

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YENİ AKTİF ELEMAN YAPILARI VE ANALOG DEVRE
TASARIMINDAKİ UYGULAMALARI**

Elektronik Yük. Müh. Umut Engin AYTEN

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

DOKTORA TEZİ

Tez Savunma Tarihi : 11 Kasım 2009
Tez Danışmanı : Prof. Dr. Herman SEDEF (YTÜ)
Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Vedat TAVŞANOĞLU (YTÜ)
: Prof. Dr. Oruç BİLGİÇ (Kültür Üniv.)
: Prof. Dr. Ece Olcay GÜNEŞ (İTÜ)
: Prof. Dr. Serdar ÖZOĞUZ (İTÜ)

İSTANBUL, 2009

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
İÇİNDEKİLER.....	ii
SİMGE LİSTESİ	v
KISALTMA LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xvi
ÖNSÖZ.....	xvii
ÖZET.....	xviii
ABSTRACT	xx
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tarihçe	5
1.2 Konu ile İlgili Çalışmalar	6
1.2.1 İki Ucu Serbest Endüktans, Kapasite ve Direnç Elemanlarının Gerçeklenmesi ile İlgili Çalışmalar	6
1.2.2 Yapay Transformatör Devreleri ile İlgili Çalışmalar.....	13
1.2.3 İkinci Dereceden Filtre Devreleri ile İlgili Çalışmalar	14
1.2.4 Osilatörler Devreleri ile İlgili Çalışmalar	23
1.2.5 <i>n</i> . Dereceden Filtre Gerçeklenmesi ile İlgili Çalışmalar	28
1.3 Bu Tezde İzlenen Yol	30
2. ÖNERİLEN AKTİF ELEMAN YAPILARI	33
2.1 Akım Geriyönlü Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (CBTA)	33
2.1.1 CBTA Elemanının CMOS Tranzistörlerle Gerçekleştirilmesi	36
2.1.2 CBTA Aktif Elemanının Performans Analizi	37
2.2 Akım Kontrolü Akım Geriyönlü Geçiş-İletkenliği Kuvvetlendiricisi (CCCBTA).....	53
2.2.1 CCCBTA Elemanının Lineer Çalışma Koşullarının Belirlenmesi	55
2.2.2 CCCBTA Elemanının Küçük İşaretlerde AC Analizi	60
2.3 Çok Çıkışlı CBTA	61
2.4 Değiştirilmiş Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi (Modified Current Differencing Buffered Amplifier-MCDBA)	64
2.4.1 MCDBA Elemanının Lineer Çalışma Koşullarının Belirlenmesi	66
2.4.2 MCDBA Elemanının Küçük İşaretlerde AC Analizi	69
3. İKİ UCU SERBEST ENDÜKTANS, KAPASİTE VE DİRENÇ ELEMANLARININ GERÇEKLENMESİ.....	72
3.1 Önerilen Devre Yapısı	72
3.2 Benzetim Sonuçları.....	75

3.3	Deneyisel Sonuçlar	83
3.4	Akım Kontrollü CBTA Aktif Elemanı ve İki Ucu Serbest Endüktans Eşdeğer Devresi.....	85
3.5	Önerilen Devrelerin Avantajları ve Literatür ile Karşılaştırılması	88
4.	YAPAY TRANSFORMATÖR GERÇEKLEMESİ.....	91
4.1	Önerilen Devre Yapısı	91
4.2	Benzetim Sonuçları.....	95
4.3	Deneyisel Sonuçlar	98
4.4	Önerilen Devrenin Literatür ile Karşılaştırılması	99
5.	TEK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI VE ÇOK GİRİŞLİ TEK ÇIKIŞLI FİLTRELER	101
5.1	Akım Modlu Tek Girişli Üç Çıkışlı Çok Fonksiyonlu Filtre Tasarımı	101
5.2	Gerilim Modlu Tek Girişli Dört Çıkışlı Çok Fonksiyonlu Filtre Tasarımı	105
5.3	Gerilim Modlu Üç Girişli Tek Çıkışlı Çok Fonksiyonlu Filtre Tasarımı	107
6.	ÖNERİLEN SİNÜZOİDAL OSİLATÖR DEVRELERİ	112
6.1	Akım ve Gerilim Çıkışlı Sinüzoidal Osilatör Devresi.....	112
6.2	Önerilen Sinüzoidal Osilatör Devresinin CCCBTA Elemanı İle Gerçekleştirilmesi	116
6.3	Önerilen Sinüzoidal Osilatör Devresinin Deneyisel Sonuçları.....	119
6.4	Akım ve Gerilim Modlu Dikgen Osilatör Devresi	120
7.	BASAMAKLI TÜRDE DEVRELERİN İŞARET AKIŞ DİYAGRAMI YÖNTEMİ İLE SENTEZİ	126
7.1	Gerilim Modlu Devreler için Leapfrog Sentez Yönteminin Uygulanması	126
7.1.1	Aktif Alçak Geçiren Filtre Devresinin Sentezi.....	129
7.1.2	Band Geçiren Filtre Devresinin Sentezi	130
7.1.3	Band Söndüren Filtre Devresinin Sentezi	137
7.1.4	Yüksek Geçiren Filtre Devresinin Sentezi	142
7.2	Akım Modlu Devreler için Leapfrog Sentez Yönteminin Uygulanması.....	144
7.2.1	Akım Modlu Aktif Alçak Geçiren Filtre Devresinin Sentezi.....	147
7.2.2	Akım Modlu Band Geçiren Filtre Devresinin Sentezi	149
7.2.3	Akım Modlu Band Söndüren Filtre Devresinin Sentezi.....	154
7.2.4	Akım Modlu Yüksek Geçiren Filtre Devresinin Sentezi.....	156
8.	SONUÇLAR.....	161
	KAYNAKLAR.....	165
	EKLER.....	178
	Ek 1 Devre Benzetimlerinde Kullanılan TSMC 0.25 µm CMOS Tasarım Parametreleri	179
	Ek 2 Devre Benzetimlerinde Kullanılan BJT Üretim Parametreleri	180
	Ek 3 SCI İndeksine Giren Dergilerde Yayımlanan Makaleler ve Uluslararası Konferanslarda Kabul Edilen Bildiriler	181

ÖZGEÇMİŞ.....	182
---------------	-----

SİMGE LİSTESİ

$\alpha_p(s)$	Frekansa Bağlı Akım Kazancı
$\alpha_n(s)$	Frekansa Bağlı Akım Kazancı
ε_p	Akım İzleyici Hatası
ε_n	Akım İzleyici Hatası
ε_w	Gerilim İzleyici Hatası
ε_{gm}	Geçiş İletkenliği İzleyici Hatası
μ	Tranzistördeki Taşıyıcı Mobilitesi
$\mu_w(s)$	Frekansa Bağlı Gerilim Kazancı
ω	Açısal Frekans
ω_o	Doğal Frekans
C	Kapasite
C_{ox}	Birim Alandaki Kapı-Oksit Kapasite Değeri
$g_m(s)$	Frekansa Bağlı Geçiş İletkenliği
g_o	DC Şartlardaki Geçiş İletkenliği
I	Akım
I_o	Kutuplama Akımı (Kontrol Akımı)
k	Boltzman Sabiti
L	Endüktans
L	Tranzistörün Kanal Uzunluğu
L_p	Transformatörün Birinci Kapısına İlişkin Öz Endüktans
L_s	Transformatörün İkinci Kapısına İlişkin Öz Endüktans
M	Ortak Endüktans
R	Direnç
R_x	Parazitik Direnç
Q	Kalite Faktörü
q	Elektron Yüğü
T	Mutlak Sıcaklık
V	Gerilim
V_T	Isıl Gerilim
W	Tranzistörün Kanal Genişliği
Y	Admitans
Z	Empedans

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternating Current (Alternatif Akım)
AGF	Alçak Geçiren Filtre
BGF	Band Geçiren Filtre
BJT	Bipolar Jonksiyonlu Tranzistör
BSF	Band Söndüren Filtre
CBTA	Current Backward Transconductance Amplifier (Akım Geriyönlü Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi)
CCDCVC	Current Controlled Differential Current Voltage Conveyor (Akım Kontrollü Diferansiyel Akımlı Gerilim İzleyici)
CCCBTA	Current Controlled Current Backward Transconductance Amplifier (Akım Kontrollü Akım Geriyönlü Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi)
CC	Current Conveyor (Akım Taşıyıcı)
CCI	First Generation Current Conveyor (Birinci Kuşak Akım Taşıyıcı)
CCI+	Positive-Type First Generation Current Conveyor (Pozitif Tip Birinci Kuşak Akım Taşıyıcı)
CCI-	Negative-Type First Generation Current Conveyor (Negatif-Tip Birinci Kuşak Akım Taşıyıcı)
CCII	Second Generation Current Conveyor (İkinci Kuşak Akım Taşıyıcı)
CCII+	Positive-Type Second Generation Current Conveyor (Pozitif-Tip İkinci Kuşak Akım Taşıyıcı)
CCII-	Negative-Type Second Generation Current Conveyor (Negatif-Tip İkinci Kuşak Akım Taşıyıcı)
CCCII	Second Generation Current Controlled Current Conveyor (İkinci Kuşak Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı)
CCIII	Third Generation Current Conveyor (Üçüncü Kuşak Akım Taşıyıcı)
CDA	Current Differencing Amplifier (Akım Fark Kuvvetlendiricisi veya Norton Kuvvetlendiricisi)
CDBA	Current Differencing Buffered Amplifier (Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi)
CC-CDBA	Current Controlled Current Differencing buffered Amplifier (Akım Kontrollü Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi)
CDTA	Current Differencing Transconductance Amplifier (Akım Farkını Alan Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi)

CFCCII	Four Terminal Pair Active Current Conveyor (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 (Tümle Metal Oksit Yarıiletken)
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio (Ortak Mod Reddetme Oranı)
COA	Current Operational Amplifier (Akım İşlemsel Kuvvetlendirici)
DC	Direct Current (Doğru Akım)
DDA	Differential Difference Amplifier (Diferansiyel Fark Kuvvetlendiricisi)
DDCCFA	Differential Difference Complementary Current Feedback Amplifier (Diferansiyel Fark Tümle Akım Geribeslemeli Kuvvetlendirici)
DO-CCII	Dual-Output Second Generation Current Conveyor (Çift Çıkışlı İkinci Kuşak Akım Taşıyıcı)
DO-CCCII	Dual-Output Second Generation Current Controlled Current Conveyor (Çift Çıkışlı İkinci Kuşak Akım Kontrollu Akım Taşıyıcı)
DO-OTA	Dual Output Operational Transconductance Amplifier (Çift Çıkışlı İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi)
DXCCII	Dual X Second Generation Current Conveyor (Çift X Çıkışlı İkinci Kuşak Akım Taşıyıcı)
DVCC	Differential Voltage Current Conveyor (Diferansiyel Gerilimli Akım Taşıyıcısı)
DVCFA	Differential Voltage Current Feedback Amplifier (Diferansiyel Gerilimli Akım Geri Beslemeli Kuvvetlendirici)
FDCCII	Fully Differential Current Conveyor (Tamamen Farksal Akım Taşıyıcı)
FDNR	Frequency Dependent Negative Resistor (Frekansa Bağımlı Negatif Direnç)
FTFN	Four Terminal Floating Nullor (Dört Uçlu Yüzen Nulör)
GIC	Generalized Immitance Converter (Genelleştirilmiş İmitans Çevirici)
IC	Integrated Circuit (Tümleşik Devre)
KHN	Kerwin-Huelsman-Newcomb
MCCIII	Modified Third Generation Current Conveyor (Değiştirilmiş Üçüncü Kuşak Akım Taşıyıcı)
MCDBA	Modified Current Differencing Buffered Amplifier (Değiştirilmiş Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi)
MISO	Multi Input Single Output (Çok Girişli Tek Çıkışlı)
MOCBTA	Multiple Output Current Backward Transconductance Amplifier (Çok Çıkışlı

	Akım Geriyönlü Geçiş İletkenliği Kuvvetlendirici)
MOCC	Multiple Output Current Conveyor (Çok Çıkışlı Akım Taşıyıcı)
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Tranzistör)
MRC	MOS Resistive Circuit
NIC	Negative Impedance Converter (Negatif Empedans Çevirici)
NF	Notch Filter (Çentik Filtre)
Opamp	Operational Amplifier (İşlemsel Kuvvetlendirici)
OMA	Operational Mirrored Amplifier (İşlemsel Aynalı Kuvvetlendirici)
OTA	Operational Transconductance Amplifier (İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi)
OTRA	Operational Transresistance Amplifier (İşlemsel Geçiş Direnç Kuvvetlendirici)
PSPICE	Personal Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
RTL	Resistor Transistor Logic (Direnç Tranzistör Lojik)
TGF	Tüm Geçiren Filtre
TISO	Three input Single Output (Üç Girişli Tek Çıkışlı)
VCG-CCII	Voltage and Current Gained Second Generation Current Conveyor (gerilim ve Akım Kazançlı İkinci Kuşak Akım Taşıyıcı)
VLSI	Very Large Scale Integration (Çok Büyük Ölçekli Tümleştirme)
VM	Voltage Mode (Gerilim Modlu)
YGF	Yüksek Geçiren Filtre

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 CBTA aktif elemanın devre sembolü.....	33
Şekil 2.2 a) CBTA aktif elemanın bağımlı kaynaklardan oluşmuş devre modeli, b) OTA ve DO-CCII aktif elemanları kullanılarak elde edilen CBTA eşdeğer devresi.	34
Şekil 2.3 CBTA elemanın kayıplı eşdeğer devre modeli.	35
Şekil 2.4 CBTA elemanın CMOS tranzistörlerle gerçekleştirilmesi.....	36
Şekil 2.5 a) z çıkış akımına ilişkin DC transfer karakteristikleri. b) w çıkış gerilimine ilişkin DC transfer karakteristikleri.	39
Şekil 2.6 a) p uç akımına ilişkin DC transfer karakteristikleri. b) n uç akımına ilişkin DC transfer karakteristikleri.	39
Şekil 2.7 Denklem (2.7a)'daki fonksiyonun incelenmesi. a) $i_z-(v_p-v_n)$ karakteristiği (v_z değişken). b) $i_z-(v_p-v_n)$ karakteristiği (i_w değişken).	41
Şekil 2.8 Denklem (2.7b)'deki fonksiyonun incelenmesi. a) v_w-v_z karakteristiği (i_w değişken). b) v_w-v_z karakteristiği (v_p değişken). c) v_w-v_z karakteristiği (v_n değişken).....	42
Şekil 2.9 Denklem (2.7c)'deki fonksiyonun incelenmesi. a) i_p-i_w karakteristiği (v_z değişken). b) i_p-i_w karakteristiği (v_p değişken). c) i_p-i_w karakteristiği (v_n değişken).....	43
Şekil 2.10 Denklem (2.7d)'deki fonksiyonun incelenmesi. a) i_n-i_w karakteristiği (v_z değişken). b) i_n-i_w karakteristiği (v_p değişken). c) i_n-i_w karakteristiği (v_n değişken).....	44
Şekil 2.11 I_B akımı ile g_m değerinin değişimi.	45
Şekil 2.12 CBTA elemanın genlik-frekans karakteristikleri. a) $ g_m(s) = I_z/(V_p-V_n) $ -frekans karakteristiği. b) $ \mu_w(s) = V_w/V_z $ -frekans karakteristiği.....	47
Şekil 2.13 CBTA elemanın genlik-frekans karakteristikleri. a) $ \alpha_n = I_n/I_w $ -frekans karakteristiği. b) $ \alpha_n = I_n/I_w $ -frekans karakteristiği.	48
Şekil 2.14 a) $I_z = f_z((V_p-V_n), V_z, I_{w,sabit})$ değişimi. b) $I_z = f_z((V_p-V_n), V_{z,sabit}, I_w)$ değişimi.	49
Şekil 2.15 a) $V_w = f_w(V_z, I_w, V_{p,sabit}, V_{n,sabit})$ değişimi. b) $V_w = f_w(V_z, I_{w,sabit}, V_p, V_{n,sabit})$ ve $V_w = f_w(V_z, I_{w,sabit}, V_{p,sabit}, V_n)$ değişimi.	49
Şekil 2.16 a) $I_p = f_p(I_w, V_z, V_{p,sabit}, V_{n,sabit})$ değişimi. b) $I_p = f_p(I_w, V_{z,sabit}, V_p, V_{n,sabit})$ ve $I_p = f_p(I_w, V_{z,sabit}, V_{p,sabit}, V_n)$ değişimi.....	50
Şekil 2.17 a) Gerilim kuvvetlendirici devresi. b) Akım kuvvetlendirici devresi.	51
Şekil 2.18 Gerilim kuvvetlendirici devresinin transfer fonksiyonunun genlik-frekans karakteristiği.	51

Şekil 2.19 Akım kuvvetlendirici devresinin transfer fonksiyonunun genlik-frekans karakteristiği.	52
Şekil 2.20 Akım kontrollü akım geriyönlü geçiş-iletkenliği kuvvetlendiricisi elemanın sembolü.	54
Şekil 2.21 CCCBTA aktif elemanın BJT tranzistörler ile gerçeklemesi.	54
Şekil 2.22 a) p uç akımına ilişkin DC transfer karakteristikleri. b) n uç akımına ilişkin DC transfer karakteristikleri.	56
Şekil 2.23 a) z çıkış akımına ilişkin DC transfer karakteristikleri. b) R_w ihmal edilmiş iken w çıkış gerilimine ilişkin DC transfer karakteristikleri. c) $v_z=0$ V iken w çıkış gerilimine ilişkin DC transfer karakteristikleri.	57
Şekil 2.24 I_o akımı ile R_w direncinin değişimi.	58
Şekil 2.25 I_B akımı ile g_m değerinin değişimi.	59
Şekil 2.26 CCCBTA elemanın genlik-frekans karakteristikleri. a) $ g_m(s) = I_z/(V_p - V_n) $ - frekans karakteristiği. b) $ \mu_w(s) = V_w/V_z $ - frekans karakteristiği. c) $ \alpha_n = I_n/I_w $ - frekans karakteristiği. d) $ \alpha_n = I_n/I_w $ - frekans karakteristiği.	61
Şekil 2.27 MOCBTA elemanın sembolü.	62
Şekil 2.28 MOCBTA elemanın CMOS tranzistörler ile gerçeklemesi.	62
Şekil 2.29 CMOS MOCBTA elemanın z uçlarına ilişkin çıkış akımlarının DC karakteristikleri.	63
Şekil 2.30 MCDBA elemanın sembolü.	64
Şekil 2.31 MCDBA elemanın CMOS gerçeklemesi.	65
Şekil 2.32 a) i_p-i_{z1} değişimi. b) i_p-i_{z2} değişimi. c) i_n-i_{z1} ve i_n-i_{z2} değişimi değişimi. d) $v_{z1}-v_w$ değişimi.	67
Şekil 2.33 I_a-k değişimi.	68
Şekil 2.34 MCDBA elemanın genlik-frekans karakteristikleri.	70
Şekil 3.1 CBTA Elemanı kullanılarak elde edilen iki ucu serbest endüktans, kapasite, direnç eşdeğer devresi.	72
Şekil 3.2 İki ucu serbest eşdeğer endüktans devresinde frekans ile eşdeğer empedans değerinin değişimi.	75
Şekil 3.3 İdeal endüktans, CMOS CBTA'lı eşdeğer endüktans ve CBTA'nın kayıplı eşdeğer devresi ile gerçekleştirilmiş eşdeğer endüktansın empedansının frekans ile değişimi.	76

Şekil 3.4 İki ucu serbest eşdeğer kapasite devresinde frekans ile eşdeğer empedans değerinin değişimi.....	77
Şekil 3.5 İki ucu serbest eşdeğer direnç devresinde frekans ile eşdeğer empedans değerinin değişimi.....	77
Şekil 3.6 Gerilim modlu LC pasif alçak geçiren filtre devresi.	78
Şekil 3.7. Aktif ve pasif alçak geçiren filtre devresinin genlik karakteristiği.	79
Şekil 3.8 Aktif ve pasif alçak geçiren filtre devresinin faz karakteristiği.	79
Şekil 3.9 Aktif- RC ve pasif LC devrelerinin çıkış işaretlerinin zamanla değişimi.....	80
Şekil 3.10 Gerilim ve Akım Modlu Basamaklı Türden LC Yüksek Geçiren Filtre Devreleri.	80
Şekil 3.11 Gerilim ve Akım Modlu Aktif- RC Yüksek Geçiren Filtre Devreleri.	81
Şekil 3.12 Gerilim ve akım modlu yüksek geçiren aktif filtre devrelerinin genlik ve faz karakteristikleri.	81
Şekil 3.13 Gerilim ve Akım Modlu Basamaklı Türden LC Band Geçiren Filtre Devreleri.....	82
Şekil 3.14 Gerilim ve akım modlu band geçiren aktif filtre devrelerinin genlik ve faz karakteristikleri.	82
Şekil 3.15 Akım Modlu Basamaklı Türden LC Band Söndüren Filtre Devreleri.	83
Şekil 3.16 Gerilim ve akım modlu band geçiren aktif filtre devrelerinin genlik ve faz karakteristikleri.	83
Şekil 3.17 Ticari olarak üretilen aktif elemanlar kullanılarak CBTA gerçekleştirilmesi.	84
Şekil 3.18 Alçak ve yüksek geçiren filtre devrelerinin ideal ve deneysel sonuçları.	84
Şekil 3.19 CCCBTA elemanı kullanılarak elde edilen iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi.	85
Şekil 3.20 Dördüncü dereceden direnç ile sonlandırılmış LC band-geçiren filtre devresi.....	87
Şekil 3.21 Gerilim-Frekans Karakteristiği.	87
Şekil 3.22 Faz-Frekans Karakteristiği.	88
Şekil 4.1 a) Transformatör elemanının sembolü. b) Transformatör elemanının T-tipi eşdeğer devresi.	92
Şekil 4.2 Önerilen yapay transformatör devresi.	93
Şekil 4.3 Önerilen yapay transformatör devresi ile gerçekleştirilen band-geçiren filtre devresi.	95
Şekil 4.4 Yapay transformatör ile gerçekleştirilen band geçiren filtre devresinin genlik-frekans karakteristiği.	96
Şekil 4.5 Yapay transformatör ile gerçekleştirilen band geçiren filtre devresinin faz-frekans karakteristiği.	96
Şekil 4.6 Bu tezde önerilen devre ile Yüce ve Minaei'nin önerdiği devrenin benzetim	

sonuçları.....	97
Şekil 4.7 İki ucu serbest yapay transformatörü denemek için oluşturulan alçak geçiren filtre devresi.....	98
Şekil 4.8 Alçak geçiren filtre devresinin genlik ve faz karakteristikleri.....	98
Şekil 4.9. Band geçiren filtre devresinin ideal ve deneysel sonuçları.....	99
Şekil 5.1 Önerilen akım modlu tek girişli üç çıkışlı filtre devresi.....	102
Şekil 5.2 Önerilen akım modlu filtre devresinin çıkışlarının frekans cevapları. (a) Genlik karakteristiği. (b) Faz karakteristiği.....	103
Şekil 5.3 Önerilen filtre devresinin çıkış akımlarının zamanla değişimi ve ideal sonuçla karşılaştırılması. a) i_{o1} çıkışı. b) i_{o2} çıkışı, c) i_{o3} çıkışı.....	104
Şekil 5.4 $Q=20$ için i_{o2} çıkışının genlik ve faz karakteristikleri.....	104
Şekil 5.5 Akım modlu tek girişli üç çıkışlı filtre devresinin ideal ve deneysel sonuçları.....	105
Şekil 5.6 Önerilen gerilim modlu tek girişli dört çıkışlı filtre devresi.....	106
Şekil 5.7 Önerilen gerilim modlu filtre devresinin çıkışlarının frekans cevapları.....	107
Şekil 5.8 Önerilen gerilim modlu üç girişli tek çıkışlı filtre devresi.....	108
Şekil 5.9 Üç girişli tek çıkışlı filtre devresi ile elde edilen beş farklı filtre fonksiyonunun genlik ve faz karakteristikleri.....	109
Şekil 5.10 Gerilim-modlu tek-girişli dört-çıkışlı filtre devresinin band geçiren ve çentik filtre çıkışları için elde edilen ideal ve deneysel sonuçları.....	110
Şekil 6.1 Önerilen akım ve gerilim çıkışlı sinüzoidal osilatör devresi.....	113
Şekil 6.2 $R_1=2.2 \text{ k}\Omega$ için önerilen osilatör devresinin çıkış gerilim ve akımlarının zamana göre değişimleri ve frekans spektrumları.....	114
Şekil 6.3 $R_1=3 \text{ k}\Omega$ için önerilen osilatör devresinin çıkış gerilim ve akımlarının zamana göre değişimleri ve frekans spektrumları.....	115
Şekil 6.4 $R_1=10 \text{ k}\Omega$ için önerilen osilatör devresinin çıkış gerilim ve akımlarının zamana göre değişimleri ve frekans spektrumları.....	116
Şekil 6.5 CCCBTA kullanılarak direnç kullanmadan gerçekleştirilen akım çıkışlı sinüzoidal osilatör devresi.....	117
Şekil 6.6 a) Önerilen osilatör devresinin çıkış akımı benzetim sonucu. b) Çıkış akımının frekans spektrumu.....	118
Şekil 6.7 a) $I_o=5 \text{ }\mu\text{A}$ değeri için elde edilen çıkış akımının değişimi. b) Osilasyon frekansının I_o akımına göre değişimi. c) Çıkış akımının tepeden tepeye genlik değerinin I_o akımına göre değişimi.....	118
Şekil 6.8 Ticari olarak üretilen aktif elemanlarla MOCBTA gerçekleştirilmesi.....	119

Şekil 6.9 Önerilen osilatör devresinin farklı R_1 dirençleri için deneysel olarak elde edilen gerilim çıkışları.	120
Şekil 6.10 CDBA tabanlı akım-modlu tüm geçiren filtre devreleri.	121
Şekil 6.11 MCDBA kullanılarak gerçekleştirilen dikgen osilatör devresi.	122
Şekil 6.12 Önerilen dikgen osilatör devresinde $I_a=50 \mu A$ iken çıkış akımlarının ve gerilimlerinin zamana göre değişimleri ve frekans spektrumları.	124
Şekil 6.13 Önerilen dikgen osilatör devresinde $I_a=70 \mu A$ iken çıkış akımlarının ve gerilimlerinin zamana göre değişimleri ve frekans spektrumları.	124
Şekil 7.1 Gerilim modlu basamaklı türden genel devre yapısı.....	126
Şekil 7.2 Basamaklı türden gerilim modlu yapının işaret akış diyagramı.....	127
Şekil 7.3 İşaret akış diyagramının değiştirilme işlem adımları.	128
Şekil 7.4 CBTA'lı aktif devreye dönüştürülmeye uygun işaret akış diyagramı.....	128
Şekil 7.5 a) Şekil 7.4'te verilen işaret akış diyagramında tekrar eden alt-diyagram, b) Alt-diyagramın CBTA elemanı ile gerçeklemesi ve elde edilen alt-devre.	128
Şekil 7.6 Sentez sonucu elde edilen aktif filtre devresi.....	129
Şekil 7.7 Basamaklı türden gerilim modlu 5. dereceden pasif alçak geçiren filtre devresi....	129
Şekil 7.8 CBTA elemanını kullanılarak gerçekleştirilen gerilim modlu 5. dereceden aktif alçak geçiren filtre devresi.	129
Şekil 7.9 Alçak geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.	130
Şekil 7.10 Basamaklı türden gerilim modlu 4. dereceden pasif band geçiren filtre devresi. .	131
Şekil 7.11 CBTA elemanını kullanılarak gerçekleştirilen gerilim modlu 4. dereceden aktif band geçiren filtre devresi.....	131
Şekil 7.12 Gerilim modlu 4. dereceden aktif band geçiren filtre devresi.....	132
Şekil 7.13 Band geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.	133
Şekil 7.14 Gerilim modlu pasif band geçiren filtre devresi.....	133
Şekil 7.15 Denklem (7.4) sonucu elde edilen işaret akış diyagramı.	134
Şekil 7.16 Değiştirilmiş işaret akış diyagramı.....	134
Şekil 7.17 CBTA'lı aktif devreye dönüştürülmeye uygun işaret akış diyagramı.....	134
Şekil 7.18 Band geçiren aktif filtre devresi.	135
Şekil 7.19 Band geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.	136
Şekil 7.20 Basamaklı türden gerilim modlu 6. dereceden pasif band söndüren filtre devresi.	137

Şekil 7.21 Gerilim modlu 6. dereceden band söndüren aktif filtre devresi.	138
Şekil 7.22 Band söndüren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.	138
Şekil 7.23 Gerilim modlu pasif band söndüren filtre devresi.	139
Şekil 7.24 Denklem (7.7) sonucu elde edilen işaret akış diyagramı.	139
Şekil 7.25 Değiştirilmiş işaret akış diyagramı.	140
Şekil 7.26 CBTA'lı aktif devreye dönüştürülmeye uygun işaret akış diyagramı.	140
Şekil 7.27 Gerilim modlu 6. dereceden band söndüren aktif filtre devresi.	140
Şekil 7.28 Band söndüren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.	141
Şekil 7.29 Gerilim modlu pasif yüksek geçiren filtre devresi.	142
Şekil 7.30 Gerilim modlu 3. dereceden aktif yüksek geçiren filtre devresi.	143
Şekil 7.31 Yüksek geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.	143
Şekil 7.32 Akım modlu basamaklı türden genel devre yapısı.	144
Şekil 7.33 Basamaklı türden akım modlu filtre devresinin işaret akış diyagramı.	145
Şekil 7.34 İşaret akış diyagramının değiştirilme işlem adımları.	145
Şekil 7.35 MOCBTA'lı aktif devreye dönüştürülmeye uygun işaret akış diyagramı.	146
Şekil 7.36 a) Şekil 7.35'de verilen işaret akış diyagramında tekrar eden alt-diyagram, b) Alt-diyagramın CBTA elemanı ile gerçekleştirilmesi ve elde edilen alt-devre.	146
Şekil 7.37 Sentez sonucu elde edilen akım modlu genel aktif filtre devreleri.	147
Şekil 7.38 Basamaklı türden akım modlu 5. dereceden pasif alçak geçiren filtre devresi.	147
Şekil 7.39 Sentez sonucu elde edilen akım modlu alçak geçiren aktif filtre devreleri.	148
Şekil 7.40 Akım modlu alçak geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin, a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.	148
Şekil 7.41 Basamaklı türden akım modlu 4. dereceden pasif band geçiren filtre devresi.	149
Şekil 7.42 MOCBTA elemanını kullanılarak gerçekleştirilen akım modlu 4. dereceden aktif band geçiren filtre devresi.	149
Şekil 7.43 Akım modlu band geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin, a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.	151
Şekil 7.44 Akım modlu pasif band geçiren filtre devresi.	151
Şekil 7.45 Denklem (7.12) sonucu elde edilen işaret akış diyagramı.	152
Şekil 7.46 Değiştirilmiş işaret akış diyagramı.	152
Şekil 7.47 MOCBTA'lı aktif devreye dönüştürülmeye uygun işaret akış diyagramı.	152

Şekil 7.48 Akım modlu 4. dereceden aktif band geçiren filtre devresi.	153
Şekil 7.49 Akım modlu pasif ve aktif filtre devrelerinin a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.	154
Şekil 7.50 Basamaklı türden akım modlu 6. dereceden pasif band söndüren filtre devresi...	154
Şekil 7.51 Akım modlu 6. dereceden band söndüren aktif filtre devresi.	155
Şekil 7.52 Akım modlu pasif ve aktif band söndüren filtre devrelerinin genlik karakteristikleri.	156
Şekil 7.53 Akım modlu pasif yüksek geçiren filtre devresi.	157
Şekil 7.54 Akım modlu 3. dereceden yüksek geçiren aktif filtre devresi.....	157
Şekil 7.55 Akım modlu yüksek geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.	158

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 2.1 CMOS tranzistörlerin kanal genişlikleri ve uzunlukları.....	37
Çizelge 2.2 I_B akımına bağlı olarak elde edilen g_m değerleri.....	46
Çizelge 2.3 Gerilim ve akım kuvvetlendirici devrelerinin kazanç ve köşe frekansı değerleri .	52
Çizelge 2.4 CBTA elemanının parazitik kapasite ve direnç değerleri	53
Çizelge 2.5 I_o akımına bağlı olarak elde edilen R_w değerleri.....	59
Çizelge 2.6 I_B akımına bağlı olarak elde edilen g_m değerleri.....	59
Çizelge 2.7 MOCBTA elemanını oluşturan CMOS tranzistörlerin kanal genişlikleri ve uzunlukları	63
Çizelge 2.8. CMOS tranzistörlerin kanal genişlikleri ve uzunlukları.....	65
Çizelge 2.9. I_a akımına bağlı olarak elde edilen k değerleri.....	68
Çizelge 2.10. Önerilen aktif elemanların lineer çalışma bölgeleri ve maksimum çalışma frekansları.	71
Çizelge 3.1 Şekil 3.1'deki devre ile elde edilen eşdeğer elemanlar.	74
Çizelge 3.2 Önerilen devrelerin literatür ile karşılaştırılması.....	89
Çizelge 4.1 Yapay transformator devrelerinin karşılaştırılması.....	100
Çizelge 6.1 Önerilen dikgen osilatör devresinin literatür karşılaştırılması	125
Çizelge 7.1 Sentez işlemleri sonucunda elde edilen aktif filtre devrelerindeki eleman sayıları	160
Çizelge Ek 1.1 TSMC CMOS Tranzistör Parametreleri	179
Çizelge Ek 2.1 AT&T BJT Tranzistör Parametreleri	180

ÖNSÖZ

Lisansüstü eğitimim boyunca bana yol gösteren ve yardımlarını esirgemeyen sayın hocam Prof. Dr. Herman SEDEF'e ve bu tezin hazırlanması sırasında fikirlerini benimle paylaşan arkadaşım Yrd. Doç. Dr. Mehmet SAĞBAŞ'a en içten teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca üzerimde emeği olan bütün hocalarıma ve bu tez hazırlanırken özellikle son dönemde bana çok yardımcı olan Devreler ve Sistemler Anabilim dalı araştırma görevlisi arkadaşlarıma çok teşekkür ediyorum. Son olarak, her zaman maddi ve manevi destekleriyle yanımda olan aileme, tez sürecinde sürekli olarak bana destek olan canım eşim Tuğba'ya çok teşekkür ediyorum.

Ağustos 2009

Umut Engin AYTEN

ÖZET

Tümleşik devre teknolojisinin gelişmesiyle birlikte çok sayıda aktif eleman yapısı geliştirilmiş ve analog devre uygulamalarında kullanılmıştır. Bu aktif elemanlardan ilki olan işlemsel kuvvetlendirici (Operational Amplifier, Opamp), analog devre uygulamalarında oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır.

İşlemsel kuvvetlendiriciden sonra analog devre uygulamalarında en fazla kullanılan aktif elemanlardan birisi de işlemsel geçiş-iletkenliği kuvvetlendiricisidir (Operational Transconductance Amplifier, OTA). Özellikle sayısal devreler ile analog devrelerin birlikte gerçekleştirildiği karma tümleşik devrelerde, OTA yapısı oldukça sık kullanılmaktadır.

Literatürde tanıtılan diğer bir aktif eleman da akım taşıyıcıdır (Current Conveyor). Akım taşıyıcılar kullanılarak gerçekleştirilen akım modlu elemanların gerilim modlu elemanlara göre dinamikliğinin, band genişliğinin ve güç tüketiminin daha iyi olması nedeniyle, araştırmacılar akım taşıyıcı tabanlı yeni aktif elemanlar önermişlerdir. Günümüzde halen analog devre uygulamalarında çeşitli avantajlar sağlayan yeni aktif elemanlar sunulmaya devam edilmektedir.

Bu tezde de analog devrelerde kullanılabilecek yeni aktif elemanlar önerilmiş ve bu aktif elemanların MOS ve BJT tranzistörler ile gerçeklemeleri yapılmıştır. Ayrıca, önerilen aktif elemanların uç gerilim ve akımlarına ilişkin DC ve AC transfer karakteristikleri elde edilmiş ve bu elemanların lineer çalışma bölgeleri ile maksimum çalışma frekansları bulunmuştur. Önerilen aktif elemanlar ile gerçekleştirilecek analog devrelerin tasarımında, bu belirlenen lineer çalışma bölgeleri ve maksimum çalışma frekansları göz önünde tutulmuştur.

Bu tezde, önerilen aktif elemanlar ile çeşitli analog devre uygulamaları gerçekleştirilmiş ve gerçekleştirilen devrelerin şimdiye kadar literatürde sunulan devrelere göre üstünlükleri ortaya konulmaya çalışılmıştır.

Bu tezde gerçekleştirilen analog devre uygulamalarının ilki endüktans elemanı eşdeğer devresidir. Endüktans elemanı, analog devrelerde fonksiyonundan vazgeçilemeyen, ancak yüksek frekansta lineer olmayan davranışı, istenmeyen kuplajları, alçak frekans uygulamasında ortaya çıkardığı boyut ve ağırlık, üretim güçlüğü ve maliyet sorunları gibi nedenlerden dolayı analog devrelerde kullanılmasından kaçınılan bir elemandır. Bundan dolayı aktif elemanlar kullanılarak endüktans elemanı eşdeğer devreleri elde edilmekte ve bu devre yapıları kullanılarak aktif filtre devreleri gerçekleştirilmektedir. Bu tezde de iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi elde edilmiş ve bu devre ile çeşitli analog filtre uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Aynı zamanda, tümdevre teknolojisinde bir ucu topraklı direnç ve kapasite elemanlarının tümdevre içinde gerçekleştirilmesinin avantajları literatürde ortaya konulmuştur. Bundan dolayı analog devrelerde pasif elemanların bir ucu topraklı şekilde olması tercih edilmektedir. Bu tezde de gerçekleştirilen filtre devrelerinde kullanılan pasif elemanların bir ucu topraklı şekilde olmasına çalışılmıştır.

Bu tezde gerçekleştirilen diğer bir analog devre uygulaması ise yapay transformatör devresidir. Bu devre yapısı ile de analog filtre gerçeklemesi yapılmış ve şimdiye kadar literatürde sunulan devrelere göre üstünlükleri ortaya konulmuştur.

Ayrıca bu tezde, ikinci dereceden filtre devreleri de önerilmiştir. Tek girişli çok çıkışlı akım ve gerilim modunda çalışan iki filtre devresi ve çok girişli tek çıkışlı gerilim modunda çalışan filtre devresi gerçekleştirilmiştir. Tek girişli çok çıkışlı filtre devrelerinde aynı anda çıkışlarından alçak geçiren, band geçiren ve yüksek geçiren filtre karakteristikleri elde edilebilmektedir. Çok girişli tek çıkışlı filtre devresinde ise girişlerin seçimine bağlı olarak

alçak geçiren, band geçiren, yüksek geçiren, band söndüren ve tüm geçiren filtre karakteristiği elde edilebilmektedir.

Ayrıca bu tezde, gerilim ve akım çıkışlı sinüzoidal osilatör devreleri önerilmiştir. Bu osilatör devrelerinin gerilim çıkışları düşük direnç değerli, akım çıkışları ise yüksek direnç değerlidir. Dolayısıyla, önerilen devrelerin çıkışları rahatlıkla diğer devrelere bağlanabilmektedir. Ayrıca önerilen sinüzoidal osilatör devrelerinin osilasyon frekansları elektronik olarak kontrol edilebilmektedir.

Bu tezde gerçekleştirilen diğer bir uygulama ise basamaklı türden pasif filtre devrelerinin işaret akış diyagramları yöntemi kullanılarak ve önerilen aktif elemanlara uygun olarak işaret akış diyagramlarını değiştirerek aktif elemalar ile gerçekleştirilmesidir. Bu yöntem kullanılarak alçak geçiren, band geciren, yüksek geçiren, band söndüren ve tüm geçiren filtre devre yapıları gerçekleştirilmiştir.

Bu tezde gerçekleştirilen analog devre uygulamalarının teorik hesaplarla uyduğunu göstermek için öncelikle PSPICE programı kullanılarak benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Sonra da, bu tezde önerilen aktif elemanların ticari olarak üretilen aktif elemanlar kullanılarak eşdeğer devreleri elde edilmiş ve bu tezde önerilen birçok analog devre uygulamasının deneysel çalışması yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Aktif Elemanlar, Akım Geriyönlü Geçiş-iletkenliği Kuvvetlendiricisi, Değiştirilmiş Akım Farkını Alan Gerilim İzleyicisi, Akım Modlu Devreler, Gerilim Modlu Devreler, Aktif Filtreler, Sinüzoidal Osilatörler, Basamaklı Türden Filtre Devreleri.

ABSTRACT

A large number of active component structures have been derived with the evolution of the integrated circuit technology; and used to design in analog circuit. As the first of these new components, operational amplifiers are frequently used in analog circuits. Another mostly used component in analog circuits is the Operational Transconductance Amplifier (OTA). OTA is especially used in the joint integrated circuits in which both analog and digital circuits are realized.

Another active component structure is the current conveyor. After the recognition that the current mode circuits are more advantageous than the voltage mode circuits, new current mode based active components have been proposed. Both current conveyors and the active components based on the current conveyors have more dynamic amplitude and larger bandwidth; they also need less power than the voltage mode circuits. Today, new active components are still being introduced to be used in the analog circuit design.

In this thesis a new active components have been proposed to be used in analog circuit design and shows the realization of these new active components with MOS and BJT transistors. In addition, the DC and AC transfer characteristics of the terminals both in terms of potential and current of these new components are obtained. These features are taken into account while designing the analog circuits.

Many analog circuit applications are realized and the advantages of these circuits to the literature are tried to be presented in this thesis.

The first realized analog circuit in this thesis is the equivalence of the inductance. Inductance is evaded to use in the circuits for its nonlinear characteristics in high frequencies, undesired couplings, the dimension and weight problems in the low frequencies, and finally for its cost and production problems; but it is an indispensable circuit component for its function. So the equivalents of inductance are obtained by using active components and these equivalents are used in the active filter circuits. In this thesis, the floating inductance's equivalent is obtained; and various analog filter applications are verified by using this equivalent circuit. On the other hand, the advantages of the verification of grounded capacitances and resistors in the integrated circuits are revealed in the literature. Based on this information, grounded passive components are preferred for the realization of these filter circuits.

Another realized analog circuit application in this thesis is the synthetic transformer circuit. Analog filter by using this synthetic transformer circuit is obtained, and its distinctions to the other circuits presented in the literature are explained.

Oscillator circuits with sinusoidal outputs, both voltage and current, are also introduced in this thesis. The proposed oscillator circuits have low and high resistance for voltage and current outputs, respectively. Therefore, the outputs of the proposed circuits can easily be connected to the other circuits. In addition, the oscillation frequencies of these proposed sinusoidal oscillator circuits could be controlled electronically.

Another obtained application in this thesis is the realization of the ladder passive filters with active components by using the signal-flow diagrams method and by adapting the signal-flow diagrams with the proposed active component. Low-pass, high-pass, band-pass, band rejection, and all-pass filter architectures are obtained by using this method.

PSpice simulations are used in order to verify the theoretical calculations of the proposed circuits. Then, the active devices proposed in this thesis are obtained by using industrial active

components; and many of the realized circuits' experimental studies are carried out.

Keywords: Active Components, Current Bacward Transconductance Amplifier, Modified Current Differencing Buffered Amplifier, Current Mode, Voltage Mode, Active Filters, Sinüsoidal Oscillator, Quadrature Oscillator, Leapfrog Circuits.

1. GİRİŞ

Günümüzde elektronik sistemlerin çoğunluğunu sayısal devreler oluşturmaktadır. Tranzistörün icadı ve milyonlarcasının çok küçük bir alana sığdırılabilmesi ile birlikte sayısal devre teknolojisi hızlı bir şekilde gelişmiştir. Günlük hayatta kullanılan hemen hemen her elektronik cihaz sayısal teknoloji temellidir. Fakat sayısal bir devreye analog dünyadan bir giriş yapılması gerektiğinde veya sayısal devrenin çıkışının analog dünyaya çevrilmesinin gerektiği durumlarda mutlaka analog devrelere ihtiyaç vardır. Örneğin, sıcaklığı ölçmek için kullanılan bir algılayıcının çıkışı çok düşük gerilim değerinde analog işaret üretir. İşaretin işleneceği devrelerin sayısal olması durumunda bu ölçüm değerlerinin kuvvetlendirilmesi ve analog sistemden sayısal sisteme geçebilmesi için yapılacak örnekleme işlemi öncesinde mutlaka örtüşme önleyici analog filtre devresinden geçirilmesi gerekmektedir. Aynı şekilde, sayısal sistemde işlenen işaretin tekrar sürekli zamana dönüştürülebilmesi için analog devrelere ihtiyaç duyulmaktadır. Analog devrelerin kullanıldığı diğer bir örneği sabit disk sürücüler için verebiliriz. Bilgisayarda işlenen sayısal veriler magnetik olarak sabit diskte depolanır. Fakat sabit diskteki veri okunmaya çalışıldığında birkaç milivolt seviyesinde analog işaretlerle karşılaşılır. Bu işaretin uygun bir şekilde kuvvetlendirilip, gerekli filtreleme işlemleri gerçekleştirilip tekrar sayısal işarete dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu işlemleri gerçekleştirmek için analog devrelere ihtiyaç vardır. Bunun gibi birçok elektronik sistemde analog devreler kullanılmak zorundadır.

Elektronik sistemlerde en çok kullanılan analog devrelerin başında filtreler gelir. Analog sistemden sayısal sisteme ve aynı şekilde sayısal sistemden analog sisteme geçişlerde analog filtrelerin kullanımı bir zorunluluk (Laker vd., 1994), (Deliyannis vd., 1999), (Razavi, 2001) olduğu gibi filtreler, analog işaretlerin işlenebilmesi için gerekli olan temel devre yapısıdır. Analog filtre devreleri pasif direnç, endüktans, kapasite elemanlarıyla gerçekleştirilebildikleri gibi aynı zamanda aktif elemanlarla birlikte sadece kapasite elemanları (aktif- C), sadece direnç elemanları (aktif- R) ya da bunların her ikisi birden kullanılarak da gerçekleştirilebilir (aktif- RC). Pasif analog filtrelerin tümdevreye doğrudan uyarlanması, oldukça yüksek değerli endüktans elemanlarının kırmık üzerinde çok yer kaplaması nedeniyle çok zordur. Bundan dolayı araştırmacılar şimdiye kadar birçok aktif eleman yapısı önermişler ve çok sayıda aktif- RC ve aktif- R filtre devreleri gerçekleştirmişlerdir. Bu aktif elemanların başında işlemsel kuvvetlendirici gelmektedir.

İşlemsel kuvvetlendirici, 1965 yılında gerçekleştirilmesinden bu zamana elektronik devrelerde

en çok kullanılan aktif elemandır. İşlemsel kuvvetlendiricilerden sonra analog devre uygulamalarında en fazla kullanılan aktif elemanlardan birisi de OTA'dır. Ticari olarak üretilen ilk bipolar OTA 1969 yılında RCA firması tarafından tanıtılmıştır. Ama daha çok 80'lerin ortalarından itibaren elektronik tasarımcılar tarafından kullanılmaya başlanmıştır. Özellikle birçok araştırmacı tarafından CMOS OTA yapıları tanıtıldıkça elektronik devrelerde, özellikle tümdevre içinde gerçekleştirilen analog devrelerde, kullanılmaya başlanmıştır.

Analog devrelerde kullanılan diğer bir aktif eleman da akım taşıyıcıdır. İlk olarak Smith ve Sedra tarafından sunulmuştur (Smith ve Sedra, 1968). Bundan çok kısa süre sonra aynı kişiler ikinci kuşak akım taşıyıcı (CCII) olarak adlandırdıkları yeni bir aktif devre elemanı tanımlamışlardır (Sedra ve Smith, 1970). Ancak, önerildiği dönemi takip eden ilk on yılda, bu elemanın o dönemde birçok uygulamada kullanılmakta olan işlemsel kuvvetlendiriciye göre üstünlüğünü ortaya koyacak pratiğe uygun bir gerçekleştirilmesi önerilememiştir. Bu durum, akım taşıyıcı elemanının seksen'li yılların başlarına kadar kavramsal bir eleman olarak değerlendirilmesine neden olmuştur. Ancak, tümdevre teknolojisinde bu dönemden sonra ortaya çıkan yenilikler sayesinde, akım taşıyıcının tümdevre içinde de kolaylıkla gerçekleştirilebileceği anlaşılmıştır. Bu dönemden sonraki çalışmaların önemli bir bölümü, bu elemanın ve bu elemanı içeren devrelerin tümüyle tümleşik devre tasarımına uygun olarak gerçekleştirilmesi üzerine yapılmıştır (Özoğuz, 2000).

Akım taşıyıcıları fikrinin ilk kez 1968 yılında yeni bir devre elemanı olarak ortaya çıkmasından sonra, 1970 yılında eleman tanım bağıntısında değişiklik yapılarak ikinci kuşak akım taşıyıcılar (Smith ve Sedra, 1970) ve 1995 yılında ise Üçüncü Kuşak Akım Taşıyıcıları (Third Generation Current Conveyor-CCIII) sunulmuştur (Fabre, 1995). Son zamanlarda CCIII'larla gerçekleştirilemeyecek olan devreler için farklı tasarım olanakları sunabilen yeni bir aktif devre elemanı olan Geliştirilmiş Üçüncü Kuşak Akım Taşıyıcıları (MCCIII-Modified Third Generation Current Conveyor) önerilmiştir (Kuntman vd, 2000).

Analog tümdevrelerin ve akım modlu yapıların gelişmesiyle birlikte analog devrelerde kullanılabilecek özellikle aktif devre sentezi açısından yeni olanaklar sağlayan ve devre kuruluşunu basitleştiren gerilim izleyicili akım fark kuvvetlendiricisi (Current Differencing Buffered Amplifier-CDBA) aktif elemanı tanıtılmıştır (Acar ve Özoğuz, 1999). CDBA elemanı kullanılarak gerçekleştirilen birçok analog devre uygulaması literatürde verilmiştir.

Tümleşik devre teknolojisinin gelişmesi, yukarıda bazı örnekleri verilen birçok aktif

elemanların ortaya çıkmasına neden olmuştur. İşlemsel kuvvetlendiriciler ile başlayan bu süreçte gerilim modlu devrelere göre akım modlu devrelerin bazı avantajlarının anlaşılmasıyla birlikte akım modlu devrelere uygun olarak çalışabilecek birçok aktif eleman önerilmiştir. Bununla birlikte bazı analog uygulamalarda gerilim modlu devrelerden de vazgeçilemediği için hem gerilim modunda hem de akım modunda kullanılabilecek aktif eleman yapıları sunulmuştur. Bu süreçte şimdiye kadar literatürde sunulan tümleşik aktif elemanların bazıları aşağıda verilmiştir:

- İşlemsel Kuvvetlendiriciler (Op-Amp)
- Norton Kuvvetlendiriciler (Norton Amplifier veya Current Difference Amplifiers-CDA)
- Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (OTA)
- Birinci Kuşak Akım Taşıyıcı (First Generation Current Conveyor-CCI)
- İkinci Kuşak Akım Taşıyıcı (CCII)
- Üçüncü Kuşak Akım Taşıyıcı (CCIII)
- Akım Geribeslemeli Kuvvetlendirici (Current Feedback Amplifier-CFOA)
- Dört Uçlu Yüzen Nulör (Four Terminal Floating Nullor-FTFN)
- Akım İşlemsel Kuvvetlendiricisi (Current Operational Amplifier-COA)
- İşlemsel Aynalanmış Kuvvetlendirici (Operational Mirrored Amplifier-OMA)
- Diferansiyel Fark Kuvvetlendiricisi (Differential Difference Amplifier-DDA)
- Diferansiyel Gerilimli Akım Taşıyıcısı (Differential Voltage Current Conveyor-DVCC)
- Gerilim İzleyicili Akım Fark Kuvvetlendiricisi (CDBA)
- Akım Farkını Alan Transkondüktans Kuvvetlendiricisi (Current Differencing Transconductance Amplifier-CDTA)
- İşlemsel Geçiş-direnç Kuvvetlendirici (Operational Transresistance Amplifier-OTRA)

Yukarıda bazıları verilen çok sayıda aktif eleman yapısı literatürde sunulmuştur. Yapılan araştırmalarla analog devre uygulamalarında çeşitli avantajlar sağlayan yeni aktif eleman yapıları sunulmaya devam edilmektedir. Bu tezde, analog devrelerde kullanılabilecek yeni aktif eleman yapıları önerilmiş ve bu aktif elemanlar ile çeşitli analog devre uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Önerilen aktif elemanlar ile gerçekleştirilen devrelerin şimdiye kadar literatürde sunulan devrelere göre üstünlükleri ortaya konulmaya çalışılmıştır.

Bu tezde gerçekleştirilen analog devre uygulamalarının başında aktif filtre devreleri gelmektedir. Aktif devre sentezindeki yöntemlerinden birisi; pasif RLC elemanları ile gerçekleştirilebilen filtre devrelerindeki endüktans elemanının eşdeğerini aktif elemanlar, kapasite ve direnç elemanları kullanılarak oluşturmak ve pasif devredeki endüktans yerine bu eşdeğer devreyi kullanmaktır. Endüktans elemanı analog devrelerde fonksiyonundan vazgeçilemeyen fakat yüksek frekansta lineer olmayan davranışı, istenmeyen kuplajları, alçak frekans uygulamalarında ortaya çıkardığı boyut ve ağırlık, üretim güçlüğü ve maliyet sorunları gibi nedenlerden dolayı analog devrelerde kullanılmasından kaçınılan bir elemandır. Bundan dolayı aktif elemanlar kullanılarak endüktans elemanı eşdeğer devreleri elde edilmekte ve bu devre yapıları kullanılarak aktif filtre devreleri gerçekleştirilmektedir. Bu tezde de iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi elde edilmiş ve bu devre ile çeşitli analog filtre uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Aynı zamanda, tümdevre teknolojisinde bir ucu topraklı direnç ve kapasite elemanlarının tümdevre içinde gerçekleştirilmesinin avantajları literatürde ortaya konulmuştur (Bhusman ve Newcomb, 1967). Bundan dolayı analog devrelerde pasif elemanların bir ucu topraklı şekilde olması tercih edilmektedir. Bu tezde de gerçekleştirilen filtre devrelerinde kullanılan pasif elemanların bir ucu topraklı şekilde olmasına çalışılmıştır

Bu tezde gerçekleştirilen diğer bir analog devre uygulaması ise yapay transformatör devresidir. Bu devre yapısı ile de analog filtre gerçekleştirilmesi yapılmış ve şimdiye kadar literatürde sunulan devrelere göre üstünlükleri ortaya konulmuştur.

Ayrıca bu tezde, gerilim ve akım çıkışlı sinüzoidal osilatör devreleri sunulmuştur. Gerçekleştirilen osilatör devrelerinin gerilim çıkışları düşük empedans değerli, akım çıkışları ise yüksek empedans değerlidir. Dolayısıyla, önerilen devrelerin çıkışları rahatlıkla diğer devrelere kaskat olarak bağlanabilmektedir. Ayrıca önerilen sinüzoidal osilatör devrelerinin osilasyon frekansları elektronik olarak kontrol edilebilmektedir.

Bu tezde gerçekleştirilen diğer bir uygulama ise basamaklı türden pasif filtre devrelerinin

işaret akış diyagramları yöntemi kullanılarak ve önerilen aktif elemanlara uygun olarak işaret akış diyagramlarını değiştirerek aktif elemanlar ile gerçekleştirilmesidir. Bu yöntem kullanılarak alçak geçiren, band geçiren, band söndüren ve yüksek geçiren filtre devre yapıları gerçekleştirilmiştir.

Bu tezde gerçekleştirilen analog devre uygulamalarının teorik hesaplarla uyduğunu göstermek için öncelikle PSPICE devre benzetim programı kullanılarak benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Daha sonra da, bu tezde önerilen aktif elemanların, ticari olarak üretilen aktif elemanlar kullanılarak eşdeğer devreleri elde edilmiş ve bu tezde önerilen birçok analog devre uygulamasının deneysel çalışması gerçekleştirilmiştir.

Bundan sonraki alt bölümde, analog devre tasarımının tarihi gelişiminden bahsedildikten sonra aktif elemanlar ile gerçekleştirilen konuyla ilgili çalışmalar incelenmiş ve bu tezde izlenen yol 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 George Campbell ve Almanya’da Karl Wagner’ın elektrik filtrelerini birbirinden bağımsız olarak bulmalarıyla başlamıştır. 1924–1931 yılları arasında Otto J. Zobel, sonraki yıllarda Ronal M. Foster, Wilhelm Cauer, Otto Brune, Hendrick Bode, 1980’li yıllarda ise Sydney Darlington bu bilim dalına önemli katkılarda bulunmuşlardır. Tasarımdan yararlanılarak devre tasarımı konusunda ilk makale 1924 yılında Foster tarafından yazılmıştır (Valkenburg, 1982).

İlk BJT (Bipolar Junction Transistor) tranzistör Shockley, Bardeen ve Brattain tarafından 1947 yılında Bell laboratuvarında icat edilmiştir. Bu buluş ile elektronik devrelerde büyük bir gelişme sağlanmıştır. Bununla birlikte elektronik devrelerde esas gelişme birden fazla transistorün yarıiletken malzemeler kullanılarak küçük bir alana yerleştirelebileceğinin bulunması ile başlamıştır. Böylece ortaya tümleşik devreler (IC) çıkmıştır. İlk tümleşik devre 1960 yılında gerçekleştirilen ve dört elemandan oluşan RTL (Resistor Transistor Logic) tipindeki devredir. 1960 ve 1962 yılında yapılan çalışmalarda tümdevre teknolojisine BJT’lere göre daha uygun olan Metal-oksit-yarıiletken alan etkili tranzistör (metal-oxide-semiconductor field effect transistor-MOSFET) geliştirilmiştir (Kahng ve Atalla, 1960), (Hofstein ve Heinman, 1963). MOSFET transistorlerin gelişmesi ile birlikte tümdevre içine çok daha fazla sayıda transistor yerleştirilebilmiştir. 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.

Tümdevre teknolojisinin gelişmesi ile birlikte tümleşik aktif devre elemanları da ortaya çıkmaya başlanmıştır. İlk olarak işlemsel kuvvetlendiriciler geliştirilmiştir. İlk tümleşik işlemsel kuvvetlendirici devresi 1965 yılında Bob Widlar tarafından tasarlanmıştır ve Fairchild firmasında $\mu A709$ kodu ile üretilmiştir. Üretildikten kısa bir süre sonra içyapısı iyileştirilerek $\mu A741$ kodu ile piyasaya sürülmüştür. Günümüzde hala bu tümdevre üretilmeye devam etmektedir. İşlemsel kuvvetlendirici ile şimdiye kadar birçok analog devre uygulaması gerçekleştirilmiştir ve gerçekleştirilmeye devam etmektedir.

İşlemsel kuvvetlendiriciden sonra geliştirilen aktif devre elemanı OTA'dır. OTA elemanı ticari olarak 1969 yılında RCA firması tarafından üretilmiştir. Literatürde OTA elemanı ile gerçekleştirilen birçok çalışma mevcuttur.

Akım taşıyıcı elemanı literatürde ilk olarak Smith ve Sedra tarafından sunulmuştur ve birinci kuşak akım taşıyıcı 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 sunulmuştur (Smith ve Sedra, 1970). Ancak akım taşıyıcı elemanının aktif devre tasarımındaki önemi 1980'lerden sonra ortaya çıkmaya başlamış ve pek çok uygulamada kullanılmıştır.

1.2 Konu ile İlgili Çalışmalar

Bu tezde önerilen analog devre uygulamaları ile ilgili şimdiye kadar literatürde yapılan çalışmaların incelenmesi bu alt bölümde verilmiştir.

1.2.1 İki Ucu Serbest Endüktans, Kapasite ve Direnç Elemanlarının Gerçeklenmesi ile İlgili Çalışmalar

İlk olarak, aktif elemanlar kullanılarak gerçekleştirilen iki ucu serbest endüktans, kapasite ve direnç elemanlarının bir ucu topraklı pasif elemanlar ve aktif elemanlar kullanılarak gerçekleştirilmesi ile ilgili şimdiye kadar yapılan çalışmalar incelenmiş ve tarihe göre aşağıda verilmiştir.

Bu konuda, akım taşıyıcılar kullanılarak gerçekleştirilen ilk çalışma Senani tarafından 1979

yılında yapılmıştır (Senani, 1979). Bu çalışmada tek akım taşıyıcı, iki ucu serbest bir kapasite ve iki direnç kullanılmıştır ve iki ucu serbest birbirine paralel olarak bağlanmış endüktans ve direnç eşdeğeri elde edilmiştir.

Aynı yıl yapılan diğer bir çalışmada Singh, iki akım taşıyıcı kullanarak birbirine seri olarak bağlı direnç ve endüktans eşdeğeri elde etmiştir. Bu çalışmada iki ucu serbest iki direnç ve bir kapasite elemanı kullanılmıştır. Ancak devrede kullanılan iki direncin değerinin birbirine eşit alınması gerekmektedir (Singh, 1979a).

Singh aynı yıl yaptığı diğer bir çalışmada, tek akım taşıyıcı ve minimum sayıda pasif eleman kullanarak, iki ucu serbest seri RL devresini parametre eşleme şartı olmadan gerçekleştirmiştir (Singh, 1979b). Bu çalışmada kullanılan pasif elemanların iki uçları serbest şekildedir.

1980 yılında Senani, iki ucu serbest seri RL eşdeğer devresini gerçekleyen iki devre yapısı önermiştir (Senani, 1980a). Bu devrede iki akım taşıyıcı ve beş pasif eleman kullanılmaktadır. Devrenin pasif eleman eşleme şartı bulunmamaktadır.

Paranani ve Paul, 1980 yılında, iki akım taşıyıcı kullanarak ve parametre eşleme şartına gerek duyulmadan iki ucu serbest kayıpsız endüktans elemanını gerçekleyen bir devre yapısı önermişlerdir (Paranani ve Paul, 1980). Bu devrede pasif eleman olarak bir kapasite ve dört direnç kullanılmıştır.

Senani, 1980 yılında, parametre eşleme şartından bağımsız olarak iki ucu serbest endüktans, seri RL ve paralel RL elemanlarını gerçekleyen akım taşıyıcılı üç devre yapısı önermiştir (Senani, 1980b). Kayıpsız endüktans gerçekleyen devrede üç akım taşıyıcı, diğerlerinde ise iki akım taşıyıcı elemanı kullanılmaktadır.

Pal, 1981 yılında, iki ucu serbest ideal endüktans elemanının eşdeğerini elde eden 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. Bu önerilen yapıdan önceki çalışmalarda iki ucu serbest pasif elemanlar kullanılmıştır ki bu durum, tümdevre gerçeklemesinde istenilmeyen bir özelliktir (Bhusman ve Newcomb, 1967). Pal'in önerdiği devre yapısının dezavantajları ise çok sayıda aktif ve pasif eleman içermesi ve pasif eleman eşleme şartının bulunmasıdır.

1981 yılında Singh, iki tane negatif akım taşıyıcı ve iki tane pozitif akım taşıyıcı kullanarak iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi elde etmiştir. Bu devrede bir tane bir ucu topraklı kapasite, iki tane bir ucu topraklı direnç ve endüktans değerini kontrol etmek için kullanılan

bir tane iki ucu serbest direnç kullanılmıştır. Devrede pasif eleman eşleme şartı da bulunmaktadır (Singh, 1981).

1982 yılında Senani, bir ucu topraklı kapasite elemanı ile iki ucu serbest endüktans gerçekleyen devre yapısı önermiştir. Bu devrede dört adet akım taşıyıcı kullanılmaktadır (Senani, 1982).

Bryson ve Wirzba, 1982 yılında, yarı-belirsiz admitans teorisini ortaya koymuş ve bu teorinin sonuçlarını kullanarak işlemsel kuvvetlendiricili devrelerde iki ucu serbest giriş fonksiyonlarının sistematik olarak nasıl elde edilebileceğini göstermiştir (Bryson ve Wierzba, 1982).

Nandi vd. 1983 yılında, üç akım taşıyıcı ve minimum sayıda pasif eleman kullanarak iki ucu serbest FDNR (Frequency Dependent Negative Resistor) eşdeğer devresi gerçekleştirmişlerdir (Nandi vd., 1983).

1984 yılında Senani, iki akım taşıyıcı ve beş aktif eleman kullanarak iki ucu serbest FDNR devresi önermiştir (Senani, 1984).

Toumazo ve Lidgey, 1985 yılında, akım taşıyıcıları kullanarak iki ucu serbest empedans ve genelleştirilmiş imitans çeviricileri (GIC) gerçekleştirmişlerdir (Toumazo ve Lidgey, 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 eşdeğer endüktans elemanları ve FDNR'lar ile gerçekleştirilmesi esasına dayanmaktadır. Bu yöntem sonucunda elde edilen devrelerin duyarlılıkları da iyi olmaktadır.

Toumazo ve Lidgey, 1985 yılında, akım taşıyıcıları kullanarak iki ucu serbest empedans ve genelleştirilmiş imitans çeviricileri (GIC) gerçekleştirmişlerdir (Toumazo ve Lidgey, 1985). Empedans çevirici için iki CCII+, imitans çevirici için ise dört CCII+ kullanmışlardır.

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 (Negative Impedance Converter)'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.

1986 yılında Senani, iki negatif tipten akım taşıyıcı ve beş pasif eleman kullanarak iki ucu serbest endüktans ve FDNR elemanlarını gerçeklemek için kullanılabilecek üç farklı genel devre yapısı önermiştir (Senani, 1986).

1987 yılında Higashimura ve Fukui, iki ucu serbest kayıplı ve kayıpsız endüktans ve FDNR elemanlarını gerçeklemek için kullanılabilecek ve sistematik olarak elde edilmiş iki farklı devre yapısı önermişlerdir (Higashimura ve Fukui, 1987a). Bu devre yapılarında dört akım kaynağı ve dört pasif eleman kullanılmıştır. Ayrıca, devrelerde pasif eleman eşleme şartı bulunmaktadır.

Aynı yıl Senani, ilk defa nulor kavramını akım taşıyıcılı iki ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen devrelerin sentezinde kullanmış ve kayıplı endüktans eşdeğer devresi önermiştir (Senani, 1987).

Sighn 1988 yılında yaptığı çalışmada, ideal işlemsel kuvvetlendirici kullanarak bir ucu topraklı empedansları iki ucu serbest hale getirecek bir yöntem önermiştir. Örnek olarak iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi gerçekleştirmiştir. Bu devrede 2 tane opamp, 4 direnç ve bir kapasite elemanı bulunmaktadır. Bütün pasif elamanların iki ucu serbest şekildedir (Singh, 1988).

Hou vd. 1993 yılında, nulor kavramı yardımıyla, keyfi dereceden iki ucu serbest giriş fonksiyonlarının nasıl gerçekleştirileceğini açıklamışlar ve tamamen negatif akım taşıyıcı elemanlarının kullanıldığı devre yapıları elde etmişlerdir (Hou vd., 1993).

Elwan ve Soliman, 1997 yılında, iki tane DVCC ve iki tane pasif eleman kullanarak iki ucu serbest pozitif, negatif empedans çevirici devresi ve iki ucu serbest jirator elemanı elde etmişlerdir (Elwan ve Soliman, 1997).

Al-walaie ve Alturaigi, 1997 yılında, üç tane CFOA elemanı, iki direnç ve bir ucu topraklı bir kapasite elemanı kullanarak iki ucu serbest endüktans devresi elde etmiştir. Bu devrede pasif eleman eşleme şartı bulunmamakla birlikte devredeki bir direnç iki ucu serbest biçimdedir (Al-walaie ve Alturaigi, 1997).

Özoğuz ve Acar, 1998 yılında, keyfi bir ucu serbest giriş fonksiyonunu gerçeklemek için akım

taşıyıcılı genel iki devre yapısı önermişler ve bu yapıları kullanarak, literatürde daha önceden verilmiş olan bazı iki ucu serbest endüktans ve FDNR gerçeklemelerinin sistematik olarak elde edilebileceğini göstermişlerdir (Özoğuz ve Acar, 1998).

Çiçekoğlu'nun 1998 yılında yaptığı çalışmada, üç tane ikinci kuşak akım taşıyıcı kullanılarak dört farklı devre yapısı sunulmuştur. Bu devrelerde tüm pasif elemanların bir ucu topraklıdır ve eleman eşleme şartı bulunmamaktadır. Önerilen devreler ile bir ucu topraklı endüktans, seri RL , paralel RL , seri $(-R)L$, seri $R(-L)$ gibi sekiz farklı eşdeğer devre elde edilmektedir. Fakat eşdeğer devrelerin bir ucu topraklıdır (Çiçekoğlu, 1998).

Kuntman ve vd., 2000 yılında, bir tane üçüncü kuşak akım taşıyıcı kullanarak beş farklı endüktans eşdeğer devresi önermişlerdir. Fakat bu devrelerin hiç birinde saf endüktans eşdeğeri elde edilmemektedir (Kuntman vd., 2000).

Sedef ve Acar, 2000 yılında, iki tane DVCC elemanı, iki direnç ve bir kapasite elemanı kullanarak iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi önermişlerdir. Devredeki pasif elemanların bir uçları topraklıdır ve pasif eleman eşleme şartı bulunmamaktadır (Sedef ve Acar, 2000).

Çam ve diğerleri, 2001 yılında, kayıpsız iki ucu serbest endüktans, kapasite ve FDNR eşdeğer devresi önermişlerdir. Bu devrede iki tane FTFN elemanı ve 5 tane iki ucu serbest pasif eleman kullanılmaktadır (Çam vd., 2001).

Feri ve Guernini'nin 2001 yılında yapmış oldukları çalışmada düşük besleme gerilimi ile çalışabilen CMOS CCII+ yapısı sunulmuştur. Bu devre ile kapasite değeri çarpıcı, bir ucu topraklı ve iki ucu serbest endüktans eşdeğer devreleri gerçekleştirilmiştir. İki ucu serbest endüktans devresinde dört tane akım taşıyıcı ve üç pasif eleman bulunmaktadır. Ayrıca bu çalışmada, CMOS CCII devre yapısı geliştirilerek FDCCII (Fully Differential Current Conveyor) elemanı elde edilmiştir. Bu elemandan iki tane ve beş pasif eleman kullanarak iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi elde edilmiştir (Ferri ve Guernini, 2001).

Minaei vd, 2002 yılında, sadece iki tane aktif eleman kullanarak, elektronik olarak ayarlanabilen iki ucu serbest endüktans devresi önermişlerdir. Bu devrede kapasite ve direnç elemanı bulunmamaktadır. Aktif eleman olarak işlemsel kuvvetlendirici ve DOCCCII (Dual output current controlled current conveyor) kullanılmıştır. Opamp'ın çıkış parazitik kapasitesi kullanılarak endüktans eşdeğeri elde edilmiştir (Minaei vd, 2002).

Singh 2003 yılında, OTA elemanını kullanarak topraklı empedanslar ile iki ucu serbest

empedansları elde etmek için genel bir yöntem sunmuştur. Örnek olarak iki ucu serbest endüktans eşdeğeri elde etmiştir. Bu devrede dört OTA elemanı, iki direnç ve bir kapasite elemanı vardır. Bütün pasif elemanlar iki ucu serbest biçimdedir (Singh, 2003).

2003 yılında yapılan diğer bir çalışmada Ferri ve diğerleri, altı tane CCII+, 4 direnç ve bir kapasite elemanı kullanarak iki ucu serbest endüktans eşdeğeri elde etmişlerdir. Bu devrenin en büyük avantajı çok düşük frekanslarda bile ideal endüktansın fonksiyonunu sağlayabilmesidir (Ferri vd., 2003).

Tangsirat vd., 2004 yılında, üç tane CCDCVC (Current Controlled Differential Current Voltage Conveyor) elemanı ve sadece bir tane bir ucu topraklı kapasite kullanarak iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi elde etmişlerdir. Bu devrede, endüktans değeri elektronik olarak dışarıdan bağlanan bir akım kaynağı ile ayarlanmaktadır (Tangsirat vd., 2004).

Keskin ve Hancıoğlu, CDBA elemanı kullanarak iki farklı iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi sunmuşlardır (Keskin ve Hancıoğlu, 2005). Bu devrelerde kullanılan dirençler MOS transistörlerle gerçekleştirilmiştir. Böylelikle devreler tümleştirmeye uygun hale getirilmiştir ve ayrıca endüktans değeri gerilimle kontrol edilebilmektedir.

2006 yılında yapılan çalışmada, MOS tranzistörlerle diferansiyel girişli birim kazançlı akım kuvvetlendirici devresi gerçekleştirilmiştir. Bu devre kullanılarak bir ucu topraklı ve iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi önerilmiştir. Bu devrelerde kullanılan kapasite elemanının bir ucu topraklıdır ve direnç elemanı kullanılmamaktadır (Psychalinos ve Spanidou, 2006).

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

Minaei vd, 2006 yılında, iki tane DO-CCII kullanarak iki ucu serbest endüktans, kapasite ve FDNR eşdeğerlerinin elde edilebildiği bir devre yapısı sunmuşlardır. Devrede üç tane pasif eleman vardır. Pasif eleman seçimine bağlı olarak endüktans, kapasite veya FDNR elemanı elde edilebilmektedir (Minaei vd., 2006).

Aynı yıl Yüce ve diğerlerinin çalışmasında, CCII-, CCII+ ve DO-CCII elemanları kullanılarak bir ucu topraklı immitansı iki ucu serbest hale getiren bir devre yapısı sunmuşlardır. Ayrıca immitans değeri pozitif veya negatif bir katsayı ile çarpılabilmektedir. Örnek olarak da iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi kullanılarak üçüncü dereceden

alçak geçiren filtre devresi gerçekleştirilmiştir (Yüce vd., 2006a).

Metin ve Çiçekoğlu, 2006 yılında, akım taşıyıcı ile gerçekleştirilen negatif empedans çevirici devresini kullanarak birbirine paralel olarak bağlı iki ucu serbest endüktans ve direnç eşdeğer devresi elde etmişlerdir. Yapıda iki CCII ve üç tane de iki ucu serbest pasif eleman vardır (Metin ve Çiçekoğlu, 2006).

2006 yılında, Yüce vd., DO-CCII, CCCII+ aktif elemanlarını kullanarak pozitif ve negatif iki ucu serbest endüktans, kapasite ve negatif direnç gerçekleyen beş farklı devre yapısı önermişlerdir. Bu devrelerde pasif eleman olarak sadece bir ucu topraklı kapasite vardır (Yüce vd., 2006b).

Bu çalışmanın devamında, DO-CCII, CCII+ ve CCII- elemanları kullanılarak iki ucu serbest endüktans, kapasitans ve FDNR elemanları elde edilmiştir. Devrede dört tane pasif eleman kullanılmıştır ve pasif eleman eşleme şartı bulunmaktadır. Ayrıca bu çalışmada, DXCCII (Dual X Second Generation Current Conveyor) ve MRC (MOS Resistive Circuit) elemanları kullanılarak elde edilen iki ucu serbest endüktans eşdeğerinin gerilim ile kontrol edilebileceği gösterilmiştir (Yüce, 2006c).

2006 yılında yapılan diğer bir çalışmada, CCCDTA (Current Controlled Current Differencing Transconductance Amplifier) elemanı ve iki tane birim kazançlı gerilim kuvvetlendirici kullanılarak iki ucu serbest endüktans elemanı elde edilmiştir (Jaikla vd., 2006).

Yüce, 2007 yılında, tek bir aktif eleman kullanarak iki ucu serbest endüktans, kapasite ve FDNR elemanı gerçekleştirmiştir. Devre yapısında, CFOA aktif elemanının z çıkış uçlarının sayısı arttırılmış ve altı kapılı hale getirilmiştir. İki tane bir ucu topraklı ve bir tane de iki ucu serbest pasif eleman kullanılmıştır. Ayrıca önerilen devre yapısının elektronik olarak kontrol edilebilme özelliği bulunmamaktadır (Yüce, 2007).

Marcelli vd., 2007 yılında, Opamp kullanılarak gerçekleştirilen NIC devre yapısı temel alınarak bir ucu topraklı ve iki ucu serbest olarak pozitif ve negatif kapasite çarpıcı devreleri gerçekleştirmişlerdir. Önerilen devreler ile yüksek değerli kapasiteler düşük değerli kapasiteler ile elde edilebilmektedir. Devreler özellikle düşük frekans uygulamaları için çok uygundur. Devrelerde iki Opamp ve altı pasif eleman kullanılmıştır (Marcellis vd., 2007).

Psychalinos vd., 2008 yılında CFOA aktif elemanını kullanarak iki ucu serbest genelleştirilmiş empedans çevirici devresi önermişlerdir. Devrede dört CFOA ve beş pasif eleman kullanılmıştır (Psychalinos vd., 2008).

2008 yılında Yüce ve Minaei'nin yapmış oldukları çalışmada, MCFOA elemanı kullanılarak bir ucu topraklı ve iki ucu serbest endüktans, kapasite ve FDNR gerçekleyen dört farklı devre yapısı sunmuşlardır. İki ucu serbest yapıda iki aktif ve üç pasif eleman vardır (Yüce ve Minaei, 2008a).

Minaei ve Yüce'nin 2008 yılında yaptıkları diğer bir çalışmada, CCCII elemanları kullanılarak elektronik olarak kontrol edilebilen iki ucu serbest kayıplı ve kayıpsız endüktans eşdeğer devreleri gerçekleştirilmiştir. Kayıpsız endüktans devresinde üç tane CCCII ve bir tane iki ucu serbest kapasite kullanılmıştır (Minaei ve Yüce, 2008).

Uzunov, 2008 yılında, geleneksel jirator elemanı yaklaşımını kullanarak iki ucu serbest endüktans devresi elde etmiştir. Önerdiği yapıda kullanılan iki jirator devresinin geçiş-iletkenliği değerlerinin farklı olmasının avantajlarını ortaya koymuştur. Yapıda dört OTA ve bir ucu topraklı kapasite elemanı kullanılmıştır (Uzunov, 2008).

Marcellis vd., 2009 yılında, VCG-CCII (Voltage and Current Gained Second Generation Current Conveyor) aktif elemanını tanıtmışlardır. Bu aktif eleman yapısında dışarıdan bağlanan gerilim kaynağı aracılığıyla akım ve gerilim kazancı kontrol edilebilmektedir. VCG-CCII elemanı kullanılarak iki ucu serbest kapasite çarpıcı devresi ve endüktans eşdeğer devresi elde edilmiştir. Önerilen devre yapıları tamamen farksal yapıdadır ve iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresinde iki aktif eleman ve üç pasif eleman kullanılmıştır (Marcellis vd., 2008).

1.2.2 Yapay Transformatör Devreleri ile İlgili Çalışmalar

Bu tezde önerilen diğer bir analog devre yapısı da yapay transformatör devresidir. Bu konu ile ilgili literatürde yapılmış çalışmalar aşağıda verilmiştir.

1978 yılında, Soderstrand, Opamp kullanarak ortak kuplajlı devre yapısı sunmuştur (Soderstrand, 1978). Bu devrede çok sayıda aktif ve pasif eleman kullanılmaktadır.

Aynı yıl, Atiya yaptığı çalışmada önerdiği devrelerden bir tanesinde dört Opamp, üç kapasite ve on direnç kullanarak ortak kuplajlı devre yapısının elde edilebileceğini göstermiştir (Atiya, 1978).

Higashimura ve Fukui, 1991 yılında, BJT, CCII ve OTA aktif elemanları ile gerçekleştirilen ortak kuplajlı devre yapıları sunmuşlardır (Higashimura ve Fukui, 1991). Bu çalışmada nullör noratör yöntemi kullanılarak devre yapıları elde edilmiştir. OTA ile gerçekleştirilen devrede

sekiz OTA, bir ucu topraklı iki kapasite ve iki direnç kullanılmaktadır. CCII'ler ile gerçekleştirilen devrede sekiz tane CCII, bir ucu topraklı dört kapasite ve altı direnç kullanılmaktadır.

2005 yılında yapılan diğer bir çalışmada, altı tane CCII, altı direnç ve bir ucu topraklı iki kapasite kullanarak ortak kuplajlı devre yapısı elde edilmiştir (Abuelmatti vd., 2005).

2007 yılında, Yüce ve Minaei, CCCII aktif elemanını kullanarak yapay transformator devresi elde etmişlerdir (Yüce ve Minaei, 2007). Bu devrede altı tane CCCII ve iki tane kapasite elemanı kullanılmaktadır.

Son olarak 2008 yılında, Yüce ve Minaei, dört tane CCCII, beş direnç ve bir ucu topraklı iki kapasite kullanarak yapay transformator devresi elde etmişlerdir (Yüce ve Minaei, 2008b).

1.2.3 İkinci Dereceden Filtre Devreleri ile İlgili Çalışmalar

Analog filtre devrelerinde çalışma alanlarından bir tanesi de ikinci dereceden filtre devreleridir. İkinci dereceden filtre yapıları ard arda bağlanarak daha yüksek dereceli filtre devreleri elde edilebilmektedir. Literatürde bu konu ile ilgili birçok çalışma yapılmıştır.

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

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

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

Naqshibendi ve Sharma, 1983 yılında band geçiren filtre fonksiyonlarını gerçekleştiren iki devre önermişlerdir (Naqshibendi ve Sharma, 1983). Bu devrelerde, çok yüksek giriş empedansı elde edilmiş, filtrenin merkez frekansı, kalite faktörü ve kazancının, topraklanmış bir direnç yardımıyla birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilmesi sağlanmıştır.

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, jiratorler, FDNR'ler ve RC osilatörleri gibi çeşitli uygulamalardır. Wilson bu şekilde Opamp, 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.

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 duyarlığa ve birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilen merkez frekans ve kalite faktörüne sahiptirler.

Higashimura ve Fukui, 1988 yılında, yeni bir CCII- devre yapısı önermişler ve bu devre yapısını 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. Aynı yıl, Higashimura ve Fukui, gerilim modlu ikinci dereceden TGF fonksiyonlarını gerçekleştirmek için tek akım taşıyıcılı bir devre yapısı sunmuşlardır (Higashimura ve Fukui 1988b). Devre, yüksek giriş empedansına sahip olduğu için ardışık bağlanmaya uygundur. TGF devresinde bir direncin ayarlanması ile band söndüren filtre elde edilebileceği de gösterilmiştir.

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 merkez frekansı ve kalite faktörü birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilmektedir.

Liu ve Tsao, ikinci dereceden iki yeni genel filtre devresi sunmuşlardır (Liu ve Tsao, 1990). Bu filtre yapıları AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF karakteristiklerini sadece bir adet CCII ve beş adet pasif eleman kullanarak gerçekleştirmektedir.

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 duyarlıkları az olan iki BGF yapısı sunmuşlardır (Alami ve Fabre, 1991). Önerilen devreler, bir CCI+, bir CCI-, iki direnç ve iki kapasitör içermektedir.

Higashimura, ikinci dereceden gerilim transfer fonksiyonlarının gerçekleştirilmesi amacı ile bir yöntem önermiştir (Higashimura, 1991). Yöntem, önce akım taşıyıcının nullör noratör modelini kullanarak ikinci dereceden gerilim transfer fonksiyonu gerçekleştirmeye, sonra da nullör noratör 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.

1991’de, Hou vd., akım modlu birinci ve ikinci dereceden filtrelerin gerçekleştirilmesi 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, yine 1991 yılında, üç girişli tek çıkışlı akım modlu universal filtre yapısı sunmuşlardır (Chang ve Chen, 1991). 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.

Senani, 1992 yılında, akım taşıyıcı kullanarak ikinci dereceden aktif filtre devresi sunmuştur (Senani, 1992). Önerilen devre ile beş filtre (AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF) karakteristiği herhangi bir şarta bağlı kalmaksızın elde edilebilmektedir. Önerilen devrede sadece iki adet bir ucu topraklı kapasitör kullanılmıştır ve tüm pasif elemanların bir ucu topraklıdır.

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

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 sinüzoidal osilatör devreleri elde edilebilmektedir.

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.

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 bulunmaktadır.

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

Chang ve Lee, üç girişli 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.

Nandi ve Ray, 1994 yılında, CCII elemanını kullanılarak akım modlu birinci dereceden TGF devresini gerçekleştiren bir devre yapısı sunmuşlardır (Nandi ve Ray, 1994). Bu devrenin avantajı, kazancın direnç oranından bağımsız olarak ayarlanabilmesidir. Ayrıca 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. Devre bir akım toplayıcı ve iki integratörden oluşmaktadır. CFCCII'lerin çıkışlarında yapılan değişikliklerle ikinci dereceden herhangi bir akım transfer fonksiyonu gerçekleştirilebilmektedir (Ikeda ve Tomita, 1994).

Senani ve Singh, 1995 yılında, KHN eşdeğer devresini akım taşıyıcılar kullanarak gerçekleştirmişlerdir (Senani ve Singh, 1995). Devre daha önce Soliman tarafından verilen iki devre ile (Soliman, 1994) aynı sayıda akım taşıyıcı, direnç ve kapasitör içermektedir. Ancak bu devrede, kazanç ve kalite faktörü, AGF ve YGF karakteristiklerinde bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Ayrıca kapasitörlerin ve dirençlerin tümü topraklanmıştır ve devrenin yüksek giriş empedansı vardır.

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

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. 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 duyarlılıklara sahiptir (Abuelma'atti ve Khan, 1995).

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

Soliman, 1998 yılında, ikinci ve üçüncü dereceden Butterworth karakteristiğine sahip alçak geçiren filtre devreleri önermiştir (Soliman, 1998). Önerilen devrelerde aktif eleman olarak akım taşıyıcılar kullanılmıştır ve devre yapıları kanonik biçimdedir.

Özoğuz vd., akım modlu sürekli zaman tümleşik yapıları universal filtre devresini CDBA kullanarak gerçekleştirmişlerdir (Özoguz vd., 1999). Bu çalışmada, CDBA için yeni bir CMOS yapısı da verilmiştir.

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

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

Aynı yıl, Salama ve Soliman, CDBA elemanının farklı bir CMOS gerçeklemesini vermişlerdir. Bu devre ile gerilim modunda çalışan alçak geçiren, yüksek geçiren ve band geçiren filtre devreleri gerçekleştirilmiştir (Salama ve Soliman, 2000).

Minaei ve Türkoz, akım modlu akım kontrollü universal 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 edilebilmektedir.

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 (Özcan 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 kalite faktörü Q , bir ucu topraklanmış tek bir direnç ile bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

Horng, 2003 yılında, üç girişli tek çıkışlı gerilim modunda çalışan ikinci dereceden filtre devresini iki OTA, bir CCII+ ve iki kapasitör kullanarak gerçekleştirmiştir (Horng, 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 kuşak akım taşıyıcısı (MO-CCII) ve dört tane bir ucu topraklanmış pasif eleman ile gerçekleştirmiştir (Senani vd., 2003).

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, köşe frekansı ve kalite faktörü bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

Sağbaş ve Fidanboyu, 2004 yılında, iki CCCII- ve iki bir ucu topraklı kapasite kullanarak tek girişli üç çıkışlı akım modlu ikinci dereceden filtre devresi gerçekleştirmişlerdir. Devre, üç basit filtre fonksiyonun aynı anda gerçekleyebilmektedir. Ancak, yüksek dereceli filtre gerçekleyebilmek için tampon devre kullanılması gerekmektedir (Sağbaş ve Fidanboyu, 2004).

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

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

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

Shah ve Malik, 2005 yılında, gerilim modunda ve akım modunda çalışabilen universal filtre devresini sunmuşlardır (Shah ve Malik, 2005). Önerilen devre, bir FTFN, bir CFOA, iki kapasitör ve üç direnç içermektedir. Devredeki girişlerin seçimine göre tüm beş temel filtre karakteristiği gerçekleştirilebilmektedir. Bu devre ardışık bağlamaya uygundur, dolayısıyla fazladan tampon devreye ihtiyaç yoktur. Ayrıca köşe frekansı ve kalite faktörü bağımsız olarak bir ucu topraklanmış direnç ile kontrol edilebilmektedir.

İbrahim vd., 2005 yılında, bir tane DDCC elemanı kullanarak yüksek empedans çıkışlı ikinci derecen iki yeni filtre devresi önermişlerdir (İbrahim vd., 2005a). Önerilen ilk devrede pasif eleman seçimine bağlı olarak AGF ve YGF fonksiyonları elde edilmektedir. Diğer devrede ise BGF fonksiyonunu elde edilmiştir.

Aynı yıl, İbrahim vd., akım modlu ikinci derece KHN filtre devresini sunmuşlardır (İbrahim vd., 2005b). Önerilen devrede üç tane DVCC, iki kapasitör ve dört direnç kullanılmıştır. 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 birleşimlerinin seçilmesi ile elde edilebilmektedir.

Maheshwari ve Khan, 2005 yılında, iki adet CDBA elemanı kullanarak gerilim modlu universal filtre devresi önerilmişlerdir (Maheshwari ve Khan, 2005). Önerilen devre ile altı farklı filtre karakteristiği elde edilebilmektedir. Bunlar; AGF, YGF, BGF, eviren türden BGF, BSF ve TGF.

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.

Tangsirat ve Surakamponorn, 2005 yılında, gerilim modlu ikinci dereceden tek girişli çok çıkışlı filtre devreleri sunmuşlardır (Tangsirat ve Surakamponorn, 2005). Aktif eleman olarak CDBA kullanılmaktadır ve AGF, YGF, BGF, BSF ve TGF fonksiyonları gerçekleştirilmektedir. Ayrıca filtrelerin köşe frekansı ve kalite faktörü bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

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

Yine 2005 yılında Keskin, tek bir CDBA kullanarak dört yeni gerilim modlu BSF devresi önermiştir (Keskin, 2005). Önerilen devrelerden üçü, üç direnç ve üç kapasitör, diğer devre ise dört direnç ve dört kapasitör içermektedir. Sadece bir devre dışındaki devreler ardışık bağlanabilmektedir ve önerilen devrelerdeki kapasitelerin bir ucu topraklıdır.

Horng vd., 2006 yılında, gerilim modunda çalışan ikinci dereceden universal filtre devreleri sunmuşlardır (Horng vd., 2006). Önerilen devrelerin bir girişi beş çıkışı bulunmaktadır ve aynı anda AGF, YGF, BGF, BSF ve TGF fonksiyonlarını gerçekleştirmektedirler. Önerilen devrelerden ikisi, dört CCII+, iki tane bir ucu topraklanmış kapasitör ve beş direnç içermektedir. Diğer ikisi, iki CCII+, bir DVCC, iki bir ucu topraklanmış kapasitör ve beş direnç içermektedir.

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

Minaei ve Yüce, 2006 yılında, direnç kullanılmadan gerçekleştirilen akım modlu ardışık bağlanabilen aktif-C filtre devreleri önermişlerdir. Önerilen devreler AGF, YGF ve BGF fonksiyonlarını aynı anda gerçekleştirmektedir (Minaei ve Yüce, 2006). Önerilen filtreler, dört CCCII+ ve iki tane bir ucu topraklanmış kapasitör içermektedir. Ayrıca devreler elektronik olarak kontrol edilebilmektedir.

Yüce vd., CCCII aktif elemanı kullanarak akım modlu universal filtre devresini sunmuşlardır (Yüce vd., 2006). 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.

Jaikla vd., 2006 yılında, akım kontrollü CDBA (CC-CDBA) kullanılarak akım modunda çalışan ikinci derece universal filtre devresi sunmuşlardır (Jaikla vd., 2006). Önerilen devre, üç CC-CDBA ve iki bir ucu topraklanmış kapasitör içermektedir. Önerilen devrenin köşe frekansı ve kalite faktörü birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

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

Tsukutani vd., akım modlu ikinci dereceden filtre devresini sunmuşlardır (Tsukutani vd., 2006). Önerilen devrede, bir OTA, iki tane çift çıkışlı OTA (DO-OTAs), bir DO-CCII ve iki tane bir ucu topraklanmış kapasitör kullanılmıştır. Herhangi bir şart olmaksızın uygun çıkış birleşimlerinin seçilmesi ile beş temel filtre karakteristiği elde edilebilmektedir.

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

Tangsrirat 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.

Sağbaş ve Köksal, 2007 yılında, gerilim modlu çok girişli tek çıkışlı çok fonksiyonlu iki farklı filtre devresi sunmuşlardır. Devrede bir CCII+, iki kapasite ve iki direnç kullanılmaktadır. Filtre devrelerinden bir tanesinde CCCII kullanılarak direnç sayısı bire düşürülmüştür. Diğer filtre devresi de ticari olarak üretilen AD844 elemanı kullanılarak gerçekleştirilmiş ve deneysel çalışması yapılmıştır (Sağbaş ve Köksal, 2007).

Chen, 2007 yılında, iki tane farksal akım taşıyıcısı (DDCC), üç direnç ve iki tane bir ucu topraklı kapasitör kullanarak gerilim modlu ikinci dereceden universal filtre yapısı önermiştir (Chen, 2007). Önerilen devre, tek girişli çok çıkışlı yapıdadır ve aynı anda gerilim modlu AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF karakteristikleri elde edilebilmektedir.

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.

Tangsirat ve Surakamponorn, 2007 yılında, üç DO-CCCII ve iki tane bir ucu topraklı kapasitör kullanarak, akım kontrollü iki girişli üç çıkışlı akım modlu üniversal filtre yapısını sunmuşlardır (Tangsirat ve Surakamponorn, 2007). Önerilen devrede köşe frekansı ve kalite faktörü bağımsız olarak ayarlanabilmektedir.

1.2.4 Osilatörler Devreleri ile İlgili Çalışmalar

Tezde önerilen diğer bir analog devre uygulaması osilatör devreleri ile ilgilidir. Bu konuda literatürde yapılmış çalışmalar aşağıda verilmiştir.

Senani, 1979 yılında, bir tane CCII+, iki kapasite ve beş direnç kullanarak gerilim çıkışlı sinüzoidal osilatör devresi gerçekleştirmiştir. Bu devrede osilasyon frekansı tek dirençle kontrol edilmektedir. Fakat yapıda iki kapasite ve iki direnç iki ucu serbest şekildedir. Ayrıca devrenin çıkış direnci yüksektir (Senani, 1979).

1990 yılında, Abuelmatti, iki tane OTA, iki kapasite ve bir direnç kullanarak osilatör devresi gerçekleştirmiştir. Devrenin osilasyon frekansı OTA'nın geçiş-iletkenliği ile ayarlanmaktadır (Abuelmatti, 1990).

Aynı yıl, Vosper, işlemsel kuvvetlendirici kullanarak birinci dereceden aktif-R tüm geçiren filtre devreleri sunmuştur. Devrelerde kapasite elemanı bulunmamaktadır. Bu tüm geçiren devreleri kullanarak gerilim çıkışlı dikgen (quadrature) osilatör devresi elde etmiştir (Vosper, 1990).

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

Bhaskar ve Senani, 1993 yılında, bir akım taşıyıcı, iki kapasite ve üç direnç kullanarak tek dirençle kontrol edilebilen sinüzoidal osilatör devresi sunmuşlardır. Devre gerilim çıkışlıdır ve kapasite elemanlarının bir uçları topraklıdır. Fakat önerilen devrede ayrıca birim kazançlı bir gerilim kuvvetlendiricisine ihtiyaç duyulmaktadır (Bhaskar ve Senani, 1993).

1994 yılında, Senani, Opamp'ın nulör modelini kullanarak Wien köprü osilatör devrelerini incelemiştir. Nullor modelinden hareketle Opamp'tan FTFN elemanına geçiş yapmış ve on tane aynı osilasyon koşuluna ve osilasyon frekansına sahip Wien köprü osilatör devresi önermiştir (Senani, 1994).

1995 yılında, Wu vd., CFOA elemanını kullanarak üç fazlı sinüzoidal osilatör devresi sunmuşlardır. Devrede üç tane CFOA ve altı direnç kullanılmıştır. Kapasite elemanı olarak CFOA'nın parazitik kapasitelerinden faydalanılmıştır (Wu vd., 1995).

Liu ve Liao, 1996 yılında, akım modlu dikgen sinüzoidal osilatör devresini sunmuşlardır. Devrede bir tane FTFN, iki kapasite ve altı direnç vardır. Devrenin çıkış akımları kapasite ve direnç üzerinden alınmıştır ve bu elemanların bir uçlarının gerilim değeri 0 V olmak zorundadır. Dolayısıyla bu çıkış akımlarının kullanılabilmesi için ayrıca aktif elemana ihtiyaç vardır (Liu ve Liao, 1996).

Aynı yıl, Senani ve Singh, iki tane CFOA aktif elemanı, iki tane bir ucu topraklı kapasite ve üç direnç kullanarak, tek dirençle osilasyon frekansı kontrol edilebilen sinüzoidal osilatör devresi önermişlerdir (Senani ve Singh, 1996). Bu devrede, ticari olarak üretilen AD844 tümdevresi CFOA elemanı olarak kullanılmıştır ve deneysel çalışma yapılmıştır. Ayrıca bu devrede, AD844'ün parazitik kapasiteleri kullanılarak dışarıdan bir kapasite bağlanmadan aktif- R osilatör devresinin elde edilebileceği gösterilmiştir.

1997 yılında, Martinez vd., yine AD844 tümdevresini kullanarak sinüzoidal osilatör devresi sunmuşlardır (Martinez vd., 1997). Bu devrede osilasyon frekansı ve osilasyon şartı birbirinden bağımsız olarak bir ucu topraklı dirençler aracılığıyla kontrol edilmektedir.

Aynı yıl, Horng vd., akım taşıyıcının nulör modelini kullanarak dört farklı tek pasif eleman kontrollü sinüzoidal osilatör devresi sunmuşlardır. Bu devrelerde iki CCII, iki kapasite ve iki direnç kullanılmaktadır (Horng vd., 1997).

1998 yılında, pasif eleman kullanılmadan sadece Opamp ve OTA aktif elemanları kullanılarak sinüzoidal osilatör devresi gerçekleştirilmiştir. Bu devrede iki Opamp ve üç OTA kullanılmaktadır (Abuelmatti ve Alzahr, 1998).

Aynı yıl, Çam vd., altı farklı OTA- C osilatör devresi sunmuşlardır (Çam vd., 1998). Bu devrelerde dört veya beş OTA kullanılmaktadır. Devrelerin osilasyon frekansları OTA'nın geçiş iletkenliği ile ayarlanmaktadır ve bu ayar sırasında devrelerin osilasyon şartı etkilenmemektedir.

Aynı yıl, Abuelmatti ve Qahtani, CCII elemanını kullanarak çok fazlı sinüzoidal osilatör devresini önermişlerdir (Abuelmatti ve Qahtani, 1998). Önerilen devrede N tane akım taşıyıcı kullanarak birbirinden eşit faz farklı N tane akım çıkışı elde edilmektedir. Devredeki tüm kapasitelerin bir ucu topraklıdır.

Aynı yıl, Kuntman ve Özpınar, DO-OTA elemanını kullanarak dokuz farklı osilatör devresi sunmuşlardır (Kuntman ve Özpınar, 1998). Devrelerde sadece iki tane bir ucu topraklı kapasite ve farklı sayılarda DO-OTA'lar vardır.

1999 yılında, Abuelmatti ve Alzaher, bir tane FTFN elemanı kullanarak akım çıkışlı sinüzoidal osilatör devresi önermişlerdir (Abuelmatti ve Alzaher, 1999). Devrede altı tane pasif eleman vardır.

2000 yılında Özcan ve diğerleri, CDBA aktif elemanını kullanarak altı adet gerilim kontrollü osilatör devresi sunmuşlardır (Özcan vd., 2000). Bu devrelerde osilasyon frekansı bir dirençle kontrol edilebilmektedir. Önerilen devrelerde bir tane CDBA kullanılmakla beraber beş tane pasif eleman kullanılmaktadır ve bu elemanlardan sadece bir tanesinin bir ucu topraklıdır.

Aynı yıl, Tao ve Fidler, ikinci dereceden sinüzoidal osilatörler ve filtreler için OTA elemanını kullanan genel bir sentez yöntemi önermişlerdir (Tao ve Fidler, 2000). Bu yöntem ile iki OTA, iki bir ucu topraklı kapasite ve minimum sayıda direnç kullanan osilatör ve filtre devreleri gerçekleştirmişlerdir.

Horng, 2001 yılında, iki tane CCII kullanarak iki yeni sinüzoidal osilatör devresi sunmuştur (Horng, 2001). Önerilen ilk devrede, iki tane CCII, iki direnç ve bir ucu topraklı iki tane kapasite vardır. Önerilen ikinci devrede ise akım kontrollü CCII aktif elemanı kullanılarak önerilen ilk devredeki dirençler çıkarılmış ve elektronik olarak osilasyon frekansı ayarlanabilen devre yapısı elde edilmiştir.

Toker vd, 2002 yılında, CFOA aktif elemanı için altı düğümlü genel iki farklı osilatör devre yapısı sunmuşlardır (Toker vd., 2002). Bu genel devreler kullanılarak dört tane yeni osilatör devresi elde edilmiştir. Ayrıca önerilen devrelerin frekans kararlılıkları incelenmiş ve bazılarının yüksek frekans uygulamaları için kullanılabileceği gösterilmiştir.

Aynı yıl, Çam, OTRA aktif elemanını kullanarak tek direnç ile osilasyon frekansı ayarlanabilen osilatör devresi sunmuştur (Çam, 2002). Bu devrede bir OTRA, iki kapasite ve üç direnç kullanılmaktadır.

2002 yılında yapılan diğer bir çalışmada, OTA elemanı kullanılarak elektronik olarak kontrol edilebilen dikgen sinüzoidal osilatör devreleri önerilmiştir (Prommee ve Dejhan, 2002). Bu çalışmada, üçüncü dereceden osilatör devresi gerçekleştirmek için iki farklı yaklaşım sunulmuştur.

Ayn yıl, Güneş ve Toker, durum değişkenleri yöntemini kullanılarak gerçekleştirilen osilatör devresi sentez yönteminin geliştirilmiş halini sunmuşlardır (Güneş ve Toker, 2002). Bu yöntem kullanarak bir CFOA elemanı ile tek direnç ile kontrol edilen osilatör devreleri gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, DVCFA (Differential Voltage Current Feedback Amplifier) adlı yeni bir aktif eleman yapısı tanıtılmış ve bu elemanla yeni, tek direnç ile kontrol edilebilen osilatör devreleri sunulmuştur. Devrelerin PSPICE benzetimleri ve deneysel çalışmaları yapılmıştır.

2003 yılında, OTA elemanı kullanılarak dikgen osilatör devresi önerilmiştir (Kumwachare ve Surakamponorn, 2003). Önerilen devrede, genliği ve osilasyon frekansı aynı olan 90° faz farklı iki gerilim çıkışı vardır. Bu devrenin en önemli özelliği osilasyon frekansının ortam sıcaklığından bağımsız olmasıdır. Devrede altı OTA, iki kapasite ve iki direnç vardır.

Keskin, 2004 yılında, NIC yaklaşımı ile gerçekleştirilen osilatör devreleri önermiştir (Keskin, 2004). Bu yaklaşımla, CCII, CDBA, OTRA ve Opamp kullanılarak osilatör devresi tasarlanabileceğini gösterilmiştir.

Galan vd., 2005 yılında, MOS tranzistörler kullanarak yeni bir OTA yapısı tanıtmışlardır ve bu OTA ile gerilim kontrollü sinüzoidal osilatör devresi gerçekleştirmişlerdir (Galan vd., 2005). Önerilen OTA yapısı AB sınıfıdır ve düşük güç tüketimi vardır. Ayrıca OTA'nın geçiş iletkenliği değeri geniş bir aralıkta ayarlanabilmektedir ve yüksek lineerliğe sahiptir. Devre $0.8 \mu\text{m}$ CMOS üretim teknolojisi ile tümdevre haline getirilmiştir ve deneysel çalışma gerçekleştirilmiştir.

Aynı yıl, FTFN aktif elemanını kullanarak tek direnç ile kontrol edilebilen osilatör devresi sunulmuştur (Bhaskar ve Senani, 2005). Devre akım çıkışlıdır ve yüksek çıkış dirençlidir. Devrede iki FTFN, bir ucu topraklı iki kapasite ve dört direnç bulunmaktadır.

Gupta ve Senani, 2005 yılında, DDCCFA (Differential Difference Complementary Current Feedback Amplifier) adlı yeni bir aktif eleman yapısı tanıtmışlardır (Gupta ve Senani, 2005). Bu aktif eleman ile tek direnç ile kontrol edilen osilatör devreleri sunmuşlardır. Önerilen devrelerde bir aktif eleman vardır ve devrelerin akım ve gerilim çıkışları vardır. Fakat devreler ard arda bağlanmaya uygun değildir.

Khan vd., 2005 yılında, akım taşıyıcılar kullanarak sinüzoidal RC osilatör devresini sunmuşlardır (Khan vd., 2005). Devrede osilasyon şartı ve osilasyon frekansı birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Akım taşıyıcısı olarak AD844 tümdevresi

kullanılmış ve deneysel çalışma yapılmıştır.

Horng vd, 2006 yılında, bir tane DDCC aktif elemanı , bir ucu topraklı bir kapasite ve iki ucu serbest bir direnç kullanarak birinci dereceden tüm geçiren filtre devresi önermişlerdir (Horng vd., 2006). Bu tüm geçiren filtre devresini temel alarak yeni bir dikgen osilatör devresi elde etmişlerdir.

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

Aynı yıl, Keskin ve Biolek, CDTA elemanını kullanarak akım çıkışlı dikgen osilatör devresi önermişlerdir (Keskin ve Biolek, 2006). Devrenin akım çıkışları yüksek dirençlidir. Devrede iki tane CDTA, iki kapasite ve dört direnç kullanılmaktadır.

Aynı yıl, CFOA tabanlı sinüzoidal osilatör devreleri sunulmuştur. İki tane CFOA ve beş pasif eleman kullanarak sekiz tane tek direnç ile kontrol edilebilen osilatör devresi ve üç tane gerilim kontrollü osilatör devresi sunulmuştur (Bhaskar ve Senani, 2006).

2008 yılında, CDTA elemanı kullanılarak akım çıkışlı çok fazlı sinüzoidal osilatör devresi sunulmuştur (Tangsrirat ve Tanjaroen, 2008). Önerilen devre yapısında her faz farklı çıkış için bir CDTA ve bir tane de bir ucu topraklı kapasite kullanılmaktadır. Osilasyon frekansı ve osilasyon şartı birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

Aynı yıl, Tangsrirat vd, CDBA elemanı kullanarak tek direnç ile kontrol edilebilen dikgen osilatör devresi sunmuşlardır (Tangsrirat vd., 2008). Devrede iki tane CDBA, üç direnç ve bir ucu topraklı iki kapasite kullanılmıştır.

Aynı yıl, akım kontrollü CDTA elemanı ve bir tane iki ucu serbest kapasite kullanılarak birinci dereceden tüm geçiren filtre devresi gerçekleştirilmiş ve bu filtre devresi kullanılarak gerilim çıkışlı dikgen osilatör devresi önerilmiştir (Tanaphatsiri vd., 2008). Devrede iki tane CCCDTA elemanı ile birlikte ayrıca birim kazançlı akım kuvvetlendirici devresine ihtiyaç vardır.

2009 yılında, MOS transistorler ile gerçekleştirilen akım kuvvetlendirici devresiyle akım çıkışlı çok fazlı osilatör devresi sunulmuştur (Souliotis ve Psychalinos, 2009). Devrede her faz farklı çıkış için bir akım kuvvetlendirici ve bir ucu topraklı bir tane kapasite kullanılmaktadır. Ayrıca akım çıkışları yüksek empedans değerlidir.

1.2.5 *n*. Dereceden Filtre Gerçeklemesi ile İlgili Çalışmalar

Tezde diğer bir analog devre uygulaması olarak *n*. dereceden filtre gerçeklemesi yapılmıştır. Bu konu ile ilgili çalışmalar aşağıda verilmiştir.

Aronhime, 1974 yılında, yılında akım taşıyıcılarla herhangi bir gerilim transfer fonksiyonunu gerçekleştiren devreyi sadece bir CCII+ kullanarak gerçekleştirmiştir (Aronhime, 1974). *RC* ayrışım tekniğini kullandığı bu çalışmasında, 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).

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 kullanılabileceği örneklerle gösterilmiştir.

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.

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.

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

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

Acar ve Özoguz, 1999 yılında, literatüre yeni bir aktif eleman kazandırmışlardır. Gerilim izleyicili akım farkı kuvvetlendiricisi 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.

Güneş ve Anday, n . dereceden tüm geçiren filtre 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.

Anday ve Sedef, 2000 yılında, CFA elemanını kullanarak n . dereceden gerilim modlu alçak geçiren transfer fonksiyonlarını gerçekleyen genel bir sentez yöntemi önermişlerdir. Devrede n tane aktif eleman ve $n+3$ tane pasif eleman kullanılmaktadır (Anday ve Sedef, 2000).

Acar ve Özoguz, 2000 yılında, n . dereceden akım transfer fonksiyonunu gerçekleştiren genel bir yöntemi CDBA elemanı kullanarak sunmuşlardır (Acar ve Özoguz, 2000). Önerilen yapı $3n+3$ adet direnç ve $n+2$ CDBA içermektedir.

Acar ve Sedef, genel n . derece akım transfer fonksiyonu gerçekleyen bir yöntem önermişlerdir (Acar ve Sedef, 2003). Önerilen yöntem RC-RC ayrıştırma 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 (Biolek ve Biolkova, 2003).

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

Tangsirat vd., 2004 yılında, CDBA elemanını BJT tranzistörler kullanarak gerçekleştirmişlerdir (Tangsirat vd., 2004). Ayrıca, akım modlu basamaklı türden pasif devrelerin işaret akış diyagramı yöntemi ve CDBA elemanı kullanılarak Aktif- RC devrelere dönüştürülebileceği gösterilmiştir. Örnek olarak, beşinci dereceden Butterworth AGF tasarım gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, basamaklı türden filtre devrelerinde karşımıza çıkan, seri ve paralel kollarda birbirlerine seri veya paralel olarak bağlanmış, endüktans ve kapasite elemanları için CDBA elemanı kullanılarak eşdeğer devreler elde edilmiştir. Bu alt-devreler kullanılarak akım modunda çalışan altıncı dereceden Chebyshev BGF filtre devresi gerçekleştirilmiştir.

Bekri ve Anday, n . dereceden AGF devresini CDTA elemanını kullanarak gerçekleştirmişlerdir (Bekri ve Anday, 2005). Önerilen yapı sadece AGF için uygun olup, n . dereceden diğer transfer fonksiyonlarının gerçekleştirilmesine uygun değildir.

1.3 Bu Tezde İzlenen Yol

Yapılan literatür incelemesi sonucunda, analog devre uygulamalarında kullanılan bir çok aktif eleman yapısına rastlanmıştır. Bu tezde de analog devre uygulamalarında kullanılabilecek yeni aktif elemanlar araştırılmıştır. Önerilen aktif elemanlar ile literatürdeki analog devrelere göre avantajları olan devre yapıları elde edilmeye çalışılmıştır.

İlk olarak, ikinci bölümde, analog devre uygulamalarında kullanılabilecek yeni aktif elemanlar tanıtılmıştır. Bu amaçla, önerilen aktif eleman yapılarının tanım bağıntıları verilmiş ve bağımlı kaynaklarla elde edilmiş eşdeğer devreleri çizilmiştir. Önerilen aktif eleman yapılarının MOS ve BJT tranzistörler ile olası gerçeklemeleri yapılmış ve PSPICE programı

kullanılarak aktif elemanların hangi şartlar altında lineer olarak çalıştığı belirlenmiştir. Ayrıca önerilen aktif elemanların PSPICE devre benzetim programında AC analizleri gerçekleştirilerek frekans karakteristikleri çıkartılmış ve hangi frekans aralığında çalışabilecekleri tespit edilmiştir.

Üçüncü bölümde, önerilen aktif eleman yapıları kullanılarak iki ucu serbest endüktans, kapasite ve direnç elemanı eşdeğer devresi elde edilmiştir. Bu devrede, sadece iki tane bir ucu topraklı pasif eleman kullanılmaktadır. Ayrıca bu devre ile elde edilen eşdeğer endüktans, kapasite ve direnç değerleri, dışarıdan bağlanacak olan akım kaynağı aracılığıyla elektronik olarak kontrol edilebilmektedir. Yapılan duyarlık analizi sonucunda, devrenin pasif eleman değerlerine ve aktif eleman parametrelerine göre duyarlığının iyi olduğu görülmüştür. Önerilen devre yapısı kullanılarak, duyarlık davranışları iyi olduğu bilinen, girişi ve çıkışı direnç ile sonlandırılmış, basamaklı türden pasif LC filtre devreleri (Orchard, 1966) Aktif- RC filtre devrelerine dönüştürülmüştür. Bu dönüştürme işlemi sırasında pasif filtre devresindeki bir ucu topraklı endüktans ve iki ucu serbest endüktans elemanları önerilen devre yapısı ile gerçekleştirilmiştir. Aynı zamanda, pasif filtredeki iki ucu serbest kapasite ve direnç elemanları da önerilen devre yapısı kullanılarak bir ucu topraklı kapasite ve direnç elemanları ile gerçekleştirilmiştir. Örnek olarak önerilen devre yapısı ve bir ucu topraklı direnç ve kapasite elemanları kullanılarak alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren ve band söndüren Aktif- RC filtre devreleri elde edilmiştir. Teorik analizlerin doğruluğunu göstermek için PSPICE programı kullanılarak benzetimler gerçekleştirilmiş ve sonuçların birbirini tuttuğu gösterilmiştir. Ayrıca önerilen aktif eleman yapısının eşdeğeri ticari olarak üretilen aktif elemanlarla gerçekleştirilmiş ve devrelerin çalışabilirliği deneysel olarak da gösterilmiştir.

Dördüncü bölümde, önerilen aktif eleman yapısı kullanılarak transformatör elemanının devre fonksiyonunu sağlayan aktif eşdeğer devre elde edilmiştir. Bu devre yapıları literatürde, yapay (synthetic) transformatör veya ortak kuplajlı (mutually coupled) devreler olarak bilinmektedir. Önerilen devre yapısında iki tane aktif eleman, iki tane bir ucu topraklı kapasite ve üç tane direnç kullanılmaktadır. Yapıyı literatürdeki devrelere göre avantajlı kılan en önemli özelliği iki ucu serbest şekilde gerçekleştirilebilir olmasıdır. Yapılan incelemeler sonucunda literatürde bu özelliğe sahip devre yapısına rastlanmamıştır. Önerilen devrenin PSPICE benzetimleri ve deneysel çalışması yapılarak elde edilen sonuçların teorik sonuçlarla uyduğu görülmüştür.

Beşinci bölümde, gerilim ve akım modunda çalışan tek girişli çok çıkışlı ikinci dereceden iki farklı filtre devresi verilmiştir. Bu devrelerde bir aktif eleman, iki kapasite ve iki direnç

kullanılmaktadır. Aynı anda AGF, YGF, BGF ve BSF fonksiyonları elde edilmektedir. Ayrıca bu bölümde, gerilim modunda çalışan çok girişli tek çıkışlı ikinci dereceden filtre devresi de verilmiştir. Bu filtre devresi ile girişlerin seçimine bağlı olarak AGF, YGF, BGF, BSF ve TGF fonksiyonları elde edilebilmektedir. Önerilen devrelerin PSPICE programı kullanılarak benzetimleri gerçekleştirilmiş ve deneysel çalışmaları yapılmıştır.

Altıncı bölümde, önerilen aktif eleman yapıları ile sinüzoidal osilatör devreleri gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde, ilk olarak, sadece bir aktif eleman ve bir kapasite elemanı kullanılarak tek fazlı sinüzoidal osilatör devresinin elde edilebileceği gösterilmiştir. Devre akım çıkışlıdır ve yüksek çıkış empedansına sahiptir. Dolayısıyla önerilen devre kaskad bağlama için uygundur. Ayrıca önerilen devre yapısının osilasyon frekansı elektronik olarak ayarlanabilir. Bu bölümde ikinci olarak, iki tane aktif eleman kullanarak dikgen (quadrature) osilatör devresi gerçekleştirilmiştir. Bu devre ile 90° faz farklı iki sinüzoidal işaret elde edilebilmektedir. Önerilen devrede iki tane gerilim çıkışı ve iki tane de akım çıkışı vardır. Gerilim çıkışları düşük direnç değerli, akım çıkışları ise yüksek direnç değerlidir. Devre dışarıdan bağlanan bir akım kaynağı aracılığıyla osilasyona sokulmaktadır ve bir direnç değerinin değiştirilmesi ile osilasyon frekansı ayarlanmaktadır.

Yedinci bölümde, gerilim ve akım modlu basamaklı türden pasif filtre devrelerinin işaret akış diyagramları yöntemi kullanılarak sentezi gerçekleştirilmiştir. Gerilim modlu devrelerin sentezinde CBTA aktif elemanı, akım modlu devrelerin sentezinde ise MOCBTA elemanı kullanılmıştır. Elde edilen aktif filtre devrelerinde kullanılan pasif elemanların bir ucu topraklıdır. Ayrıca, gerilim modlu devrelerin çıkışları düşük empedanslı, akım modlu devrelerin çıkışları ise yüksek empedanslıdır.

Sekizinci bölümde, bu tezde elde edilen bütün sonuçlar tartışılmış ve maddeler halinde verilmiştir.

2. ÖNERİLEN AKTİF ELEMAN YAPILARI

Bu tezde, analog devrelerde kullanılabilecek yeni aktif eleman yapıları önerilmiştir ve bu aktif eleman yapıları ile şimdiye kadar literatürde sunulan çeşitli analog devre uygulamalarında gerçekleştirilen devrelere göre daha avantajlı devreler elde edilmiştir. Bu bölümde, önerilen aktif eleman yapıları sırasıyla tanıtılmıştır. İlk olarak, önerilen aktif elemanların devre sembolleri, devre modelleri ve tanım bağıntıları sunulmuştur. Daha sonra, bu aktif elemanların CMOS'larla ve BJT'ler ile gerçekleştirilen devre yapıları verilmiştir. Önerilen aktif elemanların PSPICE programı ile analizleri yapılmış ve hangi şartlar altında lineer olarak çalıştığı incelenmiş ve performans analizleri gerçekleştirilmiştir.

Bu tezde önerilen aktif eleman yapılarının isimleri aşağıda sırasıyla verilmiştir:

Akım Geriyönlü Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (Current Backward Transconductance amplifier-CBTA)

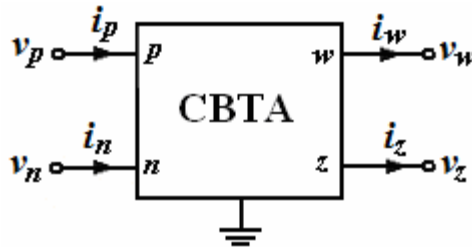
Akım Kontrollü Akım Geriyönlü Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (Current Controlled Current Backward Transconductance amplifier-CCCBTA)

Çok Çıkışlı Akım Geriyönlü Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (Multiple Output Current Backward Transconductance amplifier-MOCBTA)

Değiştirilmiş CDBA (Modified Current Differencing Buffered Amplifier)

2.1 Akım Geriyönlü Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (CBTA)

CBTA, beş uçlu, 4 kapılı aktif devre elemanıdır ve sembolü Şekil 2.1'de verilmiştir. Dört kapı çıkışının, uygun gelen girişler cinsinden verildiği bir hibrit matrisiyle uç karakteristikleri Denklem (2.1) biçiminde gösterilebilir.

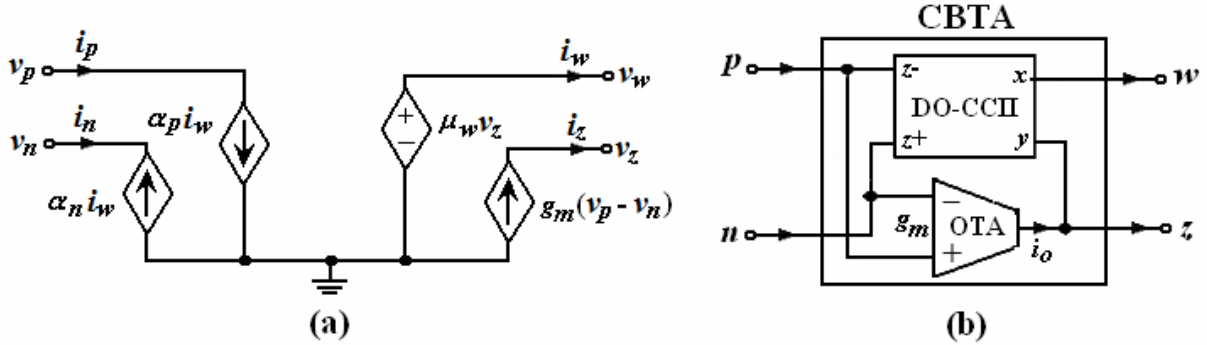


Şekil 2.1 CBTA aktif elemanının devre sembolü.

$$\begin{bmatrix} i_z \\ v_w \\ i_p \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & g_m & -g_m \\ \mu_w & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_p & 0 & 0 \\ 0 & -\alpha_n & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_w \\ v_p \\ v_n \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Burada, α_p , α_n ve μ_w sırasıyla CBTA elemanının akım ve gerilim kazançlarıdır. g_m ise CBTA elemanının ideal olmayan geçiş iletkenliği değişkenidir. İdealde $\mu_w = \alpha_p = \alpha_n = 1$ 'dir. CBTA aktif elemanının p ve n uçlarına uygulanacak olan gerilimin farkı g_m değeri ile çarpılarak i_z çıkış akımı elde edilmektedir. Aynı zamanda bu uçların akımlarını ise w ucundan çekilecek olan akım belirleyecektir. w ucunun gerilim değeri ise z ucunun gerilim değerini izler ve w ucunda oluşacak olan akım p ve n uçlarına aktarılır.

CBTA elemanının Denklem (2.1)'de verilen tanım bağıntılarından hareketle devre modeli bağımlı kaynaklar kullanılarak verilebilir. Bu şekilde elde edilmiş eşdeğer devre Şekil 2.2a'da verilmiştir. CBTA elemanının eşdeğer devresi, OTA ve DO-CCII elemanları kullanılarak da elde edilebilir. Bu eşdeğer devre Şekil 2.2b'de verilmiştir.



Şekil 2.2 a) CBTA aktif elemanının bağımlı kaynaklardan oluşmuş devre modeli, b) OTA ve DO-CCII aktif elemanları kullanılarak elde edilen CBTA eşdeğer devresi.

CBTA elemanı fiziksel olarak gerçekleştirildiğinde ideal tanım bağıntılarından sapmalar oluşacaktır. Bu sapmaları, gerek çıkış karakteristiklerine yansıtabilmek gerekse senteze sokabilmek için, ideal olmayan CBTA'nın tanım bağıntıları verilmelidir. İdeal olmayan CBTA'nın uç karakteristikleri Denklem (2.2) ile tanımlanır.

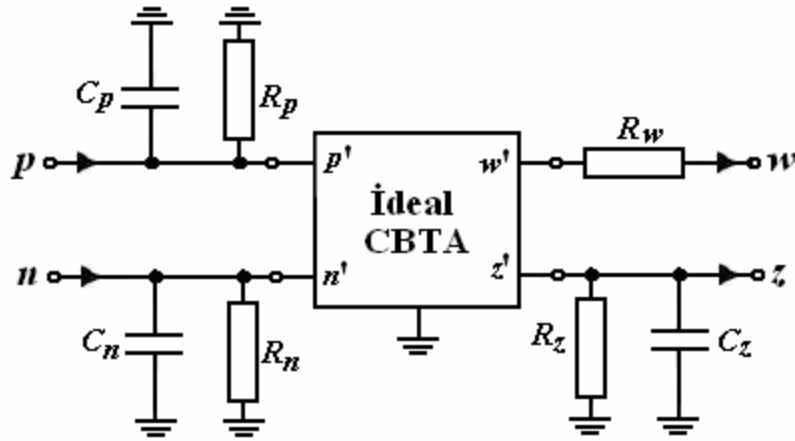
$$\begin{bmatrix} I_z \\ V_w \\ I_p \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & g_m(s) & -g_m(s) \\ \mu_w(s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_p(s) & 0 & 0 \\ 0 & -\alpha_n(s) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_z \\ I_w \\ V_p \\ V_n \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Burada $\alpha_p(s)$, $\alpha_n(s)$ ve $\mu_w(s)$ sırasıyla CBTA elemanının ideal olmayan ve frekansa bağlı birim akım ve gerilim kazançlarıdır. $g_m(s)$ ise CBTA elemanının ideal olmayan geçiş-iletkenliği değişkenidir. $\alpha_p(s)$, $\alpha_n(s)$, $\mu_w(s)$ ve $g_m(s)$ 'in daha açık ifadeleri Denklem (2.3)'de verilmiştir.

$$\alpha_p(s) = \frac{\omega_p(1 - \varepsilon_p)}{(s + \omega_p)}, \quad \alpha_n(s) = \frac{\omega_n(1 - \varepsilon_n)}{(s + \omega_n)}, \quad g_m(s) = g_o \frac{\omega_{gm}(1 - \varepsilon_{gm})}{(s + \omega_{gm})}, \quad \mu_w(s) = \frac{\omega_w(1 - \varepsilon_w)}{(s + \omega_w)} \quad (2.3)$$

Burada ε_p ve ε_n akım izleme, ε_w da gerilim izleme hatalarını belirtmektedir. Aynı şekilde ε_{gm} de geçişiletkenliği hatasını göstermektedir. Bu hata değerleri mutlak olarak 1'den çok küçüktür ($|\varepsilon_p| \ll 1$, $|\varepsilon_n| \ll 1$, $|\varepsilon_{gm}| \ll 1$, $|\varepsilon_w| \ll 1$). Denklem (2.3)'te CBTA elemanının ideal olmayan frekansa bağlı akım, gerilim ve geçiş-iletkenliği değerlerinin köşe frekans değerleri sırasıyla ω_p , ω_n , ω_w , ω_{gm} olarak tanımlanmıştır. $g_m(s)$ ifadesindeki g_o ise DC şartlardaki geçiş-iletkenliği değeridir.

CBTA elemanı için lineer zamanla değişmeyen kayıplı bir eşdeğer devre modeli belirlenmelidir. Literatürde akım taşıyıcı için verilen kayıplı eşdeğer devre modelleri (Fabre vd., 1995), (Tarım vd., 1998) ve (Özoğuz, 2000) temel alınarak CBTA elemanı için Şekil 2.3'de verilen kayıplı eşdeğer devre modeli oluşturulmuştur.

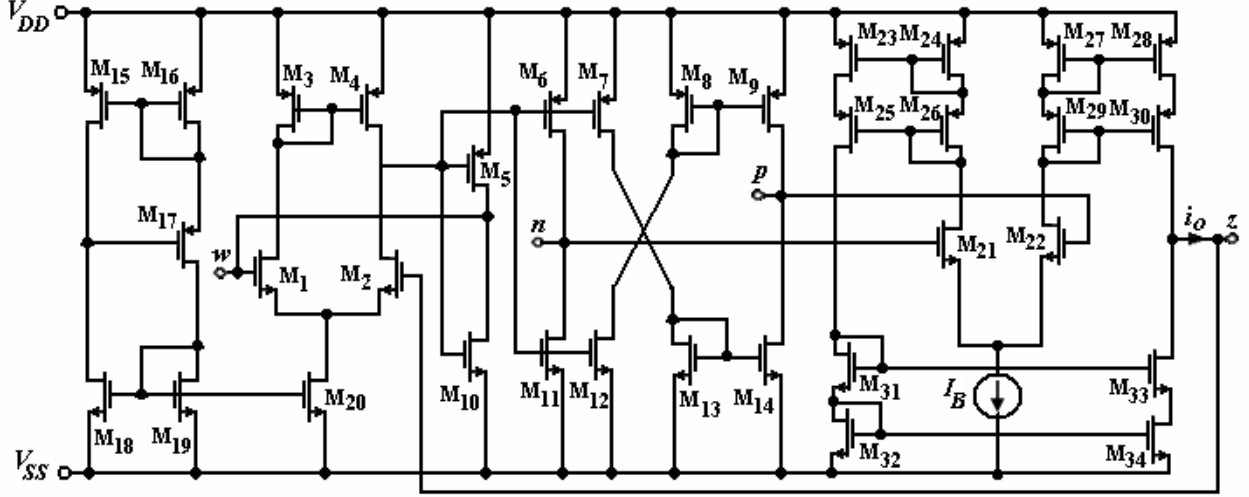


Şekil 2.3 CBTA elemanının kayıplı eşdeğer devre modeli.

Şekil 2.3'de verilen eşdeğer devre modelinde p' , n' , z' , w' ile gösterilen uçlar ideal CBTA elemanının uçlarıdır. R_p , C_p , R_n , C_n , R_z , C_z , R_w sırasıyla p , n , z ve w uçlarına ilişkin parazitik direnç ve kapasite değerleridir.

2.1.1 CBTA Elemanının CMOS Tranzistörlerle Gerçekleştirilmesi

Bu tezde önerilen CBTA aktif elemanının CMOS tranzistörlerle olası bir gerçeklemesi Şekil 2.4’de verilmiştir.



Şekil 2.4 CBTA elemanının CMOS tranzistörlerle gerçeklemesi.

Şekil 2.4’de verilen CMOS devre, şimdiye kadar literatürde yayınlanan devreler uygun bir şekilde birleştirilerek ve W/L oranları CBTA elemanının tanım bağıntılarını sağlayacak şekilde ayarlanarak elde edilmiştir. M_1 ile M_{20} arasındaki tranzistörler $i_p=i_w$, $i_n=-i_w$, $v_w=v_z$ tanım bağıntılarını sağlamaktadır. Bu yapı, DO-CCII devresine eş düşmektedir ve CMOS devre yapısı, Ferri ve Guppi’nin önerdikleri devrenin değiştirilmesi ile elde edilmiştir (Ferri ve Guppi, 2003). Bu devre yapısında M_1 - M_4 tranzistörleri ile farksal çift oluşturulmuştur. Bu yapıda kutuplama akımı çok önemlidir. Bu nedenle, M_{15} - M_{20} tranzistörleri ile besleme geriliminden etkilenmeyen akım kaynağı gerçekleştirilmiştir ve farksal çift yapısının kutuplama akımı elde edilmiştir. M_{21} - M_{34} arasındaki tranzistörler ile $i_z=g_m(v_p-v_n)$ tanım bağıntısı sağlanmaktadır. Dolayısıyla bu yapı bir OTA devresine karşılık düşmektedir ve CMOS devre yapısı literatürde bilinen basit simetrik yapıdaki OTA devresidir (Angulo ve Sinencio, 1990), (Zeki, 1998). Şekil 2.4’de verilen CMOS CBTA devresindeki tranzistörlerin kanal genişlikleri ve uzunlukları, TSMC 0.25 μm parametrelerine uygun olarak seçilmiş ve CBTA’nın tanım bağıntılarını sağlayacak şekilde ayarlanmıştır. CMOS tranzistörlerin kanal genişlikleri (W) ve uzunlukları (L) Çizelge 2.1’de verilmiştir.

Şekil 2.4’de M_{21} - M_{34} arasındaki tranzistörler ile CBTA elemanının geçiş-iletkenliği kısmı gerçekleştirilmiştir. Bu yapıda, M_{21} ve M_{22} tranzistörleri, farksal çifti oluşturmaktadır. Geri kalan tranzistörler ile akım aynası yapıları elde edilmiştir. Bu devre yapısı ile elde edilen çıkış

akımı Denklem (2.4)'de verilmiştir.

$$i_o = g_m v_{in} = (\sqrt{2I_B K}) \cdot v_{in} \quad (2.4)$$

Denklem (2.4)'de verilen i_o çıkış akımının yeri Şekil 2.4 üzerinde gösterilmiştir. Burada v_{in} , farksal giriş gerilimidir ve ifadesi; $v_{in} = v_p - v_n$ 'dir. I_B akımı ise, CBTA'nın geçiş iletkenliği kısmının kutuplama akımıdır. Denklem (2.4)'te verilen K , geçiş iletkenliği parametresidir ve değeri $K = \mu C_{ox} W / 2L$ denklemi ile belirlenir. Burada, μ tranzistördeki taşıyıcıların mobilitelerini ifade eder. C_{ox} ise birim alandaki kapı-oksit kapasite değeridir. W ve L sırasıyla, M_{21} ve M_{22} tranzistörlerinin kanal genişliği ve kanal uzunluğudur. Denklem (2.4), M_{21} - M_{34} arasındaki tranzistörlerin doyma bölgesinde çalıştığı kabul edilerek elde edilmiştir. Ayrıca M_{21} ve M_{22} tranzistörlerinin çok iyi derecede uyumlu olduğu kabul edilmiştir (Zeki, 1998). Bu durumda g_m ile I_B arasındaki ilişki, $g_m = \sqrt{2I_B K}$ olmaktadır.

Çizelge 2.1 CMOS tranzistörlerin kanal genişlikleri ve uzunlukları

PMOS Transistors	W(μ m)/L(μ m)
M ₃ -M ₉	20/1
M ₁₅	1/0.25
M ₁₆ , M ₁₇ , M ₂₃ -M ₂₇ , M ₂₉	2.5/0.25
M ₂₈ ve M ₃₀	10/0.25
NMOS Transistors	W(μ m)/L(μ m)
M ₁ , M ₂ , M ₁₃ , M ₁₄	10/1
M ₁₀ -M ₁₂	2.5/1
M ₁₈ , M ₁₉	0.5/0.25
M ₂₀	2.5/0.25
M ₂₁ ve M ₂₂	1/0.5
M ₃₁ ve M ₃₂	2.25/0.25
M ₃₃ ve M ₃₄	10/0.25

2.1.2 CBTA Aktif Elemanın Performans Analizi

Tanım bağıntıları ve sembolü bir önceki bölümde verilen CBTA elemanın CMOS'larla gerçekleştirilmesi Şekil 2.4'de verilmişti. Bu yapı kullanılarak bundan sonraki bölümlerde çeşitli analog devre uygulamaları gerçekleştirilecektir. Fakat bu uygulamaların doğru bir şekilde yapılabilmesi için CBTA aktif elemanın lineer çalışma koşulları, küçük işaretlerde hangi frekans bölgesinde çalışabildiği belirlenmelidir. Yani CBTA elemanın performansı incelenmelidir. Bunun için bu alt bölümde PSPICE devre benzetim programı kullanılarak çeşitli analizler gerçekleştirilmiştir. Bu analizlerde Ek 1'de verilen TSMC 0.25 μ m seviye-7 parametreleri kullanılmıştır. CMOS devresinin besleme gerilimleri ise ± 1.5 V'tur.

2.1.2.1 CBTA Elemanının Lineer Çalışma Koşullarının Belirlenmesi

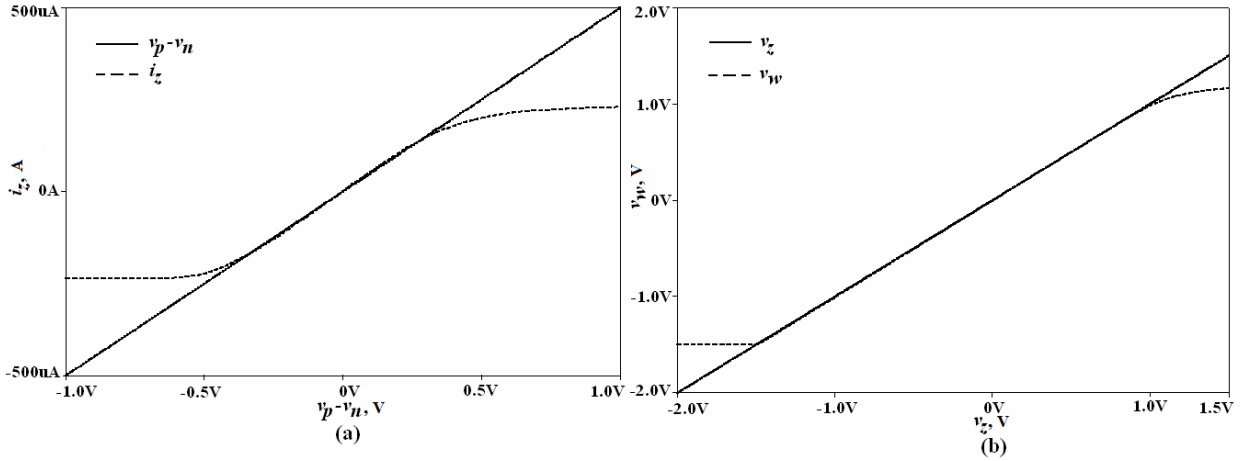
Aktif elemanlardan oluşan lineer bir devrenin kendisinden beklenen fonksiyonları tam olarak gerçekleyebilmesi için devre içindeki tüm aktif elemanların lineer olarak çalışması gerekmektedir. Devredeki herhangi bir aktif elemanın uçlarındaki akım ve gerilimlerin zamana bağlı değişimleri belli şartları sağlamaz ise, artık o eleman lineer olarak çalışamaz ve bu durumda devrenin çıkışındaki işaretler bozulmuş olarak, yani ancak yüksek distorsiyonlu olarak elde edilebilir (Acar ve Kuntman, 1996), (Acar ve Kuntman, 1999). Bu yüzden, lineer devrelerin girişine uygulanan işaretin genliği veya frekansı devredeki aktif elemanların lineer bölgeden çıkmayacağı şekilde seçilmelidir.

Bu alt bölümde, CBTA aktif elemanının hangi şartlar altında lineer bölgede çalıştığı, PSPICE devre analizi programı kullanılarak incelenmiştir. Bu amaçla daha önceki bazı çalışmalarda karşılaşılanlara benzer bir yol tutulmuştur (Sedef, 1993), (Özoğuz, 2000). CBTA aktif elemanının lineer çalışma bölgesini belirleyebilmek için Denklem (2.1)'de verilen tanım bağıntılarının hepsinin çalışma aralıklarının tespit edilmesi gerekmektedir. Tanım bağıntıları Denklem (2.5)'te tekrar verilmiştir.

$$i_z = g_m(v_p - v_n), v_w = v_z, i_p = i_w, i_n = -i_w \quad (2.5)$$

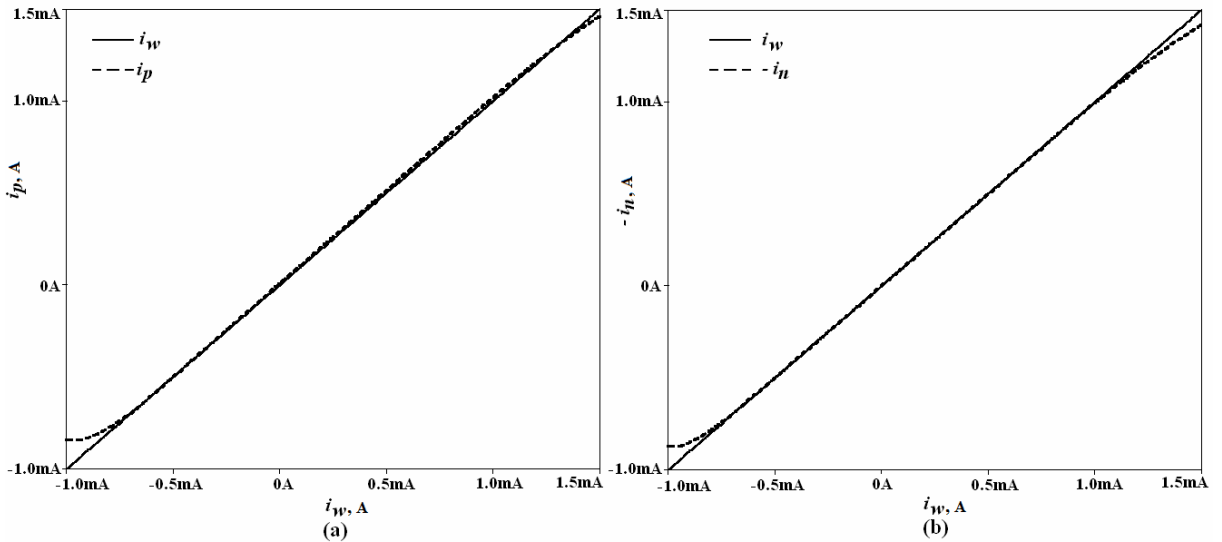
İlk olarak, $i_z = g_m(v_p - v_n)$ tanım bağıntısının lineer çalışma bölgesini belirlemek için CBTA elemanının p ve n girişleri arasına genliği $-1 \text{ V} \leq (v_p - v_n) \leq 1 \text{ V}$ aralığında değişen bir DC tarama gerilim uygulanmıştır. CBTA'nın z çıkış akımı, z ucunun gerilim değeri 0 V ve w ucuna $1 \text{ T}\Omega$ 'luk direnç bağlı iken ölçülmüştür. Elde edilen değişim Şekil 2.5a'da verilmiştir. Burada g_m değeri 0.5 mS olacak şekilde CMOS yapıdaki I_B akımı ayarlanmıştır. Bu test koşulları altında yapılan ölçümlerde CBTA'nın z ucuna ilişkin akım değerlerinin %1 hata payı ile $-200 \text{ }\mu\text{A} \leq i_z \leq 200 \text{ }\mu\text{A}$ aralığında lineer olarak değiştiği görülmüştür. Dolayısıyla bu g_m değeri için z akımının lineer olarak çalışabilmesi için $v_p - v_n$ geriliminin $-0.4 \text{ V} \leq v_p - v_n \leq 0.4 \text{ V}$ aralığında olması gerekmektedir.

İkinci olarak, $v_w = v_z$ tanım bağıntısının lineer çalışma bölgesini belirlemek için CBTA elemanının z ucuna gerilim değeri $-2 \text{ V} \leq v_z \leq 1.5 \text{ V}$ aralığında değişen bir DC tarama gerilim uygulanmıştır. CBTA'nın w çıkış gerilimi, p ve n uçlarının gerilim değerleri 0 V ve w ucuna $1 \text{ T}\Omega$ 'luk direnç bağlı iken ölçülmüştür. Elde edilen değişim Şekil 2.5b'de verilmiştir. Bu test koşulları altında yapılan ölçümlerde CBTA'nın w ucuna ilişkin gerilim değerlerinin %1 hata payı ile $-1.5 \text{ V} \leq v_w \leq 1 \text{ V}$ aralığında lineer olarak değiştiği görülmüştür.



Şekil 2.5 a) z çıkış akımına ilişkin DC transfer karakteristikleri. b) w çıkış gerilimine ilişkin DC transfer karakteristikleri.

Son olarak, $i_p = i_w$, $i_n = -i_w$ tanım bağıntılarının lineer çalışma bölgesini belirlemek için CBTA elemanının w ucuna akım değeri $-1 \text{ mA} \leq i_w \leq 1.5 \text{ mA}$ aralığında değişen bir DC tarama akımı uygulanmıştır. CBTA'nın p ve n akım değişimleri, p, n ve z uçlarının gerilim değerleri 0 V iken ölçülmüştür. p ve n uçlarının akım değişimleri sırasıyla Şekil 2.6a ve Şekil 2.6b'de verilmiştir. Bu test koşulları altında yapılan ölçümlerde CBTA'nın p ucuna ilişkin akım değerlerinin %1 hata payı ile $-750 \mu\text{A} \leq i_p \leq 1.3 \text{ mA}$ aralığında lineer olarak değiştiği görülmüştür. Aynı şekilde n ucuna ilişkin akım değerlerinin %1 hata payı ile $-750 \mu\text{A} \leq i_n \leq 1.1 \text{ mA}$ aralığında lineer olarak değiştiği görülmüştür.



Şekil 2.6 a) p uç akımına ilişkin DC transfer karakteristikleri. b) n uç akımına ilişkin DC transfer karakteristikleri.

CBTA elemanının doğrusal olarak çalıştığı bölgeleri belirlemek için yukarıda verilen analizler

yeterli değildir. Çünkü $i_z = g_m(v_p - v_n)$ tanım bağıntısı göz önüne alındığında, i_z akımı v_p ve v_n gerilimlerinin farkı ile ilişkilidir. Fakat $i_z = f(v_p - v_n)$ ’i incelemek yeterli değildir. Çünkü i_z akımının değişimini, i_w akımının değişimi ve v_z geriliminin değişimi de etkilemektedir. Dolayısıyla bu tanım bağıntısını incelerken i_w ve v_z ’de bağlı olduğu görülmektedir. Dolayısıyla CBTA elemanının tanım bağıntılarını Denklem (2.6)’da verilen fonksiyonlar şeklinde gösterebiliriz.

$$i_z = f_z((v_p - v_n), v_z, i_w), v_w = f_w(v_z, i_w, v_p, v_n), \quad (2.6a)$$

$$i_p = f_p(v_z, i_w, v_p, v_n), i_n = f_n(v_z, i_w, v_p, v_n) \quad (2.6b)$$

CBTA elemanının ilk tanım bağıntısı göz önüne alındığında, i_z akımının değişimi $v_p - v_n$ ’nin değişimine bağlı olduğuna göre, $v_p - v_n$ ’i bir değişken olarak alabiliriz. Dolayısıyla f_z fonksiyonunun lineer davrandığı bölgeyi belirlemek için üç değişkenli fonksiyonun değişimi incelenmelidir. Bu değişimin incelenmesini aynı anda yapmak zordur. Bundan dolayı bu inceleme, her seferinde bir değişken sabit tutularak diğer iki değişken için değişim incelenerek gerçekleştirilebilir. Dolayısıyla ilk tanım bağıntısı için iki farklı değişim grafiği elde edilecektir. Aynı inceleme CBTA elemanının diğer tanım bağıntıları için de gerçekleştirilmelidir. Dolayısıyla, Denklem (2.6)’da verilen fonksiyonların yerine Denklem (2.7)’de verilen iki boyutlu fonksiyonlar incelenmiştir.

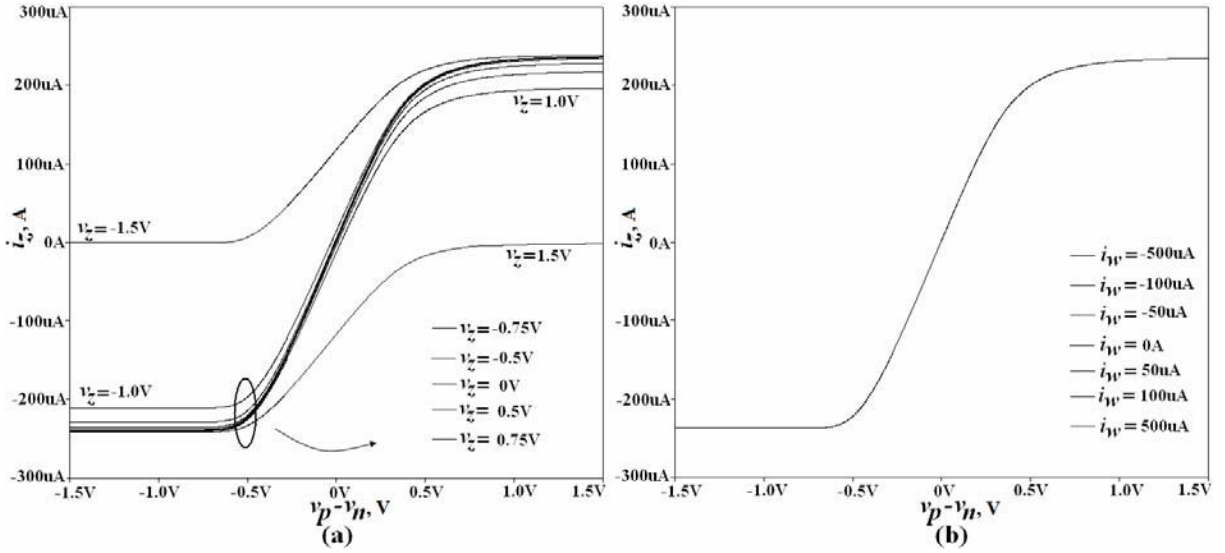
$$i_z = f_z((v_p - v_n), v_z, i_{w,sabit}), i_z = f_z((v_p - v_n), v_{z,sabit}, i_w) \quad (2.7a)$$

$$v_w = f_w(v_z, i_w, v_{p,sabit}, v_{n,sabit}), v_w = f_w(v_z, i_{w,sabit}, v_p, v_{n,sabit}), v_w = f_w(v_z, i_{w,sabit}, v_{p,sabit}, v_n) \quad (2.7b)$$

$$i_p = f_p(i_w, v_z, v_{p,sabit}, v_{n,sabit}), i_p = f_p(i_w, v_{z,sabit}, v_p, v_{n,sabit}), i_p = f_p(i_w, v_{z,sabit}, v_{p,sabit}, v_n) \quad (2.7c)$$

$$i_n = f_n(i_w, v_z, v_{p,sabit}, v_{n,sabit}), i_n = f_n(i_w, v_{z,sabit}, v_p, v_{n,sabit}), i_n = f_n(i_w, v_{z,sabit}, v_{p,sabit}, v_n) \quad (2.7d)$$

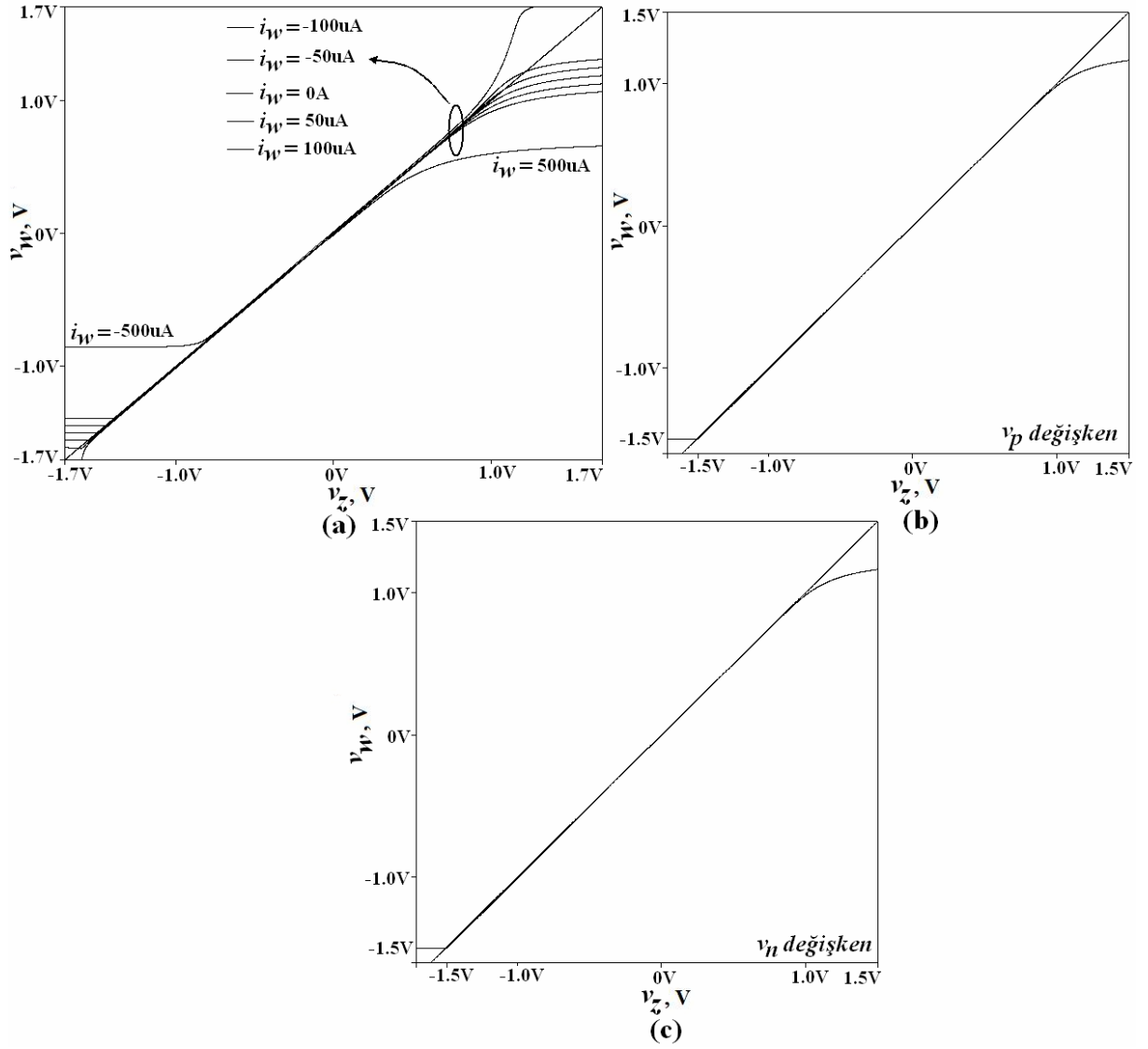
Bu inceleme sırasında, $i_z = f_z((v_p - v_n), v_z, i_{w,sabit})$ fonksiyonu için $i_{w,sabit}$ akımının değeri 0 A alınmıştır. v_z geriliminin bazı değerleri için, $i_z - (v_p - v_n)$ karakteristiği çıkarılarak bu fonksiyonun hangi aralılarda lineer olarak çalıştığı belirlenmiştir. Aynı şekilde $i_z = f_z((v_p - v_n), v_{z,sabit}, i_w)$ fonksiyonu için $v_{z,sabit}$ geriliminin değeri 0 V alınmıştır. i_w akımının bazı değerleri için $i_z - (v_p - v_n)$ karakteristiği çıkarılmıştır. Bu karakteristiği elde etmek için PSPICE programında DC tarama analizi işlemi gerçekleştirilmiştir. Denklem (2.7a)’daki inceleme sonucunda elde edilen karakteristikler Şekil 2.7’de verilmiştir.



Şekil 2.7 Denklem (2.7a)'daki fonksiyonun incelenmesi. a) $i_z-(v_p-v_n)$ karakteristiği (v_z değişken). b) $i_z-(v_p-v_n)$ karakteristiği (i_w değişken).

Şekil 2.7a incelendiğinde v_z geriliminin değişimine bağlı olarak $i_z-(v_p-v_n)$ karakteristiğinin de değiştiği görülmektedir. Şekil 2.5'te verilen analiz sonucuna göre i_z akımının lineer olarak çalışabilmesi için v_p-v_n geriliminin $-0.4 \text{ V} \leq v_p-v_n \leq 0.4 \text{ V}$ aralığında olması gerektiği görülmüştü. Şekil 2.7a incelendiğinde v_p-v_n 'nin bu aralığı için i_z akımının lineer olarak çalıştığı v_z gerilim aralığı %1 hata payı ile $-0.7 \text{ V} \leq v_z \leq 0.7 \text{ V}$ olarak tespit edilmiştir. Aynı zamanda i_z akımının değişimine bakıldığında, lineer olduğu aralığın Şekil 2.5'te elde edilen ile aynı olduğu görülmektedir. Şekil 2.7b de i_w akımının değişimine bağlı olarak karakteristikte bir değişim oluşmamaktadır.

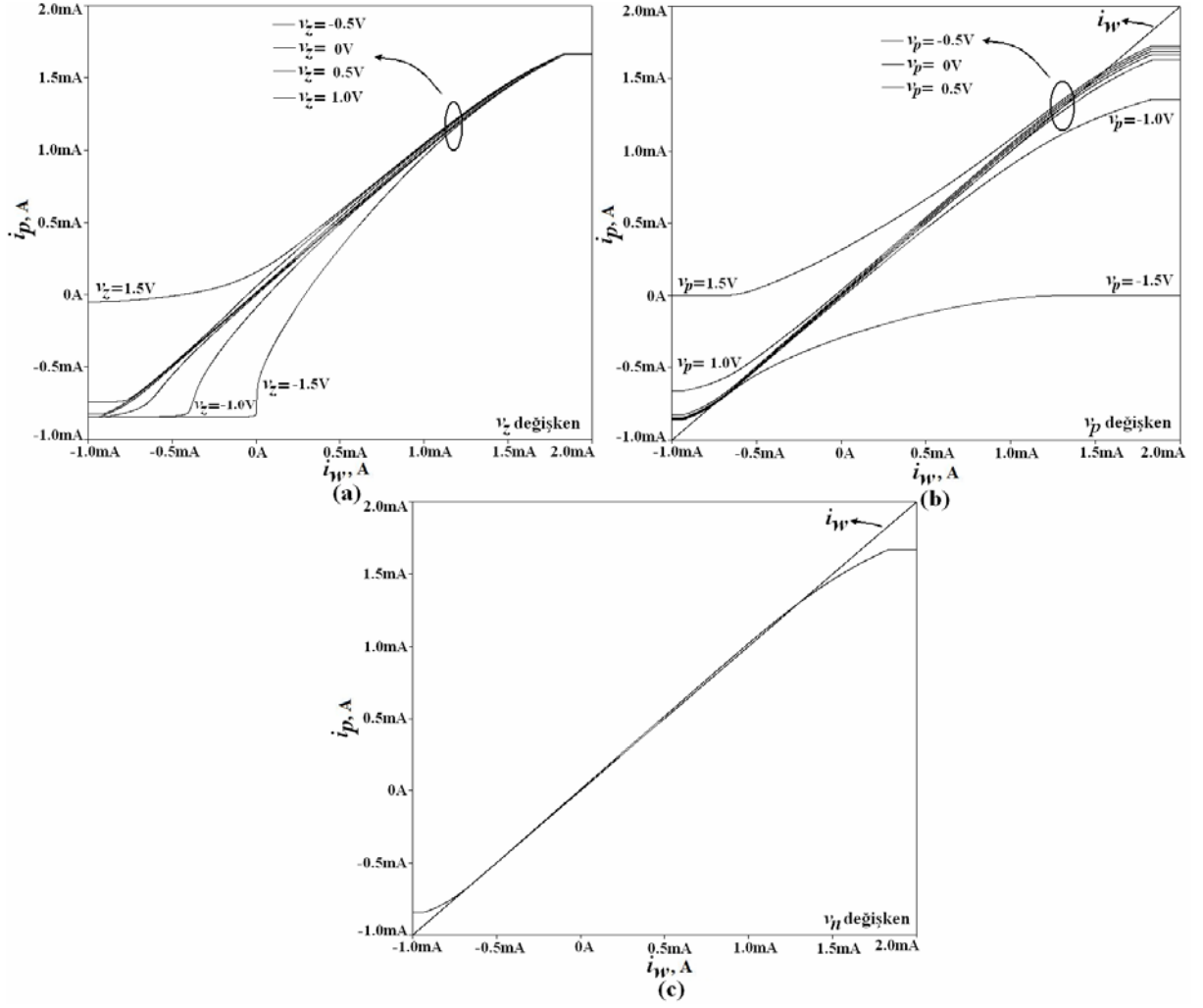
Denklem (2.7b)'deki fonksiyonların incelenebilmesi için her seferinde iki değişkenin değeri sabit alınmalıdır. Bu incelemede sabit olarak alınan değişkenlerin değerleri 0 alınmıştır. Bu inceleme sonucunda elde edilen karakteristikler Şekil 2.8'de verilmiştir.



Şekil 2.8 Denklem (2.7b)'deki fonksiyonun incelenmesi. a) v_w-v_z karakteristiği (i_w değişken). b) v_w-v_z karakteristiği (v_p değişken). c) v_w-v_z karakteristiği (v_n değişken).

Şekil 2.8a incelendiğinde farklı i_w akımlarına göre v_w-v_z karakteristiğinin değiştiği görülmektedir. CBTA'nın w ucundaki akımın $-300\mu A$ ile $300\mu A$ arasındaki değerleri için %1 hata payı ile v_w geriliminin lineer olarak çalıştığı aralık $-1V \leq v_w \leq 0.7V$ olarak tespit edilmiştir. Şekil 2.8b'de ve Şekil 2.8c'de ki karakteristiklerde sırasıyla v_p ve v_n değişken iken v_z-v_w karakteristiğinde bozulma oluşmamaktadır.

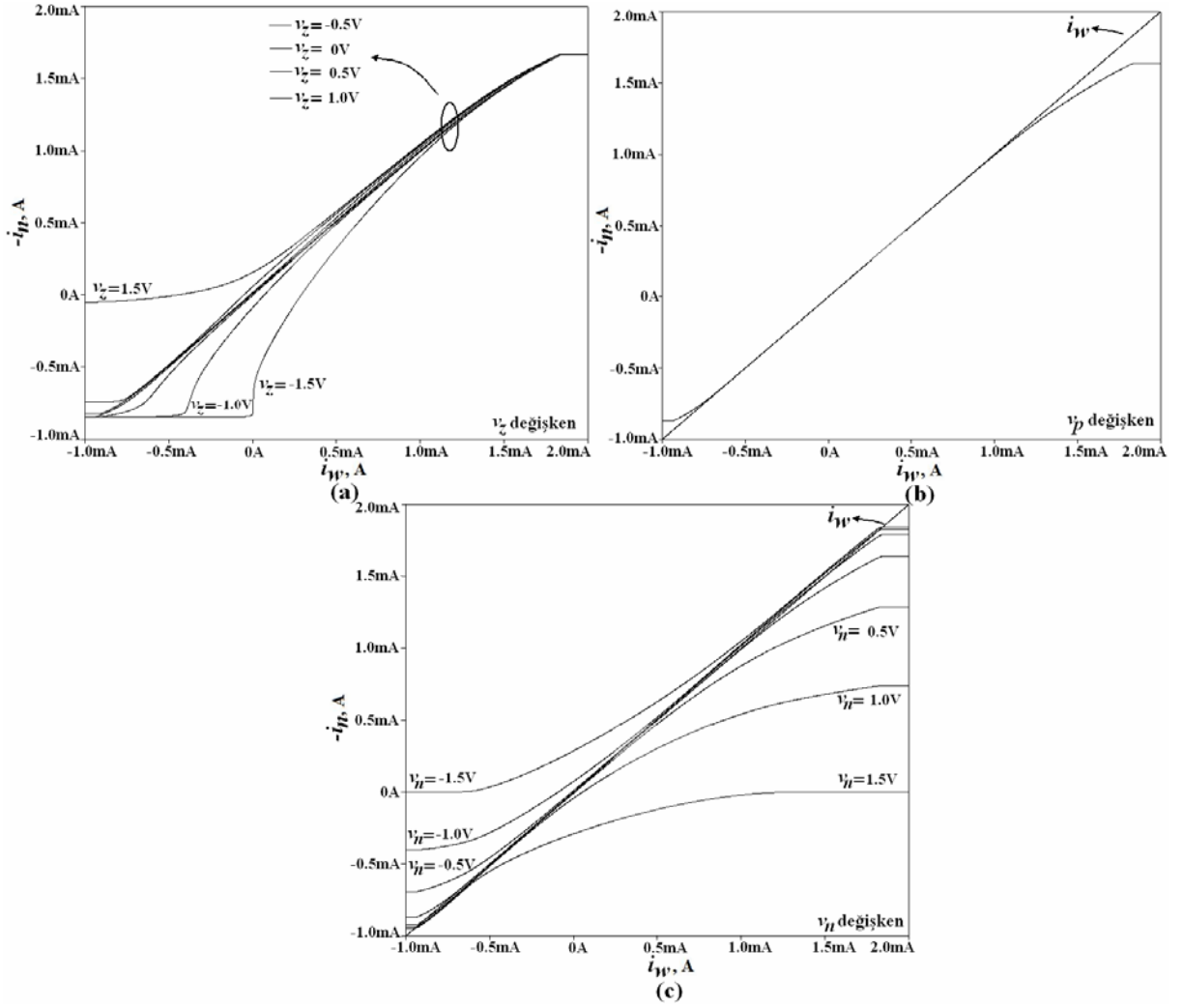
Denklem (2.7c) bağıntısına karşı gelen üç eğri ailesi yukarıda açıklandığı gibi elde edilmiş ve Şekil 2.9'da verilmiştir.



Şekil 2.9 Denklem (2.7c)'deki fonksiyonun incelenmesi. a) i_p-i_w karakteristiği (v_z değişken). b) i_p-i_w karakteristiği (v_p değişken). c) i_p-i_w karakteristiği (v_n değişken).

Şekil 2.9a'da farklı v_z gerilimleri için, i_p-i_w ilişkisi elde edilmiştir. Görüldüğü üzere z ucunun gerilimi değiştikçe i_p akımının lineerliği bozulmaktadır. İncelemeler sonucunda $-0.7 \text{ V} \leq v_z \leq 1 \text{ V}$ iken i_p akımının lineer olarak değiştiği aralık $-300 \mu\text{A} \leq i_p \leq 1.3 \text{ mA}$ olarak belirlenmiştir. Aynı şekilde Şekil 2.9b'de farklı v_p gerilimleri için i_p-i_w ilişkisi incelenmiştir ve v_p gerilimi değiştikçe i_p akımının lineerliğinin bozulduğu görülmektedir. İncelemeler sonucunda $-0.7 \text{ V} \leq v_p \leq 0.7 \text{ V}$ iken i_p akımının lineer olarak değiştiği aralık $-500 \mu\text{A} \leq i_p \leq 600 \mu\text{A}$ olarak belirlenmiştir. Şekil 2.9c'de farklı v_n gerilimleri için i_p-i_w ilişkisi incelenmiştir ve ilişkisinin v_n geriliminin değerine bağlı olmadığı açıkça görülmektedir.

Denklem (2.7d) bağıntısına karşı gelen üç eğri ailesi yukarıda açıklandığı gibi elde edilmiş ve Şekil 2.10'da verilmiştir.



Şekil 2.10 Denklem (2.7d)'deki fonksiyonun incelenmesi. a) i_n-i_w karakteristiği (v_z değişken). b) i_n-i_w karakteristiği (v_p değişken). c) i_n-i_w karakteristiği (v_n değişken).

Şekil 2.10a'da farklı v_z gerilimleri için, i_n-i_w ilişkisi elde edilmiştir ve Şekil 2.9a'daki değişim ile hemen hemen aynıdır ve incelemeler sonucunda $-0.7 V \leq v_z \leq 1 V$ iken i_n akımının lineer olarak değiştiği aralık $-300 \mu A \leq i_n \leq 1.1 mA$ olarak belirlenmiştir. Şekil 2.10b'de farklı v_p gerilimleri için i_n-i_w ilişkisi incelenmiştir ve ilişkisinin v_p geriliminin değerine bağlı olmadığı açıkça görülmektedir. Şekil 2.10c'de farklı v_n gerilimleri için i_n-i_w ilişkisi incelenmiştir ve v_n gerilimi değiştikçe i_n akımının lineerliğinin, v_p gerilimi değişken alındığında elde edilen i_p-i_w ilişkisine göre daha fazla bozulduğu görülmektedir. İncelemeler sonucunda $-0.5 V \leq v_n \leq 0.5 V$ iken i_n akımının lineer olarak değiştiği aralık $-300 \mu A \leq i_n \leq 400 \mu A$ olarak belirlenmiştir.

Yapılan analizler sonucunda CBTA'nın uç gerilim ve akımları için elde edilen lineer çalışma aralıklarının kesişimleri alındığında, sinüzoidal işaretlerin maksimum simetrik salınımlar yapması göz önünde tutularak, Eşitsizlik (2.8a)-Eşitsizlik (2.8d)'de verilen doyma sınır

değerleri elde edilir.

$$|i_z| \leq 200 \mu\text{A}, |v_z| \leq 0.7 \text{ V} \quad (2.8a)$$

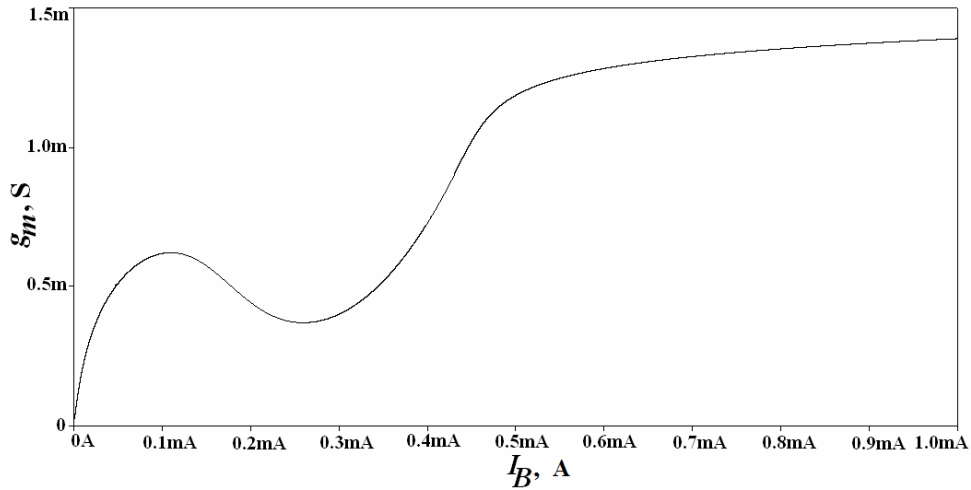
$$|i_w| \leq 300 \mu\text{A}, |v_w| \leq 0.7 \text{ V} \quad (2.8b)$$

$$|i_p| \leq 300 \mu\text{A}, |v_p| \leq 0.4 \text{ V} \quad (2.8c)$$

$$|i_n| \leq 300 \mu\text{A}, |v_n| \leq 0.4 \text{ V} \quad (2.8d)$$

Sonuç olarak, Denklem (2.12)'de belirlenen doyma sınırları içinde kalmak koşulu ile CBTA elemanının lineer olarak çalıştığı anlaşılmıştır.

Şekil 2.4'te verilen CMOS tranzistörler ile gerçekleştirilmiş CBTA elemanının çalışma koşulları belirlenirken, I_B akımı ile g_m geçiş-iletkenliğinin değişimi de mutlaka incelenmelidir. CBTA elemanının g_m değerinin I_B akımı ile nasıl değiştiğini belirleyebilmek için CBTA elemanının p ve n uçları arasına 100 mV genlikli DC gerilim kaynağı bağlanmıştır ve z ucu kısa devre yapılarak I_B akımı 1 μA ile 1 mA arasında değiştirilmiştir. Bu şartlar altında i_z akımının değişimi incelenmiştir. CBTA'nın g_m geçiş-iletkenliği, $g_m = i_z / (v_p - v_n)$ olduğuna göre PSPICE benzetim programında i_z akımı 100 mV'a bölünerek g_m değerinin I_B akımı ile değişimi elde edilmiştir. PSPICE programında DC tarama işlemi sonuçları Şekil 2.11'de verilmiştir.



Şekil 2.11 I_B akımı ile g_m değerinin değişimi.

Şekil 2.11'de görüldüğü üzere I_B akımı ile g_m 'nin değişimi lineer değildir. Literatürde OTA yapılarında g_m değerinin lineerleştirilmesi ile ilgili birçok çalışma mevcuttur. Öte yandan, böyle bir inceleme bu tezin kapsamının dışındadır. Bu tezde önerilecek olan, CBTA elemanı

ile gerçekleştirilmiş, analog devrelerde çeşitli g_m değerleri için belirlenmiş olan I_B akım değerleri kullanılarak benzetimler gerçekleştirilecektir. Çizelge 2.2’de bazı I_B akım değerleri için belirlenen g_m değerleri verilmiştir.

Çizelge 2.2 I_B akımına bağlı olarak elde edilen g_m değerleri

I_B	g_m	I_B	g_m
1 μA	28.2 μS	48 μA	500 μS
5 μA	122 μS	83 μA	600 μS
10 μA	210 μS	400 μA	750 μS
13 μA	250 μS	430 μA	900 μS
20 μA	330 μS	447 μA	1000 μS
29 μA	400 μS	508 μA	1200 μS

2.1.2.2 CBTA Elemanının Küçük İşaretlerde AC Analizi

Bu alt bölümde, Şekil 2.4’de verilen CMOS CBTA devresinin AC şartlarda davranışı incelenmiştir ve frekans karakteristikleri çıkartılmıştır.

İlk olarak Denklem (2.2)’de verilen ideal olmayan CBTA tanım bağıntılarının frekansa göre değişimleri incelenmiştir. Bu inceleme sonucunda CBTA’nın akım, gerilim ve geçiş-iletkenliği izleme hataları ve bu hataların köşe frekans değerleri bulunmuştur.

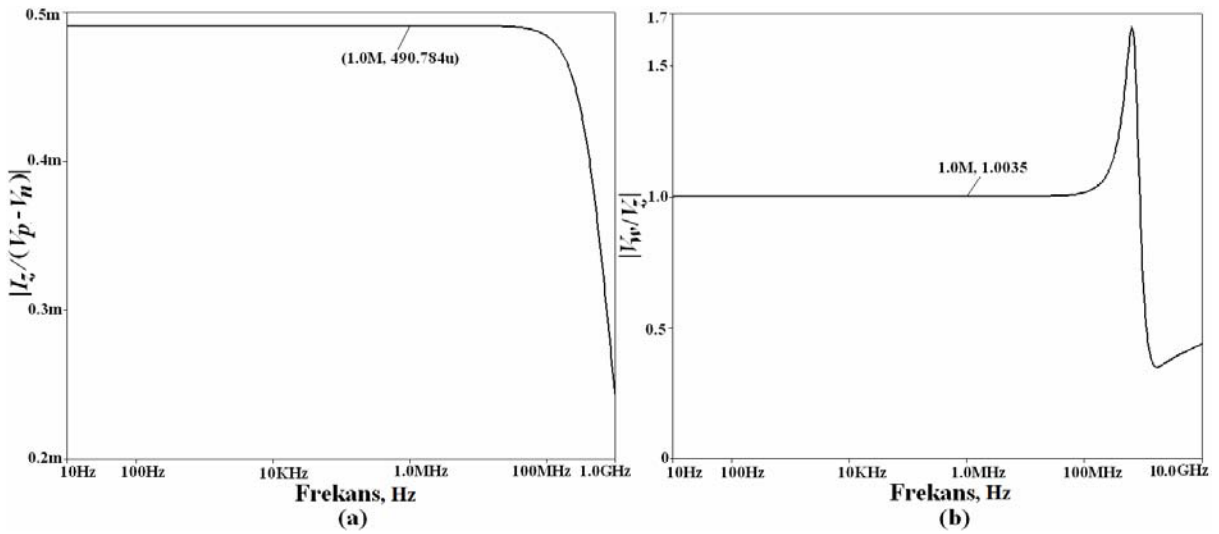
CBTA elemanının ideal olmayan $I_z = g_m(s)(V_p - V_n)$ tanım bağıntısının frekansa göre değişimini incelemek için CBTA’nın p ve n uçları arasına gerilim değeri 100 mV olan ve frekansı 10 Hz ile 1 GHz arasında değişen bir AC tarama gerilimi uygulanmıştır. z ucunun gerilimi 0 V yapılarak i_z akımının frekansa göre değişimi incelenmiştir. Elde edilen $|g_m(s)| = |I_z / (V_p - V_n)|$ transfer fonksiyonunun genlik-frekans karakteristiği Şekil 2.12a’da verilmiştir. Burada g_m değeri 0.5 mS olacak şekilde ayarlanmıştır. Bu değer CBTA’nın ideal olmayan tanım bağıntılarında DC şartlardaki geçiş iletkenliği g_o değerine karşılık gelmektedir.

İdeal olmayan geçiş-iletkenliği ifadesi, $g_m(s) = g_o \frac{\omega_{gm}(1 - \varepsilon_{gm})}{(s + \omega_{gm})}$ olduğuna göre, $s=0$ iken yani

girişe DC gerilim uygulandığında $g_m = g_o(1 - \varepsilon_{gm})$ olmaktadır. Bu durumda elde edilen geçiş-iletkenliği izleme hatası $\varepsilon_{gm} = 0.0184$ olmaktadır. Şekil 2.12a’da verilen sonuçlara göre

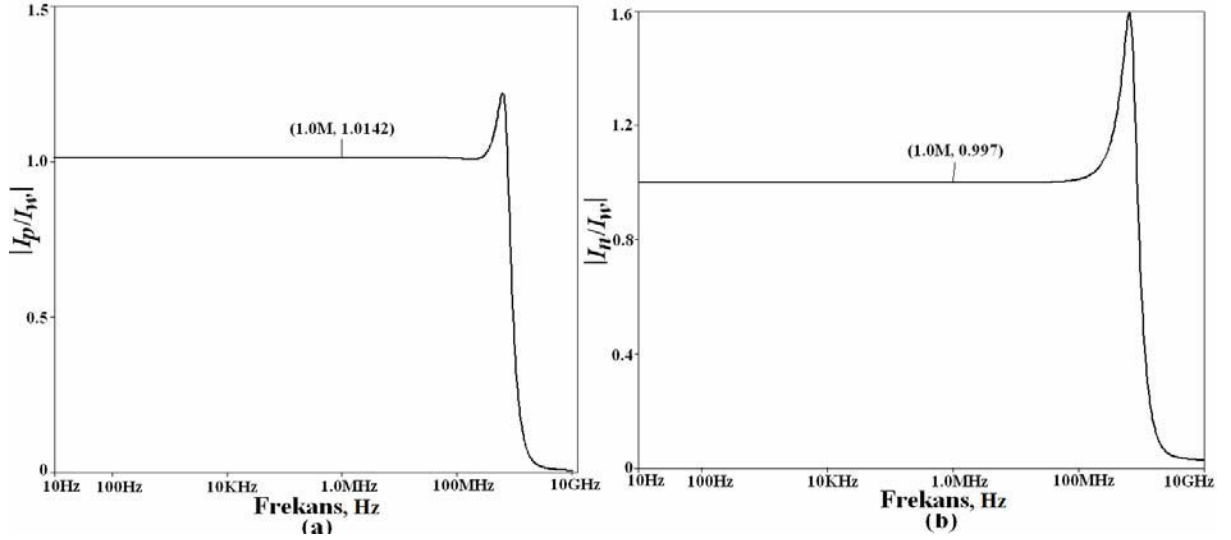
elde edilen köşe frekansı değeri ise $\omega_{gm} \cong 3700$ Mrad/s olmaktadır.

CBTA elemanının $V_w = \mu_w(s)V_z$ tanım bağıntısının frekansa göre değişimini incelemek için CBTA'nın z ucuna gerilim değeri 100 mV olan ve frekansı 10 Hz ile 10 GHz arasında değişen bir AC tarama gerilimi uygulanmıştır. CBTA'nın w ucuna 1 T Ω 'luk bir direnç bağlanarak v_w geriliminin frekansa göre değişimi incelenmiştir. Elde edilen $|\mu_w(s)| = |V_w/V_z|$ transfer fonksiyonunun genlik-frekans karakteristiği Şekil 2.12b'de verilmiştir. CBTA elemanının gerilim izleme hatası $\varepsilon_w = -0.035$ olarak hesaplanmıştır. Köşe frekansı değeri ise $\omega_w \cong 3960$ Mrad/s olmaktadır.



Şekil 2.12 CBTA elemanının genlik-frekans karakteristikleri. a) $|g_m(s)| = |I_z/(V_p - V_n)|$ - frekans karakteristiği. b) $|\mu_w(s)| = |V_w/V_z|$ - frekans karakteristiği.

CBTA elemanının $I_p = \alpha_p(s)I_w$ tanım bağıntısının frekansa göre değişimini incelemek için CBTA'nın w ucuna akım değeri 100 μ A olan ve frekansı 10 Hz ile 10 GHz arasında değişen bir AC tarama akımı uygulanmıştır. CBTA'nın p ucunun gerilimi 0V yapılarak i_p akımının frekansa göre değişimi incelenmiştir. Elde edilen $|\alpha_p| = |I_p/I_w|$ transfer fonksiyonunun genlik-frekans karakteristiği Şekil 2.13a'da verilmiştir. Aynı şekilde, $I_n = -\alpha_n(s)I_w$ tanım bağıntısının frekansa göre değişimini incelenmiştir ve elde edilen $|\alpha_n| = |I_n/I_w|$ transfer fonksiyonunun genlik-frekans karakteristiği Şekil 2.13b'de verilmiştir. Benzetim sonuçlarına göre, p ve n uçlarına ilişkin akım izleme hataları $\varepsilon_p = -0.0142$, $\varepsilon_n = 0.03$ olarak bulunmuştur. Köşe frekans değerleri ise $\omega_p \cong 5020$ Mrad/s ve $\omega_n \cong 5150$ Mrad/s olmaktadır.



Şekil 2.13 CBTA elemanın genlik-frekans karakteristikleri. a) $|\alpha_n| = |I_n / I_w|$ –frekans karakteristiği. b) $|\alpha_p| = |I_p / I_w|$ –frekans karakteristiği.

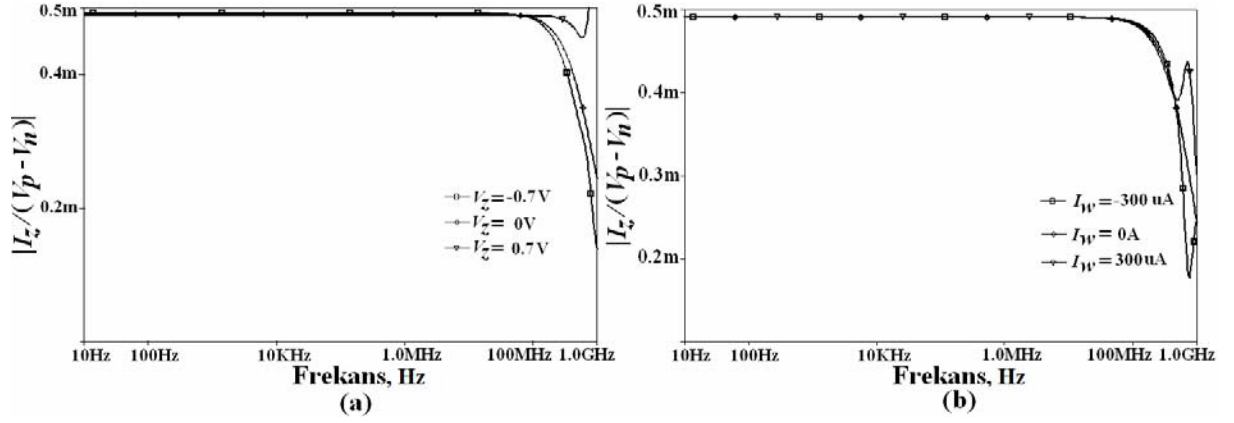
CBTA elemanın hesaplanan gerilim, akım ve geçiş-iletkenliği izleme hataları ve köşe frekansı değerleri Denklem (2.9)’da tekrar verilmiştir.

$$\varepsilon_{gm} = 0.0184, \varepsilon_w = -0.035, \varepsilon_p = -0.0142, \varepsilon_n = 0.03 \quad (2.9a)$$

$$\omega_{gm} \cong 3700 \text{ Mrad/s}, \omega_w \cong 3960 \text{ Mrad/s}, \omega_p \cong 5020 \text{ Mrad/s}, \omega_n \cong 5150 \text{ Mrad/s} \quad (2.9b)$$

CBTA elemanın lineer çalışma koşullarının belirlenmesi sırasında, CBTA’nın tanım bağıntılarında farklı değişkenler sabit alınarak tanım bağıntılarının DC şartlarda nasıl değiştiği PSPICE benzetimleri gerçekleştirilerek incelenmiştir. Aynı işlemler CBTA’nın küçük işaretlerdeki AC davranışını belirlemek için de gerçekleştirilmelidir.

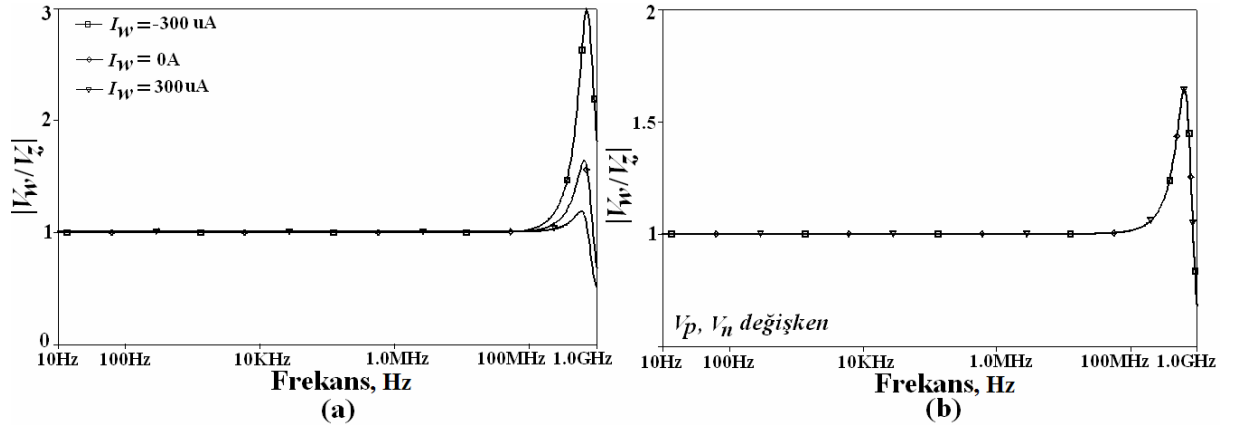
İlk olarak $I_z = g_m(s)(V_p - V_n)$ tanım bağıntısı için $I_z = f_z((V_p - V_n), V_z, I_{w,sabit})$ ve $I_z = f_z((V_p - V_n), V_{z,sabit}, I_w)$ değişimleri incelenmiştir. PSPICE benzetimleri sonucunda Şekil 2.14’de verilen değişimler elde edilmiştir. Benzetimler sırasında uygulanacak maksimum gerilim ve akım değerleri için CBTA’nın belirlenen lineer çalışma koşulları göz önünde tutulmuştur.



Şekil 2.14 a) $I_z = f_z((V_p - V_n), V_z, I_{w,sabit})$ değişimi. b) $I_z = f_z((V_p - V_n), V_{z,sabit}, I_w)$ değişimi.

Şekil 2.14'den görüleceği üzere V_z sabit veya I_w sabit alındığında geçiş-iletkenliği izleme hatası ε_{gm} 'de ihmal edilebilir düzeyde farklılık vardır. Fakat, köşe frekansı değeri ω_{gm} incelendiğinde belirgin bir farklılık söz konusudur. Köşe frekansı değeri; I_w sabit, $V_z = -0.7$ V iken $\omega_{gm} \cong 2950$ Mrad/s ve V_z sabit, $I_w = -300$ μ A iken $\omega_{gm} \cong 3330$ Mrad/s bulunmuştur.

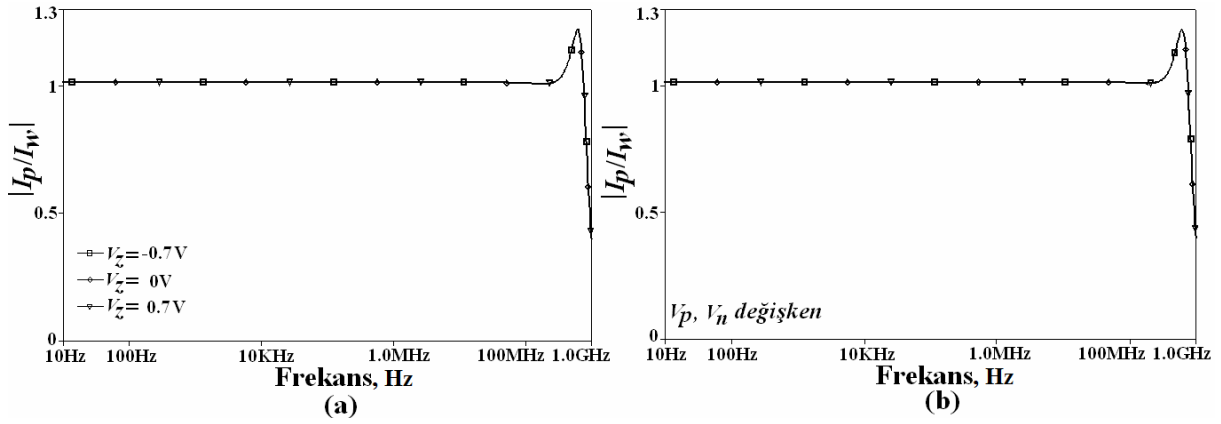
İkinci olarak, CBTA elemanının $V_w = \mu_w(s)V_z$ tanım bağıntısı için $V_w = f_w(V_z, I_w, V_{p,sabit}, V_{n,sabit})$, $V_w = f_w(V_z, I_{w,sabit}, V_p, V_{n,sabit})$ ve $V_w = f_w(V_z, I_{w,sabit}, V_{p,sabit}, V_n)$ değişimleri incelenmiştir. PSPICE benzetimleri sonucunda Şekil 2.15'de verilen değişimler elde edilmiştir.



Şekil 2.15 a) $V_w = f_w(V_z, I_w, V_{p,sabit}, V_{n,sabit})$ değişimi. b) $V_w = f_w(V_z, I_{w,sabit}, V_p, V_{n,sabit})$ ve $V_w = f_w(V_z, I_{w,sabit}, V_{p,sabit}, V_n)$ değişimi.

Şekil 2.15 ile verilen sonuçlardan görüleceği üzere I_w , V_p ve V_n 'nin değişimlerine bağlı olarak izleme hatalarının değişmediği görülmektedir. Fakat I_w 'nin değişimine bağlı olarak köşe frekansı değeri değişmektedir. Ama bu değişim CBTA'nın maksimum çalışma frekansını değiştirmemektedir. Çünkü yapılan incelemeler sonucunda minimum frekansı belirleyen tanım bağıntısının $I_z = g_m(s)(V_p - V_n)$ olduğu görülmüştür.

Üçüncü olarak, CBTA elemanının $I_p = \alpha_p(s)I_w$ tanım bağıntı için $I_p = f_p(I_w, V_z, V_{p,sabit}, V_{n,sabit})$, $I_p = f_p(I_w, V_{z,sabit}, V_p, V_{n,sabit})$ ve $I_p = f_p(I_w, V_{z,sabit}, V_{p,sabit}, V_n)$ değişimleri incelenmiştir. PSPICE benzetimleri sonucunda Şekil 2.16'da verilen değişimler elde edilmiştir.



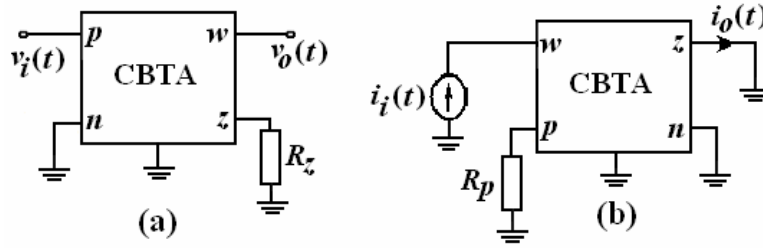
Şekil 2.16 a) $I_p = f_p(I_w, V_z, V_{p,sabit}, V_{n,sabit})$ değişimi. b) $I_p = f_p(I_w, V_{z,sabit}, V_p, V_{n,sabit})$ ve $I_p = f_p(I_w, V_{z,sabit}, V_{p,sabit}, V_n)$ değişimi.

Şekil 2.16'dan görüleceği üzere V_z , V_p ve V_n 'nin değişimleri izleme hatasını ve köşe frekansı değerini değiştirmemektedir.

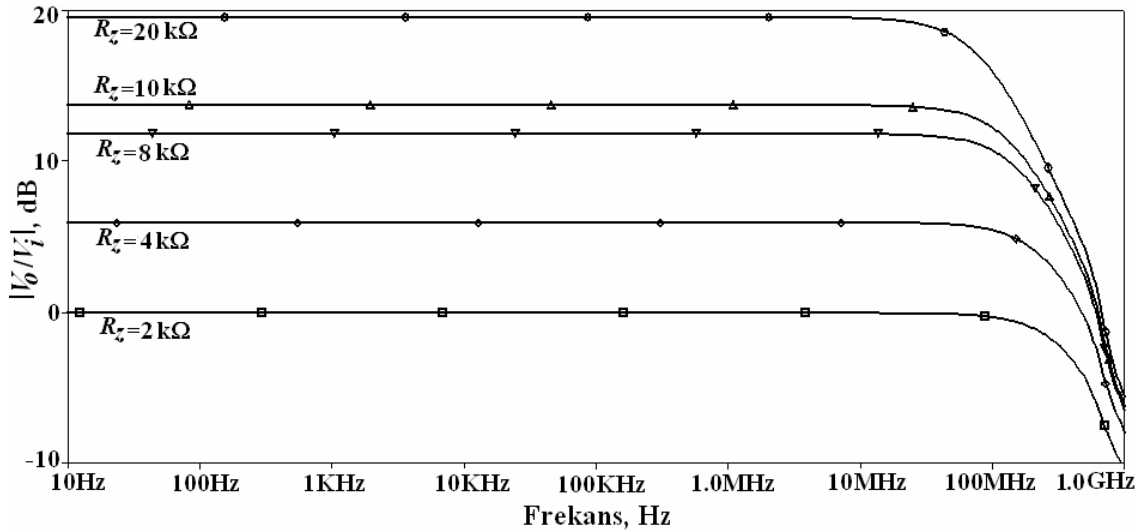
Son olarak, $I_n = -\alpha_n(s)I_w$ tanım bağıntısı için de aynı incelemeler gerçekleştirilmiş ve Şekil 2.16'da verildiği gibi V_z , V_p ve V_n 'nin değişimleri ile izleme hatasının ve köşe frekansının değişmediği görülmüştür.

Yukarıda yapılan tüm incelemeler sonucunda elde edilen köşe frekans değerleri göz önüne alındığında CBTA elemanının çalışabileceği maksimum frekans değeri $f_{\max} = \min\{f_p, f_n, f_{gm}, f_{\mu}\} \cong 470$ MHz olarak belirlenmiştir.

CBTA elemanının AC analiz incelemesi için ayrıca Şekil 2.17a ve Şekil 2.17b ile verilen gerilim ve akım kuvvetlendirici devreleri kullanılacaktır. Şekil 2.17a'da verilen gerilim kuvvetlendirici devresinin çıkış gerilimi, $v_o(t) = g_m R_z v_i(t)$ olmaktadır. $g_m = 0.5$ mS için R_z direncinin 2 k Ω , 4 k Ω , 8 k Ω , 10 k Ω , 20k Ω değerleri için v_p girişine genliği 100 mV olan ve frekansı 10 Hz ile 1 GHz arasında değişen bir AC tarama gerilimi uygulanmıştır. Bu test koşulları altında V_o / V_i gerilim transfer fonksiyonlarına ilişkin genlik-frekans karakteristikleri elde edilmiştir ve sonuçlar Şekil 2.18'de verilmiştir.



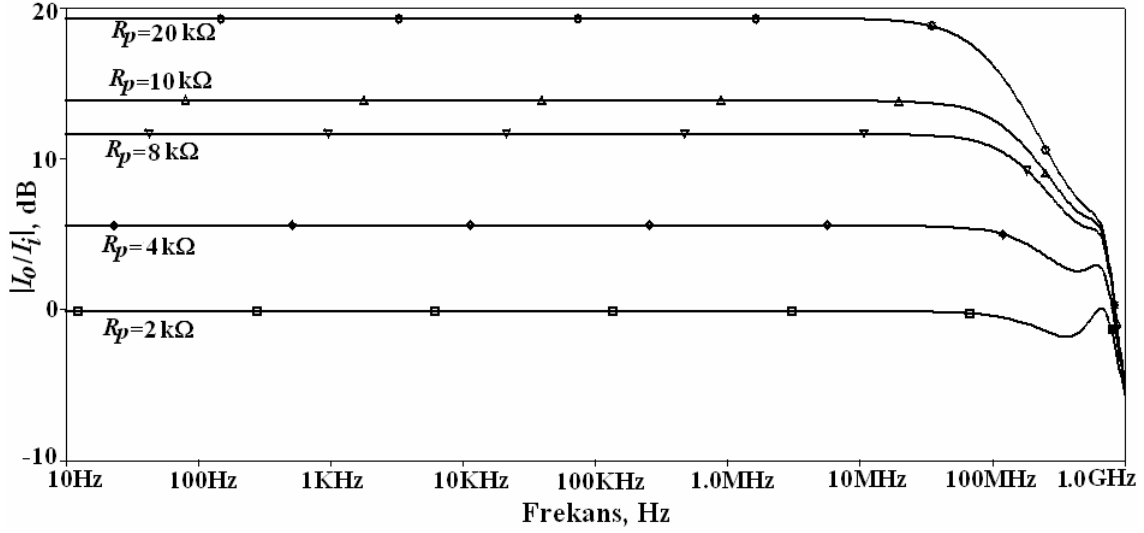
Şekil 2.17 a) Gerilim kuvvetlendirici devresi. b) Akım kuvvetlendirici devresi.



Şekil 2.18 Gerilim kuvvetlendirici devresinin transfer fonksiyonunun genlik-frekans karakteristiği.

Şekil 2.17b'de verilen akım kuvvetlendirici devresinin çıkış akım ifadesi, $i_o(t) = g_m R_p i_i(t)$ olmaktadır. $g_m = 0.5$ mS için R_p direncinin 2 k Ω , 4 k Ω , 8 k Ω , 10 k Ω , 20k Ω değerleri için i_w girişine genliği 100 μ A olan ve frekansı 10 Hz ile 1 GHz arasında değişen bir AC tarama akımı uygulanmıştır. Bu test koşulları altında I_o / I_i akım transfer fonksiyonlarına ilişkin genlik-frekans karakteristikleri elde edilmiştir ve sonuçlar Şekil 2.19'da verilmiştir.

Bu analizler sonucunda elde edilen gerilim ve akım kazanç değerleri ve köşe frekansı değerleri Çizelge 2.3’de verilmiştir. Burada gerilim ve akım kuvvetlendirici devrelerinin köşe frekansları sırasıyla f_{vc} ve f_{ic} ile gösterilmiştir.



Şekil 2.19 Akım kuvvetlendirici devresinin transfer fonksiyonunun genlik-frekans karakteristiği.

Çizelge 2.3 Gerilim ve akım kuvvetlendirici devrelerinin kazanç ve köşe frekansı değerleri

Gerilim Kuvvetlendirici			Akım Kuvvetlendirici		
R_Z (k Ω)	$(\frac{V_o}{V_i})$, dB	f_{vc} , MHz	R_p (k Ω)	$(\frac{I_o}{I_i})$, dB	f_{ic} , MHz
2	-0.06	390	2	-0.07	390
4	5.92	288	4	5.63	350
8	11.85	185	8	11.72	210
10	13.75	155	10	13.91	172
20	19.55	90	20	19.32	100

Gerilim ve akım kuvvetlendirici devreleri için gerçekleştirilen benzetimler sonucunda Çizelge 2.3’den görüleceği üzere kazanç band genişliği çarpımı sabit değildir. Bu özellik, akım modlu devrelerin gerilim modlu devrelere göre önemli avantajlarından birisidir.

2.1.2.3 CBTA Elemanının Parazitik Kapasite ve Direnç Değerlerinin Belirlenmesi

CBTA elemanının Şekil 2.3’de verilen kayıplı eşdeğer devre modelindeki parazitik kapasite ve direnç değerleri belirlenmelidir.

İlk olarak, CBTA’nın p ucuna ilişkin parazitik kapasite ve direnç değerlerinin belirleyebilmek için p ucuna frekans değeri 10 Hz ile 1 GHz arasında değişen bir gerilim kaynağı uygulanmıştır. CBTA’nın z ve w uçları toprağa bağlanmıştır. Bu durum için $V_p / I_p = Z_p = (R_p // C_p)$ transfer empedans fonksiyonunun frekansla değişimi incelenmiştir. Düşük frekanslar için elde edilen empedans değeri R_p direncine eşittir. Parazitik kapasite değerini hesaplayabilmek için genlik-frekans karakteristiğinin genlik değerinin -3 dB düştüğü f_p köşe frekansı belirlenir. Parazitik kapasite değeri $C_p = 1 / 2\pi f_p R_p$ eşitliği ile hesaplanır. Aynı şekilde CBTA’nın n , z ve w uçları için de analizler gerçekleştirilmiştir. Elde edilen parazitik kapasite ve direnç değerleri Çizelge 2.4’de verilmiştir.

Çizelge 2.4 CBTA elemanının parazitik kapasite ve direnç değerleri

Parazitik Kapasite ve Dirençler	Değerleri
R_p	53 k Ω
R_n	67 k Ω
R_z	403 k Ω
R_w	19.6 Ω
C_p	75 fF
C_n	990 fF
C_z	430 fF

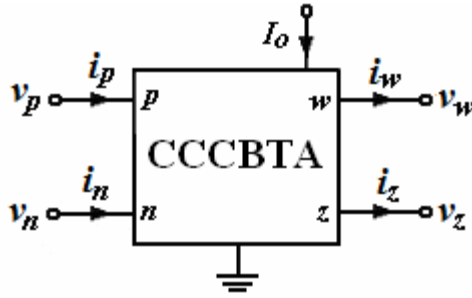
2.2 Akım Kontrolü Akım Geriyönlü Geçiş-İletkenliği Kuvvetlendiricisi (CCCBTA)

Bu tezde önerilen CBTA aktif elemanı temel alınarak, akım kontrollü ve çok çıkışlı CBTA elemanları türetilmiş ve bu aktif eleman yapıları ile çeşitli analog devre yapıları gerçekleştirilmiştir. Bu alt bölümde Akım Kontrollü Akım Geriyönlü Geçiş-İletkenliği Kuvvetlendiricisi (Current Controlled Current Backward Transconductance Amplifier-CCCBTA) elemanının tanım bağıntıları ve devre sembolü verilecektir.

İkinci kuşak akım taşıyıcı aktif elemanının elektronik olarak kontrol edilebilmesini sağlamak

için Fabre vd., akım kontrollü akım taşıyıcısını 1996 yılında sunmuşlardır (Fabre vd., 1996). Bu tezde, bu yapı temel alınarak CCCBTA elemanı oluşturulmuştur. CCCBTA elemanının sembolü Şekil 2.20’de ve ideal tanım bağıntıları Denklem (2.10)’da verilmiştir.

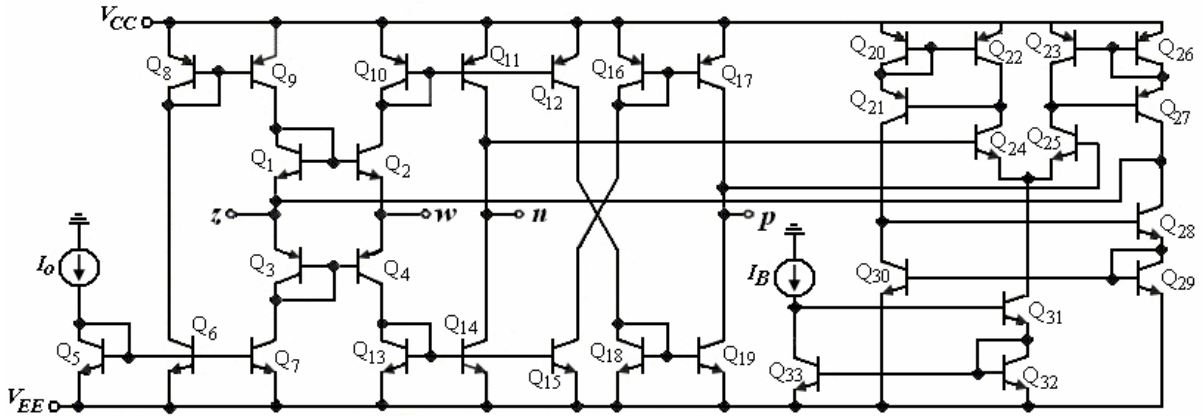
$$\begin{bmatrix} i_z \\ v_w \\ i_p \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & g_m & -g_m \\ 1 & R_w & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_z \\ i_w \\ v_p \\ v_n \end{bmatrix} \quad (2.10)$$



Şekil 2.20 Akım kontrollü akım geri yönlü geçiş-iletkenliği kuvvetlendiricisi elemanının sembolü.

İdeal CCCBTA için z ucundaki giriş empedansı sonsuz olup w ucundaki giriş empedansı R_w ’dir. R_w direnci, CCCBTA’nın parazitik giriş empedansıdır ve bu direnç CCCBTA’nın kutuplama akımının değiştirilmesi ile istenilen şekilde ayarlanabilir. z ucundan görülen çıkış empedansı ideal durumda sonsuzdur.

CCCBTA elemanının BJT tranzistörler ile olası bir gerçekleştirilmesi Şekil 2.21’de verilmiştir. BJT devre yapısı, OTA elemanı (Jongkustidchai vd., 2007) ve DO-CCCII elemanının (Minaei vd., 2001) uygun bir şekilde birleştirilmesiyle elde edilmiştir.



Şekil 2.21 CCCBTA aktif elemanının BJT tranzistörler ile gerçekleştirilmesi.

Şekil 2.21’de verilen CCCBTA elemanının BJT gerçekleştirilmesinde Q_{20} - Q_{33} arasındaki tranzistörler ile $i_z = g_m(v_p - v_n)$ tanım bağıntısı elde edilir. Burada g_m , geçiş-iletkenliği değeridir ve devredeki eşitliği Denklem (2.11)’de verilmiştir.

$$g_m = I_B / 2V_T \quad (2.11)$$

Q_1 - Q_{19} tranzistörleri ile devrenin akım taşıyıcı kısmı ve w ucundaki parazitik direnç kontrolü gerçekleştirilir. Bu devre yapısından parazitik direnç R_w , $i_w(t) \ll I_o$ için Denklem (2.12)’deki gibi elde edilir.

$$R_w = \frac{kT/q}{2I_o} = \frac{V_T}{2I_o} \quad (2.12)$$

Burada, k Boltzmann sabiti, T mutlak sıcaklık, q elektron yükü ve $V_T = kT/q$ ısıl gerilim olup 27°C ’de 25.8 mV’tur. Böylece Denklem (2.12)’den görülebileceği gibi R_w parazitik direnci CCCBTA’nın kutuplama akımı I_o ’a bağlıdır.

İdeal olmayan etkiler gözönüne alınırsa CCCBTA’nın uç denklemleri, Denklem (2.13) gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} I_z \\ V_w \\ I_p \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & g_m(s) & -g_m(s) \\ \mu_w(s) & R_w & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_p(s) & 0 & 0 \\ 0 & -\alpha_n(s) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_z \\ I_w \\ V_p \\ V_n \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

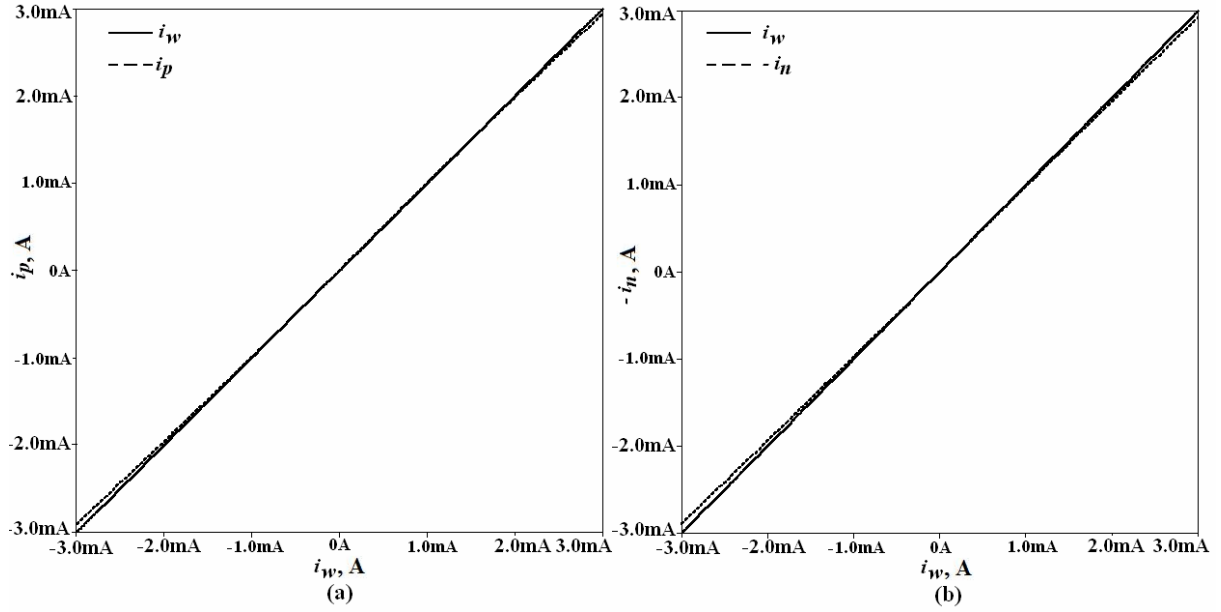
Burada $\alpha_p(s)$, $\alpha_n(s)$ ve $\mu_w(s)$ sırasıyla CCCBTA elemanının ideal olmayan ve frekansa bağlı birim akım ve gerilim kazançlarıdır ve tanımları CBTA elemanı ile aynıdır.

2.2.1 CCCBTA Elemanının Lineer Çalışma Koşullarının Belirlenmesi

Bu alt bölümde, CCCBTA elemanının lineer olarak çalıştığı bölge belirlenmiştir. CBTA aktif elemanı için yapılan analizler Şekil 2.21’de verilen BJT’li devre için de gerçekleştirilmiştir. PSPICE programında yapılan analizlerde Ek 2’de verilen AT&T firmasının NR100N ve PR100N BJT tranzistör parametreleri kullanılmıştır. Şekil 2.21’deki BJT’li devrenin besleme gerilimleri ise ± 2.5 V’tur.

İlk olarak, $i_p = i_w$, $i_n = -i_w$ tanım bağıntılarının lineer çalışma bölgesini belirlemek için CCCBTA elemanının w ucuna değeri $-3 \text{ mA} \leq i_w \leq 3 \text{ mA}$ aralığında değişen bir DC tarama

akımı uygulanmıştır. CCCBTA'nın p ve n akım değişimleri, p , n ve z uçlarının gerilim değerleri 0V iken ölçülmüştür. p ve n uçlarının akım değişimleri sırasıyla Şekil 2.22a ve Şekil 2.22b'de verilmiştir. Bu test koşulları altında yapılan ölçümlerde CBTA'nın p ucuna ilişkin akım değerlerinin %1 hata payı ile $-1 \text{ mA} \leq i_p \leq 1 \text{ mA}$ aralığında lineer olarak değiştiği görülmüştür. Aynı şekilde n ucuna ilişkin akım değerlerinin %1 hata payı ile $-1 \text{ mA} \leq i_n \leq 1 \text{ mA}$ aralığında lineer olarak değiştiği görülmüştür.

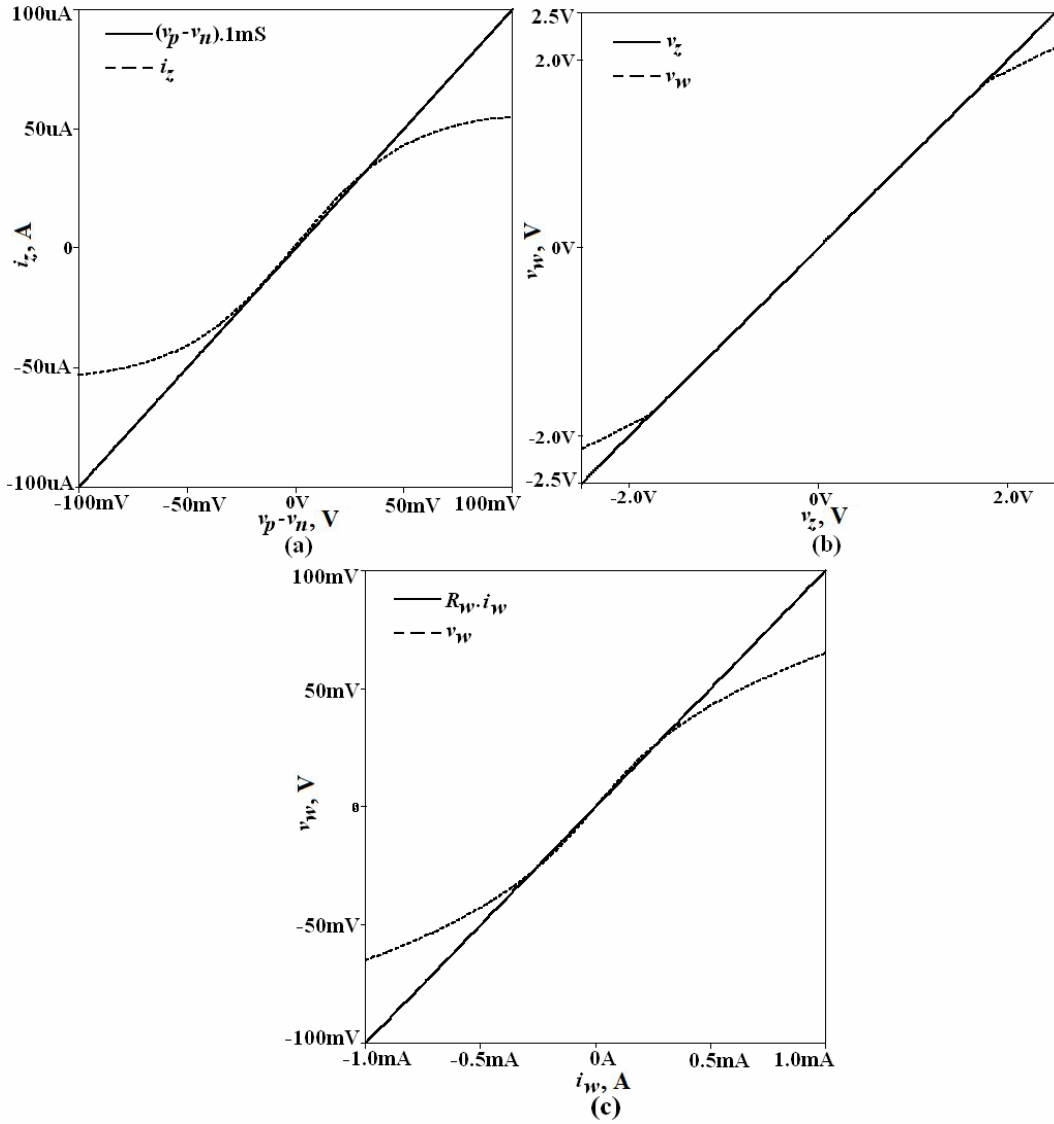


Şekil 2.22 a) p uç akımına ilişkin DC transfer karakteristikleri. b) n uç akımına ilişkin DC transfer karakteristikleri.

İkinci olarak, $i_z = g_m (v_p - v_n)$ tanım bağıntısının lineer çalışma bölgesini belirlemek için CCCBTA elemanının p ve n girişleri arasına değeri $-1\text{V} \leq (v_p - v_n) \leq 1\text{V}$ aralığında değişen bir DC tarama gerilimi uygulanmıştır. Elde edilen değişim Şekil 2.23a'da verilmiştir. Burada g_m değeri 1 mS olacak şekilde BJT devredeki I_B akımı ayarlanmıştır. Bu test koşulları altında yapılan ölçümlerde CCCBTA'nın z ucuna ilişkin akım değerlerinin %1 hata payı ile $-50 \mu\text{A} \leq i_z \leq 50 \mu\text{A}$ aralığında lineer olarak değiştiği görülmüştür. Dolayısıyla bu g_m değeri için z akımının lineer olarak çalışabilmesi için $v_p - v_n$ geriliminin $-50 \text{ mV} \leq v_p - v_n \leq 50 \text{ mV}$ aralığında olması gerekmektedir.

Son olarak, $v_w = v_z + R_w i_w$ tanım bağıntısının lineer çalışma bölgesini belirlemek için CCCBTA elemanının z ucuna değeri $-2.5 \text{ V} \leq v_z \leq 2.5 \text{ V}$ aralığında değişen bir DC tarama gerilimi uygulanmıştır. CCCBTA'nın w çıkış gerilimi, p ve n uçlarının gerilim değerleri 0V ve w ucuna 1 T Ω 'luk direnç bağlı iken ölçülmüştür. Bu durumda R_w parazitik direncinin etkisi

ihmal edilebilir. Yani $v_w = v_z$ ifadesinin değişimi elde edilmektedir. Sonuçlar Şekil 2.23b’de verilmiştir. Bu test koşulları altında yapılan ölçümlerde CCCBTA’nın w ucuna ilişkin gerilim değerlerinin %1 hata payı ile $-1.5 \text{ V} \leq v_w \leq 1 \text{ V}$ aralığında lineer olarak değiştiği görülmüştür. Bu tanım bağıntısında R_w direncine bağlı olarak i_w akımının nasıl değiştiğini tespit etmek için $v_z=0 \text{ V}$ alınmıştır. $R_w=100 \text{ } \Omega$ olacak şekilde I_o akımı ayarlanmıştır. Devre bu durumda iken CCCBTA’nın w ucuna değeri $-1 \text{ mA} \leq i_w \leq 1 \text{ mA}$ aralığında değişen bir DC tarama akımı uygulanmıştır ve PSPICE programında v_w geriliminin değişimi incelenmiştir. Elde edilen grafik Şekil 2.23c’de verilmiştir. Bu test koşulları altında yapılan ölçümlerde CCCBTA’nın w ucuna ilişkin akım değerlerinin %1 hata payı ile $-300 \text{ } \mu\text{A} \leq i_w \leq 300 \text{ } \mu\text{A}$ aralığında lineer olarak değiştiği görülmüştür.



Şekil 2.23 a) z çıkış akımına ilişkin DC transfer karakteristikleri. b) R_w ihmal edilmiş iken w çıkış gerilimine ilişkin DC transfer karakteristikleri. c) $v_z=0 \text{ V}$ iken w çıkış gerilimine ilişkin DC transfer karakteristikleri.

CCCBTA elemanının lineer çalışma bölgesini belirlemek için yukarıda yapılan incelemelerin dışında bir üst bölümde CBTA elemanı için yapılan analizlerin hepsi gerçekleştirilmiştir. Analizler sonucunda sinüzoidal işaretlerin maksimum simetrik salınımlar yapması göz önünde tutularak, CCCBTA elemanının doyma sınır değerleri Eşitsizlik (2.14a)-Eşitsizlik (2.14d) verildiği gibi elde edilir.

$$|i_z| \leq 45 \mu\text{A}, |v_z| \leq 2 \text{ V} \quad (2.14a)$$

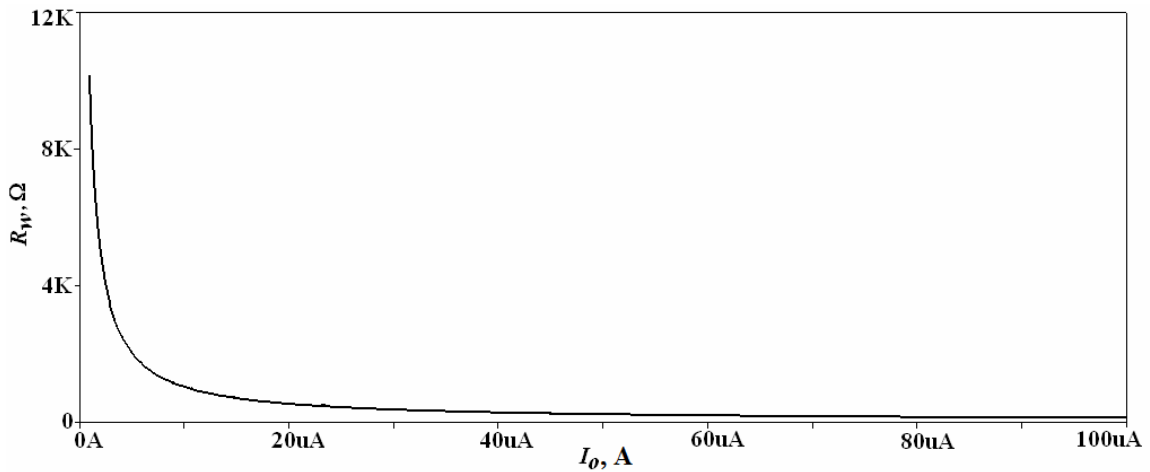
$$|i_w| \leq 200 \mu\text{A}, |v_w| \leq 1.5 \text{ V} \quad (2.14b)$$

$$|i_p| \leq 1 \text{ mA}, |v_p| \leq 50 \text{ mV} \quad (2.14c)$$

$$|i_n| \leq 1 \text{ mA}, |v_n| \leq 50 \text{ mV} \quad (2.14d)$$

Sonuç olarak, Denklem (2.14)'de belirlenen doyma sınırları içinde kalmak koşulu ile CCCBTA elemanının lineer olarak çalıştığı anlaşılmıştır.

CCCBTA elemanının R_w parazitik direncinin Şekil 2.21'de verilen BJT'li devredeki I_o akımı ile nasıl değiştiği belirlenmelidir. Bunun için CCCBTA'nın w ucu toprağa bağlanarak, $v_w = v_z + R_w i_w$ tanım bağıntısında $v_z=0 \text{ V}$ yapılmıştır. w ucuna 1 V değerinde DC kaynak bağlanmıştır. I_o akımı $0.1 \mu\text{A}$ ile $500 \mu\text{A}$ arasında değiştirilmiştir ve CCCBTA'nın i_w akımının değişimi incelenmiştir. Bu durumda w ucunun parazitik direncinin $R_w = v_w / i_w$ ifadesinden I_o ile değişimi tespit edilmiştir ve sonuçlar Şekil 2.24'de verilmiştir. Çizelge 2.5'de bazı I_o akım değerleri için belirlenen R_w değerleri verilmiştir.



Şekil 2.24 I_o akımı ile R_w direncinin değişimi.

CCCBTA elemanının g_m değerinin I_B akımı ile nasıl değiştiğini belirleyebilmek için CCCBTA

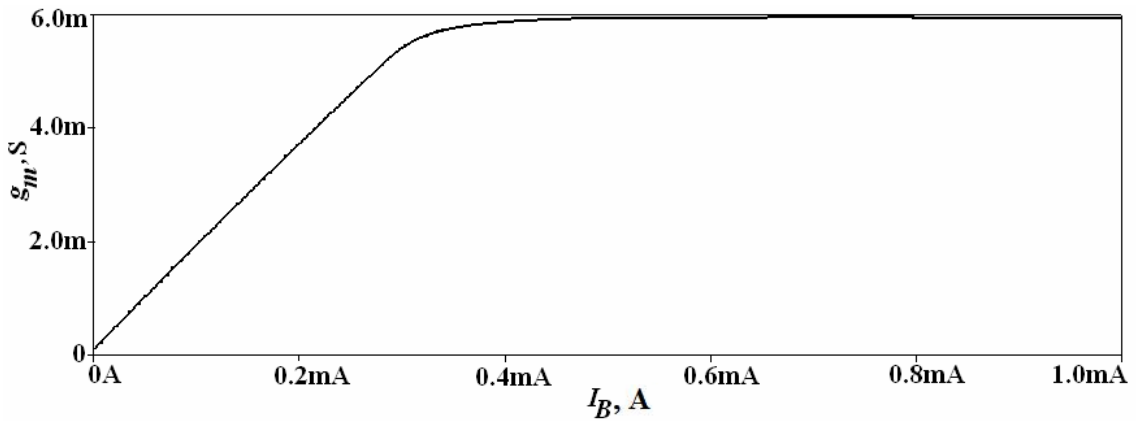
elemanının p ve n uçları arasına 10mV genlikli DC gerilim kaynağı bağlanmıştır ve z ucu kısa devre yapılarak I_B akımı 1 μA ile 1 mA arasında değiştirilmiştir. Bu şartlar altında i_z akımının değişimi incelenmiştir. PSPICE programında DC tarama işlemi sonuçları Şekil 2.25’de verilmiştir. Çizelge 2.6’da bazı I_B akım değerleri için belirlenen g_m değerleri verilmiştir.

Çizelge 2.5 I_o akımına bağlı olarak elde edilen R_w değerleri

I_o	R_w	I_o	R_w
0.1 μA	110 k Ω	10.55 μA	1 k Ω
0.21 μA	50 k Ω	14.4 μA	750 Ω
0.41 μA	25 k Ω	22.69 μA	500 Ω
1 μA	10.12 k Ω	51.8 μA	250 Ω
2 μA	5.02 k Ω	100 μA	151 Ω
4 μA	2.53 k Ω	180 μA	100 Ω
10 μA	1.05 k Ω	500 μA	52 Ω

Çizelge 2.6 I_B akımına bağlı olarak elde edilen g_m değerleri

I_B	g_m	I_B	g_m
10 μA	0.3 mS	159 μA	3 mS
20 μA	0.5 mS	215 μA	4 mS
50 μA	1 mS	273 μA	5 mS
103 μA	2 mS	307 μA	5.5 mS



Şekil 2.25 I_B akımı ile g_m değerinin değişimi.

2.2.2 CCCBTA Elemanının Küçük İşaretlerde AC Analizi

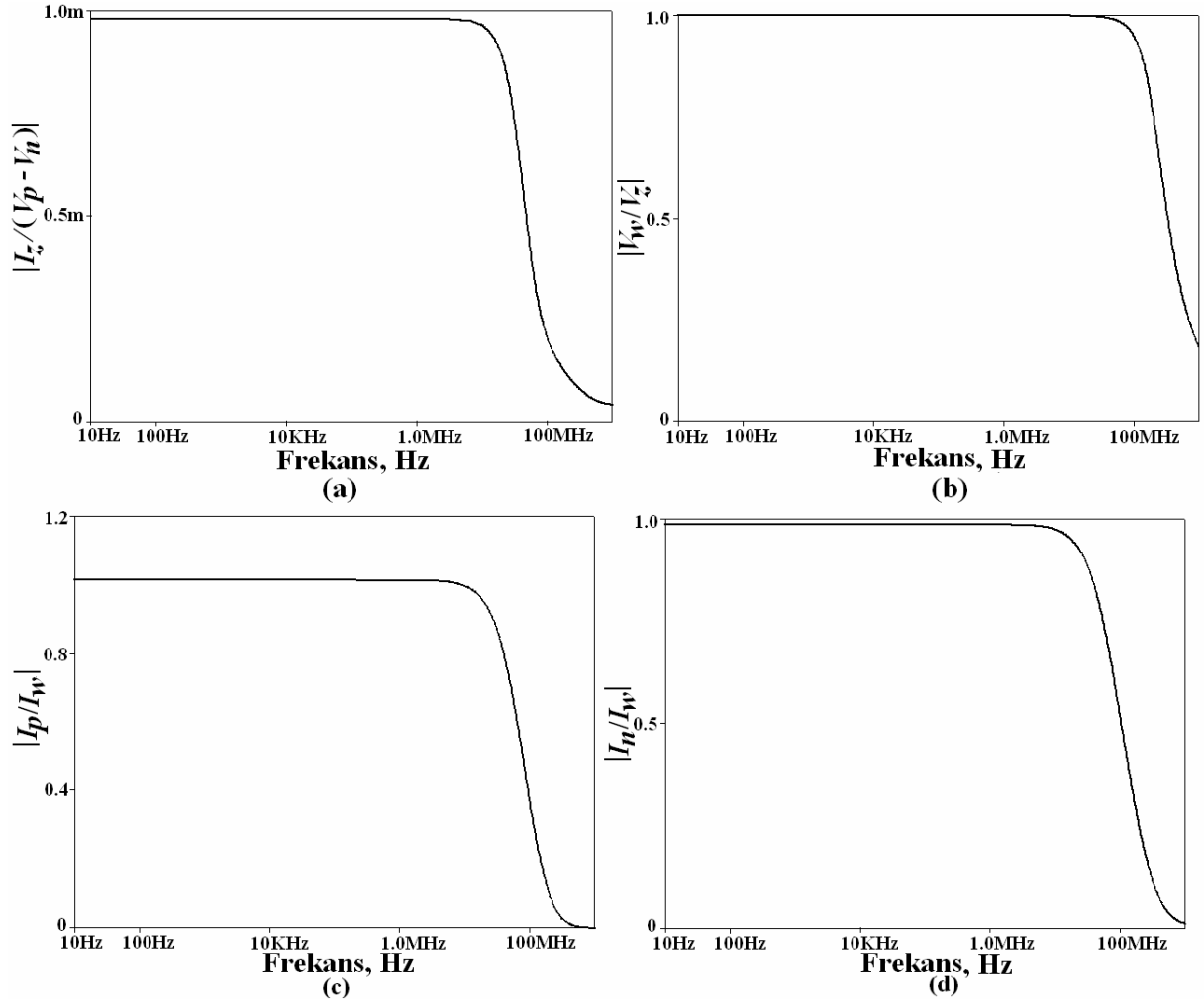
Bu alt bölümde, Şekil 2.21’de verilen BJT tranzistörlü CCCBTA devresinin AC şartlarda davranışı incelenmiştir ve frekans karakteristikleri çıkartılmıştır. Denklem (2.13)’de verilen ideal olmayan CCCBTA tanım bağıntılarının frekansa göre değişimleri incelenmiştir. Bu inceleme sonucunda CCCBTA’nın akım, gerilim ve geçiş-iletkenliği izleme hataları ve bu hataların köşe frekans değerleri bulunmuştur.

CCCBTA elemanının $|g_m(s)| = |I_z / (V_p - V_n)|$ transfer fonksiyonunun genlik-frekans karakteristiği Şekil 2.26a’da verilmiştir. Burada g_m değeri 1 mS olacak şekilde ayarlanmıştır. Bu durumda elde edilen geçiş-iletkenliği izleme hatası $\varepsilon_{gm} = 0.017$ olmaktadır. Şekil 2.26a’da verilen sonuçlara göre elde edilen köşe frekans değeri ise $\omega_{gm} \cong 220$ Mrad/s olmaktadır.

CCCBTA elemanının $V_w = \mu_w(s)V_z + R_w I_w$ tanım bağıntısının frekansa göre değişimini incelemek için CCBTA’nın z ucuna değeri 100 mV olan ve frekansı 10 Hz ile 1 GHz arasında değişen bir AC tarama gerilimi uygulanmıştır. CCCBTA’nın w ucuna 1 T Ω ’luk bir direnç bağlanarak R_w parazitik direncinin etkisi çok azaltılmış ve v_w geriliminin frekansa göre değişimi incelenmiştir. Elde edilen $|\mu_w(s)| = |V_w / V_z|$ transfer fonksiyonunun genlik-frekans karakteristiği Şekil 2.26b’de verilmiştir. CCCBTA elemanının gerilim izleme hatası $\varepsilon_w = 0.01$ olarak hesaplanmıştır. Köşe frekans değeri ise $\omega_w \cong 1380$ Mrad/s olmaktadır.

CCCBTA elemanının $|\alpha_p| = |I_p / I_w|$ transfer fonksiyonunun genlik-frekans karakteristiği Şekil 2.26c’de verilmiştir. Aynı şekilde, $I_n = -\alpha_n(s)I_w$ tanım bağıntısının frekansa göre değişimini incelenmiştir ve elde edilen $|\alpha_n| = |I_n / I_w|$ transfer fonksiyonunun genlik-frekans karakteristiği Şekil 2.26d’de verilmiştir. Benzetim sonuçlarına göre, p ve n uçlarına ilişkin akım izleme hataları $\varepsilon_p = -0.013$, $\varepsilon_n = 0.0136$ olarak bulunmuştur. Köşe frekans değerleri ise $\omega_p \cong 320$ Mrad/s ve $\omega_n \cong 400$ Mrad/s olmaktadır.

Yukarıdaki incelemeler dışında CBTA elemanının küçük işaretlerdeki davranışı incelenirken gerçekleştirilen tüm işlemler CCCBTA elemanı için de gerçekleştirilmiştir. Benzetimler sonucunda elde edilen köşe frekans değerleri göz önüne alındığında CCCBTA elemanının çalışabileceği maksimum frekans değeri $f_{\max} = \min\{f_p, f_n, f_{gm}, f_\mu\} \cong 35$ MHz olarak belirlenmiştir.



Şekil 2.26 CCCBTA elemanın genlik-frekans karakteristikleri. a) $|g_m(s)| = |I_z / (V_p - V_n)|$ - frekans karakteristiği. b) $|\mu_w(s)| = |V_w / V_z|$ - frekans karakteristiği. c) $|\alpha_n| = |I_n / I_w|$ - frekans karakteristiği. d) $|\alpha_n| = |I_n / I_w|$ - frekans karakteristiği.

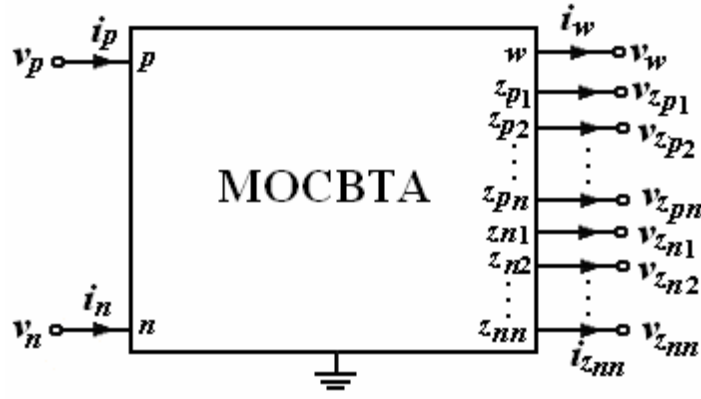
2.3 Çok Çıkışlı CBTA

CBTA aktif elemanı temel alınarak türetilen çok çıkışlı CBTA (Multiple Output CBTA-MOCBTA) elemanın sembolü Şekil 2.27’de ve ideal olmayan tanım bağıntıları Denklem (2.15)’de verilmiştir.

$$I_p = \alpha_p(s)I_w, I_n = -\alpha_n(s)I_w, V_w = \mu_w(s)V_{zp1}, \quad (2.15a)$$

$$I_{zp1} = g_m(s)(V_p - V_n), I_{zp2} = g_m(s)(V_p - V_n), \dots, I_{zpn} = g_m(s)(V_p - V_n) \quad (2.15b)$$

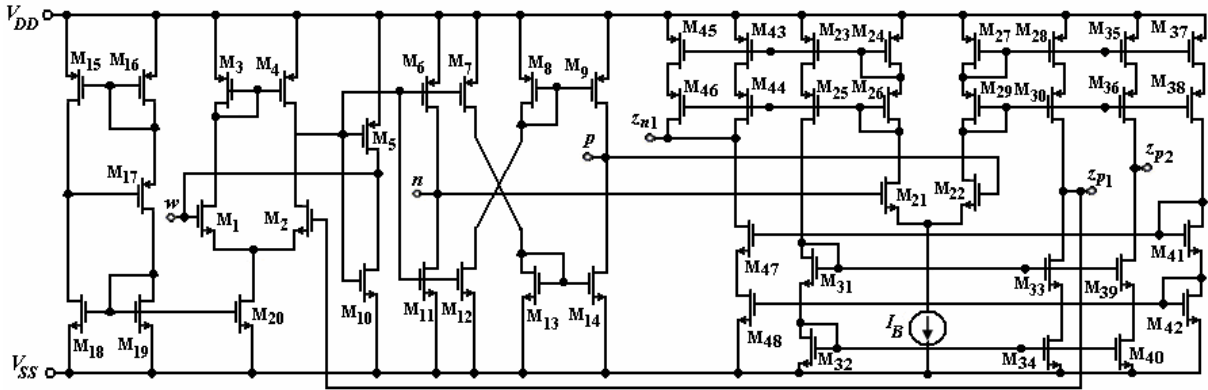
$$I_{zn1} = -g_m(s)(V_p - V_n), I_{zn2} = -g_m(s)(V_p - V_n), \dots, I_{znn} = -g_m(s)(V_p - V_n) \quad (2.15c)$$



Şekil 2.27 MOCBTA elemanının sembolü.

MOCBTA elemanı, CBTA elemanının z ucu sayısı arttırılmış halidir. MOCBTA'nın z çıkış uçlarının akım ifadesi pozitif işaretli veya negatif işaretli olabilir. Denklem (2.15)'de verilen tanım bağıntılarında $z_{p1}, z_{p2}, \dots, z_{pn}$ uçlarının akım ifadeleri pozitif işaretli, $z_{n1}, z_{n2}, \dots, z_{nn}$ uçlarının akım ifadeleri ise negatif işaretli olarak verilmiştir.

MOCBTA elemanının CMOS gerçeğemesi Şekil 2.28'de verilmiştir. Bu yapıda 3 tane z çıkış ucu oluşturulmuştur. Bunlardan iki tanesi pozitif, bir tanesi ise negatif çıkış akımı üretmektedir.



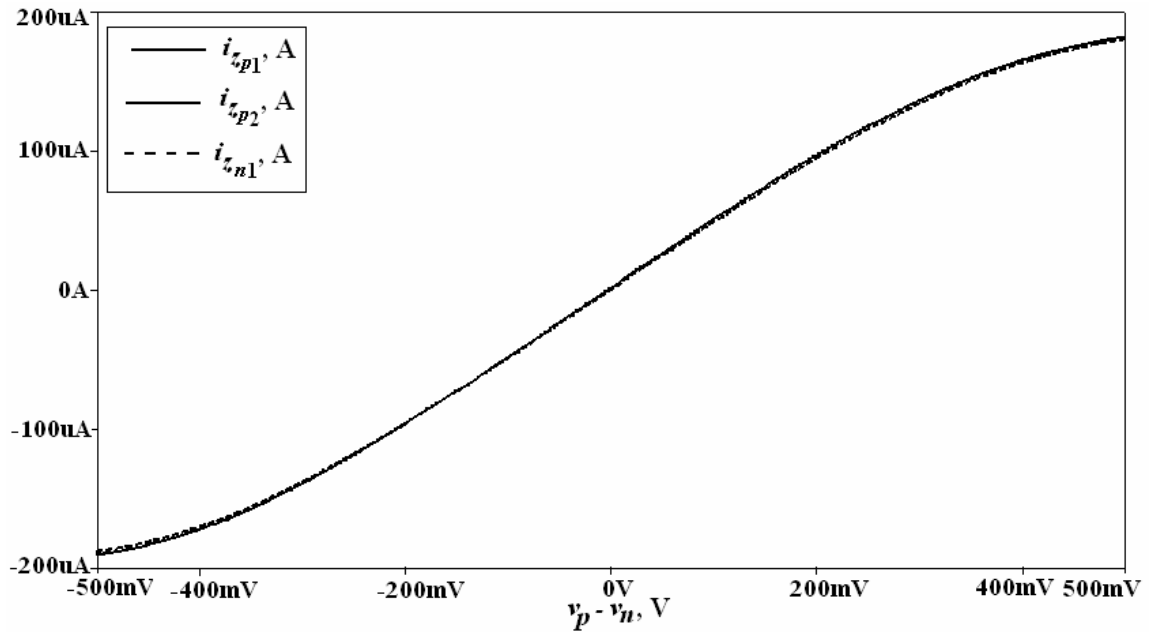
Şekil 2.28 MOCBTA elemanının CMOS tranzistörler ile gerçeğemesi.

Şekil 2.28'de verilen CMOS devrede M_1 - M_{34} tranzistörleri ile gerçeğelen kısım Şekil 2.4'de verilen CMOS CBTA devresi ile aynıdır. Bu devrede, M_{35} - M_{36} ve M_{39} - M_{40} tranzistörleri ile z_{p2} çıkış ucu oluşturulmuştur. Negatif işaretli akım çıkışlı z_{n1} ucu ise M_{37} - M_{38} ve M_{41} - M_{48} tranzistörleri kullanılarak gerçeğleştirilmiştir. MOCBTA'nın z çıkış ucu sayısını arttırmak için M_{35} - M_{48} tranzistörleri ile gerçeğelen CMOS devre yapısı kullanılabilir. MOCBTA elemanını oluşturan CMOS'ların kanal genişlikleri (W) ve uzunlukları (L) Çizelge 2.7'de verilmiştir.

Çizelge 2.7 MOCBTA elemanını oluşturan CMOS tranzistörlerin kanal genişlikleri ve uzunlukları

PMOS Transistors	W(μm)/L(μm)
M ₃ -M ₉	20/1
M ₁₅	1/0.25
M ₁₆ , M ₁₇ , M ₂₃ -M ₂₇ , M ₂₉ , M ₄₃ -M ₄₄	2.5/0.25
M ₂₈ , M ₃₀ , M ₃₅ -M ₃₈	10/0.25
M ₄₅ ve M ₄₆	7.5/0.25
NMOS Transistors	W(μm)/L(μm)
M ₁ , M ₂ , M ₁₃ , M ₁₄	10/1
M ₁₀ -M ₁₂	2.5/1
M ₁₈ , M ₁₉	0.5/0.25
M ₂₀	2.5/0.25
M ₂₁ ve M ₂₂	1/0.5
M ₃₁ , M ₃₂	2.25/0.25
M ₃₃ , M ₃₄ , M ₃₉ , M ₄₀	10/0.25
M ₄₁ , M ₄₂ , M ₄₇ , M ₄₈	5/0.25

MOCBTA elemanının lineer olarak çalıştığı gerilim ve akım sınırları belirlenmelidir. PSPICE programında yapılan analizler doğrultusunda, Şekil 2.28’de verilen CMOS devresinin p , n ve w uçları için elde edilen lineer çalışma sınırları, Şekil 2.4’de verilen CMOS CBTA devresinin çalışma sınırları ile aynı çıkmaktadır. Burada MOCBTA’nın z_{p1} , z_{p2} ve z_{n1} çıkış uçlarının akımlarının değişimleri incelenmiştir. Elde edilen değişimler Şekil 2.29’da verilmiştir.



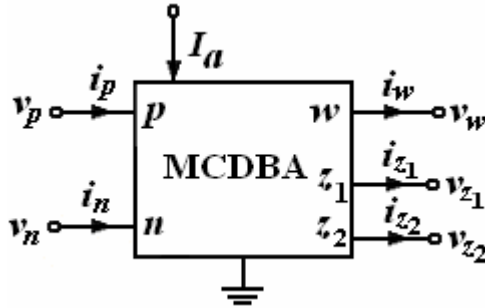
Şekil 2.29 CMOS MOCBTA elemanının z uçlarına ilişkin çıkış akımlarının DC karakteristikleri.

2.4 Değiştirilmiş Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi (Modified Current Differencing Buffered Amplifier-MCDBA)

Gerilim izleyicili akım farkı kuvvetlendiricisi (CDBA) aktif elemanı Acar ve Özoğuz tarafından 1998 yılında literatüre kazandırılmıştır (Acar ve Özoğuz, 1998). Bu aktif eleman kullanılarak birçok analog devre uygulamaları gerçekleştirilmiş ve bu aktif elemanın çeşitli avantajları ortaya konulmuştur. Bu tezde, CDBA elemanı değiştirilerek minimum sayıda aktif ve pasif eleman kullanılarak gerçekleştirilebilen osilatör devresi tanıtılmıştır. Değiştirilmiş CDBA elemanının ideal olmayan tanım bağıntıları denklem (2.16)'da ve sembolü Şekil 2.30'da verilmiştir.

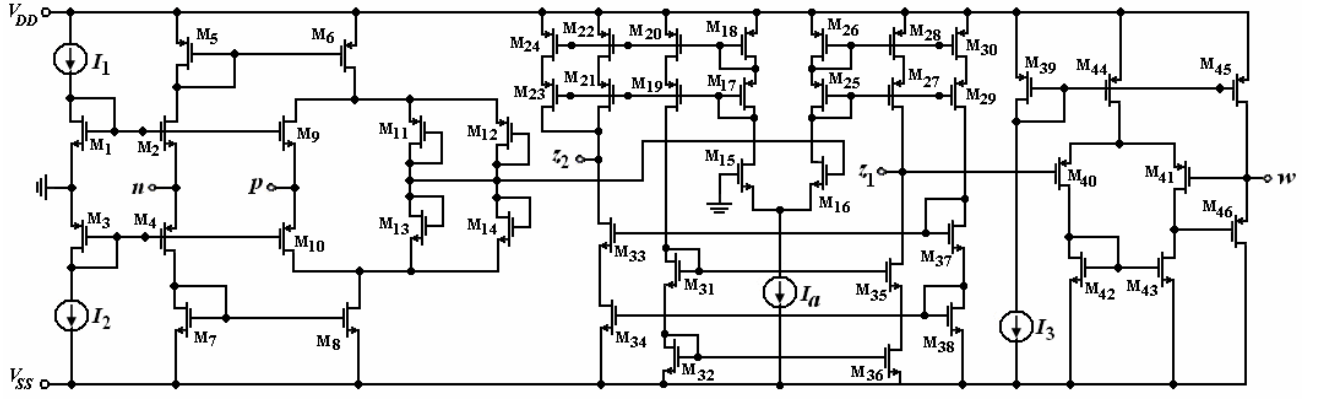
$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_n \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k & -k & 0 & 0 & 0 \\ -k & k & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ v_{z1} \\ v_{z2} \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Burada, k parametresi ile $(i_p - i_n)$ akımının kazancı ayarlanmaktadır ve k 'nın değeri I_a akımını ile kontrol edilmektedir.



Şekil 2.30 MCDBA elemanının sembolü.

Bu elemanın CMOS gerçeğemesi Şekil 2.31'de verilmiştir.



Şekil 2.31 MCDBA elemanın CMOS gerçeğemesi.

Şekil 2.31’de verilen devrede M_1 - M_{14} arasındaki tranzistörler ile CDBA elemanın $i_z = i_p - i_n$, $v_p = 0$ ve $v_n = 0$ tanım bağıntıları elde edilmiştir. M_{15} - M_{38} tranzistörleri ile MCDBA elemanındaki k kazanç değeri oluşturulur. En son olarak da $v_w = v_{z1}$ tanım bağıntısını gerçeklemek için M_{39} - M_{46} tranzistörleri kullanılmıştır. MCDBA elemanını oluşturan CMOS’ların kanal genişlikleri (W) ve uzunlukları (L) Çizelge 2.8’de verilmiştir.

Çizelge 2.8. CMOS tranzistörlerin kanal genişlikleri ve uzunlukları

PMOS Transistors	W(μm)/L(μm)
M_3, M_4, M_{10}	4/0.25
M_5, M_6	8/1
M_{11}	32/1
M_{12}	5/1
M_{17} - M_{22}, M_{25}, M_{26}	2.5/0.25
M_{23}, M_{24}	7.5/0.25
M_{27} - M_{30}, M_{46}	10/0.25
M_{39}, M_{44}	1/0.25
M_{40}, M_{41}	2/0.25
M_{45}	0.5/0.25
NMOS Transistors	W(μm)/L(μm)
M_1, M_2, M_9	1/0.25
M_7, M_8	8/1
M_{13}	16/1
M_{14}	0.25/0.25
M_{15}, M_{16}	2/0.25
M_{31} - M_{34}, M_{37}, M_{38}	2.25/0.25
M_{35}, M_{36}	10/0.25
M_{42}, M_{43}	0.5/0.25

İdeal olmayan MCDBA'nın uç karakteristikleri Denklem (2.17) ile tanımlanır.

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_{z1} \\ I_{z2} \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k\alpha_{p1}(s) & -k\alpha_{n1}(s) & 0 & 0 & 0 \\ -k\alpha_{p2}(s) & k\alpha_{n2}(s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_z(s) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_{z1} \\ V_{z2} \\ I_w \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Burada $\alpha_{p1}(s)$, $\alpha_{p2}(s)$, $\alpha_{n1}(s)$, $\alpha_{n2}(s)$ ve $\beta_z(s)$ sırasıyla MCDBA elemanının ideal olmayan ve frekansa bağlı birim akım ve gerilim kazançlarıdır. $\alpha_{p1}(s)$, $\alpha_{p2}(s)$, $\alpha_{n1}(s)$, $\alpha_{n2}(s)$ ve $\beta_z(s)$ 'in daha açık ifadeleri Denklem (2.18)'de verilmiştir.

$$\alpha_{p1}(s) = \frac{\omega_{p1}(1 - \varepsilon_{p1})}{(s + \omega_{p1})}, \quad \alpha_{p2}(s) = \frac{\omega_{p2}(1 - \varepsilon_{p2})}{(s + \omega_{p2})}, \quad \alpha_{n1}(s) = \frac{\omega_{n1}(1 - \varepsilon_{n1})}{(s + \omega_{n1})}, \quad \alpha_{n2}(s) = \frac{\omega_{n2}(1 - \varepsilon_{n2})}{(s + \omega_{n2})},$$

$$\beta_z(s) = \frac{\omega_z(1 - \varepsilon_z)}{(s + \omega_z)} \quad (2.18)$$

Burada ε_{p1} , ε_{p2} , ε_{n1} , ε_{n2} ve ε_z sırasıyla akım ve gerilim izleme hatalarıdır ve ω_{p1} , ω_{p2} , ω_{n1} , ω_{n2} , ω_w akım ve gerilim kazançlarının köşe frekans değerleridir.

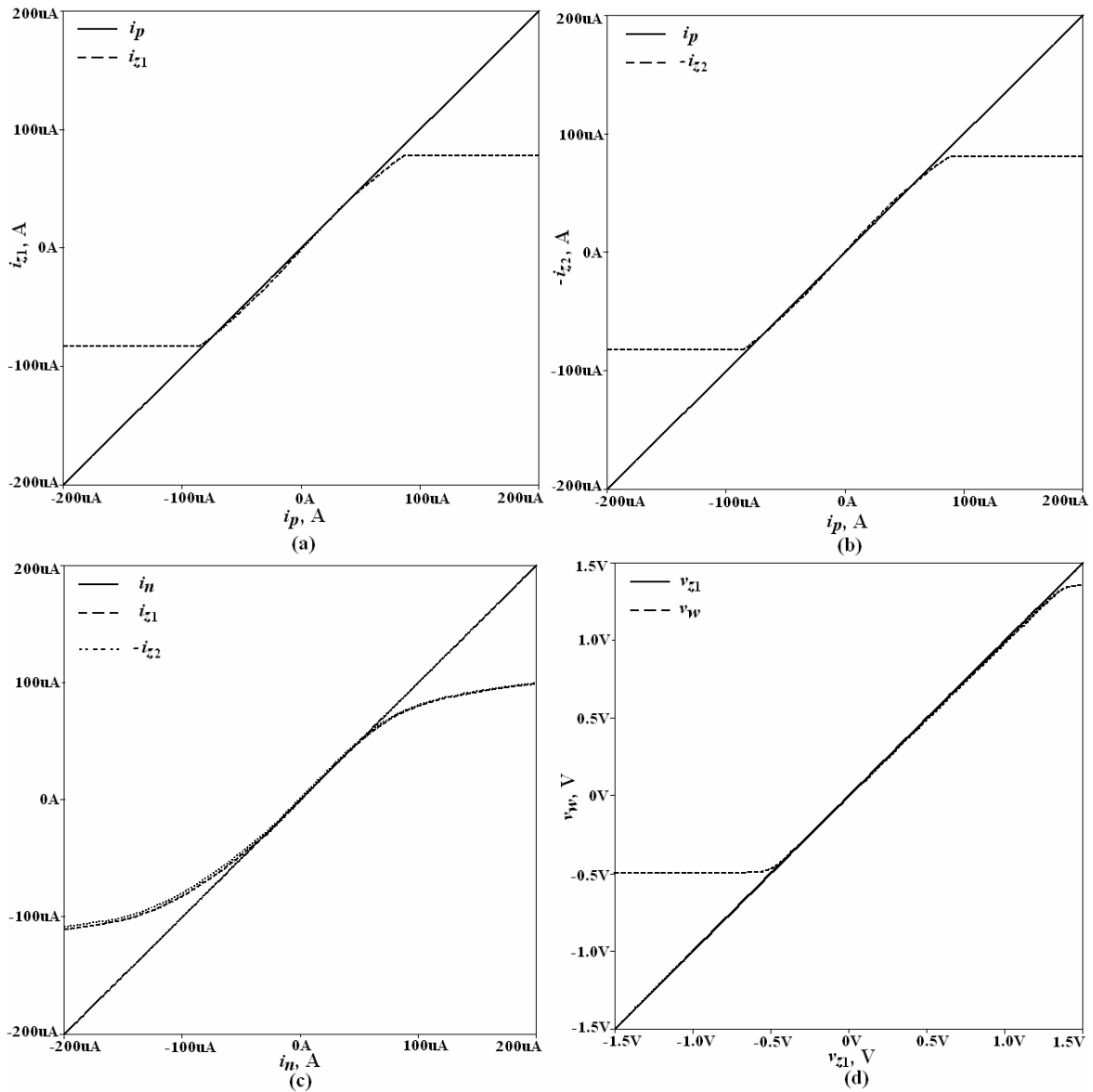
2.4.1 MCDBA Elemanının Lineer Çalışma Koşullarının Belirlenmesi

Bu alt bölümde, MCDBA elemanının lineer olarak çalıştığı bölge belirlenmiştir. MCDBA aktif elemanı için yapılan analizler Şekil 2.31'de verilen CMOS devre için gerçekleştirilmiştir. PSPICE programında yapılan analizlerde Ek 1'de verilen TSMC 0.25 μm seviye-7 parametreleri kullanılmıştır. CMOS devresinin besleme gerilimleri $\pm 1.5 \text{ V}$ 'tur.

İlk olarak $i_{z1} = k(i_p - i_n)$ ve $i_{z2} = -k(i_p - i_n)$ tanım bağıntılarının lineer çalışma bölgesini belirlemek için MCDBA elemanının p ucuna akım değeri $-200 \mu\text{A} \leq i_w \leq 200 \mu\text{A}$ aralığında değişen bir DC tarama akımı uygulanmıştır. MCDBA'nın n ucu boşta bırakılarak bu ucun giriş akım değeri 0 A yapılmıştır. MCDBA'nın $z1$ ve $z2$ uçlarının akım değişimleri sırasıyla Şekil 2.32a ve Şekil 2.32b'de verilmiştir. Bu test koşulları altında yapılan ölçümlerde MCDBA'nın $z1$ ve $z2$ uçlarına ilişkin akım değerleri %1 hata payı ile $-80 \mu\text{A} \leq i_{z1} \leq 80 \mu\text{A}$, $-80 \mu\text{A} \leq i_{z2} \leq 80 \mu\text{A}$ aralığında lineer olarak değiştiği görülmüştür. Burada k değeri 1 olacak şekilde CMOS devredeki akım kaynağı ayarlanmıştır. I_n akımı ile lineerliğin nasıl değiştiğini tespit etmek için n ucuna değeri $-200 \mu\text{A} \leq i_w \leq 200 \mu\text{A}$ aralığında değişen bir DC tarama akımı

uygulanmıştır. z_1 ve z_2 uçlarının akım değişimleri Şekil 2.32c’de verilmiştir. Bu test koşulları altında yapılan ölçümlerde MCDBA’nın z_1 ve z_2 uçlarına ilişkin akım değerleri %1 hata payı ile $-50 \mu A \leq i_{z1} \leq 50 \mu A$, $-50 \mu A \leq i_{z2} \leq 50 \mu A$ aralığında lineer olarak değiştiği görülmüştür.

Son olarak, $v_w = v_z$ tanım bağıntısının lineer çalışma bölgesini belirlemek için MCDBA elemanının z ucuna değeri $-1.5 V \leq v_z \leq 1.5 V$ aralığında değişen bir DC tarama gerilim uygulanmıştır. MCDBA’nın w çıkış gerilimi, w ucuna $1 T\Omega$ ’luk direnç bağlı iken ölçülmüştür. Sonuçlar Şekil 2.32d’de verilmiştir. Bu test koşulları altında yapılan ölçümlerde MCDBA’nın w ucuna ilişkin gerilim değerlerinin %1 hata payı ile $-0.5 V \leq v_w \leq 1 V$ aralığında lineer olarak değiştiği görülmüştür.



Şekil 2.32 a) i_p-i_{z1} değişimi. b) i_p-i_{z2} değişimi. c) i_n-i_{z1} ve i_n-i_{z2} değişimi. d) $v_{z1}-v_w$ değişimi.

MCDBA elemanın lineer çalışma bölgesini belirlemek için yukarıda yapılan incelemelerin dışında üst bölümde CBTA elemanı için yapılan analizlerin hepsi gerçekleştirilmiştir. Analizler sonucunda sinüsoidal işaretlerin maksimum simetrik salınımlar yapması göz önünde tutularak, MCDBA elemanın doyma sınır değerleri Eşitsizlik (2.19a) – (2.19c) verildiği gibi elde edilir.

$$|i_{z1}| \leq 80 \mu\text{A}, |v_{z1}| \leq 0.5 \text{ V} \quad (2.19a)$$

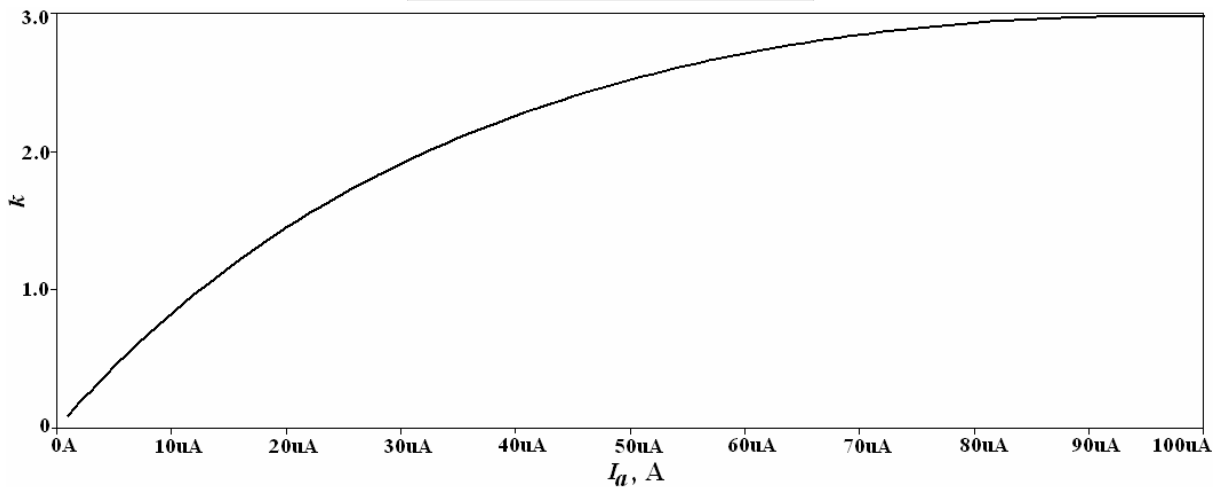
$$|i_{z2}| \leq 50 \mu\text{A}, |v_{z2}| \leq 1 \text{ V} \quad (2.19b)$$

$$|i_w| \leq 90 \mu\text{A}, |v_w| \leq 0.5 \text{ V} \quad (2.19c)$$

MCDBA elemanın k değerinin I_a akımı ile nasıl değiştiğini belirleyebilmek için I_a akımı $1 \mu\text{A}$ ile $100 \mu\text{A}$ arasında değiştirilmiştir. Bu şartlar altında i_{z1} akımının değişimi incelenmiştir. PSPICE programında DC tarama işlemi sonuçları Şekil 2.33’de verilmiştir. Çizelge 2.9’da bazı I_a akım değerleri için belirlenen k değerleri verilmiştir.

Çizelge 2.9. I_a akımına bağlı olarak elde edilen k değerleri

I_a	k	I_a	k
5 μA	0.45	50 μA	2.52
10 μA	0.83	60 μA	2.71
20 μA	1.45	70 μA	2.85
30 μA	1.9	80 μA	2.93
40 μA	2.26	100 μA	2.98



Şekil 2.33 I_a – k değişimi.

2.4.2 MCDBA Elemanının Küçük İşaretlerde AC Analizi

Bu alt bölümde, Şekil 2.31’de verilen CMOS MCDBA’nın AC şartlarda davranışı incelenmiştir ve frekans karakteristikleri çıkartılmıştır. Denklem (2.21)’te verilen ideal olmayan MCDBA tanım bağıntılarının frekansa göre değişimleri incelenmiştir. Bu inceleme sonucunda MCDBA’nın akım ve gerilim izleme hataları ve bu hataların köşe frekans değerleri bulunmuştur.

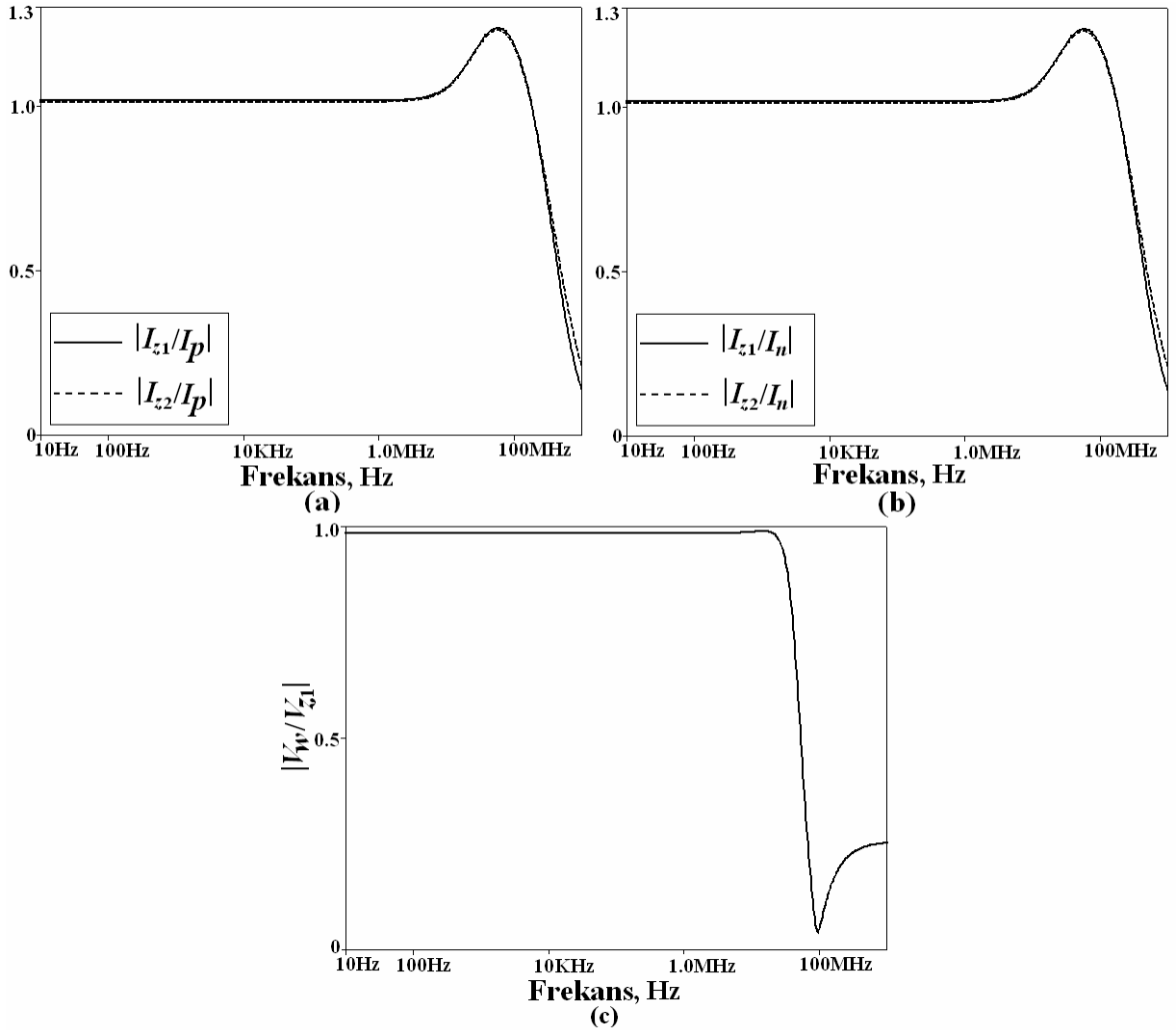
MCDBA elemanının $\alpha_{p1}(s)$, $\alpha_{p2}(s)$ akım kazancı ifadelerini incelemek için MCDBA’nın n ucu açık bırakılarak $i_n=0$ A yapılmıştır ve ayrıca k değeri de 1 olacak şekilde I_a akımı ayarlanmıştır. Bu durumda $|\alpha_{p1}(s)|=|I_{z1}/I_p|$ ve $|\alpha_{p2}(s)|=|I_{z2}/I_p|$ transfer fonksiyonlarının frekansla değişimi incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 2.34a’da verilmiştir. Aynı şekilde $i_p=0$ A yapılarak $|\alpha_{n1}(s)|=|I_{z1}/I_n|$ ve $|\alpha_{n2}(s)|=|I_{z2}/I_n|$ transfer fonksiyonlarının frekansla değişimi incelenmiştir ve PSPICE benzetim sonuçları Şekil 2.34b’de verilmiştir. Son olarak, $|\beta_z(s)|=|V_w/V_{z1}|$ transfer fonksiyonunun frekansla değişimi incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 2.34c’de verilmiştir.

MCDBA elemanı için yapılan AC analizler sonucunda elde edilen akım ve gerilim izleme hataları ve köşe frekansı değerleri Denklem (2.20)’de verilmiştir

$$\varepsilon_{p1} = \varepsilon_{p2} = \varepsilon_{n1} = \varepsilon_{n2} - 0.0167, \quad \varepsilon_z = 0.016 \quad (2.20a)$$

$$\omega_{p1} = \omega_{p2} = \omega_{n1} = \omega_{n2} \cong 1480 \text{ Mrad/s}, \quad \omega_z \cong 275 \text{ Mrad/s} \quad (2.20b)$$

Yukarıdaki incelemeler dışında CBTA elemanının küçük işaretlerdeki davranışı incelenirken gerçekleştirilen tüm işlemler MCDBA elemanı için de gerçekleştirilmiştir. Benzetimler sonucunda elde edilen köşe frekans değerleri göz önüne alındığında MCDBA elemanının çalışabileceği maksimum frekans değeri $f_{\max} = \min\{f_{p1}, f_{p2}, f_{n1}, f_{n2}, f_z\} \cong 44 \text{ MHz}$ olarak belirlenmiştir.



Şekil 2.34 MCDBA elemanın genlik-frekans karakteristikleri.

Bu bölümde, yeni aktif elemanlar tanıtılmış, MOS ve BJT gerçeklemeleri verilmiştir. Ayrıca, PSPICE programı kullanılarak önerilen aktif elemanların uç gerilim ve akımlarına ilişkin DC ve AC transfer karakteristikleri elde edilmiş ve bu elemanların lineer çalışma bölgeleri ile maksimum çalışma frekansları belirlenmiştir. Önerilen tüm aktif elemanlar için elde edilen bu değerler Çizelge 2.10'da toplu olarak verilmiştir. Bu aktif elemanların DC ve AC çalışma koşulları göz önünde tutularak, bu tezde önerilen analog devrelerin tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 2.10. Önerilen aktif elemanların lineer çalışma bölgeleri ve maksimum çalışma frekansları.

Aktif Eleman	Lineer Çalışma Koşulları	Maks. Çalışma Frekansı
CBTA	$ i_z \leq 200 \mu\text{A}$, $ v_z \leq 0.7 \text{ V}$ $ i_w \leq 300 \mu\text{A}$, $ v_w \leq 0.7 \text{ V}$ $ i_p \leq 300 \mu\text{A}$, $ v_p \leq 0.4 \text{ V}$ $ i_n \leq 300 \mu\text{A}$, $ v_n \leq 0.4 \text{ V}$	470 MHz
CCCBTA	$ i_z \leq 45 \mu\text{A}$, $ v_z \leq 2 \text{ V}$ $ i_w \leq 200 \mu\text{A}$, $ v_w \leq 1.5 \text{ V}$ $ i_p \leq 1 \text{ mA}$, $ v_p \leq 50 \text{ mV}$ $ i_n \leq 1 \text{ mA}$, $ v_n \leq 50 \text{ mV}$	35 MHz
MOCBTA	$ i_z \leq 200 \mu\text{A}$, $ v_z \leq 0.7 \text{ V}$ $ i_w \leq 300 \mu\text{A}$, $ v_w \leq 0.7 \text{ V}$ $ i_p \leq 300 \mu\text{A}$, $ v_p \leq 0.4 \text{ V}$ $ i_n \leq 300 \mu\text{A}$, $ v_n \leq 0.4 \text{ V}$	470 MHz
MCDBA	$ i_{z1} \leq 80 \mu\text{A}$, $ v_{z1} \leq 0.5 \text{ V}$ $ i_{z2} \leq 50 \mu\text{A}$, $ v_{z2} \leq 1 \text{ V}$ $ i_w \leq 90 \mu\text{A}$, $ v_w \leq 0.5 \text{ V}$	44 MHz

3. İKİ UCU SERBEST ENDÜKTANS, KAPASİTE VE DİRENÇ ELEMANLARININ GERÇEKLENMESİ

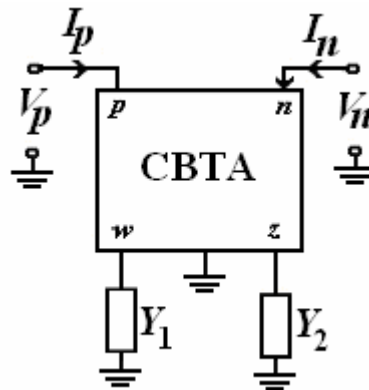
Endüktans elemanı, analog devrelerde fonksiyonundan vazgeçilemeyen bir elemandır. Fakat endüktans elemanı, yüksek frekansta lineer olmayan davranışı, istenmeyen kuplajları, alçak frekans uygulamasında ortaya çıkardığı boyut ve ağırlık, üretim güçlüğü ve maliyet sorunları gibi nedenlerden dolayı analog devrelerde kullanılmasından kaçınılan bir elemandır. Ayrıca, tümleşik devre teknolojisinde büyük değerli endüktansları gerçekleyebilmek oldukça zordur. Büyük değerli fiziksel endüktanslar yerine analog devrelerde, aktif elemanlar ile endüktans kullanılmadan endüktans elemanının fonksiyonu elde edilmeye çalışılır. Özellikle analog filtre devrelerinde bu şekilde elde edilen endüktans eşdeğer devreleri kullanılmaktadır. Literatürde bu konu ile ilgili birçok çalışma vardır ve bu çalışmaların neler olduğu giriş bölümünde verilmiştir.

Bir ucu topraklı kapasite ve direnç elemanlarından oluşmuş devreler, tümleşik devre haline getirilmeye daha uygundur. Bundan dolayı gerçekleştirilen analog filtre devrelerindeki pasif elemanların bir ucu topraklı olması tercih edilir.

Bu bölümde, iki ucu serbest endüktans, kapasite ve direnç elemanları; CBTA aktif elemanı ve bir ucu topraklı kapasite ve direnç elemanı kullanarak gerçekleştirilmiştir.

3.1 Önerilen Devre Yapısı

İki ucu serbest endüktans, kapasite ve direnç elemanlarının fonksiyonunu bir ucu topraklı kapasite ve direnç elemanı kullanarak gerçekleştiren aktif devre Şekil 3.1’de verilmiştir.



Şekil 3.1 CBTA Elemanı kullanılarak elde edilen iki ucu serbest endüktans, kapasite, direnç eşdeğer devresi.

CBTA aktif elemanının Denklem (3.1)'de verilen ideal olmayan tanım bağıntıları kullanılarak Şekil 3.1 ile verilen devrenin analizi gerçekleştirildiğinde Denklem (3.1)'de verilen kısa-devre parametreleri elde edilir.

$$[Y] = \alpha\mu_w \frac{g_m Y_1}{Y_2} \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix}, \text{ burada, } \alpha_p \approx \alpha_n = \alpha, \text{ ve } \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Denklem (3.1)'de Y_1 ve Y_2 elemanlarının yerine direnç veya kapasite elemanı konularak iki ucu serbest endüktans, kapasite ve direnç elemanı elde edilir. Bu durumlar aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

- i)** Eğer, $Y_1=G_1$, $Y_2=sC_2$ seçilirse Şekil 3.1'de verilen devrenin kısa devre parametreleri Denklem (3.2)'de verildiği gibi elde edilir.

$$[Y_L] = \alpha\mu_w \frac{g_m G_1}{sC_2} \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix} = \frac{1}{sL_{eş}} \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Bu durumda devre iki ucu serbest endüktans gibi davranır ve eşdeğeri Denklem (3.3)'te verilmiştir. Ayrıca, devrenin giriş kapıları $V_n=0$ veya $V_p=0$ sıfır yapılarak da bir ucu topraklı endüktans eşdeğeri elde edilir.

$$L_{eş} = \frac{1}{\alpha\mu_w} \frac{C_2}{g_m G_1} \quad (3.3)$$

Denklem (3.3)'den görüldüğü üzere endüktans değeri, CBTA elemanının w ucuna bağlanacak olan bir ucu topraklı direnç elemanı ile değiştirilebileceği gibi, g_m aracılığıyla elektronik olarak da kontrol edilebilir.

- ii)** Eğer, $Y_1=sC_1$, $Y_2=G_2$ seçilirse Denklem (3.1)'den Denklem (3.4) elde edilir.

$$[Y_C] = \alpha\mu_w \frac{g_m sC_1}{G_2} \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix} = sC_{eş} \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Denklem (3.4)'e göre eşdeğer kapasite değeri Denklem (3.5)'te verilmiştir.

$$C_{eş} = \alpha\mu_w \frac{g_m C_1}{G_2} \quad (3.5)$$

CBTA elemanının ideal tanım bağıntıları kullanıldığında bu değer, $C_{eş}=g_m C_1/G_2$ olmaktadır. Dolayısıyla aynı zamanda bu yapı ile daha büyük kapasite değerleri, daha küçük kapasite

elemanları kullanılarak elde edilebilir.

iii) Eğer, $Y_1=G_1$, $Y_2=G_2$ seçilirse Denklem (3.6) elde edilir.

$$[Y_R] = \alpha\mu_w \frac{g_m G_1}{G_2} \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix} = \frac{1}{R_{eş}} \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

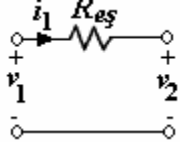
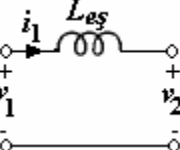
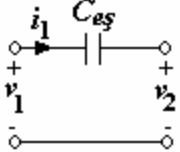
Bu denkleme göre p ve n uçları arasındaki eşdeğer direnç değeri Denklem (3.7) ile verilmiştir.

$$R_{eş} = \frac{G_2}{\alpha\mu_w g_m G_1} \quad (3.7)$$

İdeal şartlarda eşdeğer direnç, $R_{eş} = \frac{G_2}{g_m G_1}$ 'dir.

Şekil 3.1'deki aktif devre ile elde edilen iki ucu serbest endüktans, kapasite ve direnç değerleri, CBTA elemanının g_m değerini belirlemek için dışarıdan bağlanacak olan akım kaynağı ile elektronik olarak ayarlanabilir. Yukarıda maddeler halinde verilen, Şekil 3.1'deki devreden pasif eleman seçimlerine göre elde edilen eşdeğer elemanlar, Çizelge 3.1'de verilmiştir.

Çizelge 3.1 Şekil 3.1'deki devre ile elde edilen eşdeğer elemanlar.

Y_1 (mho)	Y_2 (mho)	Elde edilen eşdeğer eleman	Eşdeğer elemanın değeri
			$R_{eş} = \frac{G_2}{g_m G_1}$
			$L_{eş} = \frac{C_2}{g_m G_1}$
			$C_{eş} = \frac{g_m C_1}{G_2}$

Şekil 3.1 ile verilen devrenin normalize edilmiş aktif ve pasif duyarlık değerleri Denklem

(3.8)'de verilmiştir.

$$S_{R_1}^{L_{e\varnothing}} = S_{C_2}^{L_{e\varnothing}} = S_{\alpha}^{L_{e\varnothing}} = -S_{\mu_w}^{L_{e\varnothing}} = -S_{g_m}^{L_{e\varnothing}} = 1 \quad (3.8a)$$

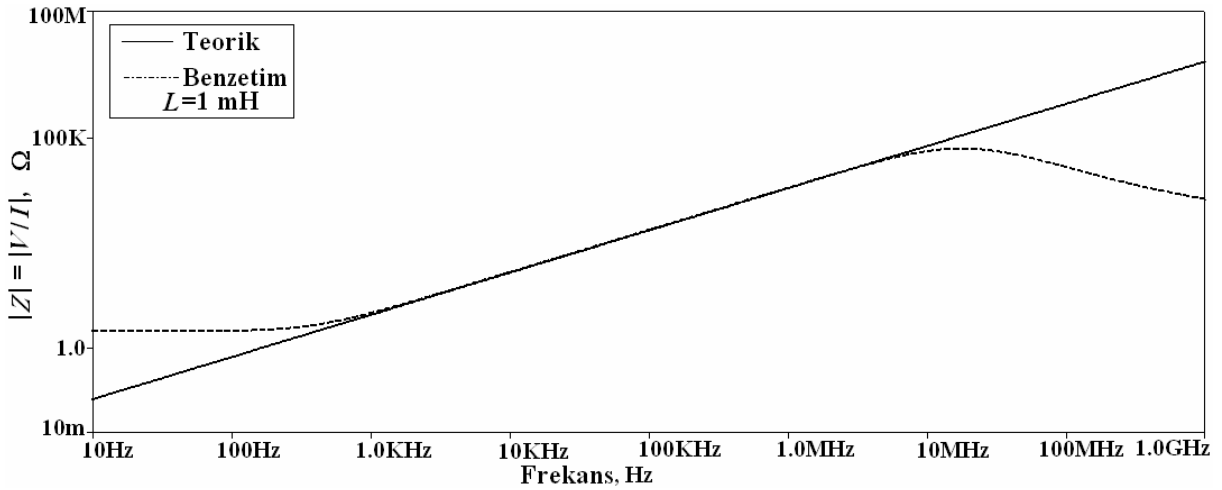
$$S_{C_1}^{C_{e\varnothing}} = S_{R_2}^{C_{e\varnothing}} = S_{\alpha}^{C_{e\varnothing}} = S_{\mu_w}^{C_{e\varnothing}} = S_{g_m}^{C_{e\varnothing}} = 1 \quad (3.8b)$$

$$S_{R_1}^{R_{e\varnothing}} = -S_{R_2}^{R_{e\varnothing}} = -S_{\alpha}^{R_{e\varnothing}} = -S_{\mu_w}^{R_{e\varnothing}} = -S_{g_m}^{R_{e\varnothing}} = 1 \quad (3.8c)$$

3.2 Benzetim Sonuçları

Şekil 2.4'de verilen CBTA elemanının CMOS devre yapısı kullanılarak Şekil 3.1'de verilen devrenin benzetimi PSPICE programında gerçekleştirilmiştir. CMOS devresinde besleme gerilimleri $V_{DD} = -V_{SS} = 1.5$ V alınmıştır ve 0.25 μm seviye-7 TSMC CMOS teknoloji parametreleri kullanılarak benzetimler gerçekleştirilmiştir.

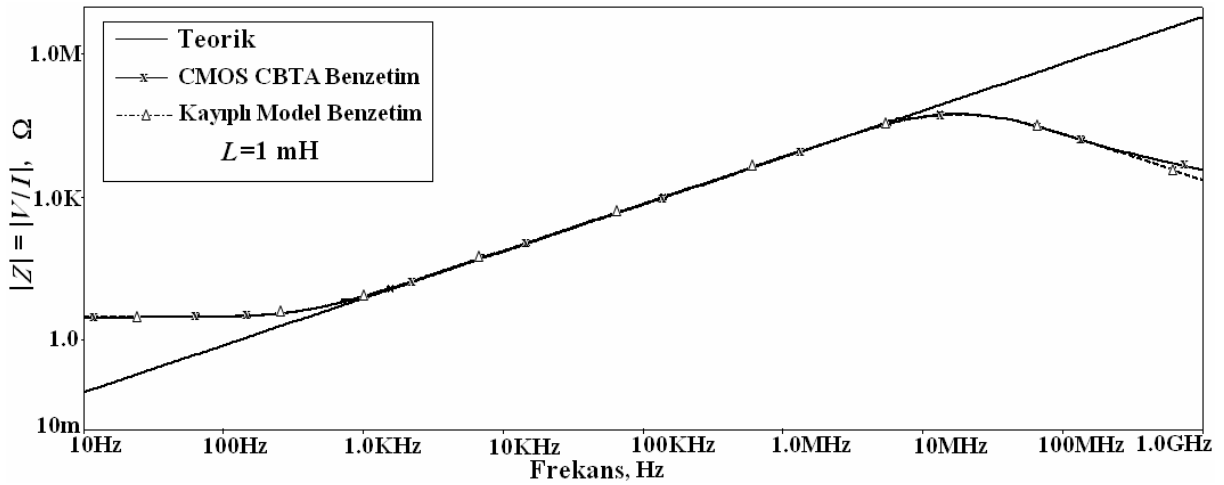
İlk olarak, Şekil 3.1'de verilen devredeki elemanlar iki ucu serbest endüktans eşdeğeri elde edilecek şekilde seçilmiştir. Bu devre ile hangi frekans aralığında istenilen endüktans değerinin elde edildiği tespit edilmiştir. Devredeki elemanlar, $L_{e\varnothing}=1$ mH olması için $R_1=500 \Omega$, $C_2=1$ nF, $g_m=0.5$ mS seçilmiştir. Benzetim sonuçları Şekil 3.2'de verilmiştir.



Şekil 3.2 İki ucu serbest eşdeğer endüktans devresinde frekans ile eşdeğer empedans değerinin değişimi.

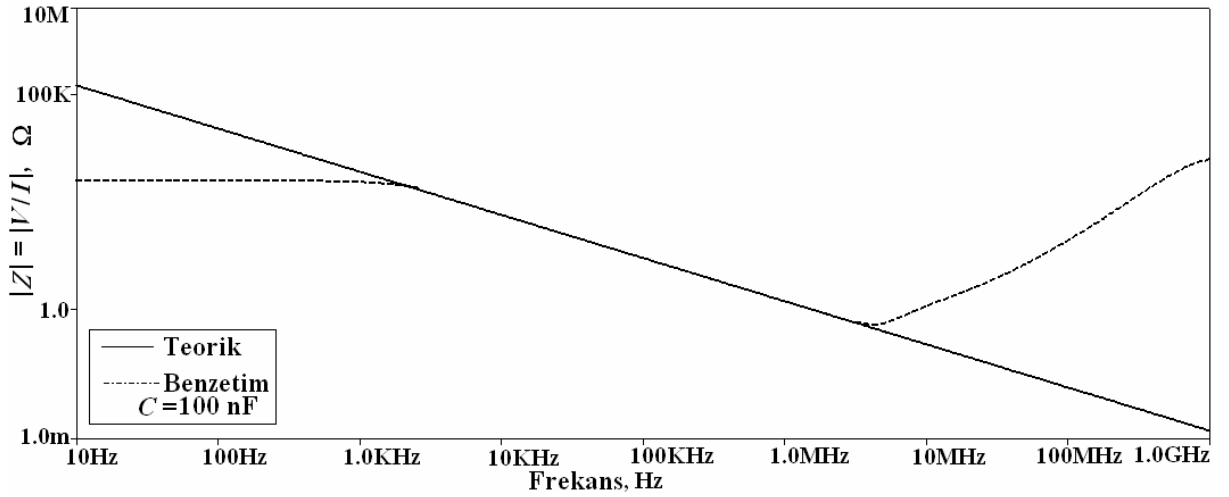
Şekil 3.2'de verilen benzetim sonucuna göre 1 kHz ile 10 MHz arasında eşdeğer endüktans devresinin empedans değerinin, ideal endüktans elemanının empedans değerini takip ettiği görülmektedir. Burada 1 kHz değerinden önce eşdeğer endüktans devresinde CBTA elemanının parazitik etkilerinden dolayı sabit bir empedans değeri söz konusudur ve bu değer

yaklaşık olarak 2.5Ω 'dur. Yapılan analizler sonucunda önerilen eşdeğer endüktans devresinin, $1 \mu\text{H}$ ile 1 H değerleri arasındaki ideal endüktans elemanının fonksiyonunu sağladığı belirlenmiştir. Şekil 2.3'de verilen kayıplı devre modeli, CMOS CBTA devresi ve ideal endüktans elemanı kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları da Şekil 3.3'de verilmiştir. Benzetim sonucundan görüleceği üzere CBTA için belirlenen kayıplı eşdeğer devre modeli, 300 MHz frekansına kadar CMOS CBTA devresi ile aynı sonuçları vermektedir. Daha yüksek frekanslar için eşdeğer devre modelinin iyileştirilmesi gerekmektedir.



Şekil 3.3 İdeal endüktans, CMOS CBTA'lı eşdeğer endüktans ve CBTA'nın kayıplı eşdeğer devresi ile gerçekleştirilmiş eşdeğer endüktansın empedansının frekans ile değişimi.

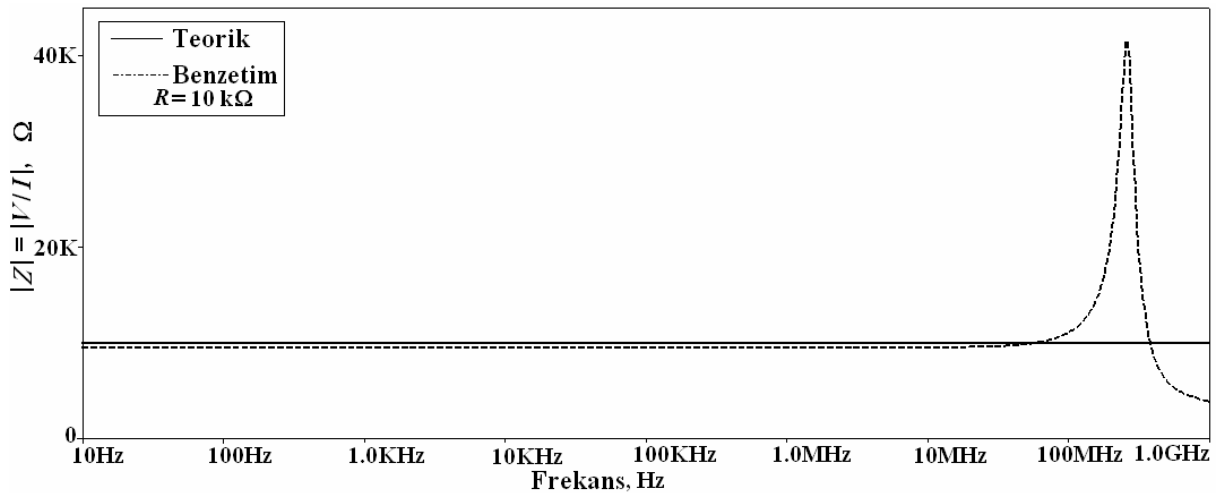
İkinci olarak, Şekil 3.1'de verilen devredeki elemanlar iki ucu serbest kapasite eşdeğeri elde edilecek şekilde seçilmiştir. Bu devre ile hangi frekans aralığında istenilen kapasite değerinin elde edildiği tespit edilmiştir. Devredeki elemanlar, $C_{eş}=100 \text{ nF}$ olması için $R_1=200 \text{ k}\Omega$, $C_2=1 \text{ nF}$, $g_m=0.5 \text{ mS}$ seçilmiştir. Benzetim sonuçları Şekil 3.4'de verilmiştir.



Şekil 3.4 İki ucu serbest eşdeğer kapasite devresinde frekans ile eşdeğer empedans değerinin değişimi.

Şekil 3.4’de verilen benzetim sonucuna göre 2 kHz ile 7 MHz arasında eşdeğer kapasite devresinin empedans değerinin, ideal kapasite elemanının empedans değerini takip ettiği görülmektedir. Şekil 3.1’de verilen devre kullanılarak iki ucu serbest kapasite elemanı, 100 kat daha küçük değerli bir ucu topraklı kapasite elemanı ile elde edilebilmektedir. Yapılan analizler sonucunda bir ucu topraklı kapasite elemanı kullanılarak yaklaşık olarak 200 kat büyüklüğünde iki ucu serbest kapasite değerlerinin elde edilebildiği görülmüştür.

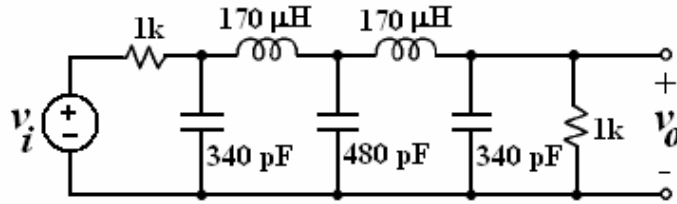
Son olarak, Şekil 3.1’de verilen devredeki elemanlar iki ucu serbest direnç eşdeğeri elde edilecek şekilde seçilmiştir. Devredeki elemanlar, $R_{eş}=10\text{ k}\Omega$ olması için $R_1=1\text{ k}\Omega$, $R_2=200\text{ }\Omega$, $g_m=0.5\text{ mS}$ seçilmiştir. Benzetim sonuçları Şekil 3.5’de verilmiştir.



Şekil 3.5 İki ucu serbest eşdeğer direnç devresinde frekans ile eşdeğer empedans değerinin değişimi.

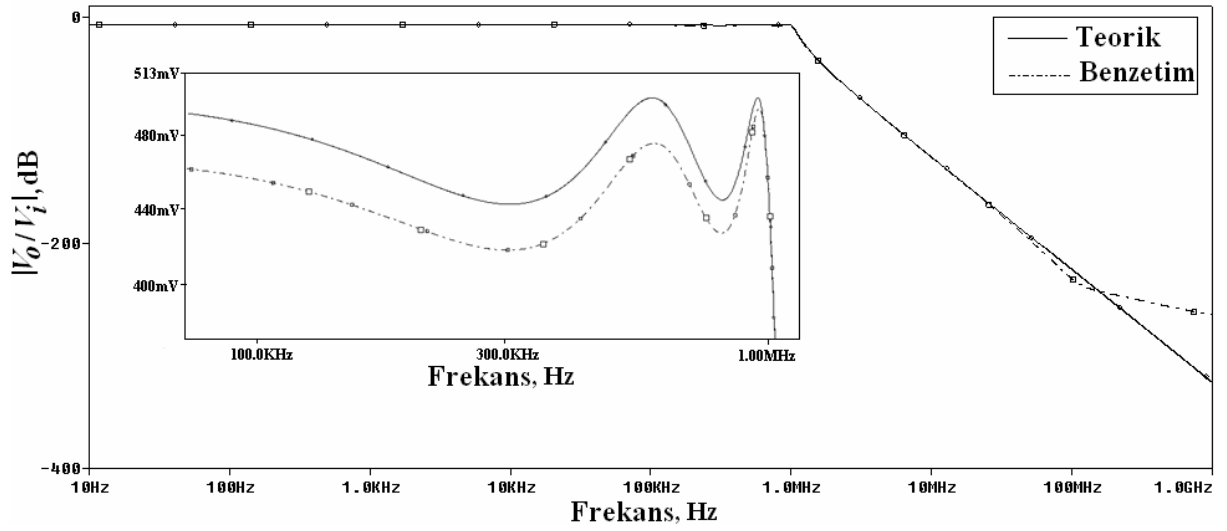
Giriş ve çıkış direnç ile sonlandırılmış basamaklı türden LC devrelerinin minimum duyarlılığa sahip oldukları bilinmektedir (Orchard, 1966). Bundan dolayı bu alt bölümde ayrıca, Şekil 3.1 ile verilen devre yapısı kullanılarak giriş ve çıkış dirençle sonlandırılmış basamaklı türden pasif LC alçak geçiren, yüksek geçiren ve band geçiren filtre devrelerinin benzetimi gerçekleştirilmiştir. Pasif LC devrelerin ve aktif eşdeğer devrenin AC analizleri gerçekleştirilmiş ve sonuçların birbirini tuttuğu gösterilmiştir.

İlk olarak Şekil 3.6’da verilen 5. dereceden gerilim modlu Chebyshev alçak geçiren filtre devresindeki iki ucu serbest endüktanslar Şekil 3.1’deki devre kullanılarak elde edilmiştir. Bu pasif filtre devresindeki eleman değerleri, filtrenin köşe frekansı 1 MHz ve geçirme bandındaki dalgalanmaların genliği 1 dB olacak şekilde ayarlanmıştır. Pasif devredeki 170 μH ’lik değerleri elde etmek için Şekil 3.1’de verilen devredeki eleman değerleri $R_1=500\ \Omega$, $C_2=170\ \text{pF}$, $g_m=0.5\ \text{mS}$ olmalıdır. Bu g_m değerini elde etmek için CMOS devresindeki I_B akım değeri 48 μA olmalıdır.

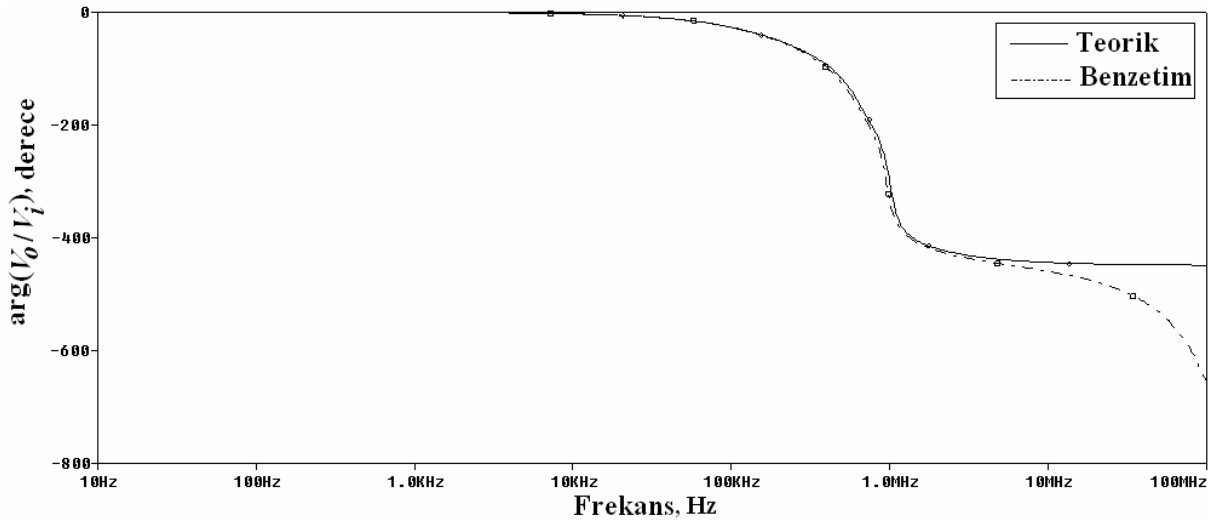


Şekil 3.6 Gerilim modlu LC pasif alçak geçiren filtre devresi.

Pasif ve aktif filtre devrelerinin benzetim sonucunda elde edilen genlik ve faz cevapları Şekil 3.7 ve Şekil 3.8’de verilmiştir. Benzetim sonucundan görüleceği üzere aktif devrenin çıkış geriliminin değişimi, pasif devrenin çıkış geriliminin değişimine çok yakındır. Genlik açısından incelendiğinde 100 MHz frekansına kadar fark yaklaşık olarak 0.3 dB’dir. Aynı frekans değerine kadar 3 derecelik bir faz farkı vardır.

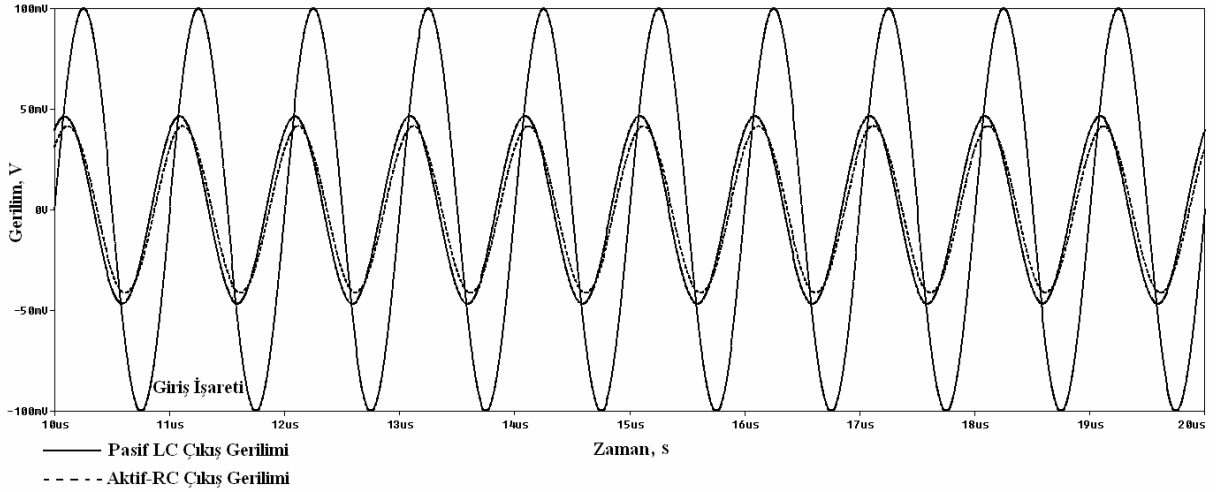


Şekil 3.7. Aktif ve pasif alçak geçiren filtre devresinin genlik karakteristiği.



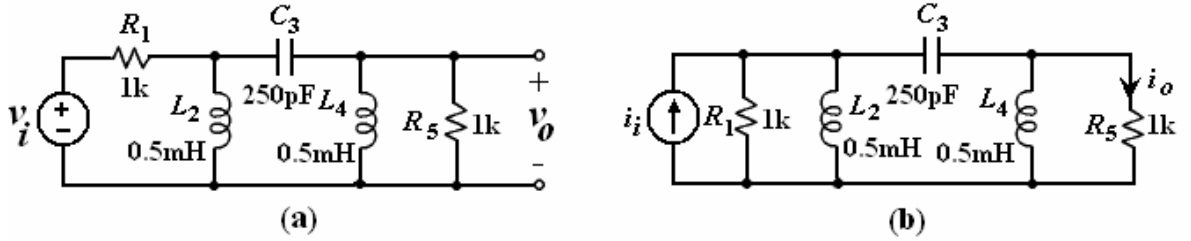
Şekil 3.8 Aktif ve pasif alçak geçiren filtre devresinin faz karakteristiği.

CBTA elemanı ile gerçekleştirilen aktif devrenin çıkış geriliminin zamanla değişimini incelemek için gerilim değeri tepeden tepeye 200 mV ve frekansı 1 MHz olan bir giriş işareti aktif devreye uygulanmıştır. Pasif LC devresi ve aktif- RC devresinin çıkış gerilimlerinin değişimleri Şekil 3.9’da verilmiştir.



Şekil 3.9 Aktif-RC ve pasif LC devrelerinin çıkış işaretlerinin zamanla değişimi.

Diğer bir benzetim ise yüksek geçiren filtre devresi için gerçekleştirilmiştir. Gerilim ve akım modunda çalışan 3. dereceden basamaklı türden LC devreleri Şekil 3.10'da verilmiştir. Bu filtre devresinin köşe frekansı $f_c=318.3$ kHz'dir. Bu pasif devrelerdeki iki ucu serbest R , L , C elemanları bir ucu topraklı R ve C elemanları ve CBTA aktif elemanı kullanılarak Şekil 3.1'de verilen topoloji ile elde edilmiştir. Bir ucu topraklı L elemanı da aynı şekilde gerçekleştirilmiştir. Elde edilen gerilim ve akım modlu aktif devreler Şekil 3.11'de verilmiştir.



Şekil 3.10 Gerilim ve Akım Modlu Basamaklı Türden LC Yüksek Geçiren Filtre Devreleri.

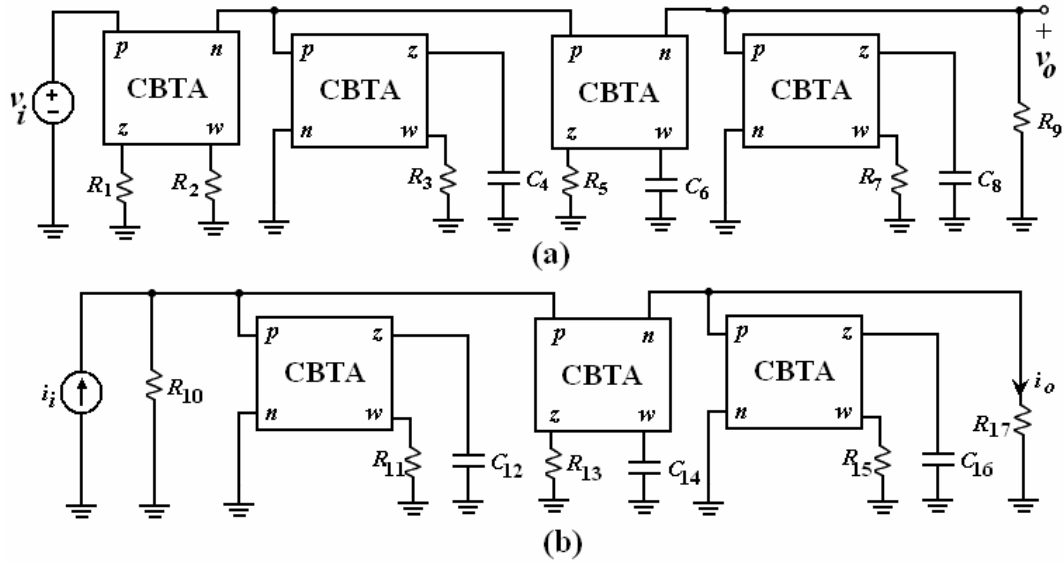
Şekil 3.11 ile verilen gerilim ve akım modlu aktif devrelerdeki eleman değerleri, pasif LC devrelerdeki elemanlara karşılık gelecek şekilde belirlenir.

$$R_1=R_9=1 \text{ k}\Omega, R_2=R_3=R_7=500 \text{ }\Omega, R_5=5 \text{ k}\Omega, C_4=C_8= 500\text{pF}, C_6=100 \text{ pF} \quad (3.9a)$$

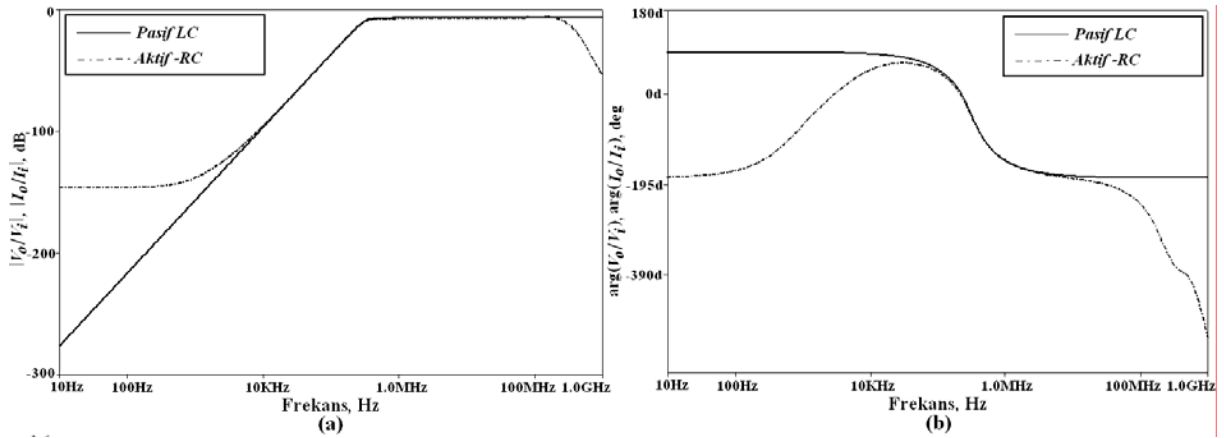
$$R_{10}=R_{17}=1 \text{ k}\Omega, R_{11}=R_{15}500 \text{ }\Omega, R_{13}=5 \text{ k}\Omega, C_{12}=C_{16}= 500\text{pF}, C_{14}=100 \text{ pF} \quad (3.9b)$$

Elde edilen gerilim ve akım modlu yüksek geçiren aktif filtre devrelerinin benzetim sonuçları Şekil 3.12'de verilmiştir. Gerilim ve akım modlu devrelerin transfer fonksiyonları aynı olduğu için benzetim sonucunda genlik ve faz karakteristikleri de aynı çıkmaktadır. Bundan

dolayısı gerilim ve akım modlu devreler için elde edilen benzetim sonuçları ayrı ayrı verilmemiştir.

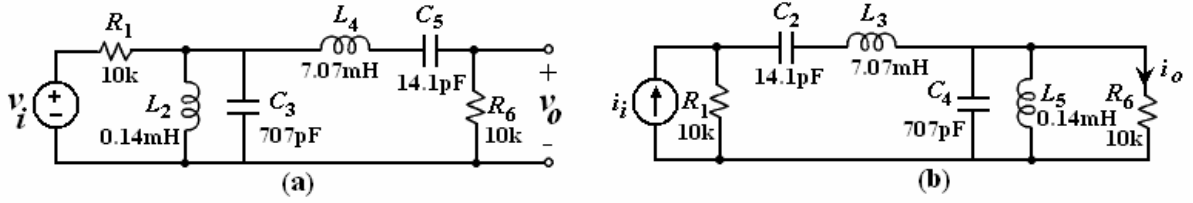


Şekil 3.11 Gerilim ve Akım Modlu Aktif-RC Yüksek Geçiren Filtre Devreleri.



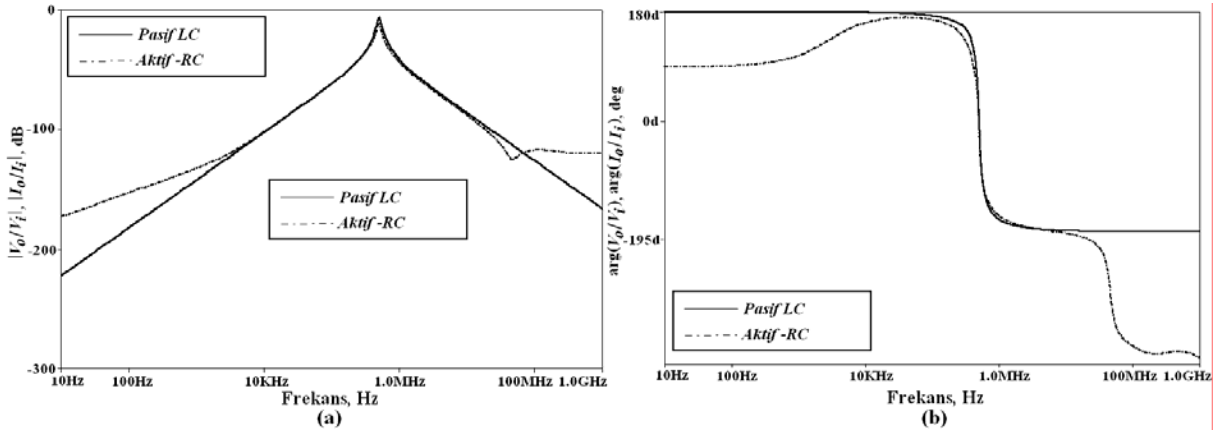
Şekil 3.12 Gerilim ve akım modlu yüksek geçiren aktif filtre devrelerinin genlik ve faz karakteristikleri.

Gerilim ve akım modlu basamaklı türden band geçiren filtre devreleri Şekil 3.13'de verilmiştir. Bu filtre devresinin merkez frekansı $f_o=159.16$ kHz ve band genişliği 3.18 kHz'dir. Bu pasif devrelerdeki iki ucu serbest R, L, C elemanları bir ucu topraklı R ve C elemanları ve CBTA aktif elemanı kullanılarak elde edilmiştir.



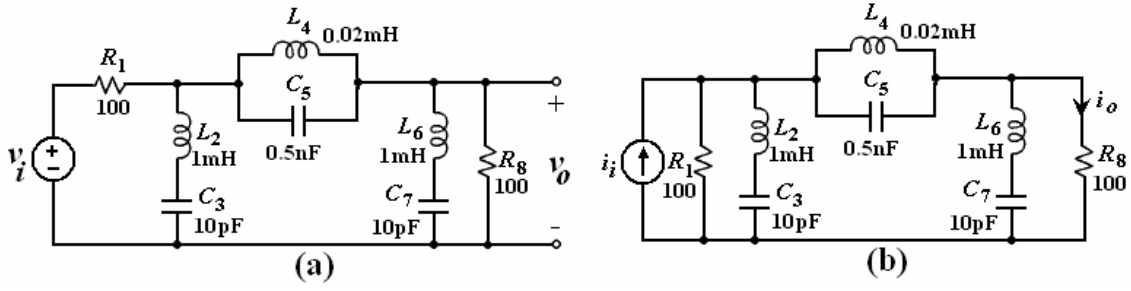
Şekil 3.13 Gerilim ve Akım Modlu Basamaklı Türden LC Band Geçiren Filtre Devreleri.

Band geçiren pasif LC devresindeki 0.14 mH'lik endüktansın eşdeğerini elde etmek için Şekil 3.1'de verilen devre topolojisinde CBTA elemanının gm değeri 0.5 mS olarak ayarlanmıştır ve R ve C elemanları $R_1 = 500 \Omega$, $C_2 = 140 \text{ pF}$ seçilmiştir. 7.07 mH değerindeki endüktans elemanının eşdeğerini elde etmek için $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 707 \text{ pF}$ seçilmiştir. Son olarak iki ucu serbest kapasite elemanını bir ucu topraklı R ve C elemanları ile elde etmek için Şekil 3.1'deki devre topolojisinde $C_1 = 14.1 \text{ pF}$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ seçilmiştir. Elde edilen gerilim ve akım modlu aktif devrelerinin ve pasif devrelerin AC analizleri gerçekleştirildiğinde Şekil 3.14 ile verilen genlik ve faz karakteristikleri elde edilmiştir.



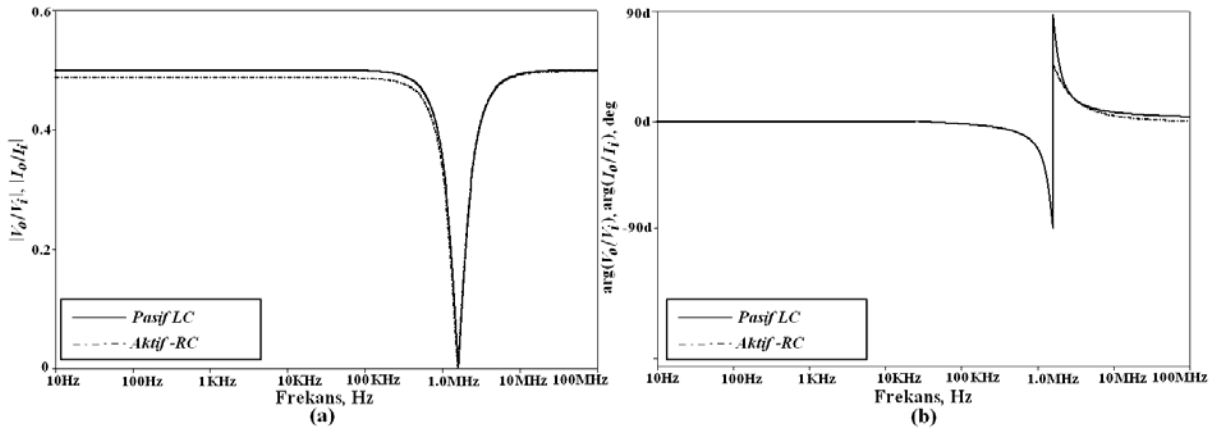
Şekil 3.14 Gerilim ve akım modlu band geçiren aktif filtre devrelerinin genlik ve faz karakteristikleri.

Akım modlu basamaklı türden band söndüren filtre devresi Şekil 3.15'de verilmiştir. Bu filtre devresinin merkez frekansı $f_o = 1.5916 \text{ MHz}$ ve band genişliği 1.58 MHz 'dir. Bu pasif devrelerdeki iki ucu serbest R, L ve C elemanları bir ucu topraklı R ve C elemanları kullanılarak CBTA aktif elemanı ile simüle edilmiştir.



Şekil 3.15 Akım Modlu Basamaklı Türden LC Band Söndüren Filtre Devreleri.

Band söndüren pasif LC devresindeki 1 mH'lik endüktansın eşdeğerini elde etmek için Şekil 3.1'de verilen devre topolojisinde CBTA elemanının g_m değeri 0.5 mS olarak ayarlanmıştır ve R ve C elemanları $R_1=500\ \Omega$, $C_2=1\ \text{nF}$ seçilmiştir. 20 μH değerindeki endüktans elemanının eşdeğerini elde etmek için $R_1=500\ \Omega$, $C_2=20\ \text{pF}$ seçilmiştir. Son olarak iki ucu serbest kapasite elemanını bir ucu topraklı R ve C elemanları ile elde etmek için Şekil 3.1'deki devre topolojisinde $C_1=0.5\ \text{nF}$, $R_2=2\ \text{k}\Omega$ seçilmiştir. Elde edilen gerilim ve akım modlu aktif devrelerin ve pasif devrelerin AC analizleri gerçekleştirildiğinde Şekil 3.16 ile verilen genlik ve faz karakteristikleri elde edilmiştir.



Şekil 3.16 Gerilim ve akım modlu band geçiren aktif filtre devrelerinin genlik ve faz karakteristikleri.

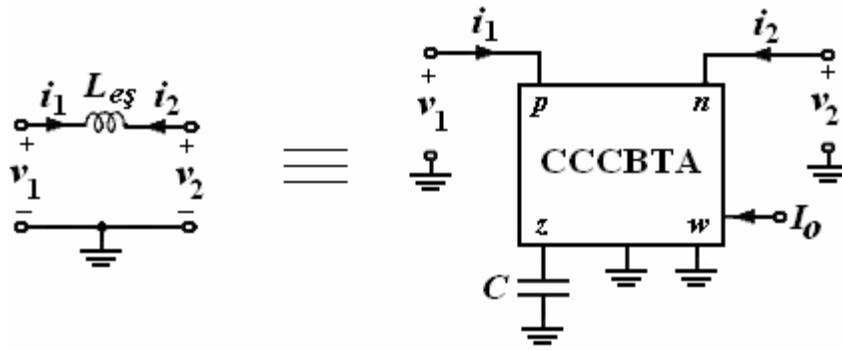
3.3 DeneySEL Sonuçlar

Önerilen akım modlu ve gerilim modlu filtre devrelerinin çalışabilirliğini göstermek için deneysel çalışma gerçekleştirilmiştir. Bunun için ticari olarak kullanılan AD844 (Analog Device, 1990) ve LM13700 (National Semiconductor, 1988) tümleşik devreleri kullanılmıştır. Üç adet AD844 ve bir adet LM13700 tümleşik devresi kullanılarak CBTA elemanı elde edilebilir. Devre yapısı Şekil 3.17'de verilmiştir.

Şekil 3.18’de görüldüğü üzere ideal ve deneysel sonuçlar birbirine çok yakın çıkmaktadır.

3.4 Akım Kontrollü CBTA Aktif Elemanı ve İki Ucu Serbest Endüktans Eşdeğer Devresi

Akım kontrollü CBTA elemanı ve bir ucu topraklı kapasitör kullanılarak iki ucu serbest endüktans elemanı elde edilebilir. İki ucu serbest endüktans elemanı eşdeğer devresi Şekil 3.19’da verilmiştir.



Şekil 3.19 CCCBTA elemanı kullanılarak elde edilen iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi.

CCCBTA’nın ideal tanım bağıntıları kullanılarak Şekil 3.19 ile verilen iki kapılı devrenin analizi gerçekleştirildiğinde Denklem (3.10)’da verilen kısa-devre parametreleri elde edilir.

$$[y_{ij}] = \frac{g_m}{sR_w C} \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ -1 & +1 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Burada R_w CCCBTA elemanının w ucu parazitik direncidir. g_m ise CCCBTA elemanının geçiş iletkenliği değeridir. Buna göre elde edilen eşdeğer endüktans değeri $L_{eş} = \frac{R_w C}{g_m}$ ’dir. Şekil

2.18’de verilen BJT transistorler ile gerçekleştirilen CCCBTA devresinde R_w parazitik direnci ve g_m geçiş-iletkenliği değeri dışarıdan bağlanan I_o ve I_B akım kaynakları ile kontrol edilebilmektedir. R_w ve g_m için bölüm 2’de verilen ifadeler kullanıldığında eşdeğer endüktans değeri Denklem (3.11)’deki gibi elde edilir.

$$L_{eş} = \frac{R_w C}{g_m} = \frac{C V_T^2}{I_o I_B} \quad (3.11)$$

Denklem (3.11)’den görüleceği üzere eşdeğer endüktans değeri I_o veya I_B akımı ile elektronik

olarak kontrol edilebilir. Devrenin iyi olmayan yanı ise elde edilen eşdeğer endüktans değerinin sıcaklığın karesi ile doğru orantılı olmasıdır.

Şekil 3.19’da verilen devre ile çok rahatlıkla bir ucu topraklı eşdeğer endüktans da elde edilebilir. Bunun için CCCBTA’nın p ucu veya n ucunun toprağa bağlanarak $v_1=0$ V veya $v_2=0$ V yapılması yeterlidir.

Şekil 3.19’da verilen devrenin analizi ideal olmayan CCCBTA tanım bağıntıları kullanılarak gerçekleştirildiğinde Denklem (3.12)’de verilen akım gerilim ilişkisi elde edilir.

$$I_1 = \frac{\alpha \mu_w g_m (V_1 - V_2)}{s R_w C}, \quad \alpha_p \approx \alpha_n = \alpha \quad (3.12a)$$

$$I_2 = \frac{-\alpha \mu_w g_m (V_1 - V_2)}{s R_w C} \quad (3.12b)$$

Bu ifadeler kullanılarak Şekil 3.19’daki devrenin kısa devre parametreleri Denklem (3.13)’teki gibi elde edilir.

$$[y_{ij}] = \frac{\alpha \mu_w g_m}{s R_w C} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Bu kısa devre parametreleri göz önüne alınırsa elde edilen eşdeğer endüktans değeri

$$L_{eş} = \frac{R_w C}{\alpha \mu_w g_m} \text{ olmaktadır.}$$

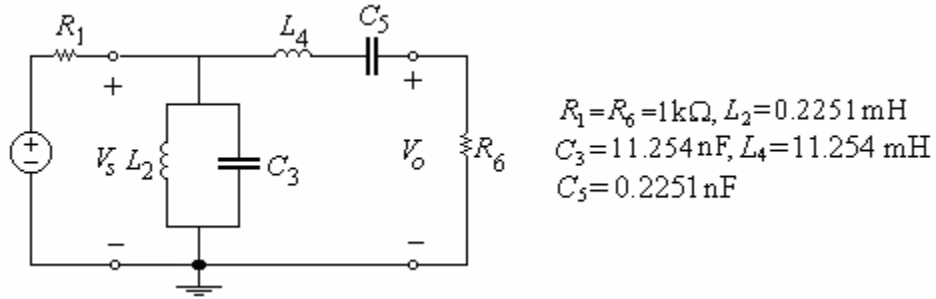
CCCBTA’nın ideal olmayan tanım bağıntıları kullanılarak gerçekleştirilen analiz sonucunda Şekil 3.19 ile verilen devrenin normalize edilmiş aktif ve pasif duyarlık değerleri hesaplanmıştır ve Denklem (3.14)’te verilmiştir.

$$S_{R_w}^{L_{eş}} = S_C^{L_{eş}} = -S_{\alpha}^{L_{eş}} = -S_{\mu_w}^{L_{eş}} = -S_{g_m}^{L_{eş}} = 1 \quad (3.14)$$

Elde edilen aktif ve pasif duyarlık değerleri mutlak olarak 1’den küçüktür. Dolayısıyla önerilen iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi düşük aktif ve pasif duyarlığa sahiptir.

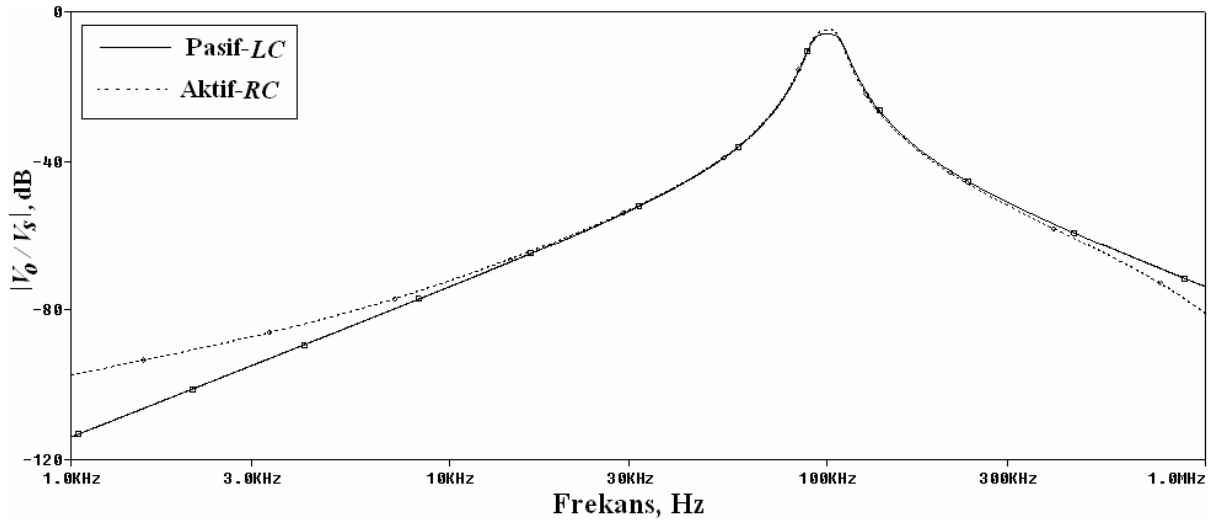
Devrenin doğru olarak çalıştığını kontrol etmek için Şekil 3.20’de verilen band geçiren filtre devresindeki farklı değerdeki endüktans elemanları Şekil 3.19’da verilen devre ile elde edilmiştir. Eşdeğer endüktans değerlerinin dışarıdan bağlanan akım kaynakları ile ayarlanabildiğini göstermek için Şekil 3.19’daki devrede bulunan kapasite elemanının değeri

sabit tutulmuştur. Band geçiren filtre devresinin merkez frekansı $f_o=100$ kHz, band genişliği ise $BW=20$ kHz'dir. Endüktans değerleri elde edilirken aynı değerdeki kapasite elemanları kullanılmıştır ve endüktans değeri I_o akımı ile ayarlanmıştır. Pasif devredeki L_2 endüktansının değeri, endüktans eşdeğer devresinde $C=1$ nF, $I_o=57.75$ μ A, $I_B=50$ μ A alınarak elde edilmiştir. Aynı şekilde L_4 'ün değerini elde etmek için, $C=1$ nF, $I_o=1.155$ μ A, $I_B=50$ μ A seçilmiştir. PSPICE'ta benzetimler gerçekleştirilirken BJT transistörleri için AT&T firmasının PR100N (PNP) ve NR100N (NPN) modelleri kullanılmıştır. BJT devresinin besleme değeri ise ± 2.5 V'tur.

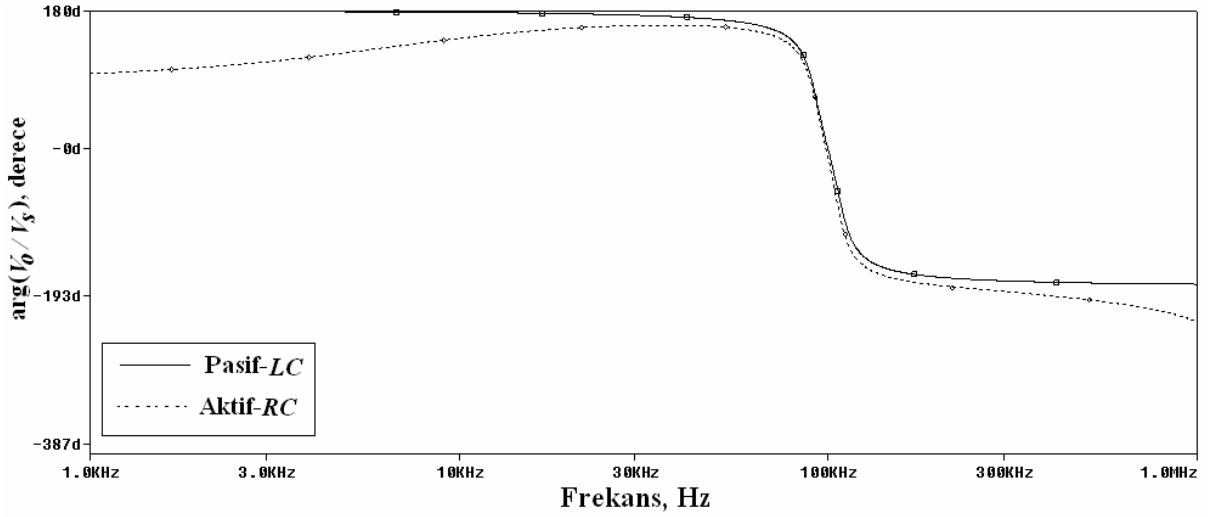


Şekil 3.20 Dördüncü dereceden direnç ile sonlandırılmış LC band-geçiren filtre devresi.

Elde edilen benzetim sonuçları Şekil 3.21 ve Şekil 3.22'de verilmiştir.



Şekil 3.21 Gerilim-Frekans Karakteristiği.



Şekil 3.22 Faz-Frekans Karakteristiği.

Yukarıdaki şekillerde görüleceği üzere pasif LC devresinin sonuçları ile önerilen iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresinin sonuçları birbirini tutmaktadır.

3.5 Önerilen Devrelerin Avantajları ve Literatür ile Karşılaştırılması

Bu bölümde ilk olarak, CBTA elemanı kullanılarak iki ucu serbest endüktans, kapasite ve direnç eşdeğer devresi elde edilmiştir. Bu devrede bir tane aktif eleman, iki tane de bir ucu toprağa bağlı pasif eleman bulunmaktadır. Elde edilen iki ucu serbest endüktans, kapasite ve direnç elemanlarının değerleri CBTA elemanının g_m geçiş-iletkenliği değeri aracılığıyla elektronik olarak kontrol edilebilir. Önerilen devrede istenilen iki ucu serbest endüktans, kapasite veya direnç eşdeğeri elde edilirken herhangi bir eleman uyumluluk sorunu bulunmamaktadır. Devredeki elemanların bir ucu topraklı olduğu için tümdevre üretimine daha uygun yapıdadır. Ayrıca devrenin aktif ve pasif duyarlılığı düşüktür.

Bu bölümde ikinci olarak, Şekil 3.1’de ilk önerilen devrede CBTA elemanı yerine CCCBTA elemanı kullanılarak iki ucu serbest endüktans elemanı eşdeğer devresi elde edilmiştir. Bu devrede bir aktif eleman ve bir tane bir ucu topraklı kapasite elemanı kullanılmıştır.

Önerilen devrelerin literatürdeki şimdiye kadar yapılan çalışmalar ile karşılaştırılması Çizelge 3.1’de verilmiştir.

Çizelge 3.2 Önerilen devrelerin literatür ile karşılaştırılması

Literatürdeki Çalışmalar	Aktif Eleman Sayısı	Kapasite Sayısı	Direnç Sayısı
(Mohan, 1998)	2 DO-CCII	1	2 (iki ucu serbest)
(Sedef ve Acar, 2000)	2 DVCC	1	2
(Minaei vd., 2006)	2 DO-CCII	1	2
(Senani ve Malhatro, 1994)	3 OMA	1	2
(Higashimura vd., 1987)	2 CCII, 1 DO-CCII	1	2
(Yüce vd., 2006)	2 CCCII, 1 DO-CCII	1	Yok
(Minaei vd., 2002)	1 DO-CCII, 1 Op-amp	Yok	Yok
(Yüce, 2007)	1 MCFOA	1	2
Şekil 3.1	1 CBTA	1	1
Şekil 3.19	1 CCCBTA	1	Yok

Literatürde şimdiye kadar yapılan çalışmalar içerisinde eleman sayısı açısından bu tezde önerilen devrelere en yakın çalışmalar (Minaei vd, 2002) ve (Yüce, 2007)'dir. Yüce'nin gerçekleştirdiği çalışmada iki ucu serbest endüktans, kapasite, direnç ve FDNR elemanı eşdeğeri elde edilebilmektedir. Fakat bu çalışmada önerilen MCFOA aktif elemanı 7 uçludur ve üç tane bir ucu topraklı pasif eleman kullanılmaktadır. Minaei vd.'nin gerçekleştirdiği çalışmada sadece iki tane aktif eleman kullanılmıştır (Minaei vd., 2002). Bu çalışma ile önerilen devrenin daha detaylı karşılaştırılması aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

- (i) (Minaei vd., 2002)'nin çalışmasında sadece iki ucu serbest endüktans elemanı eşdeğeri elde edilebilmektedir. Bu tezde önerilen devre ile iki ucu serbest endüktans, kapasite ve direnç eşdeğeri elde edilmektedir.
- (ii) (Minaei vd., 2002)'nin çalışmasında önerilen devrede eşdeğer endüktans değeri sadece DO-CCII'nin kutuplama akımı ile ayarlanabilmektedir. Bu tezde önerilen devrede eşdeğer endüktans değeri g_m , R ve C kullanılarak ayarlanabilir.
- (iii) (Minaei vd., 2002)'nin çalışmasında elde edilebilen eşdeğer endüktans değeri $1 \mu\text{H} < L < 3 \text{ mH}$ arasında iken, bu tezde önerilen devre ile $1 \mu\text{H} < L < 1 \text{ H}$ aralığında eşdeğer endüktans değeri elde edilebilir.

- (iv) (Minaei vd., 2002)'nin çalışmasında kullanılan LF356 işlemsel kuvvetlendiricisinin minimum besleme gerilimi ± 5 V'tur. Aynı devrede kullanılan ikinci aktif eleman olan DO-CCCII'nin besleme gerilimi ise ± 2.5 V'tur. Dolayısıyla, bu çalışmada önerilen devrenin iki farklı besleme kaynağına ihtiyacı vardır. Bu tezde önerilen devrede ise besleme gerilimi ± 1.5 V'tur.

4. YAPAY TRANSFORMATÖR GERÇEKLEMESİ

Bu bölümde, transformatör elemanının tanım bağıntılarını gerçekleyen aktif devre yapısı sunulmuştur. Literatürde bu yapılara yapay (synthetic) transformatör veya ortak kuplajlı (mutually coupled) devreler denir. Bu tezde önerilen yapay transformatör devresinde iki tane CBTA, üç tane direnç elemanı ve iki tane bir ucu topraklı kapasite elemanı vardır. Önerilen yapay transformatör devresi iki kapılı yapıdadır ve bu kapıların bir ucu topraklı değildir, başka bir deyişle iki ucu serbesttir (floating). Şimdiye kadar literatürde bu özelliğe sahip yapay transformatör devresine rastlanmamıştır. Ayrıca gerektiği takdirde önerilen bu devredeki iki kapının birer ucu toprağa bağlanarak bir ucu topraklı yapay transformatör devresi de elde edilebilir. Gerçekleştirilen yapay transformatör devresi, pozitif ortak endüktanslı transformatör elemanının fonksiyonunu sağlamaktadır.

Bundan sonraki alt bölümlerde ilk olarak, önerilen yapay transformatör devresi tanıtılacak ve analizleri gerçekleştirilecektir. Sonra, önerilen devrenin bir ucu topraklı olarak çalıştığını gösterebilmek için uygulama olarak band geçiren filtre devresi gerçekleştirilecek ve PSPICE benzetim sonuçları verilecektir. Ayrıca önerilen devrenin iki ucu serbest olarak çalıştığını gösterebilmek için alçak geçiren filtre devresi verilecektir. Son olarak, devrenin çalışabilirliğini göstermek için ayırık elemanlar ile gerçekleştirilen CBTA elemanı ile elde edilen deneysel sonuçlar verilecektir.

4.1 Önerilen Devre Yapısı

Şekil 4.1a'da sembolü verilen iki kapılının bağıntıları Denklem (4.1a) ve (4.1b)'de verilmiştir.

$$\phi_1(t) = L_p i_1(t) + M i_2(t) \quad (4.1a)$$

$$\phi_2(t) = M i_1(t) + L_s i_2(t) \quad (4.1b)$$

Denklem (4.1a) ve (4.1b)'de tanım bağıntıları verilen iki-kapılıda L_p , L_s ve M parametreleri Denklem (4.2)'de verilen koşulları sağlıyorsa bu iki kapılıya transformatör denir (Acar, 1995).

$$L_p > 0, L_s > 0, L_p L_s - M^2 \geq 0 \quad (4.2)$$

Tanım bağıntılarındaki L_p , L_s ve M parametreleri endüktans boyutunda olup Henry (H) birimi ile ölçülür. L_p ve L_s sırası ile birinci ve ikinci kapıya ilişkin öz endüktans (self inductance),

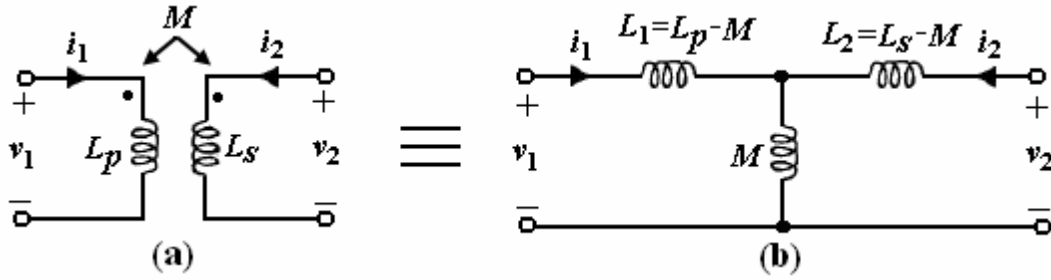
M 'ye ortak endüktans (mutual inductance) denir. i_1 ve i_2 'nin referans yönlerinin, her ikisi birden transformatörün simgesindeki düğümlerden giriyor ya da çıkıyorsa $M>0$, aksi halde $M<0$ 'dır.

Transformatör elemanının Denklem (4.1a) ve (4.1b)'de verilen tanım bağıntıları, kapı gerilimleri ve akımları cinsinden olacak şekilde düzenlenirse Denklem (4.3a) ve (4.3b) elde edilir.

$$V_1 = sL_p I_1 + sMI_2 \quad (4.3a)$$

$$V_2 = sMI_1 + sL_s I_2 \quad (4.3b)$$

Dört uçlu transformatör elemanının T-tipi eşdeğer modeli Şekil 4.1b'de verilmiştir. Bu model ile dört uçlu transformatör elemanı üç uçlu halde gösterilebilir. Şekil 4.1b'deki devreye Kirchhoff'un gerilimler yasası uygulandığında, $L_1=L_p-M$, $L_2=L_s-M$ olduğu görülmektedir.

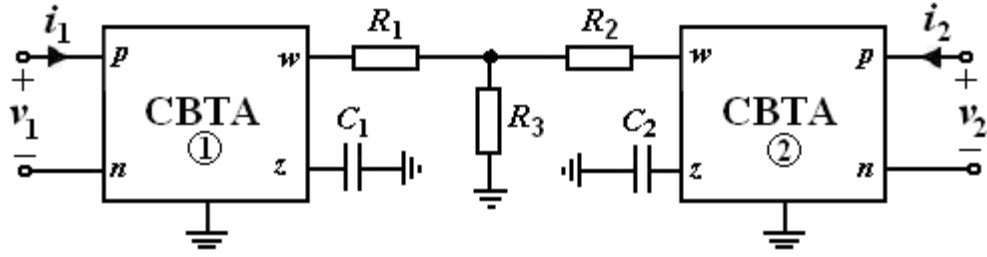


Şekil 4.1 a) Transformatör elemanının sembolü. b) Transformatör elemanının T-tipi eşdeğer devresi.

Önerilen yapay transformatör devresi Şekil 4.2'de verilmiştir. CBTA elemanının ideal tanım bağıntıları kullanılarak devrenin analizi gerçekleştirildiğinde Denklem (4.4a) ve (4.4b) elde edilir.

$$V_1 = s \frac{C_1}{g_{m1}} (R_1 + R_3) I_1 + s \frac{C_1 R_3}{g_{m1}} I_2 \quad (4.4a)$$

$$V_2 = s \frac{C_2 R_3}{g_{m2}} I_1 + s \frac{C_2}{g_{m2}} (R_2 + R_3) I_2 \quad (4.4b)$$



Şekil 4.2 Önerilen yapay transformatör devresi.

Önerilen yapay transformatör devresinin Denklem (4.4a) ve (4.4b)'de verilen denklemleri incelendiğinde, pozitif ortak endüktanslı transformatör elemanının denklemlerine eş düştüğü görülmektedir. Şekil 4.2'de verilen devreden elde edilen eşdeğer endüktans değerleri Denklem (4.5)'te verilmiştir.

$$L_1 = \frac{R_1 C_1}{g_{m1}}, M_{11} = M_{12} = \frac{R_3 C_1}{g_{m1}}, M_{21} = M_{22} = \frac{R_3 C_2}{g_{m2}}, L_2 = \frac{R_2 C_2}{g_{m2}} \quad (4.5)$$

Denklem (4.5)'de verilen eşdeğer endüktans değerlerinden görüleceği üzere simetrik kuplajın gerçekleşmesi için Şekil 4.2'de verilen devredeki eleman değerleri, $\frac{C_1}{C_2} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}}$ seçilmelidir.

Bu durumda, $M_{11}=M_{12}=M_{21}=M_{22}=M$ elde edilir. Şekil 4.2'de verilen yapay transformatör devresi ile elde edilen eşdeğer endüktans değerleri Denklem (4.3)'ten görüleceği üzere R_1 , R_2 ve R_3 dirençleri ile birbirlerinden bağımsız olarak değerleri ayarlanabilir yani kontrol edilebilir. Ayrıca CBTA elemanının geçiş-iletkenlik değeri g_m , dışarıdan bağlanacak olan akım kaynağı aracılığıyla değiştirilebilir ve bu şekilde elde edilen eşdeğer endüktansların değerleri elektronik olarak ayarlanabilir.

Şekil 4.2'de verilen yapay transformatör devresi iki kapılıdır ve bu kapıların birer uçları topraklı değildir. Devrede gerektiği takdirde CBTA elemanlarının “n” uçları toprağa bağlanarak bir ucu topraklı yapıda yapay transformatör devresi elde edilir.

Transformatör elemanında M ortak endüktans parametresi çoğu kez kuplaj katsayısı cinsinden verilir. Kuplaj katsayısının bağıntısı Denklem (4.6)'da verilmiştir.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (4.6)$$

Tanımı uyarınca kuplaj katsayısı $-1 \leq k \leq 1$ 'dir. Başka bir deyişle kuplaj katsayısı -1'den küçük ve +1'den büyük hiçbir değeri olamaz (Acar, 1995). Önerilen yapay transformatör

devresinde simetrik kuplaj sağlandığında ve kapasite değerleri $C_1=C_2=C$, geçiş iletkenliği değerleri $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ alındığında, k kuplaj katsayısı Denklem (4.7)'de verilmiştir.

$$k = \frac{R_3}{\sqrt{(R_1 + R_3)(R_2 + R_3)}} \quad (4.7)$$

Denklem (4.7)'den görüleceği üzere k katsayısı R_1 , R_2 ve R_3 direnç değerleri ile ayarlanabilir. Pozitif direnç değerleri için alabileceği değerler, $0 \leq k \leq 1$ aralığındadır.

CBTA elemanının ideal olmayan tanım bağıntıları kullanılarak önerilen yapay transformatörün devresinin analizi gerçekleştirildiğinde Denklem (4.8a) ve (4.8b) elde edilir.

$$V_1 = s \frac{(R_1 + R_3)C_1}{g_{m1}\mu_{w1}} I_1 + s \frac{R_3 C_1}{g_{m1}\mu_{w1}\alpha_{p2}} I_2 \quad (4.8a)$$

$$V_2 = s \frac{R_3 C_2}{g_{m2}\mu_{w2}\alpha_{p1}} I_1 + s \frac{(R_2 + R_3)C_2}{g_{m2}\mu_{w2}} I_2 \quad (4.8b)$$

Burada, α_{pj} , ve μ_{wj} ($j=1,2$) sırasıyla j . CBTA elemanının ideal olmayan akım ve gerilim kazanç ifadeleridir.

Önerilen yapay transformatörün aktif ve pasif duyarlıkları incelendiğinde aşağıdaki denklemlerde verilen değerler elde edilir.

$$S_{R_3}^{M_{11}} = S_{C_1}^{M_{11}} = S_{R_3}^{M_{12}} = S_{C_1}^{M_{12}} = S_{R_3}^{M_{21}} = S_{C_2}^{M_{21}} = S_{R_3}^{M_{22}} = S_{C_2}^{M_{22}} = 1 \quad (4.9a)$$

$$S_{R_1}^{L_1} = S_{C_1}^{L_1} = S_{R_2}^{L_2} = S_{C_2}^{L_2} = 1 \quad (4.9b)$$

$$S_{g_{m1}}^{M_{11}} = S_{\mu_{w1}}^{M_{11}} = S_{g_{m1}}^{M_{12}} = S_{\mu_{w1}}^{M_{12}} = S_{\alpha_{p2}}^{M_{12}} = S_{g_{m2}}^{M_{21}} = S_{\mu_{w2}}^{M_{21}} = S_{\alpha_{p1}}^{M_{21}} = S_{g_{m2}}^{M_{22}} = S_{\mu_{w2}}^{M_{22}} = -1 \quad (4.9c)$$

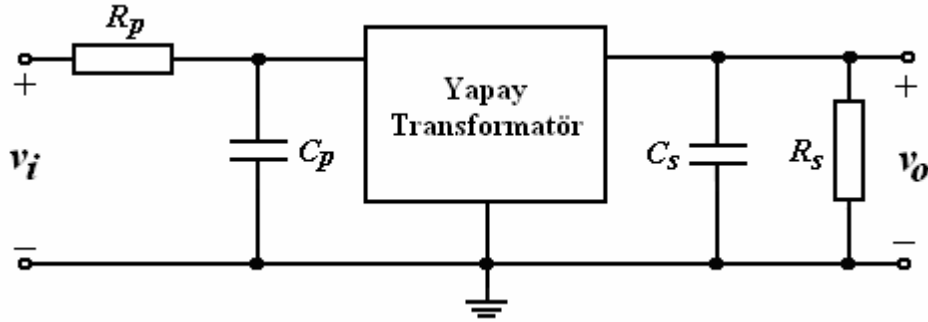
$$S_{g_{m1}}^{L_1} = S_{\mu_{w1}}^{L_1} = S_{g_{m2}}^{L_2} = S_{\mu_{w2}}^{L_2} = -1 \quad (4.9d)$$

Yukarıdaki duyarlık hesaplamalarından görüleceği gibi, tüm pasif ve aktif eleman duyarlıkları mutlak olarak 1'e eşit çıkmaktadır. Bu sonuç önerilen devrenin duyarlılığının iyi olduğunu göstermektedir.

4.2 Benzetim Sonuçları

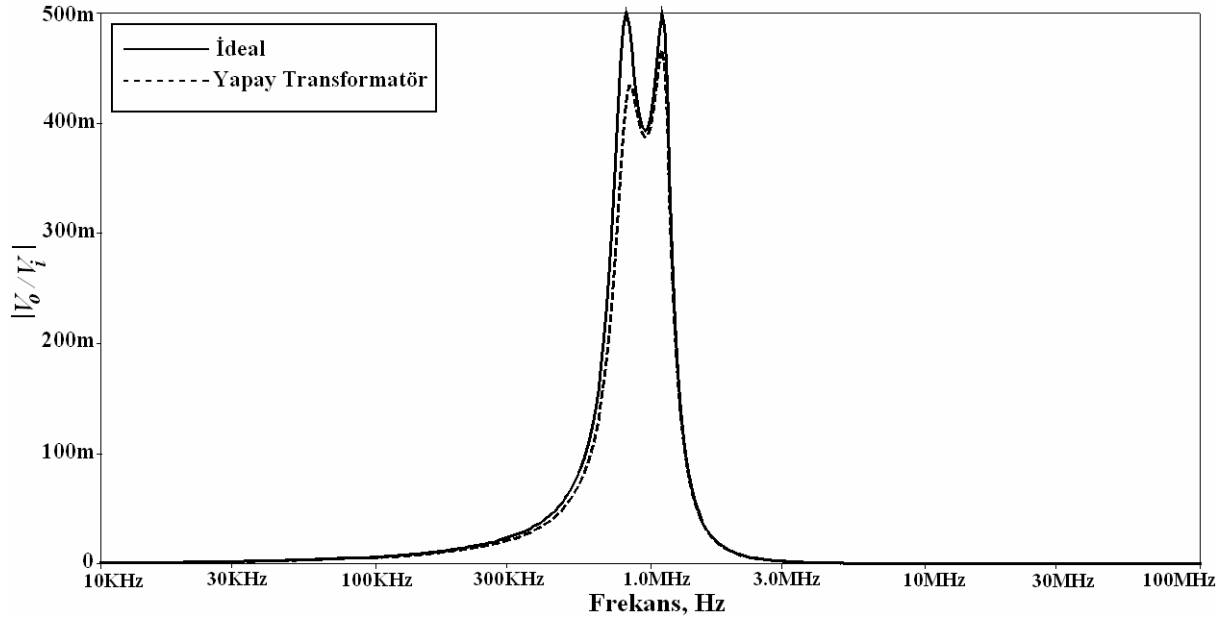
Şekil 2.4’de verilen CBTA elemanının CMOS devre yapısı kullanılarak Şekil 4.2’de verilen yapay transformatör devresinin benzetimi PSPICE programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. CMOS devresinde besleme gerilimleri $V_{DD} = -V_{SS} = 1.5$ V alınmıştır ve 0.25 μm seviye-7 TSMC CMOS teknoloji parametreleri kullanılarak benzetimler gerçekleştirilmiştir.

İlk olarak önerilen yapay transformatör devresi ile Şekil 4.3’de verilen band geçiren filtre devresinin benzetimi gerçekleştirilmiştir. Bu filtre devresinin eleman değerleri, filtrenin merkez frekansı $f_o=918.88$ kHz ve kalite faktörü $Q=5.77$ olacak şekilde belirlenmiştir. Bu durumda eleman değerleri, $C_p=C_s=100$ pF ve $R_p=R_s=10\text{k}\Omega$, $L_p=L_s=300$ μH ve $M=100$ μH olmaktadır. Önerilen yapay transformatör devresi ile $L_p=L_s=300$ μH ve $M=100$ μH değerlerini elde etmek için $R_1=R_2=500$ Ω , $R_3=250$ Ω , $C_1=C_2=200$ pF ve $g_m=0.5$ mS seçilmiştir. Bu durumda kuplaj katsayısı $k=0.33$ olmaktadır.

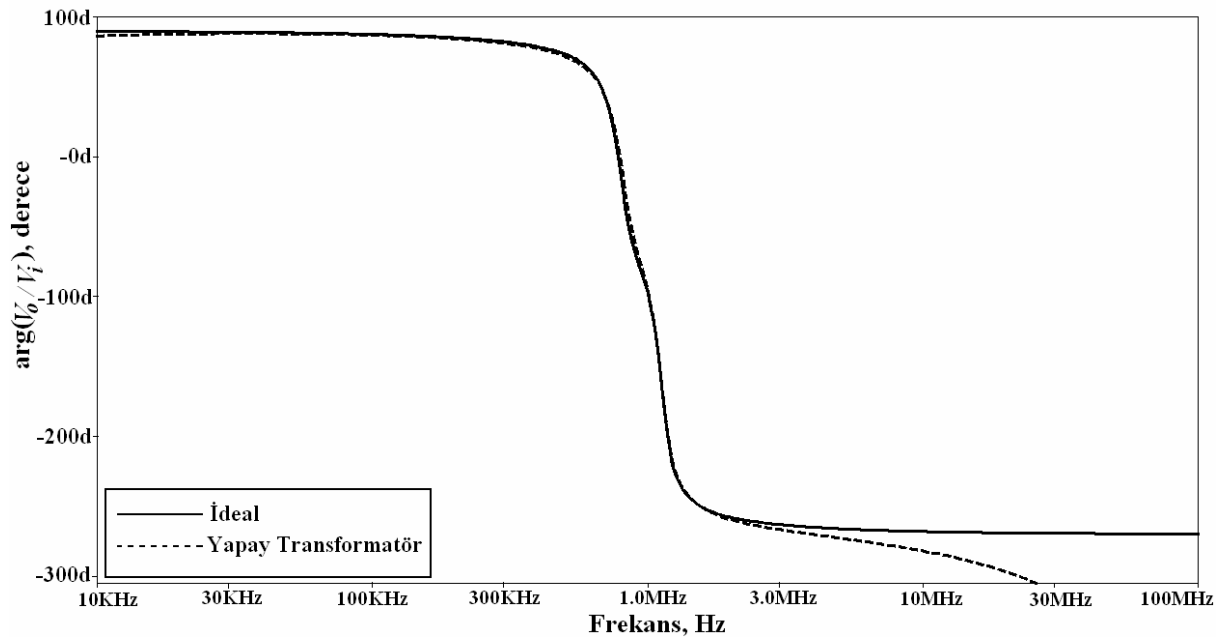


Şekil 4.3 Önerilen yapay transformatör devresi ile gerçekleştirilen band-geçiren filtre devresi.

Şekil 4.3’de verilen filtre devresinin genlik ve faz karakteristikleri PSPICE devre benzetim programı ile incelenmiştir. Önerilen yapay transformatör kullanılarak elde edilen sonuçlar ve teorik sonuçlarla karşılaştırılması Şekil 4.4 ve Şekil 4.5’de verilmiştir. Şekillerden de görüleceği gibi benzetim sonuçları teorik sonuçları doğrulamaktadır.



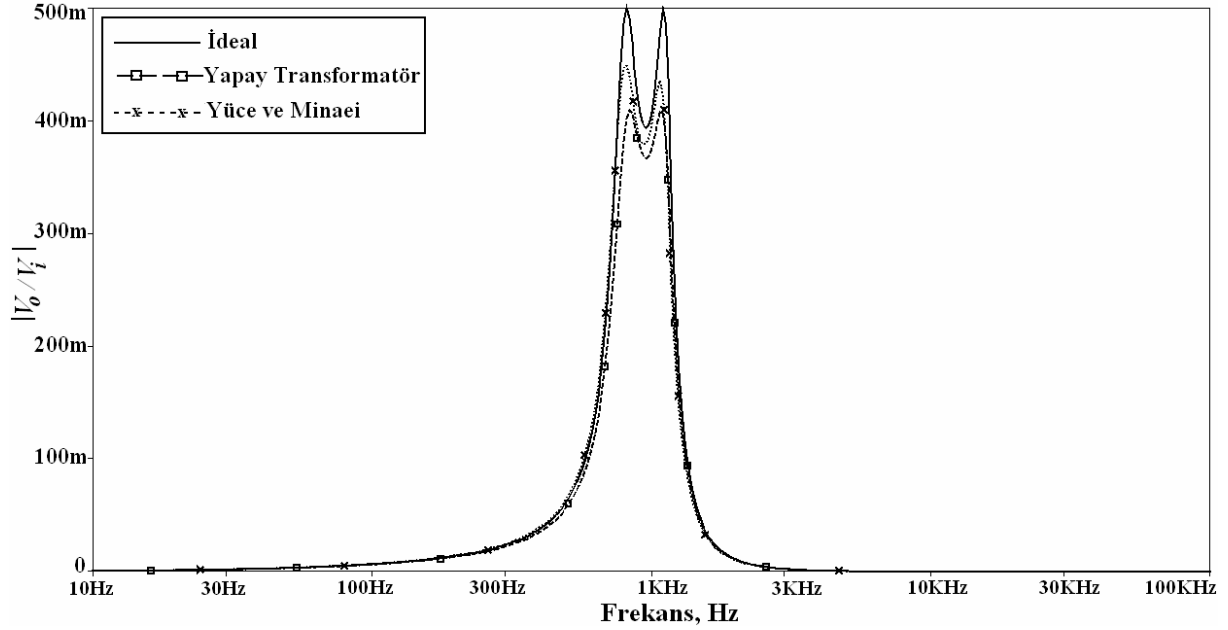
Şekil 4.4 Yapay transformatör ile gerçekleştirilen band geçiren filtre devresinin genlik-frekans karakteristiği.



Şekil 4.5 Yapay transformatör ile gerçekleştirilen band geçiren filtre devresinin faz-frekans karakteristiği.

Şimdiye kadar literatürde gerçekleştirilen yapay transformatör devrelerinin karşılaştırma sonuçları Çizelge 4.1’de verilmişti. Bu kısımda ise bu tezde önerilen yapay transformatör devresi ile Yuce ve Minaei’nin 2008 yılında gerçekleştirdikleri devre yapısının benzetim sonuçlarının karşılaştırılması yapılmıştır. Bunun için Şekil 4.3’de verilen band geçiren filtre devresi kullanılmıştır. (Yuce ve Minaei, 2008) yayınında verilen eleman değerleri için

benzetim gerçekleştirilmiştir. Band geçiren filtre devresinin eleman değerleri, $C_p=C_s=100$ nF, $R_p=R_s=10$ k Ω , $L_p=L_s=3$ H ve $M=1$ H alınmıştır. Bu durumda band geçiren filtrenin merkez frekansı $f_o=918.88$ Hz ve kalite faktörü $Q=5.77$ olmaktadır. $L_p=L_s=3$ H ve $M=1$ H endüktans değerlerini elde etmek için Şekil 4.2’de verilen yapay transformatör devresinin eleman değerleri $R_1=R_2=5$ k Ω , $R_3=2.5$ k Ω , $C_1=C_2=0.2$ μ F ve $g_m=0.5$ mS seçilmiştir. PSPICE programı ile elde edilen benzetim sonuçları Şekil 4.6’da verilmiştir.

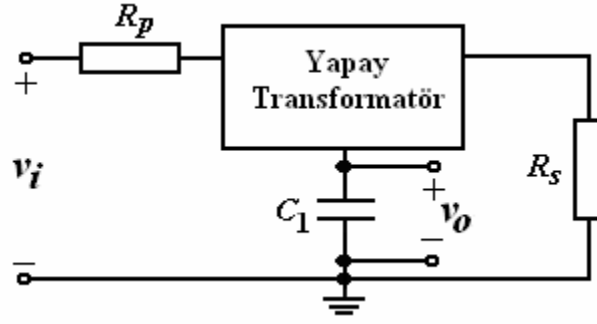


Şekil 4.6 Bu tezde önerilen devre ile Yüce ve Minaei’nin önerdiği devrenin benzetim sonuçları.

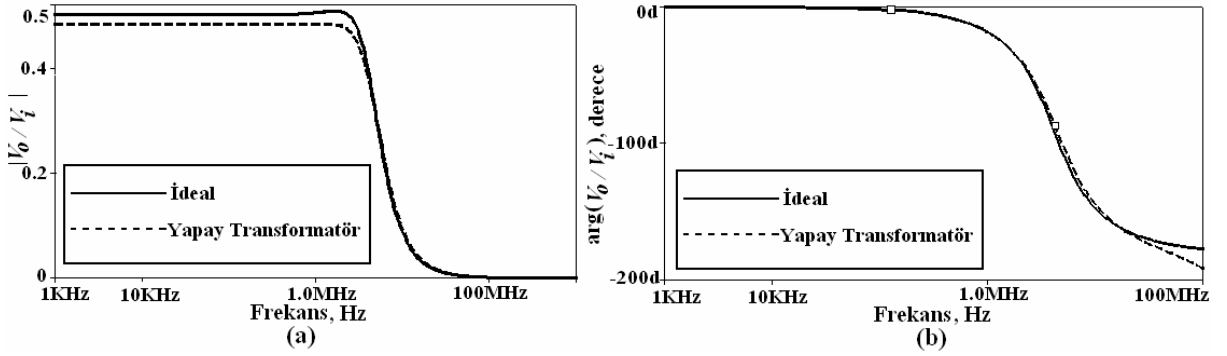
Bu tezde önerilen yapay transformatör devresi ile Yüce ve Minaei’nin gerçekleştirdikleri devrenin sonuçları birbirine yakın çıkmaktadır. Bu tezde önerilen yapay transformatör devresinin en büyük avantajı, Yüce ve Minaei’nin devresinde olduğu gibi yapay transformatörün giriş ve çıkış kapılarının bir uçlarının topraklı olmamasıdır. Ayrıca daha az aktif ve pasif eleman kullanılarak yapay transformatör elde edilmektedir.

Şekil 4.2’de verilen yapay transformatörün iki ucu serbest olarak çalışabildiğini göstermek için örnek olarak Şekil 4.7’deki alçak geçiren filtre devresinin benzetimi gerçekleştirilmiştir. $R_p=R_s=1$ k Ω , $C_1=100$ pF, $L_p=L_s=20$ μ H and $M_{11}=M_{12}=M_{21}=M_{22}=10$ μ H olarak seçilmiştir. Bu durumda alçak geçiren filtrenin köşe frekansı $f_o=4.5$ MHz olmaktadır. Yapay transformatör ile L_p , L_s ve M değerlerini elde etmek için Şekil 4.2’de verilen devrede eleman değerleri, $R_1=R_2=R_3=500$ Ω , $g_m=0.5$ mS ve $C_1=C_2=10$ pF seçilmiştir. Teorik sonuçlar ve yapay transformatör ile elde edilen sonuçlar Şekil 4.8’de verilmiştir. Elde edilen sonuçlar

birbirlerini tutmaktadır.



Şekil 4.7 İki ucu serbest yapay transformatörü denemek için oluşturulan alçak geçiren filtre devresi.

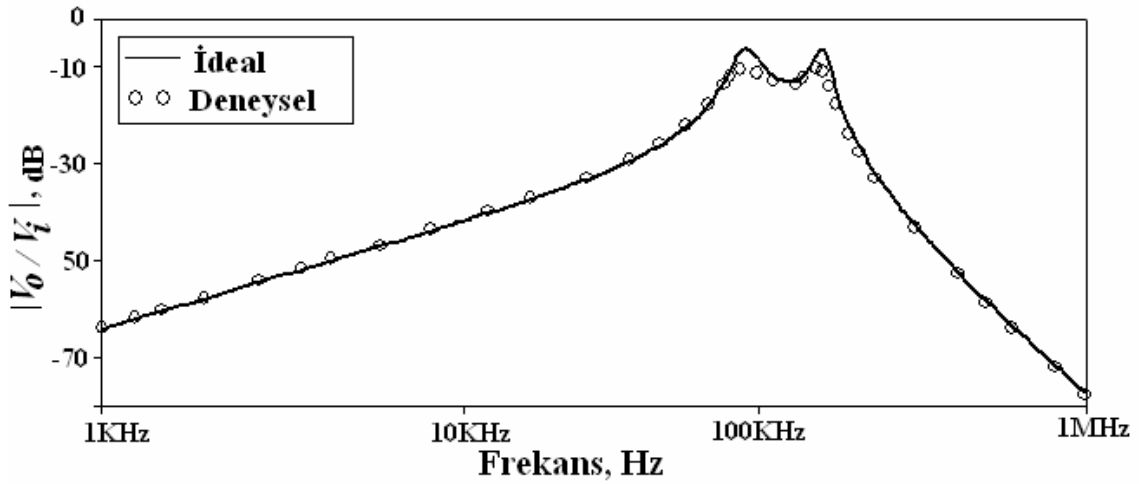


Şekil 4.8 Alçak geçiren filtre devresinin genlik ve faz karakteristikleri.

4.3 Deneysel Sonuçlar

Önerilen yapay transformatör devresinin çalışabilirliğini göstermek için ayrıık elemanlar ile gerçekleştirilen Şekil 3.16'da verilen CBTA elemanı ile elde edilen deneysel sonuçlar bu alt bölümde verilmiştir.

Şekil 4.3'de verilen band geçiren filtre devresi deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Band geçiren filtre devresinin merkez frekansı $f_o=112.54$ kHz ve kalite faktörü $Q=7.07$ olacak şekilde eleman değerleri seçilmiştir. Elde edilen eleman değerleri $C_p=C_s=1$ nF, $R_p=R_s=10$ k Ω , $M_{11}=M_{12}=M_{21}=M_{22}=M=1$ mH, $L_1=L_2=1$ mH'dir. Bu durumda yapay transformatörün kuplaj katsayısı $k=0.5$ olmaktadır. Yapay transformatör devresinin $M_{11}=M_{12}=M_{21}=M_{22}=M=1$ mH ve $L_1=L_2=1$ mH değerlerini sağlayabilmesi için Şekil 4.2'de verilen devredeki pasif eleman değerleri $C_1=C_2=1$ nF, $R_1=R_2=R_3=10$ k Ω alınmıştır. Geçiş-iletkenliği değeri ise $g_m=10$ mS olacak şekilde LM13700 tümdevresinde I_{ABC} akımı ayarlanmıştır. Elde edilen deneysel sonuçlar ve bu sonuçların ideal sonuçlar ile karşılaştırılması Şekil 4.9'da verilmiştir.



Şekil 4.9. Band geçiren filtre devresinin ideal ve deneysel sonuçları.

Şekil 4.9'dan görüldüğü üzere deneysel olarak elde edilen çıkış geriliminin frekansa göre değişimi ve ideal çıkış geriliminin frekansa göre değişimi birbirine yakındır. Dolayısıyla önerilen yapay transformatör devresinin çalışabilirliği deneysel olarak gösterilmiştir.

4.4 Önerilen Devrenin Literatür ile Karşılaştırılması

Literatürde yapay transformatörlerle ilgili birkaç çalışma vardır ve bunların incelemesi birinci bölümde verilmişti. Bunlardan (Soderstrand, 1978), (Atiya, 1978)'de işlemsel kuvvetlendiriciler kullanılmıştır ve çok sayıda aktif ve pasif eleman kullanılmaktadır. Higashimura ve Fukui'nin çalışmasında ise çok sayıda BJT tranzistörler, CCII'ler ve OTA'lar kullanılarak ortak kuplajlı devre yapıları sunulmuştur (Higashimura ve Fukui, 1991). Son yıllarda yapılan çalışmalarda ise akım taşıyıcılar kullanılarak bu tür devre yapıları elde edilmiştir (Higashimura, 1991b), (Abuelmatti vd., 2005), (Yüce ve Minaei, 2007), (Yüce ve Minaei, 2008b). Şimdiye kadar önerilen yapay transformatör devreleri çok fazla aktif ve pasif eleman kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şimdiye kadar literatürde yayınlanan ve bu tezde önerilen yapay transformatör devrelerinin karşılaştırılması Çizelge 4.1'de verilmiştir.

Çizelge 4.1 Yapay transformatör devrelerinin karşılaştırılması

Yapay Transformatör Devreleri	Aktif Eleman	Kapasite Sayısı	Direnç Sayısı	İki Ucu Serbest mi?
(Higashimura ve Fukui, 1991)	8 OTA	2	2	Hayır
(Higashimura ve Fukui, 1991)	8 CCII	4	6	Hayır
(Abueltmatti vd., 2005)	6 CCII	2	6	Hayır
(Yüce ve Minaei, 2007)	6 DO-CCII	2	-	Hayır
(Yüce ve Minaei, 2008b)	2 CCCII- 2 CCCII+	2	5	Hayır
Önerilen Devre	2 CBTA	2	3	Evet

Önerilen yapay transformatör devresinde iki tane CBTA, üç tane direnç elemanı ve iki tane bir ucu topraklı kapasite elemanı vardır. Önerilen yapay transformatör devresi iki kapılı yapıdadır ve bu kapıların bir ucu topraklı değildir. Yapılan literatür taramasında bu özelliğe sahip yapay transformatör devresine rastlanmamıştır.

5. TEK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI VE ÇOK GİRİŞLİ TEK ÇIKIŞLI FİLTRELER

Tek girişli çok çıkışlı (SIMO) filtre yapıları, bir akım ve/veya gerilim girişine ancak birden fazla akım ve/veya gerilim çıkışına sahip olan filtrelerdir. Bu çıkışların her biri aynı anda ayrı ayrı fonksiyonları gerçeklemektedirler. 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 akım olması durumunda, $i_{o1} = f_1(i_i)$, $i_{o2} = f_2(i_i)$, $i_{o3} = f_3(i_i) \dots$ vb., şeklinde ifade edilebilir. Bu bölümde tek akım girişli üç akım çıkışlı bir filtre yapısı ve tek gerilim girişli dört gerilim çıkışlı filtre yapısı sunulacaktır. Bu devrelerin PSPICE benzetim sonuçları ve filtre devrelerinin çalışabilirliğini göstermek için deneysel sonuçlar verilecektir.

Çok girişli tek çıkışlı (MISO) filtre yapıları, birden çok akım ve/veya gerilim girişine, bir akım ve/veya gerilim çıkışına sahip olan filtrelerdir. 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 işareti uygulanır ve kalan girişler topraklanır. Bu bölümde gerilim modlu üç girişli tek çıkışlı bir filtre yapısı sunulacaktır. Filtrenin, PSPICE benzetim sonuçları ve deneysel sonuçları verilecektir.

5.1 Akım Modlu Tek Girişli Üç Çıkışlı Çok Fonksiyonlu Filtre Tasarımı

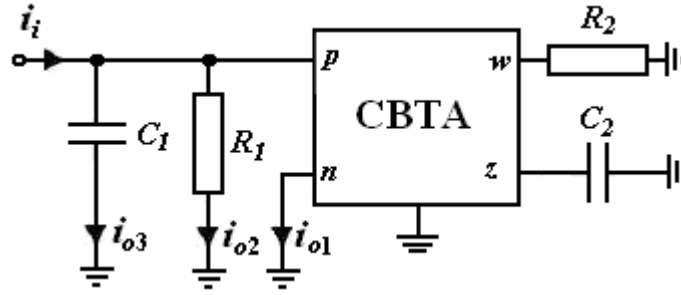
Önerilen akım modlu tek girişli üç çıkışlı filtre devresi Şekil 5.1’de verilmiştir. Bu filtre devresinde sadece bir adet CBTA aktif elemanı, iki direnç ve iki kapasite elemanı kullanılmıştır. CBTA elemanın ideal olmayan tanım bağıntıları kullanılarak devrenin analizi gerçekleştirildiğinde çıkış uçlarına ilişkin akım transfer fonksiyonları sırasıyla Denklem (5.1), (5.2) ve (5.3)’de verilmiştir.

$$\frac{I_{o1}}{I_i} = \frac{\alpha \mu_w g_m / R_2 C_1 C_2}{D(s)} \quad (5.1)$$

$$\frac{I_{o2}}{I_i} = \frac{s / R_1 C_1}{D(s)} \quad (5.2)$$

$$\frac{I_{o3}}{I_i} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (5.3)$$

Burada, $D(s) = s^2 + s(\frac{1}{R_1 C_1}) + \frac{\alpha \mu_w g_m}{R_2 C_1 C_2}$, dir.



Şekil 5.1 Önerilen akım modlu tek girişli üç çıkışlı filtre devresi.

Denklem (5.1), (5.2) ve (5.3)'den görüldüğü üzere, filtre devresinin çıkış uçlarından, sırasıyla alçak geçiren, band geçiren ve yüksek geçiren filtre karakteristikleri elde edilebilir. Filtre devresinin doğal frekansı ve kalite faktörü denklem (5.4)'de verilmiştir.

$$\omega_o = \sqrt{\alpha \mu_w g_m / R_2 C_1 C_2}, \quad Q = R_1 \sqrt{\alpha \mu_w g_m C_1 / R_2 C_2} \quad (5.4)$$

Filtre devresinin doğal frekansının ve kalite faktörünün aktif ve pasif duyarlılıkları aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$S_{R_1}^{\omega_o} = 0, \quad S_{R_2}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -0.5, \quad S_{g_m}^{\omega_o} = S_{\alpha}^{\omega_o} = S_{\mu_w}^{\omega_o} = 0.5 \quad (5.5)$$

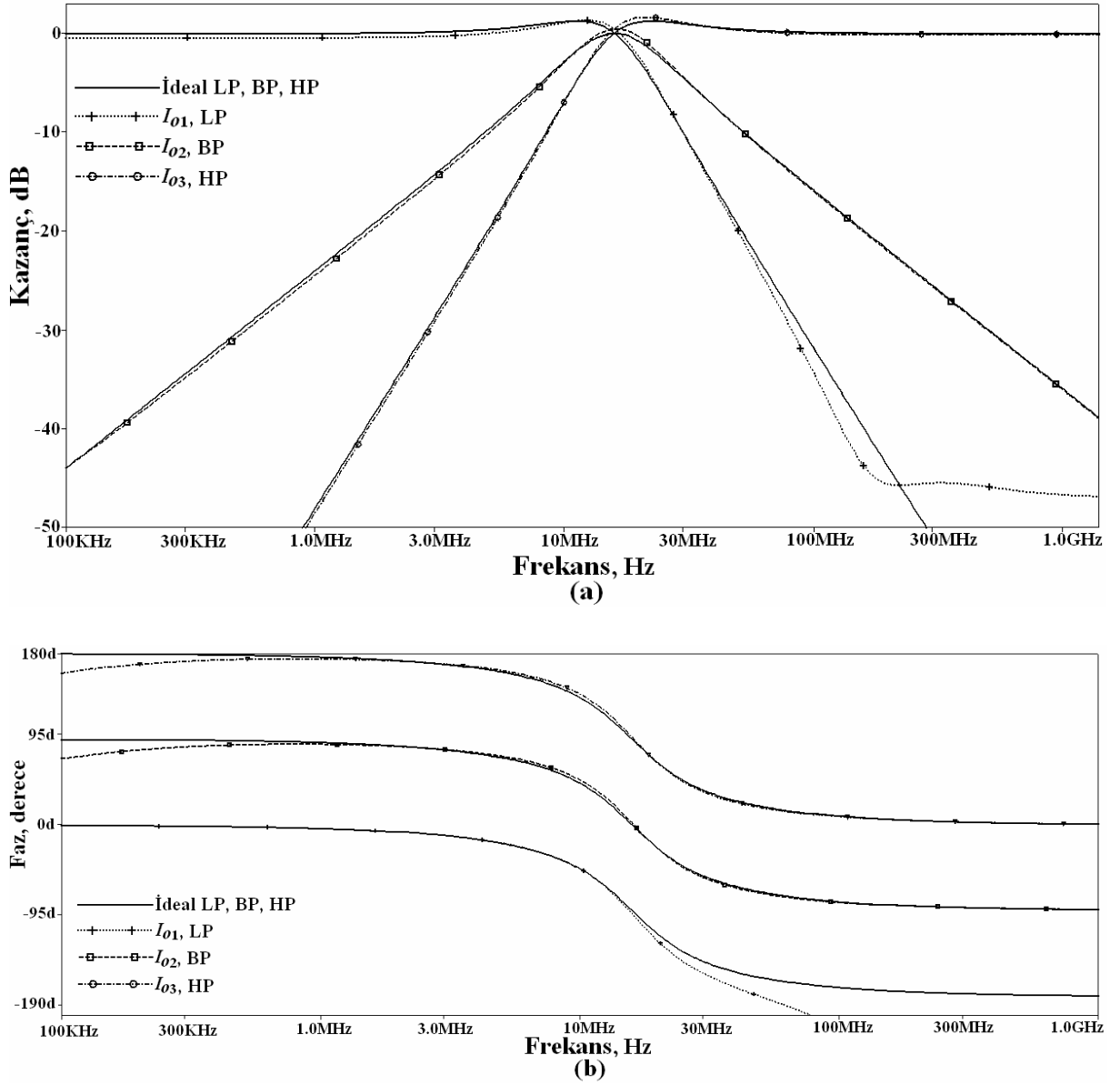
$$S_{R_1}^Q = 1, \quad S_{R_2}^Q = -S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = -0.5, \quad S_{g_m}^Q = S_{\alpha}^Q = S_{\mu_w}^Q = 0.5 \quad (5.6)$$

Bu denklemlerden görüldüğü üzere, aktif ve pasif duyarlık değerleri mutlak 1 değerinden küçüktür.

Şekil 2.4'de verilen CBTA elemanının CMOS devre yapısı kullanılarak Şekil 3.1'de verilen devrenin benzetimi PSPICE programında gerçekleştirilmiştir. CMOS devresinde besleme gerilimleri $V_{DD} = -V_{SS} = 1.5$ V alınmıştır ve 0.25 μm seviye-7 TSMC CMOS teknoloji parametreleri kullanılarak benzetimler gerçekleştirilmiştir.

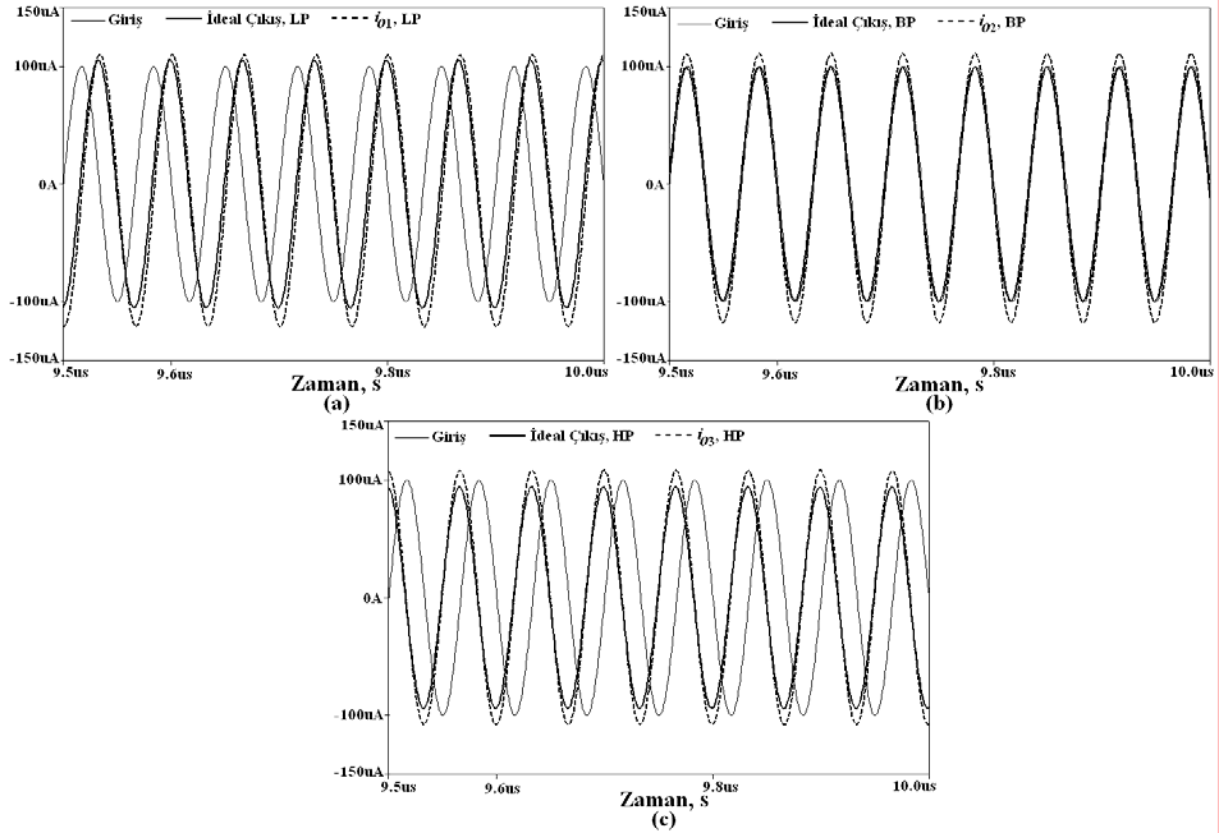
Şekil 5.1'de verilen filtre devresindeki pasif eleman değerleri; $C_1=C_2=10$ pF, $R_1=1$ k Ω ve $R_2=500$ Ω alınmıştır. CBTA elemanının geçiş-iletkenliği değeri $g_m=0.5$ mS olacak şekilde CMOS devresinin akım değeri belirlenmiştir. Bu durumda filtre devresinin doğal frekansı, $\omega_o=100$ Mrad/s olmaktadır ve kalite faktörü de $Q=1$ olmaktadır. Bu durumda benzetim sonucunda elde edilen genlik-frekans karakteristiği Şekil 5.2a'da, faz-frekans karakteristiği

ise Şekil 5.2b’de verilmiştir.



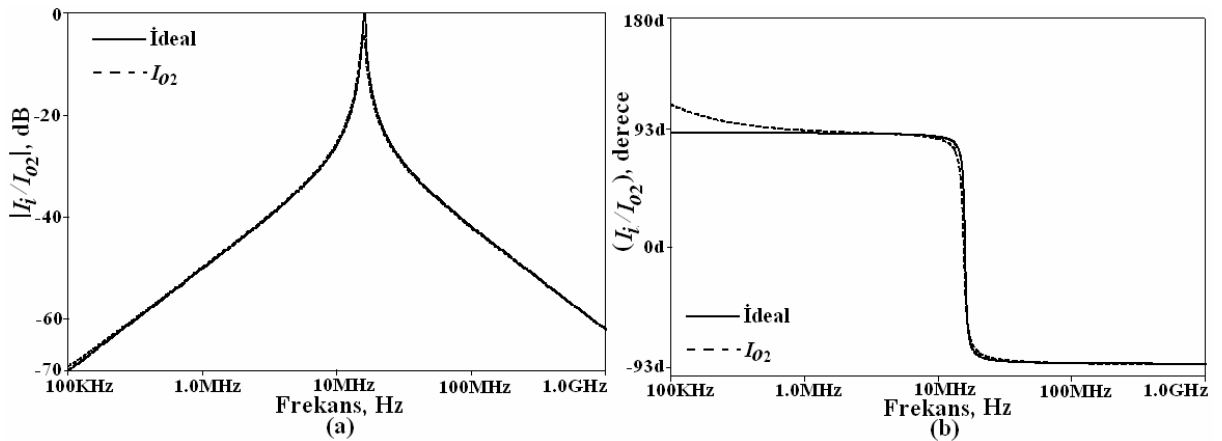
Şekil 5.2 Önerilen akım modlu filtre devresinin çıkışlarının frekans cevapları. (a) Genlik karakteristiği. (b) Faz karakteristiği.

Şekil 5.2’den görüldüğü üzere önerilen akım modlu tek-girişli çok-çıkışlı filtre devresinin benzetim sonuçları ile ideal sonuçlar birbirini tutmaktadır. Önerilen filtre devresinin çıkış akımlarının zamana göre değişimini incelemek için filtre devresinin girişine tepeden tepeye genlik değeri 200 μ A ve frekansı $f_i=15$ MHz olan sinüzoidal bir işaret uygulanmıştır. Bu durumda filtre devresinin çıkış uçlarının zamana göre değişimleri ve ideal sonuçlarla karşılaştırılması Şekil 5.3’de verilmiştir.



Şekil 5.3 Önerilen filtre devresinin çıkış akımlarının zamanla değişimi ve ideal sonuçla karşılaştırılması. a) i_{o1} çıkışı. b) i_{o2} çıkışı, c) i_{o3} çıkışı.

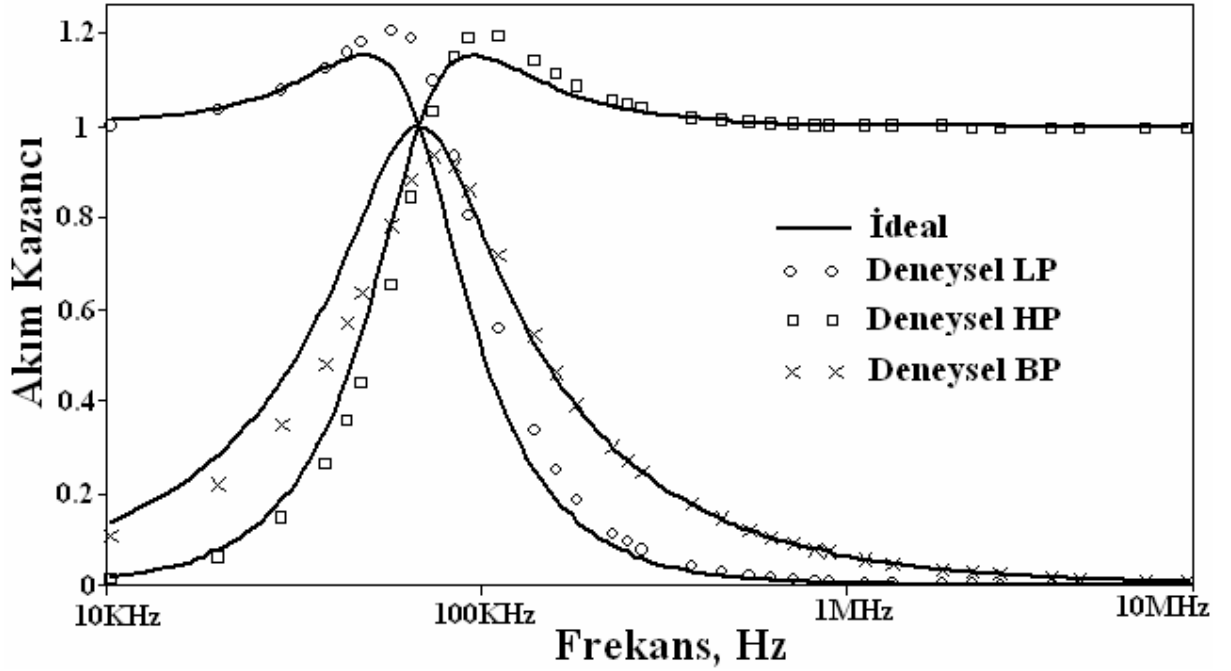
Önerilen filtre devresinin yüksek kalite faktörlü çalışmasını incelemek için $R_1=20 \text{ k}\Omega$ yapılarak $Q=20$ değeri elde edilmiştir. Bu durum için benzetim sonucunda elde edilen i_{o2} çıkışına ilişkin genlik ve faz karakteristikleri Şekil 5.4’de verilmiştir.



Şekil 5.4 $Q=20$ için i_{o2} çıkışının genlik ve faz karakteristikleri.

Önerilen akım modlu filtre devrelerinin çalışabilirliğini göstermek için deneysel çalışma

gerçekleştirilmiştir. Bunun için ticari olarak kullanılan AD844 ve LM13700 tümleşik devreleri kullanılarak elde edilen CBTA elemanın devre yapısı Şekil 3.16'da verilmiştir. OTA aktif elemanı olarak LM13700 tümleşik devresi kullanılmıştır. Bu tümleşik devrede geçiş-iletkenliği değeri g_m , I_{ABC} akımı ile ayarlanmaktadır. Deney sırasında g_m değeri 10 mS olacak şekilde I_{ABC} akımı ayarlanmıştır. Şekil 5.1'de verilen akım-modlu tek-girişli üç-çıkışlı filtre devresindeki eleman değerleri, $C_1=C_2=2.2$ nF, $R_1=1$ k Ω , $R_2=10$ k Ω seçilmiştir. Elde edilen deneysel sonuçlar ve ideal sonuçlar Şekil 5.5'de verilmiştir.



Şekil 5.5 Akım modlu tek girişli üç çıkışlı filtre devresinin ideal ve deneysel sonuçları.

5.2 Gerilim Modlu Tek Girişli Dört Çıkışlı Çok Fonksiyonlu Filtre Tasarımı

Önerilen gerilim modlu tek girişli dört çıkışlı filtre devresi Şekil 5.6'da verilmiştir. CBTA elemanının ideal olmayan tanım bağıntıları kullanılarak devrenin analizi gerçekleştirildiğinde Denklem (5.7)-(5.10) ile verilen transfer fonksiyonları elde edilir.

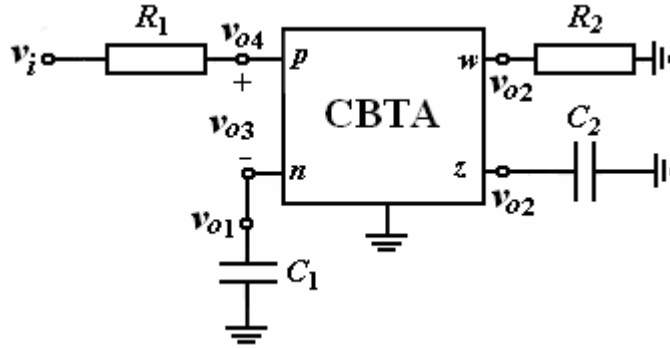
$$\frac{V_{o1}}{V_i} = \frac{\alpha \mu_w g_m / R_2 C_1 C_2}{D(s)} \quad (5.7)$$

$$\frac{V_{o2}}{V_i} = \frac{s(\alpha \mu_w g_m / C_2)}{D(s)} \quad (5.8)$$

$$\frac{V_{o3}}{V_i} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (5.9)$$

$$\frac{V_{o4}}{V_i} = \frac{s^2 + (\alpha\mu_w g_m / R_2 C_1 C_2)}{D(s)} \quad (5.10)$$

Burada, $D(s) = s^2 + s(\frac{\alpha\mu_w g_m R_1}{R_2 C_2}) + \frac{\alpha\mu_w g_m}{R_2 C_1 C_2}$ 'dir.



Şekil 5.6 Önerilen gerilim modlu tek girişli dört çıkışlı filtre devresi.

Denklem (5.7)-(5.10)'dan görüldüğü üzere, filtre devresinin çıkışlarından, sırasıyla alçak geçiren, band geçiren, yüksek geçiren ve çentik filtre karakteristikleri elde edilebilir. Filtre devresinin doğal frekansı ve kalite faktörü denklem (5.11)'de verilmiştir.

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha\mu_w g_m}{R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{R_2 C_2}{\alpha\mu_w g_m C_1}} \quad (5.11)$$

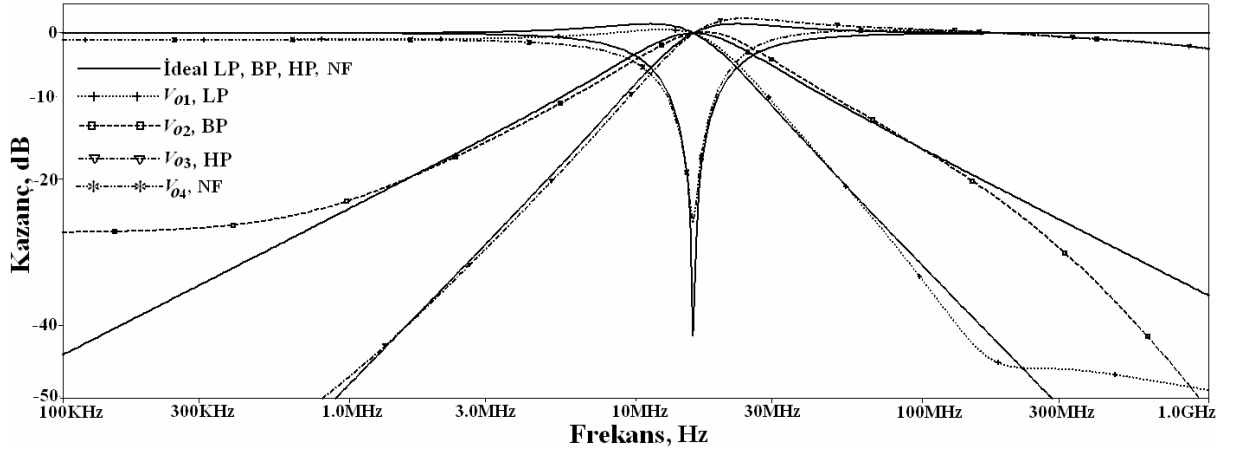
Filtrenin doğal frekansı istenilen değere ayarlandıktan sonra, kalite faktörü R_1 direnci kullanılarak doğal frekans değeri değiştirilmeden istenildiği gibi ayarlanabilir. Filtre devresinin doğal frekansının ve kalite faktörünün aktif ve pasif duyarlılıkları aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$S_{R_1}^{\omega_o} = 0, \quad S_{R_2}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -0.5, \quad S_{g_m}^{\omega_o} = S_{\alpha}^{\omega_o} = S_{\mu_w}^{\omega_o} = 0.5 \quad (5.12)$$

$$S_{R_1}^Q = -1, \quad S_{R_2}^Q = -S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = -0.5, \quad S_{g_m}^Q = S_{\alpha}^Q = S_{\mu_w}^Q = -0.5 \quad (5.13)$$

Filtre devresindeki pasif eleman değerleri; $C_1=C_2=10$ pF, $R_1=1$ k Ω ve $R_2=500$ Ω alınmıştır. $g_m=0.5$ mS olacak şekilde CMOS CBTA devresindeki I_B akım kaynağının değeri belirlenmiştir. Bu durumda filtre devresinin doğal frekansı, $\omega_o=100$ Mrad/s ve kalite faktörü

de $Q=1$ olmaktadır. Bu durumda elde edilen frekans cevabı Şekil 5.7’de verilmiştir.



Şekil 5.7 Önerilen gerilim modlu filtre devresinin çıkışlarının frekans cevapları.

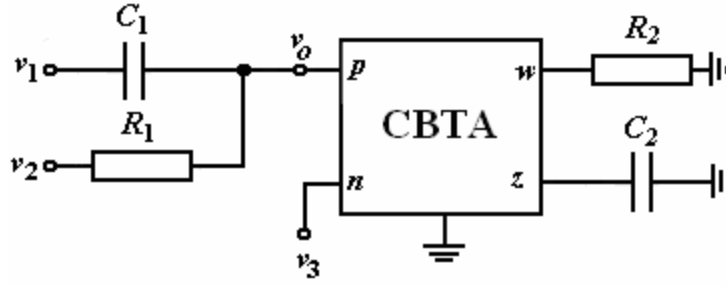
5.3 Gerilim Modlu Üç Girişli Tek Çıkışlı Çok Fonksiyonlu Filtre Tasarımı

Önerilen üç-girişli tek-çıkışlı filtre devresi Şekil 5.8’de verilmiştir. Devrenin analizi gerçekleştirildiğinde çıkış ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$V_o = \frac{(s^2 R_1 R_2 C_1 C_2) V_1 + (s R_2 C_2) V_2 + (\alpha \mu_w g_m R_1) V_3}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s R_2 C_2 + \alpha \mu_w g_m R_1} \quad (5.14)$$

Aşağıdaki giriş birleşimleri uygulandığı takdirde devrenin çıkış ucundan beş farklı filtre fonksiyonu elde edilebilir.

- i. Alçak geçiren filtre: Giriş işareti “3” ucundan uygulanır, “1” ve “2” uçları topraklanır ($v_3=v_i$, $v_1=v_2=0$ V).
- ii. Band geçiren filtre: Giriş işareti “2” ucundan uygulanır, “1” ve “3” uçları topraklanır ($v_2=v_i$, $v_1=v_3=0$ V).
- iii. Yüksek geçiren filtre: Giriş işareti “1” ucundan uygulanır, “2” ve “3” uçları topraklanır ($v_1=v_i$, $v_2=v_3=0$ V).
- iv. Çentik filtre: Giriş işareti “1” ve “3” uçlarından uygulanır, “2” ucu topraklanır ($v_1=v_3=v_i$, $v_2=0$ V).
- v. Tüm geçiren filtre: Pozitif giriş işareti “1” ve “3” uçlarından, negatif giriş işareti ise “2” ucundan uygulanır ($v_1=-v_2=v_3=v_i$).



Şekil 5.8 Önerilen gerilim modlu üç girişli tek çıkışlı filtre devresi.

Önerilen devrenin doğal frekansı ve kalite faktörü aşağıda verilmiştir.

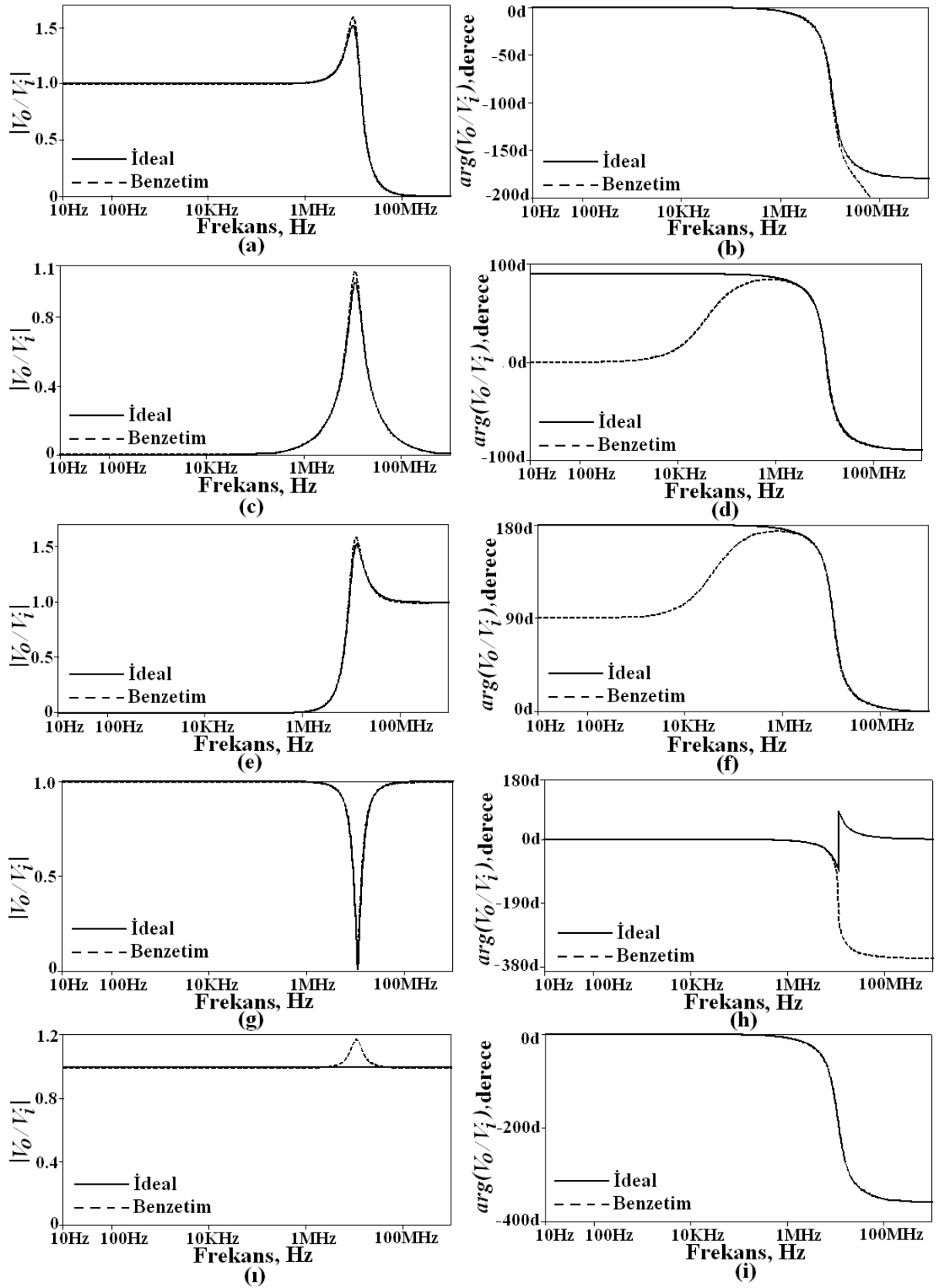
$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha\mu_w g_m}{R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = R_1 \sqrt{\frac{\alpha\mu_w g_m C_1}{R_2 C_2}} \quad (5.15)$$

Filtre devresinin doğal frekansının ve kalite faktörünün aktif ve pasif duyarlılıkları aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$S_{R_1}^{\omega_o} = 0, \quad S_{R_2}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -0.5, \quad S_{g_m}^{\omega_o} = S_{\alpha}^{\omega_o} = S_{\mu_w}^{\omega_o} = 0.5 \quad (5.16)$$

$$S_{R_1}^Q = 1, \quad S_{R_2}^Q = -S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = -0.5, \quad S_{g_m}^Q = S_{\alpha}^Q = S_{\mu_w}^Q = 0.5 \quad (5.17)$$

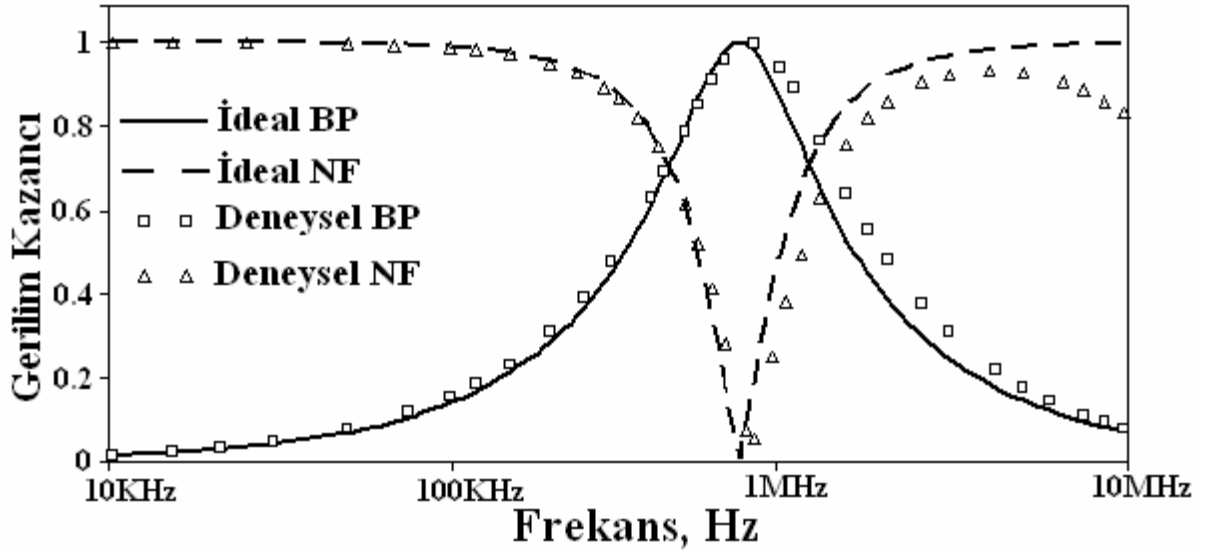
Üç girişli tek çıkışlı filtre devresinin benzetimleri PSPICE programı ile gerçekleştirilmiştir. Filtre devresindeki pasif eleman değerleri; $C_1=C_2=10$ pF, $R_1=2$ k Ω ve $R_2=1$ k Ω alınmıştır. $g_m=0.5$ mS olacak şekilde CMOS CBTA devresindeki I_B akım kaynağının değeri belirlenmiştir. Bu durumda filtre devresinin doğal frekansı, $f_o=10$ MHz ve kalite faktörü de $Q=2.83$ olmaktadır. Yukarıda belirtilen, girişlerin seçimlerine bağlı olarak elde edilen beş farklı filtre fonksiyonunun benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Benzetimler sonucunda elde edilen genlik ve faz karakteristikleri Şekil 5.9'da verilmiştir. İlk olarak, Şekil 5.9a ve 5.9b'de alçak geçiren filtre fonksiyonunun frekans karakteristikleri görülmektedir. Sonra, sırasıyla band geçiren, yüksek geçiren, çentik, tüm geçiren filtre fonksiyonlarının genlik ve faz karakteristikleri verilmiştir.



Şekil 5.9 Üç girişli tek çıkışlı filtre devresi ile elde edilen beş farklı filtre fonksiyonunun genlik ve faz karakteristikleri.

Benzetim sonuçlarından görüleceği üzere CMOS CBTA devresi ile elde edilen sonuçlar, ideal sonuçlara oldukça yakındır. Tüm geçiren filtre fonksiyonunda, merkez frekansı civarında, genlik değerinde %10'lar mertebesinde ideal sonuçtan farklılık söz konusudur. Diğer frekanslar için ideale yakın sonuçlar elde edilmiştir. Tüm geçiren filtre fonksiyonunun faz-frekans karakteristiği ideale çok yakın çıkmıştır.

Şekil 5.8 ile verilen gerilim modlu tek girişli dört çıkışlı filtre devresi deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Pasif eleman değerleri; $R_1=R_2=1\text{ k}\Omega$, $C_1=220\text{ pF}$, $C_2=2.2\text{ nF}$ seçilmiştir. Filtre devresindeki BP ve NF çıkışları için elde edilen deneysel sonuçlar Şekil 5.10'da verilmiştir. Bu grafiklerde deneysel olarak elde edilen sonuçların ideal sonuçlara ne kadar yakın olduğu görülmektedir.



Şekil 5.10 Gerilim-modlu tek-girişli dört-çıkışlı filtre devresinin band geçiren ve çentik filtre çıkışları için elde edilen ideal ve deneysel sonuçları.

Bu bölümde, akım modlu tek girişli üç çıkışlı, gerilim modlu tek girişli dört çıkışlı ve gerilim modlu üç girişli tek çıkışlı filtre devreleri CBTA elemanı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Devrelerin PSPICE programı ile benzetimleri gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçların teorik sonuçları tuttuğu gösterilmiştir. Ayrıca, ticari olarak üretilen aktif elemanlar kullanılarak elde edilen CBTA eşdeğer devresi ile deneysel çalışma yapılmış ve devrelerin çalışabilirliği gösterilmiştir.

Bu bölümde gerçekleştirilen devrelerin avantajları şunlardır:

- Tek girişli çok çıkışlı devrelerde AGF, BGF ve YGF karakteristikleri aynı anda elde edilebilmektedir.

- b) Çok girişli tek çıkışlı filtre devresinde AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF karakteristikleri elde edilebilmektedir.
- c) Devrelerde sadece bir tane aktif eleman kullanılmıştır.
- d) Devreler kanonik sayıda direnç ve kapasite içermektedir.
- e) Devrenin aktif ve pasif parametre değişimlerine karşı duyarlığı mutlak olarak 1'i aşmamaktadır.
- f) Devrenin doğal frekansı ayarlandıktan sonra doğal frekans değeri değiştirilmeden bir direnç aracılığıyla kalite faktörü ayarlanabilir.

Önerilen devrelerin dezavantajı ise, yüksek dereceli filtre devreleri gerçekleştirilirken empedans uyumluluğunu sağlamak için ayrıca tampon devrelere dolayısıyla fazladan aktif elemanların kullanılmasına gereksinim olmasıdır.

6. ÖNERİLEN SİNÜZOİDAL OSİLATÖR DEVRELERİ

Bu bölümde, önerilen aktif eleman yapıları kullanılarak gerilim ve akım modunda çalışabilen sinüzoidal osilatör devreleri gerçekleştirilmiştir. İlk olarak MOCBTA aktif elemanı kullanılarak akım ve gerilim çıkışı olan sinüzoidal osilatör devresi elde edilmiştir. Bu devrede sadece bir aktif eleman, iki kapasite ve bir direnç kullanılmıştır. Tüm pasif elemanların bir ucu topraklı şekildedir. Devrenin akım çıkışı yüksek dirençlidir. Dolayısıyla akım çıkışı başka bir devreye rahatlıkla bağlanabilir. Devrede kullanılan aktif eleman akım kontrollü MOCBTA olarak değiştirilirse devrede direnç elemanına gerek kalmamaktadır. Devrenin teorik analizleri yapılmış ve analizlerin doğruluğunu göstermek için PSPICE programı ile benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Ayrıca devrenin çalışabilirliğini göstermek için deneysel çalışmada yapılmıştır.

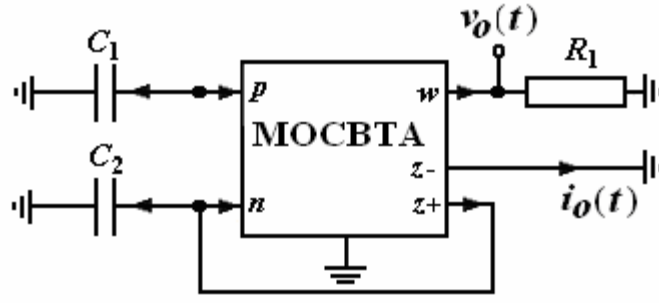
Bu bölümde, ikinci olarak, MCDBA aktif elemanı kullanılarak dikgen (quadrature) osilatör devresi gerçekleştirilmiştir. Önerilen devre yapısı gerilim ve akım modunda çalışabilmektedir. Akım çıkışları yüksek dirençli, gerilim çıkışları ise düşük dirençli olduğu için başka bir devreye tampon devresine gerek olmadan rahatlıkla bağlanabilir. Devrede, iki MCDBA, iki kapasite ve iki direnç elemanı bulunmaktadır. Tüm pasif elemanların bir uçları MCDBA elemanının gerilim değeri 0 V olan uçlarına bağlıdır. Devrenin teorik analizleri yapılmış ve analizlerin doğruluğunu göstermek için PSPICE programı ile benzetimleri gerçekleştirilmiştir.

6.1 Akım ve Gerilim Çıkışlı Sinüzoidal Osilatör Devresi

Çok çıkışlı CBTA elemanı kullanılarak elde edilen osilatör devresi Şekil 6.1’de verilmiştir. Önerilen devre bir tane aktif eleman, iki tane bir ucu topraklı kapasite elemanı ve bir tane bir ucu topraklı direnç elemanı içermektedir. Önerilen devrenin akım çıkışı yüksek empedanslıdır ve bundan dolayı bu devreye bağlanacak olan diğer katlara ayrı bir aktif eleman kullanmadan elde edilen sinüzoidal işaret aktarılabilir.

Çok çıkışlı CBTA elemanının ideal olmayan tanım bağıntıları kullanılarak Şekil 6.1’deki devrenin analizi gerçekleştirildiğinde Denklem (6.1) ile verilen devrenin karakteristik denklemi elde edilir.

$$s^2 + (g_m R_1 - \alpha_n \mu_w) s + \frac{\alpha_p \mu_w g_m}{C_1 C_2 R_1} = 0 \quad (6.1)$$



Şekil 6.1 Önerilen akım ve gerilim çıkışlı sinüzoidal osilatör devresi.

Devrenin karakteristik denklemi göz önüne alındığında, osilasyon şartı ve osilasyon frekansı Denklem (6.2) ve (6.3)'deki gibi belirlenir.

$$g_m R_1 = \alpha_n \mu_w \quad (6.2)$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha_p \mu_w g_m}{C_1 C_2 R_1}} \quad (6.3)$$

Denklem (6.2) ve Denklem (6.3)'den görüleceği üzere devre R_1 direnci veya g_m değeri ayarlanarak devre osilasyona sokulabilir ve osilasyon frekansı MOCBTA elemanının geçiş-iletkenliği g_m değeri ile elektronik olarak ayarlanabilir.

Önerilen sinüzoidal osilatör devresinin aktif ve pasif duyarlık değerleri Denklem (6.4)'de verilmiştir.

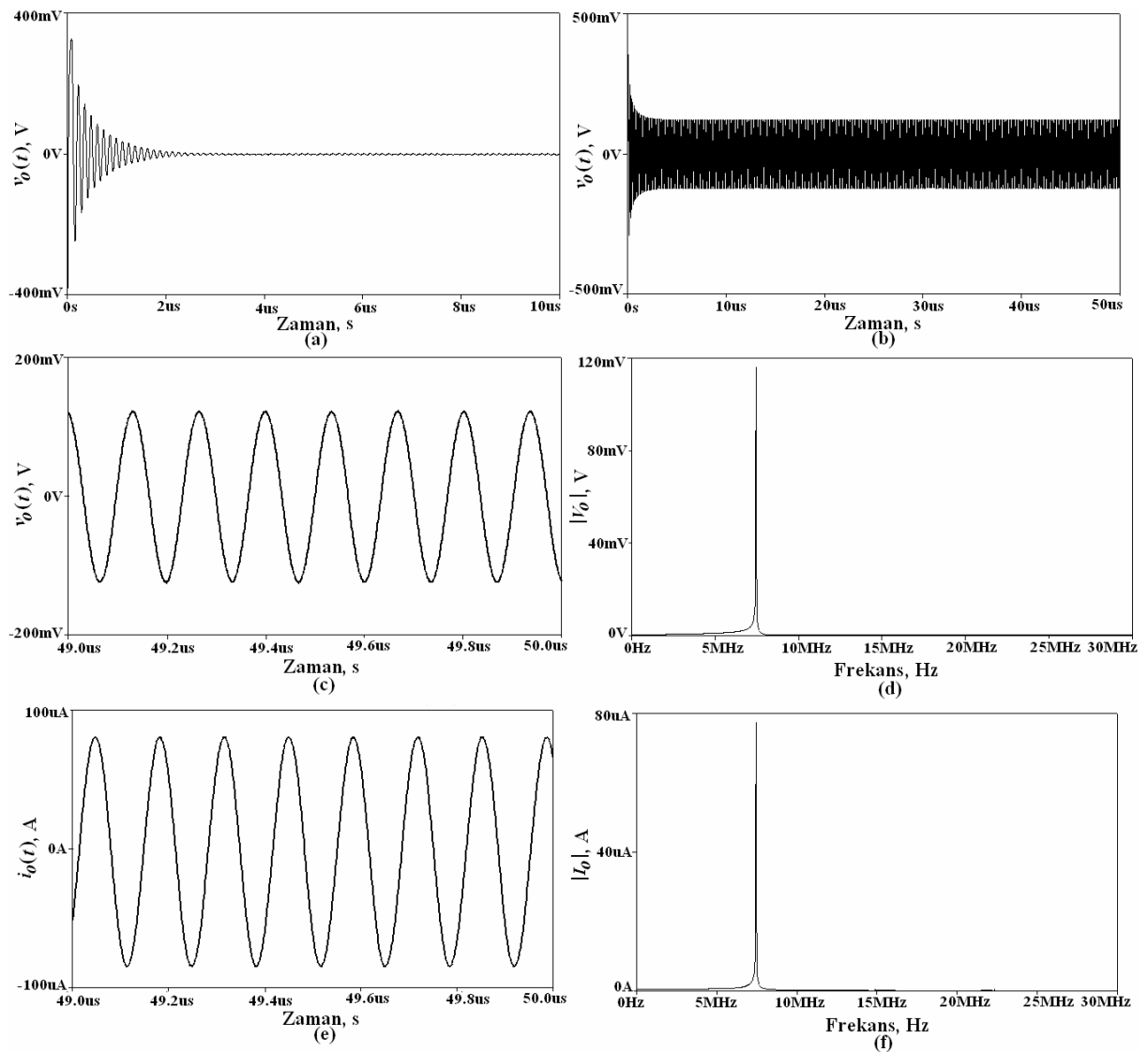
$$S_{\alpha_p}^{\omega_o} = S_{\mu_w}^{\omega_o} = S_{g_m}^{\omega_o} = \frac{1}{2}, \quad S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = S_{R_1}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \quad (6.4)$$

Osilasyon frekansı için elde edilen aktif ve pasif parametre değişimlerine karşı duyarlıklar mutlak 1'den küçüktür. Dolayısıyla önerilen devrenin duyarlığının iyi olduğu söylenebilir.

Şekil 2.24'de verilen CMOS MOCBTA devresi kullanılarak PSPICE programında benzetimler gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.1'deki devrede $C_1=C_2=10$ pF seçilmiştir. MOCBTA'nın geçiş-iletkenliği değeri de $g_m=0.5$ mS olacak şekilde I_B akımı ayarlanmıştır. R_1 direncinin değeri değiştirilerek devre osilasyona sokulmuştur ve devre osilasyona başladıktan sonra R_1 direncinin değeri artırılarak osilasyon frekansı değiştirilmiştir. İlk olarak, $R_1=2$ k Ω için devrenin osilasyona başlamadığı görülmüştür. Elde edilen benzetim sonucu Şekil 6.2a'da verilmiştir. R_1 direncinin değeri 2.2 k Ω 'a getirildiğinde devrenin osilasyona başladığı görülmüştür. Devrenin çıkış geriliminin değişimi Şekil 6.2b'de verilmiştir. Elde edilen çıkış

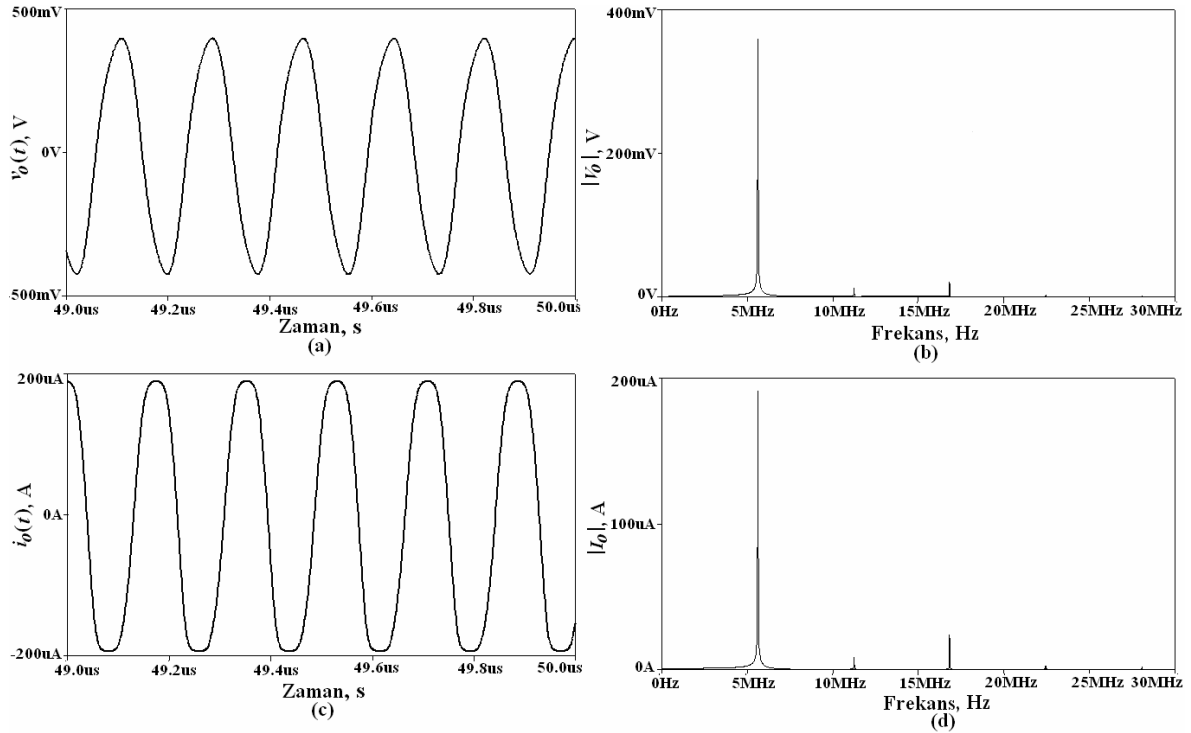
geriliminin daha ayrıntılı gösterimi Şekil 6.2c’de ve çıkış gerilim işaretinin frekans spektrumu Şekil 6.2d’de verilmiştir. Bu durum için akım çıkışının değişimi Şekil 6.2e’de ve çıkış akımının frekans spektrumu Şekil 6.2f’de verilmiştir.

Şekil 6.2 incelendiğinde, $R_1=2.2\text{ k}\Omega$ için devre osilasyona başladığında, benzetim sonucunda devrenin osilasyon frekansının $f_o=7.4\text{ MHz}$ olduğu bulunmuştur. Denklem (6.3)’de verilen teorik osilasyon frekansı ifadesi kullanılarak yapılan hesap sonucunda çıkması gereken osilasyon frekansı $f_o=7.6\text{ MHz}$ olarak bulunmuştur. Benzetim sonucunda elde edilen çıkış geriliminin tepeden tepeye değeri 240 mV olduğu görülmüştür. Aynı şekilde çıkış akımının tepeden tepeye değerinin de $160\text{ }\mu\text{A}$ olduğu bulunmuştur.



Şekil 6.2 $R_1=2.2\text{ k}\Omega$ için önerilen osilatör devresinin çıkış gerilim ve akımlarının zamana göre değişimleri ve frekans spektrumları.

Şekil 6.1’de verilen osilatör devresinde R_1 direncinin değeri arttırıldığında osilasyon frekansının düştüğü, genlik değerinin ise arttığı gözlenmiştir. $R_1=3\text{ k}\Omega$ için benzetimler tekrarlandığında elde edilen gerilim ve akım çıkışlarının zamana göre değişimleri ve frekans spektrumları Şekil 6.3’de verilmiştir.

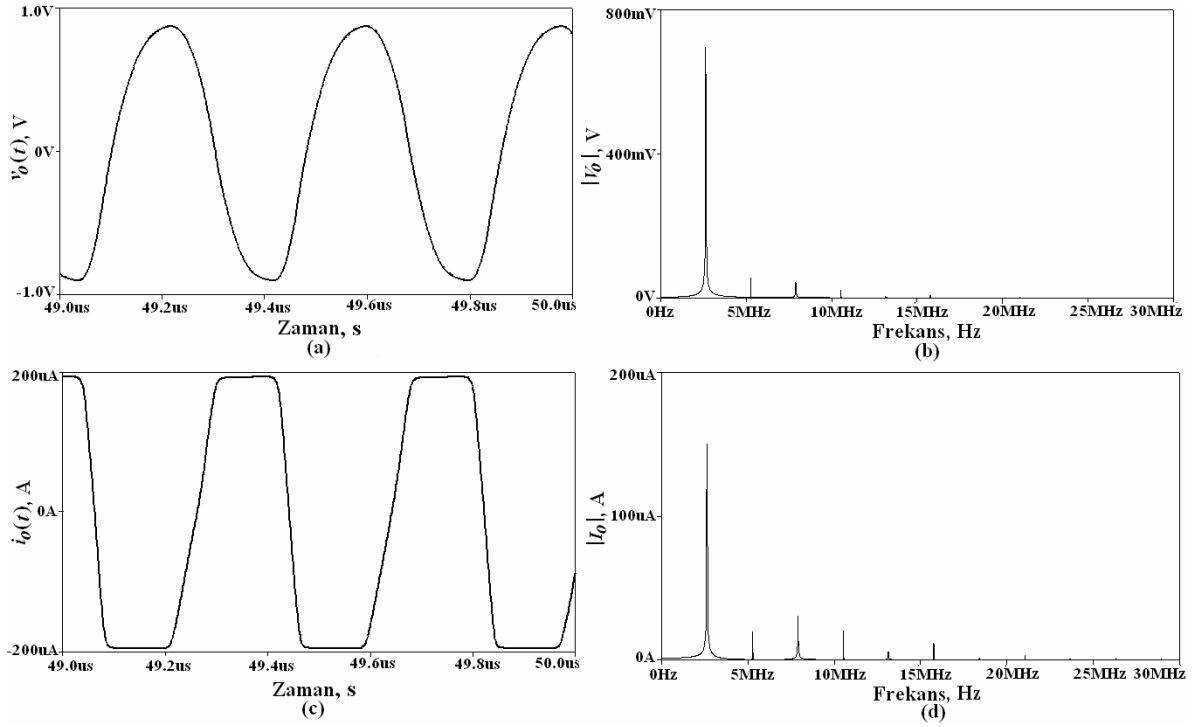


Şekil 6.3 $R_1=3\text{ k}\Omega$ için önerilen osilatör devresinin çıkış gerilim ve akımlarının zamana göre değişimleri ve frekans spektrumları.

Şekil 6.3’de verilen değişimlerden görüleceği üzere R_1 direncinin değeri arttırıldığında çıkış işareti bozulmaktadır. Burada MOCBTA elemanının doyma sınırları devrenin çıkışının genlik değerinin artmasını engellemektedir. Çıkış işaretinin genlik değeri MOCBTA’nın lineer çalışma koşullarının dışına çıkmaya başladıktan sonra çıkış işareti bozulmaya başlamaktadır. Bu bozulma Şekil 6.3b’de verilen işaretin frekans spektrumundan da görülmektedir. Şekil 6.3b ve d incelendiğinde ikinci harmoniğin genlik değerinin üçüncü harmoniğin genlik değerinden küçük olduğu görülmektedir. Burada, MOCBTA elemanının diferansiyel akım çıkışları olduğu için osilatör devresinde elde edilen çıkış akımında çift harmonikler birbirini zayıflatırarak etki etmektedir. $R_1=3\text{ k}\Omega$ için benzetim sonucunda elde edilen osilasyon frekansı $f_o=5.6\text{ MHz}$ ’dir. $R_1=3\text{ k}\Omega$ için elde edilen osilasyon frekansının teorik değeri 6.5 MHz ’dir.

Son olarak $R_1=10\text{ k}\Omega$ için benzetimler tekrarlanmıştır ve elde edilen gerilim ve akım

çıkışlarının zamana göre değişimleri ve frekans spektrumları Şekil 6.4’de verilmiştir.



Şekil 6.4 $R_1=10\text{ k}\Omega$ için önerilen osilatör devresinin çıkış gerilim ve akımlarının zamana göre değişimleri ve frekans spektrumları.

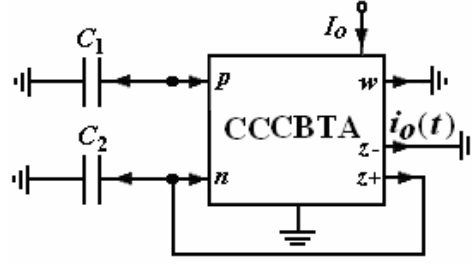
Şekil 6.4’den görüldüğü üzere osilatör devresinin çıkış akımı artık kare dalga biçimindedir ve çıkış akımının maksimum tepe değeri yaklaşık olarak $200\text{ }\mu\text{A}$ ’dır. Şekil 6.4d’de verilen çıkış akımının frekans spektrumunda temel harmoniğin frekans değeri 2.6 MHz olarak bulunmuştur.

Şekil 6.1’de verilen osilatör devresinde farklı kapasite değerleri için yapılan benzetimler sonucunda devrenin osilasyon frekansının maksimum 30 MHz ’e kadar çıktığı görülmüştür. Aynı şekilde büyük kapasite değerleri için de benzetimler gerçekleştirilmiştir ve düşük frekanslar için de devrenin osilasyon yaptığı görülmüştür. Örneğin $C_1=C_2=1\text{ mF}$ için devrenin osilasyon frekansı 75 mHz olarak bulunmuştur.

6.2 Önerilen Sinüzoidal Osilatör Devresinin CCCBTA Elemanı İle Gerçekleştirilmesi

Şekil 6.1’de verilen sinüzoidal osilatör devresinde CBTA elemanı yerine CCCBTA elemanı kullanılarak R_1 direnci aktif eleman içinde gerçekleştirilebilir. Böylece direnç elemanı kullanılmadan akım çıkışlı sinüzoidal osilatör devresi elde edilmiş olur. Bu durumda elde

edilen devre Şekil 6.5’de verilmiştir.



Şekil 6.5 CCCBTA kullanılarak direnç kullanmadan gerçekleştirilen akım çıkışlı sinüzoidal osilatör devresi.

CCCBTA elemanı olarak Şekil 2.18’de verilen BJT tranzistörler ile gerçekleştirilmiş devre kullanılacaktır. Bu devrede geçiş iletkenliği kazancı $g_m = I_B / 2V_T$ ve w ucu parazitik direnç değeri $R_w = V_T / 2I_o$ ’dır. Bu ifadeler göz önüne alınarak yapılan analiz sonucunda, Şekil 6.5’de verilen devrenin, osilasyon şartı ve osilasyon frekansı Denklem (6.5) ve (6.6)’da verilmiştir.

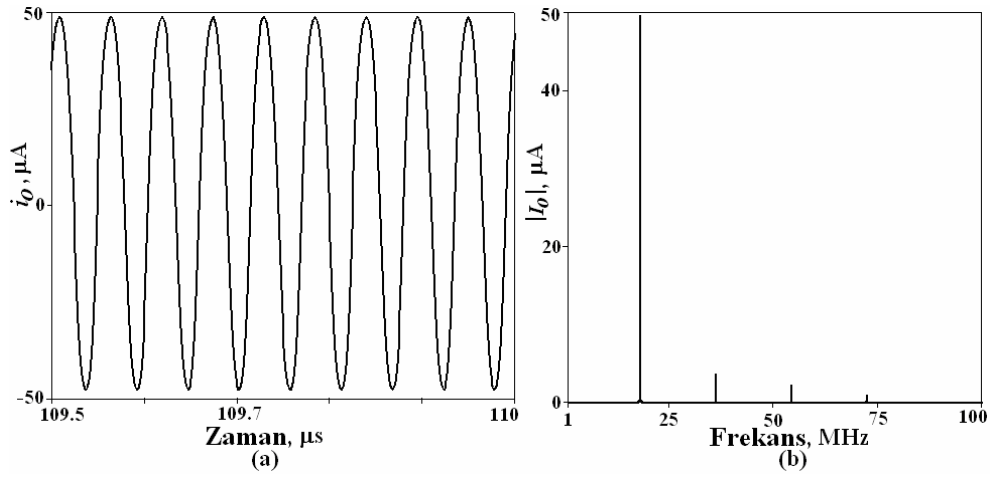
$$\frac{I_B}{4I_o} = \alpha_n \mu_w \quad (6.5)$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha_p \mu_w I_o I_B}{C_1 C_2 V_T^2}} \quad (6.6)$$

Denklem (6.5)’den görüldüğü üzere önerilen sinüzoidal osilatör devresinin osilasyon şartında V_T ısıt gerilim ifadesi ortadan kalkmaktadır. Dolayısıyla önerilen devrenin osilasyon şartı, devrenin sıcaklığından bağımsız olmaktadır. Fakat Denklem (6.6)’dan görüldüğü üzere, devrenin osilasyon frekansı sıcaklığa bağlı olarak değişmektedir.

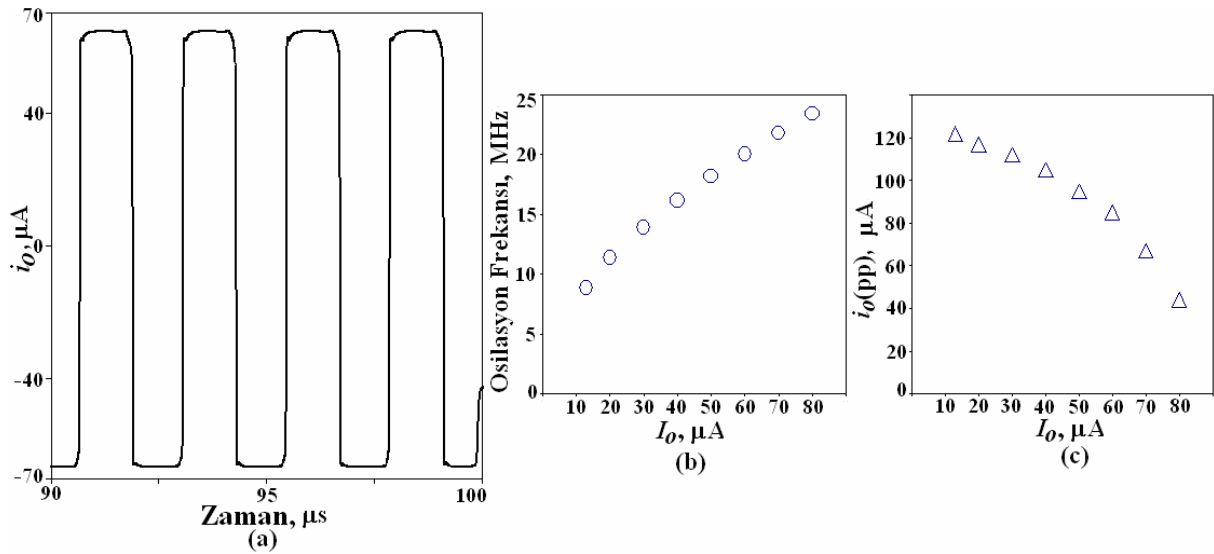
Yukarıda verilen teorik analizlerin doğruluğunu gösterebilmek için PSPICE programında benzetimler yapılmıştır. Önerilen devredeki kapasite değerleri $C_1=C_2=10$ pF seçilmiştir. g_m değeri 1 mS olacak şekilde I_B akımı ayarlanmıştır. Bu durumda farklı I_o değerleri için önerilen osilatör devresinin benzetimi yapılmıştır. Devre osilasyona, $I_o=86$ μ A değerine getirildiğinde başlamıştır. Bu I_o değerinde w ucunun parazitik direnç değeri yaklaşık olarak 150 Ω ’dur. Bu değer için osilasyon frekansı yaklaşık olarak $f_o=24.4$ MHz olmaktadır. Çıkış akımının tepeden tepeye genlik değeri ise 20 μ A’dır. I_o değeri düşürüldükçe yani w ucunun parazitik direncinin değeri $1/g_m=1$ k Ω ’a yaklaştıkça devrenin çıkış akımının genliği artmaktadır. Bununla birlikte osilasyon frekansı azalmaktadır. $I_o=50$ μ A için devrenin osilasyon frekansı $f_o=18.15$ MHz

olmaktadır ve çıkış akımının tepeden tepeye gerilimi $95 \mu\text{A}$ olmaktadır. Çıkış akımının değişimi ve frekans spektrumu sırasıyla Şekil 6.6a ve Şekil 6.6b’de verilmiştir.



Şekil 6.6 a) Önerilen osilatör devresinin çıkış akımı benzetim sonucu. b) Çıkış akımının frekans spektrumu.

I_o akımının değeri düşürüldükçe genlik değeri CCCBTA elemanının lineer olarak çalıştığı sınırlara gelmeye başlamaktadır ve sinüzoidal çıkış yavaş yavaş bozulmaktadır. $I_o=20 \mu\text{A}$ değerinde sinüzoidal çıkış bozulmaya başlamaktadır. $I_o=5 \mu\text{A}$ değerinde ise çıkış işareti artık kare dalga olmaktadır. Çıkış akımının bu değişimi Şekil 6.7a’da verilmiştir. I_o akımının değişimine bağlı olarak çıkış akımının osilasyon frekansının değişimi Şekil 6.7b’de ve tepeden tepeye genlik değeri değişimi Şekil 6.7c’de verilmiştir.

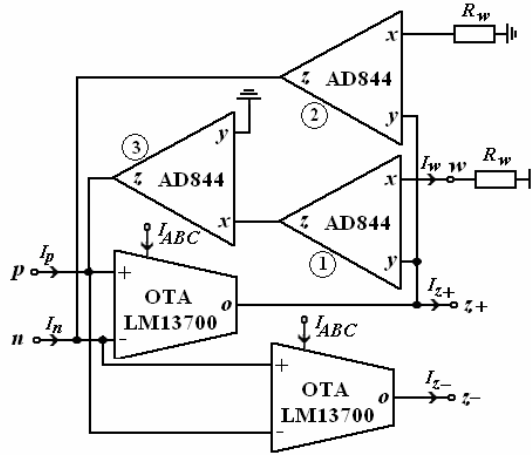


Şekil 6.7 a) $I_o=5 \mu\text{A}$ değeri için elde edilen çıkış akımının değişimi. b) Osilasyon frekansının I_o akımına göre değişimi. c) Çıkış akımının tepeden tepeye genlik değerinin I_o akımına göre değişimi.

6.3 Önerilen Sinüzoidal Osilatör Devresinin Deneysel Sonuçları

Önerilen sinüzoidal osilatör devresinin çalışabilirliğini göstermek için MOCBTA elemanı ticari olarak üretilen tümdevreler kullanılarak gerçekleştirilmiş ve önerilen osilatör devresinin deneysel çalışması yapılmıştır.

MOCBTA elemanının ticari olarak üretilen CFOA aktif elemanı olan AD844 tümdevreleri ve OTA aktif elemanı olan LM13700 tümdevreleri kullanılarak elde edilen eşdeğer devresi Şekil 6.8’de verilmiştir.



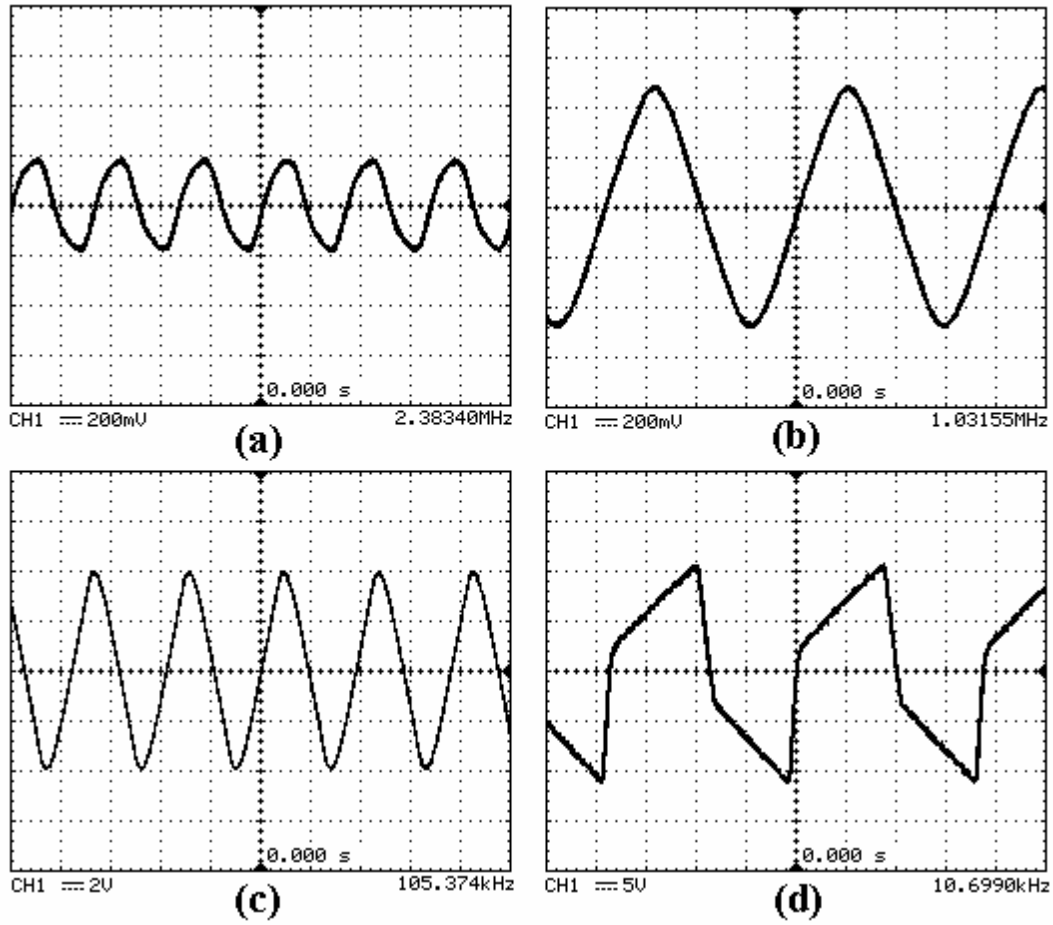
Şekil 6.8 Ticari olarak üretilen aktif elemanlarla MOCBTA gerçekleştirilmesi.

Bu tümleşik devrede g_m değeri I_{ABC} akımı ile ayarlanmaktadır. Deney sırasında g_m değeri 10 mS olacak şekilde I_{ABC} akımı ayarlanmıştır. Ayrıca yapının doğru çalışması için 1. ve 2. AD844 tümleşik devrelerinin x uçlarına bağlanacak olan direnç elemanlarının değerlerinin aynı olması gerekmektedir. Aktif elemanların besleme gerilimleri ± 12 V alınmıştır.

Şekil 6.1’de verilen osilatör devresinin deneysel çalışması yapılmıştır. Deneysel çalışma yapılırken devredeki kapasite değerleri $C_1=C_2=100$ pF seçilmiştir. MOCBTA’nın w ucuna bağlı olan R_1 direncinin değeri 0Ω ’dan başlayarak arttırılmıştır. Deneysel çalışma sırasında gerilim çıkışı gözlenmiştir ve elde edilen deneysel sonuçlar aşağıda verilmiştir.

Devre, $R_1=10 \Omega$ değerine geldiğinde osilasyona başlamıştır. $R_1=12.5 \Omega$ değerinde iken elde edilen gerilim çıkışı Şekil 6.9a’da verilmiştir. Bu durumda devrenin çıkış gerilimi tepeden tepeye 400 mV’tur ve osilasyon frekansı $f_o \cong 2.4$ MHz olarak ölçülmüştür. $R_1=200 \Omega$ olduğunda çıkış işaretinin tepeden tepeye gerilim değeri yaklaşık 1 V olmuştur. Elde edilen deneysel sonuç Şekil 6.9b’de verilmiştir. Bu durumda, devrenin osilasyon frekansı

$f_o \cong 1\text{MHz}$ olmaktadır. R_1 direncinin değeri arttırıldıkça çıkış işaretinin genlik değeri artmaktadır. Bununla birlikte devrenin osilasyon frekansı düşmektedir. $R_1 = 2.8\text{ k}\Omega$ için elde edilen deneysel sonuç Şekil 6.9c’de verilmiştir. Bu değer için osilasyon frekansı $f_o = 105\text{ kHz}$ olmaktadır ve devrenin tepeden tepeye genliği 8 V olmaktadır. R_1 direncinin değeri arttırılmaya devam edildikçe çıkış işaretinin genliği besleme gerilimine yaklaşmaktadır ve bundan dolayı çıkış işareti sinüzoidal olmaktan çıkmaya başlamakta ve doymaya gitmektedir. $R_1 = 75\text{ k}\Omega$ için elde edilen deneysel sonuç Şekil 6.9d’de verilmiştir.



Şekil 6.9 Önerilen osilatör devresinin farklı R_1 dirençleri için deneysel olarak elde edilen gerilim çıkışları.

Şekil 6.9’den görüleceği üzere önerilen osilatör devresi, deneysel olarak da gerçekleştirilmiş ve devrenin çalışabilirliği gösterilmiştir.

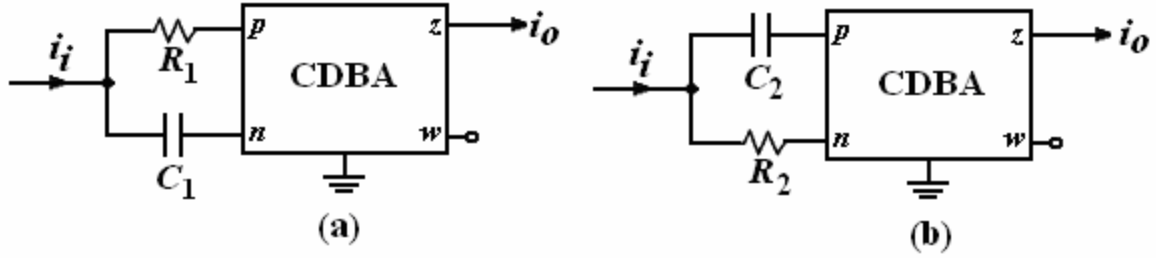
6.4 Akım ve Gerilim Modlu Dikgen Osilatör Devresi

Bu alt bölümde MCDBA elemanı kullanılarak gerçekleştirilen dikgen (quadrature) osilatör

devresi verilmiştir. Dikgen osilatör devreleri 90° faz farklı çıkış işaretleri oluşturur ve özellikle haberleşme devrelerinde kullanılmaktadır.

Bu tezde önerilen dikgen osilatör devresi, birbirinden 180° faz farklı iki tane tüm geçiren filtre devresinin ard arda bağlanması ve ikinci tüm geçiren filtrenin çıkışının birinci tüm geçiren filtrenin girişine bağlanmasıyla elde edilmiştir.

Literatürde minimum sayıda pasif eleman ve bir tane CDBA aktif elemanı kullanılarak gerçekleştirilen akım modlu tüm geçiren filtre yapısı mevcuttur (Toker vd., 2000). Bu devre yapıları Şekil 6.10'da verilmiştir. Fakat yukarıda dikgen osilatör devrelerinin elde edilmesi kısmında bahsedildiği gibi her tüm geçiren filtre devresi ard arda bağlanıp devrenin çıkışı girişine bağlandığında dikgen osilatör devresi elde edilmez. Toker vd.'nin bu çalışmada önerdikleri yapı da aynı şekildedir.



Şekil 6.10 CDBA tabanlı akım-modlu tüm geçiren filtre devreleri.

Şekil 6.10a'da verilen tüm geçiren filtre devresinin transfer fonksiyonu Denklem (6.7)'de verilmiştir.

$$H(s) = \frac{I_o(s)}{I_i(s)} = -\frac{s - \frac{1}{R_1 C_1}}{s + \frac{1}{R_1 C_1}} \quad (6.7)$$

Şekil 6.10a'da verilen ilk tüm geçiren filtre devresinin sağladığı faz öteleme miktarı;

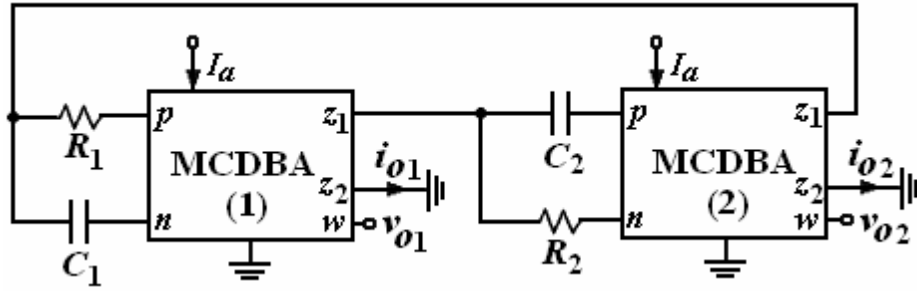
$$\varphi(\omega) = -2 \arctan(\omega R_1 C_1) \quad (6.8)$$

Şekil 6.10b'de verilen ikinci tüm geçiren filtre devresinin akım transfer fonksiyonu Denklem (6.7)'nin negatif işaretlisidir. Bu durumda elde edilen faz öteleme miktarı Denklem (6.9)'da verilmiştir.

$$\varphi_2(\omega) = 180 - 2 \arctan(\omega R_2 C_2) \quad (6.9)$$

Şekil 6.10 ile verilen tüm geçiren filtreleri ard arda bağlanarak dikgen osilatör devresi elde edilememektedir. CDBA'nın ideal olmayan etkileri gözönüne alındığında z çıkış akımının belli bir k katsayısı ile çarpılması gerektiği görülmüştür. Bundan dolayı CDBA elemanının tanım bağıntıları değiştirilerek MCDBA elemanı elde edilmiştir.

Bu tezde gerçekleştirilen dikgen osilatör devresi Şekil 6.11'de verilmiştir.



Şekil 6.11 MCDBA kullanılarak gerçekleştirilen dikgen osilatör devresi.

MCDBA aktif elemanının ideal tanım bağıntıları kullanılarak elde edilen karakteristik denklem Denklem (6.10)'da verilmiştir.

$$s^2 - s \frac{(k_1 k_2 - 1)(C_1 R_1 + C_2 R_2)}{C_1 C_2 R_1 R_2 (1 + k_1 k_2)} + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} = 0 \quad (6.10)$$

Devrenin osilasyon şartı ve osilasyon frekansı sırasıyla aşağıda verilmiştir.

$$k_1 k_2 - 1 = 0 \quad (6.11)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (6.12)$$

Burada k_1 ve k_2 , MCDBA elemanlarının i_z akımı çarpma katsayılarıdır. MCDBA'nın ideal olmayan tanım bağıntıları kullanılarak elde edilen osilasyon şartı ve osilasyon frekansı aşağıdaki gibi değişir;

$$k_1 k_2 \alpha_{p1} \alpha_{p2} - 1 = 0, \quad k_1 k_2 \alpha_{n1} \alpha_{n2} - 1 = 0 \quad (6.13)$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{(1 + k_1 k_2 \alpha_{p1} \alpha_{n2})}{C_1 C_2 R_1 R_2 (1 + k_1 k_2 \alpha_{n1} \alpha_{p2})}} \quad (6.14)$$

Denklemlerden de görüleceği üzere bir akım kaynağı kullanılarak devre osilasyona götürülmektedir.

Bu devre hem gerilim modunda hem de akım modunda çalışabilmektedir. Ayrıca her iki mod için de yük direncinden bağımsızdır.

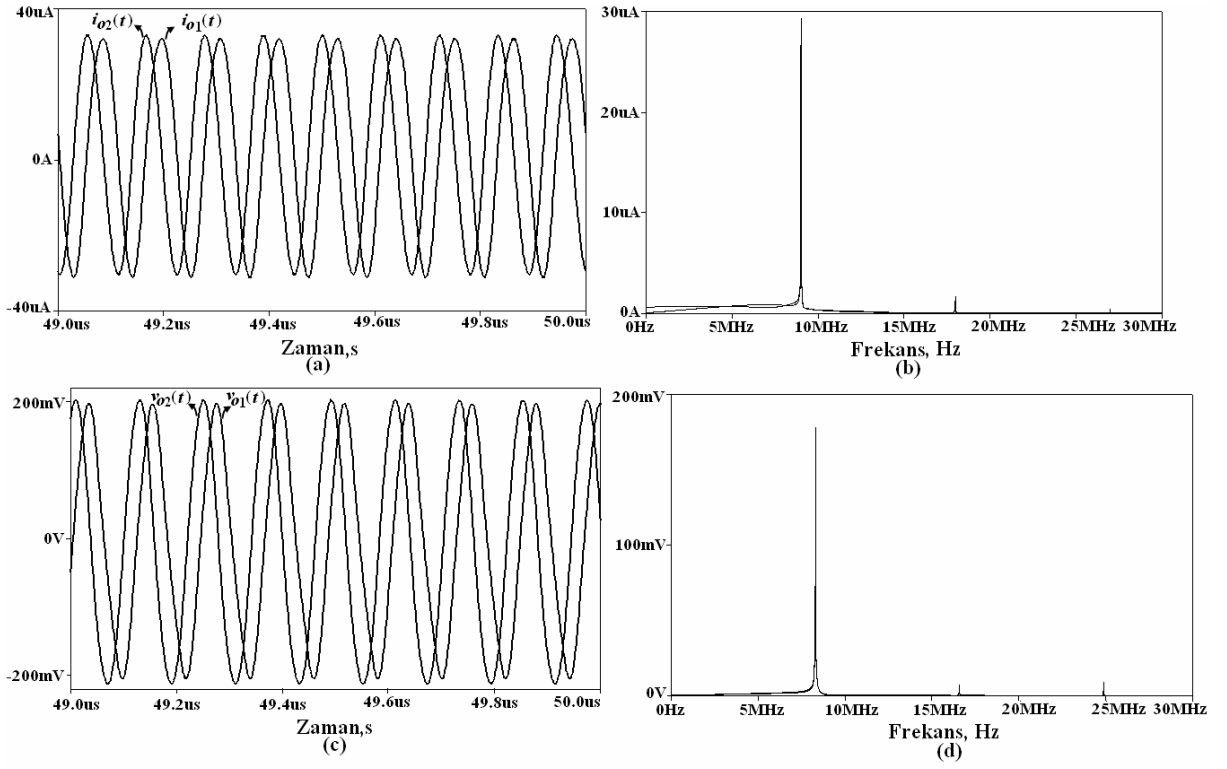
Şekil 6.11’de verilen dikgen osilatör devresinin aktif ve pasif parametre değişimlerine karşı duyarlılıkları Denklem (6.15)’te verilmiştir.

$$S_{\alpha_{p1}}^{\omega_o} = S_{\alpha_{n2}}^{\omega_o} = \frac{1}{2}, S_{\alpha_{p2}}^{\omega_o} = S_{\alpha_{n1}}^{\omega_o} = -\frac{1}{2}, S_{R_1}^{\omega_o} = S_{R_2}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2}, S_{\beta_1}^{\omega_o} = S_{\beta_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (6.15)$$

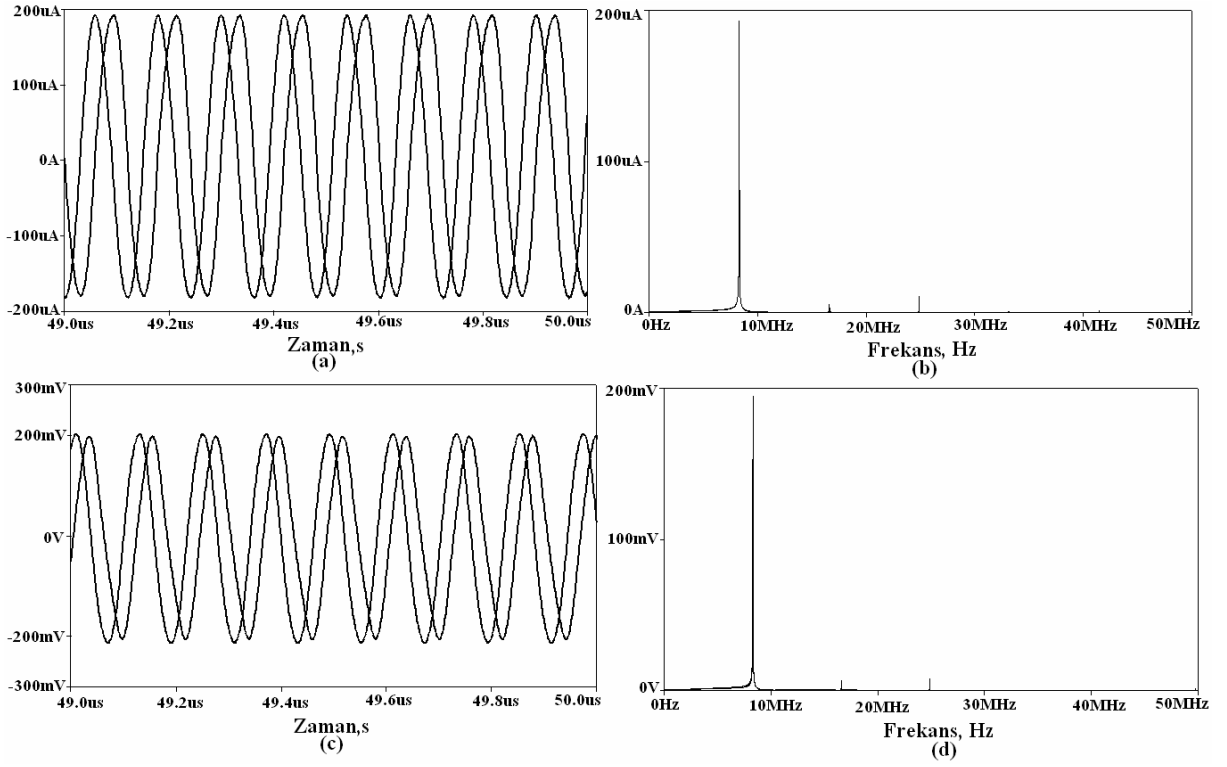
Duyarlık analizinden görüleceği üzere önerilen dikgen osilatör devresinin mutlak olarak tüm duyarlık değerleri mutlak olarak 0.5’e eşittir. Dolayısıyla, devrenin aktif ve pasif duyarlılığının iyi olduğu söylenebilir.

Önerilen dikgen osilatör devresininin PSPICE programında benzetimleri gerçekleştirilirken Şekil 2.27’de verilen CMOS MCDBA devresi kullanılmıştır. Aktif elemanın besleme gerilimi ise ± 1.5 V’tur. Analizler 0.25 μm TSMC seviye-7 parametreleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Önerilen dikgen osilatör devresindeki eleman değerleri; $C_1=C_2=10$ pF, $R_1=R_2=1$ k Ω şeklinde belirlenmiştir. Devrenin osilasyona başlayabilmesi için uygun k değerinin ayarlanması gerekmektedir. Bunun için Şekil 2.27’de verilen devredeki I_a akımı ayarlanmıştır. Devre I_a akımı 50 μA iken devre osilasyona başlamıştır. Bu durumda MCDBA’nın k kazancı değeri 1.57’dir. PSPICE programında gerçekleştirilen benzetimler sonucunda elde edilen akım çıkışlarının zamana göre değişimleri Şekil 6.12a’da verilmiştir ve çıkış akım işaretinin frekans spektrumu Şekil 6.12b’de verilmiştir. Bu durum için gerilim çıkışlarının değişimi Şekil 6.12c’de ve çıkış gerilimlerinin frekans spektrumu Şekil 6.12d’de verilmiştir. Benzetimler sonucunda elde edilen osilasyon frekansı $f_o=9$ MHz’dir. Osilatör devresinin çıkış akımlarının genliği tepeden tepeye 60 μA ’dır. Devrenin gerilim çıkışlarının tepeden tepeye genlik değeri ise 400 mV’tur.

Önerilen osilatör devresinde I_a akımının değeri arttırılarak çıkış akımlarının ve gerilimlerinin nasıl değiştiği tespit edilmiştir. $I_a=70$ μA için elde edilen sonuçlar Şekil 6.13’te verilmiştir. Benzetimler sonucunda elde edilen osilasyon frekansı $f_o=8.3$ MHz’dir. Osilatör devresinin çıkış akımlarının genliği tepeden tepeye 360 μA ’dır. Devrenin gerilim çıkışlarının tepeden tepeye genlik değeri ise 420 mV’tur.



Şekil 6.12 Önerilen dikgen osilatör devresinde $I_a=50 \mu\text{A}$ iken çıkış akımlarının ve gerilimlerinin zamana göre değişimleri ve frekans spektrumları.



Şekil 6.13 Önerilen dikgen osilatör devresinde $I_a=70 \mu\text{A}$ iken çıkış akımlarının ve gerilimlerinin zamana göre değişimleri ve frekans spektrumları.

Önerilen osilatör devresinde yapılan benzetimler sonucunda I_a akımının değeri $160 \mu A$ 'e kadar arttırıldığında devrenin osilasyona devam ettiği görülmüştür.

Bu tezde önerilen dikgen osilatör devresinde iki tane gerilim ve iki tane akım çıkışı vardır. Gerilim çıkışları düşük empedanslı, akım çıkışları ise yüksek empedanslıdır. Devrede iki MCDBA, iki kapasite ve iki direnç elemanı kullanılmıştır. Önerilen devrenin literatürdeki şimdiye kadar yapılan çalışmalar ile karşılaştırılması Çizelge 6.1'de verilmiştir.

Çizelge 6.1 Önerilen dikgen osilatör devresinin literatür karşılaştırılması

Literatürdeki Çalışmalar	Aktif Eleman Sayısı	Kapasitör Sayısı	Direnç Sayısı	Çalışma Modu	Tampon devresine ihtiyaç duyuyor mu?
(Barranco vd., 1989)	4 OTA	2	1	Gerilim	Hayır
(Souliotis vd., 2001)	2 CDA	2	2	Gerilim	Evet
(Horng, 2002)	2 CDBA	2	6	Gerilim	Hayır
(Horng, 2005)	3 CCII+	3	3	Gerilim	Hayır
(Mahashwari ve Khan, 2005b)	4 CCCII	3	-	Akım	Hayır
(Keskin vd., 2006)	2 CDBA	4	4	Gerilim	Hayır
(Keskin ve Biolek, 2006)	2 CDTA	2	4	Akım	Hayır
(Horng vd., 2006)	1 FDCCII	2	2	Gerilim Akım	Gerilim çıkışları Evet Akım Çıkışları Hayır
(Minhaj, 2007)	3 CCII+	2	4	Gerilim	Evet
Önerilen Devre	2 MCDBA	2	2	Gerilim Akım	Hayır

Önerilen dikgen osilatör devresine göre daha az aktif eleman kullanan çalışma sadece (Horng, 2006)'dır. Fakat bu çalışmada kullanılan aktif eleman onbir kapılı olmasına rağmen MCDBA elemanı ise sadece beş kapılıdır. Ayrıca Horng'un devresinin gerilim çıkışının başka bir devreye bağlanabilmesi için tampon devresine ihtiyaç vardır.

7. BASAMAKLI TÜRDE DEVRELERİN İŞARET AKIŞ DİYAGRAMI YÖNTEMİ İLE SENTEZİ

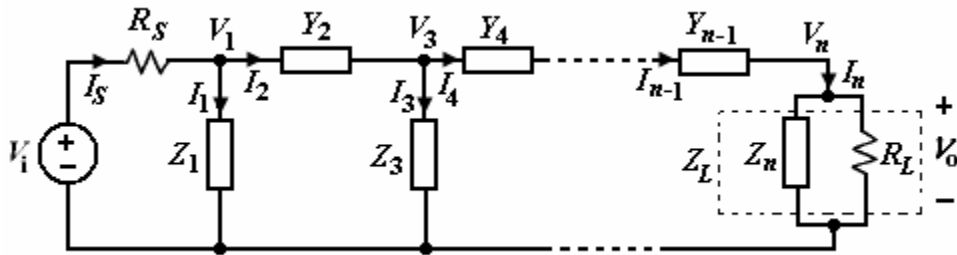
Lineer işaret akış diyagramları, lineer, cebirsel, bağımsız bir denklem sistemine ilişkin olarak düğümlerden ve bu düğümlere bağlı yönelmiş dallardan oluşan diyagramlardır. Ele alınan herhangi bir lineer devrenin işaret akış diyagramı çizilebilir. Bununla birlikte, transfer fonksiyonları da işaret akış diyagramları ile gösterilebilmektedir. Ayrıca, herhangi bir işaret akış diyagramı diğer bir diyagrama dönüştürülebilmektedir. Bu nitelikler de işaret akış diyagramı yönteminin devre sentezinde güçlü bir metod olmasını sağlamaktadır (Anday, 1973), (Güneş, 1996).

Girişi ve çıkışı direnç elemanı ile sonlandırılmış basamaklı türden LC devrelerinin düşük duyarlığa sahip olduğu bilinmektedir (Orchard, 1966). Sentez işlemi sonucunda elde edilen aktif elemanlarla gerçekleştirilen devrelerin de aynı şekilde düşük duyarlığa sahip olacağı beklenmektedir (Senani, 1985). Bu özelliğinden dolayı girişi ve çıkışı direnç elemanı ile sonlandırılmış basamaklı türden LC devreleri çok kullanışlıdır.

Bu bölümde, gerilim ve akım modlu basamaklı türden filtre devrelerinin sentezi, işaret akış diyagramı yöntemi ve CBTA ve MOCBTA aktif elemanları kullanılarak gerçekleştirilecektir.

7.1 Gerilim Modlu Devreler için Leapfrog Sentez Yönteminin Uygulanması

Bu bölümde, CBTA elemanı kullanılarak basamaklı türden gerilim modlu filtre devrelerinin sentezi gerçekleştirilmiştir. Gerilim modlu, girişi ve çıkışı direnç ile sonlandırılmış basamaklı türden alçak geçiren pasif filtre devresinin genel devre yapısı Şekil 7.1’de verilmiştir.



Şekil 7.1 Gerilim modlu basamaklı türden genel devre yapısı

Şekil 7.1 ile verilen devrenin işaret akış diyagramını çıkarmak için aşağıdaki denklemler kullanılır.

$$I_1 = \frac{V_i}{R_s} - \frac{V_1}{R_s} - I_2, \quad V_1 = I_1 Z_1 \quad (7.1a)$$

$$V_2 = V_1 - V_3, \quad I_2 = V_2 Y_2 \quad (7.1b)$$

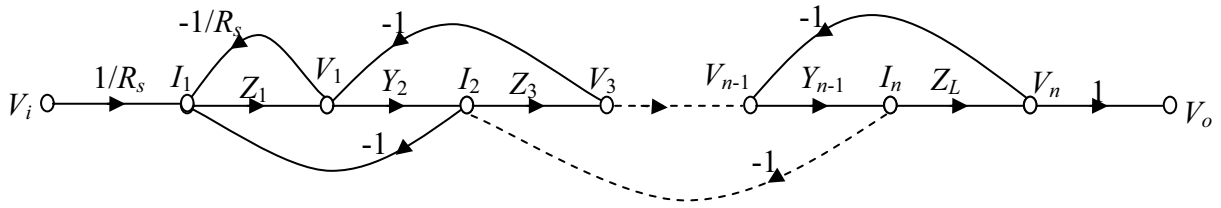
$$I_3 = I_2 - I_4, \quad V_3 = I_3 Z_3 \quad (7.1c)$$

$$\vdots \quad \quad \quad \vdots$$

$$V_{n-1} = V_{n-2} - V_n, \quad I_{n-1} = V_{n-1} Y_{n-1} \quad (7.1d)$$

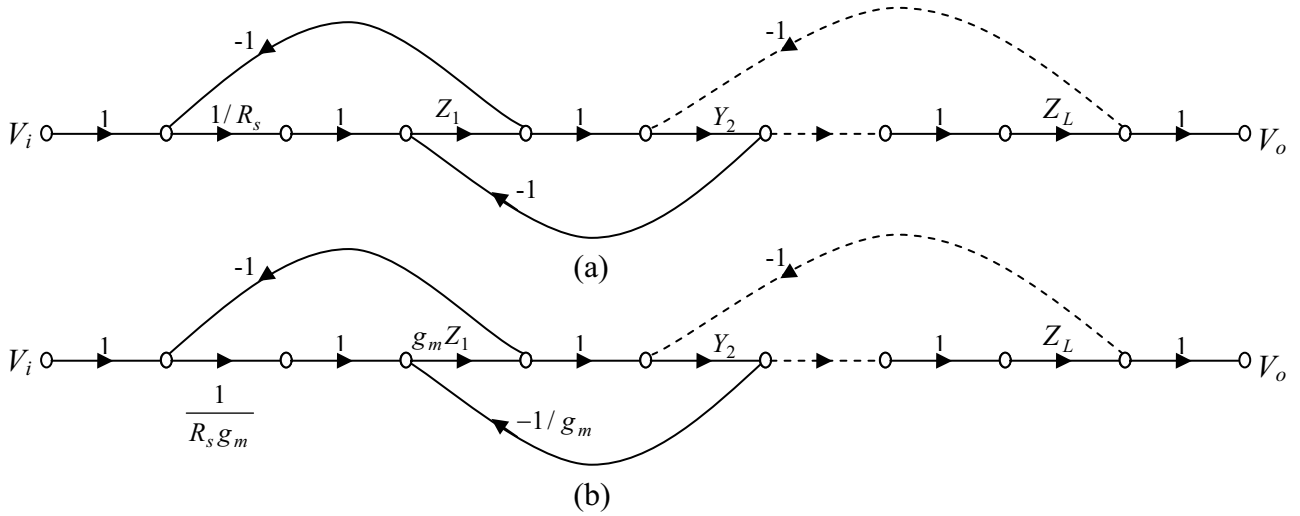
$$I_n = I_{n-1}, \quad V_n = I_n Z_L = V_o \quad (7.1e)$$

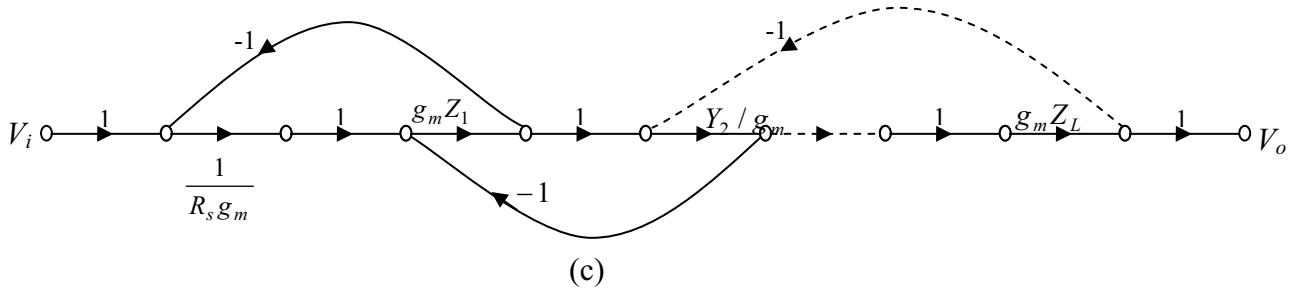
Denklem (7.1) ile verilen denklem takımı kullanılarak basamaklı türden pasif filtre devresinin işaret akış diyagramı Şekil 7.2’de verildiği gibi elde edilir.



Şekil 7.2 Basamaklı türden gerilim modlu yapının işaret akış diyagramı.

Şekil 7.2 ile verilen işaret akış diyagramı, işaret akış diyagramı işlem yöntemleri kullanılarak, giriş çıkış bağıntısında herhangi bir değişikliğe neden olmadan, Şekil 7.3c’ye dönüşebilir. İşlem adımları sırasıyla Şekil 7.3a, 7.3b ve 7.3c’de gösterilmiştir.

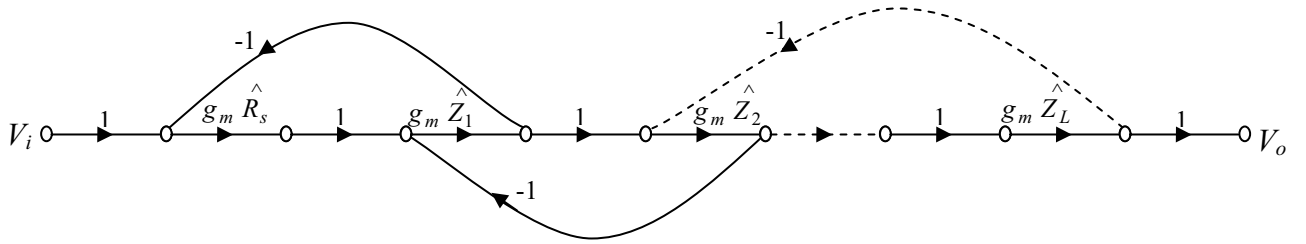




Şekil 7.3 İşaret akış diyagramının değiştirilme işlem adımları.

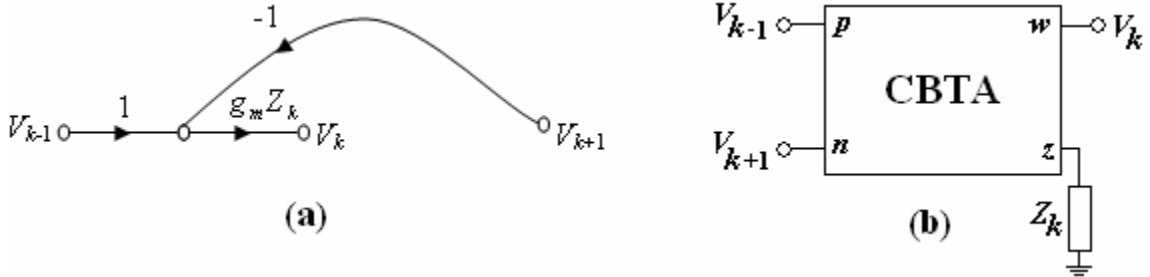
Şekil 7.3c'deki işaret akış diyagramındaki değerler Denklem 7.2'de verildiği gibi düzenlenirse Şekil 7.4'te verilen işaret akış diyagramı elde edilir. Bu işaret akış diyagramından aktif devreye geçmek mümkündür.

$$\hat{R}_s = \frac{1}{g_m^2 R_s}, \hat{Z}_1 = Z_1, \hat{Z}_2 = \frac{Y_2}{g_m^2}, \hat{Z}_L = Z_L \quad (7.2)$$



Şekil 7.4 CBTA'lı aktif devreye dönüştürülmeye uygun işaret akış diyagramı.

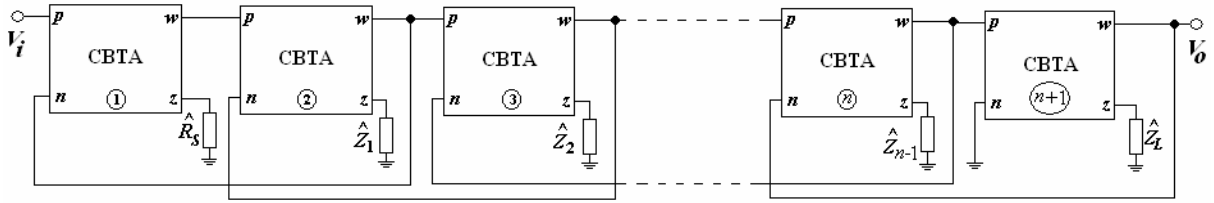
Şekil 7.4'te verilen işaret akış diyagramında, kendini tekrar eden Şekil 7.5a'da verilen bir alt-diyagram görülmektedir. Bu alt-diyagramı Şekil 7.5b'de verilen CBTA'lı devre ile gerçeklemek mümkündür.



Şekil 7.5 a) Şekil 7.4'te verilen işaret akış diyagramında tekrar eden alt-diyagram, b) Alt-diyagramın CBTA elemanı ile gerçekleştirilmesi ve elde edilen alt-devre.

Şekil 7.5b'de verilen alt-devre kullanılarak basamaklı türden pasif filtre devresinden aktif

filtre devresi elde edilebilir. Sentez sonucunda elde edilen aktif filtre devresi Şekil 7.6'da verilmiştir.

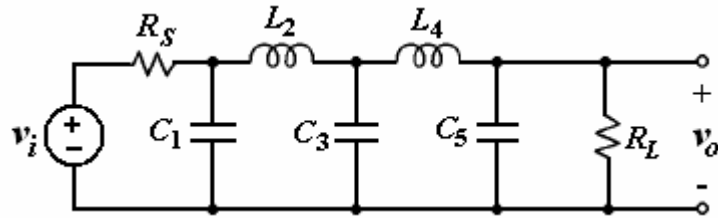


Şekil 7.6 Sentez sonucu elde edilen aktif filtre devresi.

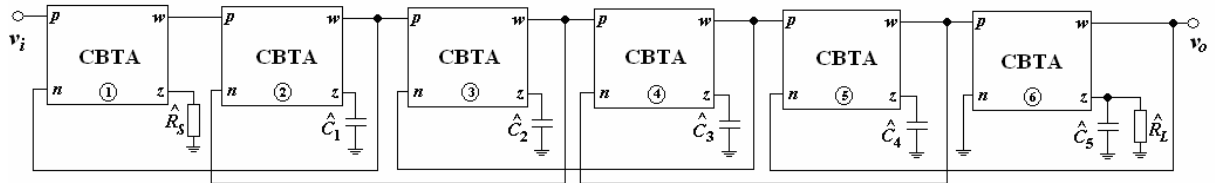
Bundan sonraki alt bölümlerde basamaklı türden pasif alçak geçiren, band geçiren ve band söndüren filtre devreleri leapfrog sentez yöntemi ile aktif-RC devrelerine dönüştürülecek ve benzetimleri gerçekleştirilecektir.

7.1.1 Aktif Alçak Geçiren Filtre Devresinin Sentezi

Şekil 7.5a'da verilen alt-diyagram için elde edilen Şekil 7.5b'de verilen alt-devre kullanılarak basamaklı türden pasif RLC devresinden aktif-RC devresine geçiş sağlanır. Bu sentez yöntemi kullanılarak Şekil 7.7'de verilen 5. dereceden basamaklı türden pasif alçak geçiren filtre devresinden aktif-RC alçak geçiren filtre devresi elde edilmiştir ve Şekil 7.8'de verilmiştir.



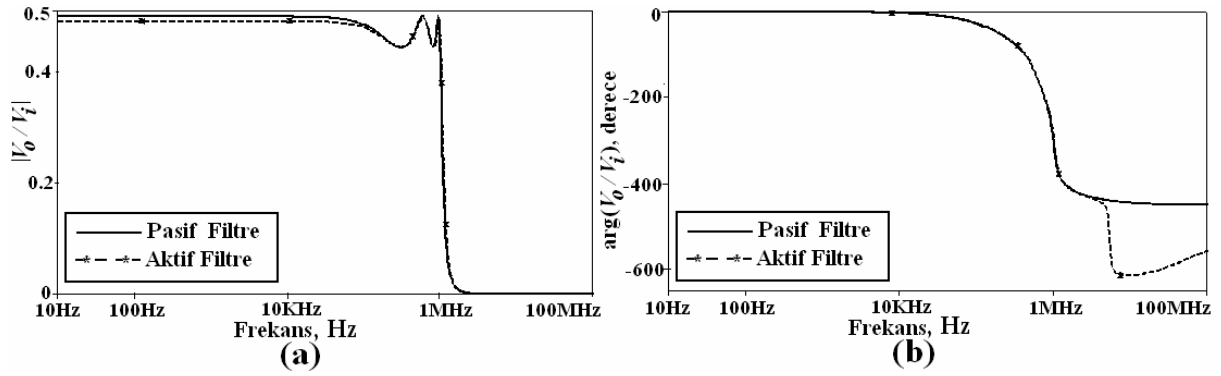
Şekil 7.7 Basamaklı türden gerilim modlu 5. dereceden pasif alçak geçiren filtre devresi.



Şekil 7.8 CBTA elemanını kullanarak gerçekleştirilen gerilim modlu 5. dereceden aktif alçak geçiren filtre devresi.

Şekil 7.8 ile verilen aktif devrede $n+1$ aktif eleman ve $n+2$ pasif eleman kullanılmaktadır.

Şekil 7.7 ile verilen pasif filtre devresinin köşe frekans değeri 1 MHz olabilmesi için eleman değerleri $R_s = R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_5 = 34 \text{ pF}$, $C_3 = 48 \text{ pF}$, $L_2 = L_4 = 1.7 \text{ mH}$ olarak seçilmiştir. Şekil 7.8 ile verilen aktif devredeki eleman değerleri; $\hat{R}_s = 400 \text{ }\Omega$, $\hat{R}_L = 10 \text{ k}\Omega$, $\hat{C}_1 = \hat{C}_5 = 34 \text{ pF}$, $\hat{C}_2 = \hat{C}_4 = 17 \text{ pF}$, $\hat{C}_3 = 48 \text{ pF}$ olarak bulunur. CBTA elemanının g_m değeri 0.1 mS olacak şekilde I_B kutuplama akımı ayarlanmıştır. Pasif ve aktif devrenin PSPICE benzetim sonucu elde edilen genlik ve faz karakteristikleri Şekil 7.9’da verilmiştir.

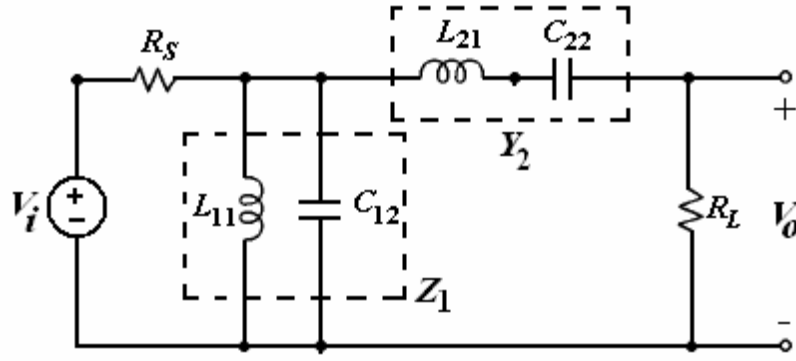


Şekil 7.9 Alçak geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.

Pasif devre ile aktif devre arasındaki farklılıklar incelendiğinde genlik, köşe frekansı ve faz farkı değerlerindeki hata %1’den az olmaktadır. Faz frekansındaki hata 20 MHz değerinden sonra başlamaktadır ki, bu frekans değerinden sonra çıkış gerilim değeri mV mertebesinde.

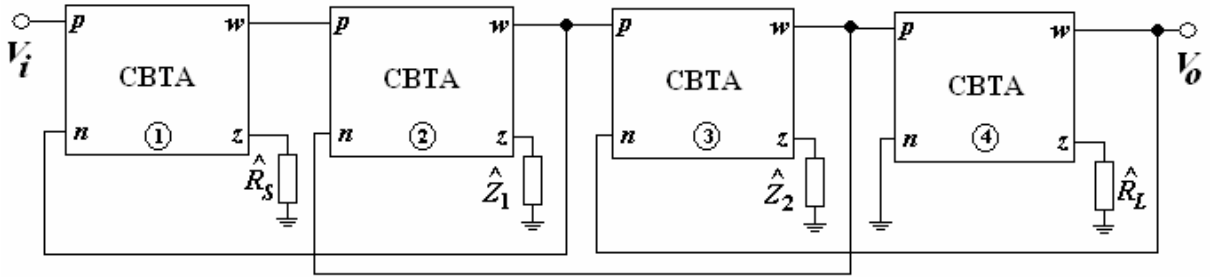
7.1.2 Band Geçiren Filtre Devresinin Sentezi

Basamaklı türden 4. dereceden pasif band geçiren filtre devresi Şekil 7.10’da verilmiştir. Devreden görüleceği üzere Z_1 empedansı ve Y_2 admitansı kapasite ve endüktans elemanlarının paralel ve seri bağlanması ile elde edilmiştir. Dolayısıyla leapfrog sentez yöntemi sonucunda Şekil 7.6’da verildiği gibi elde edilecek aktif devrede de kapasite ve endüktans elemanları olmak zorundadır (Deliyannis vd., 1999). Burada elde edilecek olan endüktans elemanları yerine, Şekil 3.1’de verilen, endüktans eşdeğer devresi kullanılabilir.



Şekil 7.10 Basamaklı türden gerilim modlu 4. dereceden pasif band geçiren filtre devresi.

Leapfrog sentez yöntemi ile elde edilen aktif devre Şekil 7.11’de verilmiştir.

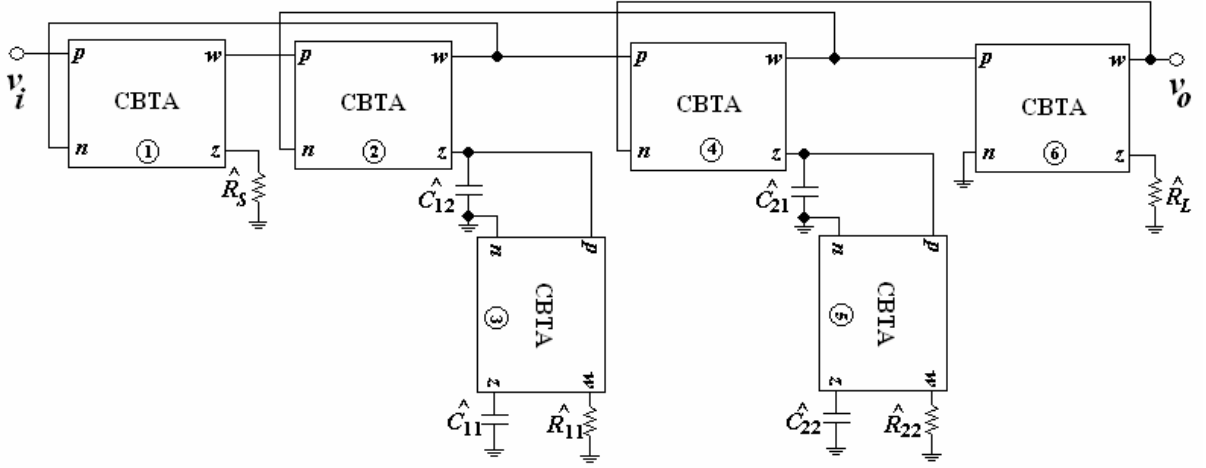


Şekil 7.11 CBTA elemanını kullanarak gerçekleştirilen gerilim modlu 4. dereceden aktif band geçiren filtre devresi.

Sentez işlemi sonucunda elde edilen aktif devredeki elemanlar ile pasif devredeki elemanların ilişkisi Denklem (7.2)’de verilmişti. Buna göre aktif devredeki $\hat{Z}_1$ empedansı, $\hat{Z}_1 = Z_1$ olmaktadır. Dolayısıyla aktif devrede de $\hat{Z}_1$ empedansını elde etmek için birbirine paralel bağlı kapasite ve endüktans elemanları kullanılmalıdır ve değerleri de pasif devredeki ile aynı olmalıdır. Aynı şekilde $\hat{Z}_2$ empedansı, $\hat{Z}_2 = Y_2 / g_m^2$ olmaktadır. Dolayısıyla aktif devrede $\hat{Z}_2$ empedansını elde etmek için pasif devrede birbirine seri bağlı olan kapasite ve endüktans elemanları aktif devrede birbirine paralel olarak bağlanmalıdır. Eleman değerleri ise Denklem (7.3)’te verilmiştir.

$$\hat{C}_{21} = g_m^2 L_{21}, \quad \hat{L}_{22} = C_{22} / g_m^2 \quad (7.3)$$

Aktif devrede elde edilen endüktans elemanları yerine, Bölüm 3’te Şekil 3.1’de verilen eşdeğer endüktans devresi kullanılırsa, Şekil 7.12’de verilen aktif devre elde edilir.



Şekil 7.12 Gerilim modlu 4. dereceden aktif band geçiren filtre devresi.

Pasif devredeki L_{11} endüktansının karşılığı olarak aktif devrede oluşacak olan $\hat{L}_{11}$ endüktansı, Şekil 3.1’de verilen eşdeğer endüktans devresi ile elde edildiğinde değeri, $\hat{L}_{11} = \hat{R}_{11} \hat{C}_{11} / g_m$ olmaktadır. Aynı ifade, pasif devreden aktif devreye geçildiğinde elde edilecek olan $\hat{L}_{22}$ endüktansı için de geçerlidir.

Şekil 7.10’da verilen 4. dereceden band geçiren pasif filtre devresinin merkez frekansı $\omega_o = 100$ krad/s ve kalite faktörü $Q=5$ olabilmesi için eleman değerleri $R_s = R_L = 10$ k Ω , $C_{12} = 7.07$ nF, $L_{11} = 14.142$ mH, $L_{21} = 707$ mH, $C_{22} = 141.42$ pF olarak seçilmiştir. Bu durumda, sentez işlemi sonucunda elde edilen Şekil 7.12’de verilen aktif devredeki eleman değerleri;

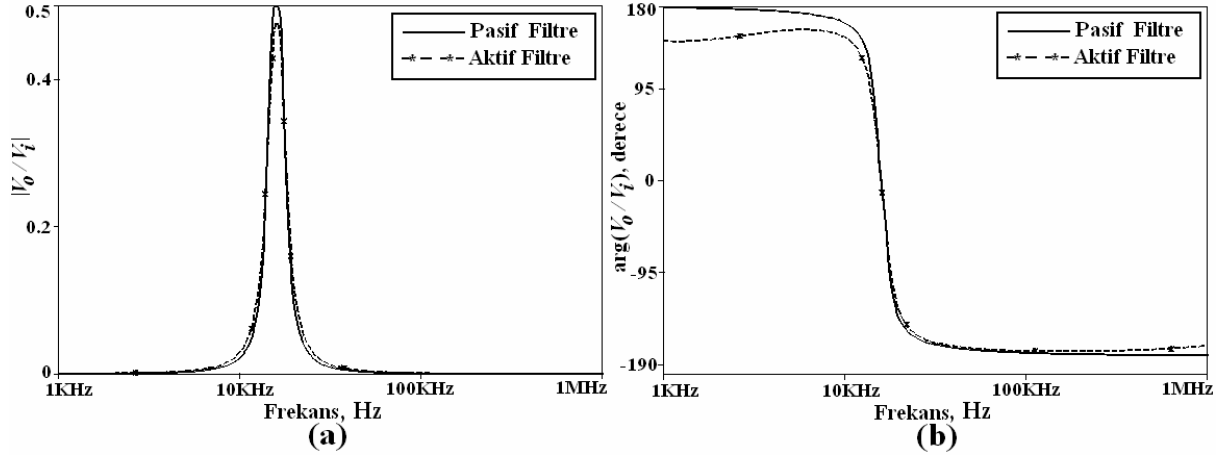
$$\hat{R}_s = 1/(g_m^2 R_s) = 400\Omega, \quad \hat{C}_{12} = C_{12} = 7.07 \text{ nF},$$

$$\hat{C}_{11} = g_m \hat{L}_{11} / \hat{R}_{11} = g_m L_{11} / \hat{R}_{11} = 7.07 \text{ nF}, \quad \hat{R}_{11} = 1 \text{ k}\Omega, \quad \hat{C}_{21} = g_m^2 L_{21} = 176.75 \text{ nF},$$

$$\hat{L}_{22} = C_{22} / g_m^2 = 0.5657 \text{ mH} \text{ (bu endüktans değerini aktif devrede elde etmek için}$$

$$\hat{C}_{22} = g_m \hat{L}_{22} / \hat{R}_{22} = 282.84 \text{ pF}, \quad \hat{R}_{11} = 1 \text{ k}\Omega) \text{ olarak bulunur. CBTA elemanının } g_m \text{ değeri}$$

0.5 mS olacak şekilde hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Devrenin PSPICE’ta benzetimlerini gerçekleştirmek için Şekil 2.4’te verilen MOS tranzistörlerle gerçekleştirilmiş CBTA devresi kullanılmıştır. Pasif ve aktif devrenin PSPICE benzetim sonucu elde edilen genlik ve faz karakteristikleri Şekil 7.13’te verilmiştir.

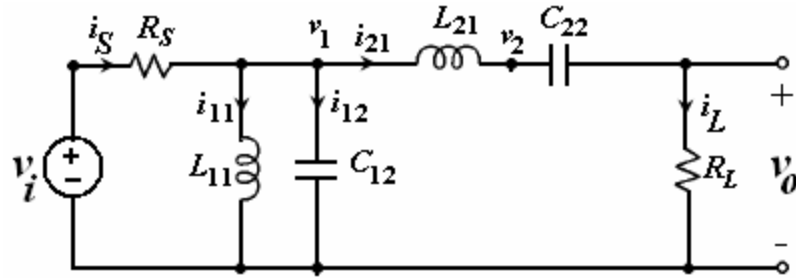


Şekil 7.13 Band geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.

Pasif ve aktif band geçiren filtre devrelerinin benzetim sonuçlarının birbirlerine yakın olduğu görülmektedir. Genlik karakteristiğinde merkez frekansı dışında hata miktarı %1'ler civarındadır. Merkez frekansında ise %4 mertebesinde hata vardır. Faz karakteristiği incelendiğinde geçirme bandındaki faz değişim miktarındaki hata %1'i geçmemektedir.

Sentez sonucunda elde edilen aktif filtre devresinde $n+2$ aktif ve $n+4$ pasif eleman vardır. Fakat sentez işlemi sırasında aktif devrede de endüktans elemanı kullanılması gerekliliği ortaya çıkmıştır ve bu endüktans elemanları, CBTA'lı endüktans eşdeğer devresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Sentez sırasında, işaret akış diyagramını ve elde edilecek alt-devreleri değiştirerek farklı bir aktif devre yapısı elde edilebilir. Bu aktif devre yapısında direk olarak endüktans elemanı oluşmaz. Şekil 7.10'da verilen pasif band geçiren filtre devresi, akım ve gerilim ifadeleri devre üzerinde belirtilmiş biçimde Şekil 7.14'te tekrar verilmiştir. Devreden elde edilecek olan akım ve gerilim ifadeleri Denklem (7.4)'te verilmiştir.



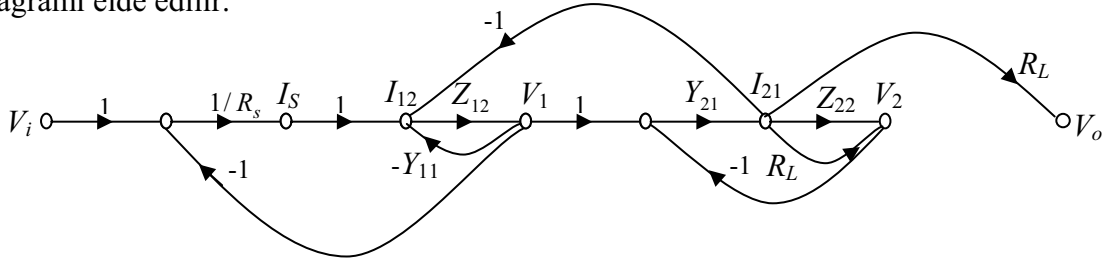
Şekil 7.14 Gerilim modlu pasif band geçiren filtre devresi.

$$I_S = (V_i - V_1)/R_s, I_{12} = I_S - I_{11} - I_{21}, I_{11} = V_1 Y_{11}, I_{12} = I_S - V_1 Y_{11} - I_{21} \quad (7.4a)$$

$$V_1 = Z_{12} I_{12}, V_1 = Z_{12} (I_S - V_1 Y_{11} - I_{21}) \quad (7.4b)$$

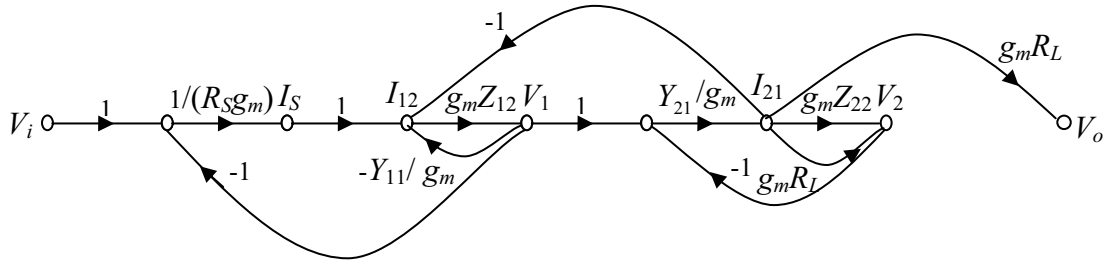
$$I_{21} = (V_1 - V_2) Y_{21}, V_2 = I_{21} Z_{22} + I_{21} R_L, V_o = i_L R_L \quad (7.4c)$$

Denklem (7.4)'te verilen devre denklemlerinden hareketle Şekil 7.15'te verilen işaret akış diyagramı elde edilir.



Şekil 7.15 Denklem (7.4) sonucu elde edilen işaret akış diyagramı.

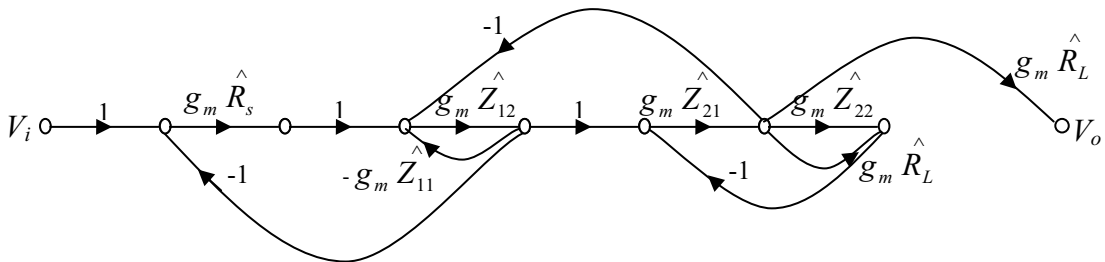
İşaret akış diyagramı, giriş çıkış ifadesini değiştirmeden, işaret akış diyagramı işlem yöntemleri kullanılarak CBTA'lı aktif devreye geçmek için uygun hale getirilir. İşlem adımları sonucunda elde edilen yeni işaret akış diyagramı Şekil 7.16'da verilmiştir.



Şekil 7.16 Değiştirilmiş işaret akış diyagramı.

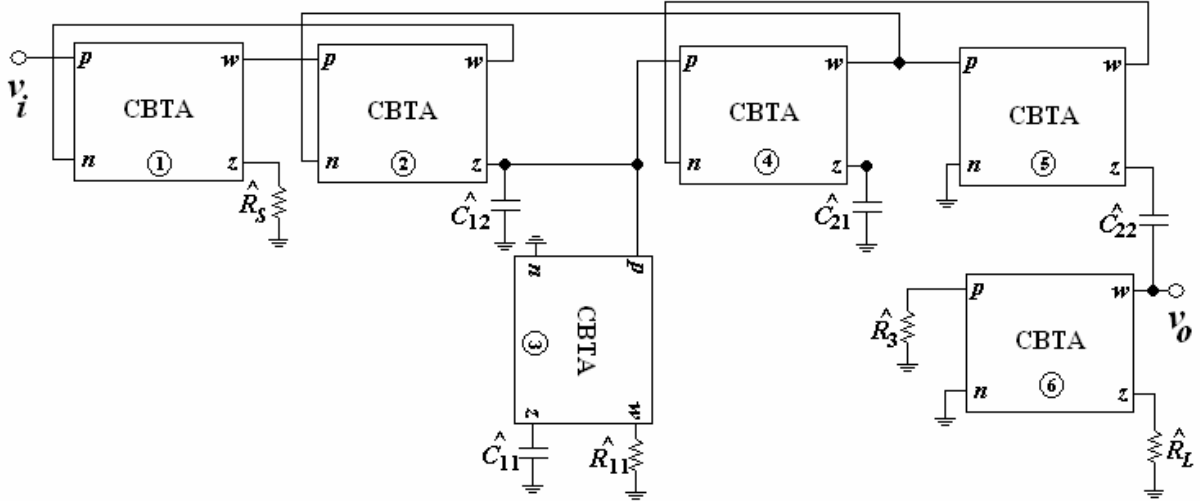
Şekil 7.16'daki işaret akış diyagramındaki kol çarpım değerleri Denklem 7.5'te verildiği gibi düzenlenirse Şekil 7.17'de verilen işaret akış diyagramı elde edilir. Bu işaret akış diyagramından aktif devreye geçmek mümkündür.

$$\hat{R}_s = \frac{1}{g_m^2 R_s}, \hat{Z}_{12} = Z_{12}, \hat{Z}_{11} = \frac{Y_{11}}{g_m^2}, \hat{Z}_{21} = \frac{Y_{21}}{g_m^2}, \hat{Z}_{22} = Z_{22}, \hat{Z}_L = Z_L \quad (7.5)$$



Şekil 7.17 CBTA'lı aktif devreye dönüştürülmeye uygun işaret akış diyagramı.

Şekil 7.17’de verilen işaret akış diyagramı kullanılarak CBTA’lı aktif devreye geçilebilir. Bunun için Şekil 7.5b’de verilen alt-devreyle birlikte iki farklı alt-devre daha kullanılmalıdır. Bunlardan birincisi, $-g_m \hat{Z}_{11}$ ifadesini, ikincisi ise V_2 ifadesini elde etmek içindir. Bu alt-devreler de kullanıldığında elde edilen CBTA’lı aktif devre Şekil 7.18’de verilmiştir.



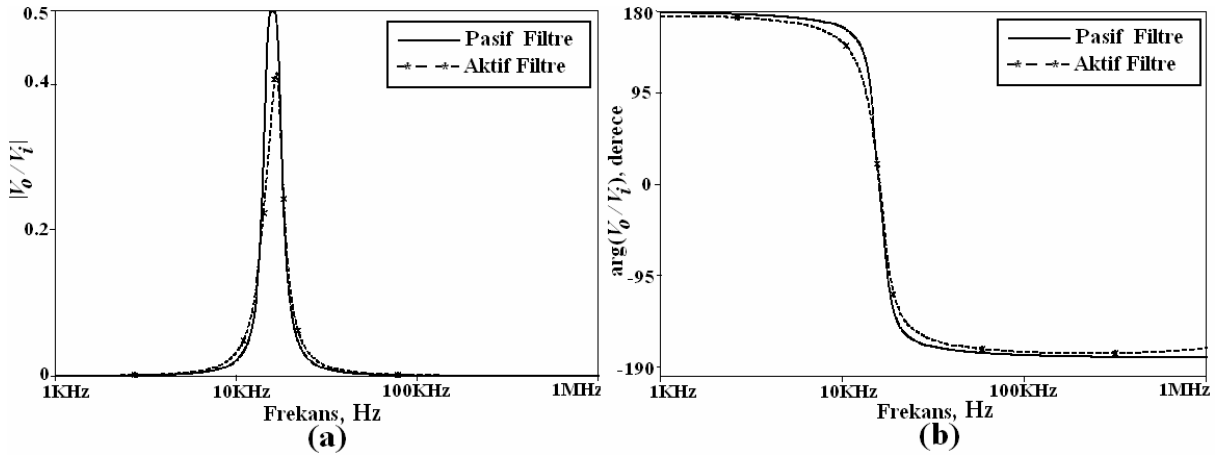
Şekil 7.18 Band geçiren aktif filtre devresi.

Şekil 7.18’de verilen aktif devredeki 3. CBTA elemanı, $\hat{C}_{11}$ kapasitesi ve $\hat{R}_{11}$ direnci ile $-g_m \hat{Z}_{11}$ ifadesi elde edilmektedir. Şekil 7.16’ya bakıldığında I_{12} akımının elde edilmesi için $-(Y_{11}/g_m)V_1$ ifadesinin elde edilmesinin gerektiği görülmektedir. Bu da akım ifadesi olduğuna göre, 3. CBTA’nın p ucundan devreye aktarılan akım değeri bu ifadeye eşdeğer olmaktadır. Aynı şekilde, 5. ve 6. CBTA aktif elemanları ile V_2 gerilimi elde edilmektedir. Burada da 5. CBTA’nın z ucundan çıkan akım, I_{21} akımına eşdeğerdir ve $\hat{C}_{22}$ kapasitesinin üzerinde V_{22} gerilimini oluşturur. Aynı akımın eşdeğeri, 6. CBTA’nın w ucundan girerek ve $\hat{R}_3$ direnci ile çarpılarak bir gerilim değeri oluşturur. Bu gerilim değeri g_m ile çarpıldığında “1” değerinin elde edilmesi gerekmektedir, yani $\hat{R}_3 = 1/g_m$ olmalıdır. Bu durumda 6. CBTA’nın z ucundan çıkan akım $\hat{R}_L$ direnci ile çarpılır ve 6. CBTA’nın w ucunun gerilimi V_L ’ye eşdeğer olur. Böylelikle V_{22} eşdeğer gerilimi ve V_L eşdeğer geriliminin toplam ifadesi 5. CBTA’nın w ucunda oluşur. Böylece V_2 eşdeğer gerilimi de elde edilmiş olur.

Şekil 7.10’da verilen 4. dereceden band geçiren pasif filtre devresinin merkez frekansı

$\omega_o = 100$ krad/s ve kalite faktörü $Q=5$ olabilmesi için eleman değerleri $R_s = R_L = 10$ k Ω , $C_{12} = 7.07$ nF, $L_{11} = 14.142$ mH, $L_{21} = 707$ mH, $C_{22} = 141.42$ pF olarak seçilmiştir. Bu durumda, sentez işlemi sonucunda elde edilen Şekil 7.18’de verilen aktif devredeki eleman

değerleri; $\hat{R}_s = 1/(g_m^2 R_s) = 400\Omega$, $\hat{C}_{12} = C_{12} = 7.07$ nF, $\hat{C}_{11} = g_m \hat{L}_{11} / \hat{R}_{11} = g_m L_{11} / \hat{R}_{11} = 7.07$ nF, $\hat{R}_{11} = 1$ k Ω , $\hat{C}_{21} = g_m^2 L_{21} = 176.75$ nF, $\hat{C}_{22} = C_{22} = 141.42$ pF, $\hat{R}_3 = 1/g_m = 2$ k Ω , $\hat{R}_L = R_L = 10$ k Ω olarak bulunur. CBTA elemanının g_m değeri 0.5 mS olacak şekilde hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Pasif ve aktif devrenin PSPICE benzetim sonucu elde edilen genlik ve faz karakteristikleri Şekil 7.19’da verilmiştir.

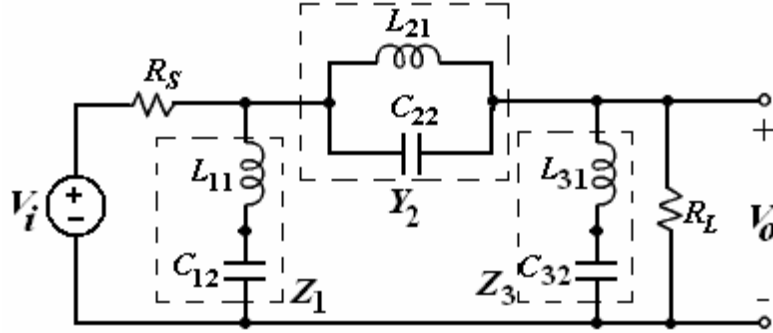


Şekil 7.19 Band geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.

Şekil 7.19’da verilen benzetim sonuçlarından görüleceği üzere aktif ve pasif filtre devresinin sonuçları birbirlerine yakın çıkmaktadır. En büyük farklılık merkez frekansındaki genlik değerinde olmaktadır. Şekil 7.12’de verilen aktif filtre devresinin benzetim sonuçları, Şekil 7.18’de verilen devreye göre daha iyi çıkmaktadır. Genlik karakteristiğinde merkez frekansı dışında hata miktarı %1’ler civarındadır. Merkez frekansında ise %20 mertebesinde hata vardır. Faz karakteristiği incelendiğinde geçirme bandındaki faz değişim miktarındaki hata %3’i geçmemektedir. Sentez sonucunda elde edilen aktif filtre devresinde $n+2$ aktif ve $n+4$ pasif eleman vardır. Şekil 7.18’deki aktif filtre devresindeki eleman sayısı, Şekil 7.12’de verilen aktif filtre devresinde kullanılan aktif ve pasif eleman sayısına eşittir. Fakat Şekil 7.18’de verilen aktif filtre devresinde, endüktans eşdeğer devresi kullanılmadan sentez işlemi gerçekleştirilmiştir.

7.1.3 Band Söndüren Filtre Devresinin Sentezi

Basamaklı türden gerilim modlu 6. dereceden pasif band söndüren filtre devresi Şekil 7.20’de verilmiştir. Leapfrog sentez yöntemi uygulandığında elde edilen aktif devre Şeki 7.11’de verildiği gibi olacaktır. Sadece Z_1 empedansı ve Y_2 admitansını oluşturan elemanlar farklıdır.



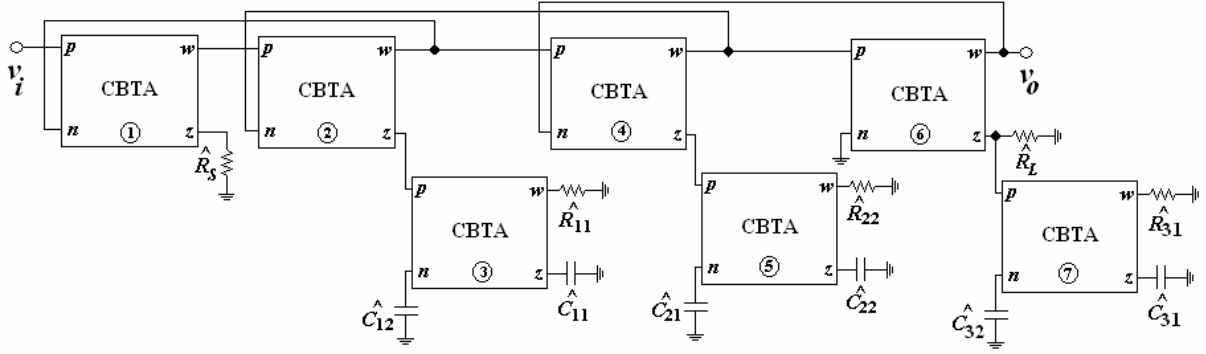
Şekil 7.20 Basamaklı türden gerilim modlu 6. dereceden pasif band söndüren filtre devresi.

Leapfrog sentez işlemi sonucunda aktif devredeki $\hat{Z}_1$ empedansı, $\hat{Z}_1 = Z_1$ olmaktadır.

Dolayısıyla aktif devrede de $\hat{Z}_1$ empedansını elde etmek için birbirine seri bağlı kapasite ve endüktans elemanları kullanılmalıdır ve değerleri de pasif devredeki ile aynı olmalıdır. Aynı şekilde $\hat{Z}_2$ empedansı, $\hat{Z}_2 = Y_2 / g_m^2$ olmaktadır. Dolayısıyla aktif devrede $\hat{Z}_2$ empedansını elde etmek için pasif devrede birbirine paralel bağlı olan kapasite ve endüktans elemanları aktif devrede birbirine seri olarak bağlanmalıdır. Eleman değerleri ise Denklem (7.6)’da verilmiştir.

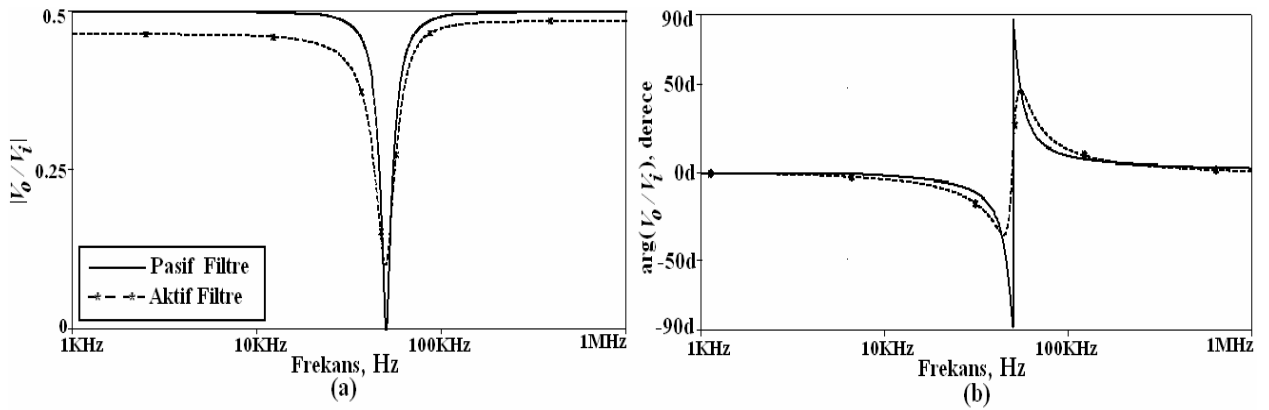
$$\hat{C}_{21} = g_m^2 L_{21}, \quad \hat{L}_{22} = C_{22} / g_m^2 \quad (7.6)$$

Aktif devrede elde edilen endüktans elemanları yerine, Bölüm 3’te Şekil 3.1’de verilen eşdeğer endüktans devresi kullanılırsa, Şekil 7.21’de verilen aktif devre elde edilir.



Şekil 7.21 Gerilim modlu 6. dereceden band söndüren aktif filtre devresi.

Şekil 7.20’de verilen 6. dereceden band söndüren pasif filtre devresinin merkez frekansı $f_o = 50$ kHz ve kalite faktörü $Q=10$ olabilmesi için eleman değerleri $R_s = R_L = 1$ k Ω , $C_{12} = 100$ pF, $L_{11} = 100$ mH, $L_{21} = 2$ mH, $C_{22} = 5$ nF, $L_{31} = 100$ mH, $C_{32} = 100$ pF olarak seçilmiştir. Bu durumda, sentez işlemi sonucunda elde edilen Şekil 7.21’de verilen aktif devredeki eleman değerleri; $\hat{R}_s = 1/g_m^2 R_s = 4$ k Ω , $\hat{C}_{12} = C_{12} = 100$ pF, $\hat{C}_{11} = g_m \hat{L}_{11} / \hat{R}_{11} = g_m L_{11} / \hat{R}_{11} = 50$ nF, $\hat{R}_{11} = 1$ k Ω , $\hat{C}_{21} = g_m^2 L_{21} = 500$ pF, $\hat{L}_{22} = C_{22} / g_m^2 = 20$ mH (bu endüktans değerini aktif devrede elde etmek için $\hat{C}_{22} = g_m \hat{L}_{22} / \hat{R}_{22} = 10$ nF, $\hat{R}_{22} = 1$ k Ω), $\hat{C}_{32} = C_{32} = 100$ pF, $\hat{C}_{31} = g_m \hat{L}_{31} / \hat{R}_{11} = 50$ nF, $\hat{R}_{11} = 1$ k Ω olarak bulunur. CBTA elemanının g_m değeri 0.5 mS olacak şekilde hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Pasif ve aktif devrenin PSPICE benzetim sonucu elde edilen genlik ve faz karakteristiği Şekil 7.22’de verilmiştir.

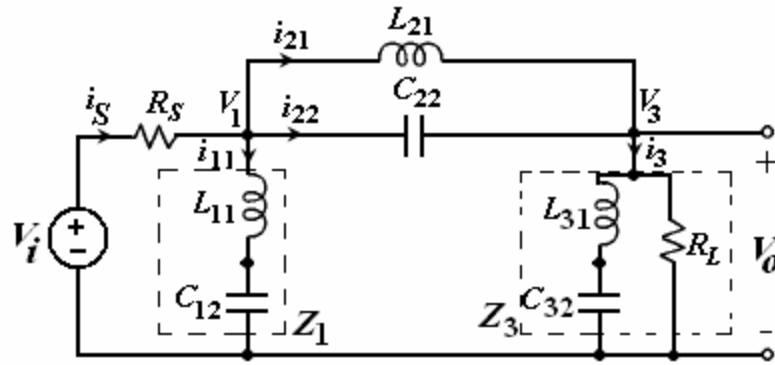


Şekil 7.22 Band söndüren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.

Elde edilen benzetim sonuçlarından görüleceği üzere, genlik karakteristiğindeki genlik değeri hata miktarı %7'i geçmemektedir. Aktif filtre devresinin merkez frekansı değeri benzetim sonucunda $f_o=50.16$ kHz bulunmuştur. Buradaki hata miktarı çok küçüktür. Pasif ve aktif filtrenin faz karakteristikleri incelendiğinde, faz derecelerindeki hata miktarının söndürme bandı dışında %1'i geçmediği görülmüştür.

Sentez sonucunda elde edilen aktif filtre devresinde $n+1$ aktif ve $n+5$ pasif eleman vardır. Fakat sentez işlemi sırasında aktif devrede de endüktans elemanı kullanılması gerekliliği ortaya çıkmıştır ve bu endüktans elemanları, CBTA'lı endüktans eşdeğer devresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Sentez sırasında, işaret akış diyagramını ve elde edilecek alt-devreleri değiştirerek farklı bir aktif devre yapısı elde edilebilir. Şekil 7.20'de verilen pasif band söndüren filtre devresi, akım ve gerilim ifadeleri devre üzerinde belirtilmiş biçimde Şekil 7.23'te tekrar verilmiştir. Devreden elde edilecek olan akım ve gerilim ifadeleri Denklem (7.7)'de verilmiştir.

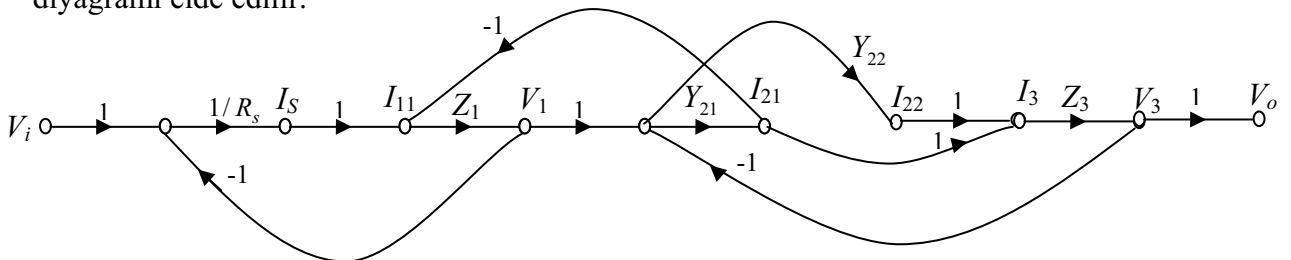


Şekil 7.23 Gerilim modlu pasif band söndüren filtre devresi.

$$I_s = (V_i - V_1)/R_s, \quad I_{11} = I_s - I_{21} - I_{22}, \quad V_1 = I_{11}Z_1 \quad (7.7a)$$

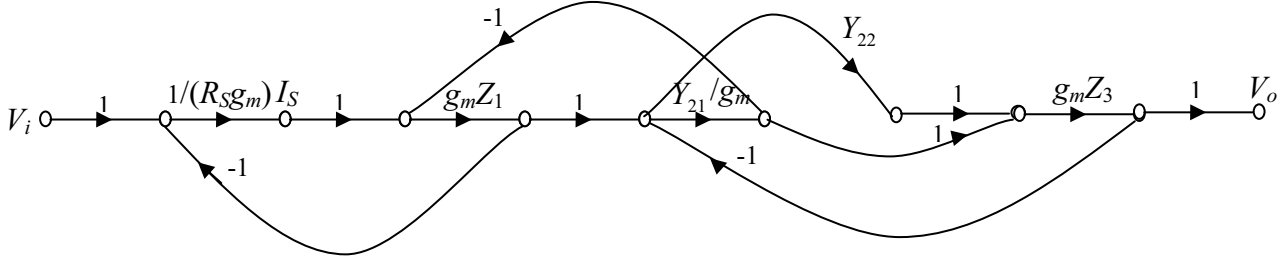
$$I_{21} = (V_1 - V_3)Y_{21}, \quad I_{22} = (V_1 - V_3)Y_{22}, \quad I_{31} = (I_{21} + I_{22})Z_3, \quad V_o = V_3 \quad (7.7b)$$

Denklem (7.7)'de verilen devre denklemlerinden hareketle Şekil 7.24'te verilen işaret akış diyagramı elde edilir.



Şekil 7.24 Denklem (7.7) sonucu elde edilen işaret akış diyagramı.

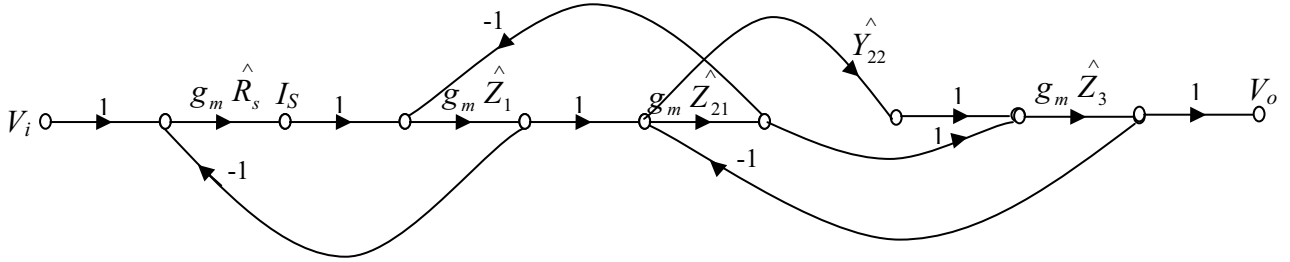
İşaret akış diyagramı, giriş çıkış ifadesini değiştirmeden, işaret akış diyagramı işlem yöntemleri kullanılarak CBTA'lı aktif devreye geçmek için uygun hale getirilir. İşlem adımları sonucunda elde edilen yeni işaret akış diyagramı Şekil 7.25'te verilmiştir.



Şekil 7.25 Değiştirilmiş işaret akış diyagramı.

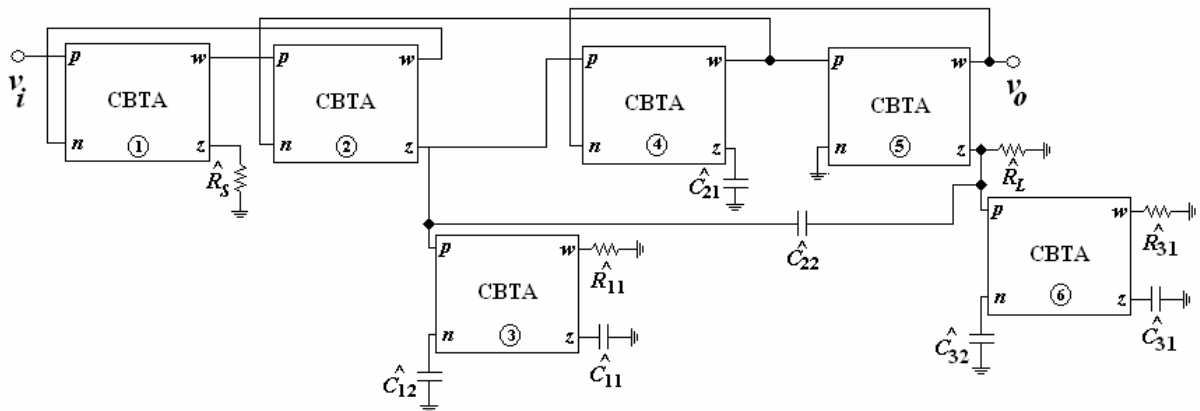
Şekil 7.25'deki işaret akış diyagramındaki kol çarpım değerleri Denklem 7.8'de verildiği gibi düzenlenirse Şekil 7.26'da verilen işaret akış diyagramı elde edilir. Bu işaret akış diyagramından aktif devreye geçmek mümkündür.

$$\hat{R}_s = \frac{1}{g_m^2 R_s}, \hat{Z}_1 = Z_1, \hat{Z}_{21} = \frac{Y_{21}}{g_m^2}, \hat{Y}_{22} = Y_{22}, \hat{Z}_3 = Z_3 \quad (7.8)$$



Şekil 7.26 CBTA'lı aktif devreye dönüştürülmeye uygun işaret akış diyagramı.

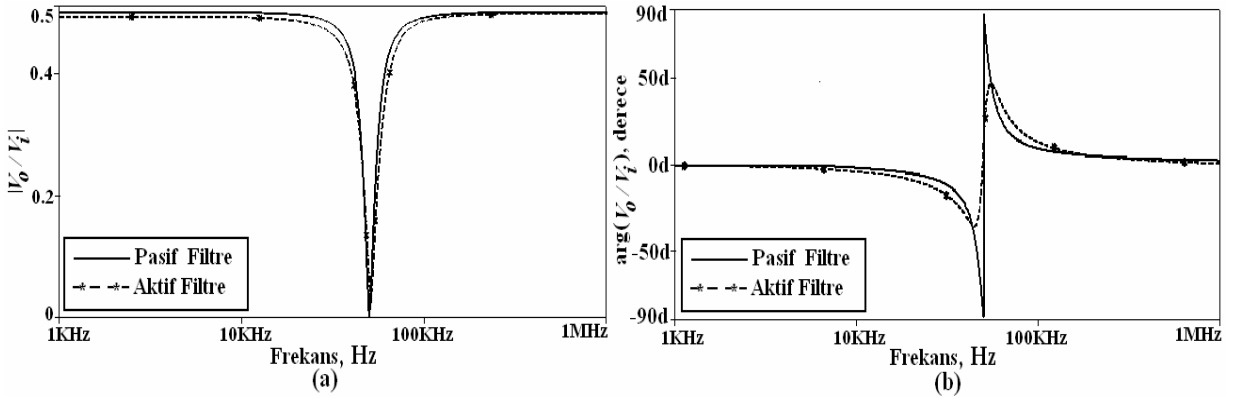
Şekil 7.26'da verilen işaret akış diyagramı kullanılarak elde edilen CBTA'lı aktif devre Şekil 7.27'de verilmiştir.



Şekil 7.27 Gerilim modlu 6. dereceden band söndüren aktif filtre devresi.

Şekil 7.27’de verilen aktif devrede $\hat{Z}_1$ empedansını, $\hat{L}_{11}$ endüktansı ve $\hat{C}_{12}$ kapasitesi oluşturmaktadır. $\hat{L}_{11}$ endüktansı yerine CBTA ile gerçekleştirilen eşdeğer endüktans devresi kullanılmıştır. Aynı şekilde $\hat{Z}_3$ empedansını, $\hat{L}_{31}$ endüktansı, $\hat{C}_{32}$ kapasitesi ve $\hat{R}_L$ direnci oluşturmaktadır. Aktif devredeki $\hat{C}_{22}$ kapasitesi, 2. CBTA ile 5. CBTA arasına bağlanmıştır. Böylece işaret akış diyagramındaki $I_{22} = (V_1 - V_3)Y_{22}$ ifadesi elde edilmektedir.

Şekil 7.23’te verilen 6. dereceden band söndüren pasif filtre devresinin merkez frekansı $f_o = 50$ kHz ve kalite faktörü $Q=10$ olabilmesi için eleman değerleri $R_s = R_L = 1$ k Ω , $C_{12} = 100$ pF, $L_{11} = 100$ mH, $L_{21} = 2$ mH, $C_{22} = 5$ nF, $L_{31} = 100$ mH, $C_{33} = 100$ pF olarak seçilmiştir. Bu durumda, sentez işlemi sonucunda elde edilen Şekil 7.27’de verilen aktif devredeki eleman değerleri; $\hat{R}_S = 1/g_m^2 R_s = 4$ k Ω , $\hat{C}_{12} = C_{12} = 100$ pF, $\hat{C}_{11} = g_m \hat{L}_{11} / \hat{R}_{11} = g_m L_{11} / \hat{R}_{11} = 50$ nF, $\hat{R}_{11} = 1$ k Ω , $\hat{C}_{21} = g_m^2 L_{21} = 500$ pF, $\hat{C}_{22} = C_{22} = 5$ nF, $\hat{C}_{32} = C_{32} = 100$ pF, $\hat{C}_{31} = g_m \hat{L}_{31} / \hat{R}_{11} = 50$ nF, $\hat{R}_{11} = 1$ k Ω olarak bulunur. CBTA elemanının g_m değeri 0.5 mS olacak şekilde hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Pasif ve aktif devrenin PSPICE benzetim sonucu elde edilen genlik karakteristiği Şekil 7.28’de verilmiştir.

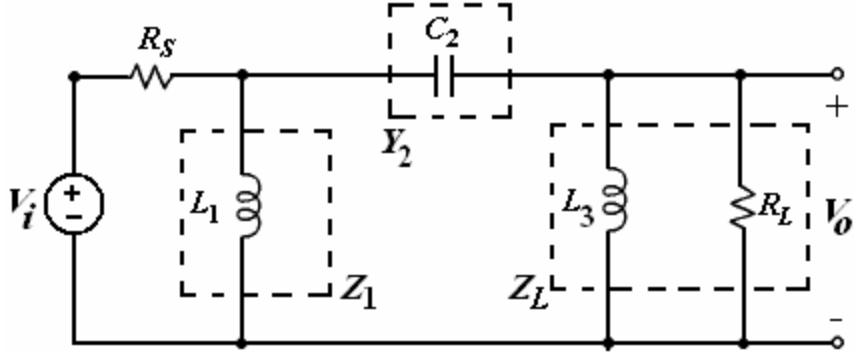


Şekil 7.28 Band söndüren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.

Bu yöntem ile elde edilen aktif filtre devresinde n aktif ve $n+4$ pasif eleman kullanılmaktadır yani, Şekil 7.21’de verilen aktif devreye göre daha az aktif ve pasif eleman kullanılmıştır. Benzetim sonuçlarına bakıldığında da genlik karakteristiği Şekil 7.21’den elde edilen genlik karakteristiğine göre daha iyi çıkmaktadır. Buradaki genlik hata miktarı %1 civarındadır.

7.1.4 Yüksek Geçiren Filtre Devresinin Sentezi

Basamaklı türden 3. dereceden pasif yüksek geçiren filtre devresi Şekil 7.29'da verilmiştir.



Şekil 7.29 Gerilim modlu pasif yüksek geçiren filtre devresi.

Leapfrog sentez yöntemi uygulandığında elde edilecek aktif devrede;

$\hat{R}_s = \frac{1}{g_m^2 R_s}$, $\hat{Z}_1 = Z_1$, $\hat{Z}_2 = \frac{Y_2}{g_m^2}$, $\hat{Z}_L = Z_L$ olacaktır. Buna göre aktif devredeki $\hat{Z}_1$ empedansı,

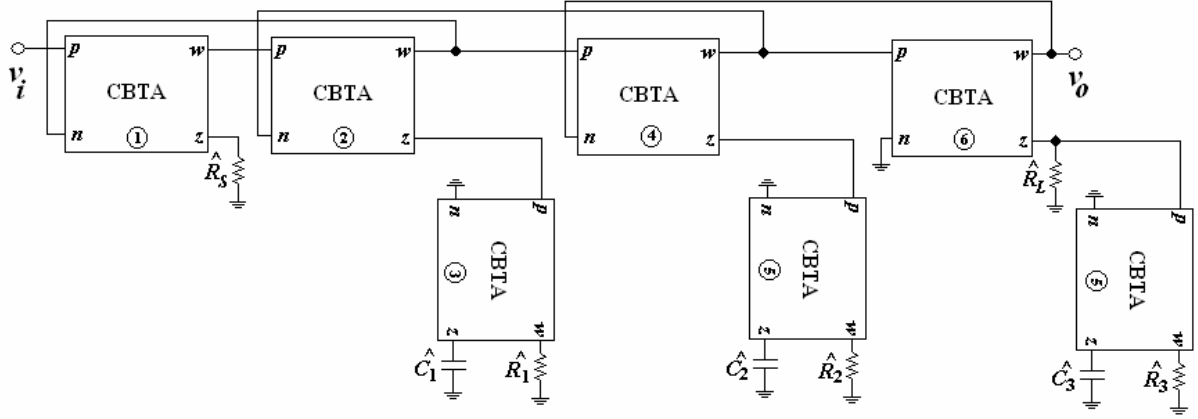
$\hat{Z}_1 = Z_1$ olmaktadır. Dolayısıyla aktif devrede de $\hat{Z}_1$ empedansını elde etmek için bir endüktans elemanı kullanılmalıdır ve değeri de pasif devredeki ile aynı olmalıdır. Aynı şekilde $\hat{Z}_2$ empedansı, $\hat{Z}_2 = Y_2 / g_m^2$ olmaktadır. Dolayısıyla aktif devrede $\hat{Z}_2$ empedansını elde etmek için pasif devrede bir endüktans elemanı kullanılmalıdır. Pasif devredeki diğer empedans değeri $\hat{Z}_L = Z_L$ olmaktadır. Dolayısıyla aktif devrede $\hat{R}_L = R_L$ olan bir direnç elemanı $\hat{L}_3 = L_3$ olan bir endüktans elemanı kullanılmalıdır. Aktif devrede elde edilen endüktans elemanları yerine, Bölüm 3'te Şekil 3.1'de verilen eşdeğer endüktans devresi kullanılırsa, Şekil 7.30'da verilen aktif devre elde edilir.

Pasif devredeki L_1 endüktansının karşılığı olarak aktif devrede oluşacak olan $\hat{L}_1$ endüktansı,

Şekil 3.1'de verilen eşdeğer endüktans devresi ile elde edildiğinde değeri, $\hat{L}_1 = \hat{R}_1 \hat{C}_1 / g_m$

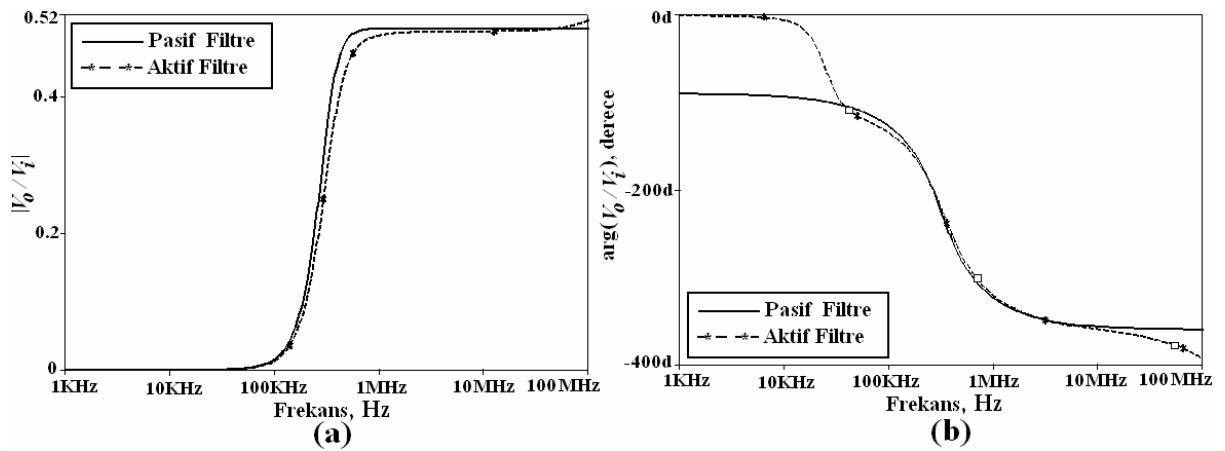
olmaktadır. Aynı ifade, pasif devreden aktif devreye geçildiğinde elde edilecek olan $\hat{L}_2$ ve

$\hat{L}_3$ endüktansı için de geçerlidir.



Şekil 7.30 Gerilim modlu 3. dereceden aktif yüksek geçiren filtre devresi.

Şekil 7.29’da verilen 3. dereceden yüksek geçiren pasif filtre devresinin köşe frekansı 318.3 kHz olabilmesi için eleman değerleri $R_s = R_L = 1 \text{ k}\Omega$, $L_1 = L_3 = 500 \text{ }\mu\text{H}$, $C_2 = 250 \text{ pF}$ olarak seçilmiştir. Bu durumda, sentez işlemi sonucunda elde edilen Şekil 7.30’da verilen aktif devredeki eleman değerleri; $\hat{R}_S = 1/(g_m^2 R_s) = 4 \text{ k}\Omega$, $\hat{C}_1 = \hat{C}_3 = g_m \hat{L}_1 / \hat{R}_1 = 250 \text{ pF}$, $\hat{R}_1 = \hat{R}_3 = 1 \text{ k}\Omega$, $\hat{L}_2 = C_2 / g_m^2 = 1 \text{ mH}$ (bu endüktans değerini aktif devrede elde etmek için $\hat{C}_2 = g_m \hat{L}_2 / \hat{R}_2 = 50 \text{ pF}$, $\hat{R}_2 = 10 \text{ k}\Omega$) olarak bulunur. CBTA elemanının g_m değeri 0.5 mS olacak şekilde hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Devrenin PSPICE’ta benzetimlerini gerçekleştirmek için Şekil 2.4’te verilen MOS tranzistörlerle gerçekleştirilmiş CBTA devresi kullanılmıştır. Pasif ve aktif devrenin PSPICE benzetim sonucu elde edilen genlik ve faz karakteristikleri Şekil 7.31’de verilmiştir.



Şekil 7.31 Yüksek geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.

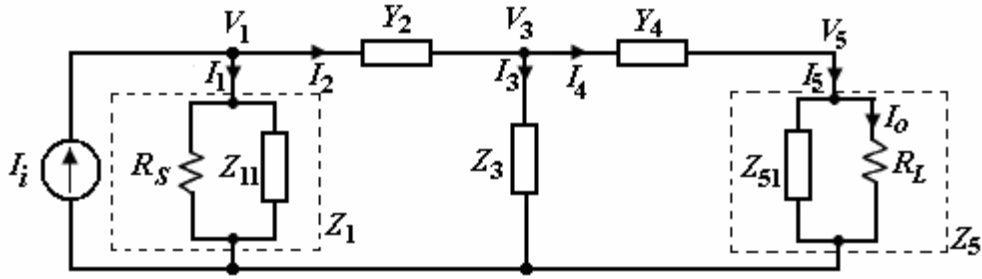
Şekil 7.31’de verilen benzetim sonuçlarından görüleceği üzere pasif ve aktif filtrenin genlik ve faz karakteristikleri birbirine yakın çıkmıştır. Genlik hata miktarı %5’i ve geçmemektedir. Faz hata miktarı ise 100 kHz ile 10 MHz frekans değeri arasında %1’i geçmemektedir. Frekans değeri 100 kHz’den düşük iken genlik değeri mV mertebesinde olduğu için aktif devredeki faz değerlerindeki farklılık önemsizdir.

Sentez sonucunda elde edilen aktif devrede $n+4$ aktif ve $n+5$ pasif eleman kullanılmıştır. Kullanılan eleman sayısına bakıldığında, bu sentez yönteminin yüksek geçiren filtre devreleri için çok uygun olmadığı söylenebilir.

Pasif yüksek geçiren filtre devresinden elde edilen işaret akış diyagramı, band geçiren ve band söndüren filtrelerden elde edilen işaret akış diyagramlarında olduğu gibi değiştirilerek daha az aktif ve pasif elemanlı filtre devreleri elde edilememektedir.

7.2 Akım Modlu Devreler için Leapfrog Sentez Yönteminin Uygulanması

Leapfrog yöntemi prosedürünü gösterebilmek için Şekil 7.32 ile verilmiş giriş ve çıkışı direnç ile sonlandırılmış 5. dereceden basamaklı türden genel filtre devresi kullanılacaktır.



Şekil 7.32 Akım modlu basamaklı türden genel devre yapısı.

Bu filtre devresi aşağıda verilen denklem takımları ile karakterize edilebilir.

$$I_1 = I_i - I_2, V_1 = I_1 Z_1 \quad (7.9a)$$

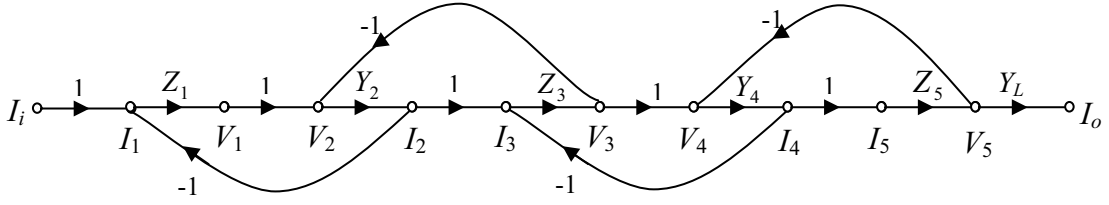
$$V_2 = V_1 - V_3, I_2 = V_2 Y_2 \quad (7.9b)$$

$$I_3 = I_2 - I_4, V_3 = I_3 Z_3 \quad (7.9c)$$

$$V_4 = V_3 - V_5, I_4 = V_4 Y_4 \quad (7.9d)$$

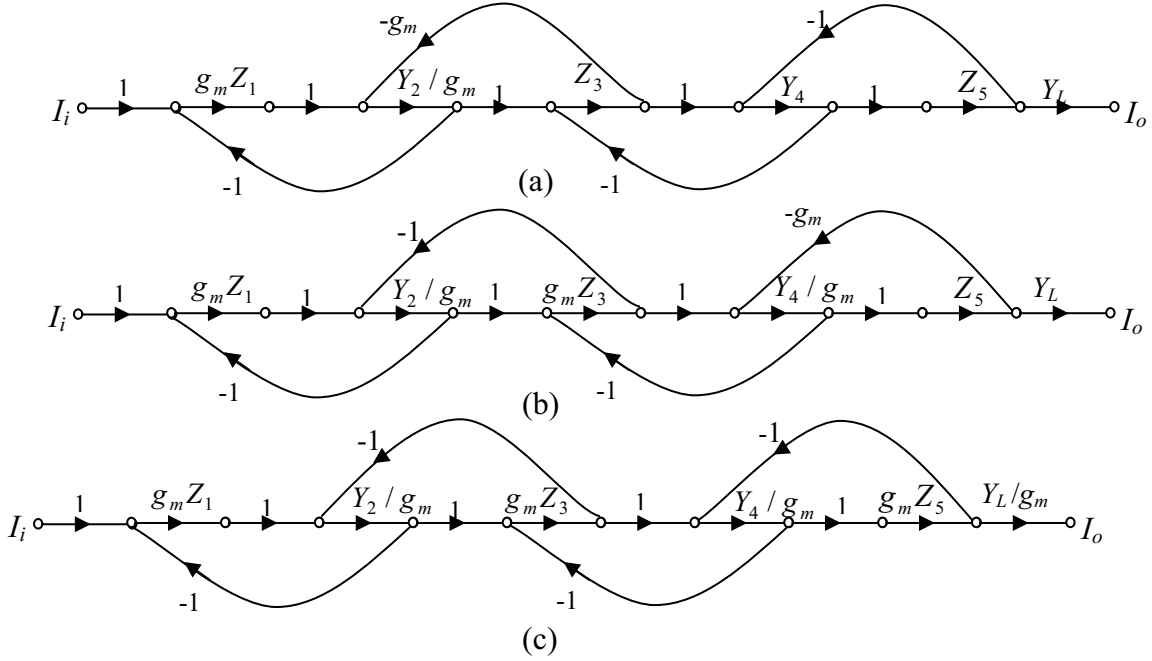
$$I_5 = I_4, V_5 = I_5 Z_5, I_o = V_5 Y_L \quad (7.9e)$$

Yukarıda verilen denklem takımları kullanılarak Şekil 7.33 ile verilen işaret akış diyagramı elde edilir. Pasif devreden aktif devreye geçebilmek için bu işaret akış diyagramdaki alt-diyagramların aktif elemanlar ile gerçekleştirilmesi gerekmektedir.



Şekil 7.33 Basamaklı türden akım modlu filtre devresinin işaret akış diyagramı.

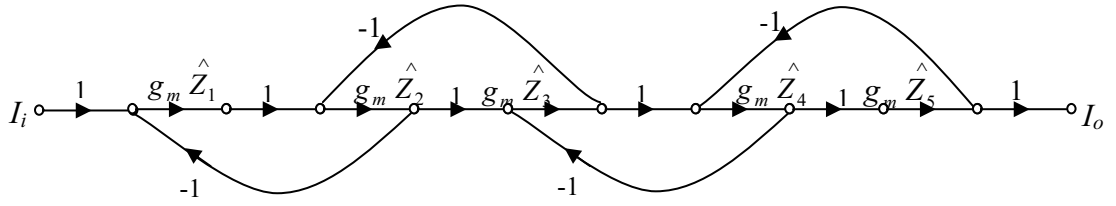
Şekil 7.33 ile verilen işaret akış diyagramı, işaret akış diyagramı işlem yöntemleri kullanılarak, giriş çıkış bağıntısında herhangi bir değişikliğe neden olmadan, Şekil 7.34c'ye dönüştürülebilir. İşlem adımları sırasıyla Şekil 7.34a, 7.34b ve 7.34c'de gösterilmiştir.



Şekil 7.34 İşaret akış diyagramının değiştirilme işlem adımları.

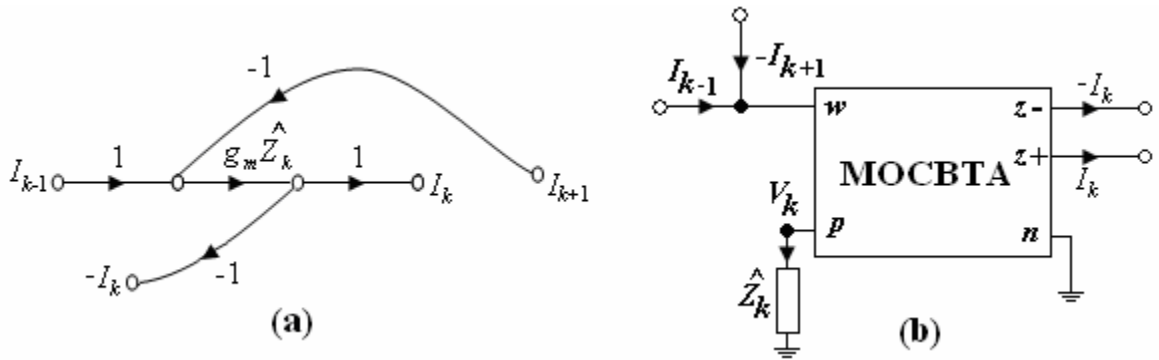
Şekil 7.34c'deki işaret akış diyagramındaki değerler Denklem 7.10'da verildiği gibi düzenlenirse Şekil 7.35'de verilen işaret akış diyagramı elde edilir. Bu işaret akış diyagramından aktif devreye geçmek mümkündür.

$$Z_1 = \hat{Z}_1, Y_2 = g_m^2 \hat{Z}_2, Z_3 = \hat{Z}_3, Y_4 = g_m^2 \hat{Z}_4, Z_5 = \hat{Z}_5, Y_L = g_m \quad (7.10)$$



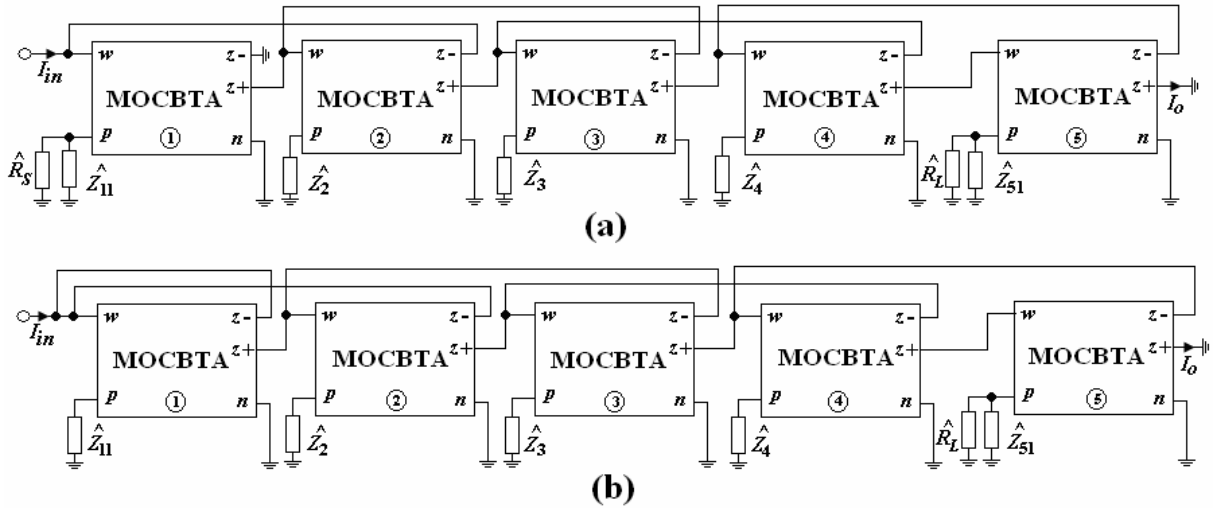
Şekil 7.35 MOCBTA'lı aktif devreye dönüştürülmeye uygun işaret akış diyagramı.

Şekil 7.35'de verilen işaret akış diyagramında, kendini tekrar eden Şekil 7.36a'da verilen bir alt-diyagram görülmektedir. Bu alt-diyagramı Şekil 7.36b'de verilen MOCBTA'lı devre ile gerçeklemek mümkündür.



Şekil 7.36 a) Şekil 7.35'de verilen işaret akış diyagramında tekrar eden alt-diyagram, b) Alt-diyagramın CBTA elemanı ile gerçekleştirilmesi ve elde edilen alt-devre.

Şekil 7.36b'de verilen alt-devreler kullanılarak akım modlu pasif RLC filtre devresi aktif- RC devresine dönüştürülebilir. İki farklı aktif devre yapısı elde edilmiştir. Bunlardan birincisinde girişteki R_S direnci Z_{11} kapasitesi ile birlikte düşünülerek elde edilen devre yapısıdır ve Şekil 7.37a'da verilmiştir. İkinci devre yapısında ise $1/R_S$ direnci MOCBTA elemanının g_m değeri ile oluşturulmaktadır, yani $g_m = 1/\hat{R}_S$ olmalıdır ve elde edilen devre Şekil 7.37b'de verilmiştir.

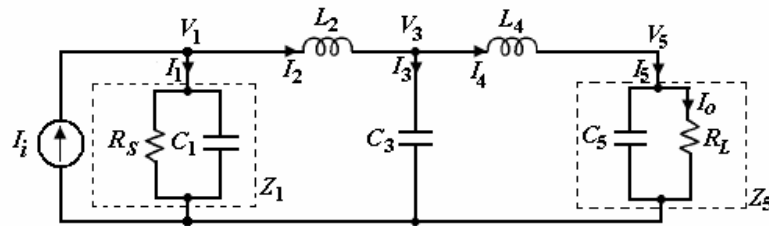


Şekil 7.37 Sentez sonucu elde edilen akım modlu genel aktif filtre devreleri.

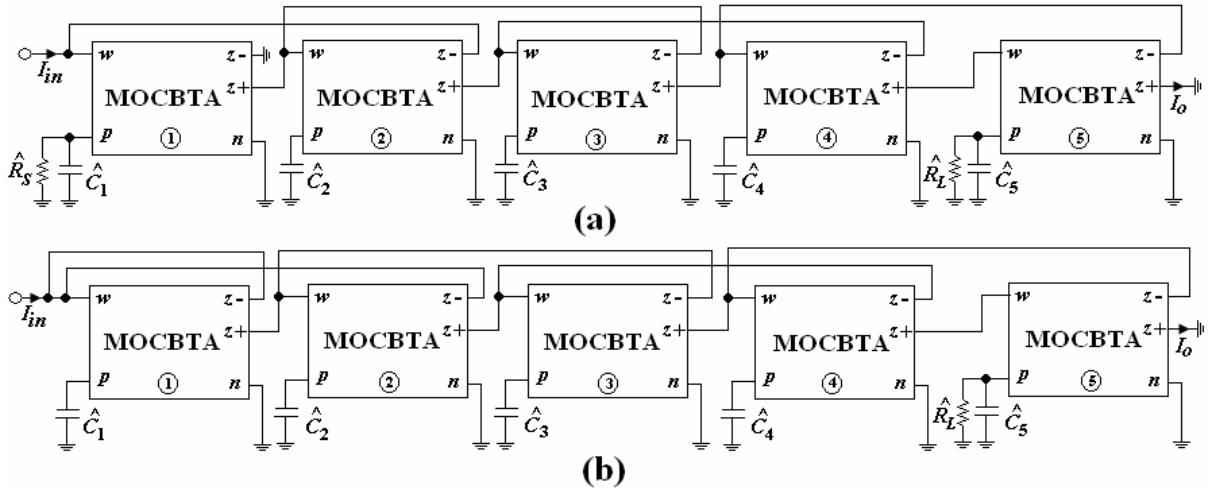
Bundan sonraki alt bölümlerde basamaklı türden pasif alçak geçiren, band geçiren ve band söndüren filtre devreleri leapfrog sentez yöntemi ile Aktif-RC devrelerine dönüştürülecek ve benzetimleri gerçekleştirilecektir.

7.2.1 Akım Modlu Aktif Alçak Geçiren Filtre Devresinin Sentezi

Şekil 7.36a’da verilen alt-diyagram için elde edilen Şekil 7.36b’de verilen alt-devre kullanılarak basamaklı türden pasif RLC devresinden aktif-RC devresine geçiş sağlanır. Bu sentez yöntemi kullanılarak Şekil 7.38’de verilen 5. dereceden basamaklı türden pasif alçak geçiren filtre devresinden aktif-RC alçak geçiren filtre devresi elde edilmiştir. Devreler Şekil 7.39a ve Şekil 7.39b’de olduğu gibidir.

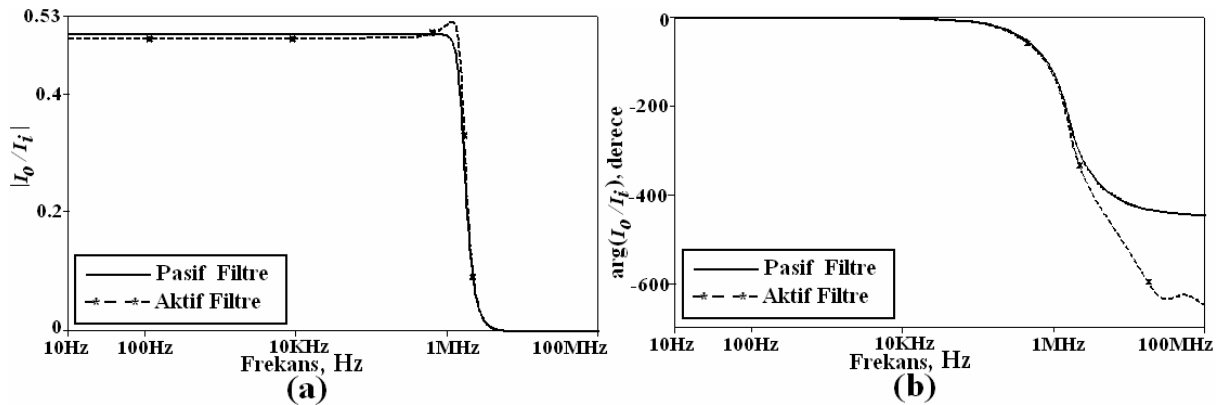


Şekil 7.38 Basamaklı türden akım modlu 5. dereceden pasif alçak geçiren filtre devresi.



Şekil 7.39 Sentez sonucu elde edilen akım modlu alçak geçiren aktif filtre devreleri.

Şekil 7.38’de verilen pasif filtre devresinin köşe frekans değeri 1 MHz olabilmesi için eleman değerleri $R_s = R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_5 = 30.9 \text{ pF}$, $C_3 = 100 \text{ pF}$, $L_2 = L_4 = 0.3236 \text{ mH}$ olarak seçilmiştir. İşaret akış diyagramı sentez yöntemi sonucu elde edilen aktif devredeki eleman değerleri $\hat{R}_s = \hat{R}_L = 2 \text{ k}\Omega$, $\hat{C}_1 = C_1 = 30.9 \text{ pF}$, $\hat{C}_2 = g_m^2 L_2 = 80.9 \text{ pF}$, $\hat{C}_3 = C_3 = 100 \text{ pF}$, $\hat{C}_4 = g_m^2 L_4 = 80.9 \text{ pF}$, $\hat{C}_5 = C_5 = 30.9 \text{ pF}$, $\hat{R}_L = R_L = 2 \text{ k}\Omega$ olarak bulunur. MOCBTA elemanının g_m değeri 0.5 mS olacak şekilde, Bölüm 2’de verilen MOS’lu devredeki I_B kutuplama akımı ayarlanmıştır. Pasif ve aktif devrenin PSPICE benzetim sonucu elde edilen genlik ve faz karakteristikleri Şekil 7.40’da verilmiştir.



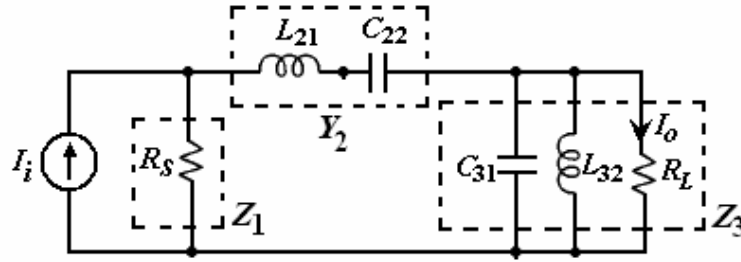
Şekil 7.40 Akım modlu alçak geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin, a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.

Benzetim sonucunda aktif filtre devresinin genlik ve faz karakteristiklerinin pasif filtre devresine yakın çıktığı görülmüştür. Genlik hata miktarı 1 MHz frekansı dışındaki frekans

değerleri için %3'ü aşmamaktadır. 1 MHz Frekans değerinde hata miktarı %10 civarındadır. Faz karakteristiğinde ise faz hata miktarı, genlik değeri mV mertebesine düştüğü frekans değerine kadar, %1'i geçmemektedir. Sentez işlemi sonucunda elde edilen akım modlu alçak geçiren filtre devrelerinde sırasıyla, n aktif, $n+2$ pasif ve n aktif, $n+1$ pasif eleman kullanılmıştır.

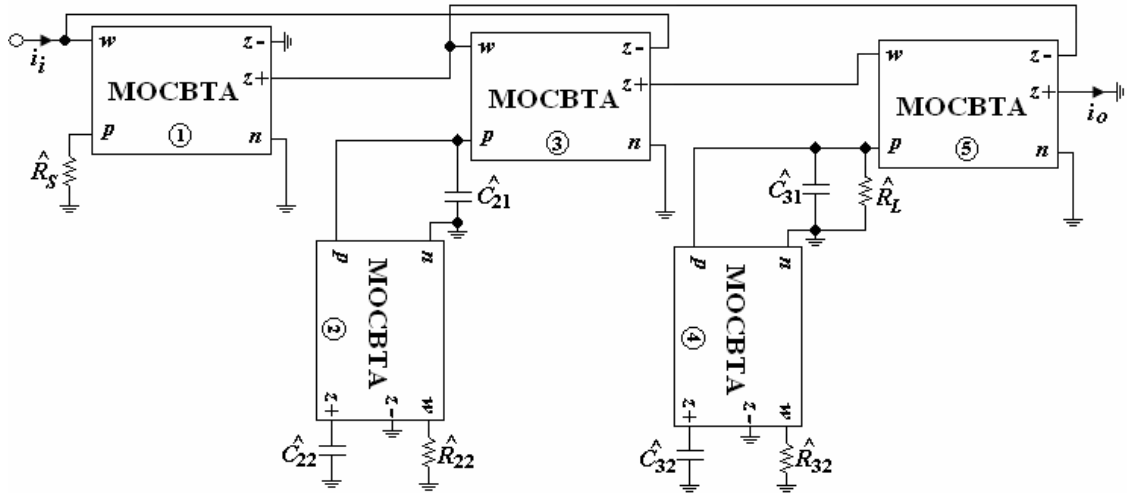
7.2.2 Akım Modlu Band Geçiren Filtre Devresinin Sentezi

Akım modlu basamaklı türden 4. dereceden pasif band geçiren filtre devresi Şekil 7.41'de verilmiştir. Devreden görüleceği üzere Y_2 admitansı ve Z_3 empedansı, kapasite ve endüktans elemanlarının seri ve paralel bağlanması ile elde edilmiştir. Dolayısıyla leapfrog sentez yöntemi sonucunda elde edilecek aktif devrede de kapasite ve endüktans elemanları olmak zorundadır. Burada elde edilecek olan endüktans elemanları yerine, Şekil 3.1'de verilen, endüktans eşdeğer devresi kullanılacaktır.



Şekil 7.41 Basamaklı türden akım modlu 4. dereceden pasif band geçiren filtre devresi.

Leapfrog sentez yöntemi ile elde edilen aktif devre Şekil 7.42'de verilmiştir.



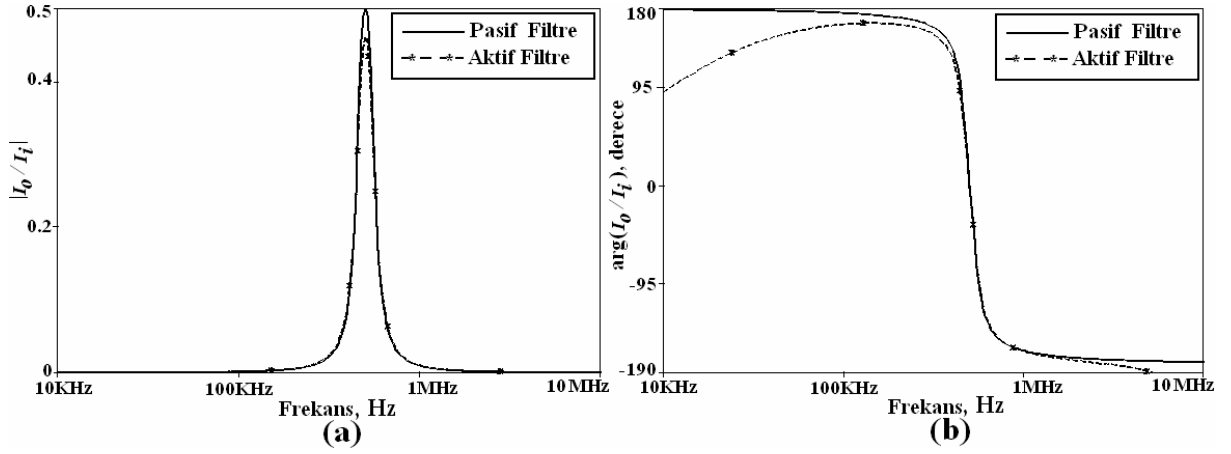
Şekil 7.42 MOCBTA elemanını kullanılarak gerçekleştirilen akım modlu 4. dereceden aktif band geçiren filtre devresi.

Sentez işlemi sonucunda elde edilen aktif devredeki elemanlar ile pasif devredeki elemanların ilişkisi Denklem (7.8)'de verilmişti. Buna göre aktif devredeki $\hat{Z}_2$ empedansı, $\hat{Z}_2 = Y_2 / g_m^2$ olmaktadır. Dolayısıyla aktif devrede $\hat{Z}_2$ empedansını elde etmek için pasif devrede birbirine seri bağlı olan kapasite ve endüktans elemanları aktif devrede birbirine paralel olarak bağlanmalıdır. Eleman değerleri ise Denklem (7.11)'de verilmiştir. Aynı şekilde, aktif devredeki $\hat{Z}_3$ empedansı, $\hat{Z}_3 = Z_3$ olmaktadır. Dolayısıyla aktif devrede de $\hat{Z}_3$ empedansını elde etmek için birbirine paralel bağlı kapasite ve endüktans elemanları kullanılmalıdır ve değerleri de pasif devredeki ile aynı olmalıdır.

$$\hat{C}_{21} = g_m^2 L_{21}, \quad \hat{L}_{22} = C_{22} / g_m^2 \quad (7.11)$$

Pasif devredeki L_{32} endüktansının karşılığı olarak aktif devrede oluşacak olan $\hat{L}_{32}$ endüktansı, Şekil 3.1'de verilen eşdeğer endüktans devresi ile elde edildiğinde değeri, $\hat{L}_{32} = \hat{R}_{32} \hat{C}_{32} / g_m$ olmaktadır. Aynı ifade, pasif devreden aktif devreye geçildiğinde elde edilecek olan $\hat{L}_{22}$ endüktansı için de geçerlidir.

Şekil 7.41'de verilen 4. dereceden band geçiren pasif filtre devresinin merkez frekansı $f_o = 500$ kHz ve kalite faktörü $Q=5$ olabilmesi için eleman değerleri $R_s = R_L = 2$ k Ω , $L_{21} = 7.07$ mH, $C_{22} = 14.14$ pF, $C_{31} = 707$ pF, $L_{32} = 0.14$ mH olarak seçilmiştir. Bu durumda, sentez işlemi sonucunda elde edilen Şekil 7.42'de verilen aktif devredeki eleman değerleri; $\hat{R}_s = R_s = 2$ k Ω , $\hat{C}_{21} = g_m^2 L_{21} = 1.77$ nF, $\hat{L}_{22} = C_{22} / g_m^2 = 0.564$ mH (bu endüktans değerini aktif devrede elde etmek için $\hat{C}_{22} = g_m \hat{L}_{22} / \hat{R}_{22} = 28.2$ pF, $\hat{R}_{11} = 1$ k Ω), $\hat{C}_{31} = C_{31} = 707$ pF, $\hat{C}_{32} = g_m \hat{L}_{32} / \hat{R}_{32} = g_m L_{32} / \hat{R}_{32} = 70.7$ pF, $\hat{R}_{32} = 1$ k Ω olarak bulunur. MOCBTA elemanının g_m değeri 0.5 mS olacak şekilde hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Pasif ve aktif devrenin PSPICE benzetim sonucu elde edilen genlik ve faz karakteristikleri Şekil 7.43'de verilmiştir.

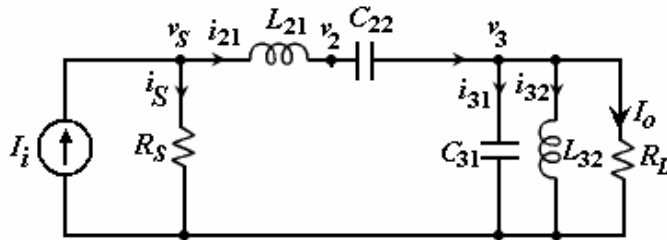


Şekil 7.43 Akım modlu band geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin, a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.

Şekil 7.43'den band geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin benzetim sonuçlarının birbirlerine yakın olduğu görülmektedir. Aktif devrenin merkez frekansı değeri, teorik frekans değeri ile aynı çıkmıştır. Fakat merkez frekansındaki genlik değerinde %10'luk bir hata vardır. Faz karakteristiği incelendiğinde de geçirme bandındaki faz hata miktarının %1'i aşmadığı görülmüştür.

Sentez sonucunda elde edilen aktif filtre devresinde $n+1$ aktif ve $n+4$ pasif eleman vardır. Fakat sentez işlemi sırasında aktif devrede de endüktans elemanı kullanılması gerekliliği ortaya çıkmıştır ve bu endüktans elemanları, CBTA'lı endüktans eşdeğer devresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Sentez sırasında, işaret akış diyagramını ve elde edilecek alt-devreleri değiştirerek farklı bir aktif devre yapısı elde edilebilir. Şekil 7.41'de verilen pasif band geçiren filtre devresi, akım ve gerilim ifadeleri devre üzerinde belirtilmiş biçimde Şekil 7.44'de tekrar verilmiştir. Devreden elde edilecek olan akım ve gerilim ifadeleri Denklem (7.12)'de verilmiştir.

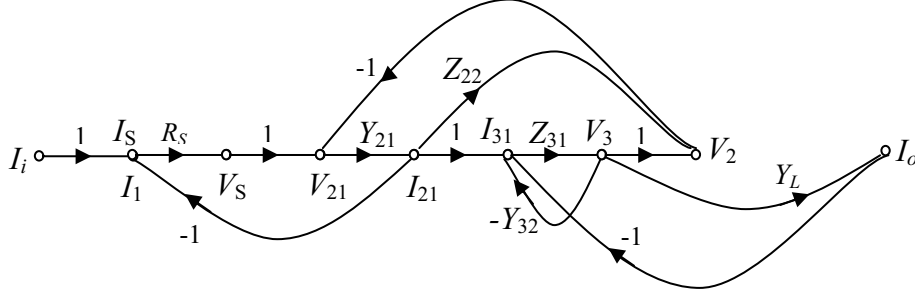


Şekil 7.44 Akım modlu pasif band geçiren filtre devresi.

$$I_S = (I_i - I_{21}), \quad V_S = I_S R_S, \quad V_{21} = V_S - V_2, \quad I_{21} = V_{21} Y_{21} \quad (7.12a)$$

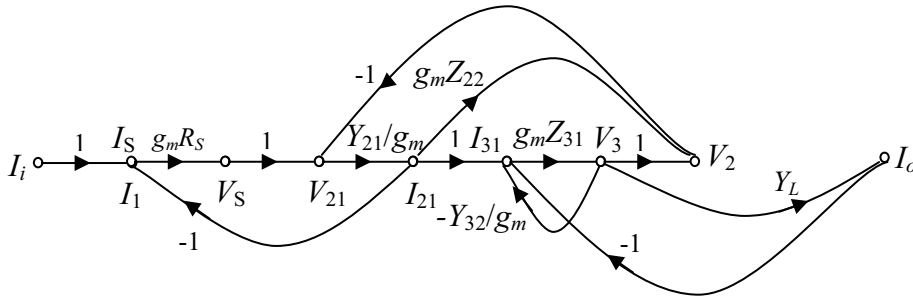
$$I_{31} = I_{21} - I_{32} - I_o, V_3 = I_{31}Z_{31}, I_{32} = V_3Y_{32}, V_2 = I_{21}Z_{22} + V_3, I_o = V_3 / R_L \quad (7.12b)$$

Denklem (7.12)'de verilen devre denklemlerinden hareketle Şekil 7.45'de verilen işaret akış diyagramı elde edilir.



Şekil 7.45 Denklem (7.12) sonucu elde edilen işaret akış diyagramı.

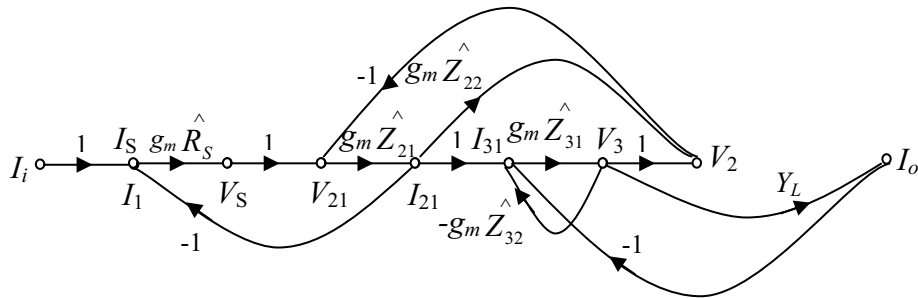
İşaret akış diyagramı, giriş çıkış ifadesini değiştirmeden, işaret akış diyagramı işlem yöntemleri kullanılarak MOCBTA'lı aktif devreye geçmek için uygun hale getirilir. İşlem adımları sonucunda elde edilen yeni işaret akış diyagramı Şekil 7.46'da verilmiştir.



Şekil 7.46 Değiştirilmiş işaret akış diyagramı.

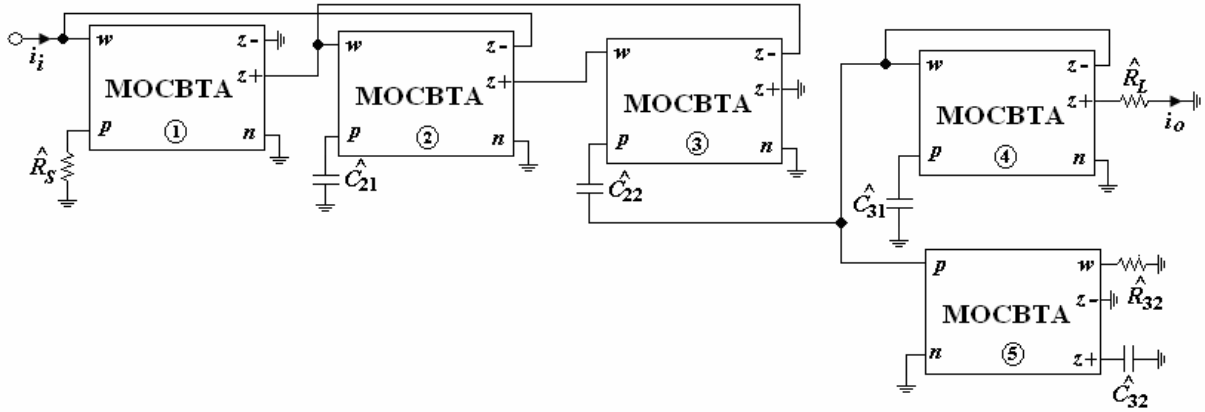
Şekil 7.46'daki işaret akış diyagramındaki kol çarpım değerleri Denklem 7.13'de verildiği gibi düzenlenirse Şekil 7.47'de verilen işaret akış diyagramı elde edilir. Bu işaret akış diyagramından aktif devreye geçmek mümkündür.

$$\hat{R}_S = R_S, \hat{Z}_{21} = \frac{Y_{21}}{g_m^2}, \hat{Z}_{22} = Z_{22}, \hat{Z}_{31} = Z_{31}, \hat{Z}_{32} = \frac{Y_{32}}{g_m^2}, \hat{R}_L = R_L, R_L = 1/g_m \quad (7.13)$$



Şekil 7.47 MOCBTA'lı aktif devreye dönüştürülmeye uygun işaret akış diyagramı.

Şekil 7.47’de verilen işaret akış diyagramını kullanılarak MOCBTA’lı aktif devreye geçilebilir. Bunun için Şekil 7.36b’de verilen alt-devreyle birlikte iki farklı alt-devre daha kullanılmalıdır.

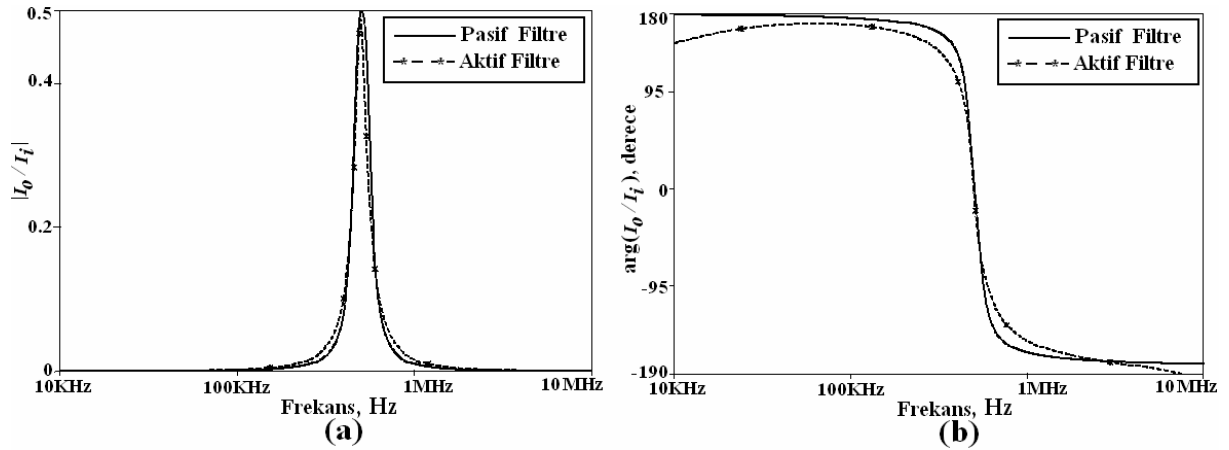


Şekil 7.48 Akım modlu 4. dereceden aktif band geçiren filtre devresi.

Şekil 7.48’de verilen devrede 3., 4. ve 5. MOCBTA elemanları ile V_2 gerilimi elde edilmektedir. Burada da 3. MOCBTA’nın p ucundan çıkan akım, I_{21} akımına eşdeğerdir ve $\hat{C}_{22}$ kapasitesinin üzerinde V_{22} gerilimini oluşturur. 4. MOCBTA’nın w ucunda I_{31} akımı elde edilir ve 4. MOCBTA’nın p ucundaki $\hat{Z}_{31}$ empedansı ile çarpılarak V_3 gerilimi elde edilir. Dolayısıyla 3. MOCBTA’nın p ucunda $V_2 = V_{22} + V_3$ gerilimi elde edilmiş olur. 5. MOCBTA elemanı, $\hat{C}_{32}$ kapasitesi ve $\hat{R}_{32}$ direnci ile $-g_m \hat{Z}_{32}$ ifadesi elde edilmektedir. Bu ifadede 4. MOCBTA’nın w ucuna bağlanarak, $-I_o$ ve I_{21} akımı ile birlikte, I_{31} akımını oluşturmaktadır. Son olarak 4. MOCBTA’nın $z-$ ucundan w ucuna geri besleme yapabilmek için $\hat{R}_L = R_L = 1/g_m$ olmalıdır.

Şekil 7.44’de verilen akım modlu 4. dereceden band geçiren pasif filtre devresinin merkez frekansı $f_o = 500$ kHz ve kalite faktörü $Q=5$ olabilmesi için eleman değerleri $R_s = R_L = 2$ k Ω , $L_{21} = 7.07$ mH, $C_{22} = 14.14$ pF, $C_{31} = 707$ pF, $L_{32} = 0.14$ mH olarak seçilmiştir. Bu durumda, sentez işlemi sonucunda elde edilen Şekil 7.45’de verilen aktif devredeki eleman değerleri; $\hat{R}_S = R_s = 2$ k Ω , $\hat{C}_{21} = g_m^2 L_{21} = 1.77$ nF, $\hat{C}_{22} = C_{22} = 14.142$ pF, $\hat{C}_{31} = C_{31} = 707$ pF, $\hat{C}_{32} = g_m \hat{L}_{32} / \hat{R}_{32} = g_m L_{32} / \hat{R}_{32} = 70.7$ pF, $\hat{R}_{32} = 1$ k Ω olarak bulunur. MOCBTA elemanının g_m değeri 0.5 mS olacak şekilde hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Pasif ve aktif devrenin PSPICE benzetim sonucu elde edilen genlik ve faz karakteristikleri Şekil

7.49’da verilmiştir.

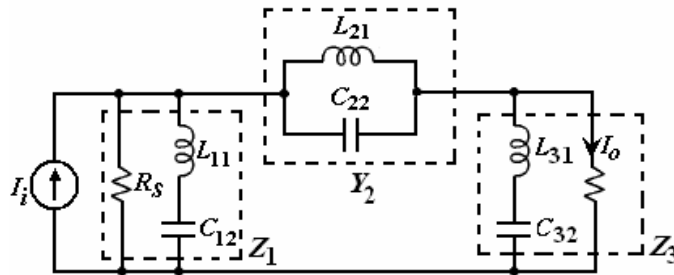


Şekil 7.49 Akım modlu pasif ve aktif filtre devrelerinin a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.

Şekil 7.49’da verilen benzetim sonuçlarından görüleceği üzere aktif ve pasif filtre devresinin sonuçları birbirlerine yakın çıkmaktadır. Genlik karakteristiği incelendiğinde, işaret akış diyagramı ve eşdeğer endüktas devreleri kullanılarak elde edilen aktif devrenin Şekil 7.43’de verilen benzetim sonuçlarına göre daha iyi çıktığı görülmektedir. Şekil 7.49a’da verilen sonuçlara göre genlik hata miktarı %2’yi geçmemektedir. Faz karakteristiği incelendiğinde geçirme bandındaki faz değişim miktarındaki hata %5 mertebesinde. Sentez sonucunda elde edilen aktif filtre devresinde $n+1$ aktif ve $n+3$ pasif eleman vardır. Şekil 7.42’deki aktif filtre devresinden bir pasif eleman az kullanılmıştır ve endüktans eşdeğer devresi kullanılmadan sentez işlemi gerçekleştirilmiştir.

7.2.3 Akım Modlu Band Söndüren Filtre Devresinin Sentezi

Basamaklı türden akım modlu 6. dereceden pasif band söndüren filtre devresi Şekil 7.50’de verilmiştir. Leapfrog sentez yöntemi uygulandığında elde edilen aktif devre Şeki 7.37’de verildiği gibi olacaktır. Sadece Z_1 empedansı ve Y_2 admitansını oluşturan elemanlar farklıdır.

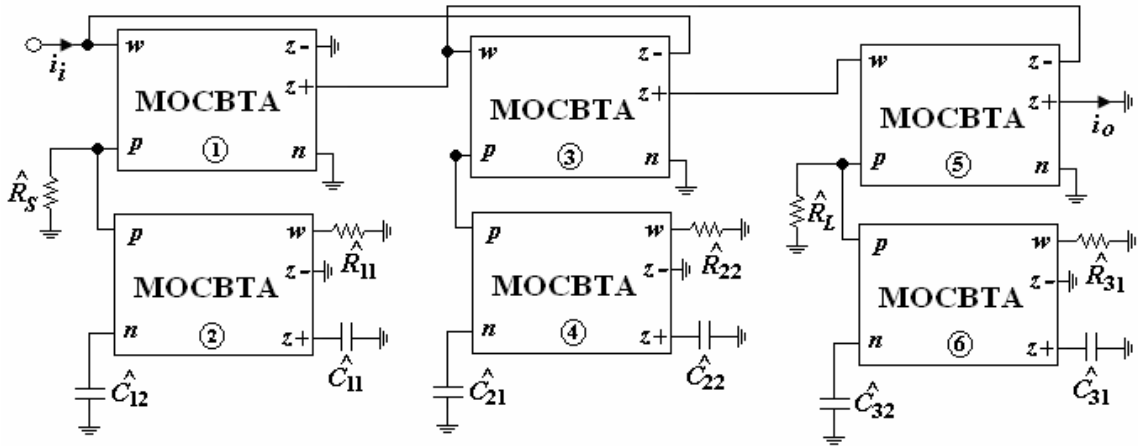


Şekil 7.50 Basamaklı türden akım modlu 6. dereceden pasif band söndüren filtre devresi.

Leapfrog sentez işlemi sonucunda aktif devredeki $\hat{Z}_1$ empedansı, $\hat{Z}_1 = Z_1$ olmaktadır. Dolayısıyla aktif devrede de $\hat{Z}_1$ empedansını elde etmek için birbirine seri bağlı kapasite ve endüktans elemanları kullanılmalıdır ve değerleri de pasif devredeki ile aynı olmalıdır. Aynı şekilde $\hat{Z}_2$ empedansı, $\hat{Z}_2 = Y_2 / g_m^2$ olmaktadır. Dolayısıyla aktif devrede $\hat{Z}_2$ empedansını elde etmek için pasif devrede birbirine paralel bağlı olan kapasite ve endüktans elemanları aktif devrede birbirine seri olarak bağlanmalıdır. Eleman değerleri ise Denklem (7.14)'de verilmiştir.

$$\hat{C}_{21} = g_m^2 L_{21}, \quad \hat{L}_{22} = C_{22} / g_m^2 \quad (7.14)$$

Aktif devrede elde edilen endüktans elemanları yerine, Bölüm 3'te Şekil 3.1'de verilen eşdeğer endüktans devresi kullanılırsa, Şekil 7.51'de verilen aktif devre elde edilir.



Şekil 7.51 Akım modlu 6. dereceden band söndüren aktif filtre devresi.

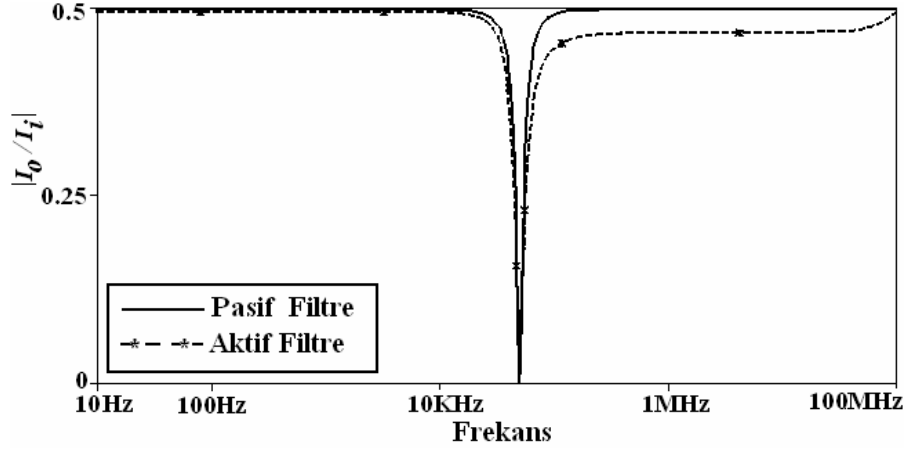
Şekil 7.50'de verilen 6. dereceden band söndüren pasif filtre devresinin merkez frekansı $f_o = 50$ kHz ve kalite faktörü $Q=10$ olabilmesi için eleman değerleri $R_s = R_L = 2$ k Ω , $C_{12} = 50$ pF, $L_{11} = 200$ mH, $L_{21} = 4$ mH, $C_{22} = 2.5$ nF, $L_{31} = 200$ mH, $C_{33} = 50$ pF olarak seçilmiştir. Bu durumda, sentez işlemi sonucunda elde edilen Şekil 7.51'de verilen aktif

devredeki eleman değerleri; $\hat{R}_S = R_S = 2$ k Ω , $\hat{C}_{12} = C_{12} = 50$ pF,

$\hat{C}_{11} = g_m \hat{L}_{11} / \hat{R}_{11} = g_m L_{11} / \hat{R}_{11} = 100$ nF, $\hat{R}_{11} = 1$ k Ω , $\hat{C}_{21} = g_m^2 L_{21} = 1$ nF,

$\hat{L}_{22} = C_{22} / g_m^2 = 10$ mH (bu endüktans değerini aktif devrede elde etmek için

$\hat{C}_{22} = g_m \hat{L}_{22} / \hat{R}_{22} = 5 \text{ nF}$, $\hat{R}_{11} = 1 \text{ k}\Omega$, $\hat{C}_{32} = C_{32} = 50 \text{ pF}$, $\hat{C}_{31} = g_m \hat{L}_{31} / \hat{R}_{11} = 100 \text{ nF}$, $\hat{R}_{11} = 1 \text{ k}\Omega$ olarak bulunur. MOCBTA elemanının g_m değeri 0.5 mS olacak şekilde hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Pasif ve aktif devrenin PSPICE benzetim sonucu elde edilen genlik karakteristiği Şekil 7.52’de verilmiştir.



Şekil 7.52 Akım modlu pasif ve aktif band söndüren filtre devrelerinin genlik karakteristikleri.

Elde edilen benzetim sonuçlarından görüleceği üzere, genlik karakteristiğindeki genlik değeri hata miktarı %5’i geçmemektedir. Sentez sonucunda elde edilen aktif filtre devresinde n aktif ve $n+5$ pasif eleman vardır. Fakat sentez işlemi sırasında aktif devrede de endüktans elemanı kullanılması gerekliliği ortaya çıkmıştır ve bu endüktans elemanları, CBTA’lı endüktans eşdeğer devresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

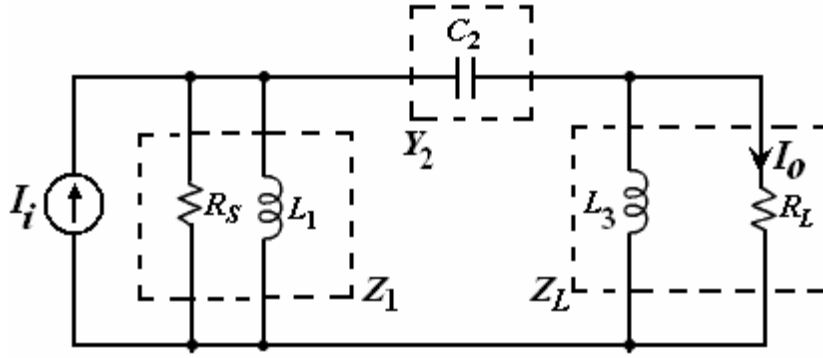
Band söndüren pasif filtre devresinden elde edilen işaret akış diyagramı, Bölüm 7.2.2’de verildiği gibi değiştirilerek farklı bir band söndüren aktif filtre devresi elde edilebilir. Fakat bu elde edilecek devredeki eleman sayıları Şekil 7.51’de verilen aktif devreye göre daha fazla çıkmaktadır. Bundan dolayı bu inceleme burada gerçekleştirilmemiştir.

7.2.4 Akım Modlu Yüksek Geçiren Filtre Devresinin Sentezi

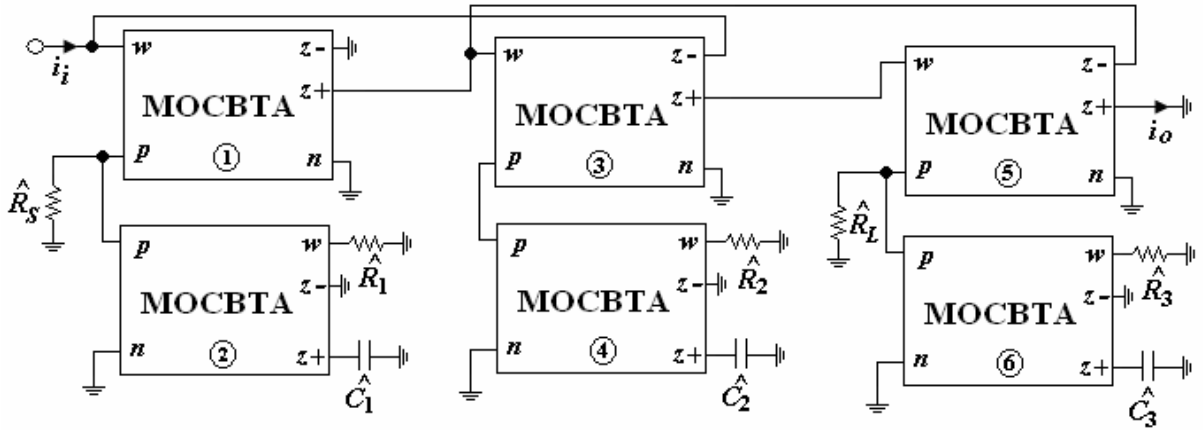
Basamaklı türden 3. dereceden pasif yüksek geçiren filtre devresi Şekil 7.53’de verilmiştir.

Leapfrog sentez yöntemi uygulandığında elde edilecek aktif devrede; $Z_1 = \hat{Z}_1$, $Y_2 = g_m^2 \hat{Z}_2$, $Z_3 = \hat{Z}_3$ olacaktır. Buna göre aktif devredeki $\hat{Z}_1$ empedansı, $\hat{Z}_1 = Z_1$ olmaktadır. Dolayısıyla

aktif devrede de $\hat{Z}_1$ empedansını elde etmek için $\hat{R}_s = R_s$ değerinde direnç ile $\hat{L}_1 = L_1$ değerinde endüktans elemanı birbirine paralel olarak bağlanmalıdır. Aynı şekilde $\hat{Z}_2$ empedansı, $\hat{Z}_2 = Y_2 / g_m^2$ olmaktadır. Dolayısıyla aktif devrede $\hat{Z}_2$ empedansını elde etmek için pasif devrede bir endüktans elemanı kullanılmalıdır. Pasif devredeki diğer empedans değeri $\hat{Z}_L = Z_L$ olmaktadır. Dolayısıyla aktif devrede $\hat{R}_L = R_L$ olan direnç elemanı ve $\hat{L}_3 = L_3$ olan bir endüktans elemanı paralel bağlanmalıdır. Aktif devrede elde edilen endüktans elemanları yerine, Bölüm 3'te Şekil 3.1'de verilen eşdeğer endüktans devresi kullanılırsa, Şekil 7.54'de verilen aktif devre elde edilir.



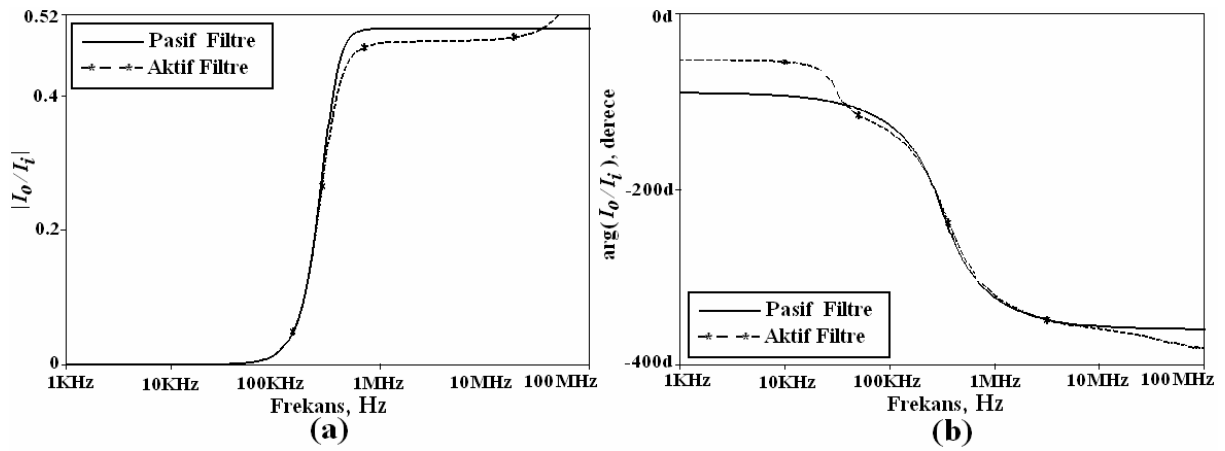
Şekil 7.53 Akım modlu pasif yüksek geçiren filtre devresi.



Şekil 7.54 Akım modlu 3. dereceden yüksek geçiren aktif filtre devresi.

Şekil 7.29'da verilen 3. dereceden yüksek geçiren pasif filtre devresinin köşe frekansı 318.3 kHz olabilmesi için eleman değerleri $R_s = R_L = 1 \text{ k}\Omega$, $L_1 = L_3 = 500 \text{ }\mu\text{H}$, $C_2 = 250 \text{ pF}$ olarak seçilmiştir. Bu durumda, sentez işlemi sonucunda elde edilen Şekil

7.54’de verilen aktif devredeki eleman değerleri; $\hat{R}_s = R_s = 1 \text{ k}\Omega$, $\hat{C}_1 = \hat{C}_3 = g_m \hat{L}_1 / \hat{R}_1 = 250 \text{ pF}$, $\hat{R}_1 = \hat{R}_3 = 1 \text{ k}\Omega$, $\hat{L}_2 = C_2 / g_m^2 = 1 \text{ mH}$ (bu endüktans değerini aktif devrede elde etmek için $\hat{C}_2 = g_m \hat{L}_2 / \hat{R}_2 = 500 \text{ pF}$, $\hat{R}_2 = 1 \text{ k}\Omega$) olarak bulunur. MOCBTA elemanının g_m değeri 0.5 mS olacak şekilde hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Devrenin PSPICE’ta benzetimlerini gerçekleştirmek için Şekil 2.28’de verilen MOS tranzistörlerle gerçekleştirilmiş MOCBTA devresi kullanılmıştır. Pasif ve aktif devrenin PSPICE benzetim sonucu elde edilen genlik ve faz karakteristikleri Şekil 7.55’de verilmiştir.



Şekil 7.55 Akım modlu yüksek geçiren pasif ve aktif filtre devrelerinin; a) Genlik karakteristiği, b) Faz karakteristiği.

Şekil 7.55’de verilen benzetim sonuçlarından görüleceği üzere pasif ve aktif filtrenin genlik ve faz karakteristikleri birbirine yakın çıkmıştır. Sentez sonucunda elde edilen aktif devrede $n+3$ aktif ve $n+4$ pasif eleman kullanılmıştır. Kullanılan eleman sayısına bakıldığında, bu sentez yönteminin gerilim modlu devrelerde olduğu gibi yüksek geçiren filtre devreleri için çok uygun olmadığı söylenebilir.

Akım modlu pasif yüksek geçiren filtre devresinden elde edilen işaret akış diyagramı, band geçiren ve band söndüren filtrelerden elde edilen işaret akış diyagramlarında olduğu gibi değiştirilerek daha az aktif ve pasif elemanlı filtre devreleri elde edilememektedir. Bundan dolayı bu inceleme burada verilmemiştir.

Bu bölümde CBTA ve MOCBTA elemanları kullanılarak gerilim modlu ve akım modlu aktif filtre devrelerinin sentezi leapfrog sentez yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

İlk olarak, leapfrog yöntemi ile gerilim modlu basamaklı türden *RLC* filtre devrelerinin işaret akış diyagramı elde edilmiş ve bu diyagramdan yararlanarak aktif filtre sentezi gerçekleştirilmiştir. Bu yöntem kullanılarak alçak geçiren, band geçiren, band söndüren ve yüksek geçiren filtre devrelerinin sentezi gerçekleştirilmiştir. Sentez işlemi sonucu elde edilen gerilim modlu alçak geçiren aktif filtre devrelerinde $n+1$ aktif ve $n+2$ pasif eleman kullanılmıştır. Tüm pasif elemanların bir uçları topraklıdır ve devre düşük çıkış empedansına sahiptir. Basamaklı türden band geçiren, yüksek geçiren ve band söndüren pasif filtre devrelerinin işaret akış diyagramı yöntemi ile sentezi gerçekleştirildiğinde, aktif elemanlar, kapasite ve direnç elemanlarının yanında endüktans elemanları ile de karşılaşmaktadır. Bu endüktans elemanları yerine endüktans eşdeğer devreleri kullanılmıştır. Bu bölümde, band geçiren ve band söndüren filtre sentezi sırasında, ilk olarak, sentez işlemi sonucu elde edilen endüktans elemanları yerine, bu tezde önerilen eşdeğer endüktans devresi kullanılmıştır. Bu durumda, band geçiren filtre devresinde $n+2$ aktif ve $n+4$ pasif eleman kullanılmıştır. Band söndüren filtre devresinde $n+1$ aktif ve $n+5$ pasif eleman kullanılmıştır. Bu bölümde ayrıca, endüktans eşdeğer devresi kullanılmadan da band geçiren ve band söndüren filtre devrelerinin sentezinin gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir. Bu şekilde elde edilen band geçiren aktif filtre devresinde $n+2$ aktif ve $n+4$ pasif eleman kullanılmıştır. Fakat elde edilen aktif devrede iki ucu serbest kapasite elemanları da gerekmektedir. Band söndüren aktif filtre devresinde ise n aktif ve $n+4$ pasif eleman kullanılmaktadır.

Bu bölümde, ikinci olarak, akım modlu basamaklı türden pasif filtre devrelerinin işaret akış diyagramları yöntemi kullanılarak sentezi gerçekleştirilmiştir. Akım modlu devrelerin sentezinde MOCBTA aktif elemanı kullanılmıştır. Sentez işlemi sonucunda elde edilen tüm aktif devrelerin çıkışları yüksek empedanslıdır ve kaskad bağlamaya uygundur. İlk olarak alçak geçiren filtre devresinin sentezi gerçekleştirilmiştir ve iki aktif devre yapısı elde edilmiştir. Bunlardan birincisinde; n aktif ve $n+2$ pasif, ikincisinde; n aktif ve $n+1$ pasif eleman bulunmaktadır. Bütün pasif elemanların bir ucu topraklıdır. Band geçiren filtre devresinin sentezi sırasında ilk olarak, sentez işlemi sırasında oluşan endüktans elemanları yerine eşdeğer endüktans devresi konulmuştur. Bu durumda elde edilen aktif devrede, $n+1$ aktif ve $n+4$ pasif eleman bulunmaktadır. İkinci olarak, endüktans eşdeğer devresi kullanılmadan elde edilen aktif devrede ise $n+1$ aktif ve $n+3$ pasif eleman bulunmaktadır. Aynı şekilde band söndüren filtre devresinin sentezi sırasında elde edilen ilk devrede n aktif ve $n+5$ pasif eleman

bulunmaktadır.

Bu bölümde elde edilen aktif filtre devrelerinde kullanılan aktif ve pasif eleman sayıları Çizelge 7.1’de özet halinde verilmiştir.

Çizelge 7.1 Sentez işlemleri sonucunda elde edilen aktif filtre devrelerindeki eleman sayıları

	Aktif AGF Devreleri	Aktif BGF Devreleri	Aktif BSF Devreleri	Aktif YGF Devreleri
Gerilim Modlu	Şekil 7.8: $n+1$ aktif, $n+2$ pasif eleman	Şekil 7.12: $n+2$ aktif, $n+4$ pasif eleman	Şekil 7.21: $n+1$ aktif, $n+5$ pasif eleman	Şekil 7.30: $n+4$ aktif, $n+5$ pasif eleman
		Şekil 7.18: $n+2$ aktif, $n+4$ pasif eleman	Şekil 7.27: n aktif, $n+4$ pasif eleman	
Akım Modlu	Şekil 7.39a: n aktif, $n+2$ pasif eleman	Şekil 7.42: $n+1$ aktif, $n+4$ pasif eleman	Şekil 7.51: n aktif, $n+5$ pasif eleman	Şekil 7.54: $n+3$ aktif, $n+5$ pasif eleman
	Şekil 7.39b: n aktif, $n+1$ pasif eleman	Şekil 7.42: $n+1$ aktif, $n+3$ pasif eleman		

8. SONUÇLAR

Bu tezde, analog devrelerde kullanılabilecek yeni aktif elemanlar önerilmiş ve bu aktif elemanlar ile çeşitli analog devre uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Önerilen aktif elemanlar ile gerçekleştirilen devrelerin şimdiye kadar literatürde sunulan devrelere göre üstünlükleri ortaya konulmuştur. PSPICE benzetim programı kullanılarak ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilerek önerilen devrelerin doğruluğu ve çalışabilirliği gösterilmiştir. PSPICE devre benzetim programı ile gerçekleştirilen benzetimlerde, MOS tranzistörler için TSMC 0.25 μm , BJT tranzistörler için ise PR100N ve NR100N model parametreleri kullanılmıştır. Ticari olarak üretilen aktif elemanlardan faydalanarak, önerilen aktif elemanların eşdeğer devreleri elde edilmiştir. Bu eşdeğer devreler kullanılarak deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir.

İkinci bölümde, analog devre uygulamalarında kullanılabilen CBTA, CCCBTA, MOCBTA ve MCDBA gibi dört adet aktif eleman önerilmiş ve bunların tanım bağıntıları verilmiştir. Önerilen aktif elemanların MOS ve BJT tranzistörler ile olası gerçeklemeleri yapılmıştır. Ayrıca, PSPICE programı kullanılarak önerilen aktif elemanların uç gerilim ve akımlarına ilişkin DC ve AC transfer karakteristikleri elde edilmiş ve bu elemanların lineer çalışma bölgeleri ile maksimum çalışma frekansları Çizelge 2.10'da toplu olarak verilmiştir. Bu aktif elemanların DC ve AC çalışma koşulları göz önünde tutularak, bu tezde önerilen analog devrelerin tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Üçüncü bölümde, ilk olarak, CBTA elemanı kullanılarak iki ucu serbest endüktans, kapasite ve direnç elemanı eşdeğer devresi elde edilmiştir. Bu devrede bir tane aktif eleman ve iki tane bir ucu topraklı pasif eleman kullanılmıştır. Elde edilen iki ucu serbest endüktans, kapasite ve direnç elemanlarının değerleri, CBTA elemanının g_m geçiş-iletkenliği parametresi elektronik olarak kontrol edilebilmektedir. Önerilen devrede pasif eleman seçimine bağlı olarak istenilen iki ucu serbest endüktans, kapasite veya direnç eşdeğeri elde edilirken herhangi bir eleman uygunlaştırma şartı bulunmamaktadır. Devredeki pasif elemanların bir ucu topraklı olması nedeniyle önerilen devre tümdevre üretimine uygun olup, ayrıca devrenin aktif ve pasif parametre değişimlerine karşı duyarlılığı mutlak olarak 1'i aşmamaktadır. Bu bölümde ikinci olarak, Şekil 3.1'de önerilen devrede MOS tranzistörleri ile gerçekleştirilen CBTA elemanı yerine BJT'lerle gerçekleştirilen CCCBTA elemanı konarak, akım ile endüktans değeri kontrol edilebilen bir ucu topraklı ve iki ucu serbest endüktans eşdeğer devresi de elde edilmiştir. Bu devrede bir aktif eleman ve bir tane bir ucu topraklı kapasite elemanı kullanılmıştır. Bu bölümde önerilen her iki devre yapısı kullanılarak duyarlık davranışları iyi

olduğu bilinen girişi ve çıkışı direnç ile sonlandırılmış basamaklı türden pasif LC filtre devreleri, aktif- RC filtre devrelerine dönüştürülmüştür. Bu dönüştürme işlemi, pasif RLC filtre devresindeki bir ucu topraklı endüktans ve iki ucu serbest endüktans, kapasite ve direnç elemanlarının yerine önerilen devre yapılarının konulmasıyla gerçekleştirilmiştir. Dönüştürme işleminin uygulaması olarak alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren ve band söndüren aktif filtre devreleri elde edilmiştir. Uygulamaların doğruluğunu kanıtlamak için PSPICE programı kullanılarak benzetimler yapılmış, teorik ve benzetim sonuçları arasındaki genlik ve faz karakteristiklerde maksimum hata sınırlarının %5'i aşmadığı görülmüştür. Ayrıca önerilen aktif elemanın eşdeğeri, ticari olarak üretilen aktif elemanlarla gerçekleştirilmiş ve devrelerin çalışabilirliği deneysel olarak da gösterilmiştir. Ek olarak, önerilen devrelerin, literatürde karşılaşılan benzer yapıdaki çalışmalar ile karşılaştırılması yapılmış ve karşılaştırma sonuçları Çizelge 3.2'de verilerek üstünlükleri ortaya konulmuştur.

Dördüncü bölümde, iki tane CBTA, üç tane direnç ve iki tane bir ucu topraklı kapasite elemanı kullanılarak, iki kapılı transformatör elemanının eşdeğer devresi elde edilmiştir. Elde edilen eşdeğer devrenin her iki kapısı da iki ucu serbest biçimdedir. Yapılan incelemeler sonucunda literatürde bu özelliğe sahip devre yapısına rastlanmamıştır. Önerilen devrenin literatürdeki çalışmalar ile karşılaştırılması Çizelge 4.1'de verilmiştir. Önerilen devrenin PSPICE benzetimleri ve deneysel çalışması yapılarak elde edilen sonuçların teorik sonuçlarla çelişmediği görülmüştür.

Beşinci bölümde, CBTA elemanı kullanılarak ikinci dereceden devre fonksiyonlarını gerçekleyen akım veya gerilim modunda çalışan üç farklı filtre devresi önerilmiştir. Önerilen devrelerden ikisi, tek girişli çok çıkışlı yapıda olup diğeri, üç girişli tek çıkışlı yapıdadır. Bu devrelerin avantajları şunlardır: (i) Tek girişli çok çıkışlı devrelerde AGF, BGF ve YGF karakteristikleri aynı anda elde edilebilmektedir. (ii) Çok girişli tek çıkışlı filtre devresinde AGF, BGF, YGF, BSF ve TGF karakteristikleri elde edilebilmektedir. (iii) Devrelerde sadece bir tane aktif eleman kullanılmıştır. (iv) Devreler kanonik sayıda direnç ve kapasite içermektedir. (v) Devrenin aktif ve pasif parametre değişimlerine karşı duyarlılığı mutlak olarak 1'i aşmamaktadır. (vi) Devrenin doğal frekansı ayarlandıktan sonra doğal frekans değeri değiştirilmeden bir direnç aracılığıyla kalite faktörü ayarlanabilir. Önerilen devrelerin dezavantajı ise, yüksek dereceli filtre devreleri gerçekleştirilirken empedans uyumluluğunu sağlamak için ayrıca tampon devrelere dolayısıyla fazladan aktif elemanların kullanılmasına gereksinim olmasıdır.

Altıncı bölümde, önerilen aktif eleman yapıları ile sinüzoidal osilatör devreleri gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde, ilk olarak, bir MOCBTA, iki kapasite ve bir direnç elemanı kullanılarak sinüzoidal osilatör devresi elde edilmiştir. Devre akım ve gerilim çıkışlı olup her iki çıkış da aynı fazdadır. Akım çıkış ucu yüksek çıkış empedansına sahiptir. Dolayısıyla tampon devreye ihtiyaç duyulmadan başka bir devreye kaskad bağlanabilir. Ayrıca önerilen devre yapısının osilasyon frekansı elektronik olarak ayarlanabilmektedir. PSPICE programı ile benzetimler gerçekleştirilmiş ve ayrıca deneysel çalışmalar yapılmıştır. Elde edilen sonuçların teorik sonuçlarla uyduğu görülmüştür. Bu bölümde ikinci olarak, iki tane MCDBA aktif elemanı, iki kapasite ve iki direnç kullanarak dikgen (quadrature) osilatör devresi gerçekleştirilmiştir. Bu devre ile 90° faz farklı iki sinüzoidal işaret elde edilebilmektedir. Önerilen devrede iki tane gerilim çıkışı ve iki tane de akım çıkışı vardır. Gerilim çıkışları düşük empedans değerli, akım çıkışları ise yüksek empedans değerlidir. Devre dışarıdan bağlanan bir akım kaynağı aracılığıyla osilasyona sokulmakta ve bir direnç değerinin değiştirilmesi ile osilasyon frekansı ayarlanmaktadır. Önerilen devrenin PSPICE programı kullanılarak benzetimleri gerçekleştirilmiştir ve elde edilen sonuçların teorik sonuçları sağladığı gösterilmiştir.

Yedinci bölümde, ilk olarak, leapfrog yöntemi ile gerilim modlu basamaklı türden *RLC* filtre devrelerinin işaret akış diyagramı elde edilmiş ve bu diyagramdan yararlanarak aktif filtre sentezi gerçekleştirilmiştir. Gerilim modlu devrelerin sentezinde CBTA aktif elemanı kullanılmıştır. Sentez işlemi sonucu elde edilen filtre devrelerindeki tüm pasif elemanların bir uçları topraklıdır ve devre düşük çıkış empedansına sahiptir. Basamaklı türden band geçiren, band söndüren ve yüksek geçiren pasif filtre devrelerinin işaret akış diyagramı yöntemi ile sentezi gerçekleştirildiğinde, aktif elemanlar, kapasite ve direnç elemanlarının yanında endüktans elemanları ile de karşılaşmaktadır. Bu endüktans elemanları yerine endüktans eşdeğer devreleri kullanılmıştır. Bu bölümde ayrıca, endüktans eşdeğer devresi kullanılmadan da band geçiren ve band söndüren filtre devrelerinin sentezinin gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir. Bunun için sentez sırasında elde edilen işaret akış diyagramı genişletilmiştir. Bu genişletme işlemi, basamaklı türden devrelerde seri ve paralel kollarda oluşan birbirine seri veya paralel bağlı kapasite ve endüktans elemanlarını da işaret akış diyagramına ayrı kollar olarak eklemeye dayanmaktadır.

Yedinci bölümde, ikinci olarak, akım modlu basamaklı türden pasif filtre devrelerinin işaret akış diyagramları yöntemi kullanılarak sentezi gerçekleştirilmiştir. Akım modlu devrelerin sentezinde MOCBTA aktif elemanı kullanılmıştır. Sentez işlemi sonucunda elde edilen tüm

aktif devrelerin çıkışları yüksek impedanslıdır ve kaskad bağlamaya uygundur. Ayrıca elde edilen aktif filtre devrelerindeki tüm pasif elemanların bir uçları topraklıdır. Akım modlu band geçiren, band söndüren ve yüksek geçiren filtre devrelerinin sentezinde gerilim modlu devrelerde olduğu gibi endüktans eşdeğer devresi kullanılmıştır. Ayrıca, endüktans eşdeğer devresi kullanılmadan da band geçiren ve band söndüren filtre devrelerinin sentezinin gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir. Bu bölümde, uygulanan sentez yöntemi uyarınca elde edilen aktif devrelerde kullanılan aktif ve pasif eleman sayıları özet halinde Çizelge 7.1’de verilmiştir.

Sonuç olarak bu tezde, yeni aktif elemanlar ve bu elemanlar ile gerçekleştirilen çeşitli analog devreler önerilmiştir. Bu devrelerin literatürdeki devrelere göre avantajlı ve avantajlı olmayan yanları ortaya konulmuştur.

KAYNAKLAR

- Abuelma'atti, M. T., (1990), "A New Minimum Component Active-C OTA-Based Linear Voltage (Current)-Controlled Sinusoidal Oscillator", IEEE Transactions On Instrumentation and Measurement, 39(1), 795-797.
- 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., Al-zaher, H.A., (1998), "Active only sinusoidal oscillator", Microelectronics Journal, 29, 461-464.
- Abuelma'atti M.T. ve Tassaduq N.A., (1998), "High-order current transfer function synthesis using translinear current-conveyors", Frequenz, (3-4), 76-78.
- Abuelma'atti, M.T., Al-Qahtani, M.A., (1998), "A New Current-Controlled Multiphase Sinusoidal Oscillator Using Translinear Current Conveyors", IEEE Transactions on Circuits and Ssystems-II:Analog and Digital Signal Processing, 45(7), 881-885.
- Abuelma'atti, M.T., Al-zaher, H.A., (1999), "Current-Mode Sinusoidal Oscillators Using Single FTFN", IEEE Transactions on Circuits and Ssystems-II:Analog and Digital Signal Processing, 46(1), 69-74.
- Abuelma'atti, M.T., Bentrchia A. ve Al-Shahrani S.M. (2004), "A novel mixed-mode current conveyor-based filter", International Journal of Electronics, 91(3), 191-197.
- Abulma'atti, M. T., Al-Shahrani, S.M., Al-Absi, M.K., (2005), "Simulation of a mutually coupled circuit using plus-type CCII's," Int. J. Electron., 92(1), 49-54.
- Acar, C., (1995), "Elektrik Devrelerinin Analizi", İstanbul Teknik Üniversitesi Rektörlüğü, İstanbul, Türkiye.
- Acar, C. ve Kuntman, H., (1996), "Limitations on input signal level in current-mode active-RC filters using CCII's", Electronics Letters, 32, 1461-1462.
- Acar, C. ve Özoguz S., (1996), "High-order voltage transfer function synthesis using CCII+ based gain current amplifiers", Electronics Letters, 32(22), 2030-2031.
- Acar, C., (1996a), "Nth-order voltage transfer function synthesis using a commercially available active component: Signal flow graph approach", Electron. Letters, 32(21), 145-146.
- 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, 32(8), 727-728.
- Acar, C. ve Özoguz, S., (1999) "A new versatile building block: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters", Microelectronics J., 30, 157- 160.
- Acar, C. ve Kuntman, H., (1999), "Limitations on input signal level in voltage-mode active-RC filters using current conveyors", Microelectron. J., 30, 69-76.

- Acar, C. ve Özoguz, S., (2000), "Nth-order current transfer function synthesis using current differencing buffered amplifier: signal-flow graph approach", *Microelectronics Journal*, 31, 49-53.
- Acar, C. ve Sedef, H., (2003), "Realization of nth-order current transfer function using current differencing buffered amplifiers", *Int. J. of Electron.*, 90(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., (1987), "CMOS Analog Circuit Design", Oxford Pres.
- Analog Devices, (1990), "Leaner products data book", Norwood, MA.
- Anday, F., (1973), "Aktif RC Devre Sentezinde Yeni Olanaklar", İstanbul Teknik Üniversitesi, Doktora Tezi , İstanbul.
- Anday, F., ve Günes, E. O., (1992), "Realization of nth-order transfer function using current conveyors", *International Journal of Electronics*, 20, 693-696.
- Anday, F., ve Sedef, H., (2000), "Nth-Order Lowpass Voltage Transfer Function Synthesis using Current Feedback Amplifiers", *Frequenz*, 54, 9-10.
- Angulo-Ramirez, J., Sinencio-Sanchez E., (1990), "Active Compensation of operational transconductance amplifiers filters using positive feedback", *IEEE J. of Solid-State Circuits*, 25, 1024-1028.
- Aronhime R., (1974), "Transfer function synthesis using current conveyor", *IEEE Trans. On Circuit Theory*, CAS-21, 312-313.
- Aronhime, P., ve Dinwiddie, A., (1991) "A biquadratic current-mode filters using a single CCI", *Int. Journal of Electronics*, 70 (6), pp. 1063-1071.
- Atiya, F.S., (1978), "The composite active filter: A combined wave-active and gyrator-C filter", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 25, 573-579.
- Barranco, B.L., Vazquez, A.R., Sinencio, E.S., Huertas, J.L., (1989), "10 MHz CMOS OTA-C Voltage controlled quadrature oscillator", *Electronics Letters*, 28, 765-766.
- 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*, 2, 193-196.
- Bhaskar, D.R., Senani R., (1993), "New Current-Conveyor-Based Single-Resistance-Controlled/Voltage-Controlled Oscillator Employing Grounded Capacitors", *Electronics Letters*, 29(7), 612-614.
- Bhaskar, D.R., Senani R., (2005), "New FTFN-based grounded-capacitor SRCO with explicit current-mode output and reduced number of resistors", *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)*, 59, 48-51.
- Bhaskar, D.R., Senani R., (2006), "New CFOA-Based Single Element-Controlled Sinusoidal Oscillators", *IEEE Transactions On Instrumentation and Measurement*, 55(6), 2014-2021.
- Biolek, D., Biolková, V., (2003), "SFG Simulation of General Ladder Filters Using CDBAs", *Proceedings of the ECCTD03, Krakow, Poland*, Vol. I, 385-388.

- Biolek, D., Biolková, V., Olsak, M., (2003), "Optimization of Elliptic Leap-Frog CDBABased Filters", Computational Methods in Circuits and Systems Applications, 1. ed., USA, 221–225.
- Bryson, P.R., Wierzbza, G.M., (1982), "Theory and application of semi indefinite Networks", IEE Proc. Pt. G, 129, 285-290.
- Bushman, M., Newcomb, R.W., (1967), "Grounding of capacitors in integrated circuits", Electron. Lett., 3, 148-149.
- Chang, C.M., ve Chen, P.C., (1991), "Universal active current filter with three inputs and one output using current conveyors", International Journal of Electronics, 71-5, 817-819.
- Chang, C.M., (1991a), "Universal active current filters using single second generation current conveyor", Electronics Letters, 27, 1614-1617.
- Chang, C.M., (1991b), "Current mode allpass/notch and bandpass filter using single CCII", Electronics Letters, 27, 1812-1813.
- Chang, C.M., (1993a), "Novel universal current-mode filter with single input and three outputs using only five current conveyors", Electronics Letters, 29, 2005-2007.
- Chang, C.M., (1993b), "Current mode low-pass, band-pass and high-pass biquads using two CCII's", Electronics Letters, 29, 2020-2021.
- 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, 30, 2112-2113.
- Chen, H.P., (2007), "Universal voltage-mode filter using only plus-type DDCCs", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 50 (2), 137-139.
- Chong, C.P., ve Smith, K.C., (1986), "Biquadratic filter sections employing a single current conveyor", Electronic Letters, 22, 1162-1164.
- Çam, U., Kuntman, H., Acar C., (1998), "On the realization of OTA-C oscillators", Int. J. Electronics, 85(3), 313-326.
- Çam, U., Çiçekoğlu, O., Kuntman, H., (2001), "Novel Lossless Floating Immittance Simulator Employing Only Two FTFNs", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 29, 233–235.
- Çam, U., (2002), "A Novel Single-Resistance-Controlled Sinusoidal Oscillator Employing Single Operational Transresistance Amplifier", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 32, 183–186.
- Çiçekoğlu, O., (1998), "Active simulation of grounded inductors with CCII+s and grounded passive elements", Int. J. Electronics, 85(4), 455- 462.
- Deliyannis, T., Sun, Y., Fidler, J.K., (1999), "Continuous-Time Active Filter Design", CRC Pres, London.
- Elwan, H.O., Soliman, A.M., (1997), "Novel CMOS differential voltage current conveyor and its applications", IEE Proc. Circuits Devices Syst., 144(3), 145-149.
- Fabre, A., Martin, F., ve Hanafi, M., (1990), "Current-mode allpass/noth and bandpass filters

with reduced sensitivities”, *Electronics Letters*, 26, 1495-1496.

Fabre, A., Longuemard, J.P., (1990), “Sine-wave oscillator with quadrature output currents”, *Int. Journal of Electronics*, 68, 399-404.

Fabre A., (1995), “Third generation current conveyor: a new helpful active element”, *Electronics Letters*, 31, 338-339.

Fabre, A., Saaïd, 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), 82-91.

Ferri, G., Guerrini, N.C., (2001), “Low-voltage low-power novel CCII topologies and applications”, *Electronics Circuits and Systems, ICECS*, 2, 1095-1098.

Ferri, G., Guerrini, N.C., (2003), “Low-Voltage Low-Power CMOS Current Conveyors”, *Kluwer Academic Publishers*, London.

Ferri, G., Guerrini, N.C., Diquál, M., (2003), “CCII-based floating inductance Simulator with compensated series resistance”, *Electronics Letters*, 39(22), 145-146.

Fongsamut, C., Anuntahirunrat, K., Kumwachara, K., Surakamponorn, W., (2006), “Current-conveyor-based single-element-controlled and current-controlled sinusoidal oscillators”, *Int. J. of Electron.*, 93(7), 467–478.

Galan, J., Carvajal, R.G., Torralba, A., Muñoz, F., Ramirez-Angulo, J., (2005), “A Low-Power Low-Voltage OTA-C Sinusoidal Oscillator With a Large Tuning Range”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, 52(2), 283-291.

Gupta, S.S., Senani, R., (2005), “Grounded-capacitor SRCOs using a singledifferential difference complementary current feedback amplifier”, *IEE Proc.-Circuits Devices Syst.*, 152(1), 38-48.

Güneş, O., (1998), “Akım Taşıyıcılar ve Akım Taşıyıcı Tabanlı Aktif Elemanlarla Transfer Fonksiyonlarının Gerçekleştirilmesi”, *İstanbul Teknik Üniversitesi, Doktora Tezi*, İstanbul.

Gunes, E.O. Anday, F., (1999), “An n th-order allpass voltage transfer function synthesis using commercially available active components”, *Microelectronics Journal*, 30, 895-898.

Güneş, E.O., Toker, A., (2002), “On the realization of oscillators using state equations”, *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, 56(5), 317–326.

Higashimura, M., Fukui, Y., (1987), “Novel method for realising lossless floating immittances using current conveyors”, *Electron. Lett.*, 23, 498-499.

Higashimura, M., ve Fukui, Y., (1988a), “Realization of all-pass networks using a current conveyors”, *International Journal of Electronics*, 65, 249-250.

Higashimura, M. ve Fukui, Y., (1988b), “Realization of all-pass and notch filters using a single current conveyor”, *International Journal of Electronics*, 65, 823-828.

Higashimura M., Fukui, Y., (1991), “RC active realization of mutually coupled circuit”, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1343-1346.

Higashimura, M., (1991a), “Realization of voltage-mode biquads using CCIIs”, *Electronics*

Letters, 27, 1345-1346.

Higashimura, M., (1991b) "A realization of mutually coupled circuit using CCII's", IEICE Trans., E74(12), 3924-3926.

Higashimura, M., ve Fukui, Y., (1996), "Universal filter using plus-type CCII's", Electronics Letters, 32, 810-811.

Hofstein, S.R., ve Heinman, F.P., (1963), "The silicon insulated-gate field effect transistor", IEEE Proceedings, 51, 1190-1202.

Hou, C.L., Wu, Y.P., Liu, S.I., (1991), "New configuration for single-CCII first order and biquadratic current-mode filters", International Journal of Electronics, 71, 637-644.

Horng, J.W., Chang, C.W., Lee, M.H., (1997), "Single-element-controlled sinusoidal oscillators using CCII's", Int. J. Electronics, 83(6), 831-836.

Horng, J.W., (2001), "A sinusoidal oscillator using current-controlled current conveyors", Int. J. Electronics, 88(6), 659-664.

Horng, J.W., (2002), "Current differencing buffered amplifiers based single resistance controlled quadrature oscillator employing grounded capacitors", IEICE Trans. Fundamental, E85(A2), 1416-1419.

Horng, J.W., (2003), "High input impedance voltage-mode universal biquadratic filter using two OTAs and one CCII", Int. J. of Electronics, 90(3), 185-191.

Horng, J.W., (2005), "Current conveyors based allpass filters and quadrature oscillators employing grounded capacitors and resistors", Computers and Electrical Eng., 31, 81-92.

Horng, J.W., Hou, C.L., Chang, C.M., (2006a), "Voltage-mode universal biquadratic filters with one input and five outputs", Analog Integ. Circuits and Signal Processing, 47(1), 73-83.

Horng, J.W., Hou, C.L., Chang, C.M., Lin, Y.T., Shiu, I.C., Chiu, W.Y., (2006b), "First-order allpass filter and sinusoidal oscillators using DDCCs", Int. J. of Electron., 93(7), 457-466.

Horng, J.W., Hou, C.L., Chang, C.M., Chou, H.P., Lin, C.T., Wen, Y.H., (2006c), "Quadrature Oscillator with Grounded Capacitors and Resistors Using FDCCII's", ETRI Journal, 28(4), 486-494.

Hou, C.L., Chen, R.D., Wu, Y.P., Hu, P.C., 1993, synthetic methods for floating immittances of one-port and z and y parameters of multiports using CCII-, Int. J. Electron., 74, 577-586.

Ikeda, K., Tomita, Y., (1994), "Realization of current-mode biquadratic filter using CCII's with current followers", Electronics and Comm. in Japan Part-II-Electron., 77(1), 99-107.

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), 429-433.

İbrahim M.A., Kuntman H. ve Çiçekoglu O., (2005) "Single DDCC biquads with high input impedance and minimum number of passive elements", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 43, 71-79.

İbrahim, M.A., Minaei, S., ve Kuntman, H., (2005), "A 22.5 MHz current-mode KHN-biquad

using differential voltage current conveyor and grounded passive elements”, *International Journal of Electronics*; 59(5), 311-318.

Jaikla, W., Sooksood, K., Siripruchyanun, M., (2006), “Current Controlled CDBAs (CCCDDBAs)-Based Novel Current-mode Universal Biquadratic Filter”, *Proceedings of the 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS2006)*, Island of Kos, Greece, 3806-3089.

Jaikla, W., Siripruchyanan, M., (2006), “Current Controlled CDTA (CCCDTA) Based- Novel Floating and Grounded Inductance Simulators”, *ISCIT*, 348-351.

Jongkustidchai, C., Fongsamut, C., Kumwachara, K., Surakamponorn, W., (2007), “Full-wave rectifiers based on operational transconductance amplifiers”, *AEU-Int. J. of Electron. and Comm.*, 61, 195-201.

Kaewdang, K., Surakamponorn, W., (2007), “On the realization of electronically current-tunable CMOS OTA”, *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)*, 61, 300 – 306.

Khan, A.A., Bimal, S., Dey, K.K., Roy, S.S., (2005), “Novel RC Sinusoidal Oscillator Using Second-Generation Current Conveyor”, *IEEE Transactions On Instrumentation and Measurement*, 54(6), 2402-2406.

Kahng, D., Atalla, M.M., (1960), “Silicon-silicondioxide field induced devices”, *J. Solid-State Device Research Conference*, Pittsburg.

Keskin, A.U., (2004), “Design of Minimum Component Oscillators Using Negative Impedance Approach Based On Different Single Active Elements”, *12th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON, Dubrovnik, CROATIA*, 83-86.

Keskin, A.U., Hancioglu, E., (2005a), “CDBA-Based Synthetic Floating Inductance Circuits with Electronic Tuning Properties”, *ETRI Journal*, 27(2), 239-242.

Keskin, A. U., ve Hancioglu, E., (2005b), “Current-Mode Multifunction Filter using two CDBAs”, *Int. J. Electronics and Comm.*, 59, 495-498.

Keskin, A.U., (2005), “Voltage-mode high- Q band-pass filters and oscillators employing single CDBA and minimum number of components”, *Int. J. of Electron.*, 92, 479-487.

Keskin, A.U., Aydin, C., Hancioglu, E., Acar, C., (2006), “Quadrature Oscillator Using Current Differencing Buffered Amplifiers (CDBA)”, *Frequenz*, 3(4), 21-23.

Keskin, A.U., Biolek, D., (2006), “Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA)”, *IEE Proc.-Circuits Devices Syst.*, 153(3), 214-218.

Keskin, A.U., (2006), “Multi-function biquad using single CDBA”, *Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik)*, 88, 353-356.

Köksal, M. ve Sagbas, M., (2007), “A versatile signal flow graph realization of a general transfer function by using CDBA”, *AEU-Int. J. of Electron. And Comm.*, 61(1), 35-42.

Köksal, M., ve Sagbas, M., (2007), “General synthesis procedure for nth-order current transfer function using CDBA”, *Frequenz*, 61(3-4), 94-101.

Kumar, P. ve Pal, K., (2005), “Variable Q all-pass, notch and band-pass filters using single CCII”, *Frequenz*, 59(9-10), 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), 398-401.
- Kumwachara, K., Surakamponorn, W., (2003), "An integrable temperature-insensitive gm-RC quadrature oscillator", *Int. J. Electronics*, 90(9), 599-605.
- Kuntman, H., Özpınar, A., (1998), "On the realization of DO-OTA-C oscillators", *Microelectronics Journal*, 29, 991-997.
- Kuntman, H., Gülsoy, M., Çiçekoğlu, O., (2000), "Actively simulated grounded lossy inductors using third generation current conveyors", *Microelectronics Journal*, 31, 245–250.
- Laker, K. R., Sansen, W.M.C., (1994), "Design of Analog Integrated Circuits and Systems", McGraw-Hill.
- Leblebici D., (1974), "Tranzistorun 25 yılı", İTÜ Elektronik Fakültesi Konferansları, 4. Konferans, İstanbul, Türkiye.
- Liu, S.I., Tsao, H.W., Wu, J. Lin, T.K., (1990), "Mosfet capacitor filters using unity gain CMOS current conveyors", *Electronics Letters*, 26, 1430-1431.
- Liu, S.I., Tsao, H.W., (1991), "New configuration for single CCII biquads", *Int. Journal of Electronics*, 70 (3), 609-622.
- Liu, S.I., Kuo, J.H., Tsay, J.H., (1992), "New CCII-based current-mode biquadratic filters", *Int. J. of Electronics*, 72(2), 243-252.
- Liu, S.I., (1995), "High input impedance filters with low component spread using currentfeedback amplifier", 31(13), 1042-1043.
- Liu, S.I., Liao, Y.H., (1996), "Current-mode quadrature sinusoidal oscillator using single FTFN", *Int. J. Electron.*, 81(2), 171-175.
- Maheshwari, S., Khan, I., (2005a), "Novel Voltage-Mode Universal filter Using Two CDBAs", *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, 14(1), 159-164.
- Maheshwari, S., Khan, I.A., (2005b) "Current controlled third order quadrature oscillator", *IEE Proc. Circuits Devices Syst.*, 152(6) 605-607.
- Maheshwari, S., (2007), "High input impedance VM-APSs with grounded passive elements", *IET Circuits Devices and Systems*, 1(1), 72-76.
- Marcellis, A.D., Ferri, G., Stornelli, V., (2007), "NIC-based Capacitance Multipliers for Low-Frequency Integrated Active Filter Applications", *PRIME*, 225-228.
- Marcellis, A.D., Ferri, G., Guerrini, N.C., Scotti, G., Stornelli, V., Trifiletti, A., (2009), "A novel low-voltage low-power fully differential voltage and current gained CCII for floating impedance simulations", *Microelectronics Journal*, 40, 20–25.
- Martinez, P.A., Sabadell, J., Aldea, C., (1997), "Grounded resistor controlled sinusoidal oscillator using CFOAs", *Electronics Letters*, 33(5), 346-348.
- Metin, B., Çiçekoğlu, O., (2006), "A Novel Floating Lossy Inductance Realization Topology With NICs Using Current Conveyors", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, 53(6), 483-486.
- Minaei, S., (2001), "New possibilities in current-mode circuits using current controlled

conveyor (CCCII)", İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi.

Minaei, S., Çiçekoglu, O., Kuntman, H., ve Türköz, S., (2001), "High output impedance currentmode lowpass, bandpass, highpass filters using current controlled conveyors", *Int. J. of Electron.*, 88(8), 915-922.

Minaei, S., Cicekoglu, O., Kuntman, H. and Turkoz, S., (2002), "Electronically tunable, active floating inductance simulation", *Int. J. Electronics*, 89(12), 905-912.

Minaei, S., Yuce, E. and Cicekoglu, O., (2006), "A Versatile Active Circuit for Realizing Floating Inductance, Capacitance, FDNR and Admittance Converter", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 47, 199-202.

Minaei, S., ve Yüce, E., (2006), "Universal current-mode active-C filters employing only plus type current controlled conveyors", *Frequenz*, 60(7-8), 134-137.

Minaei, S., Yüce, E., (2008), "Realization of tunable active floating inductance simulators", *Int. J. of Electron.*, 95(1), 27-37.

Minhaj, N., (2007), "Current conveyor-based voltage-mode two-phase and four-phase quadrature oscillator", *Int. Journal of Electronics*, 94(7), 663-669.

Mohan, P.V.A., (1998), "Grounded capacitor based grounded and floating inductance simulation using current conveyors", *Electronics Letters*, 34, 11, 1037-1038.

Mohan, P.V.A., (2003), "Current-Mode VLSI Analog Filters : Design and Applications", Boston, Birkhauser.

Nandi, S., Jana, P.B., Nandi, R., (1983), "Floating ideal FDNR using current conveyor", *Electron Lett.*, 19, 251-252.

Nandi, R. ve Ray S. B., (1994), "Precise intensive current-mode variable gain allpas filter using current conveyors", *Frequenz*, 48(9-10), 238-240.

Naqshibendi, S.F., Sharma, R.S., (1983), "High input impedance current conveyor filters", *International Journal of Electronics*, 55(3), 499-500.

National Semiconductor, (1988), "Linear Data Book-Vol 1", Santa Clara, California.

Nawrocki, R. Klein, U., (1986), "New OTA-capacitor realization of a universal biquad", *Electronic Letters*, 22, 50-51.

Orchard, H. J., (1966), "Inductorless Filters", *Electronics Letters*, 2, 224-225.

Özcan, S., Toker, A., Acar, C., Kuntman, H., ve Çiçekoglu, O., (2000), "Single resistancecontrolled sinusoidal oscillators employing current differencing buffered amplifier", *Microelectronics Journal*, 31, 169-174.

Özoğuz, S., Acar, C., (1997), "Universal current-mode filter with reduced number of active and passive components", *Electron. Lett.*, 33, 948-949.

Özoğuz, S., Acar C., (1998), "On the realization of floating immittance function simulators using current conveyors", *Int. J. Electron.*, 85, 463-475.

Özoğuz, S., Toker, A., Çiçekoğlu, O., (1998), "High output impedance current mode multifunction filter with minimum number of active and reduced number of passive components", *Electron. Lett.*, 34, 1807-1809.

- Özoguz, S., Toker A., ve Acar C., (1999) "Current-mode continuous time fully integrated universal filters using CDBAs", *Electronics Letters*, 35, 97–98.
- Özoğuz, S., (2000), "Akım Taşıyıcı Kullanan Devrelerin Gerçekleştirilmesinde Yeni Yöntemler ve Sonuçlar", İstanbul Teknik Üniversitesi, Doktora Tezi, İstanbul.
- Özcan, S., Kuntman, H., ve Çiçekoglu, O., (2003), "Multi-input single-output filter with reduced number of passive elements using single Current Conveyor", *Computers and Electrical Engineering*, 29(1), 45-53.
- Pal, K., (1981), "Novel floating inductance using current conveyor", *Electron. Lett.*, 69, 395.
- Pal, K. Singh, R., (1982), "Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors" *Electronics Letters*, 18(1), 47-48.
- Parveen, T., Ahmed, M.T., (2006), "Simulation of ideal grounded tunable inductor and its application in high quality multifunctional filter", *Microelectronics International*, 23 (3), 9-13.
- Patranabis, D., Paul, A.N., (1980), "Floating inductor with two current conveyors", *Int. J. Circuit Theory Appl.*, 8, 457-468.
- Prommee, P., Dejhan, K., (2002), "An integrable electronic-controlled quadrature sinusoidal oscillator using CMOS operational transconductance amplifier", *Int. J. Electronics*, 89(5), 365-379.
- Psychalinos, C., Spanidou, A., (2006), "Current amplifier based grounded and floating inductance simulators", *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)*, 60, 168–171.
- Psychalinos, C., Palb, K., Vlassisa, S., (2008), "A floating generalized impedance converter with current feedback operational amplifiers", *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)*, 62, 81–85.
- Razavi, B., (2001), "Design of Analog CMOS Integrated Circuits", McGraw-Hill.
- Salama, K., Özoguz, S., Soliman, A., (2001), "A new universal biquads using CDBAs", *IEEE Circuit and Systems*, 2, 850-853.
- Salawu, R.I., (1980), "Realization of an allpass transfer function using the second generation current conveyor", *Proc. IEEE*, 68, 183-184.
- Sağbaş, M., Fidanboyu, K., (2004), "Electronically tunable current-mode second-order universal filter using minimum elements", *Electronics Letters*, 40(1), 2-4.
- Sağbaş, M., (2007), "Akım Taşıyıcı Tabanlı Aktif Elemanlar Kullanılarak Yeni Filtre Yapıları ve Tasarım Yöntemleri", Yıldız Teknik Üniversitesi, Doktora Tezi, İstanbul.
- Sağbaş, M., ve Köksal, M., (2007), "Voltage-mode three-input single-output multifunction filters employing minimum number of components", *Frequenz*, 61(3-4), 87-93.
- Sedef, H., (1994), "Akım Taşıyıcıları Kullanarak Aktif Devre Sentezinde Yeni Olanaklar", Yıldız Teknik Üniversitesi, Doktora Tezi, İstanbul.
- Sedef, H. Acar, C., (2000), "A new floating inductor circuit using differential voltage current conveyors", *Frequenz*, 54(5-6), 123-125.
- Sedra, A.S., Smith, K.C., (1970), "A Second-Generation Current Conveyor and Its Applications", *IEEE Transactions on Circuit Theory*, CT-17, 132-134.

- Sedra, A.S., Smith, K.C., (1998), "Microelectronic Circuits", Oxford University Press, 4th ed., 984-986.
- Senani, R., (1979), "Novel-active-RC circuit for floating inductor simulation", *Electronic Lett.*, 15, 679-680.
- Senani, R., (1979), "New Canonic Single-Resistance Controlled Sinusoidal Oscillator Using a Single Current Conveyor", *Electronics Letters*, 15(18), 568-569.
- Senani, R., (1980a), "Novel active RC realisations of tunable floating inductors", *Electronic Lett.*, 16, 154-155.
- Senani, R., (1980b), "New tunable synthetic floating inductors", *Electronic Lett.*, 16, 382-383.
- Senani, R., (1982), "Novel lossless synthetic floating inductor employing grounded capacitor", *Electronic Lett.*, 18, 413-414.
- Senani, R., (1984), Floating ideal FDNR using only two current conveyors, *Electron. Lett.*, 20, 205-206.
- Senani, R., (1985), "Novel high-order active filter design using current conveyors", *Electronics Letters*, 21(22), 1055-1056.
- Senani, R., (1986), "On the realization of floating active elements, *IEEE Trans., CAS-33*, 323-324.
- Senani, R., (1987), "Floating immittance realization: nullor approach, *Electron. Lett.*, 24, 403-404.
- Senani, R., (1992), "New current-mode biquad filter", *Int. J. of Electronics*, 73(4), 735-742.
- Senani, R., (1994), "On Equivalent Forms of Single Op-Amp Sinusoidal RC Oscillators", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, 41(10), 617-624.
- Senani, R., and Malhotra, J., (1994), "Minimal realisation of a class operational mirrored amplifier-based floating impedances.", *Electronic Letters*, 30, 1113-1114.
- Senani, R. Singh, V.K., (1995), "KHN-equivalent biquad using current conveyors", *Electronics Letters*, 31(8), 626-627.
- Senani, R., Singh, V.K., (1996), "Novel single resistance controlled oscillator configuration using current feedback amplifier", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, 43(8), 698-700.
- Senani, R., Singh, A.K., 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), 160-161.
- Shah, N.A. Malik, M.A., (2005a), "Voltage/current-mode universal filter using FTFN and CFA", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 45(2), 197-203.
- Shah, N.A. Malik, M.A., (2005b) "High impedance voltage- and current-mode multifunction filters", *Int. J. of Electron. Commun*, 59(4), 262-266.
- Singh, A.K., Senani, R., (2002), "A new four-CC-based configuration for realizing a voltage-mode biquad filter", *Journal of Circuits Systems and Computers*, 11(3), 213-218.

- Singh, V., (1979a), "Realization of floating inductance using current conveyor", Proc. IEEE, 67, 1573-1574.
- Singh, V., (1979b), "A new active RC circuit realization of floating inductance", Proc. IEEE, 67, 1659-1660.
- Singh, V., (1981), "Active RC single resistance controlled lossless floating inductance simulation using single grounded capacitors", Electronic Lett., 24, 920-921.
- Singh, V., (1988), "New floating point impedance simulation using operational amplifiers", IEE Proc. Pt. G., 3, 116-118.
- Singh, V., (2003), "Floating operational transconductance amplifier based grounded impedance", IEE Proc. Circuit Device and System, 150, 27-30.
- Smith K.C. ve Sedra A., (1968) "The current conveyor: A new circuit building block", IEEE Proc., Vol. 56, 1356-1369.
- Smith K. C. ve Sedra A., (1970) "A second generation current conveyor and its applications", IEEE Trans. Circuit Theory, CT-17, 132-134.
- Soderstrand, M.A., (1978), "Active R ladders: High-frequency high-order low-sensitivity active-R filters without external capacitors", IEEE Transactions on Circuits and Systems, 25, 1032-1038.
- Soliman, A. M., (1973), "Inductorless realization of an all-pass transfer function using the current conveyor", IEEE Trans. On Circuit Theory, CT-20, 80-81.
- Soliman A. M., (1977), "Two novel active RC canonic band-pass Networks using the current conveyor", International Journal of Electronics, 42, 1206-1210.
- Soliman, A. M., (1994), "Kerwin-Huelsman-Newcomb using current conveyors", Electronics Letters, 30(24), 2019-2020.
- Soliman, A.M., Abdullah A.W., Alturaigi A.M., (1997), "Current mode simulation of lossless Floating inductance", Int. J. Electronics ,83(6), 825-829.
- Soliman, A.M., (1998), "Equal-R, equal-C current mode Butterworth lowpass filters", IEICE Trans. on Fund. of Electron. Comm. and Comp. S., E81A(2), 340-342.
- Souliotis, G., Chrisanthopoulos, A., Haritantis, I., (2001), "Current differential amplifiers : new circuits and applications", Int. J. Circuit Theory and Applications, 29, 553-574.
- Souliotis, G., Psychalinos, C., (2009), "Electronically controlled multiphase sinusoidal oscillators using current amplifiers", Int. J. Circ. Theor. Appl., 37, 43-52.
- Svoboda J.A., (1989) "Analysing networks containing current conveyors", International Journal of Electronics, 67(6), 899-906.
- Svoboda, J.A., McGroy, L., Webb, S., (1991), "Application of commercially available current conveyor", International Journal of Electronics, 70(1), 159-164.
- Sun, Y., Fidler, J.K., (1994), "Versatile active biquad based on second generation current conveyors", International Journal of Electronics, 76(1), 91-98.
- Tanaphatsiril, C., Jaikla, W., Siripruchyanun, M., (2008), "An Electronically Controllable Voltage-mode Firstorder All-Pass Filter Using Only Single CCCDTA", 2008 International

Symposium on Communications and Information Technologies.

Tangsriat, W., Dumawipata, T., Unhavanich, S., Surakamponorn, W., (2004), "Simulation of Electronically Tunable Lossless Floating Inductor Using Current-Controlled Differential Current Voltage Conveyors", *Int. Symp. on Comm. and Information Tech*, 39-42.

Tangsriat 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*, 2(1), 15-22.

Tangsriat, W., Surakamponorn, W., (2005), "Realization of multiple-output biquadratic filters using current differencing buffered amplifiers", *Int. J. of Electron.*, 92(6), 313-325.

Tangsriat, W., Surakamponorn, W., (2006), "Cascadable multiple-input single-output current-mode universal filter based on current differencing buffered amplifier", *Frequenz*, 50, 152-154.

Tangsriat, W., Surakamponorn, 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), 127-131.

Tangsriat, W., Tanjaroen, W., (2008), "Current-Mode Multiphase Sinusoidal Oscillator Using Current Differencing Transconductance Amplifiers", *Circuits Syst. Signal Process.* 27, 81-93.

Tangsriat, W., Prasertsom, D., Piyatat, T., Surakamponorn, W., (2008), "Single-resistance-controlled quadrature oscillator using current differencing buffered amplifiers", *Int. J. of Electron.*, 95(11), 1119-1126.

Tao, Y., ve Fidler, J.K., (2000), "Electronically Tunable Dual-OTA Second-Order Sinusoidal Oscillators/Filters with Non-Interacting Controls: A Systematic Synthesis Approach", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, 47(2), 117-129.

Tek, H., ve Anday, F., (1989), "Voltage transfer function synthesis using current conveyor", *Electronics Letters*, 25(23), 1552-1553.

Toker, A., Özoguz, S., Acar, C., (1999) "Current-mode KHN-equivalent biquads, using CDBAs", *Electronics Letters*, 35(20), 1682-1683.

Toker, A., Özoğuz, S., Çiçekoğlu, O., Acar, C., (2000), "Current mode all-pass filters using CDBA and a new high Q bandpass filter configuration", *IEEE Trans. on Circ. Sys. II: Analog and Digital Signal Processing*, 47(9), 949-954.

Toker, A., Çiçekoğlu, O., Kuntman, H., (2002), "On the oscillator implementations using a single current feedback op-amp", *Computers and Electrical Engineering*, 28, 375-389.

Toumazou, C. Lidgey, F.J., (1985), "Floating-impedance convertor using current conveyors", *Electronics Letters*, 21(15), 640-642.

Toumazou, C. Lidgey, F.J., (1986), "Universal active filter using current conveyors", *Electronic Letters*, 22(12), 662-664.

Toumazou, C., Lidgey, F.J., Haigh, D.G., (1990), "Analog IC design: The Current Mode Approach", London, Peter Pergrinus.

- Tsukutani, T., Edasaki, S., Sumi, Y., Fukui, Y., (2006), "Current-mode universal biquad filter using OTAs and DO-CCII, *Frequenz*, 60(11-12), 237-240.
- Uzunov, I.S., (2008), "Theoretical Model of Ungrounded Inductance Realized With Two Gytrators", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, 55(10), 981-985.
- Wilson, B., (1986), "Using current conveyors", *Electronics and Wireless World*, 28-32.
- Wu, D.S., Hwang, Y.S., Liu, S.I., Wu, Y.P., (1994), "New multifunction filter using an inverting CCII and a voltage follower", *Electronics Letters*, 30(7), 551-552.
- Wu, D.S., Liu, S.I., Hwang, Y.S., Wu, Y.P., (1995), "Multiphase sinusoidal oscillator using the CFOA ", *IEE Proc-Circuits Devices Syst.*, 142, 37-40.
- Valkenburg, V., (1982), "Analog Filter Design", CBS College Publishing, New York.
- Vosper, J.V., (1991), "Synthesis of First-Order Active-R Allpass Networks and Their Application in Sinusoidal Oscilltor Design", *Electronics Letters*, 27(1), 53-55.
- Yüce E., Cicekoglu, O., Minaei, S., (2006a), "CCII-Based Grounded to Floating Immittance Converter and a Floating Inductance Simulator", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 46, 287–291.
- Yüce, E., Minaei, S., Çiçekoglu, O., (2006b), "Universal current-mode active-C filter employing minimum number of passive elements", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 46(2), 169-171.
- Yüce, E., Minaei, S., Çiçekoglu, O., (2006c), "Resistorless floating immittance function simulators employing current controlled conveyors and a grounded capacitor", *Electrical Engineering*, 88, 519–525.
- Yüce, E., (2006a), "On the realization of the floating simulators using only grounded passive components", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 49(2), 161-166.
- Yüce, E., (2006b), "Floating inductance, FDNR and capacitance simulation circuit employing only grounded passive elements", *Int. J. of Electron.*, 93(10), 679–688.
- Yüce, E., (2007a), "Inductor implementation using a canonical number of active and passive elements", *International Journal of Electronics*, 94(4), 317-326.
- Yüce, E., (2007b), "On the implementation of the floating simulators employing a single active device", *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)*, 61, 453–458.
- Yüce, E., Minaei, S., (2007), "A new active network suitable for realizing ladder filters and transformer simulator," *J. Circuits Syst. Comput.*, 16(1), 29–41.
- Yüce, E., Minaei, S., (2008a), "A Modified CFOA and Its Applications to Simulated Inductors, Capacitance Multipliers, and Analog Filters", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, 55(1), 266-275.
- Yüce, E., Minaei, S., (2008b), "Electronically Tunable Simulated Transformer and Its Application to Stagger-Tuned Filter", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 57(9), 2083-2088.
- Zeki A., (1998), "Sürekli-zamanlı OTA-C süzgeçlere uygun yüksek performanslı yeni OTA yapıları", *İstanbul Teknik Üniversitesi, Doktora Tezi, İstanbul*.

EKLER

- Ek 1 Devre Benzetimlerinde Kullanılan TSMC 0.25 μm CMOS Tasarım Parametreleri
- Ek 2 Devre Benzetimlerinde Kullanılan BJT Üretim Parametreleri
- Ek 3 SCI İndeksine Giren Dergilerde Yayımlanan Makaleler ve Uluslararası Konferanslarda Kabul Edilen Bildiriler

Ek 1 Devre Benzetimlerinde Kullanılan TSMC 0.25 μm CMOS Tasarım Parametreleri

Bu tezde önerilen, CMOS tranzistörlerle gerçekleştirilen aktif elemanların PSPICE programı ile yapılan benzetimlerinin hepsinde TSMC 0.25 μm CMOS tasarım parametreleri kullanılmıştır. Bu parametreler aşağıdaki çizelgede verilmiştir.

Çizelge Ek 1.1 TSMC CMOS Tranzistör Parametreleri

Model CMOS NMOS (LEVEL=7)

```
+TNOM=27 TOX=5.714285714e-09 XJ=1e-07 NCH=2.3549e+17 VTH0=0.3894430714286
+K1=0.4607149142857 K2=0.0044560908571 K3=0.001 K3B=2.9213062714286 W0=1.628242929e-07
+NLX=2.158731786e-07 DVT0W=0 DVT1W=0 DVT2W=0 DVT0=0.4637479857143
+DVT1=0.5152846714286 DVT2=-0.473167907143 U0=302.35959485 UA=-1.187018e-09
+UB=2.409610786e-18 UC=3.591564071e-11 VSAT=148299.19285714 A0=1.7430461785714
+AGS=0.3091595714286 B0=-4.28894884e-07 B1=3.231547614e-06 KETA=-0.00500870045
+A1=8.867232143e-05 A2=0.4381143357143 RDSW=151.78334792857 PRWG=0.47286105 PRWB=-
+0.199730828571 WR=1 WINT=0 LINT=7.858396571e-09 XL=0 XW=-4e-08 DWG=-1.45605005e-08
+DWB=3.402477071e-09 VOFF=-0.099706928571 NFACTOR=1.7112586714286 CIT=0 CDSC=0.00024
+CDSCD=0 CDSCB=0 ETA0=0.0053021314286 ETAB=0.0004532790429 DSUB=0.0355151571429
+PCLM=1.8027351071429 PDIBLC1=0.9996565 PDIBLC2=0.0026522332857 PDIBLCB=-0.071607016786
+DROUT=0.9301465571429 PSCBE1=79836599285.714 PSCBE2=5.002775357e-10
+PVAG=0.0184646143571 DELTA=0.01 RSH=4.5142857142857 MOBMOD=1 PRT=0 UTE=-1.5 KT1=-0.11
+KT1L=0 KT2=0.022 UA1=4.31e-09 UB1=-7.61e-18 UC1=-5.6e-11 AT=33000 WL=0 WLN=1 WW=0
+WWN=1 WWL=0 LL=0 LLN=1 LW=0 LWN=1 LWL=0 CAPMOD=2 XPART=0.5 CGDO=5.611071429e-
+10 CGSO=5.611071429e-10 CGBO=1e-12 CJ=0.0017497448571 PB=0.99 MJ=0.4584162428571
+CJSW=3.934270429e-10 PBSW=0.9700637642857 MJSW=0.3475086357143 CJSWG=3.29e-10
+PBSWG=0.9700637642857 MJSWG=0.3475086357143 CF=0 PVTH0=-0.008939066929 PRDSW=-10
+PK2=0.0027524210714 WKETA=0.0061991008571 LKETA=-0.006374305357)
```

Model CMOS PMOS (LEVEL=7)

```
+TNOM=27 TOX=5.714285714e-09 XJ=1e-07 NCH=4.1589e+17 VTH0=-0.56701015 K1=0.6332410714286
+K2=0.0011556578714 K3=0 K3B=12.183226992857 W0=1e-06 NLX=2.616251429e-09 DVT0W=0
+DVT1W=0 DVT2W=0 DVT0=3.0083484785714 DVT1=0.8161621 DVT2=-0.137919335714
+U0=107.16135166429 UA=1.2287151e-09 UB=1.133237571e-21 UC=-9.99992786e-11
+VSAT=192187.85714286 A0=0.9424961785714 AGS=0.16127795 B0=1.106508764e-06 B1=5e-06
+KETA=0.015157813 A1=0.0032162846286 A2=0.3111090071429 RDSW=957.02431949286
+PRWG=0.3068435285714 PRWB=-0.265453342857 WR=1 WINT=0 LINT=4.069089857e-08 XL=0 XW=-
+4e-08 DWG=-3.82034807e-08 DWB=5.025575643e-09 VOFF=-0.127590107143
+NFACTOR=1.1014192642857 CIT=0 CDSC=0.00024 CDSCD=0 CDSCB=0 ETA0=0.4362212142857
+ETAB=-0.19487345 DSUB=1.1377073357143 PCLM=1.2591505428571 PDIBLC1=0.0054222947857
+PDIBLC2=2.556365879e-08 PDIBLCB=-0.00094003175 DROUT=0.0761362285714
+PSCBE1=10338847428.571 PSCBE2=1.897853414e-09 PVAG=0.0054383902274 DELTA=0.01
+RSH=3.3785714285714 MOBMOD=1 PRT=0 UTE=-1.5 KT1=-0.11 KT1L=0 KT2=0.022 UA1=4.31e-09
+UB1=-7.61e-18 UC1=-5.6e-11 AT=33000 WL=0 WLN=1 WW=0 WWN=1 WWL=0 LL=0 LLN=1 LW=0
+LWN=1 LWL=0 CAPMOD=2 XPART=0.5 CGDO=6.171785714e-10 CGSO=6.171785714e-10 CGBO=1e12
+CJ=0.0018971010714 PB=0.98924855 MJ=0.4666281214286 CJSW=3.322795571e-10
+PBSW=0.6341764428571 MJSW=0.2966713357143 CJSWG=2.5e-10 PBSWG=0.6341764428571
+MJSWG=0.2966713357143 CF=0 PVTH0=0.0056113181429 PRDSW=6.78820455 PK2=0.0031173080714
+WKETA=0.0263849571429 LKETA=-0.008093891286
```


Ek 2 Devre Benzetimlerinde Kullanılan BJT Üretim Parametreleri

Bu tezde önerilen, BJT tranzistörlerle gerçekleştirilen aktif elemanların PSPICE programı ile yapılan benzetimlerinin hepsinde AT&T firmasının NR100N ve PR100N BJT tranzistör parametreleri kullanılmıştır. Bu parametreler aşağıdaki çizelgede verilmiştir.

Çizelge Ek 2.1 AT&T BJT Tranzistör Parametreleri

.MODEL NX1 NPN (
+RB=524.6 IRB=0 RBM=25 RC=50 RE=1 IS=121E-18 EG=1.206 XTI=2 XTB=1.538 BF=137.5
+IKF=6.974E-3 NF=1 VAF=159.4 ISE=36E-16 NE=1.713 BR=0.7258 IKR=2.198E-3 NR=1 VAR=10.73
+ISC=0 NC=2 TF=0.425E-9 TR=0.425E-8 CJE=0.214E-12 VJE=0.5 MJE=0.28 CJC=0.983E-13 VJC=0.5
+MJC=0.3 XCJC=0.034 CJS=0.913E-12 VJS=0.64 MJS=0.4 FC = 0.5)
.MODEL PX1 PNP (
RB=327 IRB=0 RBM=24.55 RC=50 RE=3 IS=73.5E-18 EG=1.206 XTI=1.7 XTB=1.866 BF=110.0
+IKF=12.359E-3 NF=1 VAF=51.8 ISE=25.1E-16 NE=1.650 BR=0.4745 IKR=6.478E-3 NR=1 VAR=9.96
+ISC=0 NC=2 TF=0.610E-9 TR=0.610E-8 CJE=0.180E-12 VJE=0.5 MJE=0.28 CJC=0.164E-12 VJC=0.8
+MJC=0.4 XCJC=0.037 CJS=1.03E-12 VJS=0.55 MJS=0.35 FC=0.5)

**Ek 3 SCI İndeksine Giren Dergilerde Yayınlanan Makaleler ve Uluslararası
Konferanslarda Kabul Edilen Bildiriler**

SCI İndeksine Giren Dergilerde Yayınlanan Makaleler

1. Sağbaş, M., **Ayten, U. E.**, Sedef, H., Koksall, M., (2009), "Floating Immittance Function Simulator and Its Applications", Circuits Syst Signal Process (2009) 28: 55–63.
2. Sağbaş, M., **Ayten, U. E.**, Sedef, H., Koksall, M., (2009), "Electronically tunable floating inductance Simulator", Int. J. Electron. Commun. (AEÜ), 63, 423 – 427.
3. **Ayten, U.E.**, Sağbaş, M., Sedef, H., "Current Mode Leapfrog Ladder Filters Using a New Active Block", Int. J. Electron. Commun. (AEÜ), doi:10.10.1016/j.aeue.2009.03.012.
4. Sağbaş, M., **Ayten, U. E.**, Sedef, H., "Current and Voltage Transfer Function Filters Realizations Using a Single Active Device", IET Circuits, Devices & Systems (Kabul edildi).

Konferans Bildirisi

1. **Ayten, U.E.**, Sağbaş, M., Sedef, H., "Current-Mode SITO Filter Using a Single Active Component", European Conference on Circuit Theory and Design, ECCTD-2009, Antalya, Türkiye, 2009.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	23.04.1979	
Doğum yeri	Tekirdağ-Merkez	
Lise	1992-1995	Tekirdağ Tuğlacılar Lisesi
Lisans	1995-2000	Uludağ Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektronik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2000-2003	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Hab. Mühendisliği Anabilim Dalı Elektronik Programı
Doktora	2003-2009	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Hab. Mühendisliği Anabilim Dalı Elektronik Programı

Çalıştığı kurum

2000-2009	Yıldız Teknik Üniversitesi Araştırma Görevlisi
2009- Devam Ediyor	Yıldız Teknik Üniversitesi Öğretim Görevlisi