

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

GEÇİŞ DİRENCİ TEMELLİ AKTİF ELEMANLAR İLE AVANTAJLI
DEVRE UYGULAMALARI

Mehmet Cem DİKBAŞ

DOKTORA TEZİ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Programı

Danışman

Doç. Dr. Umut Engin AYTEN

Haziran, 2022

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**GEÇİŞ DİRENCİ TEMELLİ AKTİF ELEMANLAR İLE AVANTAJLI
DEVRE UYGULAMALARI**

Mehmet Cem DİKBAŞ tarafından hazırlanan tez çalışması 22.06.2022 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektronik Programı **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Umut Engin AYTEN
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Umut Engin AYTEN, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Herman SEDEF, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Mehmet SAĞBAŞ, Üye
İzmir Bakırçay Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Zehra Gülru ÇAM TAŞKIRAN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Nurullah ÇALIK, Üye
İstanbul Medeniyet Üniversitesi

Danışmanım Doç. Dr. Umut Engin AYTEN sorumluluğunda tarafımca hazırlanan Geçiş Direnci Temelli Aktif Elemanlar İle Avantajlı Devre Uygulamaları başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Mehmet Cem DİKBAŞ

İmza



Sevgili Anne ve Babama

TEŞEKKÜR

Tez çalışması süresince, desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen tez danışmanım sayın Doç. Dr. Umut Engin AYTEN'e teşekkürü bir borç bilirim. Tez izleme jürimde yer almak suretiyle değerli vakitlerinin bir bölümünü bu tez çalışmasını izlemek, gerektiğinde fikirlerini paylaşmak suretiyle katkılar sunmak için ayıran, sayın Prof. Dr. Herman SEDEF'e ve sayın Prof. Dr. Mehmet SAĞBAŞ'a çok teşekkür ederim.

Tez savunma jürimde yer alarak katkılarını esirgemeyen sayın Dr. Öğr. Üyesi Zehra Gülru ÇAM TAŞKIRAN'a ve sayın Dr. Öğr. Üyesi Nurullah ÇALIK'a ayrı ayrı çok teşekkür ederim.

Sürecin başından bugüne, maddi manevi desteklerini bir an olsun esirgemeyen aile üyelerime, ayrı ayrı çok teşekkür ederim.

Mehmet Cem DİKBAŞ

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	vii
KISALTMA LİSTESİ	ix
ŞEKİL LİSTESİ	xiii
TABLO LİSTESİ	xviii
ÖZET	xix
ABSTRACT	xxi
1 GİRİŞ	23
1.1 Literatür Özeti.....	23
1.2 Tezin Amacı	36
1.3 Hipotez	36
2 ÖNERİLEN GEÇİŞ DİRENCİ TEMELLİ AKTİF ELEMANLAR	37
2.1 Farksal Gerilimli Geçiş Direnci Kuvvetlendiricisi (VDTRA)	37
2.1.1 VDTRA Aktif Devre Elemanının CMOS Tranzistörlerle Gerçekleştirilmesi.....	39
2.1.2 VDTRA Aktif Devre Elemanının Performans Analizi.....	41
2.2 Farksal Akımlı Geçiş Direnci Kuvvetlendiricisi (CDTRA)	46
2.2.1 CDTRA Aktif Devre Elemanının CMOS Transistörlerle Gerçekleştirilmesi (Birinci Versiyon)	48
2.2.2 CDTRA Aktif Devre Elemanının Performans Analizi.....	49
2.2.3 CDTRA Aktif Devre Elemanının CMOS Transistörlerle Gerçekleştirilmesi (İkinci Versiyon) ve Performans Analizi	54
3 BİR UCU TOPRAKLI VE İKİ UCU SERBEST FDNR SİMÜLATÖRÜ DEVRESİ	59
3.1 Önerilen FDNR SİMÜLATÖR Devresi.....	59
3.2 FDNR SİMÜLATÖR Devresi İçin Uygulama Örnekleri ve SİMÜLASYON Sonuçları.....	60
3.3 FDNR SİMÜLATÖR Devresinin Literatür Karşılaştırması	65
4 AKIM VE GEÇİŞ EMPEDANS MODLU ENSTRÜMANTASYON KUVVETLENDİRİCİ DEVRESİ	66
4.1 Önerilen Akım ve Geçiş Empedans Modlu Enstrümantasyon Kuvvetlendirici Devresi	66
4.2 Önerilen Devrenin SİMÜLASYON Sonuçları	68
4.2.1 Önerilen Enstrümantasyon Kuvvetlendiricisinde Akım Modu Çalışma İçin SİMÜLASYON Sonuçları	68

4.2.2 Önerilen Enstrümantasyon Kuvvetlendiricisinde Geçiş Empedansı Çalışma İçin Simülasyon Sonuçları	73
4.2.3 Önerilen Enstrümantasyon Kuvvetlendiricisi İçin Deneysel Sonuçlar	77
4.2.4 Önerilen Devrenin Literatür Karşılaştırması.....	79
5 AKIM VE GERİLİM MODLU TEK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI FİLTRE DEVRELERİ VE GERİLİM MODLU ÇOK GİRİŞLİ TEK ÇIKIŞLI FİLTRE DEVRESİ	81
5.1 Gerilim Modlu Üç Girişli Bir Çıkışlı Analog Filtre Tasarımı.....	81
5.2 Gerilim Modlu Bir Girişli Dört Çıkışlı Analog Filtre Tasarımı.....	88
5.3 Akım Modlu Bir Girişli Dört Çıkışlı Analog Filtre Tasarımı	91
6 CDTRA AKTİF ELEMANI KULLANILARAK PID KONTROLÖR VE FAZ İLERLEMELİ-GEÇİKMELİ KOMPANSATÖR TASARIMI	94
6.1 Önerilen PID Kontrolör Devresi.....	95
6.2 Önerilen PID Kontrolör Devresi İçin Kapalı Çevrim Kontrol Uygulaması	100
6.3 Faz İlerlemeli ve Gecikmeli Kompansatör Tasarımı	101
7 AKIM MODLU ve GEÇİŞ EMPEDANS MODLU TAM DALGA DOĞRULTUCU DEVRESİ	109
7.1 Önerilen Akım Ve Geçiş Empedans Modlu Tam Dalga Doğrultucu Devresi	109
7.2 Sadece MOS Transistörler İle Gerçeklenen Tam Dalga Doğrultucu Devresi	116
7.3 Sadece CDTRA Elemanının Ticari Olarak Üretilen Tümdevreler Kullanılarak Yapılan Eşdeğerine Ait Makromodel Kullanılarak Elde Edilen Simülasyon Sonuçları.....	120
8 SONUÇ VE ÖNERİLER	123
KAYNAKÇA	125
TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	135

SİMGE LİSTESİ

ω	Açısal frekans
Y	Admitans
I	Akım
w_{rm}	Aktif elemanın r_m parametresine ait köşe frekans değeri
$\varepsilon_{\alpha x}$	Aktif elemanın x ucu akım izleme hatası
α_x	Aktif elemanın x ucu akım kazancı
$\alpha_x(s)$	Aktif elemanın x ucu frekansa bağlı akım kazancı
$\mu_x(s)$	Aktif elemanın x ucu frekansa bağlı gerilim kazancı
$\varepsilon_{\mu x}$	Aktif elemanın x ucu gerilim izleme hatası
μ_x	Aktif elemanın x ucu gerilim kazancı
C_x	Aktif elemanın x ucu parazitik kapasite değeri
$w_{\mu x}$	Aktif elemanın x ucuna ait köşe frekans değeri
R_x	Aktif elemanın x ucuna ilişkin parazitik direnç değeri
L_x	Aktif elemanın x ucuna ilişkin parazitik endüktans değeri
$\varepsilon_{\alpha y}$	Aktif elemanın y ucu akım izleme hatası
α_y	Aktif elemanın y ucu akım kazancı
$\alpha_y(s)$	Aktif elemanın y ucu frekansa bağlı akım kazancı
$\mu_y(s)$	Aktif elemanın y ucu frekansa bağlı gerilim kazancı
$\varepsilon_{\mu y}$	Aktif elemanın y ucu gerilim izleme hatası
μ_y	Aktif elemanın y ucu gerilim kazancı
$w_{\mu y}$	Aktif elemanın y ucuna ait köşe frekans değeri
I_{bias}	Ayar akımı
C_{ox}	Birim alandaki kapı oksit kapasite değeri
K	Boltzman sabiti
R	Direnç
ω_0	Doğal frekans
L	Endüktans
Z	Empedans
f	Frekans
$r_m(s)$	Frekansa bağlı geçiş direnç parametresi
D	Frekansa bağlı negatif direnç

r_{m0}	Geçiş direncinin DC kazancı
r_m	Geçiş direnç parametresi
g_m	Geçiş iletkenlik parametresi
V	Gerilim
V_T	Isıl Gerilim
Q	Kalite Faktörü
C	Kapasite
T	Mutlak Sıcaklık
L	Yarıiletken transistör kanal genişliği
W	Yarıiletken transistör kanal uzunluğu
μ	Yarıiletken transistör taşıyıcı mobilitesi

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternating Current)
ASK	Genlik kaydırmalı anahtarlama (Amplitude shift keying)
BJT	Bipolar jonksiyonlu transistör (Bipolar junction transistor)
BPSK	İkili faz kaydırmalı anahtarlama (Binary phase shift keying)
CBTA	Akım geriyönlü geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (Current backward transconductance amplifier)
CCDCVC	Akım kontrollü diferansiyel akımlı gerilim izleyici (Current controlled differential current voltage conveyor)
CC	Akım taşıyıcı (Current conveyor)
CCCCTA	Akım kontrollü akım taşıyıcılı geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (Current controlled current conveyor transconductance amplifier)
CCI	Birinci nesil akım taşıyıcı (First generation current conveyor)
CCI+	Pozitif tip birinci nesil akım taşıyıcı (Positive type first generation current conveyor)
CCI-	Negatif tip birinci nesil akım taşıyıcı (Negative type first generation current conveyor)
CCII	İkinci nesil akım taşıyıcı (Second generation current conveyor)
CCII+	Pozitif tip ikinci nesil akım taşıyıcı (Positive type second generation current conveyor)
CCII-	Negatif tip ikinci nesil akım taşıyıcı (Negative type second generation current conveyor)
CCCII	İkinci nesil akım kontrollü akım taşıyıcı (Second generation current controlled current conveyor)
CCIII	Üçüncü nesil akım taşıyıcı (Third generation current conveyor)
CDA	Akım fark kuvvetlendiricisi (Current differencing amplifier)
CDBA	Gerilim izleyicili akım farkı kuvvetlendiricisi (Current differencing buffered amplifier)
CCCDBA	Akım kontrollü gerilim izleyicili akım farkı kuvvetlendiricisi (Current controlled current differencing buffered amplifier)
CDTA	Akım farkı geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (Current differencing transconductance amplifier)
CFOA	Akım geri beslemeli işlemsel kuvvetlendirici (Current feedback operational amplifier)

CFTA	Akım izleyicili geçiş iletkenlik kuvvetlendiricisi (Current follower transconductance amplifier)
CMOS	Tamamlayıcı metal oksit yarıiletken transistör (Complementary metal oxide semiconductor transistor)
CMRR	Ortak mod bastırma oranı (Common mode rejection ratio)
COA	Akım işlemsel kuvvetlendirici (Current operational amplifier)
DBTA	Farksal girişli tamponlu geiş iletkenlik kuvvetlendiricisi (Differential input buffered and transconductance amplifier)
DC	Doğru akım (Direct current)
DDA amplifier)	Diferansiyel fark kuvvetlendiricisi (Differencial difference
DDCC	Diferansiyel fark akım taşıyıcı (Differential difference current conveyor)
DDCCFA	Diferansiyel fark bütünler akım geribeslemeli kuvvetlendirici (Differential difference complementary current feedback amplifier)
DO-CCII	Çift çıkışlı ikinci nesil akım taşıyıcı (Dual output second generation current conveyor)
DO-CCCII	Çift çıkışlı ikinci nesil akım kontrollü akım taşıyıcı (Dual output second generation current controlled current conveyor)
DO-OTA	Çift çıkışlı işlemsel geiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (Dual output operational transconductance amplifier)
DXCCII	Çift X çıkışlı ikinci nesil akım taşıyıcı (Dual X second generation current conveyor)
DVCC	Diferansiyel gerilimli akım taşıyıcısı (Differential voltage current conveyor)
DVCCTA	Gerilim farkı alan akım taşıyıcılı geçiş iletkenlik kuvvetlendiricisi (Differential voltage current conveyor transconductance amplifier)
DVCFA	Diferansiyel gerilimli akım geri beslemeli kuvvetlendirici (Differential voltage current feedback amplifier)
DXCCII	Çift X uçlu ikinci nesil akım taşıyıcı (Dual X second generation current conveyor)
DVTC	Farksal gerilimden akım dönüştürücü (Differential voltage to current converter)
EX-CCII	Ekstra X akım taşıyıcı (Extra X current conveyor)
FDCCII	Tamamen farksal akım taşıyıcı (Fully differential current conveyor)
FDNR	Frekansa bağımlı negatif direnç (Frequency dependent negative resistor)

FTFN	Dört uclu yüzen nulör (Four terminal floating nullor)
FTFNTA	Dört terminalli iki ucu serbest geçiş iletkenlik kuvvetlendiricisi (Four terminal floating nullor transconductance amplifier)
GIC	Genelleştirilmiş imitans çevirici (Generalized immitance converter)
ICCI	Eviren ikinci nesil akım taşıyıcı (Inverting second generation current conveyor)
INIC	Eviren negatif empedans çevirici (Inverting negative empedance converter)
MCCII	Değiştirilmiş üçüncü nesil akım taşıyıcı (Modified third generation current conveyor)
MCDBA	Değiştirilmiş gerilim izleyicili akım farkı kuvvetlendiricisi (Modified current differencing buffered amplifier)
MCFOA	Modifiye edilmiş akım geribeslemeli işlemsel kuvvetlendirici (Modified current feedback operational amplifier)
MVDTA	Modifiye edilmiş gerilim farkını alan geçiş iletkenlik kuvvetlendiricisi (Modified differential voltage transconductance amplifier)
MO-CCCI	Çok çıkışlı akım kontrollü akım taşıyıcı (Multiple output current controlled conveyors)
MOCC	Çok çıkışlı akım taşıyıcı (Multiple output current conveyor)
MO-CCCTA	Çok çıkışlı akım kontrollü akım taşıyıcılı geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (Multiple output current controlled current conveyor transconductance amplifier)
MOSFET	Metal oxide semiconductor field effect transistor (Metal oksit yarıiletken alan etkili transistör)
MOS	Metal oksit yarıiletken transistör (Metal oxide semiconductor transistor)
MRC	MOS direnç devresi (MOS resistive circuit)
MVDVTA	Modifiye edilmiş farksal gerilimli geçiş iletkenlik kuvvetlendiricisi (Modified differential voltage transconductance amplifier)
NF	Çentik filtre (Notch filter)
OFCC	İki ucu serbest işlemsel akım taşıyıcı (Operational floating current conveyor)
Op-Amp	İşlemsel kuvvetlendirici (Operational amplifier)

OTA	İşlemsel geiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (Operational transconductance amplifier)
OTRA	İşlemsel geiş direnç kuvvetlendiricisi (Operational transresistance amplifier)
PD	Oransal türevsel (Proportional derivative)
PI	Oransal integral (Proportional integral)
PID	Oransal integral türevsel (Proportional integral derivative)
PSPICE	Personal simulation program with integrated circuit emphasis
UVC	Evrensel gerilim taşıyıcısı (Universal Voltage Conveyor)
VC	Gerilim taşıyıcısı (Voltage conveyor)
VCII-	Negatif Tip İkinci Nesil Gerilim Taşıyıcı (Negative Type Second Generation Voltage Conveyor)
VDCC	Farksal Gerilimli Akım Taşıyıcı (Difference Voltage Current Conveyor)
VDGA	Farksal gerilimli kazanç kuvvetlendiricisi (Differential voltage gain amplifier)
VDTA	Farksal Gerilimli Geçiş İletkenlik Kuvvetlendiricisi (Differential voltage transconductance amplifier)

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1	VDTRA aktif devre elemanının sembolü	38
Şekil 2.2	VDTRA aktif devre elemanının bağımlı kaynaklarla oluşturulmuş küçük işaret eşdeğer devresi.....	38
Şekil 2.3	VDTRA aktif elemanına ait olası bir tasarım	39
Şekil 2.4	CMOS transistörler ile olası bir VDTRA aktif devre elemanı gerçekleştirilmesi	40
Şekil 2.5	$v_y = 0V$ iken $v_z = v_x - v_y$ tanım bağıntısı için VDTRA'nın DC analizi...	41
Şekil 2.6	$v_x = 0V$ iken $v_z = v_x - v_y$ tanım bağıntısı için VDTRA'nın DC analizi	42
Şekil 2.7	$i_x = i_w$ ve $i_y = -i_w$ tanım bağıntıları için VDTRA'nın DC analizi.....	42
Şekil 2.8	$v_w = r_m i_z$ tanım bağıntısı için VDTRA'nın DC analizi	43
Şekil 2.9	$v_w = r_m i_z$ tanım bağıntısı için VDTRA'nın DC analizine ait yakınlştırılmış simülasyon sonucu	43
Şekil 2.10	$v_z = v_x - v_y$ tanım bağıntısı için VDTRA'nın AC analizi ile elde edilen genlik-frekans karakteristiği.....	44
Şekil 2.11	$i_x = i_w$ ve $i_y = -i_w$ tanım bağıntıları için VDTRA'nın AC analizi ile elde edilen genlik-frekans karakteristiği	45
Şekil 2.12	VDTRA aktif elemanının kayıplı eşdeğer devre modeli	45
Şekil 2.13	CDTRA aktif devre elemanının sembolü.....	47
Şekil 2.14	CDTRA aktif devre elemanının bağımlı kaynaklarla oluşturulmuş küçük işaret eşdeğer devresi	47
Şekil 2.15	CMOS transistörler ile olası bir CDTRA aktif devre elemanı gerçekleştirilmesi (birinci versiyon)	48
Şekil 2.16	$v_w = v_z$ tanım bağıntısı için CDTRA'nın DC analizi	50
Şekil 2.17	$i_z = i_x$ ve $i_{zc} = i_x$ tanım bağıntıları için CDTRA'nın DC analizi	50
Şekil 2.18	$v_x = r_m(i_p - i_n)$ tanım bağıntısı için CDTRA'nın DC analizi	51
Şekil 2.19	Farklı Ibias değerleri için $v_x = r_m(i_p - i_n)$ tanım bağıntısına ait CDTRA'nın DC analizi.....	51
Şekil 2.20	CDTRA'nın r_m parametresinin frekansa bağlı olarak değişimi	52
Şekil 2.21	CDTRA aktif elemanının kayıplı eşdeğer devre modeli	53
Şekil 2.22	CMOS transistörler ile olası bir CDTRA aktif devre elemanı gerçekleştirilmesi (ikinci versiyon).....	54
Şekil 2.23	$v_w = v_z$ tanım bağıntısı için CDTRA'nın DC analizi (ikinci versiyon CDTRA MOS devre için)	56
Şekil 2.24	$i_z = i_x$ ve $i_{zc} = i_x$ tanım bağıntıları için CDTRA'nın DC analizi (ikinci versiyon CDTRA MOS devre için)	56

Şekil 2.25 $v_x = r_m(i_p - i_n)$ tanım bağıntısı için CDTRA'nın DC analizi (ikinci versiyon CDTRA MOS devre için)	57
Şekil 2.26 Farklı I_{bias} değerleri için $v_x = r_m(i_p - i_n)$ tanım bağıntısına ait CDTRA'nın DC analizi (ikinci versiyon CDTRA MOS devre için)	57
Şekil 3.1 Önerilen İki Ucu Serbest Yapıda Olan FDNR Simülatör Devresi	59
Şekil 3.2 FDNR simülatör devresi için uygulama örneği devresi a) band geçiren <i>RLC</i> Devresi, b) band geçiren <i>CRD</i> devresi.....	60
Şekil 3.3 Band geçiren <i>RLC</i> ve <i>CRD</i> filtrelerine ait genlik-frekans karakteristikleri.....	61
Şekil 3.4 Farklı I_{bias} akım değerleri için band geçiren <i>CRD</i> filtre frekans karakteristikleri.....	61
Şekil 3.5 Farklı I_{bias} akım değerleri için FDNR simülatörü devresinin empedans-frekans karakteristikleri	62
Şekil 3.6 Band geçiren <i>CRD</i> filtre devresi için zaman domen analizi, giriş ve çıkış gerilim işaretleri	62
Şekil 3.7 Band geçiren <i>CRD</i> filtre devresine ilişkin giriş ve çıkış işaretlerinin frekans spektrumu	63
Şekil 3.8 Band geçiren <i>CRD</i> filtre devresi için sıcaklık analizi	63
Şekil 3.9 Band geçiren <i>CRD</i> filtre devresi için gürültü analizi	63
Şekil 3.10 Beşinci dereceden yüksek geçiren filtre devreleri (a) Yüksek geçiren <i>RLC</i> filtre devresi (B) Yüksek geçiren <i>CRD</i> filtre devresi	64
Şekil 3.11 Beşinci dereceden yüksek geçiren filtre devresine ait kazanç-frekans karakteristikleri.....	64
Şekil 4.1 Önerilen akım ve geçiş empedans modlu enstrümantasyon kuvvetlendirici devresi	66
Şekil 4.2 Farklı R_1 direnci değerleri için, farksal akım frekans kazanç karakteristikleri ($r_m=1800 \Omega$)	69
Şekil 4.3 Uyuşmazlık etkisi koşullarında farksal akım kazancının istatistiksel dağılımı	70
Şekil 4.4 Farklı I_{bias} ayar akımı değerleri için, farksal akım frekans kazanç karakteristikleri ($R_1=100 \Omega$)	70
Şekil 4.5 Üç farklı sıcaklık değeri için, farksal akım frekans kazanç karakteristikleri ($R_1 = 10 \Omega$ $I_{bias} = 100 \mu A$)	71
Şekil 4.6 <i>CMRR</i> frekans karakteristikleri.....	71
Şekil 4.7 Uyuşmazlık etkisi koşullarında <i>CMRR</i> değeri istatistiksel dağılımı.....	72
Şekil 4.8 Enstrümantasyon kuvvetlendirici akım modu çalışmaya ait geçici hal analizi.....	73
Şekil 4.9 Farksal geçiş empedans kazanç frekans karakteristikleri	73
Şekil 4.10 Farksal geçiş empedans kazanç frekans karakteristikleri	74

Şekil 4.11 Farksal geçiş empedans kazanç frekans karakteristikleri	75
Şekil 4.12 Uyuşmazlık etkisi koşullarında farksal geçiş empedans kazancı değerinin istatistiksel dağılımı	75
Şekil 4.13 Gerilim çıkışına ve farksal akım girişine ilişkin gürültünün frekansa bağlı değişimi	76
Şekil 4.14 Enstrümantasyon kuvvetlendirici geçiş empedansı modu çalışmaya ait geçici hal analizi	76
Şekil 4.15 Ticari aktif devre elemanları kullanılarak gerçekleştirilen enstrümantasyon kuvvetlendirici devresi	77
Şekil 4.16 Giriş işaretinin farklı frekanslı değerleri için gerilim çıkışına ve girişine ait osiloskop ekran görüntüleri	78
Şekil 4.17 Giriş işaretinin farklı frekanslı değerleri için akım çıkışına ve girişine karşılık gelen osiloskop ekran görüntüleri.....	79
Şekil 5.1 Önerilen gerilim modlu üç girişli bir çıkışlı analog filtre devresi.....	82
Şekil 5.2 Gerilim modlu üç girişli bir çıkışlı filtre devresine ait genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri	85
Şekil 5.3 Farklı I_{bias} değerleri için elde edilen alçak geçiren filtreye ait genlik- frekans karakteristikleri	86
Şekil 5.4 Önerilen devrenin alçak geçiren filtre için zaman domen simülasyon sonuçları.....	87
Şekil 5.5 Önerilen devrenin band geçiren filtre için yüksek kalite faktörü değerinin sağlandığı duruma ait genlik-frekans ve faz-frekans karakteristiklerine ait simülasyon sonuçları	88
Şekil 5.6 Gerilim modlu bir girişli dört çıkışlı filtre devresi	88
Şekil 5.7 Önerilen gerilim modlu bir girişli dört çıkışlı filtre devresine ait genlik- frekans karakteristikleri	90
Şekil 5.8 Önerilen gerilim modlu bir girişli dört çıkışlı filtre devresine ait faz- frekans karakteristikleri	90
Şekil 5.9 Farklı I_{bias} değerleri için elde edilen band geçiren filtre için genlik- frekans karakteristiklerine ait simülasyon sonuçları.....	91
Şekil 5.10 Akım modlu bir girişli dört çıkışlı filtre devresi	92
Şekil 5.11 Akım modlu bir girişli dört çıkışlı filtre devresine ait genlik-frekans ve faz-frekans karakteristiklerine ait simülasyon sonuçları	93
Şekil 6.1 CDTRA aktif devre elemanı temelli, geçiş empedans modlu PID devresi	95
Şekil 6.2 Önerilen PID devresinin genlik-frekans karakteristiği (geçiş empedans modu).....	96
Şekil 6.3 Önerilen PID devresinin faz-frekans karakteristiği (geçiş empedans modu).....	97

Şekil 6.4	Önerilen PID devresinin farklı r_m parametre değerleri için elde edilen genlik-frekans karakteristiği (geçiş empedans modu)	97
Şekil 6.5	Önerilen PD devresinin genlik-frekans karakteristiği (akım modu)	98
Şekil 6.6	Önerilen PD devresinin faz-frekans karakteristiği (akım modu)	98
Şekil 6.7	Gerilim modunda çalışan PID kontrolör devresi	99
Şekil 6.8	Önerilen PID devresinin genlik-frekans karakteristiği (gerilim modu)	99
Şekil 6.9	Kapalı çevrim kontrol sistemi	100
Şekil 6.10	Kapalı çevrim kontrol sistemine ait zaman domen simülasyon sonuçları	100
Şekil 6.11	Farklı r_m parametre değerleri için kapalı çevrim kontrol sistemine ait zaman domen simülasyon sonuçları	101
Şekil 6.12	Önerilen geçiş empedans modlu faz ilerlemeli ve faz gecikmeli kompensatör devresi	101
Şekil 6.13	Önerilen gerilim modlu faz ilerlemeli ve faz gecikmeli kompensatör devresi	102
Şekil 6.14	Faz ilerlemeli kompanzasyon işlemine ait genlik-frekans karakteristiği	103
Şekil 6.15	Faz ilerlemeli kompanzasyon işlemine ait faz-frekans karakteristiği	103
Şekil 6.16	Farklı I_{bias} akımları için elde edilen faz ilerlemeli kompanzasyon işlemine ait genlik-frekans karakteristikleri	104
Şekil 6.17	Farklı I_{bias} akımları için elde edilen faz ilerlemeli kompanzasyon işlemine ait faz-frekans karakteristikleri	104
Şekil 6.18	Faz gecikmeli kompanzasyon işlemine ait genlik-frekans karakteristiği	105
Şekil 6.19	Faz gecikmeli kompanzasyon işlemine ait faz-frekans karakteristiği	105
Şekil 6.20	Önerilen faz ilerlemeli-gecikmeli kompanzator devresi	106
Şekil 6.21	Faz ilerlemeli-gecikmeli kompanzasyon işlemine ait genlik-frekans karakteristiği	106
Şekil 6.22	Faz ilerlemeli-gecikmeli kompanzasyon işlemine ait faz-frekans karakteristiği	107
Şekil 6.23	Faz ilerlemeli-gecikmeli kompanzasyon işlemine ait birinci ve ikinci kat yer değiştirdiğinde elde edilen faz-frekans karakteristiği	107
Şekil 7.1	Önerilen akım ve geçiş empedans modlu tam dalga doğrultucu devresi	109
Şekil 7.2	v_{c1} gerilim çıkışına ilişkin simülasyon sonuçları	111
Şekil 7.3	i_c ve v_{c2} çıkışlarına ait simülasyon sonuçları	112

Şekil 7.4 Sinüsoidal giriş akım işareti için i_c çıkış ucuna ilişkin zaman domen analizleri.....	113
Şekil 7.5 v_{c2} çıkışına ilişkin zaman domen simülasyon sonuçları a) $f_g = 1$ kHz için, b) $f_g = 500$ kHz için	114
Şekil 7.6 i_c Çıkışına ait farklı I_{bias} değerleri için elde edilen zaman domen simülasyon sonuçları.....	115
Şekil 7.7 v_{c2} çıkışına ait farklı I_{bias} değerleri için elde edilen zaman domen simülasyon sonuçları.....	115
Şekil 7.8 MRC yapısı ile gerçekleştirilen tam dalga doğrultucu devresi.....	116
Şekil 7.9 MRC yapılı tam dalga doğrultucu devresinde V_{c1} değişken iken elde edilen akım ve gerilim çıkışlarına ait simülasyon sonuçları.....	118
Şekil 7.10 MRC yapılı tam dalga doğrultucu devresinde V_{c2} değişken iken elde edilen akım ve gerilim çıkışlarına ait simülasyon sonuçları.....	119
Şekil 7.11 Ticari Aktif Devre Elemanları Kullanılarak Gerçekleştirilen CDTRA Aktif Elemanı Gerçeklemesi	120
Şekil 7.12 Ticari tümdevreler ile elde edilen CDTRA elemanı kullanılarak gerçekleştirilen tam dalga doğrultucu devresine ait DC analiz sonuçları.....	121
Şekil 7.13 Ticari tümdevreler ile elde edilen CDTRA elemanı kullanılarak gerçekleştirilen tam dalga doğrultucu devresine ait zaman domen analiz sonuçları.....	122

TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1	CMOS transistörlerin boyutları	40
Tablo 2.2	VDTRA aktif elemanın lineer çalışma koşulları	44
Tablo 2.3	VDTRA aktif devre elemanı parazitik empedans değerleri.....	46
Tablo 2.4	VDTRA aktif devre elemanı ideal olmayan devre parametreler ve köşe frekansları.....	46
Tablo 2.5	CMOS tranzistörlerin boyutları (birinci versiyon CDTRA mos devre için)	49
Tablo 2.6	CDTRA aktif elemanın lineer çalışma koşulları	52
Tablo 2.7	CDTRA aktif devre elemanı parazitik empedans değerleri	53
Tablo 2.8	CDTRA aktif devre elemanı ideal olmayan devre parametreler ve köşe frekansları.....	54
Tablo 2.9	CMOS tranzistörlerin boyutları (ikinci versiyon CDTRA MOS devre için)	55
Tablo 2.10	CDTRA aktif elemanın lineer çalışma koşulları (ikinci versiyon CDTRA MOS devre için)	58
Tablo 2.11	CDTRA aktif devre elemanı parazitik empedans değerleri (ikinci versiyon CDTRA mos devre için).....	58
Tablo 3.1	VDTRA aktif devre elemanı temelli FDNR gerçekleştirilmesi: literatür karşılaştırması.....	65
Tablo 4.1	CDTRA aktif devre elemanı temelli enstrümantasyon kuvvetlendirici gerçekleştirilmesi için literatür karşılaştırması	80
Tablo 6.1	CDTRA aktif devre elemanı temelli PID kontrolör gerçekleştirilmesi için literatür karşılaştırması	108

Geçiş Direnci Temelli Aktif Elemanlar İle Avantajlı Devre Uygulamaları

Mehmet Cem DİKBAŞ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Danışman: Doç. Dr. Umut Engin AYTEN

Aktif devre elemanları, arzu edilen matematiksel işlem ve fonksiyonları gerçekleştirmek üzere teşkil edilmiş kullanışlı devre bloklarıdır. Analog elektronik tasarımı probleminde, aktif devre elemanlarından faydalanmak tasarım sürecini basitleştirmekte ve hızlandırmaktadır.

Önerilen ilk aktif devre elemanı İşlemsel Kuvvetlendiricidir (Op-Amp). Gerilim çalışma modunda çalışan oldukça kullanışlı bu aktif devre elemanı sabit bir kazanç bant genişliğine sahiptir. Sıklıkla kullanılan ve ilk aktif devre elemanları arasında yer alan diğer bir aktif devre elemanı ise İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisidir (OTA). Geçiş iletkenlik çalışma modunda çalışır. Analog ve dijital elektronik devrelerin birlikte varolduğu hibrit sistemlerde sıklıkla kullanılmaktadır. Süreç içerisinde, akım modlu çalışmanın sağladığı avantajlar daha belirgin olarak ortaya çıkmıştır. Öyleki, akım çalışma modunda, sabit kazanç bant genişliği sorunu ortadan kalkmakta olup, daha yüksek çalışma frekanslarına ulaşmanın mümkün olduğu gözlemlenmiştir. Söz konusu bu avantajlar neticesinde, diğer bir sıklıkla kullanılan ve akım çalışma modunda çalışan aktif devre elemanı, Akım Taşıyıcı (CC) tanıtılmıştır.

Günümüzde, aktif devre elemanı tasarımı hali hazırda araştırmacılar için ilgi odağı olmayı sürdürmektedir. Öyleki, yukarıda sıralanan aktif devre elemanlarının tanıtılmasından günümüze, sürekli olarak yeni aktif devre elemanı önerileri tanıtılmakta, önerilmekte ve avantajlı devre uygulamaları ile sunulmaktadır.

Bu tez çalışmasında, analog devre elemanı tasarımı üst başlığı altında, eksikliği hissedilen bir saha olarak geçiş empedans çalışma modlu aktif devre elemanları ve uygulamaları ve bu eksikliğe cevaben önerilen yeni aktif devre elemanları, avantajlı uygulamaları ile verilmiştir.

Tanıtılan aktif elemanlar, Metal-Oksit Yarıiletken (MOS) transistörler kullanılarak gerçekleştirilmiş, çalışabilirlik, karakteristiklerin ve çalışma bölgelerinin tespiti maksadıyla çeşitli AC/DC analizler yürütülmüştür.

Önerilen aktif devre elemanlarından bir tanesi olan Farksal Gerilimli Geçiş Direnci Kuvvetlendiricisi (VDTRA) kullanılarak, avantajlı bir Frekansa Bağımlı Negatif Direnç (FDNR) simülatör devre gerçeklemesi uygulama örneği olarak sunulmuş, avantajları ortaya konulmuştur.

Yine, önerilen diğer bir aktif devre elemanı olan Farksal Akımlı Geçiş Direnci Kuvvetlendiricisi (CDTRA) temelli entrümentasyon kuvvetlendirici devre yapısı önerilmiştir. Diğer uygulama örnekleri olarak, CDTRA temelli tam dalga doğrultucu devre önerisi ve PID kontrolör ve faz ilerlemeli-gecikmeli kompanzatör tasarımı önerisi sunulmuştur.

Tez çalışması sürecinde, geliştirilen ve önerilen devre yapıları ve tasarımların çalışabilirliği, performans analizleri PSPICE ortamında simülasyonları gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Aktif elemanlar, geçiş direnci, farksal gerilimli geçiş direnci kuvvetlendiricisi, farksal akımlı geçiş direnci kuvvetlendiricisi

Transresistance Based Active Components with Advantageous Circuit Applications

Mehmet Cem DİKBAŞ

Department of Electronics and Communications Engineering

Doctor of Philosophy Thesis

Supervisor: Doç. Dr. Umut Engin AYTEN

Active components are useful electronic building blocks to perform desired mathematical operations and functions. Analog electronics design problem enjoys to employ active components to yield into faster and simplified solutions. The first announced active component is Operational Amplifier (Op-Amp). Immensely versatile this active component, operates in voltage mode and has a constant gain bandwidth product. Another well respected active component Operational Transconductance Amplifier (OTA), has a very wide use in mixed signal system designs.

Studies over current mode operation had shown that it had got superiorities over voltage mode operation, such as, theoretically unlimited gain bandwidth product, and their ability to operate in higher frequencies. These advantages resulted in rise of attraction through researchers, thus Current Conveyor (CC) was announced.

Present day, active components keep to be a source of excitement for researchers. New active components are being introduced together with their advantageous application examples.

The projection of this thesis is, recognition of deficiency for transimpedance mode operation examples in the area, then introduction of new active components and presentation of supportive design examples as an opportunity to show functionality and advantageous sides of designs.

Implementations for introduced active components are covered using Metal-Oxide Semiconductor (MOS) transistors. Various DC and AC analysis are performed to obtain characteristics to see the functionality, to determine linear operation regions, and maximum operation frequencies.

An advantageous Frequency Dependent Negative Resistor (FDNR) simulator circuit proposal using one of two introduced active components Voltage Difference Transresistance Amplifier (VDTRA) is given as an application example. An instrumentation amplifier circuit proposal based on the other introduced active component Current Difference Transresistance Amplifier (CDTRA) is given as another application example. One of many features the introduced instrumental amplifier has is its ability to operate in both current mode operation and transimpedance mode operation in a single body.

A full wave rectifier circuit using CDTRA to operate in both current mode operation and transimpedance mode operation is formed. A PID controller and leadlag compensator realization using CDTRA is also given.

PSPICE simulations are performed on verification purposes.

Keywords: Active elements, transresistance, voltage difference transresistance amplifier, current difference transresistance amplifier

1.1 Literatür Özeti

Elektronik devreler, girişlerine uygulanan elektriksel işaretleri, tasarımın hedefleri çerçevesinde belirli işlemlerden geçirerek çıkışlarında elektriksel işaretler üreten devre yapılarıdır. Elektronik sistemler ise, bünyelerinde birçok elektronik devreyi barındıran, fiziksel çevreden aldıkları, elektriksel olan veya olmayan bilgileri işleyen ve işledikleri bu bilgileri tekrar fiziksel çevreye elektriksel olan veya olmayan bilgiler olarak sunan sistemlerdir. Fiziksel çevreden alınan ve fiziksel çevreye sunulan bilgiler birçok uygulamada elektriksel olmayan analog bilgilerdir.

Elektronik sistemler, hibrit sistemlerdir. Bilgilerin işlendiği bölüm sayısal elektronik devrelerden ibarettir. Sayısal elektronik devreler, gürültü marjları, dolayısıyla parazitik bozucu işaretlerden etkilenmemeleri, kontrol edilebilirlik, hata denetimi, programlanabilme, tasarımın kolaylığı ve benzeri birçok üstünlüğe sahip olması sebebi ile bilginin işlenmesi görevini üstlenmektedir. Diğer yandan, fiziksel çevreden elde edilen bilgiler, bilgilerin işlendiği sayısal elektronik devrelere hiçbir ön işlem olmaksızın tatbik edilemezler. Fiziksel çevreden elde edilen bu bilgilerin öncelikle elektriksel işaretlere dönüştürülmesi, elektriksel kuvvetlendirme ve filtreleme işlemleri, analog elektriksel işaretlerin sayısal elektriksel işaretlere dönüştürülmesi ve benzeri ön işlemler gereklidir. Sıralanan bu işlemler, analog elektronik devreler tarafından yerine getirilmektedir.

Elektriksel işaretlerin kuvvetlendirilmesi ve filtreleme işlemleri, analog kuvvetlendiriciler ve analog filtreler tarafından gerçekleştirilen ve bir elektronik sistem çalışmasında sıklıkla karşılaşılan, ihtiyaç duyulan işlemlerdir [1]. Elektriksel işaretler üzerinde kuvvetlendirme ve filtreleme işlemlerinde, tanım bağıntıları ve karakteristikleri ile sunulan elektronik aktif elemanlardan faydalanılmaktadır.

Elektronik aktif eleman, iç yapısı yarı iletken devre elemanları olan transistörlerden teşkil edilen elektronik devre; devre şematik gösteriminde, giriş ve çıkış uçları olan bir kutu; matematiksel modelinde ise, giriş ve çıkış uçları arasındaki ilişkileri gösteren tanım bağıntıları ile verilir.

Günümüzde, elektronik aktif elemanlar çok çeşitlidir. Birçok elektronik aktif eleman, bilimsel çalışmaların konusu olarak literatürdeki yerlerini almış, bunların bazılarına ait prototipler üretilmişken, az sayıdaki bazı elektronik aktif elemanlar ise seri üretimleri gerçekleştirilmekte olup ticari ürünler olarak raflardaki yerlerini almışlardır.

Elektronik aktif elemanların kısa bir tarihçesine bakılırsa, önerilen ve üretimi gerçekleştirilen ilk aktif eleman, İşlemsel Kuvvetlendirici (Op-Amp) aktif devre elemanıdır [2]. 1941 senesinde, U.S. Patent 2,401,779 patent numarası ile birlikte, çok amaçlı, DC kuplaj ve yüksek kazançlı, eviren geri beslemeli kuvvetlendirici, Toplayıcı Kuvvetlendirici adı altında Karl D. Swartzel tarafından Bell Laboratuvarlarında tanıtılmıştır. Transistörün keşfedilmesinden yaklaşık on yıl öncesine denk gelen söz konusu bu Op-Amp gerçeklemesi, vakum tüpü temelli bir tasarımıdır. 1954 senesinde yarı iletken transistörün keşfi, ve üretim proseslerindeki yenilikler neticesinde, 1961 senesinde yarı iletken transistörleri kullanan tümleşik olmayan bir devre olarak üretilmiş ve pazara sunulmuştur. 1963 senesinde ise, yarı iletken transistör temelli ilk tümleşik Op-Amp devresi Bob Widlar tarafından tasarlanmış ve Fairchild Semiconductor firması tarafından üretilmiştir.

Sıklıkla kullanılan ve ticari üretimi yapılan diğer bir aktif eleman OTA aktif devre elemanıdır [3]-[5]. Gerilim kontrollü akım kaynağı olan OTA, ilk olarak 1969 senesinde tümleşik devre olarak, Radio Corporation of America firması tarafından ,CA3080 ürün kodu ile, ticari ürün haline getirilmiştir. Elektronik olarak ayarlanabilen kuvvetlendiricilerin, filtrelerin ve osilatörlerin tasarımlarında kullanılan OTA aktif elemanlarının ilk versiyonları, iyileştirilmesi, çözüm üretilmesi gereken bir takım sorunları barındırdığı raporlanmıştır. Girişlerine uygulanan gerilim seviyelerinin artması neticesinde sergiledikleri yüksek harmonik distorsiyon ve o yıllardaki transistör teknolojisine ait sıcaklık

parametrelerinin neticesi olarak OTA'nın sıcaklık değişimlerine karşı hassasiyetinin yüksek oluşu olmuştur. İlerleyen süreçte, bilim dünyası tarafından, transistör teknolojisindeki gelişmelerin de ışığı altında, OTA üzerinde iyileştirmeler önerilmiştir ve bu iyileştirmelerin neticesinde, günümüzde OTA, analog elektronik devre uygulamalarında sıklıkla kullanılan aktif devre elemanları arasındaki vazgeçilmez yerini almıştır.

Analog devre uygulamalarının sıklıkla kullandığı bir başka aktif eleman olarak, akım taşıyıcılardan bahsedilebilir. 1968 senesinde, Smith ve Sedra tarafından önerilmiş, tanıtılmıştır [6]. 1970 senesinde, aynı kişiler, ikinci nesil akım taşıyıcıyı (CCII) tanıtmışlardır. Önerildiği ilk seneleri takip eden on senelik süre zarfında, o dönemki bilim çevrelerinin büyüteç merceklerinin, Op-Amp ve uygulamaları üzerinde olması sebebi ile, akım taşıyıcılar ve uygulamaları konusundaki çalışmalar yetersizdir, ve aktif elemanın belli bir süre boyunca kavramsal bir aktif eleman olarak değerlendirilmesine neden olmuştur. Devam eden süreç içerisinde, tümdevre teknolojisindeki yenilikler neticesinde, akım taşıyıcıların tümleşik devre olarak gerçekleştirilebilmesinin kolaylığı fark edilmiştir. Bu farkındalık, devam eden süreçte akım taşıyıcı ile ilgili çalışmaların büyük bir kısmının, teoriden ziyade tümleşik devre tasarımına olan uygunluğu üzerinedir. Yine de, süreç içerisinde az sayıda olsa da, akım taşıyıcı devre davranışından ziyade, devre yapısına odaklanan ve yeni nesil akım taşıyıcıların önerildiği çalışmalar mevcuttur [7], [8].

İşlemsel kuvvetlendirici ile başlayan, işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendirici ve akım taşıyıcılar ile devam eden süreç ve tümleşik devre teknolojisindeki gelişmeler neticesinde, günümüz elektronik aktif eleman envanteri oldukça zengindir. İşlemsel Kuvvetlendirici (Op-Amp), Norton Kuvvetlendirici (CDA), İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (OTA), Birinci-İkinci-Üçüncü Nesil Akım Taşıyıcılar (CCI-CCII-CCIII), Akım Geribeslemeli İşlemsel Kuvvetlendirici (CFOA), Dört Uçlu Yüzen Nulör (FTFN), Akım İşlemsel Kuvvetlendiricisi (COA), Diferansiyel Gerilimli Akım Taşıyıcısı (DVCC), Gerilim İzleyicili Akım Fark Kuvvetlendiricisi (CDBA), Akım Farkı Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (CDTA), İşlemsel Geçiş Direnci Kuvvetlendiricisi (OTRA), literatürde yer alan elektronik aktif elemanlardan bazılarıdır.

Literatürde yer alan, elektronik aktif elemanlar ve uygulamaları konu başlıklı çalışmalar incelendiğinde, araştırmacıların ulaşmaya çalıştıkları hedeflerin çeşitlilik gösterdiği görülmektedir. Tümdevre teknolojisi sürekli ilerlemektedir, bu sebeple, elektronik aktif elemanlar konusunda çalışan bir takım araştırmacılar, ilerleyen tümdevre teknolojisinin mevcut aktif elemanların performansı üzerindeki etkilerini ortaya koyan çalışmalar önermektedirler. Diğer bir grup araştırmacıların hedefi olarak ise, mevcut aktif elemanlara ait devre topolojilerini geliştirmek ve daha avantajlı devre yapılarına ulaşmak gösterilebilir.

Bu tez çalışmasında literatürde daha az rastlanan geçiş direnci temelli aktif elemanlar ve avantajlı devre uygulamaları konusu ele alınmıştır. Bu çalışma öncesinde, literatürde mevcut bulunan, uygulamaları ile zenginleştirilmiş ve bu sayede avantajlı yönleri ortaya konulmaya çalışılmış geçiş direnci temelli aktif eleman, İşlemsel Geçiş Direnci Kuvvetlendiricisidir (OTRA). OTRA aktif devre elemanı, kurgulanışı, devre yapısı ve davranışı, ve matematiksel modeli itibari ile, bu tez çalışmasında sunulan geçiş direnci temelli aktif elemanlardan bütünüyle farklı bir aktif elemandır. OTRA aktif devre elemanı, geçiş direnci ideal durumda sonsuz, dolayısıyla, ideal durumda, açık çevrim devre kazancı sonsuz olan geçiş empedans modlu aktif bir devre elemanıdır [9]. Dolayısıyla, geçiş direnci temelli bir aktif eleman olmasına rağmen, geçiş direnci OTRA aktif elemanı için bir parametre değildir. OTRA aktif elemanı ile gerçekleştirilen lineer uygulamalarda, aktif elemanın uygun geri beslemeler seçilerek kapalı çevrim olacak şekilde konfigüre edildiği görülmektedir. Bunun haricinde, literatürde, geçiş direnci temelli olarak sadece bir adet çalışmaya rastlanmıştır [131]. Bu çalışmada endüktans simulator devresi gerçekleştirilmiştir ve sonrasında bu aktif eleman kullanılarak herhangi bir avantajlı devre uygulaması literature sunulmamıştır.

Bu tez çalışmasında, geçiş direnci temelli aktif eleman önerileri ve söz konusu bu aktif devre elemanlarını kullanan avantajlı devre yapıları ele alınmıştır. Önerilen aktif devre elemanları, değeri dinamik olarak ayarlanabilen geçiş direnci parametresine sahiptir. Önerilen aktif elemanları kullanacak olan uygulamanın

gereksinimlerine bağı olarak, kapalı veya açık çevrim çalışacak şekilde kurgulanabilir, konfigüre edilebilir.

Geçiş direnci temelli iki adet aktif devre elemanı önerilmiştir. Bunlar, Farksal Gerilimli Geçiş Direnci Kuvvetlendiricisi (VDTRA) ve Farksal Akımlı Geçiş Direnci Kuvvetlendiricisi (CDTRA) aktif devre elemanlarıdır.

Tanıtilen bu aktif devre elemanlarını kullanan örnek devre uygulamaları ve avantajları ele alınmıştır. İlk uygulama olarak, VDTRA aktif devre elemanı kullanılarak, FDNR simülatör devre gerçeklemesi yapılmıştır ve avantajları gösterilmiştir. Bir diğer uygulama, CDTRA aktif devre elemanı kullanılarak gerçekleştirilen enstrümantasyon kuvvetlendirici örnek uygulamasıdır. VDTRA aktif devre elemanı kullanılarak, akım ve gerilim modlu tek giriş çok çıkışlı, gerilim modlu çok giriş tek çıkışlı filtre devresi örnek uygulaması verilmiştir. CDTRA aktif devre elemanı temelli PID kontrolör devre gerçeklemesi ve faz ilerlemeli-gecikmeli kompensatör devre gerçeklemesi sunulmuştur. CDTRA aktif devre elemanı kullanılarak, akım ve geçiş empedans modlu tam dalga doğrultucu devre uygulaması ele alınmıştır.

FDNR simülatör devre gerçeklemesi, aktif filtre sentezi konusunun başlıca çalışma sahalarından birisidir. İki uçlu aktif bir devre elemanı olan FDNR simülatör devre elemanının, iki ucu serbest ve bir ucu topraklı çalışmaya uygun olması arzu edilen bir özelliktir. Gerçeklemelerde, mümkün oldukça az sayıda aktif ve pasif devre elemanı kullanımı, istenilen bir özelliktir. Literatürde mevcut bulunan önemli sayıdaki FDNR simülatör devre gerçeklemesine dair öneriler, yukarıda istenilen özellikler olarak sıralanan ölçütler göz önüne alındığında, bir takım zayıflıklarının var olduğu görülmektedir.

FDNR simülatör devre gerçeklemelerinin birçoğu, birden fazla sayıda aktif devre elemanı kullanılarak gerçekleştirilmiştir [10]-[18], [20], [22], [23], [25]-[28], [32], [33], [35]-[39].

FDNR simülatör devre gerçeklemelerinde, elde edilen devrenin iki ucu serbest devre elemanı özelliğine sahip olması avantajlı bir durumdur. Literatürde yer alan FDNR simülatör devre gerçeklemelerinden bazıları bu özelliğe sahip

olmayan FDNR simülatör devre gerçeklemelerine örneklerdir [13], [21], [24], [29]-[31], [36].

İki ucu serbest kapasite pasif devre elemanı kullanımı, elektronik tüm devre tasarımcısına, serim ve üretim aşamalarında önemli kısıtlama ve zorluklar tanımlamaktadır. Bu sebeple tercih edilmemektedir. Literatürde yer alan FDNR simülatör devre gerçeklemesi ile ilgili önerilerden bazıları, tasarımlarında iki ucu serbest kapasite pasif devre elemanının kullanımını gerektirmektedir [10]-[12], [14]-[17], [19], [22], [24]-[26], [29], [36], [37].

FDNR simülatör devre tasarımlarında kullanılan pasif devre eleman sayısı itibariyle, önerdiğimiz aktif devre elemanı olan VDTRA'yı kullanan FDNR simülatör devre tasarımının gerektirdiği iki adet pasif devre elemanından daha fazla sayıda pasif devre elemanı kullanarak gerçekleştirilmiş öneriler mevcuttur [10]-[12], [14]-[27], [29], [30], [33], [36], [37], [39].

Önerilen FDNR simülatör devre gerçeklemeleri içerisinde bazı çalışmalar elektronik olarak ayarlanabilirlik özelliğine sahip değildir [10]-[12], [14], [16], [17], [19], [22], [23], [26], [29], [30], [37].

Enstrümantasyon kuvvetlendiriciler, analog devrelerin giriş katlarında sıklıkla kullanılan devre yapılarıdır. Elektriksel medikal ölçüm sistemleri, biyogölgeleyicilere ait bilgi okuma devreleri, elektronik veri toplama devre yapıları gibi, giriş işaretlerinin farksal işaretler olduğu durumlarda, enstrümantasyon kuvvetlendirici devre yapıları kullanılmaktadır.

Enstrümantasyon kuvvetlendiriciler, tasarımlarında kullanılan aktif ve pasif devre eleman sayıları, pasif devre elemanlarının bir ucu topraklı olup olmama durumları, kuvvetlendiricinin çalışma modu ve elektronik olarak ayarlanabilirlik durumu gibi özellikleri ile ön plana çıkmaktadır.

Literatürde mevcut olan enstrümantasyon kuvvetlendirici devre yapısı önerileri, gerilim çalışma modunda çalışan enstrümantasyon kuvvetlendirici devre yapıları [40]-[43], [45], [46], [48], [50]-[52], [55], [57]-[59] akım çalışma modunda çalışan enstrümantasyon kuvvetlendirici devre yapıları [51], [55], [56] geçiş empedans çalışma modunda çalışan enstrümantasyon kuvvetlendirici devre yapıları [40], [49], [53]-[55] ve geçiş iletkenlik çalışma modunda çalışan

enstrümantasyon kuvvetlendirici devre yapıları [45], [47], [48], [55] şeklinde sınıflandırılabilir.

Enstrümantasyon kuvvetlendirici önerilerinin önemli bir kısmı, birden fazla sayıda aktif devre elemanı kullanılarak yapılan devre gerçeklemeleridir [40]-[48], [51]-[59].

Birçok öneri, elektronik olarak ayarlanabilirlik özelliğine sahip olmayan enstrümantasyon kuvvetlendirici yapılarıdır [40]-[44], [46], [49]-[51], [53]-[55], [57]-[59].

Tek bir devre yapısı üzerinde, birden fazla çalışma modunda çalışabilme özelliğine sahip bir adet öneri mevcuttur [48]. Bu öneri, iki adet aktif devre elemanı kullanılarak yapılmış bir gerçeklemedir, gerilim ve geçiş iletkenlik çalışma modlarında çalışabilmektedir. Elektronik olarak ayarlanabilirlik özelliğine sahiptir.

Tek bir devre yapısı üzerinde, bir adet aktif devre elemanı ve iki adet pasif direnç devre elemanı kullanılarak, gerek akım çalışma modunda, gerekse geçiş empedans çalışma modunda çalışabilen ve elektronik olarak ayarlanabilirlik özelliğe sahip olan yegane devre gerçeklemesi, bu tez çalışması ile sunulan, CDTRA aktif devre elemanı temelli enstrümantasyon kuvvetlendirici devresidir.

PID kontrolör devreleri literatürde önemli bir yere sahiptir ve kontrol sistemlerinde ve sinyal işleme devrelerinde yoğun şekilde kullanılırlar. Literatürde birçok analog PID kontrolör devresi bulunmaktadır [60]-[77].

Bu çalışmalardan [60] ve [61]'de CCII tabanlı PID kontrolör devreleri önerilmiştir. Bu devreler gerilim modlu olmasına rağmen çıkış uçlarında düşük çıkış empedansları sağlamamaktadırlar. Kaynakça [60]'da önerilen devrede üç adet ticari olarak üretilen CFOA aktif elemanı olan AD844 tümdevresi bulunmaktadır. Kaynakça [61]'de önerilen PID kontrolör devresinde ise bir adet çift çıkışlı CCII+ aktif elemanı kullanılmaktadır. Önerilen PID kontrolör devrelerinin çoğunda çok sayıda aktif eleman ve çok sayıda pasif eleman kullanılmaktadır.

Bu çalışmalardan [62]'de dört adet CDBA aktif elemanı, sekiz direnç ve iki adet kapasite elemanı kullanılmıştır. Buna benzer şekilde [63]'te önerilen devrede iki adet OTRA aktif elemanı, 4 direnç ve 3 kapasite elemanı kullanılmaktadır. Aynı zamanda burada önerilen devre gerilim modludur. Fakat önerilen devre düşük çıkış empedansı ve yüksek giriş empedansına sahip değildir. Kaynakça [64]'te sekiz adet İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı (CCCII) aktif elemanı kullanılmaktadır ve devre gerilim modludur. Yüksek giriş empedansı özelliğine sahip olmayan diğer bir devre de [65]'de verilmiştir. Bu çalışmada önerilen devrede 4 adet CFOA aktif elemanı 8 direnç ve 2 kapasite elemanı kullanılmaktadır. Aynı şekilde [66]'da önerilen PID kontrolör devresi gerilim modlu olmasına rağmen devrenin girişi yüksek empedans özelliğine sahip değildir. Burada önerilen devrede altı adet CFOA aktif elemanın yanı sıra, 12 direnç ve 2 kapasite elemanı bulunmaktadır.

Literatürde önerilen diğer bir gerilim modlu PID devresinde ise çıkış ucu düşük empedanslı değildir [67]. Burada sekiz adet OTA aktif elemanı ve iki adet bir ucu topraklanmış kapasite elemanı kullanılmıştır. PID kontrolör olarak kullanılan devreler aynı zamanda ters bant geçiren filtre olarak da kullanılabilir. Literatürde bu şekilde sunulan PID kontrolör devreleri de bulunmaktadır [68]. Burada önerilen devrede aktif elemanlar olarak üç adet CFOA ve pasif eleman olarak da iki adet bir ucu topraklanmış kapasite ve dört adet direnç elemanı kullanılmaktadır. Kaynakça [69]'da ise altı adet OTA aktif elemanı ve 2 adet bir ucu topraklanmış kapasite elemanı kullanılmaktadır ve bu devre de gerilim modludur.

Literatürde tek bir aktif eleman kullanılarak gerçekleştirilen PID kontrolör devreleri de mevcuttur [70]. Bu devrede bir adet CFOA aktif elemanı kullanılmaktadır. Fakat burada önerilen devre ile elde edilen transfer fonksiyonu karmaşık yapıdadır.

Kaynakça [71]'de üç adet Diferansiyel Fark Akım Taşıyıcı (DDCC) aktif elemanı kullanılarak gerçekleştirilen bir gerilim modlu PID kontrolör devresi önerilmiştir. Bu devrede de çok sayıda pasif eleman bulunmaktadır. İki adet Çok Çıkışlı Akım Kontrollü Akım Taşıyıcılı Geçik İletkenliği Kuvvetlendiricisi (MO-CCCCTA) aktif

elemanı kullanılarak gerçekleştirilen PID kontrolör devresinde ise bir adet direnç ve iki adet kapasite elemanı kullanılmaktadır [72]. Fakat burada önerilen devrenin çıkışı düşük empedanslı değildir. Kaynakça [73]'te de ters bant geçiren filtre devresi önerilmiştir ve iki adet CFOA aktif elemanı ve çok sayıda pasif eleman kullanılmaktadır. İki adet OTRA aktif elemanı kullanılarak gerçekleştirilen diğer bir ters band geçiren filtre devresi de [74]'de verilmiştir. Burada önerilen devrenin girişi yüksek empedanslı değildir. Bunların dışında [75-77]'de akım modlu PID kontrolör devreleri önerilmiştir. [75]'de bir adet Çift Çıkışlı İkinci Nesil Akım Taşıyıcı (DO-CCII) aktif devre elemanı ve dört adet pasif eleman kullanılmaktadır. [76]'da de dört adet pasif eleman ve çok sayıda BJT tranzistörler kullanılmaktadır. Kaynakça [77]'de verilen PID kontrolör devresinde ise dört adet Akım Kontrollu Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi (CCCDBA) aktif elemanı kullanılmıştır. Burada önerilen devrede direnç elemanı bulunmamaktadır ve iki adet kapasite elemanı kullanılmaktadır.

Ayten ve diğerleri 2018 yılında gerçekleştirdikleri çalışmada gerilim modlu PID kontrolör devresi önermişlerdir. Bu devrede sadece bir adet CFOA aktif elemanı, 2 adet direnç ve 2 adet kapasite elemanı kullanılmıştır. Önerilen devrelerin PSPICE simülasyonlarının yanında deneysel gerçeklemesi de yapılmıştır [78]. Aynı yılda önerilen diğer bir PID kontrolör devresi akım modlu yapısındadır. Burada iki adet Farksal Gerilimli Kazanç Kuvvetlendiricisi (VDGA) aktif elemanı ve iki adet kapasite elemanı kullanılmaktadır. Önerilen bu devrede elektronik olarak ayarlanabilme özelliği de bulunmaktadır [79].

2019 Yılında ise bir adet Gerilim Farkı Alan Akım Taşıyıcılı Geçiş İletkenlik Kuvvetlendiricisi (DVCCTA) aktif elemanı kullanılarak farklı devre olacak şekilde P, PI, PD ve PID devreleri önerilmiştir. Devrelerin tümü gerilim modludur. PID devresinde ayrıca 4 direnç ve 3 kapasite elemanı kullanılmaktadır [80].

2021 Yılında Taşkiran, Sedef ve Anday tarafından akış diyagramları yöntemi kullanılarak gerilim ve akım modlu olmak üzere iki adet PID kontrolör devresi önerilmiştir. Bu devrelerde ikişer adet CFOA aktif elemanı ve çok sayıda direnç elemanı kullanılmaktadır [81]. Aynı yıl Özer ve Kaçar'ın gerçekleştirdikleri

çalışmada ise bir adet Farksal Gerilimli Akım Taşıyıcı (VDCC) aktif elemanı ve 6 adet pasif eleman kullanılarak gerçekleştirilen gerilim modlu PID devresi literatüre sunulmuştur [82].

Son olarak 2022 yılında bir adet Negatif Tip İkinci Nesil Gerilim Taşıyıcı (VCII-) aktif elemanı ve dört adet pasif eleman kullanılarak gerçekleştirilen gerilim modlu bir PID kontrolör devresi verilmiştir. Bu devrenin girişi yüksek empedanslı değildir. Bununla birlikte çıkışı düşük empedanslıdır [83].

Oransal integral (PI), oransal türevsel (PD) ve oransal integral türevsel (PID) kontrolör devreleri ile birlikte çeşitli kontrol uygulamalarında faz ilerlemeli ve faz gecikmeli veya faz ilerlemeli-gecikmeli kompensatör devreleri de kullanılmaktadır. Kontrol işlemi için çeşitli avantajları literatürde sunulmuştur [84], [85]. Literatürde Op-Amp elemanı kullanılarak gerçekleştirilen faz ilerlemeli ve gecikmeli kompensatör devreleri sunulmuştur [86]-[88].

Literatürde en son 2020 yılında önerilen faz ilerlemeli ve gecikmeli kompensatör devresine rastlanmıştır. Bu çalışmada bir adet CFOA aktif elemanı ve dört adet pasif eleman kullanılarak faz ilerlemeli ve faz gecikmeli kompensatör devresinin elde edilebileceği gösterilmiştir. Bu devre yapılarının kaskad bağlanarak da faz ilerlemeli-gecikmeli kompensatör devresinin elde edilebileceğini göstermişlerdir. Önerilen devreler gerilim modludur. Burada önerilen faz ilerlemeli-gecikmeli kompensatör devresi kullanılarak da bir sistemin kapalı çevrim kontrolü gerçekleştirilmiştir [89].

Tam dalga doğrultucu devreleri, DC dönüştürücülerde, parçalı doğrusal fonksiyon üreteçlerinde, wattmetrelerde, enstrümantasyon, ölçüm ve kontrol gibi çeşitli doğrusal olmayan uygulama ve analog işaret işleme gibi çeşitli analog devrelerde kullanılmaktadır. Tam dalga doğrultucu devrelerinde diyotlar kullanılmaktadır ve bu diyotların eşik gerilimleri nedeniyle özellikle düşük gerilim ile çalışan uygulamalarda sorunlar çıkmaktadır [90]. Bunun için literatürde çeşitli aktif elemanlar kullanılarak gerçekleştirilen tam dalga doğrultucu devreleri mevcuttur. Op-Amp aktif devre elemanları, diyotlar ve dirençlere dayalı doğrultucu devreleri sunulmuştur [91]-[94]. Bununla birlikte, geleneksel

Op-Amp devreleri, sabit kazanç-bant genişliği ürünü nedeniyle yüksek kapalı döngü kazançlarında sınırlı bant genişliğine sahiptir [95].

Akım taşıyıcı aktif devre elemanları literatüre kazandırıldıktan sonra, akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlar kullanılarak gerçekleştirilen tam dalga doğrultucu devreleri literatürde önerilmiştir [96]-[110]. İki adet CCII aktif elemanı ve dört adet diyot kullanılan tam dalga doğrultucu devreleri önerilmiştir [96]-[98]. Bu devreler 100 kHz frekansına kadar çalışabilmektedirler ve gerilim modludur. 2006 yılında Yüce ve diğerleri, iki adet CCII+ aktif elemanı ve üç adet n-kanallı MOS transistör kullanan bir gerilim modlu tam dalga doğrultucu devresi önermişlerdir [99]. Minaei ve Yuce 2008 yılında bir adet Çift X İkinci Nesil Akım Taşıyıcı (DXCCII) aktif elemanı ve üç adet n-kanallı MOS transistör kullanılarak gerçekleştirilen yüksek giriş empedansına sahip gerilim modlu bir tam dalga doğrultucu devresini literatüre sunmuşlardır [100].

Akım modlu devrelerin, gerilim modlu devre muadillerine kıyasla çeşitli avantajlara sahip olduğu literatürde gösterilmiştir. Bu avantajlar; daha geniş bant genişliği, daha büyük dinamik aralık, daha yüksek doğruluk ve daha düşük güç tüketimidir [101]. Literatüre akım modunda çalışan tam dalga doğrultucu devreleri bildirilmiştir [102]-[106]. Ancak, sunulan akım modlu bu tam dalga doğrultucu devreleri, genellikle en az iki aktif eleman ve/veya dört diyot ve ek devre yapıları kullanmaktadır. Örneğin, Kaynakça [103]'te verilen devrede iki adet CCII+ ve dört adet diyot kullanılmıştır. Bir diğer devrede, bir adet akım taşıyıcı ve bir adet Evrensel Gerilim Taşıyıcısı (UVC) aktif elemanı ve iki adet diyot kullanılmıştır [104]. Kaynakça [105]'te önerilen devrelerde ise en az iki adet aktif eleman ve iki adet diyot kullanılmaktadır. Sadece bir aktif eleman kullanan akım modlu tam dalga doğrultucu devresi [106]'da önerilmiştir. Burada bir adet CDTA aktif devre elemanı kullanılmaktadır. Bununla birlikte bu önerilen [106]'da verilen devre dört adet diyot ve bir direnç elemanı kullanılmasını gerektirmektedir. Diğer literatürde verilen tam dalga doğrultucu devrelerinden, kaynakça [107]'deki devrede çok sayıda OTA aktif devre elemanı kullanılmaktadır. Bir aktif devre eleman kullanılarak gerçekleştirilen akım modlu tam dalga doğrultucu devrelerinde, yarıiletken iç yapısı çok sayıda tranzistör içeren CDTA veya DXCCII aktif elemanları kullanılmaktadır [108],

[109]. Bu önerilen devrelerin sadece akım çıkışı bulunmaktadır. Dolayısıyla aynı anda iki modlu olacak şekilde çalışmamaktadır.

2016 yılında Sağbaş ve diğerleri tarafından literatüre önerilen iki adet akım modlu tam dalga doğrultucu devrelerinde sırasıyla birer adet OTA ve DVCC aktif elemanları kullanılmaktadır. Bu devrelerde iki adet diyot ile, sırasıyla iki adet direnç pasif devre elemanı ve üç adet direnç pasif devre elemanı kullanılmıştır. Deneysel çalışmaları ile makalede verilmiş devrelerin çalışabilirliği gösterilmiştir. Bu önerilen devrelerde de sadece akım çıkışı bulunmaktadır. Yani aynı anda sadece akım modlu olarak devre çalıştırılabilir. Bu önerilen devrelerden OTA ile gerçekleştirilen devrede gm parametresi aracılığıyla tam dalga doğrultucusunun çıkış kazancı elektronik olarak ayarlanabilmektedir [90].

2016 yılında yapılan başka bir çalışmada ise iki adet DVCC aktif elemanı, ikişer adet diyot ve direnç pasif devre elemanı kullanılarak gerilim modlu olarak çalışan bir tam dalga doğrultucu devresi önerilmiştir [110].

2017 yılında üç makalede yeni tam dalga doğrultucu devreleri önerilmiştir [111]-[113]. Kaynakça [111]'de bir adet Ekstra X Akım Taşıyıcı (EX-CCII) aktif elemanı ve sadece iki adet MOS transistör kullanılarak akım modlu tam dalga doğrultucu devresi önerilmiştir. EX-CCII beş kapılı bir devre elemanıdır. Önerilen bu devrede sadece akım çıkışı sağlanmaktadır. Kaynakça [112]'de ise bir adet Çok Çıkışlı Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı (MO-CCCII) aktif elemanı ve bir adet, yapısında 35 adet MOS transistör bulunan akım karşılaştırıcı devresi kullanılarak çok modlu tam dalga devresi önerilmiştir. Fakat bu devrede çok modlu yapının gerçekleştirilmesi için bir anahtar kullanılmaktadır. Bu anahtar aracılığıyla bir yük direnci üzerinden gerilim çıkışı elde edildiği söylenmektedir. Yani aynı anda devrenin çıkışında akım ve gerilim çıkışları elde edilememektedir. Yine aynı yıl Yüce ve diğerleri iki adet CFOA aktif elemanı ve üç adet n-kanallı MOS transistör kullanarak gerilim modlu bir tam dalga doğrultucu devresi önermişlerdir. Bu devrede sadece gerilim çıkışı bulunmaktadır [113].

2018 yılında da 3 farklı tam dalga doğrultucu devresi önerilmiştir [114]-[116]. Kaynakça [114]'de Safari ve diğerleri DO-CCII aktif elemanı ile birlikte dört adet çıkışı olan akım modlu bir tam dalga doğrultucu devresi önermişlerdir. Bu

devrede bir adet direnç yapısı MOS Direnç Devresi (MRC) ile gerçekleştirilmiştir. MRC'nin kontrol gerilimi ile de elektronik kazanç ayarı gerçekleştirilmiştir. Bu devrenin çıkışları sadece akım çıkışlıdır ve devrede çok sayıda MOS transistör kullanılmaktadır [114]. [115]'de Maheshawari gerilim modlu tam dalga doğrultucu devresi ve Genlik Kaydırmalı Anahtarlama/İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (ASK/BPSK) devresi önermiştir. Önerdiği tam dalga doğrultucu devresinde bir adet EX-CCII aktif elemanı, bir adet ayrı şekilde MOS transistör ve bir adet iki ucu serbest yapıda pasif direnç elemanı kullanılmaktadır. Kaynakça [116]'da, iki adet Pozitif Tip İkinci Nesil Akım Taşıyıcı (CCII+) aktif devre elemanı, iki adet diyot ve iki adet iki ucu serbest yapıda direnç kullanarak gerilim girişli, akım çıkışlı bir tam dalga doğrultucu devresi önerilmiştir.

Literatürde, 2019 yılına ait iki çalışmaya rastlanılmıştır. Bu çalışmalardan [117]'de DXCCII aktif elemanından bir adet kullanılmaktadır. Önerilen devrede ayrıca iki adet MOS transistör ve iki adet pasif direnç elemanı bulunmaktadır. Devre gerilim modludur. Kaynakça [118]'de, OTRA aktif elemanı kullanılarak bir devre önerilmiştir. Bu devrede bir adet OTRA, dört adet diyot ve birer adet direnç ve anahtar elemanı kullanılmaktadır. Anahtar aracılığıyla pozitif ve negatif kazançlı tam dalga doğrultucu devre yapısı elde edilmektedir. Önerilen bu devre akım girişli ve gerilim çıkışlıdır. Aynı anda sadece bir adet gerilim çıkışı bulunmaktadır.

2020 yılında ise bir adet çalışmaya rastlanmıştır. Bu çalışmada bir adet CCCII aktif elemanı ve direnç elemanı yerine MRC devre yapısı ve iki adet ayrı MOS tranzistör kullanılmıştır. Önerilen devre akım modludur [119].

Bu konu ile ilgili olarak da 2021 yılına ait dört farklı çalışmaya rastlanmıştır. Bu çalışmalardan [120]'de iki adet Gerilim Taşıyıcısı (VC), iki adet diyot ve iki adet pasif direnç elemanı kullanılarak gerçekleştirilen gerilim modlu bir tam dalga doğrultucu devresi önerilmiştir. Bu devrenin elektronik olarak ayarlanabilme özelliği bulunmamaktadır. Kaynakça [121]'de ise iki adet Gerilim Farkı Alan Akım Taşıyıcılı Geçiş İletkenlik Kuvvetlendiricisi (DVCCTA) aktif elemanı ve diyot bağlantılı üç adet MOS transistör ve bir adet MRC devre yapısı kullanılarak gerçekleştirilen gerilim modlu tam dalga doğrultucu devresi önerilmiştir. Devrenin

elektronik kontrol edilebilme özelliği bulunmaktadır. Bu çalışmalardan [122]'de ise pozitif ve negatif tip olmak üzere iki farklı tam dalga doğrultucu devresi önerilmiştir. Bu devrelerde bir adet Farksal Fark Akım Taşıyıcı (DDCC) aktif elemanı, üç adet pasif direnç devre elemanı ve diyot bağlantılı iki farklı MOS transistör kullanılmıştır. Önerilen devreler akım modludur. Bu konu ile ilgili literatürde son tarihli olarak rastlanan çalışmada bir adet Modifiye Edilmiş Gerilim Farkını Alan Geçiş İletkenlik Kuvvetlendiricisi (MVDTA) aktif elemanı, iki adet diyot bağlı MOS transistör ve bir adet MRC devre yapısı kullanılmıştır. Önerilen devre gerilim girişli ve akım çıkışlıdır ve elektronik olarak ayarlanabilme özelliği bulunmaktadır. Bununla birlikte aynı anda hem akım hem de gerilim çıkışı özelliğini sağlayamamaktadır [123].

1.2 Tezin Amacı

Bu doktora tez çalışmasının amacı geçiş direnç yapısına sahip olan yeni aktif eleman yapılarını oluşturmak ve bu aktif elemanların CMOS tranzistörler ile gerçekleştirilebilir olduğunu göstermek ve bu aktif elemanlar kullanılarak yeni avantajlı analog devrelerin tasarlanmasıdır. Bu amaç doğrultusunda farklı analog devre yapılarının tasarımının yapılması ve çalışabilir olduğunu gösterecek şekilde devre simülasyonlarının ve deneysel çalışmaların yapılması hedeflenmiştir.

1.3 Hipotez

Bu doktora tez çalışmasının hipotezi geçiş direnç yapılı aktif eleman yapılarının oluşturulabileceği ve bu aktif elemanları kullanarak yeni avantajlı analog devre yapılarının gerçekleştirilebileceğidir. Aktif eleman yapılarının geçiş direnç özelliği olması durumunda elektronik olarak kontrol edilebilir durumu oluşturularak devrelerin kazanç değerlerinin ve çeşitli fonksiyonlarının ayarlanabilir olması avantaj sağlayacaktır.

ÖNERİLEN GEÇİŞ DİRENCİ TEMELLİ AKTİF ELEMANLAR

Bu tez çalışmasında geçiş direnci parametresine sahip yeni aktif eleman yapıları önerilmiştir. Bu aktif elemanlar kullanılarak da literatürde hali hazırda bulunan analog devre uygulamalarına göre daha avantajlı olabilecek yeni devre yapıları elde edilmiştir.

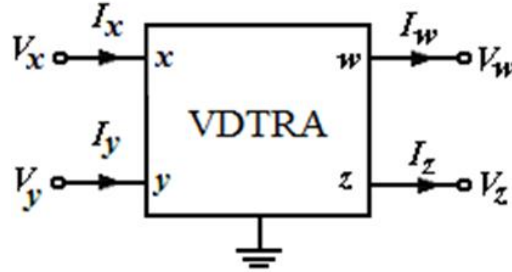
Bu bölümde bu tez çalışması ile literatüre kazandırılmış olan iki yeni aktif eleman yapısı tanıtılacaktır. Bu aktif elemanlardan birincisi Geçiş Dirençli Gerilim Farkı Kuvvetlendiricisi (Voltage Difference TransResistans Amplifier-VDTRA)'dır. Önerilen ikinci aktif eleman yapısı da Geçiş Dirençli Farksal Akım Kuvvetlendiricisi (Current Differencing TransResistans Amplifier-CDTRA)'dır. Önerilen aktif elemanlara verilen adlardan da görüleceği üzere her iki aktif elemanın da temel özelliği geçiş direnci parametresine sahip olmasıdır. Önerilen bu aktif elemanların sembolleri, tanım bağıntıları, bağımlı kaynaklı eşdeğer devre modelleri, ideal olmayan tanım bağıntıları, parazitik devre eşdeğerleri ve CMOS tranzistörler ile olası gerçeklemeleri bu bölümde verilmiştir.

Bu bölümde ayrıca CMOS tranzistör gerçeklemeleri üzerinden lineer çalışma koşulları ve frekans çalışma sınırları belirlenmiştir. Bu koşulların belirlenmesi için PSPICE simülasyonları gerçekleştirilmiştir.

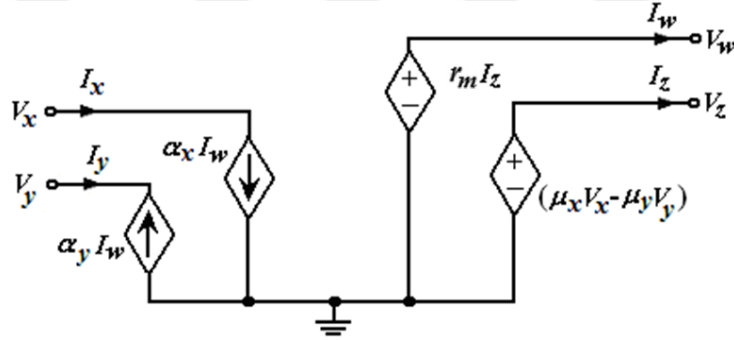
2.1 Farksal Gerilimli Geçiş Direnci Kuvvetlendiricisi (VDTRA)

VDTRA, beş uçlu ve dört kapılı aktif devre elemanıdır. Devre iç yapısında, değeri ayarlanabilir bir geçiş direnci yapısı barındırmaktadır ve bu yapı sayesinde geçiş direnci parametresi r_m elde edilmektedir. VDTRA aktif elemanının devre sembolü Şekil 2.1'de verilmiştir. İki uç giriş uçları (x, y) ve iki uç çıkış uçları (w, z) ve son uç ise referanstır. VDTRA'nın x ve y uçları gerilim giriş uçlarıdır. VDTRA'nın z çıkış ucu gerilim çıkışlıdır ve VDTRA'nın x ucu ile y ucu arasındaki giriş gerilimleri arasındaki farkı izler. VDTRA'nın w ucu gerilim çıkışlı olup, z çıkış ucunda oluşan akım değeri ile r_m geçiş direnç parametresinin çarpım

değerine eşit olan bir gerilim değeri oluşturur. Son olarak VDTRA'nın x ve y giriş uçlarına ilişkin akımlar, w çıkış ucunda oluşan akımın, yönleri birbirine zıt kopyalarıdır. VDTRA aktif devre elemanının bağımlı kaynaklarla oluşturulmuş küçük işaretlerdeki eşdeğer devresi de Şekil 2.2'de verilmiştir.



Şekil 2.1 VDTRA aktif devre elemanının sembolü



Şekil 2.2 VDTRA aktif devre elemanının bağımlı kaynaklarla oluşturulmuş küçük işaret eşdeğer devresi

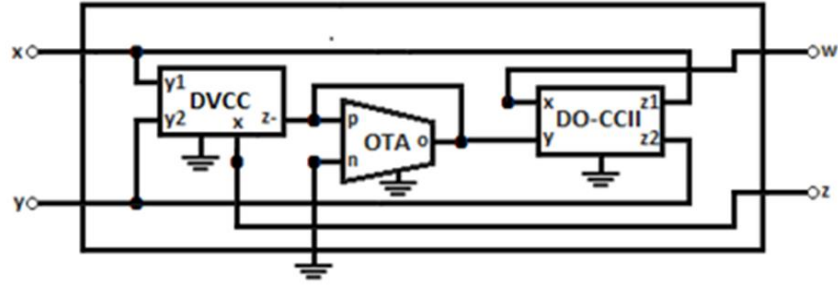
VDTRA aktif devre elemanının küçük işaretlerdeki lineer tanım bağıntısı Denklem (2.1)'deki hibrid matrisi ile verilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_z \\ V_w \\ I_x \\ I_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_x(s) & -\mu_y(s) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_m(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha_x(s) \\ 0 & 0 & 0 & -\alpha_y(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \\ I_z \\ I_w \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Burada, $\alpha_x(s)$ ve $\alpha_y(s)$ akım, $\mu_x(s)$ ve $\mu_y(s)$ gerilim, ve $r_m(s)$ geçiş direnci kazançlarını temsil etmektedir. $\alpha_x(s) = \frac{\omega_{ax}(1-\varepsilon_{ax})}{s+\omega_{ax}}$, $\alpha_y(s) = \frac{\omega_{ay}(1-\varepsilon_{ay})}{s+\omega_{ay}}$, $\mu_x(s) = \frac{\omega_{\mu x}(1-\varepsilon_{\mu x})}{s+\omega_{\mu x}}$, $\mu_y(s) = \frac{\omega_{\mu y}(1-\varepsilon_{\mu y})}{s+\omega_{\mu y}}$, ve $r_m(s) = \frac{r_{m0}\omega_{rm}(1-\varepsilon_{rm})}{s+\omega_{rm}}$ olarak verilir. $|\varepsilon_{ax}| \ll 1$, $|\varepsilon_{ay}| \ll 1$, $|\varepsilon_{\mu x}| \ll 1$, $|\varepsilon_{\mu y}| \ll 1$ olup, ε_{ax} ve ε_{ay} akım izleme hatalarını, $\varepsilon_{\mu x}$ ve $\varepsilon_{\mu y}$

ise gerilim izleme hatalarıdır. r_{m0} , geçiş direncinin DC kazancıdır. İdeal şartlarda akım ve gerilim kazançları, $\mu_x = \mu_y = 1$ ve $\alpha_x = \alpha_y = 1$ şeklindedir.

VDTRA aktif devre elemanına ilişkin olası bir CMOS tranzistörlü devre yapısı gerçekleştirilmiştir. Gerçeklemede literatürde mevcut bulunan, farksal gerilimli akım taşıyıcı (DVCC), çift çıkışlı ikinci dereceden akım taşıyıcı (DO-CCII), ve işlemsel geçiş iletkenlik kuvvetlendirici (OTA) aktif elemanlarından istifade edilmiştir, ve bu aktif devre elemanları kullanılarak elde edilen olası bir VDTRA tasarımı Şekil 2.3’de verilmiştir.

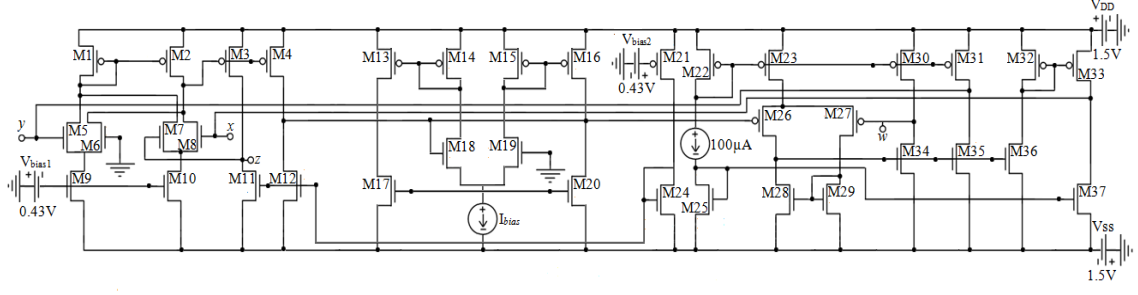


Şekil 2.3 VDTRA aktif elemanına ait olası bir tasarım

VDTRA aktif elemanının x ve y giriş uçlarındaki gerilim farkı, DVCC aktif elemanının giriş uçlarındadır, ve bu aktif elemanın gerilim farkı çıkışı, VDTRA aktif elemanının z ucuna iletilmektedir. OTA aktif devre elemanı, elektronik olarak ayarlanabilir geçiş direnci parametresi olacak şekilde düşünülmüştür. VDTRA aktif devre elemanının z ucundan kopyalanan akım, DVCC aktif elemanı akım çıkışı ucundadır ve bu akım r_m geçiş direnci üzerinde oluşturduğu gerilimi, DO-CCII aktif elemanı kopyalayarak VDTRA aktif devre elemanının w çıkış ucuna iletir.

2.1.1 VDTRA Aktif Devre Elemanının CMOS Tranzistörlerle Gerçekleştirilmesi

VDTRA aktif devre elemanının CMOS tranzistörler kullanılarak olası bir gerçekleştirilmesi Şekil 2.4’de verilmiştir. Gerçeklemede kullanılan CMOS tranzistörlerin boyutları Tablo 2.1’de verilmiştir.



Şekil 2.4 CMOS transistörler ile olası bir VDTRA aktif devre elemanı gerçeeklemesi

Tablo 2.1 CMOS transistörlerin boyutları

CMOS Transistörler	$W(\mu m) / L(\mu m)$
M ₂₂ , M ₂₃ , M ₃₀ , M ₃₁	7.2/0.36
M ₁₈ , M ₁₉	4.5/0.36
M ₂₅ , M ₂₆ , M ₂₇ , M ₃₂ , M ₃₃ , M ₃₄ , M ₃₅ , M ₃₆ , M ₃₇	3.6/0.36
M ₂₈ , M ₂₉	1.8/0.36
M ₁ , M ₂ , M ₃ , M ₄ , M ₂₁	9/0.9
M ₅ , M ₆ , M ₇ , M ₈ , M ₉ , M ₁₀ , M ₁₁ , M ₁₂ , M ₂₄	4.5/0.9
M ₁₃ , M ₁₄ , M ₁₅ , M ₁₆	11.52/1.44
M ₁₇ , M ₂₀	5.76/1.44

VDTRA aktif devre elemanına ait olası CMOS gerçeeklemesine ait devrede, M₁-M₁₂ transistörleri DVCC aktif elemanına, M₁₃-M₂₀ tranzistörleri OTA aktif elemanına ve M₂₁-M₃₇ tranzistörleri DO-CCII aktif elemanına karşılık gelmektedir [126], [127]. VDTRA aktif devre elemanı geçiş direnci parametresi r_m Denklem (2.2)'de verilmiştir.

$$r_m = \frac{1}{\sqrt{2I_{bias}\mu C_{ox} \frac{W_{18,19}}{2L_{18,19}}}} \quad (2.2)$$

Burada, μ taşıyıcı mobilitesini, C_{ox} birim alana karşılık gelen geçit oksit kapasitesini, W ve L ise MOS tranzistörün efektif kanal genişlik ve uzunluklarını ifade etmektedir.

Denklem (2.1)'den görüleceği üzere VDTRA aktif elemanın CMOS tranzistörle gerçeekleştirilen yapıdaki I_{bias} bağımsız DC akım kaynağı aracılığıyla VDTRA'nın r_m parametresi elektronik olarak ayarlanabilmektedir.

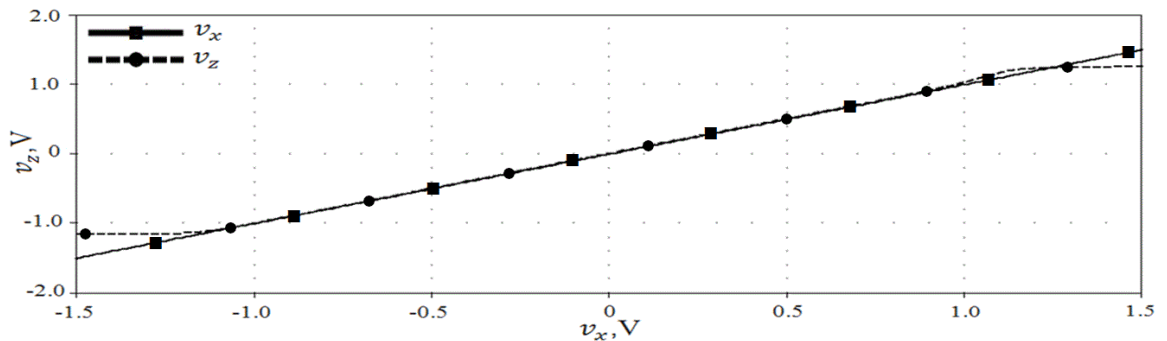
2.1.2 VDTRA Aktif Devre Elemanının Performans Analizi

Bu alt bölümde, CMOS tranzistörler kullanılarak gerçekleştirilmesi yapılmış olan ve Şekil 2.4’de verilen VDTRA aktif devre elemanının uç tanım bağıntılarına ilişkin lineer çalışma bölgeleri PSPICE simülasyonları aracılığıyla belirlenmiştir. Aynı zamanda frekansa bağlı olarak devre elemanının davranışı yine bu alt bölüm içerisinde ele alınmıştır. Bu amaçla, tranzistörlü devre gerçekleştirilmesi yapılan VDTRA için AC ve DC analizler yürütülmüş, ölçüm ve değerlendirme sonuçlarına bu alt bölüm içerisinde yer verilmiştir.

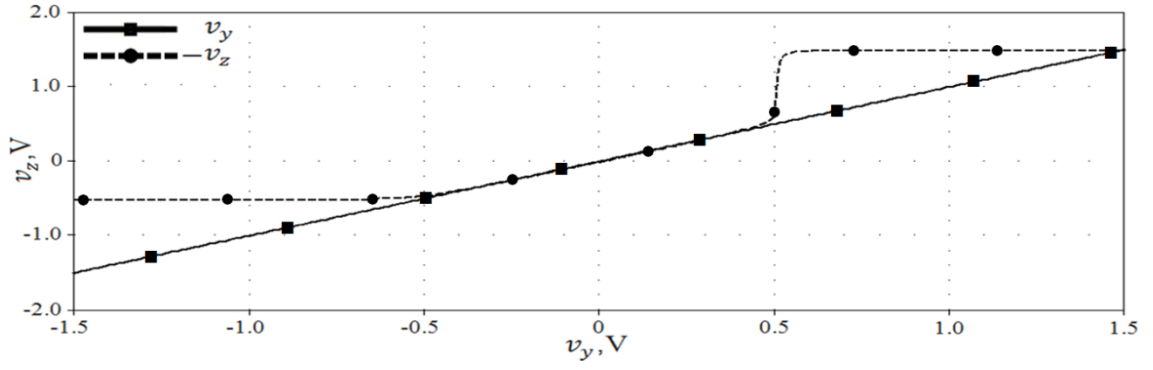
PSPICE devre simülasyon programı ile gerçekleştirilen analizlerde TSMC 0.18 μm seviye-7 parametreleri kullanılmıştır. CMOS devresinin besleme gerilimleri ise $\pm 1.5\text{ V}$ ’dur.

Bu alt bölümde ilk olarak VDTRA aktif elemanının her bir tanım bağıntısına ilişkin DC analizler gerçekleştirilmiş ve giriş ve çıkış gerilim ve akımlarına ilişkin lineer çalışma aralıkları belirlenmiştir.

VDTRA’nın $v_z = v_x - v_y$ tanım bağıntısı için ilk olarak v_y giriş gerilimi 0 V yapılmış ve VDTRA’nın x giriş ucuna $-1.5\text{ V} \leq v_x \leq +1.5\text{ V}$ aralığında DC tarama gerilimi uygulanmıştır. Bu durumda VDTRA’nın z ucunun geriliminin değişimine ilişkin PSPICE simülasyon sonuçları elde edilmiştir ve Şekil 2.5’de verilmiştir. Aynı şekilde ikinci olarak v_x giriş gerilimi 0 V yapılmış ve VDTRA’nın y giriş ucuna $-1.5\text{ V} \leq v_y \leq +1.5\text{ V}$ aralığında DC tarama gerilimi uygulanmıştır. Bu durumda VDTRA’nın z ucunun geriliminin değişimine ilişkin PSPICE simülasyon sonuçları elde edilmiştir ve Şekil 2.6’da verilmiştir.

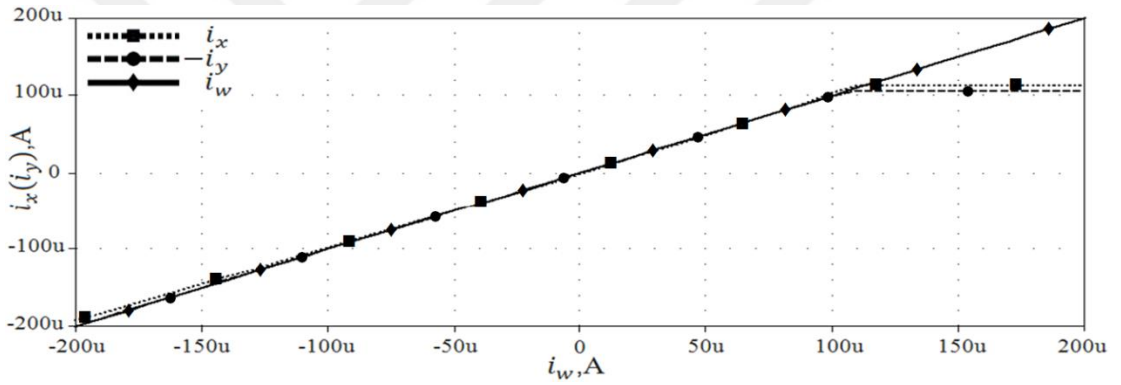


Şekil 2.5 $v_y = 0\text{ V}$ iken $v_z = v_x - v_y$ tanım bağıntısı için VDTRA’nın DC analizi



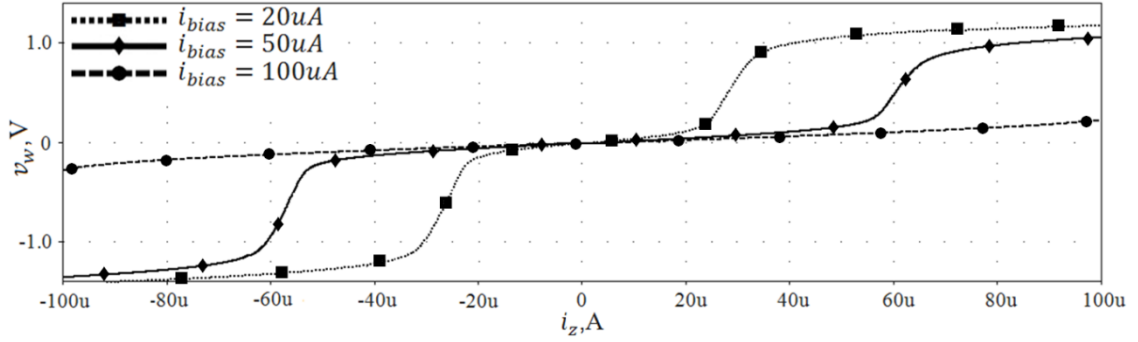
Şekil 2.6 $v_x = 0$ V iken $v_z = v_x - v_y$ tanım bağıntısı için VDTRA'nın DC analizi

VDTRA'nın $i_x = i_w$ ve $i_y = -i_w$ tanım bağıntıları için de VDTRA'nın w ucuna $-200 \mu A \leq i_w \leq 200 \mu A$ aralığında DC tarama akımı uygulanmış ve VDTRA'nın x ve y uçlarından akan akımın değişimi PSPICE simülasyonu ile incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 2.7'de verilmiştir.

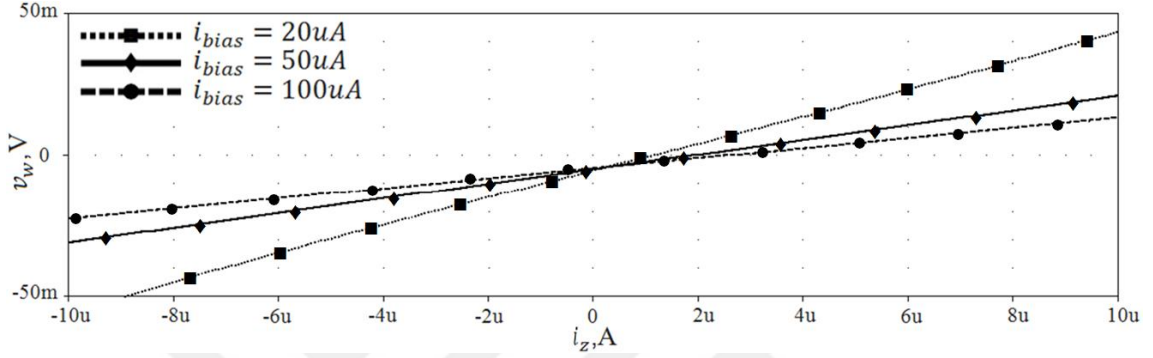


Şekil 2.7 $i_x = i_w$ ve $i_y = -i_w$ tanım bağıntıları için VDTRA'nın DC analizi

VDTRA'nın r_m geçiş direnç parametresini de içeren tanım bağıntısı olan $v_w = r_m i_z$ için DC analiz işlemleri de yukarıda verildiği şekilde gerçekleştirilmiştir. Bu işlem için VDTRA'nın z ucuna $-100 \mu A \leq i_z \leq 200 \mu A$ aralığında DC tarama akımı uygulanmış ve VDTRA'nın w ucundaki gerilimin değişimi PSPICE simülasyonu ile incelenmiştir. Burada aynı zamanda Şekil 2.4'de verilen CMOS tranzistörle gerçeklemedeki I_{bias} akımı sırasıyla $20 \mu A$, $50 \mu A$ ve $100 \mu A$ alınmıştır. Bu durumda elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 2.8'de verilmiştir. Lineer çalışma aralığını daha iyi fark edilebilmesi için Şekil 2.8'de verilen şeklin yakınlaştırılmış hali Şekil 2.9'da verilmiştir.



Şekil 2.8 $v_w = r_m i_z$ tanım bağıntısı için VDTRA'nın DC analizi



Şekil 2.9 $v_w = r_m i_z$ tanım bağıntısı için VDTRA'nın DC analizine ait yakınlaştırılmış simülasyon sonucu

Bu alt bölümde verilen incelemeler ile ideal olmayan VDTRA aktif devre elemanını uç tanım bağıntıları ve karşılık düşen lineer çalışma bölgeleri belirlenmiştir ve düzenli olarak Tablo 2.2'de listelenmiştir.

VDTRA Aktif elemanının PSPICE'da AC analizleri gerçekleştirilerek çalışabileceği maksimum frekans değerleri de tespit edilmiştir. Bu işlem için ilk olarak VDTRA'nın $v_z = v_x - v_y$ tanım bağıntısı incelenmiştir. VDTRA'nın x giriş ucuna genlik değeri 1 V olan ve frekans değeri 10 Hz'den 1 GHz'e kadar değişen AC tarama işareti uygulanmış ve VDTRA'nın z ucunun gerilim değişimi incelenmiştir. Elde edilen genlik-frekans karakteristiği Şekil 2.10'da verilmiştir.

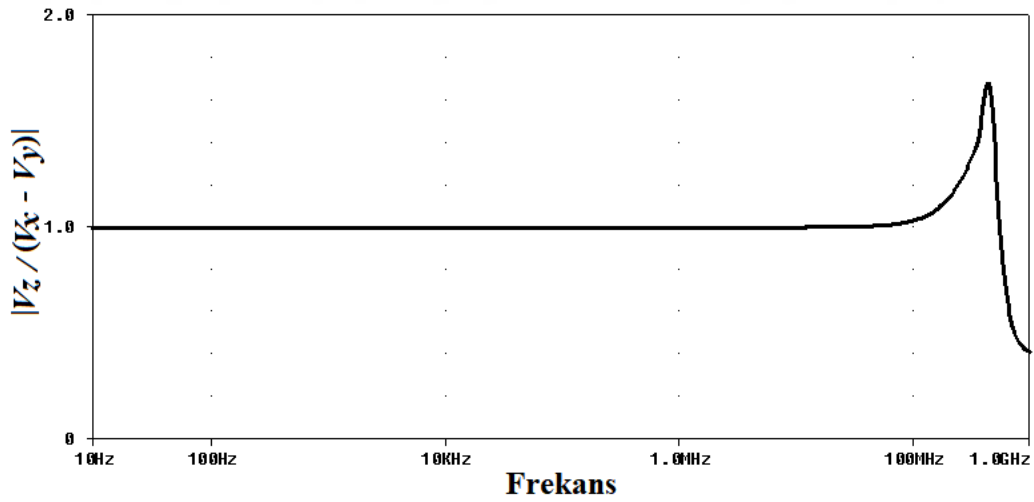
VDTRA'nın $i_x = i_w$ ve $i_y = -i_w$ tanım bağıntılarını frekansa bağlı olarak incelemek için de yukarıdaki şekilde AC analiz işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu işlemde VDTRA'nın w ucuna AC tarama akım işareti uygulanmış ve x ve y uçlarının akım değişimleri incelenmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 2.11'de verilmiştir.

Tablo 2.2 VDTRA aktif elemanın lineer çalışma koşulları

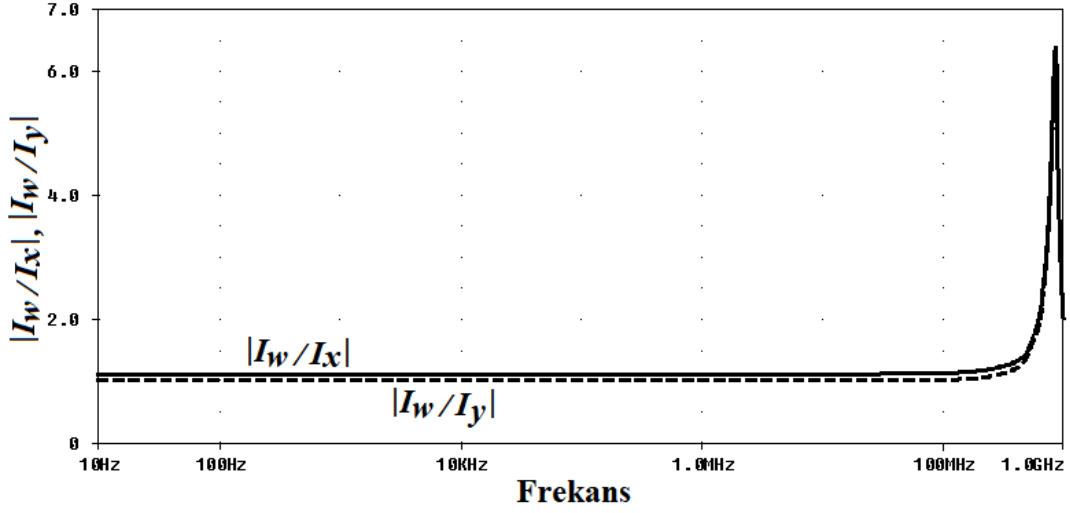
VDTRA Tanım Bağıntısı	Lineer Çalışma Bölgesi	r_m
$v_x = \mu_x v_x - \mu_y v_y$	$-1.1V \leq v_x \leq 1V ; -1.1V \leq v_z \leq 1V ; v_y = 0V$ $-0.45V \leq v_y \leq 0.4V ; -0.45V \leq v_z \leq 0.4V ; v_x = 0V$	—
$i_x = \alpha_x i_w$ $i_y = -\alpha_y i_w$	$-110\mu A \leq i_x \leq 150\mu A ; -110\mu A \leq i_y \leq 150\mu A$	—
$v_w = r_m i_z$	$I_{bias} = 10\mu A$ için $-5\mu A \sim 5\mu A$	9000 Ω 8379 Ω (ideal)
$v_w = r_m i_z$	$I_{bias} = 20\mu A$ için $-10\mu A \sim 10\mu A$	5500 Ω 5925 Ω (ideal)
$v_w = r_m i_z$	$I_{bias} = 50\mu A$ için $-25\mu A \sim 25\mu A$	3000 Ω 3747 Ω (ideal)
$v_w = r_m i_z$	$I_{bias} = 100\mu A$ için $-50\mu A \sim 50\mu A$	2000 Ω 2649 Ω (ideal)
$v_w = r_m i_z$	$I_{bias} = 200\mu A$ için $-100\mu A \sim 100\mu A$	1500 Ω 1873 Ω (ideal)

VDTRA için yapılan DC analizler sonucunda r_m parametresinin sağlayabildiği en küçük ve en büyük değerler belirlenmiştir. Bu değerler $900 \Omega \leq r_m \leq 9 \text{ k}\Omega$ 'dur.

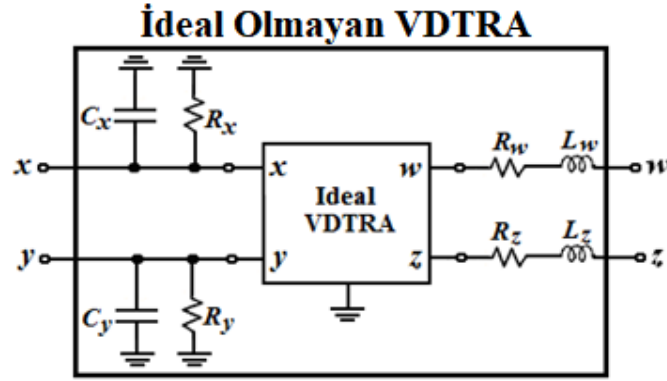
VDTRA aktif devre elemanının AC analizleri ile birlikte giriş ve çıkış uçlarına ilişkin frekansa bağlı olarak empedans değişimleri de modellenmiştir. Bu işlem için VDTRA'nın parazitik elemanları gösteren kayıplı eşdeğer devre modeli Şekil 2.12'de verilmiştir.



Şekil 2.10 $v_z = v_x - v_y$ tanım bağıntısı için VDTRA'nın AC analizi ile elde edilen genlik-frekans karakteristiği



Şekil 2.11 $i_x = i_w$ ve $i_y = -i_w$ tanım bağıntıları için VDTRA'nın AC analizi ile elde edilen genlik-frekans karakteristiği



Şekil 2.12 VDTRA aktif elemanın kayıplı eşdeğer devre modeli

İdeal aktif devre elemanına ilişkin giriş ve çıkış uçlarına, pasif devre elemanlarının uygun şekilde bağlanması ile ideal olmayan aktif devre elemanının frekansa bağlı davranışı birinci dereceden olacak şekilde modellenmiştir. AC analiz ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması neticesinde yürütülen hesaplamalar ile ideal olmayan VDTRA aktif devre elemanına ait parazitik empedans değerleri, ideal olmayan devre parametreleri, ve köşe frekansı değerleri elde edilmiştir. Sonuçlar sırasıyla Tablo 2.3 ve Tablo 2.4'de verilmiştir. Tablo 2.4'den görüleceği üzere VDTRA aktif elemanın çalışma frekansını ω_{rm} değeri belirlemektedir ve bu değer 3.15 Grad/s'dir.

Tablo 2.3 VDTRA aktif devre elemanı parazitik empedans değerleri

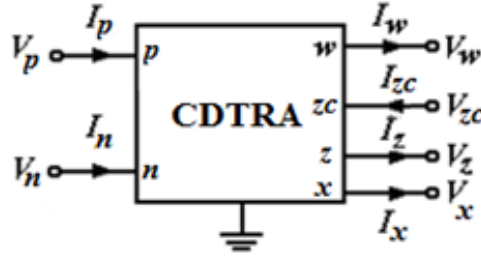
<i>Parazitik Empedans</i>	<i>Değer</i>
R_x	59.27 k Ω
R_y	55.96 k Ω
R_z	88 Ω
R_w	110 Ω
C_x	22.8 fF
C_y	31.1 fF
L_z	0.81 μ H
L_w	0.41 μ H

Tablo 2.4 VDTRA aktif devre elemanı ideal olmayan devre parametreler ve köşe frekansları

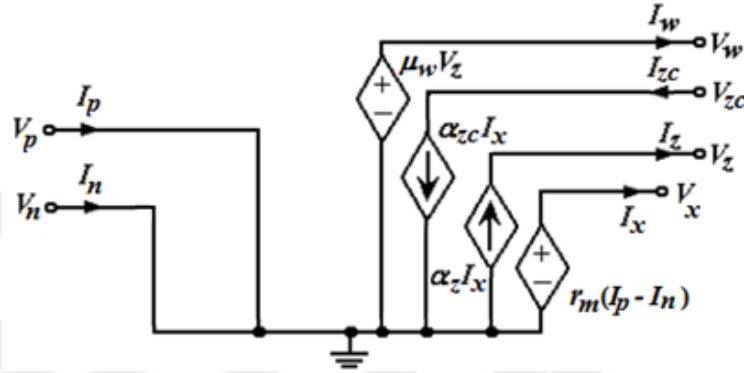
<i>İdeal olmayan parametreler</i>		<i>Köşe frekansları</i>	
$\varepsilon_{\mu x}$	0.0016	$\omega_{\mu x}$	11.9 Grad/s
$\varepsilon_{\mu y}$	-0.0009	$\omega_{\mu y}$	11.9 Grad/s
$\varepsilon_{\alpha x}$	0.0159	$\omega_{\alpha x}$	4.8 Grad/s
$\varepsilon_{\alpha y}$	0.0011	$\omega_{\alpha y}$	4.8 Grad/s

2.2 Farksal Akımlı Geçiş Direnci Kuvvetlendiricisi (CDTRA)

CDTRA, yedi uçlu ve altı kapılı aktif devre elemanıdır. Devre iç yapısında, değeri ayarlanabilir bir geçiş direnci bloğu barındırmaktadır ve bu blok ile geçiş direnci parametresi elde edilmektedir. Bu parametre r_m ile ifade edilmektedir. Devre sembolü Şekil 2.13’de verilmiştir. İki uç giriş uçları (p , n) ve dört uç çıkış uçları (w , z , zc , x), ve son uç ise referans ucudur. CDTRA’nın p ve n giriş uçları akım giriş uçlarıdır. CDTRA’nın x ve w çıkış uçları gerilim, z ve zc çıkış uçları ise akım çıkış uçlarıdır. CDTRA’nın p ve n giriş uçlarındaki akım farkının, aktif devre elemanı geçiş direnç parameteresi r_m üzerinde oluşturduğu gerilimi x çıkış ucuna aktarır. z ve zc akım çıkış uçları, akım yönleri birbirlerine zıt olacak şekilde x çıkış ucundaki akımı kopyalamaktadır. Son olarak CDTRA’nın w gerilim çıkış ucu, z akım çıkış ucundaki gerilimi kopyalamaktadır. CDTRA aktif elemanın bağımlı kaynaklı eşdeğer devre modeli Şekil 2.14’de verilmiştir.



Şekil 2.13 CDTRA aktif devre elemanının sembolü



Şekil 2.14 CDTRA aktif devre elemanının bağımlı kaynaklarla oluşturulmuş küçük işaret eşdeğer devresi

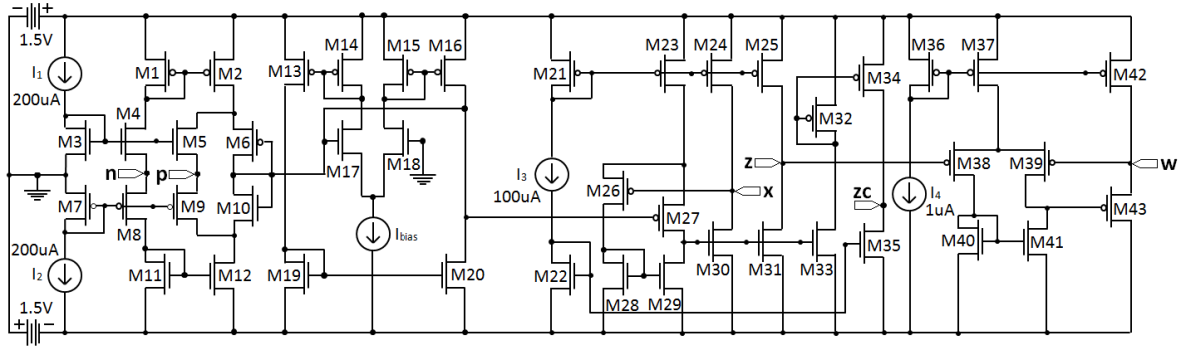
CDTRA aktif devre elemanının, küçük işaretlerdeki lineer tanım bağıntısı Denklem (2.3)'deki hibrid matrisi ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ V_x \\ I_z \\ I_{zc} \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ r_m(s) & -r_m(s) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_z(s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_{zc}(s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mu_w(s) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ I_x \\ V_z \\ V_{zc} \\ I_w \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Burada, $\alpha_z(s)$ ve $\alpha_{zc}(s)$ akım, $\mu_w(s)$ gerilim, ve $r_m(s)$ ise geçiş direnci kazançlarını temsil etmektedir. $\alpha_z(s) = \frac{\omega_{az}(1-\varepsilon_{az})}{s+\omega_{az}}$, $\alpha_{zc}(s) = \frac{\omega_{azc}(1-\varepsilon_{azc})}{s+\omega_{azc}}$, $\mu_w(s) = \frac{\omega_{\mu w}(1-\varepsilon_{\mu w})}{s+\omega_{\mu w}}$, ve $r_m(s) = \frac{r_{m0}\omega_{rm}(1-\varepsilon_{rm})}{s+\omega_{rm}}$ olarak verilir. $|\varepsilon_{az}| \ll 1$, $|\varepsilon_{azc}| \ll 1$, $|\varepsilon_{\mu w}| \ll 1$ olup, ε_{az} ve ε_{azc} akım izleme hatalarını, $\varepsilon_{\mu w}$ ise gerilim izleme hatalarıdır. r_{m0} , geçiş direncinin DC kazancıdır. İdeal şartlarda akım ve gerilim kazançları, $\mu_w = 1$ ve $\alpha_z = \alpha_{zc} = 1$ şeklindedir.

2.2.1 CDTRA Aktif Devre Elemanının CMOS Transistörlerle Gerçekleştirilmesi (Birinci Versiyon)

CDTRA aktif devre elemanının CMOS tranzistörler kullanılarak olası bir gerçeklemesi Şekil 2.15’de verilmiştir.



Şekil 2.15 CMOS transistörler ile olası bir CDTRA aktif devre elemanı gerçeklemesi (birinci versiyon)

M_1-M_{12} transistörleri, p ve n akım girişi uçlarındaki akım farkını almaktadır. $M_{13}-M_{20}$ transistörleri elektronik olarak ayarlanabilir r_m geçiş direnç parametresi devre yapısıdır. $M_{21}-M_{35}$ akım ve gerilim kopyalama işlemlerini gerçekleştirdiği, DO-CCII yapısıdır. $M_{36}-M_{43}$ tampon devre yapısıdır. Gerçeklemede kullanılan CMOS tranzistörlerin boyutlarını içeren liste Tablo 2.5’de sunulmuştur [127]-[129].

CDTRA aktif devre elemanının CMOS tranzistörler ile gerçekleştirilmesinde ve ilgili simülasyonlarda, $0.18 \mu\text{m}$ TSMC level-7 CMOS teknoloji parametrelerinden faydalanılmıştır. Besleme gerilimleri, $V_{DD} = -V_{SS} = 1.5 \text{ V}$ olarak seçilmiştir.

CDTRA aktif devre elemanı geçiş direnci parametresi r_m , Denklem (2.4)’de verilmiştir.

$$r_m = \frac{1}{\sqrt{2I_{bias}\mu C_{ox} \frac{W_{17,18}}{2L_{17,18}}}} \quad (2.3)$$

Burada sırasıyla, μ taşıyıcı mobilitesini, C_{ox} birim alana karşılık gelen geçit oksit kapasitesini, W ve L ise efektif kanal genişlik ve uzunluklarını temsil etmektedir.

Tablo 2.5 CMOS tranzistörlerin boyutları (birinci versiyon CDTRA mos devre için)

<i>CMOS Transistörler</i>	<i>$W_{(\mu m)} / L_{(\mu m)}$</i>
M ₂₈ ,M ₂₉	1.8/0.36
M ₂₂ ,M ₂₆ ,M ₂₇ ,M ₃₀ –M ₄₃	3.6/0.36
M ₁₇ ,M ₁₈	4.5/0.36
M ₂₁ ,M ₂₃ ,M ₂₄ ,M ₂₅	7.2/0.36
M ₁₀	14.4/0.36
M ₆	28.8/0.36
M ₁₉ ,M ₂₀	5.76/1.44
M ₁₃ ,M ₁₄ ,M ₁₅ ,M ₁₆	11.52/1.44
M ₃ ,M ₄ ,M ₅	7.2/1.8
M ₁₁ ,M ₁₂	23.4/1.8
M ₇ ,M ₈ ,M ₉	28.8/1.8
M ₁ ,M ₂	46.8/1.8

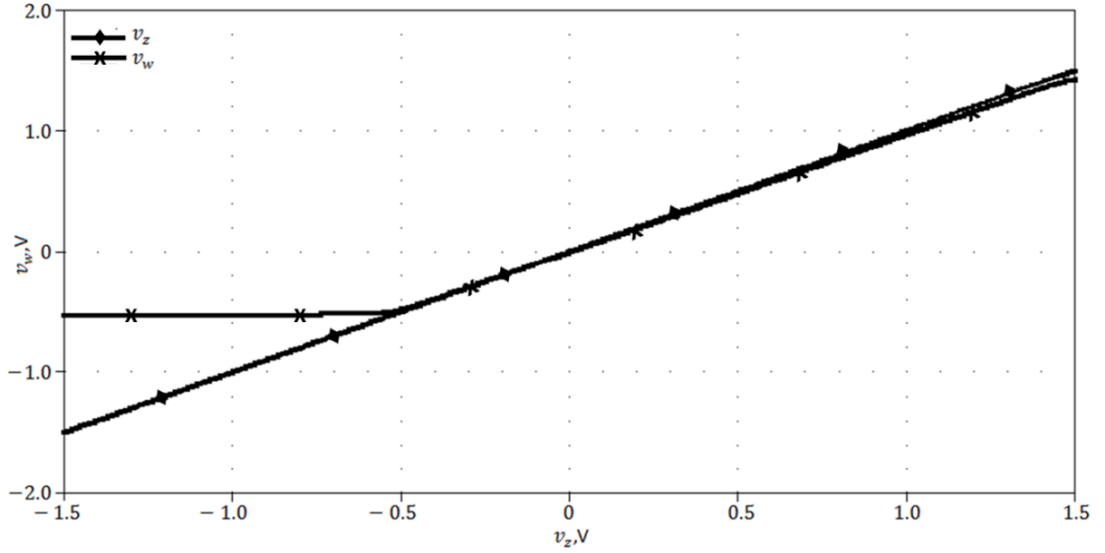
2.2.2 CDTRA Aktif Devre Elemanının Performans Analizi

Bu alt bölümde, CMOS tranzistörler kullanılarak gerçekleştirilmesi yapılmış olan ve Şekil 2.15’de verilen CDTRA aktif devre elemanının uç tanım bağıntılarına ilişkin lineer çalışma bölgeleri PSPICE simülasyonları aracılığıyla belirlenmiştir. Aynı zamanda frekansa bağlı olarak devre elemanının davranışı yine bu alt bölüm içerisinde ele alınmıştır. Bu amaçla, tranzistörlü devre gerçekleştirilmesi yapılan CDTRA için AC ve DC analizler yürütülmüş, ölçüm ve değerlendirme sonuçlarına bu alt bölüm içerisinde yer verilmiştir.

PSPICE devre simülasyon programı ile gerçekleştirilen analizlerde TSMC 0.18 μm seviye-7 parametreleri kullanılmıştır. CMOS devresinin besleme gerilimleri ise ± 1.5 V’dur.

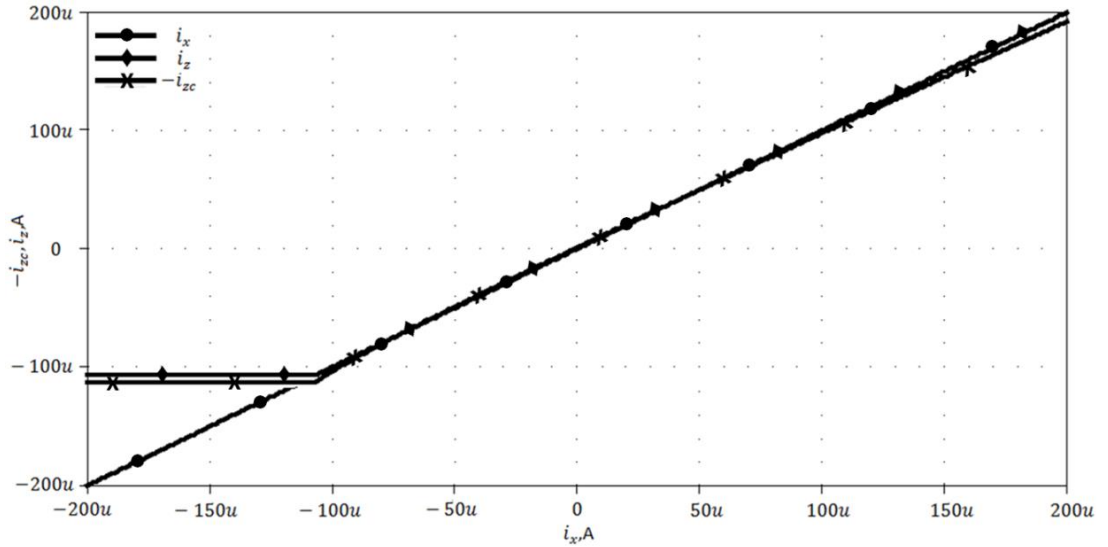
Bu alt bölümde ilk olarak CDTRA aktif elemanının her bir tanım bağıntısına ilişkin DC analizler gerçekleştirilmiş ve giriş ve çıkış gerilim ve akımlarına ilişkin lineer çalışma aralıkları belirlenmiştir.

CDTRA’nın $v_w = v_z$ tanım bağıntısı için CDTRA’nın z giriş ucuna $-1.5 \text{ V} \leq v_z \leq +1.5 \text{ V}$ aralığında DC tarama gerilimi uygulanmıştır. Bu durumda CDTRA’nın w ucunun geriliminin değişimine ilişkin PSPICE simülasyon sonuçları elde edilmiştir ve Şekil 2.16’da verilmiştir.



Şekil 2.16 $v_w = v_z$ tanım bağıntısı için CDTRA'nın DC analizi

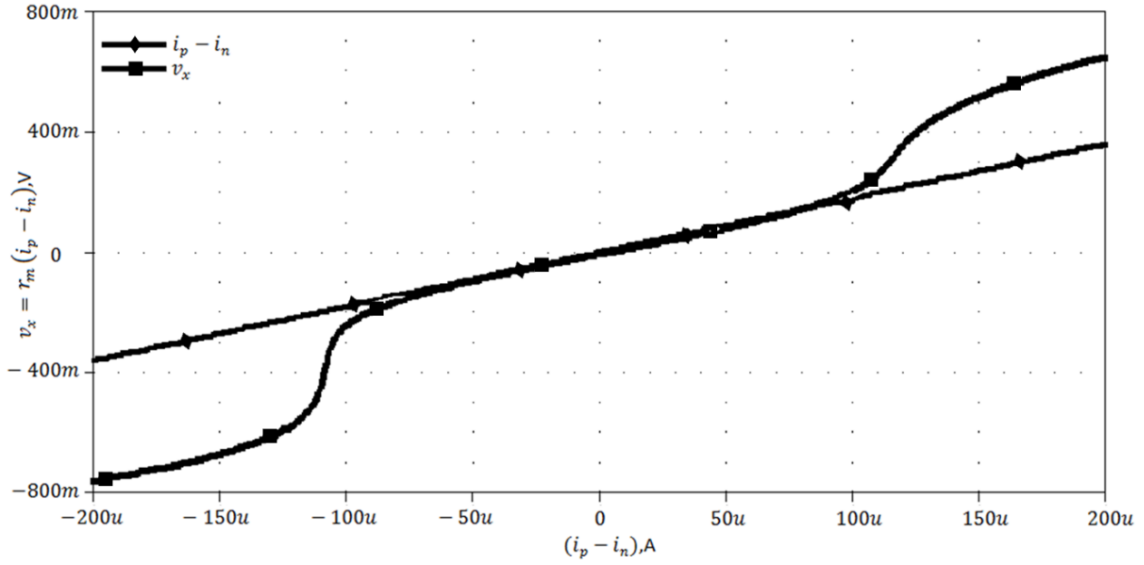
CDTRA'nın $i_z = i_x$ ve $i_{zc} = i_x$ tanım bağıntıları için CDTRA'nın x giriş ucuna $-200 \mu A \leq i_x \leq +200 \mu A$ aralığında DC tarama akımı uygulanmıştır. Bu durumda CDTRA'nın z ucunun ve zc ucunun akım değişimlerine ilişkin PSPICE simülasyon sonuçları elde edilmiştir ve Şekil 2.17'de verilmiştir.



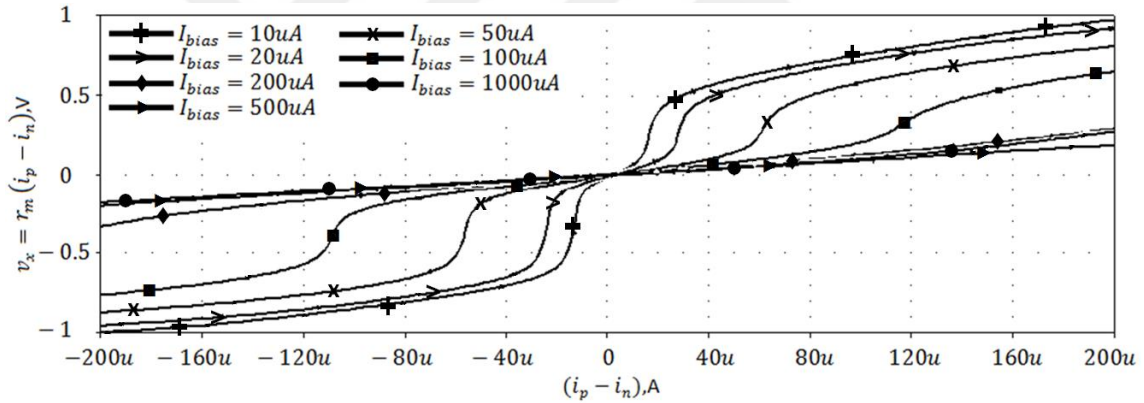
Şekil 2.17 $i_z = i_x$ ve $i_{zc} = i_x$ tanım bağıntıları için CDTRA'nın DC analizi

Bu alt bölümde DC analizde son olarak CDTRA'nın $v_x = r_m(i_p - i_n)$ tanım bağıntısına ilişkin analizler gerçekleştirilmiştir. CDTRA'nın p ve n uçlarına akım giriş işareti uygulanarak DC tarama işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu işlem sırasında CDTRA'nın r_m parametre değerleri Şekil 2.15'de verilen I_{bias} bağımsız akım kaynağı ile ayarlanmaktadır. I_{bias} değeri sabit iken elde edilen simülasyon sonucu

Şekil 2.18’de verilmiştir. Farklı I_{bias} akım değerleri için elde edilen simülasyon sonucu da Şekil 2.19’da verilmiştir.



Şekil 2.18 $v_x = r_m(i_p - i_n)$ tanım bağıntısı için CDTRA’nın DC analizi



Şekil 2.19 Farklı I_{bias} değerleri için $v_x = r_m(i_p - i_n)$ tanım bağıntısına ait CDTRA’nın DC analizi

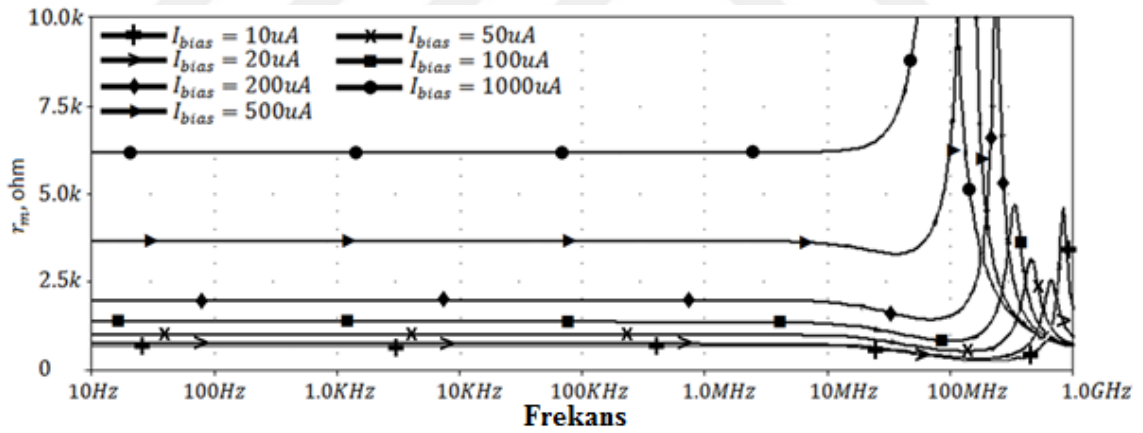
İdeal olmayan CDTRA aktif devre elemanını uç tanım bağıntıları ve karşılık düşen lineer çalışma bölgeleri Tablo 2.6’da listelenmiştir.

CDTRA birinci versiyon için yapılan DC analizler sonucunda r_m parametresinin sağlayabildiği en küçük ve en büyük değerler belirlenmiştir. Bu değerler $900 \Omega \leq r_m \leq 40 \text{ k}\Omega$ ’dur.

Bu alt bölümde aynı zamanda CDTRA aktif elemanının AC analizleri gerçekleştirilmiş ve CDTRA’nın çalışma frekansı belirlenmiştir. CDTRA’nın r_m parametresinin frekansa bağlı olarak elde edilen AC analiz simülasyon sonuçları Şekil 2.20’de verilmiştir.

Tablo 2.6 CDTRA aktif elemanın lineer çalışma koşulları

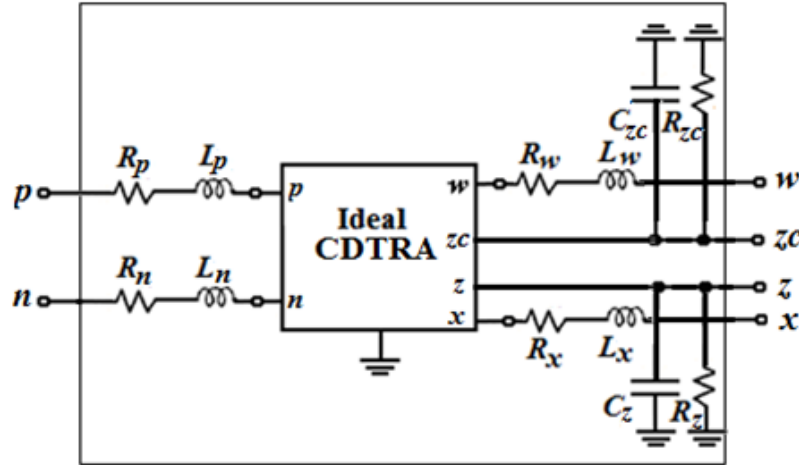
<i>CDTRA Tanım Bağlıları</i>	<i>Lineer Çalışma Bölgesi</i>	r_m
$v_w = \mu_w v_z$	$-0.5V \leq v_x \leq 1V$	-
$i_z = \alpha_z i_x$	$-105\mu A \leq i_z \leq 200\mu A$	-
$i_{zc} = \alpha_{zc} i_x$	$-108\mu A \leq i_{zc} \leq 150\mu A$	-
$v_x = r_m (i_p - i_n)$	$I_{bias} = 10\mu A$ için $-10\mu A \sim 10\mu A$	7100 Ω 8379 Ω (ideal)
$v_x = r_m (i_p - i_n)$	$I_{bias} = 20\mu A$ için $-20\mu A \sim 20\mu A$	4100 Ω 5925 Ω (ideal)
$v_x = r_m (i_p - i_n)$	$I_{bias} = 50\mu A$ için $-50\mu A \sim 50\mu A$	2400 Ω 3747 Ω (ideal)
$v_x = r_m (i_p - i_n)$	$I_{bias} = 100\mu A$ için $-80\mu A \sim 90\mu A$	1800 Ω 2649 Ω (ideal)
$v_x = r_m (i_p - i_n)$	$I_{bias} = 200\mu A$ için $-140\mu A \sim 150\mu A$	1100 Ω 1873 Ω (ideal)
$v_x = r_m (i_p - i_n)$	$I_{bias} = 500\mu A$ için $-200\mu A \sim 200\mu A$	850 Ω 1185 Ω (ideal)
$v_x = r_m (i_p - i_n)$	$I_{bias} = 1mA$ için $-200\mu A \sim 200\mu A$	800 Ω 838 Ω (ideal)



Şekil 2.20 CDTRA'nın r_m parametresinin frekansa bağlı olarak değişimi

CDTRA aktif devre elemanın AC analizleri ile birlikte giriş ve çıkış uçlarına ilişkin frekansa bağlı olarak empedans değişimleri de modellenmiştir. Bu işlem için CDTRA'nın parazitik elemanları gösteren kayıplı eşdeğer devre modeli Şekil 2.21'de verilmiştir.

İdeal Olmayan CDTRA



Şekil 2.21 CDTRA aktif elemanın kayıplı eşdeğer devre modeli

İdeal aktif devre elemanına ilişkin giriş ve çıkış uçlarına, pasif devre elemanlarının uygun şekilde bağlanması ile ideal olmayan aktif devre elemanının frekansa bağlı davranışı birinci dereceden olacak şekilde modellenmiştir. AC analiz ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması neticesinde yürütülen hesaplamalar ile ideal olmayan CDTRA aktif devre elemanına ait parazitik empedans değerleri, ideal olmayan devre parametreleri, ve köşe frekansı değerleri elde edilmiştir. Sonuçlar sırasıyla Tablo 2.7 ve Tablo 2.8’de verilmiştir. Tablo 2.8’den görüleceği üzere CDTRA aktif elemanın çalışma frekansını ω_{rm} değeri belirlemektedir ve bu değer 230 MHz’dir.

Tablo 2.7 CDTRA aktif devre elemanı parazitik empedans değerleri

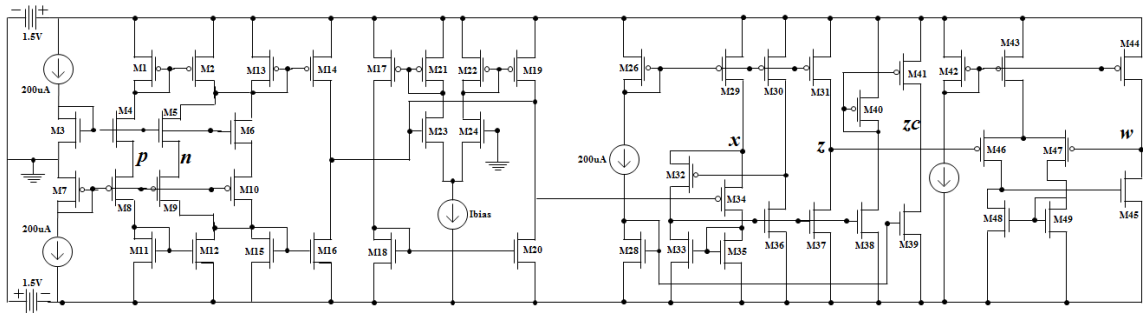
Parazitik Empedans	Değer
R_p	2133 Ω
R_n	861 Ω
R_x	43 Ω
R_z	56.4 k Ω
R_{zc}	56.4 k Ω
R_w	146 Ω
L_p	6.5 μ H
L_n	91.3 nH
C_z	14 fF
C_{zc}	12 fF
L_x	3.3 nH
L_w	55 nH

Tablo 2.8 CDTRA aktif devre elemanı ideal olmayan devre parametreler ve köşe frekansları

İdeal olmayan parametreler		Köşe Frekansları	
$\varepsilon_{\mu w}$	0.027	$\omega_{\mu w}$	140 MHz
ε_{az}	0.002	ω_{az}	1.7 GHz
ε_{azc}	0.015	ω_{azc}	1.7 GHz
ε_{rm}	0.046	ω_{rm}	230 MHz

2.2.3 CDTRA Aktif Devre Elemanının CMOS Transistörlerle Gerçekleştirilmesi (İkinci Versiyon) ve Performans Analizi

Bu tezde önerilen CDTRA aktif elemanı için ikinci olan bir CMOS transistör gerçekleştirilmesi bu alt bölümde verilmiştir. Şekil 2.15’de verilen CMOS tranzistörlerle gerçekleştirilen içyapının $i_p - i_n$ akım farkının alınmasını sağlayan ilk kısımda, r_m geçiş direnci parametresini sağlayan kısımda ve $v_w = v_z$ tanım bağıntısını sağlayan içyapının son kısmında CDTRA’nın performansının iyileşmesini sağlayacak şekilde değişiklikler yapılmıştır. Elde edilen ikinci versiyon CMOS transistor gerçekleştirilmesi Şekil 2.22’de verilmiştir [130].



Şekil 2.22 CMOS transistörler ile olası bir CDTRA aktif devre elemanı gerçekleştirilmesi (ikinci versiyon)

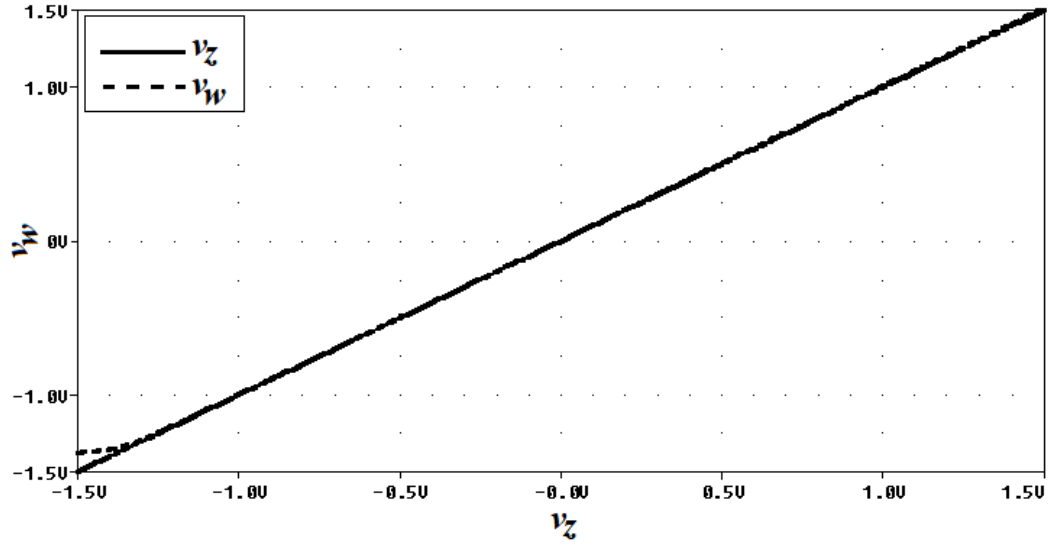
Şekil 2.22’de verilen devredeki MOS transistörlerin kanal genişlikleri ve uzunlukları Tablo 2.9’da verilmiştir.

Tablo 2.9 CMOS tranzistörlerin boyutları (ikinci versiyon CDTRA MOS devre için)

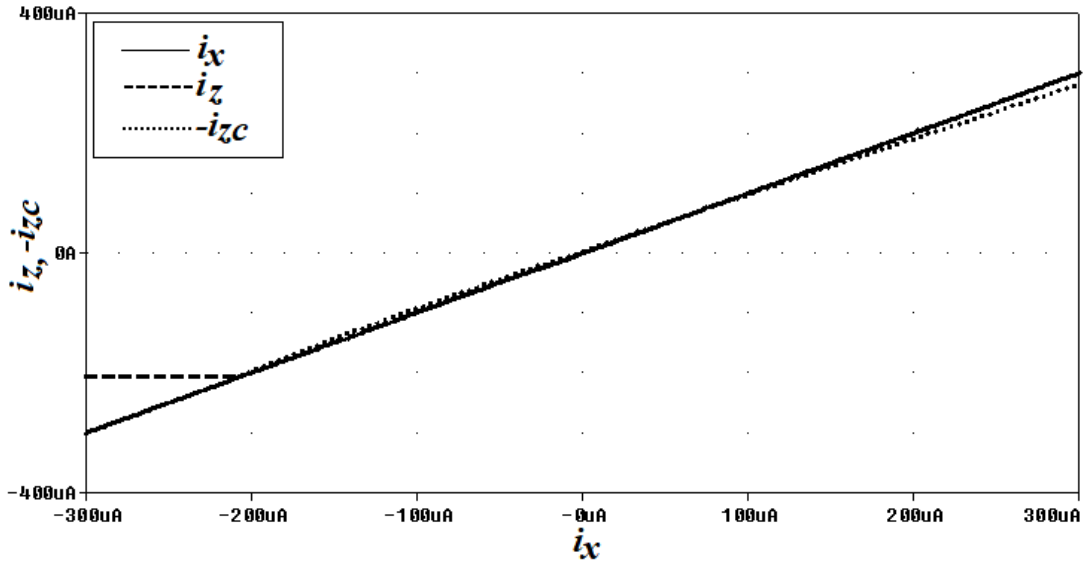
<i>CMOS Tranzistörler</i>	<i>W (μm) / L (μm)</i>
M ₁ , M ₂ , M ₁₃ , M ₁₄	46.8/1.8
M ₇ –M ₁₀	28.8/1.8
M ₁₇ , M ₁₉ , M ₂₁ , M ₂₂	9/1.44
M ₂₆ , M ₂₉ –M ₃₁	7.2/0.36
M ₃₂ , M ₃₄ , M ₄₆ , M ₄₇	3.6/0.36
M ₄₂ –M ₄₄	7.2/0.36
M ₃ –M ₆	14.4/1.8
M ₁₁ , M ₁₂ , M ₁₅ , M ₁₆	23.4/1.8
M ₂₃ , M ₂₄ , M ₃₃ , M ₃₅ , M ₄₈ , M ₄₉	1.8/0.36
M ₁₈ , M ₂₀	4.5/1.44
M ₂₈ , M ₃₆ –M ₃₉ , M ₄₅	3.6/0.36

Bu alt bölümde ilk olarak Şekil 2.22’de verilen CMOS transistor gerçekleştirilmesi için CDTRA’nın her bir tanım bağıntısına ilişkin DC analizler gerçekleştirilmiş ve giriş ve çıkış gerilim ve akımlarına ilişkin lineer çalışma aralıkları PSPICE simülasyonları yapılarak belirlenmiştir.

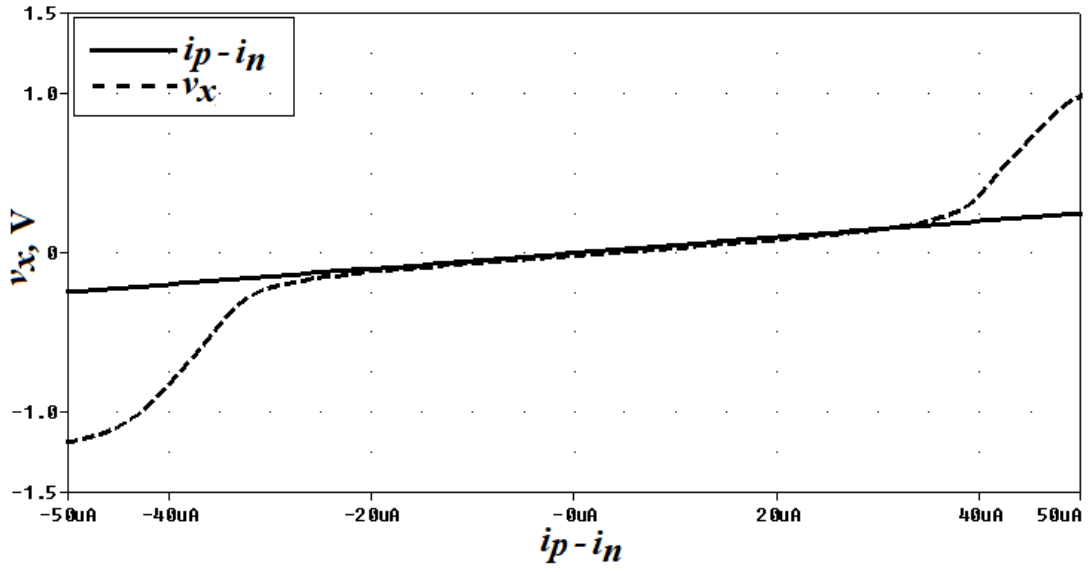
Şekil 2.23’te CDTRA’nın w ucunun geriliminin değişimine ilişkin PSPICE simülasyon sonuçları, Şekil 2.24’te CDTRA’nın z ucunun ve zc ucunun akım değişimlerine ilişkin PSPICE simülasyon sonuçları, Şekil 2.25’te CDTRA’nın x ucuna ait gerilim değişimlerine ilişkin simülasyon sonuçları verilmiştir. Şekil 2.25’te r_m parametre değerleri Şekil 2.22’de verilen I_{bias} bağımsız akım kaynağı sabit iken elde edilen simülasyon sonucu iken farklı I_{bias} akım değerleri için elde edilen simülasyon sonucu da Şekil 2.26’da verilmiştir. Şekil 2.25’de verilen simülasyon sonucuna göre geçiş direnci parametresi r_m değerinin 5 kΩ olduğu ölçülmüştür.



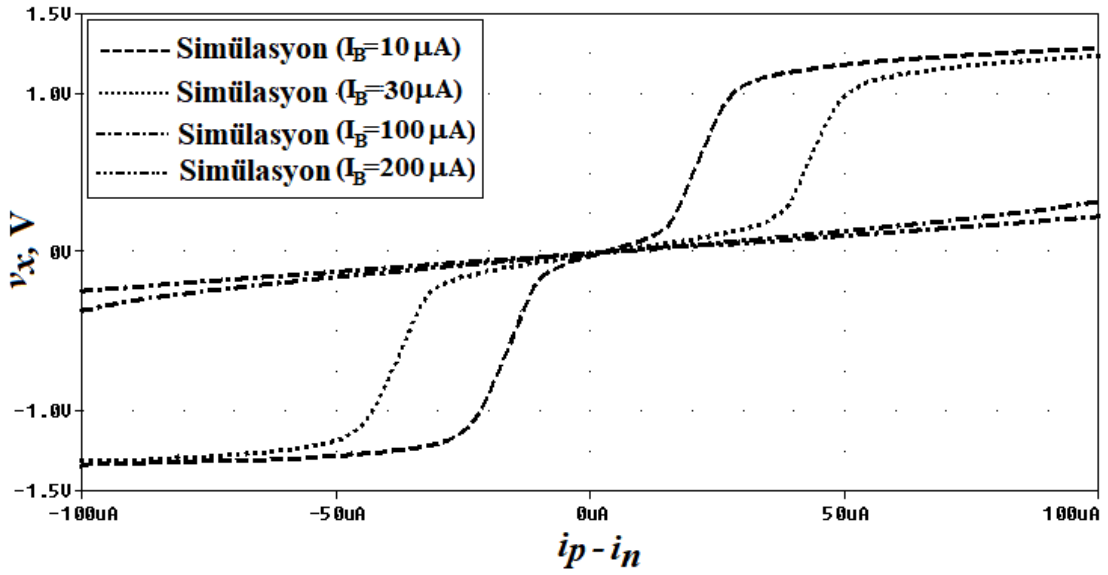
Şekil 2.23 $v_w = v_z$ tanım bağıntısı için CDTRA'nın DC analizi (ikinci versiyon CDTRA MOS devre için)



Şekil 2.24 $i_z = i_x$ ve $i_{zc} = i_x$ tanım bağıntıları için CDTRA'nın DC analizi (ikinci versiyon CDTRA MOS devre için)



Şekil 2.25 $v_x = r_m(i_p - i_n)$ tanım bağıntısı için CDTRA'nın DC analizi (ikinci versiyon CDTRA MOS devre için)



Şekil 2.26 Farklı I_{bias} değerleri için $v_x = r_m(i_p - i_n)$ tanım bağıntısına ait CDTRA'nın DC analizi (ikinci versiyon CDTRA MOS devre için)

İdeal olmayan CDTRA aktif devre elemanını uç tanım bağıntıları ve karşılık düşen lineer çalışma bölgeleri Tablo 2.10'da listelenmiştir.

Tablo 2.10 CDTRA aktif elemanın lineer çalışma koşulları (ikinci versiyon CDTRA MOS devre için)

<i>CDTRA Tanım Bağlantıları</i>	<i>Lineer Çalışma Bölgesi</i>	<i>r_m</i>
$v_w = \mu_w v_z$	$-1.3 V \leq v_x \leq 1.4 V$	-
$i_z = \alpha_z i_x$	$-202 \mu A \leq i_z \leq 300 \mu A$	-
$i_{zc} = \alpha_z c i_x$	$-202 \mu A \leq i_{zc} \leq 160 \mu A$	-
$v_x = r_m (i_p - i_n)$	$I_{bias} = 10 \mu A$ için $-7 \mu A \sim 14 \mu A$	11000 Ω
$v_x = r_m (i_p - i_n)$	$I_{bias} = 30 \mu A$ için $-25 \mu A \sim 35 \mu A$	5000 Ω
$v_x = r_m (i_p - i_n)$	$I_{bias} = 100 \mu A$ için $-70 \mu A \sim 80 \mu A$	3000 Ω
$v_x = r_m (i_p - i_n)$	$I_{bias} = 200 \mu A$ için $-120 \mu A \sim 120 \mu A$	2300 Ω

CDTRA ikinci versiyon için yapılan DC analizler sonucunda r_m parametresinin sağlayabildiği en küçük ve en büyük değerler belirlenmiştir. Bu değerler $2 k\Omega \leq r_m \leq 80 k\Omega$ 'dur.

İdeal olmayan CDTRA aktif devre elemanına (ikinci versiyon CDTRA mos devre için) ait parazitik empedans değerleri Tablo 2.11'de verilmiştir.

Tablo 2.11 CDTRA aktif devre elemanı parazitik empedans değerleri (ikinci versiyon CDTRA mos devre için)

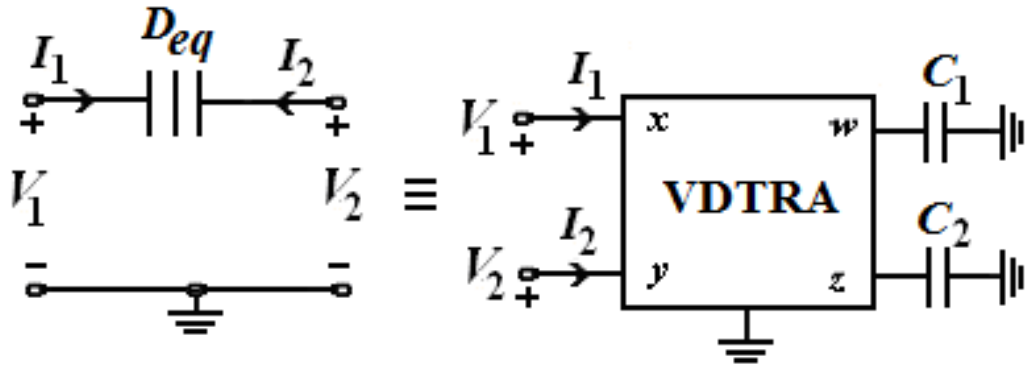
<i>Parazitik Empedans</i>	<i>Değer</i>
R_p	663.3 Ω
R_n	663.2 Ω
R_x	37.9 Ω
R_z	38.4 k Ω
R_{zc}	41.9 k Ω
R_w	54.9 Ω

BİR UCU TOPRAKLI VE İKİ UCU SERBEST FDNR SİMÜLATÖRÜ DEVRESİ

Bu bölümde, bu tez kapsamında önerilen geçiş direnci temelli VDTRA aktif devre elemanı kullanılarak bir ucu topraklı ve iki ucu serbest yapıda olan frekansa bağlı negatif direnç (FDNR) simülatörü devresi önerilmiştir. Bu önerilen FDNR simulator devresinin literatürdeki devrelere göre avantajları bir karşılaştırma tablosu ile verilmiştir.

3.1 Önerilen FDNR Simülatör Devresi

Önerilen FDNR simülatör devresi Şekil 3.1’de verilmiştir. Devrede bir adet VDTRA aktif devre elemanı ve iki adet bir ucu topraklı kapasite elemanı kullanılmıştır. Şekil 3.1’den görüleceği üzere FDNR simulator devresinin iki kapısına ait girişler VDTRA elemanının x ve y uçlarına karşılık gelmektedir. Bu uçlardan herhangi birisinin topraklanması halinde, bir ucu topraklı FDNR devre elemanı elde edilmektedir.



Şekil 3.1 Önerilen İki Ucu Serbest Yapıda Olan FDNR Simülatör Devresi

Şekil 3.1’de verilen devrenin analizi yapıldığında VDTRA’nın ideal tanım bağıntıları ($\mu_x = \mu_y = \alpha_x = \alpha_y = 1$) için elde edilen kısa devre admitans matrisi Denklem (3.1)’de verilmiştir.

$$[Y] = s^2 C_1 C_2 r_m \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} = s^2 D_{eq} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Bu eşitlikten FDNR devre elemanı değeri, $D_{eq} = C_1 C_2 r_m$ şeklindedir. İdeal olmayan durumda ise ($\mu_x = \mu_y = \mu$, $\alpha_x = \alpha_y = \alpha$), kısa devre admitans matrisi Denklem (3.2)'de olduğu gibi verilir ve bu durumda FDNR devre elemanı değeri, $D_{eq} = \mu \alpha C_1 C_2 r_m$ olarak elde edilir.

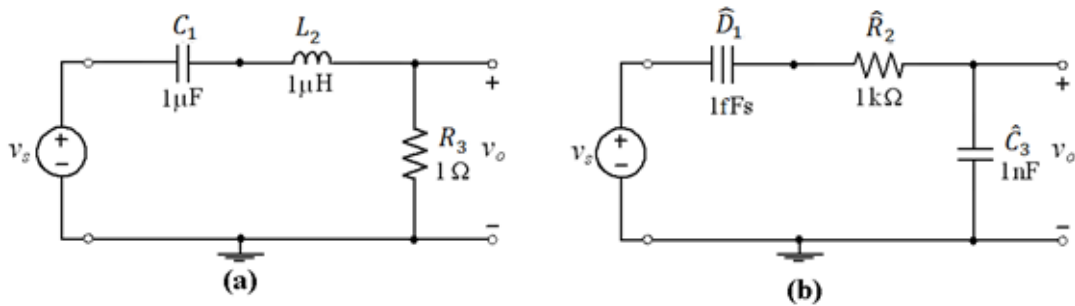
$$[Y] = s^2 \mu \alpha C_1 C_2 r_m \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} = s^2 D_{eq} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Denklem (3.2)'den görüleceği üzere önerilen FDNR simülatör devresinin aktif ve pasif duyarlılıklarının düşük olduğu görülmektedir. Bu duyarlılık ifadeleri ve değerleri Denklem (3.3)'de verilmiştir.

$$S_{C_1}^{D_{eq}} = S_{C_2}^{D_{eq}} = S_{R_m}^{D_{eq}} = S_{\mu}^{D_{eq}} = S_{\alpha}^{D_{eq}} = 1 \quad (3.3)$$

3.2 FDNR Simülatör Devresi İçin Uygulama Örnekleri ve Simülasyon Sonuçları

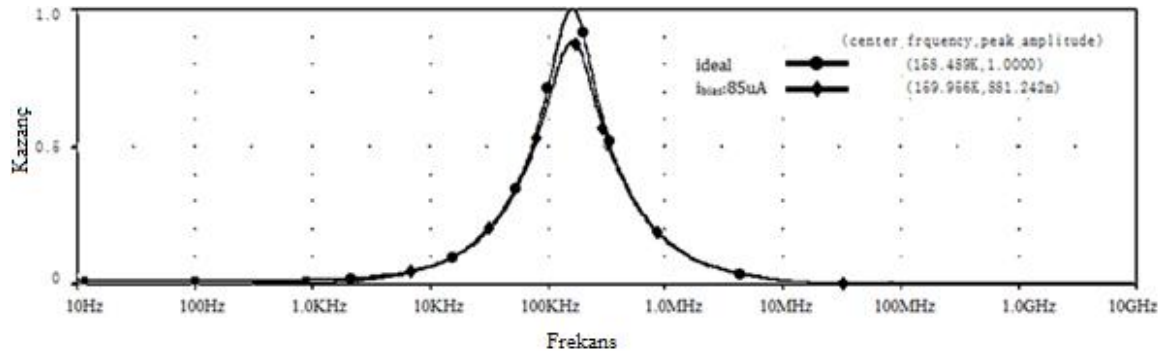
Önerilen, geçiş direnci temelli aktif devre elemanı VDTRA'yı kullanan FDNR simülatör devre elemanının çalışabilirliğini göstermek için, merkez frekansı $f_o = 159.15$ kHz ve kalite faktörü $Q = 1$ olan, band geçiren RLC filtre devresi, ve bu devre üzerinden değişken empedans ölçekleme methodu kullanılarak elde edilen band geçiren CRD filtre devresi kullanılmıştır. Bu devre yapıları Şekil 3.2'de verilmiştir.



Şekil 3.2 FDNR simülatör devresi için uygulama örneği devresi a) band geçiren RLC Devresi, b) band geçiren CRD devresi

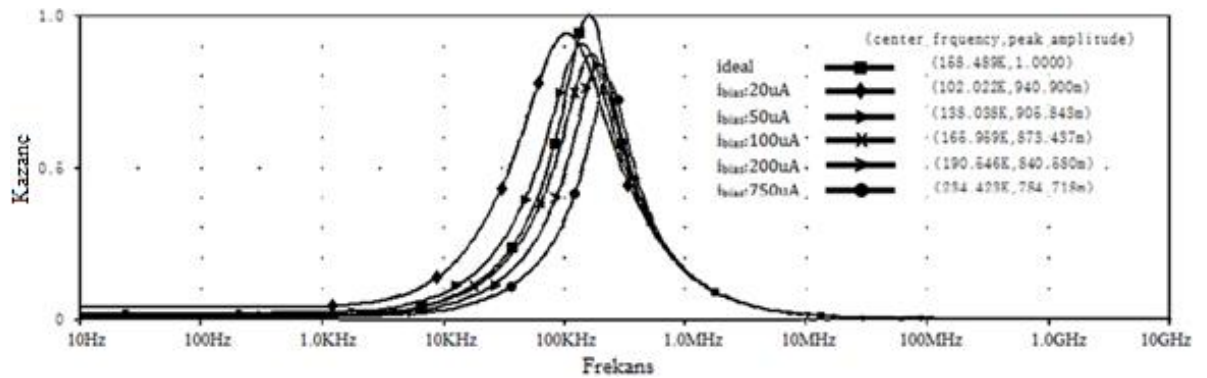
Ölçekleme sabiti 10^9 ($a = 10^9$) olacak şekilde seçilmiştir. Buna göre, CRD band geçiren filtre devresini ilişkin devre elemanları değerleri, $\hat{C} = 1/aR = 1$ nF, $\hat{R} = aL = 1$ kΩ ve $\hat{D} = C/a = 1$ fFs olacak şekilde elde edilmiştir. Arzu edilen

FDNR devre elemanı değerini elde edebilmek için, Denklem (3.1) gereği, Şekil 3.1’de verilen FDNR simülatör devresinde yer alan C_1 ve C_2 kapasite pasif devre elemanları ile r_m geçiş direnç parametresi uygun olacak şekilde seçilmiştir. Geçiş direnç parametresinin arzu edilen değere sahip olabilmesi için VDTRA aktif elemanındaki ayar akımı I_{bias} uygun şekilde ayarlanmıştır. Buna göre, C_1 ve C_2 kapasiteleri, 0.53 nF ve 1 nF olarak seçilmiş, r_m geçiş direnç parametresi ise, ayar akımı I_{bias} 85 μ A değerine ayarlanarak, 1.9 k Ω olması sağlanmıştır. Her iki band geçiren filtre devresi için PSPICE simülasyon programı kullanılarak AC analizleri gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonucunda elde edilen genlik-frekans karakteristiği Şekil 3.3’de verilmiştir.



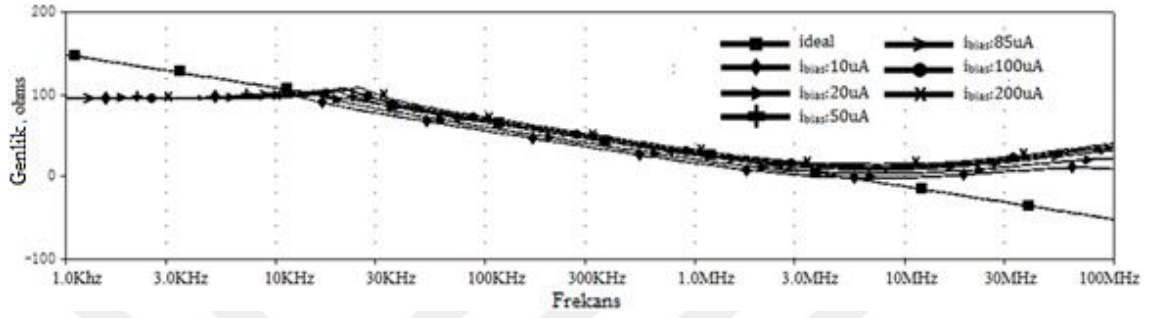
Şekil 3.3 Band geçiren *RLC* ve *CRD* filtrelerine ait genlik-frekans karakteristikleri

Band geçiren *CRD* filtre devresinin merkez frekansı $f_0 = 159.96$ kHz ve merkez frekansındaki genlik değeri 0.881 olarak gözlenmiştir. Ayar akımının I_{bias} farklı değerlerinin *CRD* band geçiren filtresine ait genlik-frekans karakteristikleri Şekil 3.4’de verilmiştir.



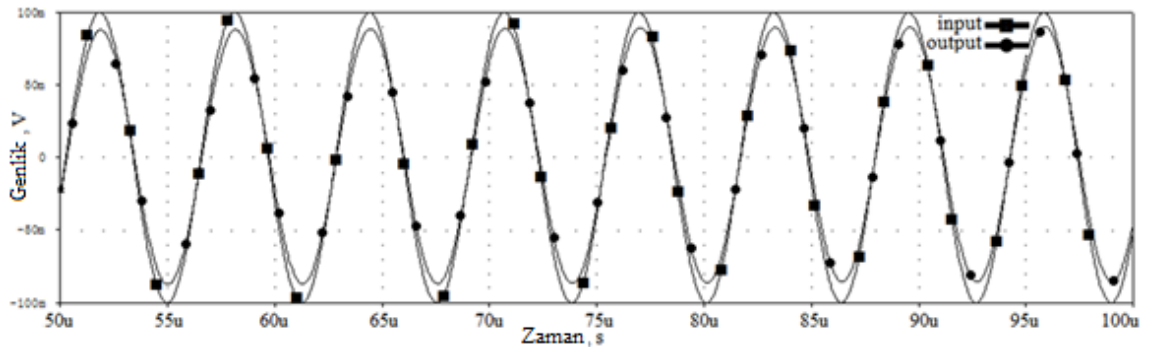
Şekil 3.4 Farklı I_{bias} akım değerleri için band geçiren *CRD* filtre frekans karakteristikleri

Şekil 3.1’de verilen FDNR simülatör devresi ile elde edilen FDNR elemanın empedans değerinin frekansa bağlı olarak nasıl değiştiğine ilişkin PSPICE simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Bu simülasyonlarda farklı değerde I_{bias} ayar akımları için frekansa bağlı olarak önerilen FDNR simulator devresinin empedansının nasıl değiştiği belirlenmiştir. Elde edilen empedans-frekans karakteristiği Şekil 3.5’de verilmiştir.



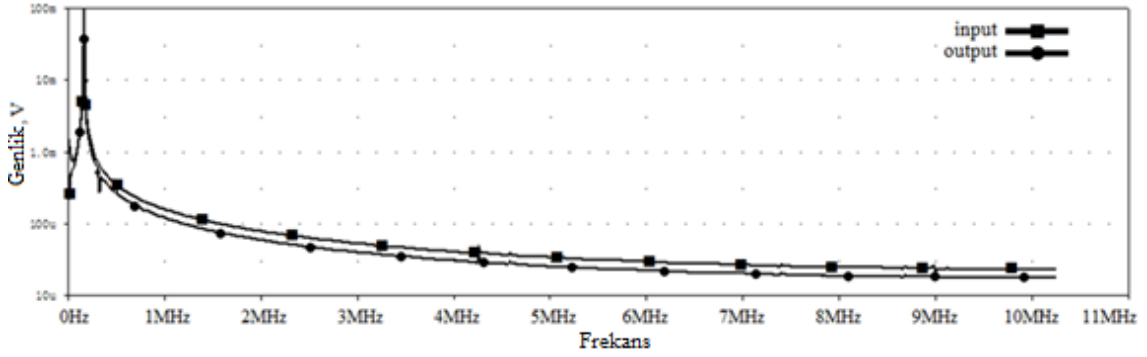
Şekil 3.5 Farklı I_{bias} akım değerleri için FDNR simülatörü devresinin empedans-frekans karakteristikleri

Şekil 3.5’den görüleceği üzere önerilen iki ucu serbest yapıdaki FDNR simulator devresinin lineer çalışma bölgesinin frekans aralığının 15 kHz – 8 MHz olduğu gözlemlenmiştir. Önerilen FDNR simülatörü devresinin zaman domenindeki davranışını gözlemlemek için uygulaması verilen band geçiren *CRD* filtre devresi için zaman domeni analizleri gerçekleştirilmiştir. *CRD* Band geçiren filtre girişine frekansı 159 kHz ve tepeden tepeye 200mV değere sahip bir sinüzoidal gerilim işareti uygulanmış, giriş ve çıkış işaretlerine ait PSPICE simülasyon sonuçları elde edilmiş ve Şekil 3.6’da verilmiştir.



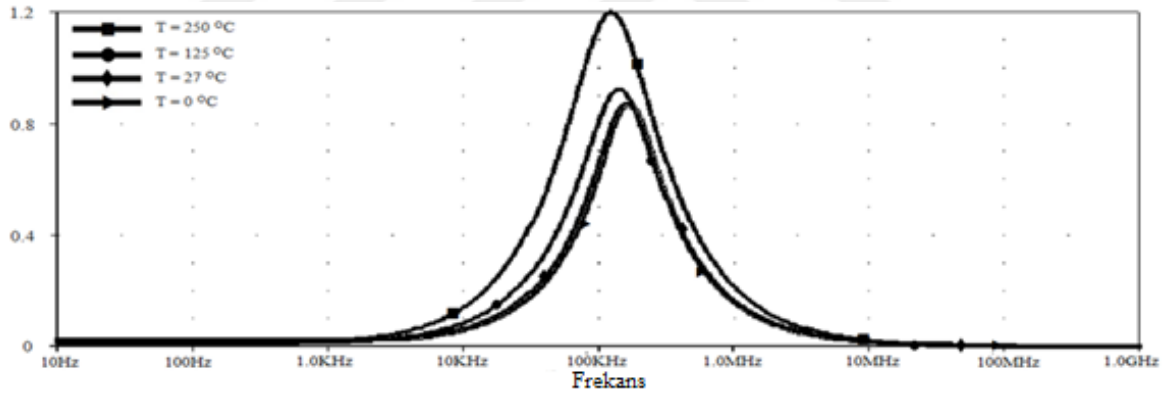
Şekil 3.6 Band geçiren *CRD* filtre devresi için zaman domeni analizi, giriş ve çıkış gerilim işaretleri

Band geçiren *CRD* filtre devresine ilişkin giriş ve çıkış işaretlerinin frekans spektrumu şekil 3.7’de verilmiştir. Toplam harmonik distorsiyon (TDH), %0.4’dür, ve ihmal edilebilecek derecede kktr.

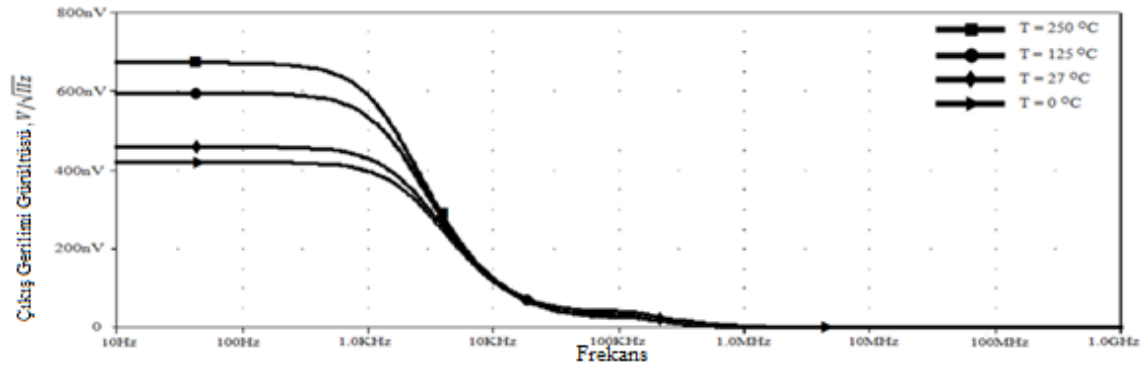


şekil 3.7 Band geçiren *CRD* filtre devresine ilişkin giriş ve çıkış işaretlerinin frekans spektrumu

Band geçiren *CRD* filtre devresi için, sıcaklık ve gürültü analizleri için de PSPICE simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Analiz sonuçları sırasıyla şekil 3.8 ve şekil 3.9’da verilmiştir.

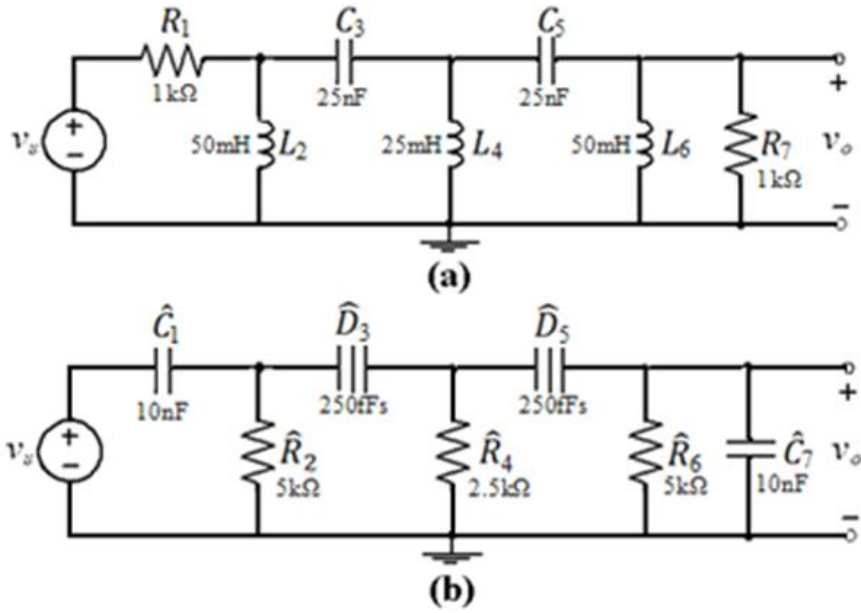


şekil 3.8 Band geçiren *CRD* filtre devresi için sıcaklık analizi



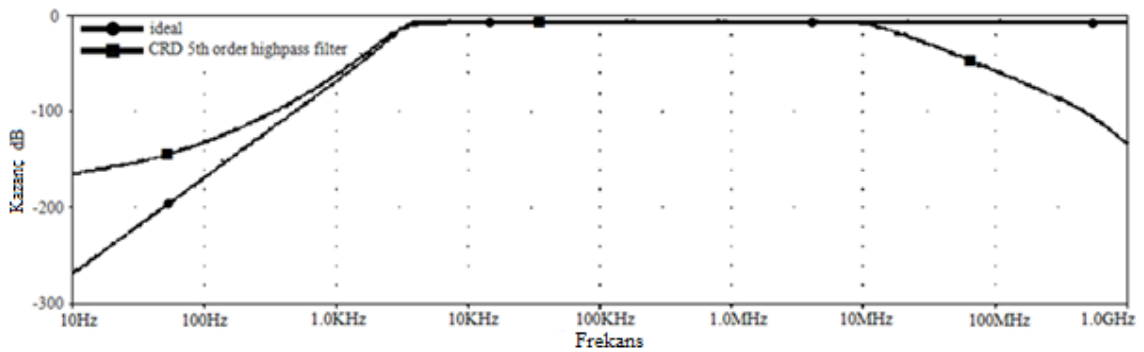
şekil 3.9 Band geçiren *CRD* filtre devresi için gürültü analizi

VDTRA aktif devre elemanı temelli FDNR simülatör devresi kullanan yüksek dereceden filtre tasarımı ele alınmıştır. Beşinci dereceden yüksek geçiren filtre devre tasarım örneği, Şekil 3.10'da verilmiştir. Şekil 3.10(a)'da beşinci dereceden yüksek geçiren RLC devresi ve Şekil 3.10(b)'de ise değişken empedans ölçekleme methodu kullanılarak elde edilen beşinci dereceden yüksek geçiren CRD filtre devresi gösterilmiştir. Ölçekleme sabiti 10^5 olacak şekilde seçilmiştir.



Şekil 3.10 Beşinci dereceden yüksek geçiren filtre devreleri (a) Yüksek geçiren RLC filtre devresi (b) Yüksek geçiren CRD filtre devresi

PSPICE simülasyonları gerçekleştirilmiş ve beşinci dereceden yüksek geçiren filtre devresine ilişkin Genlik-Frekans karakteristikleri Şekil 3.11'de verilmiştir.



Şekil 3.11 Beşinci dereceden yüksek geçiren filtre devresine ait kazanç-frekans karakteristikleri

3.3 FDNR Simülatör Devresinin Literatür Karşılaştırması

Önerilen bu devre yapısı, konu ile ilgili yapılan daha önceki çalışmalar ile karşılaştırılmıştır ve elde edilen sonuçlar Tablo 3.1’de verilmiştir.

Tablo 3.1 VDTRA aktif devre elemanı temelli FDNR gerçekleştirilmesi: literatür karşılaştırması

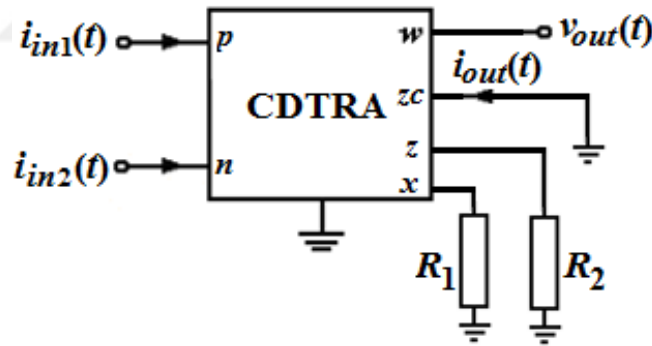
Referans	Aktif Eleman Sayısı	Pasif Eleman Sayısı	Transistör Sayısı	İki Ucu Serbest	Bir Ucu Topraklı Kapasite	Elektronik Ayarlanabilirlik
[10] Senani, 1984	2 CC	5	-	Evet	Hayır	Hayır
[11] Nandi et al., 1984	3 CCII	3	-	Evet	Hayır	Hayır
[12] Higashimura ve Fukuki, 1987	1 INIC 2 CCII	3	-	Evet	Hayır	Hayır
[13] Abuelma’atti ve Tasadduq, 1999	3 CCCII	2	-	Hayır	Evet	Evet
[14] Pal, 2004	5 CCII	5	-	Evet	Hayır	Hayır
[15] Yüce at al., 2006	4 CCII	4	4 x 20	Evet	Hayır	Evet
[16] Minaei et al., 2006	2 DO-CCII	3	2 x 20	Evet	Hayır	Hayır
[17] Psychalinos, 2008	4 CFOA	5	-	Evet	Hayır	Hayır
[18] Yuce, 2006	1 CCCII 2 DO-CCII	4	3 x 20	Evet	Evet	Evet
[19] Yuce, 2007	1 MCFOA	3	32	Evet	Hayır	Hayır
[20] Jantakun, 2009	2 DVCCTA	3	2 x 24	Evet	Evet	Evet
[21] Kacar ve Kuntman, 2009	1 FDCCII	3	60	Hayır	Evet	Evet
[22] Soliman ve Saad, 2010	1 CCII 2 ICCII	3	4 x 18	Evet	Hayır	Hayır
[23] Yuce, 2010	2 DVCC	3	2 x 18	Evet	Evet	Hayır
[24] Kacar et al., 2010	1 DXCCII	3	32	Hayır	Hayır	Evet
[25] Metin ve Minaei, 2010	3 CCI	3	3 x 22	Evet	Hayır	Evet
[26] Soliman, 2011	3 CCII	5	3 x 16	Evet	Hayır	Hayır
[27] Ayten et al., 2012	2 CBTA	3	2 x 34	Evet	Evet	Evet
[28] Li, 2012	6 CFTA	2	-	Evet	Evet	Evet
[29] Gupta et al., 2012	1 OTRA	4	-	Hayır	Hayır	Hayır
[30] Kacar ve Yesil, 2012	1 FDCCII	3	-	Hayır	Evet	Hayır
[31] Vavra et al., 2012	1 DBTA	2	-	Hayır	Evet	Evet
[32] Mongkolwai ve Tangsritat, 2013	3 VDTA	2	3 x 18	Evet	Evet	Evet
[33] Kartci et al., 2015	2 VDCC	3	2 x 8	Evet	Evet	Evet
[34] Alpaslan, 2016	1 MVDVTA	2	51	Evet	Evet	Evet
[35] Bhardwaj et al., 2022	2 VDTA	2	16	Evet	Evet	Evet
[36] Singh ve Prasad, 2021	2 FTFNTA 1 FTFNTA	3 2	-	Evet Hayır	Evet Hayır	Evet
[37] Likhitkitwoerakul et al., 2021	2 DVTC	3	38	Evet	Hayır	Hayır
[38] Srivastava et al., 2018	3 VDTA	2	24	Evet	Evet	Evet
[39] Mathur ve Nandi	2 CFA	3	-	Evet	Evet	Evet
ÖNERİLEN	1 VDTRA	2	37	Evet	Evet	Evet

AKIM VE GEÇİŞ EMPEDANS MODLU ENSTRÜMANTASYON KUVVETLENDİRİCİ DEVRESİ

Bu bölümde, geçiş direnci temelli aktif devre elemanı önerilerinden bir tanesi olan CDTRA aktif devre elemanını kullanan avantajlı bir devre yapısı olarak, akım ve geçiş empedans modlu enstrümantasyon kuvvetlendirici tasarımı önerilmiştir.

4.1 Önerilen Akım ve Geçiş Empedans Modlu Enstrümantasyon Kuvvetlendirici Devresi

Önerilen akım ve geçiş empedans modlu enstrümantasyon kuvvetlendirici devresi, Şekil 4.1’de verilmiştir. Devre, bir adet aktif devre elemanı ve iki adet bir ucu topraklı pasif direnç elemanından oluşmaktadır.



Şekil 4.1 Önerilen akım ve geçiş empedans modlu enstrümantasyon kuvvetlendirici devresi

CDTRA aktif devre elemanı uçlarına ait tanım bağıntıları kullanılarak, önerilen enstrümantasyon kuvvetlendirici devresinin analizleri gerçekleştirilmiştir. Önerilen devrenin akım ve gerilim çıkışına ait elde edilen ifadeler Denklem (4.1) ve Denklem (4.2)’de verilmiştir.

$$i_{out}(t) = \frac{r_m}{R_1} (i_{in1}(t) - i_{in2}(t)) \quad (4.1)$$

$$v_{out}(t) = \frac{r_m R_2}{R_1} (i_{in1}(t) - i_{in2}(t)) \quad (4.2)$$

CDTRA aktif elemanın, ideal olmayan duruma ilişkin geçerli olan tanım bağıntıları kullanılarak, önerilen enstrümantasyon kuvvetlendirici devresinin akım ve gerilim ökişlerinin frekans domen ifadeleri Denklem (4.3) ve Denklem (4.4)'de verilmiştir.

$$I_{out}(s) = \frac{\alpha_{zc}(s)r_m(s)}{R_1} (I_{in1}(s) - I_{in2}(s)) \quad (4.3)$$

$$V_{out}(s) = \frac{\mu_w(s)\alpha_z(s)r_m(s)R_2}{R_1} (I_{in1}(s) - I_{in2}(s)) \quad (4.4)$$

Denklem (4.1) ile Denklem (4.4) arasında verilen ifadelerden önerilen enstrümantasyon kuvvetlendiricisi için farksal akım kazancı ve farksal empedans kazancına ait transfer fonksiyonları sırasıyla Denklem (4.5) ve Denklem (4.6)'da verilmiştir.

$$A_{Id}(s) = \frac{I_{out}(s)}{I_{in1}(s) - I_{in2}(s)} = \frac{\alpha_{zc}(s)r_m(s)}{R_1} \quad (4.5)$$

$$A_{Zd}(s) = \frac{V_{out}(s)}{I_{in1}(s) - I_{in2}(s)} = \frac{\mu_w(s)\alpha_z(s)r_m(s)R_2}{R_1} \quad (4.6)$$

Burada, $A_{Id}(s)$ farksal akım kazancını, ve $A_{Zd}(s)$ ise farksal geçiş empedansı kazancını ifade etmektedir. Ortak mod kazancını elde etmek için, enstrümantasyon kuvvetlendiricinin girişine değerleri aynı akım girişleri uygulanır ($i_{in1}(t) = i_{in2}(t) = i_c(t)$). Ortak mod çalışmaya ilişkin analizler yürütebilmek için, CDTRA aktif devre elemanına ait ideal olmayan tanım bağıntıları düzenlenerek, x ucuna ilişkin tanım bağıntısı $V_x(s) = r_{m1}(s)I_p(s) - r_{m2}(s)I_n(s)$ olarak yazılabilir. Buna bağlı olarak elde edilen ortak mod kazanç ifadeleri sırasıyla Denklem (4.7) ve Denklem (4.8)'de verilmiştir.

$$A_{Ic}(s) = \frac{I_{out}(s)}{I_c(s)} = \frac{\alpha_{zc}(s)[r_{m1}(s) - r_{m2}(s)]}{R_1} \quad (4.7)$$

$$A_{Zc}(s) = \frac{V_{out}(s)}{I_c(s)} = \frac{\mu_w(s)\alpha_z(s)R_2[r_{m1}(s) - r_{m2}(s)]}{R_1} \quad (4.8)$$

Burada, $A_{Ic}(s)$ ortak mod akım kazancını, ve $A_{Zc}(s)$ ise ortak mod geçiş empedansı kazancını ifade etmektedir. Denklem (4.5) – Denklem (4.8) kullanılarak, önerilen enstrümantasyon kuvvetlendirici devresi için ortak mod reddetme oranı ($CMRR$) ifadeleri sırasıyla Denklem (4.9) ve Denklem (4.10)’da verilmiştir.

$$CMRR_{I_{out}} = \frac{|A_{Id}(s)|}{|A_{Ic}(s)|} = \frac{|r_m(s)|}{|r_{m1}(s) - r_{m2}(s)|} \quad (4.9)$$

$$CMRR_{V_{out}} = \frac{|A_{Zd}(s)|}{|A_{Zc}(s)|} = \frac{|r_m(s)|}{|r_{m1}(s) - r_{m2}(s)|} \quad (4.10)$$

Önerilen devrenin çıkış akım ve gerilim ifadeleri için aktif ve pasif duyarlılık değerleri Denklem (4.11)’de verilmiştir. Bu ifadeden görüleceği üzere duyarlılık değerleri 0 ile 1 değeri arasındadır.

$$S_{R_1}^{I_{out}} = S_{r_m}^{I_{out}} = S_{\alpha_{zc}}^{I_{out}} = S_{R_1}^{V_{out}} = S_{R_2}^{V_{out}} = S_{r_m}^{V_{out}} = S_{\mu_w}^{V_{out}} = S_{\alpha_z}^{V_{out}} = 1 \quad (4.11)$$

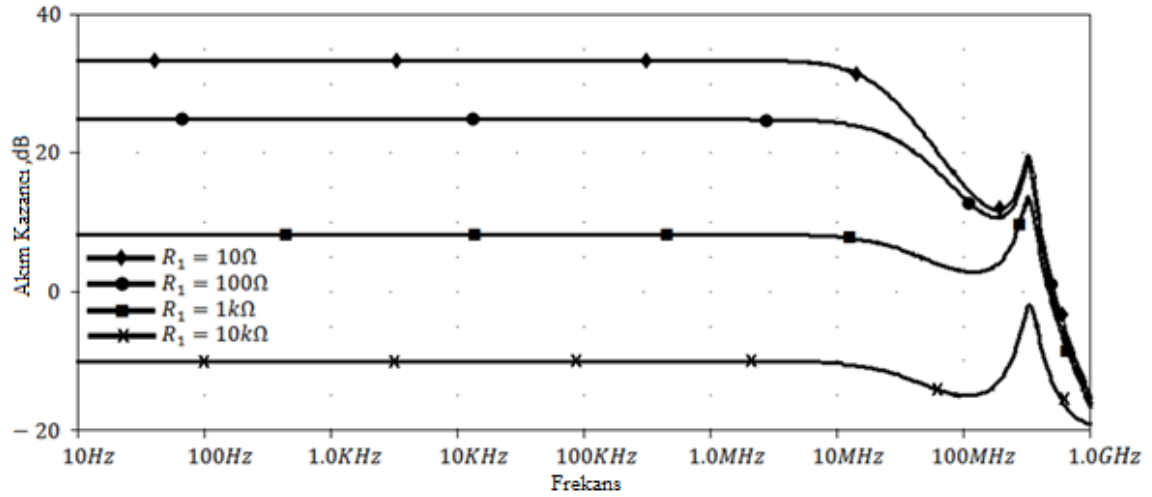
4.2 Önerilen Devrenin Simülasyon Sonuçları

Frekans ve zaman değişkenlerinin enstrümantasyon kuvvetlendirici devresine ait farksal kazanç değeri üzerindeki etkilerini inceleyebilmek için, önerilen enstrümantasyon kuvvetlendirici devresine ilişkin akım ve geçiş empedans modlarının her ikisi için de PSPICE simülasyon programında AC ve zaman domen analizleri yürütülmüştür. Simülasyon senaryosu, belli parametrelerde oluşabilmesi olası bir takım değer değişikliklerini içerecek şekilde esnetilerek, proses ve üretime bağlı bu parametrelerde olabilecek farklılıkların da enstrümantasyon kuvvetlendirici devresine ilişkin kazancın üzerinde yaratabileceği etkiler incelenmiştir. Bu amaçla Monte Carlo simülasyonları da gerçekleştirilmiştir.

4.2.1 Önerilen Enstrümantasyon Kuvvetlendiricisinde Akım Modu Çalışma İçin Simülasyon Sonuçları

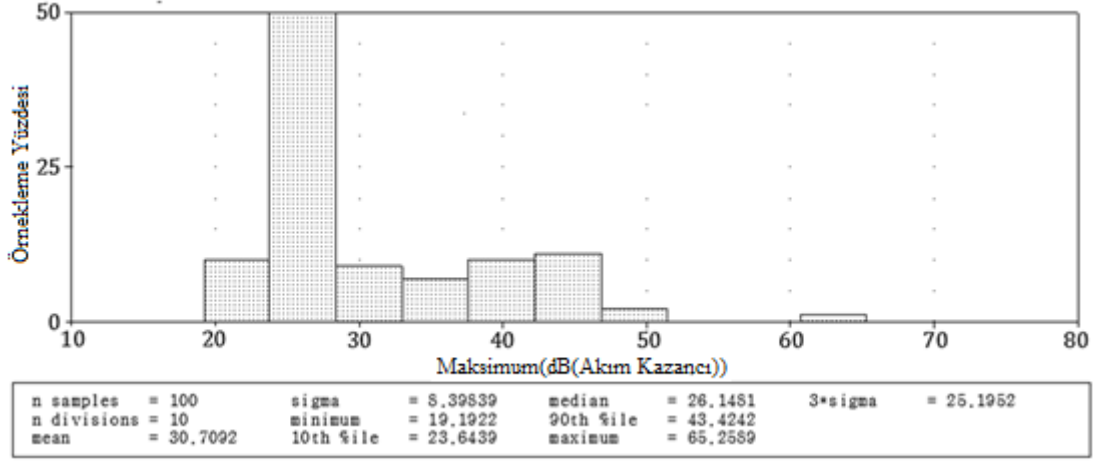
Bu alt bölümde, önerilen enstrümantasyon kuvvetlendirici devresinin akım çıkışına ilişkin AC ve geçici hal analiz sonuçlarına yer verilmiştir. Geçiş direnci parametresi r_m , değeri 1800Ω olacak şekilde I_{bias} ayar akımı vasıtasıyla

ayarlanmıştır. R_1 direncinin farklı değerleri için farksal akım kazancına ait simülasyon çıktıları elde edilmiştir. R_1 direncinin sırasıyla, 10 Ω , 100 Ω , 1 k Ω , ve 10 k Ω değerleri için, farksal akım kazançları, sırasıyla 33.5 dB, 24.8 dB, 8.2 dB, ve -10.1 dB olarak gözlenmiştir. Elde edilen PSPICE simülasyon sonuçları Şekil 4.2’de verilmiştir. Herbir farklı R_1 değeri için band genişlikleri, sırasıyla 18.1 MHz, 30.4 MHz, 42.6 MHz, ve 43.1 MHz olarak tespit edilmiştir.



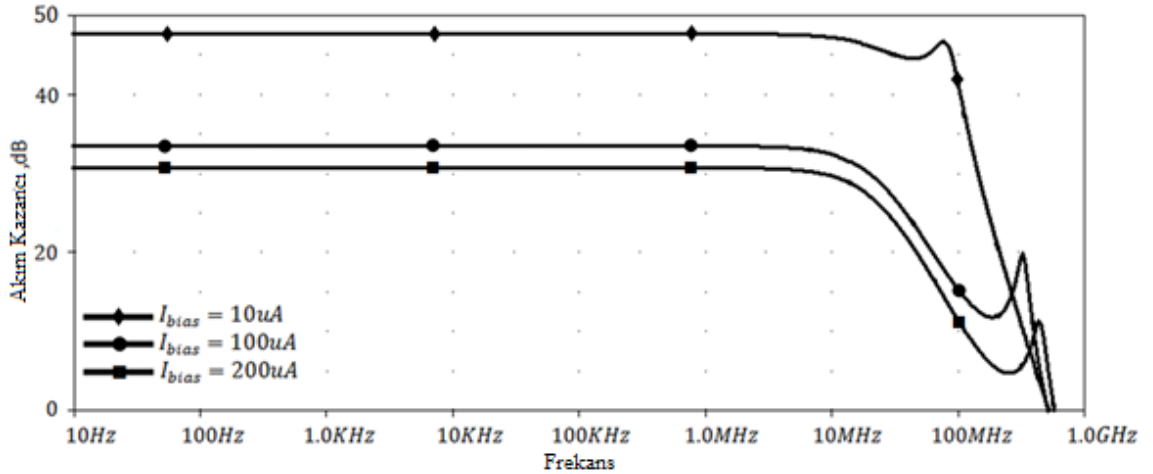
Şekil 4.2 Farklı R_1 direnci değerleri için, farksal akım frekans kazanç karakteristikleri ($r_m=1800 \Omega$)

r_m geçiş direnç parametresi değeri 1800 Ω olacak şekilde ayarlanmak, R_1 pasif direnç elemanı değeri 100 Ω seçilmek ve, $\mu C_{ox} W/L$ simülasyon parametresi nominal değeri üzerinden % 1 değişim tanımlanmak suretiyle, farksal akım kazancına ilişkin uyumsuzluk etkileri, Monte Carlo analizi neticesinde izlenmiştir. Simülasyon sonucunda ortalama kazanç 30.7092 dB olarak elde edilmiştir. Şekil 4.3’de Monte Carlo analizine ait simülasyon çıktısı verilmiştir.



Şekil 4.3 Uyuşmazlık etkisi koşullarında farksal akım kazancının istatistiksel dağılımı

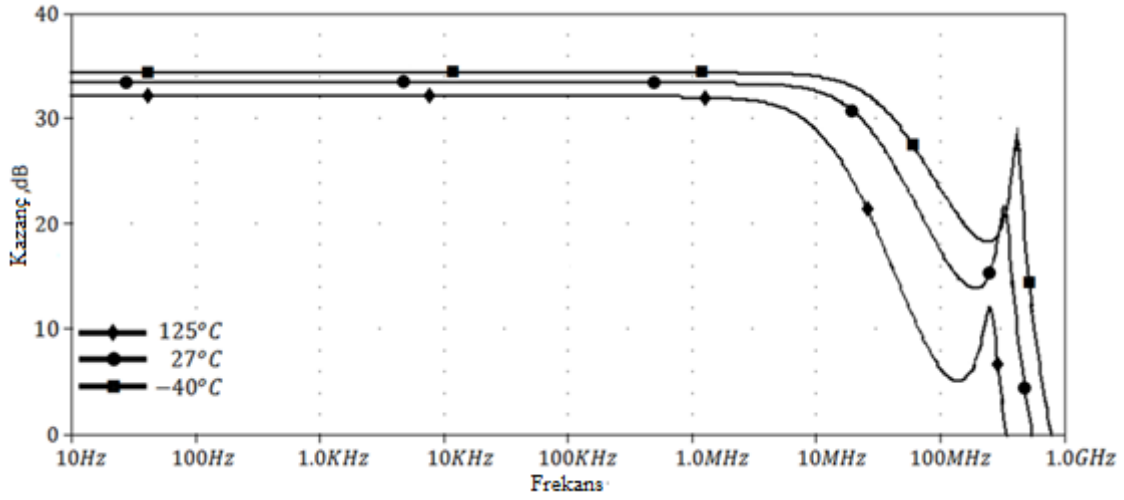
Benzer şekilde, bu sefer R_1 pasif direnç eleman değeri 10Ω değerine sabitlenerek, r_m geçiş direnci paratemesinin farklı değerleri için farksal akım kazancının davranışı incelenmiştir. Farklı r_m değerlerinin elde edilebilmesi için, ayar akımı I_{bias} , çeşitli akım değerlerine ayarlanmıştır ($10 \mu A$, $100 \mu A$, ve $200 \mu A$). Farksal akımın, üç farklı ayar akımı değeri için frekans kazanç karakteristikleri elde edilerek Şekil 4.4'te sunulmuştur. Üç farklı ayar akımı değerine karşılık ölçülen farksal akım kazanç değerleri, sırasıyla, 47.6 dB , 33.5 dB , ve 30.8 dB olarak ölçülmüştür. Karşılık gelen band genişlikleri, 40.7 MHz , 17.8 MHz , ve 17.8 MHz 'dir.



Şekil 4.4 Farklı I_{bias} ayar akımı değerleri için, farksal akım frekans kazanç karakteristikleri ($R_1 = 100 \Omega$)

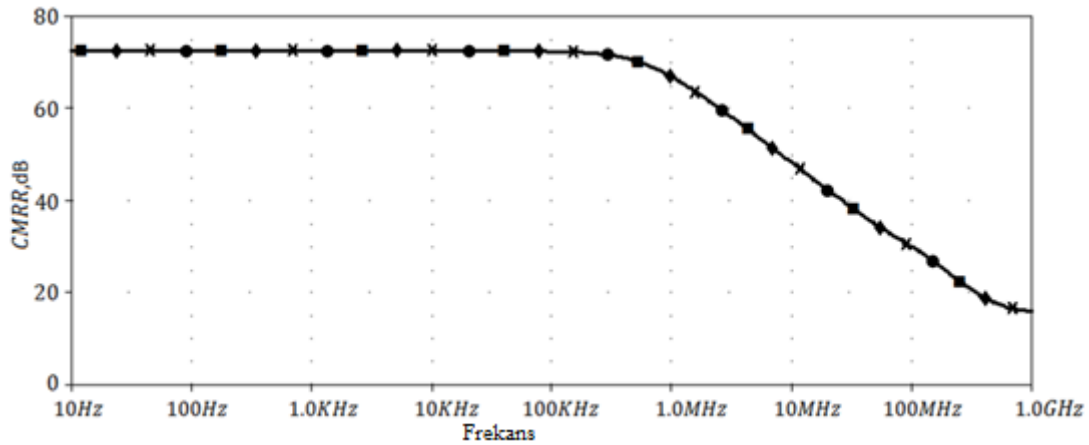
Farksal akım kazancının değişen çevre sıcaklık koşullarına verdiği yanıtları elde etmek için, üç farklı sıcaklık değeri için sıcaklık analizi gerçekleştirilmiştir. Üç

farklı sıcaklık değerleri, sırasıyla, -40°C , 27°C , ve 125°C olarak seçilmiş, R_1 pasif direnç elemanı ve I_{bias} ayar akımı değerleri sırasıyla $10\ \Omega$ ve $100\ \mu\text{A}$ olacak şekilde ayarlanmıştır. Analiz sonucu Şekil 4.5’de verilmiştir.



Şekil 4.5 Üç farklı sıcaklık değeri için, farksal akım frekans kazanç karakteristikleri ($R_1 = 10\ \Omega$ $I_{bias} = 100\ \mu\text{A}$)

Dört farklı R_1 pasif direnç elemanı değeri için enstrümantasyon kuvvetlendirici devresi akım çıkışı için $CMRR$ frekans karakteristikleri elde edilmiş ve Şekil 4.6’da verilmiştir.

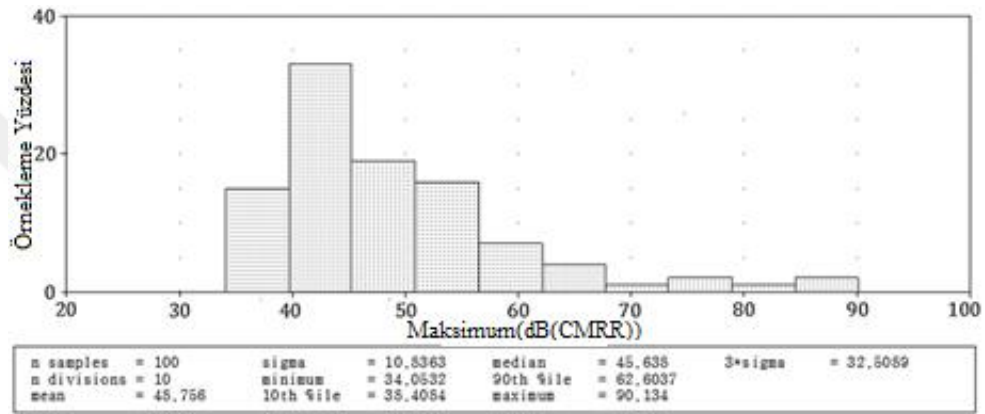


Şekil 4.6 $CMRR$ frekans karakteristikleri

Şekil 4.6’nın elde edildiği simülasyonda Geçiş direnç parametresi değeri r_m $1800\ \Omega$ olacak şekilde ayarlanmıştır. $CMRR$ değeri $72.6\ \text{dB}$ olarak gözlemlenmiştir. $CMRR$ değeri, $2.5\ \text{MHz}$ frekans değerinde, $60\ \text{dB}$ seviyesine, $26.8\ \text{MHz}$ frekans değerinde $40\ \text{dB}$ değerine ve $350\ \text{MHz}$ frekans değerinde ise $20\ \text{dB}$ değerine düşmekte olduğu tespit edilmiştir. Farklı R_1 pasif direnç elemanı değerlerinin

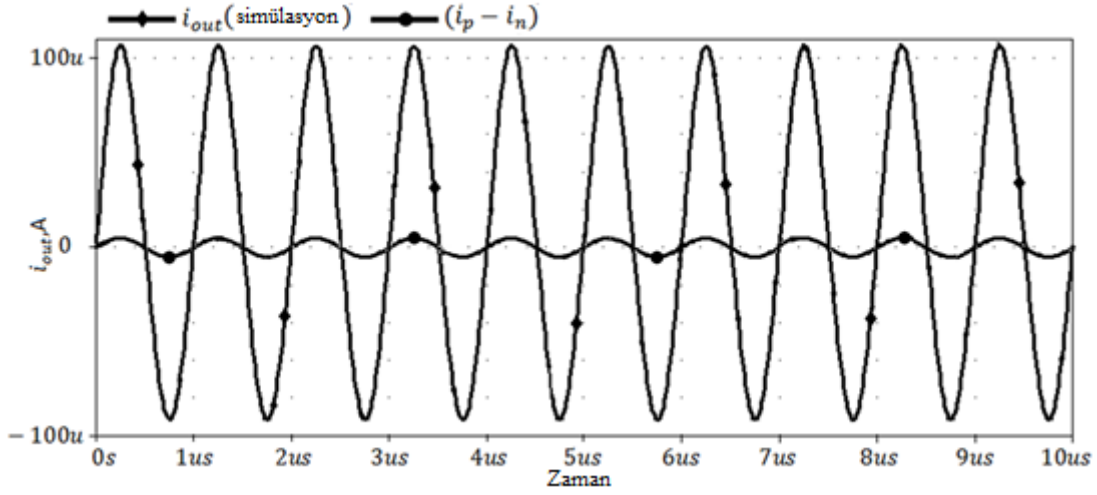
farklı farksal akım kazanç değerinin elde edilmesine sebep olmatadır. Diğer taraftan, R_1 pasif direnç elemanının farklı değerleri, CMRR değerini etkilememektedir.

r_m geçiş direnç parametresi değeri 1800 Ω olacak şekilde ayarlanmak, R_1 pasif direnç elemanı değeri 100 Ω seçilmek ve, $\mu C_{ox}W/L$ simülasyon parametresi nominal değeri üzerinden % 1 değişim tanımlanmak suretiyle, CMRR değerine ilişkin uyumsuzluk etkileri, Monte Carlo analizi neticesinde izlenmiştir. Simülasyon sonucunda ortalama kazanç 48.756 dB olarak elde edilmiştir. Şekil 4.7’de, Monte Carlo analizine ait simülasyon çıktısı verilmiştir.



Şekil 4.7 Uyuşmazlık etkisi koşullarında CMRR değeri istatistiksel dağılımı

Geçici hal durumu analizi yürütülmüştür. r_m geçiş direnç parametresi değeri 1800 Ω olacak şekilde ayarlanmak, R_1 pasif direnç elemanı değeri 100 Ω olacak şekilde ayarlanmış ve seçilmiştir. Farksal akım girişi olarak tepeden tepeye 10 μA , frekans değeri 1 MHz sinüzoidal giriş işareti uygulanmıştır. Denklem (4.1)’deki matematiksel model gereği, hesaplanan kazanç 18’dir. Şekil 4.8’de verilen simülasyon sonucundan okunan değerlere göre, farksal akım kazancı 18.5 olarak hesaplanmaktadır. Matematiksel model ve simülasyon sonuçlarından elde edilen kazanç birbirlerine oldukça yakın değerler olup, az da olsa varolan farklılığın nedeni simülatör sonuçlarından yapılan okumalarda oluşabilecek olan okuma hatalarına bağlanabilir. Çıkış akımı üzerinde, Şekil 4.8’de çok belirgin olmayan, değeri 7.6 μA olan bir offset bileşenin varlığı tespit edilmiştir.

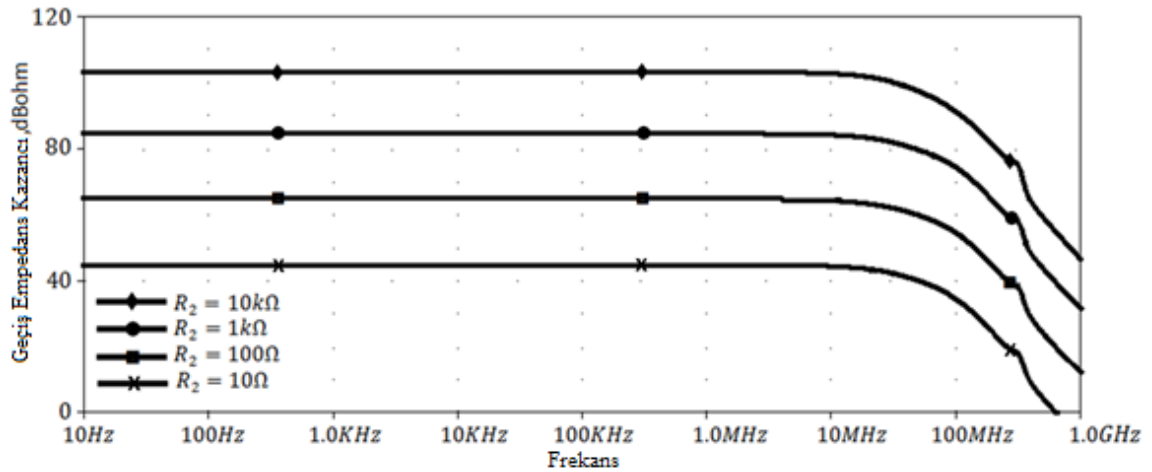


Şekil 4.8 Enstrümantasyon kuvvetlendirici akım modu çalışmaya ait geçici hal analizi

4.2.2 Önerilen Enstrümantasyon Kuvvetlendiricisinde Geçiş Empedansı Çalışma İçin Simülasyon Sonuçları

Bu alt bölümde, önerilen enstrümantasyon kuvvetlendirici devresinin gerilim çıkışına ilişkin AC ve geçici hal analiz sonuçlarına yer verilmiştir.

R_1 pasif direnç elemanı ve r_m geçiş direnç parametresi değeri sabitlenerek, R_2 pasif direnç elemanı değişken olacak şekilde kurgulanan bu duruma ilişkin elde edilen simülasyon sonucuna Şekil 4.9'da yer verilmiştir.

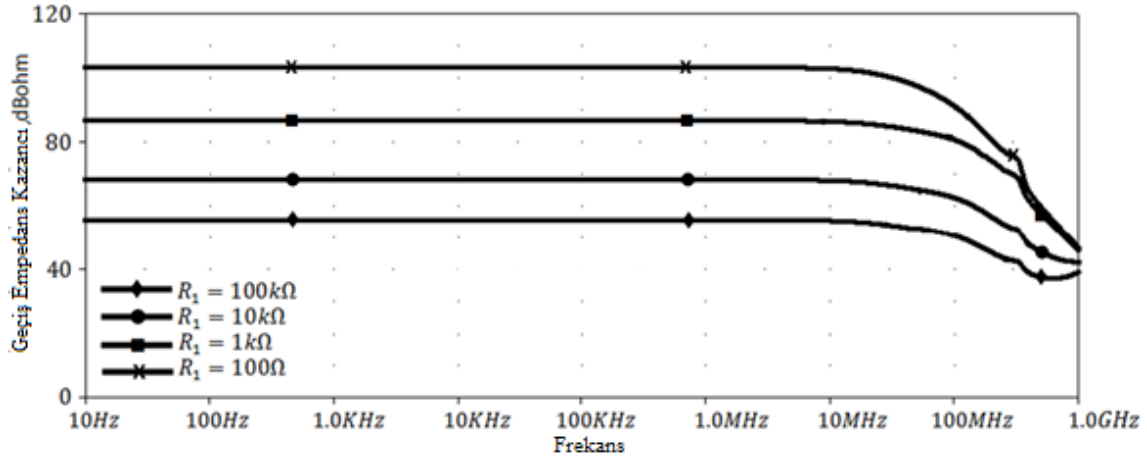


Şekil 4.9 Farksal geçiş empedans kazanç frekans karakteristikleri

R_2 pasif direnç elemanının dört farklı değeri, 10 kΩ, 1 kΩ, 100 Ω, ve 10 Ω için elde edilen kazanç değerleri, sırasıyla 103.2 dB, 84.7 dB, 64.8 dB, ve 44.9 dB

ölçülmüştür. Karşılık gelen band genişlikleri ise, sırasıyla 30.5 MHz, 34.3 MHz, 35 MHz, ve 35.4 MHz olarak gözlemlenmiştir.

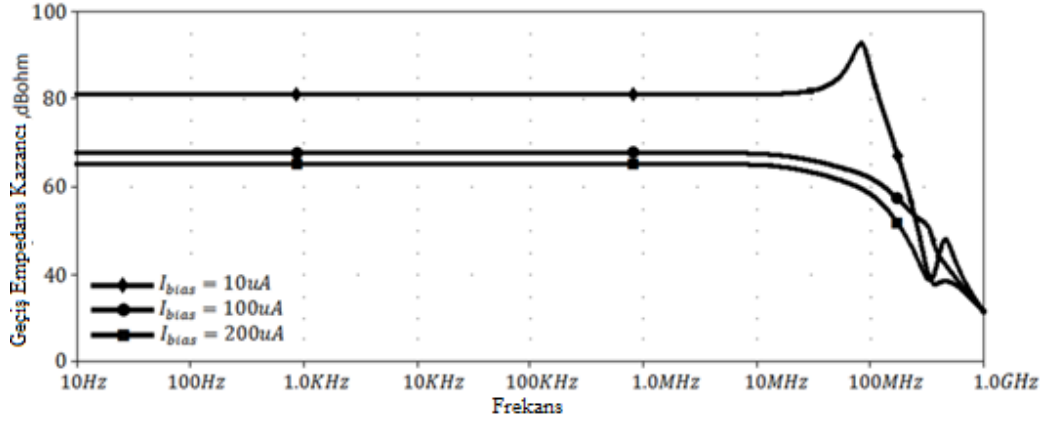
Benzer bir simülasyon senaryosu, bu sefer R_2 pasif direnç elemanı ve r_m geçiş direnç parametresi değeri sabitlenerek, R_1 pasif direnç elemanı değişken olacak şekilde kurgulanmıştır. Elde edilen simülasyon çıktısı Şekil 4.10'da verilmiştir.



Şekil 4.10 Farksal geçiş empedans kazanç frekans karakteristikleri

R_1 pasif direnç elemanının dört farklı değeri, 100 k Ω , 10 k Ω , 1 k Ω , ve 100 Ω için elde edilen kazanç değerleri, sırasıyla 103.2 dB, 86.7 dB, 68.4 dB, ve 55.9 dB ölçülmüştür. Karşılık gelen band genişlikleri ise, sırasıyla 30.6 MHz, 47.1 MHz, 47 MHz, ve 49 MHz olarak gözlemlenmiştir.

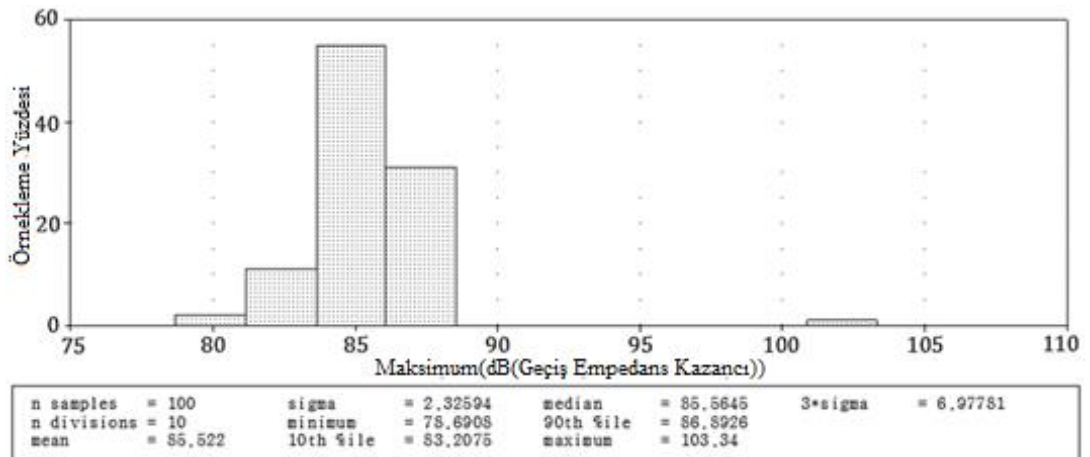
Üçüncü durumda, bu sefer pasif direnç elemanları olan R_1 ve R_2 sabit seçilerek, r_m geçiş direnç parametresinin farklı değerlerine karşılık değişimler incelenmiştir. Yürütülen simülasyonda, r_m geçiş direnç parametresinin değerini belirleyen ayar akımı I_{bias} akımının üç farklı değeri, 10 μA , 100 μA , ve 200 μA için elde edilen geçiş empedansı kazanç değerleri, sırasıyla 81.1 dB, 68 dB, ve 65.4 dB olarak tespit edilmiştir. Karşılık gelen band genişlikleri ise, sırasıyla 83.3 MHz, 46 MHz, ve 44.5 MHz olarak elde edilmiştir. Bu üçüncü duruma ilişkin simülasyon çıktısı Şekil 4.11'de verilmiştir.



Şekil 4.11 Farksal geçiş empedans kazanç frekans karakteristikleri

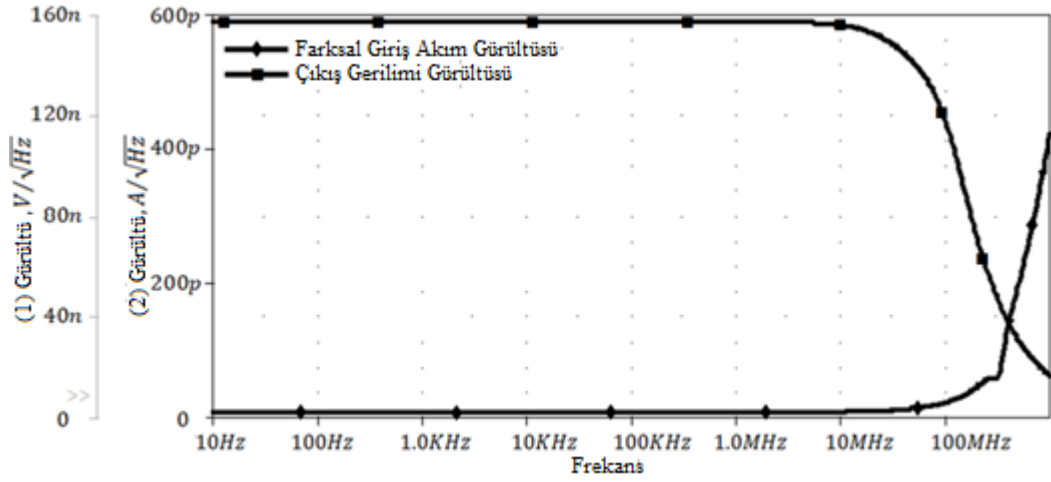
Enstrümantasyon kuvvetlendiricinin gerilim çıkışına ilişkin *CMRR* frekans karakteristiği, Şekil 4.6’da verilmiş olan, kuvvetlendiricinin akım çıkışına ilişkin *CMRR* frekans karakteristiği ile çakışmaktadır, diğer bir ifade ile, her iki durum için simülasyon sonuçları birbirinin aynısıdır. Bu beklenen bir sonuçtur.

r_m geçiş direnç parametresi değeri 1800Ω olacak şekilde ayarlanmak, R_1 ve R_2 pasif direnç elemanları değerleri 100Ω ve $1 \text{ k}\Omega$ seçilmek ve, $\mu C_{ox}W/L$ simülasyon parametresi nominal değeri üzerinden % 1 değişim tanımlanmak suretiyle, farksal geçiş empedans kazancına ilişkin uyumsuzluk etkileri, Monte Carlo analizi neticesinde izlenmiştir. Simülasyon sonucunda ortalama kazanç 85.5 dB olarak elde edilmiştir. Şekil 4.12’de, Monte Carlo analizine ait simülasyon çıktısı verilmiştir.



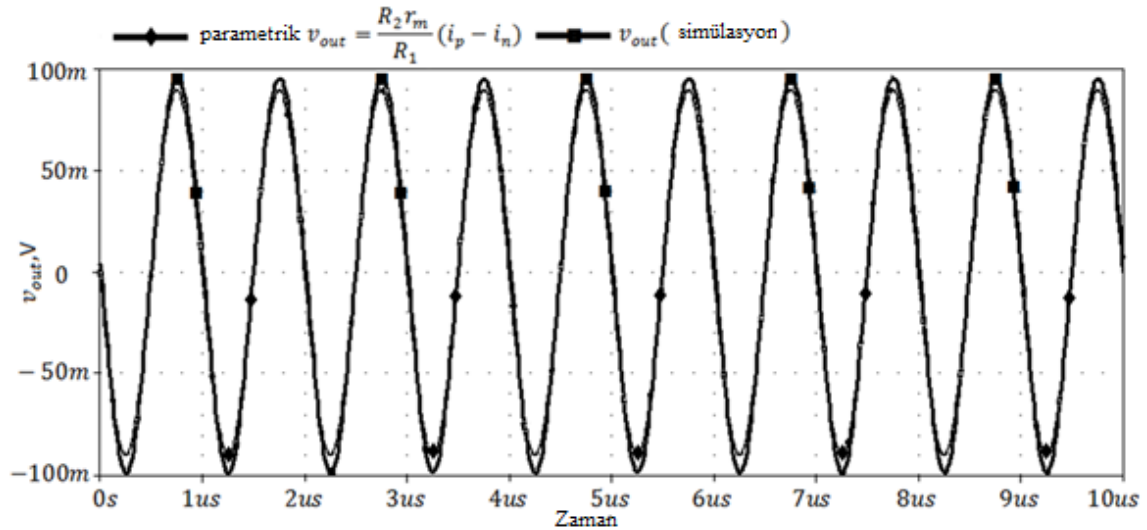
Şekil 4.12 Uyumsuzluk etkisi koşullarında farksal geçiş empedans kazancı değerinin istatistiksel dağılımı

Farksal akım girişi ve gerilim çıkışı uçlarına ilişkin gürültü analizi yürütülmüş, sonuçlar Şekil 4.13’de verilmiştir.



Şekil 4.13 Gerilim çıkışına ve farksal akım girişine ilişkin gürültünün frekansa bağlı değişimi

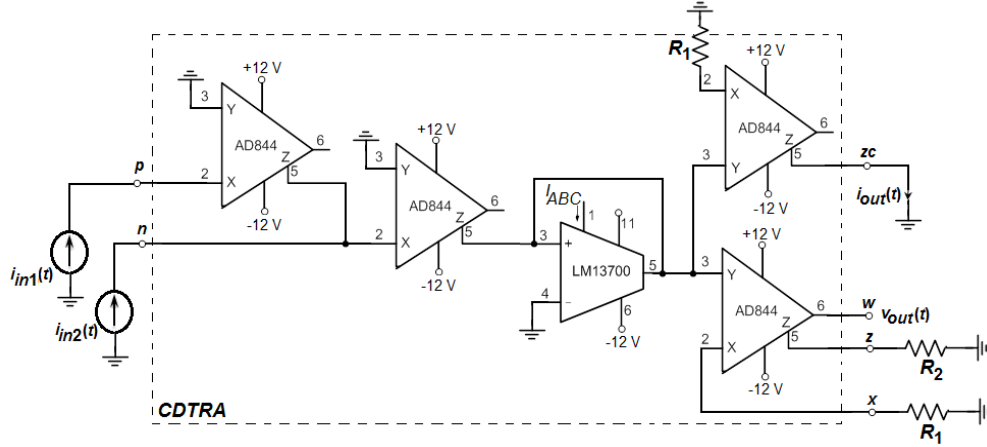
Geçici hal durumu analizi yürütülmüştür. r_m geçiş direnç parametresi değeri 1800 Ω , R_1 ve R_2 pasif direnç elemanları değerleri 100 Ω ve 1 k Ω olacak şekilde ayarlanmış ve seçilmiştir. Farksal akım girişi olarak tepeden tepeye 10 μA , frekans değeri 1 MHz sinüzoidal giriş işareti uygulanmıştır. Şekil 4.14’de simülasyon sonucu çıktıya yer verilmiştir.



Şekil 4.14 Enstrümantasyon kuvvetlendirici geçiş empedansı modu çalışmaya ait geçici hal analizi

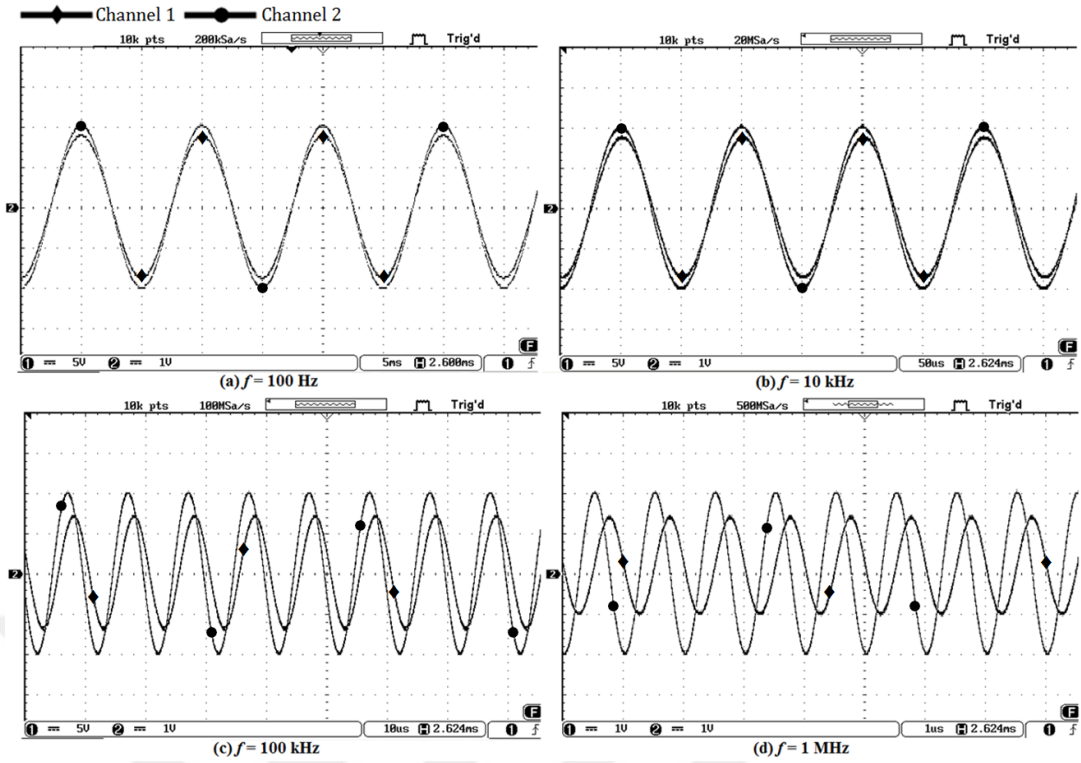
4.2.3 Önerilen Enstrümantasyon Kuvvetlendiricisi İçin Deneysel Sonuçlar

Önerilen aktif devre elemanı CDTRA'yı simüle edebilecek bir konfigürasyon, ticari olarak mevcut aktif elemanlar kullanılarak tasarlanmıştır. CDTRA simülatörü bu deneysel devre elemanı kullanılarak, önerilen enstrümantasyon kuvvetlendirici devresi kurulmuş, ve deneysel sonuçları elde edilmiştir. CDTRA aktif elemanının modellenmesinde kullanılan, ticari olarak mevcut aktif elemanlar, AD844 ve LM13700 aktif elemanlarıdır. Besleme gerilimi olarak ± 12 V belirlenmiştir. CDTRA aktif elemanı geçiş direnci parametresi r_m değerini 100Ω değerine ayarlayabilmek için, LM13700 ticari OTA elemanı g_m değeri, I_{ABC} ayar akımı ile 10 mS olacak şekilde ayarlanmıştır. Ticari aktif elemanlar ile oluşturulan enstrümantasyon kuvvetlendirici devresi, Şekil 4.15'de verilmiştir.



Şekil 4.15 Ticari aktif devre elemanları kullanılarak gerçekleştirilen enstrümantasyon kuvvetlendirici devresi

R_1 ve R_2 pasif direnç elemanı değerleri 100Ω ve $10 \text{ k}\Omega$ olarak seçilmiştir. Enstrümantasyon kuvvetlendirici farksal girişine, tepe değeri 1 mA olan, dört farklı frekansa sahip dört sinüzoidal giriş işareti sırasıyla uygulanmıştır. Bu dört farklı, farksal giriş işareti için, kuvvetlendirici gerilim çıkışı osiloskop kullanılarak gözlemlenmiştir. Bu dört duruma ilişkin osiloskop çıkışları, Şekil 4.16'da verilmiştir.

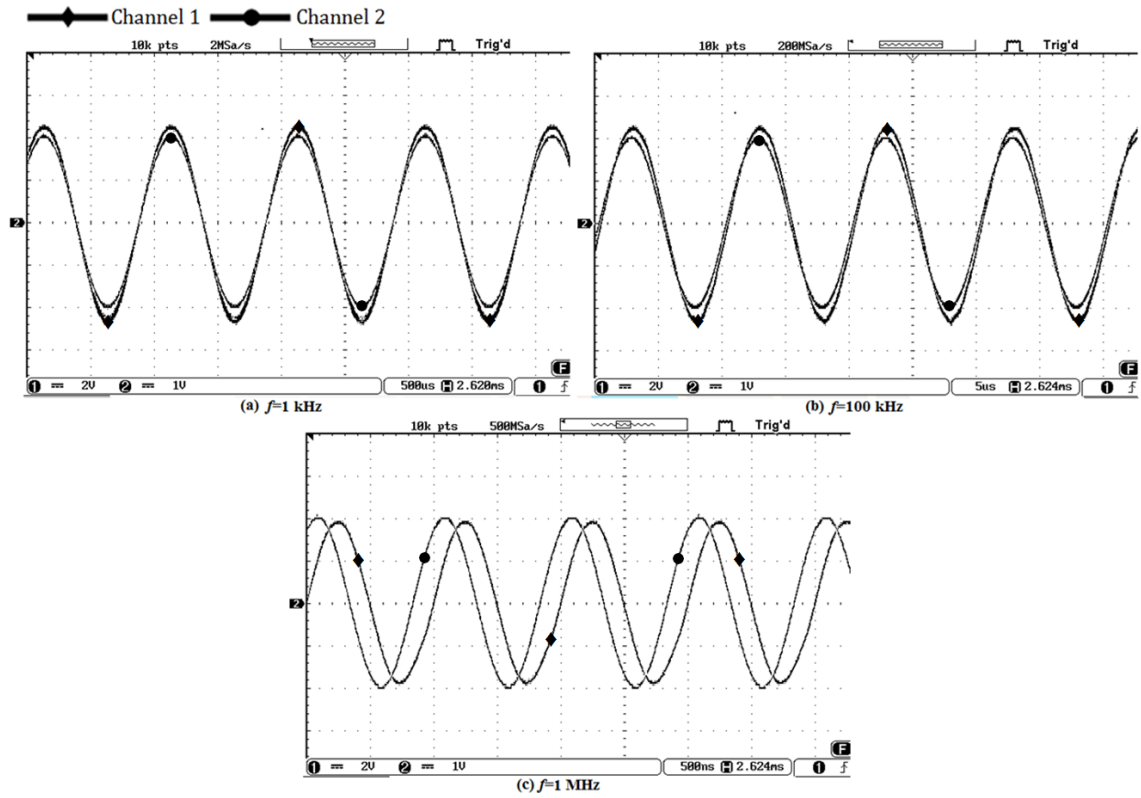


Şekil 4.16 Giriş işaretinin farklı frekanslı değerleri için gerilim çıkışına ve girişine ait osiloskop ekran görüntüleri

Osiloskop, farksal akım girişlerini gösteremediği için, bunun yerine giriş gerilimleri değeri akıma eşit olacak şekilde ayarlanarak girişin ve çıkışın osiloskopta beraber görüntülenebilmesi sağlanmıştır. Farksal akım giriş işaretleri kırmızı renkli, gerilim çıkış işaretleri ise mavi renkli olacak şekilde gösterilmiştir. Çıkış gerilimi değerleri, 100 Hz ve 10 kHz frekansları için 9.2 V, 100 kHz frekans değeri için 7.5 V, ve 1 MHz frekans değeri için 1.2 V olarak ölçülmüştür. Beklenen geçiş empendans kazanç değeri 10000 iken, deneysel çalışma sonucunda elde edilen geçiş empedans kazanç değeri ise 9200 olarak elde edilmiştir.

Enstrümantasyon kuvvetlendirici akım modu çalışması için deneysel çalışma sürdürülmüştür. CDTRA aktif devre elemanı geçiş direnç parametresini r_m , 500 Ω değerine ayarlamak için, LM13700 aktif devre elemanı g_m değeri I_{ABC} ayar akımı vasıtasıyla 2 mS olacak şekilde ayarlanmıştır. R_1 pasif direnç elemanı değeri 100 Ω olacak şekilde seçilmiştir. Akım çıkış ucundaki akım değişiminin osiloskop vasıtasıyla gözlemlenebilmesi için, akım çıkış ucu, değeri 1 k Ω olan direnç

üzerinden topraklanmıştır. Değeri tepeden tepeye 1 mA olan üç farklı frekans değerine sahip üç sinüzoidal giriş işareti kuvvetlendirici devresinin farksal akım girişine uygulanmıştır. Elde edilen osiloskop çıktıları Şekil 4.17’de verilmiştir. Farksal akım giriş işaretleri kırmızı renkli, akım çıkışı işaretleri mavi renkli olacak şekilde sunulmuştur. Seçilen pasif direnç elemanı ve ayarlanan geçiş direnç parametresi gereği, beklenen akım kazancı değeri 5’tir. Deneysel çalışma neticesinde elde edilen akım kazancı değeri ise 4.4 olarak ölçülmüştür.



Şekil 4.17 Giriş işaretinin farklı frekanslı değerleri için akım çıkışına ve girişine karşılık gelen osiloskop ekran görüntüleri

4.2.4 Önerilen Devrenin Literatür Karşılaştırması

Önerilen bu devre yapısı, konu ile ilgili yapılan daha önceki çalışmalar ile karşılaştırılmıştır ve elde edilen sonuçlar Tablo 4.1’de sunulurken önerilen yapının avantajları ortaya konulmuştur.

Tablo 4.1 CDTRA aktif devre elemanı temelli enstrümantasyon kuvvetlendirici gerçekleştirilmesi için literatür karşılaştırması

Referans	Aktif Eleman Sayısı	Pasif Eleman Sayısı	Giriş / Çıkış Tipi	Giriş / Çıkış Empedansı	Elektronik Ayarlanabilirlik
[40] Wilsn B., 1989	1. 2 CCII 2. 2 CCII	1. 3 R 2. 3 R	1. G / G 2. A / G	1.yüksek/yüksek 2.alçak / yüksek	Hayır
[41] Toumazou C., 1989	3 OpAmp	2 R	G / G	yüksek/alçak	Hayır
[42] Giuseppe F. Et al., 2011	4 CCII	4 R	G / G	yüksek / yüksek	Hayır
[43] Gift SJG., 2001	2 OpAmp 2 CC	2 R	G / G	yüksek / yüksek	Hayır
[44] Khan AA. et al., 1995	3 CCII+	2 R	-	-	Hayır
[45] Maheshwari S., 2002	1. 3 CCCII 2. 3 CCCII		G / G G / A	yüksek / yüksek yüksek / yüksek	Evet
[46] Ghallab YH. at al., 2005	2 OFCC	4 R	G / G	yüksek / yüksek	Hayır
[47] Julsereewong A. et al., 2008	5 OTA	1 R	G / A	yüksek / yüksek	Evet
[48] Chanapromma C. et al., 2008	2 CCCCTA		1. G / G 2. G / A	1. yüksek / yüksek 2. yüksek / yüksek	Evet
[49] Yuce E., Minaei S., 2010	1 CFOA	4 R	A / G	yüksek / alçak	Hayır
[50] Hassan TM., Mahmoud SA., 2010	1 DVCC	2 R	G / G	yüksek / yüksek	Hayır
[51] Yuce E., 2010	1. 2 CFOA 2. 2 CFOA	1. 4 R 2. 2 R	1. G / G 2. A / A	1. yüksek / alçak 2. alçak / yüksek	Hayır
[52] Ercan H. et al., 2012	2 CCCII	1 Actif Direnç	G / G	yüksek / yüksek	Evet
[53] Pandey R. et al., 2013	3 OTRA	5 R	A / G	alçak / alçak	Hayır
[54] Pandey N. et al, 2016	3 OFCC	4 R	A / G	yüksek / alçak	Hayır
[55] Pandey N., Nand D., Pandey R., 2016	1. 3 OFCC 2. 4 OFCC 3. 3 OFCC 4. 4 OFCC	1. 3 R 2. 7 R 3. 4 R 4. 8 R	1. G / G 2. A / A 3. G / A 4. A / G	1. yüksek / alçak 2. alçak / yüksek 3. yüksek / yüksek 4. alçak / alçak	Hayır
[56] M'harzi et al., 2017	3 CCCII	1 R	A / A	alçak / yüksek	Evet
[57] Çini U., 2017	1. 2 CCII+ 2. 3 OpAmp	3 R	G / G	yüksek / alçak	Hayır
[58] Çini U., Toker A., 2017	2 DVCC	2 R	G / G	yüksek / yüksek	Hayır
[59] Yuce E., 2014	1 DDCC	2 R	G / G	yüksek / yüksek	Hayır
ÖNERİLEN	1 CDTRA	2 R	1. A / A 2. A / G	1. alçak / yüksek 2. alçak / alçak	Evet

AKIM VE GERİLİM MODLU TEK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI FİLTRE DEVRELERİ VE GERİLİM MODLU ÇOK GİRİŞLİ TEK ÇIKIŞLI FİLTRE DEVRESİ

Bu bölümde VDTRA elemanı kullanılarak ve bir önceki bölümde verilen FDNR simülatör devre yapısı temel alınarak filtre devreleri önerilmiştir. Bu bölümde elde edilen devreler literatürdeki [124], [125] çalışmaları referans alınarak oluşturulmuş ve VDTRA aktif elemanı ile bu tür filtre devrelerinin oluşturulabileceği ve r_m geçiş direnç parametresi aracılığıyla filtrelerin çeşitli özelliklerinin elektronik olarak ayarlanabileceği gösterilmiştir.

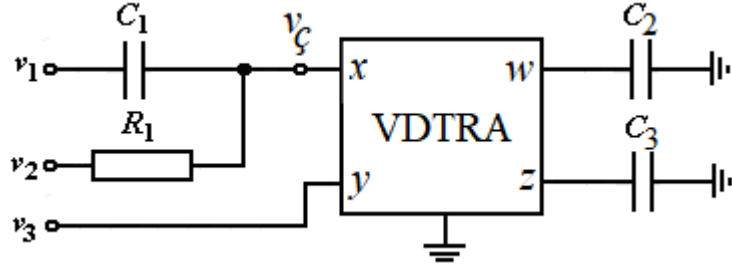
Bu bölümde ilk olarak gerilim modlu üç girişi ve bir çıkışı bulunan filtre tasarımı verilecektir. Bu önerilen devrede gerilim giriş işaretinin hangi girişlerden verildiğine ve bu giriş uçlarının bağlantı şekline göre beş farklı filtre fonksiyonu elde edilebilmektedir. VDTRA'nın r_m parametresine göre filtre karakteristikleri elektronik olarak ayarlanabilmektedir.

Bu bölümde ikinci olarak gerilim modlu bir girişli dört çıkışlı filtre devresi verilecektir. Devre üzerinden belirlenen çıkışlardan farklı tiplerde filtre karakteristikleri elde edilebilmektedir.

Bu bölümde son olarak akım modlu tek girişli dört çıkışlı filtre devresi tasarımı verilecektir. Devrede farklı devre elemanları üzerinden alınan akım çıkışlarında farklı filtre karakteristiklerini sağlamaktadır.

5.1 Gerilim Modlu Üç Girişli Bir Çıkışlı Analog Filtre Tasarımı

Önerilen gerilim modlu üç girişli bir çıkışlı devre yapısı Şekil 5.1'de verilmiştir.



Şekil 5.1 Önerilen gerilim modlu üç giriшли bir çıkışlı analog filtre devresi

VDTRA elemanının tanım bağıntıları kullanılarak devrenin analizi yapıldığında $v_{\text{ç}}$ çıkış ucunun giriş uçlarına göre elde edilen gerilim transfer fonksiyonu Denklem (5.1)'de verilmiştir.

$$V_{\text{ç}} = \frac{s^2 \frac{1}{R_1} V_3 + s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m} V_1 + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m} V_2}{s^2 + s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.1)$$

Burada önerilen gerilim modlu üç giriшли bir çıkışlı filtre devresinin doğal frekansı ve kalite faktörü ifadeleri Denklem (5.2) ve Denklem (5.3)'de verilmiştir.

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.2)$$

$$Q = \frac{1}{C_1} \sqrt{\frac{C_2 C_3 r_m}{R_1}} \quad (5.3)$$

Önerilen devrenin doğal frekans ve kalite faktörü ifadelerinden görüleceği üzere C_1 kapasitesi ile kalite faktörü doğal frekanstan bağımsız olarak ayarlanabilmektedir. VDTRA'nın r_m parametresi kullanılarak da filtre devresinin doğal frekansı ve kalite faktörü elektronik olarak ayarlanabilmektedir.

Burada giriş gerilim işaretinin hangi uçlara uygulanacağına ve giriş uçlarının bağlantı şeklinde göre farklı filtre karakteristikleri elde edilebilmektedir. Bunlar aşağıda sırasıyla verilecektir.

a) $v_g(t)$ Giriş gerilim işareti v_2 ucundan devreye uygulandığında ve v_1 ve v_3 uçları referans ucuna bağlanarak $v_1 = 0$ V, $v_3 = 0$ V yapıldığında çıkış ucundan alçak geçiren filtre karakteristiği elde edilmektedir. Buna ilişkin gerilim transfer fonksiyonu Denklem (5.4)'de verilmiştir.

$$\frac{V_c}{V_g} = \frac{\frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}}{s^2 + s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.4)$$

b) $v_g(t)$ Giriş gerilim işareti v_1 ucundan devreye uygulandığında ve v_2 ve v_3 uçları referans ucuna bağlanarak $v_2 = 0$ V, $v_3 = 0$ V yapıldığında çıkış ucundan band geçiren filtre karakteristiği elde edilmektedir. Buna ilişkin gerilim transfer fonksiyonu Denklem (5.5)'de verilmiştir.

$$\frac{V_c}{V_g} = \frac{s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m}}{s^2 + s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.5)$$

c) $v_g(t)$ Giriş gerilim işareti v_3 ucundan devreye uygulandığında ve v_1 ve v_2 uçları referans ucuna bağlanarak $v_1 = 0$ V, $v_2 = 0$ V yapıldığında çıkış ucundan yüksek geçiren filtre karakteristiği elde edilmektedir. Buna ilişkin gerilim transfer fonksiyonu Denklem (5.6)'da verilmiştir.

$$\frac{V_c}{V_g} = \frac{s^2 \frac{1}{R_1}}{s^2 + s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.6)$$

d) $v_g(t)$ Giriş gerilim işareti v_2 ve v_3 giriş uçlarından devreye uygulandığında ve v_1 ucu referans ucuna bağlanarak $v_1 = 0$ V yapıldığında çıkış ucundan band söndüren filtre karakteristiği elde edilmektedir. Buna ilişkin gerilim transfer fonksiyonu Denklem (5.7)'de verilmiştir.

$$\frac{V_c}{V_g} = \frac{s^2 \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}}{s^2 + s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.7)$$

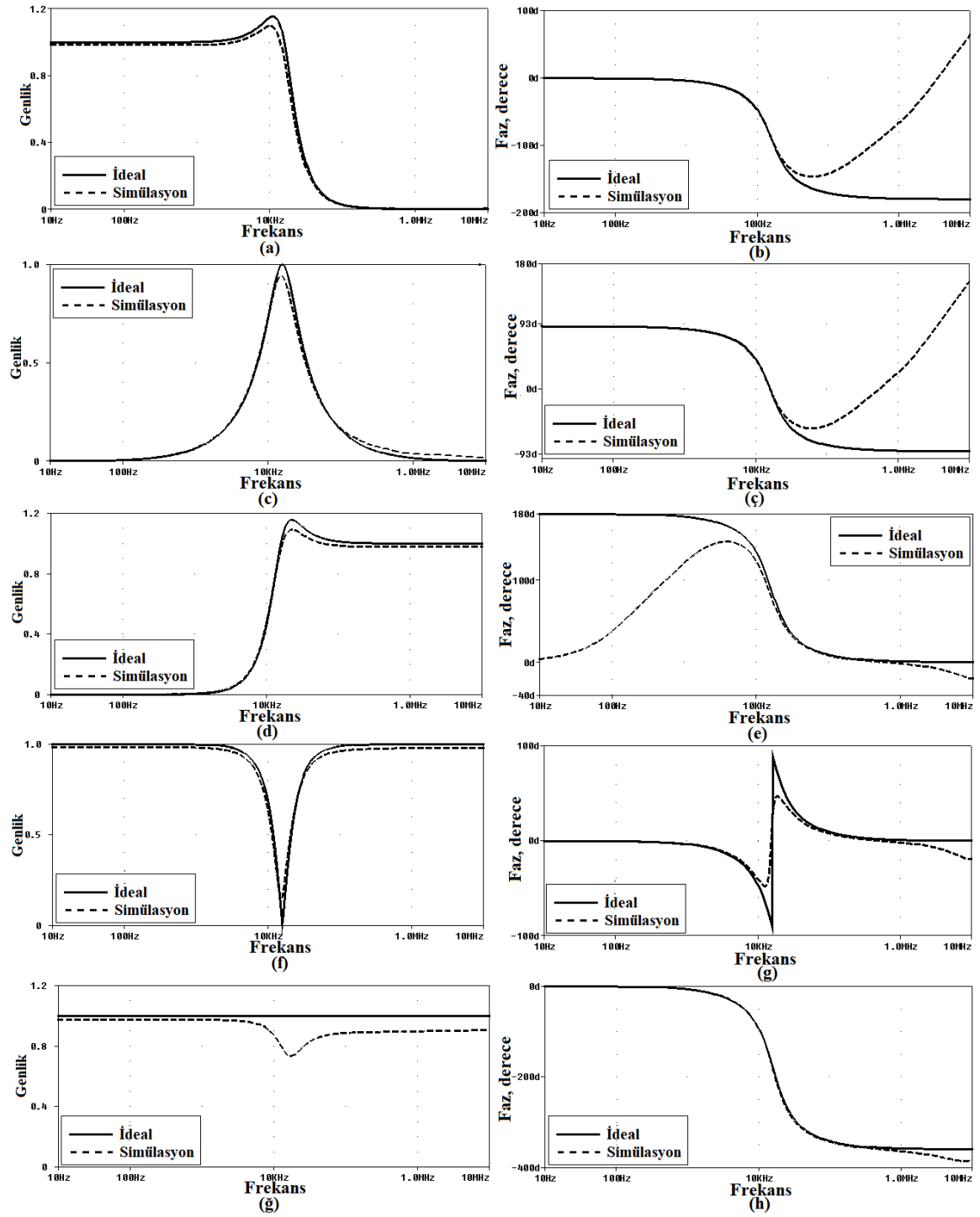
e) $v_g(t)$ Giriş gerilim işareti v_2 ve v_3 ucuna uygulanırsa ve v_1 ucuna ise $-v_g$ uygulanırsa çıkış ucundan tüm geçiren filtre karakteristiği elde edilmektedir. Buna ilişkin gerilim transfer fonksiyonu Denklem (5.8)'de verilmiştir.

$$\frac{V_{\zeta}}{V_g} = \frac{s^2 \frac{1}{R_1} - s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}}{s^2 + s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.8)$$

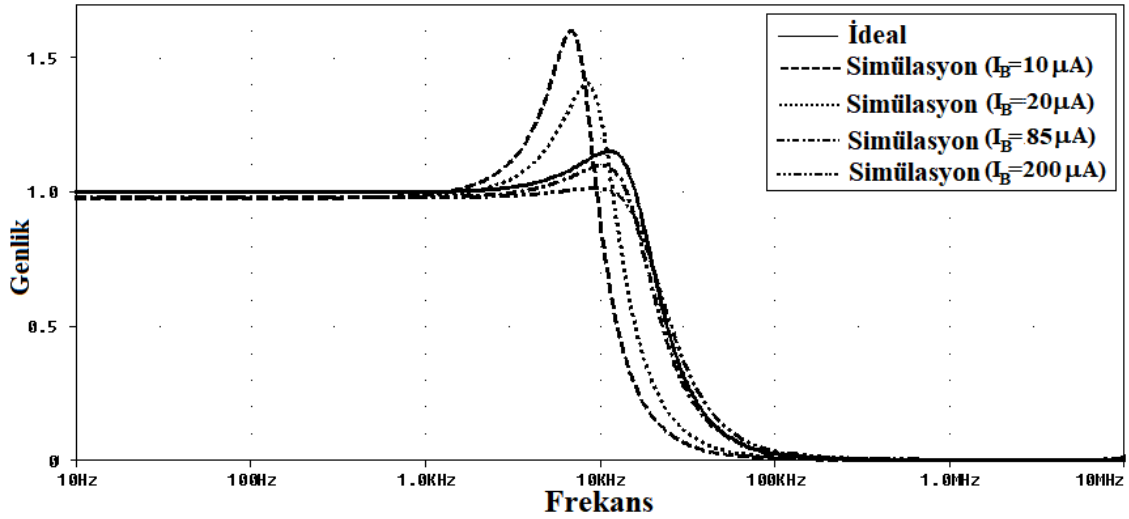
Önerilen devrenin simülasyonları PSPICE programı aracılığıyla gerçekleştirilmiştir. VDTRA aktif elemanının MOS gerçekleştirilmesi kullanılarak ve 180 nm TSMC seviye-7 parametreleri kullanılmıştır. VDTRA aktif elemanının besleme gerilimleri ± 1.5 V'dur. VDTRA elemanının r_m parametresinin değeri 2 k Ω olacak şekilde I_{bias} akım değeri ayarlanmıştır.

Devredeki pasif eleman değerleri $R_1=10$ k Ω , $C_1=1$ nF, $C_2=1$ nF ve $C_3=5$ nF olarak seçilmiştir. Bu durumda yukarıda verilen varyasyonlara göre elde edilen farklı filtre karakteristiklerine ilişkin genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 5.2'de verilmiştir.

Burada aynı zamanda VDTRA aktif elemanının em parametresinin etkisini gözlemlemek için VDTRA'nın MOS tranzistör gerçekleştirilmesinde farklı I_{bias} akım değerleri için PSPICE simülasyonu yapılmıştır. $I_{bias} = 10$ μ A, $I_{bias} = 20$ μ A, $I_{bias} = 85$ μ A ve $I_{bias} = 200$ μ A değerleri için simülasyonlar alçak geçiren filtre bağlantısına göre oluşturulmuştur. Elde edilen genlik-frekans karakteristikleri Şekil 5.3'de verilmiştir.



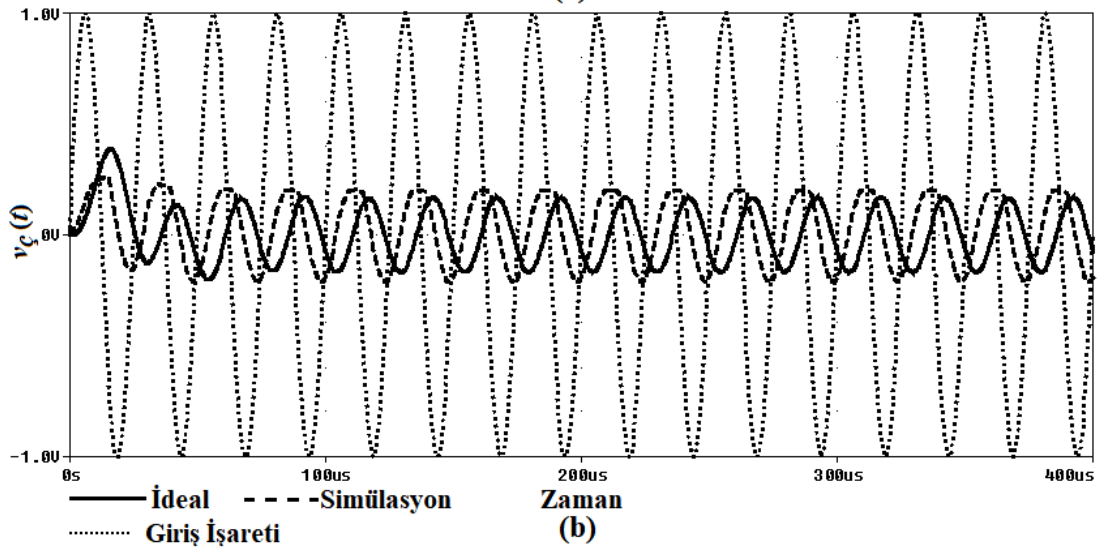
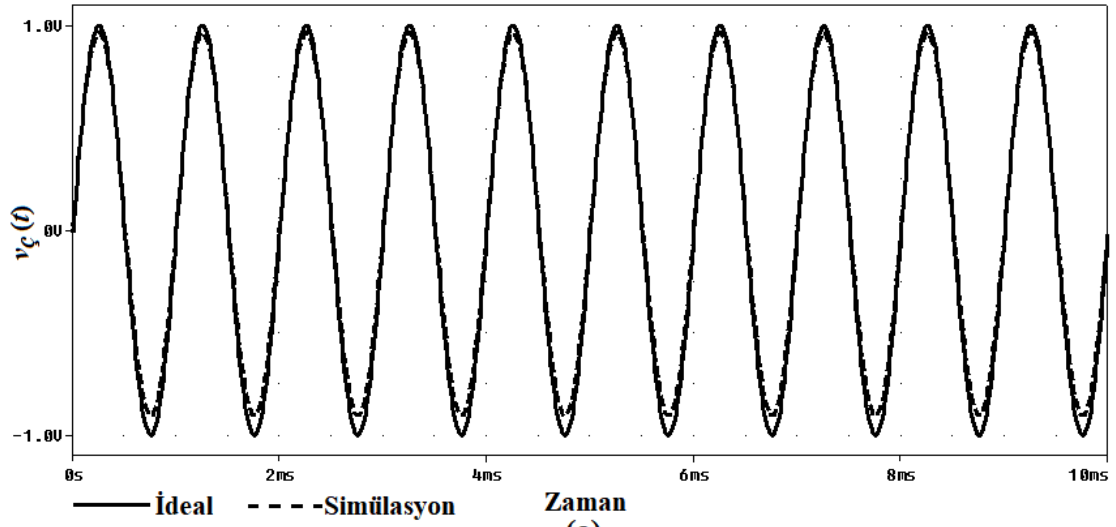
Şekil 5.2 Gerilim modlu üç girişli bir çıkışlı filtre devresine ait genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri



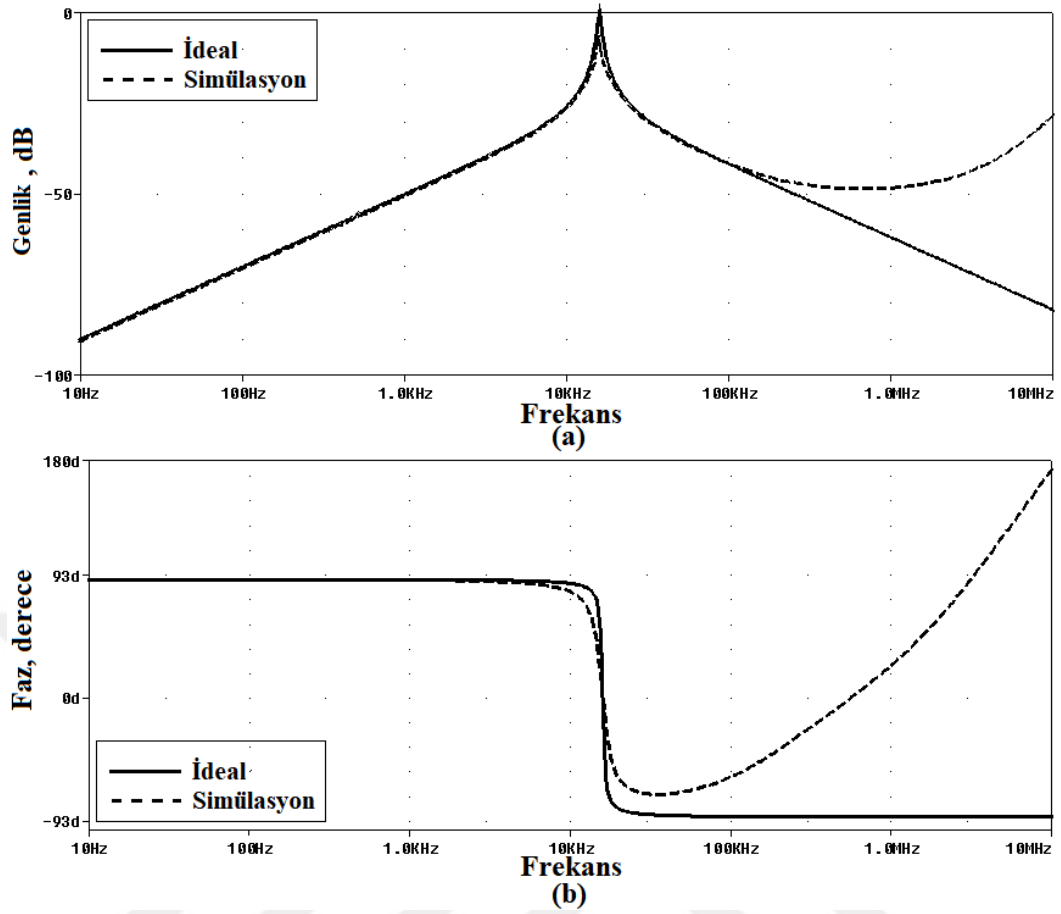
Şekil 5.3 Farklı I_{bias} değerleri için elde edilen alçak geçiren filtreye ait genlik-frekans karakteristikleri

Bu alt bölümde ayrıca önerilen devrenin zaman domeni çalışmasını da gözlemlemek için PSPICE simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Alçak geçiren filtre yapısını gerçekleştirecek şekilde uygun girişler uygulanmıştır. Giriş gerilim işareti olarak tepe değeri 1V olan gerilim işareti uygulanmıştır. Farklı frekanslardaki davranışını incelemek için de giriş işaretinin frekansı sırasıyla 1 kHz ve 40 kHz seçilmiştir. Devrenin pasif eleman değerleri de $R_1=10\text{ k}\Omega$, $C_1=1\text{ nF}$, $C_2=1\text{ nF}$ ve $C_3=5\text{ nF}$ olarak seçilmiştir. Elde edilen zaman domeni simülasyon sonuçları Şekil 5.4’de verilmiştir.

Bu alt bölümde son olarak band geçiren filtre yapısı için yüksek kalite faktörü değerinin ne oranda sağlandığına ilişkin simülasyon sonuçları verilecektir. Denklem (5.3) ile verilen ifadeden görüleceği üzere C_1 değeri ile filtre devresinin doğal frekansı değiştirilmeden doğrudan Q kalite faktörü ayarlanabilmektedir. Şekil 5.1’deki devredeki C_1 elemanının değeri 50 pF yapılmış ve diğer pasif devre elemanlarının değerleri değiştirilmemiştir. VDTRA’nın r_m parametresinin değeri de sabit tutulmuştur. Bu durumda kalite faktörü değeri 20 olmaktadır. Elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristiklerine ait simülasyon sonuçları Şekil 5.5’de verilmiştir.



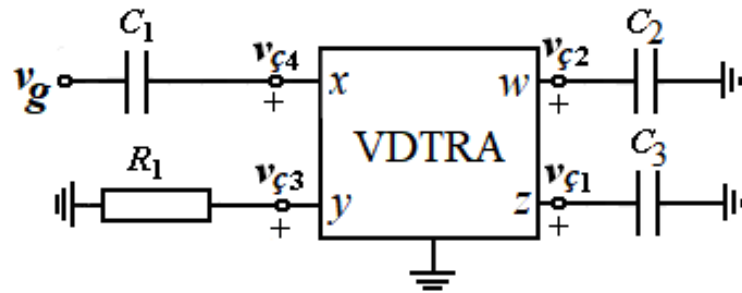
Şekil 5.4 Önerilen devrenin alçak geçiren filtre için zaman domeni simülasyon sonuçları



Şekil 5.5 Önerilen devrenin band geçiren filtre için yüksek kalite faktörü değerinin sağlandığı duruma ait genlik-frekans ve faz-frekans karakteristiklerine ait simülasyon sonuçları

5.2 Gerilim Modlu Bir Girişli Dört Çıkışlı Analog Filtre Tasarımı

Önerilen gerilim modlu bir girişli dört çıkışlı filtre devre yapısı Şekil 5.6'da verilmiştir.



Şekil 5.6 Gerilim modlu bir girişli dört çıkışlı filtre devresi

VDTRA aktif elemanının tanım bağıntıları kullanılarak devrenin analizi yapıldığında her bir çıkışa ilişkin gerilim transfer fonksiyonları Denklem (5.9) ile Denklem (5.12) arasında verilmiştir. Bu gerilim transfer fonksiyonları sırasıyla alçak geçiren, band geçiren, yüksek geçiren ve band söndüren filtre karakteristiklerini sağlamaktadır.

$$\frac{V_{\zeta 1}(s)}{V_g(s)} = \frac{\frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.9)$$

$$\frac{V_{\zeta 2}(s)}{V_g(s)} = \frac{s \frac{1}{R_1 C_1}}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.10)$$

$$\frac{V_{\zeta 3}(s)}{V_g(s)} = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.11)$$

$$\frac{V_{\zeta 4}(s)}{V_g(s)} = \frac{s^2 + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.12)$$

Burada verilen gerilim transfer fonksiyonlarından önerilen devrenin doğal frekansı ve kalite faktörüne ait ifadeler Denklem (5.13) ve Denklem (5.14)'de verilmiştir.

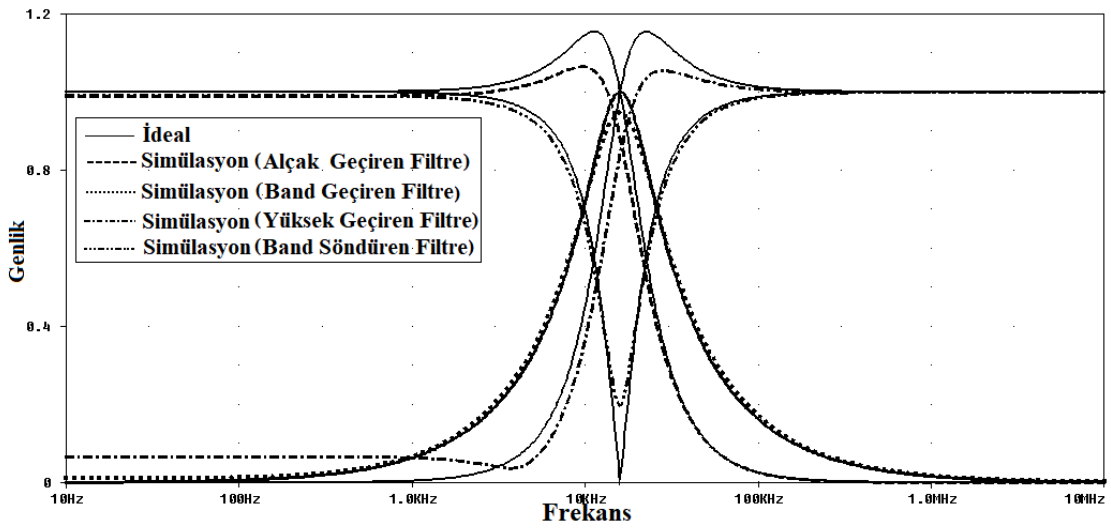
$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.13)$$

$$Q = C_1 \sqrt{\frac{R_1}{C_2 C_3 r_m}} \quad (5.14)$$

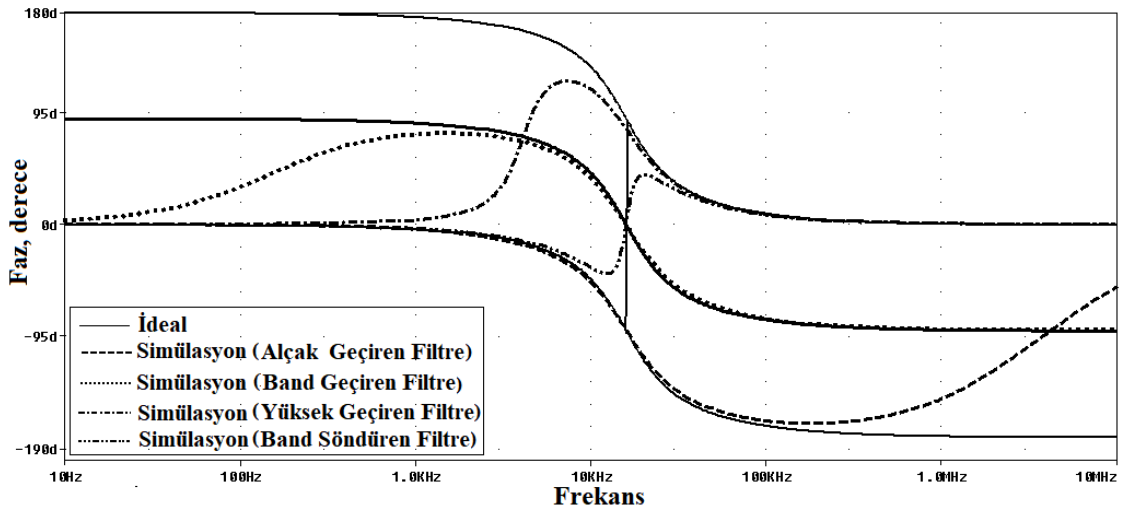
Bu denklemlerden görüleceği üzere VDTRA'nın r_m parametresi ile doğal frekans ve kalite faktörü ayarlanabilmektedir. C_1 kapasitesi ile de kalite faktörü doğal frekanstan bağımsız olarak ayarlanabilmektedir.

Şekil 5.6'daki devrede $R_1=10\text{ k}\Omega$, $C_1=1\text{ nF}$, $C_2=1\text{ nF}$, $C_3=5\text{ nF}$ seçilerek PSPICE simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Bu simülasyonlarda $r_m=2\text{ k}\Omega$ olacak şekilde VDTRA aktif elemanının MOS tranzistörlerle gerçeklemesinde I_{bias} akımı $85\text{ }\mu\text{A}$ alınmıştır. VDTRA'nın besleme gerilimleri $\pm 1.5\text{ V}$ 'dur.

Önerilen devrenin her bir çıkışına ait genlik-frekans karakteristikleri Şekil 5.7'de ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 5.8'de verilmiştir. Simülasyon sonuçlarından görüldüğü üzere VDTRA aktif elemanı ile gerçekleştirilen devrenin genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri ideal sonuçlar ile örtüşmektedir.

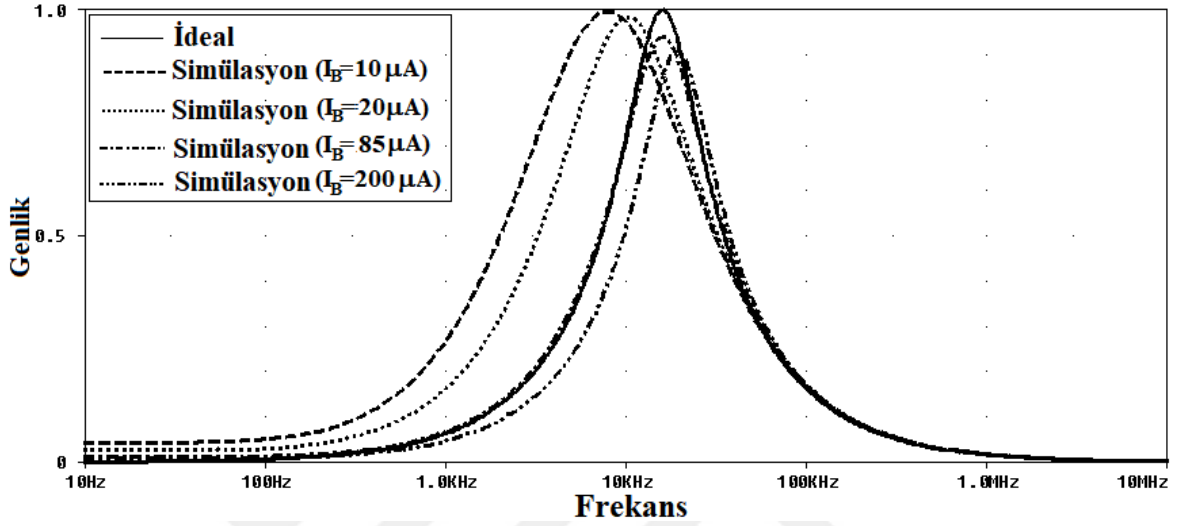


Şekil 5.7 Önerilen gerilim modlu bir girişli dört çıkışlı filtre devresine ait genlik-frekans karakteristikleri



Şekil 5.8 Önerilen gerilim modlu bir girişli dört çıkışlı filtre devresine ait faz-frekans karakteristikleri

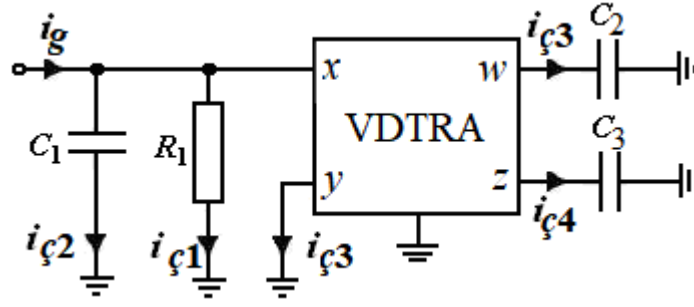
Bu alt bölümde ayrıca VDTRA'nın r_m parametresinin değişimine göre genlik-frekans karakteristiğinin nasıl değiştiği incelenmiştir. Bunun için MOS tranzistörler ile gerçekleştirilen VDTRA aktif elemanının I_{bias} akım değeri $10 \mu A$, $20 \mu A$, $85 \mu A$ ve $200 \mu A$ alınmıştır. Bu durumda elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 5.9'da verilmiştir.



Şekil 5.9 Farklı I_{bias} değerleri için elde edilen band geçiren filtre için genlik-frekans karakteristiklerine ait simülasyon sonuçları

5.3 Akım Modlu Bir Girişli Dört Çıkışlı Analog Filtre Tasarımı

Bu bölümde son olarak akım modlu bir girişli dört çıkışlı filtre devresinin tasarımı verilmiştir. Önerilen devre yapısı Şekil 5.10'da verilmiştir. VDTRA'nın tanım bağıntıları kullanılarak devrenin analizi yapıldığında her bir çıkışa ait akım transfer fonksiyonu Denklem (5.15) ile Denklem (5.18) arasında verilmiştir. Bu ifadelerden görüleceği üzere I_{c1} çıkışı alçak geçiren filtre fonksiyonunu, I_{c2} çıkışı band geçiren filtre fonksiyonunu, I_{c3} çıkışı yüksek geçiren filtre fonksiyonunu ve I_{c4} ise kazanç değeri olan bir band geçiren filtre fonksiyonunu sağlamaktadır.



Şekil 5.10 Akım modlu bir girişli dört çıkışlı filtre devresi

$$\frac{I_{\zeta 1}}{I_g} = \frac{\frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}}{s^2 + s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.15)$$

$$\frac{I_{\zeta 2}}{I_g} = \frac{s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m}}{s^2 + s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.16)$$

$$\frac{I_{\zeta 3}}{I_g} = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.17)$$

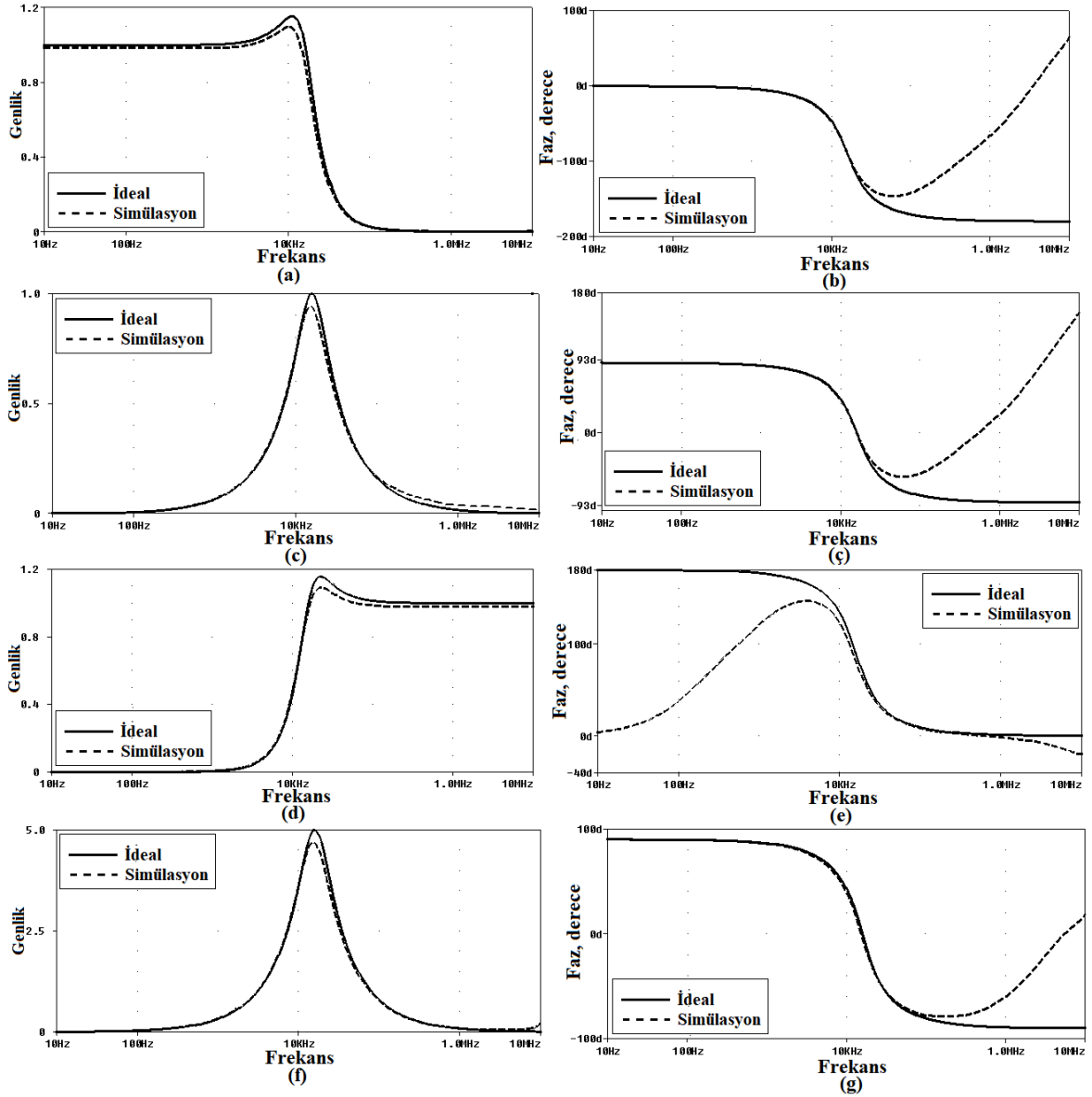
$$\frac{I_{\zeta 4}}{I_g} = \frac{\left(\frac{C_3}{C_1}\right) s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m}}{s^2 + s \frac{C_1}{C_2 C_3 r_m} + \frac{1}{R_1 C_2 C_3 r_m}} \quad (5.18)$$

Önerilen devrenin doğal frekansı ve kalite faktörü bu bölümde önerilen Şekil 5.1'deki devre ile aynı çıkmaktadır. Dolayısıyla bu ifadeler Denklem (5.2) ve Denklem (5.3)'de verilenler ile aynıdır.

Önerilen devrenin çalışabilirliğini göstermek için PSPICE simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Pasif eleman değerleri ve r_m parametresinin değerleri bu bölümdeki diğer devrelerde olduğu gibi seçilmiştir. Elde edilebilen tüm çıkışlara ait genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri Şekil 5.11'de verilmiştir.

Şekil 5.11 (a)-(e)'de verilen sonuçlardan görüleceği üzere Şekil 5.2'de verilen sonuçlarla aynı sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 5.11 (f) 'de verilen genlik-frekans karakteristiğinde ise kazanç değeri görülmektedir. C_1 ve C_3 kapasiteleri arasında

5 kat kazanç farkı olduğu için çıkışta da bu kazanç ifadesine uygun olarak genlik değeri elde edilebilmektedir.



Şekil 5.11 Akım modlu bir girişli dört çıkışlı filtre devresine ait genlik-frekans ve faz-frekans karakteristiklerine ait simülasyon sonuçları

Bu akım modlu devrenin çıkış akımları toplandığı taktirde de band söndüren ve tüm geçiren filtre yapıları elde edilebilmektedir. I_{c1} ve I_{c3} çıkışları toplandığı taktirde band söndüren filtre yapısı elde edilmektedir ve simülasyon sonucunda Şekil 5.2 (f) ve (g)'deki karakteristiklerin aynısı elde edilmektedir. Aynı şekilde $I_{c1}-I_{c2}+I_{c3}$ olacak şekilde akım ifadeleri toplandığında da tüm geçiren filtre karakteristiği elde edilmektedir ve simülasyon sonuçları Şekil 5.2 (ğ) ve (h) ile aynı çıkmaktadır.

CDTRA AKTİF ELEMANI KULLANILARAK PID KONTROLÖR VE FAZ İLERLEMELİ-GEÇİKMELİ KOMPANSATÖR TASARIMI

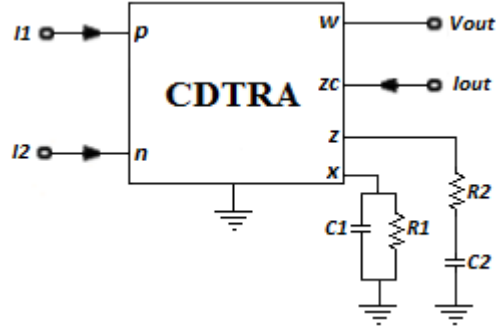
Bu bölümde CDTRA aktif elemanı kullanılarak tasarlanan geçiş empedans modlu ve gerilim modlu PID kontrolör devresi ve faz ilerlemeli-gecikmeli kompensatör devresi tanıtılacaktır. Önerilen geçiş empedans modlu PID devrenin girişi akım girişlidir ve düşük empedansa sahiptir. Devrenin çıkışı da gerilim çıkışına uygun olarak düşük empedanslıdır. Dolayısıyla önerilen devre akım girişi ve gerilim çıkışı açısından kaskad bağlantıya uygun durumdadır. Ek gerilim izleyici veya akım izleyici devrelerine gerek duyulmadan diğer devre katları ile bağlantı sağlanabilir. Bununla birlikte önerilen devre aynı zamanda PI kontrolör açısından akım çıkışını da sağlamaktadır. Önerilen devrede bir adet CDTRA aktif devre elemanı, 2 adet pasif direnç elemanı ve iki adet bir ucu topraklı pasif kapasite devre elemanı bulunmaktadır. Çok modlu çalışmaya uygundur ve elektronik olarak ayarlanabilir durumdadır. Bu devrede aynı zamanda CDTRA aktif elemanının r_m geçiş direnç parametresi kullanılarak transfer fonksiyonunun kazanç ayarlaması sağlanabilmektedir.

Önerilen faz ilerlemeli ve gecikmeli kompensatör devresi de geçiş empedans modlu ve gerilim modlu olacak şekildedir. Yapı itibarıyla önerilen PID kontrolör devresinden türetilmiştir. Devredeki pasif elemanların topolojisi değiştirilerek faz ilerlemeli ve gecikmeli kompensatör yapısı da elde edilmektedir.

PID kontrolör devreleri kontrol sistemlerinde ve işaret işleme devrelerinde önemli bir yer tutmaktadır. Literatürde önerilen çok sayıda analog PID devreleri mevcuttur. CCII tabanlı PID kontrolör devresi gerilim çıkışlıdır ve çıkışta düşük empedans sağlanamaktadır.

6.1 Önerilen PID Kontrolör Devresi

Önerilen PID kontrolör devresi Şekil 6.1’de verilmiştir.



Şekil 6.1 CDTRA aktif devre elemanı temelli, geçiş empedans modlu PID devresi

CDTRA aktif devre elemanına ait lineer tanım bağıntılarından yararlanılarak, $H(S)$ transfer fonksiyonu Denklem (6.1)’de verildiği şekilde elde edilir.

$$H(S) = \frac{V_{out}}{(I_1 - I_2)} = r_m \left(\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2} \right) + SC_1R_2 + \frac{1}{SC_2R_1} \right) \quad (6.1)$$

PID kontrolör yapısının genel transfer fonksiyonu ifadesi $H(S) = K_p + 1/S\tau_i + S\tau_d$ biçimindedir. Burada K_p oransal kazanç parametresi, τ_i integral parametresi, τ_d ise türev parametresidir.

Önerilen PID devresinin girişine $I_1 - I_2$ gibi fark akımı uygulanabileceği gibi, CDTRA elemanının n ucu açık devre yapılarak akım girişi p ucundan uygulanabilir. Bu durumda fark akımı olmadan da PID kontrolör yapısı elde edilebilmektedir.

Denklem (6.1) ile bu ifade eşleştirildiğinde önerilen PID kontrolör devresinin parametreleri Denklem (6.2)- Denklem (6.4) ile verilir.

$$K_p = r_m [C_1/C_2 + R_2/R_1] \quad (6.2)$$

$$\tau_i = \frac{C_2R_1}{r_m} \quad (6.3)$$

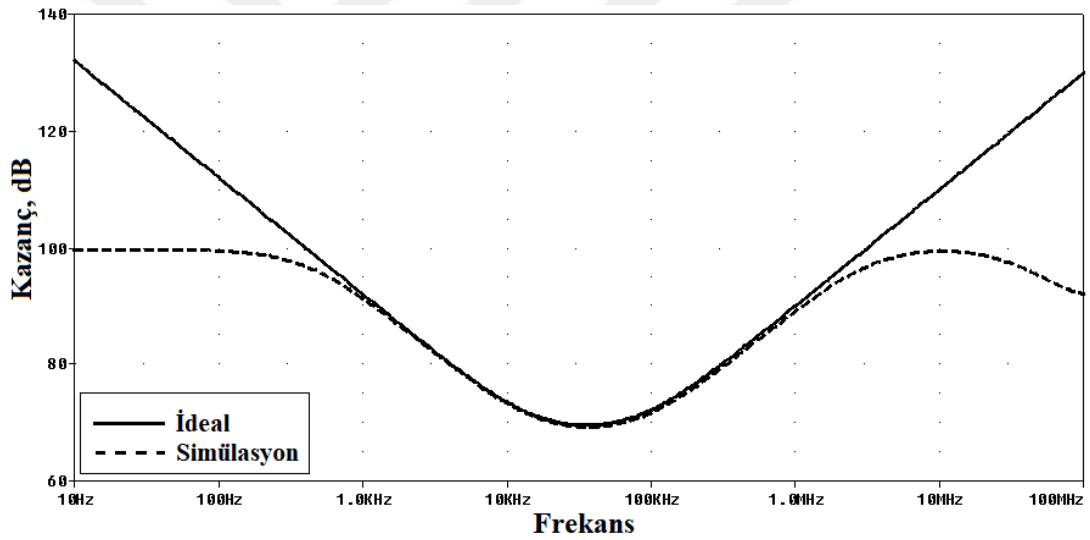
$$\tau_d = r_mC_1R_2 \quad (6.4)$$

Denklem (6.1)’de $I_i = I_1 - I_2$ alınırsa veya I_2 açık devre yapılarak giriş akımı CDTRA aktif elemanının p ucuna uygulanırsa, I_{out} çıkışı için devrenin analizi yapıldığında Denklem (6.5) elde edilir.

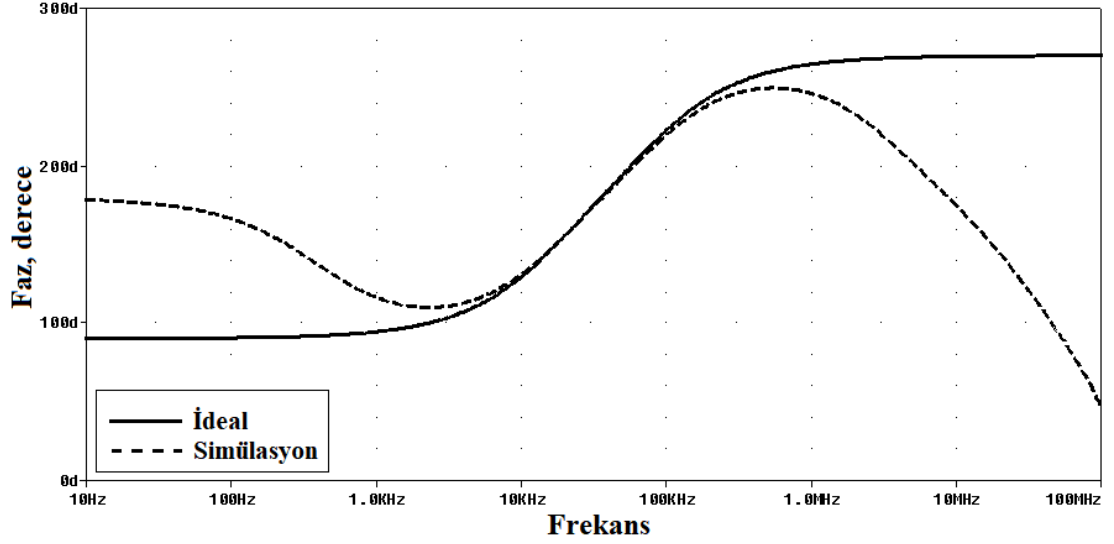
$$\frac{I_{out}}{I_i} = \frac{r_m}{R_1} + sr_m C_1 \quad (6.5)$$

Denklem (6.5)'den görüleceği üzere PD kontrolör yapısı elde edilmektedir. Burada K_p ve τ_d parametrelerine karşılık gelen matematiksel ifadeler oluşmaktadır.

Önerilen devrenin ilk olarak genlik-frekans karakteristikleri elde edilmiştir. Önerilen devrede $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 1 \text{ nF}$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 10 \text{ nF}$ seçilmiştir. CDTRA aktif elemanı içyapısı olarak Şekil 2.22'de verilen ikinci versiyon MOS transistor gerçekleştirilmesi kullanılmıştır. CDTRA'nın r_m parametre değeri de $5 \text{ k}\Omega$ olacak şekilde MOS'lu iç yapıdaki bias akımı ayarlanmıştır. Bu durumda PSPICE'da elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans simülasyon sonuçları sırasıyla Şekil 6.2 ve Şekil 6.3'de verilmiştir.

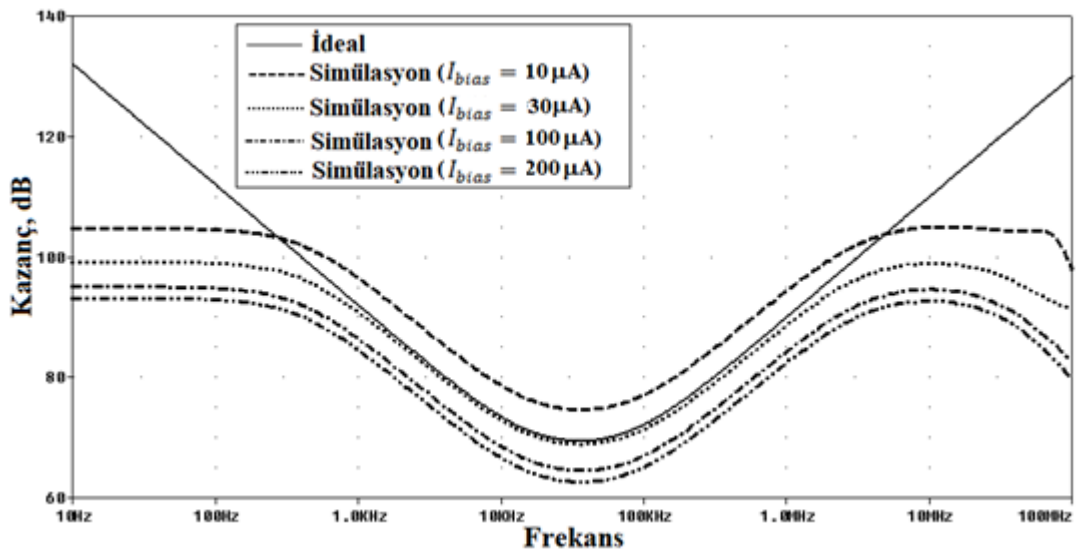


Şekil 6.2 Önerilen PID devresinin genlik-frekans karakteristiği (geçiş empedans modu)



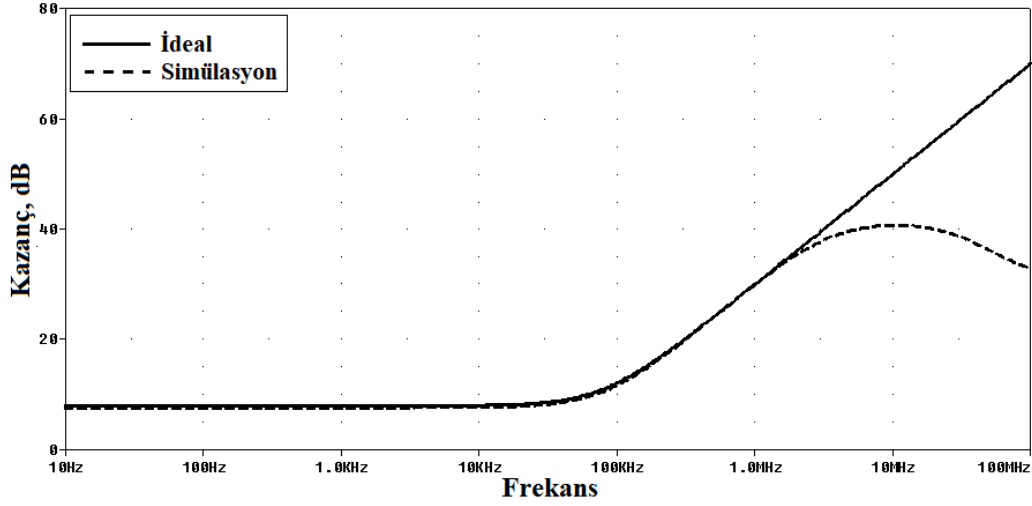
Şekil 6.3 Önerilen PID devresinin faz-frekans karakteristiği (geçiş empedans modu)

Önerilen devrede bulunan CDTRA elemanının r_m parametresinin değişimine bağlı olarak genlik-frekans karakteristiklerinin nasıl değiştiğini belirlemek için CDTRA elemanının MOS tranzistörlerle gerçeklemedeki (ikinci versiyon) I_{bias} akım değeri 10 μA , 30 μA , 100 μA ve 200 μA olacak şekilde değiştirilmiştir. Bu durumda PSPICE simülasyonu ile elde edilen genlik-frekans karakteristiği Şekil 6.4’de verilmiştir.

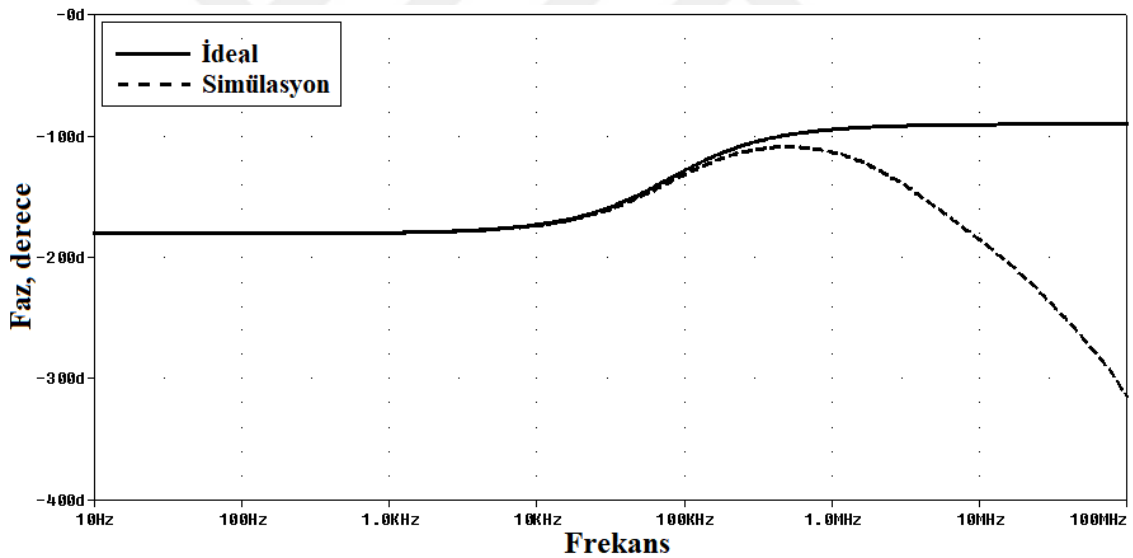


Şekil 6.4 Önerilen PID devresinin farklı r_m parametre değerleri için elde edilen genlik-frekans karakteristiği (geçiş empedans modu)

Aynı devre üzerinden PD kontrolör yapısının elde edildiği akım çıkışına ilişkin genlik-frekans karakteristiği Şekil 6.5’de verilmiştir. Aynı çıkışa ilişkin faz-frekans karakteristiği de Şekil 6.6’da verilmiştir.

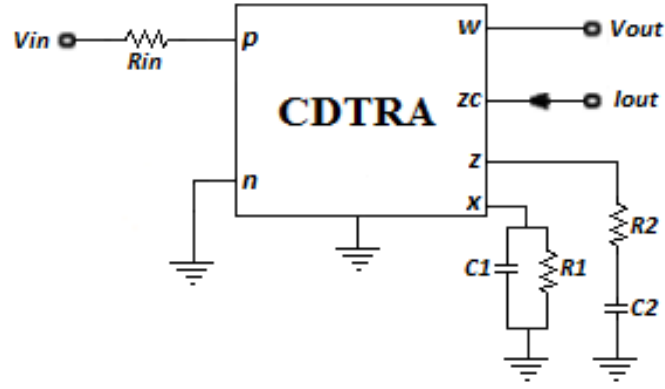


Şekil 6.5 Önerilen PD devresinin genlik-frekans karakteristiği (akım modu)



Şekil 6.6 Önerilen PD devresinin faz-frekans karakteristiği (akım modu)

Aynı zamanda önerilen PID kontrolör devresi gerilim girişli olacak şekilde de kullanılabilir. CDTRA elemanının p ucuna ilişkin tanım bağıntısı $v_p = 0$ V olduğu için çok rahatlıkla önerilen devre gerilim girişli ve gerilim çıkışlı haline getirilebilir. Bu durumda CDTRA'nın z_c ucuna ait akım çıkış ifadesi de PD kontrolör ifadesini sağlayacaktır. Bu devre şeması Şekil 6.7'de verilmiştir.



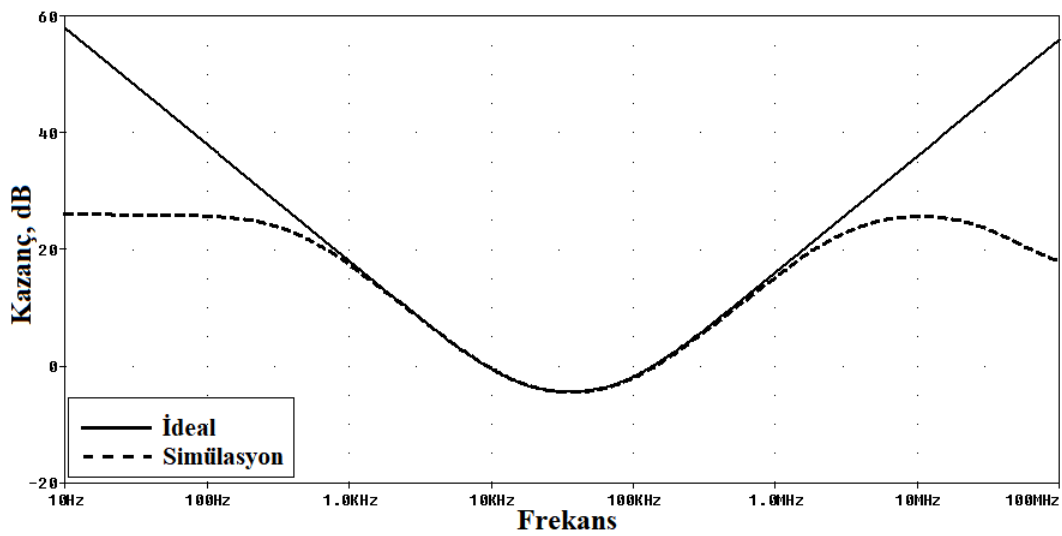
Şekil 6.7 Gerilim modunda çalışan PID kontrolör devresi

Bu devrenin analizi yapıldığında gerilim ve akım çıkışlarına ilişkin elde edilen matematiksel ifadeler Denklem (6.6) ve Denklem (6.7)'de verilmiştir.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{r_m}{R_{in}} \left(\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2} \right) + sC_1R_2 + \frac{1}{sC_2R_1} \right) \quad (6.6)$$

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{r_m}{R_{in}R_1} + s \frac{r_mC_1}{R_{in}} \quad (6.7)$$

Bu devrede eleman değerleri $R_{in} = 5 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 1 \text{ nF}$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 10 \text{ nF}$ seçilmiştir. CDTRA'nın r_m parametre değeri de $5 \text{ k}\Omega$ olacak şekilde ayarlanmıştır. Bu durumda gerilim modlu çalışmaya uygun olacak şekilde gerilim çıkışına ilişkin elde edilen genlik-frekans karakteristiği Şekil 6.8'de verilmiştir.

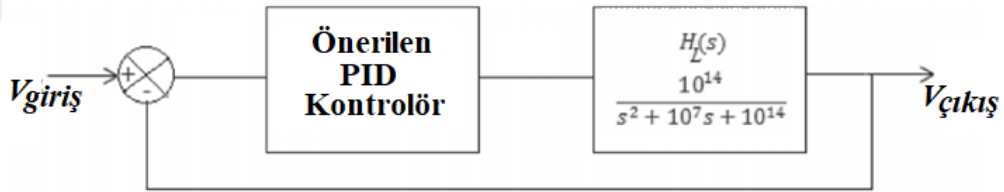


Şekil 6.8 Önerilen PID devresinin genlik-frekans karakteristiği (gerilim modu)

Şekil 6.4’de verilen simülasyon sonuçları ile CDTRA’nın r_m parametresinin etkisi doğrudan gözlemlenebilmektedir. Yapıda r_m parametresi aracılığıyla kazanç ifadesinde r_m parametresinin değeri kadar kazanç sağlanabilmektedir. Bu da doğrudan PID kontrolörünün etkisini değiştirebilmektedir. Faz-Frekans karakteristikleri ve r_m parametresine göre değişim grafikler ayrıca verilmemiştir.

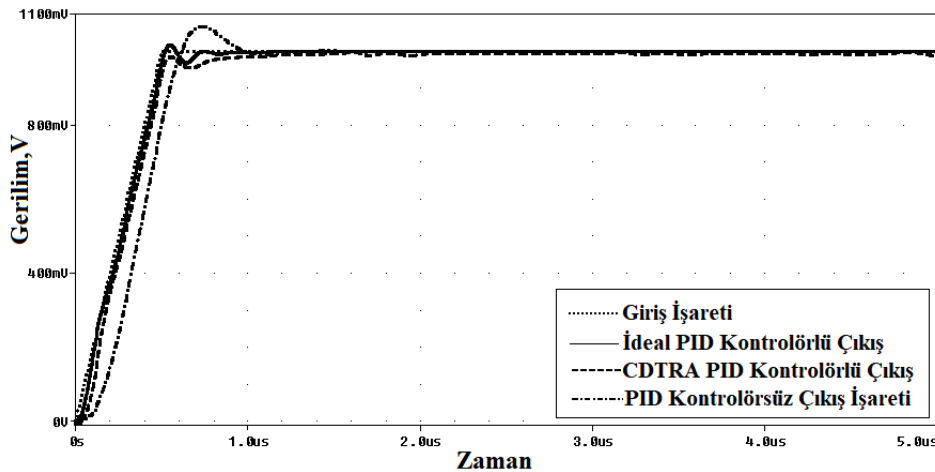
6.2 Önerilen PID Kontrolör Devresi İçin Kapalı Çevrim Kontrol Uygulaması

Önerilen PID kontrolör devresinin kapalı çevrim çalışmasını incelemek için Şekil 6.9’da verilen sistem oluşturulmuş ve PSPICE simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Burada $H_L(s)$ kontrol edilecek olan plant sistemine ait transfer fonksiyonudur.



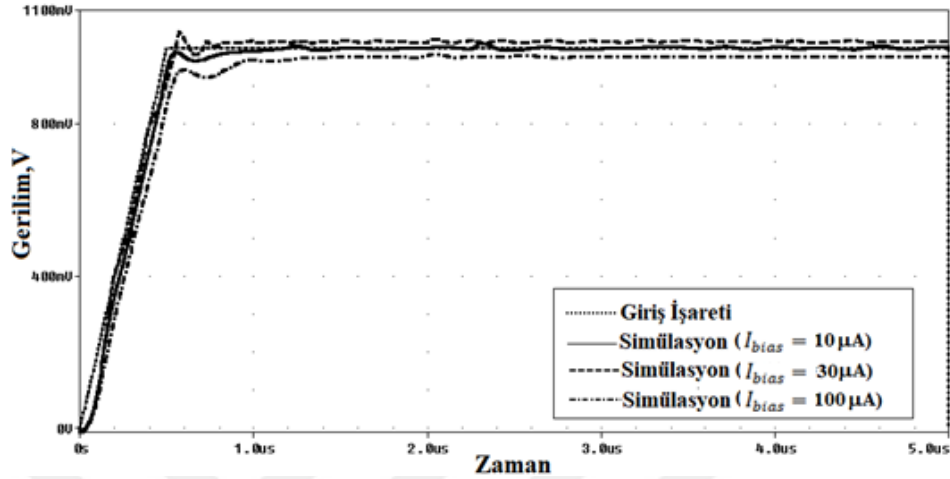
Şekil 6.9 Kapalı çevrim kontrol sistemi

Bu tezde önerilen PID kontrolör devresinde eleman değerleri $R_{in} = 5 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ pF}$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 10 \text{ pF}$ seçilmiştir. CDTRA’nın r_m parametre değeri de $5 \text{ k}\Omega$ olacak şekilde ayarlanmıştır. Bu durumda elde edilen zaman domeni simülasyon sonuçları Şekil 6.10’da verilmiştir.



Şekil 6.10 Kapalı çevrim kontrol sistemine ait zaman domeni simülasyon sonuçları

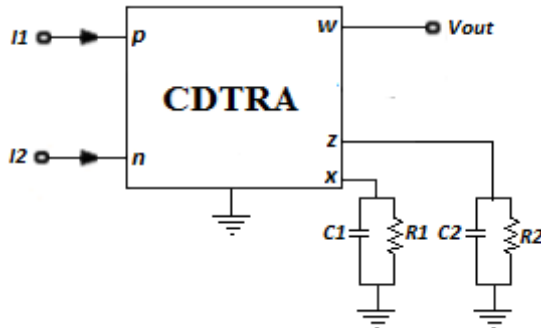
Kapalı çevrimde r_m parametresinin etkisini incelemek için MOS tranzistörlerle gerçekleştirilmiş olan CDTRA aktif elemanında I_{bias} akım değeri değiştirilmiştir. Bu durumda PID kontrolör uygulanmış iken kapalı çevrim sistemine ait zaman domeni simülasyon sonuçları Şekil 6.11’de verilmiştir.



Şekil 6.11 Farklı r_m parametre değerleri için kapalı çevrim kontrol sistemine ait zaman domeni simülasyon sonuçları

6.3 Faz İlerlemeli ve Gecikmeli Kompansatör Tasarımı

CDTRA Aktif elemanı kullanılarak gerçekleştirilen faz ilerlemeli ve gecikmeli kompensatör tasarımı Şekil 6.12’de verilmiştir. Önerilen PID kontrolör devresi kullanılarak faz ilerlemeli ve gecikmeli kompensatör devresi elde edilmiştir. Burada CDTRA’nın r_m geçiş direnç parametresi ile de kazanç ayarı yapılabilmektedir. Devrede bir aktif eleman ve 4 adet bir ucu topraklı pasif devre elemanı bulunmaktadır.



Şekil 6.12 Önerilen geçiş empedans modlu faz ilerlemeli ve faz gecikmeli kompensatör devresi

Şekil 6.12 ile verilen devrenin analizi gerçekleştirildiğinde Denklem (6.8) ile verilen matematiksel ifadeler elde edilir.

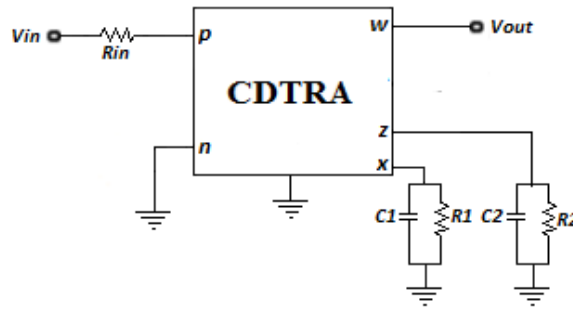
$$\frac{V_{out}}{I_i} = r_m \frac{\frac{R_2}{1 + sC_2R_2}}{\frac{R_1}{1 + sC_1R_1}} \quad (6.8)$$

Bu denklem düzenlenirse;

$$\frac{V_{out}}{I_i} = r_m \frac{C_1}{C_2} \frac{s + \frac{1}{C_1R_1}}{s + \frac{1}{C_2R_2}} \quad (6.9)$$

Bu transfer fonksiyonunda C_1R_1 ve C_2R_2 değerlerine bağlı olarak faz ilerlemeli (lead) ve faz gecikmeli (lag) kompensatör yapıları elde edilebilmektedir. Aynı devre yapısından ard arda bağlanarak ve C_1R_1 ve C_2R_2 seçimine bağlı olarak da faz ilerlemeli-gecikmeli (lead-lag) kompensatör devresi elde edilebilmektedir.

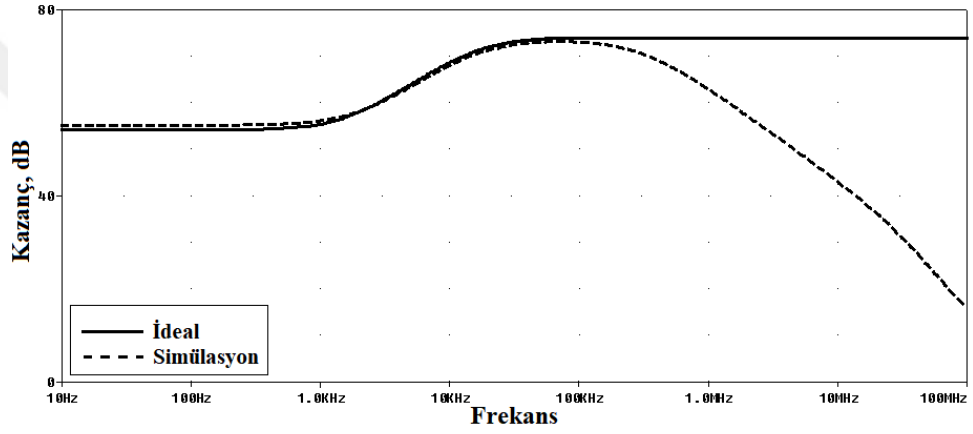
Aynı şekilde bu devre yapısı CDTRA'nın p ve n ucu girişlerinin tanım bağıntılarından dolayı kolaylıkla gerilim modlu haline getirilebilir. Bu devre yapısı da Şekil 6.13'de verilmiştir. Devrenin analizi yapıldığında elde edilen transfer fonksiyonu da Denklem (6.10)'da verilmiştir.



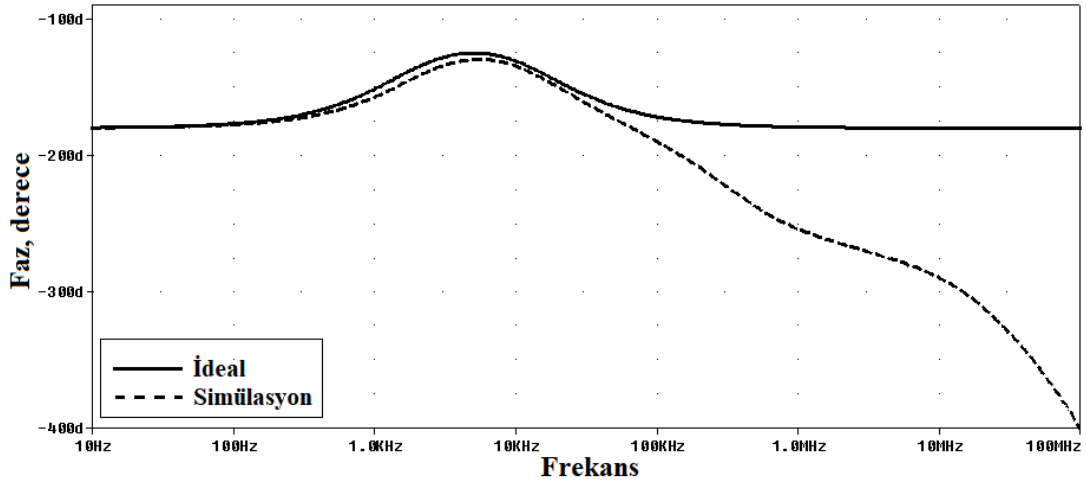
Şekil 6.13 Önerilen gerilim modlu faz ilerlemeli ve faz gecikmeli kompensatör devresi

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{r_m}{R_{in}} \frac{C_1}{C_2} \frac{s + \frac{1}{C_1R_1}}{s + \frac{1}{C_2R_2}} \quad (6.10)$$

İlk olarak önerilen geçiş empedans modlu faz ilerlemeli ve gecikmeli kompanseör devresine ait simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. İlk olarak pasif eleman değerleri $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$ ve $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ seçilmiştir. Bu durumda faz ilerlemeli kompanzasyon işlemini gerçekleştiren devre yapısı elde edilmektedir. CDTRA elemanının r_m değeri $5 \text{ k}\Omega$ olacak şekilde I_b akımı ayarlanmıştır. Bu durumda elde edilen genlik-frekans karakteristiği Şekil 6.14'te ve faz-frekans karakteristiği Şekil 6.15'de verilmiştir. Faz-Frekans karakteristiğinden görüleceği üzere faz ilerlemeli kompanzasyon işleminin gerçekleştirilebildiği ve simülasyon sonuçlarının ideal sonuçlara çok yakın olduğu görülmektedir.



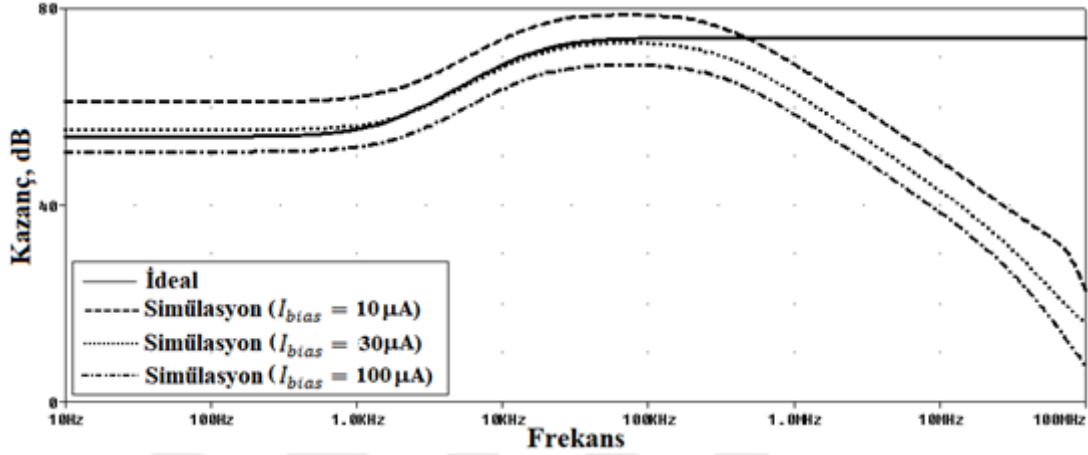
Şekil 6.14 Faz ilerlemeli kompanzasyon işlemine ait genlik-frekans karakteristiği



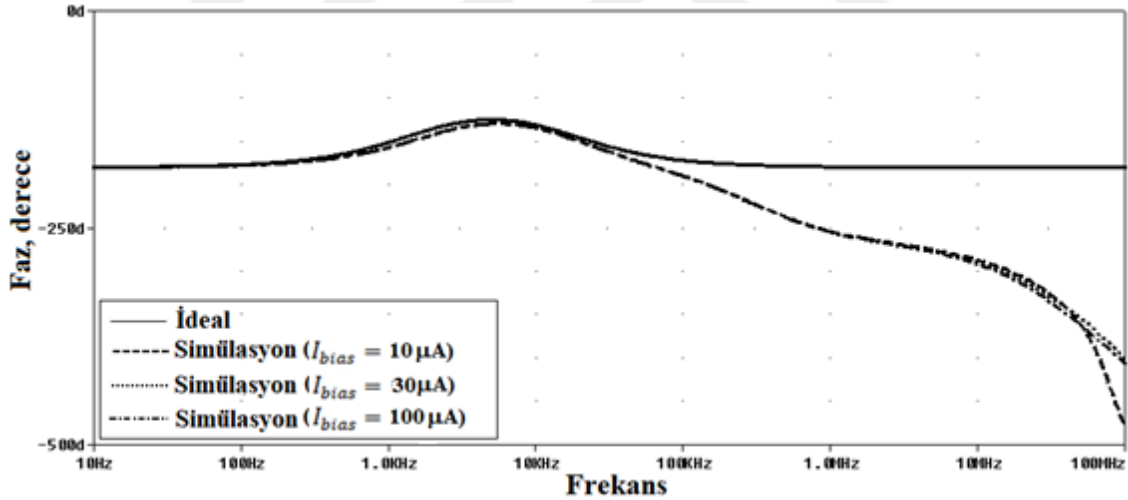
Şekil 6.15 Faz ilerlemeli kompanzasyon işlemine ait faz-frekans karakteristiği

Şekil 6.15'de verilen Faz ilerlemeli kompanzasyon işlemine ait genlik-frekans karakteristiğinden görüleceği üzere 54 dB gibi ciddi bir kazanç elde edilmektedir. Bu kazanç değeri r_m parametresi ile kolaylıkla ayarlanabilmektedir.

Bunun için CDTRA aktif elemanındaki I_{bias} akım değeri kullanılmaktadır. Bu ayarın sağlanabildiğini göstermek için I_{bias} akım değeri 10 μ A, 30 μ A, 100 μ A ve 200 μ A olacak şekilde ayarlanmıştır. Bu durumda elde edilen genlik-frekans karakteristiği Şekil 6.16’da verilmiştir. Bu durumda faz-frekans karakteristiğinin değişmediğini gösteren simülasyon sonucu da Şekil 6.17’de verilmiştir.

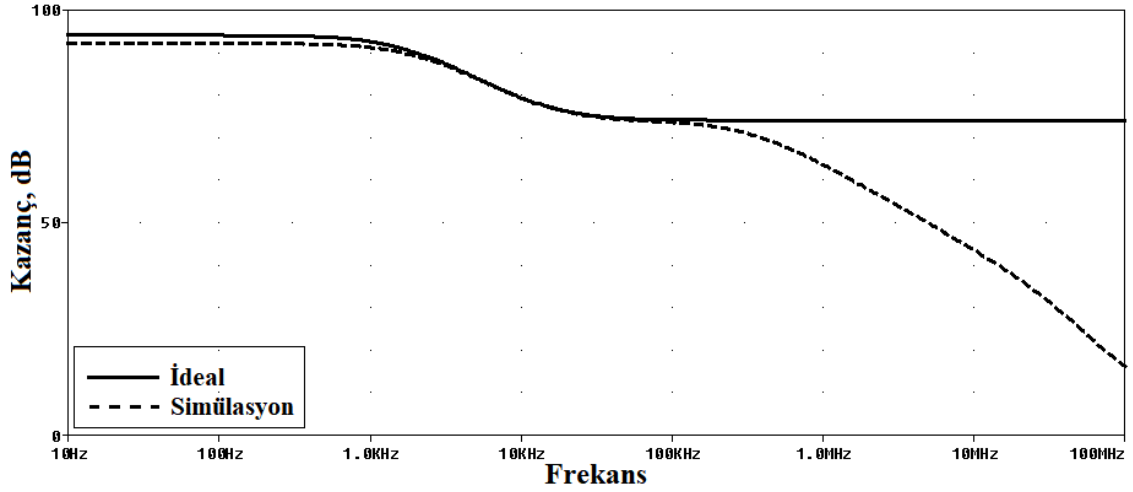


Şekil 6.16 Farklı I_{bias} akımları için elde edilen faz ilerlemeli kompanzasyon işlemine ait genlik-frekans karakteristikleri



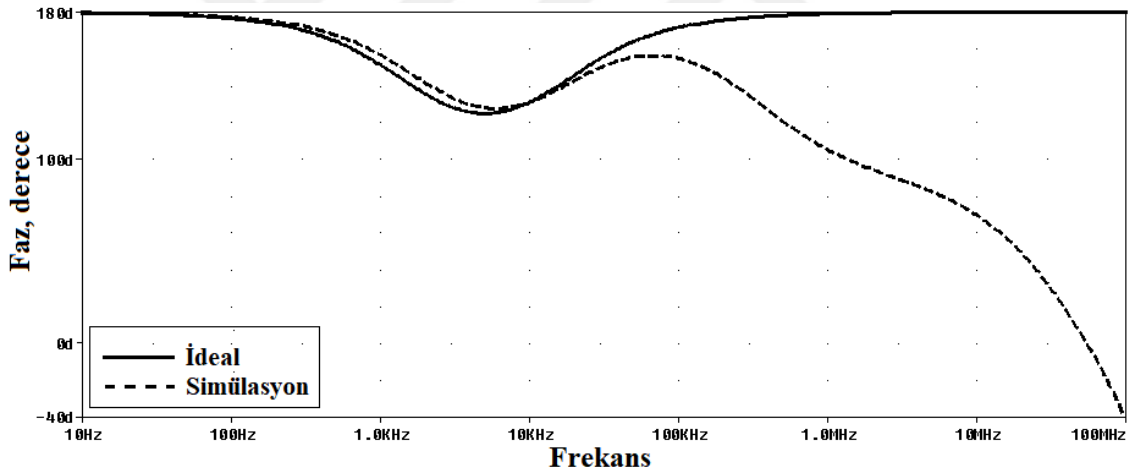
Şekil 6.17 Farklı I_{bias} akımları için elde edilen faz ilerlemeli kompanzasyon işlemine ait faz-frekans karakteristikleri

Aynı şekilde faz gecikmeli kompanzasyon işlemi için de önerilen devredeki eleman seçimleri $C_1 = C_2 = 10$ nF ve $R_1 = 1$ k Ω , $R_2 = 10$ k Ω olacak şekilde gerçekleştirilmiştir. CDTRA elemanının r_m değeri 5 k Ω olacak şekilde I_b akımı ayarlanmıştır. Bu durumda elde edilen genlik-frekans karakteristiği Şekil 6.18’de ve faz-frekans karakteristiği Şekil 6.19’da verilmiştir.



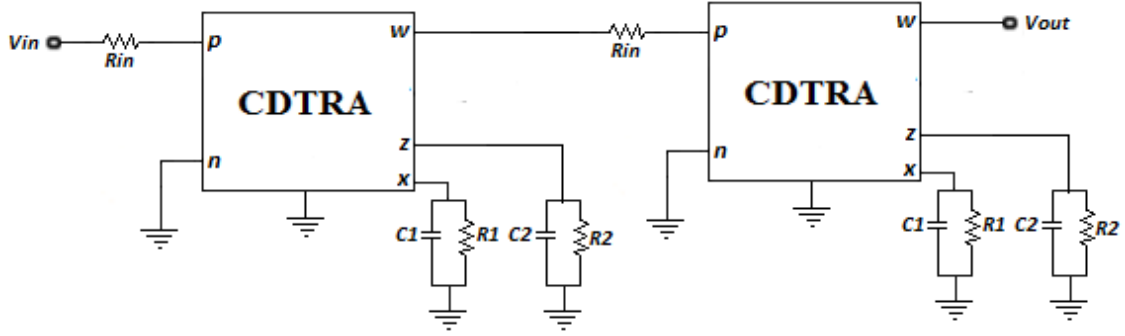
Şekil 6.18 Faz gecikmeli kompanzasyon işlemine ait genlik-frekans karakteristiği

Buradaki kazanç değeri idealde 94 dB iken MOS tranzistörlerle gerçekleştirilen CDTRA'lı devrede 92.1 dB olmaktadır. Görüleceği üzere çok yüksek bir kazanç değeri sağlanmaktadır.



Şekil 6.19 Faz gecikmeli kompanzasyon işlemine ait faz-frekans karakteristiği

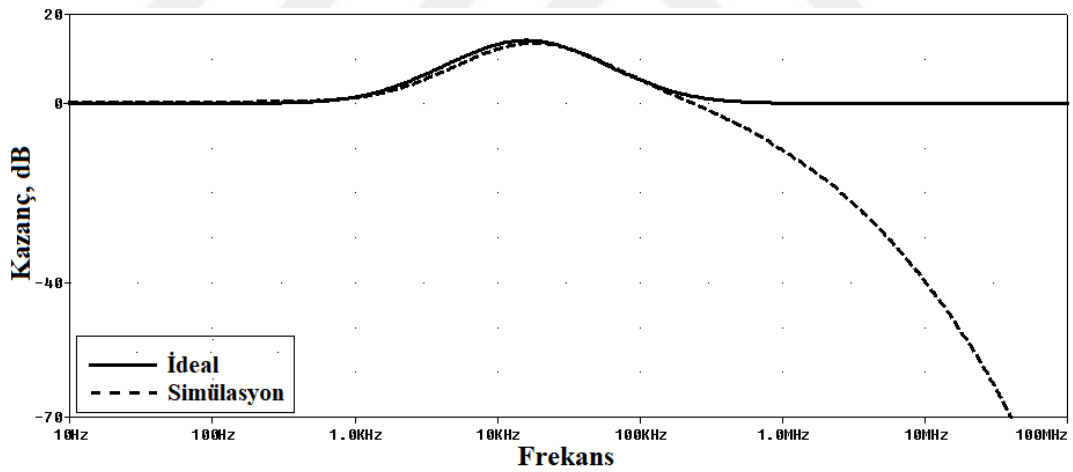
Şekil 6.13 ile verilen gerilim modlu devrenin simülasyon sonuçları da benzer şekilde elde edilmektedir. Bu devrenin çalışmasına ait simülasyon sonuçları da faz ilerlemeli-gecikmeli (lead-lag) kompanzasyon devresi için gerçekleştirilmiştir. Bu devre için Şekil 6.13'de verilen devre ard arda bağlanmış ve pasif eleman değerleri faz ilerlemeli-gecikmeli kompanzasyon işlemini sağlayacak şekilde seçilmiştir. İlgili devre yapısı Şekil 6.20'de verilmiştir.



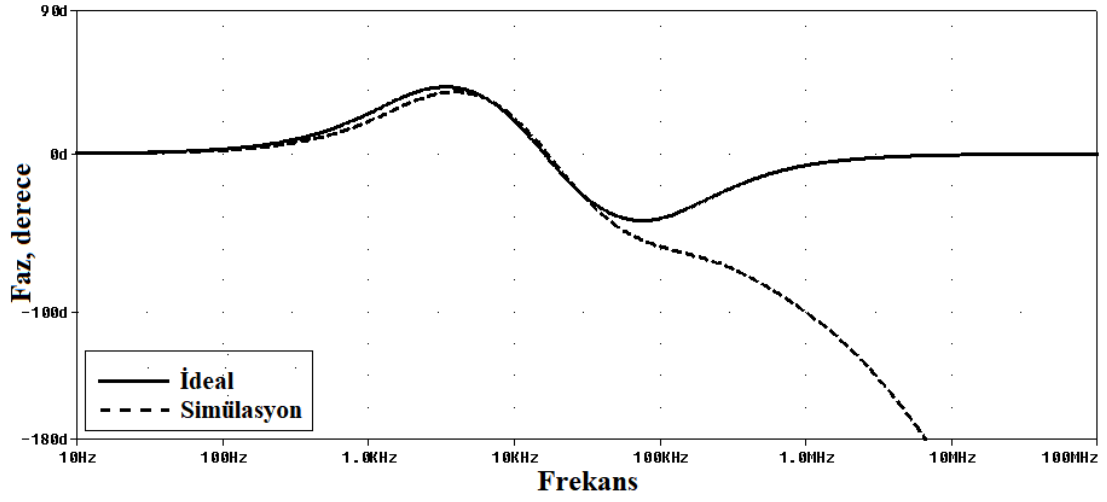
Şekil 6.20 Önerilen faz ilerlemeli-gecikmeli kompanzator devresi

Bu devrede birinci kat faz ilerlemeli ($C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$ ve $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$), ikinci kat da faz gecikmeli ($C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ ve $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$) olacak şekilde pasif eleman değerleri seçildiğinde elde edilen genlik-frekans ve faz-frekans karakteristikleri sırasıyla Şekil 6.21 ve Şekil 6.22’de verilmiştir.

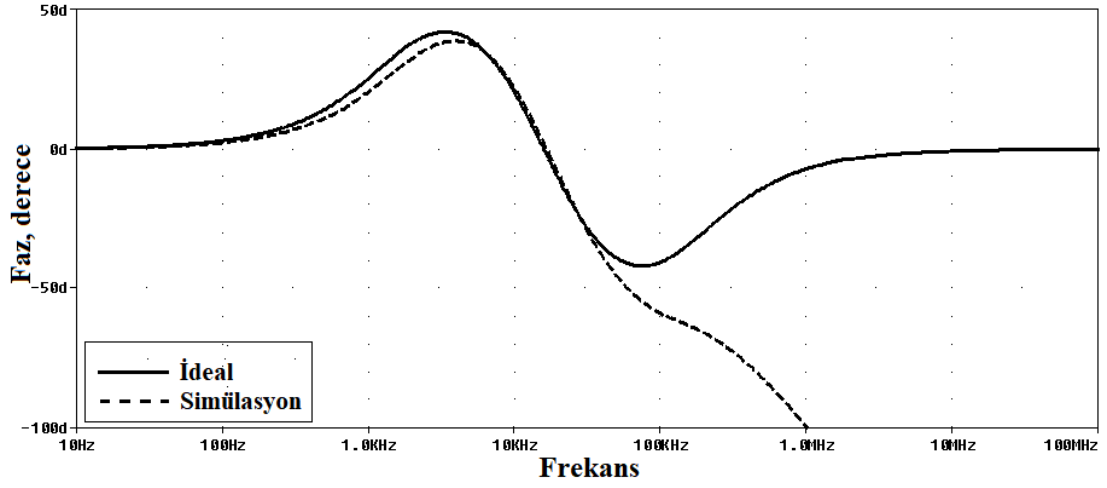
Bu devrede pasif eleman değerleir değiştirilmeden birinci ve ikinci katlar yer değiştirildiğinde elde edilen faz ilerlemeli-gecikmeli kompanzator devresi için elde edilen faz-frekans karakteristiği Şekil 6.23’de verilmiştir.



Şekil 6.21 Faz ilerlemeli-gecikmeli kompanzasyon işlemine ait genlik-frekans karakteristiği



Şekil 6.22 Faz ilerlemeli-gecikmeli kompanzasyon işlemine ait faz-frekans karakteristiği



Şekil 6.23 Faz ilerlemeli-gecikmeli kompanzasyon işlemine ait birinci ve ikinci kat yerdeğiştirdiğinde elde edilen faz-frekans karakteristiği

Simülasyon sonuçlarından görüldüğü üzere önerilen faz ilerlemeli-gecikmeli kompanzasyon devre yapısı beklendiği gibi çalışmaktadır.

PID kontrolör devreleri için literatür karşılaştırması Tablo 6.1’de verilmiştir.

Tablo 6.1 CDTRA aktif devre elemanı temelli PID kontrolör gerçeeklemesi için literatür karşılaştırması

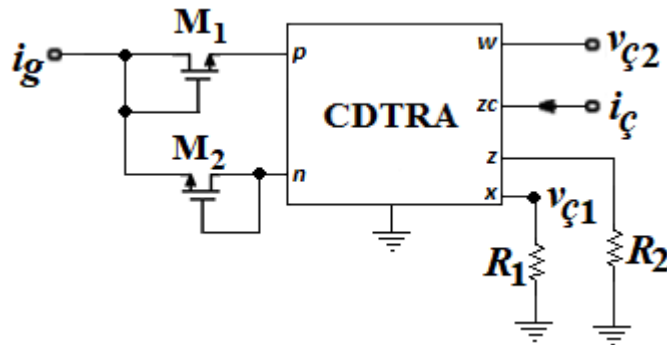
Ref.	Aktif komponentler	Pasif elemanlar	İki ucu serbest kapasite	Elektronik ayarlanabilir lik	Çalışma modu
[60]	3 CCII	4R-2C	Hayır	Hayır	Akım veya Gerilim
[61]	1 DO-CCII 1 CCII	3R-2C	Hayır	Hayır	Gerilim veya Akım
[62]	4 CDBA	8R-2C	Evet	Hayır	Gerilim
[63]	2 OTRA	4R-3C	Evet	Evet	Gerilim
[64]	8 CCCII	2R-2C	Hayır	Evet	Gerilim
[65]	4 CFOA	8R-2C	Evet	Hayır	Gerilim
[66]	6 CFOA	12R-2C	Evet	Hayır	Gerilim
[67]	8 OTA	2C	Hayır	Evet	Gerilim
[68]	3 CFOA	4R-2C	Hayır	Hayır	Gerilim
[69]	6 OTA	2C	Hayır	Evet	Gerilim, Akım, GEM, ve GAM
[70]	1 CFOA	2R-2C	Evet	Hayır	Gerilim
[71]	3 DDCC	3R-2C	Hayır	Evet	Gerilim
[72]	2 MO- CCCCTA	1R-2C	Hayır	Evet	Gerilim
[73]	2 CFOA	4R-2C	Hayır	Hayır	Gerilim
[74]	2 OTRA	4R-2C	Evet	Hayır	Gerilim
[75]	1 DO-CCII	2R 2C	Hayır	Hayır	Akım
[76]	Çok sayıda BJT	2C	Hayır	Evet	Akım
[77]	4 CCCDBA	2C	Hayır	Evet	Akım
[78]	1 CFOA	2R-2C	Hayır	Hayır	Gerilim
[79]	2 VDGA	2C	Hayır	Evet	Akım
[80]	1 DVCCTA	4R-3C	Hayır	Hayır	Gerilim
[81]	2 CFOA	3R-2C	Hayır	Hayır	Gerilim veya Akım
[82]	1 VDCC	4R-2C	Hayır	Evet	Gerilim
Önerilen	1 CDTRA	2R-2C	Hayır	Evet	Gerilim,Akım, GEM, GAM

AKIM MODLU ve GEÇİŞ EMPEDANS MODLU TAM DALGA DOĞRULTUCU DEVRESİ

Bu bölümde CDTRA aktif elemanı kullanılarak akım girişli, aynı anda gerilim ve akım çıkışlı olan bir tam dalga doğrultucu devresi tasarımı verilecektir. Önerilen devrenin girişinde diyot elemanı yerine MOS tranzistörler kullanılacaktır. CDTRA elemanının x ve z uçlarına bağlanan bir ucu topraklı direnç elemanları devredeki pasif elemanlardır. Bu direnç elemanları da MOS tranzistörler ile gerçekleştirilebilir durumdadır. Bu hali ile sadece MOS tranzistörler kullanılarak akım ve geçiş empedans modlu tam dalga doğrultucu devresi elde edilmiş olmaktadır. Önerilen devrenin akım çıkış ucu yüksek empedanslı ve gerilim çıkış ucu düşük empedanslıdır. Yani bir sonraki devre katına bağlanırken empedans uyumluluğu için herhangi bir gerilim veya akım izleyici devresinin kullanılmasına gerek kalmamaktadır. Bu devrede aynı zamanda CDTRA elemanının r_m parametresi aracılığıyla da kazanç değeri elektronik olarak kontrol edilebilmektedir.

7.1 Önerilen Akım Ve Geçiş Empedans Modlu Tam Dalga Doğrultucu Devresi

Önerilen akım ve geçiş empedans modlu tam dalga doğrultucu devresi Şekil 7.1’de verilmiştir.



Şekil 7.1 Önerilen akım ve geçiş empedans modlu tam dalga doğrultucu devresi

Şekil 7.1’de verilen devrede M_1 ve M_2 MOS tranzistörleri diyot bağlı yapıdadır. Giriş akım işareti pozitif iken M_1 tranzistörü iletimde ve M_2 tranzistörü kesimdedir. Bu durumda CDTRA elemanının x ucundaki gerilim ifadesi Denklem (7.1)’de verilmiştir.

$$i_g \geq 0 \text{ iken } v_x = r_m i_g \quad (7.1)$$

Aynı şekilde giriş akım işareti negatif iken M_1 tranzistörü kesimde ve M_2 tranzistörü iletimdedir. Bu durumda CDTRA elemanının x ucundaki gerilim ifadesi Denklem (7.2)’de verilmiştir.

$$i_g < 0 \text{ iken } v_x = -r_m i_g \quad (7.2)$$

Dolayısıyla v_x gerilimi ifadesi için Denklem (7.3) yazılabilir.

$$v_x = r_m |i_g| \quad (7.3)$$

Bununla birlikte CDTRA’nın tanım bağıntısından i_ζ çıkış akım ifadesi Denklem (7.4)’de verilmiştir.

$$i_\zeta = i_{zc} = i_z = \frac{r_m}{R_1} |i_g| \quad (7.4)$$

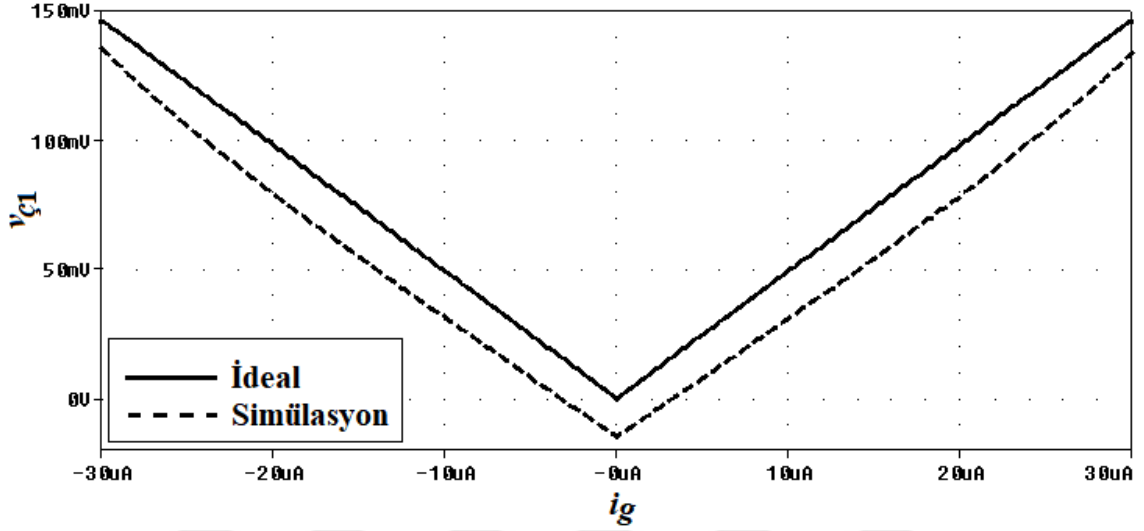
Aynı şekilde gerilim çıkış ifadesi de Denklem (7.5)’de verildiği şekilde elde edilir.

$$v_\zeta = \frac{r_m R_2}{R_1} |i_g| \quad (7.5)$$

Akım çıkışı ve gerilim çıkışı ifadelerinden görüleceği üzere tam dalga doğrultma işlemi gerçekleştirilmektedir. Bununla birlikte istenirse R_2 ve R_1 dirençleri ile kazanç ayarı yapılabildiği gibi CDTRA aktif elemanının r_m geçiş direnç parametresi ile de elektronik olarak kazanç ayarı yapılabilmektedir.

Devrenin simülasyonlarında ilk olarak CDTRA aktif elemanının MOS tranzistörlerle gerçekleştirilen Bölüm 2’de Şekil 2.22 ile verilmiş olan iç yapısı kullanılarak yapılmıştır. Besleme gerilimleri ± 1.5 V’dir ve 180 nm TSMC parametreleri kullanılmıştır. Devredeki M_1 ve M_2 tranzistörlerinin W/L değerleri $72 \mu\text{m}/0.18 \mu\text{m}$ ’dir.

Önerilen devrenin girişine $-30 \mu\text{A}$ ile $30 \mu\text{A}$ aralığında değişen DC akım kaynağı uygulanarak PSPICE’da DC tarama simülasyonu gerçekleştirilmiştir. CDTRA’nın r_m parametre değeri $5 \text{ k}\Omega$ olacak şekilde I_{bias} akım değeri $30 \mu\text{A}$ yapılmıştır. Devredeki R_1 ve R_2 direnç değerleri de $5 \text{ k}\Omega$ seçilmiştir. İlk olarak v_{c1} gerilim çıkışına ilişkin elde edilen ideal ve CDTRA aktif elemanı ile elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 7.2’de verilmiştir.

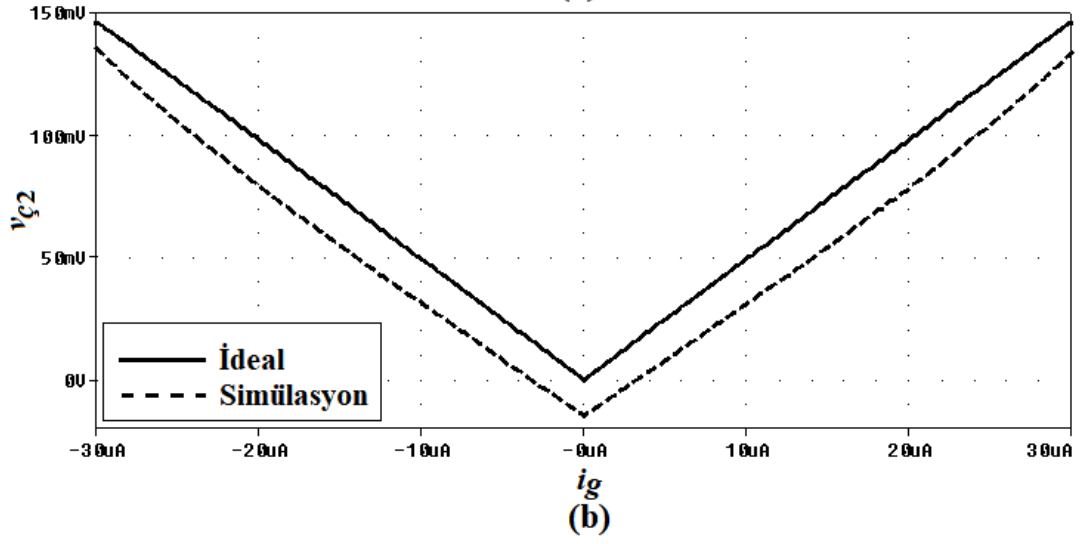
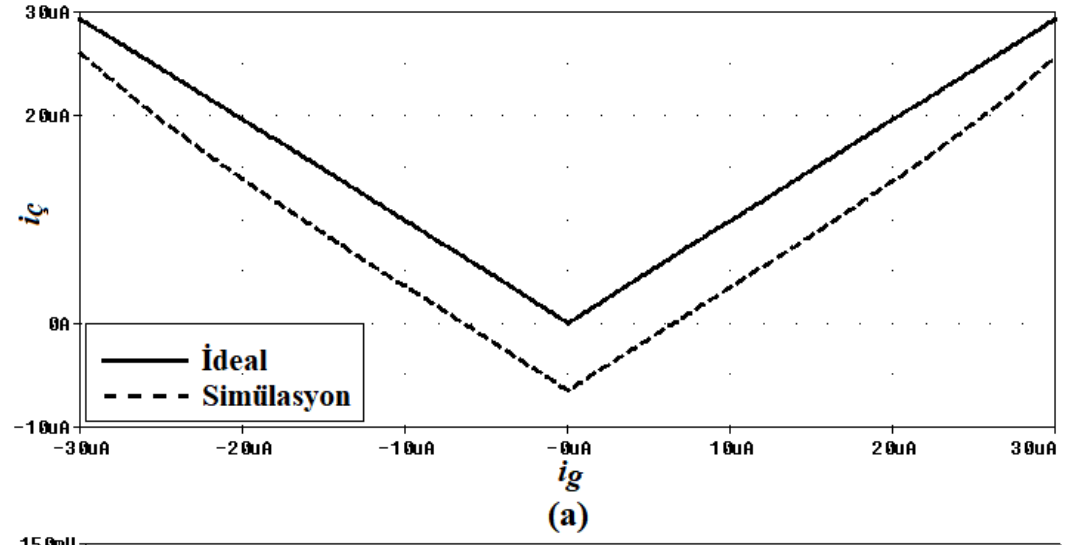


Şekil 7.2 v_{c1} gerilim çıkışına ilişkin simülasyon sonuçları

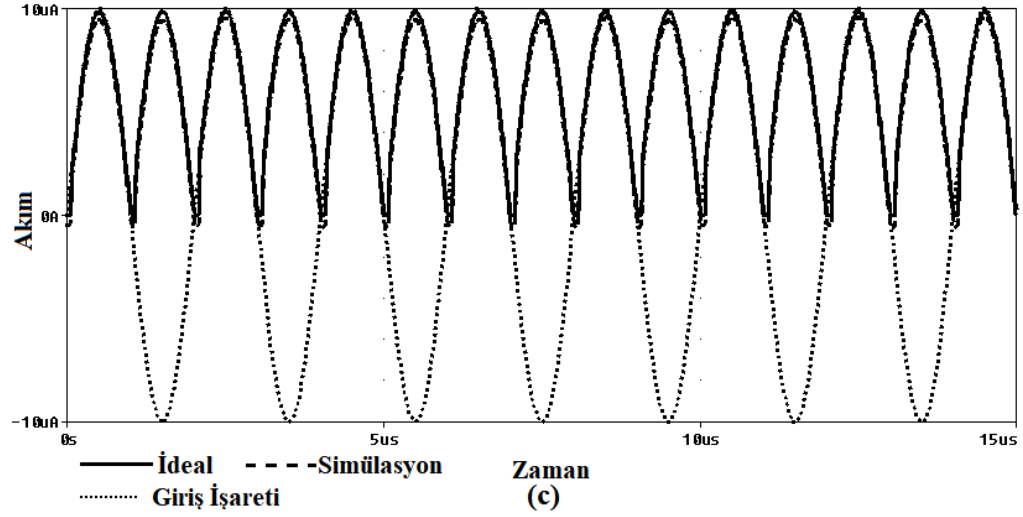
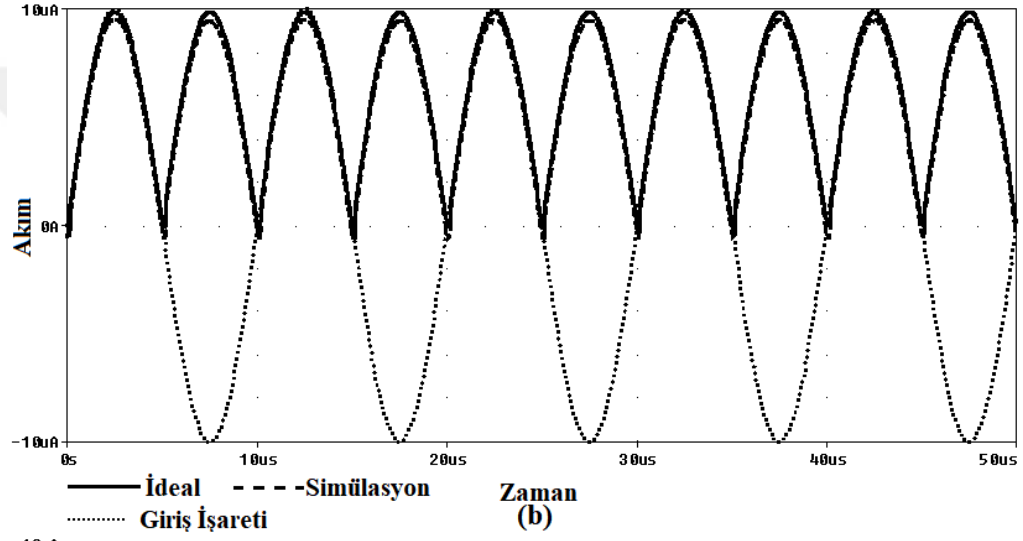
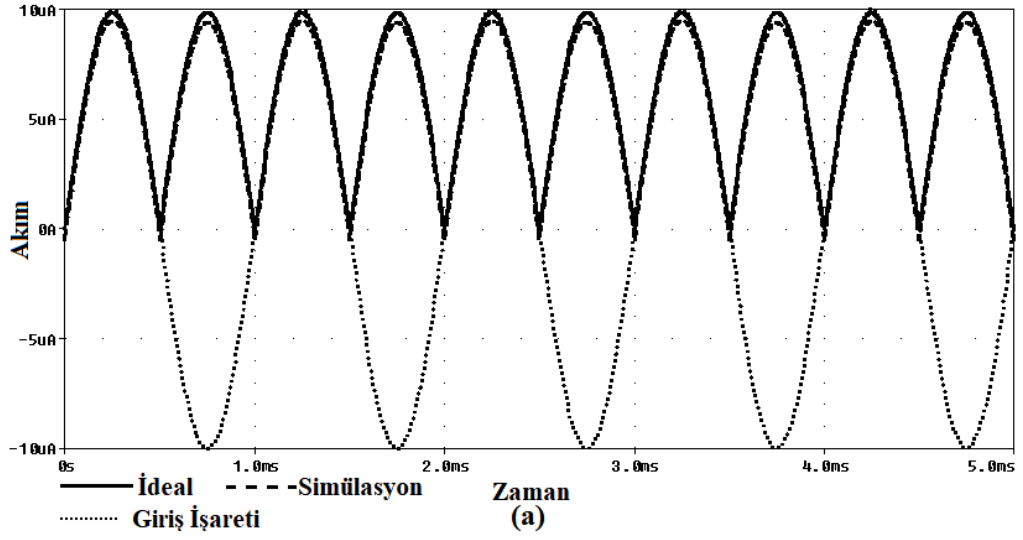
Şekil 7.2’den görüleceği üzere v_{c1} çıkış ucundaki gerilim değerinde 15 mV değerinde bir ofset gerilim değeri bulunmaktadır. Bu ofset gerilim değeri CDTRA aktif elemanının MOS tranzistör gerçeklemesinin p ve n uçlarına ait tanım bağıntılarının sağlaması gereken $v_p=0\text{V}$ ve $v_n=0\text{V}$ değerlerini sağlamamasından kaynaklanmaktadır. Yapılan simülasyon sonuçlarından giriş akım genlik değeri maksimum $\pm 30 \mu\text{A}$ değerleri için çıkış akım ve gerilim uçları için tam dalga doğrultma işlemini doğru olarak gerçekleştirebilmektedir. i_c çıkış akımına ve v_{c2} çıkış gerilime ait simülasyon sonuçları Şekil 7.3’de verilmiştir. Bu sonuçlardan i_c çıkışının ofset akım değerinin $6 \mu\text{A}$ olduğu ve v_{c2} çıkışının gerilim ofset değerinin 15 mV olduğu ölçülmüştür.

Önerilen devrenin girişine tepe değeri $10 \mu\text{A}$ olan 1 kHz , 100 kHz ve 500 kHz olacak şekilde farklı frekanslarda akım giriş işareti uygulanmıştır. Bu durumda i_c ve v_{c2} çıkışlarında elde edilen zaman domen simülasyon sonuçları Şekil 7.4’te verilmiştir. Şekil 7.4 (a)’da giriş işaretinin frekansı 1 kHz iken sırasıyla (b) ve

(c)'de 100 kHz ve 500 kHz'dir. Bu simülasyon sonuçlarında $6 \mu\text{A}$ değerindeki ofset ihmal edilmiştir.

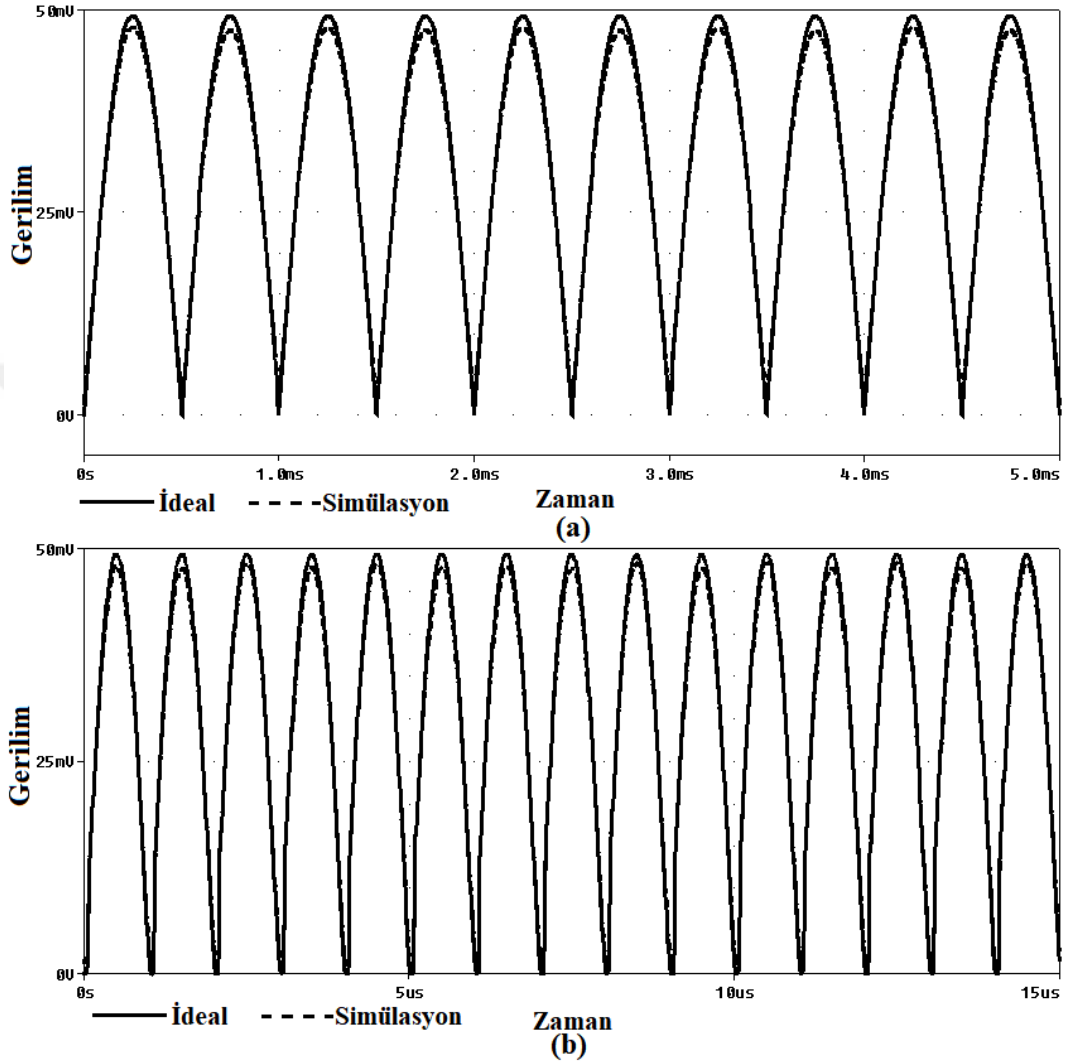


Şekil 7.3 $i_{\text{ç}}$ ve $v_{\text{ç}2}$ çıkışlarına ait simülasyon sonuçları



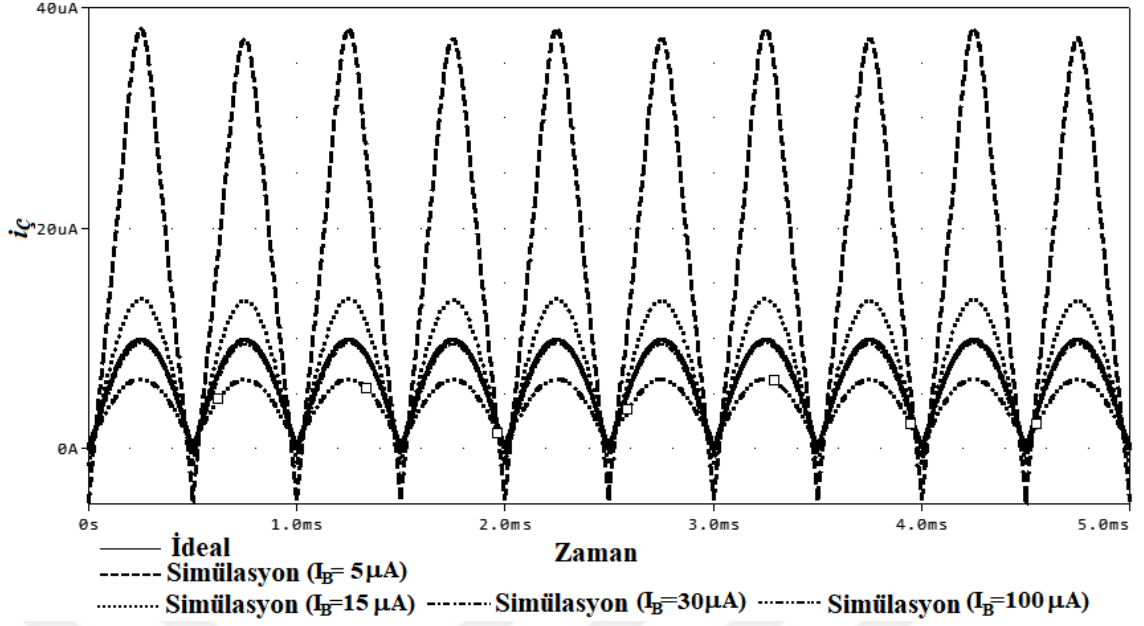
Şekil 7.4 Sinüsoidal giriş akım işareti için i_c çıkış ucuna ilişkin zaman domeni analizleri

Aynı şekilde v_{c2} çıkışına ilişkin giriş işaretinin frekans değeri 1 kHz ve 500 kHz iken elde edilen zaman domeni simülasyon sonuçları Şekil 7.5’de verilmiştir. Bu simülasyon sonucunda da 15 mV değerindeki ofset değeri sonuca dahil edilmemiştir.

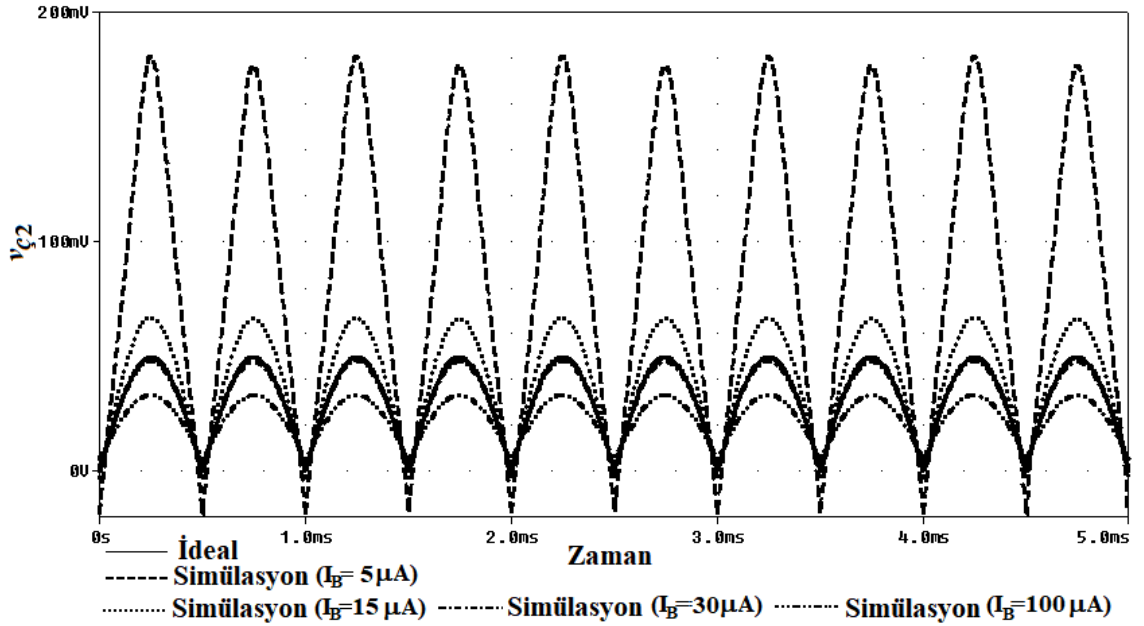


Şekil 7.5 v_{c2} çıkışına ilişkin zaman domeni simülasyon sonuçları a) $f_g = 1$ kHz için, b) $f_g = 500$ kHz için

CDTRA aktif elemanının r_m parametresine göre çıkış akım ve gerilim işaretlerinin kazanç değerlerindeki değişimleri gözlemlemek için PSPICE’de simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. CDTRA aktif elemanının MOS tranzistörlerle gerçekleştirmesinde I_{bias} akım değeri sırasıyla 5 μA , 15 μA , 30 μA ve 100 μA seçilmiştir. Bu durumda elde edilen zaman domeni simülasyon sonuçları i_c çıkışı için Şekil 7.6’da ve v_{c2} çıkışı için Şekil 7.7’de verilmiştir. Giriş işaretinin tepe değeri 10 μA ve frekansı 1 kHz olacak şekilde seçilmiştir.



Şekil 7.6 i_c Çıkışına ait farklı I_{bias} değerleri için elde edilen zaman domeni simülasyon sonuçları

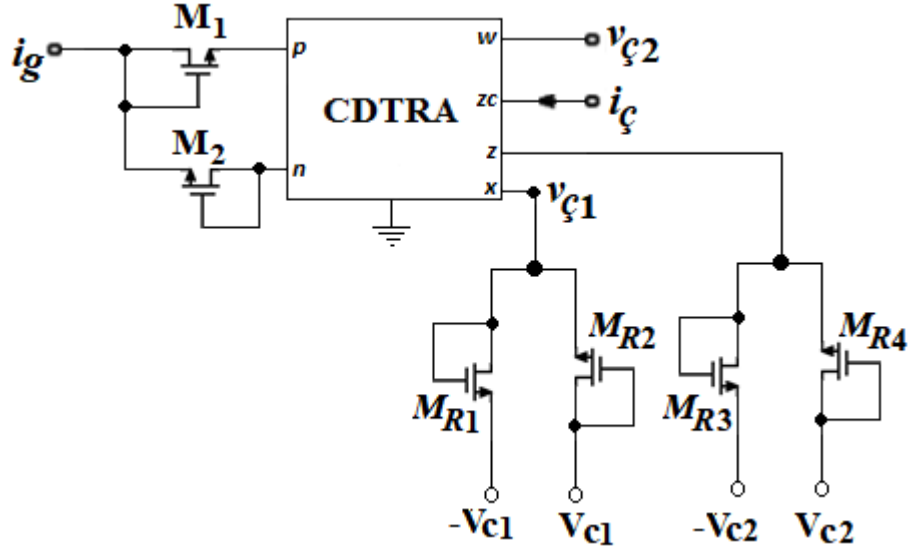


Şekil 7.7 v_{c2} çıkışına ait farklı I_{bias} değerleri için elde edilen zaman domeni simülasyon sonuçları

Şekil 7.1’de verilen devrede aynı zamanda açık olarak görülebildiği gibi R_1 ve R_2 dirençleri ile de hem akım çıkışı hem de gerilim çıkışı için kazanç değeri ayarlanabilmektedir. Bu değişimlere ilişkin ayrıca simülasyon sonucu verilmemiştir.

7.2 Sadece MOS Transistörler İle Gerçeklenen Tam Dalgı Doğrultucu Devresi

Şekil 7.1 ile verilen CDTRA aktif elemanlı tam dalgı doğrultucu devresinde R_1 ve R_2 dirençleri MOS Rezistif Devre (MRC) ile gerçekleştirilebilir durumdadır. Devrenin MRC'ler ile gerçekleştirilmiş hali Şekil 7.8'de verilmiştir.



Şekil 7.8 MRC yapısı ile gerçekleştirilen tam dalgı doğrultucu devresi

Burada M_{R1} ve M_{R2} MOS tranzistörleri ve V_{c1} ve $-V_{c1}$ gerilim kaynakları ile R_1 bir ucu topraklı R_1 direnç elemanı gerçekleştirilebilmektedir. Aynı şekilde M_{R3} , M_{R4} ve V_{c2} gerilim kaynakları ile de R_2 direnci gerçekleştirilebilmektedir. Buradaki direnç değerine ait ifade Denklem (7.6)'da verilmiştir.

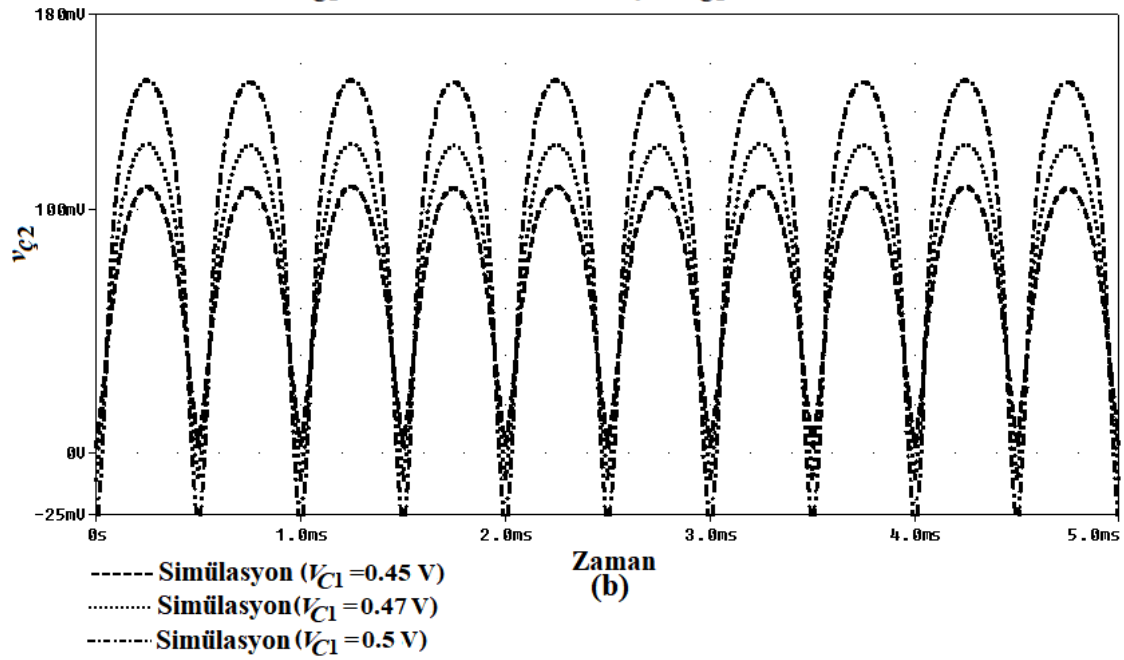
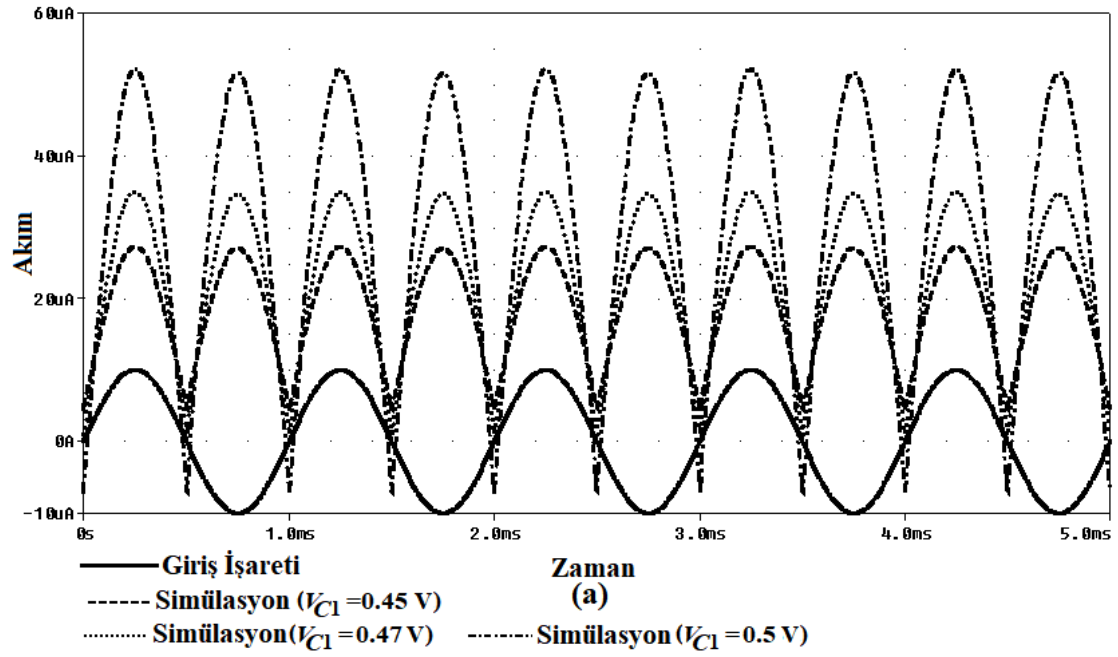
$$R_{eşdeğer} = \frac{(L/W)_{MR1,MR2}}{2\mu C_{ox}(V_C - V_T)} \quad (7.6)$$

Burada V_T eşik gerilimi ifadesidir. μ taşıyıcı mobilitesi, C_{ox} birim alana karşılık gelen geçit oksit kapasitesini, W ve L ise efektif kanal genişlik ve uzunluklarını temsil etmektedir.

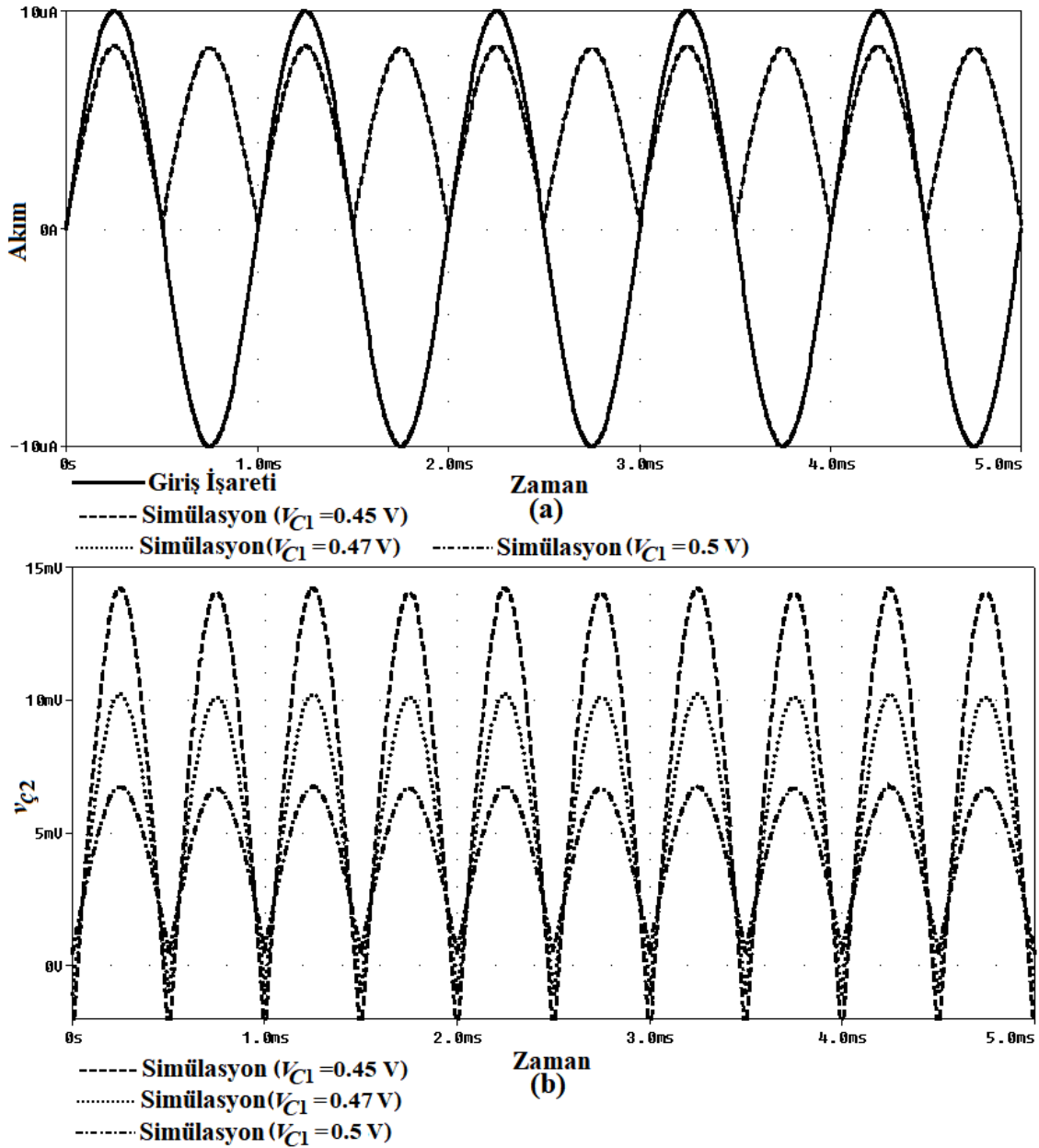
Şekil 7.8'de önerilen devrenin bu hali ile hem IB bağımsız akım kaynağı ve V_{c1} , V_{c2} bağımsız gerilim kaynakları ile kazanç değeri kontrol edilebilir hale gelmektedir.

Şekil 7.8'deki devrenin PSPICE simülasyonları gerçekleştirilmiştir. M_{R1} , M_{R2} , M_{R3} ve M_{R4} transistörlerinin kanal genişlik ve uzunlukları $0.36 \mu\text{m}/36 \mu\text{m}$ 'dir. CDTRA aktif elemanın r_m parametresi 5000Ω olacak şekilde I_{bias} akım değeri $30 \mu\text{A}$ olacak şekilde sabit tutulmuştur. Simülasyonlarda ilk olarak V_{c2} gerilim değeri 0.4 V değerinde sabit tutulmuş ve V_{c1} için farklı gerilim değerleri verilmiştir. Devrenin girişine genlik değeri $10 \mu\text{A}$ olan ve frekansı 1 kHz olan sinüsaoidal akım işareti uygulanmıştır. Bu durumda iç1 akım çıkışı ve V_{c2} gerilim çıkışı için elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 7.9'da verilmiştir. Aynı şekilde V_{c1} gerilimi 0.4 V gerilim değerinde sabit tutularak V_{c2} gerilim kaynağı değiştirildiğinde elde edilen simülasyon sonuçları da Şekil 7.10'da verilmiştir.





Şekil 7.9 MRC yapılı tam dalga doğrultucu devresinde V_{C1} değişken iken elde edilen akım ve gerilim çıkışlarına ait simülasyon sonuçları



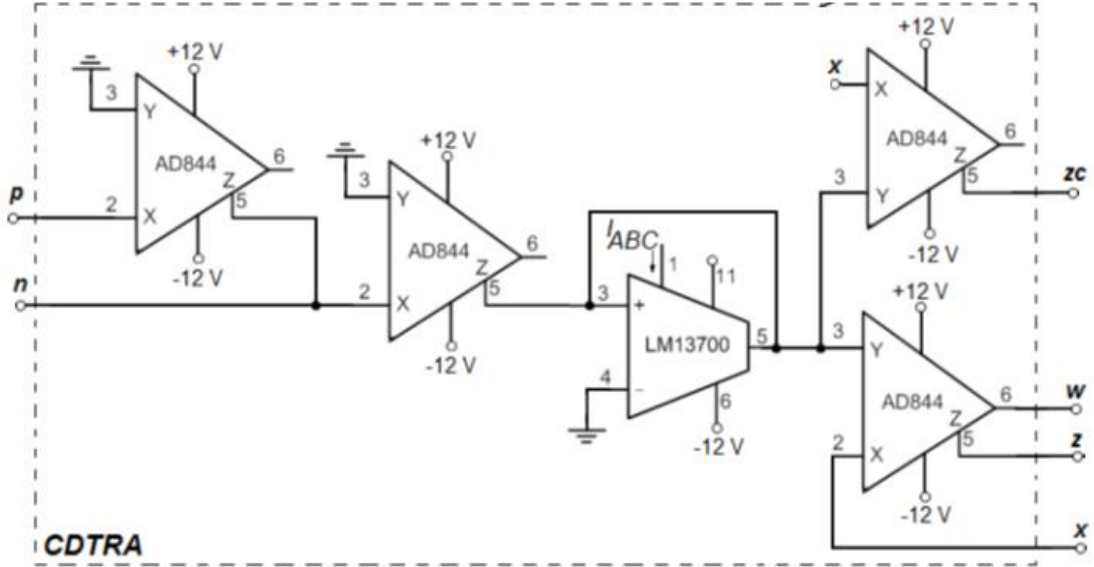
Şekil 7.10 MRC yapılı tam dalga doğrultucu devresinde V_{c2} değişken iken elde edilen akım ve gerilim çıkışlarına ait simülasyon sonuçları

Şekil 7.10 (a)'dan görüleceği üzere CDTRA'nın x ucuna bağlı olan MRC yapısında V_{c1} gerilimi sabit olduğu için farklı V_{c2} gerilim değerleri için akım çıkışında değişiklik olmamaktadır. Şekil 7.10 (b)'den görüleceği üzere de CDTRA'nın z ucuna bağlı MRC yapısı V_{c2} gerilim kaynağının değerinin değişmesi ile değişmektedir.

MRC yapıları ile giriş akım işaretinin frekans değeri daha yüksek iken yapılan simülasyon sonuçları da bu bölümde verilen yüksek frekanslı girişlere ait simülasyon sonuçları ile örtüşmektedir.

7.3 Sadece CDTRA Elemanının Ticari Olarak Üretilen Tümdevreler Kullanılarak Yapılan Eşdeğerine Ait Makromodel Kullanılarak Elde Edilen Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde son olarak CDTRA aktif elemanının ticari elemanlar ile gerçekleştirilen eşdeğer devresi kullanılmıştır. Bu devre yapısı Şekil 7.11’de verilmiştir.

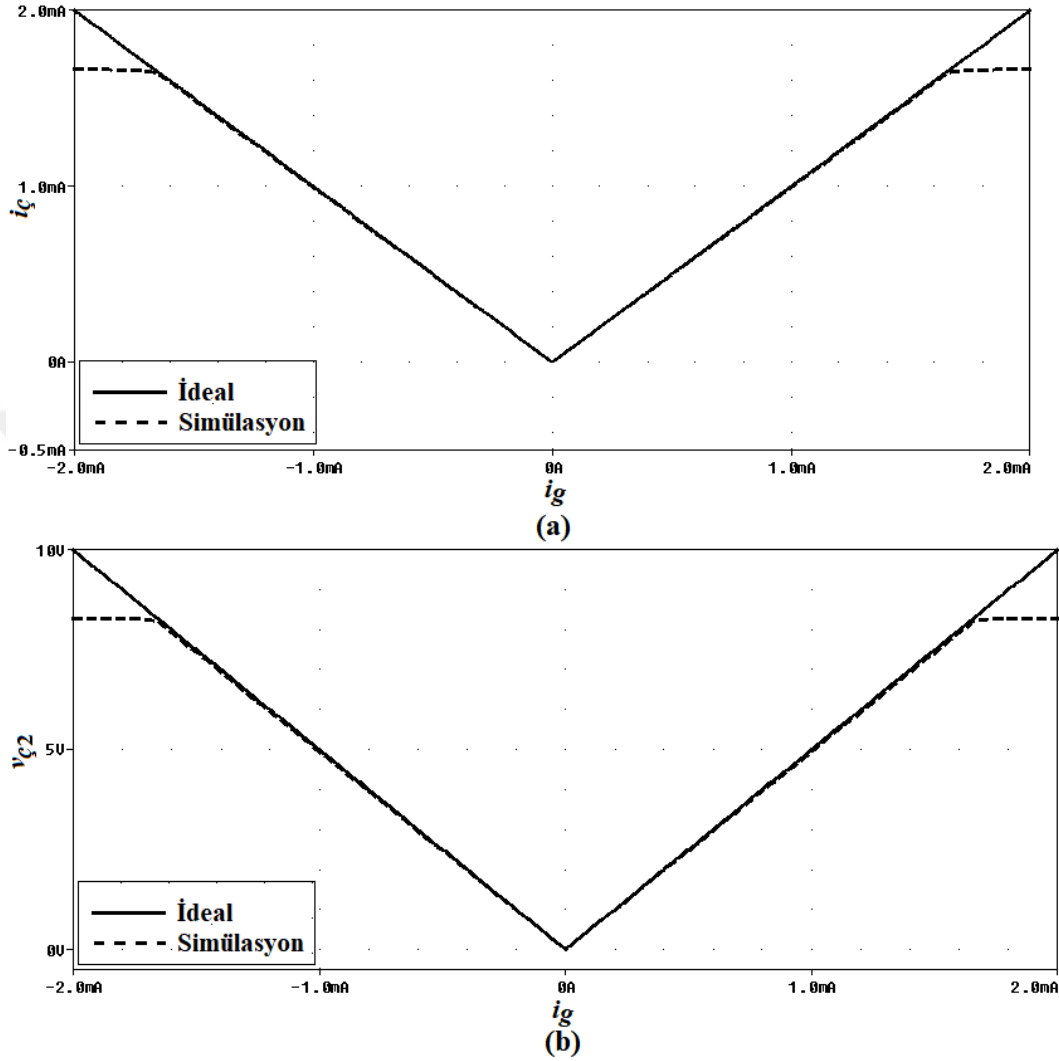


Şekil 7.11 Ticari Aktif Devre Elemanları Kullanılarak Gerçekleştirilen CDTRA Aktif Elemanı Gerçeklemesi

Şekil 7.11’deki CDTRA aktif elemanı gerçekleştirilmesi kullanılarak, p ve n uçlarına da 1n418 diyotlar, x ucuna R_1 direnci ve z ucuna R_2 direnci bağlanarak bu bölümün başındaki Şekil 7.1’de verilen tam dalga doğrultucu devresi elde edilmiştir. Ticari elemanlar için PSPICE’da makro modeller kullanılarak simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Burada rm parametresi 5000 Ω olacak şekilde LM13700 tümdevresinin I_{ABC} akımı ayarlanmıştır. R_1 ve R_2 dirençleri de 5000 Ω seçilmiştir.

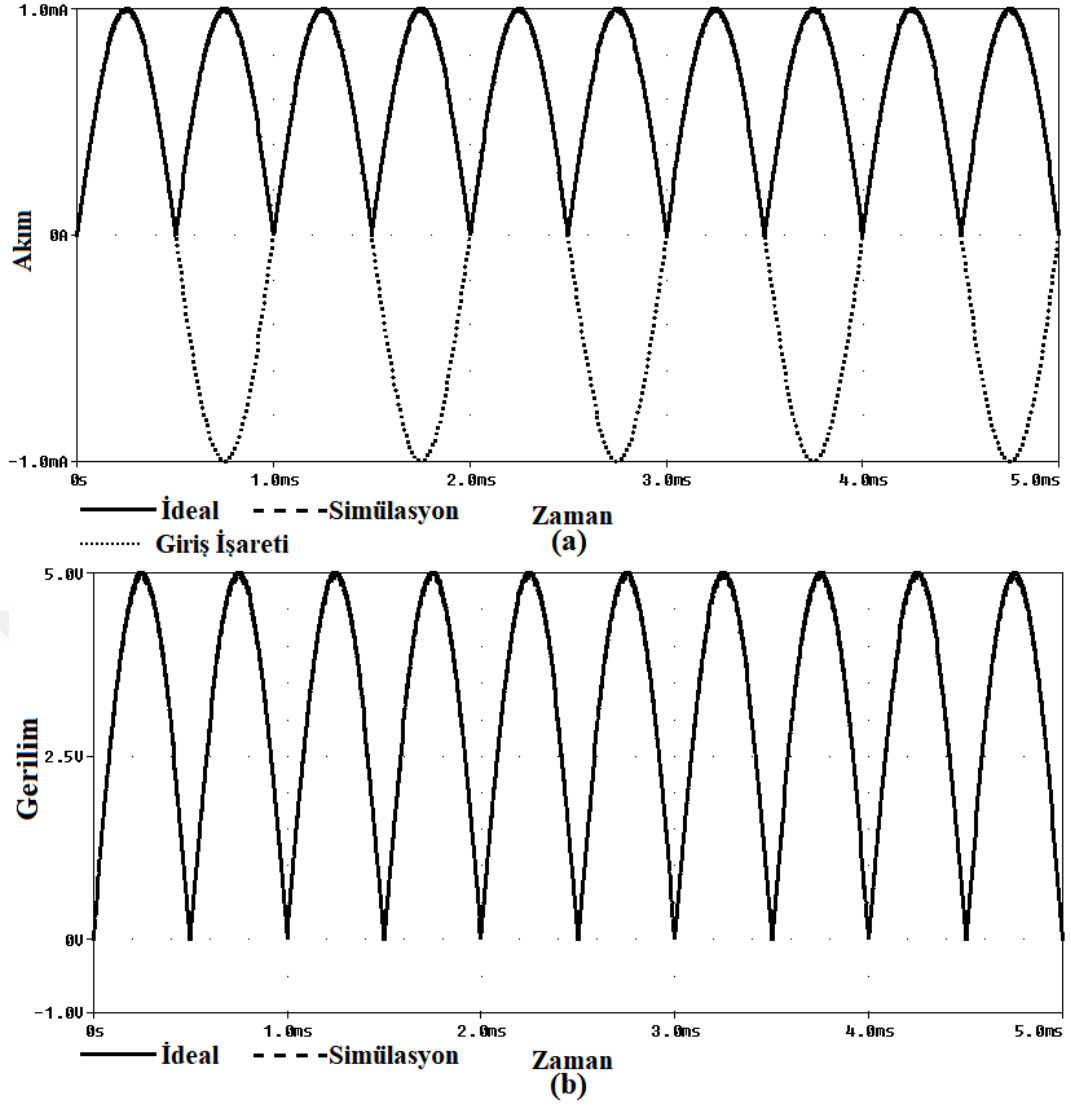
Bu alt bölümde ilk olarak giriş akım değeri değiştirilerek DC analizi gerçekleştirilmiştir. i_{c1} akım ve v_{c2} gerilim çıkışına ait simülasyon sonuçları Şekil 7.12’de verilmiştir. Burada giriş akımı ± 2 mA aralığında olacak şekilde DC tarama işlemi gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonucundan görüleceği üzere bir ofset akım ve gerilim değeri oluşmamaktadır ve çıkış akım ve gerilim değeri sınırları çok daha yüksek çıkmaktadır. i_c akım çıkışı için 1.66 mA üst genlik sınırı

olduğu ölçülmüştür. $v_{\zeta 2}$ gerilim çıkışı için üst gerilim sınırı 8. 25 V olarak ölçülmüştür.



Şekil 7.12 Ticari tümdevreler ile elde edilen CDTRA elemanı kullanılarak gerçekleştirilen tam dalga doğrultucu devresine ait DC analiz sonuçları

Bu bölümde son olarak ticari tümdevreler ile elde edilen CDTRA elemanı kullanılarak gerçekleştirilen tam dalga doğrultucu devresi için zaman domeni analizleri gerçekleştirilmiştir. $R_1 = R_2 = r_m = 5000 \Omega$ olacak şekilde pasif eleman ve aktif direnç parametresi seçilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 7.13’de verilmiştir.



Şekil 7.13 Ticari tümdevreler ile elde edilen CDTRA elemanı kullanılarak gerçekleştirilen tam dalga doğrultucu devresine ait zaman domen analiz sonuçları

Bu tez çalışmasında geçiş direnci parametresine sahip iki adet yeni aktif eleman yapısı önerilmiştir. Bu aktif elemanlardan ilki Geçiş Dirençli Gerilim Farkı Kuvvetlendiricisi (VDTRA) aktif elemanıdır. Önerilen ikinci aktif eleman yapısı da Geçiş Dirençli Farksal Akım Kuvvetlendiricisi (CDTRA)'dır.

Bu tez çalışmasında ilk olarak, önerilen iki yeni aktif elemanın CMOS tranzistörlerle olası gerçeklemeleri verilmiş ve PSPICE simülasyonları gerçekleştirilerek önerilen aktif elemanların lineer çalışma koşulları belirlenmiştir. Aynı zamanda AC analizleri gerçekleştirilerek de çalışabilecekleri maksimum frekans değerleri belirlenmiştir. Bununla birlikte önerilen aktif elemanların giriş ve çıkış uçlarına ait parazitik değerleri bulunarak, parazitik eşdeğer devreleri oluşturulmuştur.

Bu tez çalışmasında ikinci olarak, VDTRA aktif elemanı kullanılarak iki ucu serbest ve bir ucu topraklı yapıda olan yeni bir FDNR simulator devresi önerilmiştir. Bu FDNR simulator devresinin analizleri gerçekleştirilmiş ve iki adet uygulama devresi üzerinden yapılan simülasyonlarla önerilen FDNR simulator devresinin çalışabilirliği gösterilmiştir. Önerilen devrenin detaylı literatür karşılaştırılması verilmiş ve avantajları karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Bu tez çalışmasında üçüncü olarak, CDTRA aktif elemanı kullanılarak aynı anda akım modlu ve geçiş empedans modlu özelliğini sağlayan enstrümantasyon kuvvetlendirici devresi önerilmiştir. Devrenin çalışabilirliğine ilişkin çok sayıda PSPICE simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Aynı zamanda CDTRA elemanının ticari olarak üretilen tümdevreler kullanılarak eşdeğeri oluşturulmuş ve deneysel çalışması yapılmıştır. Elde edilen osiloskop çıktıları ile bu devrenin çalışabilirliği gösterilmiştir.

Bu tez çalışmasında dördüncü olarak, VDTRA aktif elemanı kullanılarak gerçekleştirilen gerilim modlu tek girişli çok çıkışlı ve çok girişli tek çıkışlı ikinci

dereceden filtre devresi verilmiştir. Bu kısımda ayrıca akım modlu tek girişli çok çıkışlı filtre devresi gerçekleştirilmiştir. Bu devreler aracılığıyla geçiş dirençli aktif eleman yapıları ile farklı analog devre uygulamalarının yapılabileceği gösterilmiştir.

Bu tez çalışmasında beşinci olarak, akım girişli ve gerilim çıkışlı PID kontrolör devresi ve faz ilerlemeli ve gecikmeli kompensatör devreleri önerilmiştir. Devrelerin çalışabilirliği için çok sayıda PSPICE simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Önerilen devredeki r_m parametresi aracılığıyla kazanç kontrol işleminin ne oranda avantajlı bir şekilde sağlanabildiği gösterilmiştir.

Bu tez çalışmasında altıncı ve son olarak, CDTRA aktif elemanı kullanılarak tam dalga doğrultucu devresi önerilmiştir. Önerilen devre akım modlu ve geçiş empedans modlu olacak şekilde aynı anda hem akım çıkışına hem de gerilim çıkışına sahiptir. CDTRA'nın geçiş direnç parametresi ile de elektronik olarak kazanç ayar işlemi rahatlıkla yapılabilmektedir. Önerilen devrede MRC yapıları kullanılarak da devre sadece MOS tranzistörler ile gerçekleştirilebilir. Aynı zamanda MRC yapıları kullanıldığında tam dalga doğrultucu devresinin kazanç değerlerinin iki farklı gerilim kaynağı ile de elektronik olarak ayarlanabileceği gösterilmiştir. Devrelerin çalışabilirliğini göstermek için çok sayıda PSPICE simülasyonları gerçekleştirilmiştir.

Sonuç olarak bu doktora tez çalışmasında literature geçiş direnç parametresine sahip iki yeni aktif eleman tanıtılmış ve bu geçiş dirençli özellikli yapıdaki aktif elemanlar ile avantajlı ve kullanılabilir analog devre yapılarının oluşturulabileceği çok sayıda örnek uygulama üzerinden gösterilmiştir.

- [1] T. Deliyannis, Y. Sun, ve J. K. Filder, Continuous-time active filter design. Boca Raton, FL: CRC Press, 1999.
- [2] S. Franco, Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuit. 4th Ed., McGraw-Hill, 2014.
- [3] Randall L. Geiger, ve E. Sánchez-Sinencio, "Active filter design using operational transconductance amplifiers A tutorial," IEEE Circuits and Devices Magazine, vol. 1(2), pp. 20-32, 1985.
- [4] W. S. Chung, K. H. Kim, ve H. W. Cha, "A linear operational transconductance amplifier for instrumentation applications," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 41(3), pp. 441-443, 1992.
- [5] C. Kitchin, L. Counts, A Designers Guide to Instrumentation Amplifier. 3rd ed. Analog Devices Inc, 2006.
- [6] K. C. Smith, ve A. Sedra, "The current conveyor—A new circuit building block," Proceedings of the IEEE, vol. 56(8), pp. 1368-1369, 1968.
- [7] A. Fabre, "Third-generation current conveyor: a new helpful active element," Electronics Letters, vol. 31(5), pp. 338-339, 1995.
- [8] H. Kuntman, O. Çiçekoğlu, ve S. Özoğuz, "A modified third generation current conveyor its characterization and applications," Frequenz -Berlin, vol. 56(1-2), pp. 47-54, 2002.
- [9] H. Mostafa, ve A. M. Soliman, "A Modified CMOS Realization of the Operational Transresistance Amplifier(OTRA)," Frequenz -Berlin, vol. 60(3-4), pp. 70, 2006.
- [10] R. Senani, "Floating ideal FDNR using only two current conveyors," Electronics Letters, vol. 20, pp. 205-206, 1984.
- [11] S. Nandi, P. B. Jana, ve R. Nandi, "Novel floating ideal tunable FDNR simulation using current conveyors," IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.31(4), pp. 402-403, 1984.
- [12] M. Higashimura, ve Y. Fukui, "Novel lossless tunable floating FDNR simulation using two current conveyors and an INIC," Electronics Letters, vol. 23(10), pp. 529-531, 1987.
- [13] M. T. Abuelma'atti, ve N. A. Tasadduq, "Electronically tunable capacitance multiplier and frequency-dependent negative-resistance simulator using the current-controlled current conveyor," Microelectronics Journal, vol. 30(9), pp. 869-873, 1999.
- [14] K. Pal, "Floating Inductance and FDNR Using Positive Polarity Current Conveyors," Active and Passive Electronic Components, vol. 27(2), pp. 81-83, 2004.

- [15] E. Yuce, O. Cicekoglu, ve S. Minaei, "Novel floating inductance and FDNR simulator employing CCII+s," *Journal of Circuits Systems and Computers*, vol. 15(1), pp. 75–81, 2006.
- [16] S. Minaei, E. Yuce, ve O. Cicekoglu, "A versatile active circuit for realising floating inductance, capacitance, FDNR and admittance converter," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 47(2), pp. 199-202, 2006.
- [17] C. Psychalinos, K. Pal, ve S. Vlassis, "A floating generalized impedance converter with current feedback operational amplifiers," *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, vol. 62(2), pp. 81–85, 2008.
- [18] E. Yuce, "On the realization of the floating simulators using only grounded passive components," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 49(2), pp. 161–166, 2006.
- [19] E. Yuce, "On the implementation of the floating simulators employing a single active device," *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, vol. 61(7), pp. 453–458, 2007.
- [20] A. Jantakun, N. Pisutthipong, ve M. Siripruchyanun, "A synthesis of temperature insensitive/electronically controllable floating simulators based on DV-CCTAs," 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2009.
- [21] F. Kacar, ve H. Kuntman, "Novel electronically tunable FDNR simulator employing single FDCCII," *European Conference on Circuit Theory and Design*, 2009.
- [22] A. M. Soliman, ve R. A. Saad, "Two new families of floating FDNR circuits," *Journal of Electrical and Computer Engineering*, pp. 1–7, 2010.
- [23] E. Yuce, "A novel floating simulation topology composed of only grounded passive components," *International Journal of Electronics*, vol. 97(3), pp. 249–262, 2010.
- [24] F. Kacar, B. Metin, ve H. Kuntman, "A new CMOS dual-X second generation current conveyor (DXCCII) with an FDNR circuit application," *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, vol. 64(8), pp. 774–778, 2010.
- [25] B. Metin, ve S. Minaei, "Parasitic compensation in CCI-based circuits for reduced power consumption," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 65(1), pp. 157–162, 2010.
- [26] A. M. Soliman, "Generation of generalized impedance converter circuits using NAM expansion," *Circuits Systems and Signal Processing*, vol. 30(5), pp. 1091–1114, 2011.
- [27] U. E. Ayten, M. Sagbas, N. Herencsar, ve J. Koton, "Novel floating general element simulators using CBTA," *Radioengineering*, vol. 21(1), pp. 11–19, 2012.

- [28] Y. Li, "A series of new circuits based on CFTAs," *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, vol. 66(7), pp. 587–592, 2012.
- [29] A. Gupta, R. Senani, D. R. Bhaskar, ve A. K. Singh, "OTRA-based grounded-FDNR and grounded-inductance simulators and their applications," *Circuits System and Signal Process*, vol. 31(2), pp. 489–499, 2012.
- [30] F. Kacar, ve A. Yesil, "FDCCII-based FDNR simulator topologies," *International Journal of Electronics*, vol. 99(2), pp. 285–293, 2012.
- [31] J. Vavra, J. Bajer, ve D. Biolek, "Frequency dependent negative resistor based on differential-input buffered and transconductance amplifier," 27th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, 2012.
- [32] P. Mongkolwai, ve W. Tangsrirat, "VDTA-based floating FDNR simulator topology," *KMITL Science and Technology Journal*, vol. 13(1), pp. 17–21, 2013.
- [33] A. Kartci, U. A. Ayten, N. Herencsar, R. Sotner, J. Jerabek, ve K. Vrba, "Application possibilities of VDCC in general floating element simulator circuit," *European Conference on Circuit Theory Design*, 2015.
- [34] H. Alpaslan, "A modified VDVTA and its applications to floating simulators and aquadratureoscillator," *Microelectronics Journal*, vol. 51, pp. 1–14, 2016.
- [35] K. Bhardwaj, M. Srivastava, ve W. Tangsrirat, "New resistor-less tunable floating and grounded FDNR simulators," *International Journal of Electronics*, 2022.
- [36] R. Singh, ve D. Prasad, "Electronic Tuneable Grounded and Floating FDNR using FTFNTA," *Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 18(3), pp. 209-215, 2021.
- [37] N. Likhitkitwoerakul, N. Roongmuanpha, ve W. Tangsrirat, "Floating general immittance function simulator," *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 132, 2021.
- [38] M. Srivastava, P. Gupta, D. Prasad, A. Roy, ve M. K. Verma, "New Electronically Tunable Floating FDNR Configuration employing Grounded Capacitances," 5th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks, 2018.
- [39] K. Mathur, ve R. Nandi, "Voltage-tunable immittance functions: Linear voltage-controlled quadrature oscillator implementation," *International Journal of Electronics Letters*, 2022.
- [40] B. Wilson, "Universal conveyor instrumentation amplifier," *Electronics Letters*, vol. 25(7), pp. 470–471, 1989.
- [41] C. Toumazou, ve F. J. Lidgey, "Novel Current-mode Instrumentation Amplifier," *Electronics Letters*, vol. 25(3), pp. 228-230, 1989.
- [42] F. Giuseppe, V. Stornelli, ve A. Di Simone, "A CCII-Based High Impedance Input Stage For Biomedical Applications," *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 20(8), pp. 1441-1447, 2011.

- [43] S. J. G. Gift, "An Enhanced Current-Mode Instrumentation Amplifier," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50(1), pp. 85-88, 2001.
- [44] A. A. Khan, M. A. Al-Turaigi, ve M. A. Ei-Ela, "An improved current-mode instrumentation amplifier with bandwidth independent of gain," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 44(4), pp. 887- 891, 1995.
- [45] S. Maheshwari, "High CMRR wide bandwidth instrumentation amplifier using current controlled conveyors," *International Journal of Electronics*, vol. 89(12), pp. 889-896, 2003.
- [46] Y. H. Ghallab, W. Badawy, K. V. I. S. Kaler, ve B. J. Maundy, "A novel current-mode instrumentation amplifier based on operational floating current conveyor," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54(5), pp. 1941–1949, 2005.
- [47] A. Julsereewong, N. Tananchai, ve V. Riewruja, "Electronically Tunable Gain Instrumentation Amplifier Using OTAs," *International Conference on Control, Automation and Systems*, 2008.
- [48] C. Chanapromma, C. Tanaphatsiri, ve M. Siripruchyanun, "An Electronically Controllable Instrumentation Amplifier Based on CCCCTAs," *International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems*, 2008
- [49] E. Yuce, ve S. Minaei, "New CCII-based versatile structure for realizing PID controller and instrumentation amplifier," *Microelectronics Journal*, vol. 41(5), pp. 311–316, 2010.
- [50] T. M. Hassan, ve S. A. Mahmoud, "New CMOS DVCC realization and applications to instrumentation amplifier and active-RC filters," *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 64(1), pp. 47–55, 2010.
- [51] E. Yuce, "Various Current-Mode And Voltage-Mode Instrumentation Amplifier Topologies Suitable For Integration," *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 19(3), pp. 689-699, 2010.
- [52] H. Ercan, S. A. Tekin, ve M. Alçi, "Voltage and current controlled high CMRR instrumentation amplifier using CMOS current conveyors," *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, vol. 20(4), pp. 547–556, 2012.
- [53] R. Pandey, N. Pandey, ve S. K. Paul, "Electronically tunable transimpedance instrumentation amplifier based on OTRA," *Journal of Engineering*, vol. 2013(2013), pp. 1–5, 2013.
- [54] N. Pandey, D. Nand, V. V. Kumar, V. Ahalawat, ve C. Malhotra, "Realization of OFCC based Transimpedance Mode Instrumentation Amplifier," *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 14(2), pp. 162-167, 2016.
- [55] N. Pandey, D. Nand, ve R. Pandey, "Generalised operational floating current conveyor based instrumentation amplifier," *IET Circuits, Devices and Systems*, vol. 10(3), pp. 209–219, 2016.

- [56] Z. M'harzi, M. Alami, ve F. Temcamani, "Low voltage, high CMRR, and wide bandwidth novel current mode current controlled instrumentation amplifier," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 90, pp. 199–205, 2017.
- [57] U. Çini, "An enhanced current-conveyor based instrumentation amplifiers with high CMRR," *Istanbul University - Journal of Electrical & Electronics Engineering*, vol. 17(2), pp. 3481-3487, 2017.
- [58] U. Cini, ve A. Toker, "DVCC-based very low-offset current-mode instrumentation amplifier," *International Journal of Electronics*, vol. 104(8), pp. 1346–1357, 2017.
- [59] E. Yuce, "Novel instrumentation amplifier and integrator circuits using single DDCC and only grounded passive elements," *Indian Journal of Pure & Applied Physics*, vol. 52(11), pp. 767-775, 2014.
- [60] E. Yuce, S. Tokat, S. Minaei, ve O. Cicekoglu, "Low-component-count insensitive current-mode and voltage-mode PID, PI and PD controllers," *Frequenz*, vol. 60(3-4), pp. 29-33, 2006.
- [61] E. Yuce, S. Tokat, A. Kizilkaya, ve O. Cicekoglu, "CCII-based PID controllers employing grounded passive components," *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 60(5), pp. 399-403, 2006.
- [62] A. U. Keskin, "Design of a PID controller circuit employing CDBAs," *International Journal of Electrical Engineering Education*, vol. 43(1), pp. 48-56, 2006.
- [63] S. Chitransi, "Realization of P, PD, PI and PID controllers using OTRA," MSc. Thesis, 2011.
- [64] C. Erdal, H. Kuntman, ve S. Kafali, "A current controlled conveyor based proportional-integral-derivative (PID) controller," *Journal of Electrical & Electronics Engineering*, vol. 4(2), pp. 1243-1248, 2004.
- [65] C. Erdal, A. Toker, C. Acar, "A new proportional-integral-derivative (PID) controller realization by using current conveyors and calculating optimum parameter tolerances," *Journal of Electrical & Electronics Engineering*, vol. 1(2), pp. 267-273, 2001.
- [66] C. Erdal, "A new current-feedback-amplifiers (CFAs) based proportional-integral-derivative (PID) controller realization and calculating optimum parameter tolerances," *Turkish Journal of Electrical Engineering*, vol. 2(1), pp. 189-198, 2001.
- [67] C. Erdal, A. Toker, ve C. Acar, "Ota-C based proportional-integral-derivative (PID) controller and calculating optimum parameter tolerances," *Journal of Electrical & Electronics Engineering*, vol. 9(2), pp. 267-273, 2001.
- [68] S. S. Gupta, D. R. Bhaskar, ve R. Senani, "New analogue inverse filters realised with current feedback op-amps," *International Journal of Electronics*, vol. 98(8), pp. 1103-1113, 2011.

- [69] V. Silaruam, A. Lorsawatsir, ve C. Wongtaychatham, "Novel resistorless mixed-mode PID controller with improved low-frequency performance", *Radioengineering*, vol. 22(3), pp. 932-940, 2013.
- [70] M. Sagbas, M. Koksai, ve U. E. Ayten, "Design of dominantly proportional PID controller using a single commercially available active component," 36th International Conference on Telecommunications and Signal Processing, pp. 427-430, 2013.
- [71] E. Yuce, ve H. Alpaslan, "DDCC+ based voltage-mode PID controller employing only grounded passive components," *Indian Journal of Engineering & Material Sciences*, vol. 23, pp. 120-128, 2016.
- [72] N. Pandey, P. Arora, S. Kapur, ve S. Sharma, "MO-CCCCTA based PID controller employing grounded passive elements," 2nd International Conference on Computer and Communication Technology, 2011.
- [73] V. Patil, ve R. K. Sharma, "Novel Inverse Active Filters Employing CFOAs," *International Journal for Scientific Research & Development*, vol. 3(7), pp. 359-360, 2015.
- [74] A. K. Singh, A. Gupta, ve R. Senani, "OTRA-based multi-function inverse filter configuration," *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 15(5), pp. 846-856, 2017.
- [75] E. Yuce, ve S. Minaei, "New CCII-based versatile structure for realizing PID controller and instrumentation amplifier," *Microelectronics Journal*, vol. 41(5), pp. 311-316, 2010.
- [76] P. Prommee, ve K. Angkeaw, "High performance electronically tunable log-domain current-mode PID controller," *Microelectronics Journal*, vol. 72, pp. 126-137, 2018.
- [77] S. Srisakultiew, ve S. Montree, "A synthesis of electronically controllable current-mode PI, PD and PID controllers employing CCCDBAs," *Circuits and Systems*, vol. 4(3), pp. 287-292, 2013.
- [78] U. E. Ayten, E. Yuce, ve S. Minaei, "A voltage-mode PID controller using a single CFOA and only grounded capacitors", *Microelectronics Journal* vol. 81, pp. 84-93, 2018.
- [79] J. Hirunporm, ve M. Siripruchyanun, "A Current-mode PID Controller Using Voltage Differencing Gain Amplifiers", 18th International Symposium on Communications and Information Technologies, 2018.
- [80] P. Shrivastava, S. Surendra, R. K. Ranjan, A. Shrivastav, ve B. Priyadarshini, "PI, PD and PID Controllers Using Single DVCCTA," *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, vol. 43, pp. 673-685, 2019.
- [81] Z. G. Ç. Taşkıran, H. Sedef, ve F. Anday, "A New PID Controller Circuit Design Using CFOAs," *Circuits, Systems, and Signal Processing*, vol. 40, pp. 1166-1182, 2021.

- [82] E. Özer, ve F. Kaçar, "Design of voltage-mode PID controller using a single voltage differencing current conveyor (VDCC)," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 109, pp. 11–27, 2021.
- [83] E. Özer, A. Sayın, ve F. Kaçar, "Voltage-mode PID controller design employing canonical number of active and passive elements," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, published online 2022.
- [84] N. S. Nise, *Control Systems Engineering*. 6th. ed., John Wiley & Sons, California State Polytechnic University, Pomona, 2011.
- [85] G. Franklin, ve J. D. Powell, ve A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*. Prentice Hall, Upper Saddle River NJ, 2006.
- [86] W. Messner, "Formulas for asymmetric lead and lag compensators," 2009 American Control Conference, 2009.
- [87] W. C. Messner, M. D. Bedillion, L. Xia, ve D. C. Karns, "Lead and lag compensators with complex Poles and zeros: design formulas for modelling and loop shaping," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 27(1), pp. 44-54, 2007.
- [88] R. Zanasi, S. Cuoghi, ve L. Ntogramatzidis, "Analytical and graphical design of lead-lag compensators," *International Journal of Control*, vol. 84(11), 2011.
- [89] Y. Buzcu, S. Topaloglu, U. E. Ayten, ve M. Sagbas, "A novel lead and lag compensator circuit employing a single current feedback operational amplifier", *Microelectronics Journal* vol. 105, 2020.
- [90] M. Sagbas, S. Minaei, ve U. E. Ayten, "Component reduced current-mode full-wave rectifier circuits using single active component ", *IET Circuits, Devices & Systems*, vol. 10(1), pp. 1–11, 2016.
- [91] P. E. Allen, ve D. R. Holberg, *CMOS Analog Circuit Design*. New York: Holt Rinehart and Winston, Inc., 1987.
- [92] Z. Wang, "Full-wave precision rectification that is performed in current domain and very suitable for CMOS implementation," *IEEE Transaction on Circuit and Systems-I*, vol. 39, pp. 456–462, 1992.
- [93] S. J. G. Gift, "A high-performance full-wave rectifier circuit", *International Journal of Electronics*, vol. 89, pp. 467–476, 2000.
- [94] A. S. Sedra, ve K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*. Newyork: Oxford University Press, 2004.
- [95] K. Koli, ve K. Halonen, *CMOS Current Amplifiers: Speed versus Nonlinearity*. Springer, 2002.
- [96] C. Toumazou, F. J. Lidgley, ve S. Chattong, "High frequency current conveyor precision fullwave rectifier," *Electronics Letters*, vol. 30(10), pp. 745-746, 1994.
- [97] A. A. Khan, M. A. El-Ela, ve M. A. Al-Turaigi, "Current-mode precision rectification," *International Journal of Electronics*, vol. 79(6), pp. 853-859, 1995.

- [98] B. Wilson ve V. Mannama, "Current-mode rectifier with improved precision," *Electronics Letters*, vol. 31(4), pp. 247-248, 1995.
- [99] E. Yuce, S. Minaei ve O. Çicekoglu, "Full-wave rectifier realization using only two CCII+s and NMOS transistors," *International Journal of Electronics*, vol. 93(8), pp. 533-541, 2006.
- [100] S. Minaei ve E. Yuce, "A new full-wave rectifier circuit employing single dual-X current conveyor," *International Journal of Electronics*, vol. 95(8), pp. 777-784, 2008.
- [101] C. Toumazou, F. J. Lidgey, ve D. G. Haigh, *Analogue IC Design: the Current-Mode Approach*. Peter Peregrinus, London, 1990.
- [102] F. J. Lidgey, K. Hayatleh, ve C. Toumazou, "New current-mode precision rectifiers," *International Symposium on Circuits and Systems*, 1993.
- [103] C. Toumazou, F. J. Lidgey, ve S. Chattong, "High frequency current conveyor precision full-wave rectifier," *Electronics Letters*, vol. 30(10), pp. 745-746, 1994.
- [104] J. Koton, N. Herencsar, ve K. Vrba, "Minimal configuration precision full-wave rectifier using current and voltage conveyors," *IEICE Electronics Express*, vol. 7(12), pp. 844-849, 2010.
- [105] J. Koton, N. Herencsar, ve K. Vrba, "Current and Voltage Conveyors in Current and Voltage-Mode Precision Full-Wave Rectifiers," *Radioengineering*, vol. 20(1), pp. 19-24, 2011.
- [106] J. Koton, N. Herencsar, K. Vrba, ve S. Minaei, "Precision Full-Wave Current-Mode Rectifier using Current Differencing Transconductance Amplifier," *3rd International Conference on Communication Software and Networks*, 2011.
- [107] C. Jongkuntidchai, C. Fongsamut, K. Kumwachara, ve W. Surakamponorn, "Full-wave rectifiers based on operational transconductance amplifiers," *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 61(3), pp. 195-201, 2007.
- [108] F. Khateb, J. Vávra, ve D. Biolek, "A Novel Current-Mode Full- Wave Rectifier Based on One CDTA and Two Diodes," *Radioengineering*, vol. 19(3), 437-445, 2010.
- [109] J. Koton, N. Herencsar, ve K. Vrba, "Current-mode precision full-wave rectifier using single DXCCII and two diodes," *20th European Conference on Circuit Theory and Design*, 2011.
- [110] M. A. Ibrahim, E. Yuce, ve S. Minaei, "A new DVCC-based fully cascable voltage-mode full-wave rectifier," *Journal of Computational Electronics*, vol. 15(4), pp. 1440-1449, 2016.
- [111] D. Agrawal, ve S. Maheshwari, "Current-Mode Precision Full-Wave Rectifier Circuits," *Circuits, Systems, and Signal Processing*, vol. 36, pp. 4293-4308, 2017.

- [112] P. B. Petrovic, "Variable mode CMOS full-wave rectifier," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 90, pp. 659–668, 2017.
- [113] E. Yuce, S. Minaei, ve M. A. Ibrahim, "A novel full-wave rectifier/sinusoidal frequency doubler topology based on CFOAs," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 93, pp. 351–362, 2017.
- [114] L. Safari, E. Yuce, ve S. Minaei, "A new low-power current-mode MOS only versatile precision rectifier," *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 83, pp. 40–51, 2018.
- [115] S. Maheshwari, "Voltage-mode full-wave precision rectifier and an extended application as ASK/BPSK circuit using a single EXCCII," *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 84, pp. 234–241, 2018.
- [116] A. Monpapassorn, "A New Current Conveyor Full-Wave Rectifier for Low Frequency/Small Signal Medical Applications," *Circuits and Systems*, vol. 9(3), pp. 58-65, 2018.
- [117] A. Kumar, ve B. Chaturvedi, "Realization of ASK/BPSK Modulators and Precision Full-Wave Rectifier using DXCCII," *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 99, pp. 146–152, 2019.
- [118] Hung-Chun Chien, "Full-Phase Operation Transresistance-Mode Precision Full-Wave Rectifier Designs Using Single Operational Transresistance Amplifier," *Active and Passive Electronic Components*, vol. 10, pp. 1-18, 2019.
- [119] Predrag B. Petrovic, "Current/voltage mode full-wave rectifier based on a single CCCII," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 48, pp. 1140–1153, 2020.
- [120] L. Safari, G. Barile, V. Stornelli, ve G. Ferri, "A new versatile full wave rectifier using voltage conveyors," *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 122, 2020.
- [121] N. Raj, Sagar, R. K. Ranjan, B. Priyadarshini, ve N. Bizon, "Electronically Tunable Full Wave Precision Rectifier Using DVCCTAs," *Electronics*, vol.10(11), 2021.
- [122] S. Kumari, ve D. Nand, "Current-mode Positive and Negative Rectifier based on DDCC suitable for Higher Frequency operations," *IOP Conference Series. Materials Science and Engineering*, vol. 1084(1), 2021.
- [123] Predrag B. Petrović, "New full-wave rectifier based on modified voltage differencing transconductance amplifier," *IET Circuits, Devices & Systems*, vol. 16(4), pp. 322-336, 2021.
- [124] M. Sagbas, U. E. Ayten, ve H. Sedef, "Current and voltage transfer function filters using a single active device," *IET Circuits, Devices & Systems*, vol. 4(1), pp. 78–86, 2010.
- [125] Umut Engin Ayten, *Yeni Aktif Eleman Yapıları Ve Analog Devre Tasarımındaki Uygulamaları*. Yıldız Teknik Üniversitesi Doktora Tezi, 2009.

- [126] M. A. Ibrahim, S. Minaei, ve H. Kuntman, "A 22.5 MHz current-mode KHN biquad using differential voltage current conveyor and grounded passive elements," *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 59(5), pp. 311–318, 2005.
- [127] E. O. Gunes, A. Zeki, ve A. Toker, "Design of a high performance mutually coupled circuit," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 66(1), pp. 81–91, 2011.
- [128] A. Toker, S. Özoguz, O. Çiçekoglu, ve C. Acar, "Current-Mode All-Pass Filters Using Current Differencing Buffered Amplifier and a New High-Q Bandpass Filter Configuration," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 47(9), pp. 949-954, 2000.
- [129] A. U. Keskin, ve D. Biolek, "Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA)," *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, vol. 153(3), pp. 214-218, 2006.
- [130] A. Yesil, ve F. Kacar, "Band-pass filter with high quality factor based on current differencing transconductance amplifier and current amplifier," *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 75, pp. 63-69, 2017.
- [131] M. Siripruchyanun, N. Poonnoy, C. Upathamkuekool, ve K. Payakkakul, "Current Differencing Transresistance Amplifier (CDTRA) and its Application for Analog Signal Processing," *Procedia Computer Science*, vol. 86, pp. 184-187, 2016.

Makaleler

1. M. C. Dikbaş, U. E. Ayten, “Voltage difference transresistance amplifier and its application: floating FDNR simulator circuit”, International Journal Of Electronics, 105(10), 1716-1727, 2018.
2. M. C. Dikbaş, U. E. Ayten, “Current and transimpedance mode instrumentation amplifier using a single new active component named CDTRA”, AEU International Journal of Electronics And Communications, 91, 24-36, 2018.

