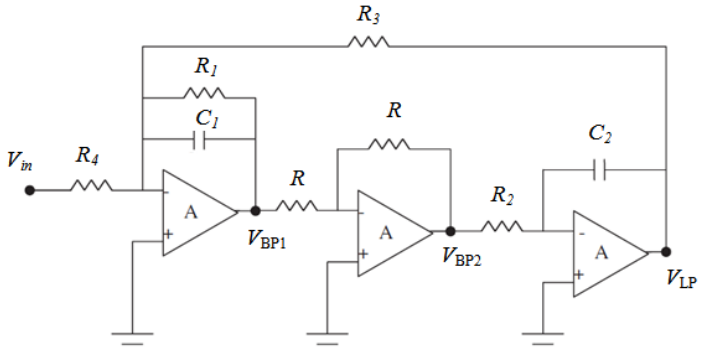
Tasarımlarda ω_0, Q ve K'ın iyi bir şekilde elde edilmesi ve ayarlaması için R_1, R_2, R_3, R_4, C_1, ve C_2 devre elemanları kullanılır. Tasarımda, pasif elemanlardan rastgele üç eleman seçilir ve incelenir. Daha sonra kalan üçünün sonuçları incelenip ω_0, Q ve K parametrelerinin değeri belirlenir. Bu durum aşağıda açıklanmaktadır [52-53]:

- R_3 ile belirtilen ω_0 değerine ayarlanabilir.
- Önceden ayarlanmış olan ω_0'ı değiştirmeden, istenen Q değerini verecek şekilde R_1 ile ayarlanabilir.
- Önceden ayarlanmış ω_0 veya Q'ları etkilemeksizin, istenen K değerini veya devrenin kazancını sağlayacak şekilde R_4 ile ayarlanabilir.

3.4.3.2. Üç Op-Amp.'la Bir Çıkış Noktasında Alçak Geçiren, İki Farklı Çıkış Noktasında Bant Geçiren Süzgeç

Şekil 3.6'da verilen T_1, T_2 ve T_3 devreleri, Şekil 3.5'de verilenden farklı bir şekilde bağlanabilir. T_2 ve T_3' yerleri değiştirilirse Şekil 3.7'de gösterilen V_{BP1} ve V_{BP2} iki ile temsil edilen iki farklı noktadan bant geçiren ve bir noktadan V_{LP} ile temsil edilen alçak geçiren süzgeç elde edilecektir [51]. Bu devre yapısı için transfer fonksiyonu, Şekil 3.5'te verilen devrenin transfer fonksiyonu gibidir. Devrenin kalite faktörü daha yüksek ama R_1 ve R_5 dirençlerine bağlı olarak elde edilecektir. Transfer fonksiyonu Eşitlik 3.44 ve 3.45 ile ω ve Q ise Eşitlik 3.46 ve 3.47 ile verilmektedir.

$$H(s)_{BP} = \frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{\dfrac{-s}{C_1 R_4}}{s^2 + \dfrac{s}{C_1}\left(\dfrac{1}{R_1} - \dfrac{1}{R_5}\right) + \dfrac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \tag{3.44}$$



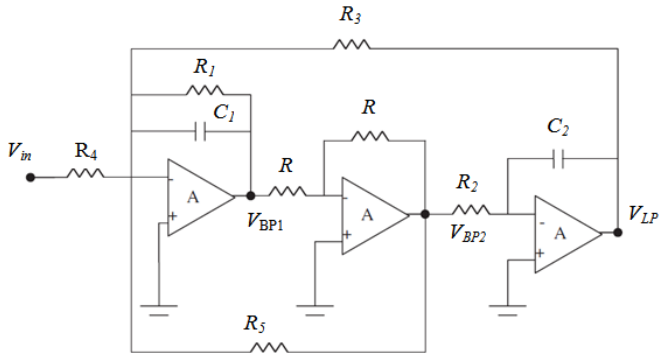
Şekil 3.7. Üç Op-Amp.'la bir çıkış noktasında alçak geçiren, iki farklı çıkış noktasında bant geçiren süzgeç yapısı

$$H(s)_{LP} = \frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{\dfrac{-1}{C_1 C_2 R_2 R_4}}{s^2 + \dfrac{s}{C_1}\left(\dfrac{1}{R_1} - \dfrac{1}{R_5}\right) + \dfrac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \tag{3.45}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}} \tag{3.46}$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1 R_2 R_3}} \cdot \frac{1}{\left(\dfrac{1}{R_1} - \dfrac{1}{R_5}\right)} \tag{3.47}$$

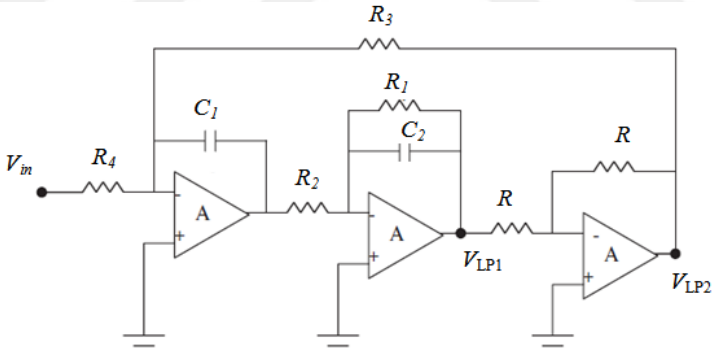
Eşitlik 3.47'den anlaşılacağı gibi süzgecin kalite faktörü R_1 ve R_5 ile kontrol edilebilmektedir. R_1 ve R_5 birbirine yaklaştığında daha yüksek Q elde edilecektir.



Şekil 3.8. Üç Op-Amp.'la bir çıkış noktasında alçak geçiren, iki farklı çıkış noktasında bant geçiren süzgeç yapısı

3.4.3.3. Üç Op-Amp.'la Alçak Geçiren Süzgeç

Şekil 3.6'da gösterilen T_1, T_2, ve T_3 devreleri, Şekil 3.5'de verilenden farklı olarak T_1 ve T_2'nin yerleri değiştirilerek bağlanırsa Şekil 3.9'da verilen üç Op-Amp.'la alçak geçiren süzgeç yapısı elde edilmektedir.



Şekil 3.9. Üç Op-Amp.'la iki farklı çıkış noktasında alçak geçiren süzgeç elde edilen devre yapısı

Şekilde hangi çıkış noktalarından elde edildiği gösterilmektedir [50]. Süzgecin transfer fonksiyonu Eşitlik 3.48 ile ω ve Q ise 3.49 ve 3.50 ile verilmektedir. Devrede Q, ω'den bağımsız olarak R_1 direnci ile kontrol edilebilir.

$$H(s)_{LP} = \frac{V_{LP}}{V_1} = \frac{\dfrac{-1}{C_1 C_2 R_2 R_4}}{s^2 + \dfrac{s}{C_2 R_1} + \dfrac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \tag{3.48}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}} \tag{3.49}$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_2 R_1^2}{C_1 R_2 R_3}} = R_1 \sqrt{\frac{C_2}{C_1 R_2 R_3}} \tag{3.50}$$

3.4.4. Dört Op-Amp.'la Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç

Üç Op-Amp. kullanıldığı durumda yükseltici devrenin birinci düğümünden alınan çıkışda bant geçiren süzgecin transfer fonksiyonu Eşitlik 3.51 ile üçüncü düğümden alınan çıkışta elde edilen alçak geçiren süzgecin transfer fonksiyonunu Eşitlik 3.52 'deki gibi elde edilir.

$$H(s)_{BP} = \frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{\frac{-1}{C_1 R_4} s}{s^2 + \frac{s}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \tag{3.51}$$

$$H(s)_{LP} = \frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{\frac{-1}{C_1 C_2 R_2 R_4}}{s^2 + \frac{s}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \tag{3.52}$$

Şekil 3.10 ve 3.11'deki verilen devre için

$$V_{LP1} = -V_{LP2} \tag{3.53}$$

geçerlidir. Bant geçiren, alçak geçiren ve giriş gerilimleri, Şekil 3.10'da gösterildiği gibi dördüncü bir Op-Amp. kullanılarak toplanabilir. Bu durumda, Op-Amp.'ın çıkışı,

$$V_O = -\frac{R_{10}}{R_8} V_{LP2} - \frac{R_{10}}{R_{11}} V_{BP} - \frac{R_{10}}{R_9} V_{in} \tag{3.54}$$

dir. Sırasıyla V_{BP} *ve* V_{LP1} için 3.51 ve 3.52 eşitlikleri 3.53'de kullanılırsa,

$$\frac{V_O}{V_{in}} = \frac{\frac{R_{10}}{R_8}\frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_4} + \frac{R_{10}}{R_7}\frac{s}{C_1 R_4} - \frac{R_{10}}{R_9}\left(s^2 + \frac{1}{C_1 R_1} s + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}\right)}{s^2 + \left(\frac{1}{C_1 R_1}\right) s + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \tag{3.55}$$

yazılır. Bu eşitlik, 3.2'de verilen standart kuadratik fonksiyonla karşılaştırıldığında aşağıdaki yazılan bağıntılar elde edilir:

$$\frac{\omega_p}{Q_p} = a = \frac{1}{C_1 R_1} \qquad (3.56\text{-a}) \qquad \omega_p = \sqrt{b} = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}} \qquad (3.56\text{-b})$$

$$K_0 = \frac{R_{10}}{R_9} \qquad (3.56\text{-c}) \qquad \frac{\omega_z}{Q_z} = c = \frac{1}{C_1 R_1} - \frac{R_9}{R_7}\frac{1}{C_1 R_4} \qquad (3.56\text{-d})$$

$$\omega_z = \sqrt{d} = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3} - \frac{R_9}{R_8}\frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_4}} \qquad (3.56\text{-e})$$

Beş eşitlik ve on değişken olduğundan $C_1=C_2=1$, $R_2=R_3=R_7=R_{10}=R$ sabit elemanlar olarak alınırsa diğer beş değişken aşağıdaki gibi bulunur.

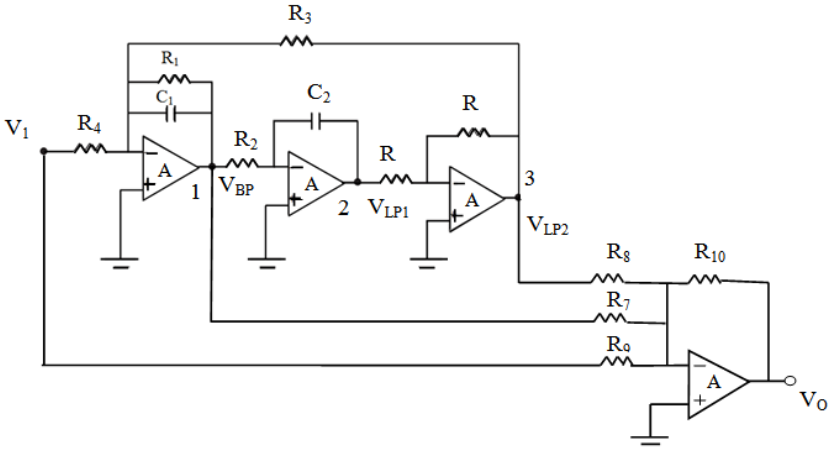
$$R_1 = \frac{1}{a} \qquad (3.57\text{-a}) \qquad R_2 = R_3 = R_7 = R_{10} = \frac{1}{\sqrt{b}} \qquad (3.57\text{-b})$$

$$R_4 = \frac{1}{K_0 (a - c)} \qquad (3.57\text{-c}) \qquad R_8 = \frac{a - c}{b - d} \qquad (3.57\text{-d})$$

$$R_9 = \frac{1}{K_0 \sqrt{b}} \qquad (3.57\text{-e})$$

R_8 'in negatif veya sonsuz olmaması için $a \geq c$ ve $b \geq d$ olmalıdır. Birinci eşitsizlik sıfırın kutuptan daha küçük bir gerçek parçaya sahip olmasını gerektirir. İkinci eşitsizlik kutup frekansının büyüklüğünün sıfır frekansınınkinden daha büyük olmasını gerektirir. Bu kısıtlama, düğüm 3'ün yerine, düğüm 2'deki gerilim 3.11 eşitliğindeki gibi toplayıcı Op-Amp. giriş olarak kullanılıp kaldırılabilir. Bu durumda Op-Amp.'ın çıkışı 3.58 eşitliğindeki gibidir.

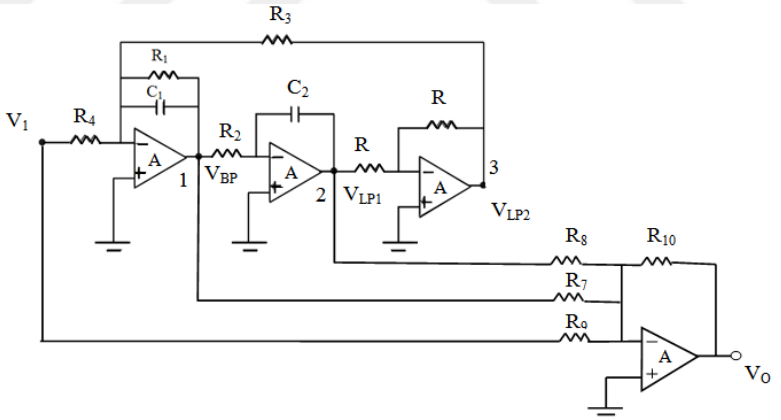
$$V_O = +\frac{R_{10}}{R_8} V_{LP1} - \frac{R_{10}}{R_{11}} V_{BP} - \frac{R_{10}}{R_9} V_{in} \qquad (3.58)$$



Şekil 3.10. Dört Op-Amp'la tüm geçiren Tow-Thomas süzgeç yapısı

R_8 direnci bu durumda 3.59 eşitliğindeki gibi elde edilir. Böylece dört Op-Amp. ile genel bikuadratik transfer fonksiyonu elde edilebilir.

$$R_8 = \frac{a-c}{b-d} \tag{3.59}$$



Şekil 3.11. Dört Op-Amp.'la düzeltilen tüm geçiren Tow-Thomas süzgeç yapısı

3.5. Tow-Thomas Süzgeç Yapıların Frekans Sınırlama Denklemleri

Tek kutuplu model için Op-Amp.'ın kazancı,

$$A(s) = \frac{KBÇ}{s} \tag{3.60}$$

dir. Eşitlikte *KBÇ*, Op-Amp.'ın "kazanç bant genişliği çarpımı" nı temsil etmektedir. Şekil 3.4'de gösterilen devre için

$$\frac{\Delta Q}{Q} = \frac{3\omega_0 Q}{KBÇ} \tag{3.61}$$

yazılır. Şekil 3.9'da gösterilen devre için ise *Q*,

$$\frac{\Delta Q}{Q} = \frac{4\omega_0 Q}{KBÇ} \tag{3.62}$$

dır. Eşitlikler, *Q* değerinde sapmanın büyük olduğunu göstermektedir. Eşitlikler 3.61ve 3.62 ile bir Op-Amp.'lı devrenin maksimum çalışma frekansı bulunabilir. Verilen denklemler, 3.5-3.11 arasındaki tüm devrelere uygulanabilir [50]. Uygulamalarda, özellikle yüksek frekanslarda kalite faktörü, Op-Amp.'ın ideal olmayan durumu, kazancın ve bant genişliğinin sınırlı olması nedeniyle daha yüksek olarak elde edilir.

3.6. OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç Yapıları

Bu bölümde OTA ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç yapıları verilmektedir. İlk olarak iki OTA sonra üç OTA ve daha sonra dört OTA ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeçler ile bu süzgeçlerin transfer fonksiyonları kısaca anlatılmaktadır.

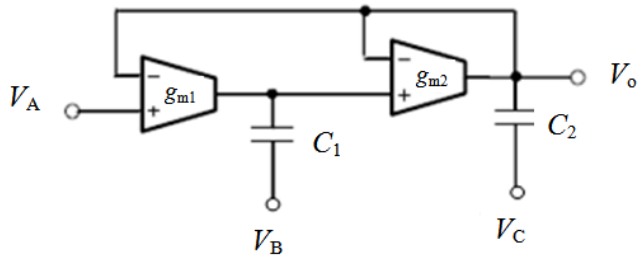
3.6.1. İki OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç

Şekil 3.12'de iki OTA kullanılarak gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç yapısı verilmektedir [54]. Şekilde görüldüğü gibi bu devre ile giriş işaretin bağlanışına göre, ikinci OTA'nın çıkışından alçak geçiren, bant geçiren ve yüksek geçiren süzgeçler elde etmek mümkün olmaktadır. Kirchoff'un akım kanunu kullanılarak akım değerleri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$I_{o1} = sC_1V_{o1} = g_{m1}(V_i - V_o) \tag{3.63}$$

$$I_{o2} = sC_2V_o = g_{m2}(V_{o1} - V_o) \tag{3.64}$$

Devrenin transfer fonksiyonu 3.65 eşitliği ile verilmektedir. 3.63 ve 3.64 kullanılarak ikinci dereceden alçak geçiren, bant geçiren veya yüksek geçiren süzgecin transfer fonksiyonu 3.66-3.70 eşitliklerinde verildiği gibi yazılır:



Şekil 3.12. İki OTA ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç yapısı

$$H(s)=\frac{V_o}{V_{in}}=\frac{s^2C_1C_2V_C+sC_1g_{m2}V_B+g_{m1}g_{m2}V_A}{s^2C_1C_2+sg_{m2}C_1+g_{m1}g_{m2}} \quad (3.65)$$

$$H(s)_{LP}=\frac{V_o}{V_{in}}=\frac{g_{m1}g_{m2}V_A}{s^2C_1C_2+sg_{m2}C_1+g_{m1}g_{m2}} \quad (3.66)$$

$$H(s)_{BP}=\frac{V_o}{V_{in}}=\frac{sg_{m2}C_1V_B}{s^2C_1C_2+sg_{m2}C_1+g_{m1}g_{m2}} \quad (3.67)$$

$$H(s)_{HP}=\frac{V_o}{V_{in}}=\frac{s^2C_1C_2V_C}{s^2C_1C_2+sg_{m2}C_1+g_{m1}g_{m2}} \quad (3.68)$$

Devre için frekans ve kalite faktörü,

$$\omega_o=\sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.69) \qquad Q=\sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{g_{m2}C_1}} \quad (3.70)$$

dir. Eşitlik 3.70'den anlaşılacağı gibi Q, ω'ya bağlı olarak değişmektedir.

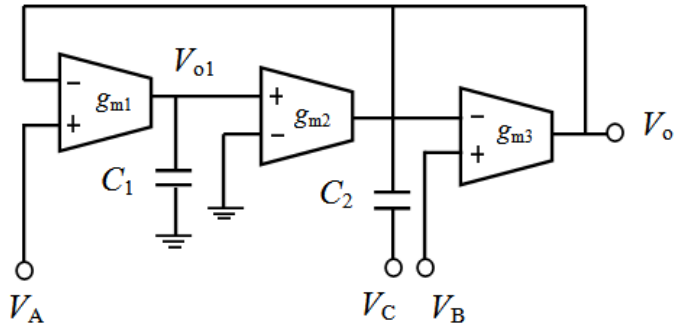
3.6.2. Üç OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç

Şekil 3.13'de üç OTA kullanılarak gerçekleştirilen üç girişli iki çıkışlı süzgeç yapısı verilmektedir [54]. İki OTA'lı devreden farklı olarak devreye üçüncü bir OTA'nın eklenmesi kalite faktörünün ω'den bağımsız olarak ayarlanmasını sağlamaktadır. 3.13'de verilen devreye Kirchoff'un akım kanunları uygulanırsa,

$$g_{m1}(V_A - V_o) = sC_1V_{o1} \tag{3.71}$$

$$g_{m2}V_{o1} = sC_2(V_o - V_C) + g_{m3}V_o - g_{m3}V_B \tag{3.72}$$

eşitlikleri elde edilir. Bu eşitlikler kullanılarak ilk OTA'nın çıkışı 3.73 ve 3.74 eşitliklerinde verilmektedir[21].



Şekil 3.13. Üç OTA ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç yapısı

$$V_o = \frac{s^2C_1C_2V_C + sC_1g_{m3}V_B + g_{m1}g_{m2}V_A}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m3} + g_{m1}g_{m2}} \tag{3.73}$$

Eşitlik düzenlenirse,

$$V_o = \frac{s^2V_C + s\frac{g_{m3}}{C_2}V_B + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}V_A}{s^2 + s\frac{g_{m3}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.74}$$

yazılır. Eşitlik 3.74 eşitliği kullanılarak alçak geçiren, bant geçiren ve yüksek geçiren süzgeçler elde etmek mümkündür. Bu durumda frekans ve kalite faktörü,

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.75}$$

$$Q = \frac{1}{g_{m3}}\sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}C_2}{C_1}} \tag{3.76}$$

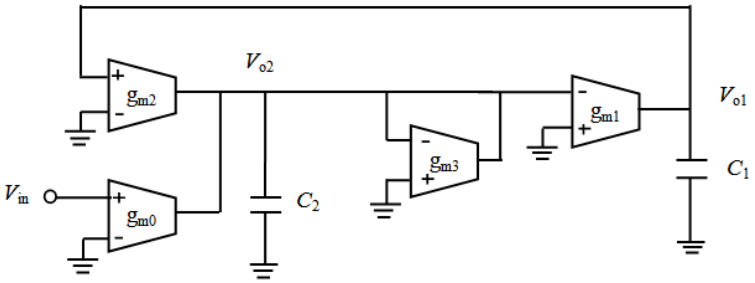
dir. Eşitliklerden anlaşılacağı gibi devrede kalite faktörü g_3 ile ayarlanabilmektedir.

3.6.3. Dört OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç

Dört OTA kullanılarak gerçekleştirilen bir girişli iki çıkışlı süzgeç yapısı Şekil 3.14'de verilmektedir [54]. Bu devre yapısında kalite faktörü ω'ya bağlı değildir. Giriş gerilimi ilk OTA'nın girişine verilmiştir. V_{o1} çıkışında alçak geçiren, V_{o2} çıkışında ise bant geçiren süzgeç elde edilmektedir. V_{in} girişi ile V_{o1} ve V_{o2} çıkışlarından yararlanılarak, alçak geçiren ve bant geçiren süzgecin transfer fonksiyonları yazılır [54]:

$$H(s)_{LP} = \frac{V_{o1}}{V_i} = \frac{-g_{mo}g_{m1}}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m3} + g_{m1}g_{m2}} \tag{3.77}$$

$$H(s)_{BP} = \frac{V_{o2}}{V_i} = \frac{sg_{mo}C_1}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m3} + g_{m1}g_{m2}} \tag{3.78}$$



Şekil 3.14. Dört OTA ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç yapısı

Frekans ve kalite faktörü, 3.79 ve 3.80 eşitliklerinde verildiği gibidir.

$$K_{LP} = \frac{g_{mo}}{g_{m2}} \tag{3.79}$$

$$K_{BP} = \frac{g_{mo}}{g_{m3}} \tag{3.80}$$

Kazanç, g_o ile kalite faktörü de g_3 ile ayarlanabilmektedir.

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.81}$$

$$Q = \frac{1}{g_{m3}}\sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}C_2}{C_1}} \tag{3.82}$$

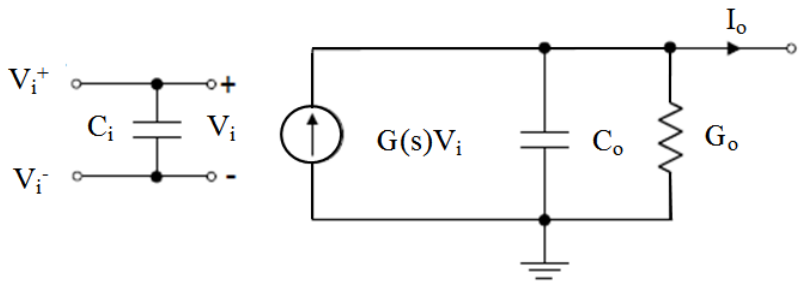
Eşitliklerden anlaşılacağı gibi devrede kalite faktörü g_3 ile ayarlanabilmektedir.

3.7. İdeal olmayan OTA'nın çalışma frekans sınırları

İdeal OTA'ların giriş ve çıkış empedansları sınırsız olmasına rağmen pratikte OTA'ların sınırlı giriş ve çıkış empedansları vardır. Çok yüksek frekanslarda, OTA'nın transkondüktansı frekansa bağlı olarak değişmektedir. İdeal olmayan özellikler OTAile

gerçekleştirilen süzgeçlerin frekans performanslarını etkileyecektir. İdeal olmayan küçük işaret CMOS OTA devresi Şekil 3.15'te gösterilmiştir [54]. CMOS OTA'nın, giriş kapasitansı C_i, çıkış kapasitans C_o ve çıkış iletkenliği G_o ise transkondüktansı, Eşitlik 3.83 ile verilir.

$$G(s) = \frac{g}{1+(\frac{s}{\omega_b})} = ge^{-j\varphi_e} \tag{3.83}$$



Şekil 3.15. İdeal olmayan küçük işaret CMOS OTA devresi

Eşitlikte ω_b OTA'nın bant genişliğini, $\varphi_e = \omega/\omega_b$ fazı ve g ise DC iletkenliği temsil etmektedir. CMOS OTA'nın giriş iletkenliği normal olarak çok küçüktür ve yok sayılabilir. OTA giriş ve çıkış kapasiteleri toplam kapasiteyi artıracağından bu durum hem parazit kutuplara neden olacak hemde çalışma frekansını azaltacaktır. Parazit kapasiteler, topraklanmış devre kapasiteleri yöntemi ile yok edilebilir. Sınırlı çıkış direnci, entegratörlerde faz kaymasına neden olur ve kalite faktörünü azaltır. Tow-Thomas OTA-C süzgeci için kalite faktörü,

$$Q' = \frac{Q}{1+2(\frac{1}{gR_0}-\varphi_e)Q} \tag{3.84}$$

dir. Q', ideal olmayan ve Q, ideal OTA'nın kalite faktörü, R_o çıkış direnci temsil etmektedir. OTA'nın çıkış direnci, R_o veya DC voltaj kazancı gR_o, süzgecin kalite faktörü ve kazancını düşürecektir.

4. BÖLÜM

İŞLEMSEL KUVVETLENDİRİCİ VE İŞLEMSEL GEÇİŞ İLETKENLİĞİ KUVVETLENDİRİCİSİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLEN TOW-THOMAS SÜZGEÇLERİN BENZETİMİ

4.1. Op-Amp. kullanılarak gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç yapıları

Bu bölümde, UA741 Op-Amp. ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeçlerin benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Bir, iki, üç ve dört Op-Amp. kullanıldığı durumlarda iki farklı V_{CC} gerilimi için benzetimleri gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeçler değerlendirilerek elde edilen sonuçlar teorik sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Tüm tasarımlarda Op-Amp.'ın besleme gerilimleri V_{CC}=*5 v,* V_{CC}=15 *v,* V_{EE}=-V_{CC} olarak alınmıştır. Benzetimlerde, doğal frekans f_o=1 kHz. olarak alınmış ve süzgeç tasarımları bu frekansa bağlı olarak gerçekleştirilmiştir. Sıfırdan tepeye gerilim değerini temsil eden V_i=1 *v* olarak kullanılmıştır. Konu içerisinde Tow-Thomas süzgeç tasarımlarında V_{CC}= -V_{EE} =15 *v* olduğu durumda elde edilen şekiller verilmiştir. Kalite faktörü ayarlanabilir, bir noktada alçak geçiren iki farklı noktada bant geçiren süzgeç elde edilen Tow-Thomas uygulaması dışında Op-Amp.'la gerçekleştirilen süzgeç tasarımlarının hepsinde, kalite faktörü *Q, ω* frekansına bağlı olarak değişmektedir.

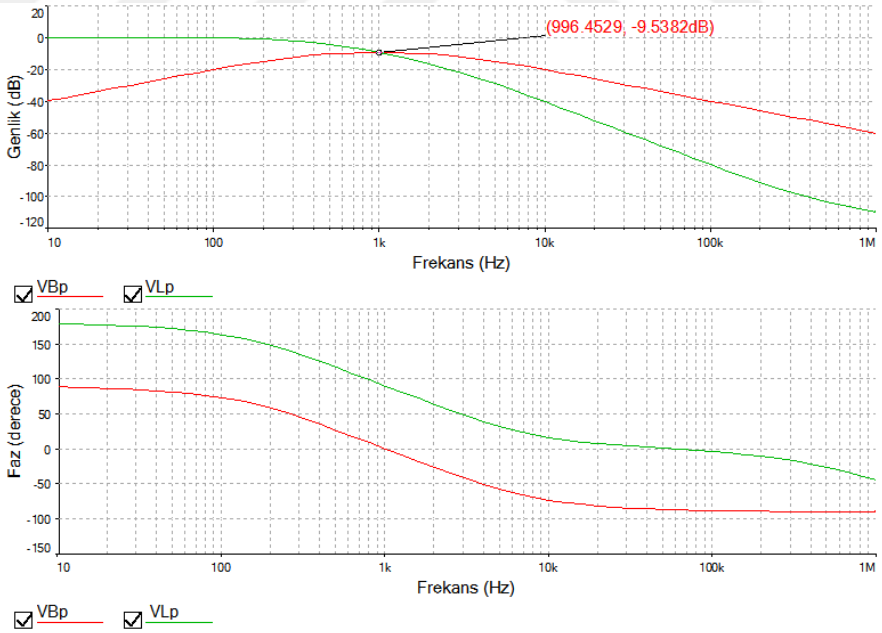
4.1.1. Bir Op-Amp kullanılarak gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç

Bir Op-Amp. kullanılarak gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgecin devre yapısı Şekil 3.3'de verilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi bu devrede üç adet direnç ve iki adet kapasite kullanılmaktadır. Bu şekilde tek Op-Amp. kullanılarak gerçekleştirilen tasarımlarda alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçler elde etmek mümkün olmaktadır. Devrede kullanılan pasif elemanların değerleri, bu çalışmada Tablo 4.1'de verildiği gibi seçilmiştir. Kalite faktörü *Q, ω* frekansına bağlı olarak değişmektedir. Farklı

frekanslardan süzgeç tasarımlarının hepsinde $R_2 = R_3 = R_4 = 10\ K\Omega$ olarak kullanılmıştır. Şekil 4.1'de tek Op-Amp.'la gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgecin kazancının ve fazının frekansa bağlı değişimi desibel cinsinden çizdirilmiştir. Şekil üzerinde 1 kHz. için alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin kazançları işaretlenmiştir.Şekil incelenecek olursa bant geçiren süzgecin kazancının, alçak geçiren süzgecin kazancına eşit olduğu görülmektedir.

Tablo 4.1. Tek Op-Amp.'la tasarlanan Tow-Thomas süzgeç için elde edilen sonuçlar

V_{CC} (v)	f_o (Hz.)	Kullanılan Kapasite Değerleri $C_1 = C_2$ (nF)	Teorik (Q)	Benzetim (Q)	Teorik f (Hz.)	Benzetim f (Hz.)
5	100	160	0.333	0.333	99.472	100
	1 K	16	0.333	0.333	0.994 K	1.000 K
	10 K	1.6	0.333	0.335	9.947	10.000 K
15	100	160	0.333	0.333	99.472	99.645
	1 K	16	0.333	0.334	0.995 K	0.996 K
	10 K	1.6	0.333	0.335	9.947 K	10.000 K



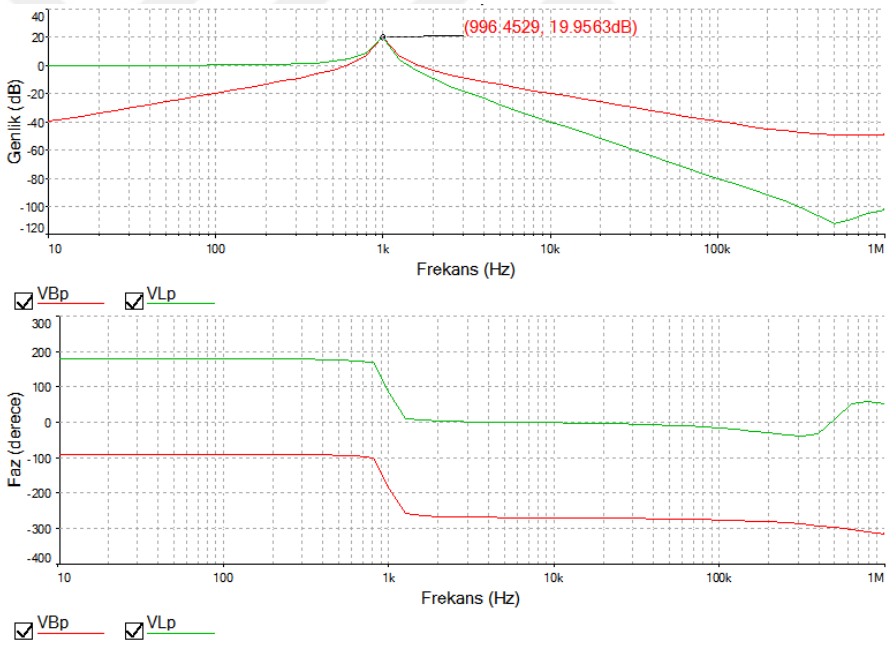
Şekil 4.1. f_o=1 kHz. için tek Op-Amp.'la tasarlanan Tow-Thomas alçak geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi

Tablo 4.1'de tek Op-Amp.ile tasarlanan Tow-Thomas süzgeç için elde edilen teorik ve benzetim sonuçları verilmektedir. Süzgecin çalışma frekansı, Şekil 4.1'den elde edilen benzetim sonuçları ve (3.22)-(3.24) eşitlikleri ile elde edilen teorik sonuçlarla

karşılaştırıldığında, Tablo 4.1'den görüldüğü gibi, sonuçların birbirleriyle uyumlu olduğu söylenebilir. Q'nun teorik ve benzetim değerleri ile aynıdır.

4.1.2. İki Op-Amp kullanılarak gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç

İki Op-Amp. kullanılarak gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgecin devre yapısı Şekil 3.4'te verilmektedir. Tasarımlarda yedi adet direnç kullanılmış ve bu dirençlerin değerleri R_1=100 KΩ ve R_2=R_3=R_4=R_5=r=10 KΩ olarak alınmıştır. Bu şekilde iki Op-Amp. kullanılarak gerçekleştirilen tasarımlarda alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçler elde edilmiştir. Şekil 3.4 incelenecek olursa bant geçiren süzgeç için ilk Op-Amp.'ın çıkışı, alçak geçiren süzgeç için ikinci Op-Amp.'ın çıkışı kullanılmaktadır. Devre tasarımında kullanılan iki adet pasif eleman, bu tez çalışmasında Tablo 4.2'de verildiği gibi seçilerek kullanılmıştır. Kalite faktörü Q, ω frekansına bağlı olarak değişmektedir.



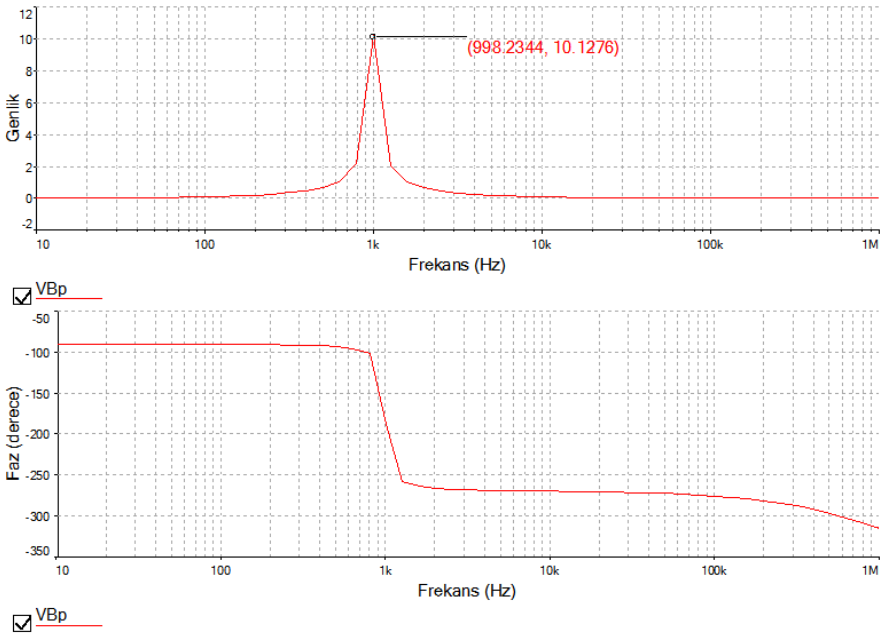
Şekil 4.2. f_o=1 kHz. için iki Op-Amp. ile gerçekleştirilen alçak geçiren ve bant geçiren Tow-Thomas süzgecin desibel cinsinden genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi

Şekil 4.2'de iki Op-Amp.'la gerçekleştirilen süzgecin kazancının ve fazının frekansa bağlı değişimi desibel cinsinden Şekil 4.3'de, devrenin doğrusal frekans tepkisi ve faz değişimi çizdirilmiştir. Şekil 4.2 incelenecek olursa bant geçiren süzgecin kazancının, alçak geçiren süzgecin kazancına eşit olduğu görülmektedir. Şekil üzerinde 1 KHz. için alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin kazançları işaretlenmiştir. Alçak geçiren

süzgecin ve bant geçiren süzgecin maksimum genliği 19.9563dB'dir yani aynı maksimum değer elde edilmiştir. Süzgecin çalışma frekansı, Şekil 4.2'den elde edilen benzetim sonuçları ile 3.28 ve 3.29 eşitlikleriyle elde edilen teorik sonuçlarla karşılaştırıldığında sonuçların birbirleriyle uyumlu olduğu söylenebilir. Ama tek Op-Amp. kullanıldığı duruma göre iki Op-Amp. kullanıldığı durumda teorik ve benzetimle elde edilen süzgecin kalite faktörü ve frekans değerleri arasında daha belirgin bir fark vardır. Bu durum Tablo 4.2'de gösterilmektedir. Bu fark, teoride Op-Amp.'ın ideal olarak alınması sebebiyle oluşmuştur.

Tablo 4.2. İki Op-Amp.'la tasarlanan Tow-Thomas süzgeç için elde edilen sonuçlar

V_{CC} (v)	f_o (Hz.)	Kullanılan Kapasite Değerleri $C_1 = C_2$ (nF)	Teorik (Q)	Benzetim (Q)	Teorik f (Hz.)	Benzetim f (Hz.)
5	100	160	10	9.845	99.472	99.8225
	1 K	16	10	10.128	0.995 K	0.996 K
	10 K	1.6	10	11.118	9.947 K	10.036 K
15	100	160	10	9.845	99.472	99.823
	1 K	16	10	10.128	0.995 K	0.996 K
	10 K	1.6	10	11.119	9.947 K	10.036 K



Şekil 4.3. İki Op-Amp. ile gerçekleştirilen bant geçiren Tow-Thomas süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi

4.1.3. Üç Op-Amp Kullanılarak Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç

Bu bölümde üç Op-Amp. ile gerçekleştirilen dört farklı Tow-Thomas süzgeç yapısı anlatılarak tasarımları gerçekleştirilmiştir. İlkinde bir bant geçiren ve iki alçak geçiren süzgeç yapısının elde edildiği durum, daha sonra bir alçak geçiren ve iki bant geçiren süzgeç yapısı anlatılarak benzetimleri yapılmıştır. Üçüncü olarak kalite faktörü ayarlanabilir, bir alçak geçiren ve iki bant geçiren süzgeç yapısı ve en son olarak sadece alçak geçiren Tow-Thomas süzgeç yapısı anlatılarak bilgisayar benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Her yapı için üç farklı frekans değeri, her durumda ω frekansı ile Q teorik değerleri ve benzetim sonucunda elde edilen değerlerle karşılaştırılmıştır.

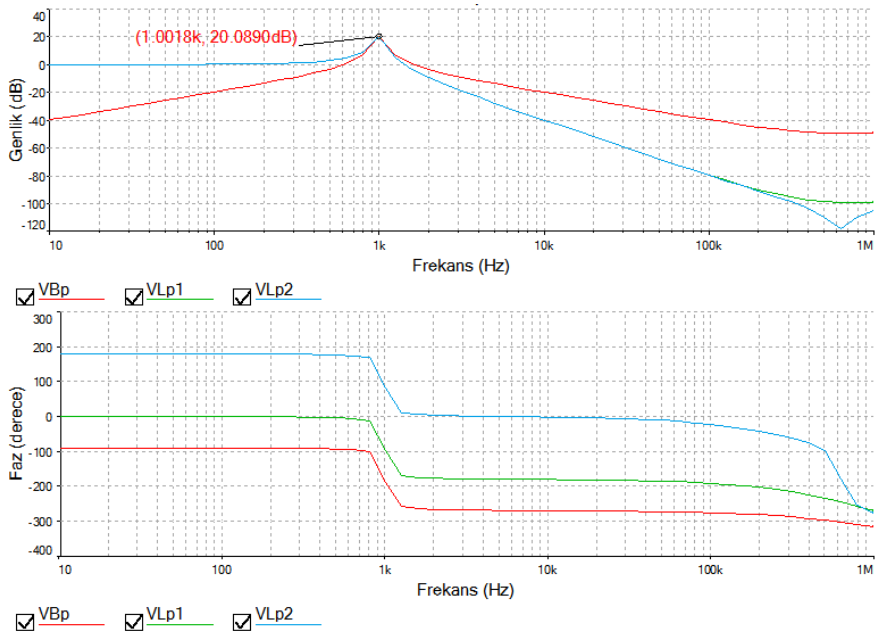
4.1.3.1. Bir çıkış noktasında Bant Geçiren İki farklı çıkış noktasında Alçak Geçiren Süzgeç elde edilen Tow-Thomas Devre Uygulaması

Üç Op-Amp. kullanılarak gerçekleştirilen bir noktada bant geçiren iki ayrı noktada alçak geçiren süzgeç elde edilen Tow-Thomas devre yapısı Şekil 3.5'de verilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi bu devrede altı adet direnç ve iki adet kapasite kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında dirençler; R_1=100 KΩ ve R_2=R_3=R_4=R_5=R=10 KΩ olarak kullanılmıştır. Şekil 3.5'de görüldüğü gibi bu şekilde üç Op-Amp. kullanılarak gerçekleştirilen tasarımlarda geçiren bir bant ve iki alçak geçiren süzgeç elde edilmektedir. Devrede kullanılan pasif elemanların değerleri, Tablo 4.3'te verildiği gibi seçilmiş ve kullanılmıştır. Kalite faktörü, frekansa bağlı olarak değişmektedir.

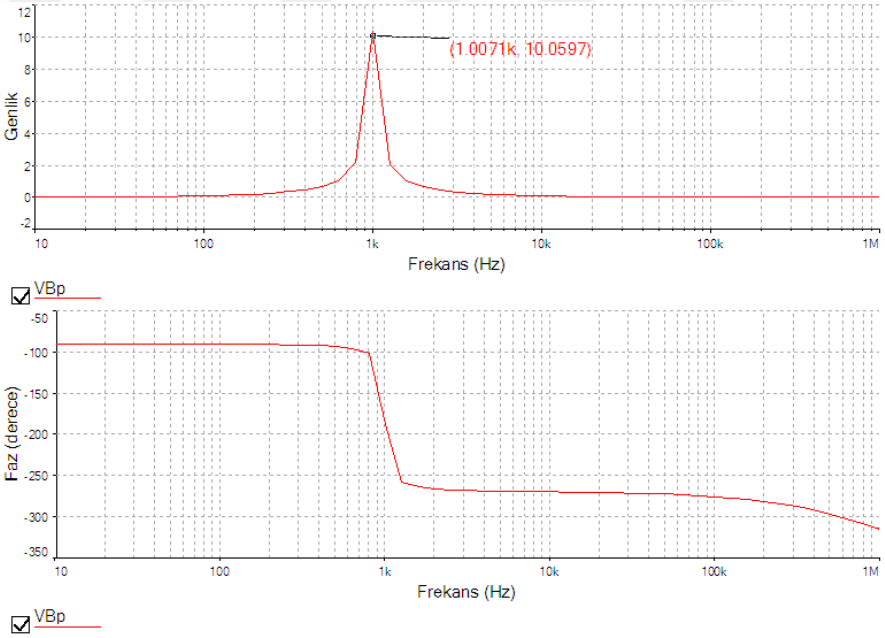
Tablo 4.3. Üç Op-Amp.'la bir bant geçiren, iki alçak geçiren süzgeç tasarımında elde edilen sonuçlar

V_{CC} (v)	f_o (Hz.)	Kullanılan Kapasite Değerleri C_1= C_2 (nF)	Teorik (Q)	Benzetim (Q)	Teorik f (Hz.)	Benzetim f (Hz.)
5	100	160	10	9.965	99.471	100.354
	1 K	16	10	10.259	0.994 K	1.002 K
	10 K	1.6	10	13.522	9.947 K	9.982 K
15	100	160	10	9.798	99.471	100.354
	1 K	16	10	10.600	0.995 K	1.002 K
	10 K	1.6	10	13.304	9.947 K	9.982 K

Şekil 4.4'de üç Op-Amp.'la gerçekleştirilen süzgeç için kazancın ve fazın frekansa bağlı değişimi desibel cinsinden gösterilmektedir. Şekil incelenecek olursa bant geçiren süzgecin kazancının, alçak geçiren süzgecin kazancına eşittir olduğu görülmektedir.



Şekil 4.4. Üç Op-Amp.'la bir çıkış noktasında bant geçiren iki farklı çıkış noktasında alçak geçiren Tow-Thomas süzgecin desibel cinsinden genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi



Şekil 4.5. Üç Op-Amp.'la bir çıkış noktasında bant geçiren iki farklı çıkış noktasında alçak geçiren Tow-Thomas süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi

Şekil üzerinde 1 KHz. için alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin kazançları işaretlenmiştir. Alçak geçiren süzgecin maksimum genliği 1 KHz.'de 20.089 dB'dir. Şekil 4.5'de gerçekleştirilen süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi

verilmektedir. Benzetim ve teorik sonuçlar Tablo 4.3'de verilmektedir. 3.36 ve 3.37 eşitlikleri kullanılarak elde edilen teorik sonuçlar ile benzetim sonuçları karşılaştırıldığında kalite faktörü ve frekans için tam olarak aynı sonuçlar elde edilmese de yaklaşık olarak aynı değerlerin elde edildiği söylenebilir.

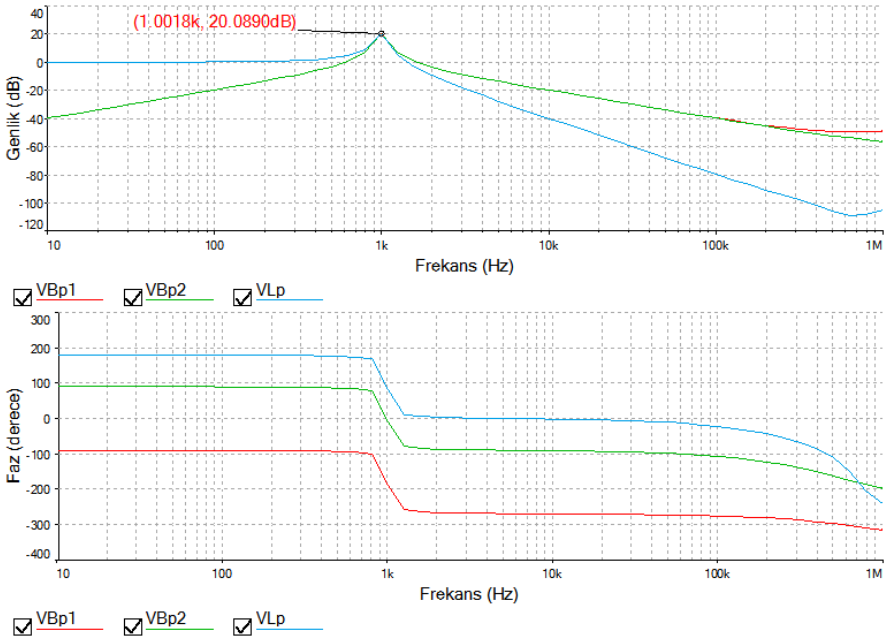
4.1.3.2. Bir çıkış noktasında Alçak Geçiren İki farklı çıkış noktasında Bant Geçiren süzgeç elde edilen Tow-Thomas Devre Uygulaması

Üç Op-Amp. kullanılarak gerçekleştirilen bir noktada alçak geçiren iki farklı noktada bant geçiren süzgecin devre yapısı Şekil 3.7'de verilmektedir.

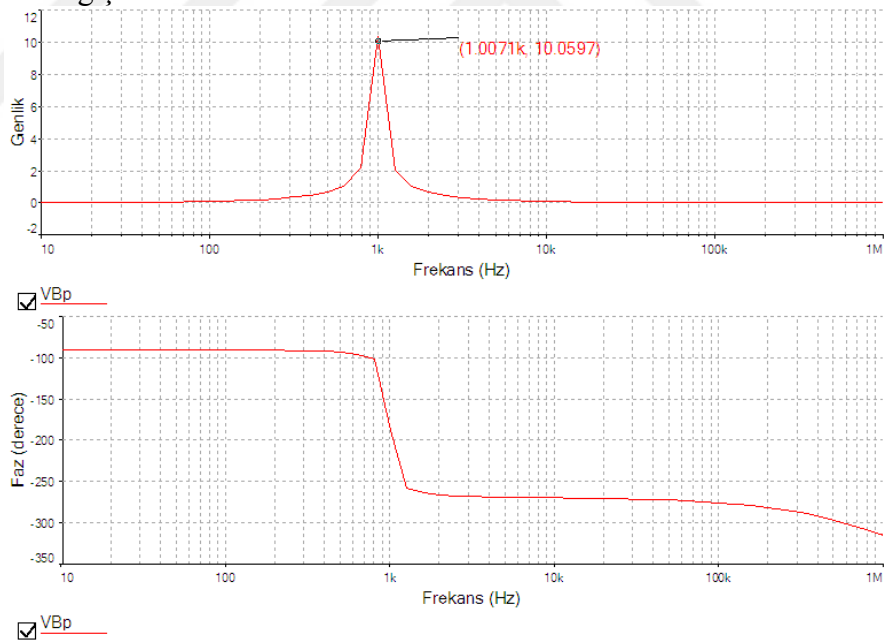
Tablo 4.4. Üç Op-Amp.'la bir çıkış noktasında alçak geçiren iki farklı çıkış noktasında Bant Geçiren Süzgeç tasarımı için elde edilen sonuçlar

V_{CC} (*v*)	f_o (Hz.)	Kullanılan Kapasite Değerleri C_1= C_2 (nF)	Teorik (*Q*)	Benzetim (*Q*)	Teorik *f* (Hz.)	Benzetim *f* (Hz.)
5	100	160	10	9.860	99.472	99.648
	1 K	16	10	9.921	0.995 K	1.011 K
	10 K	1.6	10	13.522	9.947 K	9.982 K
15	100	160	10	9.798	99.471	99.644
	1 K	16	10	10.060	0.995 K	1.002 K
	10 K	1.6	10	13.304	9.947 K	10.018 K

Şekilden görüldüğü gibi bu devrede altı adet direnç ve iki adet kapasite kullanılmaktadır. Tasarımda dirençler, $R_1=100$ KΩ ve $R_2=R_3=R_4=R_5=R=10$ KΩ olarak kullanılmıştır. Şekil 3.7'de görüldüğü gibi üç Op-Amp. kullanılarak gerçekleştirilen tasarımlarda alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçler elde etmek mümkün olmaktadır. Benzetim ve teorik sonuçlar Tablo 4.4'de verilmektedir. Devrede kullanılan pasif elemanlar Tablo 4.4'te verildiği gibi seçilmiştir. Bu sonuçlara değerlendirildiğinde de kalite faktörünün daha önceki tasarımlarda olduğu gibi frekansa bağlı olarak değiştiği gözlenmiştir.



Şekil 4.6. Üç Op-Amp.'la bir noktada alçak geçiren iki farklı noktada bant geçiren Tow-Thomas desibel cinsinden süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi



Şekil 4.7. Üç Op-Amp.'la iki farklı noktada bant geçiren Tow-Thomas süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi

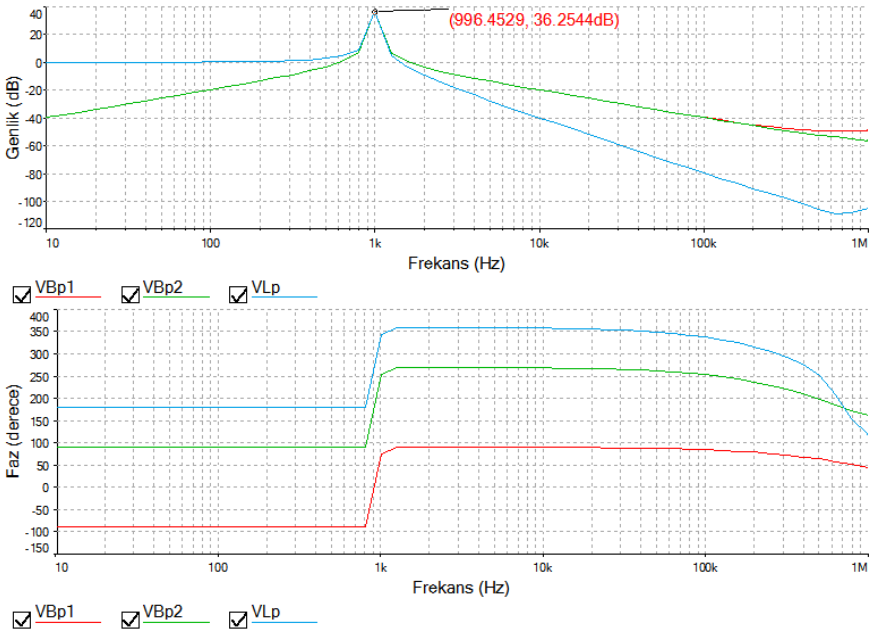
Şekil 4.6'da üç Op-Amp.'la gerçekleştirilen süzgecin kazancının ve fazının frekansa bağlı değişimi desibel cinsinden çizdirilmiştir. Şekilden bant geçiren süzgecin kazancının, alçak geçiren süzgecin kazancına eşit olduğu söylenebilir. Şekil üzerinde 1 KHz. için alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin işaretlenen kazançları ve maksimum

genlik değerleri gösterilmektedir. Her iki süzgeç türü için maksimum genlik 20.089 dB'dir. Şekil 4.7'de üç Op-Amp.'la gerçekleştirilen süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi verilmektedir. Tablo 4.4'den görüleceği üzere benzetim ve teorik sonuçların birbiriyle uyumlu olduğu anlaşılmaktadır.

4.1.3.3. Kalite Faktörü Ayarlanabilir, Bir noktada Alçak geçiren İki farklı noktada Bant Geçiren Süzgeç elde edilen Tow-Thomas Uygulaması

Üç Op-Amp.'la gerçekleştirilen bir noktada bant geçiren iki farklı çıkış noktasında alçak geçiren süzgecin elde edildiği Tow-Thomas devre yapısı Şekil 3.8'de verilmektedir. Bu devre, bir çıkış noktasında alçak geçiren iki farklı çıkış noktasında bant geçiren süzgeç elde edilen Tow-Thomas devre yapısıyla aynıdır. Şekilden görüldüğü gibi bu devrede iki adet kapasite ve yedi adet direnç kullanılmıştır. Dirençler; R_1=100 KΩ, R_2= R_3=R_4= R=10 KΩ olarak kullanılmıştır. Devrede kullanılan R_5 direnci, her bir frekans değeri için 150, 200, 250 ve 300 KΩ olarak alınmış ve her bir durumda süzgecin performansı yeniden değerlendirilmiştir. Bu şekilde gerçekleştirilen süzgeç tasarımlarında bir alçak geçiren ve iki bant geçiren süzgeç elde edilmektedir. Alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin elde edildiği çıkış noktaları, Şekil 3.8 üzerinde gösterilmektedir. Devrede kullanılan kapasitelerin değerleri bu çalışmada, Tablo 4.5'te verildiği gibi seçilmiştir. Şekil 4.8'de üç Op-Amp.'la gerçekleştirilen süzgecin kazancının ve fazının frekansa bağlı değişimi desibel cinsinden çizdirilmiştir. Şekil incelenecek olursa bant geçiren süzgecin kazancının, alçak geçiren süzgecin kazancına eşittir olduğu görülmektedir. Şekil üzerinde 1 kHz. için alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin kazançları işaretlenmiştir. Tasarlanan süzgeçlerin maksimum genliği Şekil 4.8'den görüleceği gibi 36.2544 dB.'dir.

Tablo 4.5'de üç Op-Amp.'la iki bant geçiren bir alçak geçiren süzgeç tasarımı için elde edilen teorik ve benzetim sonuçları verilmektedir. İki farklı besleme gerilimi için incelemeler yapılmıştır. R_5 direnci kalite faktörünün değişiminde özellikle etkili olmaktadır. Her farklı besleme gerilimi için üç farklı frekans değeri gözönüne alınarak kalite faktörünün değişimi incelenmiştir. Yani kalite faktörü, R_5 direnci ile ω'dan bağımsız olarak ayarlanabilir.



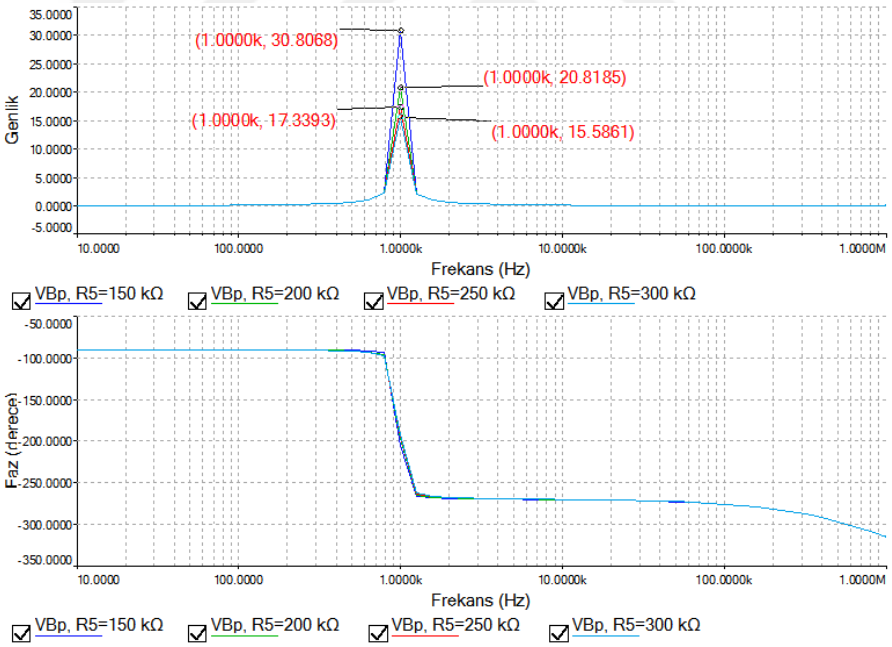
Şekil 4.8. Üç Op-Amp. ile gerçekleştirilen kalite faktörü ayarlanabilir alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin desibel cinsinden genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi

Elde edilen benzetim sonuçları değerlendirildiğinde; 3.46 ve 3.47 eşitlikleri ile elde edilen teorik sonuçların benzetim sonuçlarıyla uyumlu olduğu tam olarak aynı olmasa da yaklaşık aynı değerlerin elde edildiği anlaşılmaktadır. Şekil 4.9'da tasarlanan süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi gösterilmektedir. Şekilden görüleceği gibi tasarlanan bütün süzgeçlerin faz değerleri yaklaşık aynı olarak elde edilmiştir.

Tablo 4.5. Üç Op-Amp.'la gerçekleştirilen kalite faktörü ayarlanabilir süzgeç tasarımı için elde edilen sonuçlar

V_{CC} (v)	f_o (Hz.)	Kullanılan Kapasite Değerleri $C_1 = C_2$ (nF)	R_5 (KΩ)	Teorik (Q)	Benzetim (Q)	Teorik f (Hz.)	Benzetim f (Hz.)
5	100	160	150	30	28.805	100.658	100.000
			200	20	19.684		
			250	16.6666	16.500		
			300	15	14.887		
	1 K	16	150	30	30.810	1.007 K	0.996 K
			200	20	20.821		
			250	16.6666	17.341		
			300	15	15.588		

	10 K	1.6	150	30	22.0826	10.066 K	10.000 K
			200	20	21.6830		
			250	16.6666	20.3575		
			300	15	19.4748		
15	100	160	150	30	28.8050	100.658	99.823
			200	20	19.6834		
			250	16.6666	16.4997		
			300	15	14.8865		
	1 K	16	150	30	30.8068	1.007 K	0.996 K
			200	20	20.8185		
			250	16.6666	17.3393		
			300	15	15.5861		
	10 K	1.6	150	30	21.7919	10.066 K	10.036 K
			200	20	21.7166		
			250	16.6666	20.3778		
			300	15	19.1875		



Şekil 4.9. Üç Op-Amp. ile gerçekleştirilen kalite faktörü ayarlanabilir süzgeçlerin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi

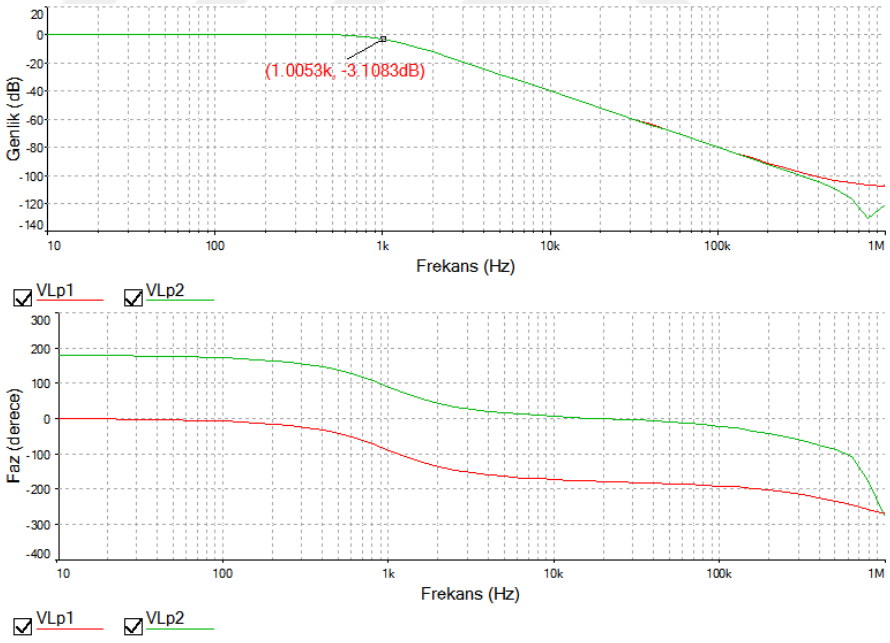
4.1.3.4. İki farklı çıkış noktasında Alçak Geçiren süzgeç elde edilen Tow-Thomas Devre Uygulaması

Üç Op-Amp. kullanılarak gerçekleştirilen ve iki farklı çıkış noktasında alçak geçiren süzgeç elde edilen devre yapısı, Şekil 3.9'da verilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi bu

devrede altı adet direnç ve iki adet kapasite kullanılmaktadır. Kullanılan dirençlerin değerleri; R_1=14.14 KΩ, R_2=R_3=R_4=20 KΩ ve R=10 KΩ olarak tercih edilmiştir. Bu şekilde üç Op-Amp. kullanılarak gerçekleştirilen tasarımlarda sadece alçak geçiren süzgeçler elde etmek mümkün olmaktadır.

Tablo 4.6. Üç Op-Amp.'la gerçekleştirilen alçak geçiren süzgeç tasarımı için elde edilen sonuçlar

V_{CC} (*v*)	f_o (Hz.)	Kullanılan Kapasite Değerleri C_1= C_2 (nF)	Teorik (*Q*)	Benzetim (*Q*)	Teorik *f* (Hz.)	Benzetim *f* (Hz.)
5	100	80	0.707	0.703	99.471	99.644
	1 K	8	0.707	0.700	0.995 K	1.005 K
	10 K	0.8	0.707	0.706	9.947 K	9.982 K
15	100	80	0.707	0.703	99.471	99.644
	1 K	8	0.707	0.700	0.995 K	1.005 K
	10 K	0.8	0.707	0.706	9.947 K	9.982 K



Şekil 4.10. Üç Op-Amp.'la tasarlanan alçak geçiren süzgeçlerin desibel cinsinden genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi

Şekil 3.9'da görüldüğü gibi ikinci ve üçüncü Op-Amp.'ın çıkışlarından alçak geçiren süzgeç elde edilmektedir. Devrede kullanılan pasif elemanların değerleri Tablo 4.6'da verilmektedir. Bu süzgeç uygulamasında da kalite faktörü *Q*, ω frekansına bağlı olarak değişmektedir. Gerçekleştirilen tasarımlarda, teorik ve benzetim sonucu elde edilen

kalite faktörleri birbirine eşit olarak elde edilmiştir. Şekil 4.10'da üç Op-Amp.'la gerçekleştirilen süzgecin kazancının ve fazının frekansa bağlı değişimi desibel cinsinden çizdirilmiştir. Şekil 4.11'de alçak geçiren süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi verilmiştir. Şekil üzerinde 1 KHz. için alçak geçiren süzgeçlerin kazancı işaretlenmiştir. Benzetim sonuçları ve 3.49-3.50 eşitliklerinden elde edilen teorik sonuçlar birbirleriyle karşılaştırılırsa yaklaşık aynı sonuçların elde edildiği, bütün sonuçların bir bütün olarak verildiği Tablo 4. 6'da görülmektedir. Özellikle kalite değerleri birbirlerine çok yakın olarak elde edilmiştir.

4.1.4. Dört Op-Amp. Kullanılarak Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç

Bu kısımda, dört Op-Amp. ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç için iki farklı durum incelenmiştir. Her bir durum için üç farklı frekans değeri göz önüne alınarak benzetimler gerçekleştirilmiştir. Her durumda teorik olarak hesaplanan kalite faktörü ve frekans değerleri benzetimle bulunan sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Tasarımlarda dirençler; R_1=100 KΩ, R_2= R_3=R=R_7= R_8=R_9=R_{10}= R_4=10 KΩ olarak seçilmiştir.

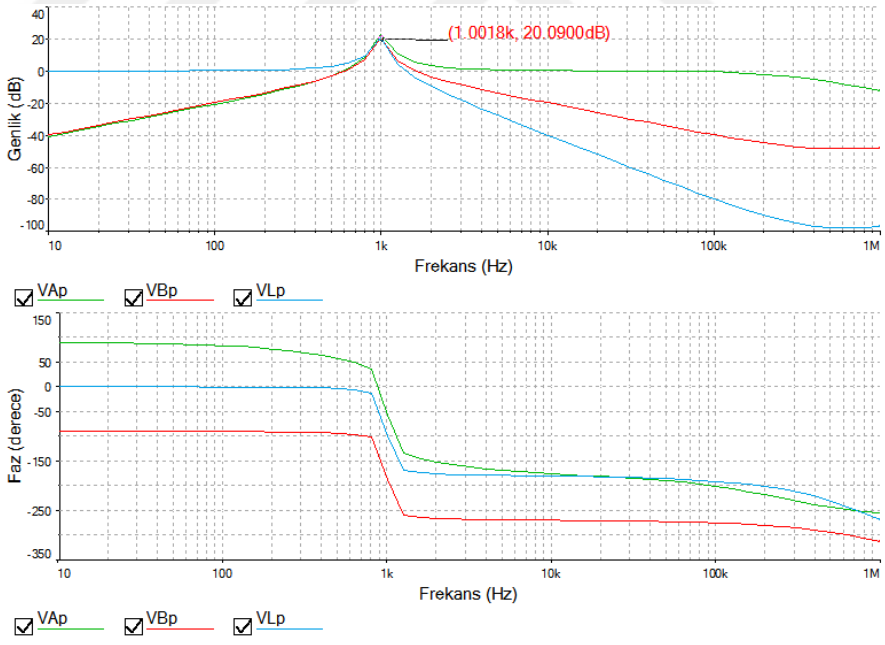
4.1.4.1. Birinci Durum

Dört Op-Amp. kullanılarak gerçekleştirilen iki çıkış noktasında alçak geçiren, bir çıkış noktasında bant geçiren ve bir çıkış noktasından tüm geçiren süzgeçlerin elde edildiği Tow-Thomas süzgecin devre yapısı Şekil 3.10'da verilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi devrede on adet direnç ve iki adet kapasite kullanılmaktadır. Devrede kullanılan kapasiteler, bu çalışmada Tablo 4.7'de verildiği gibi seçilmiştir. Kalite faktörü, frekansa bağlı olarak değişmektedir. Şekil 4.11'de dört Op-Amp.'la gerçekleştirilen süzgecin kazancının ve fazının frekansa bağlı değişimi desibel cinsinden çizdirilmiştir. Şekil incelenecek olursa, çalışma frekansından önce alçak geçiren süzgecin V_{Lp2} ve tüm geçiren süzgecin V_{Ap} kazancının sıfırdan küçük olduğunu görülmektedir. Şekil 4.12'de birinci durum için dört Op-Amp.'lı süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi verilmektedir. Şekil 4.11'de, alçak geçiren, bant geçiren ve tüm geçiren süzgeçlerin kazancı 1 KHz. için 20.0900 dB. olarak elde edilmiştir. Bu durumda, kalite faktörü teorik olarak 10 olarak hesaplanmasına rağmen benzetim sonuçları bu sonuca çok yakın olarak elde edilmemiştir. V_{cc}'nin 5 ve 15 *v*. ve f_0'ın 10 KHz. olması durumunda kalite

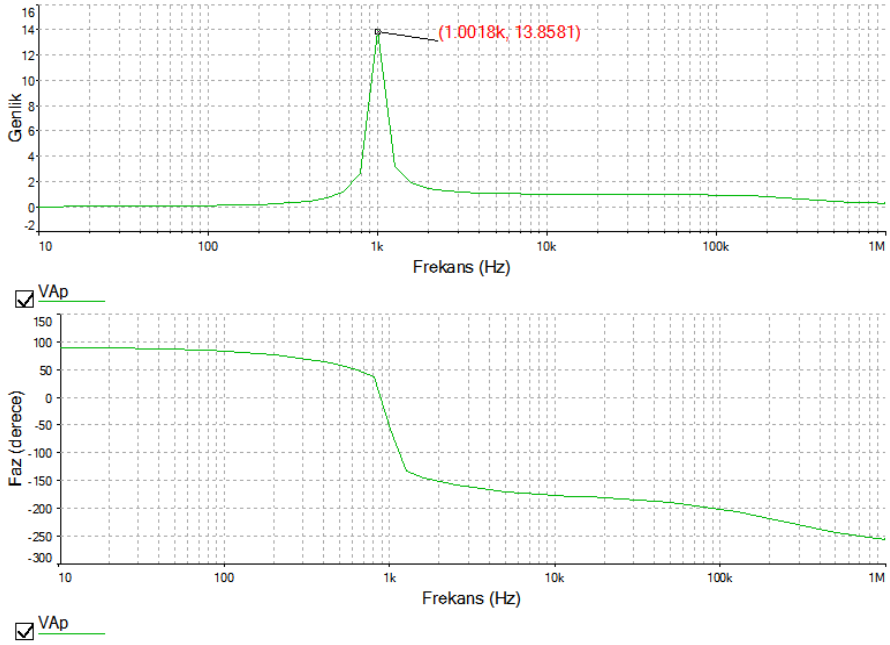
faktörü teorik sonuçtan çok uzak bir değer olarak hesaplanmıştır. Bu fark, teoride Op-Amp. ideal olarak kabul edildiği için ortaya çıkmıştır. Kalite faktörünün teorik ve benzetim sonuçları arasındaki fark, Eşitlik 3.62 ile hesaplanabilir. Teorik ve benzetim sonucu elde edilen frekans değerleri yaklaşık olarak birbirlerine eşittir denebilir. Yine aradaki farkın teoride Op-Amp.'ın ideal kabul edilmesinden dolayı olduğu söylenebilir.

Tablo 4.7. Birinci durum için Dört Op-Amp. kullanılarak elde edilen sonuçlar

V_{CC} (v)	f_o (Hz.)	Kullanılan Kapasite Değerleri $C_1 = C_2$ (nF)	Teorik (Q)	Benzetim (Q)	Teorik f (Hz.)	Benzetim f (Hz.)
5	100	160	10	13.310	99.472	99.824
	1 K	16	10	13.855	0.995 K	1.002 K
	10 K	1.6	10	18.414	9.947 K	10.035 K
15	100	160	10	13.309	99.471	99.824
	1 K	16	10	13.868	0.995 K	1.004 K
	10 K	1.6	10	18.541	9.947 K	10.035 K



Şekil 4.11. Birinci Durum için dört Op-Amp. ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgecin desibel cinsinden genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi



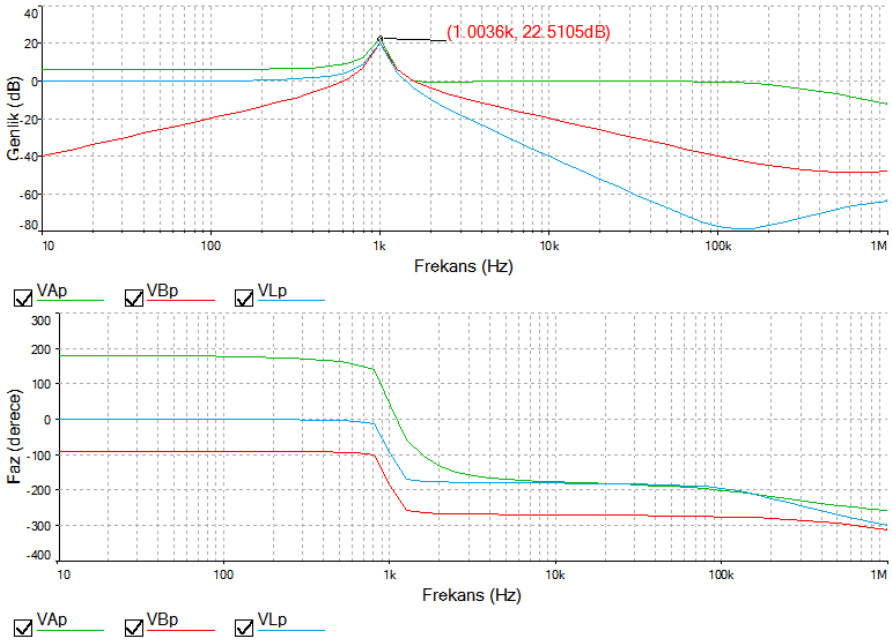
Şekil 4.12. Birinci Durum için Dört Op-Amp. ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi

4.1.4.2. İkinci Durum

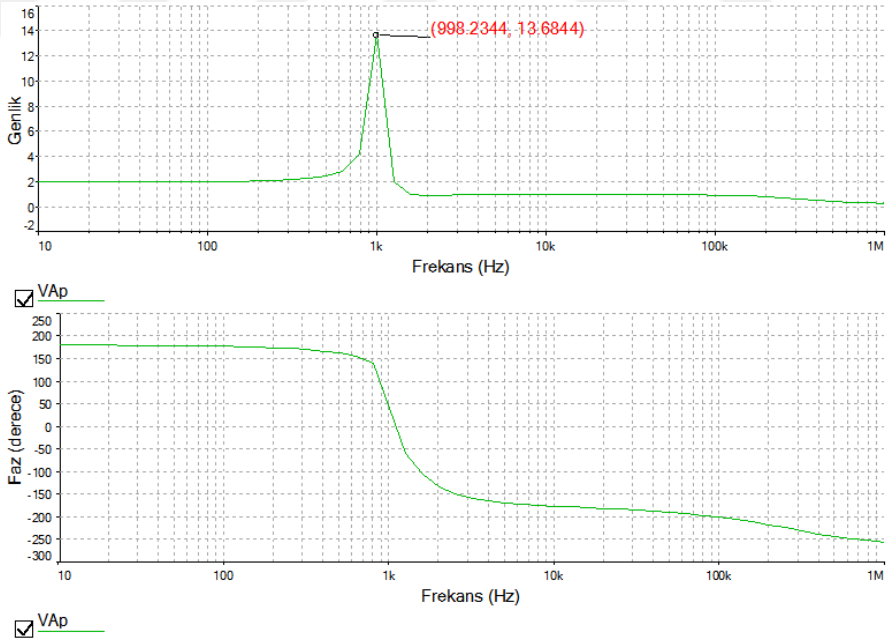
Dört Op-Amp.'la gerçekleştirilen ikinci durumda; iki çıkış noktasında alçak geçiren, bir çıkış noktasında bant geçiren ve bir çıkış noktasında tüm geçiren süzgeçlerin elde edildiği devre yapısı Şekil 3.11'de verilmektedir. Bu devrede iki adet kapasite kullanılmaktadır. Devrede kullanılan kapasitelerin değerleri bu tez çalışmasında Tablo 4.8'de verildiği gibi seçilmiştir. Kalite faktörü, frekansa bağlı olarak değişmektedir.

Tablo 4.8. İkinci durum için dört Op-Amp. kullanılarak elde edilen sonuçlar

V_{CC} (v)	f_o (Hz.)	Kullanılan Kapasite Değerleri $C_1 = C_2$ (nF)	Teorik (Q)	Benzetim (Q)	Teorik f (Hz.)	Benzetim f (Hz.)
5	100	160	10	13.134	99.472	99.824
	1 K	16	10	13.685	0.994 K	1.002 K
	10 K	1.6	10	18.414	9.947 K	10.035 K
15	100	160	10	13.134	99.471	99.824
	1 K	16	10	13.684	0.995 K	1.004 K
	10 K	1.6	10	18.541	9.947 K	10.035 K



Şekil 4.13. İkinci durum için dört Op-Amp. ile gerçekleştirilen süzgeçlerin desibel cinsinden genlik ve fazlarının frekansa bağlı değişimi



Şekil 4.14. İkinci durum için Dört Op-Amp. ile gerçekleştirilen tüm geçiren süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi

Şekil 4.13'de süzgecin kazancının ve fazının frekansa bağlı değişimi desibel cinsinden çizdirilmiştir. Şekil incelenecek olursa, yaklaşık olarak birinci duruma benzer sonuçların elde edildiği söylenebilir. Bu durumda kalite faktörü değerinde ciddi

farklılıklar elde edilmiştir. Özellikle frekansın 10 KHz. olması durumunda teoride 10 olan kalite değerinin benzetim sonucunda yaklaşık 18 olarak elde edildiği görülmüştür. Teorik ve benzetim sonucunda elde edilen frekans değerleri yaklaşık olarak aynıdır. Şekil 4.14'de ikinci durum için dört Op-Amp.'lı süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi verilmektedir. Şekil üzerinde 1 KHz. için alçak geçiren, bant geçiren, tüm geçiren süzgeçlerin kazançları işaretlenmiştir, her üç süzgeç türü için maksimum genlik 22.5105 dB. olarak elde edilmiştir.

4.2. OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç Yapıları

Bu bölümde OTA ile gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeçlerin benzetimi yapılmıştır. Benzetimler esnasında aynı zamanda OTA'nın kutuplama akımının değiştirilmesiyle ω ve Q değerlerinin nasıl etkilendiği sunulmuştur. LM13700 OTA modeli kullanılarak gerçekleştirilen benzetim sonuçları, teorik sonuçlar ile karşılaştırılarak birbirine benzer veya farklı olup olmadığı incelenmiştir. Tasarımların hepsinde OTA'nın besleme gerilimleri V_{CC}=15 v, V_{EE}=-15 v olarak alınmıştır.

4.2.1. İki OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç uygulaması

İki OTA kullanılarak gerçekleştirilen alçak geçiren, bant geçiren ve yüksek geçiren Tow-Thomas süzgeç devresinde iki adet OTA ve iki adet kapasite kullanılmaktadır.

Tablo 4.9. İki OTA'lı Tow-Thomas alçak geçiren süzgeç için elde edilen sonuçlar

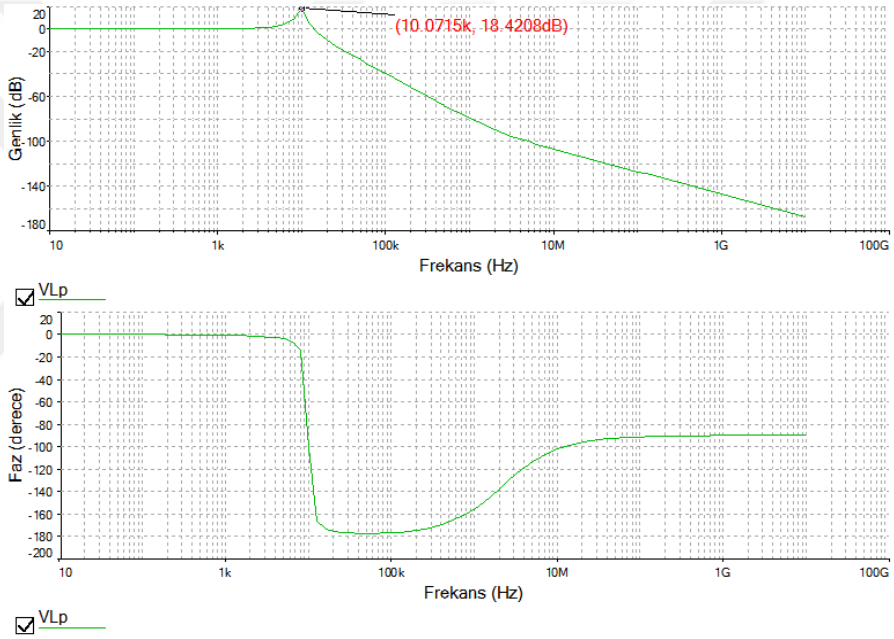
f_o (KHz.)	I_{kutup} (µA)	Tasarlanan Süzgeç Türü	Teorik (Q)	Benzetim (Q)	Teorik f (Hz.)	Benzetim f (Hz.)
1	I_1= 15 I_2= 1.5	LP, BP, HP	10	8.579	1.034	1.007
10	I_1= 150 I_2= 15	LP, BP, HP	10	8.738	10.356	10.215
100	I_1= 1500 I_2= 150	LP, BP, HP	10	6.437	103.450	102.883

Vin=25 mV olarak kullanılan gerilim sıfırdan tepeye gerilim değerini temsil etmektedir. Benzetimlerde, doğal frekans f_o=10 kHz. olarak alınmış ve süzgeç tasarımları bu frekansa bağlı olarak gerçekleştirilmiştir. Devrede kullanılan pasif elemanların değerleri, C_1=4.7 nF ve C_2=47 nF olarak seçilmiştir. Tablo 4.9'da elde edilen sonuçlar

verilmektedir. OTA'nın besleme gerilimleri V_{CC}=15 v, V_{EE}=-15 v olarak alınmıştır. OTA'lı süzgeç devrelerinde de kalite faktörü, ω frekansına bağlı olarak değişmektedir.

Birinci Durum: Alçak geçiren süzgeç tasarımı

İki OTA kullanılarak gerçekleştirilen alçak geçiren Tow-Thomas süzgecin devre yapısı Şekil 3.12'de verilmektedir. Alçak geçiren süzgeç tasarımı için Şekil 3.12'de *Vo* çıkışı kullanılmaktadır. V_B ve V_C girişleri topraklanmıştır, V_A giriş gerilimidir. Alçak geçiren süzgecin genlik ve fazının frekansa bağlı değişimi Şekil 4.15'de verilmektedir. Şekil üzerinde 10 KHz. için süzgecin kazancı 18.4208 dB. olarak elde edilmiştir.

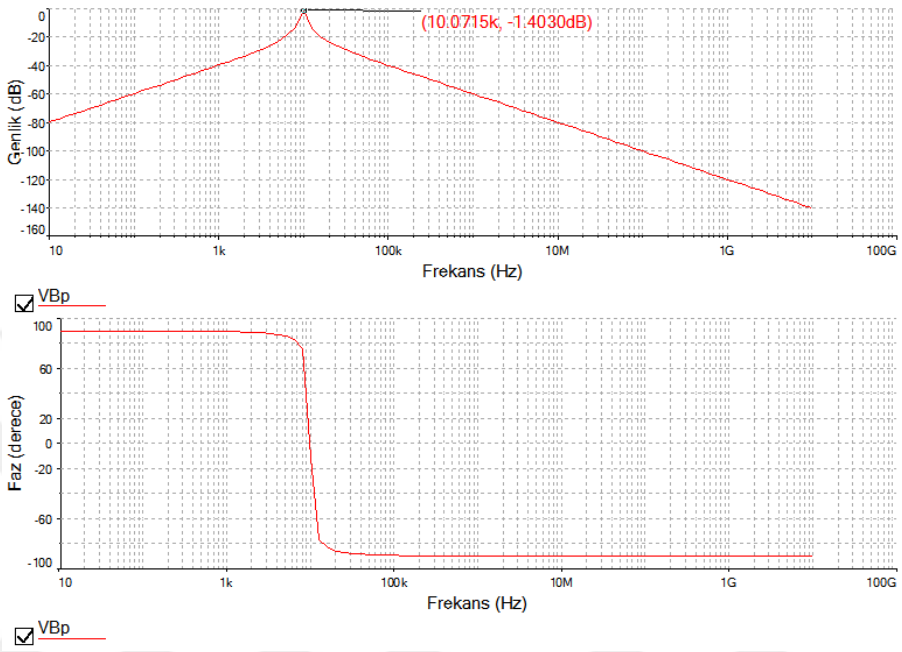


Şekil 4.15. f_o=10 KHz. için iki OTA ile tasarlanan Tow-Thomas alçak geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi

İkinci Durum: Bant geçiren süzgeç tasarımı

İki OTA ile gerçekleştirilen bant geçiren süzgecin devre yapısı Şekil 3.12'de verilmektedir. Bant geçiren süzgeç tasarımı için Şekil 3.12'de *Vo* çıkışı kullanılmaktadır. Şekilde V_A ve V_C girişleri topraklanmıştır, V_B giriş gerilimidir. f_o=10 kHz. için iki OTA ile tasarlanan Tow-Thomas bant geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi Şekil 4.16'da verilmektedir. Şekil üzerinde

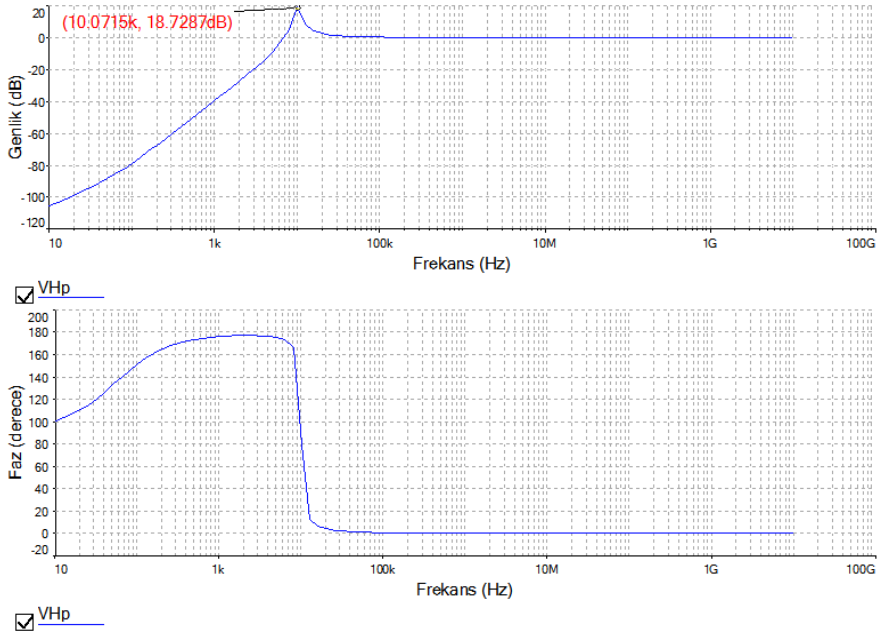
10 KHz. için alçak geçiren süzgecin kazancı işaretlenmiştir. Bant geçiren süzgecin kazancı desibel cinsinden -1.4030 dB eşittir.



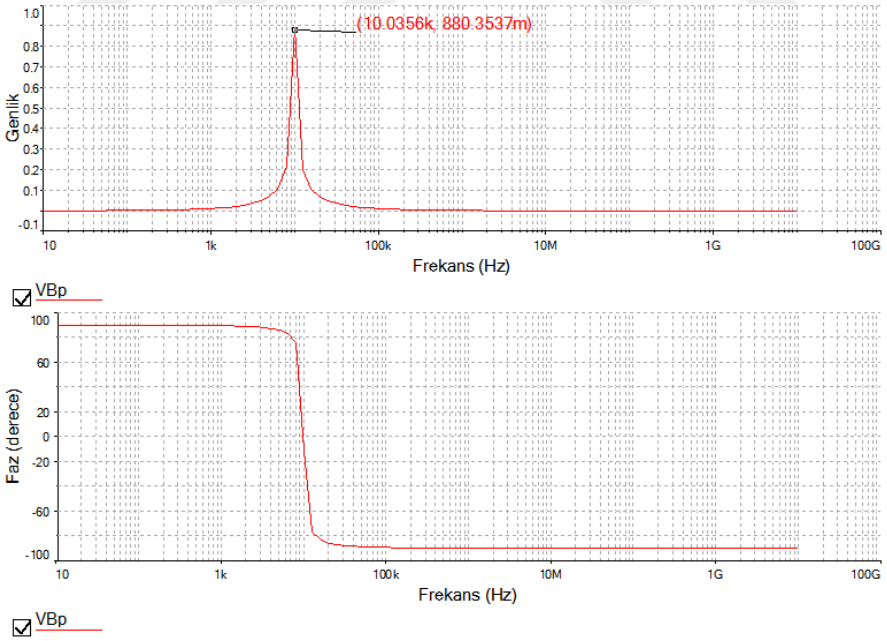
Şekil 4.16. f_o=10 KHz. için iki OTA ile tasarlanan Tow-Thomas bant geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi

Üçüncü durum: Yüksek geçiren süzgeç tasarımı

İki OTA kullanılarak gerçekleştirilen alçak geçiren Tow-Thomas süzgeç Şekil 3.12'de verilmektedir. Yüksek geçiren süzgeç tasarımı için Şekil 3.12'de *Vo* çıkışı kullanılmaktadır. Şekilde V_A ve V_B girişleri topraklanmıştır, V_C giriş gerilimidir. Şekil 4.17'de f_o=10 kHz. için iki OTA ile tasarlanan Tow-Thomas yüksek geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi verilmiştir. Şekil incelenecek olursa yüksek geçiren süzgecin kazancını görülmektedir. Şekil üzerinde 10 KHz. için yüksek geçiren süzgeç kazanç işaretlenmiştir. Kazanç işaretlenmiş gibi ve 18.7287 dB.'ye eşittir. İki OTA ile tasarlanan süzgeçlerin f_o=10 KHz.için, kalite faktörünün genliğinin ve fazının değişimi Şekil 4.18'de verilmiştir.



Şekil 4.17. f_o=10 KHz. için iki OTA ile tasarlanan Tow-Thomas yüksek geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi



Şekil 4.18. f_o=10 kHz. için İKi OTA ile tasarlanan Tow-Thomas alçak geçiren bant geçiren ve yüksek geçiren süzgeçlerin genlik fazının fazının frekansa bağlı değişimi

4.2.2. Üç OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç uygulaması

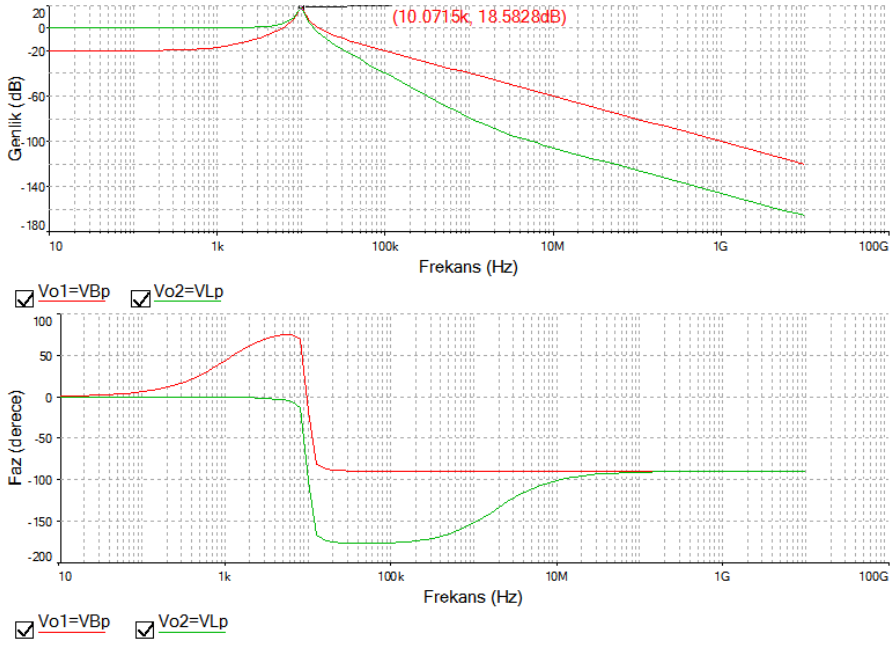
Üç OTA kullanılarak gerçekleştirilen Tow-Thomas süzgeç devresinde üç adet OTA ve iki adet kapasite kullanılmaktadır. V_i=25 mV olarak kullanılan gerilim sıfırdan tepeye gerilim değerini temsil etmektedir. Benzetimlerde, doğal frekans f_o=10 kHz. olarak alınmış ve süzgeç tasarımları bu frekansa bağlı olarak gerçekleştirilmiştir. Devrede kullanılan pasif elemanların değerleri, C_1=C_2=*4.7* nF olarak seçilmiştir. Tablo 4.10'da elde edilen sonuçlar verilmektedir. Bu durumda da kalite faktörü Q, ω frekansından bağımsız olarak değişmektedir.

Tablo 4.10. Üç OTA'lı alçak geçiren süzgeç için elde edilen sonuçlar

f_o (KHz.)	I_{kutup} (µA)	I_3 (µA)	Tasarlanan Süzgeç Türü	Teorik (Q)	Benzetim (Q)	Teorik f (Hz.)	Benzetim f (Hz.)
1	I_1= 1.5 I_2= 1.5	0.3	LP, BP	5	4.645	1.016	0.996
		0.15	BP, HP	10	8.426		
		0.075	BP, HP	20	14.374		
10	I_1= 15 I_2= 15	3	LP, BP	5	4.648	10.159	10.072
		1.5	BP, HP	10	8.758		
		0.75	BP, HP	20	15.278		
100	I_1= 150 I_2= 150	30	LP, BP	5	4.591	101.588	99.292
		15	BP, HP	10	8.577		
		7.5	BP, HP	20	14.424		

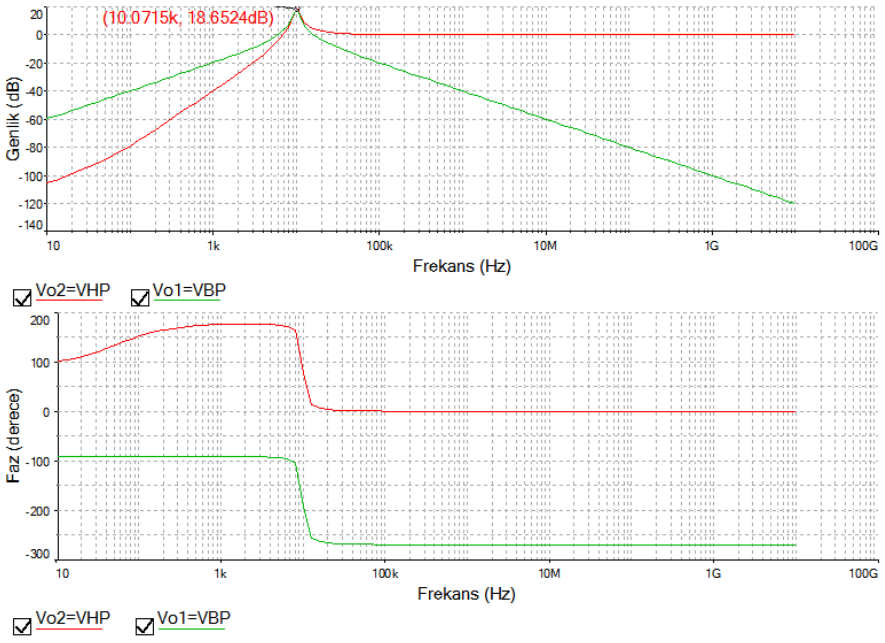
Birinci Durum: Alçak Geçiren ve Bant Geçiren Süzgeç

Üç OTA kullanılarak gerçekleştirilen alçak geçiren ve bant geçiren süzgeç elde edilen Tow-Thomas süzgecin devre yapısı Şekil 3.13'de verilmektedir. Birinci OTA'nın çıkışında V_{o1}=V_{BP} bant geçiren süzgeç ve üçüncü OTA'nın çıkışında V_{o2}=V_{LP} alçak geçiren süzgeç çıkışı elde edilmektedir. Şekil 4.19'da tasarlanan süzgecin kazancının ve fazının frekansa bağlı değişimi çizdirilmiştir. Şekil üzerinde 10 KHz. için alçak ve bant geçiren süzgeçlerin kazançları işaretlenmiştir. Şekilde görüldüğü bant ve alçak geçiren süzgecin kazançları 18.5828'e eşittir.



Şekil 4.19. f_o=10 KHz. için üç OTA ile tasarlanan Tow-Thomas alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi

İkinci Durum: Bant Geçiren ve Yüksek Geçiren Süzgeç

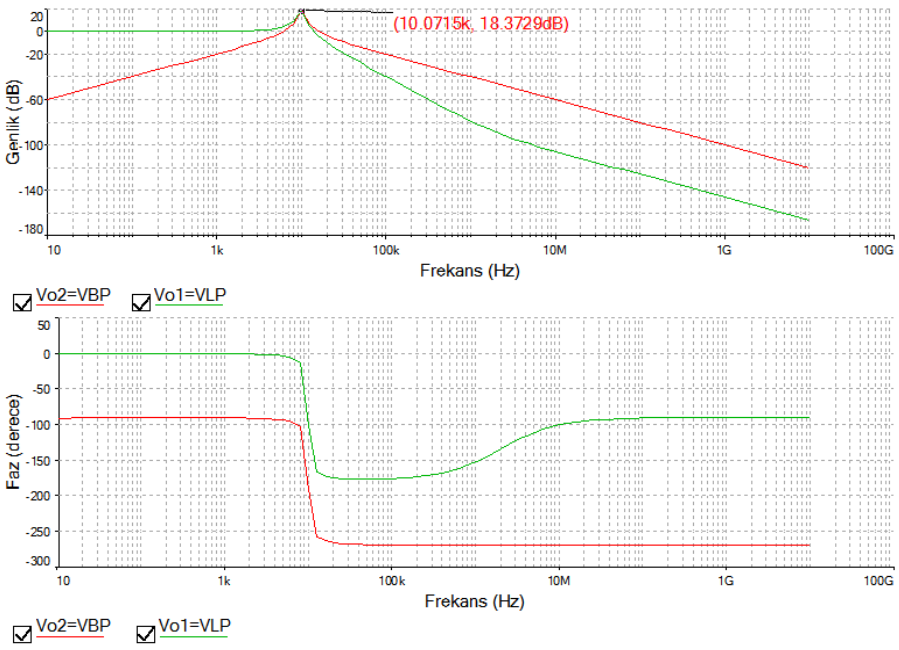


Şekil 4.20. f_o=10 kHz. için üç OTA ile tasarlanan Tow-Thomas bant ve yüksek geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi

Üç OTA kullanılarak gerçekleştirilen bant geçiren ve yüksek geçiren süzgeç elde edilen Tow-Thomas süzgecin devre yapısı Şekil 3.13'de verilmektedir. Giriş işareti C_2 kapasitesinin bağlı olduğu kısımdan verilmektedir. Bu durumda V_{o1}= V_{BP} bant geçiren süzgeç ve üçüncü OTA'nın çıkışında V_{o2}= V_{HP} yüksek geçiren süzgeç çıkışı elde edilmektedir. Şekil 4.20'de tasarlanan süzgecin kazancının ve fazının frekansa bağlı değişimi desibel cinsinden çizdirilmiştir. Şekil üzerinde 10 KHz. için alçak ve bant geçiren süzgeçlerin kazançları işaretlenmiştir. Bu durumda alçak ve bant geçiren süzgeçlerin kazançları 18.6524 dB'dir.

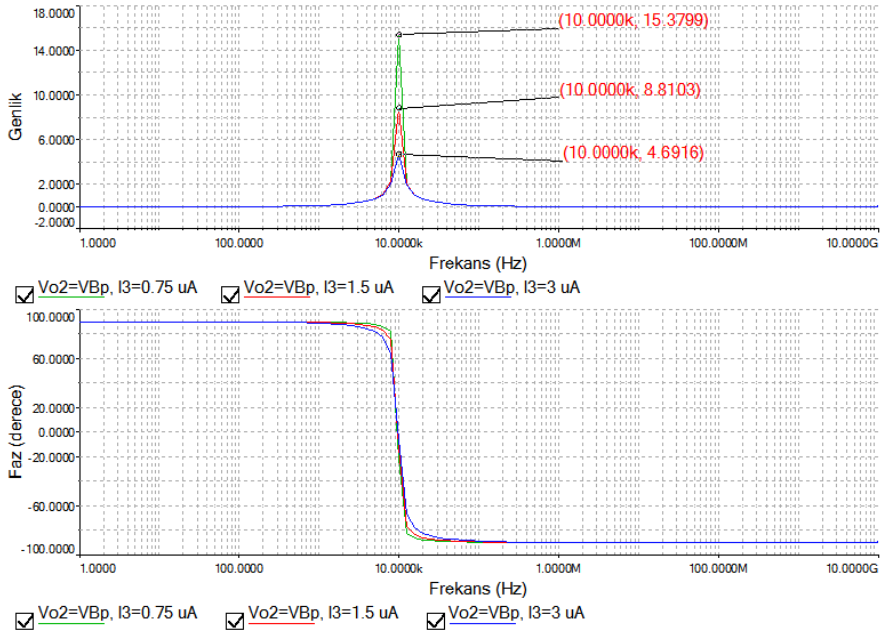
Üçüncü durum: Bant Geçiren ve Alçak Geçiren Süzgeç Tasarımı

Üç OTA kullanılarak gerçekleştirilen bant geçiren ve yüksek geçiren süzgeç elde edilen Tow-Thomas süzgecin devre yapısı Şekil 3.13'de verilmektedir. Giriş işareti üçüncü OTA'nın girişine verilmektedir. Bu durumda V_{o1}=V_{LP} alçak geçiren süzgeç ve üçüncü OTA'nın çıkışında V_{o2}=V_{BP} bant geçiren süzgeç çıkışı elde edilmektedir. Şekil 4.21'de tasarlanan süzgecin kazancının ve fazının frekansa bağlı değişimi desibel cinsinden çizdirilmiştir. Şekilde 10 KHz. için süzgeçlerin kazançları işaretlenmiştir. Süzgeçlerin kazancı desibel cinsinden 18.3729'a eşittir.



Şekil 4.21. f_o=10 KHz. için üç OTA ile tasarlanan Tow-Thomas bant ve alçak geçiren süzgecin desibel cinsinden genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi

Elde edilen süzgeçlerin genlik ve fazın frekansa bağlı değişimi üç durum için de f_o=10 KHz. için Şekil 4.22'de verilmektedir. Şekilde f_o=10 kHz.'de elde edilen kalite faktörlerinin değerleri gösterilmektedir. Kalite faktörü farklı süzgeçler için farklı olarak elde edilmiştir. En yüksek değer alçak geçiren süzgeç için elde edilmiştir.



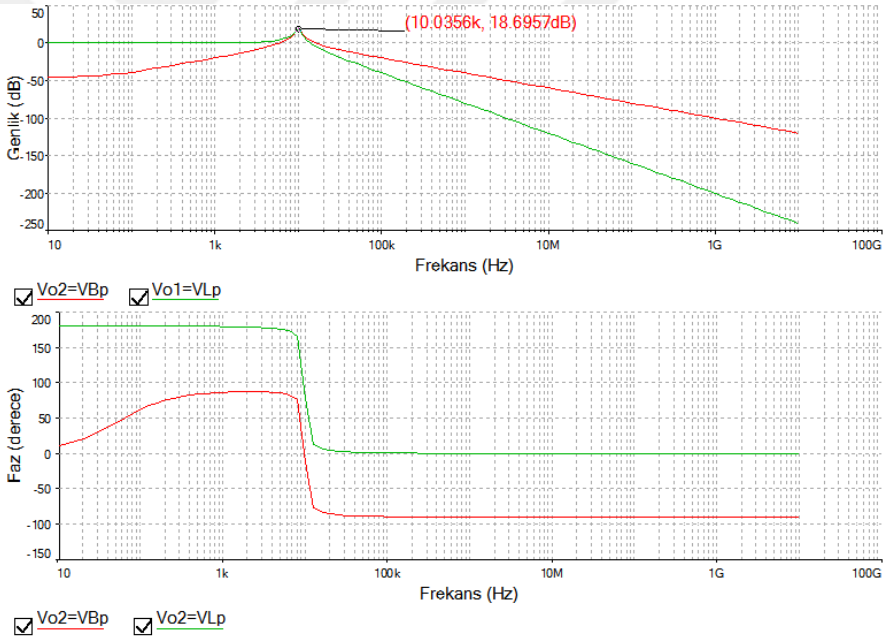
Şekil 4.22. f_o=10 KHz. için üç OTA ile tasarlanan Tow-Thomas süzgecin genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi

4.2.2. Dört OTA ile Gerçekleştirilen Tow-Thomas Süzgeç uygulaması

Dört OTA kullanılarak gerçekleştirilen alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin elde edildiği devre yapısı Şekil 3.14'de verilmektedir. Giriş işareti g_0'ın negatif ucuna verilmektedir. Bu durumda şekilden görüldüğü gibi V_{o1} çıkışından $V_{o1}=V_{LP}$ alçak geçiren süzgeç ve V_{o2} çıkışından $V_{o2}= V_{BP}$ bant geçiren süzgeç elde edilmektedir. Bu devrede dört adet OTA ve iki adet kapasite kullanılmaktadır. Sıfırdan tepeye gerilim değeri V_{in}=25 mv.'dur. Benzetimlerde, frekans f_o=10 KHz. olarak alınmış ve süzgeç tasarımları bu frekansa bağlı olarak gerçekleştirilmiştir. Devrede, C_1=4.7 nF ve C_2=4.7 nF olarak ve diğer parametrelerin değerleri de Tablo 4.9'da verildiği gibi seçilmiştir.

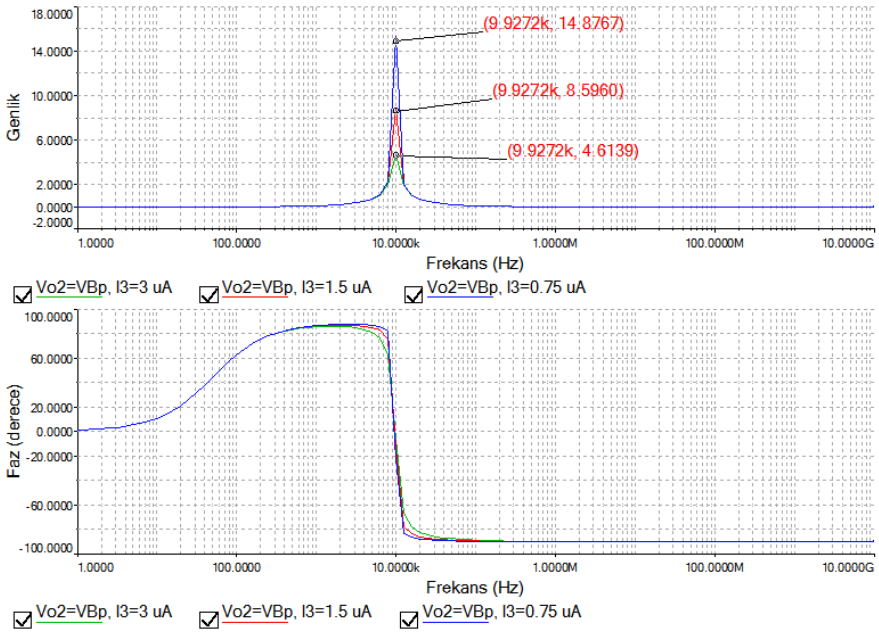
Tablo 4.11. Dört OTA'lı alçak geçiren ve bant geçiren süzgeç için elde edilen sonuçlar

f_o (KHz.)	I_{kutup} (µA)	I_3 (µA)	Tasarlanan Süzgeç Türü	Teorik (Q)	Benzetim (Q)	Teorik f (KHz.)	Benzetim f (KHz.)
1	I_0= 1.5 I_1= 1.5 I_2= 1.5	0.3	BP, HP	5	4.651	1.016	1.014
		0.15		10	8.428		
		0.075		20	14.285		
10	I_0= 15 I_1= 15 I_2= 15	3	BP, HP	5	4.6139	10.159	10.036 K
		1.5		10	8.5960		
		0.75		20	14.877		
100	I_0= 150 I_1= 150 I_2= 150	30	BP, HP	5	4.5239	101.588 K	99.097 K
		15		10	8.3024		
		7.5		20	13.820		



Şekil 4.23. f_o=10 KHz. için dört OTA ile tasarlanan Tow-Thomas alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi

Kalite faktörü Q, ω'den bağımsız olarak değişmektedir. Şekil 4.23'de dört OTA ile tasarlanan Tow-Thomas alçak geçiren ve bant geçiren süzgeçlerin genliğinin ve fazının desibel cinsinden frekansa bağlı değişimi, Şekil 4.24'de ise kazanç değişimleri verilmiştir. Şekilde anlaşılacağı gibi I_3 akımı ile ile kazancın değiştiği görünmektedir.



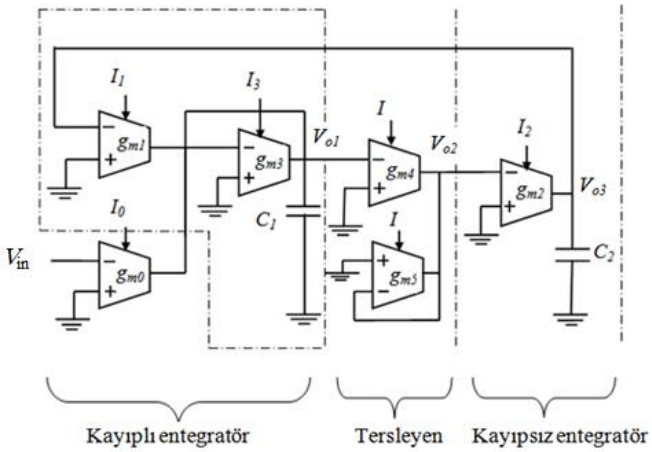
Şekil 4.24. f_o=10 KHz. için dört OTA ile tasarlanan Tow-Thomas süzgecin kalite faktörünün genliğinin ve fazının frekansa bağlı değişimi

4.3. Önerilen OTA'lı Tow-Thomas Süzgeç Yapıları

Bu bölümde altı adet OTA kullanılarak tasarlanan üç farklı Tow-Thomas süzgeç devre yapısı önerilmiştir. Önerilen OTA'lı devre yapıları, üçüncü bölümünde anlatılan Op-Amp. kullanan devre yapılarından farklı olarak yüksek frekansta çalışabilme özelliğine sahiptir. Devrelerin tasarımları, orjinal Tow-Thomas Op-Amp. kullanıldığı durumdaki modelin tasarım özellikleri gibidir. Yani kayıplı bir entegretör, kayıpsız bir entegretör ve birim kazanca sahip eviren veya tersleyen devre yapılarından oluşmaktadır. Oluşturulan devre yapılarının yerleri değiştirilerek üç farklı tasarım elde edilmiştir. Aynı zamanda önerilen tasarımlarda, kalite faktörü ω'den bağımsız bir şekilde ayarlanabilmektedir. Kalite faktörünün, ω' dan bağımsız olarak ayarlanabilmesi için beş OTA'nın geçiş iletkenliği değerlerinin eşit olması gerekir. Tow-Thomas süzgeç devrelerinde kazanç bire eşittir. Önerilen devrelerde bu şarta gerek kalmamıştır. Yani kalite faktörü, ω'dan bağımsız bir şekilde ayarlanabilmekte ve süzgecin kazancı birden daha büyük olabilmektedir.

4.3.1. İki çıkış noktasından bant geçiren bir çıkış noktasından alçak geçiren süzgeç elde edilen altı OTA'lı devre yapısı

Kayıplı entegretör, birim kazanca sahip tersleyen devre yapısı ve kayıpsız entegretör sırasıyla bağlanırsa, Şekil 4.25'deki gibi bir girişli, üç çıkışlı bir devre elde edilir. V_i giriş gerilimini, $V_{o1}=V_{BP1}$ bant geçiren süzgeç için $V_{o2}= -V_{BP1}=V_{BP2}$ bant geçiren süzgeç için ve $V_{o3}=V_{LP}$ alçak geçiren süzgeç için çıkışları temsil etmektedirler. Devrenin kutuplama akımları, $I=I_0=I_1=I_2=150$ µA, $I_3=15$ µA ve kapasite değerleri $C_1=C_2=47$ nF olarak seçilirse, f=100 KHz ve kalite faktörü de Q=10 olacaktır. Süzgeç çıkışlarına ait transfer fonksiyonları, Eşitlik 4.1, 4.2 ve 4.3 ile verilmiştir. Şekil 4.26'da altı OTA ile iki farklı çıkış noktasında bant geçiren bir çıkış noktasında alçak geçiren süzgecin elde edildiği devre için gerilim ve fazın frekansa bağlı değişimi gösterilmektedir. Şekil 4.27'de f=100 kHz. için kalite faktörü Q'ün 5, 10 ve 20 olması durumunda I_3 ile değişim çizdirilmiştir.



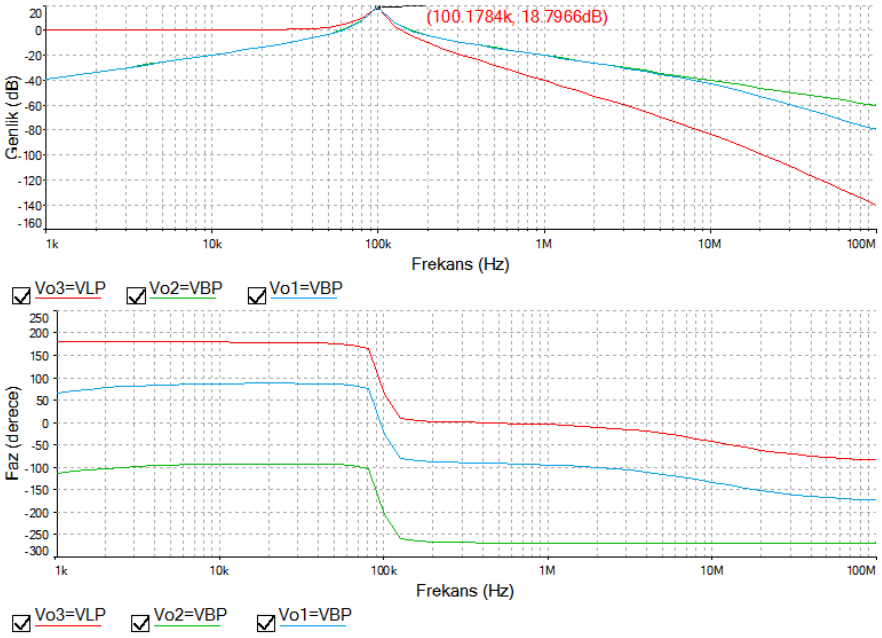
Şekil 4.25. Altı OTA kullanılarak gerçekleştirilen iki farklı çıkış noktasında bant geçiren bir çıkış noktasında alçak geçiren Tow-Thomas süzgeç yapısı

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{-sC_2 g_{m0}}{s^2 C_1 C_2 + sC_2 g_{m3} + g_{m1} g_{m2}} \tag{4.1}$$

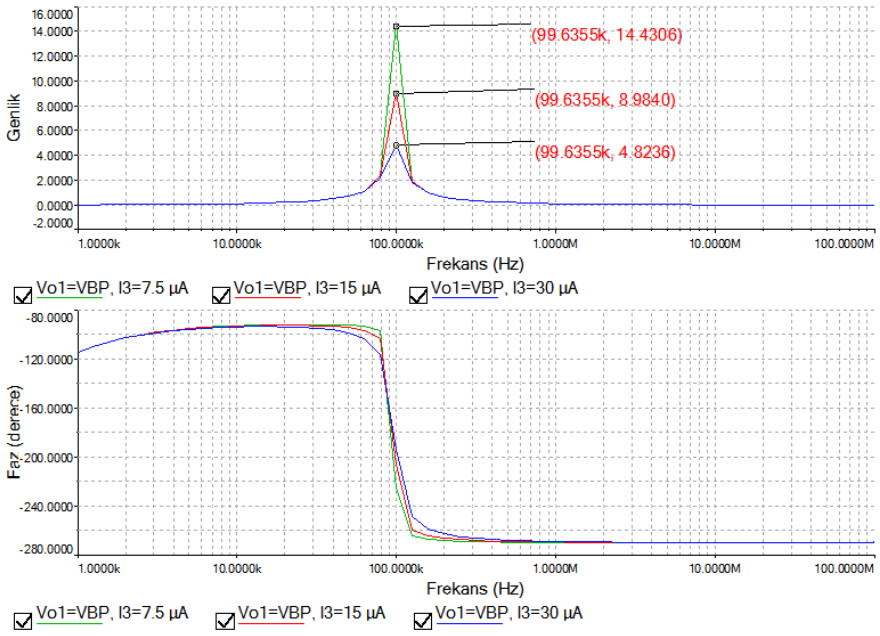
$$\frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{sC_2 g_{m0}}{s^2 C_1 C_2 + sC_2 g_{m3} + g_{m1} g_{m2}} \tag{4.2}$$

$$\frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{-g_{m0} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2 + sC_2 g_{m3} + g_{m1} g_{m2}} \qquad \text{Vin} \tag{4.3}$$

Devrenin frekans ve kalite faktörü Eşitlik 4.4 ve 4.5 ile verilmiştir.



Şekil 4.26. Altı OTA ile iki farklı çıkış noktasında bant geçiren bir çıkış noktasında alçak geçiren süzgecin elde edildiği devrede desibel cinsinden genlik ve fazın frekansa bağlı değişimi



Şekil 4.27. İki farklı çıkış noktasında bant geçiren bir çıkış noktasında alçak geçiren süzgecin elde edildiği devrede genlik ve fazın frekansa bağlı değişimi

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \qquad (4.4) \qquad Q = \frac{1}{g_{m3}}\sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}C_2}{C_1}} \qquad (4.5)$$

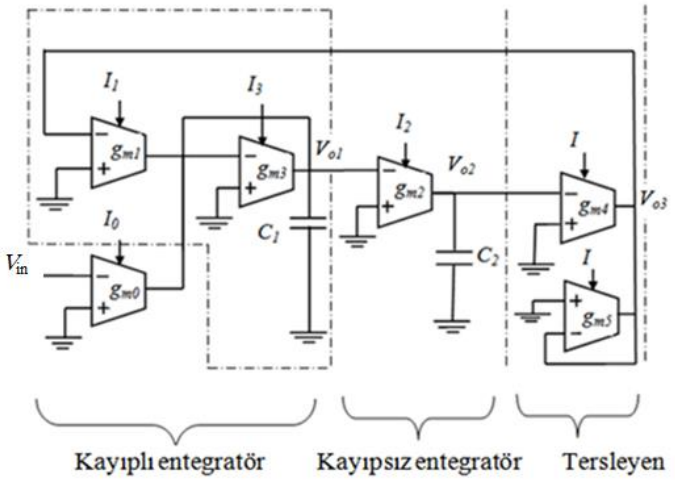
Bant geçiren ve alçak geçiren süzgeçlerin kazançları aşağıda verilmektedir:

$$K_{LP} = \frac{g_{m0}}{g_{m1}} \qquad (4.6) \qquad K_{BP} = \frac{g_{m0}}{g_{m3}} \qquad (4.7)$$

Eşitlikler incelenirse süzgecin kazancının kalite faktörü ve frekansdan bağımsız olarak g_{m0} ile ayarlanabileceği anlaşılmaktadır. Kalite faktörü, frekansdan bağımsız olarak g_{m3} ile ayarlanabilir.

4.3.2. Bir çıkış noktasından bant geçiren iki çıkış noktasından alçak geçiren süzgeç elde edilen altı OTA'lı devre yapısı

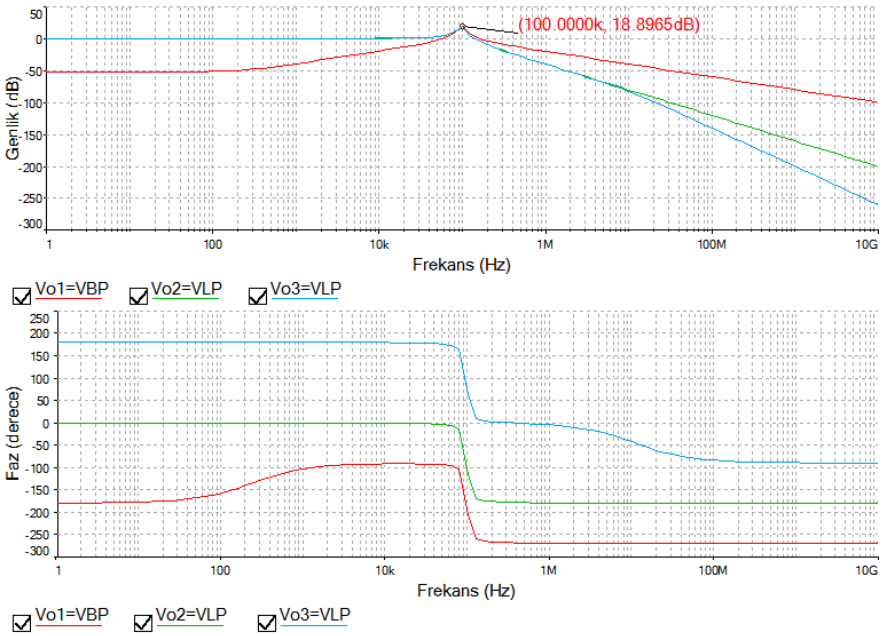
Bu devre yapısında da kayıplı entegretör, kayıpsız entegratör ve birim kazanca sahip tersleyen devre yapısı sırasıyla bağlanmaktadır.



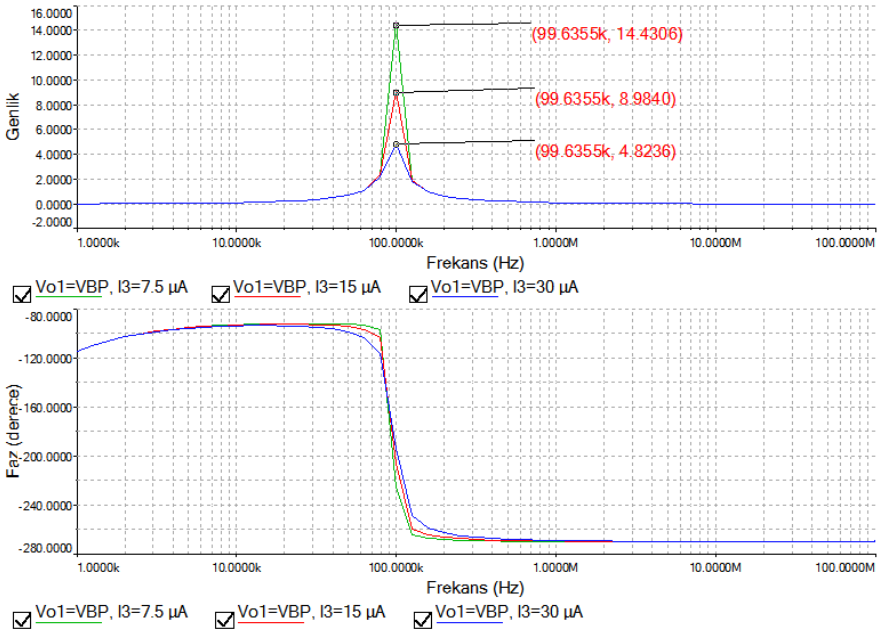
Şekil 4.28. Altı OTA kullanılarak gerçekleştirilen bir çıkış noktasından bant geçiren iki çıkış noktasından alçak geçiren Tow-Thomas süzgeç yapısı

Şekil 4.28'de önerilen bir çıkış noktasından bant geçiren iki çıkış noktasından alçak geçiren süzgeç elde edilen altı OTA'lı devre yapısı gösterilmektedir. V_{in} giriş gerilimini, V_{o1}=V_{BP} bant geçiren süzgeç için V_{o2}=V_{LP} alçak geçiren süzgeç için ve V_{o3}= -V_{LP} alçak geçiren süzgeç için çıkışları temsil etmektedirler. Devrenin kutuplama

akımları, $I=I_0=I_1=I_2=150$ µA, $I_3=15$ µA ve kapasite değerleri $C_1=C_2=47$ nF olarak seçilirse, $f=100$ KHz ve kalite faktörü de $Q=10$ olacaktır. Benzetim sonucu Şekil 4.29'da verilmiştir. Şekil 4.30'da $f=100$ kHz. için kalite faktörü Q'ün 5, 10 ve 20 olması durumunda I_3 ile değişimi verilmektedir.



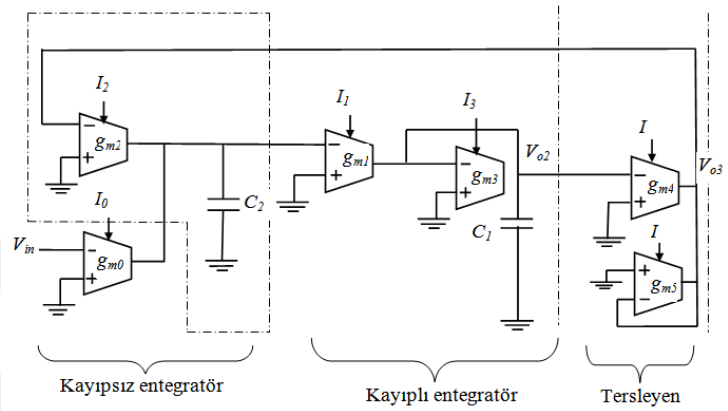
Şekil 4.29. Altı OTA ile bir çıkış noktasından bant geçiren iki çıkış noktasından alçak geçiren süzgecin elde edildiği devrede gerilim ve fazın frekansa bağlı değişimi



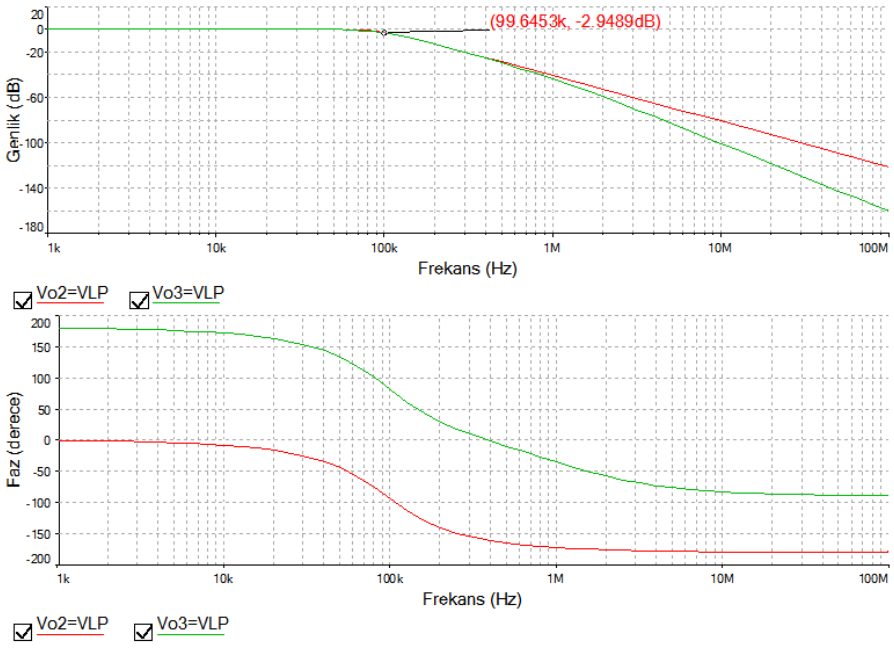
Şekil 4.30. Bir çıkış noktasından bant geçiren iki çıkış noktasından alçak geçiren süzgecin elde edildiği devrede kalite faktörünün frekansa bağlı değişimi

4.3.3. İki çıkış noktasından alçak geçiren süzgeç elde edilen altı OTA'lı devre yapısı

Bu devre yapısında da kayıpsız entegretör, kayıplı entegratör ve birim kazanca sahip tersleyen devre yapısı sırasıyla bağlanmaktadır.



Şekil 4.31. Altı OTA kullanılarak gerçekleştirilen iki farklı çıkış noktasından alçak geçiren süzgecin elde edildiği devre yapısı



Şekil 4.32. Altı OTA ile iki çıkış noktasından alçak geçiren süzgecin elde edildiği devrede dB cinsinden gerilim ve fazın frekansa bağlı değişimi

Şekil 4.31'de önerilen iki farklı çıkış noktasından alçak geçiren süzgeç elde edilen altı OTA'lı devre yapısı gösterilmektedir. V_i giriş gerilimini, $V_{o2}=V_{LP}$ alçak geçiren süzgeç için ve $V_{o3}=-V_{LP}$ da yine alçak geçiren süzgeç için çıkışları temsil etmektedirler. Devrenin kutuplama akımları, $I=I_0=I_1=I_2$=150 µA, I_3=21.216 µA ve kapasite değerleri $C_1=C_2$=0.47 nF olarak seçilirse, f=100 KHz ve kalite faktörü de Q=0.707 olacaktır. Benzetim sonuçları Şekil 4.32'de verilmiştir.

Tablo 4.12'de önerilen yöntemlerin Literatürle karşılaştırılması verilmektedir.

Tablo 4.12. Önerilen yöntemlerin literatürle karşılaştırılması

Ref.	**Teknik**	**Kullanılan OTA ve C Sayıları**	**Giriş Say.**	**Çıkış Say.**	**Süzgeç Türü**	***f*** (KHz.)	**Kalite Faktörü (*Q*)** (*H* ve ω'dan)	**Yıl**
[22]	Analiz	6 OTA, 2 C, LM 3080, $C_1=C_2$=31.8 nF.	5	3	LP, BP, HP	f değiştirilebilir. (1.2-12.52)	ii) topolojine göre bağımlı veya bağımsızdır	1988
[29]	Analiz	6 OTA, 2 C $C_1=C_2$=100pF	3	1	LP, BP, HP, BS, AP	122.65-123.37	bağımlıdır Q=1	2010
[31]	Analiz	6 OTA, 2 C $C_1=C_2$=15 pF	2	4	LP, BP, HP, BS, AP	1920	bağımsızdır. Q=1	2011
[33]	Analiz	6 OTA, 2 C $C_1=C_2$=10 pF, 1 direnç R=11 kΩ	1	5	LP, BP, HP, BS, AP	2890	bağımsızdır. Q=1	2012
Önerilen Yöntem 1	Analiz	6 OTA, 2 C $C_1=C_2$=47 nF	1	3	2 çıkış BP 1 çıkış LP	100	bağımsızdır. Q=10	2017
Önerilen Yöntem 2	Analiz	6 OTA, 2 C $C_1=C_2$=47 nF	1	3	1 çıkış BP 2 çıkış LP	100	bağımsızdır. Q=10	2017
Önerilen Yöntem 3	Analiz	6 OTA, 2 C $C_1=C_2$=0.47 nF	1	2	2 çıkış LP	100	bağımsızdır. Q=10	2017

Bu tez çalışmasında Tow-Thomas süzgeç tasarımı için önerilen devreler, tasarım açısından Op-Amp'la gerçekleştiren Tow-Thomas süzgeç tasarımlarına benzemektedir. Devreler üç temel bloktan oluşmaktadır. Kullanılan blokların yerleri değiştirilerek üç farklı tasarım elde edilmektedir. Birince tasarımda, iki çıkış noktasında bant geçiren ve bir çıkış noktasında alçak geçiren süzgeç elde edilmektedir. İkinci tasarımda bir çıkış noktasında bant geçiren ve iki çıkış noktasında alçak geçiren süzgeç ve üçüncü

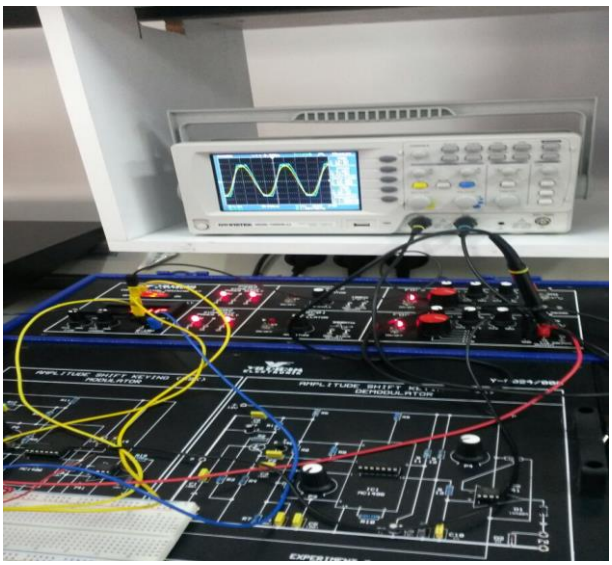
tasarımda da iki çıkış noktasında sadece alçak geçiren süzgeç elde edilmektedir. Önerilen devreler, literatürde kullanılan altı OTA'lı Tow-Thomas devre yapılarından farklı, daha esnek bir yapıya sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Tablo 4.12'de verilen altı OTA'lı süzgeç yapılarında kalite faktörünün ayarlanabilmesi içi devrede kullanılan beş OTA'nın geçiş iletkenlik katsayılarının eşit olması gerekmektedir. Bu durumda kazanç bir olarak elde edilmiştir. Önerilen devrelerde kalite faktörü ω'ya bağlı olarak ayarlanabilmekte ve aynı zamanda kalite faktörü birden daha büyük olarak elde edilebilmektedir. Değer özelliği daha vardır. Tasarlanan süzgeçlerde direnç kullanılmamıştır ve pasif elemanlar daha azdır. Devrede kullanılan iki kapasite aynı zamanda yüksek frekansta çalışmaktadır.

5. BÖLÜM

OP-AMP'LA GERÇEKLEŞTİRİLEN TOW-THOMAS SÜZGECİN DENEYSEL UYGULAMASI

5.1. Üç Op-Amp'la Tow-Thomas Süzgeç Tasarımı

Bu bölümde devre yapısı, Şekil 3.7'de verilen üç Op-Amp. kullanılarak bikuadratik Tow-Thomas süzgecin laburatuar uygulaması gerçekleştirilmiştir. Devrede kullanılan elemanların değerleri, benzetimde kullanılan değerlerle aynı olarak yani C_1=C_2=16 nF, R_2=R_3=R_4=R=10 KΩ ve R_1=100 KΩ olarak seçilmiştir. Bu devre ile bir çıkış noktasında alçak geçiren, iki farklı çıkış noktasında bant geçiren süzgeç elde edilmektedir. Giriş geriliminin 1, 5 ve 10 olması durumunda üç farklı değeri için uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Uygulamalar aşamasında laboratuarda üç Op-Amp. ile gerçekleştirilen süzgeç devreleri için bant geçiren süzgeçlerin sonuçları tamamıyla aynı olarak elde edildiğinden sadece bant geçiren süzgeç için elde edilen sonuçlar verilmiştir.

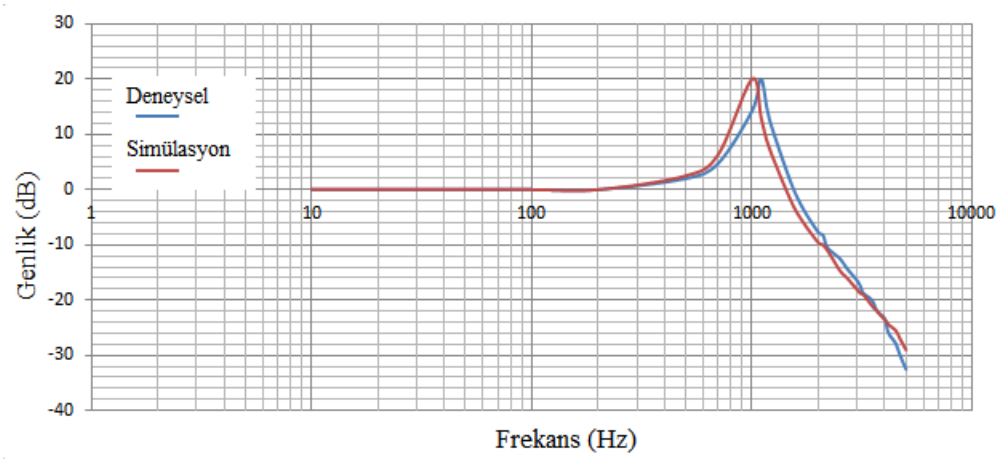


Şekil 5.1. Laboratuarda üç Op-Amp. ile gerçekleştirilen süzgeç devresi

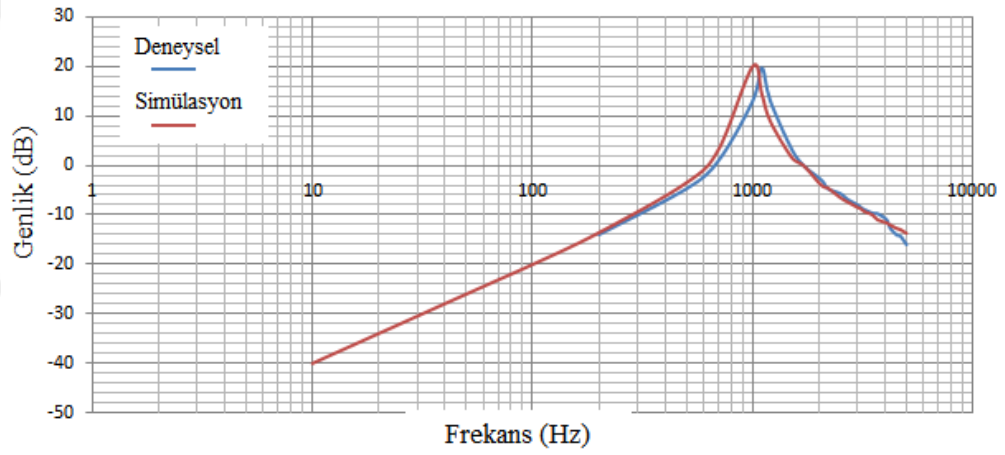
Şekil 5.2'de laboratuarda üç Op-Amp. ile gerçekleştirilen süzgeç devresi uygulaması gösterilmektedir. Şekil 5.2'de giriş geriliminin 1 *v* olduğu durumda alçak geçiren süzgecin, Şekil 5.3'de ise bant geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi için deneysel ve benzetim sonuçları üst üste çizdirilmiştir. Şekil 5.2'den görüleceği gibi deneysel ve benzetim sonuçları birbirine çok yakın olarak elde edilmiştir. Üç Op-Amp. kullanıldığı durumda iki farklı çıkış noktasından bant geçiren süzgeç elde edilmektedir. Şekil 5.3'ün incelenmesinden anlaşılacağı gibi bant geçiren süzgeç için de deneysel sonuçların benzetim sonuçlarına benzer olduğu söylenebilir. Tablo 5.1'de giriş geriliminin 1 *v* olması durumu için elde edilen deneysel ve benzetim verileri gösterilmektedir.

Tablo 5.1. V_{in}=1 *v* için deneysel ve benzetim sonuçları

f **(Hz)**	$\mathbf{20Log_{10}(V_{BP1}/V_{in})}$ **Deneysel**	$\mathbf{20Log_{10}(V_{BP1}/V_{in})}$ **Benzetim**	$\mathbf{20Log_{10}(V_{BP2}/V_{in})}$ **Deneysel**	$\mathbf{20Log_{10}(V_{BP2}/V_{in})}$ **Benzetim**	$\mathbf{20Log_{10}(V_{Lp}/V_{in})}$ **Deneysel**	$\mathbf{20Log_{10}(V_{Lp}/V_{in})}$ **Benzetim**
10	-	-40	-	-40	0	0
50	-	-26	-	-26	0	0
100	-	-20	-	-20	0	0
200	-14	-13.6	-14	-13.6	0	0
500	-4.72	-3.5	-4.72	-3.5	2	2.5
700	0.98	3.25	0.98	3.25	4.72	6.3
1 K	13	20	13	20	14.25	20
1100	19.71	14.5	19.71	14.5	20	13
1200	13.16	9	13.16	9	12.70	7.45
1500	3.36	1.67	3.36	1.67	1.31	-2
1700	0	0	0	0	-3.35	-5.8
2 K	-2.50	-3.5	-2.50	-3.5	-7.74	-9.6
2100	-3.44	-4.35	-3.44	-4.35	-8.20	-10
2200	-4.73	-4.6	-4.73	-4.6	-10.50	-11
2500	-5.68	-6.5	-5.68	-6.5	-12.44	-14.6
2700	-6.85	-7.4	-6.85	-7.4	-14.30	-16
3 K	-8	-8.5	-8	-8.5	-16.478	-18.11
3100	-8.45	-8.75	-8.45	-8.75	-17.45	-18.75
3200	-8.87	-9.25	-8.87	-9.25	-18.75	-19
3500	-9.63	-10	-9.63	-10	-20	-21
3700	-9.75	-11	-9.75	-11	-22	-22
4 K	-10.7	-11.5	-10.7	-11.5	-23.33	-23.55
4100	-11.25	-11.7	-11.25	-11.7	-25.12	-24
4200	-12.55	-12	-12.55	-12	-26.25	-24.57
4500	-14	-12.7	-14	-12.7	-27.87	-25.5
4700	-14.33	-13	-14.33	-13	-30	-27
5 K	-16	-13.7	-16	-13.7	-32.50	-29



Şekil 5.3. V_{in}=1 *v* için alçak geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi



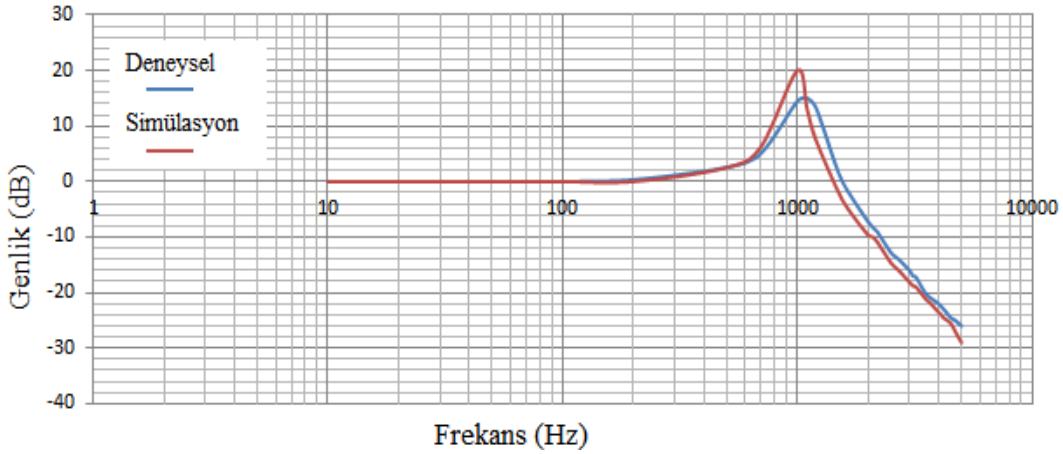
Şekil 5.4. V_{in}=1 *v* için bant geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi

Şekil 5.4'de V_{in}=5 *v* için alçak geçiren süzgecin, Şekil 5.5'de bant geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi için deneysel ve benzetim sonuçları üst üste çizdirilmiştir. Şekiller incelenecek olursa hem alçak geçiren hem de bant geçiren süzgecin kazancı arasında biraz fark olduğu görülecektir. İkinci bölümde 2.29 eşitliğinde kalite faktörü ve frekans arasındaki ilişki verilmektedir. Deneysel çalışmada f_0 frekansında kazanç on kat artmıştır. Yine aynı zamanda deneysel çalışmada ±15'luk kaynaktan beslenen bir Op-Amp. için çıkış satürasyon gerilimi en fazla ±13 *v* olacaktır. Yani bu durumda çıkış gerilimi tepeden tepeye en fazla 26 *v* olacaktır. Tablo 5.2'de giriş geriliminin 5 *v* olması durumu için elde edilen deneysel ve benzetim verileri gösterilmektedir.

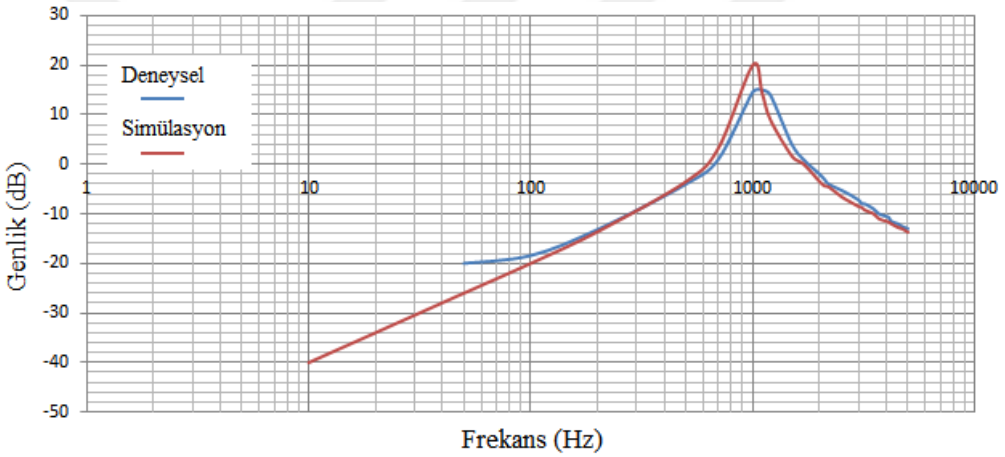
Tablo 5.2. V_{in}=5 *v* için deneysel ve benzetim sonuçları

f (Hz)	$20Log_{10}(V_{BP1}/V_{in})$ Deneysel	$20Log_{10}(V_{BP1}/V_{in})$ Benzetim	$20Log_{10}(V_{BP2}/V_{in})$ Deneysel	$20Log_{10}(V_{BP2}/V_{in})$ Benzetim	$20Log_{10}(V_{Lp}/V_{in})$ Deneysel	$20Log_{10}(V_{Lp}/V_{in})$ Benzetim
10		-40		-40	0	0
50	-20	-26	-20	-26	0	0
100	-18.41	-20	-18.41	-20	0	0
200	-13.15	-13.6	-13.15	-13.6	0.34	0
500	-4	-3.5	-4	-3.5	2.57	2.5
700	1	3.25	1	3.25	5.11	6.3
1 K	14.6	20	14.6	20	14.51	20
1100	15	14.5	15	14.5	15	13
1200	14	9	14	9	13.31	7.45
1500	4	1.67	4	1.67	1.50	-2
1700	0.86	0	0.86	0	-2.75	-5.8
2 K	-2	-3.5	-2	-3.5	-7.22	-9.6
2100	-3	-4.35	-3	-4.35	-8.31	-10
2200	-4	-4.6	-4	-4.6	-9.17	-11
2500	-5.22	-6.5	-5.22	-6.5	-12.76	-14.6
2700	-6	-7.4	-6	-7.4	-14	-16
3 K	-7.23	-8.5	-7.23	-8.5	-16	-18.11
3100	-8	-8.75	-8	-8.75	-17	-18.75
3200	-8	-9.25	-8	-9.25	-17.22	-19
3500	-9	-10	-9	-10	-20	-21
3700	-10	-11	-10	-11	-21	-22
4 K	-10.51	-11.5	-10.51	-11.5	-22	-23.55
4100	-10.74	-11.7	-10.74	-11.7	-22.50	-24
4200	-11.52	-12	-11.52	-12	-23	-24.57
4500	-12	-12.7	-12	-12.7	-24.50	-25.5
4700	-12.52	-13	-12.52	-13	-25	-27
5 K	-13	-13.7	-13	-13.7	-26	-29

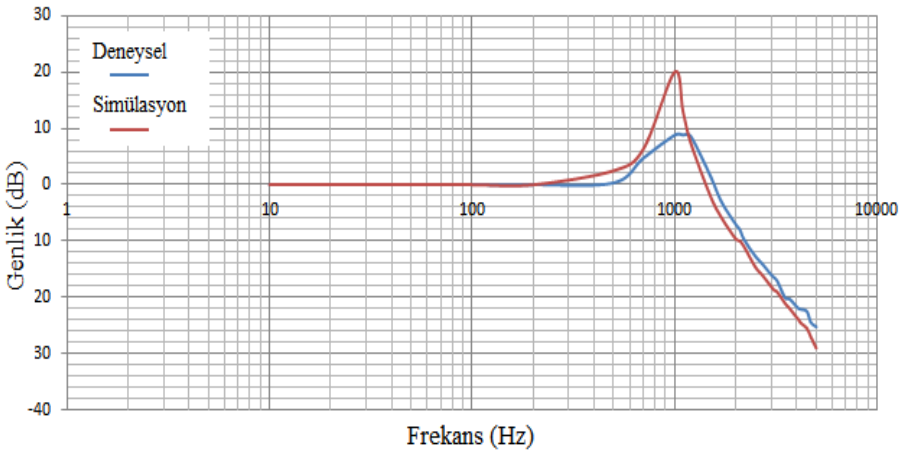
Şekil 5.6'de V_{in}=10 *v* için alçak geçiren süzgecin, Şekil 5.7'de bant geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi için deneysel ve benzetim sonuçları üst üste çizdirilmiştir. Şekiller incelenecek olursa benzetim ve deneysel sonuçların birbirlerine uyuşmadığı görülmektedir. Bu durum giriş geriliminin 5 *v* olması durumunda anlatılan aynı sebeplerden dolayı meydana gelmiştir. Deneysel çalışma esnasında f_0 frekansında kazancın on kat artması bu duruma sebebiyet vermiştir.



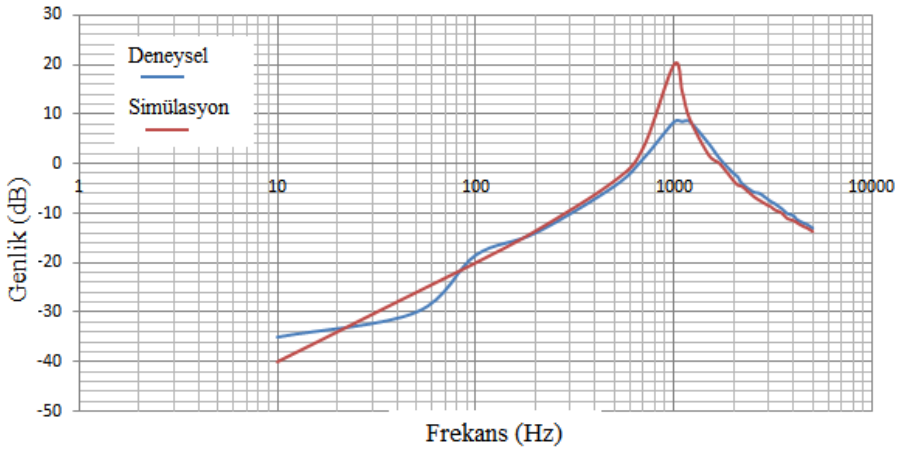
Şekil 5.5. V_{in}=5 *v* için alçak geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 5.6. V_{in}=5 *v* için bant geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi

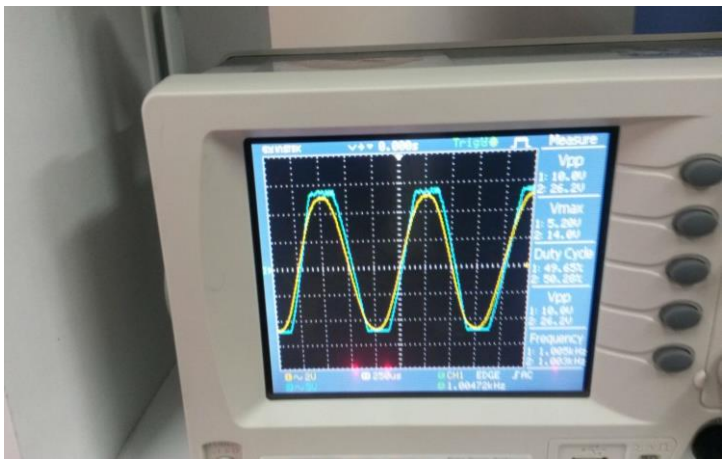


Şekil 5.7. V_{in}=10 *v* için alçak geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi



Şekil 5.8. V_{in}=10 *v* için bant geçiren süzgecin genliğinin frekansa bağlı olarak değişimi

Şekil 5.8'de *f*=1 KHz, V_{in}=10 *v* giriş ve çıkış işaretlerinin osiloskopta gösterimi verilmektedir. Şekilde sarı renkli işaret giriş, maVin renkli işaret çıkış işaretinin temsil etmektedir. Görüldüğü gibi satürasyon sınırı geçildiği için çıkış işareti bu frekansta çok bozulmuştur. Tablo 5.3'de giriş geriliminin 10 *v* olması durumu için elde edilen deneysel ve benzetim verileri gösterilmektedir.



Şekil 5.9. *f*=1 KHz, V_{in}=10 *v* giriş ve çıkış işaretlerinin osiloskopta gösterimi

Tablo 5.3. V_{in}=10 *v* için deneysel ve benzetim sonuçları

f (Hz)	$20Log_{10}(V_{BP1}/V_{in})$ Deneysel	$20Log_{10}(V_{BP1}/V_{in})$ Benzetim	$20Log_{10}(V_{BP2}/V_{in})$ Deneysel	$20Log_{10}(V_{BP2}/V_{in})$ Benzetim	$20Log_{10}(V_{Lp}/V_{in})$ Deneysel	$20Log_{10}(V_{Lp}/V_{in})$ Benzetim
10	-40	-40	-	-40	0	0
50	--30	-26	-40.44	-26	0	0
100	-18.45	-20	-18.45	-20	0	0
200	-14	-13.6	-14	-13.6	0	0
500	-4.55	-3.5	-4.55	-3.5	0.33	2.5
700	1	3.25	1	3.25	4.71	6.3
1 K	8.45	20	8.45	20	8.82	20
1100	8.50	14.5	8.50	14.5	8.84	13
1200	8.50	9	8.50	9	8.63	7.45
1500	4	1.67	4	1.67	1.58	-2
1700	1	0	1	0	-3	-5.8
2 K	-2	-3.5	-2	-3.5	-7	-9.6
2100	-2.66	-4.35	-2.66	-4.35	-8	-10
2200	-5	-4.6	-5	-4.6	-9.71	-11
2500	-5.65	-6.5	-5.65	-6.5	-12.68	-14.6
2700	-6	-7.4	-6	-7.4	-14	-16
3 K	-7.33	-8.5	-7.33	-8.5	-16	-18.11
3100	-7.75	-8.75	-7.75	-8.75	-16.5	-18.75
3200	-8	-9.25	-8	-9.25	-17	-19
3500	-9.11	-10	-9.11	-10	-20	-21
3700	-10	-11	-10	-11	-20.33	-22
4 K	-10.50	-11.5	-10.50	-11.5	-21.63	-23.55
4100	-11	-11.7	-11	-11.7	-22	-24
4200	-11.37	-12	-11.37	-12	-22.12	-24.57
4500	-12	-12.7	-12	-12.7	-22.50	-25.5
4700	-12.3	-13	-12.3	-13	-24.42	-27
5 K	-13	-13.7	-13	-13.7	-25.22	-29

6. BÖLÜM

SONUÇLAR

Bu tezde, bikuadratik gerilim modlu Tow-Thomas süzgeç yapılarının tasarımı Op-Amp. ve OTA tabanlı aktif elemanlar kullanılarak incelenmiştir. Süzgeçlerin tasarımında bir, iki, üç ve dört Op-Amp. ve yine aynı şekilde bir, iki, üç ve dört OTA kullanıldığı durum için bilgisayar benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Sadece üç Op-Amp. kullanıldığı durum için gerçekleştirilen deneysel sonuçlar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Giriş geriliminin 1 *v* olduğu durumda deneysel ve benzetim sonuçları birbirine çok yakın olarak elde edilmesine rağmen giriş geriliminin 5 *v* olması durumunda benzetim ve deneysel sonuçların birbirlerine çok uyuşmadığı görülmüştür. Deneysel çalışma esnasında f_0 frekansında kazancın on kat artması bu duruma sebebiyet vermiştir.

Tez çalışması kapsamında Tow-Thomas süzgeç tasarımı için OTA kullanımına dayalı üç farklı yöntem önerilmiştir. Altı adet OTA ile tasarlanan Tow-Thomas süzgeçlere ait bu üç farklı yaklaşımın bilgisayar ortamında benzetimleri yapılmış ve farklılıkları değerlendirilmiştir. Önerilen OTA'lı devre yapıları yüksek frekansta çalışabilme özelliğine sahiptir. Tasarlanan süzgeçler için kalite faktörü frekanstan bağımsız olarak ayarlanabilmektedir. Bu durum süzgeç tasarımında kullanılan beş OTA'nın geçiş iletkenliği değerlerinin birbirine eşit olmasını gerektirmektedir. Kazancın bire eşit olduğu Tow-Thomas süzgeç devrelerine göre önerilen süzgeç devrelerinde kazanç, birden daha büyük olabilmektedir. Tasarlanan süzgeçler için de kalite faktörü, frekanstan bağımsız bir şekilde ayarlanabilmektedir.

Op-Amp. ile gerçekleştirilen tasarımlarda, geri beslemeli devre tasarımlarının kullanılması gerekirken OTA kullanılarak gerçekleştirilen tasarımlarda hem geri beslemeli hem de geri beslemesiz olarak devrelerin bağlantısı gerçekleştirilebilir.

Benzetim ve deneysel çalışmalarda Op-Amp. kullanıldığı durumda, yüksek frekanstaki uygulamalarda kalite faktörü teorik olarak hesaplanan değerden daha büyük elde edilmektedir. Benzetimde OTA kullandığı durumda ise yüksek frekansta kalite faktörü teorik olarak elde edilen değerden daha az olmaktadır. Op-Amp. ile giriş geriliminin değişmesine bağlı olarak gerçekleştirilen deneysel tasarımlarda giriş işaretinin büyüklüğü, kalite faktörü ve kazancın çarpımına ilişkin aşağıda verilen durum elde edilmiştir:

(Giriş işaretinin büyüklüğü)x(Kalite faktörünün değeri)x(Kazanç) $\leq \left| V_{CC} \right| + \left| V_{EE} \right|$

KAYNAKLAR

1. Acar, C., ve Sedef, H. (2003). Realization of n th-order current transfer function using current-differencing buffered amplifiers. **International Journal of Electronics**, **90**(4), 277-283.
2. Chang, C. M., ve Lee, M. J. (1999). Voltage-mode multifunction filter with single input and three outputs using two compound current conveyors. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications**, **46**(11), 1364-1365.
3. Sharma, R. K., ve Senani, R. (2003). Multifunction CM/VM biquads realized with a single CFOA and grounded capacitors. **AEU-International Journal of Electronics and Communications**, **57**(5), 301-308.
4. Abuelma'atti, M. T. (2003). A novel mixed-mode current-controlled current-conveyor-based filter. **Active and passive electronic components**, **26**(3), 185-191.
5. Schubert Jr, T. F., ve Kim, E. M. (2016). Fundamentals of Electronics: Book 3 Active Filters and Amplifier Frequency Response. **Synthesis Lectures on Digital Circuits and Systems**, **11**(1), 1-292.
6. Yu, W. E. S., ve Paluga, F. D. (2001). Practical treatise on the tow-thomas biquad active filter. structure, 2.
7. Raut, R., ve Swamy, M. N. (2010). Modern analog filter analysis and design: a practical approach. John Wiley ve Sons.
8. Chen,W., 2009., "The Circuits and Filters Handbook - Passive, Active, and Digital Filters." University of Illinois Chicago, U. S. A.
9. Tow, J. (1968). Active RC filters—A state-space realization. **Proceedings of the IEEE**, **56**(6), 1137-1139.
10. Geffe, P. (1968). RC-amplifier resonators for active filters. **IEEE Transactions on Circuit Theory**, **15**(4), 415-419.
11. Tow, J. (1969). Design formulas for active RC filters using operational-amplifier biquad. **Electronics letters**, **15**(5), 339-341.

12. Tow, J. (1969). A step-by-step active-filter design. **IEEE Spectrum**, **6**(12), 64-68.

13. Thomas, L. (1971). The biquad: Part I-Some practical design considerations. **IEEE Transactions on Circuit Theory**, **18**(3), 350-357.

14. Fleischer, P. E., ve Tow, J. (1973). Design formulas for biquad active filters using three operational amplifiers. **Proceedings of the IEEE**, **61**(5), 662-663.

15. Soliman, A. M. (1981). Two integrator loop filters with stable Q factor. **Frequenz**, **35**(1), 19-22.

16. Mohan, P., Ramachandran, V., ve Swamy, M. (1985). Nodal volage simulation of active RC networks. **IEEE transactions on circuits and systems**, **32**(10), 1085-1088.

17. Mital, P. B., ve Kumar, U. (1994). Effects of non-idealities of Op-Amp.S on active filters: an analytical study. **Active and passive electronic components**, **17**(3), 179-201.

18. Groza, R., Szopos, E., Hintea, S., ve Festila, L. (2011, September). Lowpass biquad parameters tuning in log-domain filtering. In Applied Electronics (AE), 2011 International Conference on (pp. 1-4). IEEE.

19. Khalil, N. A., Ahmed, R. F., Abul-seoud, R. A., ve Soliman, A. M. (2017). New Op-Amp. circuits realizations using genetic algorithm. **Journal of Circuits, Systems and Computers**, **26**(09), 1750131.

20. Malvar, H. (1984). Electronically controlled active-C filters and equalizers with operational transconductance amplifiers. **IEEE transactions on circuits and systems**, **31**(7), 645-649.

21. Geiger, R. L., ve Sanchez-Sinencio, E. (1985). Active filter design using operational transconductance amplifiers: a tutorial. **IEEE Circuits and Devices Magazine**, **1**(2), 20-32.

22. Sanchez-Sinencio, E., Geiger, R. L., ve Nevarez-Lozano, H. (1988). Generation of continuous-time two integrator loop OTA filter structures. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, **35**(8), 936-946.

23. Mohan, P. A. (1990). Generation of OTA-C filter structures from active RC filter structures. **IEEE Transactions on circuits and Systems**, **37**(5), 656-660.

24. Wu, J., ve Xie, C. Y. (1993). New multifunction active filter using OTAs. **International Journal of Electronics**, **74**(2), 235-239.

25. Chang, C. M. (1999). New multifunction OTA-C biquads. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing**, **46**(6), 820-824.

26. Horng, J. W. (2004). Voltage-mode universal biquadratic filter using two OTAs. **Active and Passive Electronic Components**, **27**(2), 85-89.

27. Chaisricharoen, R., Chipipop, B., ve Sirinaovakul, B. (2006, June). Effects Of OTA's Nonidealities On Bandpass Otabased Tow-thomas Biquad And Compensation Via Simulated Annealing Algorithm. *In Mixed Design of Integrated Circuits and System, 2006. MIXDES 2006.* Proceedings of the International Conference (pp. 665-670). IEEE.

28. Kumngern, M., ve Dejhan, K. (2009, May). Voltage-mode low-pass, high-pass, band-pass biquad filter using simple CMOS OTAs. *In Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2009. I2MTC'09. IEEE* (pp. 924-927). IEEE.

29. Kumngern, M., Knobnob, B., ve Dejhan, K. (2010). Electronically tunable high-input impedance voltage-mode universal biquadratic filter based on simple CMOS OTAs. **AEU-International Journal of Electronics and Communications**, **64**(10), 934-939.

30. Kumngern, M. (2011). New electronically tunable voltage-mode lowpass, highpass, bandpass filter using simple OTAs. **International Journal of Computer and Electrical Engineering**, **3**(5), 649.

31. Kumngern, M. (2011, December). Versatile MIMO voltage-mode OTA-C universal biquadratic filter. *In Integrated Circuits (ISIC), 2011 13th International Symposium on* (pp. 360-363). IEEE.

32. Kumngern, M., Suwanjan, P., ve Dejhan, K. (2011, October). Electronically tunable voltage-mode SIMO OTA-C universal biquad filter. *In Communications (APCC), 2011 17th Asia-Pacific Conference on* (pp. 774-777). IEEE.

33. Kumngern, M., ve Junnapiya, S. (2012, May). Ota-based voltage-mode universal biquadratic filter with single-input multiple-output. *In Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER), 2012 IEEE International Conference on* (pp. 152-155). IEEE.

34. Kumngern, M. (2012, September). Electronically tunable capacitor-grounded voltage-mode universal filter with four-input one-output using single-ended OTAs. *In Industrial Electronics and Applications (ISIEA), 2012 IEEE Symposium on* (pp. 104-107). IEEE.

35. Kumngern, M. (2012, November). Voltage-mode universal filter with one input and five outputs using five OTAs, two grounded capacitors and one resistor. *In Electronics Design, Systems and Applications (ICEDSA), 2012 IEEE International Conference on* (pp. 146-149). IEEE.

36. Rani, N., Ranjan, R. K., Pal, R., ve Paul, S. K. (2016, March). Programmable and electronically tunable voltage-mode universal biquadratic filter based on simple CMOS OTA. *In Devices, Circuits and Systems (ICDCS), 2016 3rd International Conference on* (pp. 58-62). IEEE.

37. Korürek, M. (1988). Tıp elektroniğinde kullanılan kuvvetlendiriciler ve dönüştürücüler. İTÜ.

38. Alçı, M., ve Kara, S. (2000). Elektronik Devre Tasarımında Op Amp ve Lineer Tümdevreler. Ufuk Kitabevi.

39. Mancini, R. (2003). Op amps for everyone: design reference. Newnes.

40. Boylestad, R. L., Nashelsky, L., ve Monssen, F. (2002). Electronic devices and circuit theory (Vol. 11). Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.

41. Deliyannis, T., Sun, Y., ve Fidler, J. K. (1998). Continuous-time active filter design. Crc Press.

42. **http://www.alldatasheet.com/** Electronic Components Datasheet.

43. Ramirez-Angulo, J., ve Holmes, M. (2002). Simple technique using local CMFB to enhance slew rate and bandwidth of one-stage CMOS Op-Amp.s. **Electronics Letters**, **38**(23), 1409-1411.

44. Marston, R. (2003). Understandıng and usıng ‘OTA’Op-Amp ICs. **Nults ve Volts Magazine**, 70-74.

45. Meyer-Brotz, G., ve Kley, A. (1966). The common-mode rejection of transistor differential amplifiers. **IEEE Transactions on Circuit Theory**, **13**(2), 171-175.

46. Mohieldin, A. N., Sánchez-Sinencio, E., ve Silva-Martínez, J. (2003). A fully balanced pseudo-differential OTA with common-mode feedforward and inherent common-mode feedback detector. **IEEE journal of solid-state circuits**, **38**(4), 663-668.

47. Sanchez-Sinencio, E., ve Silva-Martinez, J. (2000). CMOS transconductance amplifiers, architectures and active filters: a tutorial. **IEE proceedings-circuits, devices and systems**, **147**(1), 3-12.

48. Holmes, M., Ramirez-Angulo, J., ve Carvajal, R. G. (2002, August). New architectures of class AB CMOS and BiCMOS operational amplifiers with local common mode feedback. *In Circuits and Systems, 2002. MWSCAS-2002. The 2002 45th Midwest Symposium on* (Vol. 1, pp. I-320). IEEE.

49. Ramola, V., Singh, R. K., Mishra, S., ve Chauhan, D. S. CCCDBA Based Voltage Mode Tow–Thomas Biquadratic Filters.

50. Soliman, A. M. , 2008. Hıstory and Progress of the Tow–Thomas Bi-quadratic filter part ı: Generation and Op-Amp Realizations. **Journal of Circuits, Systems, and Computers, 17**(01): 33-54.

51. Van Valkenburg, M. E., 1982. Analog filter design . Holt, Rinehart, and Winston. pp: 136-137.

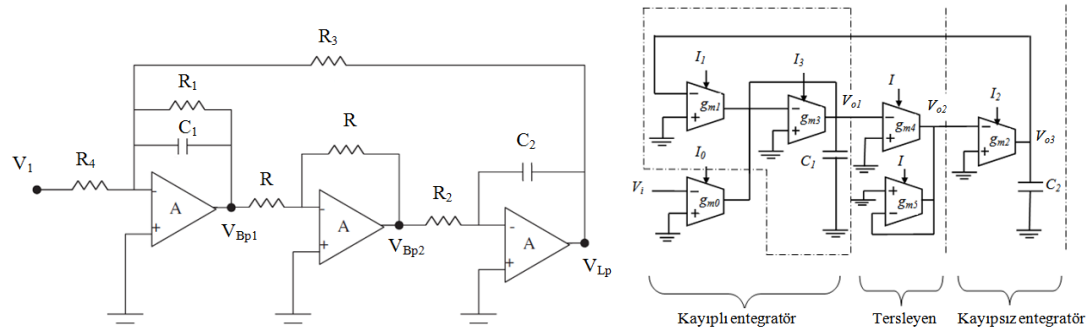
52. Daryanani, G., 1976. Principles of active network synthesis and design. Wiley.

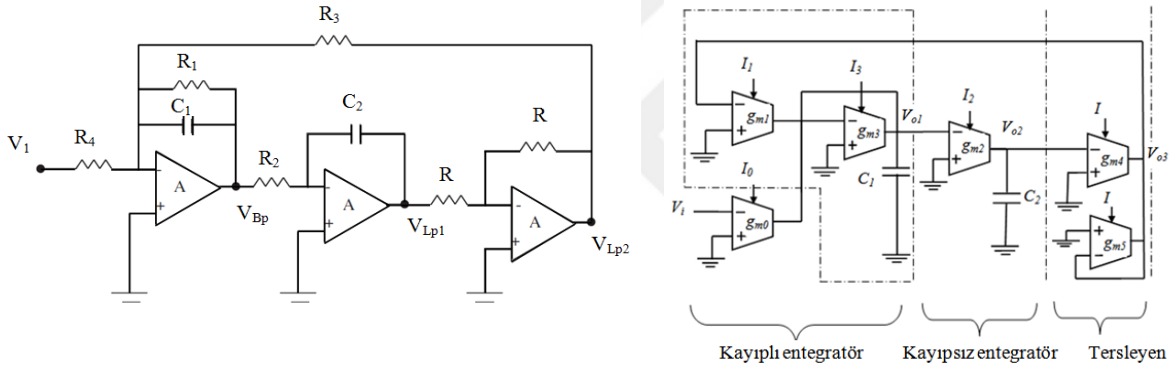
53. Chen,W., 2009., “The Circuits and Filters Handbook - Passive, Active, and Digital Filters.” University of Illinois Chicago, U. S. A.

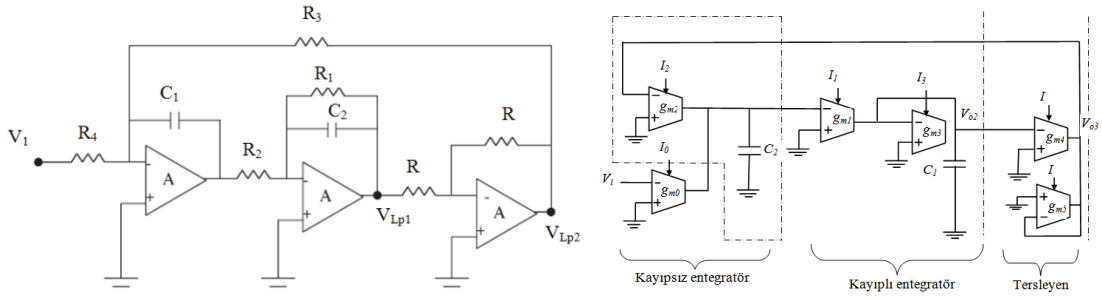
54. Deliyannis, T., Sun, Y., ve Fidler, J. K. (1998). **Continuous-time active filter design**. Crc Press ISBN: 0-8493-7893-1.

EKLER

Ek 1: Önerilen OTA'lı devrelerin Op-Amp.'la oluşturulan devre karşılığı







ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı, Soyadı **:** Muntasser Ahmed MOSLEH

Uyruğu : Irak

Doğum Tarihi ve Yeri: 01.01.1982, Salah Al-Deen, Irak

Medeni Durumu : Evli

Tel : 05387680011

E-mail : muntaser_8284@yahoo.com

Yazışma Adresi : MEVLANA MAH. AKBÜLBÜL SK. NO: 8 İÇ KAPI NO: 13 TALAS / KAYSERİ

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	Erciyes ÜniversitesiFen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2017
Lisans	Tikrit Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Bölümü	2005
Lise	Tariq bin Ziyad Lisesi/ Salah Al-Deen, Irak	2001

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2006 – şu ana kadar	Elektrik Bakanlığı	Elektrik ve Elektronik Mühendisi

YABANCI DİLLER

Türkçe

İngilizce

Arapça