

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**AKIM TAŞIYICI TABANLI AKTİF ELEMANLAR  
KULLANILARAK YENİ FİLTRE YAPILARI VE  
TASARIM YÖNTEMLERİ**

Mehmet SAĞBAŞ

**FBE Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Elektronik Programında  
Hazırlanan**

**DOKTORA TEZİ**

**Tez Danışmanları**  
Doç. Dr. Herman SEDEF  
Prof. Dr. Muhammet KÖKSAL

**Tez Savunma Tarihi: 09.07.2007**

**İSTANBUL, 2007**

## İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ .....	III
KISALTMA LİSTESİ.....	IV
ŞEKİL LİSTESİ.....	VII
ÇİZELGE LİSTESİ .....	X
ÖNSÖZ .....	XI
ÖZET .....	XII
ABSTRACT .....	XIII
1. GİRİŞ .....	1
1.1 Tarihçe .....	3
1.2 Konuya İlişkin Çalışmalar.....	4
1.3 Tezde Tutulan Yol.....	23
2. AKIM TAŞIYICILAR VE AKIM TAŞIYICI TABANLI AKTİF ELEMANLAR.....	29
2.1 Akım Taşıyıcılar .....	29
2.1.1 Birinci Nesil Akım Taşıyıcı .....	30
2.1.2 İkinci Nesil Akım Taşıyıcı .....	31
2.1.3 İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı .....	34
2.1.4 Çift-Çıkışlı İkinci Nesil Akım Taşıyıcı .....	36
2.1.5 Çift-Çıkışlı İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı.....	37
2.1.6 Üçüncü Nesil Akım Taşıyıcı .....	41
2.2 Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi .....	42
3. ÖNERİLEN TEK-GİRİŞLİ TEK-ÇIKIŞLI FİLTRELER.....	46
3.1 DO-CCII Kullanılarak Akım Modlu İkinci Dereceden Filtre Yapıları .....	46
3.2 CC-CDBA Kullanılarak Akım/Gerilim Modlu Filtre Yapıları .....	51
4. ÖNERİLEN TEK-GİRİŞLİ ÇOK-ÇIKIŞLI FİLTRELER .....	68
4.1 CDBA Kullanılarak Çok Modlu Çok Fonksiyonlu Filtre Tasarımı .....	68
4.2 DO-CCCII Kullanılarak Elektronik Kontrollü Çok Fonksiyonlu Filtre Tasarımı .....	75
5. ÖNERİLEN ÇOK-GİRİŞLİ TEK-ÇIKIŞLI FİLTRELER .....	79
5.1 Gerilim Modlu Üç-Girişli Tek-Çıkışlı Çok-Fonksiyonlu Filtre Tasarımı .....	79
6. DURUM DEĞİŞKENİ YÖNTEMİ KULLANILARAK <i>n</i> . DERECEDEDEN AKIM MODLU FİLTRE TASARIMI.....	88
7. CC-CDBA KULLANILARAK <i>n</i> . DERECEDEDEN AKIM TRANSFER	

FONKSİYONU İÇİN GENEL TASARIM YÖNTEMİ.....	98
8. CDBA'LAR KULLANILARAK GENEL GERİLİM TRANSFER FONKSİYONLARININ İŞARET AKIŞ DİYAGRAMI YÖNTEMİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ.....	114
9. MO-CCCII'LER KULLANILARAK GENEL AKIM TRANSFER FONKSİYONLARININ İŞARET AKIŞ DİYAGRAMI YÖNTEMİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ.....	128
10. SONUÇLAR .....	140
KAYNAKLAR.....	146
EKLER: Tez Konusu İle İlgili Yapılan Yayınlar .....	159
ÖZGEÇMİŞ.....	160

## SİMGE LİSTESİ

$\alpha(s)$	Akım Kazancı
$\beta(s)$	Gerilim Kazancı
$\varepsilon_v$	Gerilim İzleyici Hatası
$\varepsilon_i$	Akım İzleyici Hatası
$H_o$	DC Kazanç
$I_o$	Kutuplama Akımı (Kontrol Akımı)
$k$	Boltzman Sabiti
$M$	Tepe Kazancı
$R_x$	Parazitik Direnç
$Q$	Kalite Faktörü
$q$	Elektron Yüğü
$T$	Sıcaklık
$\omega_o$	Doğal Frekans
$V_T$	Termal Voltaj

## KISALTMA LİSTESİ

AD	Analog Device
AGF	Alçak Geçiren Filtre
BGF	Band Geçiren Filtre
BSF	Band Söndüren Filtre (Notch Filtre)
CC	Current Conveyor (Akım Taşıyıcı)
CCI	First Generation Current Conveyor (Birinci Nesil Akım Taşıyıcı)
CCI+	Positive-Type First Generation Current Conveyor (Pozitif-Tip Birinci Nesil Akım Taşıyıcı)
CCI-	Negative-Type First Generation Current Conveyor (Negatif-Tip Birinci Nesil Akım Taşıyıcı)
CCII	Second Generation Current Conveyor (İkinci Nesil Akım Taşıyıcı)
CCII+	Positive-Type Second Generation Current Conveyor (Pozitif-Tip İkinci Nesil Akım Taşıyıcı)
CCII-	Negative-Type Second Generation Current Conveyor (Negatif-Tip İkinci Nesil Akım Taşıyıcı)
CCCII	Second Generation Current Controlled Current Conveyor (İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı)
CCCII+	Positive-Type Second Generation Current Controlled Current Conveyor (Pozitif-Tip İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı)
CCCII-	Negative-Type Second Generation Current Controlled Current Conveyor (Negatif-Tip İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı)
CCIII	Third Generation Current Conveyor (Üçüncü Nesil Akım Taşıyıcı)
CCIII+	Positive-Type Third Generation Current Conveyor (Pozitif-Tip Üçüncü Nesil Akım Taşıyıcı)
CCIII-	Negative-Type Third Generation Current Conveyor (Negatif-Tip Üçüncü Nesil Akım Taşıyıcı)
CC-CDBA	Current Controlled Current Differencing Buffered Amplifier (Akım Kontrollü Gerilim izleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi)
CDBA	Current Differencing Buffered Amplifier (Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi)
CDTA	Current Differencing Transconductance Amplifier (Akım Fark Alıcı Transfer-Konduktans Kuvvetlendirici)
CF	Current Follower (Akım Takip Edici)

CFCCII	Four Terminal Pair Active Current Conveyor (4-Çift Uçlu Aktif Akım Taşıyıcı)
CFCCIIp	Positive-Type Four Terminal Pair Active Current Conveyor (Pozitif-Tip 4-Çift Uçlu Aktif Akım Taşıyıcı)
CFOA	Current Feedback Operational Amplifier (Akım Geri Beslemeli İşlemsel Kuvvetlendirici)
CM	Current Mode (Akım Modlu)
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio (Ortak-Mod Reddetme Oranı)
DAC	Dijital/Analog Çevirici
DDCC	Differential Difference Current Conveyor (Diferansiyel Fark Akım Taşıyıcı)
DO-CCII	Dual-Output Second Generation Current Conveyor (Çif-Çıkışlı İkinci Nesil Akım Taşıyıcı)
DO-CCCII	Dual-Output Second Generation Current Controlled Current Conveyor (Çif-Çıkışlı İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı)
DO-DDCC	Dual-Output Differential Difference Current Conveyor (Çift-Çıkışlı Diferansiyel Fark Akım Taşıyıcı)
DVCC	Differential Voltage Current Conveyor (Fark Gerilimli Akım Taşıyıcı)
CFCCII	Four Terminal Active Current Conveyors (4-Uçlu Aktif Akım Taşıyıcı)
FTFN	Four Terminal Floating Nullor (Dört Uçlu Yüzen Nulör)
FDNR	Frequency Dependent Negative Resistance
GIC	Genelleştirilmiş İmitans Çevirici
GSM	Global System for Mobile
IC	Integrated Circuit (Tümleşik Devre)
KHN	Kerwin-Huelsman-Newcomb
MIMO	Multi-Input Multi-Output (Çok-Girişli Çok-Çıkışlı)
MISO	Multi-Input Single-Output (Çok-Girişli Tek-Çıkışlı)
MO-CCII	Multiple-Output Second Generation Current Conveyor (Çok-Çıkışlı İkinci Nesil Akım Taşıyıcı)
MO-CCCII	Multiple-Output Second Generation Current Controlled Current Conveyor (Çok-Çıkışlı İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı)
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MRC	MOS Resistive Circuit
NIC	Negative Impedance Converter (Negatif Empedans Çevirici)
Op-amp	İşlemsel Kuvvetlendirici

OTA	Operational Trans-Conductance Amplifier (İşlemsel Transfer-İletkenli Kuvvetlendirici)
OTRA	Operational Trans-Resistance Amplifier (İşlemsel Transfer-Dirençli Kuvvetlendirici)
PID	Proportional-Integral-Derivative
PLL	Phase-Locked Loop (Faz Kilitlemeli Çevrim)
RTL	Resistor Transistor Logic
SAW	Surface Acoustic Wave (Yüzeysel Akustik Dalga)
SC	Switching Capacitor (Anahtarlı Kapasite)
SFG	Signal Flow Graph (İşaret Akış Diyagramı)
SISO	Single-Input Single-Output (Tek-Girişli Tek-Çıkışlı)
SIMO	Single-Input Multi-Output (Tek-Girişli Çok-Çıkışlı)
SVF	State Variable Filter (Durum Değişkeni Filtresi)
TAM	Transadmittans Mode (Transfer-Admitans Modlu)
TGF	Tüm Geçiren Filtre
TIM	Transimpedans Mode (Transfer-Empedans Modlu)
VM	Voltage Mode (Gerilim Modlu)
VLSI	Very Large-Scale Integration
YGF	Yüksek Geçiren Filtre

## ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 (a) CCI'in blok diyagramı. (b) CMOS teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CCI şematik gösterimi.....	31
Şekil 2.2 CCII'nin blok diyagramı. ....	32
Şekil 2.3 BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CCII+'nin şematik gösterimi.....	33
Şekil 2.4 BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CCII-'nin şematik gösterimi.....	33
Şekil 2.5 CCCII'nin blok diyagramı.....	34
Şekil 2.6 BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CCCII+'nın şematik gösterimi. ....	35
Şekil 2.7 BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CCCII-'nın şematik gösterimi.....	35
Şekil 2.8 DO-CCII'nin blok diyagramı.....	36
Şekil 2.9 BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen DO-CCII'nin şematik gösterimi. ....	37
Şekil 2.10 DO-CCCII'nin negatif akım kazancı. ....	38
Şekil 2.11 DO-CCCII'nin pozitif akım kazancı. ....	39
Şekil 2.12 DO-CCCII'nin gerilim kazancı.....	39
Şekil 2.13 DO-CCCII'nin blok diyagramı. ....	40
Şekil 2.14 BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen DO-CCCII'nin şematik gösterimi.....	41
Şekil 2.15 CCIII'ün blok diyagramı. ....	42
Şekil 2.16 CMOS teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CCIII şematik gösterimi. ....	42
Şekil 2.17 (a) CDBA'nın blok diyagramı, (b) CDBA'nın AD844'ler ile gerçekleştirilmesi, (c) CDBA'nın küçük işaret eşdeğeri.....	43
Şekil 2.18 CMOS teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CDBA şematik gösterimi.....	44
Şekil 2.19 CC-CDBA'nın blok diyagramı. ....	44
Şekil 2.20. BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CC-CDBA'nın şematik gösterilimi. ....	45
Şekil 3.1 Genel SISO filtrenin blok diyagramı. ....	46
Şekil 3.2 Önerilen yüksek çıkış-empedanslı akım modlu filtre devreleri.....	47
Şekil 3.3 AGF için genlik-frekans karakteristiği.....	50
Şekil 3.4 BGF için genlik-frekans karakteristiği.....	50
Şekil 3.5 YGF için genlik-frekans karakteristiği.....	51
Şekil 3.7 Önerilen gerilim-modlu BGF devresi. ....	52
Şekil 3.8 Önerilen devrenin (Şekil 3.7) genlik-frekans karakteristiği. ....	54
Şekil 3.9 Önerilen akım-modlu BGF devresi.....	54
Şekil 3.10 Önerilen devrenin (Şekil 3.9) genlik-frekans karakteristiği. ....	56
Şekil 3.11 Önerilen akım-modlu BGF devresi. ....	56
Şekil 3.12 Önerilen devrenin (Şekil 3.11) genlik-frekans karakteristiği. ....	58

Şekil 3.13 Önerilen akım-modlu BGF devresi. ....	58
Şekil 3.14 Önerilen devrenin (Şekil 3.13) genlik-frekans karakteristiği. ....	61
Şekil 3.15 Önerilen gerilim-modlu BGF devresi.....	61
Şekil 3.16 Önerilen devrenin (Şekil 3.15) genlik-frekans karakteristiği. ....	63
Şekil 3.17 Önerilen TAM BGF devresi. ....	64
Şekil 4.1 Genel SIMO filtrenin blok diyagramı. ....	68
Şekil 4.1.1 Önerilen çok fonksiyonlu filtre devresi.....	69
Şekil 4.1.2. Aktif devrenin giriş ve çıkış dönüşümleri. ....	71
Şekil 4.1.3 Önerilen devrenin AGF çıkışı için genlik-frekans karakteristiği.....	73
Şekil 4.1.4 Önerilen devrenin BGF çıkışı için genlik-frekans karakteristiği. ....	73
Şekil 4.1.5 Önerilen devrenin YGF çıkışı için genlik-frekans karakteristiği.....	74
Şekil 4.2.1 Önerilen çok fonksiyonlu devre.....	75
Şekil 4.2.2 Önerilen çok fonksiyonlu filtrenin genlik-frekans karakteristiği.....	78
Şekil 5.1 Genel MISO filtrenin blok diyagramı. ....	79
Şekil 5.1.1 (a, b) Önerilen çok fonksiyonlu filtreler.....	80
Şekil 5.1.2 (a) Şekil 5.1.1a'nın AD844 ile gerçekleştirilmesi, (b) Şekil 5.1.1b'nin CCCII+ ile gerçekleştirilmesi.....	82
Şekil 5.1.2. AGF, YGF ve BGF için genlik-frekans karakteristiği. ....	85
Şekil 5.1.3. Şekil 5.1.1a ve 5.1.1b'deki devrelerin BGF fonksiyonu için genlik-frekans karakteristiği.....	86
Şekil 5.1.4 BGF için deneysel ve simülasyon genlik-frekans karakteristik sonuçlarının teorik sonuçlarla karşılaştırılması.....	87
Şekil 6.1 $n$ . derece SVF'ın işaret akış diyagramı ile gerçekleştirilmesi. ....	90
Şekil 6.2 Alt-diyagramlar ve bu alt diyagramlara karşı düşen alt-devreler. ....	90
Şekil 6.3 (a) $n$ . Dereceden akım modlu SVF devresi, (b) indirgenmiş yapı. ....	91
Şekil 6.4 Üçüncü dereceden SVF devresi. ....	93
Şekil 6.5 $I_0/I_{in}$ transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği. ....	94
Şekil 6.6 $I_1/I_{in}$ transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği. ....	94
Şekil 6.7 $I_2/I_{in}$ transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği. ....	95
Şekil 6.8 $I_3/I_{in}$ transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği.....	95
Şekil 6.9 Örnek devrenin (Şekil 6.4) transiyent analizi. ....	96
Şekil 7.1 Fark ve entegral alıcı devrenin CDDBA ile gerçekleştirilmesi.....	99
Şekil 7.2 Denklem (7.1a)'daki her bir ikinci dereceden yapının gerçekleştirilmesi. ....	99
Şekil 7.3 Denklem (7.1b)'nin gerçekleştirilmesi.....	100

Şekil 7.4 CC-CDBA kullanılarak $n$ . dereceden alçak geçiren filtre devresinin elde edilmesi.	101
Şekil 7.5 Pay polinomlarının elde edilmesi.	102
Şekil 7.6 Tasarlanan eliptik BGF genlik-frekans karakteristiği.	109
Şekil 7.7 İyileştirilmiş eliptik BGF için genlik-frekans karakteristiği.	110
Şekil 7.8 İkinci derece yapıların yer değiştirmesi ile elde edilen genlik-frekans karakteristiği.	111
Şekil 7.9 Örnek devrenin transiyent analizi.	112
Şekil 8.1 (8.4a-d) denklemlerinin işaret akış diyagramı ile ifade edilmesi.	115
Şekil 8.2 Şekil 8.1'deki alt- diyagramlar ve bu alt- diyagramlara karşı düşen alt-devreler.	116
Şekil 8.3 Denklem (8.3)'ün gerçekleştirilmesi; (a) ilk durum, (b) indirgenmiş durum.	118
Şekil 8.4 $n$ . dereceden üniversal yapı.	120
Şekil 8.5 (a) Üçüncü dereceden üniversal yapı, (b) Üçüncü dereceden üniversal yapının işaret akış diyagramı.	121
Şekil 8.6 CDBA'ların AD844 gerçekleştirilmesi ile yapılan simülasyon için genlik-frekans karakteristiği.	123
Şekil 8.7 CDBA'ların CMOS gerçekleştirilmesi ile yapılan simülasyon için genlik-frekans karakteristiği.	124
Şekil 8.8 Üçüncü dereceden TGF, (b) Üçüncü dereceden TGF'nin işaret akış diyagramı.	125
Şekil 8.9 Üçüncü dereceden TGF için genlik-frekans karakteristiği.	126
Şekil 8.10 Üçüncü dereceden TGF için faz karakteristiği.	126
Şekil 9.1 İşaret akış diyagramı ile (9.3a-c) denklemlerinin ifade edilmesi.	129
Şekil 9.2 Alt- diyagramlar ve bu alt- diyagramlara karşı düşen alt-devreler.	130
Şekil 9.3 Denklem (9.4)'ün gerçekleştirilmesi; (a) MO-CCII'ler kullanılarak, (b) MO-CCCII'ler kullanılarak, (c) Üniversal form.	133
Şekil 9.4 Üçüncü dereceden üniversal filtre devresi.	134
Şekil 9.8 $I_0/I_{in}$ transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği.	136
Şekil 9.6 $I_1/I_{in}$ transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği.	136
Şekil 9.7 $I_2/I_{in}$ transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği.	137
Şekil 9.8 $I_3/I_{in}$ transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği.	137
Şekil 9.9 Üçüncü dereceden TGF için genlik-frekans karakteristiği.	138
Şekil 9.10 Üçüncü dereceden BSF için genlik-frekans karakteristiği.	139

## ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 2.1 DO-CCCIİ'nin çalışma frekans sınırlamalarının belirlenmesi. ....	40
Çizelge 3.1 Şekil 3.2a-d'de önerilen filtrelerin transfer fonksiyonları. ....	48
Çizelge 4.1 Önerilen filtrenin transfer modu (TM) ve transfer fonksiyonu (TF) karakteristikleri .....	72
Çizelge 5.1: Önerilen filtreler için çıkış fonksiyonlarının elde edilmesi. ....	80

## **ÖNSÖZ**

Doktora çalışmam boyunca çok değerli görüş ve düşüncelerinden yararlandığım sayın hocalarım Prof. Dr. Muhammet Köksal ve Doç. Dr. Herman Sedef'e en içten teşekkürlerimi sunarım.

## ÖZET

Son yıllarda, kuvvetlendiriciler, empedans çeviriciler, jiratörler, osilatörler ve daha genel olarak analog işaret işleme devreleri gibi devrelerin tasarımında çok sayıda uygulamaları olan akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar kullanılarak elde edilen devrelere olan ilgi giderek artmaktadır.

Bu tezde, farklı tipteki akım taşıyıcı elemanlar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar kullanılarak gerilim-modlu, akım-modlu, transfer-empedansı modlu ve transfer-admitans modlu filtre yapılarının tasarımı üzerinde durulmuştur. İkinci dereceden çok-fonksiyonlu filtre devreleri gerçekleştirme konusu ele alınmıştır. Tez iki ana bölüm içermektedir;

- I. İkinci derece filtre yapıları,
- II.  $n$ . derece filtre yapıları.

Bu tezde önerilen filtre yapıları şimdiye kadar literatürde yayınlanmış devrelere göre birçok avantajlara sahiptir. Bunlar: minimum sayıda eleman içermeleri, aktif ve pasif duyarlılıkların kabul edilebilir sınırlar içinde olması, elektronik olarak kontrol edilebilmeleri, akım-modlu devreler için yüksek çıkış empedansı, gerilim-modlu devreler için düşük çıkış empedansı, topraklanmış kapasitör elemanının kullanılmasıdır.

Önerilen filtre devreleri ve duyarlılıkları ideal ve ideal olmayan durumlar için analiz edilmiştir. Sonuçlar PSPICE devre simülasyon programı kullanılarak ve/veya deneysel çalışmalar ile doğrulanmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Akım Taşıyıcılar, Akım Taşıyıcı Tabanlı Aktif Elemanlar, Akım-modlu Devreler, Gerilim-modlu Devreler, Aktif Filtreler, Çok Fonksiyonlu Filtreler, Genel Tasarım Yöntemleri.

## ABSTRACT

Recently there is a growing interest to circuits using current conveyor and current conveyor based active elements which have led to a great number of applications in various designs of analogue electronics like amplifiers, filters, impedance converters, gyrators, oscillators or more generally signal processing circuits.

In this dissertation, we focus on design of voltage-mode (VM), current-mode (CM), transimpedance-mode (TIM) and transadmittance-mode (TAM) filters using different kinds of current conveyors and current conveyor based active components. The dissertation contains two main sections;

- I. Second order filter structures,
- II.  $n$ th-order filter structures.

The proposed structures have several advantages over existing filters in the literature such as use of less number of components, tolerable active and passive sensitivity properties, electronically controllability, high-output impedance for CM filters, low-output impedance for VM filters, use of grounded capacitor etc.

The proposed filter structures and their sensitivities are analyzed for both ideal and non-ideal cases. Their validities are verified through PSPICE simulations and/or experiments.

**Keywords:** Current Conveyors, Current Conveyor Based Active Components, Current-mode Circuits, Voltage-mode Circuits, Active Filters, Multifunction Filters, General Synthesis Methods.

## 1. GİRİŞ

Tümleşik devrelerin ortaya çıkmasından bu yana işlemsel kuvvetlendiriciler (Op–Amp), analog devre tasarımında temel devre elemanları olarak kullanılmıştır. Yeni tümleşik analog devre uygulamalarının ortaya çıkmasından sonra, gerilim modlu (VM) işlemsel kuvvetlendiricilerin performans karakteristikleri yeterli gelmemeye başlamıştır. Çünkü Op–Amp’tan beklenen aşırı gerilim kazancı nedeniyle oluşması muhtemel olan kararsızlık sorununu önlemek amacıyla kullanılan kompanzasyon kapasitörü, bu elemanın band-genişliğini önemli ölçüde azaltmaktadır (Allen ve Holberg, 1987). Ayrıca bu tip devrelerdeki yüksek empedanslı düğümler parazitik kapasitanslarla beraber büyük zaman sabitleri oluşturup, devrenin çalışma frekansını düşürmektedir (Wilson, 1989). Düşük empedans seviyelerinde çalışan akım modlu (CM) devreler için bu tür bir olumsuzluklar söz konusu olmamaktadır. Gerilim modlu devrelerde, aynı zamanda dinamik performansta kötü olacaktır. Aktif devrelerdeki dinamik aralığın sınırlanması genelde düşük besleme gerilimlerinden kaynaklanmaktadır. Analog devrelerin sayısal devreler ile beraber gerçekleştirilmesi besleme gerilimlerini 5 V ile sınırlamıştır. Ayrıca kazanç-band-genişliği çarpımının sabit olması gerilim modlu Op-amp kuvvetlendirici devrelerinin band-genişliğini sınırlamaktadır. Yükselme eğimleri (Slew-rate) sınırlı olan Op-amplar yüksek frekans uygulamalarında bozulmalara sebep olmaktadır. Eğer büyük band-genişliği, düşük güç tüketimi ve düşük gerilim gerektiren uygulamalar yapılacaksa gerilim modlu Op-amp’ların kullanılması oldukça zorlaşacaktır (Toumazou vd. 1990). Tüm bu dezavantajlar, akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar ile ortadan kaldırılabılır (Wandsworth 1999, Wilson 1990, Kumar ve Shukla 1985). Bu sebeplerden dolayı akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar devre tasarımında çok sayıda uygulamada kullanılmaya başlanmıştır. Bunlar; kuvvetlendiriciler, filtreler, empedans dönüştürücüler, jiratorler, osilatörler ve daha genel olarak işaret işleme devreleri gibi analog elektronikte kullanılan uygulamalardır.

Akım taşıyıcı (CC), işlemsel transfer-iletkenli kuvvetlendiriciler (OTA), akım geri beslemeli kuvvetlendiriciler (CFOA), dört uçlu yüzen nullör (FTFN), ve gerilim izleyicili akım farkı kuvvetlendiricisi (CDBA) gibi akım modlu elemanlar gerilim modlu benzerlerine göre daha geniş bandlı çalışabilmektedirler. Bu nedenle gerilim modlu devrelerin aşırı kullanımı, bu devrelerin sınırlı çalışma bandı genişliği nedeniyle azalmaya başlamıştır. Gerilim modlu devrelerde yüksek değerli direnç elemanları ve kaçak kapasitanslar göreceli olarak düşük frekans değerinde bir baskın kutup yaratmakta bu da çalışma bandını sınırlamaktadır. Bu baskın kutubun sonucunda devrede kazanç band-genişliği çarpımı sabittir.

Akım modlu devrelerde genel olarak düğüm empedansları düşük ve gerilim salınımları küçüktür. Büyük gerilim salınımları için problem olan parazitik kapasitansların dolma boşalma süreleri ve bunun getirdiği zaman sabiti ve dolayısıyla yükselme eğimi problemi minimumdur (Toumazou vd. 1990). Yukarıda değinilen yararlarının yansısıra CMOS teknolojisiyle tümleştirmeye de elverişli olmaları, akım modlu devrelerin elektronik sistem tasarımında gittikçe yaygınlaşarak kullanılmalarının başlıca nedenlerini oluşturmaktadır.

Akım modlu devrelerin aktif eleman olarak geleneksel Op-amp kullanılan gerilim modlu devrelere göre önemli avantajlarının olmasına rağmen, gerilim modlu devrelerde akım taşıyıcı ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar kullanılarak gerilim modlu devrelerin bu dezavantajları ortadan kaldırılabilir (Wandsworth 1999, Wilson 1990, Kumar ve Shukla 1985). Sonuç olarak gerilim modlu devrelerin devre teorisindeki önemi hala sürmektedir.

Giriş akım, çıkış gerilim olan devreler (transempedans-modlu (TIM) filtreler) ya da giriş gerilim, çıkış akım olan devreler (transadmitans-modlu (TAM) filtreler), akım modlu devrelerin gerilim modlu devreler ya da gerilim modlu devrelerin akım modlu devrelere bağlanması için kullanılan devreler olarak tanımlanır. Sonuç olarak pek çok uygulamada gerilim ve akım modlu devreler beraber kullanılmaktadır. Bunlardan bazıları; modern radyo sistemlerinde alıcı temel-band kısmında kullanılan TAM filtreler (Rundell vd. 1997, Steyaert vd. 2000), ayrıca çoğu analog/dijital dönüştürücülerin çıkışlarında da (DAC) kullanılan TAM filtreler. Benzer şekilde TIM filtrelerde DAC'lerin çıkışlarında kullanılmaktadır.

Farklı tipteki aktif elemanlar kullanılarak gerçekleştirilen yüksek mertebeden filtre yapıları araştırmacılar için önemli bir alan olmuştur. Çok sayıda aktif filtre yapısı önerilmiştir. Bu tezde yukarıda bahsi geçen tüm modlarda çalışabilen yüksek mertebeden filtre yapılarının tasarımı ile ilgili yöntemlerin (CM, CM, TAM ve TIM filtre) önerilmesi üzerinde de odaklanılmıştır. Yüksek mertebeden filtre yapıları gerçekleştirilirken, iki temel yöntem kullanılmıştır. Bunlar; (i) İkinci dereceden filtre yapılarının elde edilmesi ve elde edilen ikinci derece yapıların ardışık bağlanması ile yüksek mertebeden filtre yapılarının elde edilmesi. (ii) Genel  $n$ . dereceden filtre yapılarını gerçekleştirmeye yönelik tasarım yöntemlerinin önerilmesi ve bu yöntemlerden genel yapıların oluşturulması şeklinde sıralanabilir.

Ayrıca, aktif filtre tasarımında aktif ve pasif eleman sayıları da önemli bir konudur. Çünkü aktif ve pasif eleman sayıları, devrenin basitliğini, maliyetini ve güç tüketimini doğrudan etkilemektedir. Bu sebeple literatürde aktif ve pasif eleman sayısı az olan devreler sunulmaya

çalışılmıştır (Minaei vd. 2001, Acar ve Sedef 2003, İbrahim vd. 2005a, Abuelma'atti 2000, Soliman 1997, Sharma ve Senani 2003).

Filtre yapıları dört gruba ayrılabilir: tek-girişli tek-çıkışlı (SISO) (Acar ve Sedef 2003, Abuelma'atti 2000, Keskin 2005, Çam 2004, Özcan vd. 2003, Minaei vd. 2001), tek-girişli çok-çıkışlı (SIMO) (Chang ve Lee 1999, Chang ve Chen 2003, Sağbaş ve Fidanboylu 2004, ve Senani vd. 2005), çok-girişli tek-çıkışlı (MISO) (Sharma ve Senani 2003, Hou vd. 1999, Horng vd. 2002, Sharma ve Senani 2003, Hou vd. 1999, Özcan vd. 2003) ve çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) (Abuelma'atti 2003, Abuelma'atti vd. 2004) filtreler. Çok çıkışlı filtreler, iki veya daha fazla farklı çıkışında aynı anda farklı filtre fonksiyonlarını gerçekleştiren filtre yapılarıdır. Bu filtre fonksiyonları: alçak-geçiren filtre (AGF), band-geçiren filtre (BGF), yüksek-geçiren filtre (YGF), band-söndüren filtre (BSF) ve tüm-geçiren filtre (TGF) olabilir.

Aktif filtre tasarımında çok fonksiyonlu filtreler, aynı anda birden fazla filtre fonksiyonunu aynı devrede verebilen filtre yapıları olarak bilinirler. Pratikte, GSM sistemlerinin alıcı/verici kısmında yüzey akustik dalga (Surface Acoustic Wave, SAW) filtrelerinin yerine kullanılabilir. Ayrıca faz kilitlemeli çevrim (PLL), FM stereo demodülatörler de telefon ton kod çözücü ve çaprazlama ağlarında üç yollu ses hoparlörü (cross-over) olarakta kullanılmaktadır (İbrahim vd. 2005b, Rendell vd. 1997).

Sonraki alt bölümde, devre tasarımının tarihi gelişiminden bahsedildikten sonra konuyla ilgili çalışmalar incelenmiş ve bu tezde tutulan yol kısaca belirlenmiştir.

## 1.1 Tarihçe

Devre tasarımı, yani devre fonksiyonlarından bir veya birden fazla devrenin sistematik yöntemlerle elde edilmesi konusu, 1915–1917 yılları arasında Amerika'da ve Almanya'da George Campbell ve Karl Wagner'in elektrik filtrelerini birbirinden bağımsız olarak bulmalarıyla başlamıştır. 1924–1931 yılları arasında Otto J. Zobel, sonraki yıllarda Ronald M. Foster, Wilhelm Cauer, Otto Brune, Hendrick Bode, 1980'li yıllarda ise Sydney Darlington bu bilim dalına önemli katkılarda bulunmuşlardır. Devre tasarımı konusunda ilk makale 1924 yılında Foster tarafından yazılmıştır (Valkenburg 1982).

Savaş sonrasındaki yıllarda, özellikle haberleşme sistemlerinde kapasiteyi ve güvenliğini arttırmak için yeni çalışmalar yapılması gerekli görülmüştür. Bu arada 1945 yılında Bell Laboratuvarında bir araştırma grubu kurulmuştur. Burada yapılan yarıiletkenler konusundaki çalışmalar sonucunda, Bardeen ve Brattain 1947 yılında transistörü keşfetmişlerdir.

Teknolojinin gelişmesiyle çok sayıda direnç, diyot, transistör ve kapasitörlerden oluşan elektronik devrelerin bir bütün olarak gerçekleştirilmesi yolu bulunmuştur. Böylece ortaya tümleşik devreler (IC) çıkmıştır. İlk tümleşik devre 1960 yılında gerçekleştirilen ve 4 elemandan oluşan RTL (Resistor Transistor Logic) tipindeki devredir. Bir tümleşik devredeki eleman sayısı 1964'te 40'a ve 1972'de 1200'e yükselmiştir. 1982'li yıllarda VLSI (Very Large-Scale Integration) olarak isimlendirilen sistemlerde 100,000'ler mertebesinde eleman içeren tümleşik devreler gerçekleştirilmiştir (Leblebici, 1974). Günümüzde bu eleman sayıları çok daha büyük değerlere ulaşmıştır.

1960'lı yıllarda başlayan ve günümüze kadar çok hızlı bir şekilde gelişen tümleşik devre teknolojisi pek çok tümleşik aktif devre elemanlarının ortaya çıkmasına neden olmuştur. Bu devre elemanlarından bazıları şunlardır:

- İşlemsel kuvvetlendiriciler
- Norton kuvvetlendiriciler
- OTA
- Akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar

Bulunan bu tümleşik devre elemanları sayesinde aktif devre tasarımında yeni ufuklar açılmış ve bilim adamları bu devre elemanlarını kullanarak pek çok yeni tasarım yöntemleri sunmuşlardır.

Bundan sonraki kısımda özellikle akım taşıyıcılarla ilgili günümüze kadar yapılan çeşitli literatürdeki çalışmalara değinilecektir.

## 1.2 Konuya İlişkin Çalışmalar

Akım taşıyıcı elemanı literatürde ilk olarak Smith ve Sedra tarafından sunulmuştur ve birinci kuşak akım taşıyıcı (CCI) olarak bilinmektedir (Smith ve Sedra 1968). CCI elemanının, çıkış empedansı sınırlamaları, temel akım hatalarından dolayı oluşan bozulmalar ve sınırlamalar sebebiyle kısa bir süre sonra ikinci kuşak akım taşıyıcısı (CCII) sunulmuştur (Smith ve Sedra, 1970). Ancak akım taşıyıcı elemanının aktif devre tasarımındaki önemi 1980'lerden sonra ortaya çıkmaya başlamış ve pek çok uygulamada kullanılmıştır.

Soliman, 1973 yılında, gerilim-modlu ikinci dereceden TGF devresini sadece bir CCII+ kullanarak gerçekleştirmiştir (Soliman 1973).

Aronhime, 1974 yılında, yılında akım taşıyıcılarla herhangi bir gerilim transfer fonksiyonunu gerçekleştiren devreyi sadece bir CCII+ kullanarak gerçekleştirmiştir (Aronhime 1974).  $Y_{RC}$  ayrışım tekniğini kullandığı bu çalışmada, tek bir akım taşıyıcı, R ve C elemanları ile gerilim transfer fonksiyonlarının gerçekleştirilmesinde bir genelleme sağlamıştır. Ancak, bu şekilde yapılan çalışmalar yüksek giriş empedansına sahip değildir.

Soliman, 1977 yılında, gerilim transfer fonksiyonlarını akım taşıyıcılar kullanarak gerçekleştiren iki yeni aktif-RC devreyi sunmuştur (Soliman 1977).

Nandi, 1978 yılında, akım taşıyıcı kullanarak endüktans simülatör devresi önermiştir (Nandi 1978a). Önerilen devrede, bir pozitif akım taşıyıcı ve üç tane pasif eleman kullanılmıştır.

Üçüncü dereceden alçak-geçiren Butterworth karakteristiğini minimum sayıda aktif eleman kullanılarak gerçekleştiren devreyi Nandi 1978 yılında sunmuştur (Nandi 1978b). Devre, tüm pasif elemanların birim değerli ve kapasitelerinin topraklanmış olması nedeniyle, tümdevre olarak gerçekleştirilmeye uygundur.

Salawu, 1980 yılında, tüm geçiren bir gerilim transfer fonksiyonunu ikinci kuşak akım taşıyıcı ve dört pasif elemanla gerçekleştirmiştir (Salawu 1980).

Pal, 1981 yılında iki ucu serbest ideal endüktans elemanının simülasyonunu yapan bir devreyi dört akım taşıyıcı, dört direnç ve bir kapasitör elemanı kullanarak gerçekleştirmiştir (Pal 1981). Gerçekleştirdiği devrede bulunan tüm pasif devre elemanları bir ucu topraklı biçimdedir.

Pal ve Singh, 1982 yılında, üç akım taşıyıcı, dört direnç ve iki topraklanmış kapasitörler kullanarak ikinci dereceden TGF devresi sunmuşlardır (Pal ve Singh 1982). Önerilen yapının, yüksek giriş empedansı ve kontrol edilebilir gerilim kazancı bulunmaktadır.

Naqshibendi ve Sharma, 1983 yılında BGF fonksiyonlarını gerçekleştiren iki devre önermişlerdir (Naqshibendi ve Sharma 1983). Bu devrelerde, çok yüksek giriş empedansı elde edilmiş,  $\omega_0$ ,  $Q$  ve kazancın, topraklanmış bir direnç yardımıyla birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilmesi sağlanmıştır.

Patranabis ve Gosh, akım taşıyıcılar kullanarak ideal integral ve türev alıcı devreleri sunmuşlardır (Patranabis ve Gosh 1984).

Toumazo ve Lidgely, 1985 yılında, akım taşıyıcıları kullanarak iki ucu serbest empedans ve genelleştirilmiş imitans çeviricileri (GIC) gerçekleştirmişlerdir (Toumazo ve Lidgely 1985).

Empedans çevirici için iki pozitif-tip ikinci nesil akım taşıyıcı (CCII+), imitans çevirici için ise dört CCII+ kullanmışlardır.

Senani, 1985 yılında, yüksek dereceden filtrelerin akım taşıyıcılarla tasarımına ilişkin yeni bir yöntem sunmuştur (Senani 1985). Bu yöntem, basamaklı türden LC devrelerine yeni bir ölçekleme tekniği uygulaması ve böylelikle elde edilen devrelerin, ideal olmayan simüle endüktans elemanları ve FDNR'lar ile gerçekleştirilmesi esasına dayanmaktadır. Bu yöntem sonucunda elde edilen devreler en-az duyarlıklı bir yapıya sahip olup akım taşıyıcı sayısı, LC devrenin reaktif eleman sayısına eşittir.

Wilson, 1986 yılında, yapmış olduğu çalışmada CCII+ ve CCII- tipi akım taşıyıcıları kullanarak çeşitli uygulamalar yapmıştır (Wilson, 1986). Bunlar: tüm geçiren filtreler, bir ucu topraklı ve iki ucu serbest NIC'lar, jiratorlar, FDNR'lar ve RC osilatörleri gibi çeşitli uygulamalardır. Wilson bu şekilde Op-amp, OTA ve Norton kuvvetlendiricisi gibi aktif elemanlarla yapılan tüm uygulamaların, akım taşıyıcılar kullanarak da yapılabileceğini göstermiştir ve bu devrelerin çok daha geniş bir frekans bandında çalışabileceğini belirtmiştir.

Toumazo ve Lidgely, 1986 yılında, Nawrocki ve Klein'in (Nawrocki ve Klein 1986) OTA'lar kullanarak gerçekleştirdikleri ikinci dereceden yapıyı, tüm OTA'lar yerine akım taşıyıcılar ve dirençler kullanarak gerçekleştirmişlerdir (Toumazo ve Lidgely 1986). Bu yapıda, yedi akım taşıyıcı, sekiz bir ucu topraklanmış direnç ve iki tane kapasitör bulunmaktadır. OTA'lı devre, direnç bulundurmadığı için tümleştirmeye daha uygun olmasına rağmen OTA'nın düşük band-genişliği, küçük çıkış sürme kabiliyeti yüzünden devrenin tüm çalışma performansı kısıtlanmıştır.

Chong ve Smith, 1986 yılında, sadece tek bir akım taşıyıcı kullanarak ikinci dereceden BGF, AGF ve YGF devrelerini gerçekleştirmişlerdir (Chong ve Smith 1986). Önerilen filtre yapıları, düşük duyarlılığa ve birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilen  $\omega_o$  ve  $Q$ 'ya sahiptirler.

Higashimura ve Fukui, 1988 yılında, yeni bir negatif akım taşıyıcı ve dört tane pasif eleman kullanarak birinci dereceden TGF transfer fonksiyonlarını gerçekleştiren iki devre sunmuşlardır (Higashimura ve Fukui 1988a). Devreler yüksek giriş empedansına sahip oldukları için ardışık bağlanmaya uygundur.

Gerilim-modlu ikinci dereceden TGF fonksiyonlarını gerçekleştirmek için tek akım taşıyıcılı bir devre yine 1988 yılında Higashimura ve Fukui tarafından sunulmuştur (Higashimura ve Fukui 1988b). Devre, yüksek giriş empedansına sahip olduğu için ardışık bağlanmaya

uygundur. TGF devresinde bir direncin ayarlanması ile BSF elde edilebileceği de gösterilmiştir.

Tek ve Anday, 1989 yılında, işaret akış diyagramlarından yararlanarak en genel ikinci dereceden gerilim transfer fonksiyonunu gerçekleştiren bir devre önermişlerdir (Tek ve Anday 1989). Önerilen yapı iki CCII+, iki CCII-, beş direnç ve üç kapasitör içermektedir. Devre düşük duyarlığa ve yüksek giriş empedansına sahip ve kullanılan pasif elemanlar bir ucu topraklanmış olduğu için tümleştirmeye uygundur.

Svoboda, 1989 yılında, akım taşıyıcı içeren devrelerin analizi için bir yöntem sunmuştur (Svoboda 1989). Bu yöntemin bilgisayar programlamasına da uygun olduğu ve ideal olmayan akım taşıyıcı içeren devrelerin analizinde de kullanılabilirliği örneklerle gösterilmiştir.

Higashimura ve Fukui, 1990 yılında, birinci dereceden TGF fonksiyonlarını gerçekleştiren iki devre önermişlerdir (Higashimura ve Fukui 1990). Devreler, sadece bir akım taşıyıcı ve dört pasif eleman içermekte ve yüksek çıkış empedansına sahiptirler.

Liu vd., 1990 yılında, yeni bir CMOS akım taşıyıcı ve bir MOSFET-kapasite integratör yapısı vermişlerdir (Liu vd. 1990). İntegratör, akım taşıyıcıya MOS-resistif devrenin (MRC) uygun şekilde bağlanması ile elde edilmektedir. Bu yapının yüksek frekanslı sürekli zaman filtrelerinde kullanılabilirliğini belirtmişler ve bir örnek olarak üçüncü derecen basamaklı türden AGF tasarlamışlardır.

Aronhime vd., yine 1990 yılında, yüksek çıkış empedanslı, akım modlu devrelerin tasarlanmasında birinci kuşak akım taşıyıcıların sağladığı avantajları göstererek, ikinci dereceden kompleks kutuplu akım modunda TGF devresini tek akım taşıyıcı ile gerçekleştiren bir örnek vermişlerdir (Aronhime vd. 1990).

Fabre vd., 1990 yılında ikinci dereceden akım-modlu TGF, BSF ve BGF devrelerini sunmuşlardır (Fabre vd. 1990). Önerilen devrelerde, sadece bir CCI+, üç direnç ve üç kapasitör bulunmakta olup TGF ve BSF'de  $\omega_o$  ve  $Q$  birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilmektedir.

Singh ve Senani, 1990 yılında, üç akım taşıyıcı kullanarak tek-girişli üç-çıkışlı gerilim modlu çok işlevli filtre yapısı önermiştir (Singh ve Senani 1990). Önerilen filtre AGF, BGF ve YGF karakteristiklerini vermektedir. Ayrıca BSF karakteristiği uygun çıkış kombinasyonlarının seçilmesi ile elde edilebilmektedir.

Liu ve Tsao, ikinci dereceden iki yeni genel filtre devresi sunmuşlardır (Liu ve Tsao 1990b).

Bu filtre yapıları AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF karakteristiklerini sadece bir adet CCII ve beş adet pasif eleman kullanarak vermektedir.

1991 yılında, Svoboda vd., bir AD844, üç direnç ve bir kapasitör kullanarak Wien osilatörü ve BGF devrelerini sunmuşlardır (Svoboda vd., 1991).

Liu ve Tsao, 1991 yılında, akım taşıyıcı ve RC 1-kapılıdan oluşan iki genel devre önermişlerdir (Liu ve Tsao 1991). Bu devrelerle, AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF fonksiyonları gerçekleştirilebilmektedir.

Alami ve Fabre, 1991 yılında, aktif ve pasif duyarlılıkları az olan iki BGF yapısı sunmuşlardır (Alami ve Fabre 1991). Önerilen devreler, bir CCI+, bir CCI-, iki direnç ve iki kapasitör içermektedirler.

Higashimura, biquadratic gerilim transfer fonksiyonlarının gerçekleştirilmesi amacı ile bir yöntem önermiştir (Higashimura 1991). Yöntem, önce akım taşıyıcının nullator-norator modelini kullanarak ikinci dereceden gerilim transfer fonksiyonu gerçekleştirilmeye, sonra da nullator-norator modelinin yerine akım taşıyıcıları yerleştirmeye dayanmaktadır. Örnek olarak en genel ikinci dereceden transfer fonksiyonunu sağlayan devreler verilmiştir. Devrelerde, dört tane pozitif akım taşıyıcı, sekiz tane topraklanmış pasif eleman kullanılmıştır.

Liu vd., 1991 yılında, basamaklı türden filtrelerin tasarımında kullanılmak üzere akım taşıyıcı, tampon, üç kapasite ve MRC'ler kullanarak elde edilen üç integratör yapısı gerçekleştirmişlerdir (Liu vd. 1991a).

Liu vd., yine 1991 yılında, CMOS CCII'li MOSFET-C türev alıcısı ve bunun filtre uygulamalarını sunmuşlardır (Liu vd., 1991b).

1991'de, Hou vd., akım modlu birinci ve ikinci dereceden filtrelerin gerçekleştirilebilmesi için tek akım taşıyıcılı bir yapı önermişlerdir (Hou vd, 1991).

Aronhime ve Dinwiddie, ikinci dereceden akım modlu AGF, BGF ve YGF yapılarını sadece bir CCI kullanarak gerçekleştirmişlerdir (Aronhime ve Dinwiddie 1991).

Chang ve Chen (1991a), gerilim modundaki devreleri akım modundaki devrelere dönüştürmek için işaret akış diyagramına dayanan bir yöntem önermişlerdir. Bu yöntem, gerilim modlu akım taşıyıcılı bir filtrenin blok diyagramından bir dönüşüm tekniği ile ek blok diyagramının elde edilmesine ve buradan akım modlu akım taşıyıcılı eşdeğer devreye geçilmesine dayanmaktadır.

Chang ve Chen, yine 1991 yılında, üç girişli tek çıkışlı akım modlu universal filtre yapısı sunmuşlardır (Chang ve Chen 1991b). Bu yapı, beş akım taşıyıcı, altı direnç ve iki kapasitör içermektedir.

Chang, 1991 yılında, akım modlu TGF, BSF ve BGF devrelerini tek bir CCII-, iki bir ucu topraklanmış kapasitör ve dört direnç kullanarak gerçekleştirmiştir (Chang 1991a).

Aynı yıl Chang, akım modlu TGF, BSF ve BGF devrelerini tek bir CCII-, iki bir ucu topraklanmış kapasitör ve dört direnç kullanarak gerçekleştirmiştir (Chang 1991b).

Liu vd., 1992 yılında, CCII'ler kullanarak akım modlu ikinci dereceden filtre yapıları önermişlerdir (Liu vd. 1992). Akım taşıyıcılara dört veya daha fazla pasif eleman bağlayarak ikinci dereceden AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF fonksiyonlarını gerçekleştirmişlerdir.

Anday ve Güneş, 1992 yılında, işaret akış diyagramları ile en genel  $n$ . derecede gerilim transfer fonksiyonlarının gerçekleştirilmesine ilişkin bir yöntem sunmuşlardır (Anday ve Güneş 1992). Bu yöntem ile pasif eleman değerleri transfer fonksiyonunun katsayıları cinsinden belirlenebilmekte ve elde edilen devreler düşük duyarlılıkta olmaktadır.

Senani, 1992 yılında, akım taşıyıcı kullanarak ikinci dereceden aktif filtre devresi sunmuştur (Senani 1992). Önerilen devrenin önceki çalışmalara göre şu avantajları vardır: (i) Tüm temel beş filtre karakteristiklerinin aynı yapıdan herhangi bir şarta bağlı kalmaksızın elde edilebilmesi (AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF); (ii) Sadece iki adet bir ucu topraklı kapasitörlerin kullanılması; (iii) Tüm pasif elemanların bir ucu topraklı olması; (iv) Kolaylıkla gerilim modlu ikinci derece yapıya çevrilebilmesi ve (v) Tümlenmeye uygun olması.

Chang, iki akım taşıyıcı kullanarak akım modlu tek-girişli çift-çıkışlı çok fonksiyonlu filtre devresini sunmuştur (Chang 1993a). Ancak bu devrenin çıkış empedansının yüksek olmamasından dolayı ardışık bağlamaya uygun değildir.

Yine 1993 yılında Chang vd., sadece bir CCII- kullanarak iki universal filtre gerçekleştirmişlerdir (Chang vd. 1993).

Chang, 1993 yılında, tek girişli üç çıkışlı akım modlu universal filtre devresi sunmuştur (Chang 1993b). Bu yapıda, beş tane akım taşıyıcı, iki kapasitör ve üç direnç kullanılmaktadır.

Chang, aynı yıl iki CCII kullanarak ikinci dereceden filtre yapıları sunmuştur (Chang 1993c). Bu yapılardan biri, BGF ve AGF, diğeri ise BGF ve YGF fonksiyonlarını bir kısıtlama

olmadan gerçekleştirmektedir.

Abuelma'atti, 1993 yılında, bir akım taşıyıcıya (CCI ya da CCII) bağlı  $N_1$ ,  $N_2$  devre bloklarından oluşan genel akım modlu bir devre önermiştir (Abuelma'atti 1993).  $N_1$ ,  $N_2$  devre bloklarına uygun bağlantılı elemanlar yerleştirilerek AGF, YGF, BGF, BSF, TGF ve sinüsoidal osilatör devreleri elde edilebilmektedir.

İkeda ve Tomita, 1993 yılında, CCII aktif elemanını kullanarak herhangi bir ikinci dereceden gerilim transfer fonksiyonunu gerçekleştiren bir devre yapısı vermişlerdir (İkeda ve Tomita 1993).

1994 yılında, Sun ve Fidler, ikinci dereceden akım transfer fonksiyonunu gerçekleştiren üniversal bir filtre devresi sunmuşlardır (Sun ve Fidler 1994). Devrede, beş CCII+, iki CCII-, on tane pasif eleman bulunmaktadır. Tüm kapasitörler bir ucu topraklanmış olarak gerçekleştirilmiştir.

Liu ve Hwang, CFOA aktif elemanı ile seri direnç-endüktans, kapasitör-frekansına bağlı negatif direnç yapısı sunmuşlardır (Liu ve Hwang 1994).

Wu vd., 1994 yılında, akım modlu çok fonksiyonlu yeni bir filtre yapısı sunmuşlardır (Wu vd. 1994). Önerilen yapı, tek-girişli dört-çıkışlı olup aynı anda ikinci dereceden YGF, BGF ve AGF fonksiyonlarını gerçekleştirmektedir. Devrede bir akım taşıyıcı, bir gerilim izleyici, iki kapasitör ve üç direnç içermektedir.

Yine 1994 yılında Soliman, iki Kerwin-Huelsman-Newcomb (KHN) eşdeğer devresini beş akım taşıyıcı kullanarak gerçekleştirmiştir (Soliman 1994).

Chang ve Lee, üç-girili tek-çıkışlı gerilim-modlu ikinci dereceden bir filtre yapısı önermişlerdir (Chang ve Lee 1994). Önerilen yapı, üç akım taşıyıcı, bir gerilim izleyici, iki kapasitör ve üç direnç içermektedir.

CCII elemanını kullanılarak akım modlu birinci dereceden TGF devresini gerçekleştiren bir devreyi Nandi ve Ray 1994 yılından sunmuşlardır (Nandi ve Ray 1994). Bu devrenin getirmiş olduğu avantaj kazancın direnç oranından bağımsız olarak ayarlanabilmesidir. Faz kayması, merkez frekansı ve kazanç, aktif elemanın idealsizliklerinden etkilenmemektedir.

Ikeda ve Tomita, dört kapılı aktif akım taşıyıcı (CFCCII) kullanarak ikinci dereceden akım modlu filtre devresini sunmuşlardır (Ikeda ve Tomita 1994). Devre bir akım toplayıcı ve iki integratörden oluşmaktadır. İkinci dereceden herhangi bir akım transfer fonksiyonu

CFCCII'lerin çıkışlarında yapılan değişikliklerle kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir.

Senani ve Singh, KHN eşdeğer devresini akım taşıyıcılar kullanarak gerçekleştirmiştir (Senani ve Singh 1995). Verilen devre daha önce Soliman tarafından verilen iki devre ile (Soliman 1994) aynı sayıda akım taşıyıcı, direnç ve kapasitör içermektedir. Ancak bu devrede, kazanç ve  $Q$ , AGF ve YGF karakteristiklerinde bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. BGF'da ise  $\omega_o$  bağımsız olarak ayarlanabilmektedir. Ayrıca kapasitörlerin ve dirençlerin tümü topraklanmış ve devrenin yüksek giriş empedansı vardır.

Soliman, 1995 yılında düşük duyarlıklı bir akım modlu filtre devresi önermiştir (Soliman 1995). Bu devre AGF ve BGF fonksiyonlarını üç akım taşıyıcısı, iki bir ucu topraklanmış kapasitör ve üç dirençle, YGF fonksiyonunu ise devreye dördüncü bir akım taşıyıcısı eklenmesi ile gerçeklemektedir. Elde edilen devrelerin düşük giriş, yüksek çıkış empedansları bulunmaktadır.

Fabre vd., 1995 yılında ikinci kuşak akım taşıyıcısının x ucundaki parazitik direncin değerini akımla kontrol edildiği yeni bir akım taşıyıcı kavramı vermişlerdir (Fabre vd. 1995).

Celma vd., birim kazançlı hücrelerin sürekli zamanda işaret işlemede sağladığı avantajları göz önüne alarak, gerilim ve akım izleyiciler kullanarak universal bir filtre yapısı sunmuşlardır (Celma vd. 1995). Bu devre gerilim modunda AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF fonksiyonlarını sağlamaktadır.

Fabre ve Alami, ikinci dereceden akım modlu universal filtre devresi sunmuşlardır (Fabre ve Alami 1995). Devre AGF, BGF ve YGF karakteristiklerini aynı anda verebilmektedir ve devrede iki adet CCII ve dört pasif eleman kullanılmaktadır. Aktif ve pasif duyarlılıkları kalite faktöründen bağımsız ve değerleri en fazla birdir.

Liu, 1995 yılında, yüksek giriş empedanslı, küçük eleman dağılımlı, iki CFOA aktif elemanı kullanan devre yapısını sunmuştur (Liu 1995). Devrede dört pasif eleman bulunmakta ve bu pasif elemanlar uygun seçilmesiyle BGF, AGF ve YGF karakteristikleri elde edilebilmektedir.

Abuelma'atti ve Khan, 1995 yılında, akım modlu çalışan tek girişli, üç çıkışlı bir filtre devresi sunmuşlardır (Abuelma'atti ve Khan 1995). Devre aynı anda AGF, YGF ve BGF fonksiyonlarını vermektedir. BSF ve TGF fonksiyonları için ek aktif elemanlara gerek yoktur. Devrede üç akım taşıyıcı, bir OTA, iki bir ucu topraklanmış direnç ve üç tane bir ucu topraklanmış kapasitör bulunmakta olup düşük duyarlıklara sahiptir.

Abuelma'atti ve Shahrani, iki tane CFOA, iki kapasitör ve üç direnç kullanarak gerilim modlu

ikinci dereceden üniversal bir devre sunmuşlardır (Abuelma'atti ve Shahrani 1996). Devrenin üç girişi ve düşük empedanslı tek bir çıkışı vardır. AGF, YGF, BGF, BSF ve TGF fonksiyonları elemanların yerlerini ve sayılarını değiştirmeden gerçekleştirilebilmektedir.

Acar, yüksek mertebeden gerilim transfer fonksiyonlarını gerçekleştiren genel bir yöntemi AD844 elemanlarını kullanarak gerçekleştirmiştir (Acar 1996a). Önerilen yapı  $4n+3$  direnç içermektedir.

1996 yılında Acar,  $n$ . dereceden alçak geçiren gerilim transfer fonksiyonlarının gerçekleştirilmesi için bir sentez yöntemi vermiştir (Acar 1996b). Yöntem, verilen transfer fonksiyonunun işaret-akış diyagramının elde edilmesine, bundan yararlanarak aktif RC-devresinin gerçekleştirilmesine dayanmaktadır. Devredeki bütün akım taşıyıcılar pozitif türdendir ve gerilim izleyici gibi davranır. DC kazanç birim alınarak tasarım yapılırsa devre en fazla  $n$  akım taşıyıcı,  $n$  direnç ve  $n$  kapasitör içerir.

Yine 1996'da Acar,  $n$ . dereceden tüm-geçiren gerilim transfer fonksiyonlarının gerçekleştirilmesi için bir sentez yöntemi vermiştir (Acar 1996c). Verilen yöntem, tüm geçiren gerilim transfer fonksiyonunun işaret-akış diyagramının elde edilmesine, bundan yararlanarak aktif RC-devresinin gerçekleştirilmesine dayanmaktadır. Devre,  $n+1$  akım taşıyıcı,  $2n+3$  direnç ve  $n$  kapasitör içerir.

Higushimura ve Fukui, 1996 yılında, sadece CCII+'ler kullanarak ikinci dereceden üniversal filtre devresini sunmuşlardır (Higushimura ve Fukui 1996). Devrede yedi akım taşıyıcı, sekiz direnç ve iki kapasitör bulunmaktadır.

Hornig vd., iki akım taşıyıcı, iki kapasitör ve üç direnç kullanarak ikinci dereceden gerilim modlu üniversal filtre devresi önermişlerdir (Hornig vd. 1996). Bu devre ile AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF karakteristikleri aynı yapıdan elde edilebilmektedir, elemanlar arasında bir şart olmaksızın,  $\omega_o$  ve  $Q$  birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

Acar ve Özoğuz, işaret akış diyagramı yöntemini (SFG) kullanarak yüksek mertebeden gerilim transfer fonksiyonlarını gerçekleştiren genel bir yöntemi akım taşıyıcılar kullanarak sunmuşlardır (Acar ve Özoğuz 1996). Önerilen yapı en fazla  $2n+3$  direnç,  $n+2$  adet CCII+ içermektedir.

Liu vd., bir CCII+, bir CCII-, iki kapasitör ve üç direnç kullanarak gerilim modlu filtre yapısı önermişlerdir (Liu vd., 1997).

Papazoglu ve Karybakas, elektronik olarak kontrol edilebilen tek-girişli üç-çıkışlı akım modlu

çok fonksiyonlu bir filtre yapısı önermişlerdir (Papazoglu ve Karybakas 1997).

Abuelma'atti ve Tassaduq, yüksek dereceden akım transfer fonksiyonlarını gerçeklemek için translineer pozitif-tip akım takip eden ikinci kuşak akım taşıyıcılar (CFCCIIp) kullanarak genel bir yöntem sunmuşlardır (Abuelma'atti ve Tassaduq 1998). Yöntem işaret akış diyagramları yöntemine dayanmaktadır ve devre  $n+2$  adet yüksek akım çıkışına sahiptir.

Soliman, 1998 yılında, ikinci ve üçüncü dereceden Butterworth AGF'ler önermiştir (Soliman 1998). Önerilen devrelerde aktif eleman olarak akım taşıyıcılar kullanılmış ve devre yapısı kanonik formdadır.

Acar ve Özoğuz (1999), literatüre yeni bir aktif eleman kazandırmışlardır. Gerilim izleyicili akım farkı kuvvetlendiricisi (CDBA) adı verilen bu aktif eleman ile filtre tasarımında kolaylıklar sağlanabileceği gösterilmiştir. CDBA elemanı, iki adet CFOA elemanı ile gerçekleştirilmiştir. Bu makalede, işaret akış diyagramı yöntemi kullanılarak üçüncü dereceden gerilim modunda çalışan tüm geçiren filtre tasarımı yapılmıştır.

Özcan vd., (1999) tarafından yayınlanan makalede, CMOS'larla CDBA elemanı gerçekleştirilmiştir. Gerçeklenen CMOS CDBA elemanı ile tek dirençle kontrol edilen osilatör devresi sunulmuştur.

Özoğuz vd., akım modlu sürekli zaman tümlşik yapıli üniversal filtre devresini CDBA kullanarak gerçekleştirmişlerdir (Özoğuz vd. 1999). Bu çalışmada, CDBA için yeni CMOS yapısı da verilmiştir.

Toker vd., akım modlu ikinci dereceden KHN eşdeğer devresini CDBA'lar kullanarak gerçekleştirmişlerdir (Toker vd. 1999). Önerilen çok-girişli tek-çıkışlı üniversal devre klasik KHN devresine işaret akış diyagramı yönteminin uygulanması ile elde edilmiştir.

Güneş ve Anday,  $n$ . dereceden TGF gerilim transfer fonksiyonu için genel bir yöntem sunmuşlardır (Güneş ve Anday 1999). Önerilen genel yapı  $n+1$  CFOA,  $n$  topraklanmış kapasitör ve  $3n+2$  direnç içermektedir.

Chang ve Tu, 1999 yılında, gerilim modlu dört-girişli tek-çıkışlı filtre devresi önermişlerdir. Önerilen devre iki CCII+, iki kapasitör ve üç direnç içermekte olup  $\omega_o$  ve  $Q$  bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir (Chang ve Tu, 1999).

Acar ve Özoğuz, 2000 yılında  $n$ . dereceden akım transfer fonksiyonunu gerçekleştiren genel bir yöntemi CDBA elemanı kullanarak sunmuşlardır (Acar ve Özoğuz 2000). Önerilen yapı

$3n+3$  adet direnç ve  $n+2$  CDBA içermektedir.

Minaei ve Türköz, akım modlu üniversal filtre yapısı önermişlerdir (Minaei ve Turkoz, 2000). Önerilen devre dört CCCII ve iki tek ucu topraklı kapasitör içermektedir.

Salama ve Soliman (2000) tarafından yayınlanan makalede, farklı bir yapı ile CMOS CDBA devresi verilmiştir. Bu devre ile gerilim modunda çalışan alçak geçiren, yüksek geçiren ve band geçiren filtre devreleri gerçekleştirilmiştir.

2000'de, Khan ve Maheshwari, birinci dereceden gerilim modlu TGF devresi önermişlerdir. Önerilen devre bir CCCII, iki direnç ve iki kapasitör kullanmaktadır (Khan ve Maheshwari, 2000).

2000 yılında Özcan ve diğerleri, CDBA aktif elemanını kullanarak altı adet voltaj kontrollü osilatör devresi sunmuşlardır (Özcan vd 2000).

Salama vd., ikinci derecede üniversal filtre devresini CDBA kullanarak önermişlerdir (Salama vd. 2001). Bu yapı altı filtre fonksiyonunu gerçekleştirmekte, iki CDBA kullanmakta ve kalite faktörü bağımsız kontrol edilebilmektedir.

Minaei ve Türköz, akım modlu akım kontrollü üniversal filtre yapısını CCCII'ler ve üç tane bir ucu topraklı kapasitör kullanarak gerçekleştirmişlerdir (Minaei ve Turkoz, 2001). Önerilen yapıdan AGF, BGF ve YGF karakteristikleri elde edilebilmekte, çıkış empedansı yüksek ve  $\omega_o$  ve  $\omega_o/Q$  bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

2001'de, Minaei vd., ikinci dereceden AGF, BGF ve YGF fonksiyonlarını gerçekleştiren üç filtre yapısını sunmuşlardır (Minaei vd. 2001).

Hornig, üç CCII+, iki kapasitör ve iki direnç kullanarak gerilim modlu ikinci dereceden filtre yapısı sunmuştur (Hornig 2001).

Singh ve Senani, dört akım taşıyıcı, beş direnç ve iki tane bir ucu topraklanmış kapasitör kullanarak gerilim modlu ikinci dereceden filtre sunmuşlardır (Singh ve Senani 2002).

Özcan vd., 2002 yılında, akım modlu çok işlevli ikinci dereceden filtre devresi sunmuşlardır (Ozcan vd. 2002). Sunulan filtre, BGF ve AGF fonksiyonlarını gerçekleştirmekte ve iki kapasitör, üç direnç ve sadece bir CDBA kullanmaktadır. Fazladan kullanılan bir direnç ve CDBA ile YGF fonksiyonu da elde edilebilmektedir. Ayrıca  $Q$ , bir ucu topraklanmış tek bir direnç ile bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

2003'te, Özcan vd., ikinci dereceden AGF, BGF ve YGF fonksiyonlarını gerçekleştiren, sadece bir CCII ve dört pasif eleman kullanan filtre devresini sunmuşlardır (Özcan vd. 2003).

Hornig, 2003 yılında, üç-girişli tek-çıkışlı gerilim modunda çalışan ikinci dereceden filtre devresini iki OTA, bir CCII+ ve iki kapasitör kullanarak gerçekleştirmiştir (Hornig 2003). Önerilen devre yüksek empedans özelliğine sahiptir ve tüm beş temel filtre fonksiyonlarını gerçekleştirebilmektedir.

Senani vd., akım modunda çalışan tek-girişli çok-çıkışlı universal filtre yapısını çok-çıkışlı ikinci nesil akım taşıyıcısı (MO-CCII) ve dört tane bir ucu topraklanmış pasif eleman ile gerçekleştirmiştir (Senani vd. 2003).

Sharma ve Senani, 2003 yılında, ikinci dereceden çok-girişli tek-çıkışlı filtre devrelerini sunmuşlardır. Sunulan filtre devreleri, akım ve gerilim modlu olarak çalışmakta, AGF, YGF, BGF ve BSF fonksiyonlarını gerçekleştirmekte ve sadece bir CFOA, dört direnç ve iki kapasitör içermektedir (Sharma ve Senani 2003).

Acar ve Sedef, genel  $n$ . derece akım transfer fonksiyonu gerçekleyen bir yöntem önermişlerdir (Acar ve Sedef 2003). Önerilen yöntem RC-RC ayırıştırma tekniğine dayanmaktadır. Önerilen devrelerden gerilim modlu olan bir CDBA, akım modlu olan ise iki CDBA içermektedir.

İşaret akış diyagramı yöntemi kullanılarak genel basamaklı devrelerin tasarımı, CDBA elemanı kullanılarak 2003 yılında önerilmiştir (Biölek ve Biölkova 2003).

Yine 2003 yılında, Biölek vd., CDBA elemanı ile basamaklı türde eliptik RLC filtreleri simüle eden bir yöntem sunmuşlardır (Biölek vd. 2003). Bu yöntem endüktans simülatörü devresi kullanılmasına dayanmaktadır. Önerilen endüktans simülatörü, üç CDBA, dört direnç ve bir kapasitör içermektedir. Beşinci dereceden alçak geçiren Cauer eliptik filtre devresi örnek olarak verilmiştir.

Sağbaş ve Fidanboylu, elektronik olarak kontrol edilebilen, tek-girişli üç-çıkışlı universal filtre yapısını önerdiler (Sağbaş ve Fidanboylu 2004). Önerilen devre, iki CCCII- ve iki kapasitör içermekte olup AGF, YGF ve BGF fonksiyonlarını aynı anda vermektedir.

Abuelma'atti vd., karışık modlu ikinci dereceden filtre devreleri önermişlerdir (Abuelma'atti vd. 2004). Önerilen devre, altı CCII+, bir DO-CCII+, iki tane bir ucu topraklanmış kapasitör, sekiz direnç içermekte olup AGF, YGF, BGF, BSF ve TGF karakteristiklerini aynı yapıdan elde edilebilmektedir. Ayrıca devre, akım veya gerilim ile sürülebilmekte olup,  $\omega_o$  ve  $\omega_o/Q$

bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

Yüce vd., AGF, YGF ve BGF fonksiyonlarını aynı anda gerçekleştiren, akım modlu iki analog filtre devresini önermişlerdir (Yüce vd. 2004). İlk versiyon, bir pozitif-tip üçüncü nesil akım taşıyıcı (CCIII+), ikinci versiyon ise bir negatif-tip üçüncü nesil akım taşıyıcı (CCIII-) içermektedir. Her iki devrede en-az sayıda pasif eleman içermektedir.

İbrahim ve Kuntman, 2004 yılında, gerilim modlu ikinci dereceden KHN filtre devresini önermişlerdir (İbrahim ve Kuntman 2004). Önerilen devre, yüksek ortak-mod reddetme oranına (common-mode rejection ration, CMRR) sahip olup, devrede aktif eleman olarak çift çıkışlı diferansiyel fark akım taşıyıcı (DO-DDCC), iki kapasitör ve beş direnç kullanılmıştır. Tüm pasif elemanların bir ucu topraklanmıştır.

Maheshwari, tek bir CCII ve üç pasif eleman kullanarak birinci dereceden TGF devreleri önermiştir (Maheshwari 2004). Önerilen TGF'ler, devrelerde herhangi bir değişiklik yapmaksızın gerilim ve akım modunda çalışabilmektedir.

Tangsrirat vd., 2004 yılında, CDBA elemanını BJT transistorler kullanarak gerçekleştirmişlerdir (Tangsrirat vd. 2004). Ayrıca, CDBA elemanını kullanarak akım modlu basamaklı Leapfrog devre yapılarını gerçekleştirmişlerdir. Bunun için iki Leapfrog alt-devresi sunmuşlar ve beşinci dereceden Butterworth AGF tasarım örneğini vermişlerdir. Benzer yolla, paralel ve seri LC devrelerini CDBA kullanarak gerçekleştirmişler ve akım modunda çalışan altıncı dereceden Chebyshev BGF filtreyi örnek olarak vermişlerdir.

Kılınç ve Çam, 2004 yılında CDBA tabanlı, akım modlu filtre önermişlerdir (Kılınç ve Çam 2004). Önerilen devrede, iki direnç, iki kapasitör ve bir CDBA kullanılmaktadır. Eleman değerlerinin seçimine göre AGF, YGF, BGF ve BSF fonksiyonları elde edilebilmektedir.

Keskin, 2004 yılında, NIC yaklaşımı kullanarak en-az eleman sayılı osilatör devresi önermiştir (Keskin, 2004). Bu yaklaşımla, CCII, CDBA, OTRA ve Op-amp kullanılarak osilatör devresi tasarlanabileceğini belirtmiştir.

2005'te, Çam, birinci dereceden TAM TGF devresini sunmuştur (Çam 2005). Önerilen devre, bir üçüncü nesil akım taşıyıcı (CCIII), üç direnç ve bir ucu topraklanmış kapasitör kullanılmaktadır. Devrenin çıkış empedansı yüksek, dolayısıyla ardışık bağlamaya uygundur.

Shah ve Malik, 2005 yılında, gerilim modlu/akım modlu universal filtre devresini sunmuşlardır (Shah ve Malik 2005). Önerilen devre, bir FTFN, bir CFOA, iki kapasitör ve üç direnç içermektedir ve girişlerin seçimine göre tüm beş temel filtre karakteristiği

gerçeklenebilmektedir. Bu devre ardışık bağlamaya uygundur, dolayısıyla fazladan tampon devreye ihtiyaç yoktur. Ayrıca  $\omega_o$  ve  $Q$  bağımsız olarak bir ucu topraklanmış direnç ile kontrol edilebilmekte olup devrenin aktif ve pasif duyarlılığı düşüktür.

İbrahim vd., ikinci derece yüksek empedans çıkışlı iki yeni filtre devresi önermişlerdir (İbrahim vd. 2005). İlk devre, kullanılan pasif elemana göre AGF ve YGF fonksiyonlarını gerçekleştirmektedir. Diğeri ise, BGF fonksiyonunu gerçekleştirmektedir. Önerilen devreler, sadece bir DDCC aktif elemanı ile en az sayıda pasif eleman içermektedir.

İbrahim vd., akım modlu ikinci derece KHN filtre devresini 2005 yılında sunmuşlardır (İbrahim vd. 2005). Önerilen devre, aktif eleman olarak üç diferansiyel gerilim akım taşıyıcısı (DVCC), iki kapasitör ve dört direnç içermektedir. Tüm pasif elemanların bir ucu topraklanmıştır ve AGF, BGF ve YGF fonksiyonları aynı anda elde edilebilmektedir. Ayrıca BSF ve TGF fonksiyonları, fazladan aktif eleman gerektirmeden uygun çıkış kombinasyonlarının seçilmesi ile elde edilebilmektedir.

Keskin ve Hancıoğlu, akım modlu çok fonksiyonlu bir filtre devresi önermişlerdir (Keskin ve Hancıoğlu 2005a). Önerilen çok fonksiyonlu devre, iki kapasitör, dört direnç ve iki CDBA elemanı kullanmaktadır. Kullanılan kapasitörlerin birer ucu topraklanmıştır, bu nedenle devre tümleşik devre teknolojisine uygundur. Ayrıca önerilen devrenin kalite faktörü bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

2005 yılında, gerilim modlu üniversal filtre devresi önerilmiştir (Maheshwari ve Khan 2005). Önerilen devrede, iki adet CDBA aktif eleman olarak kullanılmış ve devreden altı filtre karakteristiği elde edilebilmektedir. Bunlar; AGF, YGF, BGF, eviren türden BGF, BSF ve TGF.

Bekri ve Anday,  $n$ . dereceden AGF devresini akım fark alıcı transkonduktans kuvvetlendirici (CDTA) elemanını kullanarak önermişlerdir (Bekri ve Anday 2005). Önerilen yapı sadece AGF için uygun olup,  $n$ . dereceden diğer transfer fonksiyonlarının gerçekleştirilmesine uygun değildir.

Keskin ve Hancıoğlu, CDBA kullanarak iki ucu serbest endüktans simülatör devrelerini sunmuşlardır (Keskin ve Hancıoğlu 2005b). Bu devreler tümleştirmeye uygun ve gerilimle kontrol edilebilme özelliğine sahiptirler.

Padley vd., CCCII elemanını kullanarak elektronik olarak kontrol edilebilen tek-girişli üç-çıkışlı üniversal filtre devresi önermişlerdir (Padley vd. 2005). Önerilen devrenin şu

avantajları bulunmaktadır; (i) Düşük giriş ve yüksek çıkış empedansları; (ii) Akım modlu çalışma; (iii) Beş temel filtre fonksiyonunu gerçekleştirme; (iv) Eleman değerlerinin seçiminde sınırlamaların olmaması; (v) Duyarlıkların düşük olması; (vi) Bir ucu topraklanmış kapasitörlerin kullanılması.

Singh vd., 2005 yılında akım sadece bir CFOA aktif elemanını kullanarak sinüsoyidal RC osilatör devrelerini sunmuşlardır (Singh vd., 2005).

Kumar ve Pal, 2005 yılında, gerilim modunda çalışan, TGF, BSF ve BGF fonksiyonları gerçekleştiren filtre devrelerini sunmuşlardır (Kumar ve Pal 2005). Önerilen devreler aktif eleman olarak bir adet CCII, dört ya da beş direnç ve üç ya da dört kapasitör kullanılmaktadır. Filtrelerin band-genişlikleri ve kalite faktörü istenildiği gibi ayarlanabilmektedir.

Gerilim modlu ikinci dereceden tek-girişli çok-çıkışlı filtre devreleri 2005 yılında Tangsrirat ve Surakamponorn tarafından sunulmuştur (Tangsrirat ve Surakamponorn 2005). Önerilen iki farklı filtre yapısında aktif eleman olarak CDBA kullanılmakta ve AGF, YGF, BGF, BSF ve TGF fonksiyonları gerçekleştirilmektedir. Ayrıca filtrelerde  $\omega_o$  ve  $Q$ , bağımsız olarak kontrol edilebilmekte ve üç adet CDBA, yedi direnç ve iki kapasitör kullanılmıştır.

Kaewpoonsunk vd., tarafından OTA tabanlı CDBA önerilmiştir (Kaewpoonsunk vd. 2005). Önerilen CDBA'nın düşük maliyet, elektronik olarak kontrol edilebilme gibi özellikleri vardır.

Sadece bir CDBA kullanarak dört adet gerilim modlu yüksek- $Q$ 'lü BGF devreleri 2005 yılında Keskin tarafından önerilmiştir (Keskin 2005a). Önerilen devrelerden ikisi üç direnç ve üç kapasitör, diğer ikisi iki direnç ve iki kapasitör içermektedir. Bu dört BGF devresinde yapılan küçük değişikliklerle osilatör devreleri elde edilebilmektedir. Elde edilen bu osilatörlerden ikisi en az sayıda elektronik eleman içermektedir.

Yine 2005 yılında Keskin tek bir CDBA kullanarak dört yeni gerilim modlu BSF devresi önermiştir (Keskin 2005a). Önerilen devrelerden üçü üç direnç ve üç kapasitör, kalan devre ise dört direnç ve dört kapasitör içermektedir. Sadece bir devre dışındaki devreler ardışık bağlanabilmekte ve bir ucu topraklanmış kapasitör kullanılmaktadır.

Khan vd., 2005 yılında akım taşıyıcılar kullanarak sinüsoyidal RC osilatör devresini sunmuşlardır (Khan vd. 2005).

Hornig vd., dört yeni gerilim modunda çalışan ikinci dereceden universal filtre devreleri sunmuşlardır (Hornig vd. 2006). Önerilen devrelerin bir girişi beş çıkışı bulunmaktadır.

Önerdikleri devrelerden ikisi, dört CCII+, iki tane bir ucu topraklanmış kapasitör ve beş direnç içermektedir. Diğeri, iki CCII+, bir DVCC, iki bir ucu topraklanmış kapasitör ve beş direnç içermektedir. Önerilen devrelerden dördüncüsü, iki çok-girişli ikinci nesil akım taşıyıcı (MO-CCII), iki tane bir ucu topraklanmış kapasitör ve beş direnç içermektedir. Tüm önerilen filtre devreleri, aynı anda AGF, YGF, BGF, BSF ve TGF fonksiyonlarını vermekte,  $\omega_o$  ve  $Q$  bağımsız olarak bir ucu topraklanmış kapasitör ile kontrol edilebilmekte olup, aktif ve pasif duyarlıklar düşüktür.

Shah vd., 2006 yılında, akım modunda çalışan tek-girişli üç-çıkışlı universal filtre devresini sunmuşlardır (Shah vd. 2006). Önerilen devre, iki CCCII, bir akım takip edici (CF) ve iki kapasitör içermekte, aynı anda AGF, YGF ve BGF fonksiyonlarını vermekte olup BSF ve TGF fonksiyonları uygun çıkışların seçilmesi ile elde edilebilmektedir.  $\omega_o$  ve  $\omega_o/Q$  bağımsız CCCII'nin kutuplama (kontrol) akımı ile kontrol edilebilmekte olup, akım çıkışları yüksek empedans özelliği göstermektedir.

Senani ve Sharma, 2006 yılında CFOA aktif elemanını kullanarak sinusoidal osilatör devresini sunmuşlardır. Önerilen devre hem gerilim hem de akım modlu çıkışa sahiptir ve sadece bir adet CFOA kullanılmıştır.

Kumar vd., ikinci dereceden TGF ve BSF fonksiyonlarını gerçekleştiren filtre devresini sunmuşlardır. Önerilen devrelerde, iki akım taşıyıcı ve bir CFOA aktif eleman olarak kullanılmıştır. Ayrıca dört direnç ve iki topraklanmış kapasitör kullanılmıştır (Kumar vd. 2006).

İbrahim vd., 2006 yılında, diferansiyel-mod birinci dereceden AGF ve ikinci dereceden AGF/BSF fonksiyonlarını veren devreleri sunmuşlardır (İbrahim vd., 2006). Önerilen devreler, yüksek CMRR özelliklidir ve DVCC aktif elemanı ile gerçekleştirilmiştir.

Parveen vd., düşük voltajlı, CCII tabanlı, yüksek frekans performansı iyi olan gerilim modlu çok fonksiyonlu filtre devresini sunmuşlardır (Parveen vd. 2006). Devrede, AGF, YGF ve BGF fonksiyonları devredeki admitansların seçimine göre elde edilebilmektedir.

İki adet CCII, iki bir ucu topraklanmış kapasitör ve iki direnç kullanılarak 2006 yılında Fongsamut vd. sinusoidal osilatör devresini sunmuşlardır (Fongsamut vd. 2006).

Hornig vd., sekiz adet birinci dereceden TGF devresi önermişlerdir (Hornig vd. 2006). Önerilen her devre, iki adet CCII, iki topraklanmış kapasitör ve iki topraklanmış direnç içermektedir. Ayrıca devreler yüksek çıkış empedansı özelliğine sahiptirler.

Parveen ve Ahmed, 2006 yılında, bir ucu topraklanmış endüktans simülator devresini sunmuşlardır. Önerilen devre, elektronik olarak kontrol edilebilmekte, iki CCCII ve bir topraklanmış kapasitör içermektedir. Önerilen simülatorün bir uygulaması olarak, çok fonksiyonlu bir filtre devresi verilmiştir.

Maheshwari vd., altı tane yeni birinci derece filtre devreleri sunmuşlardır (Maheshwari vd. 2006). Önerilen devrelerin girişleri gerilim, çıkışları ise akım ve gerilim olup sadece bir akım taşıyıcısı içermektedir. Sunulan devrelerden üçü kanonik sayıda pasif eleman içermektedirler.

Minaei ve Yüce, akım modlu ardışık bağlanabilen aktif-C filtrelerini önermişlerdir. Önerilen devreler AGF, YGF ve BGF fonksiyonlarını aynı anda gerçekleştirmektedir. Ayrıca filtrelerden biri, BSF ve TGF fonksiyonları uygun çıkışlarının bağlanması ile elde edilebilmektedir (Minaei ve Yüce 2006). Önerilen filtreler, dört pozitif-tip ikinci nesil akım kontrollü akım taşıyıcı (CCCII+) ve iki tane bir ucu topraklanmış kapasitör içermektedir. Ayrıca devreler elektronik olarak kontrol edilebilip, aktif ve pasif duyarlılıkları düşüktür.

Yüce, 2006 yılında iki adet iki ucu serbest endüktans simulator devresi önermiştir (Yüce 2006). Önerilen devreler ile iki ucu serbest kapasitör ve FDNR simülatorleride gerçekleştirilebilmektedir. Devreler CCCII'ler ve sadece topraklanmış pasif elemanlar içermektedir.

Minaei vd., 2006 yılında, akım taşıyıcılar kullanarak gerilim modunda çalışan tek girişli altı çıkışlı ikinci dereceden filtre devresini sundular (Minaei vd., 2006a).

Minaei vd., elektronik olarak kontrol edilebilen, yüksek performanslı CMOS ikinci nesil akım taşıyıcı yapısı önermişlerdir. Çalışmada uygulama olarak, üniversal akım modlu devre verilmiştir (Minaei vd., 2006b). Önerilen yapı AGF, BGF ve YGF fonksiyonlarını aynı gerçekleştirmektedir.

Minaei vd., ikinci derece gerilim modlu filtre devresini sunmuşlardır (Minaei vd. 2006c). Önerilen devre, tek-girişli altı-çıkışlı ve evirici türden CCII kullanılmış olup AGF, YGF ve BGF fonksiyonlarını aynı anda gerçekleştirmektedir. Ayrıca  $\omega_o$  ve  $\omega_o/Q$  bağımsız kontrol edilebilmekte olup, devrenin akım çıkışları yüksek empedans özelliği göstermektedir.

Yüce vd., 2006 yılında iki ucu serbest imitans simülatorlerini CCCII'ler ile gerçekleştirmişlerdir (Yüce vd. 2006a).

Yüce vd., akım modlu üniversal aktif-C filtresi önermişlerdir (Yüce vd. 2006b). Önerilen devre, AGF, YGF ve BGF karakteristiklerini aynı anda vermektedir. Ayrıca BSF ve TGF

fonksiyonları olup uygun çıkış kombinasyonlarının seçilmesi ile elde edilebilmektedir. Önerilen devrede pasif eleman olarak sadece iki kapasitör kullanılmış olup filtre parametreleri elektronik olarak ayarlanabilmektedir.

Yüce vd., CCCII aktif elemanı kullanarak akım modlu üniversal filtre devresini sunmuşlardır (Yüce vd., 2006c). Devreden AGF, BGF ve YGF fonksiyonları aynı anda elde edilebilmekte, TGF ve BSF karakteristikleri de uygun çıkışların seçilmesi ile gerçekleştirilebilmektedir. Devre, dört CCCII ve iki kapasitör içermektedir.

Pandey vd., genelleştirilmiş karışık modlu üniversal filtre devresini sunmuşlardır (Pandey vd. 2006). Önerilen devre, en az sayıda aktif ve pasif eleman içermekte ve tüm temel filtre fonksiyonlarını gerçekleştirmektedir.

2006 yılında, akım kontrollü CDBA (CC-CDBA) kullanılarak akım modunda çalışan ikinci derece üniversal filtre devresi Jaikla vd. tarafından sunulmuştur (Jaikla vd. 2006). Önerilen devre, üç CC-CDBA ve iki bir ucu topraklanmış kapasitör içermektedir.  $\omega_o$  ve  $Q$  birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

Chang vd., 2006 yılında, karışık modlu (gerilim, akım, transfer-empedansı ve transfer-admitansı modlu), yüksek mertebeden üniversal filtre devresini  $n+1$  DDCC,  $n$  bir ucu topraklanmış kapasitör ve  $n+2$  direnç kullanarak gerçekleştirmişlerdir.

Tsukutani vd., OTA ve DO-CCII elemanlarını kullanarak akım modlu ikinci dereceden filtre devresini sunmuşlardır (Tsukutani vd. 2006). Önerilen devrede, bir OTA ve iki tane çift çıkışlı OTA (DO-OTAs), bir DO-CCII ve iki tane bir ucu topraklanmış kapasitör kullanılmıştır. Herhangi bir şart olmaksızın uygun çıkış kombinasyonlarının seçilmesi ile beş temel filtre karakteristiği elde edilebilmektedir. Karakteristik parametreler, OTA'nın kutuplama akımı kullanılarak birbirlerinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Ayrıca önerilen filtre devresi düşük aktif ve pasif duyarlıklara sahiptir.

Keskin, 2006 yılında, CDBA'lar kullanarak PID (proportional-integral-derivative) kontrolörü tasarlamıştır (Keskin 2006a).

Keskin, 2006 yılında, gerilim modunda çalışan çok-girişli tek-çıkışlı ikinci dereceden filtre devresi sunmuştur (Keskin, 2006b). Önerilen yapı ile AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF fonksiyonları gerçekleştirilebilmekte olup sadece bir CDBA, dört direnç ve dört kapasitör içermektedir.

Ben Salem vd., 2006 yılında, AB sınıfında çalışan bir ucu topraklanmış endüktans simülatörü

gerçekleştirmişlerdir (Ben Salem vd. 2006).

Chen ve Wu, 2006 yılında, gerilim modlu birinci derece TGF devresini sunmuşlardır (Chen ve Wu 2006). Devre, sadece bir adet akım taşıyıcı, topraklanmış kapasitör ve bir direnç içermektedir. Düşük duyarlıklara sahiptir.

Tangsrirati ve Surakamponorn, 2006 yılında, üç girişli tek çıkışlı çok fonksiyonlu filtre devresini sunmuşlardır (Tangsrirati ve Surakamponorn, 2006). Önerilen devre beş tane CCII+ ve iki bir ucu topraklanmış kapasitör içermektedir. Devreden, AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF fonksiyonları yüksek empedanslı akım çıkışlarından elde edilebilmektedir.

2007'de Chen, akım taşıyıcı tabanlı gerilim modlu ikinci dereceden universal filtre yapısı önermiştir (Chen 2007). Önerilen devre, tek-girişli çok-çıkışlı yapıdadır ve avantajları şunlardır: (i) sadece iki diferansiyel fark akım taşıyıcısı (DDCC), üç direnç ve iki tane bir ucu topraklı kapasitör içermesi, (ii) aynı anda gerilim modlu AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF karakteristiklerinin elde edilebilmesi, (iii)  $\omega_o$  ve  $Q$  bağımsız olarak kontrol edilebilmesi, (iv) düşük giriş empedans özelliği, (v) negatif giriş sinyaline gerek duyulmaması.

Maheshwari, 2007 yılında, üç yeni gerilim modunda çalışan TGF devresi önermiştir. Her devre iki DVCC, üç bir ucu topraklanmış pasif eleman içermekte olup tüm devreler yüksek giriş empedansına sahiptirler.

Tangsrirat ve Surakamponorn, akım kontrollü iki-giriş üç-çıkışlı akım modlu universal filtre yapısını sunmuşlardır (Tangsrirat ve Surakamponorn 2007). Önerdikleri yapı, üç DO-CCII ve iki bir ucu topraklı kapasitör içermekte olup  $\omega_o$  ve  $\omega_o/Q$  bağımsız olarak ayarlanabilmektedir.

Yüce, 2007 yılında, iki direnç, bir kapasitör ve sadece bir akım taşıyıcı kullanarak endüktas simülasyon devresi gerçekleştirmiştir (Yüce 2007).

Hornng vd. 2007'de, akım modunda çalışan tek girişli üç çıkışlı filtreyi MO-CCII'ler kullanarak gerçekleştirmişlerdir (Hornng vd. 2007). Önerilen yapı, dört tane direnç, iki bir ucu topraklanmış kapasitör içermekte. BSF ve TGF karakteristikleri, uygun çıkış kombinasyonlarının seçilmesi ile elde edilebilmektedir.

Yukarıda, akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar kullanılarak yapılan çeşitli çalışmalar incelenmiş ve bunlar kısaca özetlenmiştir. Özetlenen bu çalışmaların bazıları konularına göre aşağıda gruplandırılmıştır. Bunlar:

- Akım taşıyıcı gerçekleştirmeleri.
- CDBA gerçekleştirmeleri.
- Akım transfer fonksiyonlarını gerçekleyen filtre devreleri.
- Gerilim transfer fonksiyonlarını gerçekleyen filtre devreleri.
- Karma modlu devreler.
- Tek-girişli tek-çıkışlı filtre yapılarını gerçekleyen devreler.
- Tek-girişli çok-çıkışlı filtre yapılarını gerçekleştiren devreler.
- Çok-girişli tek-çıkışlı filtre yapılarını gerçekleyen filtre devreleri.
- Çok-girişli çok-çıkışlı filtre yapılarını gerçekleyen filtre devreleri.
- $n$ . dereceden akım transfer fonksiyonlarını gerçekleyen filtre devreleri.
- $n$ . dereceden gerilim transfer fonksiyonlarını gerçekleyen filtre devreleri.
- Endüktans Simülatörleri.
- Osilatörler'dir.

Yukarıda kısaca açıklanan literatür çalışmaları, akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı elemanların üstünlüklerini ortaya koymuş ve osilatörler, filtreler, endüktans simülatörleri, negatif empedans çeviriciler gibi değişik amaçlı analog devreler için bu elemanların çok kullanışlı olduğunu göstermiştir.

### 1.3 Tezde Tutulan Yol

Bir önceki bölümde incelenen literatür çalışmalarından elde edilen sonuçlar doğrultusunda bu tezde izlenen yol belirlenmiştir. Tezde, devre tasarımının klasik yöntemleri kullanılmıştır (kompleks domain analiz tekniği). Ayrıca işaret akış diyagramı ve durum değişkenleri tekniği gibi özel tasarım yöntemleri de kullanılmıştır.

- Akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar diğer aktif elemanlara göre daha geniş bir frekans bandında çalışabilen, çıkışı sürme yetenekleri daha iyi olan, gerilim veya akım kaynağı ile sürülebilen esnek devre elemanlarıdır. Bu nedenlerle bu

tezde akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar kullanılarak aktif devre sentezinde yeni olanaklar araştırılmıştır.

- Gerek tümleştirmeye (Bhusan ve Newcomb 1967) gerekse anahtarlı-kapasite (SC) devrelerine dönüştürmeye (Toumazou ve Lidgley 1986, Chang ve Chen 1991) daha uygun olduğu için devreler bir ucu topraklı direnç ve kapasitörlerin kullanılması ile gerçekleştirilmeye çalışılmıştır.
- Akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlarla çeşitli çalışmalar yapılmış ve bunlarla uygulama açısından çok önemli olan değişik yapıda devreler gerçekleştirilmiştir.
- Aktif filtre tasarımında aktif ve pasif eleman sayıları da önemli bir konudur. Çünkü aktif ve pasif eleman sayıları, devrenin basitliğini, maliyetini ve güç tüketimini doğrudan etkilemektedir. Bu nedenle bu tezde, önerilen filtre yapılarında aktif ve pasif eleman sayılarının mümkün olduğunca azaltılmasına çalışılmıştır. Örneğin tezin üçüncü bölümünde verilen ikinci dereceden BGF devreleri bir aktif eleman iki kapasitör kullanmaktadır. Literatürde benzer yapıdaki devreler, en az üç pasif eleman kullanmaktadır (Keskin 2005, Çam 2004, Özcan vd. 2003, Acar ve Sedef 2003, Abuelma'atti 2000, Minaei vd. 2001).
- Girişi akım, çıkışı gerilim olan devreler (TIM filtreler) ya da girişi gerilim, çıkışı akım olan devreler (TAM filtreler), akım modlu devrelerin gerilim modlu devreler ya da gerilim modlu devrelerin akım modlu devrelere bağlanması için kullanılan devreler olup pek çok uygulamada kullanılmaktadır. Bu sebeple bu tezde çok modlu devrelerin tasarımına da değinilmiştir. Literatürde karışık modlu devreler önerilmesine rağmen bu devreler sadece ikinci dereceden yapıların gerçekleştirmektedirler (Abuelma'atti vd. 2004, Maheshwari vd. 2006, Chang vd. 2006).  $n$ . dereceden çok modlu filtre devrelerine rastlanmamıştır. Bu nedenle bu tezde  $n$ . dereceden çok modlu filtre devrelerinin elde edilmesi için bir yöntem önerilmiştir.
- Literatürde CDBA aktif elemanı kullanılarak gerçekleştirilen  $n$ . dereceden en genel transfer fonksiyonlarını gerçekleştirmek için kullanılan pasif eleman sayısı oldukça fazlaydı (Acar ve Özoğuz 1999, Acar ve Özoğuz 2000). Bu nedenle bu tezde CDBA aktif elemanı kullanılarak en genel gerilim transfer fonksiyonu çok daha az pasif eleman kullanılarak genel bir tasarım yöntemi sunulmuştur.

- KHN eşdeğer devresi duyarlıklarının iyi olduğu bilinen ikinci dereceden yapıdır (Huelsman ve Allen 1980). Akım taşıyıcılar kullanılarak önerilen literatürdeki KHN yapıları ikinci devrece olarak verilmiştir (Toker vd. 1999, İbrahim ve Kuntman 2004, İbrahim vd. 2005). Bu nedenle KHN eşdeğer devresi akım taşıyıcılar kullanılarak  $n$ . dereceden genel bir tasarım yöntemi önerilmiştir.
- Literatürde akım taşıyıcı ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar kullanılarak gerçekleştirilen  $n$ . dereceden en genel transfer fonksiyonlarını gerçekleştirmek için kullanılan pasif eleman sayısı oldukça fazlaydı (Sun ve Fidler 1993, Abuelma'atti ve Tassaduq 1998, Acar ve Özoğuz 2000, Biolak ve Biolkova 2003, Bekri ve Anday 2005). Bu nedenle bu tezde MO-CCCII aktif elemanı kullanılarak en genel akım transfer fonksiyonu çok daha az pasif eleman kullanılarak (sadece bir ucu topraklı kapasitörler) genel bir tasarım yöntemi sunulmuştur.

Bu sonuçlar ışığında tezde izlenen yolu kısaca özetlemek gerekirse;

İkinci bölümde bu tezde kullanılan akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar tanıtılmıştır. Diğer bölümlerde ise bu tezde önerilen ikinci dereceden ve  $n$ . dereceden genel filtre yapılarının tasarımına ilişkin ayrıntılı bilgiler verilmiştir.

Üçüncü bölümde, tek-girişli tek-çıkışlı ikinci dereceden filtre yapılarına yer verilmiştir. Bu bölümde sadece bir DO-CCII aktif elemanı kullanılarak dört yeni akım modlu filtre devresi önerilmiştir. Önerilen devrede kanonik sayıda pasif eleman (iki kapasitör ve iki direnç) kullanılmış ve devrelerdeki pasif elemanların türünün seçimine göre çıkışta AGF, BGF ve YGF karakteristikleri elde edilebilmektedir. Ayrıca önerilen filtre devrelerinin çıkış empedansları yüksek olup ardışık bağlamaya uygun, önerilen tüm filtre yapılarının aynı payda polinomuna sahip ve tüm aktif ve pasif duyarlılıkları 0.5 ile sınırlıdır.

Ayrıca bu bölümde, yalnızca bir CC-CDBA elemanı kullanılarak BGF devreleri sunulmuştur. Önerilen filtre devrelerinden üçü kendi türünde şimdiye kadar önerilmiş olan devrelerden çok daha az pasif eleman sayısına sahiptir (sadece iki kapasitör ve bir aktif eleman kullanılmıştır). Kalan devrelerde üç pasif eleman kullanılmıştır. Ayrıca önerilen devreler akım, gerilim ve transfer-admitansı modlu çalışabilmektedir. Benzer türden devrelerde (Minaei vd. 2001'de sundukları hariç) üçten fazla pasif eleman kullanılması gerekmektedirler (Keskin 2005, Çam 2004, Özcan vd. 2003, Acar ve Sedef 2003, Abuelma'atti 2000).

Tezin dördüncü bölümde, tek-girişli çok-çıkışlı ikinci dereceden filtre yapılarına yer

verilmiştir. Bu bölümde iki yeni tek-girişli çok-çıkışlı filtre yapısı mevcuttur. Bunlardan ilki, tek-girişli üç-çıkışlı olup transfer-empedansı modlu çalışmaktadır. Ayrıca üç CDBA, iki kapasitör ve üç direnç kullanılmakta, aynı anda AGF, BGF ve YGF fonksiyonları gerçekleştirilebilmektedir. TGF ve BSF karakteristikleri uygun çıkış kombinasyonlarının seçimiyle elde edilebilmektedir. Önerilen filtrenin başka bir özelliği de diğer modlara (gerilim, akım ve transfer-admitansı modları) kolaylıkla çevrilebilmesidir.

Dördüncü bölümde sunulan bir diğer tek-girişli çok-çıkışlı yapı ise elektronik olarak kontrol edilebilen akım modlu universal filtre devresidir. Devrede üç DO-CCCII ve iki tane bir ucu topraklanmış kapasitör kullanılmış olup, tüm akım çıkışları yüksek empedans özelliği göstermektedir. Önerilen devrede, aynı anda AGF, BGF ve YGF fonksiyonları gerçekleştirilebilmektedir. TGF ve BSF karakteristikleri uygun çıkış kombinasyonlarının seçimiyle elde edilebilmekte olup  $\omega_o$  ve  $Q$  elektronik olarak DO-CCCII'nin kutuplama akımı kullanılarak ayarlanabilmektedir.

Tezin beşinci bölümünde, çok-girişli tek-çıkışlı ikinci dereceden filtre yapılarına yer verilmiştir, bu amaçla gerilim modunda çalışan iki yeni ikinci dereceden filtre yapısına yer verilmiştir. Önerilen filtre devreleri sadece bir adet CCII, iki kapasitör ve iki direnç içermektedir, bu direnç sayısı CCII yerine CCCII kullanılması ile bir adete düşürülebilmektedir. Ayrıca CCII aktif elemanı yerine AD844 kullanılarak devrenin çıkışına düşük empedans özelliği kazandırılabilir. Bu şekilde önerilen devreler ardışık bağlamaya daha uygun olmaktadır. Önerilen devrelerden AGF, BGF, YGF, TGF ve BSF fonksiyonları devrenin girişlerinin uygun kombinasyonlarda seçilmesi ile aynı yapıdan gerçekleştirilebilmektedir. Literatürde önerilmiş benzer yapıdaki devrelerde, dört pasif elemandan fazla eleman kullanılmıştır (Sharma ve Senani 2003, Hou vd. 1999, Horng vd. 2002) ya da sadece AGF, BGF ve YGF fonksiyonlarını gerçekleştirebilmektedir (Sharma ve Senani 2003, Hou vd. 1999, Ozcan vd. 2003).

Beşinci bölümden sonra genel tasarım yöntemlerine değinilmiştir. Bu amaçla işaret akış diyagramları ve durum değişkenleri tekniği gibi devre tasarımında bilinen yöntemler kullanılmıştır.

Altıncı bölümde, durum değişkenleri tekniği (Dorf ve Bishop 2004) kullanılarak  $n$ . dereceden universal filtre için genel bir tasarım yöntemi sunulmuştur. Önerilen genel yapı,  $n+1$  MO-CCII,  $n$  tane bir ucu topraklanmış kapasitör ve  $n$  direnç içermektedir. Kullanılan dirençler, MO-CCII aktif elemanı yerine MO-CCCII aktif elemanın kullanılması ile kaldırılabilir ve

transfer fonksiyonun katsayıları devrede kullanılan pasif elemanlar cinsinden kolayca bulunabilmektedir. Ayrıca önerilen yapının giriş empedansı çok küçük, çıkış empedansı çok yüksektir, dolayısıyla ardışık bağlamaya çok uygundur. Ayrıca, tüm akım çıkışlarından AGF, YGF ve tüm BGF filtre karakteristikleri aynı anda elde edilebilmektedir. BSF ve TGF fonksiyonları uygun çıkışların seçilmesi ile elde edilebilmektedir. Ayrıca bir ucu topraklanmış kapasitörlerin kullanılması ve devrenin dirençsiz olması tümleşik devre teknolojisine uygunluğunu artırmaktadır (Bhusan ve Newcomb 1967). Ayrıca  $n$ . dereceden yapının, doğal frekansın ve kalite faktörünün devredeki pasif elemanların değerleri değiştirilmeksizin elektronik olarak akım taşıyıcının kontrol akımı ile ayarlanabilmesi, tüm üç basit filtre fonksiyonunun aynı anda elde edilebilmesi ve aktif ve pasif duyarlılıklarının düşük olması gibi avantajları da vardır.

Yedinci bölümde, CC-CDBA kullanılarak  $n$ . dereceden alçak geçiren filtre devresi için bir tasarım yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem, ikinci dereceden yapıların (eğer  $n$  tekse birinci derece yapının da eklenmesi ile) ardışık bağlanarak  $n$ . dereceden yapıların elde edilmesine dayanmaktadır. Böylece, kullanılan ikinci derece yapının ve varsa birinci derece yapının, kararlılık, duyarlılık, tasarım kolaylıkları, az eleman kullanma, tasarım parametrelerine daha az bağlı olma vb. genel avantajları kullanılmış olacaktır.  $n$ . dereceden alçak geçiren filtre devresi  $n+1$  CDBA ve  $n$  kapasitör kullanılmıştır olup en genel akım transfer fonksiyonunun tasarımı için genelleştirme yapılmıştır. Transfer fonksiyonunun katsayıları, pasif eleman değerleri cinsinden kolay bir şekilde bulunabilmekte olup  $\omega_o$  ve  $Q$ , devredeki pasif eleman değerleri değiştirilmeden elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Önerilen yöntemin doğruluğunu göstermek için dördüncü dereceden band-geçiren eliptik filtre devresi örnek olarak verilmiş, PSPICE devre simülasyon programı ile simülasyonları yapılmıştır.

Sekizinci bölümde, verilen en genel akım transfer fonksiyonunu gerçekleştiren genel bir yöntem işaret akış diyagramı yöntemi kullanılarak önerilmiştir. Önerilen yöntemde CDBA aktif eleman olarak kullanılmıştır. Önerilen yapıda  $n+1$  CDBA,  $n$  kapasitör ve en fazla  $2n+4$  direnç kullanılmıştır. Kullanılmış olan direnç sayısı, özel durumlarda  $n+1$  adete kadar düşürülebilmektedir. Ayrıca önerilen genel yapı, kolaylıkla diğer modlara dönüştürülebilmekte olup transfer fonksiyonun katsayıları devrede kullanılan pasif eleman değerleri cinsinden kolayca bulunabilmektedir. Önerilen tasarım yönteminin doğruluğunu göstermek için CDBA'nın AD884 ve CMOS ile yapılan eşdeğerleri kullanılarak simülasyonlar gerçekleştirilmiştir.

Dokuzuncu bölümde, verilen en genel akım transfer fonksiyonunu gerçekleştiren genel bir

yöntem işaret akış diyagramı kullanılarak önerilmiştir. Önerilen yöntemde üniversal yapı için,  $n+1$  MO-CCII,  $n$  tane bir ucu topraklanmış kapasitör ve  $n$  direnç kullanılmıştır. Önerilen yapıya ağırlıklı toplayıcı eklenerek en genel akım transfer fonksiyonunun gerçekleştirilmesi sağlanmıştır. Kullanılan dirençlerden ağırlıklı toplayıcı dışında kalanlar, MO-CCII yerine MO-CCCII'lerin kullanılması ile ortadan kaldırılabilir. Sunulan yapının giriş empedansı çok küçük, çıkış empedansı çok yüksektir, dolayısıyla ardışık bağlamaya çok uygundur. Ayrıca, tüm akım çıkışlarından AGF, YGF ve tüm BGF filtre karakteristikleri aynı anda elde edilebilmektedir. BSF ve TGF fonksiyonları uygun çıkışların seçilmesi ile elde edilebilmektedir. Ayrıca bir ucu topraklanmış kapasitörlerin kullanılması ve devrenin dirençsiz olması tümeşik devre teknolojisine uygunluğunu artırmaktadır. Ayrıca önerilen genel yapıyla, istenilen transfer fonksiyonun katsayıları devrede kullanılan pasif eleman değerleri cinsinden kolayca bulunabilmektedir.

Onuncu bölümde, bu tezde elde edilen tüm sonuçlar tartışılmış ve maddeler halinde verilmiştir.

## 2. AKIM TAŞIYICILAR VE AKIM TAŞIYICI TABANLI AKTİF ELEMANLAR

### 2.1 Akım Taşıyıcılar

Akım taşıyıcı elemanı CCI, ilk olarak Smith ve Sedra tarafından 1968 yılında önerilmiştir (Smith ve Sedra 1968). Aynı kişiler, 1970 yılında, ilk önerdikleri akım taşıyıcısında meydana gelen çıkış empedansı sınırlamaları ve temel akım hataları nedeniyle oluşan bozulmalar ve sınırlamalardan dolayı CCII'yi sunmuşlardır (Smith ve Sedra 1970). Ancak akım taşıyıcıların önemi 1980'li yıllara kadar anlaşılmamıştır. 1980'li yıllarda tasarımcıların işlemsel kuvvetlendiricilerle yapılan bütün uygulamaların akım taşıyıcılarla yapılabileceğini göstermeleri ve bu konuda çalışmalar yapmaları, akım taşıyıcıların üstünlüklerinin ortaya çıkmasına sebep olmuştur (Kumar ve Shukla 1985, Wilson 1990). Bu üstünlükler:

- Küçük veya büyük işaretlerde, geniş frekans bandında, daha yüksek gerilim kazancı sağlamaları (Wilson 1988).
- Enstrümantasyon kuvvetlendiricilerinin geliştirilmesinde oldukça başarılı olmaları (Wilson 1989).
- Gerilim veya akım kaynağı ile sürülebilme esnekliğine sahip olmaları.

Günümüzde, akım taşıyıcılar, klasik Op-amp'ların bir alternatifi olarak birçok uygulamada kullanılmaya devam edilmektedir. Akım taşıyıcıların tümdevre olarak gerçekleştirilmesi, akım taşıyıcılarla çeşitli devrelerin tasarlanması, diğer devre elemanlarına göre sağladığı avantajlara yönelik çalışmalarla, özellikle akım modlu devrelerin tasarlanması konusundaki gelişmeler hızla devam etmektedir. Bunun asıl sebebi, Op-amp'ların yüksek giriş, düşük çıkış empedansına sahip olmasından dolayı gerilim modlu devrelere uygun olmasıdır. Oysa akım taşıyıcılar düşük giriş, yüksek çıkış empedansına sahip hem akım hem de gerilim modlu devrelere uygundur.

Akım taşıyıcılar dört uçlu bir aktif elemandır (girişler  $x$ ,  $y$ , çıkış  $z$ , ve toprak) ve uç denklemleri aşağıdaki gibi matrisel olarak ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 \\ 0 & k & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.1.1)$$

Yukarıdaki matris gösteriminde  $m=1$  olduğunda ortaya çıkan yapılar CCI,  $m=0$  olduğunda

elde edilen yapılar ise CCII olarak adlandırılırlar. Eğer  $m=-1$  ise CCIII olarak bilinir.  $k=1$  ise pozitif tip (faz evirmeyen) akım taşıyıcılar,  $k=-1$  olması durumunda da negatif tip (faz eviren) akım taşıyıcılar elde edilir.

Aktif devre bloğu olarak akım taşıyıcı elemanı, yüksek frekanslardaki performansı, yüksek doğrusallığı ve geniş dinamik çalışma aralığı ile ön plana çıkmaktadır. Bazı işlem bloklarının CCII ile gerçekleştirilenleri tamamen bir ucu topraklı kapasitör ve dirençler içerdiklerinden tümleştirilmeye daha elverişlidirler. Bu özellikleri de bu işlem bloklarının işlemsel kuvvetlendiricilerle gerçekleştirilen karşılıklarına göre ilave bir üstünlük sağlamaktadır.

Ayrıca, son yıllarda Analog Devices firması tümleştirilmiş bir akım taşıyıcı devreyi AD844 kodu ile Phototronics firması ise PA630 kodu ile piyasaya çıkarmıştır.

### 2.1.1 Birinci Nesil Akım Taşıyıcı

Şekil 2.1a'da blok diyagramı görülen birinci kuşak akım taşıyıcı Smith ve Sedra tarafından 1968 yılında önerilmiş olup uç denklemleri aşağıdaki gibi matrissel olarak verilebilir (Smith ve Sedra 1968).

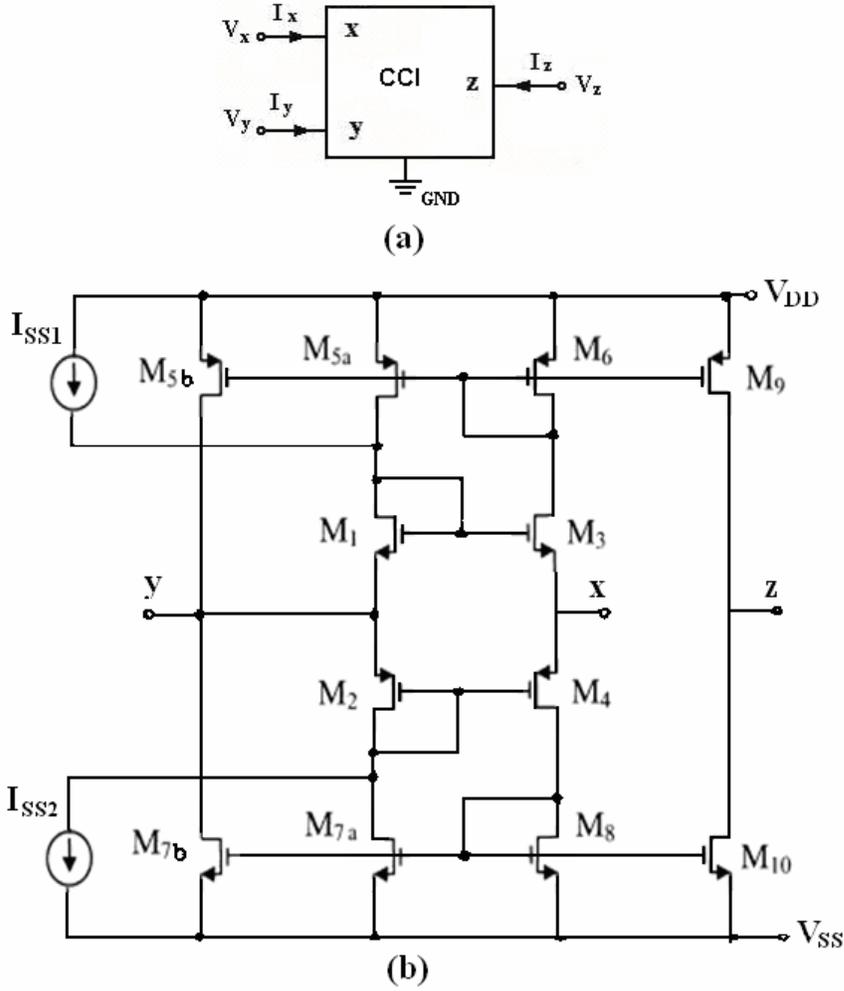
$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.1.2)$$

İdeal olmayan etkiler göz önüne alınırsa CCI'nin uç denklemleri aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta & 0 & 0 \\ 0 & \gamma & 0 \\ 0 & \pm \alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.1.3)$$

Burada,  $\beta=1-\varepsilon_v$ ,  $\gamma=1-\varepsilon_\gamma$  ve  $\alpha=1-\varepsilon_i$ 'dir.  $\varepsilon_v$  ( $|\varepsilon_v| \ll 1$ ) gerilim,  $\varepsilon_\gamma$  ( $|\varepsilon_\gamma| \ll 1$ ) ve  $\varepsilon_i$  ( $|\varepsilon_i| \ll 1$ ), akım izleyici hatalarını göstermektedir. Denklem (2.1.2) ve (2.1.3)'de pozitif işaret CCI+'yı, negatif işaretse CCI-'yi göstermektedir.

CMOS teknolojisi kullanılarak CCI'in şematik gösterimi Şekil 2.1b'de verilmiştir (Bruun 1995).

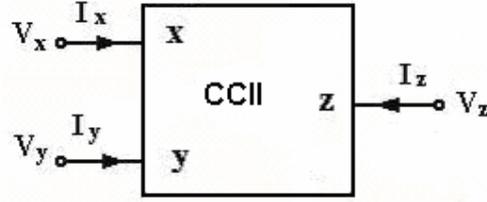


Şekil 2.1 (a) CCI'in blok diyagramı. (b) CMOS teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CCI şematik gösterimi.

### 2.1.2 İkinci Nesil Akım Taşıyıcı

Şekil 2.2'de görülmekte olan CCII, 1970 yılında Smith ve Sedra tarafından sunulmuştur (Smith ve Sedra, 1970). Uç denklemleri aşağıdaki gibi matrisel olarak verilebilir

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.1.4)$$



Şekil 2.2\* CCII'nin blok diyagramı.

İdeal olmaya etkiler göz önüne alınırsa CCII'nin uç denklemleri aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \pm \alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.1.5)$$

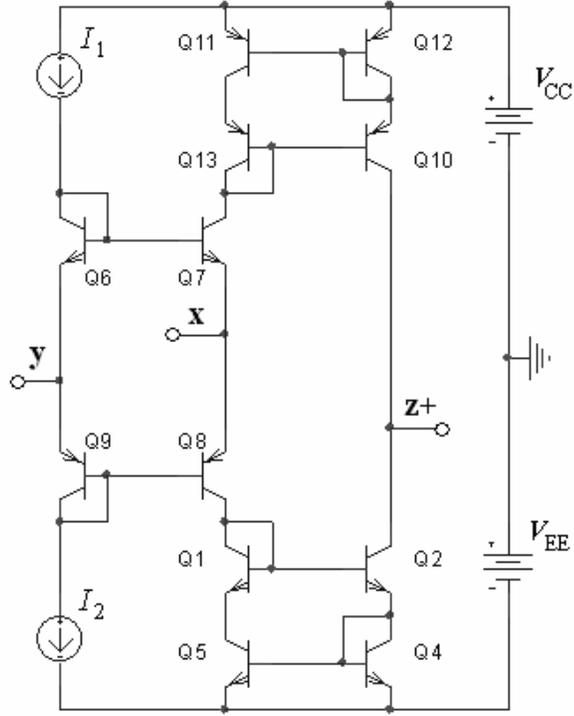
Burada,  $\beta=1-\varepsilon_v$  ve  $\alpha=1-\varepsilon_i$ 'dir.  $\varepsilon_v$  ( $|\varepsilon_v| \ll 1$ ) ve  $\varepsilon_i$  ( $|\varepsilon_i| \ll 1$ ), sırasıyla gerilim ve akım izleyici hatalarını göstermektedir. Denklem (2.1.5)'deki pozitif işaret CCII+'yı, negatif işaretse CCII-'yi göstermektedir.

CCII'nın y ucundan görülen giriş empedansı idealde sonsuzdur, x ucundan görülen giriş empedansı ise idealde sıfırdır. z ucundan görülen çıkış empedansı idealde sonsuzdur.

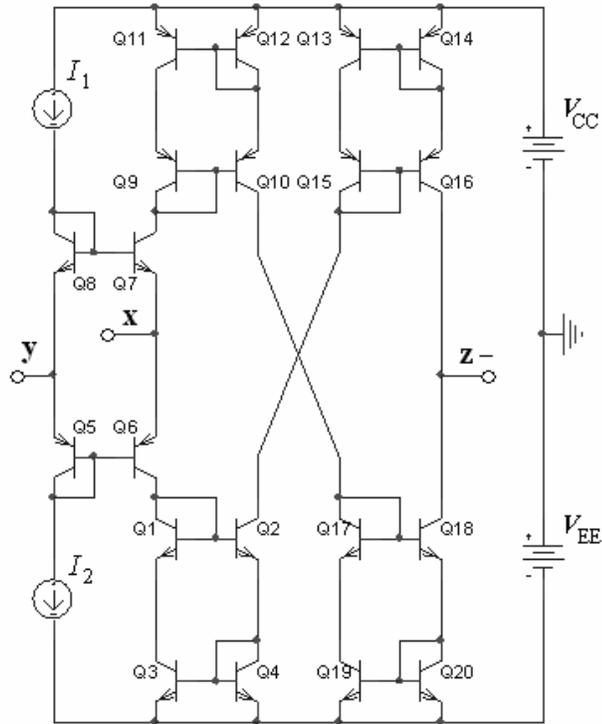
BJT teknolojisi kullanılarak pozitif-tip CCII'nin (CCII+) şematik gösterimi Şekil 2.3'te, negatif-tip CCII'nin (CCII-) şematik gösterimi Şekil 2.4 verilmiştir (Smith ve Sedra, 1970).

---

\* Basitlik olması için bu ve bundan sonraki şekillerde tüm aktif elemanların referans (toprak) ucu gösterilmeyecektir.



Şekil 2.3 BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CCII+'nin şematik gösterimi.



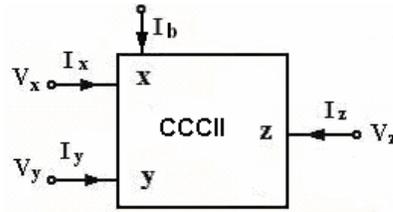
Şekil 2.4 BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CCII-'nin şematik gösterimi.

### 2.1.3 İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı

İkinci nesil akım taşıyıcısının elektronik olarak kontrol edilebilmesini sağlamak için Fabre vd. akım kontrollü akım taşıyıcısını 1995 yılında sunmuşlardır (Fabre vd. 1995).

İdeal CCCII'nin blok diyagramı Şekil 2.5'te görülmekte ve uç denklemleri aşağıdaki gibi matrissel olarak tanımlanmaktadır.

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R_x & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.1.6)$$



Şekil 2.5 CCCII'nin blok diyagramı.

İdeal CCCII için  $y$  ucundaki giriş empedansı sonsuz olup  $x$  ucundaki giriş empedansı  $R_x$ 'dir.  $R_x$  direnci, CCCII'nin parazitik giriş empedansı olarak bilinir ve bu direnç CCCII'nin kutuplama akımının değiştirilmesi ile istenilen şekilde ayarlanabilir.  $z$  ucundan görülen çıkış empedansı ideal durumda sonsuzdur.

CCCII, kolaylıkla BJT, CMOS ya da BiCMOS teknolojiler ile gerçekleştirilebilir (Fabre vd., 1995), (Fabre vd., 1996), (Bruun, 1993). BJT teknolojisi kullanılarak pozitif-tip CCCII'nin (CCCII+) şematik gösterimi Şekil 2.6'da, negatif-tip CCCII'nin (CCCII-) şematik gösterimi Şekil 2.7'de verilmiştir (Smith ve Sedra, 1970).

$x$  ucundan görülen parazitik empedans  $R_x$ ,  $i_x(t) \ll I_b$  için aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

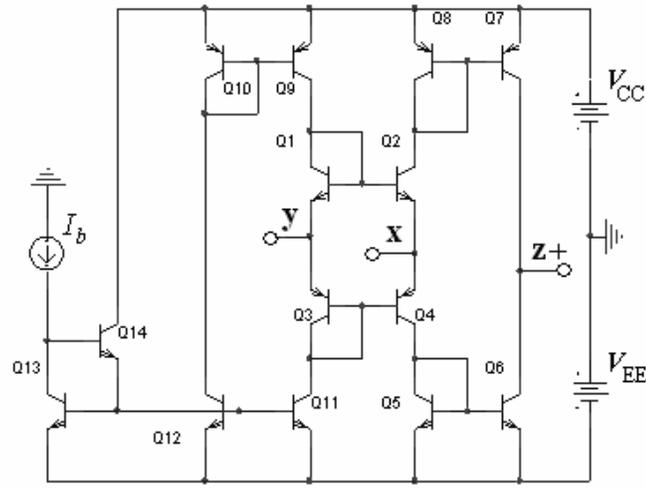
$$R_x = \frac{kT/q}{2I_b} = \frac{V_T}{2I_b} \quad (2.1.7)$$

Burada,  $k$  Boltzmann sabiti,  $T$  mutlak sıcaklık,  $q$  elektron yükü ve  $V_T = kT/q$  termal voltaj olup 27 °C'de 25.8 mV 'tur. Böylece Denklem (2.1.7)'den görülebileceği gibi  $R_x$  parazitik direnci CCCII'nin kutuplama akımı  $I_b$ 'ye bağlıdır. Sonuç olarak, eğer  $Q$  ve  $\omega_o$ ,  $R_x$  direncine bağlı bulunuyorsa, bu sonuç  $Q$  ve  $\omega_o$ 'ın elektronik olarak kontrol edilmesini sağlar.

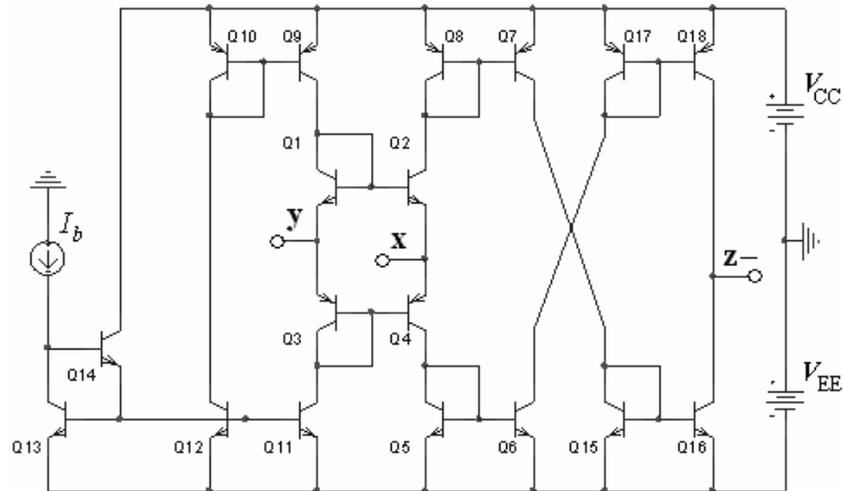
İdeal olmayan etkiler göz önüne alınırsa CCCII'nin uç denklemleri aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta & R_x & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \pm \alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_x \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.1.8)$$

Burada,  $\beta=1-\varepsilon_v$  ve  $\alpha=1-\varepsilon_i$ .  $\varepsilon_v(|\varepsilon_v| \ll 1)$  ve  $\varepsilon_i(|\varepsilon_i| \ll 1)$ , sırasıyla gerilim ve akım izleyici hatalarını göstermektedir. Denklem (2.1.8)'deki de pozitif işaret CCCII+'ı, negatif işaretse CCCII-'yi göstermektedir.



Şekil 2.6 BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CCCII+'nın şematik gösterimi.



Şekil 2.7 BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CCCII-'nın şematik gösterimi.

### 2.1.4 Çift-Çıkışlı İkinci Nesil Akım Taşıyıcı

DO-CCII elemanı şematik olarak Şekil 2.8’de gösterilmiştir (Soliman 1997). Eleman CCII yapısından türetilmiş olup elemanın tanım bağıntıları matrisel olarak

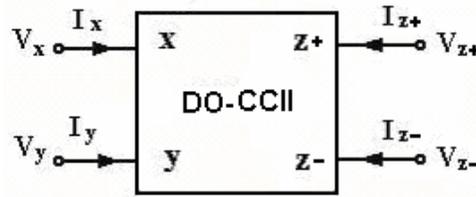
$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_{z+} \\ I_{z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_{z+} \\ V_{z-} \end{bmatrix} \quad (2.1.9)$$

şeklinde. İdeal durumda, giriş empedansları  $y$  ucunda sonsuz,  $x$  ucunda ise sıfırdır. Çıkış empedansları  $z$  ucunda sonsuzdur. Bu elemanın CMOS gerçeğemesi Ikeda ve Tomita tarafından 1994 yılında, Şekil 2.9’da görülen BJT gerçeğemesi ise Elwan ve Soliman tarafından 1996 yılında önerilmiştir.

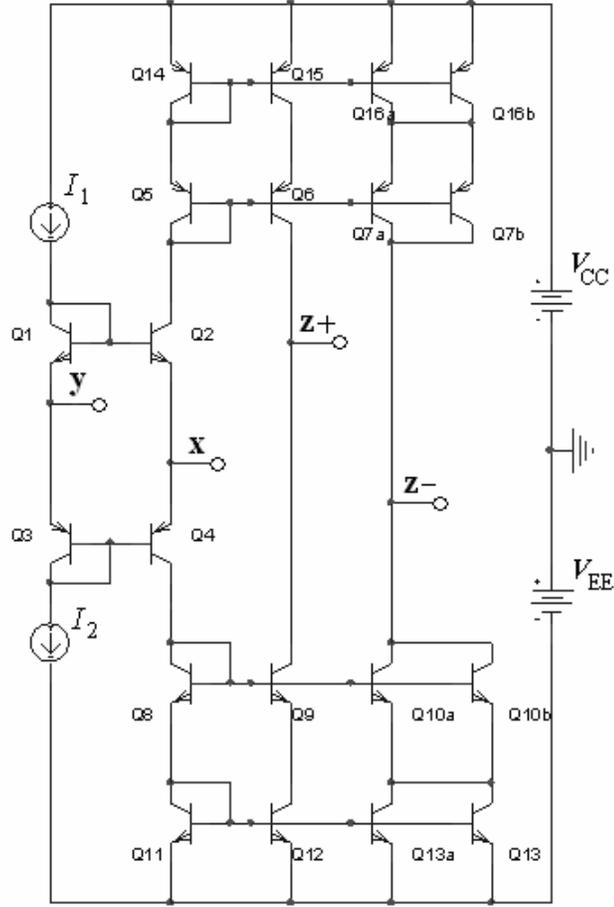
İdeal olmayan etkiler göz önüne alınırsa DO-CCII’nın uç denklemleri aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_{z+} \\ I_{z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & -\alpha & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_{z+} \\ V_{z-} \end{bmatrix} \quad (2.1.10)$$

Burada,  $\beta=1-\varepsilon_v$  ve  $\alpha=1-\varepsilon_i$ ’dir.  $\varepsilon_v$  ( $|\varepsilon_v| \ll 1$ ) ve  $\varepsilon_i$  ( $|\varepsilon_i| \ll 1$ ), sırasıyla gerilim ve akım izleyici hatalarını göstermektedir.



Şekil 2.8 DO-CCII’nin blok diyagramı.



Şekil 2.9 BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen DO-CCII'nin şematik gösterimi.

### 2.1.5 Çift-Çıkışlı İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı

İkinci nesil akım taşıyıcısının elektronik olarak kontrol edilebilmesini sağlamak için Fabre vd. akım kontrollü akım taşıyıcısını 1996 yılında sunmuşlardır (Fabre vd. 1996). DO-CCCII'nin blok diyagramı Şekil 2.13'te görülmekte ve uç denklemleri aşağıdaki gibi matrissel olarak tanımlanmaktadır.

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_{z+} \\ I_{z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R_x & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_{z+} \\ V_{z-} \end{bmatrix} \quad (2.1.11)$$

İdeal olmaya etkiler göz önüne alınırsa DO-CCII'nin uç denklemleri aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

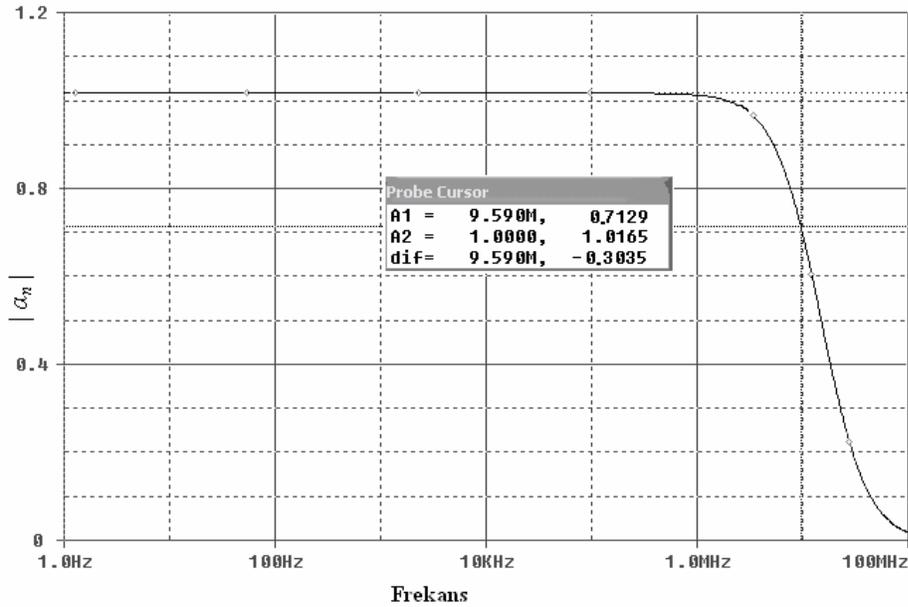
$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_{z+} \\ I_{z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta & R_x & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_p & 0 & 0 \\ 0 & -\alpha_n & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_{z+} \\ V_{z-} \end{bmatrix} \quad (2.1.12)$$

Burada,  $\alpha_p=1-\varepsilon_{ip}$ ,  $\alpha_n=1-\varepsilon_{in}$  ve  $\beta=1-\varepsilon_v$  akım ve gerilim kazançlarıdır.  $\varepsilon_v$  ( $|\varepsilon_v| \ll 1$ ),  $\varepsilon_{ip}$  ( $|\varepsilon_{ip}| \ll 1$ ) ve  $\varepsilon_{in}$  ( $|\varepsilon_{in}| \ll 1$ ), sırasıyla gerilim ve akım izleyici hatalarını göstermektedir. İdeal şartlarda,  $\alpha_p=\alpha_n=1$  ve  $\beta=1$ .

DO-CCCII'nin frekans sınırlamalarının belirlenmesi için, NR100N ve PR100N transistörlerin BJT model parametreleri kullanılarak (Frey 1993) Şekil 2.14'te görülen DO-CCCII şematik gösterilimi PSPICE devre simülasyon programı ile test edilmiş ve aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

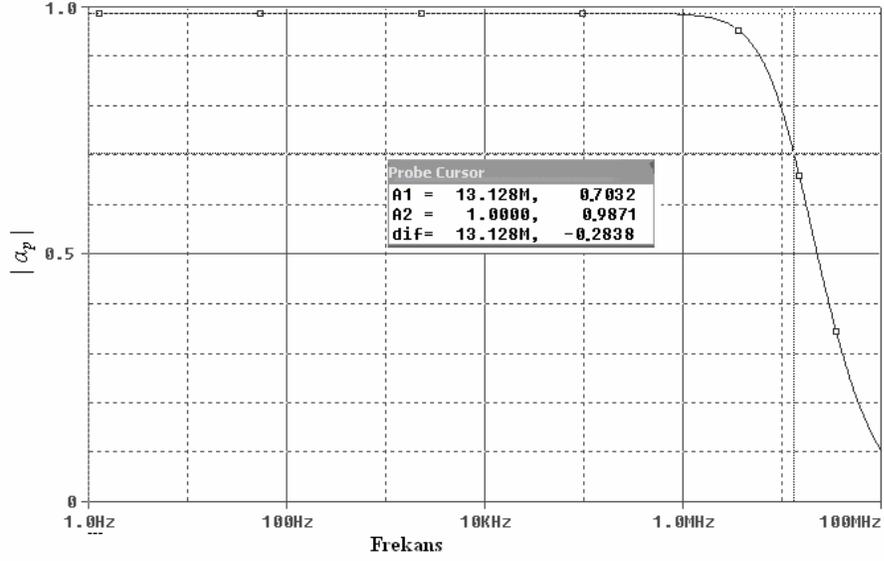
Not: Tezde kullanılan diğer akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar için de benzer şekilde frekans sınırlamaları kolaylıkla bulunabilir ancak tezin kapsamı dışında olduğu için örnek olması için sadece DO-CCCII için bu çalışma yapılmıştır.

DO-CCCII'nin negatif akım kazancı ( $\alpha_n=I_z/I_x$ ) PSPICE ile simüle edilmiş ve sonuçlar Şekil 2.10'da gösterilmiştir. Bu sonuçlara göre; kesim frekansı  $f_c = 9,5$  MHz, maksimum dc kazanç  $\alpha_o = 1,0165$  olarak bulunmuştur.



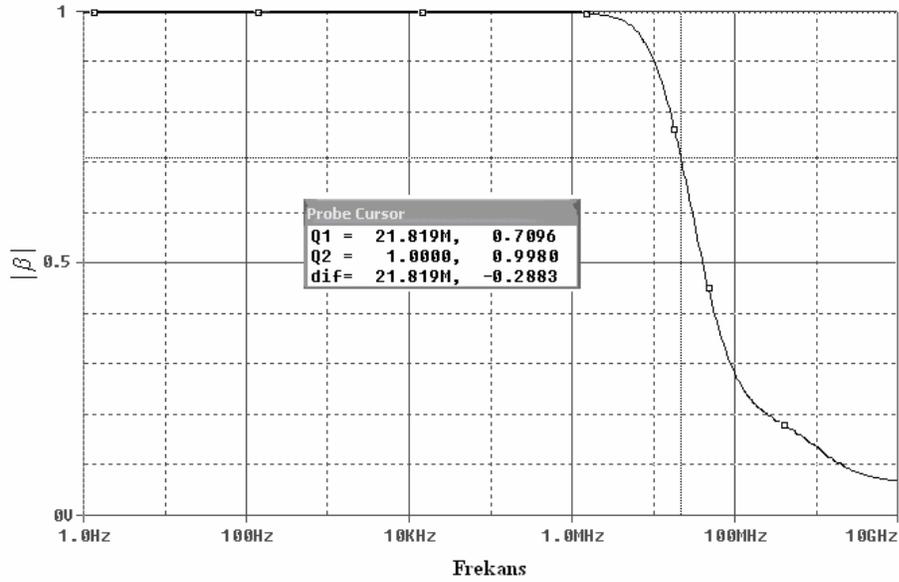
Şekil 2.10 DO-CCCII'nin negatif akım kazancı.

Ayrıca, DO-CCCII'nin pozitif akım kazancı ( $\alpha_p = I_{z+}/I_x$ ) PSPICE ile simüle edilmiş ve sonuçlar Şekil 2.11'de gösterilmiştir. Bu sonuçlara göre; kesim frekansı  $f_c = 9,5$  MHz, maksimum dc kazanç  $\alpha_o = 0,874$  olarak bulunmuştur.



Şekil 2.11 DO-CCCII'nin pozitif akım kazancı.

DO-CCCII'nin gerilim kazancı ( $\beta = V_x/V_y$ ) PSPICE ile simüle edilmiş ve sonuçlar Şekil 2.12'de gösterilmiştir. Şekilden görüleceği gibi; kesim frekansı  $f_c = 21$  MHz, maksimum dc kazanç  $\alpha_o = 0,9980$  olarak bulunmuştur.



Şekil 2.12 DO-CCCII'nin gerilim kazancı.

Sonuç olarak, köşe frekansları  $\omega_{ap}=82.5$ ,  $\omega_{an}=60.3$  ve  $\omega_{\beta}=137$  Mrad/s, ve akım ve gerilim izleyici hataları ise  $\varepsilon_{ap}=0.013$ ,  $\varepsilon_{an}=0.0165$  ve  $\varepsilon_{\beta}=0.002$  olarak bulunmuştur. Elde edilen sonuçlar Çizelge 2.1'deki gibi özetlenirse:

Çizelge 2.1 DO-CCCII'nin çalışma frekans sınırlamalarının belirlenmesi.

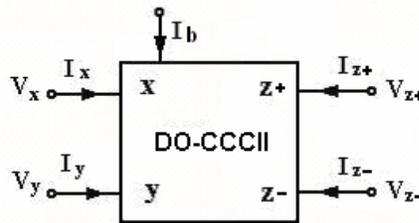
	Köşe Frekansları, $\omega_c$ (Mrad/s)	İzleyici Hataları, $\varepsilon$
$\alpha_p$	82.5	0.013
$\alpha_n$	60.3	0.0165
$\beta$	137	0.002

Çizelge 2.1'de görülen elde edilen sonuçlar ışığında DO-CCCII'nin çalışma frekansının üst sınırı;

$$\min\{\omega_{ap}, \omega_{an}, \omega_{\beta}\} = 60.3 \text{ Mrad/s}$$

olarak bulunur.

İdeal DO-CCCII için  $y$  ucundaki giriş empedansı sonsuz olup  $x$  ucundaki giriş empedansı  $R_x$ 'dir.  $R_x$  direnci, CCCII'nin parazitik giriş empedansı olarak bilinir ve bu direnç DO-CCCII'nin kutuplama akımı  $I_b$ 'nin değiştirilmesi ile istenilen şekilde ayarlanabilir.  $z+$  ve  $z-$  uçlarından görülen çıkış empedansları ideal durumda sonsuzdur.

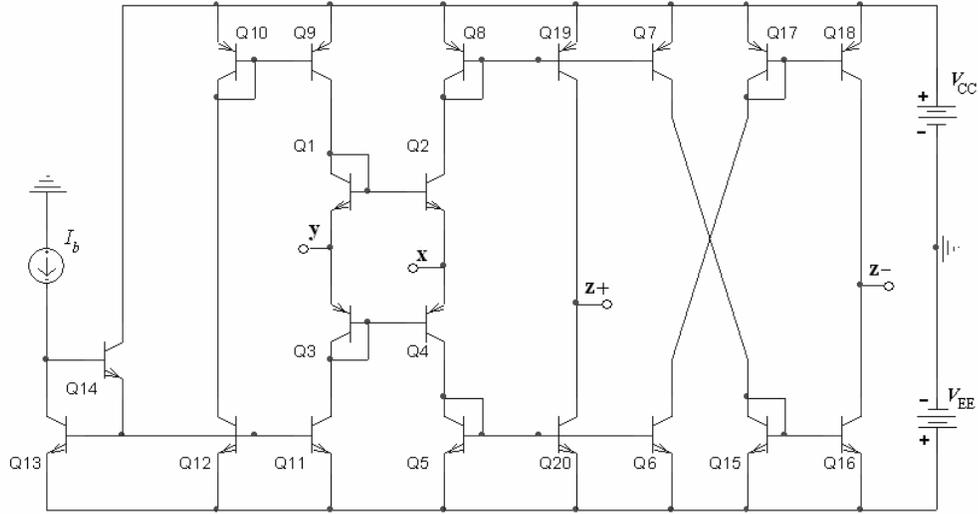


Şekil 2.13 DO-CCCII'nin blok diyagramı.

BJT teknolojisi kullanılarak DO-CCCII'nin şematik gösterimi Şekil 2.14'te verilmiştir (Minaei vd. 2002).  $x$  ucundan görülen parazitik direnç  $R_x$ ,  $i_x(t) \ll I_b$  için aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$R_x = \frac{kT/q}{2I_b} = \frac{V_T}{2I_b} \quad (2.1.13)$$

Burada,  $k$  Boltzmann sabiti,  $T$  mutlak sıcaklık,  $q$  elektron yükü ve  $V_T=kT/q$  termal voltaj olup  $27^\circ\text{C}$ 'de  $25.8\text{ mV}$  'tur. Böylece Denklem (2.1.13)'ten görülebileceği gibi  $R_x$  parazitik direnci DO-CCII'nin kutuplama akımı  $I_b$ 'ye bağlıdır.  $I_b$  değiştirilerek  $R_x$  direnci elektronik olarak kontrol edilebilir. Yapılan simülasyonlar kutuplama akımının  $0.1 \leq I_b \leq 500\ \mu\text{A}$  aralığında seçilebildiğini göstermektedir (Minaei 2001). Bu aralığa karşı düşen parazitik direnç değeri ise  $129\text{ k}\Omega \leq R_x \leq 25.8\ \Omega$  aralığında olmaktadır.



Şekil 2.14 BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen DO-CCII'nin şematik gösterimi.

### 2.1.6 Üçüncü Nesil Akım Taşıyıcı

Üçüncü nesil akım taşıyıcı (CCIII), Fabre vd. tarafından 1995 yılında sunulmuştur (Fabre, 1995). CMOS teknolojisi ile bir gerçekleştirilmesi 1995 yılında Piovaccari tarafından sunulmuştur (Piovaccari 1995).

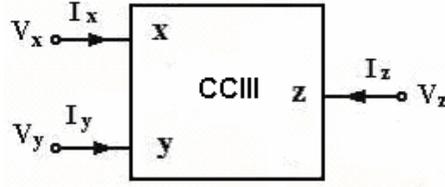
CCIII'ün blok diyagramı Şekil 2.15'te, CMOS teknolojisi ile bir gerçekleştirilmesi Şekil 2.16'da görülmekte ve ideal durumdaki uç denklemleri aşağıdaki gibi matrisel olarak tanımlanmaktadır.

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.1.14)$$

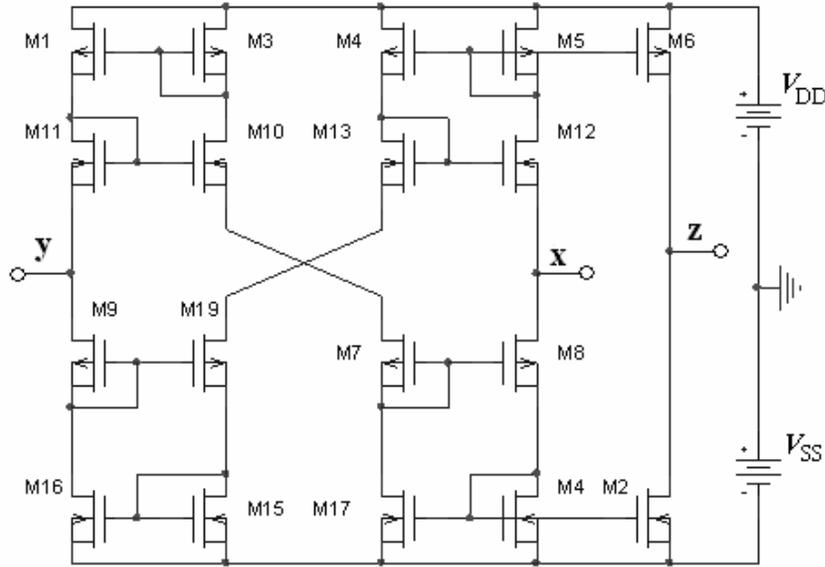
İdeal olmayan etkiler göz önüne alınırsa CCIII'ün uç denklemleri aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta & 0 & 0 \\ 0 & -\gamma & 0 \\ 0 & \pm\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.1.15)$$

Burada,  $\beta=1-\varepsilon_v$ ,  $\gamma=1-\varepsilon_\gamma$  ve  $\alpha=1-\varepsilon_i$ 'dir.  $\varepsilon_v$  ( $|\varepsilon_v| \ll 1$ ) gerilim,  $\varepsilon_\gamma$  ( $|\varepsilon_\gamma| \ll 1$ ) ve  $\varepsilon_i$  ( $|\varepsilon_i| \ll 1$ ), akım izleyici hatalarını göstermektedir.



Şekil 2.15 CCIII'ün blok diyagramı.



Şekil 2.16 CMOS teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CCIII şematik gösterimi.

## 2.2 Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi

Blok diyagramı Şekil 2.17a'da görülmekte olan CDBA elemanı beş uçlu aktif bir eleman olup,  $p$  ve  $n$  pozitif ve negatif giriş uçları,  $w$  gerilim çıkış ucu,  $z$  ise akım çıkış ucudur (Acar ve Özoğuz 1999). İdeal durumda CDBA'nın uç denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

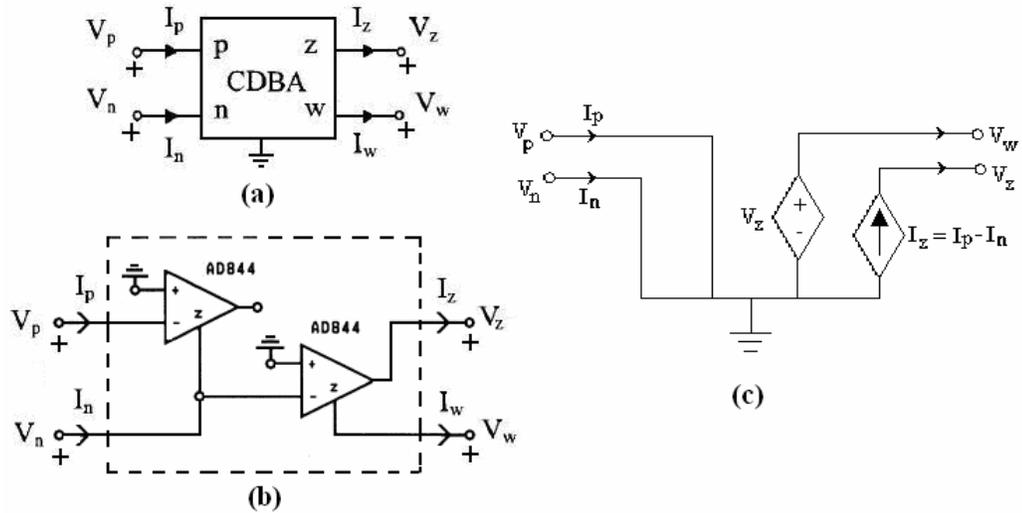
$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ I_w \end{bmatrix} \quad (2.2.1)$$

İdeal olmayan etkiler göz önüne alınırsa CDBA'nın uç denklemleri aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

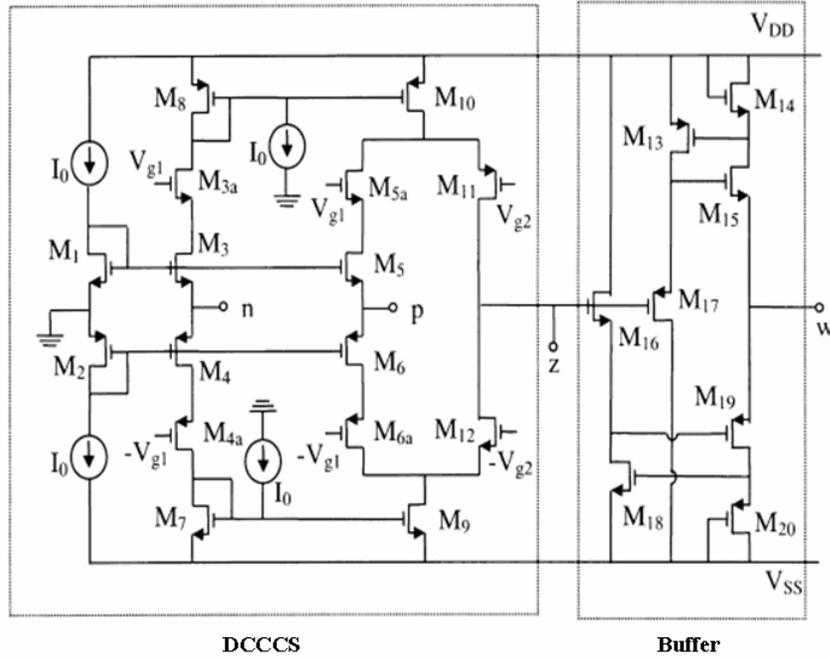
$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha_p - \alpha_n & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ I_w \end{bmatrix} \quad (2.2.2)$$

Burada,  $\alpha_p=1-\varepsilon_p$  ve  $\alpha_n=1-\varepsilon_n$  akım kazançlarını,  $\beta=1-\varepsilon_v$  ise gerilim kazancını göstermektedir.  $\varepsilon_p$  ( $|\varepsilon_p| \ll 1$ ) ve  $\varepsilon_n$  ( $|\varepsilon_n| \ll 1$ ) kazançlar akım izleyici hatalarını,  $\varepsilon_v$  ( $|\varepsilon_v| \ll 1$ ) gerilim izleyici hatalarını göstermektedir.

CDBA elemanı entegre olarak pratikte bulunmadığı için, iki adet AD844 entegresi (Analog Devices 1990) ile Şekil 2.17b'de görüldüğü gibi gerçekleştirilebilir. CDBA, aynı zamanda Şekil 2.17c'de görüldüğü gibi modellenilebilir. Ayrıca Şekil 2.18'de CMOS teknolojisi kullanılarak yapılan bir gerçekleştirilmesi görülmektedir (Özoğuz vd. 1999).



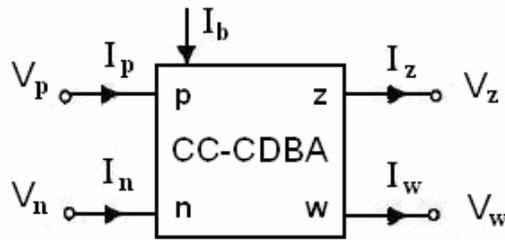
Şekil 2.17 (a) CDBA'nın blok diyagramı, (b) CDBA'nın AD844'ler ile gerçekleştirilmesi, (c) CDBA'nın küçük işaret eşdeğeri.



Şekil 2.18 CMOS teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CDBA şematik gösterimi.

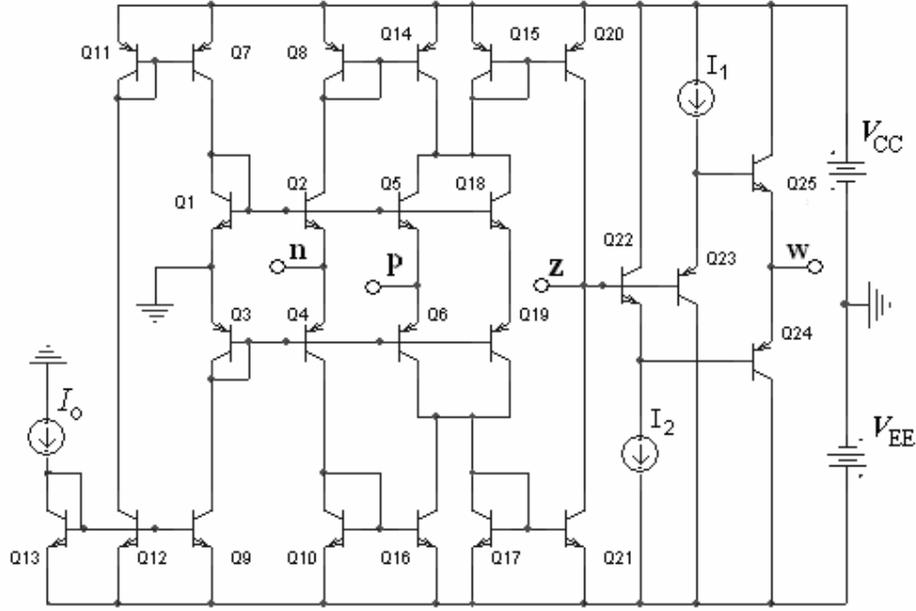
CDBA'nın elektronik olarak kontrol edilebilmesini sağlamak için Maheshwari ve Khan akım kontrollü CDBA (CC-CDBA) 2004 yılında sunmuşlardır (Maheshwari ve Khan 2004). CC-CDBA'nın blok diyagramı Şekil 2.19'de görülmekte ve uç denklemleri aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_n & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ I_w \end{bmatrix} \quad (2.2.3)$$



Şekil 2.19 CC-CDBA'nın blok diyagramı.

BJT teknolojisi kullanılarak CC-CDBA'nın şematik gösterilimi Şekil 2.20'da verilmiştir.



Şekil 2.20. BJT teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilen CC-CDBA'nın şematik gösterilimi.

CC-CDBA'nın girişlerinden görülen parazitik empedansları  $R_p$  ve  $R_n$ ,  $i_{p,n}(t) \ll I_o$  için aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$R_p = R_n = \frac{kT/q}{2I_o} = \frac{V_T}{2I_o} \quad (2.2.4)$$

Burada,  $k$  Boltzmann sabiti,  $T$  mutlak sıcaklık,  $q$  elektron yükü ve  $V_T = kT/q$  termal voltajdır. Böylece Denklem (2.2.4)'ten görülebileceği gibi  $R_p$  ve  $R_n$  parazitik dirençleri CC-CDBA'nın kutuplama akımının  $I_b$ 'a bağlıdır. Sonuç olarak, eğer  $Q$  ve  $\omega_o$ ,  $R_p$  ve  $R_n$  direncine bağlı bulunuyorsa bu sonuç,  $Q$  ve  $\omega_o$ 'nın elektronik olarak kontrol edilmesini sağlar.

İdeal olmaya etkiler göz önüne alınırsa, CC-CDBA'nın uç denklemleri aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_n & 0 & 0 \\ \alpha_p & -\alpha_p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ I_w \end{bmatrix} \quad (2.2.5)$$

Burada,  $\alpha_p = 1 - \varepsilon_p$  ve  $\alpha_n = 1 - \varepsilon_n$  akım kazançlarını,  $\beta = 1 - \varepsilon_v$  ise gerilim kazancını göstermektedir.  $\varepsilon_p$  ( $|\varepsilon_p| \ll 1$ ) ve  $\varepsilon_n$  ( $|\varepsilon_n| \ll 1$ ) kazançlar akım izleyici hatalarını,  $\varepsilon_v$  ( $|\varepsilon_v| \ll 1$ ) gerilim izleyici hatalarını göstermektedir.

### 3. ÖNERİLEN TEK-GİRİŞLİ TEK-ÇIKIŞLI FİLTRELER

Tek-girişli tek-çıkışlı (SISO) filtre yapıları, bir akım ve/veya gerilim girişine bir akım ve/veya gerilim çıkışına sahip olan filtrelerdir ve Şekil 3.1’de görülmektedir.



Şekil 3.1 Genel SISO filtrenin blok diyagramı.

Bu bölümde, yeni SISO filtre yapılarına yer verilmiştir. Tek bir DO-CCII kullanılarak AGF, BGF ve YGF fonksiyonlarını gerçekleştiren dört yeni filtre devresi sunulmuştur. Ayrıca tek bir CC-CDBA ile BGF fonksiyonlarını gerçekleştiren altı yeni filtre devresi sunulmuştur.

#### 3.1 DO-CCII Kullanılarak Akım Modlu İkinci Dereceden Filtre Yapıları

Bu alt bölümde, DO-CCII aktif elemanı kullanılarak dört yeni filtre yapısı sunulmuştur. Önerilen filtreler kanonik yapıdadır (iki direnç ve iki kapasitör içermektedir). Devrelerin çıkışında, devrelerdeki pasif elemanların tipine göre AGF, BGF veya YGF karakteristikleri elde edilir.

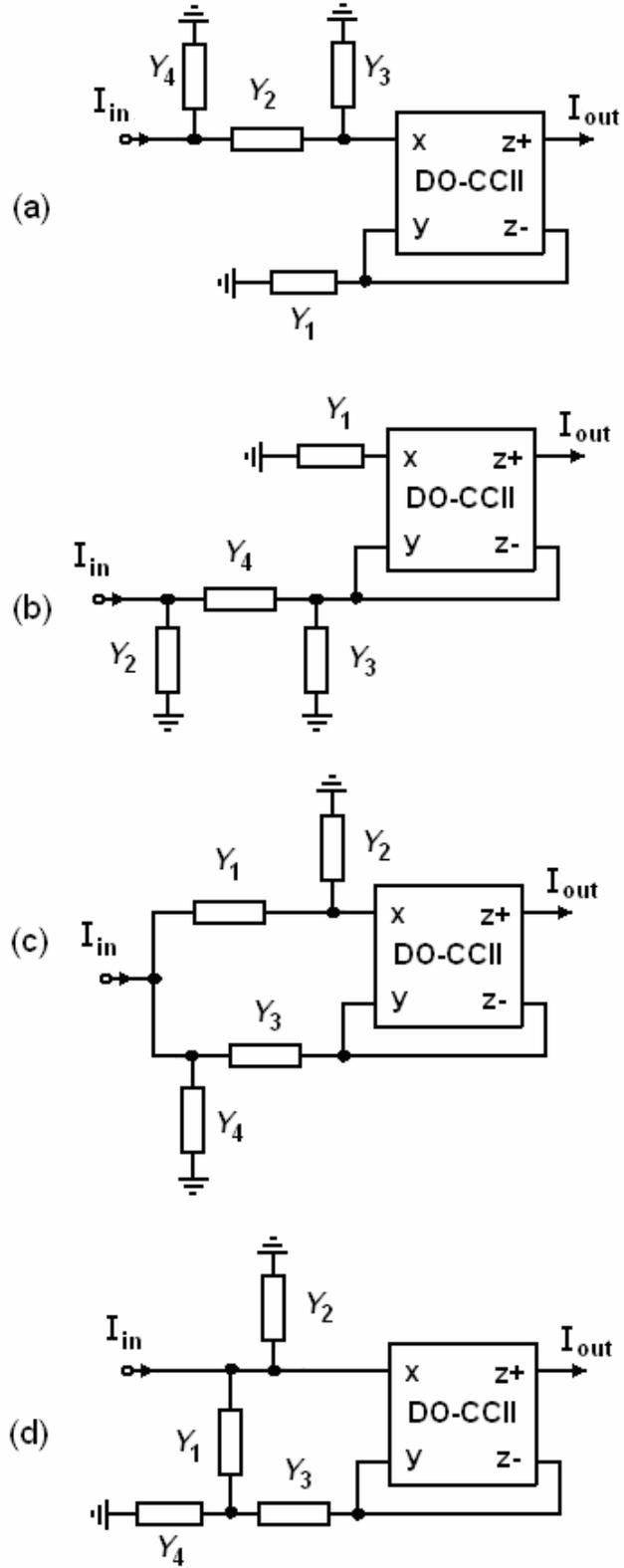
Önerilen yüksek çıkış empedanslı filtre devreleri Şekil 3.2’de görülmektedir. Burada üç temel filtre fonksiyonu (AGF, BGF ve YGF), devrede bulunan pasif elemanların seçimine göre gerçekleştirilmektedir. DO-CCII’nin uç denklemleri kullanılarak devrelerin transfer fonksiyonları kolaylıkla bulunabilir. Yapılan analiz sonucunda elde edilen transfer fonksiyonları ve pasif eleman seçimini gösteren sonuçlar Çizelge 3.1’de özetlenmiştir.

Elde edilen tüm transfer fonksiyonlarının payda polinomu denklem (3.1.1)’de verilmiştir.

$$D(s) = s^2 C_1 C_2 + s(G_1 C_1 + G_2 C_2 + G_1 C_2) + G_1 G_2 \quad (3.1.1)$$

Denklem (3.1.1)’in kullanılması ile devrelerin doğal frekansı ve kalite faktörü aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_2 + R_2 C_1 + R_2 C_2} \quad (3.1.2)$$



Şekil 3.2 Önerilen yüksek çıkış-empedanslı akım modlu filtre devreleri.

Çizelge 3.1 Şekil 3.2a-d’de önerilen filtrelerin transfer fonksiyonları.

Şekil	Genel Transfer Fonksiyonu	$Y_1$	$Y_2$	$Y_3$	$Y_4$	Filtre Türü
3.2a	$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{-Y_1 Y_2}{Y_2(Y_1 + Y_3 + Y_4) + Y_4(Y_1 + Y_3)}$	$G_2$	$G_1$	$sC_1$	$sC_2$	AGF: $-G_1 G_2 / D(s)$
		$sC_1$	$G_1$	$G_2$	$sC_2$	BGF: $-sG_1 C_1 / D(s)$
		$sC_1$	$sC_2$	$G_2$	$G_1$	YGF: $-s^2 C_1 C_2 / D(s)$
3.2b	$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{Y_1 Y_4}{Y_2(Y_1 + Y_3 + Y_4) + Y_4(Y_1 + Y_3)}$	$G_2$	$sC_2$	$sC_1$	$G_1$	AGF: $G_1 G_2 / D(s)$
		$sC_1$	$sC_2$	$G_2$	$G_1$	BGF: $sG_1 C_1 / D(s)$
		$sC_1$	$G_1$	$G_2$	$sC_2$	YGF: $s^2 C_1 C_2 / D(s)$
3.2c	$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{Y_2 Y_3}{Y_2(Y_1 + Y_3 + Y_4) + Y_4(Y_1 + Y_3)}$	$sC_1$	$G_1$	$G_2$	$sC_2$	AGF: $G_1 G_2 / D(s)$
		$sC_1$	$sC_2$	$G_2$	$G_1$	BGF: $sG_2 C_2 / D(s)$
		$G_2$	$sC_2$	$sC_1$	$G_1$	YGF: $s^2 C_1 C_2 / D(s)$
3.2d	$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{-Y_3 Y_4}{Y_2(Y_1 + Y_3 + Y_4) + Y_4(Y_1 + Y_3)}$	$sC_1$	$sC_2$	$G_2$	$G_1$	AGF: $-G_1 G_2 / D(s)$
		$G_2$	$sC_2$	$sC_1$	$G_1$	BGF: $-sG_1 C_1 / D(s)$
		$G_2$	$G_1$	$sC_1$	$sC_2$	YGF: $-s^2 C_1 C_2 / D(s)$

Devrenin doğal frekansının ve kalite faktörünün pasif elemanlara göre duyarlılıkları hesaplanırsa

$$S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.1.3)$$

$$S_{R_1}^Q = \frac{1}{2} - \frac{R_1 C_2}{R_1 C_2 + R_2 C_2 + R_2 C_1} \quad (3.1.4)$$

$$S_{R_2}^Q = \frac{1}{2} - \frac{R_2 (C_1 + C_2)}{R_1 C_2 + R_2 C_2 + R_2 C_1} \quad (3.1.5)$$

$$S_{C_1}^Q = \frac{1}{2} - \frac{R_2 C_1}{R_1 C_2 + R_2 C_2 + R_2 C_1} \quad (3.1.6)$$

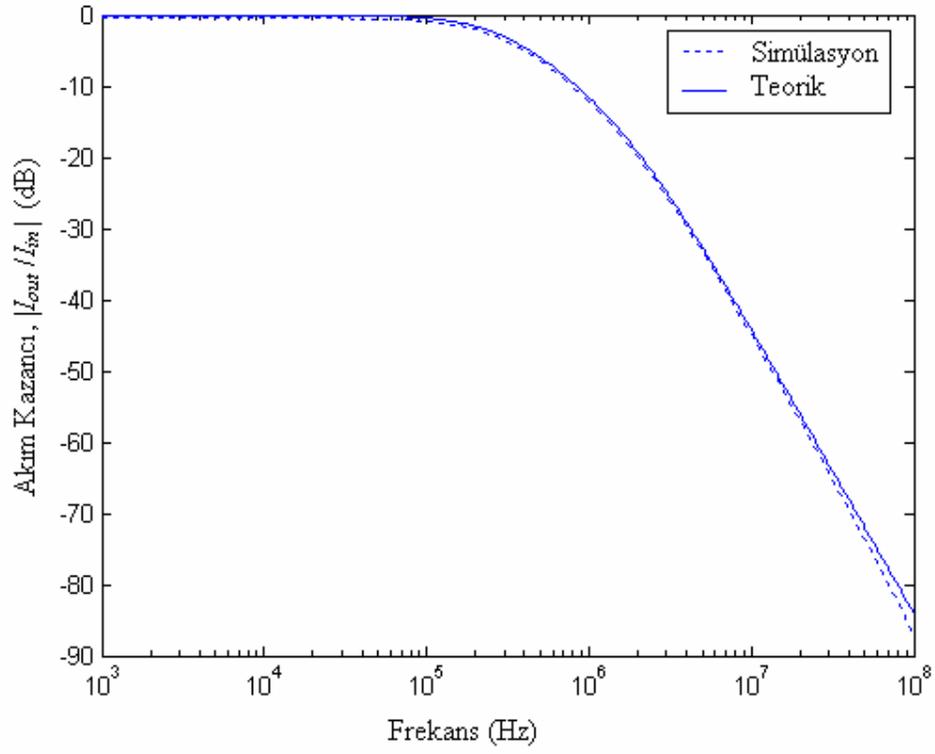
$$S_{C_2}^o = \frac{1}{2} - \frac{(R_1 + R_2)C_2}{R_1C_2 + R_2C_2 + R_2C_1} \quad (3.1.7)$$

elde edilir.

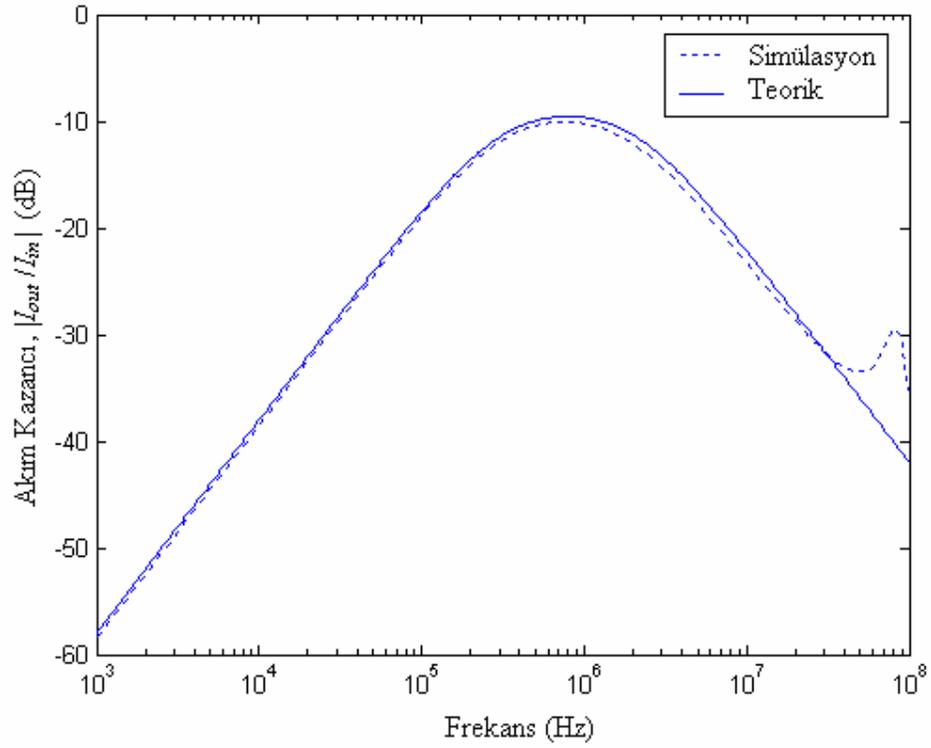
Yukarıdaki duyarlık hesaplamalarından görüleceği gibi, tüm duyarlıklar 0.5'e eşit veya küçük çıkmaktadır. Bu sonuç önerilen devrenin pasif elemanlara göre duyarlıklarının da iyi olduğunu göstermektedir.

Önerilen ikinci dereceden yapıların çıkış empedansları yüksek olmasına rağmen giriş empedansları tasarım parametrelerine bağlıdır. Bu sebepten filtre yapılarının kaskat bağlamak için devrelerin girişlerinde tampon devresi kullanılması daha uygun olur.

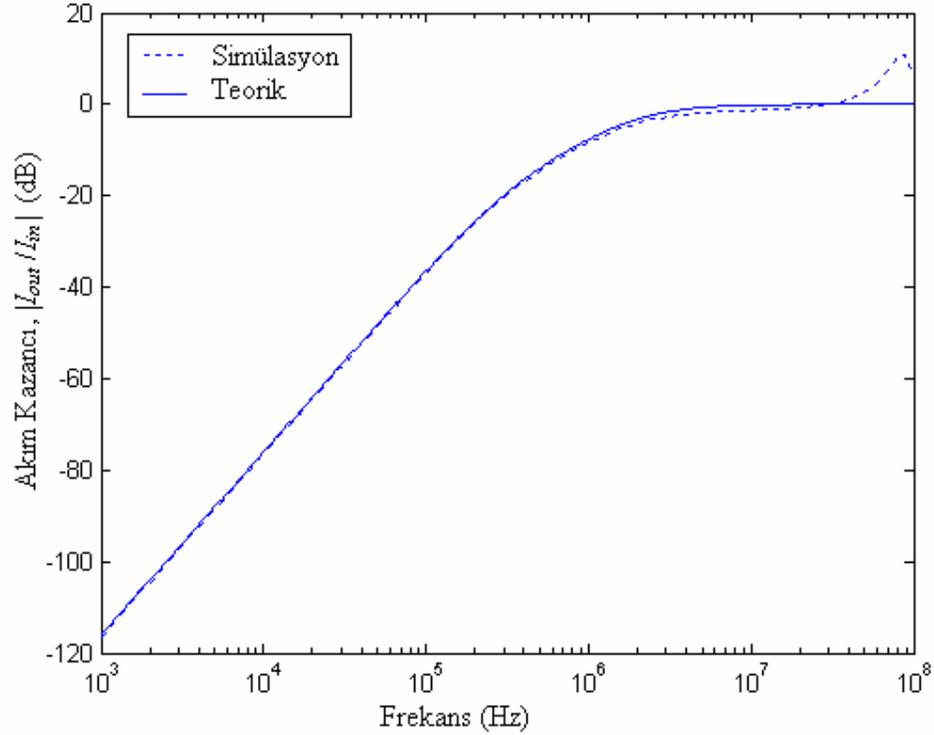
Teorik sonuçların doğruluğunu göstermek amacıyla, önerilen devrelerden biri (Şekil 3.2b) PSPICE devre simülasyon programı kullanılarak test edilmiştir. Bu simülasyonlarda, doğal frekansı  $f_o = 795.8$  kHz ve kalite faktörü  $Q = 0.33$  olan filtre fonksiyonu gerçekleştirilmiştir. Bu değerleri elde etmek için, pasif elemanlar  $C_1 = C_2 = 200$  pF ve  $R_1 = R_2 = 1$  k $\Omega$  olarak seçilmiştir. DO-CCII'nin BJT gerçekleştirilmesi (Minaei vd. 2002) kullanılmış ve transistor parametreleri olarak AT&T ALA400'ün PR100N (PNP) ve NR100N (NPN) modelleri kullanılmıştır (Frey 1993). DO-CCII'nin kutuplama akımları  $I_1 = I_2 = 250$   $\mu$ A, besleme gerilimleri  $V_{CC} = 2.5$  V ve  $V_{EE} = -2.5$  V olarak seçilmiştir. Yukarıdaki parametrelere göre yapılan PSPICE simülasyonlarından elde edilen sonuçlar ile teorik sonuçlar ( $|I_{out}/I_{in}|$ ) Şekil 3.3, Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'te görülmektedir. Şekillerden de görüleceği gibi, geniş bir frekans bandı boyunca simülasyon sonuçları hemen hemen teorik sonuçlar gibi çıkmaktadır.



Şekil 3.3 AGF için genlik-frekans karakteristiği.



Şekil 3.4 BGF için genlik-frekans karakteristiği.



Şekil 3.5 YGF için genlik-frekans karakteristiği.

Sonuç olarak, DO-CCII aktif elemanı ve dört pasif eleman kullanılarak ikinci dereceden filtre yapıları önerilmiştir. Önerilen devrenin avantajları şunlardır: (i) sadece bir aktif elemanın kullanılması; (ii) devrelerin kanonik sayıda direnç ve kapasitör içermesi; (iii) tüm filtre devrelerinin aynı payda polinomuna sahip olmaları; (iv) duyarlılıkların 0.5 ile sınırlı olması; (v) bir ucu topraklanmış kapasitörlerin kullanılması (YGF devresi hariç); (vi) yüksek çıkış empedansına sahip olması, bu sebeple ardışık bağlamaya uygun olmasıdır.

Önerilen yapıların yukarıda sayılan avantajları yanında, çıkış empedansları yüksek olmasına rağmen giriş empedansları tasarım parametrelerine bağlı olması, yüksek- $Q$ 'lü filtre fonksiyonlarının elde edilememesi ve BSF ve TGF fonksiyonlarının elde edilememesi gibi dezavantajları vardır.

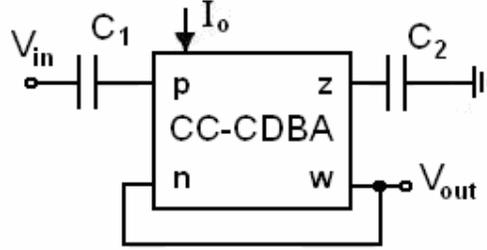
### 3.2 CC-CDBA Kullanılarak Akım/Gerilim Modlu Filtre Yapıları

Bu bölümde, yalnızca bir CDBA ve minimum sayıda pasif eleman kullanılarak elektronik olarak kontrol edilebilen yeni BGF devreleri sunulmuştur.

İkinci dereceden aktif filtre devreleri daha yüksek mertebeden filtrelerin elde edilmesi için kullanılmaktadır. Bu yüzden bu devre yapılarında eleman sayıları önemlidir. Çünkü filtrenin derecesi arttıkça kullanılan elektronik eleman sayısı da artar. Sonuç olarak ikinci dereceden

filtre devrelerinde en-az sayıda aktif ve pasif elemanın kullanılması tercih edilir. Bu nedenle bu alt bölümde toplam altı adet minimum pasif elemanlı BGF devreleri önerilmiştir.

Gerilim modunda çalışan birinci BGF devresi Şekil 3.7’de görülmektedir.



Şekil 3.7 Önerilen gerilim-modlu BGF devresi.

Devrenin gerilim transfer fonksiyonu denklem (3.2.1)’de verilmiştir.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_n C_1 s}{R_p R_n C_1 C_2 s^2 + (R_p C_1 + R_n C_2) s + 1} \quad (3.2.1a)$$

Denklem (3.2.1a)’da,  $R_p=R_n=R_o$  alınır ve düzenlenirse,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \frac{\frac{C_1 + C_2}{R_o C_1 C_2} s}{s^2 + \frac{C_1 + C_2}{R_o C_1 C_2} s + \frac{1}{R_o^2 C_1 C_2}} \quad (3.2.1b)$$

Denklem (3.2.1a) ve (3.2.1b)’den, devrenin tepe kazancı  $M$ , doğal frekansı  $\omega_o$ , ve kalite faktörü  $Q$ , aşağıdaki gibi bulunur.

$$M = \frac{R_n C_1}{R_p C_1 + R_n C_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (3.2.2)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_p R_n C_1 C_2}} = \frac{1}{R_o \sqrt{C_1 C_2}} \quad (3.2.3)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_p R_n C_1 C_2}}{R_p C_1 + R_n C_2} = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_1 + C_2} \quad (3.2.4)$$

Not: Denklem (3.2.2-4)’te elde edilen  $M$ ,  $\omega_o$  ve  $Q$  değerleri,  $R_p=R_n=R_o$  alınarak basitleştirilmiş biçimde de verilmiştir. Bundan sonraki denklemler de benzer yapıda verilecektir.

Yukarıdaki denklemlerden, devrenin tepe kazancının, doğal frekansın ve kalite faktörünün pasif elemanlara göre duyarlılıkları hesaplanırsa

$$S_{R_p}^M = -S_{R_n}^M = \frac{-R_p C_1}{R_p C_1 + R_n C_2} = \frac{-C_1}{C_1 + C_2} \quad (3.2.5)$$

$$S_{C_1}^M = -S_{C_2}^M = \frac{R_n C_2}{R_p C_1 + R_n C_2} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.2.6)$$

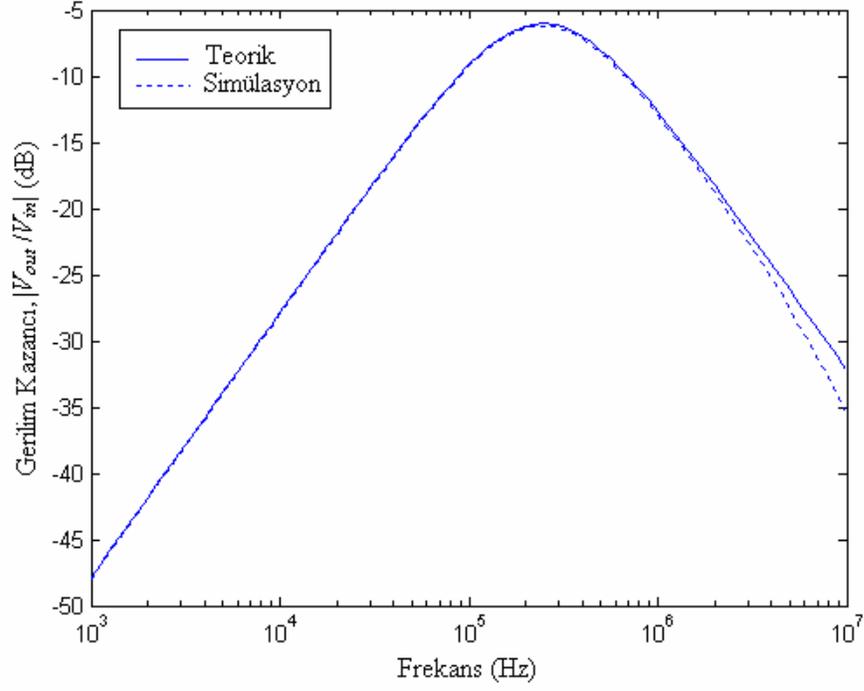
$$S_{R_p}^{\omega_b} = S_{R_n}^{\omega_b} = S_{C_1}^{\omega_b} = S_{C_2}^{\omega_b} = -\frac{1}{2} \quad (3.2.7)$$

$$S_{R_p}^Q = S_{C_1}^Q = \frac{1}{2} - \frac{R_p C_1}{R_p C_1 + R_n C_2} = \frac{1}{2} - \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (3.2.8)$$

$$S_{R_n}^Q = S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} - \frac{R_n C_2}{R_p C_1 + R_n C_2} = \frac{1}{2} - \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.2.9)$$

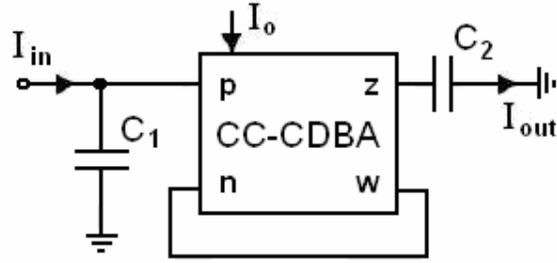
Yukarıdaki duyarlık hesaplamalarından görüleceği gibi, tüm pasif eleman duyarlılıkları mutlak olarak 0.5'e eşit veya küçük çıkmaktadır. Bu sonuç önerilen devrenin pasif elemanlara göre duyarlıklarının iyi olduğunu göstermektedir.

Teorik sonuçların doğruluğunu göstermek amacıyla, Şekil 3.7'deki devre PSPICE devre simülasyon programı kullanılarak test edilmiştir. Bu simülasyonlarda, doğal frekansı  $f_o = 229$  kHz ve kalite faktörü  $Q = 0.5$  olan filtre fonksiyonu gerçekleştirilmiştir. Bu değerleri elde etmek için, pasif elemanlar  $C_1 = C_2 = 500$  pF ve CC-CDBA'nın kutuplama akımı  $10 \mu A$  olarak alınmıştır. Bu değerler için elde edilen parazitik giriş dirençleri de sırasıyla  $1.29$  k $\Omega$  olarak  $27$  °C'de  $V_T = 25.8$  mV için bulunabilir. Simülasyonlarda CC-CDBA'nın, Şekil 2.8'de görülmekte olan BJT gerçekleştirilmesi kullanılmıştır ve transistor olarak AT&T ALA400'ün PR100N (PNP) ve NR100N (NPN) modelleri kullanılmıştır (Frey 1993). CC-CDBA'nın besleme gerilimleri  $V_{CC} = 2.5$  V ve  $V_{EE} = -2.5$  V olarak seçilmiştir. Yukarıdaki parametrelere göre yapılan PSPICE simülasyonlarından elde edilen sonuçlar ile teorik sonuçlar Şekil 3.8'de görülmektedir. Şekillerden de görüleceği gibi, geniş bir frekans bandı boyunca simülasyon sonuçları hemen hemen teorik sonuçlar gibi çıkmaktadır.



Şekil 3.8 Önerilen devrenin (Şekil 3.7) genlik-frekans karakteristiği.

Önerilen akım modunda çalışan birinci BGF devresi Şekil 3.9’da görülmektedir.



Şekil 3.9 Önerilen akım-modlu BGF devresi.

Devrenin analizi yapılırsa, akım transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunur.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{R_n C_2 s}{R_p R_n C_1 C_2 s^2 + (R_p C_1 + R_n C_2) s + 1} \quad (3.2.10a)$$

Denklem (3.2.10a)’da,  $R_p=R_n=R_o$  alınır ve düzenlenirse,

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \frac{\frac{C_1 + C_2}{R_o C_1 C_2} s}{s^2 + \frac{C_1 + C_2}{R_o C_1 C_2} s + \frac{1}{R_o^2 C_1 C_2}} \quad (3.2.10b)$$

Önerilen devrenin, tepe kazancı  $M$ , Denklem (3.2.2)'de bulunan kazançla aynıdır. Sadece  $C_1$  ve  $C_2$  yer değiştirecektir. Denklem (3.2.10), Denklem (3.2.1) ile aynı payda polinomuna sahip olduğu için  $\omega_o$  ve  $Q$  değerleri sırasıyla Denklem (3.2.3) ve (3.2.4)'deki gibi olur.

Şekil 3.9'deki devrenin tüm duyarlılıkları, Denklem (3.2.6) dışında Şekil 3.7'de görülen devre ile aynıdır. Denklem (3.2.6)'da elde edilen duyarlık değeri aşağıda verilmiştir.

$$S_{C_1}^M = -S_{C_2}^M = \frac{-R_p C_1}{R_p C_1 + R_n C_2} = \frac{-C_1}{C_1 + C_2} \quad (3.2.11)$$

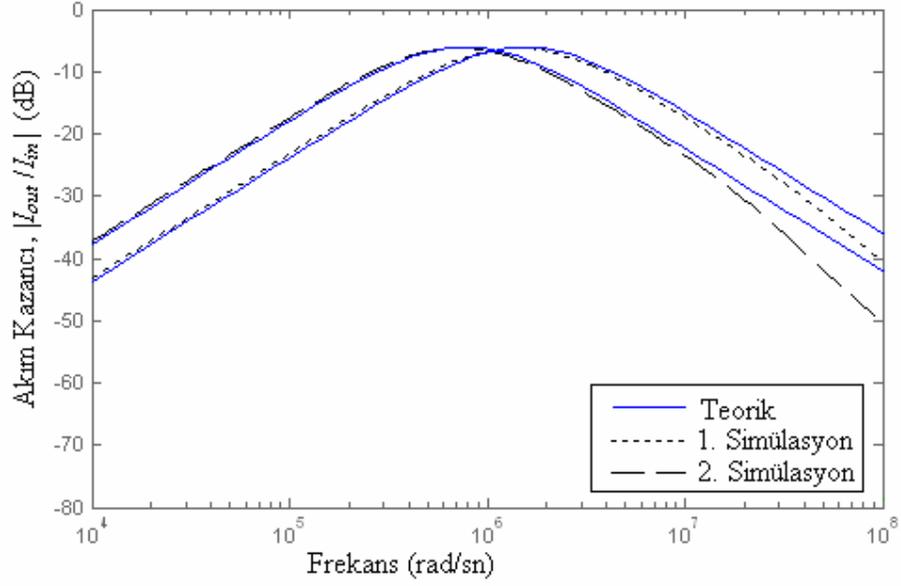
Yukarıdaki duyarlık hesaplamalarından görüleceği gibi, tüm pasif eleman duyarlılıkları mutlak olarak 0.5'e eşit veya küçük çıkmaktadır. Bu sonuç önerilen devrenin pasif elemanlara göre duyarlılıklarının iyi olduğunu göstermektedir.

Teorik sonuçların doğruluğunu göstermek amacıyla PSPICE devre simülasyon programı kullanılmıştır. Bu amaçla, Şekil 3.9'deki ikinci dereceden filtre devresi PSPICE simülasyon programı kullanılarak simülasyonları yapılmıştır. Simülasyonlarda CC-CDBA'nın, Şekil 2.16'da görülmekte olan BJT gerçekleştirilmesi kullanılmıştır ve transistor olarak AT&T ALA400'ün PR100N (PNP) ve NR100N (NPN) modelleri kullanılmıştır (Frey 1993).

Tüm simülasyonlarda, CC-CDBA'nın besleme gerilimleri  $V_{CC}=2.5$  V ve  $V_{EE}=-2.5$  V olarak seçilmiştir. Pasif elemanlar  $C_1=C_2=0.5$  nF olarak alınmıştır.

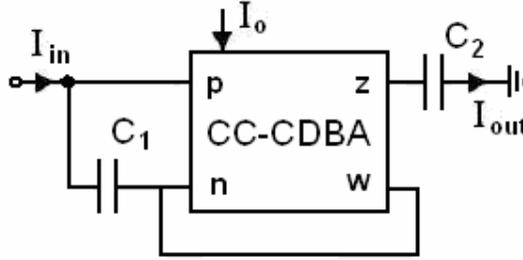
CC-CDBA'nın kutuplama akımları, ilk Simülasyon için  $5 \mu A$  ve ikinci simülasyon için  $10 \mu A$  olarak alınmıştır. Bu değerler için elde edilen parazitik giriş dirençleri de sırasıyla  $2.58$  k $\Omega$  ve  $1.29$  k $\Omega$  olarak  $27^\circ C$ 'de  $V_T=25.8$  mV için bulunabilir.

Yukarıdaki parametrelere göre yapılan PSPICE simülasyonlarından elde edilen sonuçlar ile teorik sonuçlar Şekil 3.10'te verilmiştir. İlk simülasyonda, merkez frekansı  $114.9$  kHz (teorik  $123.4$  kHz), tepe kazancı  $-6.07$  dB (teorik  $-6.02$  dB) ve kalite faktörü  $0.502$  (teorik  $0.500$ ) olarak elde edilmiştir. İkinci simülasyonda, merkez frekansı  $229$  kHz (teorik  $246.7$  kHz), tepe kazancı  $-6.21$  dB (teorik  $-5.98$  dB) ve kalite faktörü  $0.49$  (teorik  $0.50$ ) olarak elde edilmiştir. Şekil 3.13'ten de görüleceği gibi, geniş bir frekans bandı boyunca simülasyon sonuçları ile teorik sonuçlar çok yakın çıkmaktadır. Ayrıca Şekil 3.9'de önerilen filtre yapısında, devredeki pasif elemanlar kullanılmadan elektronik olarak kalite faktörü ile doğal frekansını ayarlanabileceği görülmektedir.



Şekil 3.10 Önerilen devrenin (Şekil 3.9) genlik-frekans karakteristiği.

Önerilen akım modunda çalışan ikinci BGF devresi Şekil 3.11’de görülmektedir.



Şekil 3.11 Önerilen akım-modlu BGF devresi.

Önerilen devre yüksek- $Q$  özelliği göstermekte ve bir CC-CDBA ve iki kapasitör içermektedir.

Devrede analizler yapılırsa, akım transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunur.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{R_n C_2 s}{R_p R_n C_1 C_2 s^2 + ((R_p - R_n) C_1 + R_n C_2) s + 1} \quad (3.2.12a)$$

Denklem (3.2.12a)’da,  $R_p = R_n = R_o$  alınır ve düzenlenirse,

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{\frac{1}{R_o C_1} s}{s^2 + \frac{1}{R_o C_1} s + \frac{1}{R_o^2 C_1 C_2}} \quad (3.2.12b)$$

$M$ ,  $\omega_o$  ve  $Q$  parametreleri aşağıdaki gibi bulunur.

$$M = \frac{R_n C_2}{(R_p - R_n)C_1 + R_n C_2} = 1 \quad (3.2.13a)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_n C_1 C_2}} = \frac{1}{R_o \sqrt{C_1 C_2}} \quad (3.2.13b)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_p R_n C_1 C_2}}{(R_p - R_n)C_1 + R_n C_2} = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (3.2.13c)$$

(3.2.13)'deki denklemlerin kullanılması ile pasif elemanlara göre olan duyarlıklar;

$$S_{R_p}^M = -S_{R_n}^M = \frac{-R_p C_1}{(R_p - R_n)C_1 + R_n C_2} = -\frac{C_1}{C_2} \quad (3.2.14a)$$

$$S_{C_1}^M = -S_{C_2}^M = \frac{-(R_p - R_n)C_1}{(R_p - R_n)C_1 + R_n C_2} = 0 \quad (3.2.14b)$$

$$S_{R_p}^{\omega_o} = S_{R_n}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -0.5 \quad (3.2.14c)$$

$$S_{R_p}^Q = \frac{-R_p C_1}{(R_p - R_n)C_1 + R_n C_2} = -\frac{C_1}{C_2}, \quad S_{R_n}^Q = \frac{1}{2} \frac{R_p C_1 + R_n (C_1 - C_2)}{(R_p - R_n)C_1 + R_n C_2} = -1 + 2 \frac{C_1}{C_2} \quad (3.2.14d)$$

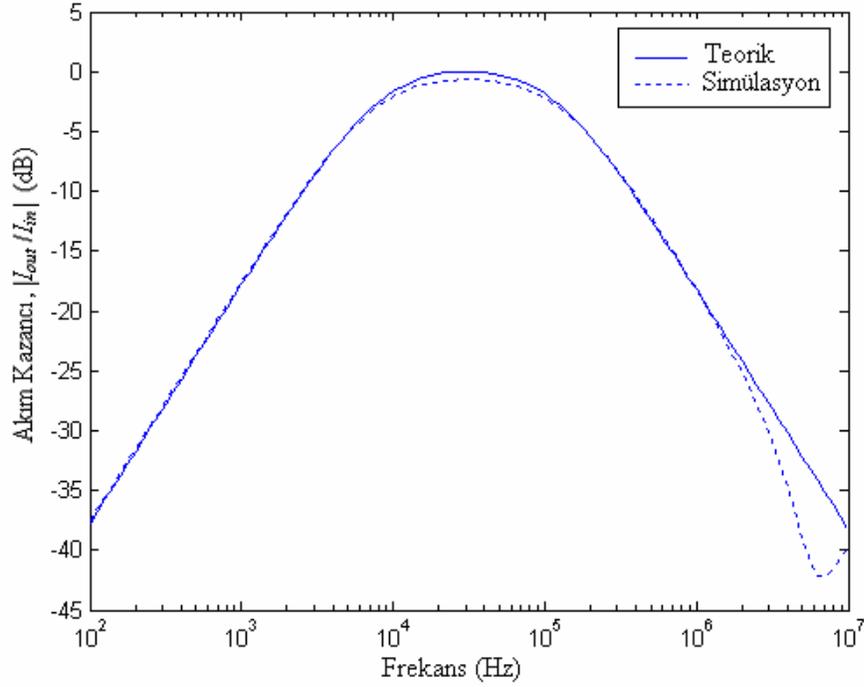
$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2} \frac{(R_p - R_n)C_1 - R_n C_2}{(R_p - R_n)C_1 + R_n C_2} = \frac{1}{2} \quad (3.2.14e)$$

şeklinde bulunur.

$M$  ve  $Q$ 'nın  $R_p$  ve  $R_n$  parazitik giriş dirençlerine göre duyarlıkları yüksek- $Q$  değerleri için artmaktadır. Sonuç olarak,  $R_p$  ve  $R_n$ 'nin gerçekte tam olarak eşit olmamasından dolayı teorik ve simülasyon sonuçları arasındaki büyük farklar oluşması beklenmektedir (bkz. Denklem 3.2.14a, 3.2.14d).

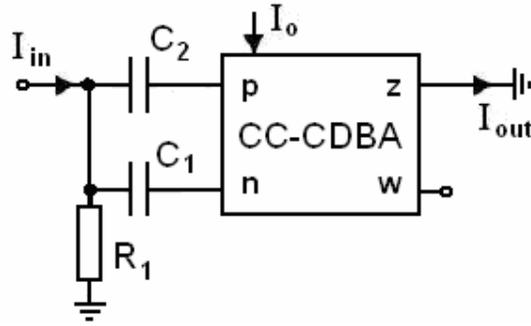
Teorik sonuçların doğruluğunu göstermek amacıyla, Şekil 3.11'deki devre PSPICE devre simülasyon programı kullanılarak test edilmiştir. Bu simülasyonlarda, doğal frekansı  $f_o = 30.84$  kHz ve kalite faktörü  $Q = 0.235$  olan filtre fonksiyonu gerçekleştirilmiştir. Bu değerleri elde etmek için, pasif elemanlar  $C_1 = 1$  nF ve  $C_2 = 16$  nF ve CC-CDBA'nın kutuplama akımı  $10 \mu A$  olarak alınmıştır. Bu değerler için elde edilen parazitik giriş dirençleri de sırasıyla  $1.29$  k $\Omega$

olarak 27 °C'de  $V_T=25.8$  mV için bulunabilir. Simülasyonlarda CC-CDBA'nın, Şekil 2.8'de görülmekte olan BJT gerçekleştirilmesi kullanılmıştır ve transistor olarak AT&T ALA400'ün PR100N (PNP) ve NR100N (NPN) modelleri kullanılmıştır (Frey 1993). CC-CDBA'nın besleme gerilimleri  $V_{CC}=2.5$  V ve  $V_{EE}=-2.5$  V olarak seçilmiştir. Yukarıdaki parametrelere göre yapılan PSPICE simülasyonlarından elde edilen sonuçlar ile teorik sonuçlar Şekil 3.12'de görülmektedir. Şekillerden de görüleceği gibi, geniş bir frekans bandı boyunca simülasyon sonuçları hemen hemen teorik sonuçlar gibi çıkmaktadır.



Şekil 3.12 Önerilen devrenin (Şekil 3.11) genlik-frekans karakteristiği.

Önerilen akım modlu çalışan üçüncü BGF devresi Şekil 3.13'da görülmektedir.



Şekil 3.13 Önerilen akım-modlu BGF devresi.

Devre, bir CC-CDBA ve iki kapasitör içermektedir. Devrenin akım transfer fonksiyonu (3.2.15)'te verilmiştir.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{R_1(R_n - R_p)s^2 + R_1(C_2 - C_1)s}{(R_1R_p + R_1R_n + R_pR_n)C_1C_2s^2 + (R_1C_1 + R_1C_2 + R_nC_1 + R_pC_2)s + 1} \quad (3.2.15a)$$

Denklem (3.2.15a)'da,  $R_p=R_n=R_o$  alınır ve düzenlenirse,

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{R_1(C_2 - C_1)s}{(2R_1 + R_o)R_oC_1C_2s^2 + (R_1 + R_o)(C_2 + C_1)s + 1} \quad (3.2.15b)$$

$M$ ,  $\omega_o$  ve  $Q$  parametreleri aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$M = \frac{R_1(C_2 - C_1)}{R_1(C_2 + C_1) + R_nC_1 + R_pC_2} = \frac{R_1(C_2 - C_1)}{(R_1 + R_o)(C_2 + C_1)} \quad (3.2.16a)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{(R_1R_p + R_1R_n + R_pR_n)C_1C_2}} = \frac{1}{\sqrt{(2R_1 + R_o)R_oC_1C_2}} \quad (3.2.16b)$$

$$Q = \frac{\sqrt{(R_1R_p + R_1R_n + R_pR_n)C_1C_2}}{(R_1C_1 + R_1C_2 + R_nC_1 + R_pC_2)} = \frac{\sqrt{(2R_1 + R_o)R_oC_1C_2}}{(R_1 + R_o)(C_1 + C_2)} \quad (3.2.16c)$$

(3.2.16)'daki denklemlerin kullanılması ile pasif elemanlara göre olan duyarlıklar

$$S_{R_p}^M = \frac{-R_nC_2}{R_1(C_1 + C_2) + R_nC_1 + R_pC_2} = -\frac{1}{2} \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.2.17a)$$

$$S_{R_n}^M = \frac{-R_nC_1}{R_1(C_1 + C_2) + R_nC_1 + R_pC_2} = -\frac{1}{2} \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (3.2.17b)$$

$$S_{R_1}^M = \frac{R_nC_1 + R_pC_2}{R_1(C_1 + C_2) + R_nC_1 + R_pC_2} = \frac{1}{2} \quad (3.2.17c)$$

$$S_{C_1}^M = -S_{C_2}^M = \frac{-(2R_1 + R_p + R_n)C_1C_2}{(R_1(C_1 + C_2) + R_nC_1 + R_pC_2)(C_2 - C_1)} = \frac{-2C_1C_2}{(C_2 + C_1)(C_2 - C_1)} \quad (3.2.17d)$$

$$S_{R_p}^{\omega_o} = S_{R_n}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \frac{(R_1 + R_n)R_p}{R_1R_p + R_1R_n + R_pR_n} = -\frac{1}{2} \frac{R_1 + R_o}{2R_1 + R_o} \quad (3.2.17e)$$

$$S_{R_1}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \frac{(R_p + R_n)R_1}{R_1R_p + R_1R_n + R_pR_n} = \frac{-R_1}{2R_1 + R_o} \quad (3.2.17f)$$

$$S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (3.2.17g)$$

$$\begin{aligned} S_{R_p}^Q &= -\frac{R_p}{2} \left\{ \frac{(R_1 + R_n)^2 C_1 + (R_1^2 + 3R_1R_p + 3R_1R_n + 3R_pR_n)C_2}{(R_1R_p + R_1R_n + R_pR_n)[(R_1 + R_n)C_1 + (R_1 + R_p)C_2]} \right\} \\ &= -\frac{1}{2} \frac{(R_1 + R_o)^2 C_1 + (R_1^2 + 6R_1R_o + 3R_o^2)C_2}{(2R_1 + R_o)(R_1 + R_o)(C_1 + C_2)} \end{aligned} \quad (3.2.17h)$$

$$\begin{aligned} S_{R_n}^Q &= -\frac{R_n}{2} \left\{ \frac{(R_1^2 + 3R_1R_p + 3R_1R_n + 3R_pR_n)C_1 + (R_1 + R_p)^2 C_2}{(R_1R_p + R_1R_n + R_pR_n)[(R_1 + R_n)C_1 + (R_1 + R_p)C_2]} \right\} \\ &= -\frac{1}{2} \frac{(R_1^2 + 6R_1R_o + 3R_o^2)C_1 + (R_1 + R_o)^2 C_2}{(2R_1 + R_o)(R_1 + R_o)(C_1 + C_2)} \end{aligned} \quad (3.2.17i)$$

$$\begin{aligned} S_{R_1}^Q &= -\frac{R_1}{2} \left\{ \frac{(R_n^2 + 3R_1R_p + 3R_1R_n + 3R_pR_n)C_1 + (R_p^2 + 3R_1R_p + 3R_1R_n + 3R_pR_n)C_2}{(R_1R_p + R_1R_n + R_pR_n)[(R_1 + R_n)C_1 + (R_1 + R_p)C_2]} \right\} \\ &= \frac{-R_1(3R_1 + 2R_o)}{(2R_1 + R_o)(R_1 + R_o)} \end{aligned} \quad (3.2.17j)$$

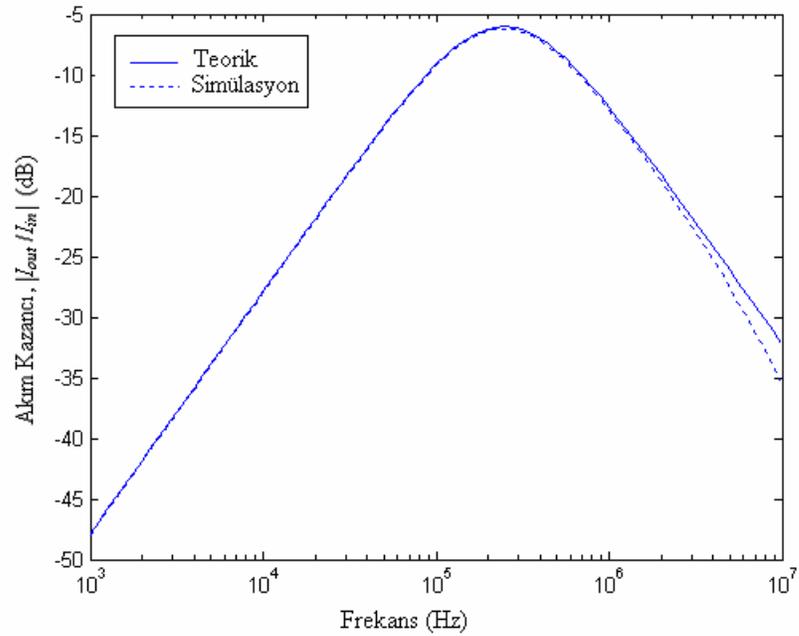
$$S_{C_1}^Q = -\frac{1}{2} \frac{3(R_1 + R_n)C_1 + (R_1 + R_p)C_2}{(R_1 + R_n)C_1 + (R_1 + R_p)C_2} = -\frac{1}{2} \frac{3C_1 + C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.2.17k)$$

$$S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2} \frac{(R_1 + R_n)C_1 + 3(R_1 + R_p)C_2}{(R_1 + R_n)C_1 + (R_1 + R_p)C_2} = -\frac{1}{2} \frac{C_1 + 3C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.2.17l)$$

olarak bulunur.  $M$ 'nin,  $R_p$ ,  $R_n$  ve  $R_1$  dirençlerine göre ve  $\omega_o$ 'ın pasif elemanlara göre duyarlılıkları 0.5'e eşit veya küçük çıkmaktadır. Ancak  $M$ 'nin,  $C_1$  ve  $C_2$ 'ye göre ve  $Q$ 'nün pasif elemanlara göre duyarlılıkları, pasif eleman seçimine bağlıdır. Bu nedenle filtre fonksiyonları gerçekleşirken duyarlılıklar 1'den küçük olacak şekilde pasif elemanlar seçilmelidir.

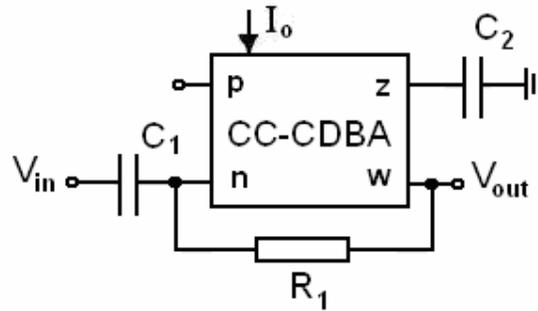
Teorik sonuçların doğruluğunu göstermek amacıyla, Şekil 3.13'deki devre PSPICE devre simülasyon programı kullanılarak test edilmiştir. Bu simülasyonlarda, doğal frekansı  $f_o = 21.7$  kHz olan filtre fonksiyonu gerçekleştirilmiştir. Bu değerleri elde etmek için, pasif elemanlar

$C_1=1$  nF ve  $C_2=4$  nF ve CC-CDBA'nın kutuplama akımı  $10\mu A$  olarak alınmıştır. Bu değerler için elde edilen parazitik giriş dirençleri de sırasıyla  $1.29$  k $\Omega$  olarak  $27$  °C'de  $V_T=25.8$  mV için bulunabilir. Simülasyonlarda CC-CDBA'nın, Şekil 2.8'de görülmekte olan BJT gerçekleştirilmesi kullanılmıştır ve transistor olarak AT&T ALA400'ün PR100N (PNP) ve NR100N (NPN) modelleri kullanılmıştır (Frey 1993). CC-CDBA'nın besleme gerilimleri  $V_{CC}=2.5$  V ve  $V_{EE}=-2.5$  V olarak seçilmiştir. Yukarıdaki parametrelere göre yapılan PSPICE simülasyonlarından elde edilen sonuçlar ile teorik sonuçlar Şekil 3.14'de görülmektedir. Şekillerden de görüleceği gibi, geniş bir frekans bandı boyunca simülasyon sonuçları hemen hemen teorik sonuçlar gibi çıkmaktadır.



Şekil 3.14 Önerilen devrenin (Şekil 3.13) genlik-frekans karakteristiği.

Önerilen gerilim modlu çalışan ikinci BGF devresi Şekil 3.15'te görülmektedir.



Şekil 3.15 Önerilen gerilim-modlu BGF devresi.

Devre, bir CC-CDBA ve iki kapasitör içermektedir. Devrede rutin analizler yapılırsa, gerilim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunur

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R_1 C_1 s}{R_1 R_n C_1 C_2 s^2 + (R_1 + R_n) C_2 s + 1} \quad (3.2.18a)$$

Denklem (3.2.18a)'da,  $R_p=R_n=R_o$  alınır ve düzenlenirse,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R_1 C_1}{(R_1 + R_o) C_2} \frac{\frac{(R_1 + R_o)}{R_1 R_o C_1} R_1 C_1 s}{s^2 + \frac{(R_1 + R_o)}{R_1 R_o C_1} s + \frac{1}{R_1 R_o C_1 C_2}} \quad (3.2.18b)$$

$M$ ,  $\omega_o$  ve  $Q$  parametreleri aşağıdaki gibi bulunur:

$$M = \frac{-R_1 C_1}{(R_1 + R_n) C_2} = \frac{-R_1 C_1}{(R_1 + R_o) C_2} \quad (3.2.19a)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_n C_1 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_o C_1 C_2}} \quad (3.2.19b)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_n C_1}}{(R_1 + R_n) \sqrt{C_2}} = \frac{\sqrt{R_1 R_o C_1}}{(R_1 + R_o) \sqrt{C_2}} \quad (3.2.19c)$$

(3.2.19)'daki denklemlerin kullanılması ile pasif elemanlara göre olan duyarlıklar

$$S_{R_1}^M = -S_{R_n}^M = -\frac{R_o}{R_1 + R_o} \quad (3.2.20a)$$

$$S_{C_1}^M = -S_{C_2}^M = 1 \quad (3.2.20b)$$

$$S_{R_1}^{\omega_o} = S_{R_n}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (3.2.20c)$$

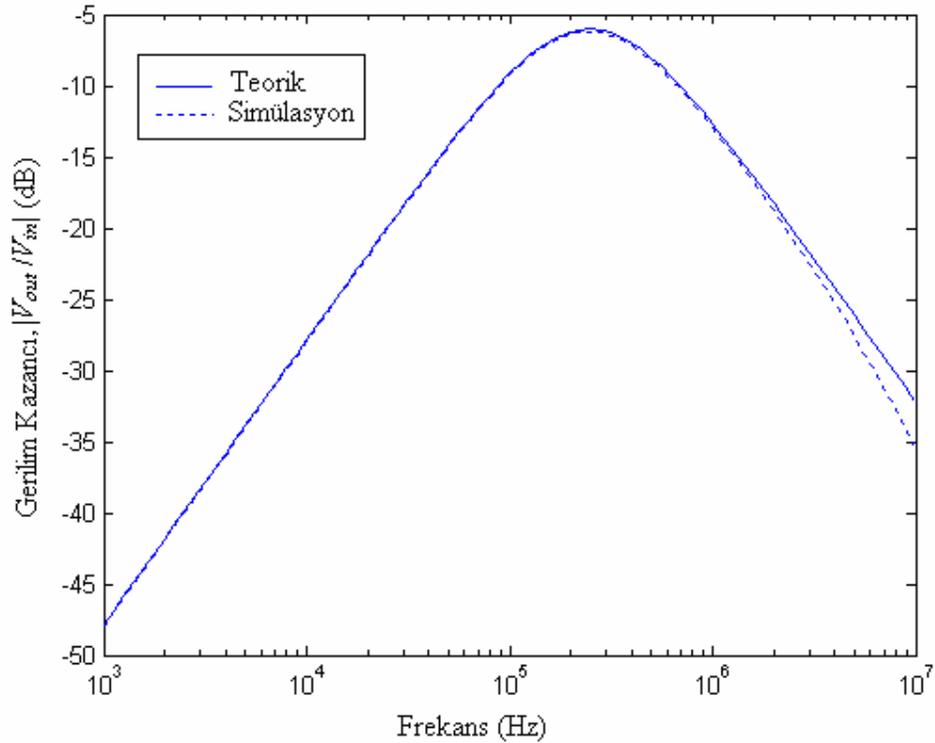
$$S_{R_1}^Q = \frac{1}{2} - \frac{R_1}{R_1 + R_o}, S_{R_n}^Q = \frac{1}{2} - \frac{R_o}{R_1 + R_o} \quad (3.2.20d)$$

$$S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (3.2.20e)$$

olarak bulunur.

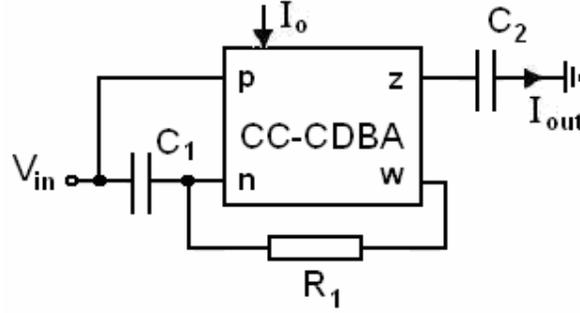
Tüm  $M$  duyarlıkları mutlak olarak 1,  $\omega_o$  ve  $Q$  duyarlıkları mutlak olarak 0.5 ile sınırlıdır.

Teorik sonuçların doğruluğunu göstermek amacıyla, Şekil 3.15'teki devre PSPICE devre simülasyon programı kullanılarak test edilmiştir. Bu simülasyonlarda, doğal frekansı  $f_o = 21.7$  kHz olan filtre fonksiyonu gerçekleştirilmiştir. Bu değerleri elde etmek için, pasif elemanlar  $C_1 = 1$  nF ve  $C_2 = 4$  nF ve CC-CDBA'nın kutuplama akımı  $10\mu A$  olarak alınmıştır. Bu değerler için elde edilen parazitik giriş dirençleri de sırasıyla  $1.29$  k $\Omega$  olarak  $27$  °C'de  $V_T = 25.8$  mV için bulunabilir. Simülasyonlarda CC-CDBA'nın, Şekil 2.8'de görülmekte olan BJT gerçekleştirilmesi kullanılmıştır ve transistor olarak AT&T ALA400'ün PR100N (PNP) ve NR100N (NPN) modelleri kullanılmıştır (Frey 1993). CC-CDBA'nın besleme gerilimleri  $V_{CC} = 2.5$  V ve  $V_{EE} = -2.5$  V olarak seçilmiştir. Yukarıdaki parametrelere göre yapılan PSPICE simülasyonlarından elde edilen sonuçlar ile teorik sonuçlar Şekil 3.16'da görülmektedir. Şekillerden de görüleceği gibi, geniş bir frekans bandı boyunca simülasyon sonuçları hemen hemen teorik sonuçlar gibi çıkmaktadır.



Şekil 3.16 Önerilen devrenin (Şekil 3.15) genlik-frekans karakteristiği.

Önerilen altıncı BGF devresi Şekil 3.17’de görülmektedir.



Şekil 3.17 Önerilen TAM BGF devresi.

Bu BGF devresi transfer-admitansı fonksiyonunu gerçeklemektedir.

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{R_p} \frac{(R_1 + R_n)C_2s}{R_1R_nC_1C_2s^2 + (R_1 + R_n)C_2s + 1} \quad (3.2.21)$$

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{R_p} \frac{\frac{R_1 + R_o}{R_1R_oC_1}s}{s^2 + \frac{R_1 + R_o}{R_1R_oC_1}s + \frac{1}{R_1R_oC_1C_2}} \quad (3.2.21)$$

Tepe kazancı  $1/R_p$  olup, payda polinomu Denklem (3.2.18) ile aynıdır. Bu sebeple  $\omega_o$  ve  $Q$  ve devrenin duyarlılıkları, Denklem (3.2.18b,c) ve (3.2.20c-e)’de verilen değerlerle aynı çıkacaktır. Sadece tepe kazancı  $M=1/R_p=1/R_o$  olacaktır.  $M$ 'nin  $R_p$  parazitik direncine göre duyarlılığı ise mutlak olarak 1 çıkmaktadır.

Önerilen ikinci dereceden yapıların giriş empedansları tasarım parametrelerine bağlıdır. Bu sebepten filtre yapılarının kaskat bağlamak için devrelerin girişlerinde tampon devresi kullanılması gerekmektedir. Yani fazladan aktif elemanın kullanılması gerekmektedir. Ayrıca Şekil 3.9, 3.11 ve 3.17’de önerilen devrelerin çıkışları sıfır giriş empedanslı devreleri sürmeye uygun olmasından dolayı bu devrelerin kaskat bağlanabilmesi için fazladan tampon devreye ihtiyaç vardır.

Şekil 3.7’deki BGF için, Denklem (3.2.4)’den maksimum  $Q$  değeri 0.5 ve Denklem (3.2.2)’den maksimum tepe kazancı 1’dir. Ayrıca, bu iki parametre arasında aşağıdaki gibi bir ilişki vardır.

$$Q = \sqrt{M(1-M)} \quad (3.2.22)$$

Sonuç olarak  $Q$  ve  $M$  birbirinden bağımsız olarak ifade edilemez. Verilen bir  $Q$  ya da  $M < 1$ , ve  $\omega_o$  için, Denklem (3.2.2), (3.2.3) ve (3.2.4)'ten

$$R_o C_1 = \frac{\sqrt{M}}{\omega_o \sqrt{1-M}} \quad (3.2.23)$$

$$C_2 = \frac{1-M}{M} C_1 \quad (3.2.24)$$

olarak bulunur.

Böylece,  $R_o$  ya da  $C_1$ 'den biri keyfi olarak seçilerek diğeri Denklem (3.2.23)'ten ve  $C_2$  ise Denklem (3.2.24)'ten bulunur.

Şekil 3.9'daki devre içinde benzer denklemler bulunur. Denklem (3.2.22) Şekil 3.9 için geçerli olup,  $C_1$  ve  $C_2$  yer değiştirirler ve benzer tasarım işlemi uygulanarak pasif eleman değerleri bulunabilir ( $R_o$  ya da  $C_2$ 'den biri keyfi olarak seçilerek diğeri  $R_o C_2 = \sqrt{M} / \omega_o \sqrt{1-M}$  denkleminde ve  $C_1$  ise  $C_1 = (1-M)C_2/M$  denkleminde bulunur)

Şekil 3.7 ve 3.9'daki filtre devrelerinin ikisi de düşük- $Q$ 'lü olduğundan karmaşık eşlenik kutuplar bu yapılardan elde edilemez. Ayrıca  $M$  ve  $Q$  bağımsız olarak ayarlanamamaktadır.

Denklem (3.2.13)'ten de görüleceği gibi Şekil 3.11'de görülen akım modlu devrenin tasarım eşitlikleri kolayca bulunabilir.  $C_1 = Q^2 C_2$  olacak,  $R_o$  ve  $C_2$ ,  $R_o C_2 = 1/\omega_o Q$ 'yu sağlayacak şekilde seçilir. Daha sonra  $C_1$ ,  $C_1 = Q^2 C_2$  denkleminde bulunur. Teorik olarak  $Q$  için bir sınır olmamasına rağmen, Denklem (3.2.12)'de görülen transfer fonksiyonunun payda polinomundaki  $R_p$  ve  $R_n$ 'nin birbirini götürmemesine bağlı olarak, yapılan simülasyonlara göre  $Q$  değeri pratikte beşten büyük seçilememektedir. Çünkü Denklem (3.2.14a) ve Denklem (3.2.14c)'deki duyarlık değerlerinden dolayı, önerilen devre ile yüksek- $Q$ 'lü devrelerin tasarlanmasında sorunlar çıkmaktadır.

Ayrıca, Şekil 3.13'te görülen filtre devresindeki  $R_1$  direnci, CC-CDBA elemanının parazitik iç dirençlerinin etkilerinin daha az olması için  $500 \Omega$ 'dan büyük seçilmesi gerekmektedir. Aynı şekilde  $C_1$  ve  $C_2$  kapasitör değerlerinin de  $20 \text{ pF}$ 'tan büyük seçilmesi gerekmektedir. Eğer bu filtrede  $C_1$  ve  $C_2$  yaklaşık olarak eşit seçilirse, filtrenin kazancı oldukça düşük olacaktır, böylece Şekil 3.13'te önerilen devre için bu sınırlamaların da göz önüne alınması gerekmektedir.

Şekil 3.15'te önerilen ikinci dereceden gerilim modlu devre için, Denklem (3.2.19)

kullanılarak aşağıdaki şekilde tasarım eşitlikleri bulunabilir.

$$R_1 = R_n \left[ \frac{M}{Q^2} - 1 \right] \quad (3.2.25a)$$

$$C_2 = \frac{Q}{MR_n \omega_o} \quad (3.2.25b)$$

$$C_1 = M \left( 1 + \frac{R_n}{R_1} \right) \quad (3.2.25c)$$

Öte yandan, Denklem (3.2.19b) ve (3.2.19c)'den aşağıdaki eşitsizler elde edilir.

$$\frac{C_1}{C_2} > \frac{R_n}{R_1} Q^2 \quad (3.2.26a)$$

$$\frac{C_1}{C_2} > 4Q^2 \quad (3.2.26b)$$

Burada,  $R_n/R_1 \geq 4$  veya

$$R_1 \leq \frac{R_n}{4} \quad (3.2.27)$$

Bu sınırlama ile Denklem (3.2.25a) beraberce düşünülürse

$$Q^2 < M \leq \frac{5}{4} Q^2 \quad (3.2.28)$$

elde edilecektir.

Böylece, gerçekleştirme için, tepe kazancı  $M$  yukarıdaki sınırlamalara göre seçilecek,  $R_n$  istenildiği gibi seçilecek ve  $M$ ,  $Q$ ,  $\omega_o$ , pasif eleman değerleri için ( $R_1$ ,  $C_1$  ve  $C_2$ ) Denklem (3.2.25) kullanılarak bulunacaktır. Sonuç olarak, bu filtrenin tasarım eşitliklerinin bulunması, fazladan  $R_1$  direncinin olmasından dolayı Şekil 3.7'deki gerilim modlu devreye göre daha karmaşıktır. Ancak bu devre ile yüksek- $Q$ 'lü ve yüksek tepe kazançlı devre tasarımı yapılabilmektedir.

Şekil 3.17'de görülmekte olan transfer-admitansı modlu devreyi tasarlamak için, gerekli minimum transfer-direncinin değeri,  $R_o=R_p=R_n$  seçilecek, çünkü Denklem (3.2.13b) ve Denklem (3.2.13c) bu filtre içinde geçerli olmaktadır. Daha sonra Denklem (3.2.27) kullanılarak  $R_1$  direnci bulunacak. En sonunda, istenen  $\omega_o$  ve  $Q$  değerleri için  $C_1$  ve  $C_2$

aşağıdaki denklemlerden hesaplanacaktır.

$$C_1 = \frac{R_1 + R_n}{R_1 R_n \omega_o} Q \quad (3.2.23a)$$

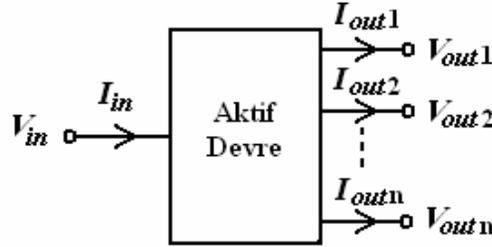
$$C_2 = \frac{1}{(R_1 + R_n) \omega_o Q} \quad (3.2.23b)$$

Sonuç olarak bu alt bölümde, altı yeni BGF devresi sunulmuştur. Önerilen devrelerin şu avantajları vardır; (i) Sadece tek bir aktif eleman kullanılmıştır; (ii) Önerilen devreler ya dirençsiz yapıdadır ya da tek bir direnç elemanı kullanılmıştır; (iii) Doğal frekans ve kalite faktörü pasif eleman değerleri değiştirilmeden elektronik olarak ayarlanabilmektedir; (iv) Şekil 3.11'deki devre hariç devreler düşük duyarlılıklara sahiptirler.

Önerilen yapıların yukarıda sayılan avantajları yanında, giriş empedanslarının tasarım parametrelerine bağlı olması, Şekil 3.7 ve 3.9'daki devrelerle yüksek- $Q$ 'lü filtre fonksiyonlarının elde edilememesi, sadece BGF fonksiyonlarının gerçekleştirilmesi ve kalite faktörü ve doğal frekansın bağımsız olarak kontrol edilememesi gibi dezavantajları vardır.

#### 4. ÖNERİLEN TEK-GİRİŞLİ ÇOK-ÇIKIŞLI FİLTRELER

Tek-girişli çok-çıkışlı (SIMO) filtre yapıları, bir akım ve/veya gerilim girişine, birden fazla akım ve/veya gerilim çıkışına sahip olan filtrelerdir. Genel SIMO filtrenin blok diyagramı Şekil 4.1’de görülmektedir. Buradaki çıkışların her biri ile aynı anda ayrı ayrı fonksiyonlar gerçekleştirilebilir. Dolayısıyla çok fonksiyonluluğu sağlamak için devreye herhangi bir ilave yapılmasına gerek yoktur. İstenen filtre parametrelerine göre uygun eleman değerleri seçilmekte ve uygun çıkışlar kullanılmaktadır. Bu çıkışların genel giriş çıkış fonksiyonları giriş ve çıkışlarının gerilim olması durumunda,  $V_{out1} = f_1(V_{in})$ ,  $V_{out2} = f_2(V_{in})$ ,  $V_{out3} = f_3(V_{in}) \dots$  vb. şekilde ifade edilebilir.



Şekil 4.1 Genel SIMO filtrenin blok diyagramı.

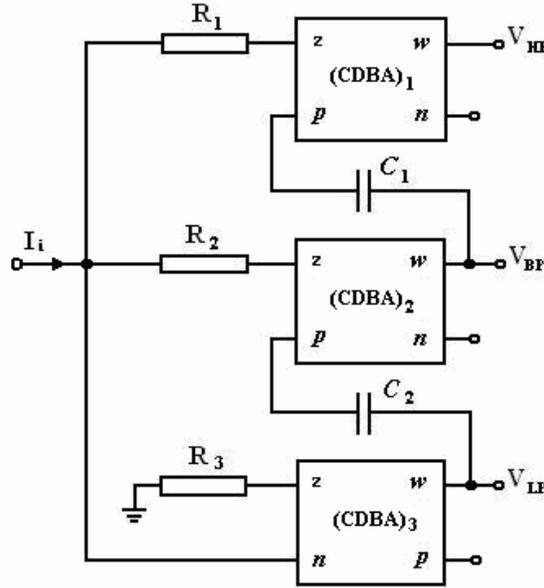
Bu bölümde, yeni SIMO filtre yapılarına yer verilmiştir. CDBA ve DO-CCCII’lerden oluşan iki yeni SIMO devresi önerilmiştir. Bu devrelerden yararlanarak AGF, BGF ve YGF fonksiyonları gerçekleştirilmiştir.

##### 4.1 CDBA Kullanılarak Çok Modlu Çok Fonksiyonlu Filtre Tasarımı

Bu bölümde üç CDBA elemanı kullanılarak çok modlu, çok fonksiyonlu ikinci dereceden filtre devresi önerilmiştir. Orijinal devre bir akım girişli üç gerilim çıkışlı olup transfer-admitansı modunda çalışmaktadır. Sırasıyla AGF, YGF ve BGF karakteristiklerini aynı anda düşük empedanslı gerilim çıkışlarında vermektedir. Ayrıca BSF fonksiyonu, AGF ve YGF çıkışlarının, TGF fonksiyonu ise AGF, YGF ve BGF çıkışlarının bağlanması ile gerçekleştirilebilmektedir.

Önerilen filtre yapısının girişine sadece bir direnç eklenerek gerilim moduna, çıkışlarına ise yük dirençleri eklenerek akım moduna çevrilebilmekte ve devrenin transfer-admitansı moduna çevrilmesi de kolaylıkla yapılabilmektedir. Önerilen yeni yapı, üç CDBA, iki kapasitör ve üç direnç içermektedir.

Önerilen ikinci dereceden çok fonksiyonlu filtre devresi Şekil 4.1.1’de görülmektedir.



Şekil 4.1.1 Önerilen çok fonksiyonlu filtre devresi.

CDBA'nın Denklem (2.2.1)'de verilen uç denklemleri kullanılarak önerilen devrenin transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi bulunur.

$$\frac{V_{LP}}{I_i} = -\frac{1/R_2 C_1 C_2}{s^2 + s/R_2 C_1 + 1/R_2 R_3 C_1 C_2} \quad (4.1.1)$$

$$\frac{V_{HP}}{I_i} = -\frac{R_1 s^2}{s^2 + s/R_2 C_1 + 1/R_2 R_3 C_1 C_2} \quad (4.1.2)$$

$$\frac{V_{BP}}{I_i} = -\frac{s/C_1}{s^2 + s/R_2 C_1 + 1/R_2 R_3 C_1 C_2} \quad (4.1.3)$$

Denklem (4.1.1), (4.1.2) ve (4.1.3)'ten görüleceği gibi sırasıyla AGF, YGF ve BGF karakteristikleri aynı anda düşük empedanslı gerilim çıkışlarında elde edilebilmektedir. Yukarıdaki transfer fonksiyonlarından, devrenin doğal frekansı  $\omega_o$ , ve kalite faktörü  $Q$ , aşağıdaki gibi bulunur.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (4.1.4)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_2 C_1}{R_3 C_2}} \quad (4.1.5)$$

CDBA'nın (2.2.3) denklemleri ile verilen ideal olmayan etkileri göz önüne alınırsa yukarıdaki transfer fonksiyonlarının payda polinomları aşağıdaki gibi yeniden bulunabilir.

$$D(s) = s^2 + \frac{s}{\alpha_{p1} \beta_1 \beta_2 R_2 C_1} + \frac{1}{\alpha_{p1} \alpha_{p2} \alpha_{n3} \beta_1 \beta_2 \beta_3 R_2 R_3 C_1 C_2} \quad (4.1.6)$$

Denklem (4.1.6)'nın kullanılması ile ideal olmayan durumda, devrenin doğal frekansı  $\omega_o$ , ve kalite faktörü  $Q$ , aşağıdaki gibi bulunur.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{\alpha_{p1} \alpha_{p2} \alpha_{n3} \beta_1 \beta_2 \beta_3 R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (4.1.7)$$

$$Q = \sqrt{\frac{\alpha_{p1} \beta_1 \beta_2 R_2 C_1}{\alpha_{p2} \alpha_{n3} R_3 C_2}} \quad (4.1.8)$$

Önerilen transfer-empedans modlu filtre yapısından diğer modlara (akım, gerilim ve transfer-admitansı) geçiş yapabilmek için aşağıda kısaca açıklanmış adımların izlenmesi gerekir. Bu adımlar girişteki akım kaynağının gerilim kaynağına ve/veya çıkıştaki gerilim cevabının akım cevabına dönüştürülmesine dayanmaktadır.

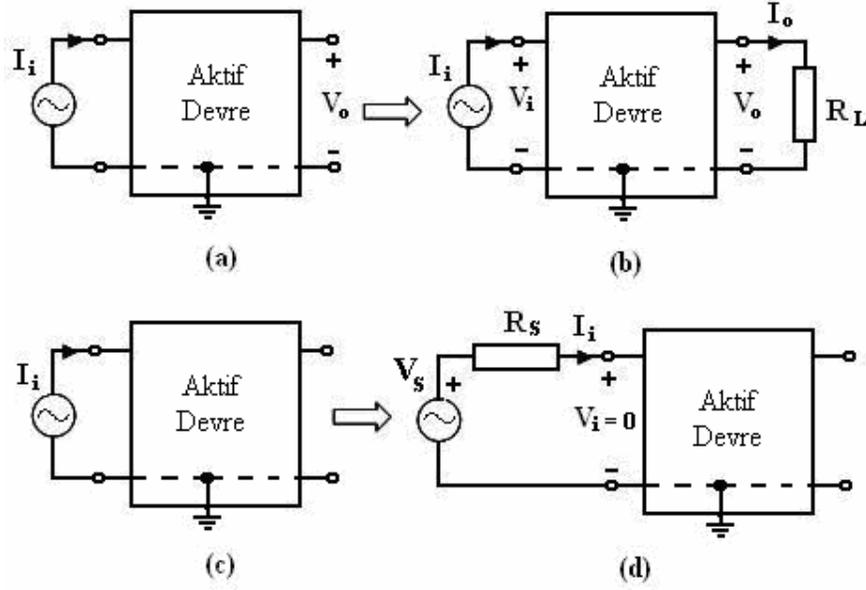
Çıkıştaki gerilim cevabının akım cevabına dönüştürmek için, Şekil 4.1.2a ve 4.1.2b'de gösterildiği gibi aktif devrenin çıkışına bir yük direncinin bağlanması yeterli olacaktır. Bu dönüşümün geçerli olabilmesi için aktif devrenin çıkışının sıfır empedanslı olması gerekmektedir. Sonuç olarak çıkış akımı,

$$I_o = V_o / R_L \quad (4.1.9)$$

olarak bulunur.

Girişteki akım kaynağını gerilim kaynağına dönüştürmek için, Şekil 4.1.2c ve 4.1.2d'de gösterildiği gibi aktif devreye akım kaynağı yerine gerilim kaynağı ve buna seri bir direncin bağlanması yeterli olacaktır. Bu dönüşümün geçerli olabilmesi için aktif devrenin sıfır giriş gerilimi özelliğinde olması gerekmektedir ( $V_i=0$ ). Sonuç olarak devrenin giriş akımına göre yeni giriş gerilimi aşağıdaki gibi elde edilecektir.

$$V_S = R_S I_i \quad (4.1.10)$$



Şekil 4.1.2. Aktif devrenin giriş ve çıkış dönüşümleri.

Sonuç olarak, Şekil 4.1.1'de önerilen devrenin giriş geriliminin sıfır, çıkış empedanslarının sıfır olması özelliklerinden dolayı, yukarıda bahsedilen kaynak ve/veya çıkış cevabı dönüşümlerini Şekil 4.1.1'de görülen orijinal transfer-empedans modlu devreye uygularsak:

- (i) Gerilim modlu çok fonksiyonlu filtre, girişteki akım kaynağının yerine gerilim kaynağı ve fazladan bir direnç kullanılması ile elde edilir.
- (ii) Akım modlu çok fonksiyonlu filtre, devrenin üç çıkışındaki gerilim cevabını, akım çıkışına dönüştürmek için her bir çıkışa bir yük direnci eklenmesi ile elde edilir.
- (iii) Transfer-admitansı modlu çok fonksiyonlu filtre, hem girişteki akım kaynağı yerine gerilim kaynağı ve fazladan bir direnç, hem de devrenin üç çıkışındaki gerilim cevabını akım çıkışına dönüştürmek için her bir çıkışa bir yük direnci eklenmesi ile elde edilir.

Yukarıdaki dönüşümlerle elde edilen tüm transfer modları (TM) ve bunların her bir çıkışı için elde edilen transfer fonksiyonları (TF) Çizelge 4.1'de özetlenmiştir. Burada  $D(s)$ , Denklem (4.1.1), (4.1.2) ve (4.1.3)'teki payda polinomudur.

Çizelge 4.1 Önerilen filtrenin transfer modu (TM) ve transfer fonksiyonu (TF) karakteristikleri

TF \ TM	AGF Çıkışı	YGF Çıkışı	BGF Çıkışı
TİM Filtre	$\frac{V_{LP}}{I_i} = -\frac{1/R_2 C_1 C_2}{D(s)}$	$\frac{V_{HP}}{I_i} = -\frac{s^2 R_1}{D(s)}$	$\frac{V_{BP}}{I_i} = -\frac{s/C_1}{D(s)}$
TAM Filtre	$\frac{I_{LP}}{V_S} = -\frac{1/R_S R_L R_2 C_1 C_2}{D(s)}$	$\frac{I_{HP}}{V_S} = -\frac{s^2 R_1 / R_S R_L}{D(s)}$	$\frac{I_{BP}}{V_S} = -\frac{s/R_S R_L C_1}{D(s)}$
VM Filtre	$\frac{V_{LP}}{V_S} = -\frac{1/R_S R_2 C_1 C_2}{D(s)}$	$\frac{V_{HP}}{V_S} = -\frac{s^2 R_1 / R_S}{D(s)}$	$\frac{V_{BP}}{V_S} = -\frac{s/R_S C_1}{D(s)}$
CM Filtre	$\frac{I_{LP}}{I_i} = -\frac{1/R_L R_2 C_1 C_2}{D(s)}$	$\frac{I_{HP}}{I_i} = -\frac{s^2 R_1 / R_L}{D(s)}$	$\frac{I_{BP}}{I_i} = -\frac{s/R_L C_1}{D(s)}$

İdeal durumda (4.1.4) ve (4.1.5) denklemlerinden devrenin doğal frekansının ve kalite faktörünün pasif elemanlara göre duyarlılıkları hesaplanırsa

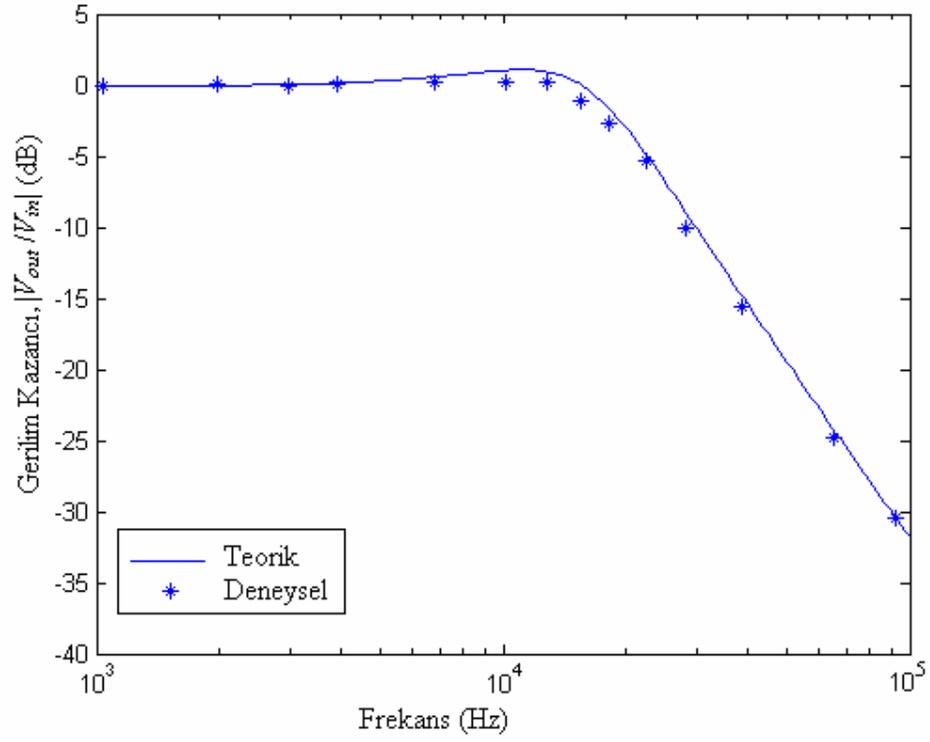
$$S_{R_1}^{\omega_0} = 0, S_{R_2}^{\omega_0} = S_{R_3}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (4.1.11)$$

$$S_{R_1}^Q = 0, S_{R_2}^Q = S_{C_1}^Q = \frac{1}{2}, S_{R_3}^Q = S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (4.1.12)$$

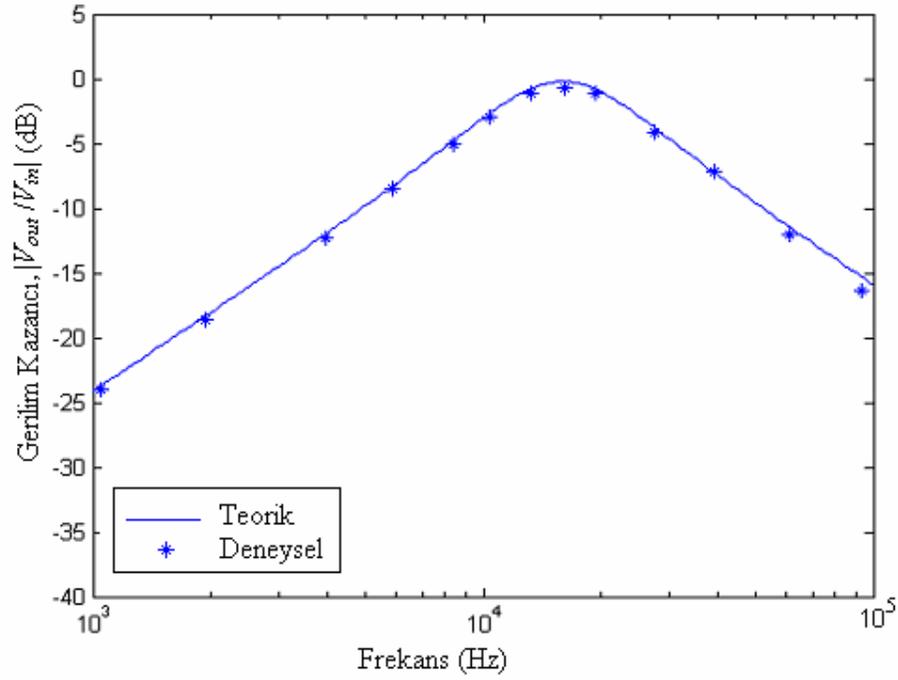
elde edilir.

Yukarıdaki duyarlık hesaplamalarından görüleceği gibi, tüm pasif duyarlıklar mutlak olarak 0.5'e eşit veya küçük çıkmaktadır.

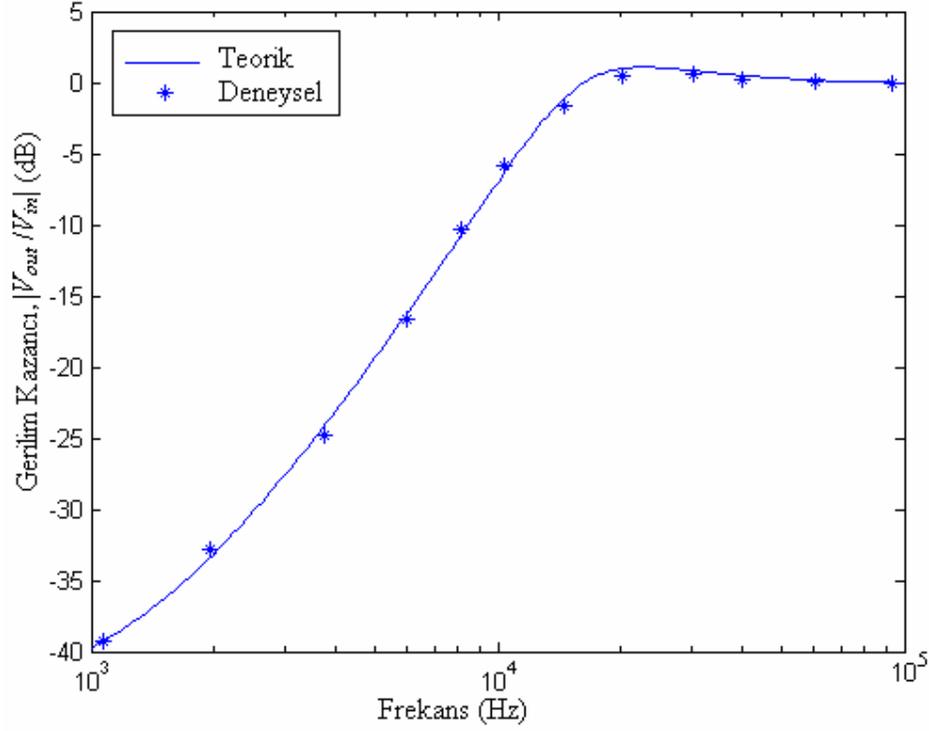
Önerilen devre deneysel olarak test edilip teorik durumla karşılaştırılmıştır. Bunun için her bir CDBA için Şekil 2.17b'de görüldüğü gibi iki AD844 entegresi kullanılmış ve AD844'ün besleme gerilimleri  $\pm 12$  V olarak seçilmiştir. Kalite faktörü  $Q=1$  ve doğal frekans  $f_0=15.915$  kHz olan filtre fonksiyonları gerçekleştirilmiştir. Bunun için devredeki pasif elemanlar,  $C_1=C_2=1$  nF ve  $R_1=R_2=R_3=R_5=1$  k $\Omega$  olarak seçilmiştir. Yapılan deneylerle elde edilen sonuçlar ve aynı değerler ile Matlab'ta elde edilen teorik değerler Şekil 4.1.3, 4.1.4 ve 4.1.5'de görülmektedir. Bu şekillerden görüleceği gibi deneysel sonuçlar teorik sonuçları doğrulamaktadır.



Şekil 4.1.3 Önerilen devrenin AGF çıkışı için genlik-frekans karakteristiği.



Şekil 4.1.4 Önerilen devrenin BGF çıkışı için genlik-frekans karakteristiği.



Şekil 4.1.5 Önerilen devrenin YGF çıkışı için genlik-frekans karakteristiği.

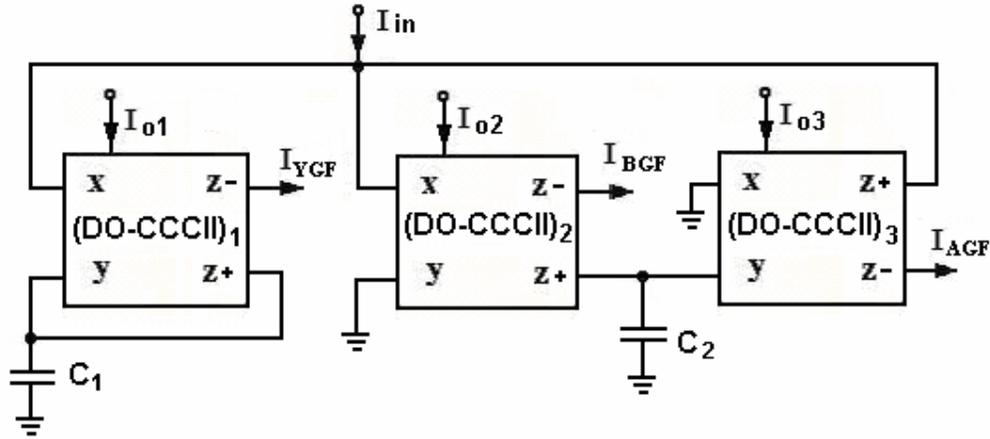
Sonuç olarak, bu bölümde yeni çok modlu çalışabilen çok fonksiyonlu filtre devresi önerilmiştir. Önerilen orijinal devrede aktif eleman olarak üç CDBA, pasif eleman olarak iki kapasitör ve üç direnç kullanılmıştır.

Önerilen yapının şu avantajları vardır: (i) Önerilen devre tüm modlarda çalışabilmektedir (TIM, TAM, CM ve VM); (ii) Aynı anda AGF, YGF ve BGF fonksiyonları elde edilebilmektedir. BSF ve TGF fonksiyonları uygun çıkışların seçilmesi ile elde edilebilmektedir; (iii) Devrede giriş ve çıkışların akım ve/veya gerilim olarak alınabilmesinden dolayı bu devrenin akım modlu veya gerilim modlu devrelerle beraberce kullanıldıkları uygulamalarda fazladan tampon devrelerin kullanılmasına gerek kalmamaktadır; (iv) Önerilen devrenin pasif duyarlılıkları düşüktür.

## 4.2 DO-CCCII Kullanılarak Elektronik Kontrollü Çok Fonksiyonlu Filtre Tasarımı

Bu bölümde, elektronik olarak kontrol edilebilen çok fonksiyonlu akım modlu ikinci dereceden yeni bir filtre devresi sunulacaktır. Devre giriş empedansının düşük, çıkış empedansının yüksek olmasından dolayı ardışık bağlamaya elverişlidir. Ayrıca devre çok fonksiyonlu olduğu için aynı anda farklı çıkışlardan ikinci dereceden filtre fonksiyonları elde edilebilmektedir. Önerilen devre, sadece iki tane bir ucu topraklanmış kapasitör ve aktif eleman olarak üç DO-CCCII içermektedir. Devrenin tek akım girişi, üç akım çıkışı olup her bir çıkıştan sırasıyla AGF, BGF ve YGF karakteristikleri aynı anda elde edilebilmektedir. Devrenin kalite faktörü ve doğal frekansı, devredeki pasif elemanları değiştirmeden elektronik olarak kontrol edilebilmektedir. Devrede direnç elemanının kullanılmaması devrenin tümdevre teknolojisine daha uygun olmasını sağlamaktadır.

Önerilen yüksek çıkış empedanslı filtre devreleri Şekil 4.2.1’de verilmiştir.



Şekil 4.2.1 Önerilen çok fonksiyonlu devre.

DO-CCCII'nın uç denklemleri kullanılarak önerilen devrenin transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi bulunur.

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{1 + sR_{x1}C_1}{s^2R_{x3}C_1C_2(R_{x1} + R_{x2}) + s(R_{x1}C_1 + R_{x3}C_2) + 1} \quad (4.2.1a)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{s^2R_{x2}R_{x3}C_1C_2}{s^2R_{x3}C_1C_2(R_{x1} + R_{x2}) + s(R_{x1}C_1 + R_{x3}C_2) + 1} \quad (4.2.1b)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2}{s^2R_{x3}C_1C_2(R_{x1} + R_{x2}) + s(R_{x1}C_1 + R_{x3}C_2) + 1} \quad (4.2.1c)$$

Denklem (4.2.1)'de elde edilen akım transfer fonksiyonlarında ilk DO-CCCII'nin kontrol akımı mümkün olduğunca büyük seçilip ( $I_{o1} \gg I_{o2} = I_{o3}$ ),  $R_{x1} \ll R_{x2} = R_{x3}$  olması sağlanırsa, Denklem (4.2.1)'deki tüm  $R_{x1}$  direnç değerleri sıfır olacaktır. Böylelikle akım tranfer fonksiyonları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{1/R_{x2}R_{x3}C_1C_2}{s^2 + s/R_{x2}C_1 + 1/R_{x2}R_{x3}C_1C_2} \quad (4.2.2a)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \frac{s/R_{x2}C_1}{s^2 + s/R_{x2}C_1 + 1/R_{x2}R_{x3}C_1C_2} \quad (4.2.2b)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + s/R_{x2}C_1 + 1/R_{x2}R_{x3}C_1C_2} \quad (4.2.2c)$$

Denklem (4.2.2)'den görüleceği gibi sırasıyla AGF, YGF ve BGF karakteristikleri aynı anda yüksek empedanslı akım çıkışlarından elde edilebilmektedir. Yukarıdaki transfer fonksiyonlarından, devrenin doğal frekansı  $\omega_o$ , ve kalite faktörü  $Q$ , Denklem (4.2.3)'te verilmiştir.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_{x2}R_{x3}C_1C_2}} \quad (4.2.3a)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_{x2}C_1}{R_{x3}C_2}} \quad (4.2.3b)$$

DO-CCCII'nin (2.1.10) ve (2.1.12)'deki uç denklemleri ile ideal olmayan etkileri göz önüne alınırsa yukarıdaki transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi yeniden bulunabilir.

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \alpha_3 \frac{\frac{\alpha_1\alpha_2\beta_2\beta_3}{R_{x2}R_{x3}C_1C_2}}{s^2 + \frac{\alpha_1\beta_2}{R_{x2}C_1}s + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_2\beta_3}{R_{x2}R_{x3}C_1C_2}} \quad (4.2.4a)$$

$$\frac{I_{BP}}{I_{in}} = \alpha_2 \frac{\frac{\alpha_1\beta_2}{R_{x2}C_1}s}{s^2 + \frac{\alpha_1\beta_2}{R_{x2}C_1}s + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_2\beta_3}{R_{x2}R_{x3}C_1C_2}} \quad (4.2.4b)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \alpha_1 \frac{s^2}{s^2 + \frac{\alpha_1 \beta_2}{R_{x2} C_1} s + \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2 \beta_3}{R_{x2} R_{x3} C_1 C_2}} \quad (4.2.4c)$$

Burada,  $\alpha$  ve  $\beta$  akım ve gerilim kazançlarının alt indisleri Şekil 4.2.1’de görülen önerilen devredeki her bir akım taşıyıcısına karşı düşmektedir. Payda polinomlarından ideal olmayan durumdaki devrenin doğal frekansı  $\omega_o$ , ve kalite faktörü  $Q$ , aşağıdaki gibi bulunur.

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2 \beta_3}{R_{x2} R_{x3} C_1 C_2}} \quad (4.2.5a)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_{x2} C_1 \alpha_2 \beta_3}{R_{x3} C_2 \alpha_1 \beta_2}} \quad (4.2.5b)$$

İdeal durumda devrenin doğal frekansının ve kalite faktörünün pasif elemanlara göre duyarlılıkları hesaplanırsa

$$S_{R_{x2}}^{\omega_o} = S_{R_{x3}}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2}, \quad S_{R_{x1}}^{\omega_o} = 0 \quad (4.2.6)$$

$$S_{R_{x2}}^Q = S_{C_1}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{R_{x3}}^Q = S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2}, \quad S_{R_{x1}}^Q = 0 \quad (4.2.7)$$

elde edilir.

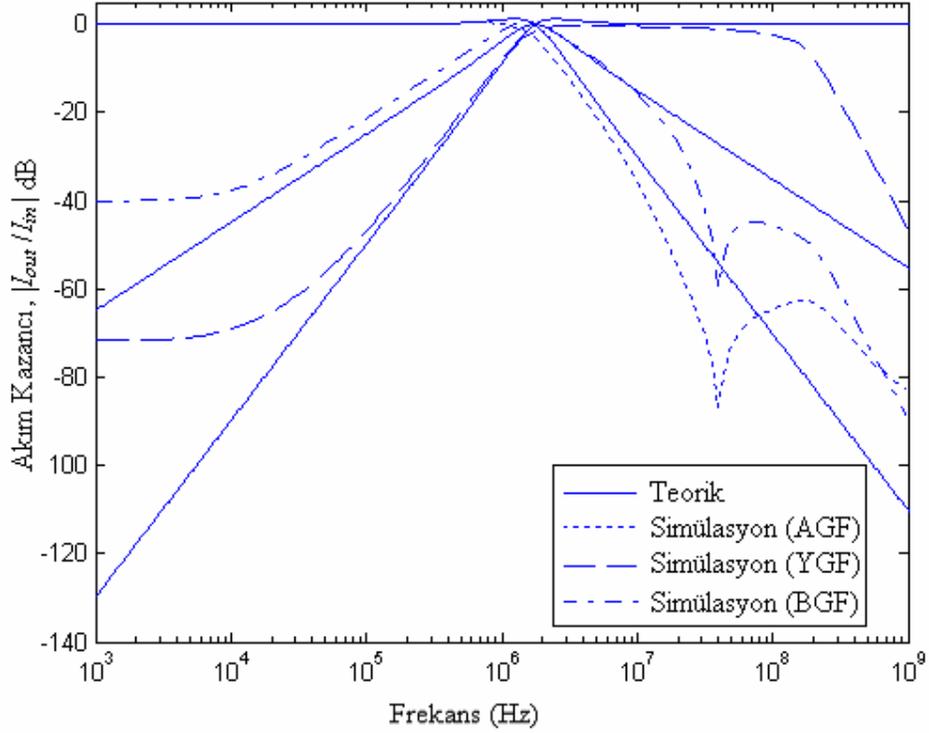
Yukarıdaki duyarlık hesaplamalarından görüleceği gibi, tüm pasif duyarlıklar mutlak olarak 0.5’e eşit veya bu değerden küçük çıkmaktadır. Bu sonuçlar önerilen devrenin pasif elemanlara göre duyarlıklarının da iyi olduğunu göstermektedir.

Şekil 4.2.1’deki filtre devresi, PSPICE devre simülasyon programı ile incelenmiştir. Simülasyonlarda, Şekil 2.11’de görülen DO-CCCII’nın BJT gerçekleştirilmesi kullanılmıştır. Bu gerçekleştirilmede transistor modelleri olarak AT&T ALA400’ün PR100N (PNP) ve NR100N (NPN) kullanılmış (Frey 1993) ve tüm simülasyonlarda (DO-CCCII)<sub>1</sub>, DO-CCII gibi davranması için kontrol akımı yeterince büyük alınmıştır ( $I_{o1}=0.8$  mA). DO-CCCII besleme gerilimleri  $V_{CC}=2.5$  V ve  $V_{EE}=-2.5$  V olarak, pasif eleman değerleri  $C_1=0.1$  nF,  $C_2=0.2$  nF ve devredeki ikinci ve üçüncü DO-CCCII aktif elemanının kontrol akımları  $I_{o2}=I_{o3}=20$   $\mu$ A olarak seçilmiştir. Bu parametreler, doğal frekansı  $f_o=1.744$  MHz ve kalite faktörü  $Q=0.707$  olan ikinci dereceden Butterworth band geçiren filtreye karşılık gelmektedir.

Ayrıca DO-CCCII aktif elemanının kontrol akımları  $I_{o2}=I_{o3}=20$   $\mu$ A için parazitik x giriş

dirençleri 25 °C'de yaklaşık 640  $\Omega$ 'a karşılık düşmektedir.

Simülasyon sonucunda devrenin çıkışlarında elde edilen AGF, YGF ve BGF genlik-frekans karakteristikleri ve teorik sonuçlarla karşılaştırılması Şekil 4.2.2'de görülmektedir. Şekilde görüleceği gibi simülasyon sonuçları teorik sonuçları doğrulamaktadır.

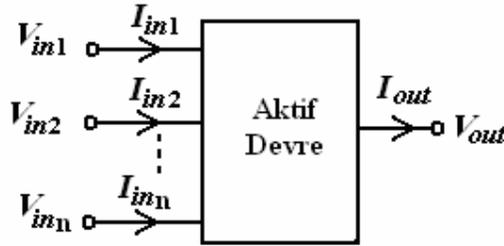


Şekil 4.2.2 Önerilen çok fonksiyonlu filtrenin genlik-frekans karakteristiği.

Sonuç olarak, yeni bir yüksek çıkış empedanslı, elektronik olarak kontrol edilebilen çok fonksiyonlu filtre devresi akım taşıyıcılar kullanılarak önerilmiştir. Önerilen filtre devresi için PSPICE devre simülasyonu kullanılarak teorik sonuçların doğruluğu gösterilmiştir. Önerilen yapının bazı avantajları şunlardır: (i) Tüm üç basit filtre fonksiyonunun aynı anda elde edilebilmesi. (ii) Giriş empedansının düşük, çıkış empedansının yüksek olması ve bu nedenle devrenin ardışık bağlamaya uygun olması. (iii) Pasif duyarlıklarının düşük olması. (iv) En-az sayıda aktif ve pasif eleman içermesi (iki kapasitör ve üç DO-CCCII). (v) Devrenin doğal frekansının ve kalite faktörünün devredeki pasif elemanlar değiştirilmeksizin elektronik olarak akım taşıyıcının kontrol akımı ile ayarlanabilmesi. (vi) Devrede dirençlerin kullanılmaması. (vii) Bir ucu topraklanmış kapasitörlerin kullanılması. (viii) Kalite faktörünün ve doğal frekansın birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesi.

## 5. ÖNERİLEN ÇOK-GİRİŞLİ TEK-ÇIKIŞLI FİLTRELER

Çok-girişli tek-çıkışlı (MISO) filtre yapıları, birden çok akım ve/veya gerilim girişine bir akım ve/veya gerilim çıkışına sahip olan filtrelerdir. Bu filtre yapılarının genel blok diyagramı Şekil 5.1’de verilmiştir. Giriş ve çıkışlarının gerilim olması durumunda girişleri ve çıkışı arasındaki genel ifade;  $V_{out}=f(V_{in1}, V_{in2}, V_{in3}, \dots)$  şeklinde yazılabilir. İstenen filtre fonksiyon tipine göre  $V_{in1}, V_{in2}, V_{in3}, \dots$  girişlerinin bir kısmına giriş işaret uygulanır kalan girişler topraklanır.



Şekil 5.1 Genel MISO filtrenin blok diyagramı.

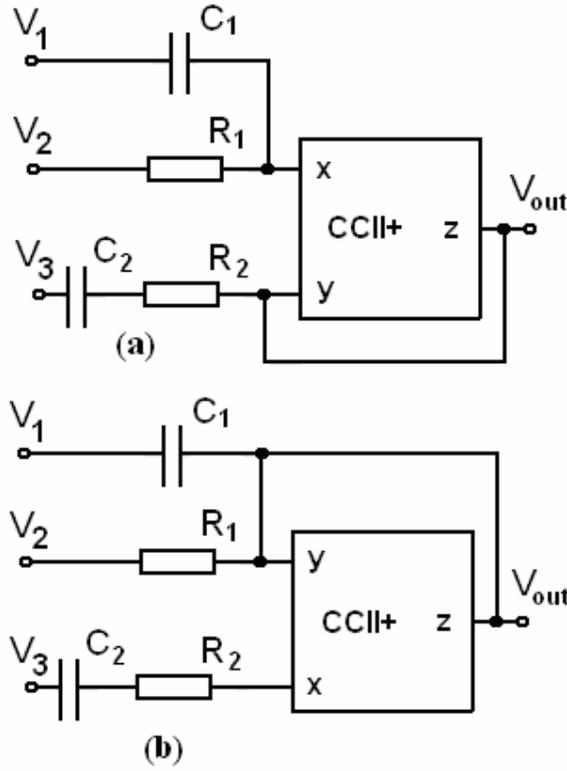
Bu bölümde, yeni MISO filtre yapılarına yer verilmiş ve CCII'den oluşan iki yeni MISO devresi önerilmiştir.

### 5.1 Gerilim Modlu Üç-Girişli Tek-Çıkışlı Çok-Fonksiyonlu Filtre Tasarımı

Bu bölümde, iki yeni gerilim modlu çok fonksiyonlu filtre devresi sadece bir aktif eleman, iki kapasitör ve iki direnç kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Önerilen devrenin üç gerilim girişi, bir gerilim çıkışı olup, devredeki girişlerin uygun şekilde seçilmesi ile aynı yapıdan AGF, YGF, BGF, BSF ve TGF karakteristikleri elde edilebilmektedir. Literatürdeki benzer yapıdaki filtreler (çok-girişli tek-çıkışlı devreler), dörtten fazla pasif eleman kullanmakta (Sharma ve Senani 2003, Hou vd. 1999, Horng vd. 2002) ya da sadece AGF, YGF ve BGF fonksiyonlarını gerçeklemektedirler.

Önerilen filtre yapıları Şekil 5.1.1a ve 5.1.1b’de verilmiştir. Her iki devre için çıkış fonksiyonu denklem (5.1.1)’de verilmiştir.

$$V_o = \frac{(s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s R_1 C_1) V_1 + (1 + s R_2 C_2) V_2 - s R_1 C_2 V_3}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 C_1 + R_2 C_2 - R_1 C_2) + 1} \quad (5.1.1)$$



Şekil 5.1.1 (a, b) Önerilen çok fonksiyonlu filtreler.

Yukarıdaki çıkış fonksiyonu kullanılarak, üç temel ikinci dereceden filtre fonksiyonu Çizelge 5.1'deki gibi elde edilir.

Çizelge 5.1: Önerilen filtreler için çıkış fonksiyonlarının elde edilmesi.

Filtre Tipi	$V_1$	$V_2$	$V_3$	Koşul	Transfer Fonksiyonu
AGF	0	$V_i$	$V_i$	$R_1 = R_2 = R$	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{R^2 C_1 C_2 s^2 + RC_1 s + 1}$
YGF	$V_i$	0	$V_i$	$C_1 = C_2 = C$	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_1 R_2 C^2 s^2}{R_1 R_2 C^2 s^2 + R_2 C s + 1}$
BGF	0	0	$V_i$	$C_1 = C_2 = C$ $R_1 = R_2 = R$	$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-RCs}{R^2 C^2 s^2 + RCs + 1}$

Yukarıdaki çizelgeden, tüm standart AGF, YGF ve BGF fonksiyonlarının önerilen filtre yapılarından elde edileceği görülmektedir. Her iki filtre yapısı da, sayıda aktif ve pasif eleman içermektedir.

Tüm standart filtre fonksiyonlarında aynı doğal frekansın ve kalite faktörünün elde

edilebilmesi için, pasif elemanlar için aynı sınırlamaların seçilmesi gerekmektedir.

Önerilen devreler için ideal durumda doğal frekans ve kalite faktörü aşağıdaki gibi bulunur.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (5.1.2a)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_1 + R_2 C_2 - R_1 C_2} \quad (5.1.2b)$$

CCII+ aktif elemanın (2.1.5) denkleminde görülen idealsizlikleri düşünülerek, Şekil 5.1.1a,b'deki devrelerin (5.1.1)'deki çıkış denklemleri aşağıdaki biçime dönüşür.

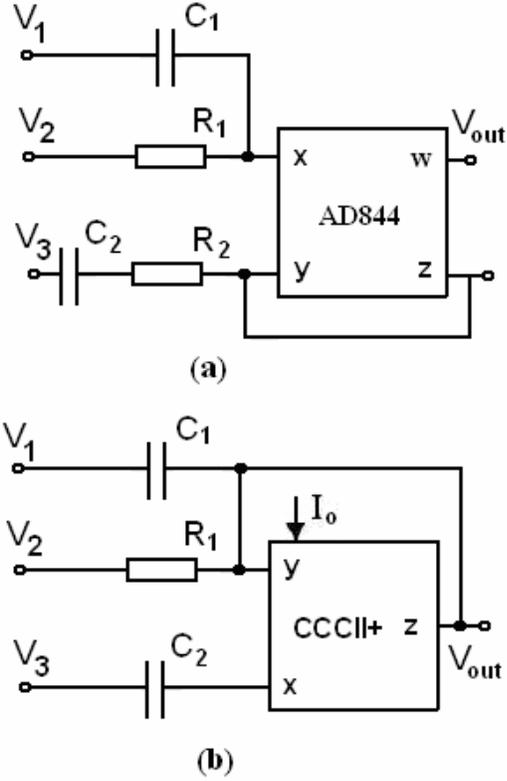
$$V_o = \frac{\alpha(s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s R_1 C_1) V_1 + \alpha(1 + s R_2 C_2) V_2 - s R_1 C_2 V_3}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 \alpha \beta + s(R_1 C_1 \alpha \beta + R_2 C_2 \alpha \beta - R_1 C_2) + \alpha \beta} \quad (5.1.3)$$

Denklem (5.1.3) kullanılarak, ideal olmayan durumda devrelerin doğal frekansı ve kalite faktörü bulunursa

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (5.1.4a)$$

$$Q = \frac{\alpha \beta \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{\alpha \beta (R_1 C_1 + R_2 C_2) - R_1 C_2} \quad (5.1.4b)$$

elde edilir.



Şekil 5.1.2 (a) Şekil 5.1.1a'nın AD844 ile gerçekleştirilmesi, (b) Şekil 5.1.1b'nin CCCII+ ile gerçekleştirilmesi.

Eğer Şekil 5.1.1a'daki devredeki CCII+ yerine AD844 kullanılırsa Şekil 5.1.2a'daki devre elde edilir. Aynı şekilde Şekil 5.1.1b'deki devrede AD844 ile gerçekleştirilebilir. Devrelerin AD844 ile gerçekleştirilebilmesi devrelerin düşük empedans çıkışına sahip olmasını sağlamaktadır, bu sebeple devreler ardışık bağlantıya daha uygun olmaktadır.

Şekil 5.1.2b'de görülen devre basit bir şekilde Şekil 5.1.1b'deki devrede CCII+ aktif elemanı yerine CCCII+ aktif elemanın kullanılması ile elde edilmektedir. Çünkü CCII'nin  $x$  giriş ucunda direnç olan devrelerde CCII ve bu direnç yerine sadece CCCII'nin kullanılabileceği aşikârdır (Fabre vd. 1995). Bu durumda, CCII+ aktif elemanın  $x$  girişine bağlanan direnç kalkacak, CCCII+ aktif elemanın kontrol akımı ile kontrol edilebilen  $R_{xo}$  parazitik iç direnci yerini alacaktır. Sonuç olarak Denklem (5.1.1) ve (5.1.4)'teki  $R_2$  direnci  $R_{xo}$  iç direnci olacaktır ( $R_2=R_{xo}$ ). Böylece  $R_2=R_{xo}$  direncine bağlı olan kalite faktörü ve doğal frekans, CCCII+'nın kontrol akımı  $I_o$  ile elektronik olarak kontrol edilebilecektir.

Devrelerin doğal frekansının ve kalite faktörünün pasif elemanlara göre duyarlılıkları hesaplanırsa

$$S_{R_1}^{\omega_o} = S_{R_2}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (5.1.5)$$

$$S_{R_1}^Q = \frac{1}{2} - \frac{R_1(C_1 - C_2)}{R_1C_1 + R_2C_2 - R_1C_2} \quad (5.1.6)$$

$$S_{R_2}^Q = \frac{1}{2} - \frac{R_2C_2}{R_1C_1 + R_2C_2 - R_1C_2} \quad (5.1.7)$$

$$S_{C_1}^Q = \frac{1}{2} - \frac{R_1C_1}{R_1C_1 + R_2C_2 - R_1C_2} \quad (5.1.8)$$

$$S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} - \frac{C_2(R_2 - R_1)}{R_1C_1 + R_2C_2 - R_1C_2} \quad (5.1.9)$$

bulunur.

İdeal durumdaki mutlak duyarlıklar, denklemlerden görüleceği gibi doğal frekans  $\omega_o$  için tüm pasif eleman değerlerine göre 0.5 olmaktadır. Ancak kalite faktörü  $Q$  için duyarlıklar, pasif eleman seçimine bağlıdır. Bu nedenle filtre fonksiyonları gerçekleştirirken duyarlıklar 1'den küçük olacak şekilde pasif elemanlar seçilmelidir.

Önerilen ikinci dereceden yapıların çıkış empedansları yüksek olmasına rağmen giriş empedansları tasarım parametrelerine bağlıdır. Bu sebepten filtre yapılarının kaskat bağlamak için devrelerin girişlerinde tampon devresi kullanılması daha uygun olacaktır.

Parazitik değerler, CCII+'nın BJT gerçekleştirilmesi için ve AD844 için aynıdır. Normalde devrede aktif elemanın x girişine (düşük empedanslı giriş) bağlanan direnç, aktif elemanın bu girişindeki parazitik giriş direncinden ( $R_x$ ) yeterince büyük olmalıdır ve aktif elemanın yüksek empedanslı girişine ve çıkışına ( $R_y, R_z$ ) bağlanan dirençleri de bu parazitik dirençlerden çok daha küçük olması gerekir. Sonuç olarak kullanılan aktif elemanın parazitik dirençlerine göre sınırlamalar;

$$R_1 \gg R_x = 50 \Omega, R_2 \ll R_y = 10 \text{ M}\Omega, R_2 \ll R_z = 3 \text{ M}\Omega, \quad (5.1.10)$$

Şekil 5.1.1a için elde edilen PSPICE simülasyon ve deneysel çalışmalar sonucunda, devreye dışardan bağlanan dirençlerin parazitik dirençlerden 10 kat az olmasının yeterli olduğu görülmüştür. Sonuç olarak

$$R_1 \geq 500 \Omega, R_2 \leq 300 \text{ k}\Omega. \quad (5.1.11)$$

dirençler için iyi bir seçim olacaktır.

$R_1$  ve  $R_2$  dirençleri, Şekil 5.1.1b için Denklem (5.1.10) ve (5.1.11)'de yer değiştirmektedir. Çünkü bu şekilde aktif elemanın x girişine  $R_1$  ve  $R_2$  yer değiştirerek bağlanmaktadır.

Kullanılan aktif elemanın parazitik kapasitanslarını düşünürsek, dirençler için ele alınan benzer bir yolla devrede kullanılacak kapasitanslarının sınırları sırasıyla Şekil 5.1.1a ve 5.1.1b'deki filtreler için aşağıdaki gibi bulunur.

$$C_1 \gg C_x, C_1 \gg C_y + C_z. \quad (5.1.12a)$$

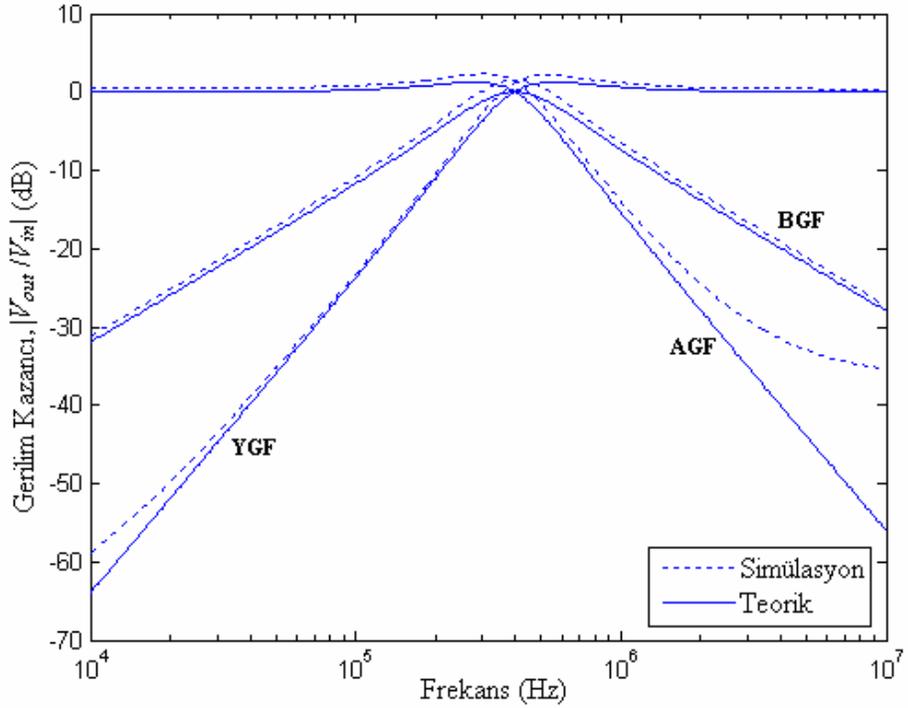
$$C_1 \geq 20 \text{ pF}, C_1 \geq 65 \text{ pF}. \quad (5.1.12b)$$

Burada,  $C_x$ ,  $C_y$  ve  $C_z$ , sırasıyla kullanılan akım taşıyıcının x, y ve z uçlarından görülen parazitik kapasitans değerleridir.

Teorik sonuçların doğruluğunu göstermek amacıyla PSPICE devre simülasyon programı kullanılmıştır. Bunun amaçla, Şekil 5.1.1a'daki ikinci dereceden filtre devresi PSPICE simülasyon programı kullanılarak simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla CCII+'nın, Şekil 2.3'da görülmekte olan BJT gerçekleştirilmesi kullanılmıştır ve transistor olarak AT&T ALA400'ün PR100N (PNP) ve NR100N (NPN) modelleri kullanılmıştır (Frey 1993).

Tüm simülasyonlarda, CCII+'nın besleme gerilimleri  $V_{CC}=2.5 \text{ V}$  ve  $V_{EE}=-2.5 \text{ V}$  olarak, kutuplama akımları  $I_1=I_2= 500 \mu\text{A}$  olarak seçilmiştir. Pasif eleman değerleri  $C_1=C_2= 100 \text{ pF}$  ve  $R_1=R_2= 4 \text{ k}\Omega$  alınmıştır.

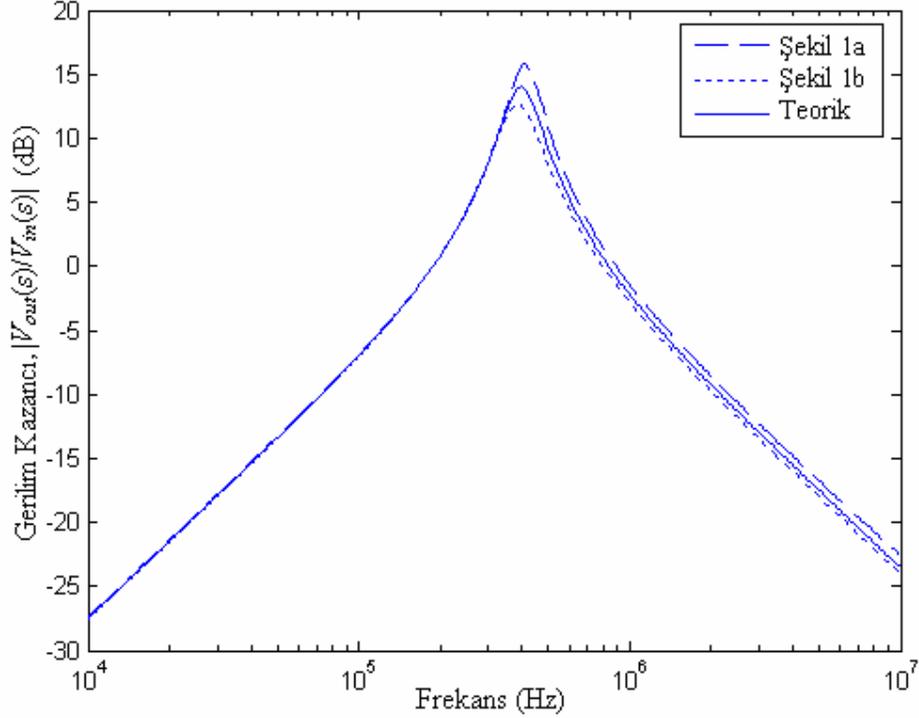
Yukarıdaki parametreler kullanılarak elde edilen AGF, YGF ve BGF karakteristikleri için simülasyon sonuçları ile bu parametreler ile elde edilen teorik sonuçları gösteren Bode diyagramları Şekil 5.1.2'de verilmiştir. Bu parametrelere karşı düşen doğal frekans ve kalite faktörü tüm filtre tipleri için sırasıyla,  $f_o= 397.5 \text{ kHz}$  ve  $Q=1$  olmaktadır. Simülasyonlarda merkez frekansı, BGF için  $398.1 \text{ kHz}$  ve BSF için  $407.4 \text{ kHz}$  olmaktadır. BGF için kalite faktörü ise  $1.06$  olmaktadır. Elde edilen bu simülasyon sonuçları teorik sonuçlara göre kabul edilebilir düzeydedir.



Şekil 5.1.2. AGF, YGF ve BGF için genlik-frekans karakteristiği.

Teorik sonuçların doğruluğunu göstermek amacıyla PSPICE devre simülasyon programı kullanılarak yüksek- $Q$  için ( $Q=3$ ) devre yeniden simüle edilmiştir. Bu amaçla, ikinci dereceden filtre devresinde  $R_2=2.4\text{k}\Omega$  ve  $C_2=167\text{ pF}$  değerleri değiştirilmiş diğer parametreler aynı bırakılmıştır. Bu parametrelere karşı düşen doğal frekans, tepe kazancı ve kalite faktörü tüm filtre tipleri için sırasıyla  $f_0=397.5\text{kHz}$ , 14.03 dB ve  $Q=3.015$  olmaktadır. Simülasyonlarda, Şekil 5.1.1a ve Şekil 5.1.1a'da filtre devreleri AD844 entegresi ile gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 5.1.3'te görülmektedir. Her iki simülasyon sonucu teorik sonuç ile geniş bir frekans bandında iyi uyuşmasına rağmen, elde edilen sonuçlarda şu farklar meydana gelmiştir: Merkez frekansları 407.4 ve 389.0 kHz, kalite faktörleri 3.51 ve 2.65, tepe kazançları 15.75 dB ve 12.65 dB olarak sırasıyla Şekil 5.1.1a ve 5.1.1b'de bulunmuştur. Simülasyonlar ve teorik sonuçlar arasındaki kazanç uyumsuzluğu 10 MHz'e kadar 3 dB'den az olmaktadır. Görüldüğü gibi bu farklar, pratikte kabul edilebilir oranlarda olmakta ve AD844'ün ideallsizliklerinden kaynaklanmaktadır. Şekil 5.1.1a için simülasyon sonuçlarının teorik sonuçlardan daha yüksek, Şekil 5.1.1a için daha küçük çıkmasına rağmen, Şekil 5.1.1a ve 5.1.1b'deki örnekte görüldüğü gibi BGF karakteristiği iyi bir şekilde elde edilmektedir. Her iki yapı için de merkez frekansı dışında teorik sonuç ile arasında az bir fark oluşmaktadır. Sonuç olarak bu farkların, AD844'ün x ve y girişlerinde görülen parazitik kapasitörlerin etkilerden (yüksek frekanslarda daha fazla etkilenmektedir) kaynaklandığı

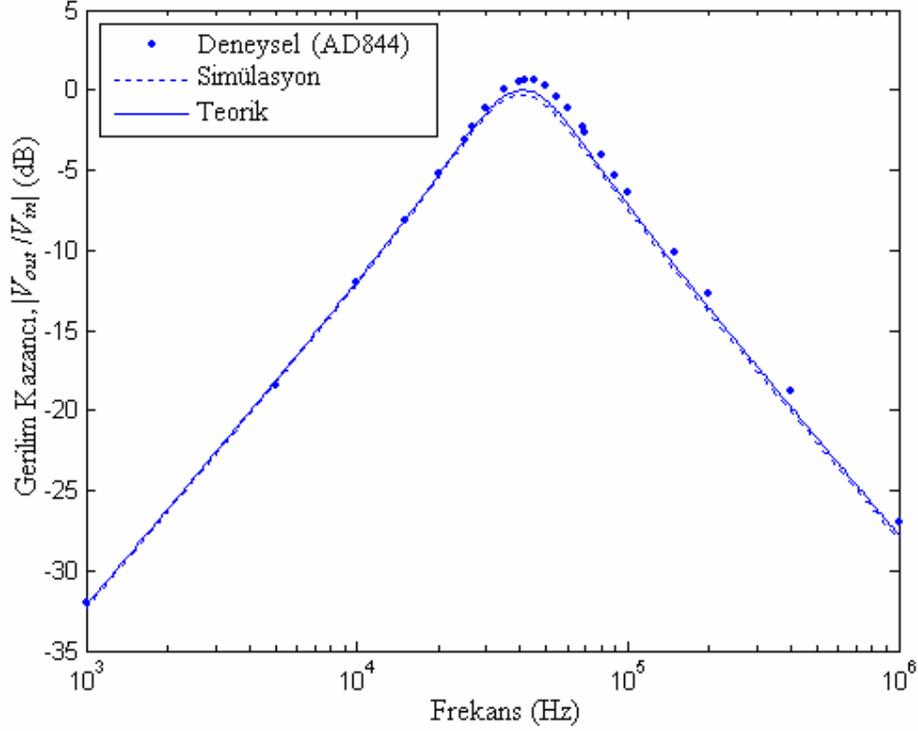
söylenbilir. Çünkü bu şekillerden görülen farklar, bahsedilen girişlerin değişmesi ile değişmektedir. Kısaca, Şekil 5.1.1a için, giriş sinyali seri direnç ve kapasitör ile ( $R_2$ ,  $C_2$ ) y girişine uygulandığında yüksek, Şekil 5.1.1b için, giriş sinyali seri direnç ve kapasitör ile ( $R_2$ ,  $C_2$ ) x girişine uygulandığında düşük olmaktadır.



Şekil 5.1.3. Şekil 5.1.1a ve 5.1.1b'deki devrelerin BGF fonksiyonu için genlik-frekans karakteristiği.

Son olarak, Şekil 5.1.4'te deneysel ve simülasyon sonuçları ile teorik sonuçların karşılaştırılması verilmiştir. Bunun için Şekil 5.1.1b'deki devre AD844 ile gerçekleştirilerek deneysel çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalarda pasif eleman değerleri  $R_1=R_2=3.9$  k $\Omega$ ,  $C_1=C_2=1$  nF olarak alınmış, AD844'ün beslemeleri  $\pm 12$  V olarak seçilmiştir. Bu değerler için devre laboratuvarında kurulmuş ve Şekil 5.1.4'teki sonuçlar elde edilmiştir. Teorik hesaplamalarda kullanılan pasif elemandan elde edilen doğal frekans ve kalite faktörü  $f_o=39.8$  kHz ve  $Q=1$  olmasına rağmen deneysel çalışma sonucunda bu değerler sırasıyla  $f_o=41.5$  kHz ve  $Q=1.04$  olarak elde edilmiştir. Deneysel sonuçlardaki fark (maksimum değeri 0.67 dB olmaktadır) merkez frekansı civarında başlamakta ve daha yüksek frekanslar için bu fark devam etmektedir. Düşük frekanslardaki fark ise ihmal edilebilir düzeyde çıkmaktadır. Bu gözlemler sonunda Şekil 5.1.5'ten görülebileceği gibi deneysel sonuçlar, aynı şekilde görülen simülasyon sonuçlarından daha iyi sonuçlar vermemektedir. Deneysel çalışma sırasında

kullanılan pasif elemanların toleransları, sıfır-olmayan sinyal üreticinin iç direnci gibi etkiler bu sonucun oluşmasını sağlamıştır.



Şekil 5.1.4 BGF için deneysel ve simülasyon genlik-frekans karakteristik sonuçlarının teorik sonuçlarla karşılaştırılması.

Sonuç olarak bu bölümde, iki yeni gerilim modunda çalışan üç-girişli tek-çıkışlı çok fonksiyonlu filtre devreleri sadece bir adet aktif eleman kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Önerilen yapıların bazı avantajları şunlardır: (i) Aynı yapıdan gerilim modunda çalışan AGF, YGF, BGF, BSF ve TGF karakteristiklerinin elde edilebilmesi; (ii) Sadece tek bir aktif elemanın kullanılması (CCII+ ya da CFOA); (iii) Devrelerin kanonik sayıda direnç ve kapasitörler içermesi; (iv) Devrelerde CCII+ elemanın kullanılması, bu aktif eleman pratikte bulunmaktadır ve CCII- aktif elemanına göre tümleşik devre teknolojisine daha uygundur.

## 6. DURUM DEĞİŞKENİ YÖNTEMİ KULLANILARAK $n$ . DERECEDEDEN AKIM MODLU FİLTRE TASARIMI

Bu bölümde, durum değişkenleri yöntemi kullanılarak akım modlu  $n$ . dereceden filtre devresinin MO-CCII ve MO-CCCII aktif elemanları ile gerçekleştirilmesi üzerinde durulmuştur. Kullanılacak yöntem literatürde bilinen bir yöntemdir (Dorf ve Bishop 2004). Bu yöntem ile elde edilecek yapı tezin dokuzuncu bölümünde önerilen yöntemle elde edilen yapıya benzemektedir ancak bu bölümde farklı bir yöntem kullanılmıştır.

Önerilen  $n$ . dereceden yapı  $n+1$  adet MO-CCII,  $n$  adet bir ucu topraklanmış kapasitör ve  $n$  direnç içermektedir. Kullanılan dirençler devrede MO-CCII'ler yerine MO-CCCII'lerin kullanılması ile ortadan kaldırılabilir. Önerilen yapıdan, gerçekleştirilecek transfer fonksiyonunun katsayılarının pasif elemanlar cinsinden bulunması çok kolaydır. Ayrıca önerilen yapının giriş empedansı çok küçük, çıkış empedansı çok yüksektir, dolayısıyla bu yapı ardışık bağlamaya çok uygundur. Ayrıca, tüm akım çıkışlarından AGF, YGF ve tüm BGF filtre karakteristikleri aynı anda elde edilebilmektedir. BSF ve TGF fonksiyonları da uygun çıkışların seçilmesi ile elde edilebilmektedir. Ayrıca bir ucu topraklanmış kapasitörlerin kullanılması ve devrenin dirençsiz olması tümleşik devre teknolojisine uygunluğunu artırmaktadır (Bhusan ve Newcomb 1967).

Literatürde farklı aktif elemanlar kullanılarak yüksek mertebeden filtre yapılarının tasarımı ile ilgili yöntemler önerilmiştir. Acar ve Özoğuz,  $n$ . dereceden akım transfer fonksiyonunu gerçekleştiren bir yöntemi CDBA aktif elemanı kullanarak tanımlamışlardır (Acar ve Özoğuz 2000). Akım modunda çalışan bu devrede çok fazla direnç elemanı kullanılmıştır ( $3n+3$  direnç). Köksal ve Sağbaş,  $n$ . dereceden gerilim transfer fonksiyonunu gerçekleştiren bir yöntemi CDBA aktif elemanı kullanarak önermişlerdir (Köksal ve Sağbaş 2007). Önerilen filtre devresi gerilim modunda çalışmasına rağmen akım moduna çevrilebilmektedir. Ancak dönüşüm yapılırken devredeki direnç sayısı artmakta, çıkış empedansları da yüksek empedans özelliğini yitirmektedir. Bu yüzden ardışık bağlamak için tampon devreye ihtiyaç duyulmaktadır. Ayrıca bu yapının elektronik olarak kontrol edilebilme özelliği yoktur. Bekri ve Anday, 2005 yılında akım fark alıcı transkonduktans kuvvetlendiriciler (CDTA) kullanarak  $n$ . dereceden akım modlu devre tasarlamışlar, ancak önerdikleri yapı sadece  $n$ . dereceden AGF devresinin tasarımına uygundur (Bekri ve Anday 2005).

$n$ . dereceden transfer fonksiyonlarının gerçekleştirilmesi için kullanılan diğer bir yöntemde RC-RC ayırıştırma yöntemidir (Acar ve Sedef 2003). Bu yöntemle elde edilen devreler daha

az sayıda aktif eleman gerektirmelerine rağmen, tasarımı yapılacak filtrenin derecesi artıkça pasif eleman sayısı oldukça artmaktadır. Diğer bir dezavantajı da bu yöntemle BGF tasarımı yapıldığında elde edilen filtre yapısının duyarlıklarının oldukça kötü çıkmasıdır.

Bu bölümde öncelikle, aktif-RC filtrelerinde iyi bilinen durum değişkeni filtreleri hakkında kısa bilgi verilecektir (Huelsman ve Allen 1980, Oksasoglu ve Huelsman 1991). “Durum Değişkeni” adı, diferansiyel denklemlerin durum değişkenleri yöntemi ile çözülmesinden gelmektedir.

$n$ . dereceden alçak geçiren akım transfer fonksiyonunu ele alırsak

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{H}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (6.1)$$

Pay ve payda polinomu  $I_0(s)s^{-n}$  ( $I_0(s)$ , keyfi frekans düzlemi değişkeni) ile çarpılırsa aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{HI_0(s)s^{-n}}{b_n I_0(s) + b_{n-1} I_0(s)s^{-1} + \dots + b_1 I_0(s)s^{1-n} + b_0 I_0(s)s^{-n}} \quad (6.2)$$

Şimdi,  $I_{out}(s)$  payda polinomuna,  $I_{in}(s)$  pay polinomuna eşitlenirse;

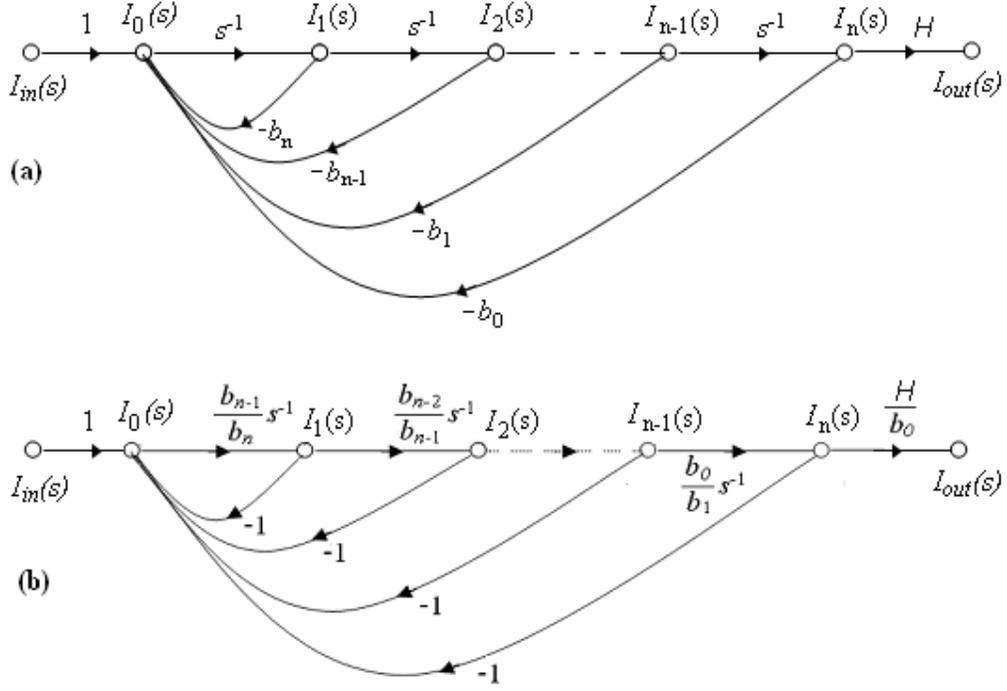
$$I_{out}(s) = HI_0(s)s^{-n} \quad (6.3a)$$

$$I_0(s) = \frac{1}{b_n} \left[ I_{in}(s) - b_{n-1} I_0(s)s^{-1} - \dots - b_1 I_0(s)s^{1-n} - b_0 I_0(s)s^{-n} \right] \quad (6.3b)$$

Burada,  $I_0(s)$  büyüklükleri Durum Değişkenleri olarak adlandırılır ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

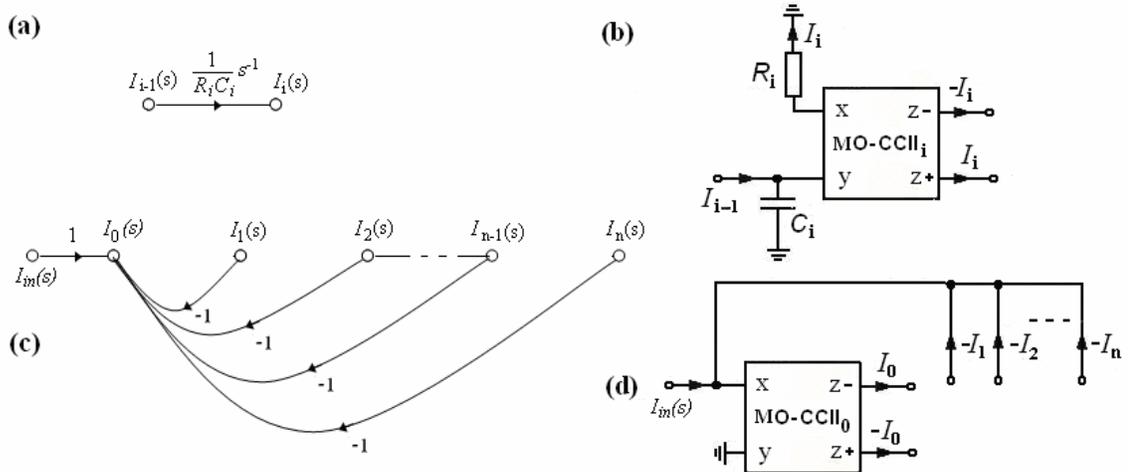
$$I_i(s) = s^{-1} I_{i-1}(s), \quad i=1, 2, \dots, n \quad (6.3c)$$

(6.3)'deki denklemler işaret akış diyagramı ile gerçekleştirilirse, Şekil 6.1a'daki akış diyagramı elde edilir.



Şekil 6.1  $n$ . derece SVF'nin işaret akış diyagramı ile gerçekleştirilmesi.

Şekil 6.1a'da görülmekte olan  $n$ . dereceden SVF için elde edilen işaret akış diyagramından uygun alt-devrelerin elde edilmesi zordur. Bu sebeple Şekil 6.1b'deki gibi düzenlenmesi alt-devrelerin elde edilmesini kolaylaştıracaktır. Şekil 6.1b'de görülmekte olan  $n$ . dereceden SVF için elde edilen işaret akış diyagramı MO-CCII aktif elemanları içeren aktif-RC devresi ile gerçekleştirilebilir. Bu şekilde elde edilen alt-diyagramlar ve bu alt-diyagramlara karşı düşen alt-devreler Şekil 6.2'de görülmektedir.



Şekil 6.2 Alt-diyagramlar ve bu alt diyagramlara karşı düşen alt-devreler.

Şekil 6.2a'daki integral alıcılara ele alınacak olursa, Şekil 6.2b'deki alt-devreden,  $i$ . çıkış akımı aşağıdaki gibi bulunur.

$$I_i = \frac{1}{sC_i R_i} I_{i-1}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (9.4a)$$

olup burada,

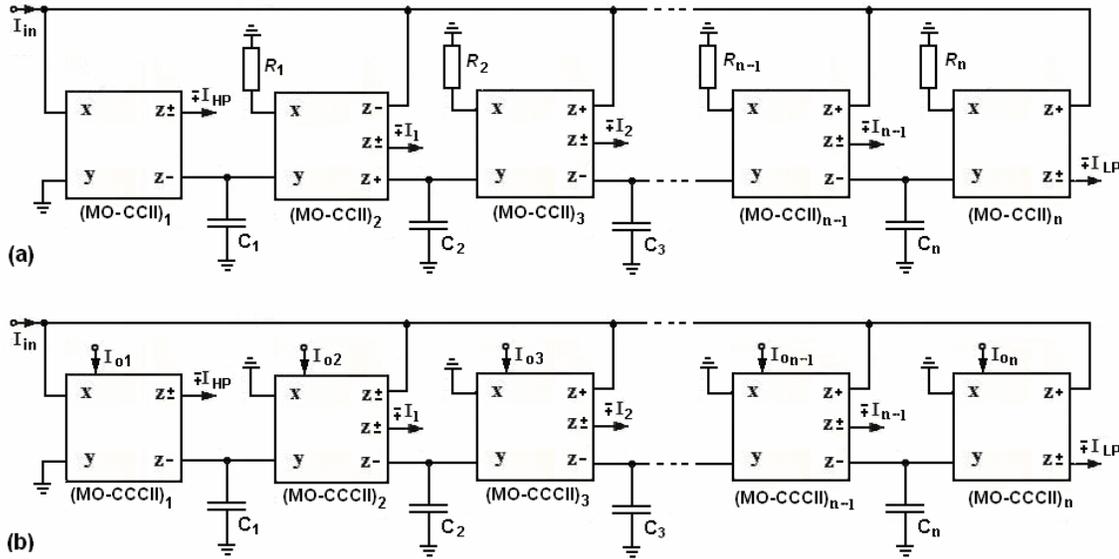
$$R_i C_i = b_{n-i} / b_{n-i+1}, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (9.4b)$$

Şekil 9.2c'deki alt-diyagramdan görülen girişteki toplayıcı düğüm ele alınacak olursa, Şekil 9.2d'de görülen alt-devreden

$$I_{in}(s) = I_0 + I_1 + \dots + I_n \quad (9.4c)$$

olarak bulunur.

$n$ . dereceden SVF devresi, Şekil 6.2'de görülen alt-devrelerin uygun şekilde bağlanması ile Şekil 6.3a'daki gibi kolaylıkla elde edilir.



Şekil 6.3 (a)  $n$ . Dereceden akım modlu SVF devresi, (b) indirgenmiş yapı.

CCII ve CCII'nin  $x$  giriş ucunda direnç olan devreler de CCII ve bu direnç yerine sadece CCCII kullanılabileceği aşikârdır (Fabre vd. 1995). Sonuç olarak, elde edilen  $n$ . dereceden yapıda kullanılan dirençlerin devrede kullanılan MO-CCII'lerin  $x$  giriş ucuna bağlı olması bu yapıda kullanılan dirençlerin MO-CCII yerine MO-CCCII kullanılarak ortadan kaldırılabildiğini sağlamaktadır. Ancak devredeki ilk MO-CCII'nin  $x$  girişinde direnç

elemanı bulunmadığı için, bu eleman ya MO-CCCII ile değiştirilmeyecek veya değiştirilecekse MO-CCCII'nin parazitik giriş direncinin ihmal edilecek kadar küçük olması için kontrol akımı yeterince küçük seçilecektir. Önerilen yapıda tüm aktif elemanların aynı türden olması için (MO-CCII)<sub>1</sub>, (ilk MO-CCII) MO-CCCII ile değiştirilmiştir.

Şekil 6.3a ve 6.3b'de görülen  $n$ . dereceden akım modlu filtre için, MO-CCCII'lerin uç denklemleri kullanılarak her akım çıkışı için transfer fonksiyonları yazılırsa

$$\frac{I_{HP}}{I_{in}} = \frac{I_0}{I_{in}} = \frac{s^n C_1 C_2 \cdots C_n R_1 R_2 \cdots R_n}{D_n(s)} \quad (6.5a)$$

$$\frac{I_1}{I_{in}} = \frac{s^{n-1} C_2 \cdots C_n R_2 R_3 \cdots R_n}{D_n(s)} \quad (6.5b)$$

⋮

$$\frac{I_{n-1}}{I_{in}} = \frac{s C_n R_n}{D_n(s)} \quad (6.5c)$$

$$\frac{I_{LP}}{I_{in}} = \frac{I_n}{I_{in}} = \frac{1}{D_n(s)} \quad (6.5d)$$

bulunur. Burada,

$$D_n(s) = s^n C_1 C_2 \cdots C_n R_1 R_2 \cdots R_n + s^{n-1} C_2 C_3 \cdots C_n R_2 R_3 \cdots R_n + \dots + s C_n R_n + 1 \quad (6.5e)$$

Denklem (6.5) genelleştirilirse, her çıkıştaki akım transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{I_i}{I_{in}} = \frac{\left( \prod_{j=1}^{n-i} R_{n+1-j} C_{n+1-j} \right) s^{n-i}}{\sum_{k=0}^n \left( \prod_{j=1}^k R_{n+1-j} C_{n+1-j} \right) s^k}, \quad i = 0, 1, \dots, n \quad (6.6)$$

Burada, eğer üst indis, alt indisten daha küçükse pay ve paydadaki çarpım ifadeleri 1 olarak kabul edilecektir.

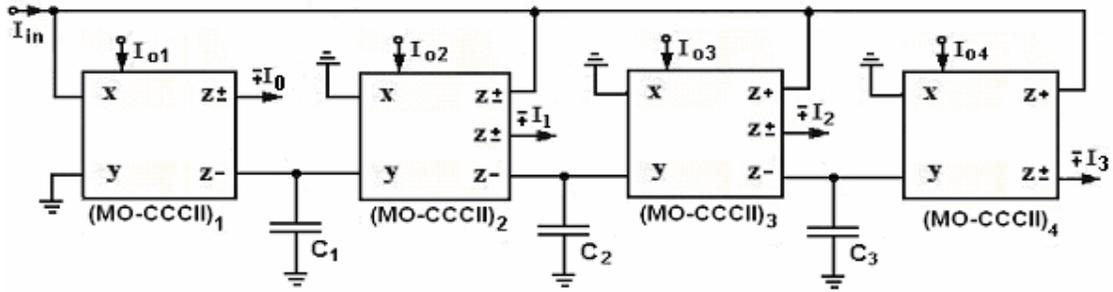
Not: Elde edilen transfer fonksiyonlarının işaretleri, MO-CCII'lerin akım çıkışlarının ( $\pm z$ ) seçimine göre değişiklik gösterecektir.

$\alpha_p \approx \alpha_n$  olduğundan,  $\alpha_p = \alpha_n = \alpha$  kabul edilirse, (6.6)'deki akım transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$\frac{I_i}{I_{in}} = \frac{\left( \prod_{j=1}^i \alpha_{n-i} \beta_{j+1} \right) \left( \prod_{j=1}^{n-i} R_{n+1-j} C_{n+1-j} \right) s^{n-i}}{\sum_{k=0}^n \left( \prod_{j=1}^{n-k} \alpha_k \beta_{j+1} \right) \left( \prod_{j=1}^k R_{n+1-j} C_{n+1-j} \right) s^k}, \quad i = 0, 1, \dots, n \quad (6.7)$$

ve  $i=0$  için,  $\alpha_1$  ile çarpılacaktır.

$n=3$  için için Şekil 6.3b'deki  $n$ . Dereceden SVF devresi Şekil 6.5'te görülmektedir.

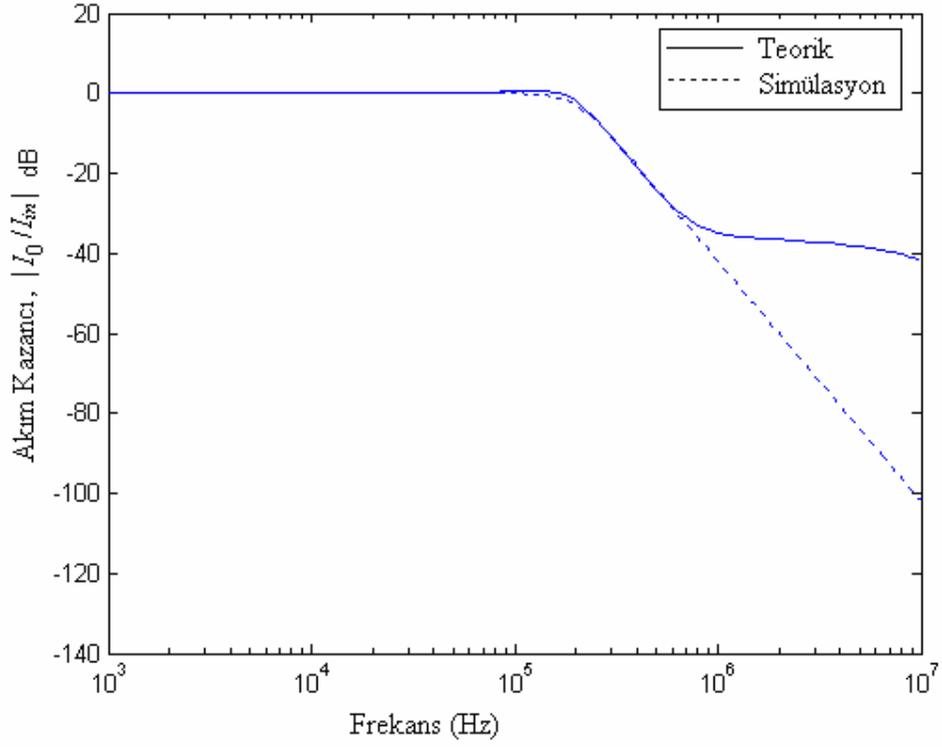


Şekil 6.4 Üçüncü dereceden SVF devresi.

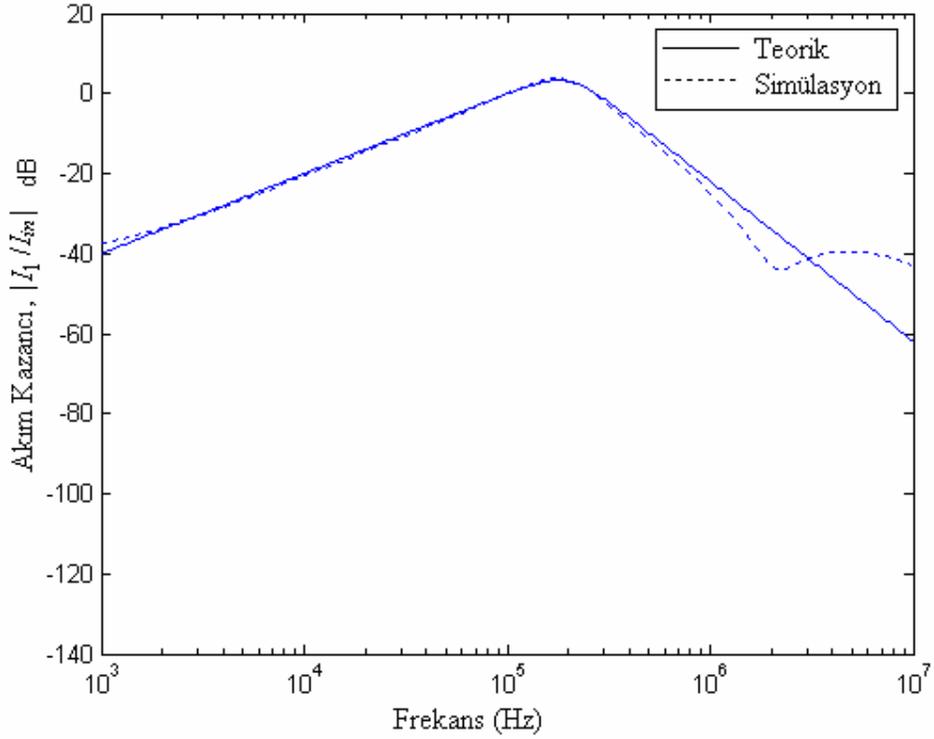
Şekil 6.4'deki filtre devresi PSPICE devre simülasyon programı ile denenmiştir. Simülasyonlarda, Abuelma'atti ve Al-Qahtani'nin önerdiği MO-CCCII'nin BJT ile gerçekleştirilmesinde transistorlerin AT&T ALA400'ün PR100N (PNP) ve NR100N (NPN) modelleri kullanılmış (Frey 1993) ve tüm simülasyonlarda (MO-CCCII)<sub>1</sub>'in, MO-CCII gibi davranması için kontrol akımı yeterince büyük alınmıştır ( $I_{o1} = 800 \mu A$ ). Bu durumda (MO-CCCII)<sub>1</sub>'in parazitik direnci 25 °C'de 16.1  $\Omega$  olarak bulunur. Bu değer devredeki diğer parazitik dirençlere göre çok küçük olduğundan ihmal edilebilir. MO-CCCII besleme gerilimleri  $V_{CC} = 2.5 V$  ve  $V_{EE} = -2.5 V$  olarak seçilmiştir.

Üçüncü dereceden, 3 dB kesim frekansı  $f_o = 200$  kHz olan Butterworth filtre gerçeklemek için; Kapasitörlerin değerleri,  $C_1 = 0.25$  nF,  $C_2 = 0.5$  nF ve  $C_3 = 1$  nF, MO-CCCII'nin kontrol akımları 8.22  $\mu A$  olarak seçilmiştir. MO-CCCII'nin kontrol akımlarına göre parazitik dirençleri hesap edilirse,  $R_1 = R_2 = R_3 = 1.57$  k $\Omega$  olarak bulunacaktır.

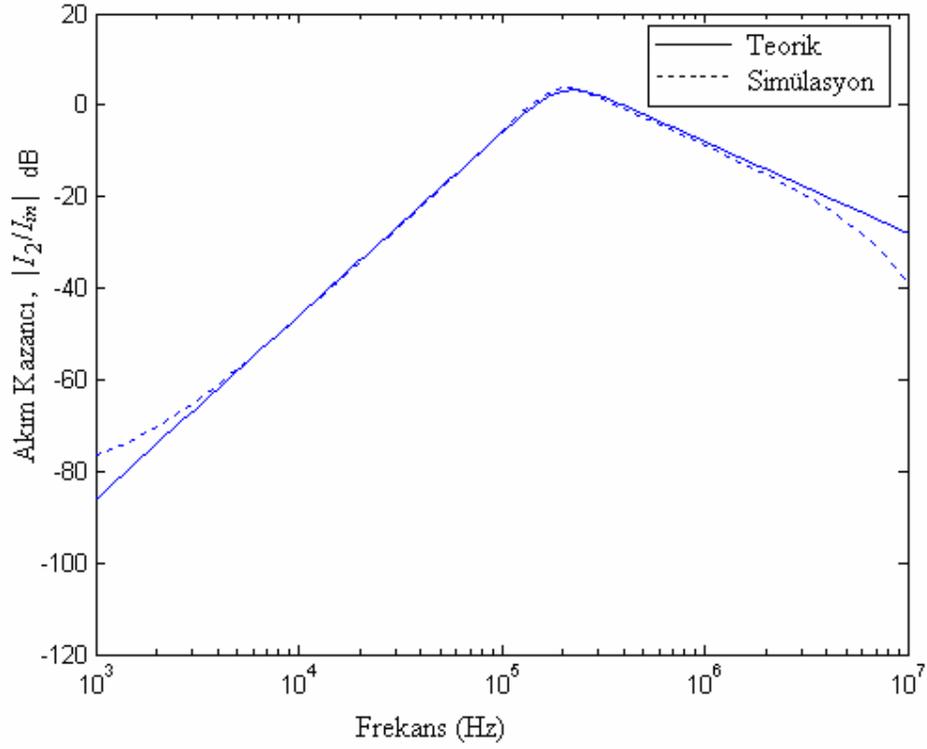
PSPICE devre simülasyon programı kullanılarak elde edilen genlik-frekans karakteristikleri Şekil 6.5, Şekil 6.6, Şekil 6.7 ve Şekil 6.8'de verilmiştir.



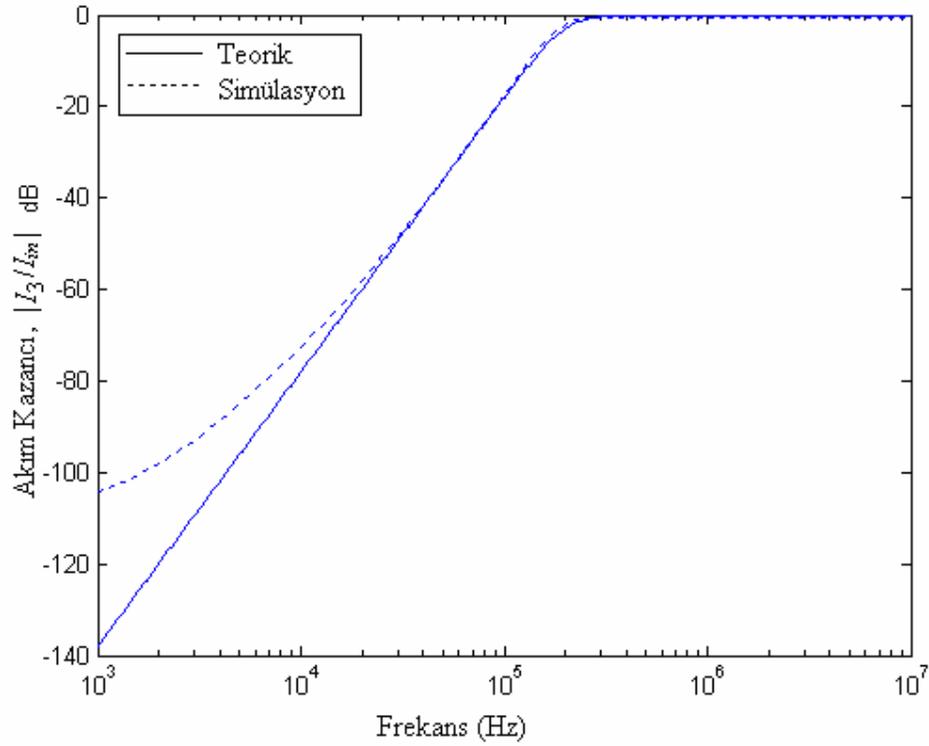
Şekil 6.5  $I_0/I_{in}$  transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği.



Şekil 6.6  $I_1/I_{in}$  transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği.

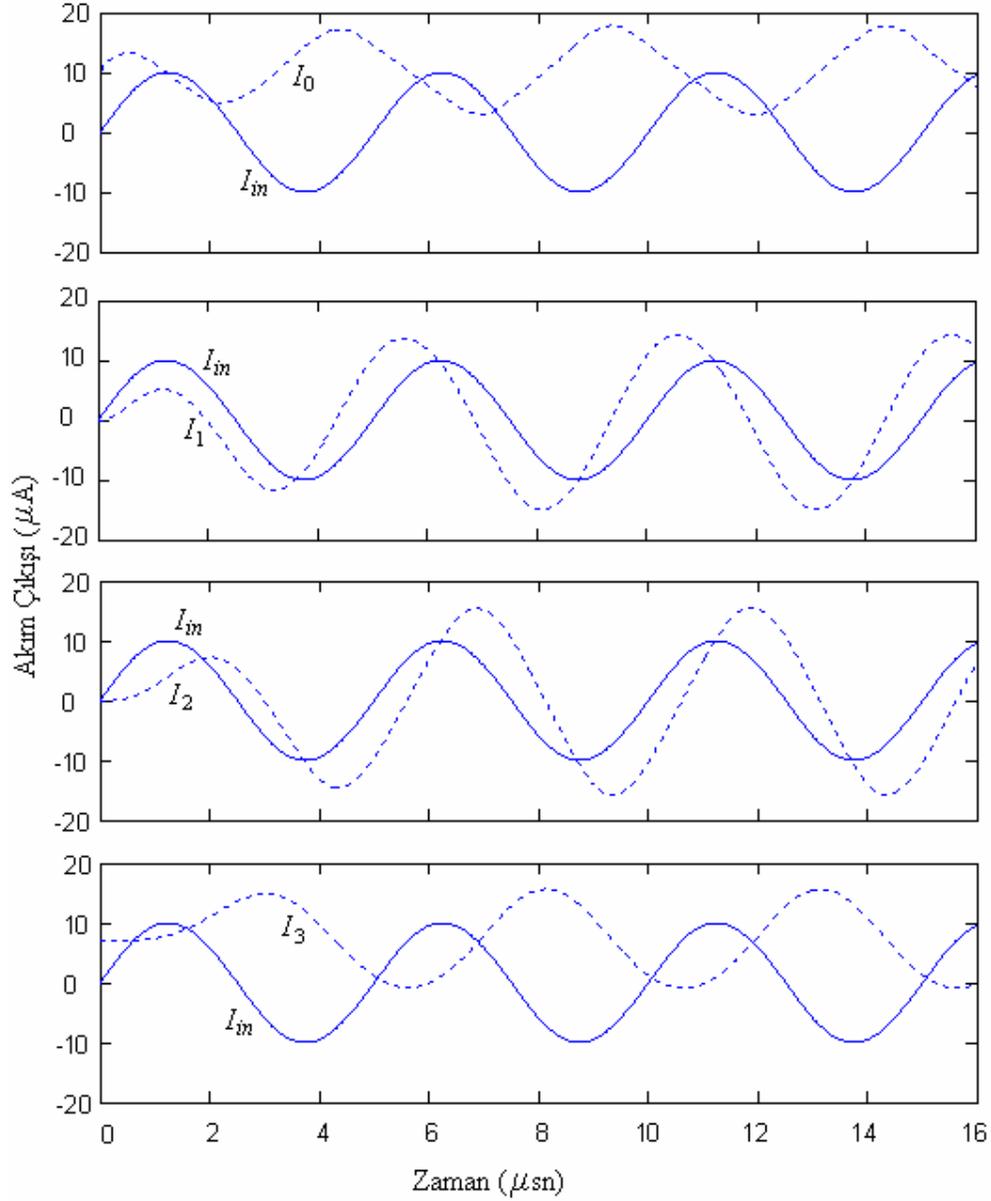


Şekil 6.7  $I_2/I_{in}$  transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği.



Şekil 6.8  $I_3/I_{in}$  transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği.

Yukarıda verilen simülasyon örneği için, girişe uygulanabilecek maksimum genlik seviyesinin tespiti amacıyla farklı genliklerde 200 kHz frekansında sinüzoidal akım kaynağı uygulanmıştır. Yapılan simülasyonlar sonucunda tüm çıkışlarda bozulmadan işaretlerinin elde edilebilmesi için giriş genliğinin tepe değerinin  $0.1 \mu A$  ile  $15 \mu A$  arasında olması gerekmektedir. Şekil 6.9'da,  $10 \mu A$  genlikli, 200 kHz frekanslı giriş işareti için çıkışların transiyent yanıtları görülmektedir. Şekil 6.9'da  $I_0$  ve  $I_3$  çıkışları da ofset hataları meydana gelmiştir.



Şekil 6.9 Örnek devrenin (Şekil 6.4) transiyent analizi.

Sonuç olarak bu bölümde, durum değişkenleri yöntemi kullanılarak elektronik olarak kontrol

edilebilen  $n$ . dereceden universal filtre devresi sunulmuştur. Önerilen devrenin sağladığı avantajlar şunlardır.

(i) Doğal frekansın ve kalite faktörünün devredeki pasif elemanların değerleri değiştirilmeksizin elektronik olarak akım taşıyıcının kontrol akımı ile ayarlanabilmesi.

(ii) Bir ucu topraklanmış direnç ve kapasitörlerin kullanılması.

(iii) Önerilen yapının kolaylıkla dirençsiz yapıya dönüştürülebilmesi.

(iv) Aynı anda birden fazla filtre fonksiyonunun elde edilebilmesi.

(v) Devrenin girişinin düşük empedans, çıkışlarının yüksek empedans özelliğine sahip olması. Böylelikle fazladan tampon devre kullanılmadan devrenin ardışık bağlanmaya uygun olması.

(vi) Pasif duyarlıklarının düşük olması.

## 7. CC-CDBA KULLANILARAK $n$ . DERECEDEN AKIM TRANSFER FONKSİYONU İÇİN GENEL TASARIM YÖNTEMİ

Bu bölümde, önce CC-CDBA kullanılarak  $n$ . dereceden alçak geçiren filtre devresi için bir tasarım yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem ile  $n+1$  CC-CDBA ve  $n$  kapasitör kullanılarak  $n$ . dereceden alçak geçiren filtre devresi elde edilebilmekte olup transfer fonksiyonunun katsayıları, pasif elemanlar cinsinden kolay bir şekilde bulunabilmektedir.  $\omega_o$  ve  $Q$ , devredeki pasif elemanları değiştirmeden elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Önerilen yapıya ağırlıklı toplayıcı eklenerek en genel akım transfer fonksiyonu kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir. Önerilen yöntemin doğruluğunu göstermek için dördüncü dereceden band-geçiren eliptik filtre devresi örnek olarak verilmiş, PSPICE devre simülasyon programı ile simülasyonları yapılmıştır.

$n$ . dereceden en genel akım transfer fonksiyonu için genel bir tasarım yöntemi verilecektir. Önerilen yöntem işaret akış diyagramı kullanılarak transfer fonksiyonunun CC-CDBA aktif elemanını içeren aktif-RC devresi ile gerçekleştirilmesine dayanmaktadır.

En genel  $n$ . dereceden alçak geçiren akım transfer fonksiyonu  $n$ 'in çift olması durumunda aşağıdaki gibi yazılabilir

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{inp}(s)} = \prod_{i=1}^k H_i \frac{\omega_i^2}{s^2 + \frac{\omega_i}{Q_i}s + \omega_i^2} = H \prod_{i=1}^k \frac{\omega_i^2}{s^2 + \frac{\omega_i}{Q_i}s + \omega_i^2} \quad (7.1a)$$

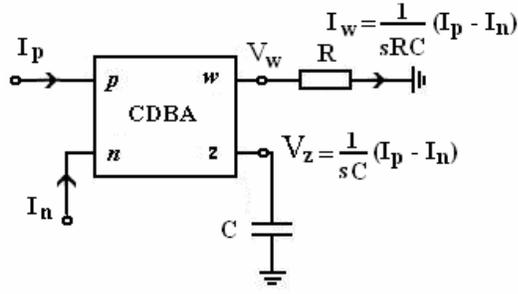
Burada,  $I_{out}(s)$  ve  $I_{in}(s)$ , sırasıyla çıkış ve giriş akımlarıdır;  $k=n/2$ ; ve  $H=H_1H_2...H_k$ , DC kazançlarıdır.

$n$ 'nin tek olması durumunda bu denklem aşağıdaki birinci dereceden ifade ile çarpılacaktır.

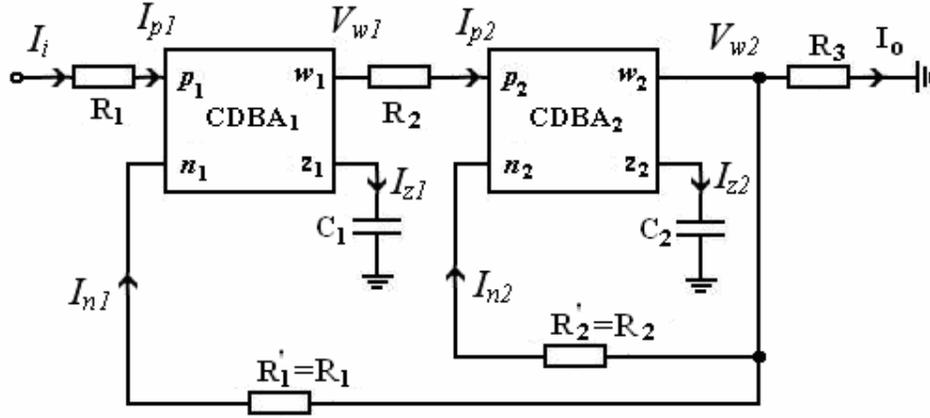
$$H_o \frac{\sigma_o}{s + \sigma_o} \quad (7.1b)$$

Burada,  $\sigma_o > 0$  ve  $H_o$  sabitlerdir.

Denklem (7.1a)'daki her bir ikinci dereceden ifadenin durum uzay gerçekleştirilmesi için, Şekil 7.1'de verilmiş olan iki adet fark ve integral alıcı devrenin ardışık bağlanarak ve aynı düğümden  $I_{n1}$ ,  $I_{n2}$  geri besleme akımları alınarak Şekil 7.2'teki ikinci dereceden yapı elde edilebilir.



Şekil 7.1 Fark ve entegral alıcı devrenin CDBA ile gerçekleştirilmesi.



Şekil 7.2 Denklem (7.1a)'daki her bir ikinci dereceden yapının gerçekleştirilmesi.

Not:  $R_1'$  ve  $R_2'$  geri besleme dirençleri, sırasıyla  $p$  girişine gelen  $R_1$  ve  $n$  girişine gelen  $R_2$  dirençlerine eşit seçilmiştir. Çünkü devrede aktif eleman olarak CDBA'lar yerine CC-CDBA kullanıldığında aktif elemanın uç denklemleri gereği bu dirençlerin birbirlerine eşit seçilmesi gerekir.

Denklem (2.2.1)'de verilen CDBA'nın uç denklemleri kullanılırsa, Şekil 7.2'teki ikinci dereceden devrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunur.

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{inp}(s)} = \frac{R_1'}{R_3} \frac{\frac{1}{R_1' C_1 R_2 C_2}}{s^2 + \frac{R_2}{R_2' R_2 C_2} s + \frac{1}{R_1' C_1 R_2 C_2}} = \frac{R_1}{R_3} \frac{\frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_2 C_2} s + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (7.2)$$

Elde edilen transfer fonksiyonu Denklem (7.1a) ile eşitlenirse,

$$H = \frac{R_1'}{R_3} = \frac{R_1}{R_3} \quad (7.3a)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R_1' C_1 R_2 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (7.3b)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_2' R_2 C_2}{R_2 R_1 C_1}} = \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} \quad (7.3c)$$

elde edilir.

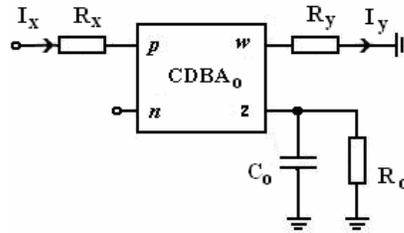
Not: Pasif elemanlara göre tüm  $\omega$  ve  $Q$  duyarlılıkları, mutlak olarak en fazla 0.5 olmaktadır.

Denklem (7.1b)'deki birinci dereceden transfer fonksiyonu ele alınırsa, bu denklem Şekil 7.3'deki devre ile gerçekleştirilebilir. Burada,

$$H_o = \frac{R_x}{R_y} \quad (7.4a)$$

$$\sigma_o = \frac{1}{R_o C_o} \quad (7.4b)$$

$$\frac{I_y}{I_x} = H_o \frac{\sigma_o}{s + \sigma_o} = \frac{R_x}{R_y} \frac{\frac{1}{R_o C_o}}{s + \frac{1}{R_o C_o}} \quad (7.4c)$$

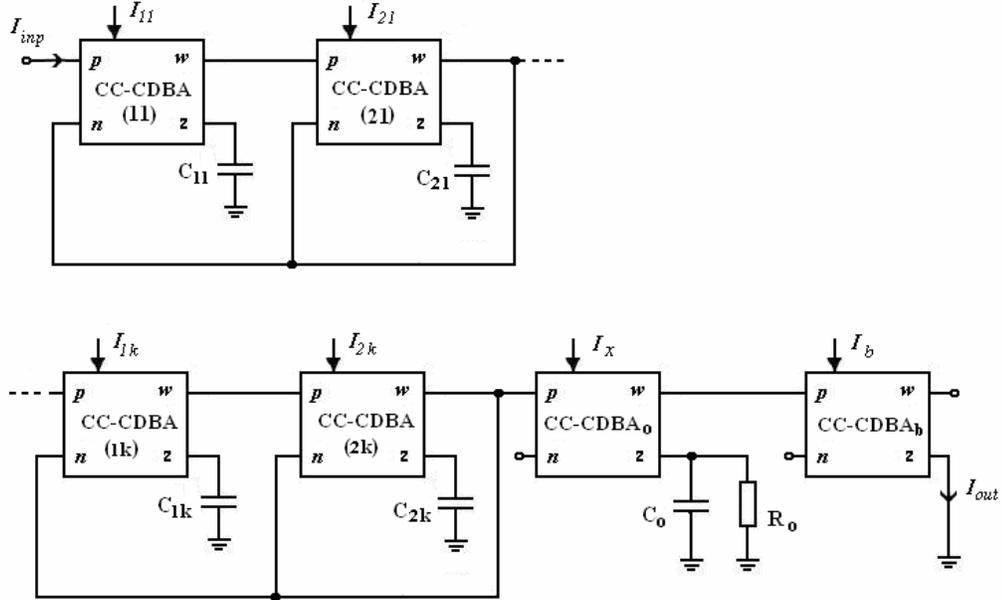


Şekil 7.3 Denklem (7.1b)'nin gerçekleştirilmesi.

CDBA'lar yerine CC-CDBA kullanılarak, CDBA'ların içine dirençlerin gömülerek ve çift dereceli yüksek merteben filtre yapısı için Şekil 7.2'deki, tek dereceli yüksek mertebeden yapı için Şekil 7.2 ve 7.3'teki devrelerin ardışık bağlanması ile  $n$ . dereceden genel alçak geçiren filtre devresi Şekil 7.4'deki gibi elde edilir.

Not: Şekil 7.4'deki son eklenen devre tampon devresi olup devreden yüksek çıkış empedansı elde edilebilmesi için konulmuştur.  $R_1$  ve  $R_2$ ,  $I_{1i}$  ve  $I_{2i}$  ( $i=1, 2, \dots, k$ ) ile elektronik olarak ayarlanabilmektedir.  $I_{1i}$  bir önceki ikinci dereceden yapının  $R_3$  direncine karşılık gelmekte

çünkü her ikinci dereceden yapının  $R_3$  direnci, bu yapıyı takip eden ikinci dereceden yapının  $R_1$  direnci olmaktadır. Tek sayılı  $n$  için,  $I_x$  kontrol akımı ile en son ikinci dereceden yapının  $R_x=R_3$  direnci ayarlanmaktadır. Son olarak,  $I_b$  kontrol akımı ile en sondaki CC-CDBA'nın  $R_p$  parazitik direnci ayarlanmaktadır. Bu direnç,  $n$ 'nin tek olması durumunda birinci dereceden yapının  $R_y$  direncine,  $n$ 'nin çift olması durumunda ikinci dereceden yapının  $R_3$  direncine karşı düşmektedir.



Şekil 7.4 CC-CDBA kullanılarak  $n$ . dereceden alçak geçiren filtre devresinin elde edilmesi.

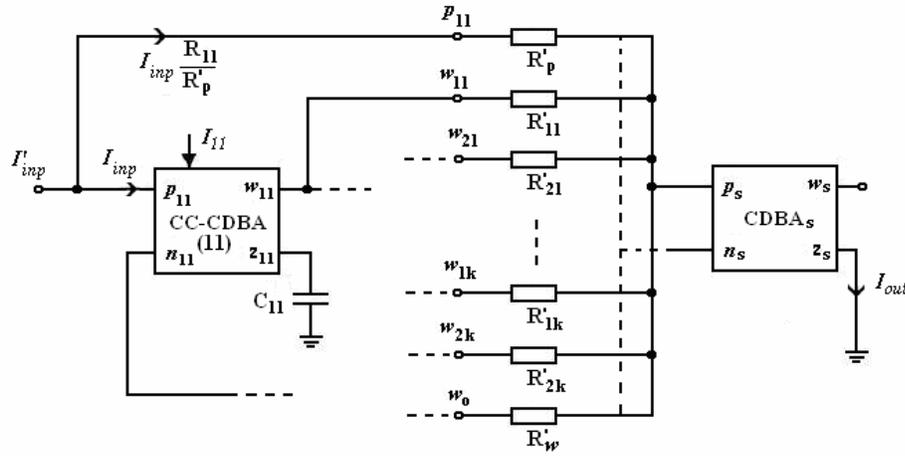
Tampon devresi hariç, Şekil 7.4'deki AGF devresi, çift dereceli için  $n$  CDBA ve  $n$  kapasitör ile tek dereceli için  $n$  CDBA,  $n$  kapasitör, 1 direnç ile gerçekleştirilir. Sonuç olarak Şekil 7.4'deki devre en az direnç kullanılan devredir.

Tampon devresi yerine, devreye tek bir  $R$  direnci yerleştirilebilir. Bu durumda,  $n$  tek olursa,  $R=R_y$ , çift olursa  $R=R_3$  olacaktır.

Not:  $n$ . dereden genel yapıyı oluşturmak için kullanılan ikinci dereceden yapıların ve birinci derecede yapının, ardışık bağlama sırası önemlidir (Section ordering problem). Bununla ilgili geleneksel kurallar Lüder ve Halfin tarafından incelenmiştir (Lüder 1975, Halfin 1970) ve bu kurallar CDBA'lar içinde uygulanabilir.

Şekil 7.4'deki genel yapıda, CC-CDBA'ların  $w$  gerilim çıkışlarını toplamak için, sabit olmayan pay dinamikli transfer fonksiyonu, Şekil 7.5'te görülen ek devre ile gerçekleştirilir.

Not: Şekil 7.4'deki CC-CDBA<sub>b</sub>, normal CDBA ile değiştirilmiş, ayrıca toplayıcı olarak kullanılmış ve ilk CC-CDBA'nın girişine  $R'_p$  direnci ile bağlanmıştır.



Şekil 7.5 Pay polinomlarının elde edilmesi.

Her  $w$  çıkışından çıkan dal, CC-CDBA'nın  $w$  çıkışındaki gerilimleri değiştirmez (düşük empedanslı olmasından dolayı). Ancak CC-CDBA<sub>11</sub>'in  $p$  girişine bağlı olan  $R'_p$  direnci,  $R_{11}/(R_{11} + R'_p)$  oranında giriş akımını düşürür. Orijinal devredeki giriş akımını Şekil 7.4'teki gibi tutmak için Şekil 7.5'teki değiştirilmiş devrenin giriş akımının aşağıdaki oranda artırılması gerekir.

$$I'_{inp} = \frac{R_{11} + R'_p}{R'_p} I_{inp} \quad (7.5)$$

Sonuç olarak, Şekil 7.5'de toplayıcı CDBA<sub>s</sub>'ya giden akım,  $I_{inp}R_{11}/R'_p$  olacaktır. Bundan sonra,  $I_{inp}$  akımı referans akımı olacak ve transfer fonksiyonu Denklem (7.5) kullanılarak  $I'_{inp}$  için değiştirilecektir.

Not: Şekil 7.5'de son direnç  $R'_w$  ile sağlanan yol, tek dereceli  $n$ . dereceden filtre yapısında bulunmamaktadır.

Son olarak, toplayıcı CDBA<sub>s</sub>'da,  $p_s$  ya da  $n_s$  uçları kullanılabilir. Hangisinin seçileceği toplama işleminin pozitif ya da negatif olacağına göre değişecektir. Pozitif toplama işlemi için  $p_s$  girişi, negatif toplama işlemi için  $n_s$  girişi kullanılır.

Yukarıdaki ön çalışmalar ve önceki bölümde elde edilen sonuçlarla, tüm transfer

fonksiyonunu  $I_{out} / I'_{inp}$ 'yi Şekil 7.5'den aşağıdaki gibi bulabiliriz. Şekil 7.2'deki temel ikinci dereceden yapılar,  $l$ . yapı olarak alınır:

$$I_{ol} = \frac{R_{1l}}{R_{3l}} \frac{1}{\Delta_l} I_{il}, \Delta_l = R_{2l}C_{2l}R_{1l}C_{1l}s^2 + R_{1l}C_{1l}s + 1 \quad (7.6a)$$

$$V_{w2l} = R_{3l}I_{ol} \quad (7.6b)$$

$$V_{wl} = R_{3l}\bar{\Delta}_l I_{ol}, \bar{\Delta}_l = R_{2l}C_{2l}s + 1 \quad (7.6c)$$

Şekil 7.5'deki ardışık bağlantı ve devre yapıları için, aşağıdaki kısıtlamalar oluşacaktır;

$$I_{i,l+1} = I_{ol}, R_{3l} = R_{1,l+1}, l = 1, 2, \dots, k-1 \quad (7.7a)$$

$$I_{ok} = I_{out}, I_{i1} = I_{inp}, R_{3k} = R'_{k2} \quad (7.7b)$$

Eğer birinci dereceden yapı varsa, bunun için,

$$I_x = I_{ok} \quad (7.8a)$$

$$V_{wo} = \frac{R_x}{\Delta_0} I_x, \Delta_0 = R_o C_o s + 1 \quad (7.8b)$$

$$R_x = R_{3h} = R'_{2k} \quad (7.8c)$$

$$R_y = R'_w. \quad (7.8d)$$

Eğer birinci dereceden yapı varsa,  $V_{w1l}$ ,  $V_{w2l}$ ,  $l=1, 2, \dots, k$  ve  $V_{wo}$  gerilimleri için bu denklemler çözümlerse,

$$V_{w1l} = R_{11} \frac{\bar{\Delta}_l}{\Delta_l \Delta_{l-1} \dots \Delta_1} I_{inp} \quad (7.9a)$$

$$V_{w2l} = R_{11} \frac{1}{\Delta_l \Delta_{l-1} \dots \Delta_1} I_{inp} \quad (7.9b)$$

$l = 1, 2, \dots, k-1$  için, ve

$$V_{wo} = R_{11} \frac{1}{\Delta_k \Delta_{k-1} \dots \Delta_1 \Delta_0} I_{inp}. \quad (7.9c)$$

bulunur. Sonuç olarak genel yapı için

$$I_{out} = (-1)^{a_p} \frac{R_{11}}{R'_p} I_{inp} + \sum_{l=1}^k \left\{ (-1)^{a_{1l}} \frac{V_{w1l}}{R'_{1l}} + (-1)^{a_{2l}} \frac{V_{w2l}}{R'_{2l}} \right\} + (-1)^{a_w} \frac{V_{wo}}{R'_w} \quad (7.10)$$

yazılabilir. Burada, toplayıcı CDDBA için ( $j=p, a_{1l}, a_{2l}, w$ ),  $p$  girişi kullanılmışsa  $a_j=0$ ,  $n$  girişi kullanılmışsa  $a_j=1$  olacaktır.

(7.5-7.9) denklemleri kullanılarak, Denklem (7.10)'dan aşağıdaki akım transfer fonksiyonu elde edilir.

$$\frac{I_{out}}{I'_{inp}} = \frac{R_{11}R'_p}{R_{11} + R'_p} \frac{(-1)^{a_p}}{R'_p} \Delta_k \Delta_{k-1} \cdots \Delta_1 \Delta_0 + \sum_{l=1}^k \left\{ \frac{(-1)^{a_{1l}}}{R'_{1l}} \bar{\Delta}_l + \frac{(-1)^{a_{2l}}}{R'_{2l}} \right\} \Delta_k \Delta_{k-1} \cdots \Delta_{l+1} \Delta_0 + \frac{(-1)^{a_w}}{R'_w} \quad (7.11a)$$

$R'_p \rightarrow \infty$  için, pay polinomu, payda polinomundan daha düşük derecelidir. Bu durumda aşağıdaki transfer fonksiyonunun kullanılması daha iyi olacaktır.

$$\frac{I_{out}}{I'_{inp}} = \frac{\sum_{l=1}^k \left\{ \frac{(-1)^{a_{1l}}}{R'_{1l}} \bar{\Delta}_l + \frac{(-1)^{a_{2l}}}{R'_{2l}} \right\} \Delta_k \Delta_{k-1} \cdots \Delta_{l+1} \Delta_0 + \frac{(-1)^{a_w}}{R'_w}}{\Delta_k \Delta_{k-1} \cdots \Delta_1 \Delta_0} \quad (7.11b)$$

$R'_p \neq 0$  ise, (7.11a)'daki denklemin, payda polinomundaki ölçekleme faktöründen  $R'_p$ 'nin transfer edilerek ve paydadaki ölçekleme faktörüne  $(-1)^{a_p}$ 'dan transfer edilerek değiştirilmesi daha iyi olacaktır. Böylece,

$$\frac{I_{out}}{I'_{inp}} = (-1)^{a_p} \frac{R_{11}}{R_{11} + R'_p} \frac{\Delta_k \Delta_{k-1} \cdots \Delta_1 \Delta_0 + \sum_{l=1}^k \left\{ (-1)^{a_{1l}-a_p} \frac{R'_p}{R'_{1l}} \bar{\Delta}_l + (-1)^{a_{2l}-a_p} \frac{R'_p}{R'_{2l}} \right\} \Delta_k \Delta_{k-1} \cdots \Delta_{l+1} \Delta_0 + (-1)^{a_w-a_p} \frac{R'_p}{R'_w}}{\Delta_k \Delta_{k-1} \cdots \Delta_1 \Delta_0} \quad (7.11c)$$

Çift dereceli filtreler için, (7.11b) ve (7.11c) denklemlerinin, limit alınarak ( $\Delta_0 \rightarrow \infty$ ) değiştirilmesi; ya da daha pratik olarak, pay ve payda da  $\Delta_0$ 'ın ve paydaki son ifadenin atlanması daha iyi olacaktır.

Payda polinomunun, pay polinomu ile aynı ya da daha düşük dereceden olduğu, verilen keyfi bir transfer fonksiyonunu gerçekleştirme için aşağıdaki adımlar uygulanabilir:

- i) En düşük dereceli  $s$ 'in katsayısı 1 olacak şekilde verilen transfer fonksiyonunu düzenlenir.
- ii) Denklem (7.11b)'deki durum için, diğer değişikliklere gerek duyulmaz. Ancak Denklem (7.11c) için, pay ve paydadaki en yüksek dereceli  $s$ 'in katsayıları eşitlenecek, daha sonra Denklem (7.11c)'deki  $(-1)^{a_p} R_{11}/(R_{11} + R'_p)$  ölçekleme faktörü oluşturulacaktır.
- iii) Her  $\Delta_l$ ,  $l = 1, 2, \dots, k$  için, payda ikil ifadeler aşağıdaki biçimde çarpanlara ayrılacaktır.

burada  $\Delta_0$ ,

$$\Delta_0 = b_o s + 1 \quad (7.12a)$$

$$\Delta_l = (a_l s^2 + b_l s + 1) \quad (7.12b)$$

Denklem (7.14a)

$$\bar{\Delta}_l = \frac{a_l}{b_l} s + 1 \text{ dir.} \quad (7.12c)$$

- iv) Denklem (7.12a,b), (7.6a) ve (7.6c) denklemleri ile karşılaştırılıp,  $R_{1l}$ ,  $R_{2l}$ ,  $C_{1l}$ ,  $C_{2l}$ ,  $l = 1, 2, \dots, k$ , ve  $R_o$ ,  $C_o$  değerleri bulunacaktır. Daha açık olarak yazarsak

$$R_{1l} C_{1l} = b_l \quad (7.13a)$$

$$R_{2l} C_{2l} = a_l / b_l \quad (7.13b)$$

$$R_o C_o = b_o \quad (7.13c)$$

Denklem (7.3c) ve (7.6a) ele alınırsa, kesinlikle

$$\left(\frac{R_{2l}}{R_{1l}}\right)\left(\frac{C_{2l}}{C_{1l}}\right) = Q_l^2 = \frac{a_l}{b_l^2} \text{ olacaktır.} \quad (7.14)$$

Böylece verilen  $(a_l, b_l)$  çifti için,  $R_{1l}$  ve  $C_{1l}$  bağımsız olarak seçilebilir ve  $R_{2l}$  ve  $C_{2l}$  birbirine bağlı olarak hesaplanır. Ancak, zorunlu olmayan bu özellikten

$$R_{2l} = Q_l R_{1l} = \frac{\sqrt{a_l}}{b_l} R_{1l} \quad (7.15a)$$

$$C_{2l} = Q_l C_{1l} = \frac{\sqrt{a_l}}{b_l} C_{1l} \quad (7.15b)$$

$R_{1l}$ - $R_{2l}$  ve  $C_{1l}$ - $C_{2l}$ 'nin değerlerini mümkün olduğu kadar yakın tutmak için, literatürde kullanılan değerler düşünülerek  $R_{1l}$ - $R_{2l}$  ve  $C_{1l}$ - $C_{2l}$  değerlerinin aşağıdaki değer aralıklarında seçilmesi uygundur.

$$30 \text{ pF} < C_{1l}, C_{2l} \quad (7.16a)$$

$$129 < R_{1l}, R_{2l} < 129000 \quad \Omega \quad (7.16b)$$

Son ifade CC-CDBA'ların kontrol akımlarına göre ifade edilirse

$$0.1 < I_{o1} < 100 \mu A \quad (7.16c)$$

olarak bulunur.

Sonuç olarak, Denklem (7.13c)'ye göre  $b_o$ 'ın,  $R_o$  ve  $C_o$ 'a ayrıştırılması (7.16a)'deki sınırlar dahilinde daima geçerlidir. Denklem (7.16b)'deki sınırlama,  $R_o$ 'a uygulanmamıştır, çünkü  $R_o$  dıştan bağlanan dirençtir.

v) Yukarıdaki adımlarda  $R_{1l}$ 'in seçimi yapıldıktan sonra  $R'_p$  ve  $a_p$ , Denklem (7.11c)'deki ölçekleme faktörünün verilen transfer fonksiyonuna eşitlenmesi ile hesaplanır.

vi) Kalan dış-direnç değerlerini seçmek için, şu adımları izleyebiliriz: Denklem (7.11b) ve (7.11c) açılır ve çıkan derecelere göre  $s$  terimleri düzenlenir. Yüksek dereceden başlayarak, Denklem (7.11b) ya da (7.11c)'nin pay katsayıları, gerçekleştirilecek transfer fonksiyonunun payındaki katsayılara eşitlenir. Elde edilen denklemler  $R'_{1l}$  ve  $R'_{2l}$  ( $l=1, 2, \dots, k$ ) dirençlerini bulacak şekilde çözülür ve son olarak da varsa  $R'_w$  direnci bulunur.

Not:  $R_2$  ve  $C_2$ ,  $R_2 C_2$  çarpımı kalan parametrelerde değişiklik olmaksızın sabit olana dek, bağımsız olarak ayarlanabilmektedir. İlk CDBA hariç,  $R_1 C_1$  için de bu geçerlidir çünkü  $R_1=R_{11}$  eşitliğinin değişmesi,  $R'_p$ 'nin değişmesini zorunlu kılmaktadır.

Örnek transfer fonksiyonunu aşağıdaki gibi seçelim,

$$H(s) = H_o \frac{a_2 a_1 s^4 + c s^2 + 1}{(a_2 s^2 + b_2 s + 1)(a_1 s^2 + b_1 s + 1)}, \text{ burada} \quad (7.17)$$

$$H_o=0.2465, c=1.817 \times 10^{-11}, \quad (7.18a)$$

$$a_2=7.018 \times 10^{-12}, b_2=2.270 \times 10^{-7}, \quad (7.18b)$$

$$a_1=10.16 \times 10^{-12}, b_1=2.730 \times 10^{-7}. \quad (7.18c)$$

Örnek transfer fonksiyonu, eliptik band-geçiren filtre karakteristiğindedir. Bu filtrenin özelliği; [50, 60] kHz geçirme bandında, [0.9, 1] arasında değişen eşit dalgali (ripple) kazanç değişimi ve [50, 60] kHz ve [63.35,  $\infty$ ] kHz durdurma bandlarında, [0, 0.2465] arasında değişen eşit dalgali kazanç değişimi göstermesidir.

Önceki bölümde verilen tasarım adımları izlenerek, Adım iv'ten payda polinomunun parametreleri aşağıdaki gibi bulunur.

$$C_{11}=0.3519 \text{ nF}, C_{21}=4.794 \text{ nF}, C_{12}=0.4233 \text{ nF}, C_{22}=5.768 \text{ nF}, \quad (7.19a)$$

$$R_{11}=R_{21}=645 \text{ } \Omega \text{ (} I_{11}=I_{21}=20 \text{ } \mu\text{A)}, R_{12}=R_{22}=6450 \text{ } \Omega \text{ (} I_{12}=I_{22}=2 \text{ } \mu\text{A)}. \quad (7.19b)$$

Adım v'ten elde edilen sonuçlar

$$a_p=0, R_p=1.971 \text{ k}\Omega. \quad (7.19c)$$

Son olarak, Adım vi'dan, pay polinomlarını aşağıdaki gibi eşitleyebiliriz.

$$\begin{aligned} a_2 a_1 s^4 + c s^2 + 1 &= a_2 a_1 s^4 + \left[ a_2 b_1 + b_2 a_1 + \frac{a_2 a_1}{b_1} (-1)^{a_{11}-a_p} \frac{R'_p}{R'_{11}} \right] s^3 \\ &+ \left[ (a_2 + b_2 b_1 + a_1) + (a_2 + a_1 \frac{b_2}{b_1}) (-1)^{a_{11}-a_p} \frac{R'_p}{R'_{11}} + a_2 (-1)^{a_{21}-a_p} \frac{R'_p}{R'_{21}} \right] s^2 \\ &+ \left[ (b_2 + b_1) + (b_2 + \frac{a_1}{b_1}) (-1)^{a_{11}-a_p} \frac{R'_p}{R'_{11}} + b_2 (-1)^{a_{21}-a_p} \frac{R'_p}{R'_{21}} + \frac{a_2}{b_2} (-1)^{a_{12}-a_p} \frac{R'_p}{R'_{12}} \right] s \\ &+ \left[ 1 + (-1)^{a_{11}-a_p} \frac{R'_p}{R'_{11}} + (-1)^{a_{21}-a_p} \frac{R'_p}{R'_{21}} + (-1)^{a_{12}-a_p} \frac{R'_p}{R'_{12}} + (-1)^{a_{22}-a_p} \frac{R'_p}{R'_{22}} \right] \end{aligned} \quad (7.20)$$

Üçüncü dereceden başlayarak ve derecelerin katsayılarının eşleştirilmesi ile,

$$a_{11}=1, R'_{11}=146.7 \text{ k}\Omega, a_{21}=0, R'_{21}=16.95 \text{ k}\Omega,$$

$$a_{12}=1, R'_{12}=652.0 \text{ k}\Omega, a_{22}=1, R'_{22}=19.74 \text{ k}\Omega, \quad (7.21a)$$

bulunur.

İkinci dereceden parçalardan aşağıdaki parametreler bulunur;

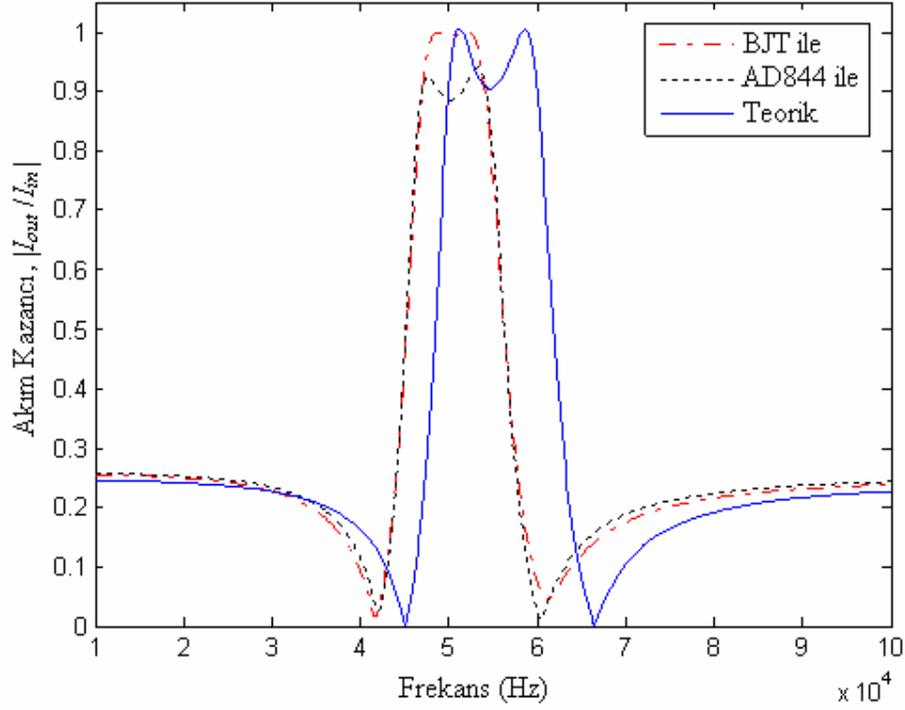
$$a_{11}=1, R'_{11}=121.9 \text{ k}\Omega, a_{21}=0, R'_{21}=11.71 \text{ k}\Omega,$$

$$a_{12}=0, R'_{12}=909.8 \text{ k}\Omega, a_{22}=1, R'_{22}=12.77 \text{ k}\Omega. \quad (7.21b)$$

Not: Elde edilen iki ikinci derece yapı birbiri ile iki şekilde ardışık olarak bağlanabilmektedir. Bu sebeple bağlantı sırası önemli olmaktadır. Bu sebeple simülasyonlarda ikinci dereceden iki yapının sırası simülasyonlarda en iyi sonuç veren sıraya göre seçilmiştir. Ayrıca, elde edilen toplayıcının dirençlerinde elde edilen geniş aralıklı direnç değerleri, devre tasarımı için dezavantajlıdır.

Şekil 7.6'da, iki farklı CDBA yapısı kullanılarak iki farklı PSPICE simülasyonu yapılmış ve teorik sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Elde edilen eliptik filtre karakteristiklerinde şu farklılıklar oluşmuştur:

CDBA'nın AD844'ler ile gerçekleştirilmesi ile yapılan simülasyonlar teorik sonuçlara daha iyi uymaktadır. Ancak CDBA'nın BJT gerçekleştirilmesi ile yapılan simülasyona (bu simülasyonda, Maheshwari ve Khan'nın 2004 sundukları BJT gerçekleştirilmesi kullanılmıştır) göre kazanç değerinde düşme gözlenmiştir. Öte yandan, BJT gerçekleştirilmesinde teorikle neredeyse aynı kazanç değeri görülmesine rağmen, geçirme bandındaki dalgalanma oldukça az olmuştur. Gerçekte geçirme bandındaki dalgalanmanın az olması istenen bir durumdur. Maksimum izin verilebilir durdurma band kazancını ele alırsak, her iki simülasyonda da yeterince iyi sonuçlar ortaya çıkmıştır. Teorik sonuçla olan farklar, AD844 ile gerçekleştirilmede % 5 ve BJT ile gerçekleştirilmede % 1 olmaktadır.

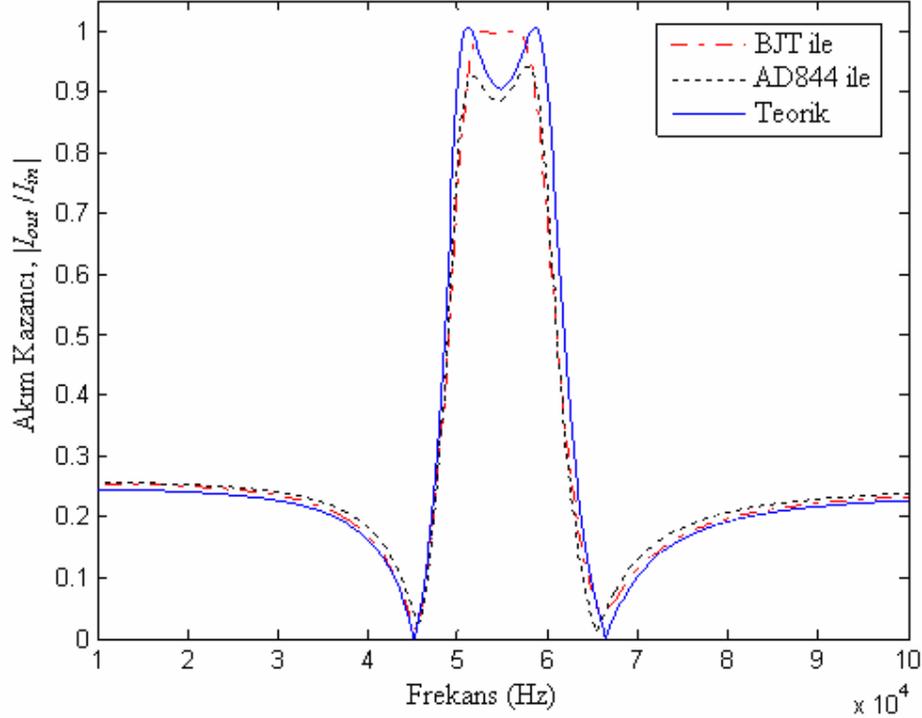


Şekil 7.6 Tasarlanan eliptik BGF genlik-frekans karakteristiği.

Şekil 7.6'daki simülasyonlar ile teorik sonuçlar arasındaki en önemli farklılık, simülasyonlarla elde edilen kazanç karakteristiğinin teorik sonuca göre daha düşük frekanslara kaymasıdır. AD844 kullanılarak gerçekleştirilen simülasyonlar için, düşük ve yüksek maksimum kazanç frekansları teorik sonuçlarla karşılaştırılırsa frekansta meydana gelen kayma miktarı oranı 1.083 kadardır. Frekansta meydana gelen kayma miktarı AD844 ya da CC-CDBA'ların iç-dirençlerinin dolaylı olduğu düşünülmektedir. Bu durum, frekansta meydana gelen kayma miktarı oranı (1.083), tüm kapasitans değerleri ile çarpılıp devredeki tüm kapasitör değerleri artırılarak meydana gelen frekans kayması iyileştirilebilmektedir. Bu şekilde elde edilen devre için yapılan simülasyonlar Şekil 7.7'de görülmektedir. Şekil 7.7'den de görüleceği gibi devredeki tüm kapasitans değerlerinin frekans kayma oranı ile çarpılması ile simülasyon sonuçları, teorik sonuçlarla örtüşmektedir.

Kapasitör değerleri 1000 kata kadar artırılarak frekans ölçeklemesi yapılmış ve hemen hemen aynı frekans karakteristikleri elde edilmiştir. Ancak kapasitör değerleri on katından fazla düşürüldüğünde, bozulmalar oluşmaya başlamıştır (geçiş bandında % 10'luk ve anti simetrik dalgalanma görülmüştür). Ancak filtre 500 kHz'e kadar pratikte kullanılabilir. Ayrıca kapasitör değerleri düşürüldüğünde veya daha yüksek frekans karakteristikleri elde edilmeye çalışıldığında iyi sonuçlar elde edilememektedir. Çünkü CDBA'nın iç kapasitörleri etkili

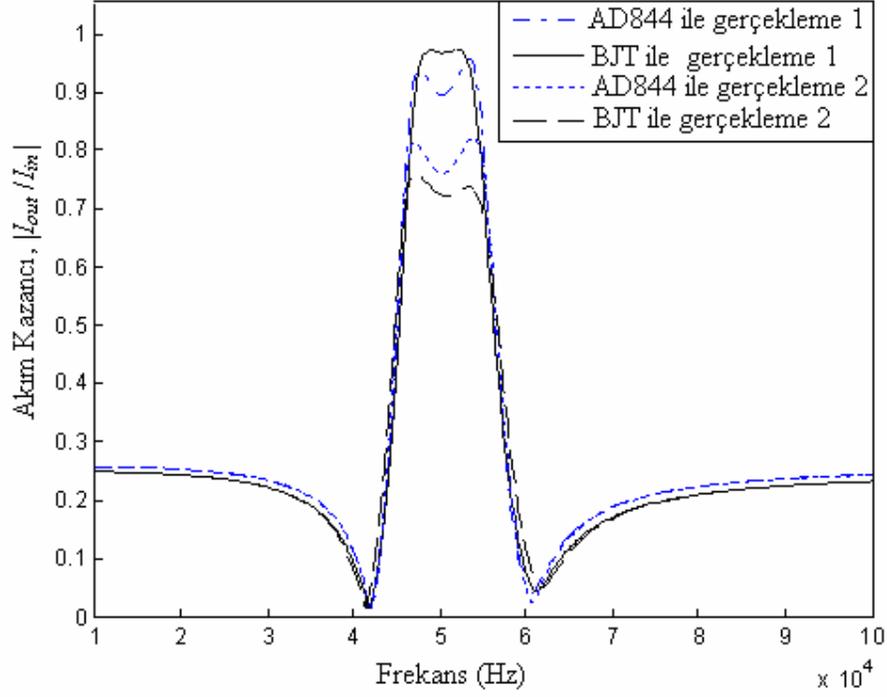
olmaya başlamaktadır. Ancak, bu bozulmalar devrede kullanılan direnç değerlerinin düşürülmesi ile bir ölçüde giderilebilir. Yüksek frekans uygulamaları için daha fazla ayrıntı bu tezin kapsamı dahilinde değildir.



Şekil 7.7 İyileştirilmiş eliptik BGF için genlik-frekans karakteristiği.

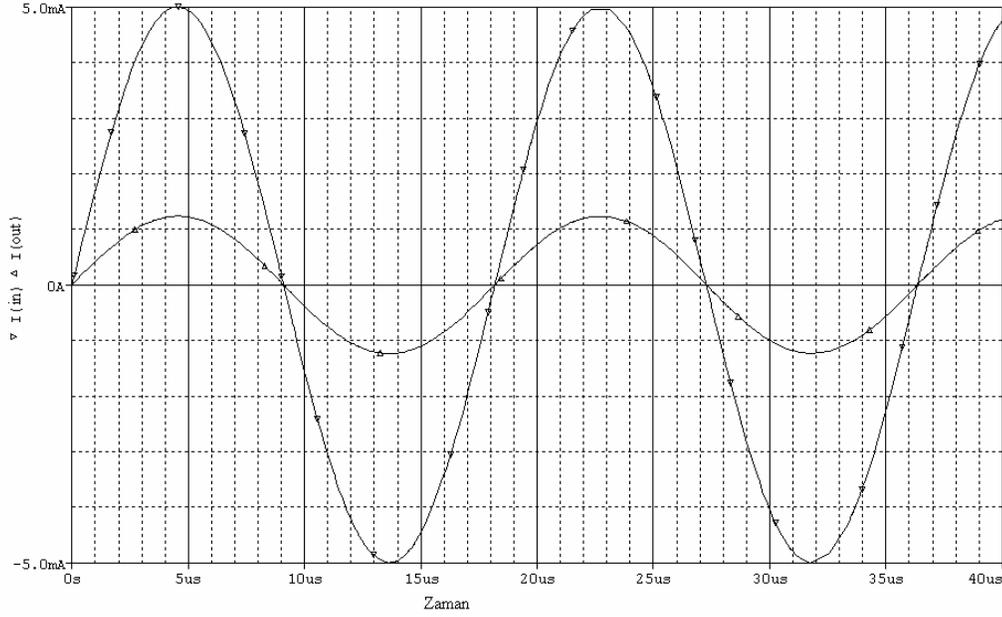
Daha önceden bahsedildiği gibi band-geçiren eliptik filtre tasarlanırken iki ikinci dereceden filtre yapısının ardışık bağlantısı kullanılmıştı. Bu iki yapının bağlantı sırasının etkilerini karşılaştırmak için Şekil 7.8'de görülen simülasyonlar yapılmıştır. İlk bağlantı sırasıyla elde edilen dirençler en fazla 652.04 k $\Omega$  çıkmaktadır (Bkz. Denklem (7.23a)). İkinci bağlantı sırasıyla ise edilen dirençler en fazla 909.84 k $\Omega$  çıkmaktadır (Bkz. Denklem (7.23b)).

Şekil 7.8'den görüleceği gibi, ilk sıralama ile elde edilen sonuçlar çok daha iyi çıkmaktadır. Bu sonuç, ilk sıralama ile elde edilen dirençler arasındaki farkın daha az olmasından kaynaklandığı için beklenen bir sonuçtur ve her iki CDDBA gerçekleştirilmesi içinde benzer sonuç çıkmıştır. Düşük ve yüksek durdurma bandına ise ikinci derece yapıların bağlanma sırası çok fazla etki etmemiştir. Örneğin, AD844 ve BJT gerçeklemelerinde düşük frekans kazançları teoride 0.2465 olması gerekirken sırasıyla 0.2577 ve 0.2490 çıkmıştır. Görüleceği gibi bağlanma sırasından dolayı oluşan hata % 1'den azdır.



Şekil 7.8 İkinci derece yapıların yer değiştirmesi ile elde edilen genlik-frekans karakteristiği.

Yukarıda verilen simülasyon örneği için, girişe uygulanabilecek maksimum genlik seviyesinin tespiti etmek amacıyla farklı genliklerde 55 kHz frekansında sinüzoidal akım kaynağı uygulanmıştır. Yapılan simülasyonlar sonucunda çıkışta bozulmadan işaretin elde edilebilmesi için giriş genliğinin tepe değerinin  $0.1 \mu\text{A}$  ile  $5 \text{ mA}$  arasında olması gerekmektedir. Şekil 7.9'da,  $5 \text{ mA}$  genlikli giriş işareti için çıkışın transiyent yanıtı görülmektedir.



Şekil 7.9 Örnek devrenin transiyent analizi.

Bu bölüm kısaca özetlenirse, verilen  $n$ . dereceden en genel akım transfer fonksiyonu için, CC-CDBA aktif elemanı kullanılarak genel tasarım yöntemi verilmiştir. Önerilen yöntem, ikinci dereceden yapıların (eğer  $n$  tekse birinci derece yapının da eklenmesi ile) ardışık bağlanarak  $n$ . dereceden yapıların elde edilmesine dayanmaktadır. Böylece, kullanılan ikinci derece yapının ve varsa birinci derece yapının, kararlılık, duyarlık, esneklik, tasarım kolaylıkları, az eleman kullanma, tasarım parametrelerine daha az bağlı olma vb. genel avantajlarını kullanılmış olacaktır.

Elde edilen teorik sonuçların doğruluğunun göstermek için yapılan simülasyonlar, teorik sonuçlara uygun çıkmıştır. Özellikle devredeki kapasitörlerin ölçeklenmesi, simülasyon sonuçlarını teorik sonuçlara daha da yaklaştırmıştır.  $n$ . derece yapılar oluşturulurken kullanılan ikinci dereceden yapıların ve varsa birinci dereceden yapının sıralarının değiştirilebilmesi avantaj olmaktadır. Maksimum durdurma bandı bozulması kolaylıkla elde edilmiş, ancak minimum izin verilebilir geçirme bandı kazancında küçük bir düşme meydana gelmiştir. Maksimum geçirme bandı kazancının da düşmüş olması bundan dolayı dalgalanmanın tahmin edilenden az çıkması iyi bir sonuç olmuştur. Özellikle BJT gerçekleştirilmesi ile yapılan simülasyonlarda sadece yüksek geçirme band kazancı neredeyse teorik sonuca eşit çıkmış, ayrıca dalgalanma smoothing karakteri de oluşmuştur. Sonuç olarak maksimum izin verilebilir geçirme bandı dalgalanması daha düşük filtre yapıları da elde edilebilir.

Bu tasarım yöntemi ile düşük frekans uygulamaları için bir sınırlama yoktur. Ancak yüksek frekans uygulamalarında (5 MHz üzeri) pratikte tümleşik devrenin iç özelliklerinden dolayı sınırlamalar oluşmaktadır.

Ayrıca eliptik filtre tasarımı çok kolay elde edilebilen bir filtre karakteristiği değildir. Bu sebeple daha basit filtre karakteristikleri tasarımı için elde edilen sonuçlar çok daha iyi olacaktır.

## 8. CDBA'LAR KULLANILARAK GENEL GERİLİM TRANSFER FONKSİYONLARININ İŞARET AKIŞ DİYAGRAMI YÖNTEMİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Bu bölümde, verilen en genel gerilim transfer fonksiyonunu gerçekleştiren genel bir yöntem, işaret akış diyagramı yöntemi kullanılarak önerilmiştir. Önerilen yöntemde CDBA aktif eleman olarak kullanılmıştır. Önerilen yapıda  $n+1$  CDBA,  $n$  kapasitör ve en fazla  $2n+4$  direnç kullanılmıştır. Kullanılan direnç sayısı, özel durumlarda  $n+1$  adete kadar düşülebilmektedir. Ayrıca önerilen genel yapı, kolaylıkla diğer modlara dönüştürülebilmekte ve transfer fonksiyonun katsayıları devrede kullanılan pasif elemanlar cinsinden kolayca bulunabilmektedir. Önerilen tasarım yönteminin doğruluğunu göstermek için CDBA'nın AD884 ve CMOS ile elde edilen eşdeğerleri kullanılarak simülasyonlar gerçekleştirilmiştir.

Bu bölümde,  $n$ . derecede gerilim transfer fonksiyonu için genel bir tasarım yöntemi sunulmuştur. Önerilen yöntem işaret akış diyagramı kullanılarak transfer fonksiyonunun gerçekleştirilmesi ve elde edilen diyagramın, CDBA aktif elemanı içeren aktif-RC devresi ile kurulmasına dayanmaktadır.

En genel  $n$ . dereceden akım transfer fonksiyonu yazarsak.

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + b_{n-2} s^{n-2} + \dots + b_2 s^2 + b_1 s + 1} \quad (8.1)$$

Burada,  $V_{out}$  ve  $V_{in}$ , sırasıyla çıkış ve giriş gerilimleridir. Transfer fonksiyonun payda polinomu, pozitif reel katsayılara sahip kesin Hurwitz'tir, pay polinomu ise pozitif ve/veya negatif olabilen keyfi katsayıdır. Eğer Denklem (8.1)'deki genel transfer fonksiyonu, çıkış sinyali  $V_{out}$ , giriş sinyali  $V_{in}$  ile  $(n+1)$  tane ara sinyalle  $V_0, V_1, \dots, V_n$  aşağıdaki gibi ilişkilendirilebilir.

$$V_0 = 1/D(s) \quad (8.2a)$$

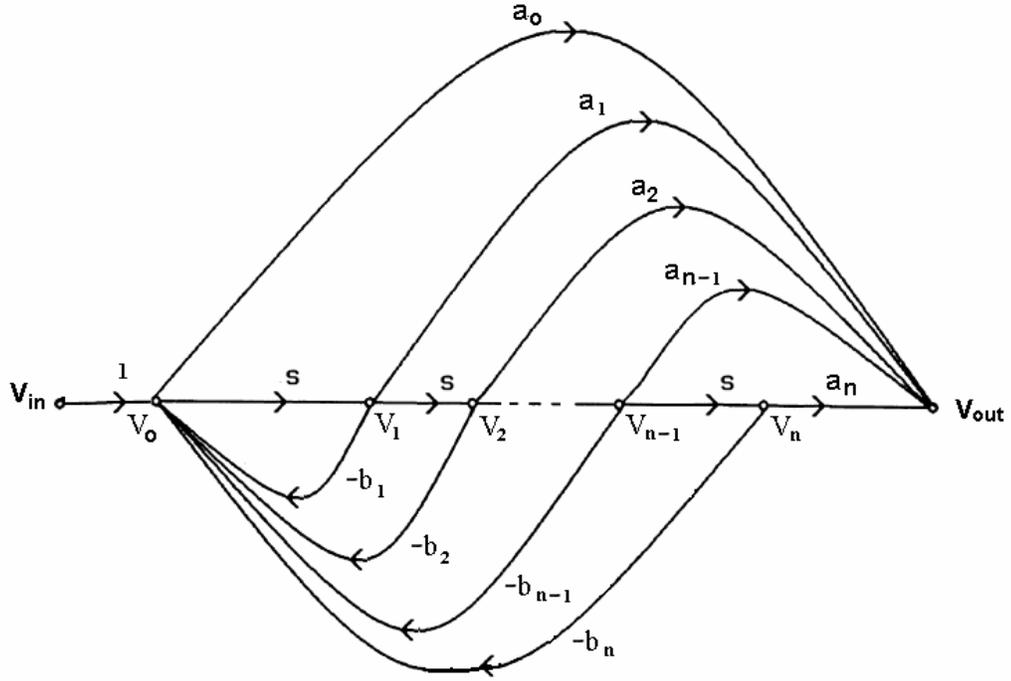
$$V_i = s V_{i-1}, \quad i=0,1,\dots,n \quad (8.2b)$$

$$V_{out} = a_0 V_0 + a_1 V_1 + \dots + a_n V_n \quad (8.2c)$$

$$V_{in} = V_0 - b_1 V_1 - b_2 V_2 - \dots - b_n V_n \text{ ya da eşdeğer olarak,}$$

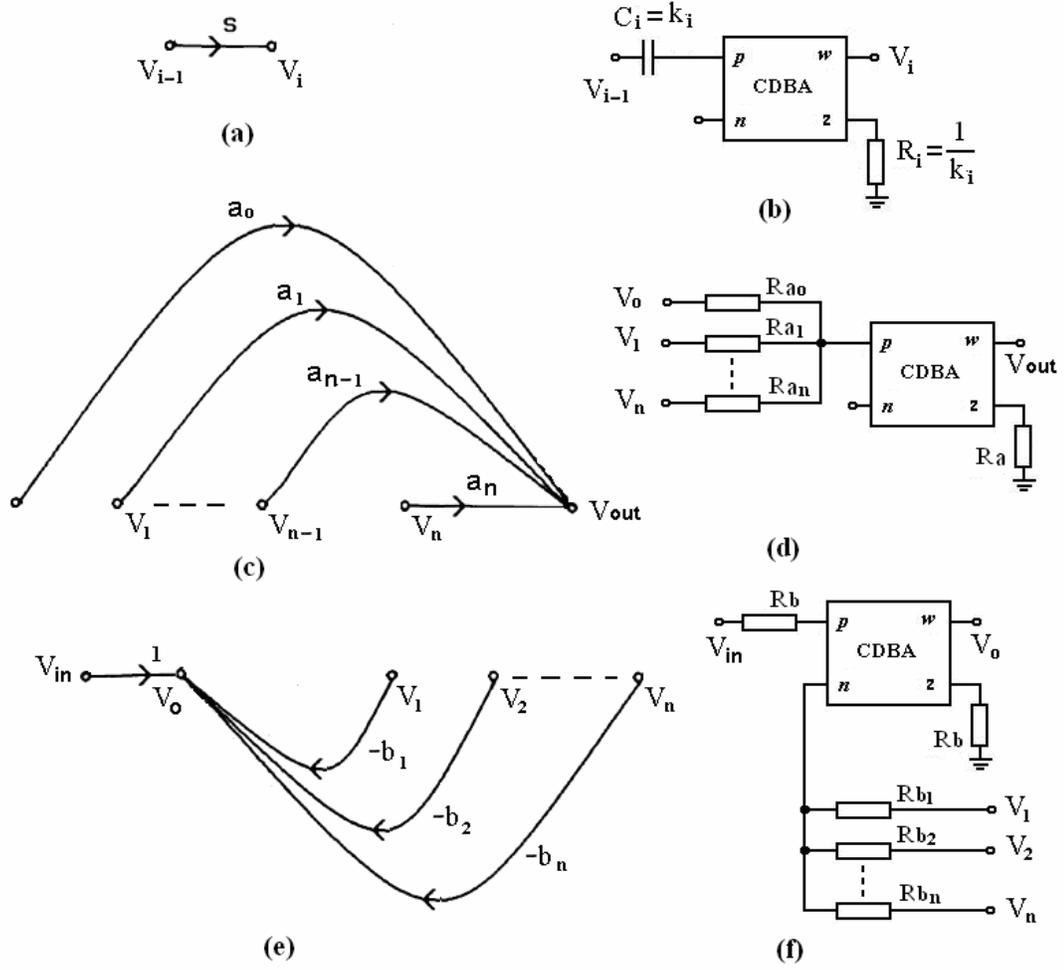
$$V_0 = V_{in} - b_1 V_1 - b_2 V_2 - \dots - b_n V_n \quad (8.2d)$$

Bu denklemler Şekil 8.1'de görülmekte olan işaret akış diyagramı ile ifade edilebilir.



Şekil 8.1 (8.4a-d) denklemlerinin işaret akış diyagramı ile ifade edilmesi.

Şekil 8.1'de görülmekte olan  $n$ . dereceden transfer fonksiyonu  $T(s)$ , CDBA aktif elemanı içeren aktif-RC devresi ile gerçekleştirilebilir. Bunun için kullanılan alt- diyagramlar ve bu alt- diyagramlara karşı düşen CDBA içeren alt-devreler Şekil 8.2'de görülmektedir.



Şekil 8.2 Şekil 8.1'deki alt- diyagramlar ve bu alt- diyagramlara karşı düşen alt-devreler.

Şekil 8.1'deki çıkıştaki toplayıcı düğüm  $V_i$ ,  $i=1, 2, \dots, n$  ele alınacak olursa, Şekil 8.2a'daki alt-graftan, Denklem (8.2b)'deki  $i$ . gerilim sinyali Şekil 8.2b'deki alt-devre ile gerçekleştirilebilir. Sonuç olarak,  $i$ . çıkış gerilimi aşağıdaki gibi bulunur.

$$V_i = sC_i R_{i+1} V_{i-1}, \quad i=0, 1, \dots, n \quad (8.3a)$$

Denklem (9.2b) ile karşılaştırılacak olursa,

$$R_{i+1} C_i = 1; \text{ yada } R_{i+1} = 1/k_i, \quad C_i = k_i \quad (8.3b)$$

Burada,  $k_i$ , keyfi ve sıfır olmayan bir sabittir.

Şekil 8.1'deki çıkıştaki toplayıcı düğüm,  $V_i$ ,  $i=n+1$  ele alınacak olursa, Şekil 8.2c'deki alt-diyagram Denklem (8.2c) gibi olur ve Şekil 8.2d'de görülen alt-devre ile gerçekleştirilebilir.  $V_{out}$  yazılacak olursa

$$V_{out} = \frac{R_a}{R_{a0}}V_0 + \frac{R_a}{R_{a1}}V_1 + \dots + \frac{R_a}{R_{an}}V_n \quad (8.4a)$$

olarak bulunur.

Denklem (8.2b) ile karşılaştırılacak olursa

$$a_i = R_a/R_{ai}, i=0, 1, \dots, n \quad (8.4b)$$

Şekil 8.1'deki toplayıcı düğüm,  $V_i, i=0$  ele alınacak olursa, Şekil 8.2e deki alt-graf Denklem (8.2d) ile ifade edilebilir ve Şekil 8.2f'te görülen alt-devre gibi gerçekleştirilebilir. Sonuç olarak ilk iç gerilim  $V_0$  aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

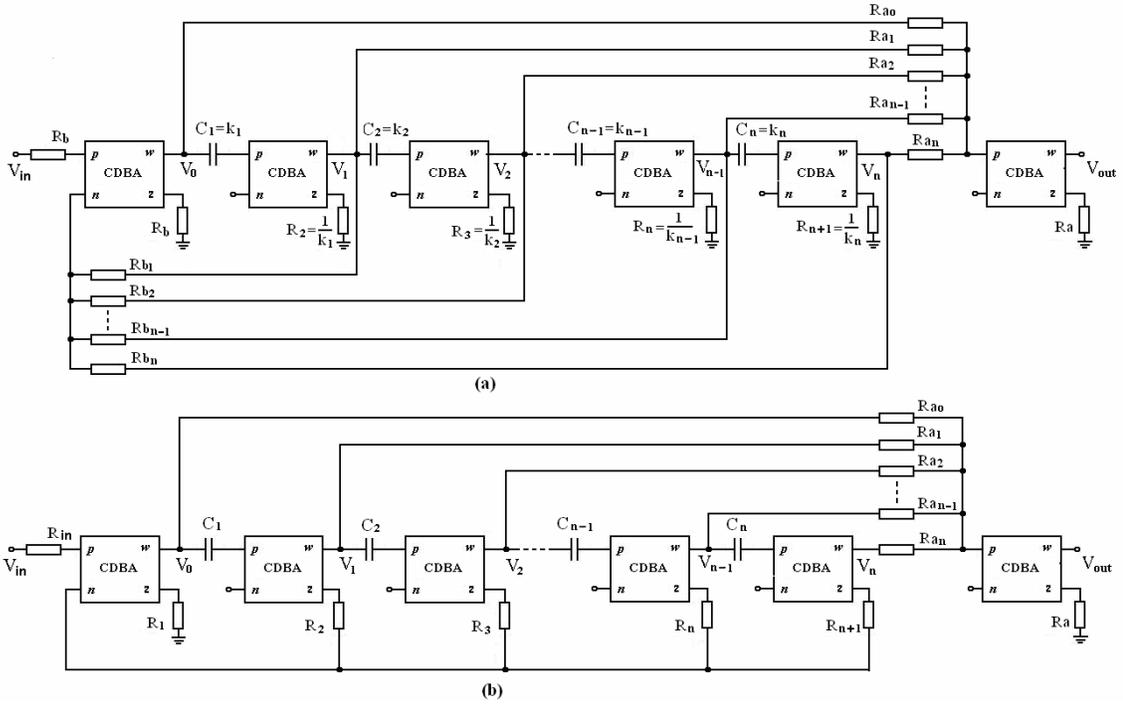
$$V_0 = V_{in} - \frac{R_b}{R_{b1}}V_1 - \frac{R_b}{R_{b2}}V_2 - \dots - \frac{R_b}{R_{bn}}V_n \quad (8.5a)$$

Denklem (8.2d) ile karşılaştırılacak olursa

$$b_i = R_b/R_{bi}, i = 1, 2, \dots, n \quad (8.5b)$$

Not: Şekil 8.2d görülen alt-devre, tüm Şekil 8.2c ve Denklem (8.2c)'deki  $a_i$  katsayılarının pozitif kabul edilerek çizilmiştir. Eğer herhangi bir  $a_i$  katsayısı negatif olursa,  $V_i$ 'den gelen direnç, CDBA'nın p girişi yerine n girişine bağlanmalıdır. Bu durumda Denklem (8.4b)'nin negatif direnç değerlerinden kaçınmak için  $|a_i| = R_a/R_{ai}$  ile değiştirilmesi daha uygundur.

$n$ . dereceden en genel gerilim transfer fonksiyonu, yukarıdaki CDBA-RC alt devrelerinin Şekil 8.1'deki işaret akış diyagramına bağlı olarak birleştirilmesi ile kolaylıkla gerçekleşir. Elde edilen devre Şekil 8.3a'da görülmektedir.



Şekil 8.3 Denklem (8.3)'ün gerçekleştirilmesi; (a) ilk durum, (b) indirgenmiş durum.

Şekil 8.3a'da görülen orijinal devre  $3n+4$  direnç içermesine rağmen, daha az direnç içeren daha basit bir devreye dönüştürülebilir. Gerçekten, her iç CDBA'nın  $w$  gerilim çıkışından gelip, girişteki ilk CDBA'nın  $n$  girişine gelen geri besleme direnci,  $z$  akım çıkışına taşınabilir. Çünkü CDBA'nın uç denklemlerine göre  $V_w = V_z$ 'dir (Bkz. Denklem (2.2.1)). Bu durumda, her iç CDBA'nın  $z$  akım çıkışına iki direnç bağlanmış olacaktır; bunlardan biri  $R_{i+1} = 1/k_i$ , toprağa bağlanmış olup, diğeri  $R_{bi}$  ilk CDBA'nın  $n$  girişine bağlıdır.  $n$  girişi, sıfır potansiyel özelliğinden toprak kabul edilebileceğinden bu iki direnç birbirine paralel olacaktır. Ayrıca  $R_{i+1}$  keyfi olarak seçilebildiği için,  $R_{bi}$  ile aynı değerde alınabilir. Bu sebeple bu paralel dirençler tek bir direnç olarak düşünülebilir. Böylece Şekil 8.3a'da görülen orijinal devre Şekil 8.4b'de ki devreye dönüşür ve direnç sayısı  $2n+4$ 'e düşer.

Şekil 8.3a'da görülen ilk CDBA'nın  $R_{b1}$  direnci, diğer CDBA'ların çıkışlarına bağlı olan dirençlere uygun olması için Şekil 8.3b'de  $R_1$  şeklinde isimlendirilmiştir. Girişteki keyfi direnç  $R_b$ 'de,  $R_{in}$  ile isimlendirilmiştir.  $R_{in}/R_1$  oranıyla, frekans karakteristiği değiştirilmeden akım ve gerilim değişken kazançları ayarlanabilmektedir.

Elde edilen universal yapının en önemli özelliklerinden biri de, pasif eleman değerleri ile pay ve payda polinomunun katsayıları arasında kolayca geçiş yapılabilecek bir ilişkinin olmasıdır.

CDBA'nın idealsizlik etkilerinin yer aldığı (2.2.6)'daki uç denklemlerinden, sıfır olmayan  $R_p$

ve  $R_n$  iç direnç değerlerinin, Şekil 8.3c önerilen devrenin son yapıya olan etkileri incelenecektir.

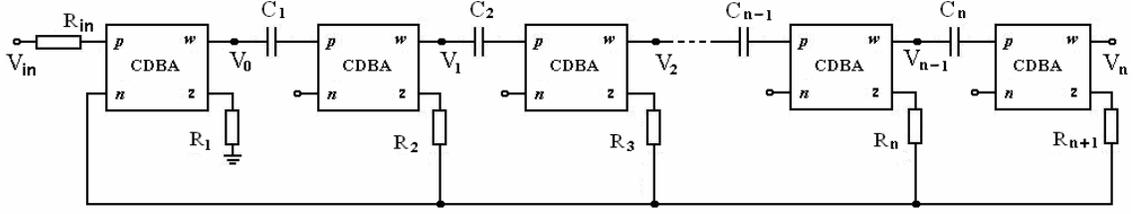
Denklem (8.1)'deki genel transfer fonksiyonunun frekans karakteristiğinin etkilememesi amacıyla parazitik empedans etkilerinin düşük olması için, tümleşik devrelerde büyük değerli dirençler ve küçük değerli kapasitörlerin kullanılması önerilir. Gerçekten, ilk CDBA dışındaki tüm CDBA'ların  $n$  girişlerini boşa olduğundan frekans karakteristiğini etkilememektedir. İlk CDBA'nın  $R_n$  parazitik direnci,  $R_i \gg R_n$  ( $i=2, 3, \dots, n+1$ ) seçilerek,  $R_n$ 'nin etkisi azaltılabilir. Aynı şekilde, ilk CDBA için  $R_i \gg R_p$  geçerlidir.

Yüksek frekanslarda, CDBA'ların  $R_p$  parazitik direnci için sıfırdan farklı iç-dirençlerinin etkilerinin yükselmesi asıl problemdir. Çünkü mutlak kapasitif empedans  $1/C_i\omega$  ( $i=0, 1, \dots, n$ ), yüksek frekanslarda  $R_p$  kadar etkili olmaya başlayacaktır. Gerçekten, sıfırdan farklı  $R_p$  değeri için, Denklem (8.3a)  $1+R_pC_i$  ile bölünürse bu ifade, kazançta  $(1+\omega^2R_p^2C_i^2)^{0.5}$ 'lik, fazda  $\tan^{-1}(\omega R_p C_i)$ 'lik bir etkiye sebep olacaktır.  $R_p$ 'nin etkisini küçük tutmak için,  $\omega R_p C_i \ll 1$  şartının sağlanması gerekmektedir. Bu şart, frekanstan bağımsız olmadığından yüksek frekanslarda sağlanamamaktadır. Böylece sıfırdan farklı  $R_p$ , yüksek frekanslarda çok daha etkilidir.

$R_p$  ve  $R_n$ 'nin etkilerinin teorik olarak araştırmasını genişletirsek, tümleşik devrelerde  $n$ -geri besleme'nin etkilerinin de göz önüne alınması gerekir. Bu ayrıntılı bir çalışma gerektirir ve bu tezin amacı içinde olmadığı için ayrıntılı olarak değinilmeyecektir. Bunu yerine, aşağıdaki genel ifadelere verilecektir.

Yukarıda belirtilen iç-direnç etkileri azaltılmasını ardışık yapının toplam açık çevrim kazancını, kazanç için çarpımlı, faz için toplamlı arttırmasına rağmen, kazanç ve faz bu oranda etkilenmemektedir. Çünkü kapalı çevrim yapısı kullanılmış ve genelde kapalı çevrim, duyarlıkları düşürmektedir (Kuo 1996). Kapalı çevrim sistemlerin bu özelliği, açık çevrim kazançlarının düşüm oranında daha etkilidir. Böylece sıfırdan farklı direnç etkileri, kapalı çevrim kazancı küçük olduğunda beklenenden daha küçük çıkacaktır. Bu sonuçlar simülasyon sonuçlarında gözlenmiş ve not edilmiştir.

Sıfırdan farklı direnç etkileri, CDBA'nın CMOS ile gerçekleştirilmesinde (Acar ve Sedef 2003) kullanılması ile çok daha küçük olmuştur. Çünkü Acar ve Sedef'in önerdikleri yapıda giriş empedansları  $4.26 \Omega$ , AD844 ile yapılan gerçekleştirilmede  $50-65 \Omega$  olmaktadır (Analog Devices 1990).

Şekil 8.4  $n$ . dereceden üniversal yapı

İstenilen  $n$ . dereceden AGF, YGF ya da BGF, herhangi bir sonlu geçiş sıfırlarına sahip değilse, son CDBA ve dirençlerle ( $R_a, R_{ai}, i=0, 1, \dots, n$ ) gerçekleştirilmiş toplayıcı devresine gerek yoktur. Bu sebeple toplayıcı devre kaldırılabilir. Bu sonuç gerilim modlu yapı için en az eleman kullanılan devredir ve Şekil 8.4'te görülmektedir. Bu yapıda, sadece  $n+1$  CDBA,  $n+2$  direnç ve  $n$  kapasitör kullanılmaktadır. Ayrıca bu devre üniversal yapıda olup, aynı anda herhangi bir sonlu geçiş sıfırlarına sahip olmayan AGF, YGF ve BGF filtre fonksiyonu gerçekleştirir. Ayrıca  $n$ . dereceden en genel gerilim transfer fonksiyonu, Şekil 8.4b'de görülen bir önceki yapı ile veya herhangi bir ağırlıklı toplayıcı devresi ile gerçekleştirilebilir.

Tasarım örneğini ele almadan önce, Şekil 8.4'teki üniversal yapının eleman değerlerinin seçimi üzerinde durulacaktır. Denklem (2.2.1)'den CDBA'nın uç denklemleri kullanılarak, gerilim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunur.

$$\frac{V_i}{V_{in}} = \frac{R_{i+1}}{R_{in}} \frac{\left( \prod_{j=0}^i R_j C_j \right) s^i}{\sum_{k=0}^n \left( s^k \prod_{j=1}^k R_j C_j \right)}, \quad i=0, 1, \dots, n \quad (8.6)$$

Burada,  $R_0 C_0 = 1$ ;  $R_0$  ve  $C_0$ , matematiksel uygunluk için kullanılan elemanlardır.

Kesinlikle, payda polinomunun birbirini izleyen katsayılarının oranı  $R_i$  ve  $C_i$  eleman değerlerinin birinin keyfi olarak seçilmesi ile kolaylıkla bulunabilir. Denklem (8.6) ve (8.1)'in karşılaştırılması ile eleman değerleri

$$R_1 C_1 = b_1 \quad (8.7)$$

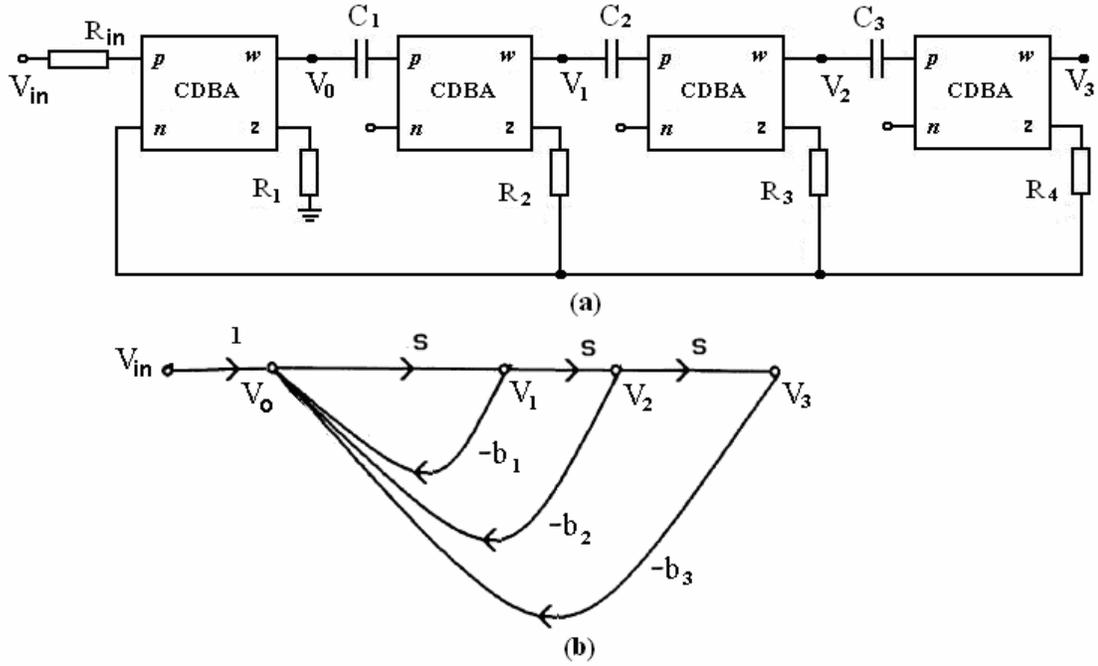
$$R_i C_i = b_i / b_{i-1}, \quad i=0, 1, \dots, n \quad (8.8)$$

olarak bulunur.

Denklem (8.6)'nın türetilmesini ele alacak olursak, Şekil 8.4'teki üniversal yapıda

CDBA'ların p ve n girişleri yer değiştirdiğini ele alırsak, sadece ilk iki CDBA'da değişiklik yapmak mümkün olacaktır. Aksi durumda payda polinomu Hurwitz olmaktan çıkacak ve filtre kararsızlaşacaktır. Öte yandan,  $V_o/V_{in}$  transfer fonksiyonunda  $180^\circ$ 'lik faz farkının oluşması dışında bahsedilen değişiklik, Denklem (8.6)'yı bozmayacaktır.

Şekil 8.4'teki universal yapı için üçüncü derece ( $n = 3$ ) tasarım örneği verilirse Şekil 8.5a'daki yapı elde edilir. Şekil 8.5a'daki üçüncü dereceden universal yapının işaret akış diyagramını ise Şekil 8.5b'de görülmektedir.



Şekil 8.5 (a) Üçüncü dereceden universal yapı, (b) Üçüncü dereceden universal yapının işaret akış diyagramı.

Denklem (8.6)'dan gerilim transfer fonksiyonları elde edilirse

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_1}{R_{in}} \frac{1}{s^3 R_1 C_1 R_2 C_2 R_3 C_3 + s^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + s R_1 C_1 + 1} \quad (8.9a)$$

$$\frac{V_1}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_{in}} \frac{s R_1 C_1}{s^3 R_1 C_1 R_2 C_2 R_3 C_3 + s^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + s R_1 C_1 + 1} \quad (8.9b)$$

$$\frac{V_2}{V_{in}} = \frac{R_3}{R_{in}} \frac{s^2 R_1 C_1 R_2 C_2}{s^3 R_1 C_1 R_2 C_2 R_3 C_3 + s^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + s R_1 C_1 + 1} \quad (8.9c)$$

$$\frac{V_3}{V_{in}} = \frac{R_4}{R_{in}} \frac{s^3 R_1 C_1 R_2 C_2 R_3 C_3}{s^3 R_1 C_1 R_2 C_2 R_3 C_3 + s^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + s R_1 C_1 + 1} \quad (8.9d)$$

Kullanılan aktif elemanın sıfır gerilimli girişlere sahip olmasından dolayı, önerilen devreden transfer-admitansı modlu çok fonksiyonlu filtre elde etmek için, devredeki gerilim kaynağı ve buna paralel direncin yerine akım kaynağının kullanılması gerekmektedir. Sonuçta, akım girişli gerilim çıkışlı olacak olan devrede (8.9a-d) denklemlerinden  $R_{in}$  ifadesi çıkarılırsa, bu basit kaynak dönüşümü ile devre transfer-admitansı modunda çalışacaktır.

Devrenin akım moduna dönüştürülmesi de kolaylıkla yapılabilir. Normalde çıkış sinyallerinin tümü ( $V_0, V_1, \dots, V_n, V_{out}$ ) gerilimdir. Ancak, Şekil 8.3b'deki toplayıcı CDDBA kullanılır ve  $R_a$  kaldırılırsa, bu CDDBA'nın çıkış akımı  $I_z$ , akım modlu çalışma için çıkış sinyali olarak seçilebilir. Bu durumda, giriş sinyalinin akım veya gerilim olmasına bağlı olarak, devrenin çalışma modu akım veya transfer-empedansı olacaktır.

Üçüncü dereceden, 3 dB kesim frekansı  $f_o=100$  kHz olan Butterworth filtre gerçekleştirmek için aşağıdaki gerilim transfer fonksiyonu ele alınmalıdır.

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{s^3/\omega_0^3 + 2s^2/\omega_0^2 + 2s/\omega_0 + 1} \quad (8.10)$$

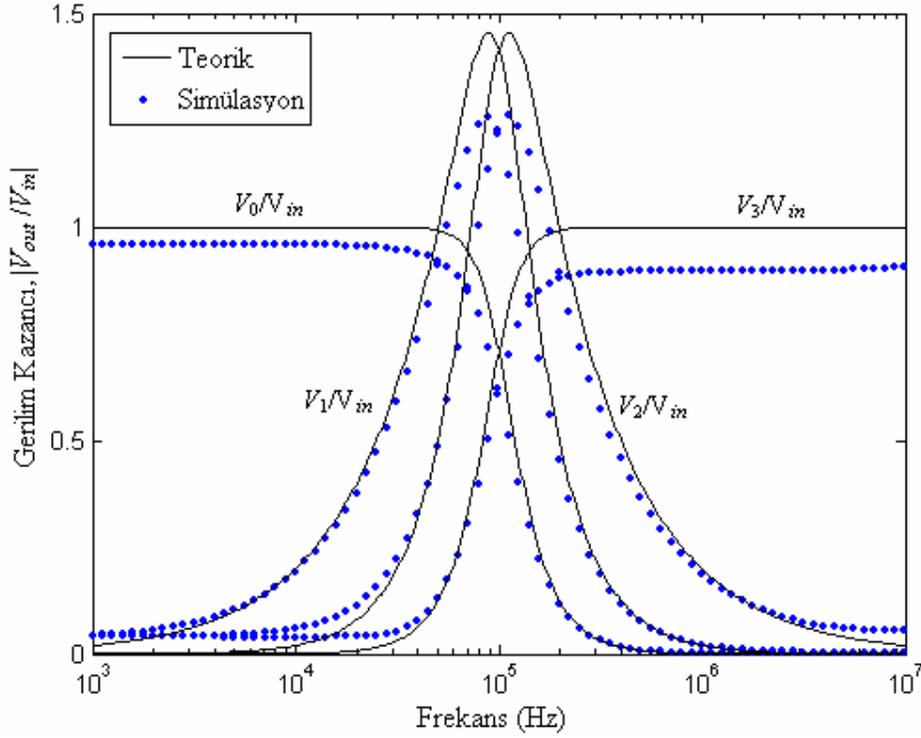
Burada, payda polinomu üçüncü derece Butterworth polinomu olup  $\omega_0 = 2\pi f_0 = 200000\pi$  rad/s'dir. Denklem (8.1) ile Denklem (8.9)'un eşleştirilmesi ile  $R_1 C_1 = 2/\omega_0$ ;  $R_2 C_2 = 1/\omega_0$ ;  $R_3 C_3 = 1/2\omega_0$  olarak bulunur. Direnç değerlerini eşit seçersek,  $R_1=R_2=R_3=R_4$  1.57 k $\Omega$ , kapasitör değerleri,  $C_1=0.5$  nF,  $C_2=1$  nF ve  $C_3=2$  nF olarak bulunur.

Şekil 8.5a'daki üçüncü dereceden filtre devresi PSPICE devre simülasyon programı kullanılarak denenmiştir. Devredeki CDDBA'lar, üçüncü bölümde tarif edildiği gibi iki tane AD844 kullanılarak gerçekleştirilmiş olup besleme gerilimleri  $\pm 2.5$  V alınmıştır.

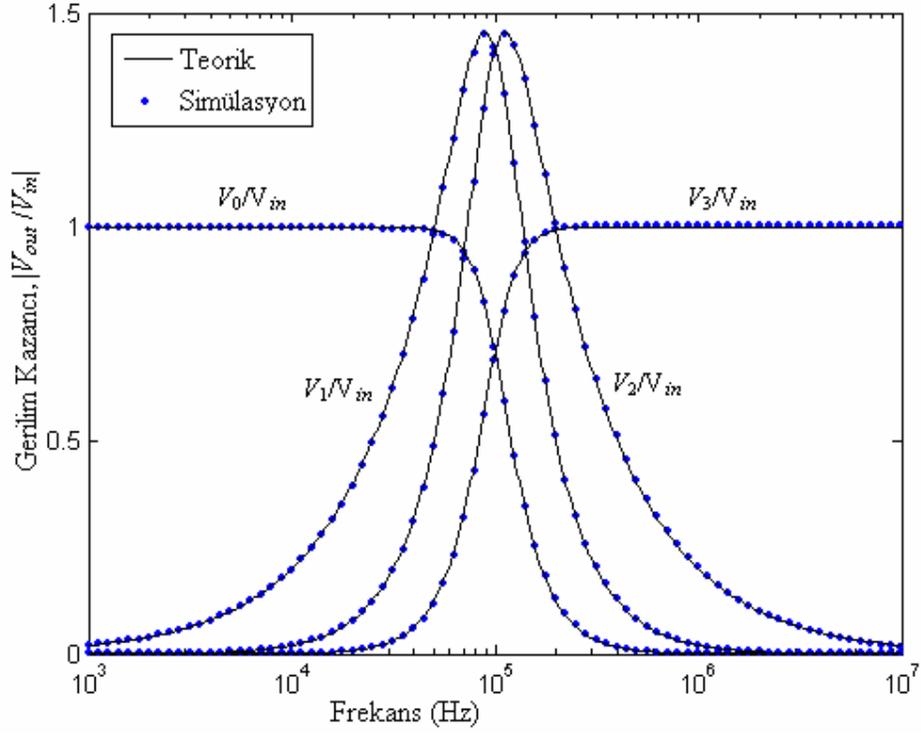
Yukarıdaki parametrelere göre yapılan simülasyonlar sonucunda, Şekil 8.6'da görülen beklenen üçüncü dereceden AGF, YGF ve BGF karakteristikleri elde edilmiştir. Teorik sonuçlarla karşılaştırmak için (8.10)'dan elde edilen transfer fonksiyonlarının Bode diyagramları Matlab programı ile çizilmiş ve aynı grafikte PSPICE simülasyonları ile gösterilmiştir. Şekil 8.6'da sonuçlar yakın olmasına rağmen parazitik dirençlerden dolayı, teorik ve simülasyon sonuçları arasında farklılıklar meydana gelmiştir. Bu farklılıklar, AGF için düşük frekanslarda, BGF'ler için merkez frekansı civarında ve YGF için yüksek

frekanslarda, kapalı çevrim kazançlarının daha büyük olmasından kaynaklanmaktadır.

Şekil 8.5a'daki filtre devresi için, CDBA'ların CMOS ile gerçekleştirilmesi kullanılarak  $n=3$  için PSPICE devre simülasyon programı yeniden kullanılmıştır. CMOS ile gerçekleştirmede kullanılan transistörler Acar ve Sedef'in önerdikleri yapı ile aynı alınmıştır (Acar ve Sedef 2003). Dış pasif elemanlar (direnç ve kapasitör değerleri) aynı değerde tutularak elde edilen PSPICE simülasyon sonuçları ve Denklem (8.10)'dan teorik olarak elde edilen sonuçlar Şekil 8.7'de görülmektedir. Şekilden görüleceği gibi, geniş bir frekans bandında, simülasyon ve teorik sonuçlar hemen hemen aynı çıkmıştır ve elde edilen sonuçlar CDBA'nın AD844 kullanılarak gerçekleştirilmesinden daha iyidir. Çünkü CMOS ile gerçekleştirmede iç-direnç daha az olduğu için iç-dirençlerin etkileri daha az olmuştur.

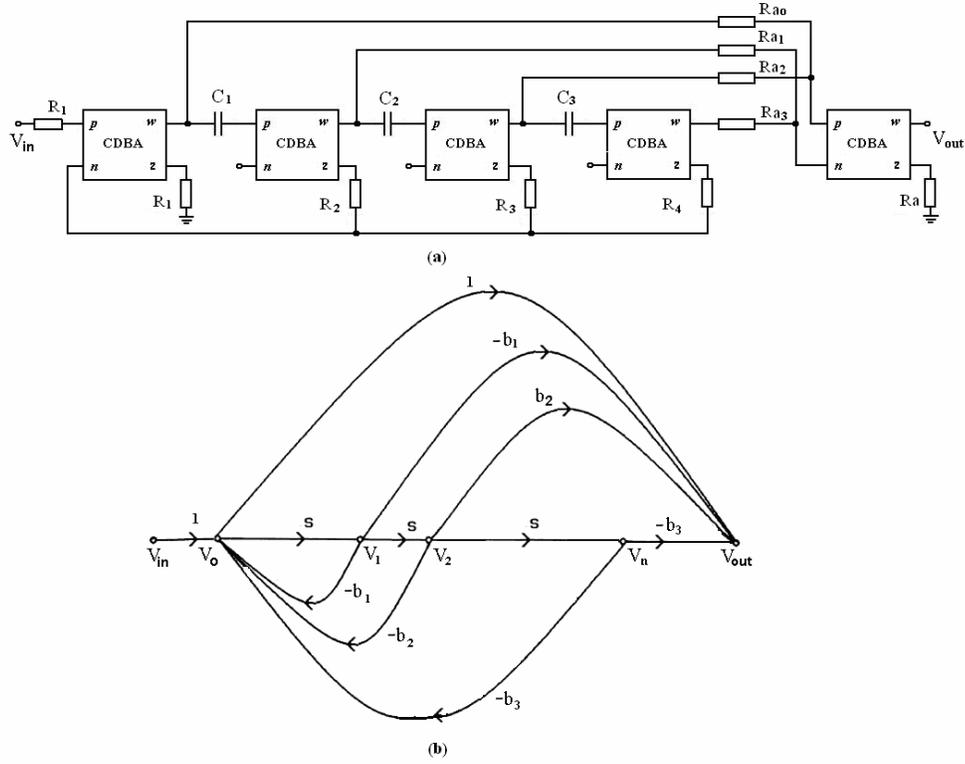


Şekil 8.6 CDBA'ların AD844 gerçekleştirilmesi ile yapılan simülasyon için genlik-frekans karakteristiği.



Şekil 8.7 CDBA'ların CMOS gerçekleştirilmesi ile yapılan simülasyon için genlik-frekans karakteristiği.

Son olarak üçüncü dereceden Butterworth TGF fonksiyonunu gerçekleştirelim. Bu fonksiyon için Şekil 8.3b'deki en genel devre Şekil 8.8a'da görülen devreye dönüşecektir. Devrenin işaret akış diyagramı ile gösteri ise 8.8b'de görülmektedir.



Şekil 8.8 Üçüncü dereceden TGF, (b) Üçüncü dereceden TGF'nin işaret akış diyagramı.

Üçüncü dereceden 3 dB kesim frekansı  $f_0=100$  kHz olan Butterworth TGF fonksiyonunu gerçekleştirile için aşağıdaki gerilim transfer fonksiyonu ele alınmalıdır.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{q_3(s/\omega_0)} = \frac{-s^3/\omega_0^3 + 2s^2/\omega_0^2 - 2s/\omega_0 + 1}{s^3/\omega_0^3 + 2s^2/\omega_0^2 + 2s/\omega_0 + 1} \quad (8.11)$$

Burada,  $q_3$ , üçüncü derece Butterworth polinomu ve  $\omega_0 = 2\pi f_0 = 200000\pi$  rad/sn'dir. Denklem (8.1) ile Denklem (8.11)'un eşleştirilmesi ile  $R_1 C_1 = 2/\omega_0$ ;  $R_2 C_2 = 1/\omega_0$ ;  $R_3 C_3 = 1/2\omega_0$  olarak bulunur. Direnç değerlerini eşit seçilirse,  $R_1=R_2=R_3=R_4=1.57$  k $\Omega$ , kapasitör değerleri,  $C_1=0.5$  nF,  $C_2=1$  nF ve  $C_3=2$  nF olarak bulunur.

Pay polinomu katsayılarının gerçekleştirilmesi için, Denklem (8.4b)'den

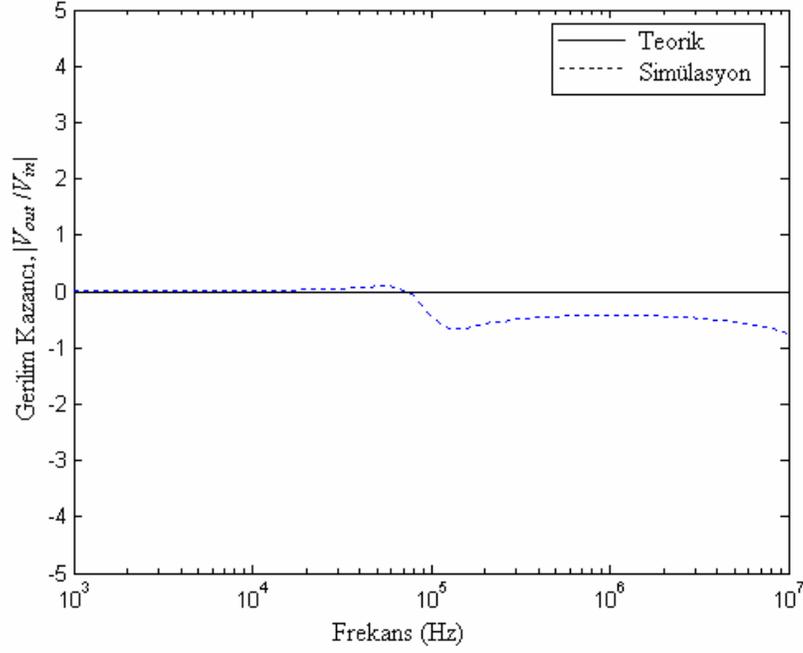
$$a_0=1, R_{a0}=R_a \quad (8.12a)$$

$$a_1=-2, R_{a1}=R_a/2 \quad (8.12b)$$

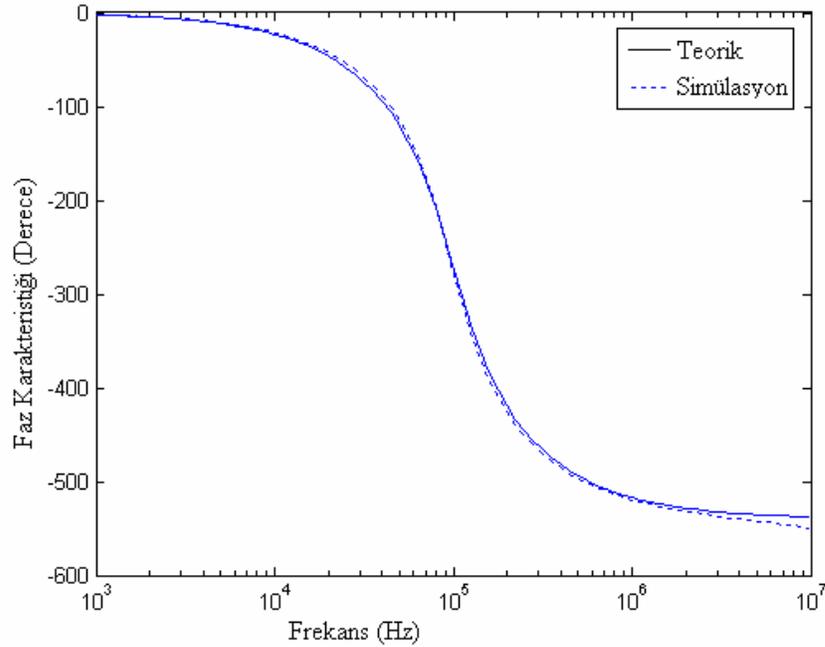
$$a_2=2, R_{a2}=R_a/2 \quad (8.12c)$$

$$a_3=-1, R_{a3}=R_a \quad (8.12d)$$

olarak bulunacaktır.  $R_a$  direnç değeri 1.57 k $\Omega$  olarak seçilirse,  $R_{a0}=R_{a3}=1.57$  k $\Omega$  ve  $R_{a1}=R_{a2}=785$   $\Omega$  olacaktır. Yukarıdaki parametreler göre yapılan simülasyon sonuçları Şekil 8.9 ve Şekil 8.10'da görülmektedir. Şekillerden görüleceği gibi simülasyon sonuçları teorik sonuçları doğrulamaktadır.



Şekil 8.9 Üçüncü dereceden TGF için genlik-frekans karakteristiği.



Şekil 8.10 Üçüncü dereceden TGF için faz karakteristiği.

Bu bölümde, CDBA kullanılarak  $n$ . dereceden en genel gerilim transfer fonksiyonunu gerçekleştirmek için basit ve esnek bir tasarım yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem verilen bir transfer fonksiyonundan işaret akış diyagramının çizilmesi, bu diyagramdan aktif filtrenin elde edilmesine dayanmaktadır. Önerilen devre, en genel gerilim transfer fonksiyonunu gerçekleştirmek için  $n+1$  CDBA,  $n$  kapasitör ve  $2n+4$  direnç içermektedir. Ancak bu sayı devrenin çok fonksiyonlu yapıya indirgenmesi durumunda  $n+1$  dirence düşürülebilmektedir.

Önerilen yöntemin diğer avantajları şunlardır:

(i) Aynı payda polinomlu farklı transfer fonksiyonları elde edilebilir (AGF, BGF, YGF, minimum faz ya da minimum olmayan faz karakteristikli tüm farklı türdeki filtre fonksiyonları). Minimum olmayan faz transfer fonksiyonu, çıkıştaki toplayıcının  $p/n$  girişlerinin düzenlenmesi ile kolaylıkla elde edilebilir. Örneğin, TGF karakteristiği, toplayıcı CDBA'da çift indisli ya da tek indisli tüm dirençlerin  $n$  girişine kaydırılması ile kolayca elde edilir.

(ii) Önerilen universal filtre yapısı kolaylıkla diğer modlara çevrilebilmektedir (TIM, TAM, ve CM). Bu sebeple önerilen devre analog-dijital ve dijital-analog dönüştürücü uygulamaları (Rundell vd. 1997), akım ve gerilimin modlu devrelerin beraber kullanıldığı devrelerde vb. uygulamalara uygundur.

(iii) Transfer fonksiyonun katsayılarını devredeki pasif elemanlar cinsinden kolaylıkla ifade edilebilir. Bu sebeple devrenin tasarımı oldukça basittir.

Yukarıda sayılan avantajları ve PSPICE devre simülasyonundan elde edilen sonuçlar doğrultusunda önerilen tasarım yöntemi, devre tasarımcıları ve mühendisler için yeni olanaklar getirmektedir.

## 9. MO-CCII'LER KULLANILARAK GENEL AKIM TRANSFER FONKSİYONLARININ İŞARET AKIŞ DİYAGRAMI YÖNTEMİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Bu bölümde, verilen en genel akım transfer fonksiyonunu gerçekleştiren genel bir yöntem, işaret akış diyagramı yöntemi kullanılarak gerçekleştirilecektir. Önerilen yöntemde, universal yapı için,  $n+1$  MO-CCII,  $n$  tane bir ucu topraklanmış kapasitör ve  $n$  direnç kullanılmıştır. Ayrıca, önerilen yapıya ağırlıklı toplayıcı eklenerek en genel akım transfer fonksiyonunun gerçekleştirilmesi sağlanmıştır. Bu durumda direnç sayısı en fazla  $2n+2$  olmaktadır. Kullanılan dirençlerden ağırlıklı toplayıcı dışında kalanlar, MO-CCII yerine MO-CCCII'lerin kullanılması ile ortadan kaldırılabilir. Sunulan yapının giriş empedansı çok küçük, çıkış empedansı çok yüksektir. Bu nedenle devre ardışık bağlamaya çok uygundur. Ayrıca, tüm akım çıkışlarından AGF, YGF ve tüm BGF filtre karakteristikleri aynı anda elde edilebilmektedir. BSF ve TGF fonksiyonları uygun çıkışların seçilmesi ile elde edilebilmektedir. Bir ucu topraklanmış kapasitörlerin kullanılması ve devrenin dirençsiz olması tümlşik devre teknolojisine uygunluğunu artırmaktadır. Önerilen genel yapıyla, istenilen transfer fonksiyonun katsayıları devrede kullanılan pasif elemanlar cinsinden kolayca bulunabilmektedir.

Bu bölümde,  $n$ . dereceden bir akım transfer fonksiyonu için genel bir tasarım yöntemi verilecektir. Önerilen yöntem işaret akış diyagramı kullanılarak transfer fonksiyonun gerçekleştirilmesi ve elde edilen diyagramların MO-CCII aktif elemanı içeren aktif-RC devresi ile kurulmasına dayanmaktadır.

En genel  $n$ . dereceden akım transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T(s) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (9.1) \text{ 4a}$$

Burada,  $I_{out}$  ve  $I_{in}$ , sırasıyla çıkış ve giriş akımlarıdır. Transfer fonksiyonun payda polinomu, pozitif reel katsayılara sahip kesin Hurwitz'tir, pay polinomu ise pozitif ve/veya negatif olabilen keyfi katsayıdır.

Eğer Denklem (9.1)'deki pay ve payda polinomları,  $s^{-n} I_0$  ile çarpılırsa

$$T(s) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{a_n I_0 + a_{n-1} s^{-1} I_0 + \dots + a_1 s^{1-n} I_0 + a_0 s^{-n} I_0}{I_0 + b_{n-1} s^{-1} I_0 + \dots + b_1 s^{1-n} I_0 + b_0 s^{-n} I_0} \quad (9.2)$$

elde edilir.

Burada,  $I_0$ , keyfi akım sinyalidir.

Çıkış sinyali  $I_{out}$ , giriş sinyali  $I_{in}$  ile  $(n+1)$  tane ara sinyalle aşağıdaki gibi ilişkilendirilebilir.

Bunlar  $I_0, I_1, \dots, I_n$  dir.

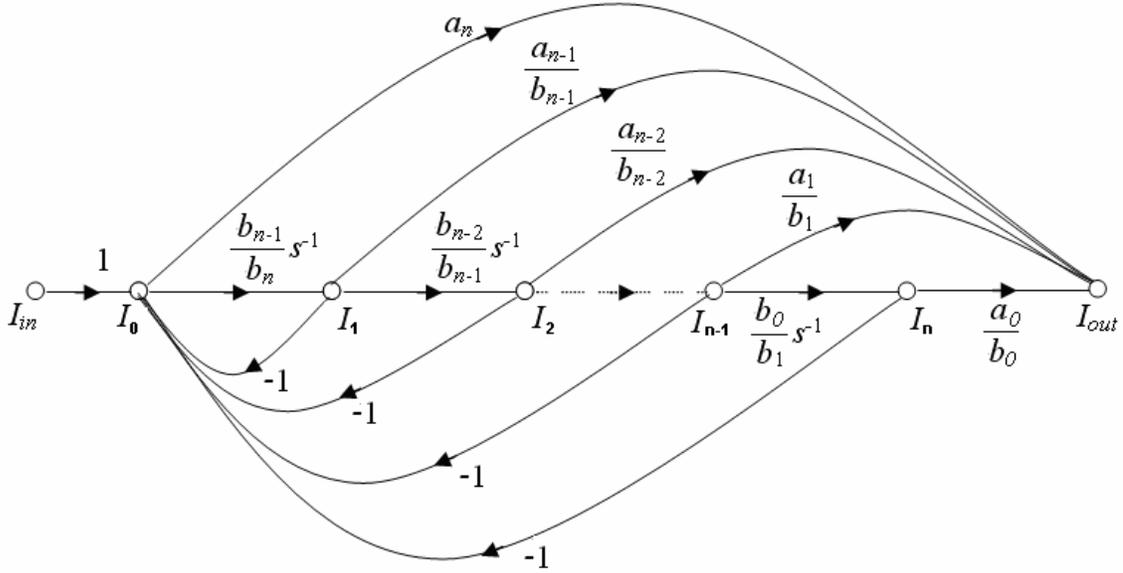
$$I_i = b_{n-i} s^{-i} I_0, i=1, 2, \dots, n \quad (9.3a)$$

$$I_i = \frac{b_{n-i}}{b_{n-i+1}} s^{-1} I_{i-1}, i=1, 2, \dots, n \quad (9.3b)$$

$$I_{in} = I_0 + I_1 + \dots + I_{n-1} + I_n \quad (9.3c)$$

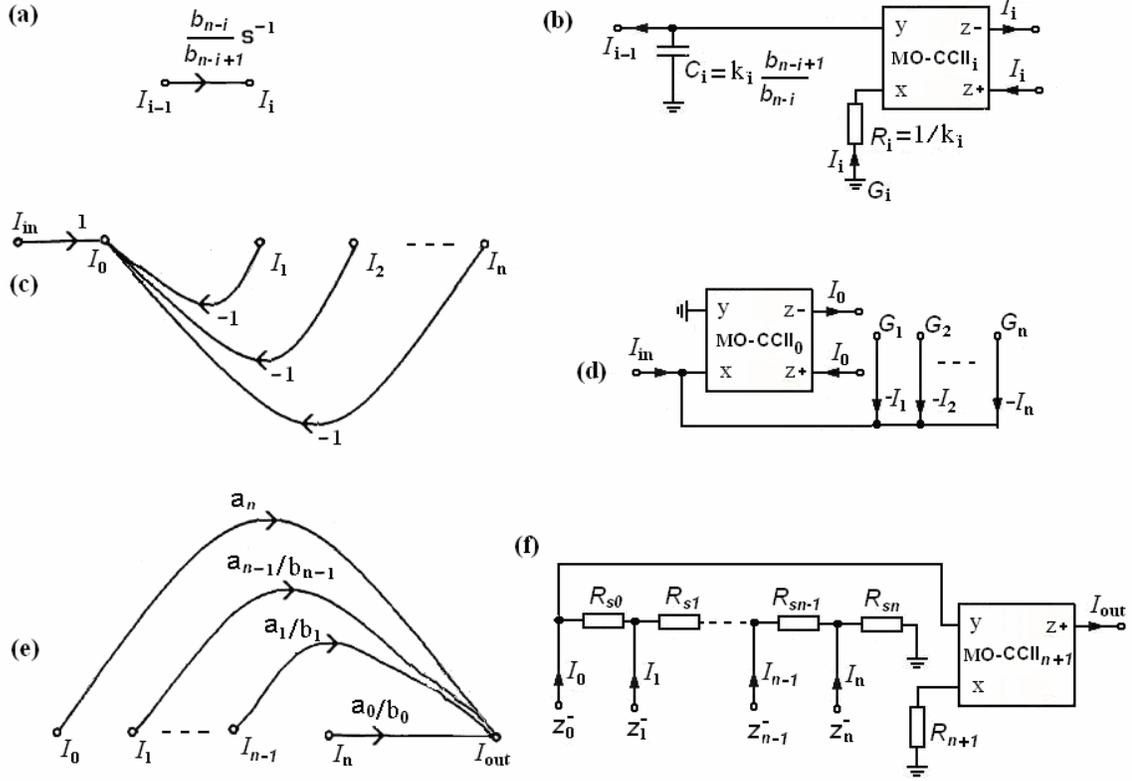
$$I_{out} = a_n I_0 + \frac{a_{n-1}}{b_{n-1}} I_1 + \frac{a_{n-2}}{b_{n-2}} I_2 + \dots + \frac{a_1}{b_1} I_{n-1} + \frac{a_0}{b_0} I_n \quad (9.3d)$$

Bu denklemler Şekil 9.1'de görülmekte olan işaret akış diyagramı ile ifade edilebilir.



Şekil 9.1 İşaret akış diyagramı ile (9.3a-c) denklemlerinin ifade edilmesi.

Şekil 9.1'de görülmekte olan  $n$ . dereceden işaret akış diyagramı, MO-CCII aktif elemanları içeren aktif-RC devresi ile kurulabilir. Bu şekilde elde edilen alt- diyagramlar ve bu alt-diyagramlara karşı düşen MO-CCII içeren alt-devreler Şekil 9.2'de görülmektedir.



Şekil 9.2 Alt- diyagramlar ve bu alt- diyagramlara karşı düşen alt-devreler.

Şekil 9.1'deki çıkıştaki toplayıcı düğüm  $I_i$ , ( $i=1, 2, \dots, n$ ) ele alınacak olursa, Şekil 9.2a'daki alt-diyagramdan, Denklem (9.3b)'deki  $i$ . akım sinyali Şekil 9.2b'deki alt-devre ile gerçekleştirilebilir. Sonuç olarak,  $i$ . çıkış akımı aşağıdaki gibi bulunur.

$$I_i = \frac{1}{sC_i R_i} I_{i-1}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (9.4a)$$

Denklem (9.3b) ile karşılaştırılacak olursa

$$R_i C_i = \frac{b_{n-i+1}}{b_{n-i}}; \quad \text{ya da } R_i = 1/k_i, \quad C_i = k_i \frac{b_{n-i+1}}{b_{n-i}} \quad (9.4b)$$

olarak bulunur.

Burada,  $k_i$ , keyfi ve sıfır olmayan bir sabitlerdir.

Şekil 9.1'deki toplayıcı düğüm  $I_0$  ele alınacak olursa, Şekil 9.2c deki alt-diyagram Denklem (9.3c)'yi verir ve Şekil 9.2d'de görülen alt-devre kurulabilir. Burada,  $V_x = V_y = 0$  olduğu için her  $G_i$ , sıfır potansiyeldedir.

Toplayıcı düğüm,  $I_{out}$  ele alınrsa, Şekil 9.2d'de görünen, Denklem (9.3d) ile ifade edilen alt-diyagram, Şekil 9.2e'de görülen alt-devre ile kurulup, çıkış denklemi aşağıdaki ifade edilebilir.

$$I_{out} = \sum_{i=0}^n \frac{\sum_{k=i}^n R_{sk}}{R_{n+1}} I_i \quad (9.4c)$$

Denklem (9.3d) ile karşılaştırılacak olursa

$$R_{si} = \begin{cases} R_{n+1} \frac{a_0}{b_0}, & i = n, \\ R_{n+1} \left( \frac{a_{n-i}}{b_{n-i}} - \frac{a_{n-i-1}}{b_{n-i-1}} \right), & i = n-1, n-2, \dots, 1, 0. \end{cases} \quad (9.4d)$$

Burada,  $R_{n+1}$  keyfi olabilir ve  $R_{si}$ ,  $i=n, n-1, \dots, 0$ , transfer fonksiyonunun pay ve payda polinomlarından hesaplanabilir. Denklem (9.4d)'deki her  $I_i$ 'nin ( $i=0,1,\dots,n$ ) işareti, DO-CCII<sub>i</sub>'lerin yerine MO-CCII<sub>i</sub> kullanılarak değiştirilebilir. Bunun için MO-CCII<sub>i</sub> aktif elemanın akım çıkışı  $z_i^-$ ,  $z_i^+$  ile yer değiştirmesi yeterlidir. Bu durumda, Denklem (9.4c)'de aşağıdaki değişiklik uygun olacaktır.

$$I_{out} = \sum_{i=0}^n \frac{\sum_{k=i}^n R_{sk}}{R_{n+1}} \delta_i I_i, \text{ burada } \delta_i = \begin{cases} 1, & z_i^- \text{ çikisi kullanilrsa,} \\ -1, & z_i^+ \text{ çikisi kullanilrsa.} \end{cases} \quad (9.4e)$$

Bu denklemden elde edilebilecek olası negatif direnç değerlerinden kurtulmak için, Denklem (9.4e) aşağıdaki gibi tekrar yazılır.

$$R_{si} = \begin{cases} R_{n+1} \frac{a_0}{b_0} \delta_n & i = n \text{ için,} \\ R_{n+1} \left( \frac{a_{n-i}}{b_{n-i}} \delta_i - \frac{a_{n-i-1}}{b_{n-i-1}} \delta_{i+1} \right) & i = n-1, n-2, \dots, 1, 0 \text{ için.} \end{cases} \quad (9.4f)$$

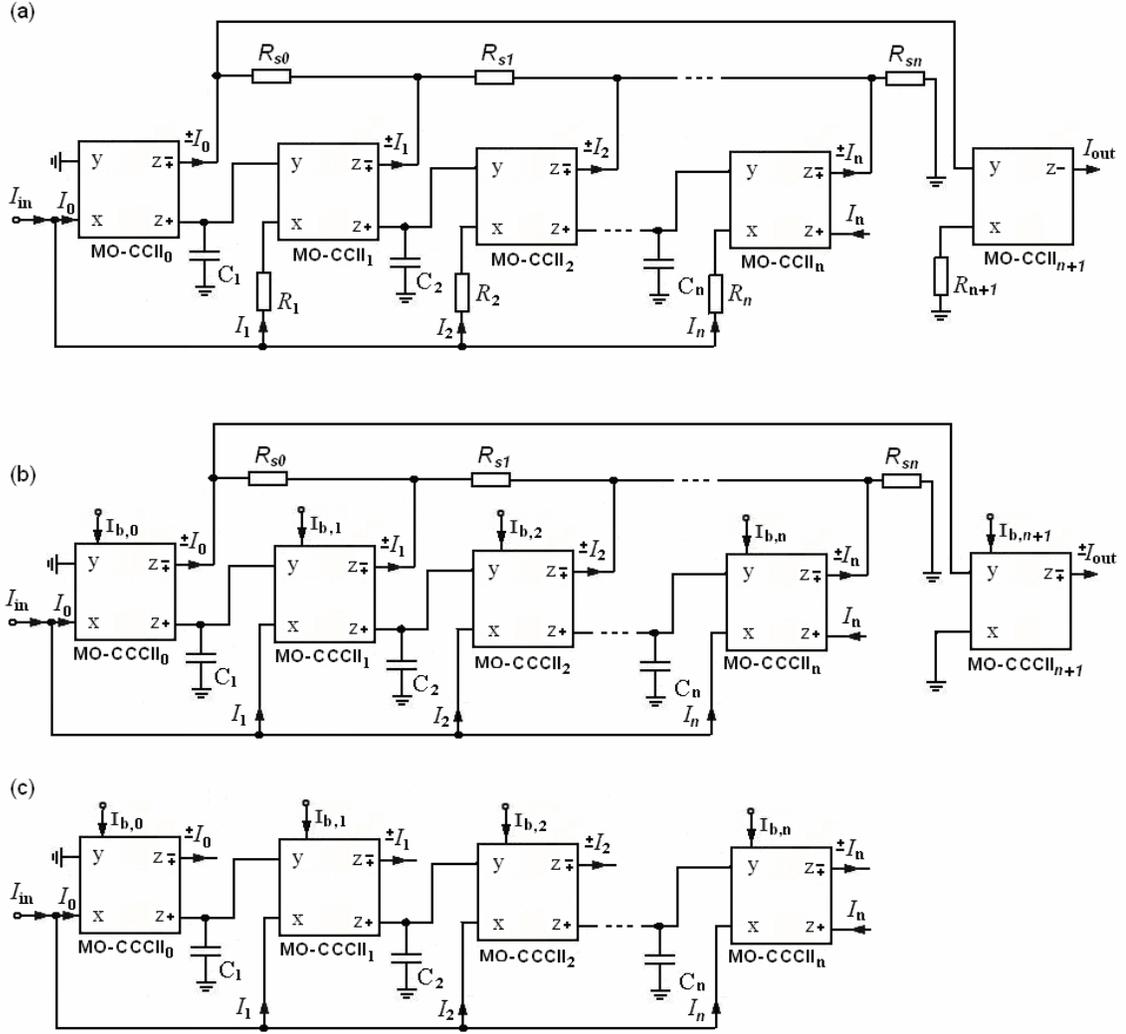
Not: Tasarım amacı için bu bilgi her zaman gerekli olmayabilir. Çünkü Denklem (9.4e) deki  $I_i$  akımlarının katsayıları, artan alt indis  $i$ 'ye göre büyüklük olarak düşen derecedendirler. Bu durum sınırlayıcı olup, bazı  $R_{sk}$  ( $k=0,1,\dots,n$ ) dirençleri için, bazı negatif değerlerin çıkması halen mümkündür. Ancak sadece katsayıların işareti değil, büyüklüklerinin mertebesi, akımların, katsayıların artan büyüklükleri ve aktif elemanın  $z_i^-$  veya  $z_i^+$ ,  $i=0,1,\dots,n$

çıkışlarının toplayıcı dirençler  $R_{sk}$ 'nin giriş uçlarına bağlanarak yeniden derecelendirilmesi ile de değiştirilebilir. Bu yolla derecesi  $n$ 'den büyük olmayan herhangi bir pay polinomu herhangi bir sınırlama olmaksızın kolaylıkla gerçekleştirilir. Özel durumlarda, toplayıcıya giden iki akım büyüklük olarak aynı katsayıya sahipse, toplayıcıda her iki akım için ayrı ayrı direnç koymaya gerek kalmaz, bu sebeple fazladan direnç kullanmamış oluruz ve bu aynı katsayılı iki akım bağlantı noktaları kısa devre edilerek tek bir direnç kullanılır. Tüm geçiren filtrede olduğu gibi çok özel durumlarda, yani pay polinomunun payda polinomu ile mutlak büyüklük olarak aynı katsayıya sahip olduğu filtre fonksiyonlarını gerçeklemek istediğimizde, çıkıştaki toplayıcı devrenin kullanılmasına gerek kalmamaktadır (Ancak kazancın ayarlanabilir olması isteniyorsa sadece  $R_{sn}$  direnci ve çıkıştaki MO-CCII'nin kullanılması gerekecektir). Çünkü MO-CCCII'lerin uygun çıkışları (pozitif pay katsayısı için negatif çıkışı, negatif pay katsayısı için pozitif çıkışı) seçilip pay polinomu toplayıcıya gerek duyulmadan tüm çıkışların birbirine bağlanması ile elde edilebilir.

$n$ . dereceden en genel akım transfer fonksiyonu yukarıdaki DO-CCII-RC alt devrelerinin Şekil 9.1'deki işaret akış diyagramına uygun olarak birbirlerine bağlanması ile kolaylıkla elde edilir. Akım taşıyıcının çok çıkışlı gerçekleştirilme özelliği de kullanılırsa Şekil 9.3a'da görülmekte olan MO-CCII'li ilk devre elde edilir.

Şekil 9.3a'da görülmekte olan devrede  $2n+2$  adet direnç kullanılmasına rağmen, bu yapı çok daha az direnç içeren bir yapıya dönüştürülebilir. Bu amaçla, her  $R_i$ , ( $i=1, 2, \dots, n+1$ ) akım kontrollü direnç  $R_{xi}$  ile aktif eleman içine alınacak bunun için MO-CCII'lerin yerine MO-CCCII'lerin kullanılması yeterli olur. Tüm aktif elemanların aynı cins olması için, ilk MO-CCII'de aynı şekilde MO-CCCII ile değiştirilecek ancak parazitik direncinin yaklaşık sıfır ( $R_{xo} \approx 0$ ) yapılabilmesi için aktif elemanın kontrol akımı  $I_{bo}$  yeterince büyük seçilir. Bu durumda Şekil 9.3a'daki devre yapısı, Şekil 9.3b'deki devreye indirgenir.

Şekil 9.3b'deki devre, ağırlıklı toplayıcı devresi atılarak Şekil 9.3c'deki çok fonksiyonlu devreye dönüştürülebilir. Bu yapı universal yapıdır, çünkü çıkışlarında sıfırdan farklı sonlu-geçiş-sıfırsız YGF, BGF ya da BGF karakteristikleri, uygun MO-CCCII akım çıkışları ( $I_0, I_1, I_{n-1}, I_n$ ) seçilerek elde edilir. Bu sonuç en az eleman sayılı devredir ve dirençsiz olma özelliğine sahip  $n$  kapasitör ve  $n+1$  aktif eleman kullanılan yapıdır.



Şekil 9.3 Denklem (9.4)'ün gerçekleştirilmesi; (a) MO-CCII'ler kullanılarak, (b) MO-CCCII'ler kullanılarak, (c) Üniversal form.

Tasarım örneğini ele almadan önce, Şekil 9.3c'deki üniversal yapının eleman değerlerinin seçimi üzerinde durulacaktır. MO-CCCII'nin uç denklemleri kullanılarak, akım transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunur.

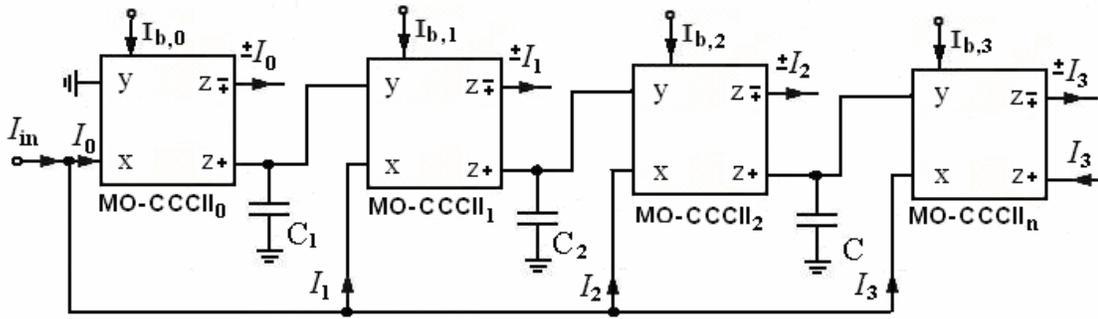
$$\frac{I_i}{I_{in}} = \frac{\left( \prod_{j=1}^{n-i} R_{n+1-j} C_{n+1-j} \right) s^{n-i}}{\sum_{k=0}^n \left( s^k \prod_{j=1}^k R_{n+1-j} C_{n+1-j} \right)}, \quad i = 0, 1, \dots, n \quad (9.5)$$

Denklem (2.1.12)'deki ideallsizlikler göz önüne alınırsa yukarıda elde edilen transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yeniden bulunur.

$$\frac{I_i}{I_{in}} = \frac{s^{n-i} \alpha_{ni} \left( \prod_{j=1}^i \beta_j \alpha_{p_{j-1}} \right) \prod_{j=1}^{n-i} R_{n+1-j} C_{n+1-j}}{\sum_{k=0}^n s^k \left( \prod_{j=1}^{n-k} \beta_j \alpha_{p_{j-1}} \right) \left( \prod_{j=1}^k R_{n+1-j} C_{n+1-j} \right)}, \quad i = 0, 1, \dots, n \quad (9.6)$$

Burada,  $\alpha_{p_i}$ ,  $\alpha_{n_i}$  ve  $\beta_i$  ( $i = 0, 1, \dots, n$ ) akım ve gerilim kazançları olup,  $i$  alt indisleri, Şekil 9.3'teki her MO-CCCII'yi temsil etmektedir.

Şekil 9.3c'deki universal yapı ile üçüncü derece ( $n=3$ ) tasarım örneği verilirse Şekil 9.4'te görülen devre edilir.



Şekil 9.4 Üçüncü dereceden universal filtre devresi

Şekil 9.4'teki devre için Denklem (9.5)'dan aşağıdaki akım transfer fonksiyonları elde edilir.

$$\frac{I_0}{I_{in}} = \frac{s^3 C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3}{s^3 C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 + s^2 C_2 C_3 R_2 R_3 + s C_3 R_3 + 1} \quad (9.7a)$$

$$\frac{I_1}{I_{in}} = \frac{s^2 C_2 C_3 R_2 R_3}{s^3 C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 + s^2 C_2 C_3 R_2 R_3 + s C_3 R_3 + 1} \quad (9.7b)$$

$$\frac{I_2}{I_{in}} = \frac{s C_3 R_3}{s^3 C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 + s^2 C_2 C_3 R_2 R_3 + s C_3 R_3 + 1} \quad (9.7c)$$

$$\frac{I_3}{I_{in}} = \frac{1}{s^3 C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 + s^2 C_2 C_3 R_2 R_3 + s C_3 R_3 + 1} \quad (9.7d)$$

Yukarıdaki denklemlerden, Denklem (9.7a)'nın YGF fonksiyonunun, Denklem. (9.7b,c)'nin BGF fonksiyonlarının, Denklem (9.7d)'nin AGF fonksiyonunun gerçekleştirdiği aşikârdır.

Üçüncü dereceden, 3 dB kesim frekansı  $f_o=100$  kHz olan Butterworth filtre gerçeklemek için

aşağıdaki akım transfer fonksiyonu gerçekleştirilmelidir.

$$\frac{I_3}{I_{in}} = \frac{1}{s^3/\omega_0^3 + 2s^2/\omega_0^2 + 2s/\omega_0 + 1} \quad (9.8)$$

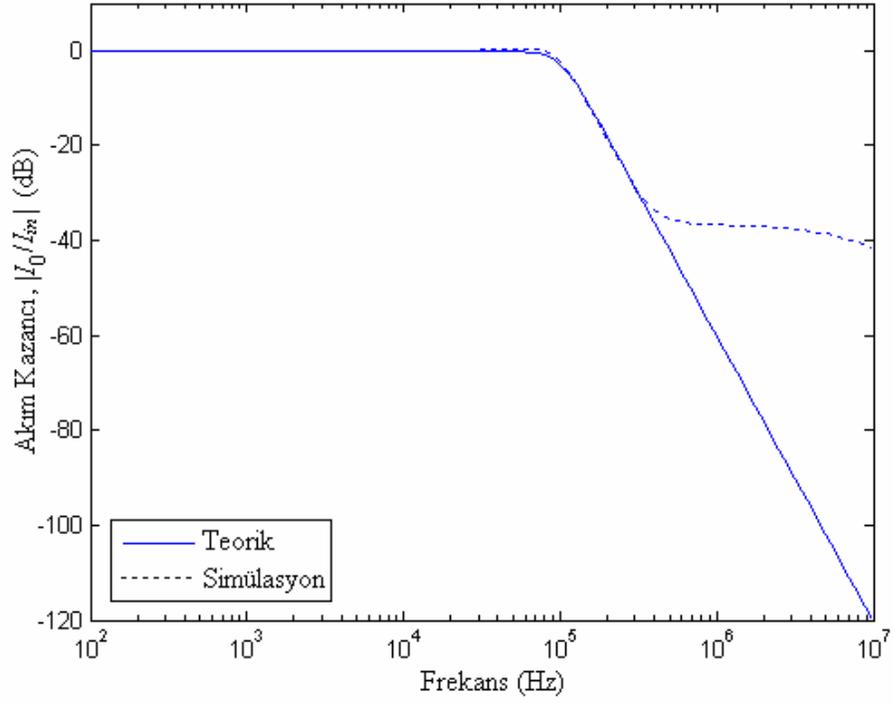
Burada, payda polinomu üçüncü derece Butterworth polinomu ve  $\omega_0 = 2\pi f_0 = 200000\pi$  rad/s 'dir. Denklem (9.7d) ile Denklem (9.8)'nin eşleştirilmesi ile  $R_3C_3=2/\omega_0$ ;  $R_2C_2=1/\omega_0$ ;  $R_1C_1=1/2\omega_0$  bulunur. Kapasitör değerlerini  $C_1=0.5$  nF,  $C_2= 1$  nF ve  $C_3= 2$  nF olarak seçersek, MO-CCCII'nin parazitik dirençleri  $R_1=R_2=R_3= 1.57$  k $\Omega$  bulunacaktır. Bu değeri elde etmek için MO-CCCII'nin kontrol akımlarının 27 °C için 8.22  $\mu A$  olarak ayarlanması gerekmektedir.

Şekil 9.3c'deki filtre devresi PSPICE devre simülasyon programı kullanılarak test edilmiştir. Bu amaçla, MO-CCCII'lerin Abuelma'atti ve Al-Qahtani'nin önerdiği BJT gerçekleştirilmesi kullanılmış olup (Abuelma'atti ve Al-Qahtani 1998), transistor parametrelerin olarak AT&T ALA400'ün PR100N (PNP) ve NR100N (NPN) modelleri kullanılmıştır (Frey 1993).

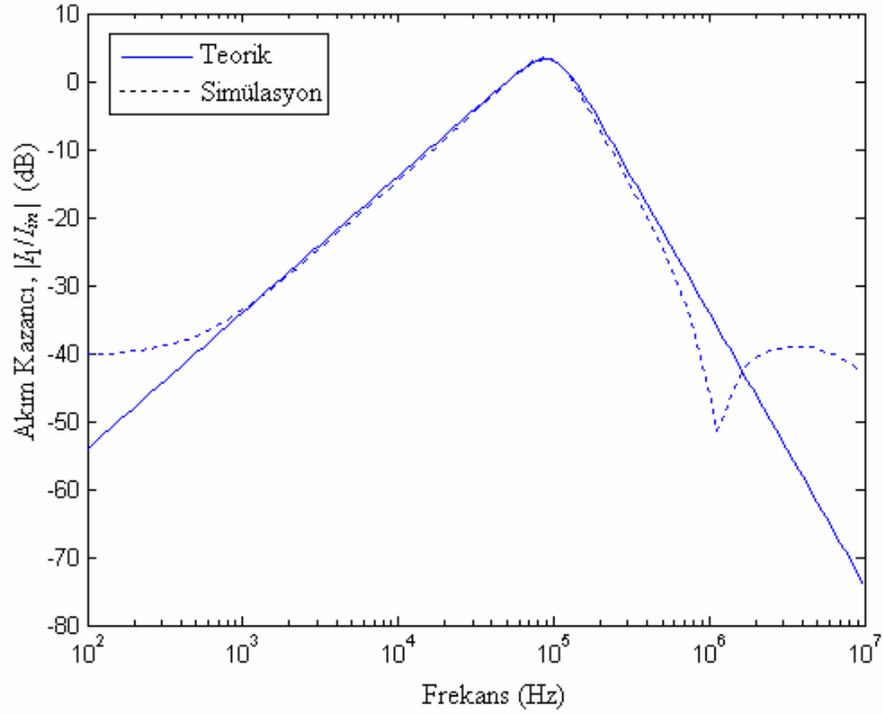
Tüm simülasyonlarda (MO-CCCII)<sub>0</sub>, yeterince yüksek kontrol akımı seçilerek ( $I_{b,0}= 500 \mu A$ ) MO-CCII gibi kullanılmıştır ve tüm MO-CCCII besleme gerilimleri  $V_{CC}=2.5$  V ve  $V_{EE}=-2.5$  V olarak seçilmiştir.

MO-CCCII'nin kutuplama (kontrol) akımı  $I_b$ , yeterince yüksek seçilirse (500  $\mu A$ 'den büyük) parazitik giriş empedansı  $R$ 'nin değeri sıfıra yaklaşacaktır (<26  $\Omega$ ). Sonuç olarak MO-CCCII hemen hemen MO-CCII gibi davranacaktır.

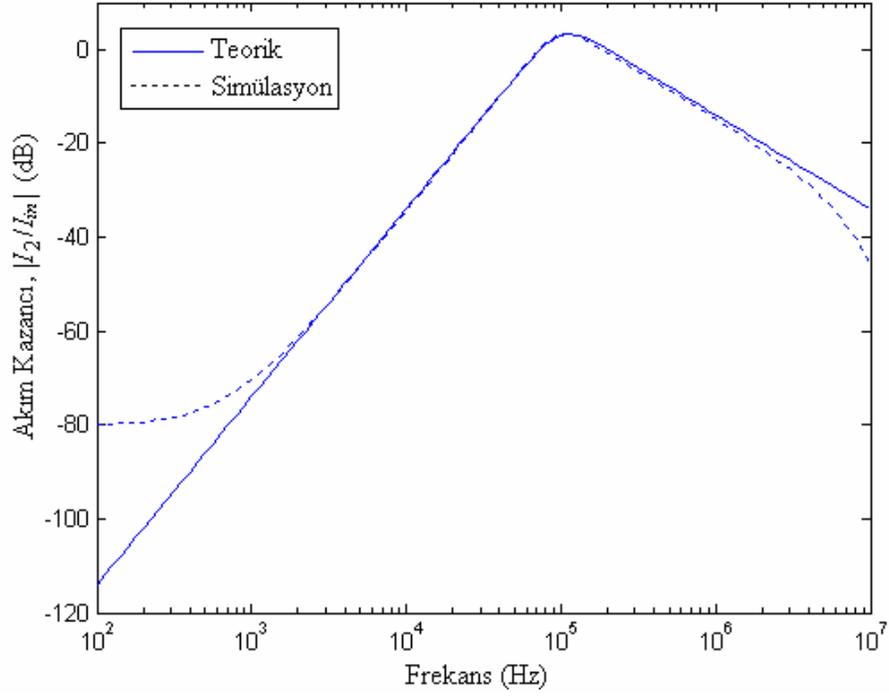
Yukarıdaki parametrelere göre yapılan PSPICE simülasyonlarından elde edilen sonuçlar,  $I_0/I_{in}$ ,  $I_1/I_{in}$ ,  $I_2/I_{in}$  ve  $I_3/I_{in}$  için, Şekil 9.5-8'de görülmektedir. Şekillerden görüleceği gibi simülasyon sonuçların geniş bir frekans bandında teorik sonuçlar ile çakışmaktadır.



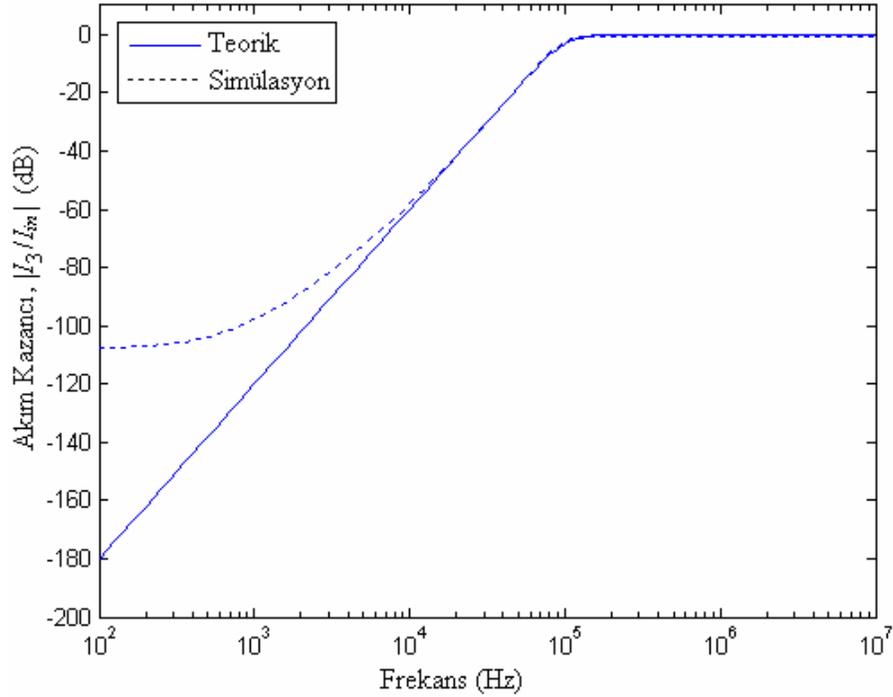
Şekil 9.8  $I_0/I_{in}$  transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği.



Şekil 9.6  $I_1/I_{in}$  transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği.



Şekil 9.7  $I_2/I_{in}$  transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği.

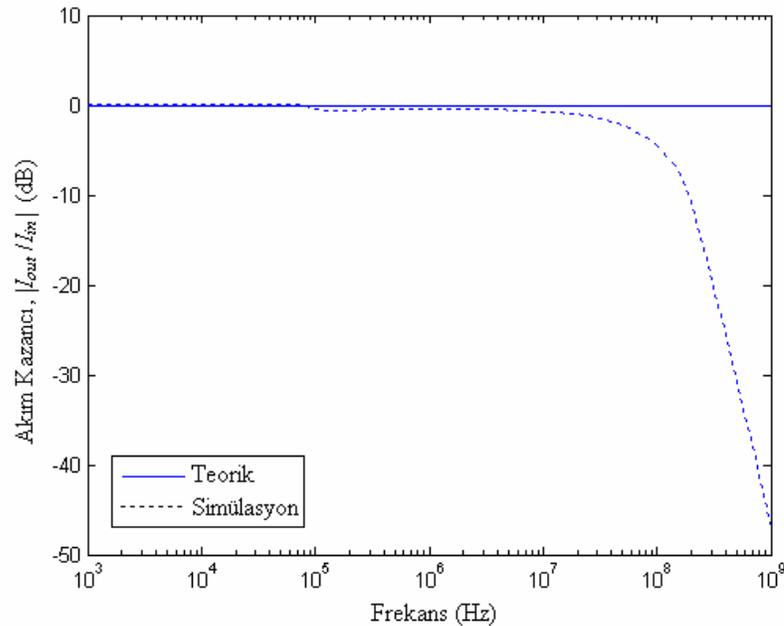


Şekil 9.8  $I_3/I_{in}$  transfer fonksiyonuna ilişkin genlik-frekans karakteristiği.

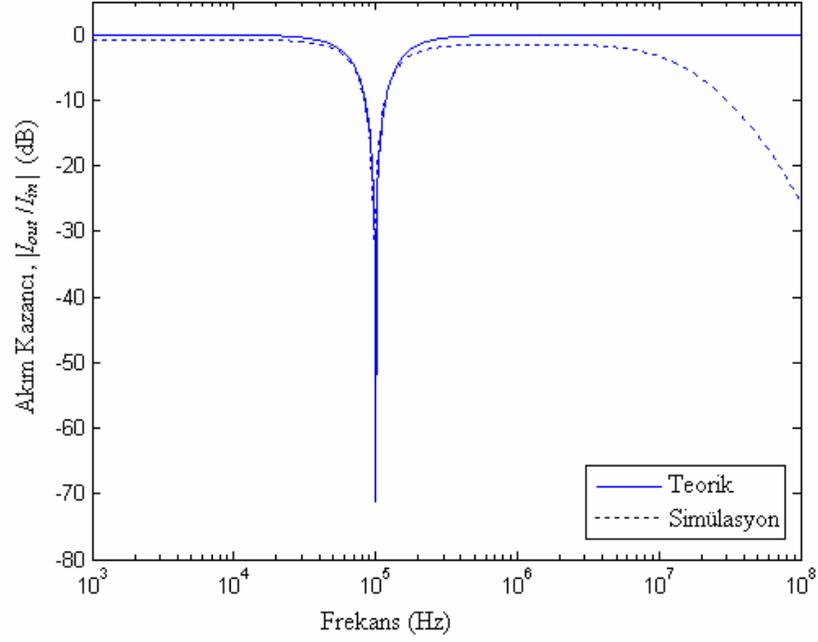
Aynı üniversal yapı, BSF ve TGF fonksiyonları gerçekleştiren devreler için kolaylıkla benimsenebilir. TGF fonksiyonunu gerçekleştirmek için, MO-CCCII'lerin tüm z çıkışları

önceden açıklandığı gibi uygun şekilde birbirlerine bağlanır. Üçüncü dereceden TGF için yapılan simülasyon Şekil 9.9'da görülmektedir; 10 MHz'e kadar teorik ve simülasyon sonuçları arasındaki fark 1 dB'den azdır, 66 Mhz'te ise 3 dB'lik bir fark oluşmaktadır.

$s=\pm j\omega_o$ 'da kompleks sıfırları ve  $s=-\omega_o$ 'da reel sıfırı olan  $(1+s/\omega_o)(1+s^2/\omega_o^2)$ , BSF devresini ele alırsak, bu devre için Denklem (9.8)'e göre, üçüncü dereceden Butterworth BSF yapısı pay ve paydada meydana gelecek olan sadeleşme yüzünden ikinci dereceden BSF özelliğine dönüşecektir. Bu payda polinomunu elde etmek için, Şekil 9.3b'te görülen devrede z çıkışlarının  $I_0+I_3+0.5I_1+0.5I_2$  şeklinde birleştirilmesi gerekmektedir. Çünkü  $I_0$  ve  $I_3$  ( $I_1$  ve  $I_2$ ) katsayıları aynıdır, dolayısıyla  $R_{s0}$  ( $R_{s2}$ ) kısa devre olmalıdır. Böylece  $I_0$  ve  $I_3$ , toplayıcı MO-CCII'nin y girişine bağlanmalı ve  $I_1$  ve  $I_2$  arasına  $R_{s1}$  ve  $R_{s3}$  dirençleri gelmelidir. Eğer  $R_{n+1}=1$  k $\Omega$  seçilirse,  $R_{s1}$  ve  $R_{s3}$  500  $\Omega$  olarak seçilmelidir. Elde edilen BSF simülasyon sonuçları Şekil 9.10'da görülmektedir. Alçak geçirme bandında 0.75 dB'lik ve yüksek geçirme bandında 1.4 dB'lik fark meydana gelmektedir. Merkez frekansında ( $f_o$ ) gözlenen maksimum bozulma 32 dB olmaktadır. Yüksek geçirme bandında bozulma frekans arttıkça daha da artmakta olup 10 Mhz'te 3.2 dB'dir. Simülasyon sonuçlarında meydana gelen hatalar beklenen değerler içinde olup aktif elemanın idealsizlik etkilerinden kaynaklanmaktadır. Bu etkilere tezin ikinci bölümden değinilmiş ve PSPICE devre simülasyon programı kullanılarak değerleri bulunmuştu. Tezin ikinci bölümünden de görülebileceği gibi MO-CCII, 10 MHz'e kadar düzgün olarak çalışabilmektedir.



Şekil 9.9 Üçüncü dereceden TGF için genlik-frekans karakteristiği.



Şekil 9.10 Üçüncü dereceden BSF için genlik-frekans karakteristiği.

Sonuç olarak bu bölümde  $n$ . dereceden en genel akım transfer fonksiyonunu gerçekleştirmek için basit ve esnek bir tasarım yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntemle elde edilen yapı,  $n$ . dereceden elektronik olarak kontrol edilebilen çok fonksiyonlu yapıya kolaylıkla indirgenebilmektedir. Böylece elde edilen yapı en-az sayıda eleman içermektedir ( $n$  tane bir ucu topraklanmış kapasitör ve  $n+1$  MO-CCCII). Yapının sıfır giriş gerilimi ve yüksek çıkış empedans özelliğinden dolayı ardışık bağlamak için herhangi bir fazladan tampon devreye gerek duymamaktadır. Ayrıca kapasitörlerin bir ucu topraklı olması ve yapının dirençlerden bağımsız olması yapının tümlşik devre teknolojisi için de uygun olmasını sağlamaktadır.

Ayrıca, devre çok fonksiyonlu yapıdadır ve tüm  $n$ . dereceden filtre tipleri doğrudan ya da küçük değişikliklerle gerçekleştirilebilmektedir. Üç temel filtre karakteristiği (AGF, BGF ve YGF) bağımsız olarak aynı anda farklı çıkışlardan elde edilebilmekte, BSF ve TGF fonksiyonları ise fazladan bir aktif eleman gerektirmeden ilgili çıkışların bağlanması ile elde edilebilmektedir.

Yukarıda sayılan avantajları ve PSPICE devre simülasyonundan elde edilen sonuçlar doğrultusunda önerilen tasarım yöntemi, devre tasarımcıları ve mühendisler için yeni olanaklar getirmektedir.

## 10. SONUÇLAR

Bu tezde, ikinci dereceden filtre yapılarının tasarımı ve  $n$ . dereceden filtre yapıları için genel tasarım yöntemlerinin akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar kullanılarak gerçekleştirilmesi üzerinde durulmuştur. Devrelerin gerçekleştirilmesinde literatürde bilinen işaret akış diyagramları yöntemi gibi yöntemler kullanılmıştır. Önerilen devrelerin doğruluğunu göstermek için çeşitli örnekler verilmiştir. Bu örnekler PSPICE simülasyon programı ve/veya deneysel olarak gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçların teorik sonuçlar ile karşılaştırıldığı görülmüştür. Tez sonunda elde edilen devreler şunlardır;

Üçüncü bölümde, dört yeni akım-modlu AGF, BGF ve YGF gerçekleyen ikinci dereceden filtre devresi önerilmiştir. Daha sonra üç akım modlu, iki gerilim modlu ve bir TAM BGF devresi önerilmiştir. Dördüncü bölümde, CDBA'lar kullanılarak çok modlu çok fonksiyonlu filtre ve DO-CCCII'ler kullanılarak akım modlu çok fonksiyonlu filtre sunulmuştur. Beşinci bölümde, iki yeni gerilim modlu çok-girişli tek-çıkışlı filtre devresi sunulmuştur. Altıncı bölümde, durum değişkenleri yöntemi kullanılarak  $n$ . dereceden akım modlu filtre devresi MO-CCCII'ler ile gerçekleştirilmiştir. Yedinci bölümde, CC-CDBA'lar kullanılarak en genel  $n$ . dereceden akım transfer fonksiyonu için genel tasarım yöntemi verilmiştir. Sekizinci bölümde, CDBA'lar kullanılarak genel gerilim transfer fonksiyonlarının işaret akış diyagramı yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Dokuzuncu bölümde ise MO-CCCII'ler kullanılarak genel akım transfer fonksiyonlarının işaret akış diyagramı yöntemi ile gerçekleştirilmesine ilişkin yöntem sunulmuştur.

Tez sonunda elde edilen yapıların, şimdiye kadar literatürde sunulmuş olan yapılara göre bazı avantajları bulunmaktadır, bu avantajların bazıları; elektronik eleman sayılarının az olması, elektronik olarak kontrol edilebilme, akım çıkışlı devreler için yüksek çıkış empedansı, gerilim çıkışlı devreler için düşük çıkış empedansı, topraklanmış pasif elemanların kullanılması, düşük duyarlıklar vb. dir.

Tezde yapılan çalışmaları kısaca özetleyecek olursak;

Tezin üçüncü bölümünde, dört yeni akım modlu tek-girişli tek-çıkışlı filtre devresi sadece bir DO-CCII aktif elemanı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Literatürdeki benzer yapıdaki filtreler (tek-girişli tek-çıkışlı filtreler), dört pasif elemandan daha fazla eleman içermekte (Acar ve Sedef 2003, Abuelma'atti 2000), ya da birden fazla aktif eleman içermektedirler (Minaei vd. 2001, Acar ve Sedef 2003). Önerilen devreler kanonik sayıda pasif eleman içermektedirler (iki direnç ve iki kapasitör). Devrede kullanılan bu dört pasif elemanın seçimine (direnç veya

kapasitör olmasına) göre, her bir devre yapısında AGF, BGF ve YGF fonksiyonlarını yüksek empedans akım çıkışlarında elde edilmektedir. Devrelerin avantajları şunlardır: (i) Sadece tek bir aktif elemanın kullanılması. (ii) Kanonik sayıda direnç ve kapasitör içermesi. (iii) Önerilen tüm filtre yapılarının aynı payda polinomuna sahip olmaları. (iv) Tüm aktif ve pasif duyarlıkların 0.5 ile sınırlı olması. (v) AGF ve BGF devrelerinde bir ucu topraklanmış kapasitörlerin kullanılması; bu durum önerilen yapıların tümleşik devre teknolojisine daha uygun olmasını sağlamaktadır. (vi) Önerilen devrelerin yüksek empedanslı akım çıkışlarına sahip olmaları; bu sebeple devreler ardışık bağlamaya uygundur. Önerilen yapıların sayılan avantajları yanında, çıkış empedansları yüksek olmasına rağmen giriş empedansları tasarım parametrelerine bağlı olması, yüksek- $Q$ 'lü filtre fonksiyonlarının elde edilememesi ve BSF ve TGF fonksiyonlarının elde edilememesi gibi dezavantajları vardır.

Yine üçüncü bölümde, elektronik olarak kontrol edilebilen altı yeni ikinci dereceden BGF devreleri sunulmuştur. Önerilen devrelerde, sadece bir CC-CDBA, iki kapasitör ve en fazla bir direnç kullanılmıştır. Devrelerin avantajları şunlardır: (i) Literatürde şimdiye kadar sunulmuş benzer yapılara göre daha sayıda dış pasif elemanlar içermektedirler (Keskin 2005, Çam 2004, Özcan vd. 2003, Acar ve Sedef 2003, Abuelma'atti 2000, Minaei vd. 2001). (ii) Önerilen altı yapıda da sadece tek bir aktif eleman kullanılmaktadır. (iii) Akım, gerilim ve transfer-admitansı modlu filtre fonksiyonlarını gerçekleştirmektedirler. Önerilen yapıların sayılan avantajları yanında, giriş empedanslarının tasarım parametrelerine bağlı olması, Şekil 3.7 ve 3.9'daki devrelerle yüksek- $Q$ 'lü filtre fonksiyonlarının elde edilememesi, sadece BGF fonksiyonlarının gerçekleştirilebilmesi ve kalite faktörü ve doğal frekansın bağımsız olarak kontrol edilememesi gibi dezavantajları vardır.

Dördüncü bölümde, çok modlu çalışabilen çok fonksiyonlu filtre devresi önerilmiş, önerilen orijinal devrede aktif eleman olarak üç CDBA, pasif eleman olarak iki kapasitör ve üç direnç kullanılmıştır. Önerilen yapının şu avantajları vardır: (i) Önerilen devre tüm modlarda çalışabilmektedir (TIM, TAM, CM ve VM). (ii) Aynı anda AGF, YGF ve BGF fonksiyonları elde edilebilmekte BSF ve TGF fonksiyonları ise uygun çıkışların seçilmesi ile elde edilebilmektedir. (iii) Devrede giriş ve çıkışların akım ve/veya gerilim olarak alınabilmesinden dolayı bu devrenin akım modlu veya gerilim modlu devrelerle beraberce kullanıldıkları uygulamalarda fazladan tampon devrelerin kullanılmasına gerek kalmamaktadır. (iv) Önerilen devrenin aktif ve pasif duyarlıkları düşüktür.

Yine dördüncü bölümde, yüksek çıkış empedanslı, elektronik olarak kontrol edilebilen çok fonksiyonlu filtre devresi akım taşıyıcılar kullanılarak önerilmiştir. Önerilen filtre devresi için

PSPICE devre simülasyonu kullanılarak teorik sonuçların doğruluğu gösterilmiştir. Önerilen yapının bazı avantajları şunlardır: (i) Tüm üç basit filtre fonksiyonunun aynı anda elde edilebilmesi. (ii) Giriş empedansının düşük, çıkış empedansının yüksek olması, bu nedenle devrenin ardışık bağlamaya uygun olması. (iii) Aktif ve pasif duyarlıklarının düşük olması. (iv) En-az sayıda aktif ve pasif eleman içermesi (iki kapasitör ve üç DO-CCCII). (v) Devrenin doğal frekansının ve kalite faktörünün devredeki pasif elemanlar değiştirilmeksizin elektronik olarak akım taşıyıcının kontrol akımı ile ayarlanabilmesi. (vi) Devrede dirençlerin kullanılmaması. (vi) Bir ucu topraklanmış kapasitörlerin kullanılması. (vii) Kalite faktörünün ve doğal frekansın birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesi.

İki yeni üç-girişli tek-çıkışlı çok fonksiyonlu filtre devreleri sadece bir adet aktif eleman kullanılarak beşinci bölümde verilmiştir. Literatürdeki benzer yapıdaki filtreler (çok-girişli tek-çıkışlı devreler), dörtten fazla pasif eleman kullanmakta (Sharma ve Senani 2003, Hou vd. 1999, Horng vd. 2002) ya da sadece AGF, YGF ve BGF fonksiyonlarını gerçekleştirmektedirler (Sharma ve Senani 2003, Hou vd.1999, Özcan vd. 2003). Önerilen yapıların bazı avantajları şunlardır: (i) Aynı yapıdan gerilim modunda çalışan AGF, YGF, BGF, BSF ve TGF karakteristiklerin elde edilebilmesi. (ii) Sadece tek bir aktif elmanın kullanılması (CCII+ ya da CFOA). (iii) Devrelerin kanonik sayıda direnç ve kapasitörler içermesi. (iv) Önerilen devrelerin literatürde daha önceden sunulmuş çalışmalardan bir veya daha fazla avantaja sahip olmaları. (v) Devrelerin düşük aktif ve pasif duyarlıklara sahip olmaları. (vi) Devrelerde CCII+ elemanın kullanılması, bu aktif eleman pratikte bulunmaktadır ve CCII- aktif elemanına göre tümleşik devre teknolojisine daha uygundur. Ayrıca, deneysel çalışmalar ve simülasyonlarla teorik sonuçlar doğrulanmış devrelerin gerçekleştirilebilirlikleri gösterilmiştir.

Durum değişkenleri yöntemi kullanılarak elektronik olarak kontrol edilebilen  $n$ . dereceden universal filtre devresi altıncı bölümde sunulmuştur. Literatürde akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlı kullanılarak gerçekleştirilen KHN eşdeğer devreleri ikinci derece olarak önerilmiştir (Toker vd. 1999, İbrahim vd. 2004, İbrahim vd. 2005). Önerilen devrenin sağladığı avantajlar şunlardır. (i) Doğal frekansın ve kalite faktörünün devredeki pasif elemanların değerleri değiştirilmeksizin elektronik olarak akım taşıyıcının kontrol akımı ile ayarlanabilmesi. (ii) Bir ucu topraklanmış direnç ve kapasitörlerin kullanılması. (iii) Önerilen yapının kolaylıkla dirençsiz yapıya dönüştürülebilmesi. (iv) Tüm üç basit filtre fonksiyonunun aynı anda elde edilebilmesi. (v) Devrenin girişinin düşük empedans, çıkışlarının yüksek empedans özelliğine sahip olması, bu sayede fazlada tampon devre kullanılmadan devrenin ardışık bağlanmaya uygun olması. (vi) Aktif ve pasif duyarlıklarının düşük olması.

Yedinci bölümde verilen  $n$ . dereceden en genel akım transfer fonksiyonu için, CDBA aktif elemanı kullanılarak genel tasarım yöntemi verilmiştir. Literatürde CDBA kullanılarak gerçekleştirilen genel yapılar, elektronik olarak kontrol edilebilme, direnç sayıları oldukça fazla olması, sadece tek tip filtre fonksiyonlarını gerçekleştirme gibi dezavantajlardan en az birine sahiptirler (Acar ve Özoğuz 1999, Acar ve Özoğuz 2000, Bekri ve Anday 2005). Önerilen yöntem, ikinci dereceden yapıların (eğer  $n$  tekse birinci derece yapının da eklenmesi ile) ardışık bağlanarak  $n$ . dereceden yapıların elde edilmesine dayanmaktadır. Böylece, kullanılan ikinci derece yapının ve varsa birinci derece yapının, kararlılık, duyarlık, sağlamlık, tasarım kolaylıkları, az eleman kullanma, tasarım kolaylıkları, tasarım parametrelerine daha az bağlı olma vb. genel avantajları kullanılmış olacaktır. Elde edilen teorik sonuçların doğruluğunu göstermek için yapılan simülasyonlar, teorik sonuçlara uygun çıkmıştır. Özellikle devredeki kapasitörlerin ölçeklenmesi, simülasyon sonuçlarını teorik sonuçlara daha da yaklaştırmıştır.  $n$ . derece yapı oluşturulurken kullanılan ikinci dereceden yapıların ve varsa birinci dereceden yapının sıralarının değiştirilebilmesi avantaj olmaktadır. Maksimum durdurma bandı bozulması kolaylıkla elde edilmiş, ancak minimum izin verilebilir geçirme bandı kazancında küçük bir düşme meydana gelmiştir. Maksimum geçirme bandı kazancının da düşmüş olması bundan dolayı dalgalanmanın tahmin edilenden az çıkması iyi bir sonuç olmuştur. Özellikle BJT gerçekleştirilmesi ile yapılan simülasyonlarda sadece yüksek geçirme band kazancı neredeyse teorik sonuca eşit çıkmış, ayrıca dalgalanma düzleştirme karakteri de oluşmuştur.

CDBA kullanılarak  $n$ . dereceden en genel gerilim transfer fonksiyonunu gerçekleştirmek için basit ve esnek bir tasarım yöntemi sekizinci bölümde önerilmiştir. Literatürde CDBA kullanılarak gerçekleştirilen genel yapılarda, direnç sayıları oldukça fazladır (Acar ve Özoğuz 1999, Acar ve Özoğuz 2000). Önerilen yöntem verilen bir transfer fonksiyonundan işaret akış diyagramlarının çizilmesi, bu diyagramdan aktif filtrenin elde edilmesine dayanmaktadır. Önerilen devre, en genel gerilim transfer fonksiyonunu gerçekleştirmek için  $n+1$  CDBA,  $n$  kapasitör ve  $2n+4$  direnç içermektedir. Ancak bu sayı devrenin çok fonksiyonlu yapıya indirgenmesi durumunda  $n+1$  dirence düşürülebilmektedir. Yöntemin avantajları ve PSPICE devre simülasyonundan elde edilen sonuçlar doğrultusunda, önerilen tasarım yöntemi devre tasarımcıları ve mühendisler için yeni olanaklar getirmektedir.

Tezin son bölümde,  $n$ . dereceden en genel akım transfer fonksiyonunu gerçekleştirmek için basit ve esnek bir tasarım yöntemi önerilmiştir. Literatürde yapılan benzer çalışmalarda çok fazla aktif eleman kullanılmış (Sun ve Fidler 1993) ya da devrelerde kullanılan direnç sayıları

çok fazladır (Acar 1996, Güneş ve Anday 1999, Acar ve Özoğuz 2000. Devrelerin avantajları şunlardır: (i) Önerilen yöntemle elde edilen yapı  $n$ . dereceden elektronik olarak kontrol edilebilen çok fonksiyonlu yapıya kolaylıkla indirgenebilmektedir ve elde edilen yapı en-az sayıda eleman içermektedir ( $n$  tane bir ucu topraklanmış kapasitör ve  $n+1$  MO-CCCII). (ii) Yapının sıfır giriş gerilimi ve yüksek empedans özelliğinden dolayı ardışık bağlamada herhangi bir fazladan tampon devreye gerek duyulmamaktadır. (iii) Kapasitörlerin bir ucu topraklı olması ve yapının dirençlerden bağımsız olması yapının tümleşik devre teknolojisi içinde uygun olmasını sağlamaktadır. (iv) Önerilen filtre çok fonksiyonlu yapıdadır ve tüm  $n$ . dereceden filtre tiplerinin doğrudan ya da küçük değişikliklerle gerçekleştirilebilmektedir. Üç temel filtre karakteristiği (AGF, BGF ve YGF) bağımsız olarak aynı anda farklı çıkışlardan elde edilebilmektedir. (v) BSF ve TGF fonksiyonları ise fazladan bir aktif eleman gerektirmeden ilgili çıkışların bağlanması ile elde edilebilmektedir.

Özetle bu tezde,

- i. Akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar kullanılarak devre teorisinde yeni olanaklar araştırılmıştır.
- ii. Elde edilen bu sonuçlar deneysel ve/veya simülasyon sonuçları ile doğrulanmış olup önerilen yöntemler ve yapılar devre tasarımcıları ve mühendisler için yeni olanaklar getirmektedir.
- iii. Gerek tümleştirmeye gerekse anahtarlı-kapasite (SC) devrelerine dönüştürmeye daha uygun olduğu için devreler bir ucu topraklı direnç ve kapasitörlerin kullanılması ile gerçekleştirilmeye çalışılmıştır.
- iv. Aktif ve pasif eleman sayılarının az olan ikinci dereceden ve genel filtre tasarım yöntemleri sunulmuştur.
- v. Tezde çok modlu devrelerin tasarımına da değinilmiş  $n$ . dereceden çok modlu filtre devrelerinin elde edilmesi için bir yöntem önerilmiştir. Literatürde karışık modlu devreler önerilmesine rağmen bu devreler sadece ikinci dereceden yapıların gerçekleştirmektedirler (Abuelma'atti vd. 2004, Maheshwari vd. 2006, Chang vd. 2006).  $n$ . dereceden çok modlu filtre devrelerine rastlanmamıştır.
- vi. CDBA aktif elemanı kullanılarak en genel gerilim transfer fonksiyonu çok daha az pasif eleman kullanılarak genel bir tasarım yöntemi sunulmuştur. Literatürde CDBA aktif elemanı kullanılarak gerçekleştirilen  $n$ . dereceden en genel transfer

fonksiyonlarını gerçekleştirmek için kullanılan pasif eleman sayısı oldukça fazlaydı (Acar ve Özoğuz 1999, Acar ve Özoğuz 2000).

- vii. KHN eşdeğer devresi akım taşıyıcılar kullanılarak  $n$ . dereceden genel bir tasarım yöntemi önerilmiştir. Çünkü akım taşıyıcılar kullanılarak önerilen literatürdeki KHN yapıları ikinci devrece olarak verilmiştir (Toker vd. 1999, İbrahim ve Kuntman 2004, İbrahim vd. 2005).
- viii. Bu tezde MO-CCCII aktif elemanı kullanılarak en genel akım transfer fonksiyonu çok daha az pasif eleman kullanılarak (sadece bir ucu topraklı kapasitörler) genel bir tasarım yöntemi sunulmuştur. Literatürde akım taşıyıcı ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar kullanılarak gerçekleştirilen  $n$ . dereceden en genel transfer fonksiyonlarını gerçekleştirmek için kullanılan pasif eleman sayısı oldukça fazlaydı (Sun ve Fidler 1993, Abuelma'atti ve Tassaduq 1998, Acar ve Özoğuz 2000, Biolak ve Biolkova 2003, Bekri ve Anday 2005).
- ix. Yalnız bir CC-CDBA aktif elemanı ve iki ve/veya üç pasif eleman kullanılarak BGF devreleri sunulmuştur. Literatürde benzer yapıları devreler en az üç pasif eleman içeriyordu.
- x. Yalnız bir CCII aktif elemanı ve en az sayıda pasif eleman içeren iki adet MISO filtre devresi sunulmuştur. Literatürde benzer yapıdaki devreler, aktif ve pasif eleman sayısı fazla olması, elektronik olarak kontrol edilememe, tüm basit ikinci dereceden filtre fonksiyonlarını gerçekleştirememe ya da herhangi bir filtre fonksiyonunu elde edebilmek için evirici türden giriş işaretine ihtiyaç duyma gibi dezavantajlardan en az birine sahiptiler.

gibi literatüre yeni katkılar sağlanmıştır.

**KAYNAKLAR**

Abuelma'atti M. T., (1993) "New current-mode active filters employing current conveyors", *International Journal of Circuit Theory and Application*, Vol. 21, pp. 93-99.

Abuelma'atti M. T. ve Khan M. H., (1995), "Low component current mode universal filter", *Electronics Letters*, Vol. 31, No. 25, pp. 2160-2161.

Abuelma'atti M. T. ve Shahrani S. M., (1996) "New universal filter using current-feedback amplifiers", *International Journal of Electronics*, Vol. 80, No. 6, pp. 753-756.

Abuelma'atti M.T. ve Al-Qahtani M.A., (1998): "A new current controlled multiphase sinusoidal oscillator using translinear current conveyors", *IEEE Transaction on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 45, pp. 881-885.

Abuelma'atti M.T. ve Tassaduq N.A., (1998) "High-order current transfer function synthesis using translinear current-conveyors", *Frequenz*, (3-4), pp. 76-78.

Abuelma'atti M.T., (2000) "Universal current-mode filter using single four-terminal floating nullor", *Microelectronics Journal*, Vol. 31, pp. 123-127.

Abuelma'atti, M.T., (2003) "A novel mixed-mode current-controlled current-conveyor-based filter", *Active and Passive Elec. Comp.*, Vol. 26, pp. 185-191.

Abuelma'atti M.T., Bentrucia A. ve Al-Shahrani S.M. (2004) "A novel mixed-mode current-conveyor-based filter", *International Journal of Electronics*, 91(3), 191-197.

Acar C. Ve Özoğuz S., (1996) "High-order voltage transfer function synthesis using CCII+ based gain current amplifiers", *electronics Letters*, 32(22), pp. 2030-2031.

Acar C., (1996a) "Nth-order voltage transfer function synthesis using a commercially available active component: Signal flow graph approach", *Electronics Letters*; 32(21).

Acar C., (1996b) "Nth-order lowpass voltage transfer function synthesis using CCII+s: Signal-flow graph approach", *Electronics Letters*, Vol. 32, No. 3, pp. 159-160.

Acar C., (1996c) "Nth-order lowpass voltage transfer function synthesis using CCII+s: Signal-flow graph approach", *Electronics Letters*, Vol. 32, No.8, pp. 727-728.

Acar, C. ve Özoğuz S., (1999) "A new versatile building block: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters", *Microelectronics J.*, Vol. 30, pp. 157-160.

Acar C. ve Özoğuz S., (2000) "Nth-order current transfer function synthesis using current differencing buffered amplifier: signal-flow graph approach", *Microelectronics Journal*, Vol. 31, pp. 49-53.

Acar C. ve Sedef H., (2003) "Realization of nth-order current transfer function using current differencing buffered amplifiers", *International Journal of Electronics*, Vol. 90, No. 4, 277-283.

Alami M. ve Fabre A., (1991) "Insensitive current-mode bandpass filter implemented from two current conveyors", *Electronics Letters*, Vol. 27, No. 11, pp. 897-898.

Allen P. E. ve Holberg D. R.: 'CMOS Analog Circuit Design', Oxford Press, 1987

Analog Devices: 'Leaner products data book', Norwood, MA, 1990.

Anday F. ve Güneş E. O., (1992) "Realization of nth-order transfer function using current conveyors", International Journal of Electronics, Vol. 20, pp. 693-696.

Aronhime R., (1974) "Transfer function synthesis using current conveyor", IEEE Trans. on Circuit Theory, CAS-21, pp. 312-313.

Aronhime P., Nelson D. ve Adams C., (1990) "Application of a first generation current conveyor in current-mode circuits", Electronics Letters, Vol. 26, No. 18, pp. 1456-1496.

Aronhime P. ve Dinwiddie A., (1991) "A biquadratic current-mode filters using a single CCI", Int. Journal of Electronics, 70 (6), pp. 1063-1071.

Bekri A.T. ve Anday F. (2005) "Nth-order low-pass filter employing current differencing transconductance amplifiers", Circuit Theory and Design, Proceedings of the 2005 European Conference on Vol. 2, pp. 193-196.

Ben Salem S., Masmoudi D. S. ve Loulou M., (2006) "A novel CCII-based tunable inductance and high frequency current-mode band pass filter application", Journal of Circuits System and Computers, 15(6), pp. 849-860.

Bhusan M. ve Newcomb R., (1967) "Grounding capacitors in integrated circuits", Electronics Letters, Vol. 3, pp. 148-149.

Biolek D., ve Biolková V., (2003) "SFG Simulation of General Ladder Filters Using CDBAs", Proceedings of the ECCTD03, Krakow, Poland, Vol. I, pp. 385-388.

Biolek D., Biolková V., ve Olsak M., (2003) "Optimization of Elliptic Leap-Frog CDBA-Based Filters", Computational Methods in Circuits and Systems Applications, 1. ed., USA, pp. 221-225.

Bruun E., (1993) "CMOS high speed, high precision current conveyor and current feedback amplifier structures", International Journal of Electronics, Vol. 74, pp. 93-100.

Bruun E., (1995) "Class AB CMOS First Generation Current Conveyor". Electronics Letters, Vol. 31, No. 6, pp 422-423.

Celma S., Sabadell J. ve Martinez P., (1995) "Universal filter using unity gain cells", Electronics Letters, Vol. 31, No. 21, pp. 1817-1818.

Chang C. M. ve Chen P. C., (1991a) "Realization of current-mode transfer fonction using second generation current conveyors", International Journal of Electronics, Vol. 71, No. 5, pp. 809-815.

Chang C. M. ve Chen P. C., (1991b) "Universal active current filter with three inputs and one output using current conveyors", International Journal of Electronics, Vol. 71, No. 5, pp. 817-819.

Chang C. M., (1991a) "Universal active current filters using single second generation current conveyor", Electronics Letters, Vol. 27, No. 18, pp. 1614-1617.

Chang C. M., (1991b) "Current mode allpass/notch and bandpass filter using single CCII", Electronics Letters, Vol. 27, No. 20, pp. 1812-1813.

Chang C. M., Chien C. C. ve Wang H. Y., (1993) "Universal active current filters using single second generation current conveyor", Electronics Letters, Vol. 29, No. 13, pp. 1159-

1160.

Chang, C. M., (1993a) "Novel universal current-mode filter with single input and three outputs using only five current conveyors", *Electronics Letters*, Vol. 29, pp. 2005-2007.

Chang, C. M., (1993b) "Current mode low-pass, band-pass and high-pass biquads using two CCIIs", *Electronics Letters*, Vol. 29, pp. 2020-2021.

Chang, C. M., (1993c) "Universal active current filter with single input and three outputs using CCIIs", *Electronics Letters*, 29, pp. 1932-1933.

Chang, C. M. ve Lee, M. S., (1994) "Universal voltage-mode filter with three inputs and one output using three current conveyors and one voltage follower", *Electronics Letters*, Vol. 30, No. 25, pp. 2112-2113.

Chang, C. M., Chen C.C. ve Wang, H. Y., (1994) "Universal active current filter with three inputs using current conveyors-part 2", *International Journal of Electronics*, 76, pp. 87-89.

Chang, C. M. ve Lee M. S., (1996) "Comment: Universal voltage-mode filter with three inputs and one output using three current conveyors and one voltage follower", *Electronics Letters*, 31, pp. 353-355.

Chang C. M., (1997) "Universal active current filter with three inputs and one output using plus type CCIIs", *Electronics Letters*, Vol 33, No 14, pp. 1207-1208.

Chang C. M. ve Lee, M. J., (1999) "Voltage-Mode Multifunction Filter with Single Input and Three Outputs Using Two Compound Current Conveyors", *IEEE Trans. On Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 46, No. 11.

Chang C. M. ve Chen H. P., (2003) "Universal capacitor-grounded voltage-mode filter with three inputs and a single output", *Int. J. of Electronics*, 90 (6), pp. 401-406.

Chang C. M., Lee C. N., Hou C. L., Horng J. W., ve Tu C. K., (2006) "High-order DDCC-based general mixed-mode universal filter", *IEE Proceedings Circuits Devices and Systems*, 153(5), pp. 511-516.

Chen H. P. ve Wu K. H., (2006b) "Grounded-capacitor first-order filter using minimum components", *IEICE Tran. On Fundamentals of Electronics Communications and Computers Science*, E89A (12), pp. 3730-3731.

Senani R, Sharma RK (2006) "Explicit-current-output sinusoidal oscillators employing only a single current-feedback op-amp", *IEICE ELECTRONICS EXPRESS* 2 (1), pp. 14-18.

Chen H. P., (2007) "Universal voltage-mode filter using only plus-type DDCCs", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 50 (2), pp. 137-139.

Chen, P. C., (1991) "Universal active current filter with three inputs and one output using current conveyor", *International Journal of Electronics*, 71, pp. 817-819.

Chong C. P., ve Smith K. C., (1986) "Biquadratic filter sections employing a single current conveyor", *Electronic Letters*, Vol. 22, No. 22, pp. 1162-1164.

Çam U., (2004) "A novel current-mode second-order notch filter employing single CDBA and reduced number of passive components", *Int. Journal Computers & Electrical Engineering*, 30, pp. 147-151.

Çam U., Cakir C., ve Çiçekoğlu O., (2004) "Novel transimpedance type first-order all-pass

filter using Single OTRA”, International Journal of Electronics and Communication, Vol. 58, pp. 296-298.

Çam U., (2005) “A new transadmittance type first-order allpass filter employing single third generation current conveyor”, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 43(1), pp. 97-99.

Çiçekoglu O. Tarim N. ve Kuntman H. (2002) “Wide dynamic range high output impedance current-mode multifunction filters with dual-output current conveyors”, International Journal of Electronics and Communication, 56(1), pp. 55–60.

Dorf R.C. ve Bishop R.H., (2004) “Modern Control Systems, Prentice Hall”, 10<sup>th</sup> Edition.

Fabre A., Martin F. ve Hanafi M., (1990), “Current-mode allpass/notch and bandpass filters with reduced sensitivities”, Electronics Letters, Vol. 26, No. 18, pp. 1495-1496.

Fabre A., (1995) “Third generation current conveyor: a new helpful active element”, Electronics Letters, Vol. 31, pp. 338-339.

Fabre A. ve Alami M., (1995) “Universal current-mode biquad implemented from 2 2nd generation current conveyors”, IEEE Transaction on Circuits and Systems I- Fundamental Theory and Applications, 42(7), pp. 383-385.

Fabre A., Saaid O., Wiest F. ve Boucheron, C., (1995) “Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors”, Electronics Letters, 31(20), pp. 1727-1728.

Fabre A., Saaid O., Wiest F. ve Boucheron C., (1996) “High frequency application based on a new current controlled conveyor”, IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, 43(2), pp. 82-91.

Fabre A., Saaid O., Wiest F. ve Boucheron C. (1997) “Low power current-mode second order bandpass IF filter”, IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 44, pp. 436–446.

Fongsamut C., Anuntahirunrat K., Kumwachara K. ve Surakamponorn W., (2006) „Current-conveyor-based single-element-controlled and current-controlled sinusoidal oscillators”, International Journal of Electronics, 93(7), pp. 467-478.

Frey D.R., (1993) “Log-domain filtering: An approach to current-mode filtering”, IEE Proceedings-G: Circuits, Devices and Systems, Vol. 140, pp. 406-416.

Gunes E.O. ve Anday F., (1996) “Realizaion of current-mode universal filter using CFCCIIps”, Electronics Letters, Vol. 31, No. 12, pp. 1081-1082.

Gunes E. O. ve Anday F., (1999) “An  $n$ th-order allpass voltage transfer function synthesis using commercially available active components”, Microelectronics Journal, 30, pp. 895–898.

Halfin S., (1970) “Simultaneous determination of ordering and amplifications of cascaded subsystems”, J. of Optimiz. Theory and Application, Vol. 6, pp. 356-360.

Higashimura M. ve Fukui Y., (1988a) “Realization of all-pass networks using a current conveyors”, International Journal of Electronics, Vol. 65, No. 2, pp. 249-250.

Higashimura M. ve Fukui Y., (1988b) “Realization of all-pass and notch filters using a single current conveyor”, International Journal of Electronics, Vol. 65, No. 4, pp. 823-828.

Higashimura M. ve Fukui Y., (1990) “Realization of current-mode all-pass networks using

- current conveyor”, IEEE Trans. on Circuit and System, Vol. 37, No. 5, pp. 660-661.
- Higashimura, M., (1991) “Realization of voltage-mode biquads using CCII”, Electronics Letters, Vol. 27, No. 15, pp. 1345-1346.
- Higashimura M. ve Fukui Y., (1996) “Universal filter using plus-type CCII”, Electronics Letters, Vol. 32, No. 9, pp. 810-811.
- Hornig J.W., Tsai C.C., ve Lee M.H., (1996) “Novel universal voltage-mode biquad filter with three inputs and one output using only two current conveyors”, Int. Journal of Electronics, 80(4), pp.543-546.
- Hornig J.W., (2000) “New Configuration for Realizing Universal Voltage-Mode Filter Using Two Current Feedback Amplifiers”, IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement, Vol. 49, No. 5.
- Hornig J.W., (2001) “High-input impedance voltage mode universal biquadratic filter using three plus type CCII”, IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol 48, No. 10.
- Hornig J.W., Chang C.K. ve Chu J.M., (2002) “Voltage-mode universal biquadratic filter using single current-feedback amplifier”, IEICE Tran. On Fundamental of Electronics Commun. And Comp. Science, E85A (8), pp. 1970-1973.
- Hornig J.W., (2003) “High input impedance voltage-mode universal biquadratic filter using two OTAs and one CCII”, Int. J. of Electronics, 90(3), pp. 185-191.
- Hornig J.W., Chiu W.Y. ve Wei H.Y., (2004) “Voltage-mode highpass, bandpass and lowpass filters using two DDCCs”, Int. J. of Electronics, 91(8), pp. 461-464.
- Hornig J.W., (2004) “High input impedance voltage-mode universal biquadratic filters with three inputs using plus-type CCII”. Int. J. of Electronics, 91(8), pp. 465-475.
- Hornig J.W., Hou C.L., Chang C.M., Chung W.Y. ve Wei H.Y., (2005) “Voltage-mode universal biquadratic filters with one input and five outputs using MOCCII”, Computers and Electrical Engineering, Vol. 31, 190–202.
- Hornig J.W., Hou C.L., ve Chang C.M., (2006a) “Voltage-mode universal biquadratic filters with one input and five outputs”, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 47(1), pp. 73-83.
- Hornig J.W., Hou C.L., ve Chang C.M., (2006b) “High output impedance current-mode first-order allpass networks with four grounded components and two CCII”, Int. J. of Electronics, 93(9), pp. 613-621.
- Hornig J. W., Hou C. L., Chang C. M., Shie J. Y. ve Chang C. H., (2007) “Universal current filter with single input and three outputs using MOCCII”, International Journal of Electronics, Vol. 94, No. 4, pp. 327-333.
- Hou C. L., Wu Y. P. and Liu S. I., (1991), “New configuration for single-CCII first order and biquadratic current-mode filters”, International Journal of Electronics, Vol. 71, No. 4, pp 637-644.
- Hou C.L., Huang C.C., Lan Y.S., Shaw J.J. ve Chang C. M., (1999) “Current-mode and voltage-mode universal biquads using a single current-feedback amplifier”, Int. J. Electronics. 86(8), pp. 929–932.
- Huelsman L. P. ve Allen, P. E., (1980) “Introduction to the theory and design of active

filters”, New York, McGraw-Hill.

İbrahim M.A., ve Kuntman H., (2004) “A novel high CMRR high input impedance differential voltage-mode KHN-biquad employing DO-DDCCs”, AEU- Int. Journal of Electronics and Communications, 58(6), pp. 429-433.

İbrahim M.A., Kuntman H. ve Çiçekoğlu O., (2005a) “Single DDCC biquads with high input impedance and minimum number of passive elements”, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 43, pp. 71-79.

İbrahim M. A., Minaei S. ve Kuntman H., (2005b) “A 22.5 MHz current-mode KHN-biquad using differential voltage current conveyor and grounded passive elements”, International Journal of Electronics; 59(5), pp. 311-318.

İbrahim M. A., Minaei S. ve Kuntman H. (2006) “DVCC based differential-mode all-pass and notch filters with high CMRR”, International Journal of Electronics, 93(4), pp. 231-240.

İkeda K. ve Tomita Y., (1993) “Synthesis of biquadratic filters from current conveyors”, Electronics and Communications in Japan, Part 2, Vol. 76, No. 2, pp. 83-91.

Ikeda K. ve Tomita Y., (1994) “realization of current-mode biquadratic filter using CCIIs with current followers”, Electronics and Communications in Japan Part-II-Electronics, 77(1), pp. 99-107.

Jaikla W., Sooksood K., ve Siripruchyanun M., (2006) “Current Controlled CDBAs (CCDCDBAs)-Based Novel Current-mode Universal Biquadratic Filter”, Proceedings of the 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS2006), pp. 3806-3089, Island of Kos, Greece.

Keskin A. U., (2004a) “Design of Minimum Component Oscillators Using Negative Impedance Approach Based On Different Single Active Elements”, 12th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, pp. 83-86, MELECON, Dubrovnik, CROATIA.

Keskin A. U., (2004b) “A Four Quadrant Analog Multiplier employing single CDBA”, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 40 (1), pp. 99-101.

Keskin A. U., (2005a) “Voltage-mode high- $Q$  band-pass filters and oscillators employing single CDBA and minimum number of components”, International Journal of Electronics, Vol. 92, No. 8, pp. 479-487.

Keskin A. U., (2005b) “Voltage-Mode Notch Filters Using Single CDBA”, Frequenz (Journal of RF-Engineering and Telecommunications), Vol. 59, (9-10), pp. 225-228.

Keskin, A. U., ve Hancioglu, E., (2005) “Current-Mode Multifunction Filter using two CDBAs”, Int. J. Electronics and Communications, Vol. 59, No. 8, pp. 495-498.

Keskin, A.U., (2006a) “Design of a PID controller circuit employing CDBAs”, International Journal of Electrical Engineering Education, Vol.43, (1), pp. 48-56,.

Keskin A. U., (2006b) “Multi-function biquad using single CDBA”, Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik), Vol. 88, No. 5, pp. 353-356.

Khan A. A., Bimal S., Dey K. K. ve Roy S. S., (2005) “Novel RC Sinusoidal Oscillator Using Second-Generation Current Conveyor”, IEEE Tran. On Instrumentation and measurements, Vol. 54, No. 6.

Köksal M. ve Sağbaş M., (2007) “A versatile signal flow graph realization of a general

transfer function by using CDBA”, *AEU International Journal of Electronics and Communications*, 61(1), pp. 35-42.

Kuo B.C., (1991) “Automatic Control Systems”, Sixth Edition. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.

Kumar U. ve Shukla S. K., (1985) “Recent developments in current conveyors and their applications”, *IEE Proc. G.*, Vol. 16, pp. 47-52.

Kumar P. ve Pal K., (2005) “Variable Q all-pass, notch and band-pass filters using single CCII”, *Frequenz*, 59(9-10), pp. 235-239.

Kumar P., Pal K., ve Gupta G. K., (2006) “High input impedance all-pass and notch filter configuration”, *Indian Journal of Pure & Applied Physics*, 44(5), pp. 398-401.

Leblebici D., (1974) “Tranzistorun 25 yılı”, *İTÜ Elektronik Fakültesi Konferansları*, 4. Konferans.

Liu S. I., Tsao H. W., Wu J. ve Lin T. K., (1990a) “Mosfet capacitor filters using unity gain CMOS current conveyors”, *Electronics Letters*, Vol. 26, No. 18, pp. 1430-1431.

Liu S. I. ve Tsao H. W., (1991) “New configuration for single CCII biquads”, *Int. Journal of Electronics*, 70 (3), pp. 609-622.

Liu, S. I. ve Tsao, H. W., ve Wu, J., (1991a) “CCII-based continuous time filters with reduced gain-bandwidth sensitivity”, *IEE Proceedings-G*, Vol. 138, No. 2, pp. 210-216.

Liu, S. I. ve Kuo, J. H., Tsao, H. W., Wu, J., ve Tsay, J. H., (1991b) “New CCII-based differentiator and its applications”, *International Journal of Electronics*, Vol. 71, No. 4, pp. 645-652.

Liu S. I. ve Kuo J. H., ve Tsay J. H., (1992) “New CCII-based current-mode biquadratic filters”, *International Journal of Electronics*, Vol. 72, No. 2, pp. 243-252.

Liu S. J. ve Hwang Y. S., (1994) “Realization of R-L and C-D impedances using a current feedback amplifier and its applications”, *Electronics Letters*, Vol. 30, No. 5, pp. 380-390.

Liu S. I., (1995) “High input impedance filters with low component spread using current-feedback amplifier”, Vol. 31, No. 13, pp. 1042-1043.

Lüder E., (1975) “Optimization of the dynamic range and the noise distance of RC-active filters by dynamic programming”, *Int. J. Circuit Theory and Appl.*, No. 3, pp. 365-370.

Maheshwari S., (2004) “New voltage and current-mode APS using current controlled conveyor”, *Int. J. of Electronics*, 91(12), pp. 735-743.

Maheshwari S. ve Khan I. A., (2004) “Current controlled current differencing buffered amplifier: implementation and applications”, *Active and Passive Electronics Components*, No. 4, pp. 219-227.

Maheshwari S., ve Khan I., (2005) “Novel Voltage-Mode Universal filter Using Two CDBAs”, *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, Vol. 14, No.1, pp. 159-164.

Maheshwari S, Khan I. A., ve Mohan J., (2006) “Grounded capacitor first-order filters including canonical forms”, *Journal of Circuits Systems and Computers*, 15(2), pp. 289-300.

Maheshwari S., (2007) “High input impedance VM-APSs with grounded passive elements”,

IET Circuits Devices and Systems, 1(1), pp. 72-76.

Minaei S., (2001) "New possibilities in current-mode circuits using current controlled conveyor (CCCII)", İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Doktora Tezi.

Minaei S., Çiçekoğlu O., Kuntman H. ve Turkoz S., (2001) "High output impedance current-mode lowpass, bandpass, highpass filters using current controlled conveyors", International Journal of Electronics, Vol. 88, No. 8, pp. 915-922.

Minaei S., Çiçekoğlu O., Kuntman H. ve Turkoz S., (2002) "Electronically tunable, active floating inductance simulation", International Journal of Electronics, 89(12), 905-912.

Minaei S., Topcu G. ve Çiçekoğlu O., (2005) "Low input impedance trans-impedance type multifunction filter using only active elements", International Journal of Electronics, Vol. 92, No. 7, pp. 385-392.

Minaei S., ve Yüce E., (2006) "Universal current-mode active-C filters employing only plus-type current controlled conveyors", Frequenz, 60(7-8), pp. 134-137.

Minaei S., Yüce E. ve Çiçekoğlu O., (2006a) "ICCI-based voltage-mode filter with single input and six outputs employing grounded capacitors", Circuits System and Signal Processing, 25(4), pp. 559-566.

Minaei S., Sayin O. K. ve Kuntman H. (2006b) "A new CMOS electronically tunable current conveyor and its application to current-mode filters" IEEE Tran. On Circuits and Systems I- Regular Papers, 53(7), pp. 1448-1457.

Minaei S., Yuce E., ve Çiçekoğlu O., (2006c), "ICCI-based voltage-mode filter with single input and six outputs employing grounded capacitors", Circuit System and Signal Processing, 25(4), pp. 559-566.

Nandi R., (1978a) "Active inductance using current conveyors and their application in a simple bandpass filter realization", Electronics Letters, Vol. 14, pp. 373-375.

Nandi R., (1978b) "Equal-valued earthed-capacitor realization of a third-order lowpass Butterworth characteristic using current conveyors", Electronics Letters, Vol. 14, No. 22, pp. 699-700.

Nandi R. ve Ray S. B., (1994) "Precise intensive current-mode variable gain allpas filter using current conveyors", Frequenz, 48(9-10), pp. 238-240.

Naqshibendi S. F. ve Sharma R. S., (1983) "High input impedance current conveyor filters", International Journal of Electronics, Vol. 55, No. 3, pp. 499-500.

Nawrocki R. ve Klein U., (1986) "New OTA-capacitor realization of a universal biquad", Electronic Letters, Vol. 22, pp. 50-51.

Oksasoglu A. ve Huelsman L. P. (1991) "A modified state variable filter realization", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 1, pp. 21-32.

Özoğuz S., Toker A., ve Acar C., (1999) "Current-mode continuous time fully integrated universal filters using CDBAs", Electronics Letters, Vol. 35, pp. 97-98.

Özcan S., Kuntman H., ve Çiçekoğlu O., (2000) "Cascadable current mode multipurpose filters employing current differencing buffered amplifier (CDBA)", Int. J. of Electron. and Communications, Vol. 56, pp. 67-72.

- Özcan S., Kuntman H., Tokar A., ve Çiçekoğlu O., (2000) "CDBA aktif elemanı kullanılarak gerçekleştirilen tüm geçiren filtreler", Proc. Of the National Electrical-Electronics Computer Engineering Symposium, ELECO'2000, pp. 33-37, Bursa, Türkiye.
- Özcan S., Tokar A., Acar C., Kuntman H. ve Çiçekoğlu O., (2000) 'Single resistance-controlled sinusoidal oscillators employing current differencing buffered amplifier', *Microelectronics Journal*, Vol. 31, pp. 169–174.
- Özcan S., Kuntman H. ve Çiçekoğlu O., (2003) "Multi-input single-output filter with reduced number of passive elements using single Current Conveyor", *Computers and Electrical Engineering*, Vol. 29, No. 1, pp. 45-53.
- Pal K., (1981) "Novel floating inductance using current conveyor", *Electronics Letters*, Vol. 69, pp. 395.
- Pal K. ve Singh R., (1982) "Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors" *Electronics Letters*, Vol. 18, No. 1, p. 47.
- Pandey N., Paul S. K., ve Bhattacharyya A., (2005): "A novel current controlled current mode universal filter: SITO approach", *IEICE Electronics Express*, 2(17), pp. 451-457.
- Pandey N., Paul S. K., ve Bhattacharyya A., (2006) "A new mixed mode biquad using reduced number of active and passive elements" *IEICE Electronics Express*, 3(6), pp. 115-121.
- Papazoglou, C. A. ve Karybakas, C. A., (1997) "Non-interacting electronically tunable CCII based current-mode biquadratic filters", *IEE Proc., Circuits Devices and Systems*, Vol. 144, pp. 178-184.
- Parveen T., and Ahmed M. T., (2006): "Simulation of ideal grounded tunable inductor and its application in high quality multifunctional filter", *Microelectronics International*, 23(3), pp. 9-13.
- Parveen T., Rajput S. S. ve Ahmad M. T. (2006) "Low voltage CCII-based high performance cascadable multifunctional filter", *Microelectronics Journal*, 23(2), pp. 28-31.
- Patranabis D. ve Gosh D. K., (1984) "Integrator and differentiator with current conveyors", *IEEE Trans. On Circuits and Systems*, Vol. CAS-31, No. 6.
- Piovaccari A., (1995) "CMOS integrated third generation current conveyor", *Electronics Letters*, Vol. 31, pp. 1228-1229.
- Rundell G. W., Ou J. J., Cho T. B., Chien G., Brianti F., Weldon J. A., Grey P., (1997) "A 1.9-GHz wide-band IF double conversion CMOS receiver for cordless telephone applications", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 32, pp. 2071-2088.
- Sağbaş M. ve Fidanboylu K. (2004) "Electronically tunable current-mode second order universal filter using minimum elements", *Electronics Letters*, 40(1), pp. 2-4.
- Salama K., Özoğuz S., ve Soliman A., (2001) "A new universal biquads using CDBAs", *IEEE Circuit and Systems*, Vol.2, pp. 850-853.
- Salawu R. I., (1980) "Realization of an allpass transfer function using the second generation current conveyor", *Proc. IEEE*, Vol. 68, pp. 183-184.
- Schauman R., Ghausi M. S., ve Laker K. N., (1990) "Design of analog filters: passive, active and switched capacitor", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.

- Sedra A. S. ve Smith K. C.: *Microelectronic circuits*, 3<sup>rd</sup> Ed., Florida: Holt, Rinehart and Winston, 1991.
- Senani R., (1992) “New current-mode biquad filter”, *Int. Journal of Electronics*, 73(4), pp. 735-742.
- Senani R., Singh V. K., Singh A. K., (2005) “Tunable current-mode universal biquads employing only three MOCCs and all grounded passive elements: Additional new realizations”, *Frequenz*, 59(9-10), pp. 220-224.
- Shah N. A., Rather M. F. ve Iqbal S. Z., (2003) “Three input and one output voltage-mode universal filter”, *Indian J. of Pure & Applied Physics*, 41(7), pp. 556-558.
- Shah N. A., Iqbal S. Z. ve Parveen, B. (2004) “SITO High output impedance transadmittance filter using FTFNs”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Vol. 40, pp. 87–89.
- Shah N. A. ve Malik M. A., (2005): “Voltage/current-mode universal filter using FTFN and CFA”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 45(2), pp. 197-203.
- Shah N. A. ve Malik M. A., (2005) “High impedance voltage- and current-mode multifunction filters”, *Int. J. of Electron. Commun*, 59(4), pp. 262-266.
- Shah N. A., Iqbal S. Z. ve Rather M. F., (2005) “Versatile voltage-mode CFA-based universal filter”, *Int. J. of Electron. Commun.*, 3, pp. 192-19.
- Shah N. A., Rather M. F., ve Iqbal S. Z., (2006) “SITO electronically tunable high output impedance current-mode universal filter”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 47(3), pp. 335-338.
- Senani R., (1985) “Novel high-order active filter design using current conveyors”, *Electronics Letters*, Vol. 21, No. 22, pp. 1055-1056.
- Senani R. ve Singh V. K., (1995) “KHN-equivalent biquad using current conveyors”, *Electronics Letters*, Vol. 31, No. 8, pp. 626-627.
- Senani R., Singh A. K., ve Singh V. K., (2003) “New tunable SIMO-type current mode universal biquad using only three MOCCs and all grounded passive elements”, *Frequenz*, 57(7-8), pp.160-161.
- Singh A. K., ve Senani R., (2002) “A new four-CC-based configuration for realizing a voltage-mode biquad filter”, *Journal of Circuits Systems and Computers*, 11(3), pp. 213-218.
- Singh V. K., Sharma R. K., Singh A. K. Bhaskar D. R. ve Senani R., (2005) “Two New Canonic Single-CFOA Oscillators With Single Resistor Controls”, *IEEE Tran. on Circuit and System—II: Express Briefs*, Vol. 52, No. 12.
- Sharma R. K., ve Senani R., (2003) “Multifunction CM/VM biquads realized with a single CFOA and grounded capacitors”, *AEU-Int. Journal of Electronics and Communications*, 57(5), pp. 301-308.
- Smith K.C. ve Sedra A., (1968) “The current conveyor: A new circuit building block”, *IEEE Proc.*, Vol. 56, pp. 1356-1369.
- Smith K. C. ve Sedra A., (1970) “A second generation current conveyor and its applications”, *IEEE Trans. Circuit Theory*, CT-17, pp. 132-134.
- Soliman A. M., (1973) “Inductorless realization of an all-pass transfer function using the

current conveyor”, IEEE Trans. On Circuit Theory, CT-20, pp. 80-81.

Soliman A. M., (1977) “Two novel active RC canonic band-pass Networks using the current conveyor”, International Journal of Electronics, Vol. 42, pp. 1206.

Soliman A. M., (1994) “Kerwin-Huelsman-Newcomb using current conveyors”, Electronics Letters, Vol. 30, No. 24, pp. 2019-2020.

Soliman, A. M., (1995) “Current mode universal filter”, Electronics Letters, Vol. 31, No. 17, pp. 1420-1421.

Soliman A. M., (1996) “New inverting non-inverting band-pass and low-pass biquad circuit using current conveyors”, International Journal of Electronics, 81, pp. 577-583.

Soliman A. M., (1997) “New filters using current conveyors”, International Journal of Electronics and Commun., Vol. 51, pp. 275-278.

Soliman A. M., (1998): “Equal-R, equal-C current mode Butterworth lowpass filters”, IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics Communications and Computer Science, E81A (2), pp. 340-342.

Steyaert M. S., Janssens J., Muer B. D., Borremans M., ve Itoh N., (2000) “A 2-V CMOS cellular transceiver front-end”, IEEE Journal of Solid-State Circuits; 35, pp. 1895-1907.

Svoboda J.A., (1989) “Analysing networks containing current conveyors”, International Journal of Electronics, Vol. 67, No. 6, pp. 899-906.

Svoboda J.A., McGroy L. ve Webb S., (1991) “Application of commercially available current conveyor”, International Journal of Electronics, Vol. 70, No. 1, pp. 159-164.

Sun Y. ve Fidler J. K., (1993) “OTA-C realization of general high-order transfer function”, Electronics Letters, 29(12).

Sun Y. ve Fidler J. K., (1994) “Versatile active biquad based on second generation current conveyors”, International Journal of Electronics, Vol. 76, No. 1, pp. 91-98.

Sun Y. ve Jefferis B., (1998) “Current-mode biquadratic filters using dual output current conveyor”, Proc. of 5<sup>th</sup> IEEE Int. Conf. on Electron. Circuits and Syst., pp. 135-138.

Tangsrirat W., Klahan K., Kaewdang K., ve Surakamponorn W., (2004) “Low-Voltage Wide-Band NMOS-Based Current Differencing Buffered Amplifier” ECTI Transactions on Electrical Eng., Electronics, and Communications, Vol. 2, No. 1, pp. 15-22.

Tangsrirat W. ve Surakamponorn, W., (2005) “Realization of multiple-output biquadratic filters using current differencing buffered amplifiers”, International Journal of Electronics, Vol. 92, No. 6, pp. 313-325.

Tangsrirati W. ve Surakamponorn W., (2006) Circuits Systems and Signal Processing, 25(6), pp. 701-713.

Tangsrirat W. ve Surakamponorn W., (2006) “Cascadable multiple-input single-output current-mode universal filter based on current differencing buffered amplifier”, Frequenz (Journal of RF Engineering and Telecommunications), Vol. 50, pp. 152-154.

Tangsrirat W. ve Surakamponom W., (2007) “High output impedance current-mode universal filter employing dual-output current-controlled conveyors and grounded capacitors”, AEU-Int. Journal of Electronics and Communications, 61(2), pp. 127-131.

- Tek H. ve Anday F., (1989) "Voltage transfer function synthesis using current conveyor", *Electronics Letters*, Vol. 25, No. 23, pp. 1552-1553.
- Toker A., Özoğuz S., ve Acar C., (1999) "Current-mode KHN-equivalent biquads, using CDBAs", *Electronics Letters*, Vol. 35, No: 20, pp. 1682-1683.
- Toker A., Özoğuz S., Çiçekoğlu O., Acar C., (2000) "Current-Mode All-Pass Filters Using Current Differencing Buffered Amplifier and a New High-Q Band-pass Filter Configuration", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 47, Nr. 9, pp. 949-954.
- Toker A., Çiçekoğlu, O. Özcan S. ve Kuntman H., (2001) "High-output-impedance transadmittance type continuous-time multifunction filter with minimum active elements", *International Journal of Electronics*, 88(10), pp. 1085-1091.
- Toumazou C. ve Lidgey F. J., (1985) "Floating-impedance convertor using current conveyors", *Electronics Letters*, Vol. 21, No. 15, pp. 640-642.
- Toumazou, C. ve Lidgey, F. J., (1986) "Universal active filter using current conveyors", *Electronic Letters*, Vol. 22, No. 12, pp. 662-664.
- Toumazou C., Lidgey F. J., ve Haigh D. G., (1990) "Analog IC design: The Current Mode Approach", London, Peter Pergrinus.
- Tsukutani T., Edasaki S., Sumi Y., ve Fukui Y., (2006) "Current-mode universal biquad filter using OTAs and DO-CCII, *Frequenz*, 60(11-12), pp. 237-240.
- Valkenburg V., "Analog Filter Design", CBS College Publishing, New York, 1982.
- Wandsworth D. C., (1989) "Accurate current conveyor integrated circuits", *Electronics Letters*, 25(18), pp. 1251-1252.
- Wang H. Y. ve Lee, C. T., (2001) "Versatile Insensitive Current-Mode Universal Biquad Implementation Using Current Conveyors", *IEEE Tran. On Circuit and Systems-II: Analog and digital signal processing*, Vol. 48, No. 4, pp. 409-413.
- Weng R. M., Lai J. R. ve Lee M. H., (2000) "New universal biquad filters using only two unity-gain cells". *Int. J. of Electronics*, Vol. 87, No. 1, pp. 57-61.
- Wilson B., (1986) "Using current conveyors", *Electronics and Wireless World*, pp. 28-32.
- Wilson B., (1989) "Performance analysis of current conveyors", *Electronics Letters*, 25(23), pp. 1596-1598.
- Wilson B., (1990) "Recent developments in current mode circuits", *Proc. IEE Proc. G*, Vol. 137, pp. 63-67.
- Wilson G. ve Chan P. K., (1989) "Novel voltage controlled grounded resistor", *Electronics Letters*, Vol. 25, pp. 1725-1726.
- Wu D. S., Hwang Y. S., Liu S. I. ve Wu Y. P., (1994) "New multifunction filter using an inverting CCII and a voltage follower", *Electronics Letters*, Vol. 30, No. 7, pp. 551-552.
- Yüce E., Metin B., Çiçekoğlu O., (2004) "Current-mode biquadratic filters using single CCIII and minimum number of passive elements", *Frequenz*, 58(9-10), pp. 225-228.
- Yuce E., Minaei S. ve Çiçekoğlu O., (2006a) "Resistorless floating immittance function

simulators employing current controlled conveyors and a grounded capacitor”, *Electrical Engineering*, 88(6), pp. 519-525.

Yüce E., Minaei S., ve Çiçekoğlu O., (2006b) “Universal current-mode active-C filter employing minimum number of passive elements”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 46(2), pp. 169-171.

Yüce E., Minaei S. ve Çiçekoğlu O., (2006c) “Universal current-mode active-C filter employing minimum number of passive elements”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 46(2), pp. 169-171.

Yüce E., (2006) “On the realization of the floating simulators using only grounded passive components”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 49(2), pp. 161-166.

Yüce E., (2007), “Inductor implementation using a canonical number of active and passive elements”, *International Journal of Electronics*, Vol. 94, No. 4, pp. 317-326.

## EKLER: Tez Konusu İle İlgili Yapılan Yayınlar

### SCI İndeksine Giren Dergilerde Yayımlanan Makaleler

1. M. Köksal ve M. Sağbaş, “**A new versatile signal flow graph realization of a general transfer function by using CDBA**”, AEÜ-International Journal of Electronics and Communications, Volume 61, Issue 1, 2 January 2007, Pages 35-42.
2. M. Köksal ve M. Sağbaş, “**General synthesis procedure for nth-order current transfer function using CDBA**”, Frequenz, Vol. 61, No. 3-4, May. 2007, pp. 94-101.
3. M. Sağbaş ve M. Köksal, “**Voltage-mode three-input single-output multifunction filters employing minimum number of components**”, Frequenz, Vol. 61, No. 3-4, May. 2007, pp. 87-93.
4. M. Köksal ve M. Sağbaş, “**A Versatile Signal Flow Graph Realization of a General Current Transfer Function**”, AEÜ-International Journal of Electronics and Communications, In Print, 2007.
5. M. Köksal ve M. Sağbaş, “**Second order bandpass filter design using a single CDBA**”, Circuits, Systems and Signal Processing, In Print, 2007.

### Konferans Bildirileri

1. M. Sağbaş, M. Köksal, ve H. Sedef, “**Highly Selective Second-order Band-pass filter Design Using Minimum Number of Components**”, 3<sup>rd</sup> International Conference on Circuits and Systems for Communications, Bucharest/Romania, Jul. 2006, Proc. of the 3rd International Conference on Circuits and Systems for Communications, pp. 79-82.
2. M. Sağbaş ve M. Köksal, “**An electronically tunable voltage-mode universal filter using two current conveyors**”, PRIME 2006: the 2nd Conference on Ph. D. Research in Microelectronics and Electronics, Otranto (Lecce) / Italy, Jun. 2006, Proc. of the 2nd Conference on Ph. D. Research in Microelectronics and Electronics.
3. M. Sağbaş ve M. Köksal, “**Four canonical current-mode biquads using single current conveyor**”, 7<sup>th</sup> Nordic Signal Processing Symposium (NORSIG 2006), Iceland/Reykjavik, Jun. 2006, Proceedings of the 7-th Nordic Signal Processing Symposium, 1/1, Session 2, pp. 38-41.
4. S. E. Öner, M. Köksal, ve M. Sağbaş, “**Electronically controllable biquads using single CDBA**”, 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Island of Kos/Greece, May. 2006, Proceedings of 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 3333-3336.
5. M. Sağbaş ve M. Köksal, “**A new multi-mode multifunction filter using CDBA**”, European Conf. on Circuit Theory and Design, Cork/Ireland, Sep. 2005, Proc. of 2005 European Conf. on Circuit Theory and Design, 2, pp. 225-228.

**ÖZGEÇMİŞ**

Doğum tarihi	01.04.1977	
Doğum yeri	Rize	
Lise	1991-1994	Pazar Lisesi
Lisans	1995-2000	İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Fak. Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2001-2004	Fatih Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği
Doktora	2004-	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği

**Çalıştığı Kurum**

2001-Devam Ediyor, Fatih Üniversitesi Araştırma Görevlisi