T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AKTİF ELEMANLAR İLE LİNEER OLMAYAN DEVRE TASARIMI VE UYGULAMALARI

SÜLEYMAN ERKAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRONİK PROGRAMI

DANIŞMAN
YRD. DOÇ. DR. UMUT ENGİN AYTEN

İSTANBUL, 2016

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AKTİF ELEMANLAR İLE LİNEER OLMAYAN DEVRE TASARIMI VE UYGULAMALARI

Süleyman ERKAN tarafından hazırlanan tez çalışması 04.08.2016 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Yrd. Doç. Dr. Umut Engin AYTEN

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Yrd. Doç. Dr. Umut Engin AYTEN

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Prof. Dr. Herman SEDEF

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Doç. Dr. Mehmet SAĞBAŞ

İst. Yeni Yüzyıl Üniversitesi _____

ÖNSÖZ

Lisansüstü eğitimim boyunca bana yol gösteren ve yardımlarını esirgemeyen sayın hocam Yrd. Doç. Dr. Umut Engin AYTEN'e ve bu tezin hazırlanması sırasında fikirlerini benimle paylaşan arkadaşım Nurullah ÇALIK'a en içten teşekkürlerimi sunarım. Son olarak, her zaman maddi ve manevi destekleriyle yanımda olan aileme, tez sürecinde sürekli olarak bana destek olan eşim Betül'e çok teşekkür ediyorum.

Ağustos, 2016

Süleyman ERKAN

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ vi

KISALTMA LİSTESİ vii

ŞEKİL LİSTESİ viii

ÇİZELGE LİSTESİ xii

ÖZET xiii

ABSTRACT xv

BÖLÜM 1

GİRİŞ 1

1.1 Literatür Özeti 1
1.2 Tezin Amacı 6
1.3 Hipotez 7

BÖLÜM 2

KULLANILAN AKTİF ELEMAN YAPILARI 8

2.1 İşlemsel Kuvvetlendirici (OPAMP) 8
2.2 İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (OTA) 10
2.3 Akım Taşıyıcılar (CC) 15
2.4 Akım Geri Beslemeli İşlemsel Kuvvetlendirici (CFOA) 16
2.5 Akım Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (CTTA) 20
2.6 Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi (CDBA) 22
2.7 Akım Farkını Alan Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (CDTA) 27
2.8 Akım Kazançlı Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi (ZC-CG-CDBA) . 30

BÖLÜM 3

TAM DALGA DOĞRULTUCU DEVRELERİ 36

3.1 CCII Tabanlı Tam Dalga Doğrultucu Devresi 37
3.2 CDTA Tabanlı Tam Dalga Doğrultucu Devresi 39
3.3 CDBA Tabanlı Tam Dalga Doğrultucu Devresi 41
3.3.1 Benzetim Sonuçları 42
3.3.2 DC ve RMS Hatası Analizi 45
3.3.3 Deney Sonuçları 47
3.3.4 Önerilen Doğrultucu Devresinin Avantajları 49
3.4 ZC-CG-CDBA Tabanlı Tam Dalga Doğrultucu Devresi 50
3.4.1 Benzetim Sonuçları 51
3.4.2 DC ve RMS Hatası Analizi 54
3.4.3 Deney Sonuçları 55

BÖLÜM 4

SCHMITT TETİKLEYİCİ DEVRELERİ 58

4.1 OPAMP Tabanlı Schmitt Tetikleyici Devresi 59
4.2 OTA Tabanlı Schmitt Tetikleyici Devreleri 61
4.3 CCII Tabanlı Schmitt Tetikleyici Devreleri 66
4.3.1 Deney Sonuçları 68
4.4 CDTA Tabanlı Schmitt Tetikleyici Devresi 72
4.5 CTTA Tabanlı Schmitt Tetikleyici Devresi 75

BÖLÜM 5

SONUÇ VE ÖNERİLER 78

KAYNAKLAR 80

EK A

TSMC CMOS Tranzistör Parametreleri 87

ÖZGEÇMİŞ 90

SİMGE LİSTESİ

ε_p	Akım İzleyici Hatası
ε_n	Akım İzleyici Hatası
g_m	Geçiş İletkenliği
C	Kapasite
I_p	Aktif Elemanın Pozitif Giriş Ucu Akımı
I_n	Aktif Elemanın Negatif Giriş Ucu Akımı
L	Tranzistörün Kanal Uzunluğu
R	Direnç
V	Gerilim
V_T	Isıl Gerilim
W	Tranzistörün Kanal Genişliği

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım
BJT	Bipolar Jonksiyonlu Tranzistör
CC	Current Conveyor (Akım Taşıyıcı)
CCI+	Positive-Type First Generation Current Conveyor (Pozitif Tip Birinci Kuşak Akım Taşıyıcı)
CCI-	Negative-Type First Generation Current Conveyor (Negatif-Tip Birinci Kuşak Akım Taşıyıcı)
CCII	Second Generation Current Conveyor (İkinci Kuşak Akım Taşıyıcı)
CCII+	Positive-Type Second Generation Current Conveyor (Pozitif-Tip İkinci Kuşak Akım Taşıyıcı)
CCIII	Third Generation Current Conveyor (Üçüncü Kuşak Akım Taşıyıcı)
CDBA	Current Differencing Buffered Amplifier (Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi)
CDTA	Current Differencing Transconductance Amplifier (Akım Farkını Alan Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi)
CFOA	Current Feedback Operational Amplifier (Akım Geri Beslemeli İşlemsel Kuvvetlendirici)
CM	Current Mode (Akım Modlu)
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor (Tümler Metal Oksit Yarıiletken)
CTTA	Akım Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi
DC	Direct Current (Doğru Akım)
DXCCII	Dual-X Second Generation Current Conveyor
IC	Integrated Circuit (Tümleşik Devre)
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Tranzistör)
OPAMP	Operational Amplifier (İşlemsel Kuvvetlendirici)
OTA	Operational Transconductance Amplifier (İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi)
PSPICE	Personal Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
VM	Voltage Mode (Gerilim Modlu)

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 OPAMP'in a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi 9
Şekil 2.2 OPAMP'in giriş-çıkış karakteristik eğrisi 9
Şekil 2.3 OPAMP ile oluşturulan eviren kuvvetlendiri devresi 10
Şekil 2.4 OPAMP'le oluşturulan eviren kuvvetlendirici devrelerinde kazanç-frekans incelemesi 10
Şekil 2.5 OTA'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi 10
Şekil 2.6 OTA'nın CMOS tranzistörlerle gerçeklemesi 11
Şekil 2.7 OTA'nın giriş-çıkış karakteristik eğrisi 12
Şekil 2.8 CMOS tabanlı OTA'nın uçlarının genlik-frekans karakteristiği 13
Şekil 2.9 LM13700'ün uçlarının genlik-frekans karakteristiği 13
Şekil 2.10 OTA ile oluşturulan a) evirmeyen b) eviren kuvvetlendiri devresi 14
Şekil 2.11 OTA ile oluşturulan eviren kuvvetlendirici devrelerinde kazanç-frekans incelemesi 14
Şekil 2.12 CCII'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi 15
Şekil 2.13 CCII+'nın CMOS tranzistörlerle gerçeklemesi 15
Şekil 2.14 OPA860 ve OPA2662'nin CCII+ gibi davranışı 16
Şekil 2.15 CFOA'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi 16
Şekil 2.16 AD844'ün BJT gerçeklemesi 17
Şekil 2.17 AD844'ün Y ucuna uygulanan gerilime göre X ucunda gerilim değişimi 17
Şekil 2.18 AD844'ün X ucundaki akıma göre Z ucunda akım değişimi 18
Şekil 2.19 AD844'ün Z uygulanan gerilime göre W ucunda gerilim değişimi 18
Şekil 2.20 AD844'ün Y ve X uçları arasındaki frekans karakteristiği 19
Şekil 2.21 AD844'ün X ve Z uçları arasındaki frekans karakteristiği 19
Şekil 2.22 AD844'ün Z ve W uçları arasındaki frekans karakteristiği 19
Şekil 2.23 AD844'ün ideal olmayan gösterimi 20
Şekil 2.24 MO-CTTA'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi 20
Şekil 2.25 MO-CTTA Elemanının Gerçeklenmesi 20
Şekil 2.26 MO-CTTA'nın I_n akımına göre i_z akım cevabı 21
Şekil 2.27 MO-CTTA'nın v_Z gerilimine göre i_{X+} ve i_{X-} akım cevapları 21
Şekil 2.28 MO-CTTA'nın N ve Z uçları arasındaki frekans karakteristiği 22
Şekil 2.29 MO-CTTA'nın Z ve X uçları arasındaki frekans karakteristiği 22
Şekil 2.30 CDBA'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi 23
Şekil 2.31 CDBA'nın CMOS gerçeklemesi 23
Şekil 2.32 CDBA'nın CFOA gerçeklemesi 24

Şekil 2.33 CDBA elemanının genlik-frekans karakteristiği 25
Şekil 2.34 a)CMOS tabanlı b)CFOA tabanlı CDBA'nın i_p akımına göre i_z akım cevabı ... 25
Şekil 2.35 a)CMOS tabanlı b)CFOA tabanlı CDBA'nın I_n akımına göre i_z akım cevabı ... 26
Şekil 2.36 a)CMOS tabanlı b)CFOA tabanlı CDBA'nın Vz gerilimine göre Vw gerilim cevabı 27
Şekil 2.37 CDTA'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi 27
Şekil 2.38 CDTA'nın CMOS gerçeklemesi 28
Şekil 2.39 CDTA'nın OPA860'lar ile gerçeklemesi 29
Şekil 2.40 CDTA'nın giriş fark akımına göre i_{x+} akım cevapları 29
Şekil 2.41 CDTA'nın N, P ve Z uçları arasındaki frekans karakteristiği 30
Şekil 2.42 CDTA'nın Z ve X uçları arasındaki frekans karakteristiği 30
Şekil 2.43 ZC-CG-CDBA'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi 31
Şekil 2.44 ZC-CG-CDBA'nın CMOS tranzistörlerle gerçeklemesi 31
Şekil 2.45 ZC-CG-CDBA'nın OPA860'lar ile gerçeklemesi 32
Şekil 2.46 ZC-CG-CDBA'nın giriş fark akımı ve a) Z ucu arasındaki b) ZC ucu frekans karakteristikleri 34
Şekil 2.47 ZC-CG-CDBA'nın giriş-çıkış karakteristik eğrisi 34
Şekil 2.48 a)CMOS tabanlı b)OPA860 tabanlı ZC-CG-CDBA'nın z-w uçları gerilim ilişkisi 35
Şekil 3.1 CCII tabanlı tam dalga doğrultucu devresi 37
Şekil 3.2 CCII tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin DC karakteristiği 38
Şekil 3.3 CCII tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetim sonuçları 39
Şekil 3.4 CDTA tabanlı tam dalga doğrultucu devresi 39
Şekil 3.5 CDTA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin DC karakteristiği 40
Şekil 3.6 CDTA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetim sonuçları 41
Şekil 3.7 CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresi 41
Şekil 3.8 Önerilen evirmeyen tipteki tam dalga doğrultucu devresinin DC karakteristiği a) CMOS-tabanlı CDBA, b) CFOA-tabanlı CDBA 42
Şekil 3.9 CMOS yapıda gerçekleşen CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetim sonucu (a) 1 kHz, (b) 100 kHz, (c)1 MHz frekansı için 43
Şekil 3.10 CFOA yapıda gerçekleşen CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetim sonucu (a) 1 kHz (b) 1 MHz frekansı için 44
Şekil 3.11 Önerilen doğrultucu devresinde diyot performans karşılaştırması 44
Şekil 3.12 Önerilen doğrultucu devresi için DC ve RMS hata analizi (a) CMOS-tabanlı CDBA, (b) CFOA-tabanlı CDBA 45
Şekil 3.13 Önerilen doğrultucu devresi kutuplama gerilim kaynağı ile 46
Şekil 3.14 Kutuplama gerilim eklendikten sonra pDC and pRMS değerlendirmesi 46
Şekil 3.15 CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin deneysel kurulumu 47
Şekil 3.16 CDBA tabanlı doğrultucu devresinin farklı frekanslarda giriş-çıkış gerilim sonuçları 48
Şekil 3.17 CDBA tabanlı doğrultucu devresinin V_{in}-V_{out} sonucu 49
Şekil 3.18 ZC-CG-CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresi 50
Şekil 3.19 Önerilen genliği ayarlanabilen tipteki tam dalga doğrultucu devresinin DC karakteristiği a) OPA-tabanlı ZC-CG-CDBA, b) CMOS-tabanlı ZC-CG-CDBA . 52
Şekil 3.20 OPA860 yapıda gerçekleşen ZC-CG-CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetim sonucu (a) 1 kHz ve (b)1 MHz frekansı için 53

Şekil 3.21 OPA860 yapıda gerçekleşen ZC-CG-CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin genlik değişikliği 53
Şekil 3.22 CMOS yapıda gerçekleşen ZC-CG-CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetim sonucu (a) 1 kHz , (b) 100 kHz ve (b) 1 MHz frekansı için 54
Şekil 3.23 Önerilen doğrultucu devresi için DC ve RMS hata analizi (a) OPA860-tabanlı CDBA, (b) CMOS-tabanlı CDBA 55
Şekil 3.24 ZC-CG-CDBA'nın deneysel kurulumu 56
Şekil 3.25 ZC-CG-CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin deneysel kurulumu 56
Şekil 3.26 ZC-CG-CDBA tabanlı doğrultucu devresinin farklı frekanslarda giriş-çıkış gerilim sonuçları 57
Şekil 3.27 ZC-CG-CDBA tabanlı doğrultucu devresinin V_{in}-V_{out} sonucu (R_{e2}=500 Ω; α=2) 57
Şekil 4.1 OPAMP tabanlı a)Faz Çeviren b)Faz Çevirmeyen schmitt tetikleyici devresi 59
Şekil 4.2 OPAMP tabanlı schmitt tetikleyici devresinin histerezis eğrisi 60
Şekil 4.3 OPAMP tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği 60
Şekil 4.4 OPAMP tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonucu 61
Şekil 4.5 Tek OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresi 61
Şekil 4.6 Tek OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin histerezis eğrisi 62
Şekil 4.7 Tek OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği 63
Şekil 4.8 Tek OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonucu 63
Şekil 4.9 Çift OTA tabanlı a)Faz çeviren b)Faz çevirmeyen schmitt tetikleyici devresi 64
Şekil 4.10 Çift OTA tabanlı schmitt trigger devresi histerezis eğrisi 65
Şekil 4.11 Çift OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği 65
Şekil 4.12 Çift OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonucu 66
Şekil 4.13 Tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresi 66
Şekil 4.14 Tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresi histerezis eğrisi 67
Şekil 4.15 Tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği 68
Şekil 4.16 Tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonucu 68
Şekil 4.17 Tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresinin farklı frekanslarda giriş-çıkış gerilim sonuçları 69
Şekil 4.18 Tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği 69
Şekil 4.19 Çift CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresi 69
Şekil 4.20 Çift CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresi histerezis eğrisi 71
Şekil 4.21 Çift CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği 72
Şekil 4.22 Çift CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonucu 72
Şekil 4.23 CDTA tabanlı schmitt tetikleyici devresi 72
Şekil 4.24 CDTA tabanlı schmitt tetikleyici devresi histerezis eğrisi 74
Şekil 4.25 CDTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği 74

Şekil 4.26 CDTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonuçları a) (R_1=5 kΩ , R_2=5 kΩ) b) (R_1=0 Ω , R_2=∞ Ω)..... 75
Şekil 4.27 CTTA tabanlı schmitt tetikleyici devresi..... 75
Şekil 4.28 CTTA tabanlı schmitt tetikleyici devresi..... 76
Şekil 4.29 CTTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği 77
Şekil 4.30 CTTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonucu .. 77

ÇİZELGE LİSTESİ

		Sayfa
Çizelge 2.1	OTA'nın CMOS gerçeklemesindeki tranzistörlerin boyutları	11
Çizelge 2.2	CDBA'nın CMOS gerçeklemesindeki tranzistörlerin boyutları	23
Çizelge 2.3	CDTA'nın CMOS gerçeklemesindeki tranzistörlerin boyutları	28
Çizelge 2.4	ZC-CG-CDBA'nın CMOS gerçeklemesindeki tranzistörlerin boyutları	32
Çizelge 3.1	CDBA tabanlı TDD devresinin DC transfer hatası kesme frekansları	46
Çizelge 3.2	Önerilen CDBA tabalı TDD devresinin önceki akım modlu devrelerle karşılaştırması	50
Çizelge 3.3	ZC-CG-CDBA tabanlı TDD devresinin DC transfer hatası kesme frekansları	55

ÖZET

AKTİF ELEMANLAR İLE LİNEER OLMAYAN DEVRE TASARIMI VE UYGULAMALARI

Süleyman ERKAN

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Umut Engin AYTEN

Tüm elektronik elemanlar, bağlı bulundukları devreye enerji sağlayıp sağlamama durumlarına göre aktif veya pasif eleman olarak sınıflandırılmaktadırlar. Ayrıca devre elemanlarının tanım bağıntılarındaki uç akım ve gerilim fonksiyonlarına bağlı olarak lineer ya da lineer olmayan eleman olarak sınıflandırılmaktadırlar. Aktif elemanların uç akım ve gerilim fonksiyonları, belli akım, gerilim ve frekans değerleri için lineerlik şartını sağlarlar ve bu şartlar altında bu aktif elemanlar lineer olarak çalışırlar. Bu şartlar dışında ise lineer olmayan bir çalışma şekli gösterirler. Dolayısıyla tüm aktif elemanlar aslında lineer olmayan elemanlardır. Sadece özel koşullar altında lineer olarak çalıştırılırlar. Elektronik devrelerde en çok kullanılan ve 1965 yılından beri ticari olarak üretilen aktif eleman, işlemsel kuvvetlendirici (OpAmp)'dir. İlerleyen yıllarda farklı matematiksel modellere (uç tanım bağıntılarına) sahip, gerilim ya da akım modunda çalışabilen aktif elemanlar önerilmiş ve bu elemanlarla avantajlarından dolayı birçok lineer ve lineer olmayan devre yapıları oluşturulmuştur ve yeni devre yapıları literatürde önerilmeye devam etmektedir.

Bu tez dosyasının giriş kısmında aktif elemanlar ile gerçeklenen lineer olmayan devrelerin tarihçesi ve tezde izlenen yöntem anlatılmıştır. İkinci bölümde en yaygın kullanılan ve tezde incelenen lineer olmayan devre yapılarında kullanılmış olan aktif elemanlar tanıtılmıştır. Bu bölümde ayrıca, aktif elemanların matematiksel ifadeleri ve gerçeklemeleri verilmiştir.

Üçüncü ve dördüncü bölümlerde, literatürde yer alan ve bu tezde önerilen lineer olmayan devre yapıları incelenmiştir. Üçüncü bölümde, tam dalga doğrultucu devrelerinin teorik sonuçları incelenmiş ve benzetimleri yapılmıştır. Bu incelemeler neticesinde ise gerilim moduna göre daha avantajlı olduğu ispat edilen akım modlu olarak çalışan tam dalga doğrultucusu devreleri önerilmiştir. Önerilen bu tam dalga doğrultucunun, önceki devrelere nazaran avantajları ortaya konulmuştur. Bu devre yapısının frekans analizleri, benzetim sonuçları verilmiştir. Ayrıca, önerilen devre yapılarının çalışabilirliğini göstermek için deneysel çalışmalar da gerçekleştirilmiştir.

Dördüncü bölümde ise, literatürde daha önce önerilmiş olan Schmitt Tetikleyici Devreleri incelenmiş, teorik sonuçları ile benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Aktif Elemanlar, Lineer Olmayan Devreler, Akım Modlu Devreler, Tam Dalga Doğrultucu Devreleri, Schmitt Tetikleyicisi Devreleri

ABSTRACT

NONLINEER CIRCUIT DESIGNING AND APPLICATIONS WITH ACTIVE ELEMENTS

Süleyman ERKAN

Department of Electronics and Communications Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Asst. Prof. Umut Engin AYTEN

All circuit elements are classified as active or passive with respect suppling or consuming energy. In addition, all circuit elements are classified as active or passive with respect supplying or consuming energy. Moreover due to terminal voltage and current functions of definition equations, circuit elements are classified as linear or nonlinear elements. Current and voltage terminal functions of the active elements keep the linearity for the specific current, voltage and frequency values; and they operate as linear under these conditions. They operate as nonlinear out of these conditions. Therefore, all active elements are actually nonlinear elements. They only operate as linear under specific conditions. Operational Amplifiers (opamps) are the most widely used active elements in electronic circuit and they have been produced as commercially since 1965. In the following years, the active elements which have different mathematical models (terminal definition relation) and can operate on voltage or current mode were proposed. Because of the advantages of these elements, various linear or nonlinear circuit structures were formed and new circuit structure continues to be cited in the literature.

On the entrance chapter, history of nonlinear circuits built with active elements and method followed on thesis are expressed. On the second chapter, well-known active

elements are described. Usage of them on nonlineer circuit is expressed. In addition, in this chapter mathematical expressions and realizations are given.

On the third and forth chapters, nonlinear circuits on literature and proposed in this thesis are examined. On the third chapter, theoritical results of full wave rectifier circuits are analyzed and simulations of them are done. After examining the result, full wave rectifier circuits operated as current mode which is more advantageous then voltage modes are proposed. Advantage of proposed full wave rectifier circuits are expressed with respect the previous circuits. Frequency analysis and simulation results of these proposed circuits are given. Also, these proposed circuits are experimentally tested.

On the forth chapter, previously proposed Schmitt trigger circuits are examined; theoritical results are compared with simulation results.

Keywords: Active Elements, Nonlinear Circuits, Current Mode Circuits, Full Wave Rectifier Circuits, Schmitt Trigger Circuits

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Literatür Özeti

Son yıllarda, IC teknolojisindeki gelişmeler silikonun daha etkin uygulamasını sağlarken, dijital sinyal işleme giderek daha güçlü hale gelmektedir. İşaret işlemelerin birçoğu dijital alana taşınmış olsa da, analog devrelere günümüzün karmaşık, yüksek performanslı sistemlerinde ihtiyaç vardır. Bunun nedeni doğada oluşan sinyallerin analog oluşundan kaynaklanır. Bu nedenle, analog devreler gerçek dünya ile dijital sistemler arasında köprü vazifesi görmektedir [1].

Analog devre elemanları, elemanın uçları arasındaki gerilim ve bu devre üzerinden geçen akım arasındaki ilişkinin doğrusal olup olmamasına göre lineer ya da lineer olmayan olarak sınıflandırılır. Lineer elemana örnek direnç, lineer olmayan elemana örnek ise tranzistörler ve diyotlardır [2]. Analog devre elemanları, devrede güç kullanımına göre de sınıflandırılırlar. Güç tüketen ya da gücü enerji halinde depolayan elemanlara pasif elemanlar denir. Enerji depolama özelliği elemanın hafızası olarak da bilinir. Direnç, hafızasız pasif eleman; bobin ve kondansatörler ise hafızalı pasif elemanlardır. Diğer bir sınıf olan aktif elemanlar ise çalışmak için besleme DC güç kaynağına ihtiyaç duyan ve enerji üreten elemanlardır. Yarı iletken malzemelerden yapılmış olan diyotlar, transistörler, tristörler, triyaklar ve OPAMP'ler aktif elemanlara örnek verilebilir.

Son yarım yüzyılda, işlemsel kuvvetlendiriciler (OPAMP) analog devre tasarımında en çok kullanılan aktif eleman olmuştur. Ticari olarak mümkün ilk işlemsel kuvvetlendiricisi olan K2-W, 1952 yılında üretilmiştir. Üretilen bu işlemsel

kuvvetlendiricide, 12AX7 adlı triod vakum tüpleri ve pasif elemanlar kullanılmıştır [3-4]. Tümleşik devre olarak işlemsel kuvvetlendiricisi, ilk kez Widlar tarafından tasarlanıp, Fairchild Semiconductor Corporation (FSC) firması tarafından µA 702 adıyla üretilmiştir. Bob Widlar daha sonra 1965 yılında µA 702'yi geliştirerek µA 709'u tasarlamıştır [5]. Günümüzde en çok bilinen OPAMP ise Texas Instrument kütüphanesindeki LM 741'dir [6].

Modern devrelerin gelişmesi ve işlemsel kuvvetlendiricilerin sınırlı frekans performansından dolayı, farklı yapı ve daha avantajlı aktif elemanlar önerilmiştir. Önerilen aktif elemanların artması ile bu aktif elemanları sınıflandırmaya ihtiyaç duyulmuştur. Scmidd, işlemsel kuvvetlendiriciyi üniversal bir aktif eleman olarak betimlemiş ve CCII, CFOA, OTA gibi diğer aktif elemanları dokuz alt başlıkta sıralamıştır [7]. Daha sonra Biolek, kapsamlı olarak aktif elemanların sınıflandırmasını 2008'de yapmıştır [8]. Analog devre uygulamalarında, işlemsel kuvvetlendiricilerden sonra en fazla kullanılan diğer bir aktif eleman da OTA (Operational Transconductance Amplifier- İşlemsel İletkenlik Kuvvetlendiricisi)'dır. RCA firması 1969 yılında ilk kez bipolar yapıda gerçeklenmiş OTA'yı üretmiştir. OTA, yüksek frekans performansının daha iyi olmasından dolayı OPAMP'a nazaran tercih edilir olmuştur [9].

İşlemsel kuvvetlendiricisi aktif elemanı gerilim modunda, OTA ise hem gerilim modlu hem de akım modlu olarak çalışabilmektedir. İlerleyen yıllarda, avantajlarının ortaya konulmasından sonra akım modlu aktif eleman ve devrelere ilgi artmıştır. Akım modun getirmiş olduğu avantajlar, gerilim moda göre daha düşük güç tüketimi, düşük sıcaklık hassasiyeti, daha basit devre yapısı ve daha yüksek dinamik çalışma aralığına sahip oluşudur [10-11].

İlerleyen yıllarda, OPAMP'a göre daha yükselme eğrisine (slew rate) sahip ve daha geniş bant genişliğine sahip aktif elemanlar olan CC (Current Conveyor- Akım Taşıyıcısı) ve CFOA (Current Feedback Operational Amplifier- Akım Geri Beslemeli İşlemsel Kuvvetlendirici) önerilmiştir. Akım modlu olarak önerilen ilk aktif eleman olan akım taşıyıcısı, Smith ve Sedra tarafından 1968'de önerilmiştir. İlk önerilen bu akım taşıyıcılar, ilk nesil akım taşıyıcıları olarak adlandırılmıştır [12]. Smith ve Sedra daha sonra 1970'de eşdeğer devresinde değişlikliğe giderek literatürde en yaygın bilinen

akım taşıyıcıları; ikinci nesil akım taşıyıcıları önermiştir [13]. Akım taşıyıcılar literatüre kazandırıldığı ilk zamanlarda, pratiksel gerçeklemesi olmadığından ve ticari olarak mümkün tümleşik devre şeklinde bulunamadığından dolayı uygulama alanı bulamamıştır. Dolayısıyla, akım taşıyıcıların işlemsel kuvvetlendiricilere nazaran temel avantajları olan daha yüksek bant genişliğinde çalışması daha ileriki zamanlarda ortaya konulmuştur [14]. İlk tümleşik devre yapıdaki akım taşıyıcısı olan PA630, 1989 yılında gerçeklenmiştir [15]. İlerleyen yıllarda ise, günümüzde en yaygın kullanılan ve akım geri beslemeli işlemsel kuvvetlendirici olarak da bilinen, içyapısında CCII+ ve gerilim tamponu muhteva eden AD844 tanıtılmıştır [16]. 1995 yılında ise farklı tanım bağıntıları ile üçüncü nesil akım taşıyıcıları (CCIII) önerilmiştir [17].

İşlemsel kuvvetlendiricisine alternatif olarak önerilen diğer bir aktif eleman CFOA, ilk kez Nelson ve Saller tarafından 1983 yılında önerilmiştir [18]. CFOA, tümleşik devre olarak ilk kez 1985 yılında Comlinear firması tarafından üretilmiştir [19]. CFOA, klasik işlemsel kuvvetlendiriciye göre daha yüksek yükselme hızı (slew-rate) ve daha geniş bant aralığına sahiptir [20]. CFOA'da ki yüksek yükselme hızı performansı, giriş ve çıkış aşamalarında AB-sınıfı topolojisi kullanılarak sağlanmıştır. CFOA ve klasik OPAMP arasındaki yapısal farklılıklara rağmen, oluşturulan devre ve uygulamaları benzerdir. CFOA kullanılarak birçok lineer ve lineer olmayan devre tasarlanmıştır [21-27].

1999 yılında Cevdet Acar ve Serdar Özoğuz tarafından, gerilim izleyicili akım farkı kuvvetlendiricisi (Current Differencing Buffered Amplifier, CDBA) aktif elemanı önerilmiştir. Önerilen karışık modtaki bu elemanın ilk gerçeklemesi ticari olarak bulunabilen akım geri beslemeli işlemsel kuvvetlendiriciler olan AD844 ile yapılmıştır [28]. CDBA, ayrıca tümdevre teknolojisi ile CMOS tranzistörler ile gerçeklenmiştir [29]. 2009 yılında Umut Engin Ayten tarafından CDBA'nın tümleşik gerçeklemesi revize edilmiştir. Değiştirilmiş gerilim izleyicili akım farkı kuvvetlendiricisi (M-CDBA) olarak adlandırılan bu aktif elamanın çıkış akım genliği ayarlanabilmektedir [30]. 2011 yılında ise Dalibor Biolek ve arkadaşları bu aktif elemanı, ticari olarak bulunabilir tümleşik devreler ile gerçeklemiştir. Bu yeni gerçeklemeyi, ZC-CG-CDBA (Z Copy-Controlled Gain-Current Differencing Buffered Amplifier) olarak adlandırmışlardır [31].

Dalibor Biolek, 2003 yılında CDBA'nın gerilim çıkış ucunu, z ucundaki gerilim ile kontrol edilebilen akım kaynağı ile değiştirerek daha farklı bir aktif eleman olan akım farkını alan geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisini (Current Differencing Transconductance Amplifier, CDTA) önermiştir. Dolayısıyla, CDTA aktif elemanın tüm giriş ve çıkış sinyalleri akımdır [32]. CDTA'nın ticari mümkün tümleşik devreler (AD844, MAX435) ile gerçeklemesi ilk kez 2005 yılında yapılmıştır [33]. CDTA'nın CMOS teknolojisi [34-35] ve bipolar teknolojisi [36] ile tranzistör gerçeklemeleri de yapılmıştır. Daha sonra, CDTA'nın akım giriş uçlarının kutuplama akımları ile ayarlanabilen değiştirilmiş versiyonu olan "Akım kontrollü akım farkını alan geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (CCCDTA)" önerilmiştir [37].

2004 yılında Biolek ve Biolková tarafından çok yönlü bir aktif eleman olan akım geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (Current Through Transconductance Amplifier-CTTA) sunulmuştur. CTTA, giriş ve çıkış sinyali akım olan tam bir akım modlu aktif elamandır [38]. 2009 yılında klasik CTTA'yı değiştirilerek çok çıkışlı ve çok çıkışlı akımı ayarlanabilir CTTA olmak üzere MO-CTTA ve MO-CCCTTA'yı önerilmiştir [39-40].

Aktif elemanlar ile birçok lineer ve lineer olmayan devreler oluşturulmuştur. Aktif elemanlar kullanılarak oluşturulan ilk devre, işlemsel kuvvetlendiriciler ile gerçeklenen hassas yapıdaki tam dalga doğrultucu devresidir [41]. Bu devrede iki adet işlemsel kuvvetlendirici, iki adet diyot ve beş adet direnç elemanı kullanılmıştır. Bu devrenin en önemli dezavantajları, diyotların rejenerasyon durumlarında işlemsel kuvvetlendiricilerin yükselme eğrisinin düşük olması dolayısıyla sinyallerde bozulmaların olmasının yanı sıra çok sayıda pasif eleman kullanılması dolayısıyla güç tüketiminin fazla olmasıdır. Bu devre, Gift tarafından direnç sayısı azaltılıp, akım taşıyıcısı eklenerek iyileştirilmiştir [42].

1989 yılında Sanchez-Sinencio, işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (OTA) ile lineer olmayan devreler oluşturulmuş ve bunların analizini yapmıştır. Oluşturulan devrelerden biri de yarım dalga doğrultucudur. Basit yapıdaki bu devrede tek aktif eleman ve iki lineer olmayan eleman kullanılmıştır [43]. Sonrasında, 2006 yılında Kumngern ve Dejhan tarafından OTA ve dört diyot ile tam dalga doğrultucu oluşturulmuştur [44].

Akım modlu devrelerinin popülaritesinin artmasıyla ve işlemsel kuvvetlendiricinin düşük frekans performansı ile ilerleyen yıllarda akım taşıyıcılar kullanılarak tam dalga doğrultucu devreleri önerilmiştir. Bu devre yapısında çiftli CCII ve direnç ile gerilim-akım çevirici oluşturulmuş ve nonlineer elementler olan diyotlar kullanılmıştır [10, 45]. Bu devre yapısındaki diyotların iletimde ve kesimde olma durumlarındaki gecikmeleri gidermek için farklı tiplerde uyartım iyileştirmeleri yapılmıştır [46-47]. 2008 yılında çift CCII ile oluşturulan devre yapısı yerine CDTA aktif elemanı kullanılarak, tek aktif eleman ve dört diyot ile akım modlu tam dalga doğrultucu devresi önerilmiştir [48]. Koton tarafından CDTA kullanılarak oluşturulan farklı yapıda bir tam dalga doğrultucu devresi önerilmiştir [49]. 2010 yılında Khateb, CDTA aktif elemanını ticari olarak bulunabilir OTA'lar(OPA860) ile gerçekleştirip, iki diyot kullanarak daha basit yapıda akım modlu tam dalga doğrultucu önermiştir [50]. Farklı aktif elemanlarla da literatüre akım modlu aktif elemanlar kazandırılmıştır [51-57].

Hem analog hem dijital sistemlerde kullanılan schmitt tetikleticisi ilk kez 1938 yılında önerilmiştir [58]. Bu devreler analog-dijital çevriminde bazı devrelerde gürültü etkisini azaltmak için kullanılır [59-60]. İletişim sistemlerinde kare ve üçgen dalgalar gibi farklı sinyal üretmek için [61], sinyal şekillendirmek için kullanılır, dolayısıyla kare dalga jeneratörü ve darbe genişlik modülatörünün temelini oluşturmaktadır [62]. Ayrıca, sensör ve ölçüm sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır [63]. Schmitt tetikleyici devreleri tranzistör yapıda [63-66] ya da aktif elemanlar [41, 67-74] ile gerçeklenebilmektedir. Tranzistör tabanlı schmitt tetikleyici devrelerinin yüksek hızlı, yüksek bant genişliğinde olması ve düşük güç tüketiminin olmasının yanında; çıkış genliği ve histerezis değerleri besleme gerilimine bağlı olması gibi dezavantajları vardır.

Aktif elemanlar kullanılarak oluşturulan ilk schmitt tetikleyici devreleri işlemsel kuvvetlendiricisi (OPAMP) ile oluşturulmuştur [41]. İşlemsel kuvvetlendiricilerin yüksek frekans performansındaki ve yükselme eğrisindeki (slew rate) sınırlamalardan dolayı bu gerçekleme önemini yitirmiştir. 1995 yılında Di Cataldo ve Palumbo, aktif eleman olarak işlemsel kuvvetlendirici yerine akım taşıyıcısı kullanılarak schmitt tetikleyici devresi önermiştir [68]. Bu her iki devrenin de eşik ve doyum değerlerinin besleme gerilimine bağlı oluşu handikabları olmuştur. Daha sonra, işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiriciler(OTA) kullanılarak schmitt tetikleyici devreleri önerilmiştir [69-70].

OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin getirdiği en önemli avantaj, histerezis parametrelerinin elektronik olarak ayarlanabilir oluşudur. OPAMP, CCII ve OTA aktif elemanı kullanılarak oluşturulan schmitt tetikleyici devreleri gerilim modludur.

İlerleyen yıllarda, gerilim moda göre avantajları ortaya konan akım modta çalışan schmitt tetikleyici devreleri önerilmiştir. Biolek ve Biolková 2006 yılında CDTA aktif elemanı ve 2 pasif eleman kullanarak schmitt tetikleyici devresini önermiştir [71]. Siripruchyanun tarafından yine kendisi tarafından önerilmiş olan BJT yapıda gerçeklediği bir aktif eleman olan CCCCTA'yı kullanılarak pasif eleman kullanmaksızın elektronik olarak ayarlanabilir akım modlu schmitt tetikleyici devresi önermiştir [72-73]. 2009 yılında ticari olarak bulunabilir tümleşik devreler ile gerçeklenen MO-CTTA aktif elemanı ile akım modlu ve elektronik olarak parametreleri ayarlanabilir schmitt tetikleyici devresi önerilmiştir [39]. 2010 yılında ise aktif eleman olarak OTRA ve 1 pasif eleman direnç kullanarak karışık modta schmitt tetikleyici devresi önermiştir. Bu devrede bir anahtar vasıtası ile schmitt tetikletici devresi faz çeviren ve faz çevirmeyen olarak değiştirilebilmektedir [74]. 2011 yılında ise BJT yapıda gerçeklenen CCCDTA ile akım modlu schmitt tetikleyici devresi önerilmiştir [75]. 2014 yılında ise Soni ve Ansari CCCDTA'yı BJT yerine CMOS yapıda gerçeklerek schmitt tetikleyici devresi önermişlerdir [76]. 2015 yılında CDTA ve DDCCTA aktif elemanları ile de schmitt tetikleyici devreleri önerilmiştir [77-78].

1.2 Tezin Amacı

Bu tezin amacı, aktif elemanların lineer olmayan davranışlarını incelemek ve aktif eleman kullanılan Schmitt tetikleyici ve tam dalga doğrultucu gibi literatürde önerilen lineer olmayan devre yapılarının benzetimlerini ve deneysel çalışmalarını yapmak ve bu devre yapılarına göre daha avantajlı lineer olmayan devre yapılarının önerilmesidir.

Bu tez çalışmasında işlemsel kuvvetlendiricilere alternatif olarak önerilen çeşitli aktif elemanların yapısal ve matematiksel incelemeleri yapılacaktır. Analog sinyal işleme alanında kaynaklar incelendiğinde geçmiş yıllara ait aktif elemanlar kullanılarak birçok lineer olmayan devre yapılarının olduğu görülmektedir [42-78]. Bu tezde de aktif elemanlar kullanılarak gerçeklenen tam dalga doğrultucu devreleri ve Schmitt tetikleyici devrelerinin yapısal, matematiksel incelenmesi ve benzetimleri yapılarak

performans karşılaştırmaları yapılacaktır. Böylece bu alanda yapılacak ileriki çalışmalar adına bir fikir oluşturulması hedeflenmiştir. Bu devrelere göre daha avantajlı yapıda yeni bir devre yapısı önerilmesi amaçlanmıştır.

1.3 Hipotez

Bu tez çalışmasında, akım modlu aktif elemanlar olan CDBA ve ZC-CG-CDBA, pasif eleman olarak ise sadece iki diyot kullanılarak akım modlu hassas yapıda tam dalga doğrultucu devreleri önerilmiştir. Bu aktif elemanların 0,25 µm TSMC 7.Seviye CMOS teknolojisiyle ve ticari olarak mümkün akım geri beslemeli kuvvetlendiriciler olan AD844'ler ile PSPICE programında alt blok olarak oluşturularak, benzetimleri yapılmıştır. Ayrıca devrelerin deneysel çalışmaları yapılarak, çalışabilirlik durumları gösterilmiştir.

Önerilen bu hassas yapıdaki devrelerin avantajları;

a) Akım modunda çalışıyor olması,

b)Hem tümleşik devre olarak üretilebilir, hem de ticari olarak mümkün tümleşik devreler ile gerçeklenebilir olması,

c)CFOA'ler ile gerçeklenen modelin geniş sinyal aralığında ve yüksek frekans bandında çalışabiliyor olması,

d)ZC-CG-CDBA tabanlı modelin çıkış sinyal genliğinin elektronik olarak ayarlanabiliyor olması

e) Bu devrenin düşük giriş ve yüksek çıkış empedansı olmasından dolayı kolayca ard arda (cascade) olarak bağlanabiliyor olmasıdır.

BÖLÜM 2

KULLANILAN AKTİF ELEMAN YAPILARI

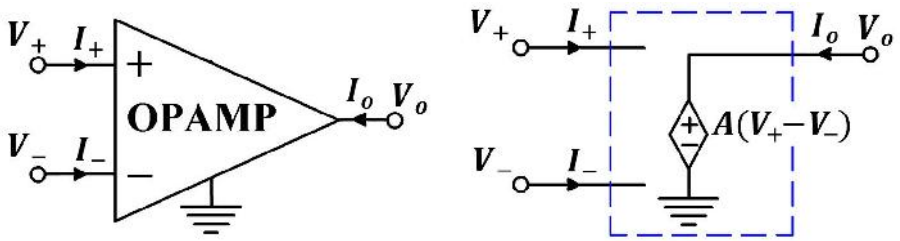
Son yarım yüzyılda, analog devre tasarımında en çok kullanılan aktif eleman, işlemsel kuvvetlendiriciler (OPAMP) olmuştur. Modern devrelerin gelişmesi ve işlemsel kuvvetlendiricilerin sınırlı frekans performansından dolayı, farklı yapı ve daha avantajlı aktif elemanlar önerilmiştir [8]. Bu bölümde en bilinen ve bu tez çalışmasında kullanılan aktif elemanların tanıtımı yapılmış, matematiksel ifadeleri ve devre gerçeklemeleri incelenmiştir. Bu aktif elemanların PSpice benzetimleri ile de lineer ve lineer olmayan çalışma bölgeleri ve ayrıca çalışma frekans aralıkları belirlenmeye çalışılmıştır.

2.1 İşlemsel Kuvvetlendirici (OPAMP)

İlk önerilen aktif eleman olan OPAMP aktif elemanı üç kapılı bir devre elemandır. OPAMP'ın devre sembolü Şekil 2.1a'da ve ideal eşdeğer devresi Şekil 2.1b'de verilmiştir. Burada A, açık çevrim kazancıdır ve idealde değeri sonsuzdur.

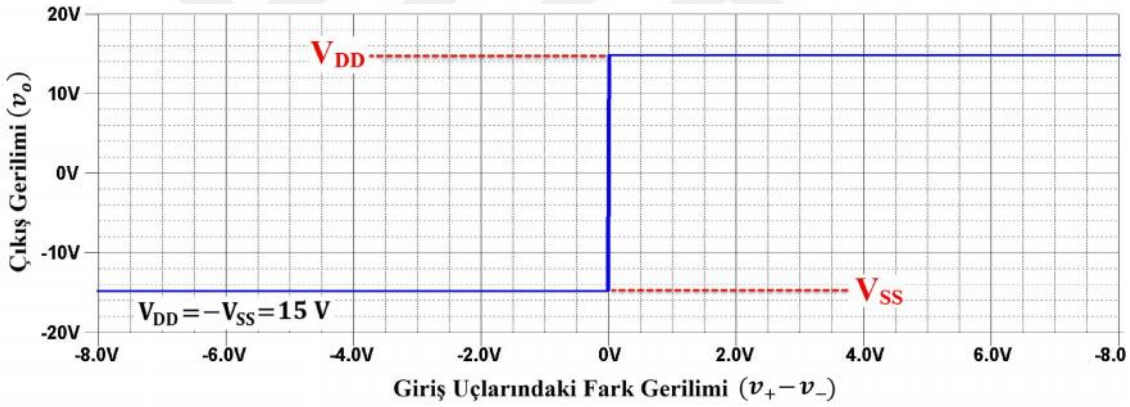
OPAMP aktif elemanı lineer bölgede çalışırken ideal tanım bağıntıları Denklem (2.1)'de verilmiştir.

$$I_+ = I_- = 0; \quad V_+ = V_- \tag{2.1}$$



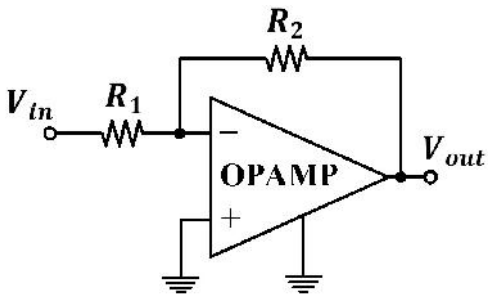
Şekil 2.1 OPAMP'in a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi

OPAMP'ın giriş uçlarındaki fark gerilimi (V_+ - V_-) ile çıkış gerilimi arasındaki giriş-çıkış karakteristiği Şekil 2.2'de verilmiştir. Buradaki benzetimler Pspice programında yapılmış ve OPAMP olarak LM741 elemanının makro modeli kullanılmıştır. OPAMP'in besleme gerilimleri ±15 V olarak belirlenmiştir. OPAMP'in giriş-çıkış karakteristiği incelendiğinde giriş gerilim farkına göre lineer çalışmadığı; ve pozitif ile negatif değerlerde güç kaynağına bağlı doyum değerlerine ulaştığı görülmektedir. OPAMP, ileriki bölümlerde incelenecek devrelerde lineer çalışmama operasyonu kullanılmıştır.

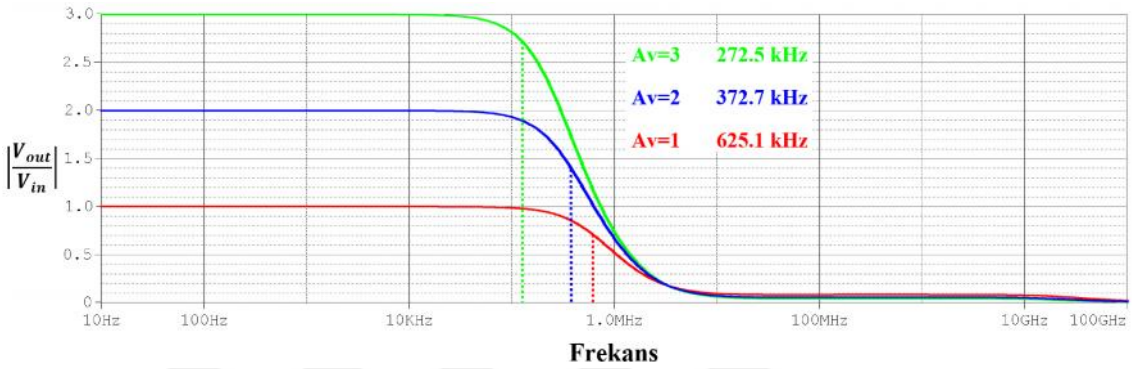


Şekil 2.2 OPAMP'in giriş-çıkış karakteristik eğrisi

Şekil 2.3'de verilen işlemsel kuvvetlendiricisi ile oluşturulan eviren kuvvetlendirici devresinin analizi PSpice programı kullanılarak yapılmıştır. Bu devrede besleme gerilim değerleri V_{DD}=-V_{SS}=15 V, R_1 direnci 1 kΩ, R_2 direnci ise 1 kΩ, 2 kΩ, 3 kΩ değerlerine ayarlanmıştır. Böylece, farklı kazanç değerlerindeki frekans analizi yapılmıştır. Şekil 2.4'teki benzetim sonucunda görüleceği gibi kazanç arttıkça bant genişliği daralmaktadır.



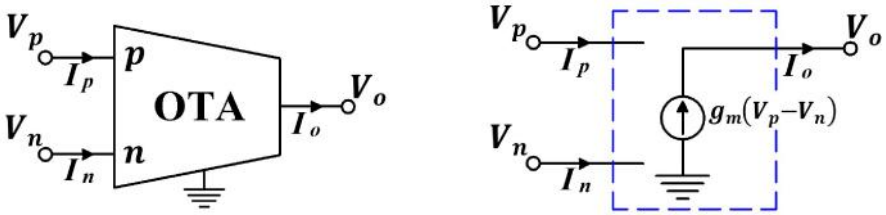
Şekil 2.3 OPAMP ile oluşturulan eviren kuvvetlendiri devresi



Şekil 2.4 OPAMP'le oluşturulan eviren kuvvetlendirici devrelerinde kazanç-frekans incelemesi

2.2 İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (OTA)

OTA aktif elemanı üç kapılı bir devre elemandır. OTA'da giriş fark gerilimine bağlı olarak bir g_m iletkenlik değeri ile çarpılarak I_o çıkış akımı elde edilmektedir. Giriş akım değerleri de 0 A olacak şekilde belirlenmiştir. OTA'nın devre sembolü Şekil 2.5a'da gösterilmiştir.



Şekil 2.5 OTA'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi

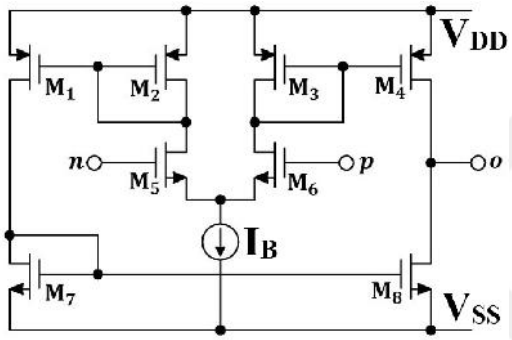
İdeal OTA'nın eşdeğer devresi Şekil 2.5.b'de verilmiştir. OTA elemanının uç tanım bağıntıları Denklem (2.2)'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ V_o \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

$$g_m = \sqrt{2KI_b \frac{W}{L}} \tag{2.3}$$

Denklem (2.3)'deki I_b ifadesi, Şekil 2.6'da verilen devredeki kutuplama akımı ve W/L ise M_5 ve M_6 MOS tranzistörlerinin kanal genişlik ve uzunluk oranıdır. K ifadesi ise $\mu_{eff}C_{ox}/2$ olup, μ_{eff} elektron ve deliklerin efektif hareketliliği, C_{ox} birim alandaki geçit-oksit kapasitesidir [79].

OTA aktif elemanının CMOS tranzistörlerle olası bir gerçeklemesi Şekil 2.6'da verilmiştir [80].



Şekil 2.6 OTA'nın CMOS tranzistörlerle gerçeklemesi

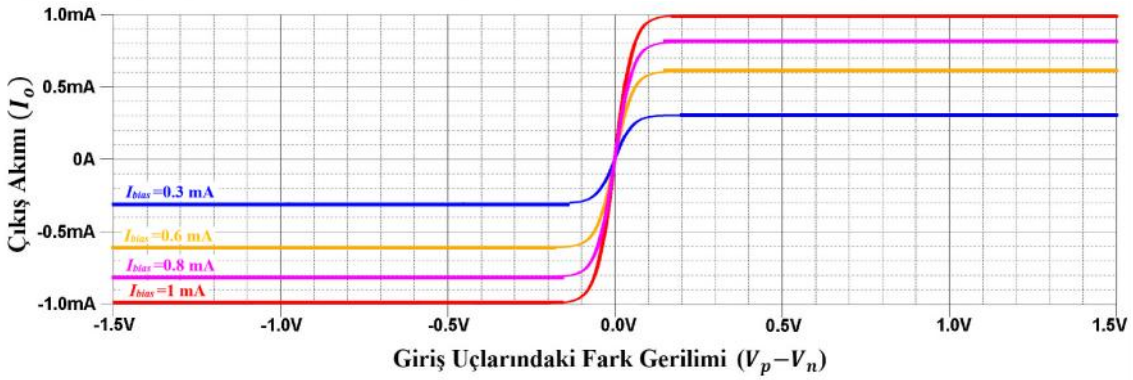
NMOS girişli OTA'nın CMOS tranzistör gerçeklemesinde, üç adet akım aynası (M_1, M_2; M_3, M_4 ve M_7, M_8 tranzisörleri) ve bir adet fark kuvvetlendiricisi (M_5, M_6 tranzistörleri) kullanılmıştır. CMOS yapısında kullanılan tranzistörlerin kanal uzunluk ve genişlikleri Çizelge 2.1'de verilmiştir.

Çizelge 2.1 OTA'nın CMOS gerçeklemesindeki tranzistörlerin boyutları

PMOS Tranzistörler	**W(µm)**	**/**	**L(µm)**
M_1 , M_4	8	/	0. 5
M_2 , M_3	2	/	0.5
NMOS Tranzistörler	**W(µm)**	**/**	**L(µm)**
M_5 , M_6 , M_7 , M_8	1	/	0. 5

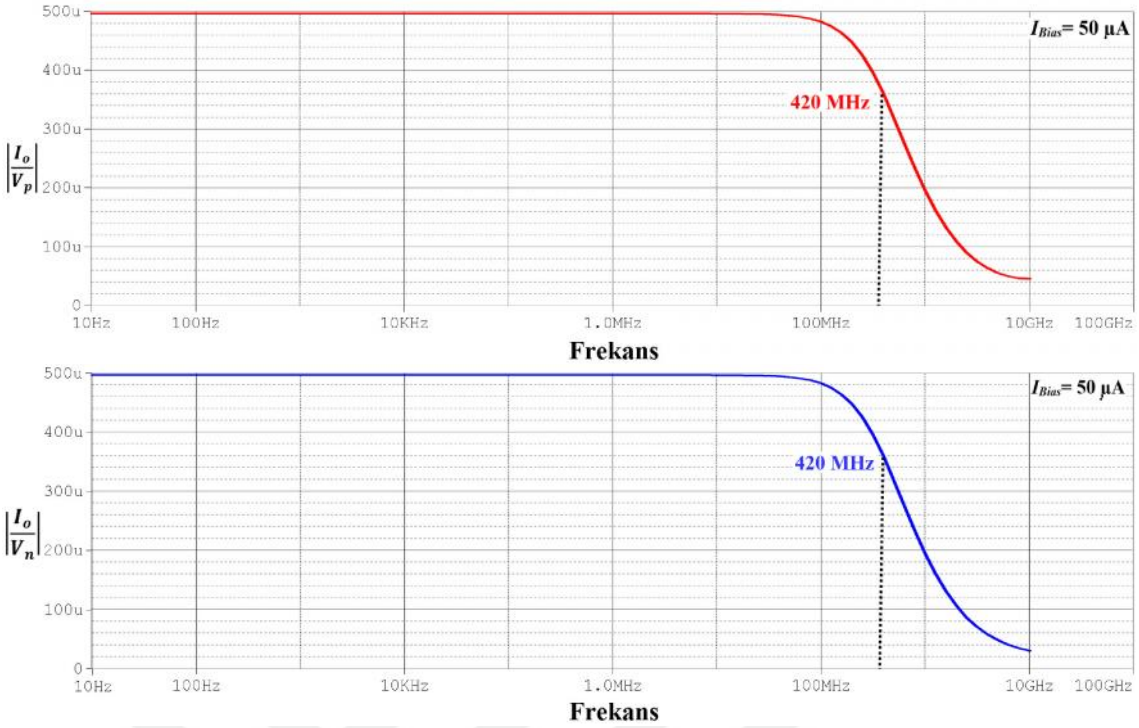
OTA, ilk olarak RCA şirketi tarafından 1969'da tümleşik devre olarak üretilmiştir. Piyasada, Texas Instruments firmasının LM13600, LM13700, OPA860, OPA2662 ve Intersil firmasının CA3080-CA3094 tümleşik devreleri bulunmaktadır ve tüm bu tümleşik devreler BJT'ler kullanılarak gerçekleştirilmiştir [81-82].

Şekil 2.6'da verilen OTA devresinin analizi PSpice programı kullanılarak yapılmıştır. Bu devrede besleme gerilim değerleri V_{DD}=-V_{SS}=15 V ve kutuplama akımları I_B sırasıyla 0.3 mA, 0.6 mA, 0.8 mA ve 1 mA uygulanmıştır. İlk olarak, LM13700 olarak seçilen OTA'nın giriş uçlarındaki fark gerilimi (V_p–V_n) ile çıkış akımı arasındaki giriş-çıkış değişimi incelenmiştir ve elde edilen sonuç Şekil 2.7'de verilmiştir. Grafik incelendiğinde giriş gerilim farkına göre ±0.1 V'da aralığında lineer olarak çalıştığı görülmektedir. Doyum değerleri farklı kutuplama(bias) akımlarına bağlı olarak değiştiği görülmektedir. Kutuplama akımı arttıkça, doyum değerleri de artmaktadır. İleriki bölümlerde incelenecek OTA tabanlı devrelerde, OTA'nın lineer olmayan bölgedeki çalışması kullanılacaktır.

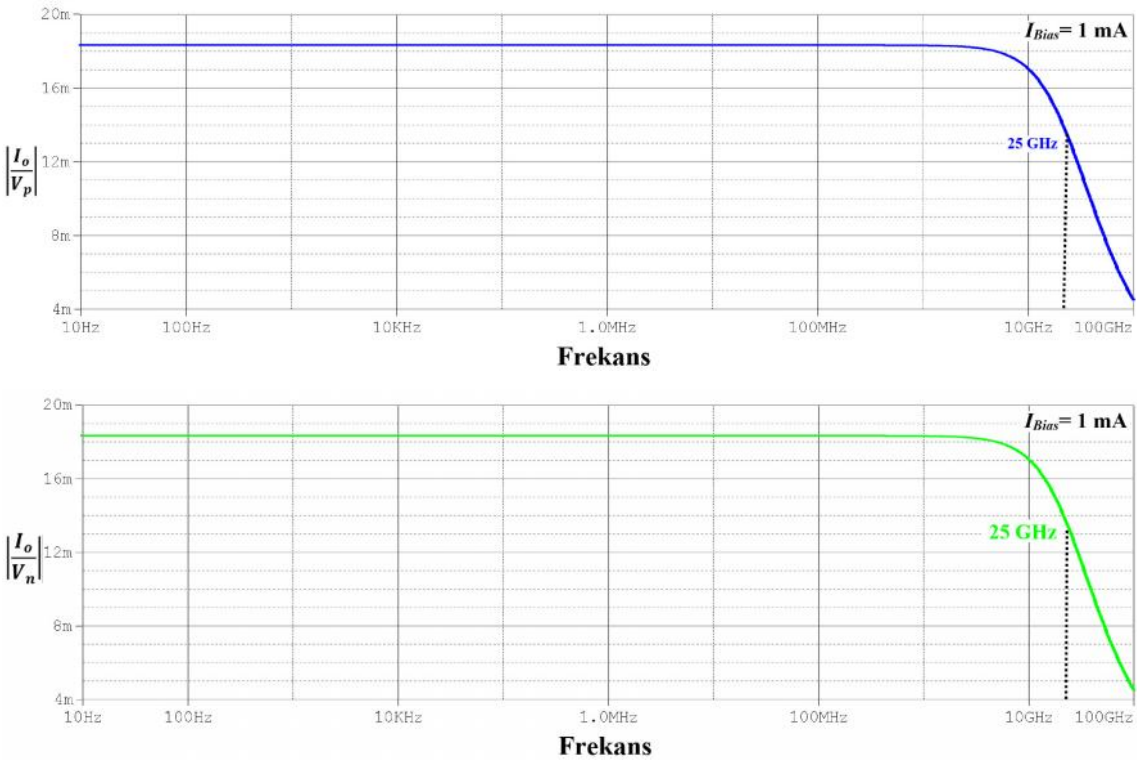


Şekil 2.7 OTA'nın giriş-çıkış karakteristik eğrisi

OTA aktif elemanının giriş çıkış uçlarının AC analizi hem CMOS tranzistörler ile gerçeklenerek oluşturulan OTA için hem de LM13600 için yapılmıştır. Öncelikle OTA'nın n ucu topraklanarak gerilim değeri 0 yapılmıştır. Şekil 2.6'da gösterildiği gibi CMOS tranzistörler ile gerçeklenen OTA'ya 50 µA, LM13600'ye 1 mA kutuplama akımı uygulanmıştır. OTA'nın çıkış ucuna 1 Ω direnç bağlanarak, giriş p girişine 1 V genliğinde, CMOS ile gerçeklenen OTA için 10 Hz-10 GHz arasında LM13600 için 10 Hz-98 GHz arasında gerilim uygulanmıştır. Pspice programında öncelikle $|I_o/V_p|$ analizi, sonrasında gerilim AC gerilimi n ucuna uygulanıp p ucu topraklanarak öncelikle $|I_o/V_n|$ analizi yapılmıştır. AC Analiz sonuçları Şekil 2.8 ve Şekil 2.9'da gösterilen CMOS tabanlı OTA'nın kesim frekansı 450 MHz, LM13600'ün kesim frekansı ise 25 GHz bulunmuştur.



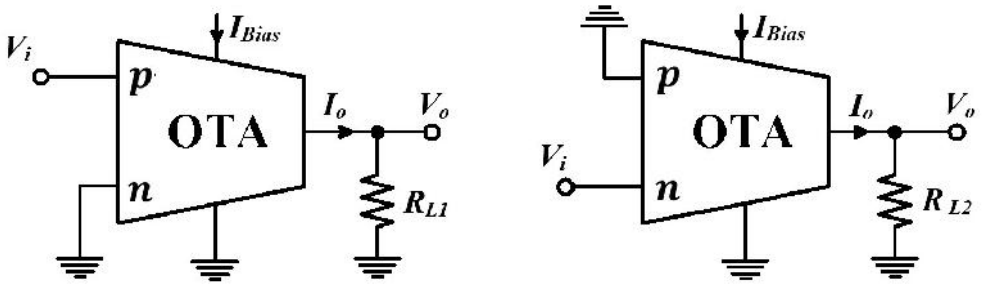
Şekil 2.8 CMOS tabanlı OTA'nın uçlarının genlik-frekans karakteristiği



Şekil 2.9 LM13700'ün uçlarının genlik-frekans karakteristiği

Ayrıca, OTA kullanılarak Şekil 2.10'da gösterilen eviren ve evirmeyen kuvvetlendirici devreleri oluşturulabilmektedir [83]. Denklem (2.4)'de görüldüğü gibi bu

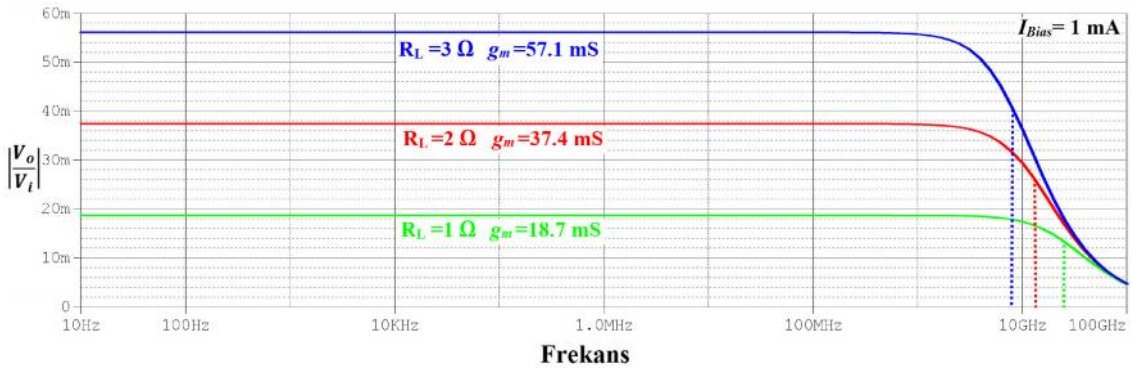
kuvvetlendirici devrelerinin kazançları yük direncine ve geçiş iletkenliği değerine bağlıdır.



Şekil 2.10 OTA ile oluşturulan a) evirmeyen b) eviren kuvvetlendiri devresi

$$A_{V1} = g_{m1}R_{L1}\ ,\quad A_{V2} = -g_{m2}R_{L2} \tag{2.4}$$

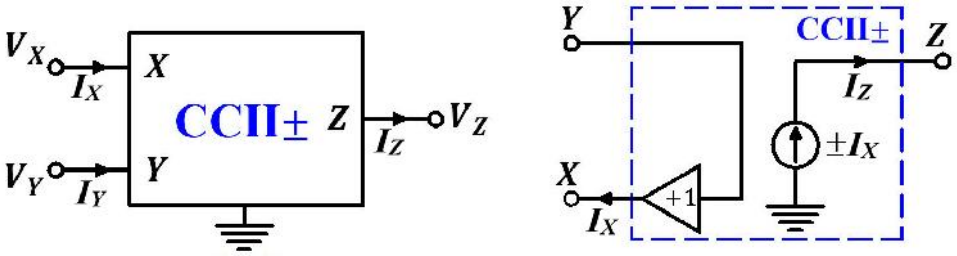
Şekil 2.10'de verilen OTA ile oluşturulan eviren kuvvetlendirici devresinin analizi PSpice programı kullanılarak yapılmıştır. Bu devrede OTA olarak LM13600 kullanılmış, besleme gerilim değerleri ±15 V, kutup akımı 1 mA ve R_{L1} yük direnç değeri ise sırasıyla 1 Ω, 2 Ω, 3 Ω olarak ayarlanmıştır. Böylece, A_V gerilim kazanç değerleri Denklem (2.4)'de de görüleceği gibi sırasıyla 2 ve 3 katına çıkarılmıştır. OTA'nın p ucuna ise 1 V genliğinde 10 Hz-100 GHz frekans aralığında gerilim uygulanarak, AC analizi yapılmıştır. Şekil 2.11'deki analiz sonucunda, kazanç değeri 1 iken kesme frekansı 25.2 GHz, kazanç değeri 2 iken kesme frekansı 12.5 GHz, kazanç değeri 3 iken kesme frekansı 8.2 GHz olarak bulunmuştur. Sonuç olarak, kazanç değeri arttıkça kesme frekans değeri azalmaktadır.



Şekil 2.11 OTA ile oluşturulan eviren kuvvetlendirici devrelerinde kazanç-frekans incelemesi

2.3 Akım Taşıyıcılar (CC)

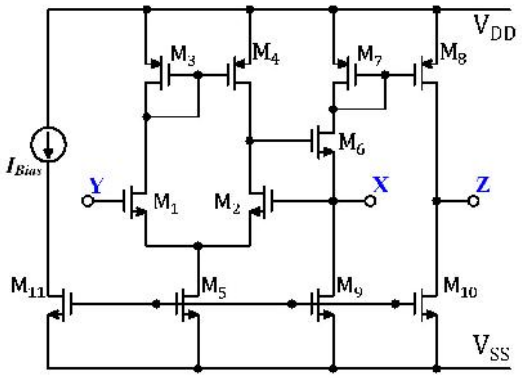
Bu kısımda akım taşıyıcı aktif elemanı olarak ikinci kuşak akım taşıyıcı (CCII) incelenecektir. CCII üç kapılı bir devre elemanıdır. Devre sembolü ve eşdeğer devresi Şekil 2.12'de verilmiştir. CCII aktif elemanının x ucundaki gerilim değişimi, y ucundaki gerilim değişimini takip etmektedir. Z ucundaki akım değeri ise CCII+ veya CCII- olmasına bağlı olarak $I_z=+I_x$ veya $I_z=-I_x$ biçimindedir. Y ucunun akım değeri ise 0 A olarak belirlenmiştir. CCII'nın uç tanım bağıntıları Denklem (2.5)'te verilmiştir.



Şekil 2.12 CCII'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi

$$\begin{bmatrix} V_X \\ I_Y \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \pm 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_X \\ V_Y \\ V_Z \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

CCII'nin CMOS tranzistörlerle ile bir gerçeklemesi Şekil 2.13'de gösterildiği şekilde yapılmıştır [84-85].

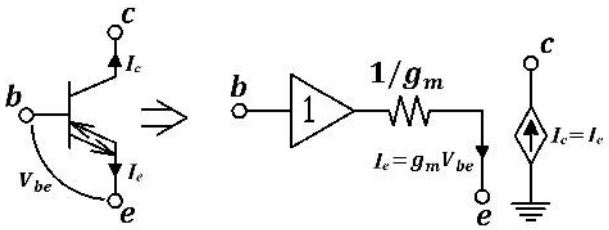


Şekil 2.13 CCII+'nın CMOS tranzistörlerle gerçeklemesi

Akım taşıyıcı kullanarak önerilen lineer olmayan devre olmadığından dolayı bu kısımda tanım bağıntılarının DC ve AC analizi yapılmamıştır.

CFOA olarak da kullanılan AD844 ve Texas Instruments firmasının OTA olarak ürettiği OPA860 ve OPA2662 tümleşik devreleri, ikinci kuşak akım taşıyıcı olarak kullanılabilir.

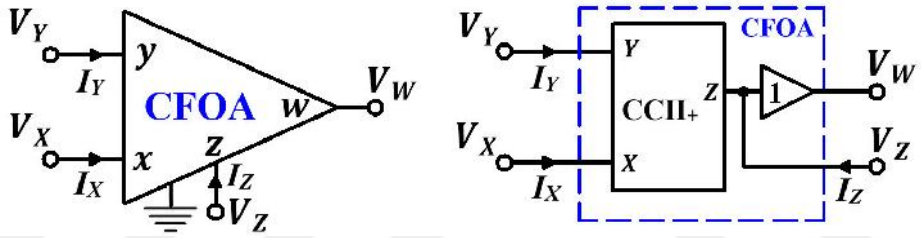
Bu tümleşik devrelerin baz ve emetör uçları sırasıyla y ve x uçları olarak kabul edilerek; Şekil 2.14'de olduğu gibi ikinci kuşak akım taşıyıcısı (CCII+) gibi davranır.



Şekil 2.14 OPA860 ve OPA2662'nin CCII+ gibi davranışı

2.4 Akım Geri Beslemeli İşlemsel Kuvvetlendirici (CFOA)

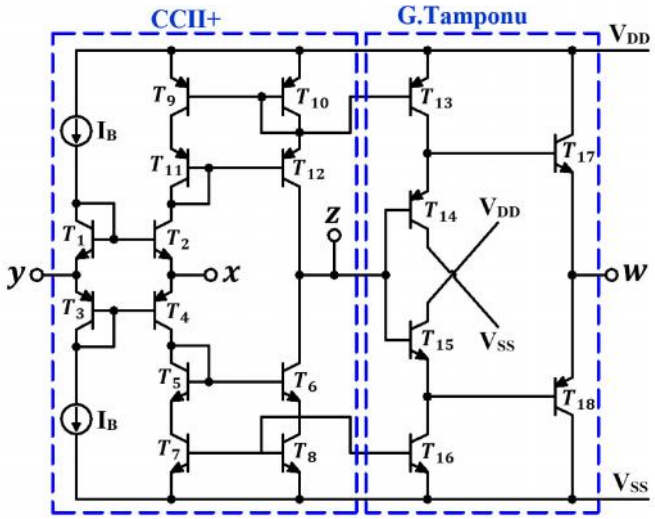
Devre sembolü Şekil 2.15'de gösterilen CFOA temel olarak pozitif tip ikinci nesil akım taşıyıcı (CCII+) ve gerilim tamponundan oluşmaktadır. CFOA'nın uç tanım bağıntıları Denklem (2.6)'te verilmiştir.



Şekil 2.15 CFOA'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi

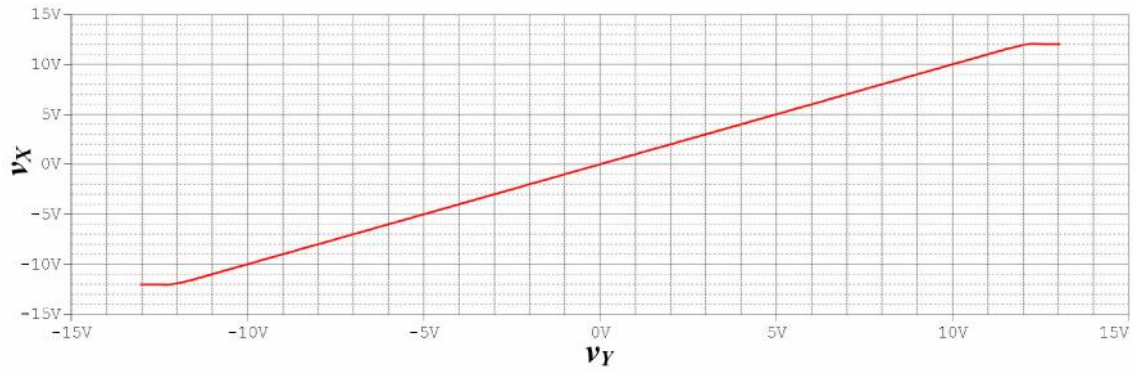
$$\begin{bmatrix} V_X \\ I_Y \\ I_Z \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_X \\ V_Y \\ V_Z \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

Günümüzde en yaygın bilinen ve kullanılan CFOA, Analog Devices Inc. firmasının ürettiği AD844'tür [86]. AD844'ün BJT yapıda gösterimi Şekil 2.16'da verilmiştir.



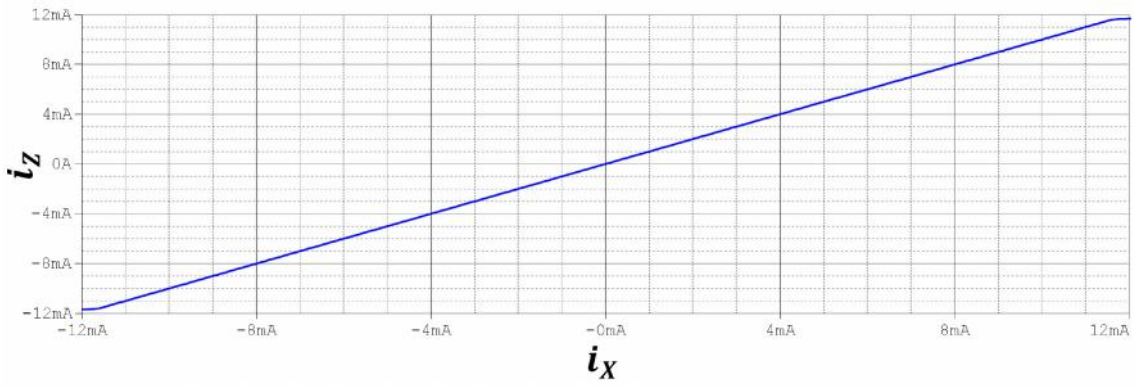
Şekil 2.16 AD844'ün BJT gerçeklemesi

CFOA'nın lineer bölge tespiti yapılabilmesi için, Pspice programında tanım bağıntılarının DC analizleri yapılmıştır. Bu benzetimlerde besleme gerilim değerleri V_{DD}=-V_{SS}=12 V olarak uygulanmıştır. İlk olarak AD844'ün z ve w uçları açık bırakılarak, Y ucuna -13 V ile 13 V arasında gerilim değerleri uygulanmıştır. Şekil 2.17'deki DC analizi benzetim sonucunda görüldüğü gibi, X ucunda -12 V ile 12 V arasında lineer çalıştığı görülmektedir.



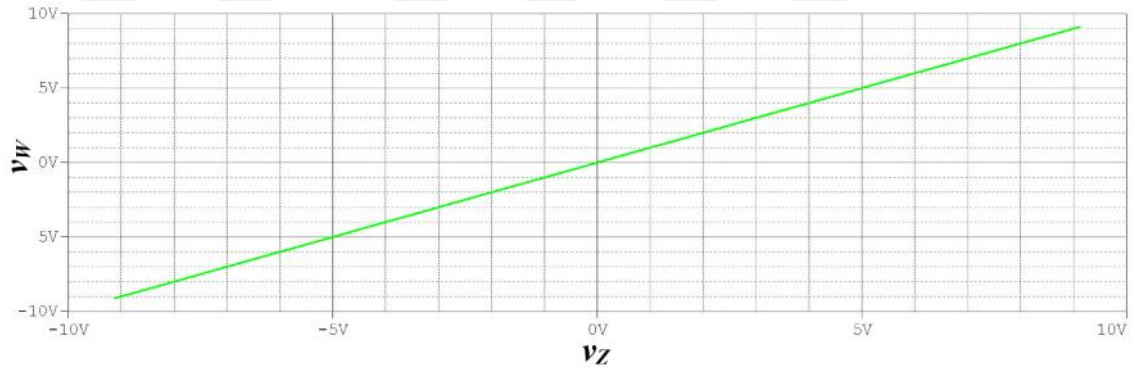
Şekil 2.17 AD844'ün Y ucuna uygulanan gerilime göre X ucunda gerilim değişimi

AD844'ün Y ve W uçları açık bırakılarak, X ucuna -12 mA ile 12 mA arasında tarama akımı uygulanmıştır. Şekil 2.18'deki DC analizi benzetim sonucunda görüldüğü gibi, X ucunda -11.6 V ile 11.6 V arasında lineer çalıştığı görülmektedir.



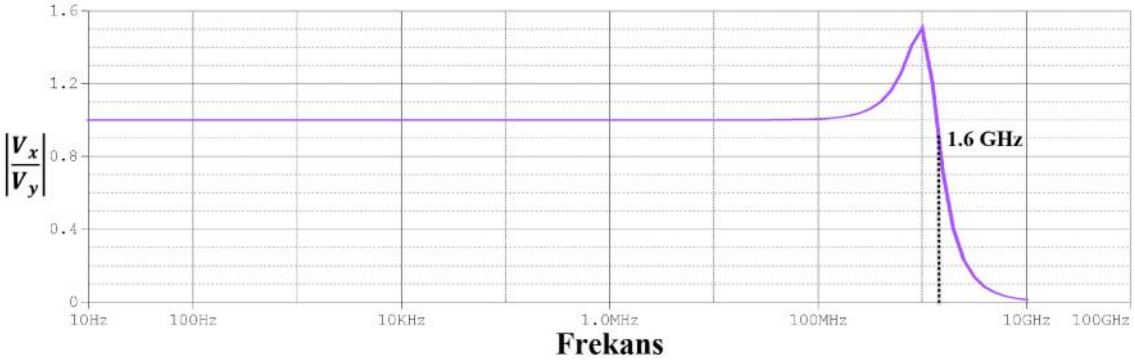
Şekil 2.18 AD844'ün X ucundaki akıma göre Z ucunda akım değişimi

AD844'ün X ve Y uçları açık bırakılarak, Z ucuna -9.1 V ile 9.1 V arasında gerilim uygulanmıştır. Şekil 2.19'daki DC tarama benzetim sonucunda görüldüğü gibi, Z ucunda -9 V ile 9 V arasında lineer çalıştığı görülmektedir.

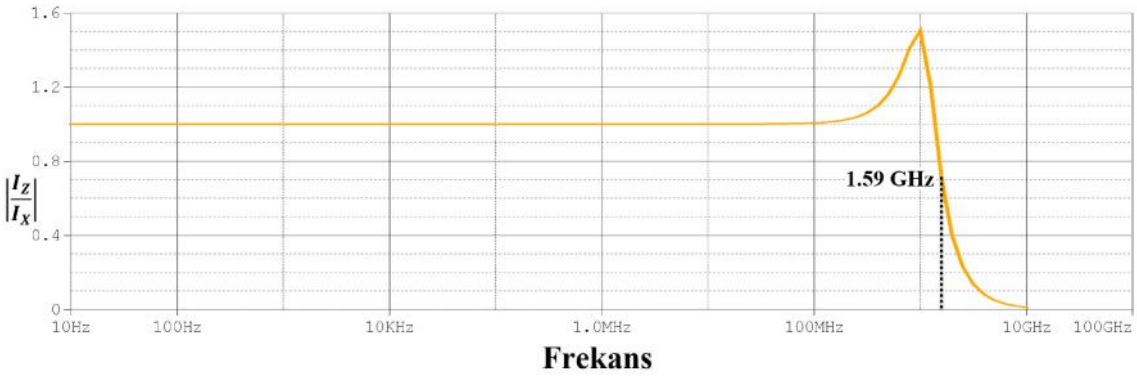


Şekil 2.19 AD844'ün Z uygulanan gerilime göre W ucunda gerilim değişimi

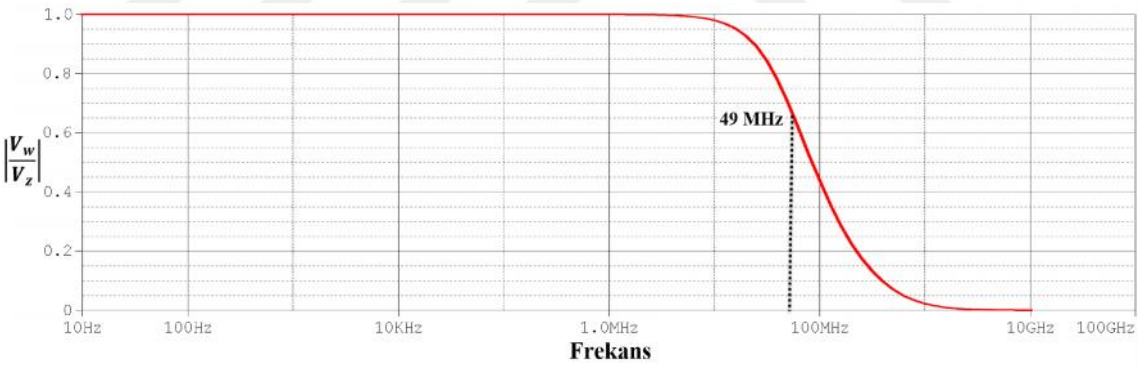
CFOA'nın Pspice programında tanım bağıntılarının AC analizleri yapılmıştır. Bu benzetimlerde besleme gerilim değerleri V_{DD}=-V_{SS}=12 V olarak uygulanmıştır. İlk olarak AD844'ün z ve w uçları açık bırakılarak, Y ucuna 1 V genliğinde 10 Hz-10 GHz aralığında tarama gerilimi uygulanmıştır. Şekil 2.20'deki AC analiz sonucundan görüleceği gibi kesme frekansı 1.6 GHz'dir. Sonrasında AD844'ün y ve z uçları açık bırakılarak, X ucuna 1 mA genliğinde 10 Hz-10 GHz aralığında tarama akımı uygulanmıştır. Şekil 2.21'deki AC analiz sonucundan görüleceği gibi kesme frekansı 1.59 GHz'dir. Son olarak, AD844'ün X ve Y uçları açık bırakılarak, Z ucuna 1 V genliğinde 10 Hz-10 GHz aralığında tarama gerilimi uygulanmıştır. Şekil 2.21'deki AC tarama analiz sonucundan görüleceği gibi kesme frekansı 49 MHz olduğu bulunmuştur.



Şekil 2.20 AD844'ün Y ve X uçları arasındaki frekans karakteristiği

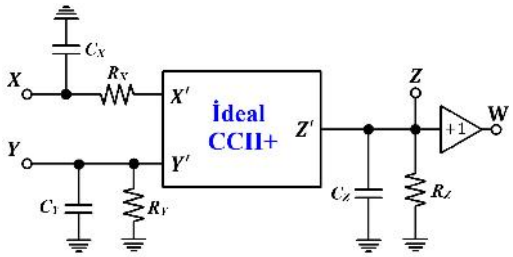


Şekil 2.21 AD844'ün X ve Z uçları arasındaki frekans karakteristiği



Şekil 2.22 AD844'ün Z ve W uçları arasındaki frekans karakteristiği

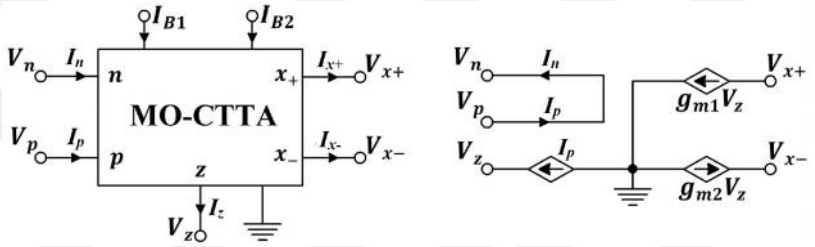
AD844, gerçekte Şekil 2.23'deki gibi ideal olmayan bir yapıya sahiptir. Bu gösterimde direnç ve kondansatör değerleri sırasıyla R_X=50 Ω , R_Y=10 MΩ , R_Z=3 MΩ , C_X=2 pF, C_Y=2 pF, C_Z=4.4 pF'dır [86].



Şekil 2.23 AD844'ün ideal olmayan gösterimi

2.5 Akım Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (CTTA)

Akım tabanlı bir aktif eleman olan CTTA ilk olarak 2004 yılında Biolek ve Biolková tarafından önerilmiştir [38]. 2009 yılında Silapan ve Siripruchyanun klasik CTTA'ya I_{B1} ve I_{B2} kutuplama akımları ekleyerek Şekil 2.24'de gösterilen MO-CTTA'yı önermiştir [39].



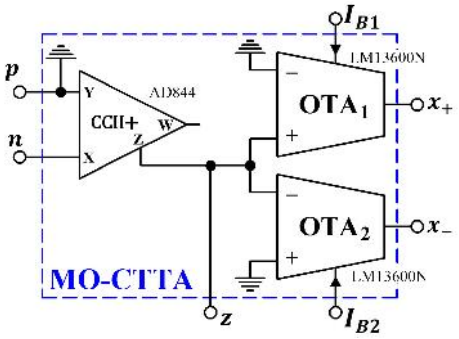
Şekil 2.24 MO-CTTA'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi

MO-CTTA'nın uç tanım bağıntıları Denklem (2.7) ve (2.8)'de verilmiştir.

$$V_p = V_n = 0; \quad I_p = -I_n = I_z; \quad I_{x+} = -g_{m1} V_z; \quad I_{x-} = +g_{m2} V_z \tag{2.7}$$

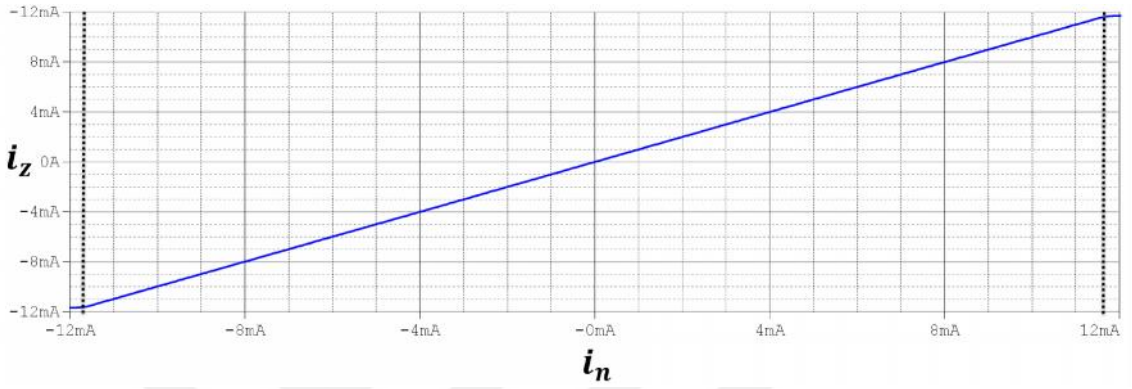
$$g_{m1} = \frac{I_{B1}}{2V_T}; \quad g_{m2} = \frac{I_{B2}}{2V_T}; \tag{2.8}$$

MO-CTTA'nın gerçeklemesi bir adet akım taşıyıcısı ve iki adet OTA kullanılarak yapılmıştır. Şekil 2.25'de gösterilen gerçeklemede, akım taşıyıcı olarak AD844, OTA olarak LM13600 kullanılmıştır.



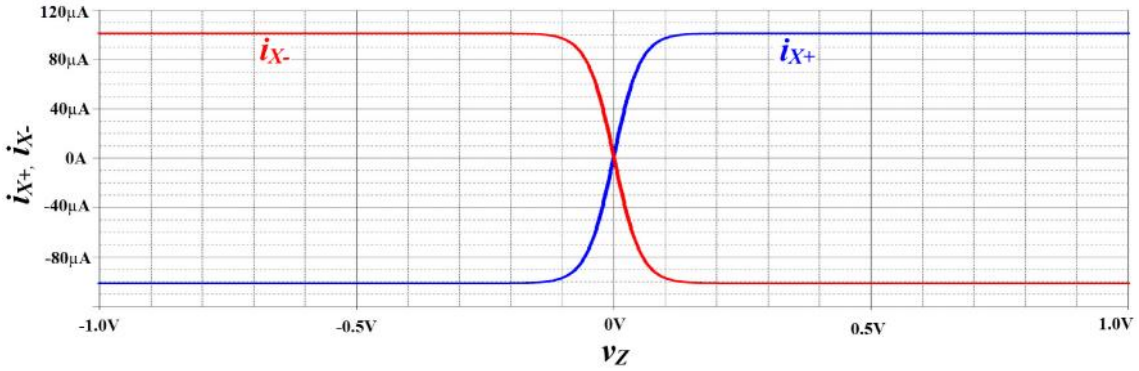
Şekil 2.25 MO-CTTA Elemanının Gerçeklenmesi

MO-CTTA'nın lineer bölge tespiti yapılabilmesi için, Pspice programında tanım bağıntılarının DC analizleri yapılmıştır. Bu benzetimlerde besleme gerilim değerleri V_{DD}=-V_{SS}=5 V olarak uygulanmıştır. İlk olarak Şekil 2.25'deki gibi gerçeklenen MO-CTTA'nın P, X+ ve X- uçları açık bırakılarak, N ucuna -12 mA ile 12 mA arasında tarama akımı uygulanmıştır. Şekil 2.26'deki DC Analiz benzetim sonucunda görüldüğü gibi, Z ucunda -11.5 mA ile 11.5 mA arasında lineer sonuç alınmıştır.



Şekil 2.26 MO-CTTA'nın I_n akımına göre i_z akım cevabı

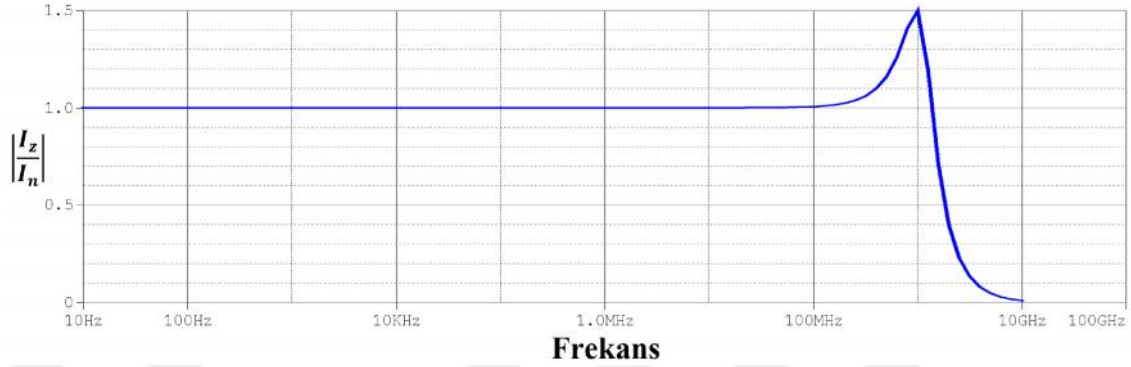
MO-CTTA'nın P ve N uçları açık bırakılarak, Z ucuna uygulanan gerilim ile X+ ve X- uçlarından geçen akım değerinin analizi Şekil 2.27'de yapılmıştır. Pspice programında ile yapılan benzetimlerde kutuplama akımları eşit olarak 100 µA verilmiştir. Bu kutuplama akımlarına göre, uygulanan gerilim -56 mV, 56 mV değerleri aralığında iken, çıkış akımları lineerdir.



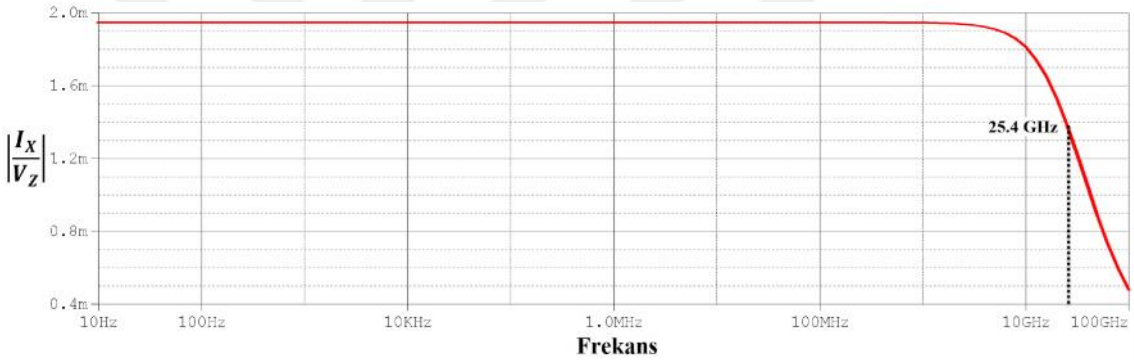
Şekil 2.27 MO-CTTA'nın v_Z gerilimine göre i_{X+} ve i_{X-} akım cevapları

MO-CTTA'nın Pspice programında tanım bağıntılarının AC analizleri yapılmıştır. İlk olarak MO-CTTA'nın P, X+ ve X- uçları açık bırakılarak, N ucuna 1 mA genliğinde 10 Hz-10 GHz aralığında tarama akımı uygulanmıştır. Şekil 2.28'deki AC tarama analiz

sonucundan görüleceği gibi kesme frekansı 1.6 GHz'dir. MO-CTTA'nın P ve N uçları açık bırakılarak, Z ucuna uygulanan 1 V genliğinde 10 Hz-100 GHz aralığında tarama gerilimi uygulanmıştır. Şekil 2.29'daki AC tarama analiz sonucundan görüleceği gibi kesme frekansı 25.4 GHz olarak bulunmuştur.



Şekil 2.28 MO-CTTA'nın N ve Z uçları arasındaki frekans karakteristiği

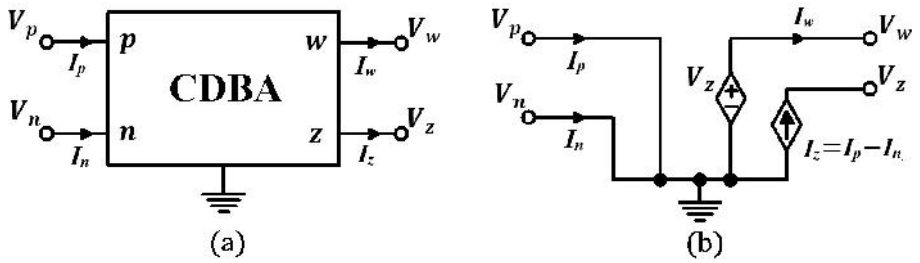


Şekil 2.29 MO-CTTA'nın Z ve X uçları arasındaki frekans karakteristiği

2.6 Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi (CDBA)

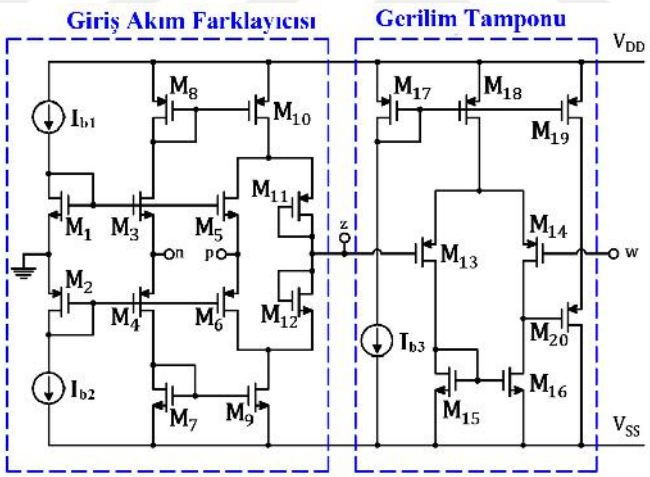
CDBA, Acar ve Özoğuz tarafından 1999 yılında önerilmiştir [28]. Bazı analog sinyal işleme uygulamalarında bu aktif eleman kullanılarak literatüre kazandırılmıştır [29, 87-91]. Devre sembolü Şekil 2.30.a'da gösterilen CDBA'nın p ve n uçları sırasıyla terslemeyen ve tersleyen giriş uçlarıdır. w ve z uçları ise sırasıyla gerilim ve akım çıkış uçlarıdır. Şekil 2.30.b'de bağımlı kaynaklar ile elde edilen eşdeğer devre modeli verilmiştir. İdeal bir CDBA'nın ideal uç tanım bağıntıları Denklem (2.9)'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ I_w \end{bmatrix} \quad (2.9)$$



Şekil 2.30 CDBA'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi

Şekil 2.31'deki CDBA'nın CMOS tranzistörleri ile gerçeklemesinde kullanılan tranzistörlerin kanal genişlik ve uzunlukları Çizelge 2.2'deki gibidir [29]. Bu gerçeklemede M_1-M_{12} tranzistörleri giriş akım farklayıcısı olarak, M_{13}-M_{20} tranzistörleri ise gerilim tamponu olarak görev yapmaktadır.



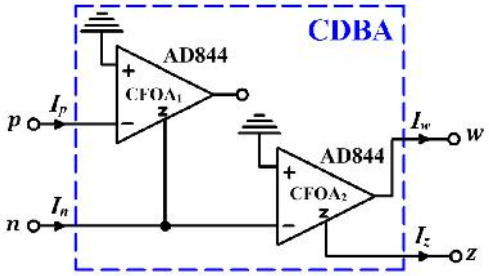
Şekil 2.31 CDBA'nın CMOS gerçeklemesi

Çizelge 2.2 CDBA'nın CMOS gerçeklemesindeki tranzistörlerin boyutları

PMOS Tranzistörler	W(µm)	/	L(µm)
M_2 , M_4 , M_6	4	/	0.25
M_8 , M_{10}	8	/	1
M_{11}	32	/	1
M_{13} , M_{14}	2	/	0.25
M_{17} , M_{18}	1	/	0.25
M_{19}	0.5	/	0.25
M_{20}	10	/	0.25

NMOS Tranzistörler	W(µm)	/	L(µm)
M_1 , M_3, M_5	4	/	0.25
M_7	8	/	1
M_9	7.5	/	1
M_{12}	16	/	1
M_{15} , M_{16}	0.5	/	0.25

Önerilen ilk CDBA, ticari olarak bulunabilen CFOA aktif elemanları AD844'ler ile gerçeklenmiştir. Gerçekleme Şekil 2.32'de verilmiştir.



Şekil 2.32 CDBA'nın CFOA gerçeklemesi

CDBA'nın ideal olmama durumu göz önüne alınırsa uç denklemi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

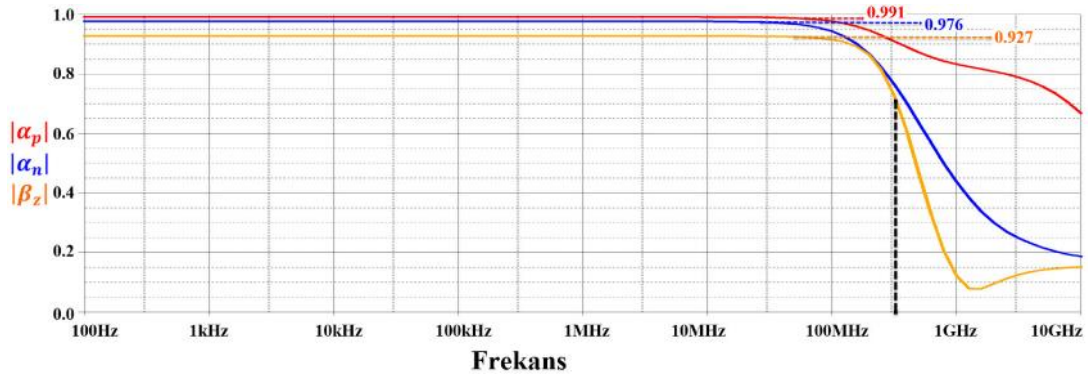
$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sim_p(s) & -\sim_n(s) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & {}_z(s) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ I_w \end{bmatrix} \qquad (2.10)$$

Bu denklemde $\alpha_p(s)$, $\alpha_n(s)$ ve $\beta_z(s)$ sırasıyla; CDBA aktif elemanının ideal olmayan ve frekansa bağlı akım ve gerilim kazançlarıdır. Bu parametreler aşağıda belirtildiği gibidir.

$$\sim_p(s) = \frac{\mu_p(1-£_p)}{(s+\mu_p)} \;,\; \sim_n(s) = \frac{\mu_n(1-£_n)}{(s+\mu_n)} \;,\quad {}_z(s) = \frac{\mu_z(1-£_z)}{(s+\mu_z)} \qquad (2.11)$$

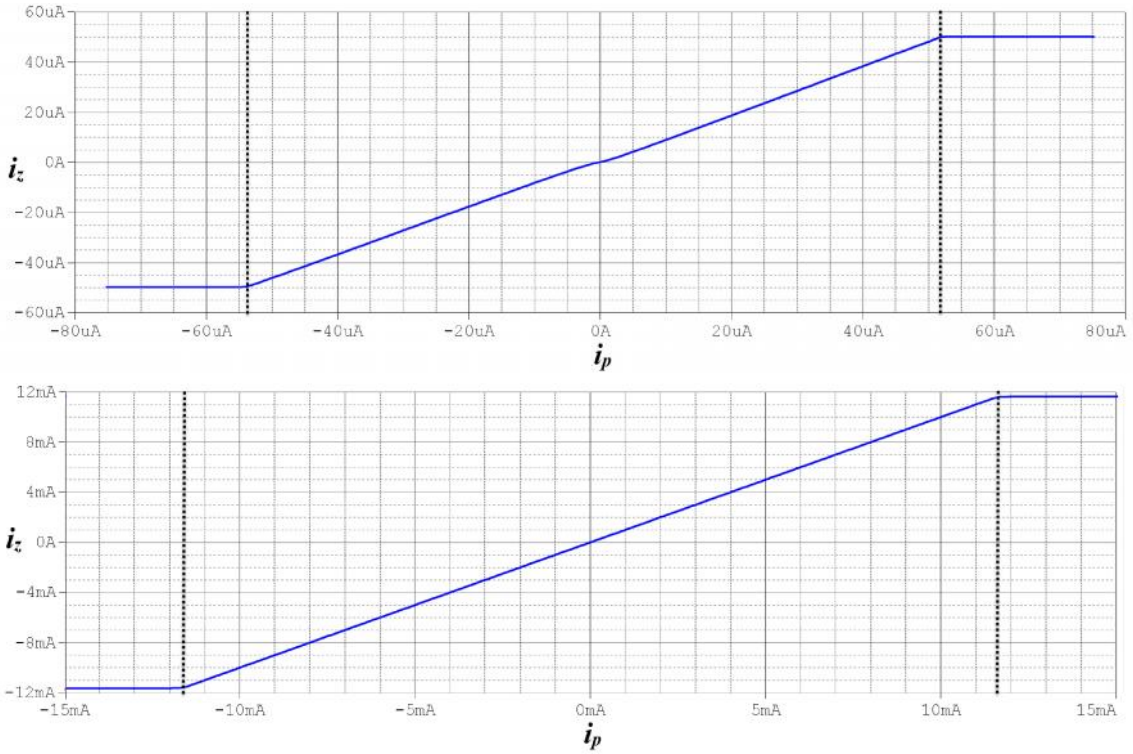
Bu ifadelerde; ε_p ve ε_n akım izleme hataları; ε_z ise gerilim izleme hatası ve ωp, ωn, ωz köşe frekanslarıdır.

CDBA'nın pozitif ve negatif akım kazançları ($\alpha_p=I_z/I_p$ ve $\alpha_n=I_z/I_n$), gerilim kazancı ($\beta_z=V_w/V_z$), Pspice ile benzetim sonuçları Şekil 2.33'de gösterilmiştir. Bu sonuçlara göre; kesim frekansları sırasıyla 7.76 GHz; 392.1 MHz; 328.4 MHz ve maksimum DC kazançları sırasıyla 0.991, 0.976, 0.927 bulunmuştur.



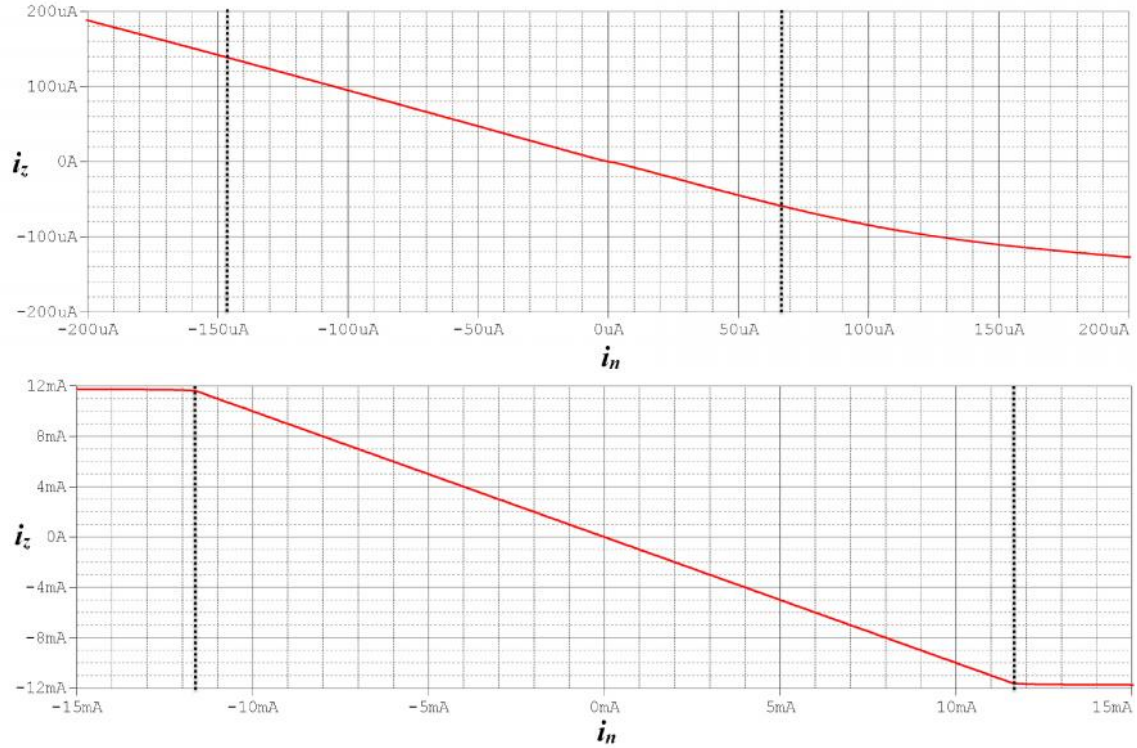
Şekil 2.33 CDBA elemanının genlik-frekans karakteristiği

CMOS ve CFOA'lar ile gerçeklenen CDBA'ların giriş-çıkış akımına göre Pspice programı kullanılarak DC Analiz işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu benzetimlerde besleme gerilim değerleri CMOS tabanlı CDBA için ±1.5 V, CFOA tabanlı CDBA için ±12 V olarak uygulanmıştır. CDBA'nın ilk olarak n ucu açık bırakılarak, z ucundan geçen akımın analizi yapılmıştır. CMOS tabanlı CDBA'nın p ucuna -75 µA ile 75 µA arasında, CFOA tabanlı CDBA için ise -15 mA ile 15 mA arasında tarama akımı uygulanmıştır. Şekil 2.34'deki analiz sonuçlarına göre CMOS tabanlı CDBA'nın z ucu -53 µA ile 50 µA aralığında; CFOA tabanlı CDBA ise, -11.5 mA ile 11.5 mA aralığında lineer sonuç vermektedir.



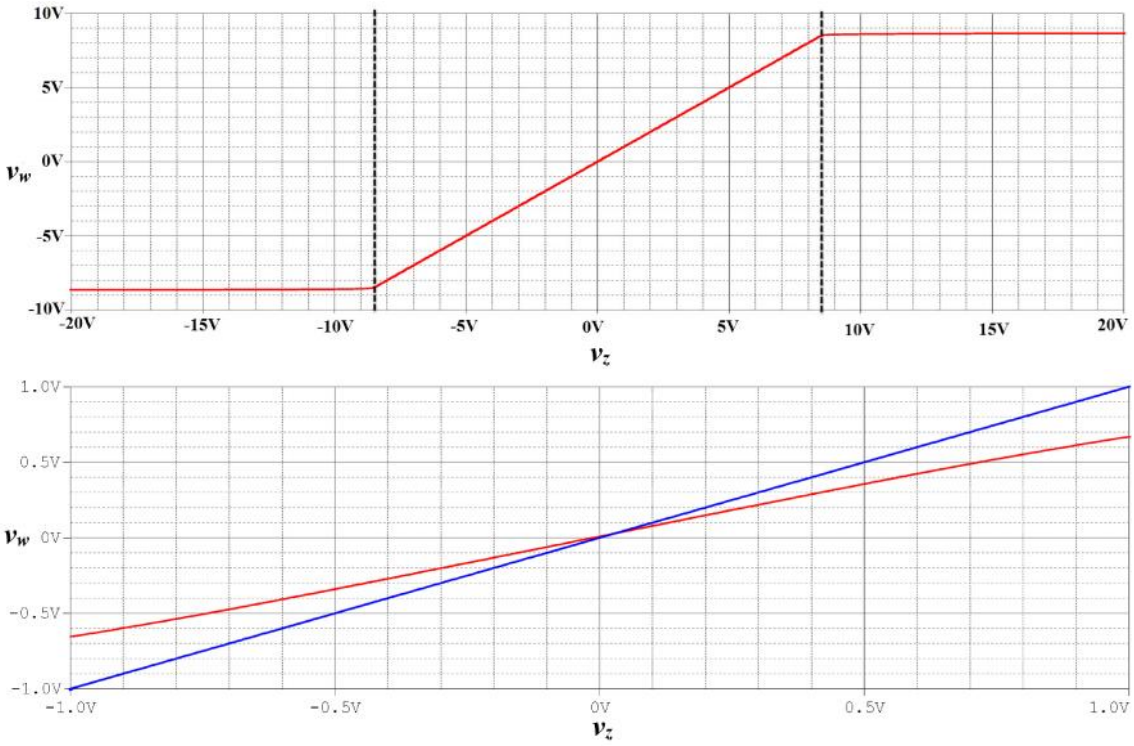
Şekil 2.34 a)CMOS tabanlı b)CFOA tabanlı CDBA'nın i_p akımına göre i_z akım cevabı

CDBA'nın bu defa olarak p ucu açık bırakılarak, n ucuna uygulanan akıma göre, z ucundaki akımın analizi yapılmıştır. CMOS tabanlı CDBA'nın n ucuna -200 µA ile 200 µA arasında, CFOA tabanlı CDBA için ise -15 mA ile 15 mA arasında tarama akımı uygulanmıştır. Şekil 2.35'deki analiz sonuçlarına göre CMOS tabanlı CDBA'nın z ucu -145 µA ile 55 µA aralığında; CFOA tabanlı CDBA ise, -11.5 mA ile 11.5 mA aralığında lineer sonuç vermektedir.



Şekil 2.35 a)CMOS tabanlı b)CFOA tabanlı CDBA'nın I_n akımına göre i_z akım cevabı

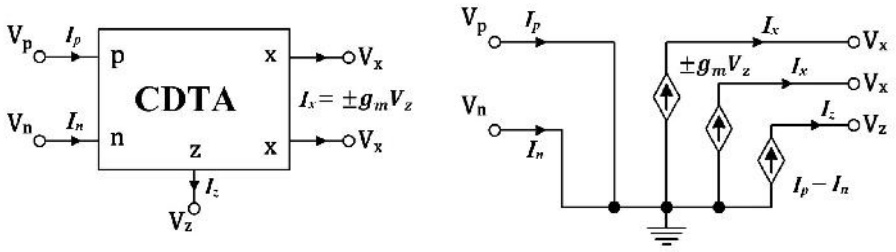
CMOS ve CFOA'lar ile gerçeklenen CDBA'ların w ve z uçlarındaki lineer analizi için DC Analiz işlemi gerçekleştirilmiştir. CDBA'nın p ve n uçları açık bırakılarak, CMOS tabanlı CDBA'nın p ucuna -1 V ile 1 V arasında, CFOA tabanlı CDBA için ise -20 V ile 20 V arasında tarama gerilimi uygulanmıştır. Şekil 2.36'deki analiz sonuçlarına göre CMOS tabanlı CDBA'nın w ucu -1 V ile 1 V aralığında; CFOA tabanlı CDBA ise -8.5 V ile 8.5 V arasında lineer sonuç vermektedir.



Şekil 2.36 a)CMOS tabanlı b)CFOA tabanlı CDBA'nın Vz gerilimine göre Vw gerilim cevabı

2.7 Akım Farkını Alan Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (CDTA)

İlk olarak Biolek tarafından 2003 yılında sunulan CDTA'nın CDBA'dan farkı; CDBA'da bulunan gerilim tamponu, z ucunda gerilim ile kontrol edilen akım kaynağı ile değiştirilmiş olmasıdır [32]. Böylece bu aktif eleman sadece akım giriş ve çıkışlıdır. Bu aktif elemanın devre sembolü ve eşdeğer devresi Şekil 2.37'de gösterilmiştir.

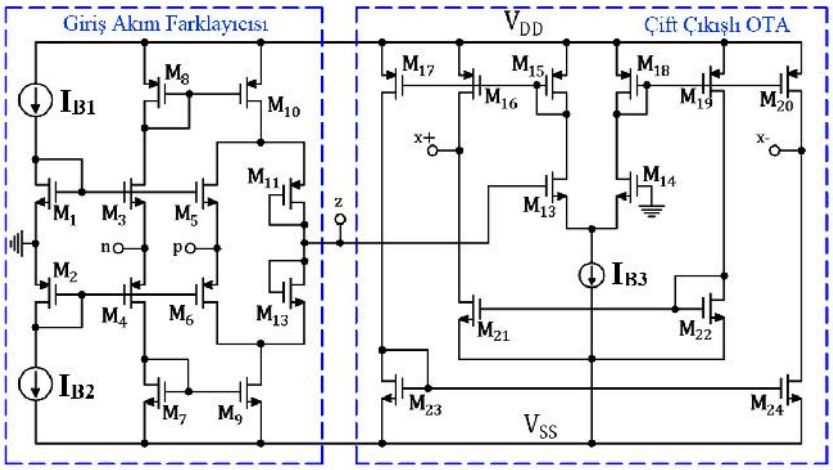


Şekil 2.37 CDTA'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi

Bu aktif elemanın x ucunda akımın yönüne göre üç durumda olabilir. Her iki akım yönü dışarı doğru olması durumunda CDTA++, her iki akımın yönü içeri olması durumunda CDTA--, ya da biri içeri diğeri dışarı doğru olması durumunda CDTA+- olarak isimlendirilir. CDTA'nın uç tanım bağıntıları denklemi denklem (2.12)'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ I_{x+} \\ I_{x-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -g_m & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ V_{x+} \\ V_{x-} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

CDTA'nın CMOS tranzistörler ile gerçeklemesi ise Şekil 2.38'de gösterildiği gibi olmuştur [92]. CDBA gerçeklemesinde kullanılan bu MOS tranzistörlerin boyutları Çizelge 2.3'de verilmiştir. M_1–M_{12} tranzistörleri giriş akım farklayıcı ünitesi olarak, M_{13}–M_{24} tranzistörleri ise çift çıkışlı OTA olarak görev yapmaktadır.



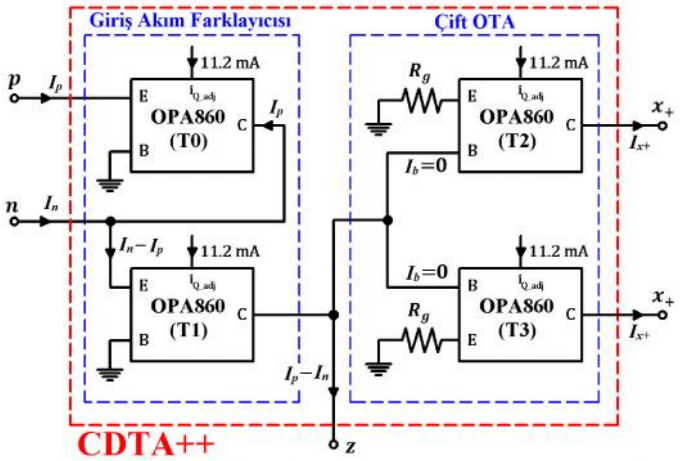
Şekil 2.38 CDTA'nın CMOS gerçeklemesi

Çizelge 2.3 CDTA'nın CMOS gerçeklemesindeki tranzistörlerin boyutları

PMOS Tranzistörler	W(µm) / L(µm)
M_2, M_4, M_6	8 / 1
M_8, M_{10}	5 / 1
M_{11}	20 / 2
M_{15} - M_{20}	6 / 1
NMOS Tranzistörler	**W(µm) / L(µm)**
M_1, M_3, M_5	8 / 1
M_7, M_9	5 / 1
M_{12}	20 / 2
M_{13}, M_{14}	16 / 1
M_{21} - M_{24}	4 / 1

CDTA++, ticari olarak bulunabilir olan akım taşıyıcısı olarak da kullanılabilen OPA860'lar ile gerçeklemesi Şekil 2.39'daki gibi oluşturulmuştur [50]. OPA860'ın CCII davranışı Şekil 2.14'de gösterilmiştir. Bu gerçeklemede T_0 ve T_1 tranzistörleri giriş akım

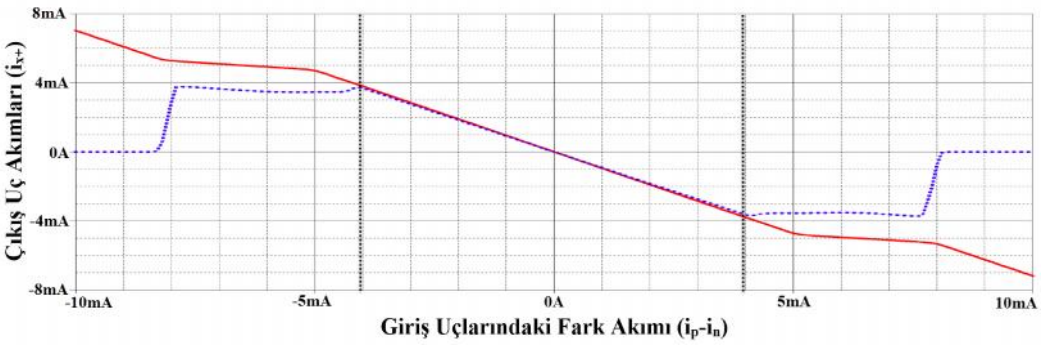
farklayıcısını oluşturmaktadır. Böylede CDTA'nın z ucunda fark akımı i_p-i_n akımı elde edilir.



Şekil 2.39 CDTA'nın OPA860'lar ile gerçeklemesi

T_2 ve T_3 tranzistörleri emitter ucundaki dirençlerle OTA olarak görev yapmaktadır. OTA'nın doğrusallığını arttırıp, offset değerini azaltmak için tranzistörlerin emitter ucuna bağlı olan dejenerasyon dirençleri R_g>>$1/g_m$ olmalıdır. OTA'ların bağlantı şekline göre, CDTA+-, CDTA-+ ve CDTA++ olarak ifade edilebilir.

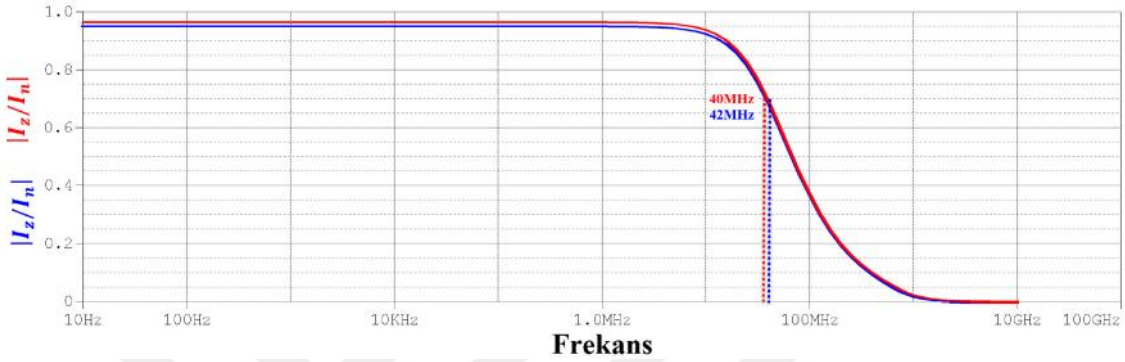
OPA860'lar ile gerçeklenen CDTA++'nın, N ucu açık bırakılarak, P ucundan geçen akıma bağlı olarak çıkış akımlarının analizi Pspice programı kullanılarak yapılmıştır. Z ucuna 1 kΩ değerinde direnç bağlanarak ve OPA860'ların besleme gerilimleri ±5 V olarak elde edilen sonuç Şekil 2.40'da gösterilmiştir. CDTA'nın -4 mA ile +4 mA arasında lineer çalıştığı tespit edilmiştir.



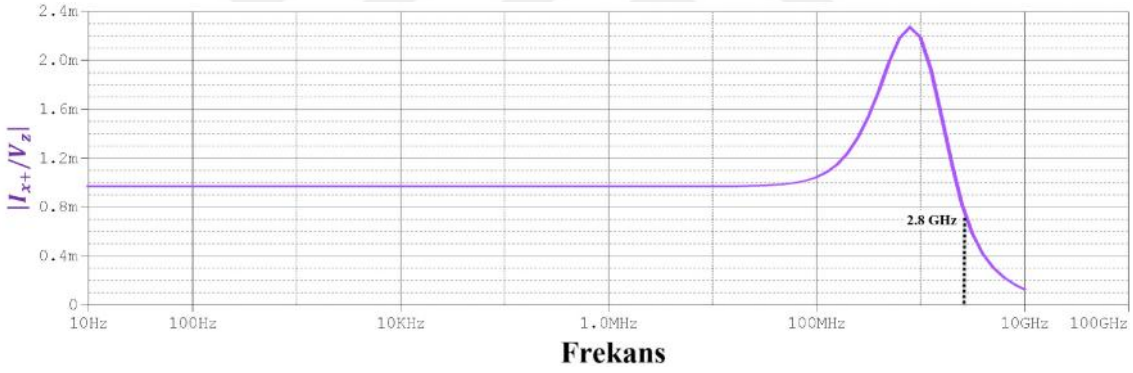
Şekil 2.40 CDTA'nın giriş fark akımına göre i_{x+} akım cevapları

CDTA'nın Pspice programında tanım bağıntılarının AC analizleri yapılmıştır. Bu benzetimlerde besleme gerilim değerleri V_{DD}=-V_{SS}=5 V olarak uygulanmıştır. İlk olarak

x+ ve x- uçları açık bırakılarak, n ve p uçlarına 1 mA genliğinde 10 Hz-10 GHz aralığında tarama akımı uygulanmıştır. Şekil 2.41'daki AC tarama analiz sonucundan görüleceği gibi kesme frekansları 40 ve 42 MHz bulunmuştur. CDTA'nın p ve n uçları açık bırakılarak, Z ucuna uygulanan 1 V genliğinde 10 Hz-10 GHz aralığında tarama gerilimi uygulanmıştır. Şekil 2.42'deki AC tarama analiz sonucundan görüleceği gibi kesme frekansı 2.8 GHz olarak bulunmuştur.



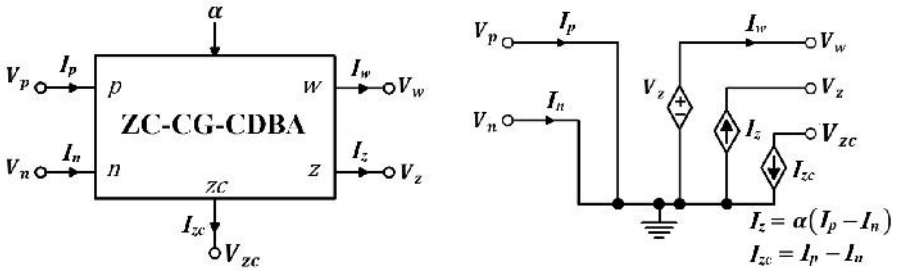
Şekil 2.41 CDTA'nın N, P ve Z uçları arasındaki frekans karakteristiği



Şekil 2.42 CDTA'nın Z ve X uçları arasındaki frekans karakteristiği

2.8 Akım Kazançlı Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi (ZC-CG-CDBA)

ZC-CG-CDBA, ilk olarak 2009'da Umut Engin Ayten tarafından "değiştirilmiş gerilim izleyicili akım farkı kuvvetlendiricisi" olarak CMOS yapıda önerilmiştir [30]. 2011 yılında ise Biolek ve arkadaşları tarafından geliştirilerek, ticari olarak bulunabilir elmas tranzistörler ile gerçeklenmiş aktif elemandır [31]. Şekil 2.43'de devre sembolü gösterilen ZC-CG-CDBA'nın uç tanım bağıntıları Denklem (2.13)'de verilmiştir.

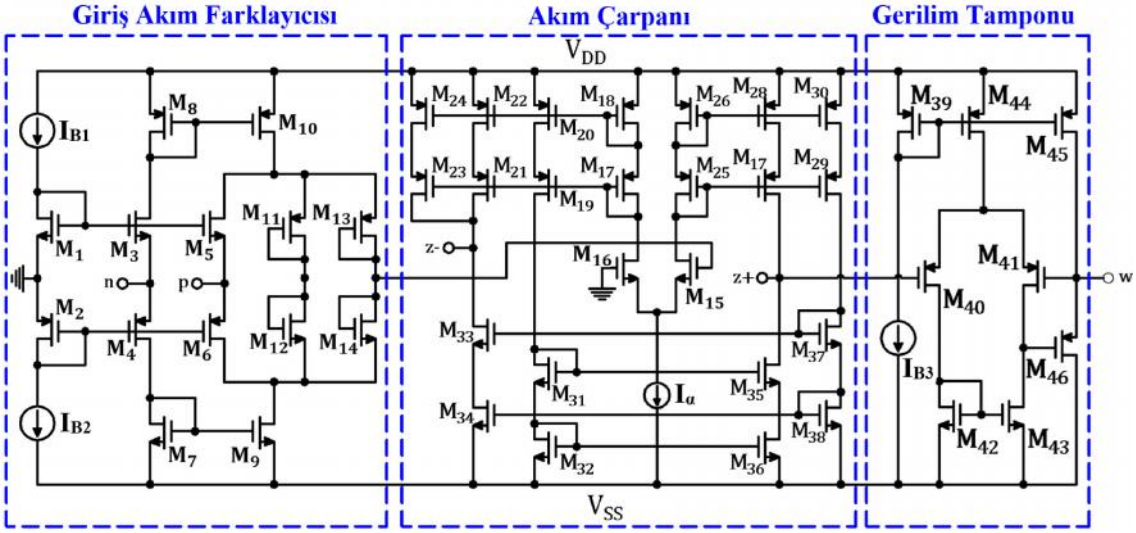


Şekil 2.43 ZC-CG-CDBA'nın a) Devre Sembolü b) Eşdeğer Devresi

Bu aktif elemanda, klasik CDBA'dan farklı olarak i_z akımı dijital olarak değiştirilebilen akım kazancı (α) ile kontrol edilebilir, I_{zc} evrilmiş fark akım çıkışıdır. ZC-CG-CDBA'nın uç tanım bağıntıları denklemi aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ I_{zc} \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sim & -\sim & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ V_{zc} \\ I_w \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

CMOS tranzistörler ile gerçeklemesi Şekil 2.44'te gösterilen ZC-CG-CDBA'nın z+ ve z- uçları genliği ayarlanabilen çıkış uçlarıdır ve yönleri zıttır. Sırasıyla M_1–M_{14} tranzistörleri giriş akım farklayıcı ünitesi, M_{39}–M_{46} tranzistörleri gerilim tamponu ve M_{15}–M_{38} tranzistörleri ise akım çarpıcı olarak görev yapmaktadır.



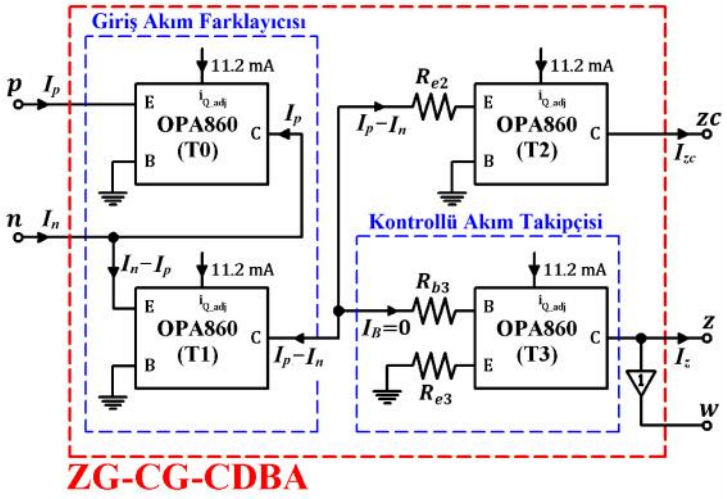
Şekil 2.44 ZC-CG-CDBA'nın CMOS tranzistörlerle gerçeklemesi

Bu modellemede kullanılan tranzistörlerin kanal genişlikleri Çizelge 2.4'de verilmiştir.

Çizelge 2.4 ZC-CG-CDBA'nın CMOS gerçeklemesindeki tranzistörlerin boyutları

PMOS Tranzistörler	W(µm) / L(µm)
M_2, M_4, M_5, M_6, M_{10}	8 / 0.25
M_{11}	4 / 0.25
M_{12}, M_{17}, M_{18}, M_{19}, M_{20}, M_{21}, M_{22}, M_{25}, M_{26}	2.5 / 1
M_{23} , M_{24}	7.5 / 0.25
M_{27}, M_{28}, M_{29}, M_{30}	10.25 / 0.25
M_{39}, M_{44}	1 / 0.25
M_{40}, M_{41}	2 / 0.25
M_{45}	0.5 / 0.25
M_{45}	10 / 0.25
NMOS Tranzistörler	**W(µm) / L(µm)**
M_1, M_3, M_9,	4 / 0.25
M_7	8 / 0.25
M_8	7.75 / 0.25
M_{13}, M_{15}, M_{16}	2 / 0.25
M_{14}	1 / 1
M_{31}, M_{32}, M_{33}, M_{34}, M_{37}, M_{38}	2.25 / 0.25
M_{35}, M_{36}	10 / 0.25
M_{42}, M_{43}	0.5 / 0.25

ZC-CG-CDBA, ticari olarak bulunabilir olan OTA ya da akım taşıyıcısı olarak da adlandırılan OPA860'lar ile gerçeklemesi Şekil 2.45'deki gibi oluşturulmuştur. Bu gerçeklemede T_0 ve T_1 tranzistörleri giriş akım farklayıcısını oluşturmaktadır. Böylece T_1 tranzistörünün kollektör ucunda fark akımı i_p-i_n akımı elde edilir.



Şekil 2.45 ZC-CG-CDBA'nın OPA860'lar ile gerçeklemesi

Bu fark akımı, $(i_p\text{-}i_n)R_{e2}$ gerilim düşümü oluşturarak T_2 tranzistörünün emetöründen geçer ve T_2 transistörünün kollektör ucunda aynalanır. Böylece ZC-CG-CDBA'nin z_c ucunda fark akımı evrilerek elde edilir.

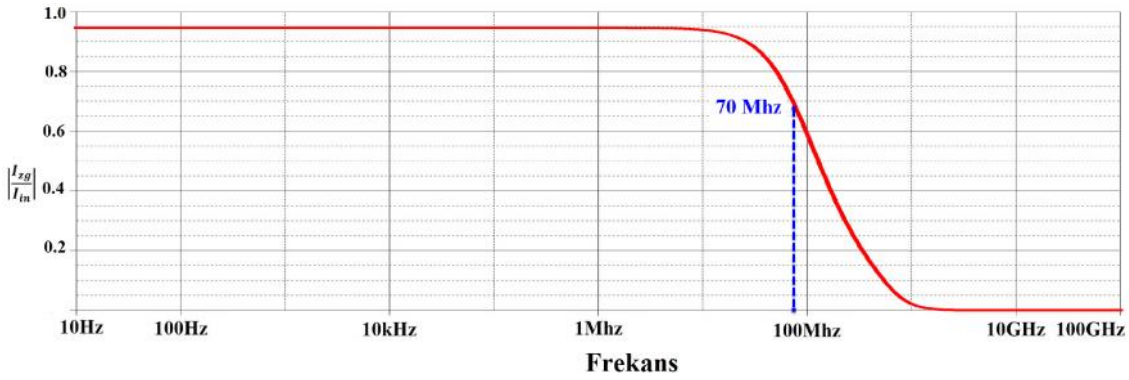
$$i_{e,T1} = -i_{c,T1} = -i_{zc} = i_p - i_n \tag{2.14}$$

Bu gerilim düşümü ayrıca, T_3 tranzistörünün baz ve emetörün uçlarındaki gerilime eşit olacağından, emetör ucunda akım oluşturur. T_3 tranzistörünün kollektör ucunda bu akım aynalanır. OPA860'ın veri sayfasında belirtildiği gibi 25~200 Ω aralığında bir direnç kullanımı i_z parazitlerini izole edeceğinden dolayı, T_3'ün baz ucuna R_{b3} direnci bağlanmıştır.

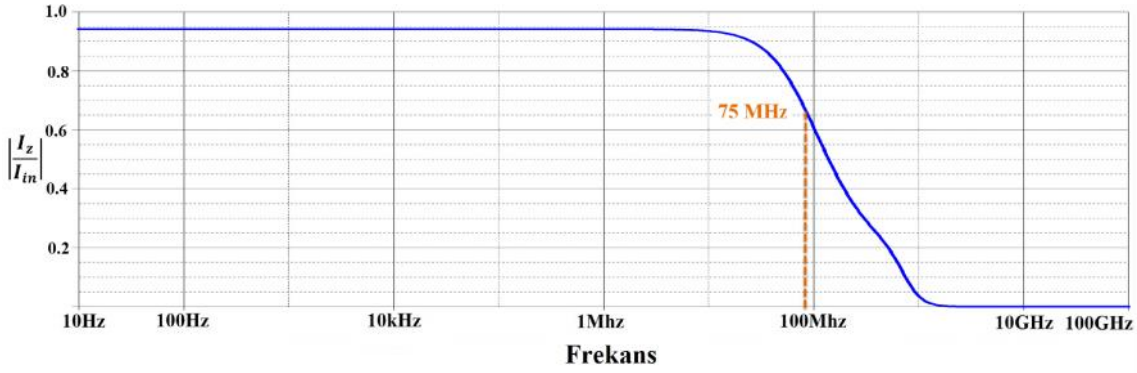
$$i_z = i_{c,T3} = \frac{R_{e2}}{R_{e3}}\left(i_p - i_n\right) \tag{2.15}$$

Sonuç olarak, ZC-CG-CDBA'nin z ucundaki akım genliği R_{e3} sabit iken R_{e2} ile kolayca ayarlanabildiği görülmektedir. z ve w terminallerindeki gerilimler tampon ile eşitlenmiştir.

Pspice programında OPA860'ler ile gerçeklenen ZC-CG-CDBA için çıkış akımının frekans analizi yapılmıştır. Besleme gerilimleri 5 V olarak ayarlanan ZC-CG-CDBA'nın, kazanç değeri 1'e ayarlanarak P ucuna 1 mA genliğinde 10 Hz ile 100 GHz aralığında tarama akımı uygulanmıştır. Yapılan bu analizde, zc ve z uçlarının kesim frekansları sırasıyla yaklaşık olarak 70 MHz ve 75 MHz bulunmuştur.

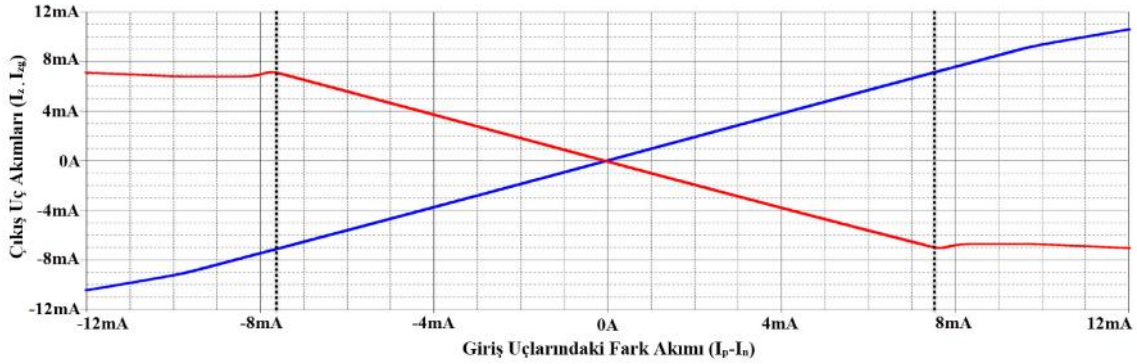


Şekil 2.46 a)ZC-CG-CDBA'nın giriş fark akımı ve Z ucu arasındaki karakteristikleri



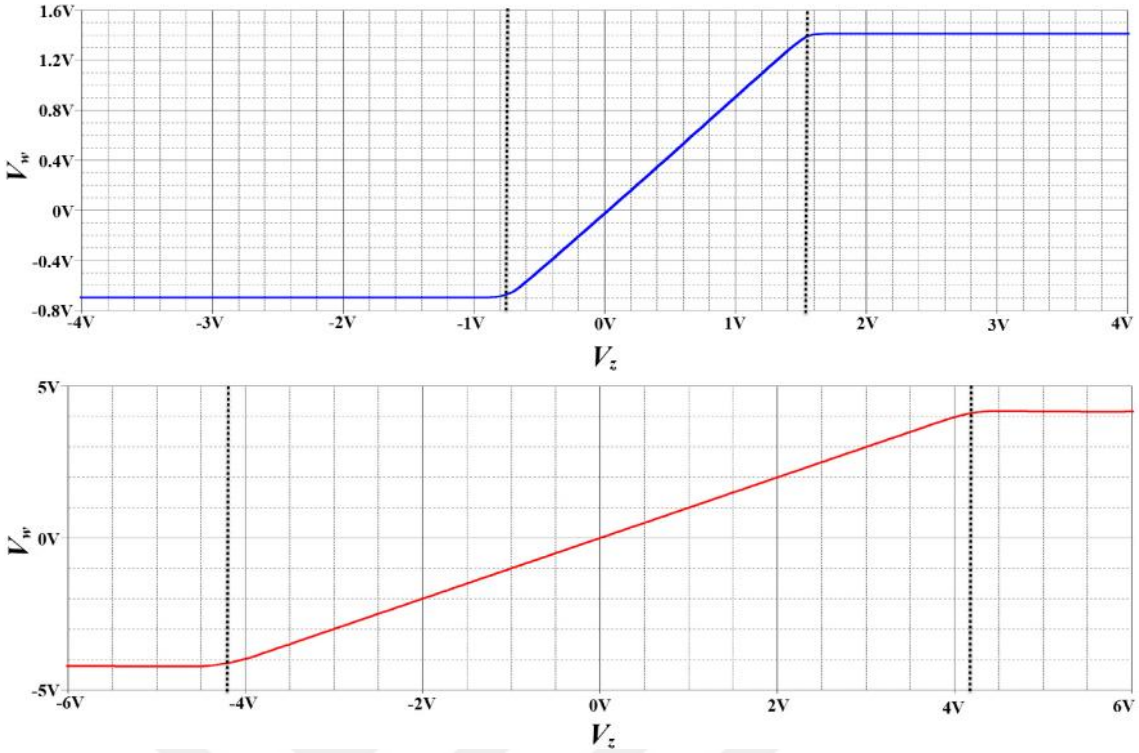
Şekil 2.47 b)ZC-CG-CDBA'nın giriş fark akımı ve Zc ucu arasındaki karakteristikleri

OPA860'lar ile gerçeklenen ZC-CG-CDBA'nın, N ucu açık bırakılarak, P ucundan geçen akıma bağlı olarak çıkış akımlarının analizi Pspice programı kullanılarak yapılmıştır. OPA860'ların besleme gerilimleri ±5 V uygulanarak elde edilen benzetimin sonucu Şekil 2.47'de verilmiştir. ZC-CG-CDBA'nın -7.6 mA ile +7.5 mA arasında lineer çalıştığı tespit edilmiştir.



Şekil 2.47 ZC-CG-CDBA'nın giriş-çıkış karakteristik eğrisi

Şekil 2.48'de Hem CMOS ile hem de OPA860 tabanlı ZC-CG-CDBA'nız z ucundaki gerilime bağlı olarak w ucundaki gerilimin analizi Pspice programı kullanılarak yapılmıştır. CMOS tabanlı ZC-CG-CDBA'nın w ucundaki gerilim çıkışı z ucundaki gerilimin -0.7 V ile 1.4 V arasında olması durumunda, OPA860 tabanlı olanın ise -4.4 V ile 4.3 V arasında olması durumunda lineer sonuç vermektedir.



Şekil 2.48 a)CMOS tabanlı b)OPA860 tabanlı ZC-CG-CDBA'nın z-w uçları gerilim ilişkisi

BÖLÜM 3

TAM DALGA DOĞRULTUCU DEVRELERİ

Mutlak-değer devresi olarak da isimlendirilen tam dalga doğrultucu devrelerinin telekomünikasyon ve kontrol alanında oldukça geniş bir kullanım alanı vardır [42].

DC çeviricilerde, AC voltmeter ve ampermetrelerde, wattmetrelerde, doğrusal fonksiyon jeneratörlerde ve çeşitli lineer olmayan analog sinyal işlem devrelerinde kullanılmaktadır [93]. Klasik diyotlar ile oluşturulan doğrultucuların, diyotların eşik gerilim değerlerinden dolayı hassas devrelerde kullanım alanı dardır.

Hassas yapıda önerilen ilk tam dalga doğrultucuları gerilim modlu olarak, aktif elemanlar ya da MOS transistörler kullanılarak olmuştur [94-98]. Daha sonra OPAMP'in dar frekans bandındaki çalışma rejiminden dolayı, akım modlu devreleri daha popüler hale gelmiştir. Ayrıca akım modlu devreler, düşük güç tüketimi, düşük sıcaklık hassasiyeti, daha yüksek dinamik aralığı, yapısal avantajları ve daha yüksek doğrusal performansları ile avantajlar getirmiştir [10-11]. Akım modlu devrelerin avantajlarından dolayı popülaritesinin artmasından sonra, birçok akım modlu devre önerilmiştir [45-50].

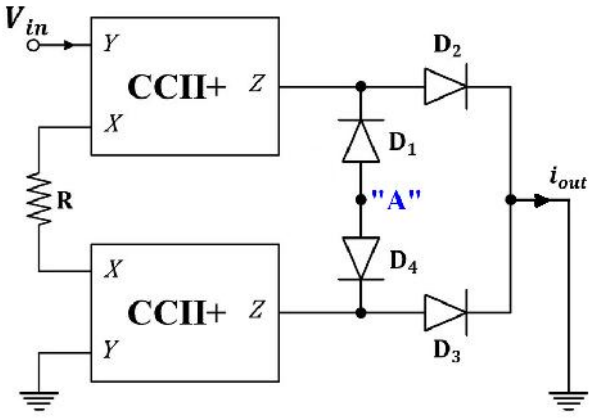
Bu tezde, farklı yapıda ve daha avantajlı akım modlu tam dalga doğrultucu devreleri önerilmiştir. İlk önerilen devrede, aktif eleman olarak CDBA ve iki diyot kullanılmıştır. PSPICE programında, hem CMOS yapıda gerçeklenmiş hem de ticari olarak mümkün CFOA olan AD844'ler ile gerçeklenmiş CDBA ile oluşturulmuş doğrultucu devresinin benzetimleri yapılmıştır. İkinci önerilen devrede ise, ZC-CG-CDBA aktif elemanı ve iki diyot kullanılmıştır. ZC-CG-CDBA elemanının gerçeklemesi hem CMOS yapıda hem de

OPA860'lar ile yapılmıştır. Önerilen devrelerin avantajları bölüm başlıklarında anlatılmıştır.

3.1 CCII Tabanlı Tam Dalga Doğrultucu Devresi

İlk önerilen tam dalga doğrultucu devresi, gerilim modlu olarak iki OPAMP, iki diyot ve beş direnç kullanılarak oluşturulmuştur [41]. Bu devrede, düşük sinyallerde diyotların ON-OFF durumlarında OPAMP'ın düşük yükselme eğiminden dolayı rejenerasyon problem olmaktadır [99]. Bu problem, akım modlu devreler ve akım modlu aktif elemanlar kullanılarak çözülmüştür.

Akım modlu devrelerin avantajları ortaya konulduktan sonra önerilen ilk CM tam dalga doğrultucu devresi, 1993 yılında LTP Elektronik firması tarafından Şekil 3.1'deki gibi akım taşıyıcılar, dört diyot ve bir direnç ile gerçeklenmiştir. Akım taşıyıcı elemanı rejenerasyon hızındaki performansı arttırmıştır. Önerilmiş olan bu devrenin "A" düğüm noktası toprak ucuna bağlanmıştır [45].



Şekil 3.1 CCII tabanlı tam dalga doğrultucu devresi

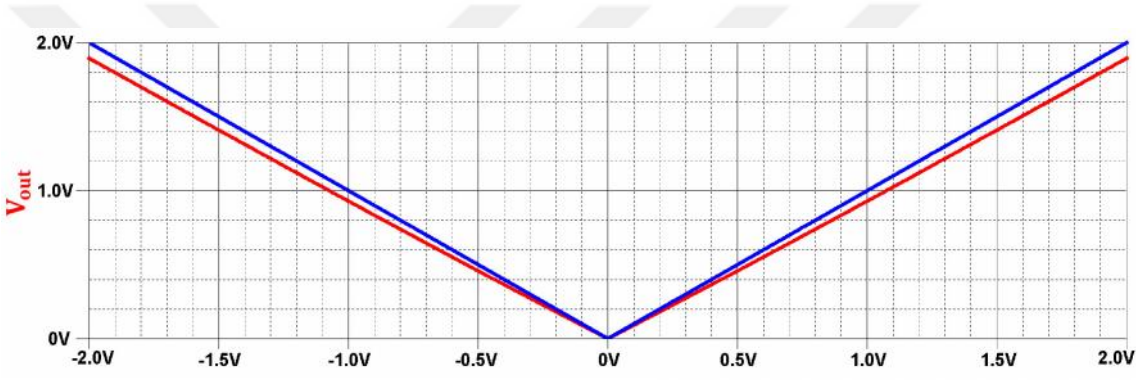
Bu devredeki direnç ve iki akım taşıyıcı elemanı gerilim-akım çevirici olarak görev yapmaktadır [100]. Pozitif giriş gerilim durumunda; V_{in}/R değerindeki çıkış akımları $CCII_1$'nin Z ucundan dışarı doğru, $CCII_2$'nin Z ucundan içeri doğru akar. Bu durumda D_2 ve D_4 diyotları aktif, D_1 ve D_3 diyotları ise pasif duruma geçer. Negatif giriş gerilim durumunda ise; aynı şekilde D_1 ve D_3 diyotları aktif, D_2 ve D_4 diyotları pasif olacağından, dolayı; çıkış akımı V_{in}/R olacaktır.

$$i_{out}(t) = \left| \frac{V_{in}(t)}{R} \right| \tag{3.1}$$

Dolayısıyla, bu devre tam dalga doğrultucu gibi davranmaktadır.

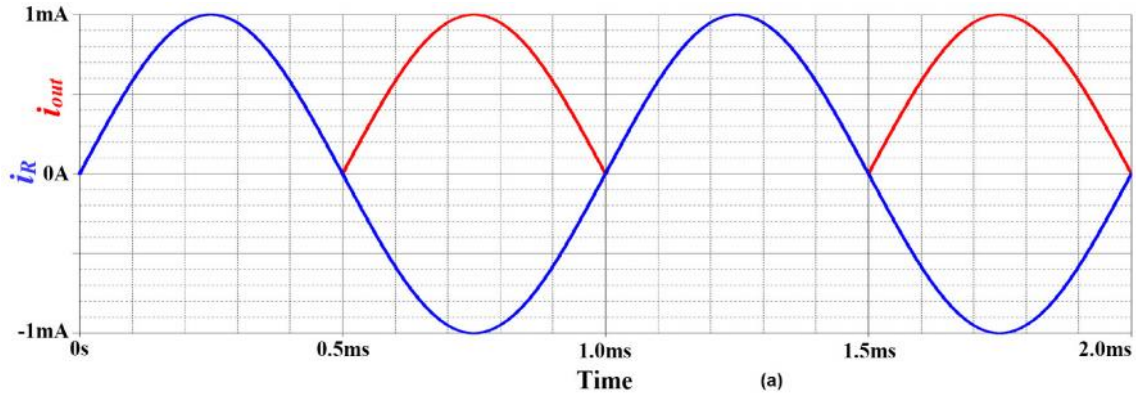
Toumazou tarafından, bu tam dalga doğrultucu devresinde düşük sinyallerde dV/dt sınırlamasından dolayı oluşan bozulmaları azaltmak için "A" düğüm noktasına V_b gerilim kaynağı bağlanması önerilmiştir. Bu gerilim kaynağı ile D_1 ve D_4 diyotlarının sürekli polarlanması sağlanmıştır [46].

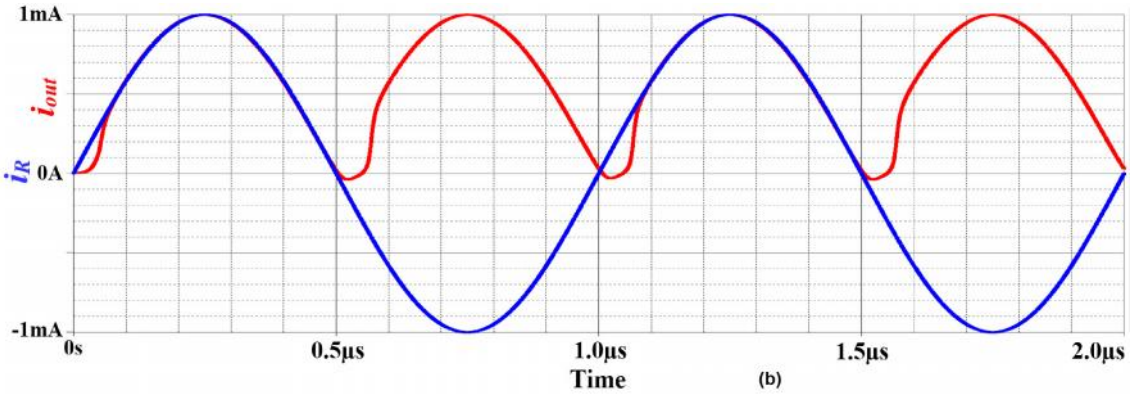
Denklem 3.1'deki teorik sonucu doğrulamak için PSPICE programı ile CCII+ tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetimi yapılmıştır. CCII+ olarak Analog Devices kütüphanesindeki AD844'ler kullanılmıştır. DC güç kaynakları simetrik olarak ±12V uygulanmış ve devredeki tüm diyotlar 1N4148 olarak kullanılmıştır. Şekil 3.2'de, bu devrenin 1 kΩ'deki yüke göre DC gerilim transfer karakteristiği gösterilmiştir.



Şekil 3.2 CCII tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin DC karakteristiği

Şekil 2.23'deki AD844'ün ideal olmayan gösterimindeki r_x direncinden dolayı çıkış akımı $V_{in}/(R+2r_x)$ olacağından dolayı, 1 mA genliğinde sinüsoidal akım sinyali elde edebilmek için benzetimde giriş gerilimi 1.07 V genliğinde uygulamıştır. CCII tabanlı bu doğrultucu devresinin 1 kHz ve 1 MHz frekanslarındaki çıkış akımları Şekil 3.3'de gösterilmiştir.

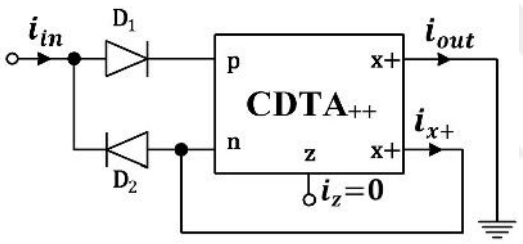




Şekil 3.3 CCII tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetim sonuçları

3.2 CDTA Tabanlı Tam Dalga Doğrultucu Devresi

Akım modlu önerilen devrelerin artmasından sonra, daha az sayıda aktif eleman ve diyot kullanılarak oluşturulan daha basit devrelere ilgi artmıştır. En basit yapıda önerilen devrelerden biri de, Şekil 3.4'teki gibi CDTA ve iki diyot ile CDTA'nın z terminali açık bırakılarak olmuştur [50].



Şekil 3.4 CDTA tabanlı tam dalga doğrultucu devresi

Bu devrede CDTA'nın z terminali açık bırakılarak, i_z=0 olacağından dolayı i_p=i_n olması sağlanmıştır. Giriş akımı i_{in}(t)'nin pozitif olması durumunda; D_1 diyotu aktif; D_2 diyotu ise pasif duruma geçmektedir. Bu durumda giriş akımı D_1 diyotu üzerinden geçecektir. CDTA'nın giriş uçlarındaki eşitliğin sağlanması için; alttaki x+ ucundan n ucuna bağlanmış geri beslemeden akım geçecektir.

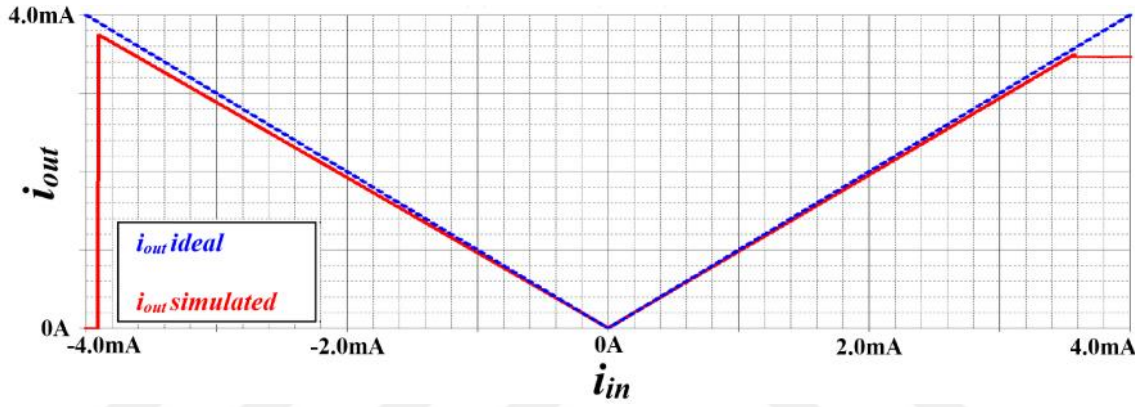
Giriş akımı i_{in}(t)'nin negatif olması durumunda; D_1 diyotu pasif; D_2 diyotu ise aktif duruma geçecektir. Bu durumda i_p=i_n=0 olacak; negatif giriş akımı i_{in}(t), D_2 diyotu üzerinden alttaki x+ terminaline doğru geçecektir.

Sonuç olarak; çıkış akımı

$$i_{out}(t) = i_{x+}(t) = |i_{in}(t)| \tag{3.2}$$

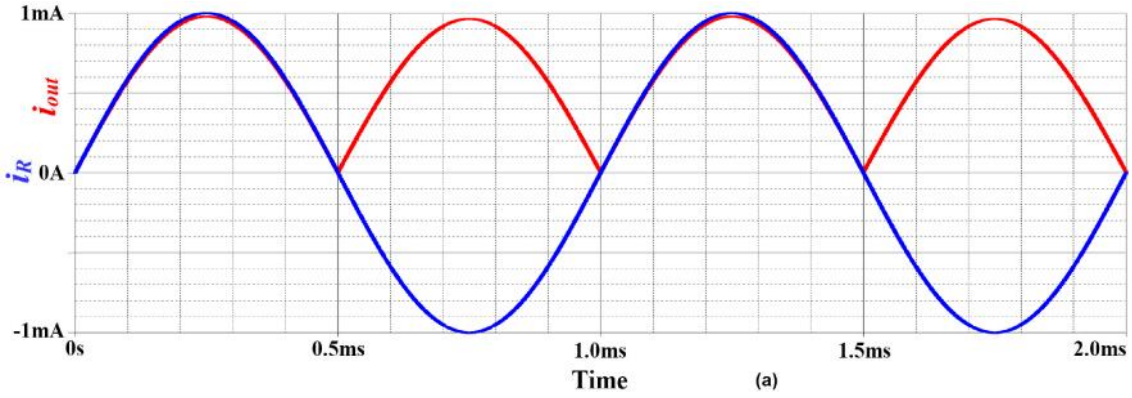
olacağından bu devrenin tamamen tam dalga doğrultucu olarak görev yaptığını söyleyebiliriz.

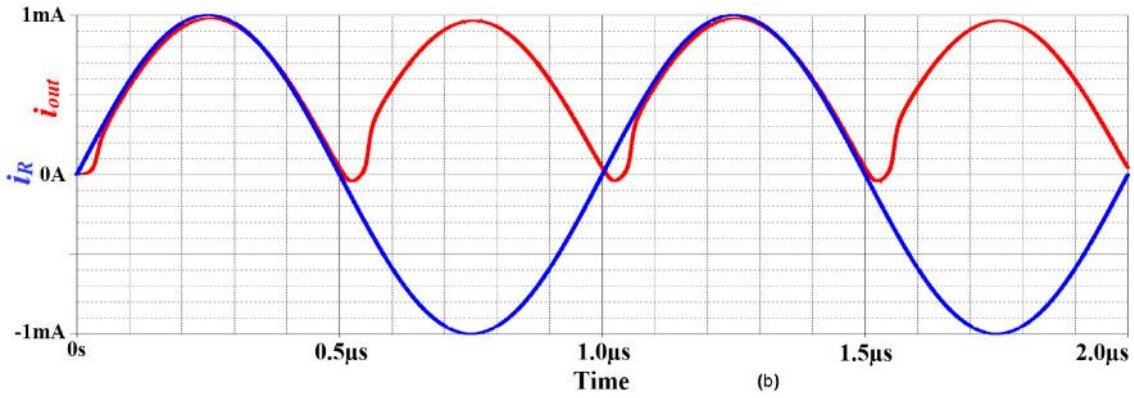
Denklem 3.2'deki teorik sonucu doğrulamak için CDTA++ tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetimi yapılmıştır. CDTA++, Şekil 2.20'de gösterildiği gibi OPA860'ler ile oluşturulmuştur OPA860'lar DC güç kaynağı V_{DD}=−V_{SS}=5 V ile beslenmiştir. Tranzistörlerin geçiş iletkenliğini g_m≈102 Ma/V değerine ayarlayabilmek için R_{ADJ}=250 Ω seçilmiş; pasif akım ise 11.2 mA olarak ayarlanmıştır. Devredeki her iki diyot da 1N4148 olarak seçilmiştir. Şekil 3.2'de, bu devrenin DC transfer karakteristiği benzetim sonucu gösterilmiştir.



Şekil 3.5 CDTA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin DC karakteristiği

1 mA genliğinde sinüsoidal giriş akım sinyalinin 1 kHz ve 1 mHz frekanslarındaki çıkış akımları Şekil 3.6'de gösterilmiştir.

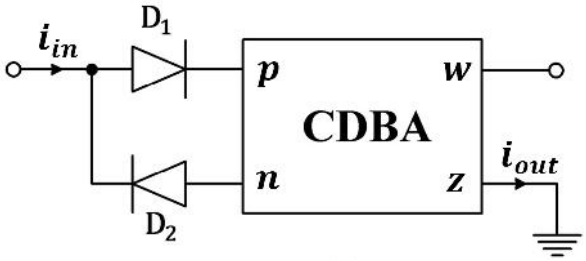




Şekil 3.6 CDTA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetim sonuçları

3.3 CDBA Tabanlı Tam Dalga Doğrultucu Devresi

Bu tezde, ilk önerilen akım modlu tam dalga doğrultucu devresi Şekil 3.7'de verilmiştir. Bu devrede bir adet CDBA ve iki adet diyot elemanı kullanılmaktadır. Bu doğrultucu devresinde kullanılan CDBA hem CMOS yapıda hem de ticari olarak mümkün CFOA olarak bilinen AD844'ler ile gerçeklenmiştir.



Şekil 3.7 CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresi

Önerilen bu devrede $i_{in}(t)$ giriş akımının pozitif olması durumunda, D_1 diyotu aktif , D_2 diyotu ise pasif duruma geçeceğinden dolayı $i_n(t)$ akımı 0 olacaktır. Böylece

$$i_z(t) = i_p(t) = i_{in}(t) \tag{3.3}$$

Giriş akımının negatif olması durumunda ise, D_1 diyotu pasif, D_2 diyotu ise aktif duruma geçip $i_p(t)$ akımı 0 olacaktır.

$$i_z(t) = i_n(t) = i_{in}(t) \tag{3.4}$$

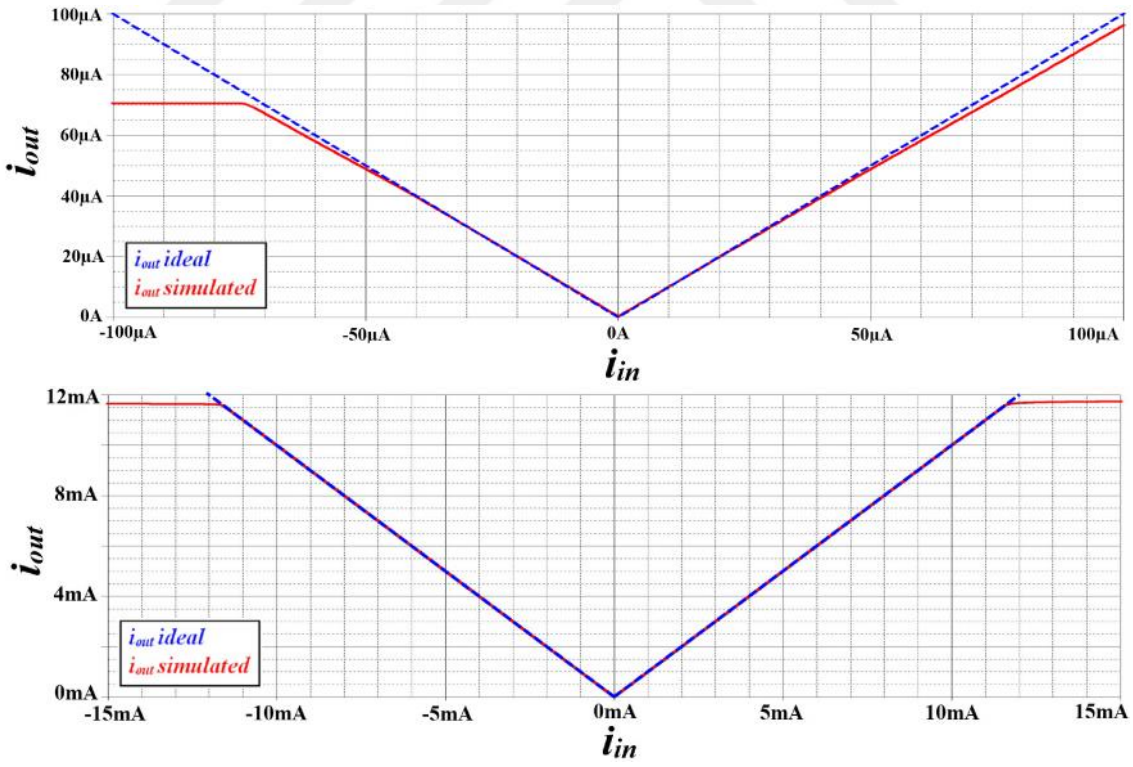
Sonuç olarak çıkış akımının değeri pozitif ve negatif değerler için aşağıdaki ifade edilebilir.

$$i_{out}(t) = i_z(t) = |i_{in}(t)| \tag{3.5}$$

Bu denkleme göre, evirmeyen tipte tam dalga doğrultucu devresi elde edilmiştir. D_1 ve D_2 diyotlarının anot ve katotlarının yönü değiştirilir ise eviren tipte tam dalga doğrultucu devresi elde edilebilir.

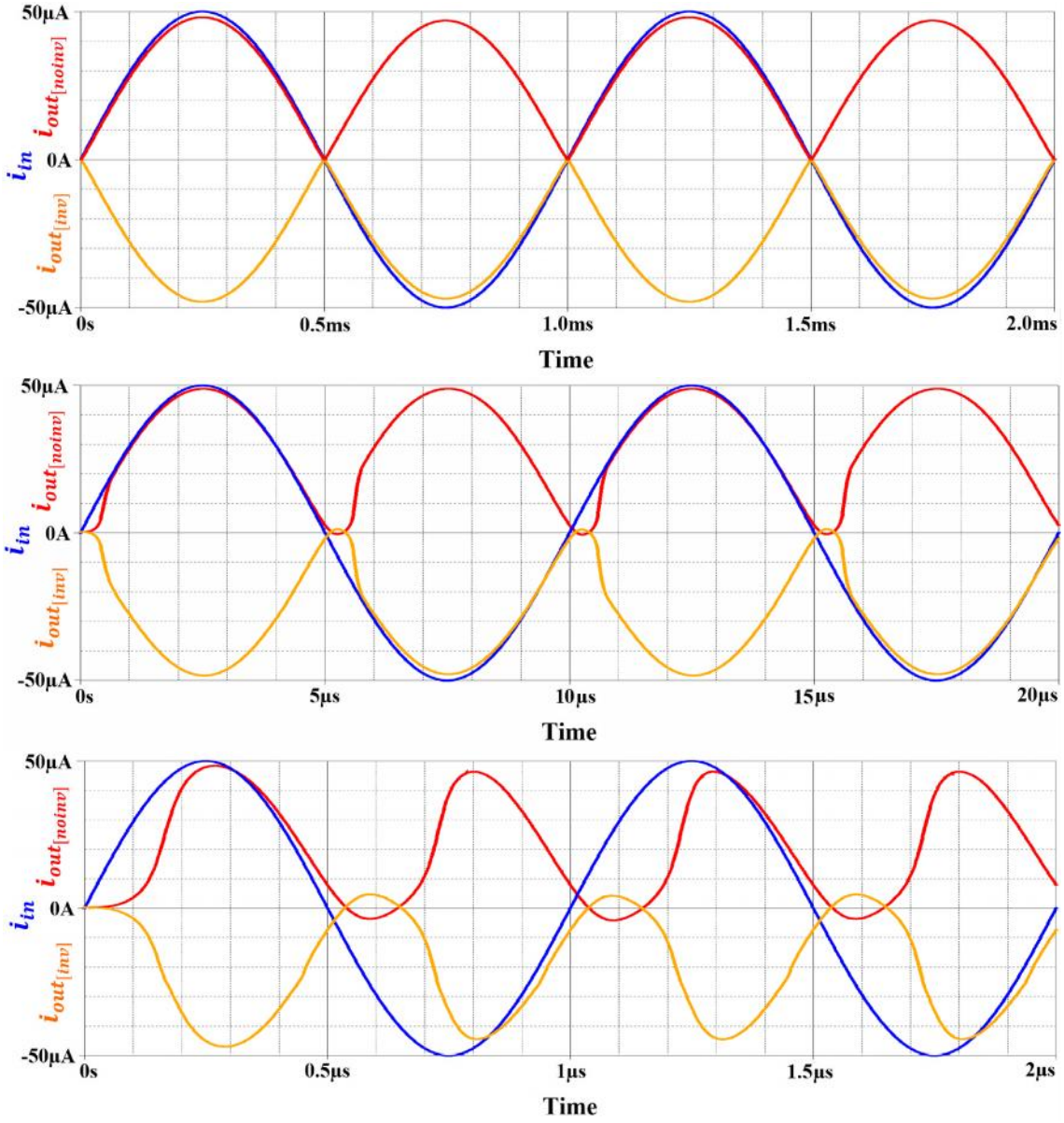
3.3.1 Benzetim Sonuçları

Yukarıda verilmiş olan teorik analizleri doğrulamak için önerilen tam dalga doğrultucu devresinin Pspice programında benzetim yapılmıştır. CMOS tabanlı CDBA, Pspice programında Şekil 2.31'deki gibi MOS tranzistörlerin kanal genişlikleri ise Çizelge 2.2'deki gibi verilerek oluşturulmuştur. DC güç kaynakları $V_{DD}= -V_{SS}=2.5$ V olarak ayarlanmış ve 1N4148 diyotları kullanılmıştır. Benzetim uygulamasında 7.seviyede 0.25 µm TSMC CMOS teknoloji parametreleri kullanılmıştır. Şekil 3.8.a'da, önerilen devrenin DC transfer karakteristiği gösterilmiştir. Aynı benzetim Şekil 2.32'deki gibi Analog Devices kütüphanesindeki AD844'ler kullanılarak da yapılmıştır [86]. DC güç kaynakları simetrik olarak ±12 V uygulanmış; benzetim sonucu Şekil 3.8.b'de gösterilmiştir.



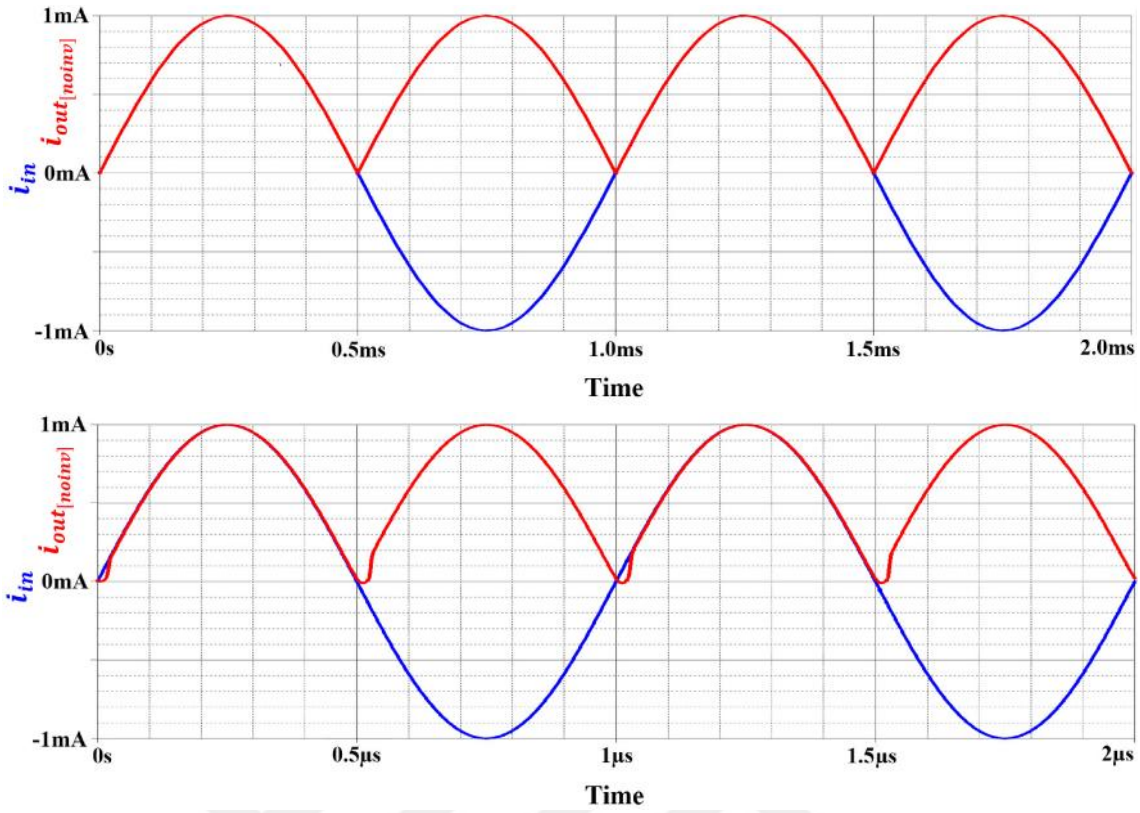
Şekil 3.8 Önerilen evirmeyen tipteki tam dalga doğrultucu devresinin DC karakteristiği a) CMOS-tabanlı CDBA, b) CFOA-tabanlı CDBA.

CMOS yapıda gerçeklenen CDBA tabanlı doğrultucu devresinin farklı frekanslardaki akım çıkışları Şekil 3.9'da gösterilmiştir. 50 µA genliğindeki giriş sinyali; sırasıyla 1 kHz, 100 kHz ve 1 MHz frekanslarda uygulanmıştır. Bu şekilden görülen önerilen devrenin düşük frekanslardaki sonucu, teorik sonuca en yakın olduğu frekanslardır.



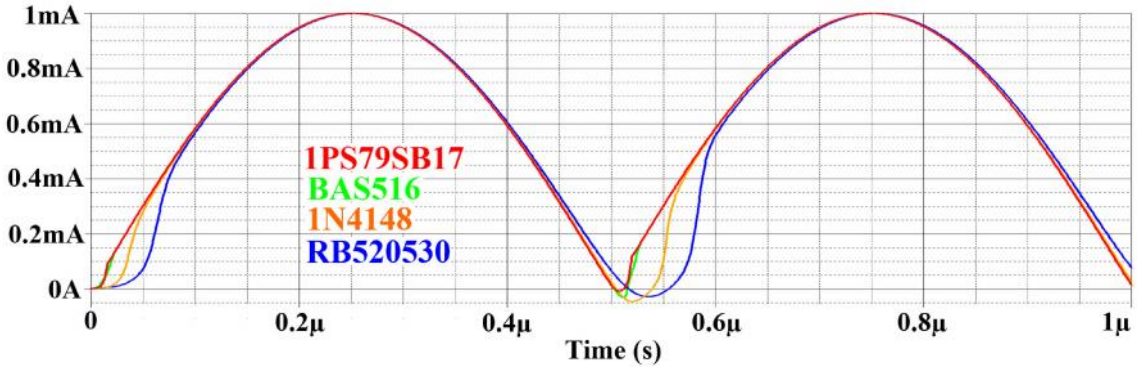
Şekil 3.9 CMOS yapıda gerçekleşen CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetim sonucu (a) 1 kHz, (b) 100 kHz, (c)1 MHz frekansı için

CFOA yapıda gerçeklenen CDBA tabanlı doğrultucu devresinin farklı frekanslardaki akım çıkışları Şekil 3.10'da gösterilmiştir. Giriş sinyali 1 mA genliğinde 1 kHz ve 1 MHz frekanslarında uygulanmıştır.



Şekil 3.10 CFOA yapıda gerçekleşen CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetim sonucu (a) 1 kHz (b) 1 MHz frekansı için

Yukarıdaki benzetim sonuçlarında, yüksek frekanslarda bozulmaların arttığı görülmektedir. Bunun nedeni aktif elemanın rejenerasyon hızının yanında; temel nedeni yarı iletken diyotların ideal olmayan yapılarıdır. Diyotlar yüksek frekanslardaki sinyallerde aktif-pasif durumlarda zorlukla rejeneratif duruma geçip, doğrultma işlemini zorlukla yapmaktadır. Yüksek hızlı diyot kullanmak daha iyi sonuç alınmasını sağlayabilir. Önerilen devredeki diyot tipleri değiştirilerek benzetim tekrarlanmıştır. Şekil 3.11'de diyot seçiminin yüksek hızdaki verimine etkisi görülmektedir.



Şekil 3.11 Önerilen doğrultucu devresinde diyot performans karşılaştırması

3.3.2 DC ve RMS Hatası Analizi

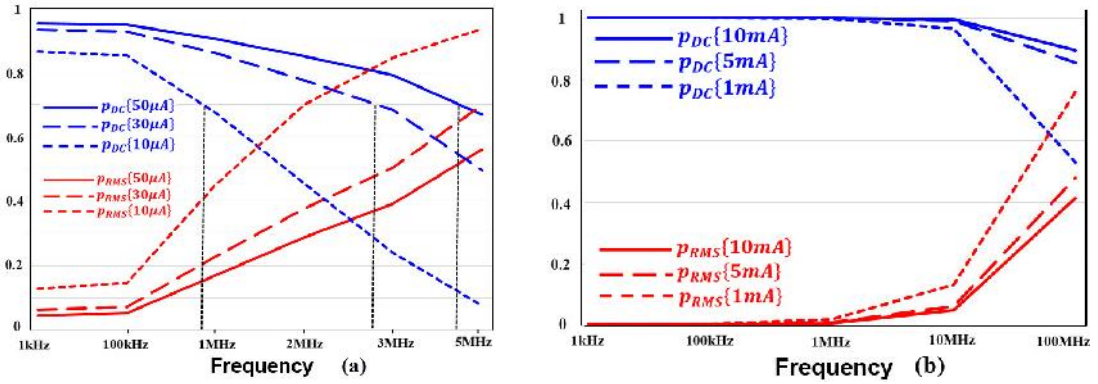
Doğrusal olmayan yapılarından dolayı doğrultucu devrelerinin AC analizini yapmak oldukça zordur. Biolek tarafından 2004 yılında "Genel Frekans Cevabı (GFR)" metodu sunulmuştur [101]. Bu method ile farklı tipteki tipteki doğrultucu devrelerini karşılaştırmak ve değerlendirmek benzetim programları ile daha kolay hale gelmiştir.

Önerilen akım modlu doğrultucu devresi için DC Transfer Değeri *(pDC)* ve Karekök Ortalama Hatası *(pRMS)* denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$p_{DC} = \frac{\int_T i_{out}(t)dt}{\int_T i_{in}(t)dt} \quad , \quad p_{RMS} = \frac{\int_T [i_{out}(t) - i_{in}(t)]^2 dt}{\int_T (i_{in}(t))^2 dt} \tag{3.6}$$

İdeal bir tam dalga doğrultucu için; DC transfer değeri ve Karekök Ortalama Hatasının sırasıyla 1 ve 0 olması beklenir.

CMOS ile gerçeklenen CDBA'lı doğrultucu devresinde benzetimde 10 µA, 30 µA, 50 µA genliğinde giriş sinyalleri sırasıyla 1 kHz, 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz ve 100 MHz frekanslarında uygulanmıştır. Aynı benzetim, CFOA yapıdaki CDBA'lı devre için 1 mA, 5 mA ve 10 mA genliğindeki sinüsoidal akımı uygulanmıştır. *pDC* ve *pRMS* değerleri frekans ekseninde aynı grafikte Şekil 3.12'de oluşturulmuştur.



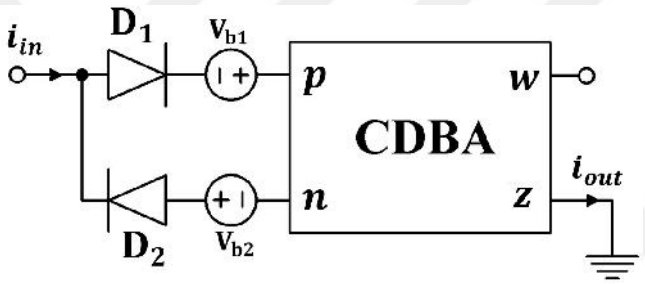
Şekil 3.12 Önerilen doğrultucu devresi için DC ve RMS hata analizi (a) CMOS-tabanlı CDBA, (b) CFOA-tabanlı CDBA

Giriş genliği azaldıkça, DC hatası azalmaktadır. CMOS ve CFOA yapıdaki CDBA ile oluşturulan tam dalga doğrultucu devresinin farklı giriş sinyalindeki kesme frekansları Çizelge 3.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 3.1 CDBA tabanlı TDD devresinin DC transfer hatası kesme frekansları

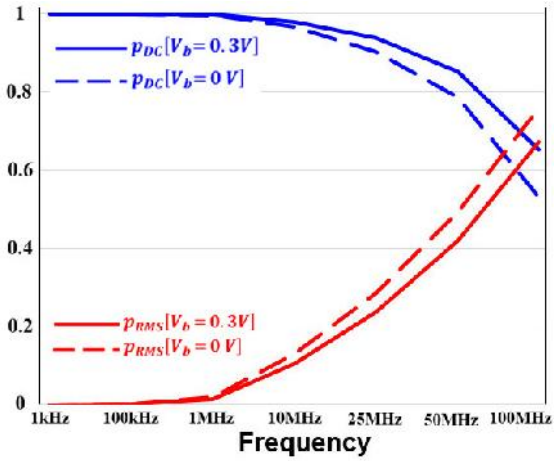
CMOS yapıdaki CDBA'lı devre		CFOA yapıdaki CDBA'lı devre	
Giriş Akımı	Kesme Frekansı	Giriş Akımı	Kesme Frekansı
10 µA	900 KHz	1 mA	30 MHz
30 µA	2.75 MHz	5 mA	100 MHz üzerinde
50 µA	4.5 MHz	10 mA	100 MHz üzerinde

Önerilen bu tam dalga doğrultucu devresindeki diyotlardaki ON-OFF durumlarındaki rejenerasyon problemi, Şekil 3.13'de gösterildiği gibi bias gerilim kaynağı eklenerek de çözülebilir [102]. Bu doğrultucu devresine bias gerilim kaynakları(V_{b1}=V_{b2}=0.3 V) eklenerek D_1 ve D_2 diyotları sürekli polarlanmıştır.



Şekil 3.13 Önerilen doğrultucu devresi kutuplama gerilim kaynağı ile

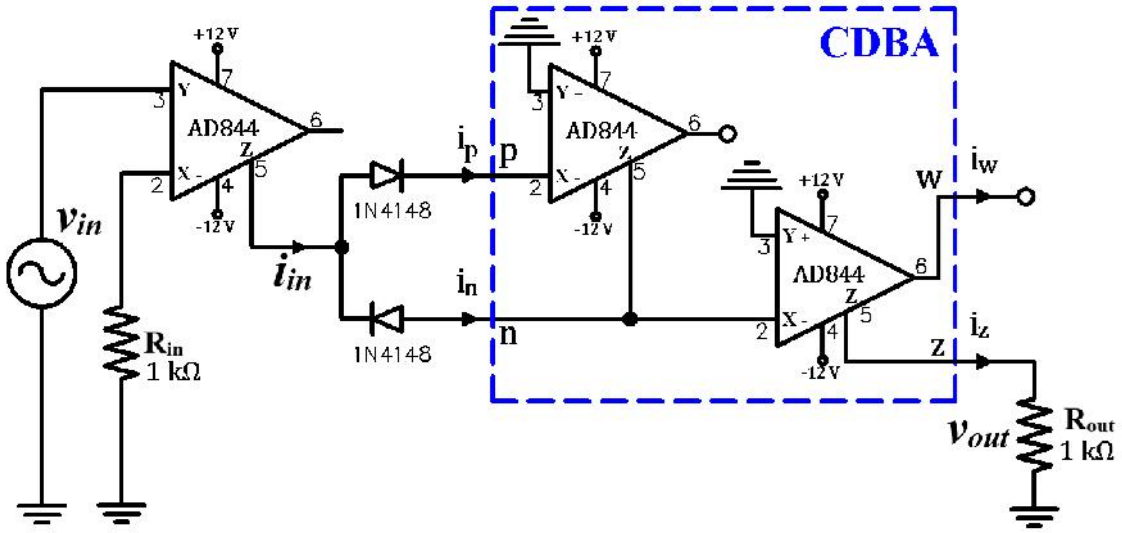
Şekil 3.14'de, bias gerilimi eklenmeden ve eklendikten sonra yapılan GFR analizi yer almaktadır. Performanstaki iyileşme net bir şekilde görülmektedir.



Şekil 3.14 Kutuplama gerilim eklendikten sonra pDC and pRMS değerlendirmesi

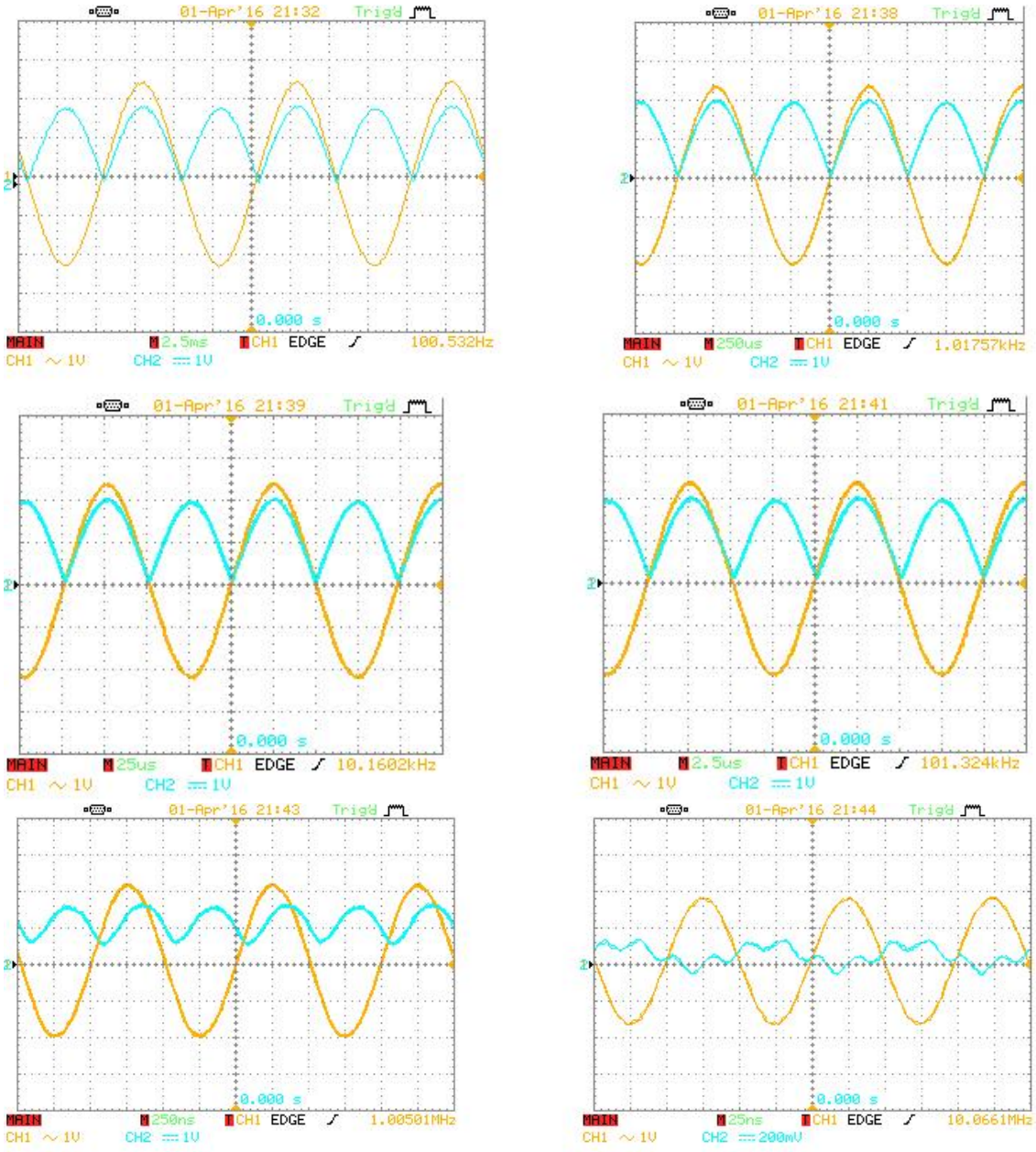
3.3.3 Deney Sonuçları

İki adet akım geri beslemeli işlemsel kuvvetlendiricisi olan AD844'ler ile CDBA aktif elemanı oluşturularak ve 2 adet 1N4148 diyotu kullanılarak tam dalga doğrultucusu devresinin deneysel çalışması yapılmıştır. Bir adet AD844 kullanılarak basit yapıda gerilimden akım çevirici elde edilerek Şekil 3.15'deki devre oluşturulumuştur.

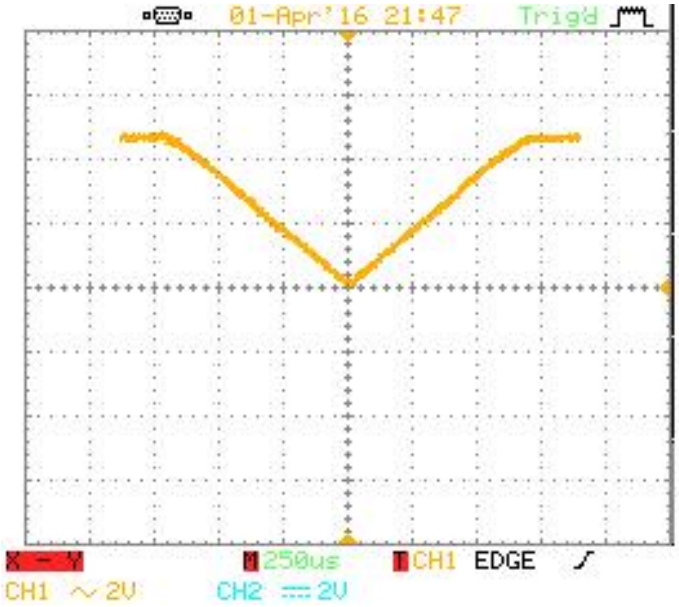


Şekil 3.15 CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin deneysel kurulumu

Devrenin i_{in} giriş akımı; $v_{in}(t)/(R_{in}+R_x)$ değerine eşit olacaktır. Bu ifadedeki R_x ideal olmayan AD844'deki x terminal direncidir. $R_{in}=R_{out}=1$ kΩ dirençleri devreye bağlanmıştır. AD844'lere ±12 V besleme gerilimleri uygulanmıştır. 2V genliğindeki sinüs gerilimi devreye 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz ve 10 MHz frekanslarında uygulanmıştır. Bu genlik ve frekanslarda ölçülen çıkış gerilimleri Şekil 3.16'da gösterilmiştir. Önerilen bu tam dalga doğrultucu devresinin DC karakteristiği ise Şekil 3.17'de verilmiştir. Bu deneysel çalışma çalışmaları GW Instek marka GDS-2102 model osiloskopta elde edilmiştir.



Şekil 3.16 CDBA tabanlı doğrultucu devresinin farklı frekanslarda giriş-çıkış gerilim sonuçları



Şekil 3.17 CDBA tabanlı doğrultucu devresinin V_{in}-V_{out} sonucu

3.3.4 Önerilen Doğrultucu Devresinin Avantajları

Önerilen CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresininin avantajları;

- Devre yapısı akım modludur. Dolayısıyla; akım modun gerilim moda göre tüm avantajlarına sahiptir.
- Hem tümleşik devre olarak üretilebilir, hem de ticari olarak mümkün çipler ile gerçeklenebilir.
- CDTA tabanlı tam dalga doğrultucu devresi Ref.[49,50]'daki çözüme göre daha ucuz çözüm sunar.
- CFOA'lu CDBA modeli geniş bir giriş akım aralığında çalışır.
- CMOS tabanlı CDBA modeli Ref. [103]'daki çözüme göre daha az CMOS tranzistör önerir.

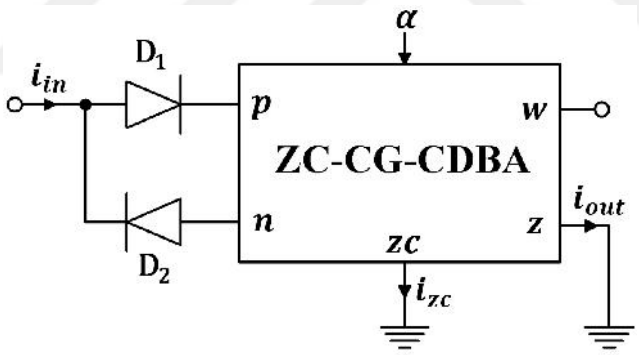
CDBA aktif elemanı kullanılarak önerilen bu tam dalga doğrultucu devresinin, daha önce önerilen literatürdeki devreler ile karşılaştırması Çizelge 3.2 'de gösterilmiştir.

Çizelge 3. 2 Önerilen CDBA tabalı TDD devresinin önceki akım modlu devrelerle karşılaştırması

			Giriş Akım Sinyalinin	
Ref.	**Kullanılan Aktif Elemanlar**	**Diyot**	**Maks. Frekansı**	**Maks. Genliği**
[49]	1 CDTA	4	10 MHz	±1 mA
[50]	1 CDTA	2	60 MHz	±3 mA
[51]	2 CCII	2	0.5 MHz	±0.1 mA
[52]	1 CCII , 1 UVC	2	-	-
[53]	1 DXCCII	2	120 MHz	±0.3 mA
[54]	3 CF	4	-	-
[55]	1 MZC-CDTA	2	10 MHz	±0.3 mA
Önr.	1 CDBA (CFOA tabanlı)	2	100 MHz	±10 mA
	1 CDBA (CMOS tabanlı)	2	4.5 MHz	±50 µA

3.4 ZC-CG-CDBA Tabanlı Tam Dalga Doğrultucu Devresi

Önerilen diğer bir akım modlu tam dalga doğrultucu devresi Şekil 3.18'de gösterildiği üzere, bir ZC-CG-CDBA ve iki diyot kullanılarak olmuştur. Bu doğrultucu devresinde kullanılan ZC-CG-CDBA hem CMOS yapıda hem de ticari olarak mümkün OPA860'lar ile gerçeklenmiştir.



Şekil 3.18 ZC-CG-CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresi

Bu devrede $i_{in}(t)$ giriş akımının pozitif olması durumunda, D_1 diyotu aktif , D_2 diyotu ise pasif duruma geçeceğinden dolayı $i_n(t)$ akımı 0 olacaktır. Böylece

$$i_z(t) = \sim i_p(t) = \sim i_{in}(t) \tag{3.7}$$

Giriş akımının negatif olması durumunda ise, D_1 diyotu pasif, D_2 diyotu ise aktif duruma geçip $i_p(t)$ akımı 0 olacaktır.

$$i_z(t) = \sim i_n(t) = \sim i_{in}(t) \tag{3.8}$$

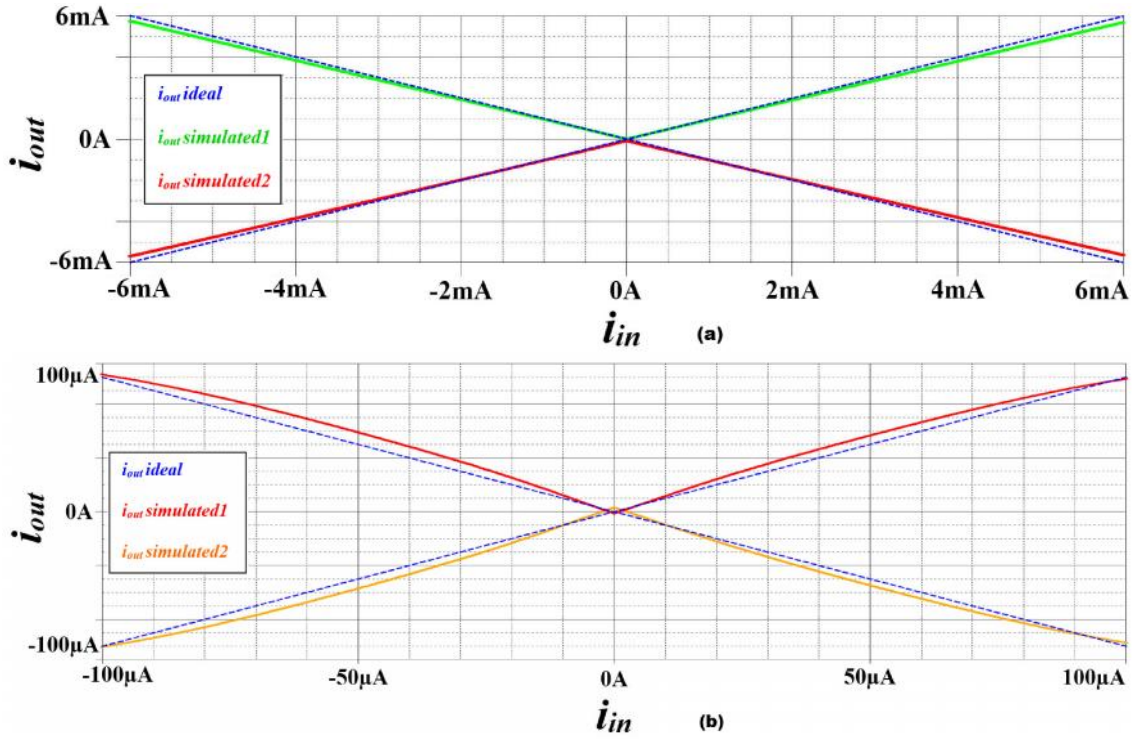
Sonuç olarak çıkış akımının değeri pozitif ve negatif değerler için aşağıdaki ifade edilebilir.

$$i_{out}(t) = i_z(t) = \sim |i_{in}(t)| \qquad i_{zc}(t) = -|i_{in}(t)| \tag{3.9}$$

Bu denkleme göre, genliği ayarlanabilen evirmeyen ve genliği ayarlanamayan everen tipte iki çıkışı bulunan tam dalga doğrultucu devresi elde edilmiştir.

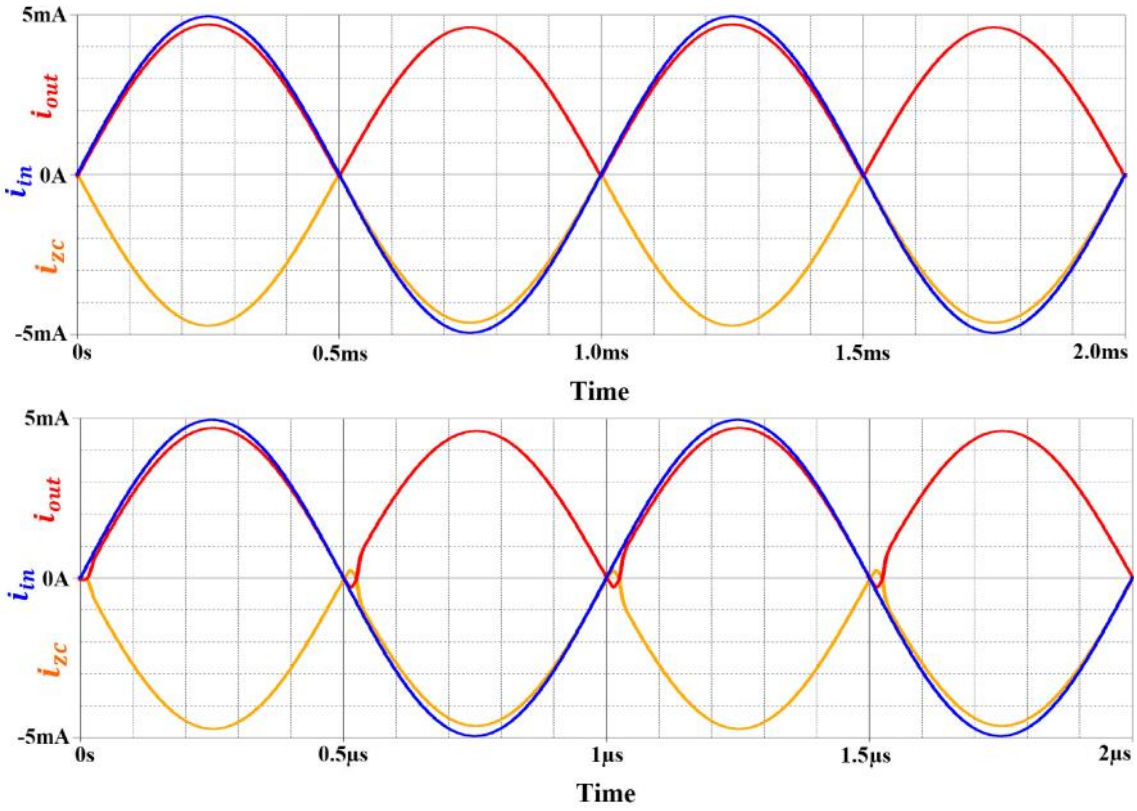
3.4.1 Benzetim Sonuçları

Önerilen doğrultucu devresinin teorik sonucunun geçerliliğini göstermek için PSPICE programında benzetimi yapılmıştır. ZC-CG-CDBA, Şekil 2.45'de gösterildiği gibi Texas Instrument şirketinin OPA860'ların SPICE modeli ile oluşturulmuştur. OPA 860'lar V_{DD}=−V_{SS}=5 V DC güç kaynakları ile beslenmiştir. Tranzistörlerin g_m geçiş iletkenliğini yaklaşık olarak 102 mA/V değerine ayarlayabilmek için R_{ADJ} direnci 250 Ω'a; pasif akım ise 11.2 mA'e ayarlanmıştır. Devredeki 1N4148 diyotları kullanılmış ve R_{e2}, R_{e3} dirençleri 500 Ω olarak ayarlanmıştır. Şekil 3.19.a'da, önerilen devrenin DC transfer karakteristiği gösterilmiştir. Aynı devre benzetimi, ZC-CG-CDBA'nın Şekil 2.44'deki gösterildiği gibi CMOS yapıda gerçeklenmesi ile de yapılmıştır. Tranzistörlerin kanal boyutları Çizelge 2.4'deki gibi verilmiştir. DC güç kaynakları V_{DD}= −V_{SS}=1.5 V olarak ayarlanmış ve 1N4148 diyotları kullanılmıştır. Benzetim uygulamasında 7.seviyede 0.25 µm TSMC CMOS teknoloji parametreleri kullanılmıştır. Şekil 3.19.b'de, önerilen devrenin DC transfer karakteristiği gösterilmiştir.



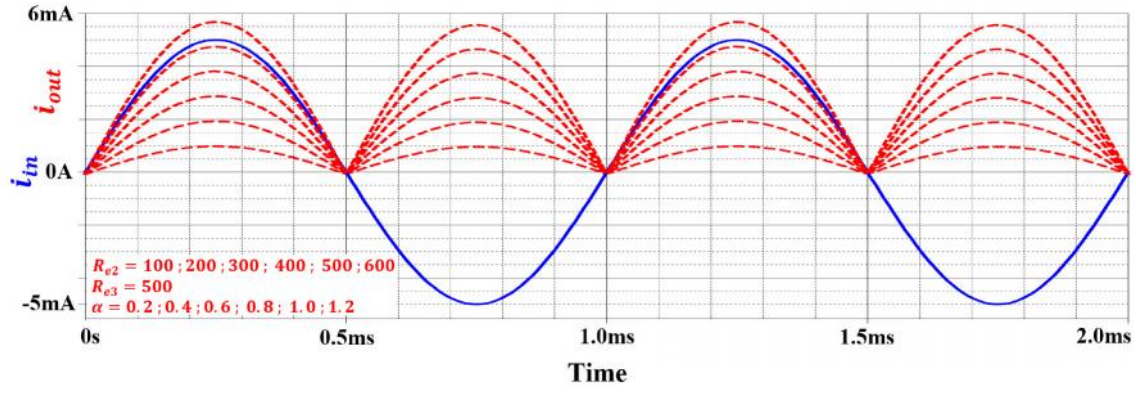
Şekil 3.19 Önerilen genliği ayarlanabilen tipteki tam dalga doğrultucu devresinin DC karakteristiği a) OPA-tabanlı ZC-CG-CDBA, b) CMOS-tabanlı ZC-CG-CDBA

OPA860'lar ile gerçeklenen ZC-CG-CDBA tabanlı doğrultucu devresinin farklı frekanslardaki akım çıkışları Şekil 3.20'de gösterilmiştir. 5 mA genliğindeki giriş sinyali; sırasıyla 1 kHz ve 1 MHz frekanslarda uygulanmıştır.



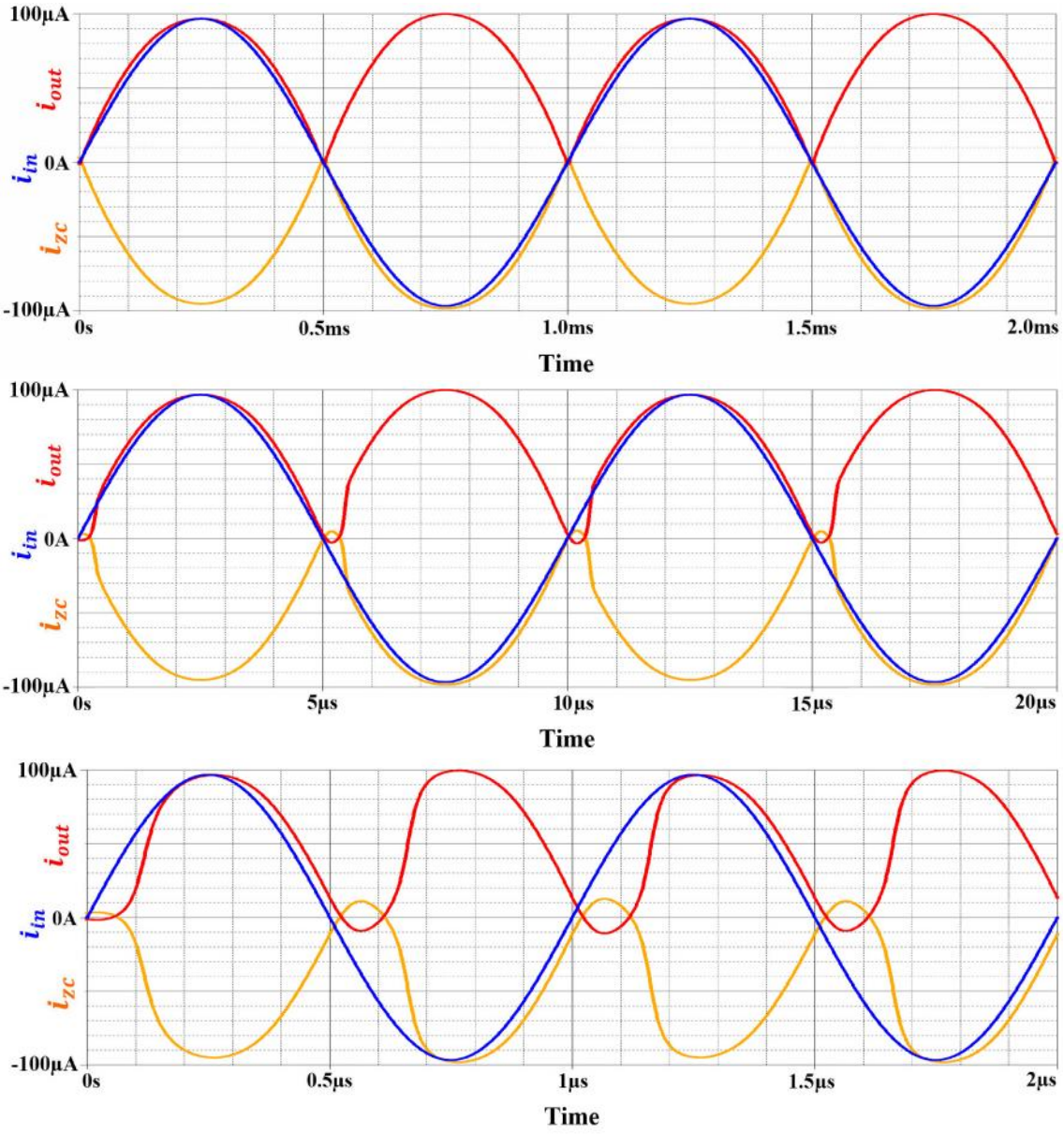
Şekil 3.20 OPA860 yapıda gerçekleşen ZC-CG-CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetim sonucu (a) 1 kHz ve (b)1 MHz frekansı için

OPA860'lar ile gerçeklenen ZC-CG-CDBA tabanlı doğrultucu devresinin genlik ayarlanabilirliğini göstermek için, R_{e3} direncini sabit tutarak, R_{e2} direnci değiştirilmiştir. 5mA genliğindeki giriş sinyalinin 1 kHz frekansındaki çıkış akımları Şekil 3.21'de gösterilmiştir.



Şekil 3.21 OPA860 yapıda gerçekleşen ZC-CG-CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin genlik değişikliği

CMOS yapıda gerçeklenen ZC-CG-CDBA tabanlı doğrultucu devresinin farklı frekanslardaki akım çıkışları Şekil 3.22'de gösterilmiştir. 100 µA genliğinde sinüsoidal giriş sinyali sırasıyla 1 kHz, 100 kHz ve 1 MHz frekanslarında uygulanmıştır.

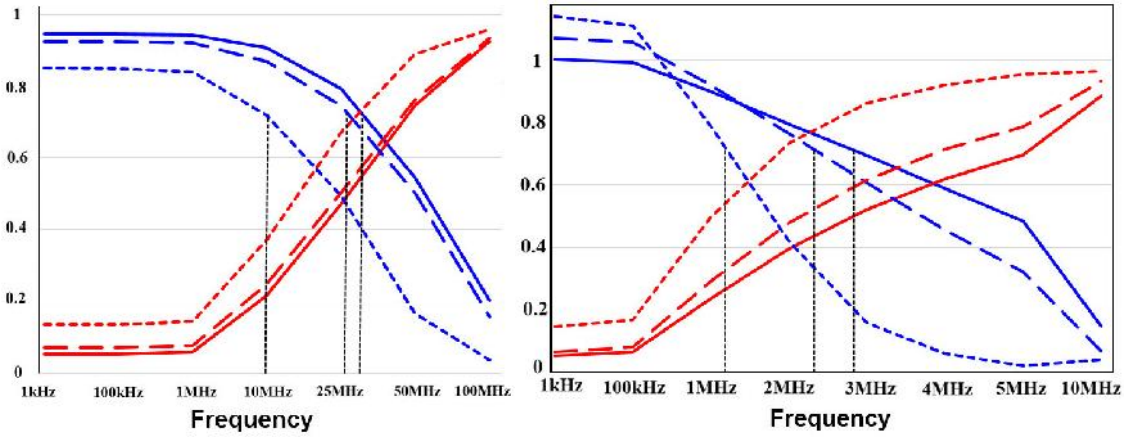


Şekil 3.22 CMOS yapıda gerçekleşen ZC-CG-CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin benzetim sonucu (a) 1 kHz , (b) 100 kHz ve (b) 1 MHz frekansı için

3.4.2 DC ve RMS Hatası Analizi

OPA860'lar ile gerçeklenen ZC-CG-CDBA'lı doğrultucu devresinde benzetimde 6 mA, 3 mA, 1 mA genliğinde giriş sinyalleri sırasıyla farklı frekanslarda uygulanmıştır. Aynı benzetim CMOS yapıda gerçeklenen ZC-CG-CDBA için de 30 µA, 70 µA ve 100 µA

genliğindeki giriş sinyalleri için yapılmıştır. *pDC* ve *pRMS* değerleri frekans ekseninde aynı grafikte Şekil 3.23'de oluşturulmuştur.



Şekil 3.23 Önerilen doğrultucu devresi için DC ve RMS hata analizi (a) OPA860-tabanlı CDBA, (b) CMOS-tabanlı CDBA

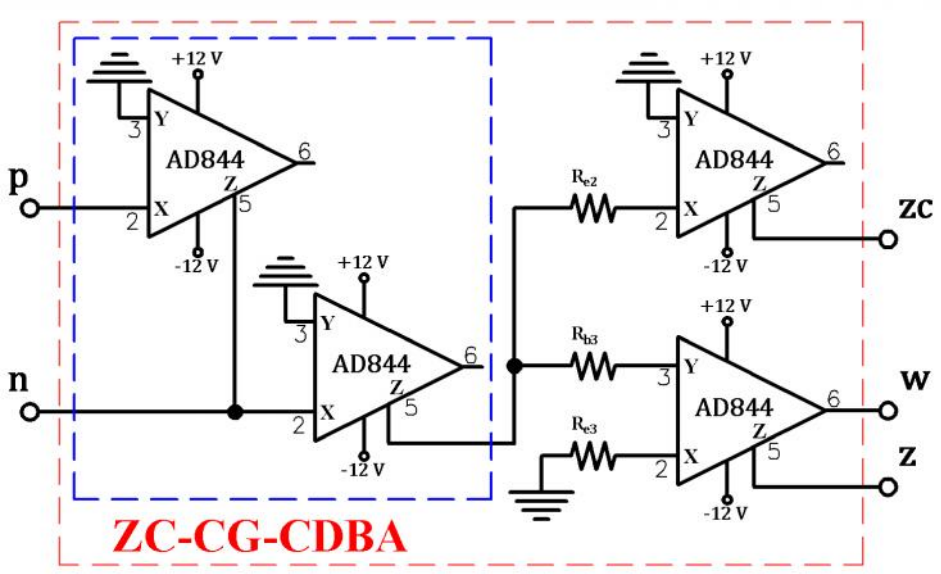
Giriş genliğinin artması, DC hatasını azalmaktadır. CMOS ve OPA860 yapıdaki ZC-CG-CDBA ile oluşturulan tam dalga doğrultucu devresinin farklı giriş sinyalindeki kesme frekansları Çizelge 3.3'de gösterilmiştir.

Çizelge 3. 3 ZC-CG-CDBA tabanlı TDD devresinin DC transfer hatası kesme frekansları

OPA yapıdaki ZC-CG-CDBA'lı devre		CMOS yapıdaki ZC-CG-CDBA'lı devre	
Giriş Akımı	Kesme Frekansı	Giriş Akımı	Kesme Frekansı
1 mA	11 MHz	30 µA	1.5 MHz
3 mA	29 MHz	70 µA	2.5 MHz
6 mA	33 MHz	100 µA	3 MHz

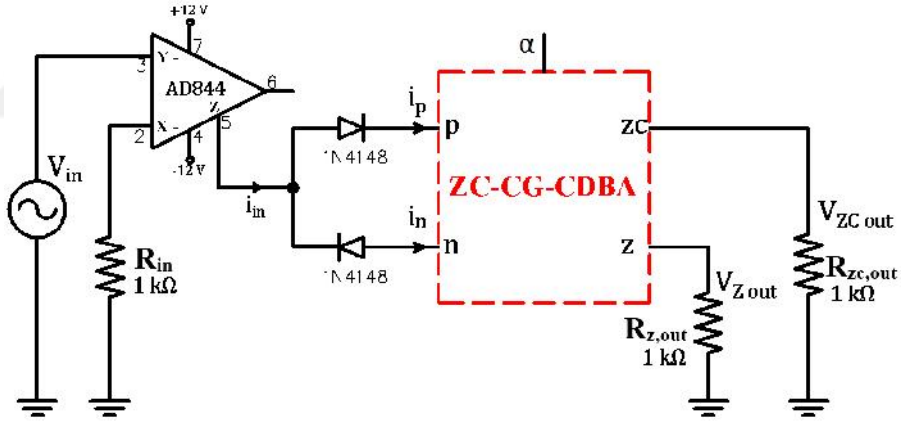
3.4.3 Deney Sonuçları

OPA860'lar kullanılarak gerçeklerek önerilen ZC-CD-CDBA aktif elemanı Şekil 3.24'de gösterildiği gibi, akım geri beslemeli işlemsel kuvvetlendiriciler ile de gerçeklenmiştir.



Şekil 3.24 ZC-CG-CDBA'nın deneysel kurulumu

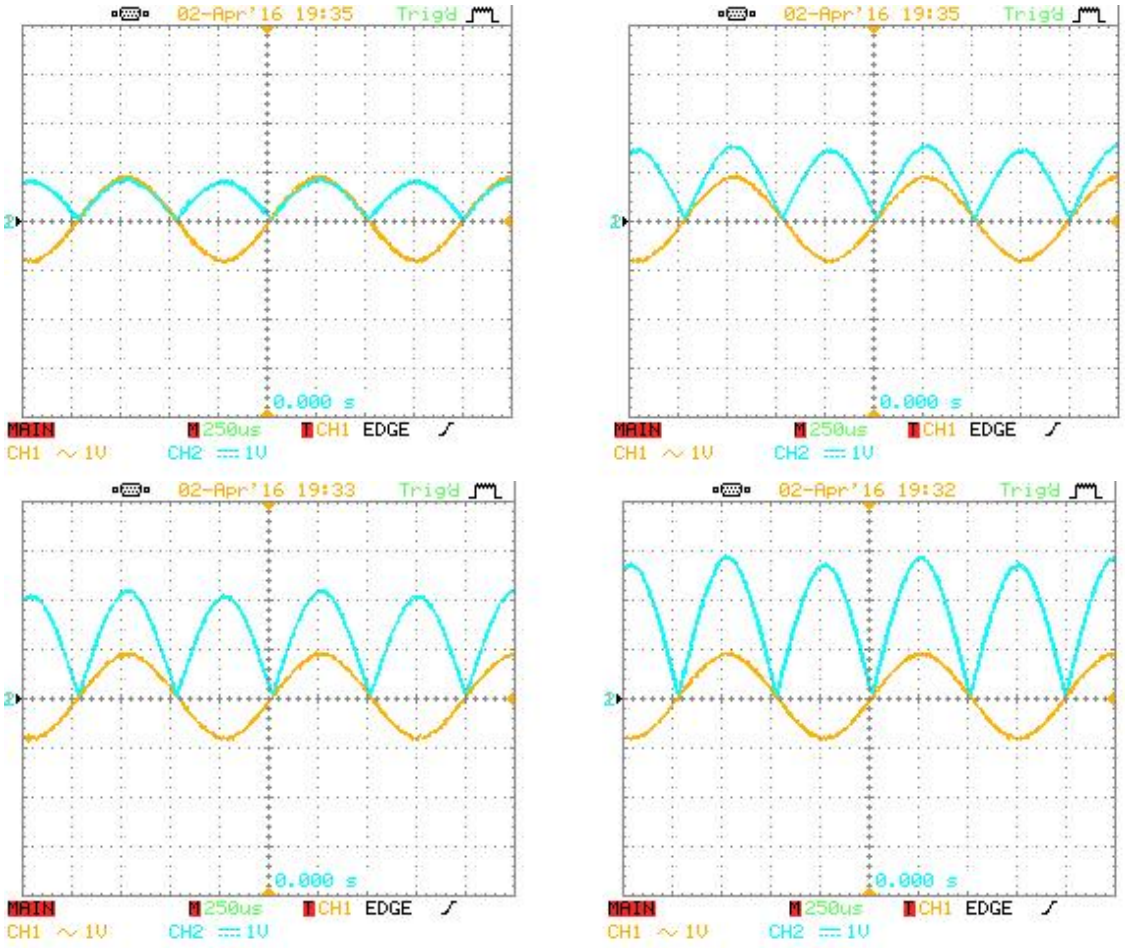
AD844'lere ±12 V besleme gerilimleri uygulanmıştır. R_{b3}=1 Ω, R_{e3}=250 Ω olarak sabit tutulmuştur. R_{e2} gerilim değeri ise, 250 Ω'un katları olarak tutularak, α kazanç değeri değiştirilmiştir.



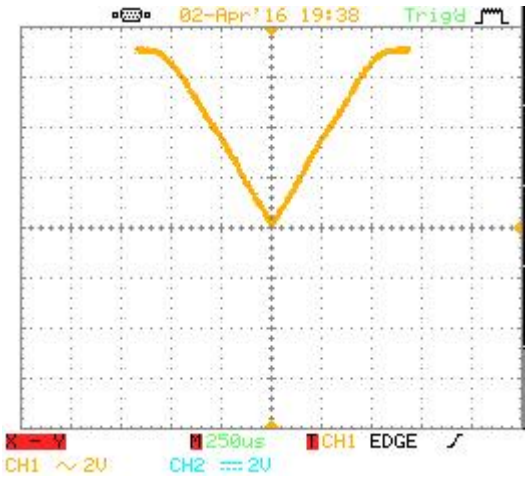
Şekil 3.25 ZC-CG-CDBA tabanlı tam dalga doğrultucu devresinin deneysel kurulumu

Bir adet AD844 kullanılarak gerilimden akım çevirici elde edilmiştir. Böylece önerilen devrenin akım kaynağı elde edilmiştir. Pasif elemanlar; 2 adet 1N4148 diyotları, R_{in}=R_z=R_{zc}= 1 kΩ bağlanmıştır.

1V genliğindeki sinüs gerilimi devreye 100Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz, 1MHz ve 10 MHz frekanslarında, R_{e2} dirençleri 250 Ω, 500 Ω, 750 Ω, 1000 Ω ve 1250 Ω uygulanmıştır. Ölçülen çıkış gerilimleri Şekil 3.26'da gösterilmiştir.



Şekil 3.26 ZC-CG-CDBA tabanlı doğrultucu devresinin farklı frekanslarda giriş-çıkış gerilim sonuçları



Şekil 3.27 ZC-CG-CDBA tabanlı doğrultucu devresinin V_{in}-V_{out} sonucu (R_{e2}=500 Ω; α=2)

BÖLÜM 4

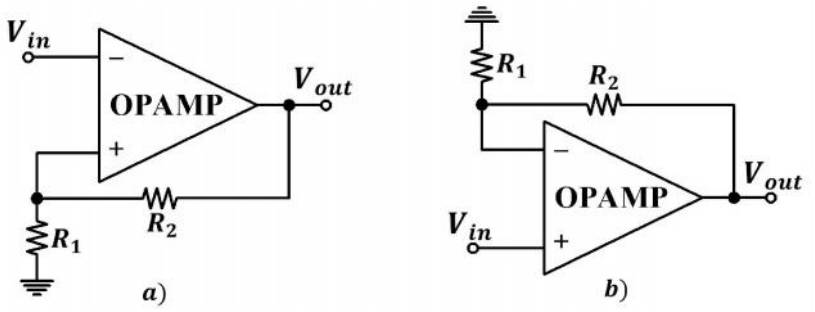
SCHMITT TETİKLEYİCİ DEVRELERİ

Schmitt tetikleyici diğer adıyla yenilenebilir karşılaştırıcı devreleri ilk olarak Otto Schmitt tarafından 1938 yılında önerilmiştir [58]. Schmitt tetikleyici ile klasik karşılaştırıcı arasında temel fark DC transfer karakteristiğidir. Karşılaştırıcıda sadece bir anahtarlama eşik değeri vardır. Schmitt tetikleyicide ise histeresis olarak adlandırılan, pozitife ve negatife giden değerler için iki eşik değeri bulunur. Bu devreler analog-dijital çevriminde bazı devrelerde gürültü etkisini azaltmak için [59-60], iletişim sistemlerinde kare ve üçgen dalgalar gibi farklı sinyal üretmek için [61], sinyal şekillendirmek için, sensör ve ölçüm sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır [63]. Ayrıca, darbe genişlik modülatörü ve tek kararlı devrelerinin ana elemanı olarak da kullanılır [62, 104].

Schmitt tetikleyici devreleri tranzistör yapıda [64-65] ya da aktif elemanlar ile gerçeklenebilmektedir. Tranzistör tabanlı schmitt tetikleyici devrelerinin yüksek hızlı, yüksek bant genişliğinde olması ve düşük güç tüketiminin olmasının yanında; çıkış genliği ve histerezis değerleri besleme gerilimine bağlı olması gibi dezavantajları vardır. Aktif elemanlar kullanılarak önerilen ilk schmitt tetikleyici devreleri gerilim modlu olarak önerilmiştir [41,68-70]. Daha sonra, düşük güç tüketimi, düşük sıcaklık hassasiyeti, daha yüksek dinamik aralığı, yapısal avantajları ve daha yüksek doğrusal performansları ile akım modlu devrelere artan ilgi olmuştur [10-11]. CDTA ve CTTA aktif elemanları ile akım modlu schmitt tetikleyici devreleri önerilmiştir [32, 39].

4.1 OPAMP Tabanlı Schmitt Tetikleyici Devresi

OPAMP ve iki direnç ile Şekil 4.1'de gösterildiği gibi gerilim modlu olarak schmitt tetikleyici devreleri oluşturulmuştur [41].



Şekil 4.1 OPAMP tabanlı a)Faz Çeviren b)Faz Çevirmeyen schmitt tetikleyici devresi

Şekil 4.1.a'daki devrede OPAMP'in terslemeyen ucundaki gerilimi Denklem (4.1)'de ifade edilmiştir.

$$V_+ = V_{out}\frac{R_1}{R_1+R_2} \tag{4.1}$$

Çıkış gerilimin mümkün doyum değerleri Şekil 2.2'deki OPAMP'in DC karakteristiğinde görüldüğü üzere sırasıyla maksimum ve minimum doyum değerleri olan V_{satH} ve V_{satL}'dir. Pozitif geri beslemeli bu devreyi analiz etmek için çıkış gerilimin ilk durumda maksimum doyum değerinde olduğu kabul edilirse;

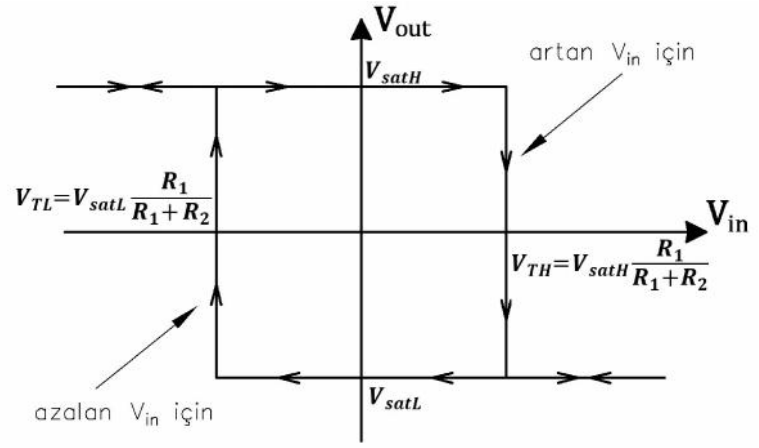
$$V_+' = V_{satH}\frac{R_1}{R_1+R_2} \tag{4.2}$$

$$V_{out} = A\left(V_{satH}\frac{R_1}{R_1+R_2} - V_{in}\right) \tag{4.3}.$$

Bu nedenle $V_{in}<V_{SatH}[R_1/(R_1+R_2)]$ olduğu sürece çıkış gerilimi V_{SatH}'de kalacaktır. $V_{in}\geq V_{SatH}[R_1/(R_1+R_2)]$ durumunda ise çıkış gerilimi V_{SatL} olarak değişecektir. Giriş geriliminin azalmaya başladığı durumda, çıkış geriliminin değişebilmesi için $V_{in}<V_{SatL}[R_1/(R_1+R_2)]$olması gerekmektedir. Eşik ve doyum değerleri Denklem (4.4) ve (4.5) ifade edilen devrenin histeresis eğrisi Şekil 4.2'de gösterilmiştir.

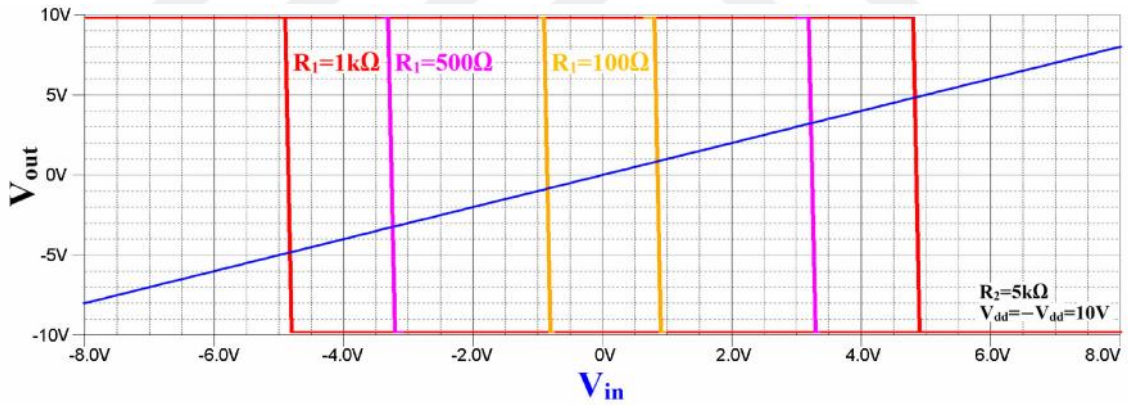
$$V_{TH} = V_{satH}\frac{R_1}{R_1+R_2} \qquad V_{TL} = V_{satL}\frac{R_1}{R_1+R_2} \tag{4.4}$$

$$V_{SatH} = -V_{SatL} = \sim V_{dd} = -\sim V_{ss} \tag{4.5}$$



Şekil 4.2 OPAMP tabanlı schmitt tetikleyici devresinin histerezis eğrisi

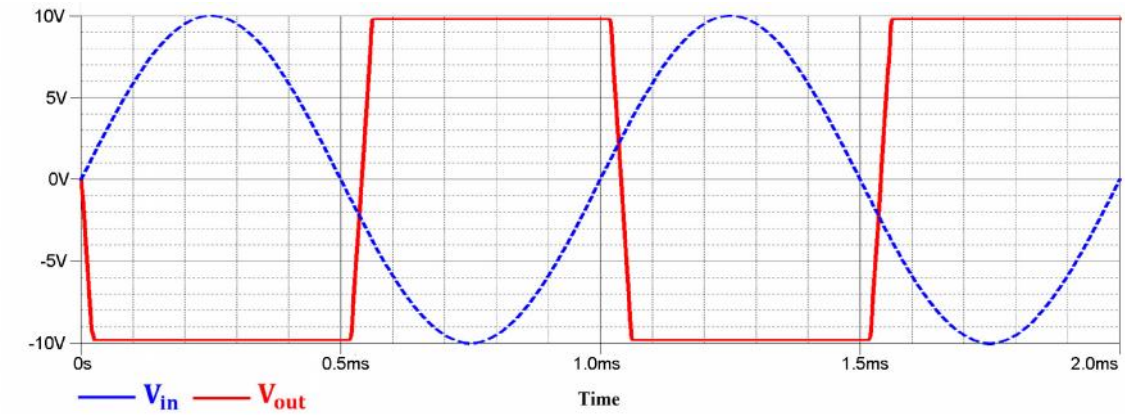
Yukarıdaki teorik sonuçları doğrulamak için PSPICE programı ile OPAMP tabanlı schmitt tetikleyici devresinin benzetimi yapılmıştır. OPAMP olarak Texas Instrument kütüphanesindeki LM 741'ler kullanılmıştır [6]. DC güç kaynakları $V_{DD}=-V_{SS}=10$ V ile beslenmiştir. Bu devrede R_2 direnci sabit tutularak, R_1 değerleri değiştirilerek elde edilen DC gerilim transfer karakteristiği Şekil 4.3'de gösterilmiştir.



Şekil 4.3 OPAMP tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği

OPAMP tabanlı schmitt tetikleyici devresine uygulanan 10 V genliğinde ve 1 kHz frekansında sinüs gerilim kaynağına göre benzetim sonucu Şekil 4.4'te gösterilmiştir.

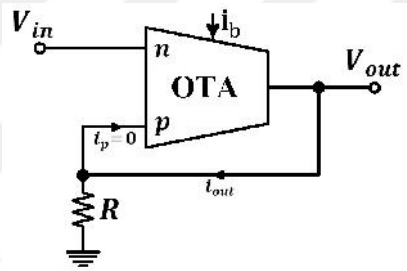
Bu devre yapısında, OPAMP'in düşük yükselme eğimi(slew rate) ve düşük bant genişliğinden dolayı yüksek frekans performansı oldukça düşüktür. Ayrıca, doyum değerleri besleme gerilimlerine bağlı olduğundan değiştirilememektedir. Eşik değerleri direnç değerleri ile değiştirilebilir.



Şekil 4.4 OPAMP tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonucu

4.2 OTA Tabanlı Schmitt Tetikleyici Devreleri

Tek OTA ve bir direnç ile oluşturulmuş olan gerilim modlu schmitt tetikleyici devresi Şekil 4.5'de gösterilmiştir [69].



Şekil 4.5 Tek OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresi

Yukarıdaki schmitt tetikleyici devresinde OTA'nın tersleyen ucundaki gerilim Denklem (4.6)'da ifade edilmiştir.

$$V_p = V_{out} = RI_{out} \tag{4.6}$$

OTA'nın çıkış akımı ise OTA'nın giriş uçlarındaki gerilim farkına bağlı olarak Denklem (4.7)'de verilmiştir.

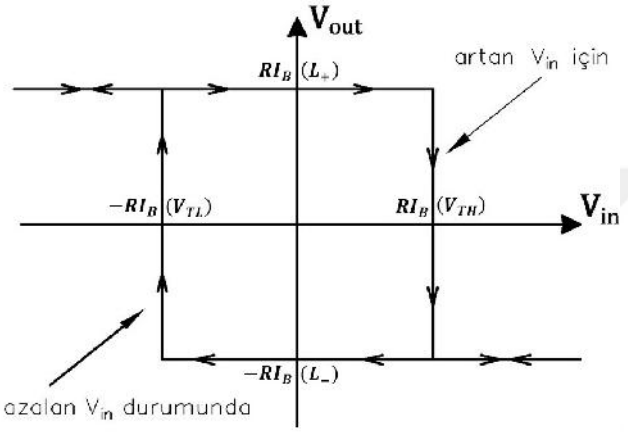
$$I_{out} = g_m\left(V_p - V_n\right) \tag{4.7}$$

Çıkış akımının olabileceği doyum değerleri sırasıyla maksimum ve minimum değerler olan $+I_b$ ve $-I_b$'dir. Pozitif geri beslemeli bu devreyi analiz etmek için çıkış akımının ilk durumda maksimum doyum değeri $+I_b$ olduğu kabul edilirse;

$$V_{out} = V_p = +RI_b \tag{4.8}$$

Bu nedenle $V_{in}<RI_b$ olduğu sürece çıkış gerilimi maksimum doyum değeri de $+Ri_b$ olan kalacaktır. $V_{in}\geq RI_b$ durumunda ise çıkış gerilimi minimum doyum değeri olan $-Ri_b$ olarak değişecektir. Giriş geriliminin azalmaya başladığı durumda, çıkış geriliminin maksimum eşik değerine değişebilmesi için $V_{in}<-Ri_b$ olması gerekmektedir. Bu devrenin eşik ve doyum değerleri Denklem (4.9)'da ifade edilmiştir. Bu devrenin histerezis eğrisi ise Şekil 4.6'da gösterilmiştir.

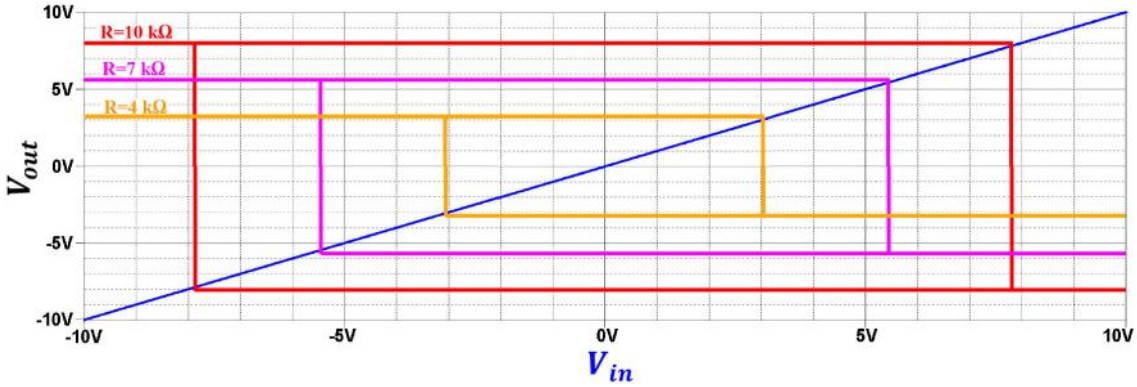
$$V_{TH}=V_{satH}=RI_b \qquad V_{TL}=V_{satL}=-RI_b \tag{4.9}$$



Şekil 4.6 Tek OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin histerezis eğrisi

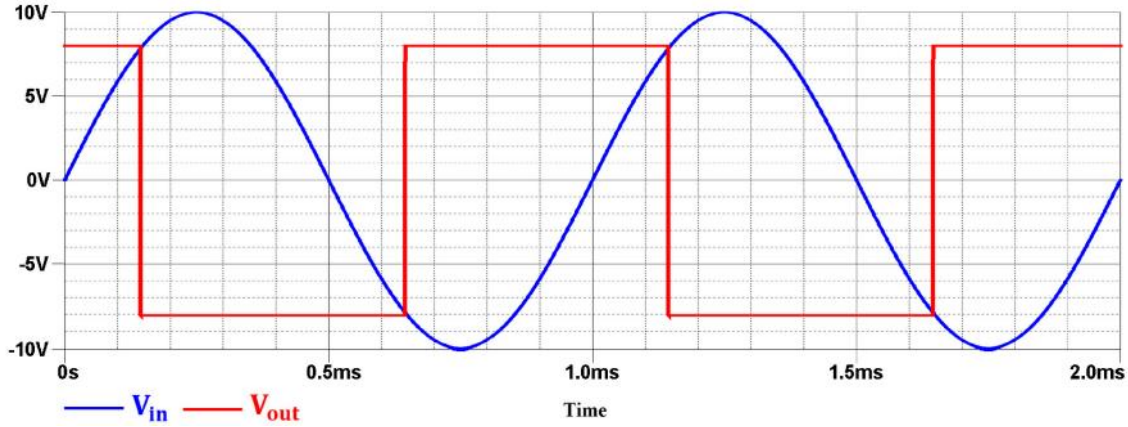
Bu devredeki pasif eleman R direnci, yenilenebilir geri besleme görevi görmektedir. Bu devre yapısında, eşik değerini sağlayan düğüm çıkış terminali olarak da kullanılır. Doyum noktaları, eşik değerlerinden bağımsız olarak değiştirilememektedir.

Pspice programı ile teorik sonuçları doğrulamak için OTA tabanlı tam schmitt tetikleyici devresinin benzetimi yapılmıştır. OTA olarak Texas Instrument kütüphanesindeki LM13700 kullanılmıştır [81]. OTA, $V_{DD}=-V_{SS}=10$ V DC güç kaynakları ile beslenmiştir. OTA'nın kutuplama akımı 0.8 mA akımı sabit tutularak, farklı direnç değerlerinde elde edilen DC gerilim transfer karakteristiği Şekil 4.7'de gösterilmiştir.



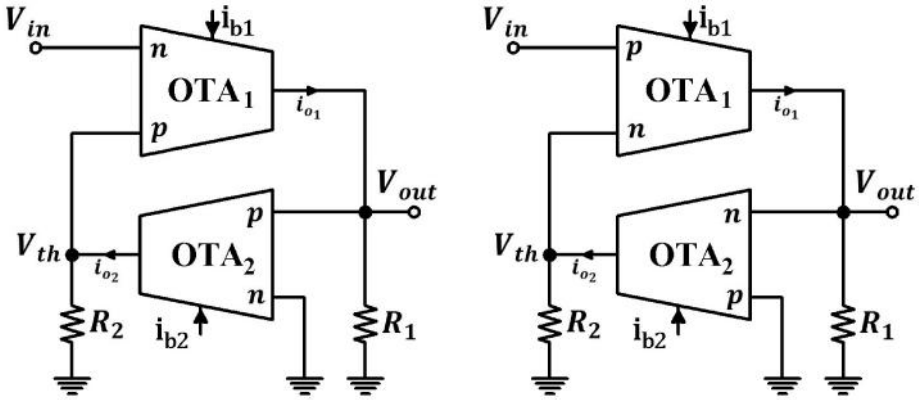
Şekil 4.7 Tek OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği

Tek OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresine uygulanan 10 V genliğinde ve 1 kHz frekansında sinüs gerilim kaynağına göre benzetim sonucu Şekil 4.8'de gösterilmiştir.



Şekil 4.8 Tek OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonucu

İki OTA ve iki direnç ile Şekil 4.9'da gösterilen schmitt tetikleyici devresi oluşturulmuştur [70]. Bu devre iki adet gerilim yükseltgeci içermektedir. İlk yükseltgeç OTA_1 ve R_1 direnci, ikinci yükselteç ise OTA_2 ve R_2 direncinin bulunduğu kısımdır. Bu yükseltgeçler pozitif geri besleme ile birbirinde bağlanmıştır. Bu sayede çıkış gerilimi pozitif ve negatif doyum seviyesinde doyuma ulaşır.



Şekil 4.9 Çift OTA tabanlı a)Faz çeviren b)Faz çevirmeyen schmitt tetikleyici devresi

Şekil 4.9.a'daki devrede OTA'ların çıkış akımlarının muhtemel doyum değerleri sırasıyla maksimum ve minimum değerler olan ilk OTA için $+I_{b1}$ ve $-I_{b1}$, ikinci OTA için ise $+I_{b2}$ ve $-I_{b2}$'dir. Bu devrenin analizi için ilk durumda $V_{in}<V_{th}$ olduğu kabul edilirse; OTA_1'in çıkış akımı $+I_{b1}$ olacağından çıkış gerilimi Denklem (4.10)'daki gibi ifade edilir.

$$V_{out}=V_{2+}=+R_1I_{b1} \tag{4.10}$$

İkinci OTA'nın çıkış akımı, giriş uçları arasındaki gerilim pozitif olduğundan dolayı maksimum doyum noktası olan $+I_{b2}$ olacağından ikinci OTA'nın çıkış gerilimi Denklem (4.11)'de verilmiştir.

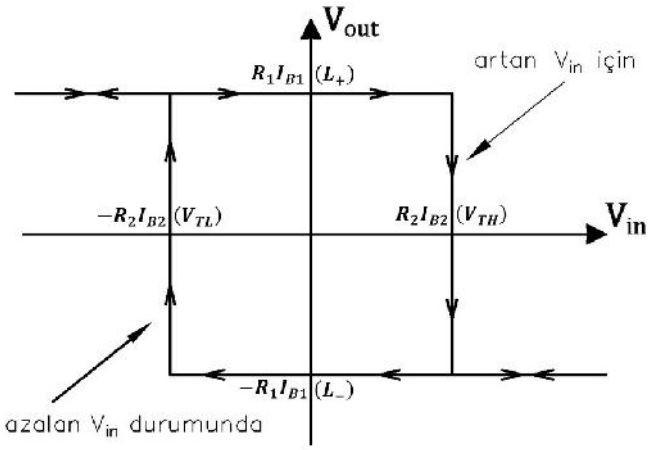
$$V_{th}=V_{1+}=+R_2I_{b2} \tag{4.11}$$

Dolayısıyla, $V_{in}<R_1I_{b1}$ olduğu sürece çıkış gerilimi maksimum doyum değeri $+R_1I_{b1}$'de kalacaktır. $V_{in}\geq R_1I_{b1}$ durumunda ise çıkış gerilimi minimum doyum değeri olan $+R_1I_{b1}$ olarak değişecektir. Bu durumda, ikinci OTA'nın çıkış akımı, giriş uçları arasındaki gerilim negatif olması nedeniyle minimum doyum akımı $-I_{b2}$ olacaktır. İkinci OTA'nın çıkış gerilimi aşağıdaki değere değişecektir.

$$V_{th}=V_{1+}=-R_2I_{b2} \tag{4.12}$$

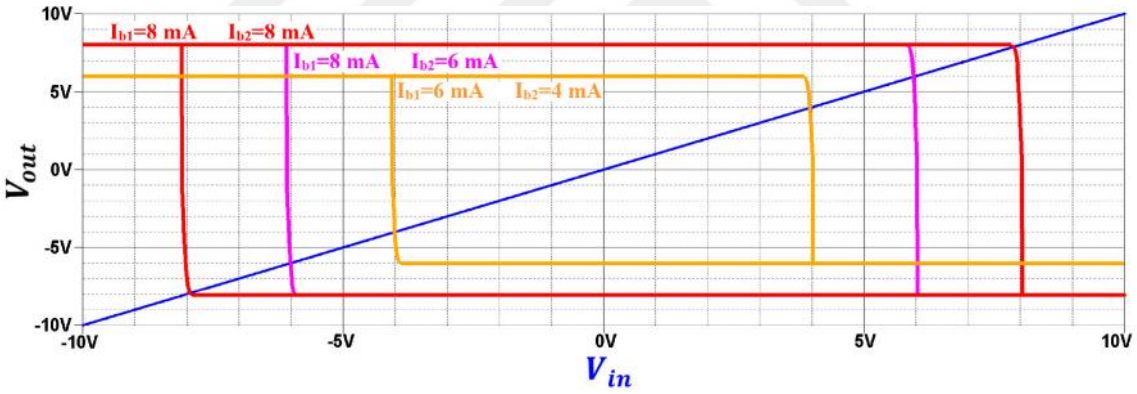
Bu devrenin eşik ve doyum değerleri Denklem (4.13)'de ifade edilmiş ve histeresis eğrisi ise Şekil 4.10'da gösterilmiştir.

$$V_{TH}=V_{TL}=R_2I_{b2} \qquad V_{satH}=-V_{satL}=R_1I_{b1} \tag{4.13}$$



Şekil 4.10 Çift OTA tabanlı schmitt trigger devresi histerezis eğrisi

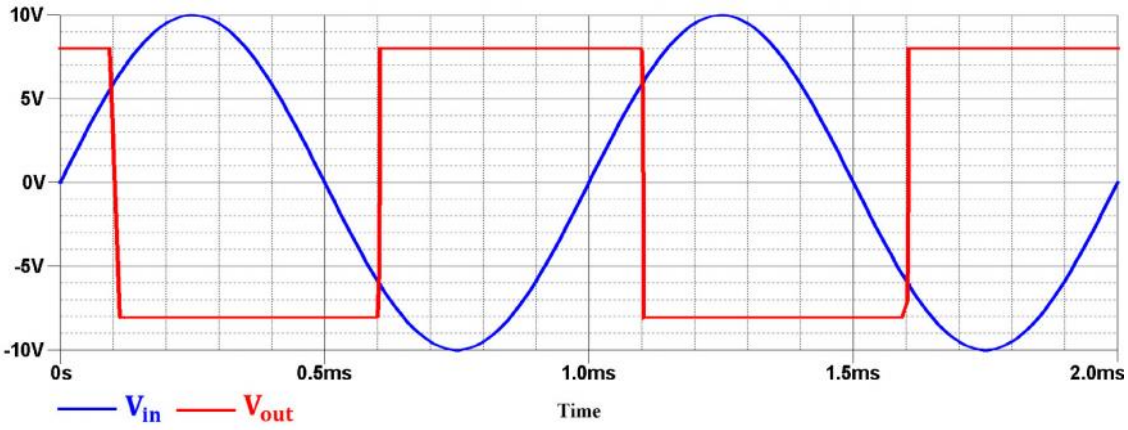
Çift OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresi Pspice programı kullanılarak yukarıda verilmiş olan teorik analiz sonuçları doğrulanmıştır. Texas Instrument kütüphanesindeki LM13700 OTA'ları kullanılmış ve V_{DD}=−V_{SS}=10 V DC gerilimi ile beslenmişlerdi. 10 kΩ'luk direnç değerlerinde ve OTA_1 ve OTA_2'in farklı kutuplama akımlarında elde edilen DC gerilim transfer karakteristiği Şekil 4.11'de gösterilmiştir.



Şekil 4.11 Çift OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği

Çift OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresine uygulanan 10 V genliğinde ve 1 kHz frekansında sinüs gerilim kaynağına göre benzetim sonucu Şekil 4.12'de gösterilmiştir.

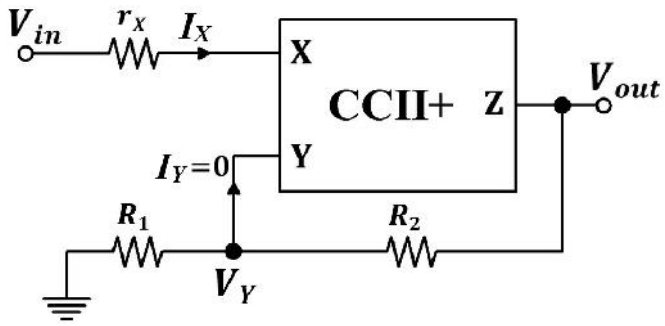
Bu devre yapısında, doyum ve eşik değerleri harici direnç ya da kutuplama akımları ile ayarlanabiliyor olması avantajıdır. Ancak bu schmitt tetikleyici devre yapısını oluşturmak 2 adet OTA kullanımından dolayı masraflıdır. Fazla çip alanı kaplar ve güç tüketimini fazla olur.



Şekil 4.12 Çift OTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonucu

4.3 CCII Tabanlı Schmitt Tetikleyici Devreleri

Tek CCII tabanlı olarak gerilim modlu schmitt tetikleyici devresi 1995 yılında önerilmiştir [68]. Şekil 4.13'de gösterilen devre yapısında, bir CCII+ aktif elemanı ile birlikte ve iki harici direnç kullanılmıştır. Bu devrede r_x olarak ifade edilen direnç Şekil 2.23'deki AD844'ün ideal olmayan yapısındaki dâhili dirençtir.



Şekil 4.13 Tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresi

Yukarıdaki devrede CCII'nın Y ucundaki gerilim ve X ucundaki akım Denklem (4.14)'de ifade edilmiştir.

$$V_Y = V_Z \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad I_X = \frac{V_{in} - V_x}{r_x} \tag{4.14}$$

CCII'nın çıkış geriliminin mümkün iki sabit değeri vardır. Bu iki değer DC güç kaynağına bağlı maksimum ve minimum doyum değerleri V_{satH} ve V_{satL} olarak ifade edilir.

Pozitif geri beslemeli bu devreyi analiz etmek için çıkış geriliminin ilk durumda maksimum doyum değeri V_{satH} olduğu ve giriş gerilimi V_{in}'de negatifden pozitife arttığı

kabul edilirse, çıkış geriliminin değişmesi için $i_X \geq i_Z$ olması gerekmektedir. Bu eşitsizlik aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\frac{V_{in}-V_X}{r_x} \geq \frac{V_Z}{R_1+R_2} \quad \Rightarrow \quad \frac{V_{in}-V_{SatH}\dfrac{R_1}{R_1+R_2}}{r_x} \geq \frac{V_{SatH}}{R_1+R_2} \tag{4.15}$$

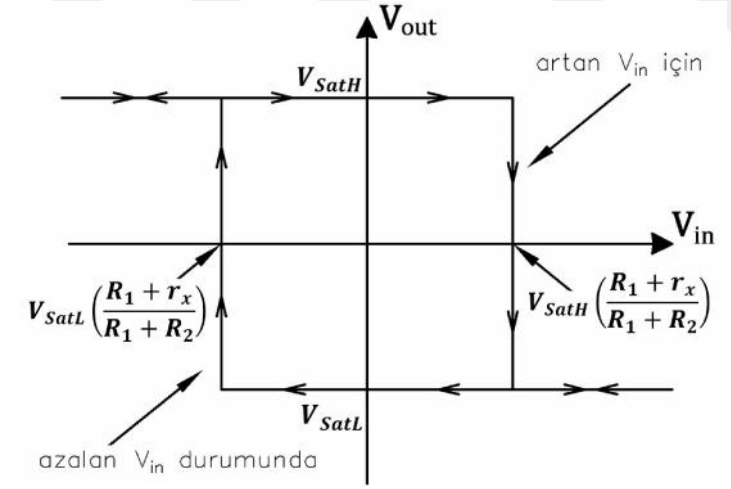
Dolayısıyla, minimum eşik değeri Denklem (4.16)'da verilmiştir.

$$V_{TH} = \left[\frac{R_1+r_X}{R_1+R_2}\right] V_{SatH} \tag{4.16}$$

V_{out} çıkış geriliminin sonraki durumda minimum doyum değeri V_{satL} olduğu kabul edilirse, çıkış geriliminin değişmesi için $i_X \geq i_Z$ olması gerekeceğinden, minimum eşik değeri Denklem (4.17)'de verilmiştir.

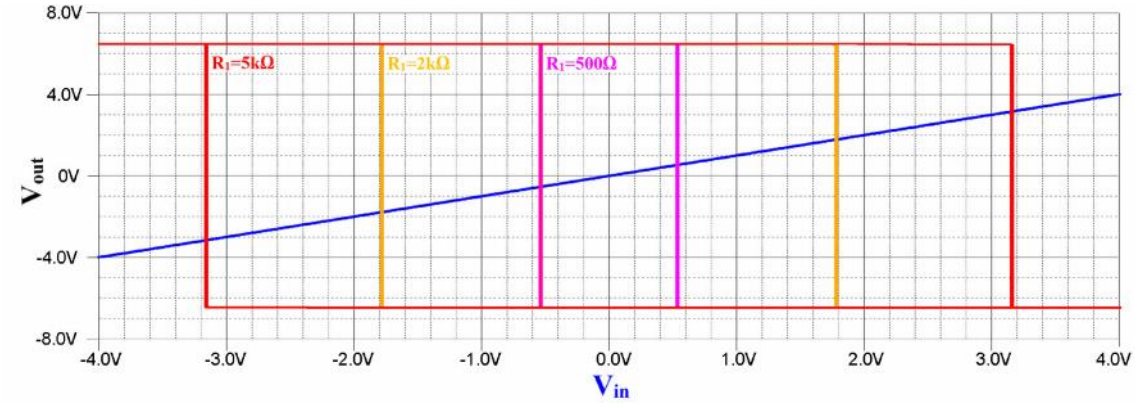
$$V_{TL} = \left[\frac{R_1+r_X}{R_1+R_2}\right] V_{SatL} \tag{4.17}$$

Devrenin histeresis eğrisi Şekil 4.14'de gösterilmiştir.



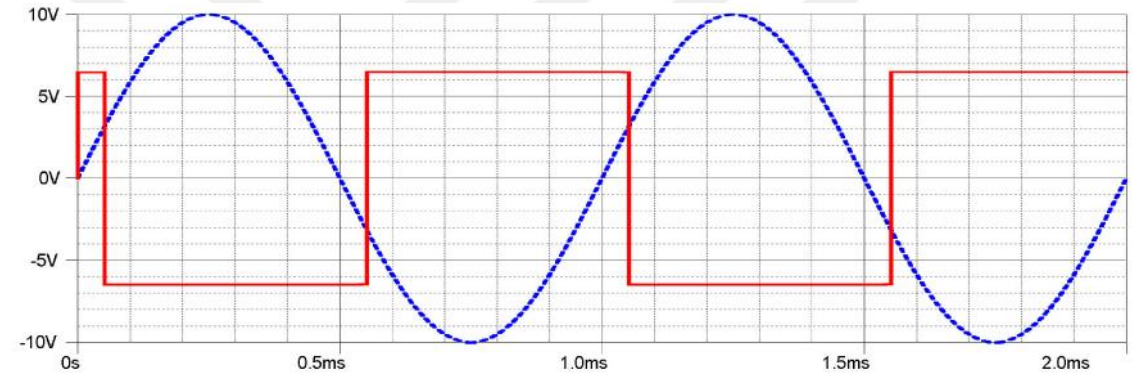
Şekil 4.14 Tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresi histerezis eğrisi

PSPICE programında, tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresinin benzetimi yapılmıştır. CCII+ olarak Analog Devices kütüphanesindeki AD844 kullanılmıştır [86]. Akım taşıyıcısı V_{DD}=−V_{SS}=10 V DC güç kaynakları ile beslenmiştir. R_2 direnci sabit tutularak, farklı R_1 direnç değerlerinde elde edilen DC gerilim transfer karakteristiği Şekil 4.15'de gösterilmiştir.



Şekil 4.15 Tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği

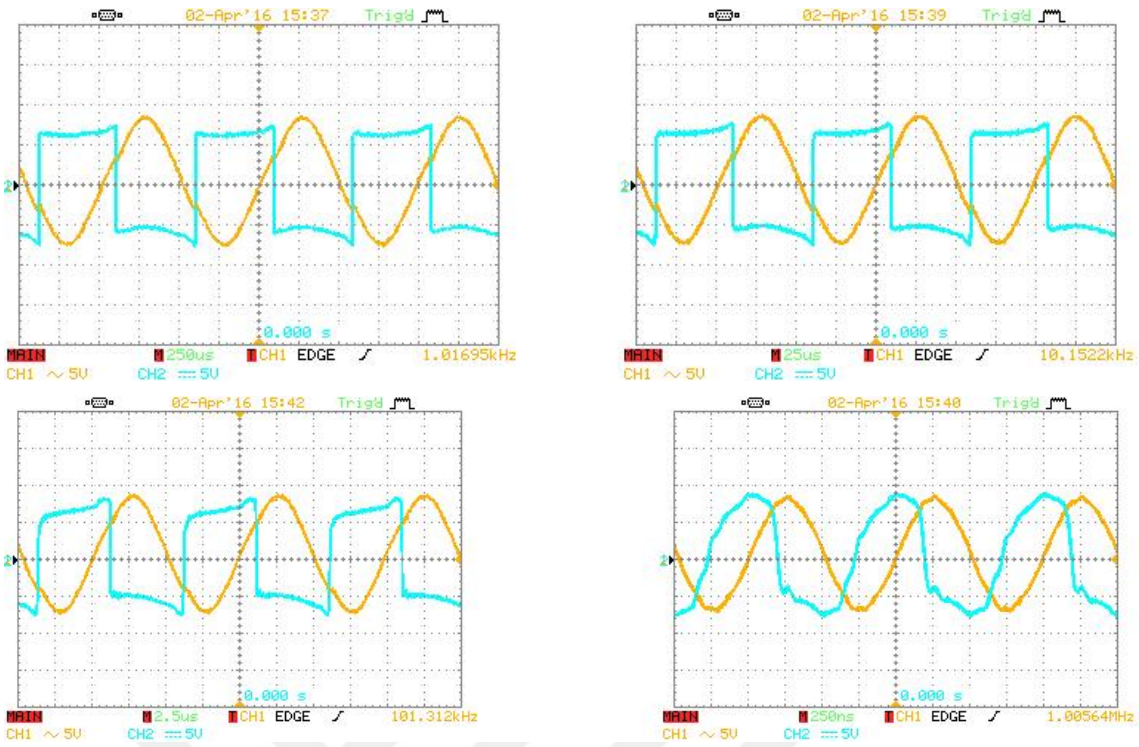
Tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresine uygulanan 10 V genliğinde, 1 kHz frekansında sinüs gerilim kaynağına göre, R_1 ve R_2 direnç değerleri 5 kΩ için benzetim sonucu Şekil 4.16'da gösterilmiştir.



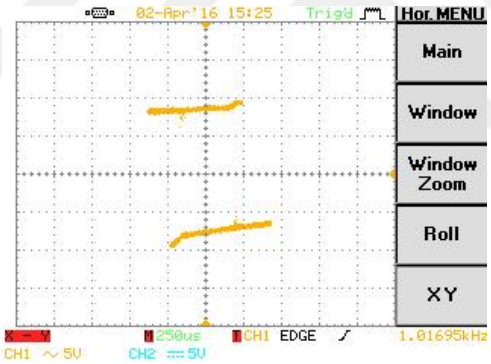
Şekil 4.16 Tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonucu

4.3.1 Deney Sonuçları

Şekil 4.13'deki tek akım taşıyıcısı ile oluşturulan schmitt tetikleyici devresi deney setinde kurulmuştur. CCII olarak AD844 kullanılmış ve bu tümleşik devre simetrik 12V DC gerilimi ile beslenmiştir. Devrede R_1 ve R_2 direnç değerleri 1 kΩ kullanılmıştır. 5V genliğindeki sinüs gerilimi devreye 1kHz, 10kHz, 100kHz ve 1MHz frekanslarında uygulanmıştır. Bu genlik ve frekanslarda ölçülen çıkış gerilimleri Şekil 4.17'de verilmiştir.

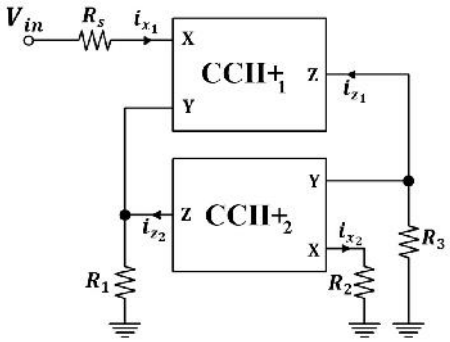


Şekil 4.17 Tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresinin farklı frekanslarda giriş-çıkış gerilim sonuçları



Şekil 4.18 Tek CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği

Çift akım taşıyıcısı ile Şekil 4.19'da gösterilen schmitt tetikleyici devresi Srinivasulu tarafından önerilmiştir [105].



Şekil 4.19 Çift CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresi

Akım taşıyıcıda; Y ucundaki gerilime bağlı olarak Z ucundaki çıkış gerilimini muhtemel pozitif ve negatif değerde sabitlendiği ve bu sabitlenen değerin güç kaynağına bağlı olarak görülmektedir.

Bu devrenin analizi için ilk durumda, giriş gerilimi V_{in} negatif değerden pozitif değere yükseldiği ve "A" düğümündeki çıkış gerilimin ilk değeri $+V_0$ olduğu kabul edilirse;

- İlk CCII'nın X giriş ucundaki akım, negatiften pozitif değere $+i_{X1}$ olarak değişmesi için;

$$i_{X1}=\frac{V_{in}-V_{x1}}{R_s}\geq\frac{R_2}{R_1R_3}V_0 \tag{4.18}$$

olması gerekmektedir. İlk CCII+'ın X ucundaki akıma bağlı olarak, Z ucundaki akım da pozitif değere $+i_{Z1}$ olarak değişir. Bu durumda "B" düğümündeki gerilim, $-V_T$; ikinci CCII'ın X ucundaki akım değeri, $-V_{X2}/R_2$; Z ucundaki akım değeri ise $-i_{Z2}$ olur. Buna bağlı olarak "A" düğümündeki çıkış gerilimi $-V_0$ olarak değişir.

- İlk CCII'nın X giriş ucundaki akımın bu defa, pozitiften negatife $-i_{X1}$ olarak değişmesi için;

$$-i_{X1}=-\left(\frac{V_{in}-V_{x1}}{R_s}\right)\geq-V_0\frac{R_2}{R_1R_3} \tag{4.19}$$

olması gerekmektedir. Bağlı olarak, Z ucundaki akım negatif değere $-i_{Z1}$ olarak değişir. Bu durumda "B" düğümündeki gerilim, $+V_T$; ikinci CCII'ın X ucundaki akım değeri, $+V_{X2}/R_2$; ikinci CCII'ın Z ucundaki akım değeri ise $+i_{Z2}$ olur. Buna bağlı olarak "A" düğümündeki çıkış gerilimi $+V_0$ olarak değişir.

Bu çevrim tekrar eder ve devre kare dalga üretir. Yenilenebilir geri besleme olması için $R_SR_2<R_1R_3$ olmalıdır. CCII'nın çıkış gerilimi, büyüklüğü eşit işareti zıt iki değer V_{satH} and VsatL olacağından doyum akım değerleri Denklem (4.20)'de verilmiştir.

$$i_{SatH}=\frac{V_{SatH}}{\left(R_1R_3/R_2\right)}\qquad i_{SatL}=\frac{V_{SatL}}{\left(R_1R_3/R_2\right)} \tag{4.20}$$

V_0 çıkış gerilimi ilk durumda maksimum doyum değeri V_{satH} olduğu kabul edilirse, çıkış geriliminin değişmesi için $i_{X1} \geq i_{X2}$ olması gerekmektedir. Bu eşitsizlik Denklem (4.21)'de ifade edilir.

$$\frac{V_{in}-V_{X1}}{R_s} \geq \frac{-R_2}{R_1 R_3} V_{z2} \tag{4.21}$$

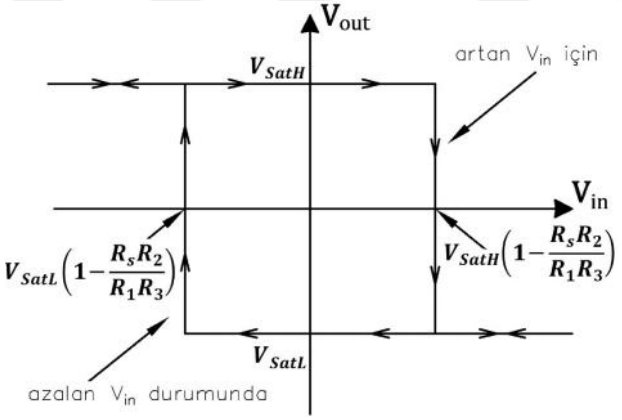
Dolayısıyla, minimum ve maksimum eşik değerleri Denklem (4.22)'deki gibi olur.

$$V_{TH} = \left[1-\frac{R_2 R_s}{R_1 R_3}\right] V_{SatH} \tag{4.22}$$

V_0 çıkış geriliminin sonraki durumda minimum doyum değeri V_{satL} olduğu kabul edilirse, çıkış geriliminin değişmesi için $i_{X1} \geq i_{X2}$ olması gerekeceğinden, minimum eşik değeri ise Denklem (4.23)'deki gibi ifade edilir.

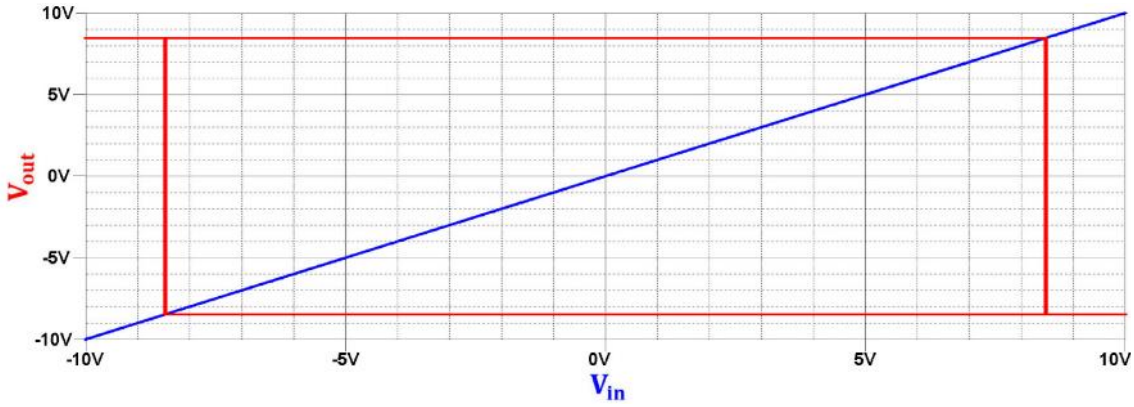
$$V_{TL} = \left[1-\frac{R_2 R_s}{R_1 R_3}\right] V_{SatL} \tag{4.23}$$

Devrenin histeresis eğrisi ise Şekil 4.20'de gösterilmiştir.



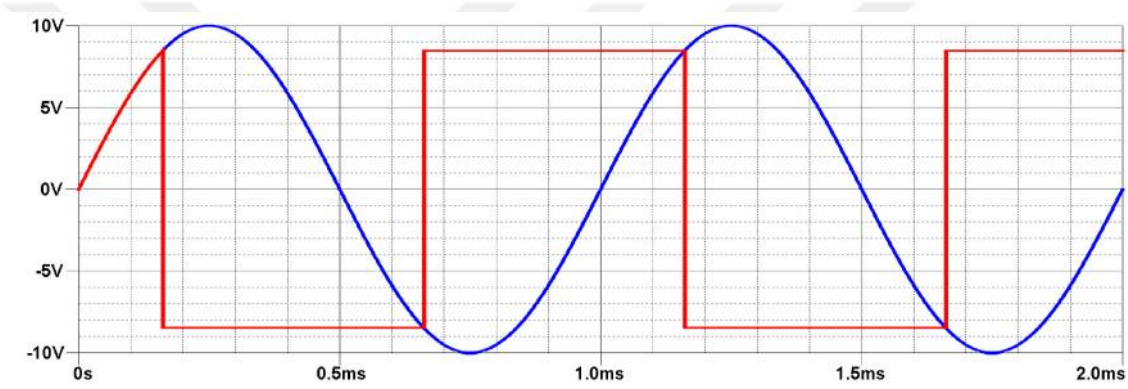
Şekil 4.20 Çift CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresi histerezis eğrisi

Çift CCII tabanlı schmitt trigger devresinin yukarıdaki verilen teorik sonuçları doğrulamak için PSPICE programı ile benzetimi yapılmıştır. Akım taşıyıcıları olarak AD844'ler kullanılmış ve bunlar $V_{DD}=-V_{SS}=12$ V ile beslenmiştir. Bu devredeki direnç değerleri $R_1=R_3=100$ kΩ ve $R_2=R_s=50$ Ω olarak ayarlanmıştır. DC gerilim transfer karakteristiği Şekil 4.21'de gösterilmiştir.



Şekil 4.21 Çift CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği

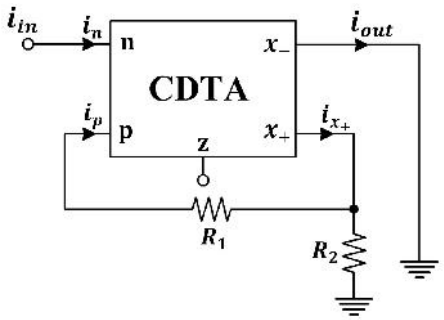
Çift CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresine uygulanan 10 V genliğinde, 1 kHz frekansında sinüs gerilim kaynağına göre benzetim sonucu Şekil 4.22'de gösterilmiştir.



Şekil 4.22 Çift CCII tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonucu

4.4 CDTA Tabanlı Schmitt Tetikleyici Devresi

CDTA tabanlı schmitt tetikleyici devresi, akım modlu olarak Biolek tarafından önerilmiştir [32]. Şekil 4.23'de gösterilen bu devre yapısında, bir CDTA aktif elemanı ve iki direnç kullanılmıştır.



Şekil 4.23 CDTA tabanlı schmitt tetikleyici devresi

Bu devrede, R_1 ve R_2 dirençleri akım bölücü olarak görev yapmaktadır. CDTA'nın terslemeyen p ucundaki akım Denklem (4.24)'de elde edilmiştir.

$$i_p = i_{x+} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.24}$$

CDTA'nın p ve n giriş uçlarındaki akım farkı, z ucunda gerilim düşümüne neden olarak dışarı doğru olur. Bu akım, gerilim düşümü ile x uçlarında dâhili geçiş iletkenlik değeri gm'e bağlı bir akım geçmesini sağlar. x uçlarındaki akım, geçiş iletkenliğine bağlı olan dahili bir akım kaynağı i_c ile sınırlıdır. Dolayısıyla bu schmitt tetikleyici devresinin doyum değerleri i_c ve $-i_c$'dir. Bu devreyi analiz etmek için çıkış akımının ilk durumda maksimum doyum değeri $+i_c$ olduğu kabul edilirse, p ucundaki akım Denklem (4.25)'deki gibi ifade edilir.

$$i_p' = +i_c \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.25}$$

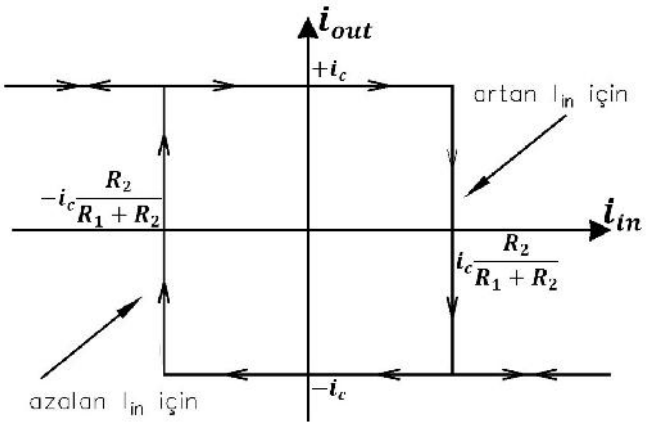
Bu nedenle $i_{in} < i_c[R_2/(R_1+R_2)]$ olduğu sürece çıkış akımı $+i_c$'de kalacaktır. $i_{in} \geq i_c[R_2/(R_1+R_2)]$ durumunda ise çıkış akımı $-i_c$ olarak değişecek, dolayısıyla p ucundaki akım Denklem (4.26)'daki gibi olacaktır.

$$i_p'' = -i_c \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.26}$$

Giriş akımının azalmaya başladığı durumda ise, çıkış akımının değişebilmesi için $i_{in} \leq -i_c[R_2/(R_1+R_2)]$ olması gerekmektedir. Eşik ve doyum değerleri Denklem (4.32) ve (4.33)'de ifade edilen devrenin histerezis eğrisi Şekil 4.24'de gösterilmiştir.

$$i_{TH} = -i_{TL} = i_c \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.27}$$

$$i_{satH} = -i_{satL} = i_c \tag{4.28}$$

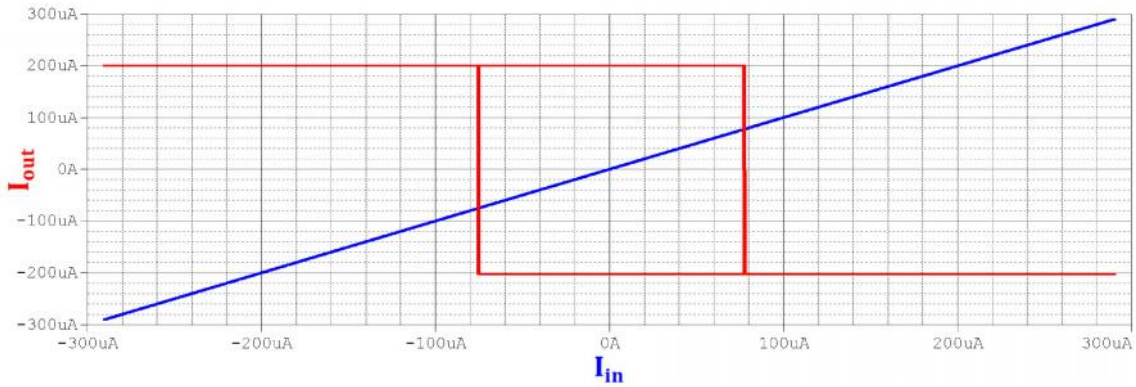


Şekil 4.24 CDTA tabanlı schmitt tetikleyici devresi histerezis eğrisi

CDTA tabanlı en basit schmitt tetikleyici, R_1 direnci yerine kısa devre ve R_2 direnci yerine sonsuz direnç kullanarak olur. Bu durumda

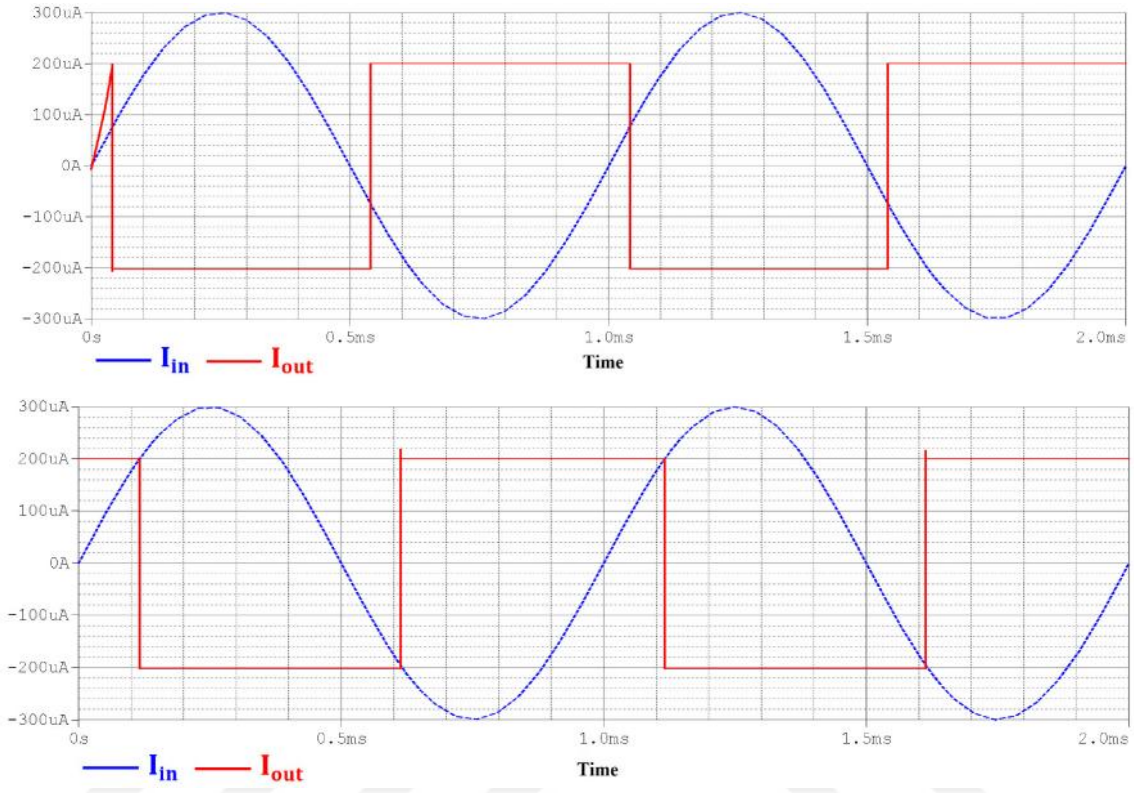
$$i_{TH}=-i_{TL}=i_c \qquad i_{satH}=-i_{satL}=i_c \tag{4.29}$$

CDTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin teorik analizlerini doğrulamak için Pspice programında benzetimi yapılmıştır. CMOS tabanlı CDTA, Pspice programında Şekil 2.38'deki gibi MOS tranzistörlerin kanal genişlikleri ise Çizelge 2.3'deki gibi verilerek oluşturulmuştur. DC güç kaynakları V_{DD}= −V_{SS}=2.5 V olarak; i_{b1}, i_{b2} ve i_{b3} akımları ise sırasıyla 85 µA, 85 µA ve 200 µA'e ayarlanmıştır. Benzetim uygulamasında 0,5 µm MIETEC teknoloji parametreleri kullanılmıştır. Şekil 4.25'de, önerilen devrenin DC transfer karakteristiği gösterilmiştir.



Şekil 4.25 CDTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği

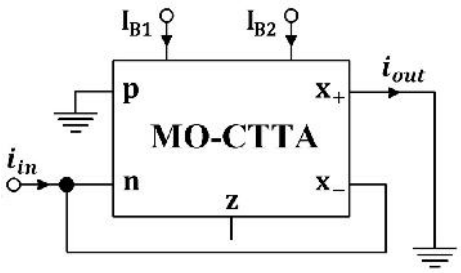
Şekil 4.26.a'da R_1 ve R_2 direnç değerleri 5 kΩ iken, giriş sinyali 300 µA p-p genliğinde, 1 kHz frekansındaki giriş sinyali için benzetim sonucu yer almaktadır. Şekil 4.26.b'de ise R_1 direnci 0 ve R_2 direnci yerine ∞ iken, benzetim sonucu yer almaktadır.



Şekil 4.26 CDTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonuçları a) (R_1=5 kΩ , R_2=5 kΩ) b) (R_1=0 Ω , R_2=∞ Ω)

4.5 CTTA Tabanlı Schmitt Tetikleyici Devresi

Diğer bir akım modlu schmitt tetikleyici devresi, CTTA tabanlı olarak önerilmiştir [39]. Şekil 4.27'de gösterilen bu devre yapısında CDTA aktif elemanı haricinde hiç bir pasif eleman kullanılmıştır.



Şekil 4.27 CTTA tabanlı schmitt tetikleyici devresi

Bu devrede, x+ terminalindeki çıkış akımı, aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$I_{out} = \begin{cases} I_{B1} \tanh\left(\dfrac{V_Z}{2V_T}\right) & I_{in} \le I_{X-} \\ -I_{B1} \tanh\left(\dfrac{V_Z}{2V_T}\right) & I_{in} \ge I_{X-} \end{cases} \quad (4.30)$$

MO-CTTA'nın n terminali pozitif geri besleme ile bağlandığı durumda, z terminalindeki çıkış gerilimi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$V_z \cong \begin{cases} V_{dd} & I_{in} \le I_{X-} \\ V_{ss} & I_{in} \ge I_{X-} \end{cases} \quad (4.31)$$

Şayet $V_z \gg 2V_T$ olursa, $\tanh(V_z/2V_T) \cong 1$ olacağından CTTA doyum noktalarında çalışır.

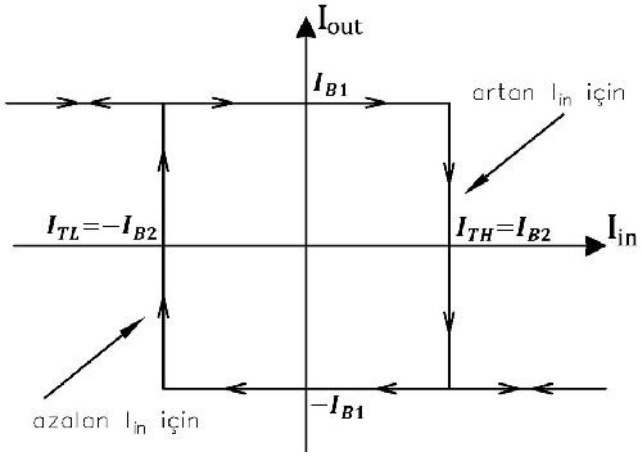
$$I_{out} = \begin{cases} I_{B1} & I_{in} \le I_{X-} \\ -I_{B1} & I_{in} \ge I_{X-} \end{cases} \quad (4.32)$$

Ayrıca alt ve üst eşik değerleri doğrusal olarak I_{B2} ile ayarlanabilir.

$$\begin{aligned} I_{TH} &= I_{B2} \\ I_{TL} &= -I_{B2} \end{aligned} \quad (4.33)$$

Schmitt tetikleyicinin çıkış akımı da $V_z \gg 2V_T$ durumu için Denklem (4.34)'deki gibi ifade edilir.

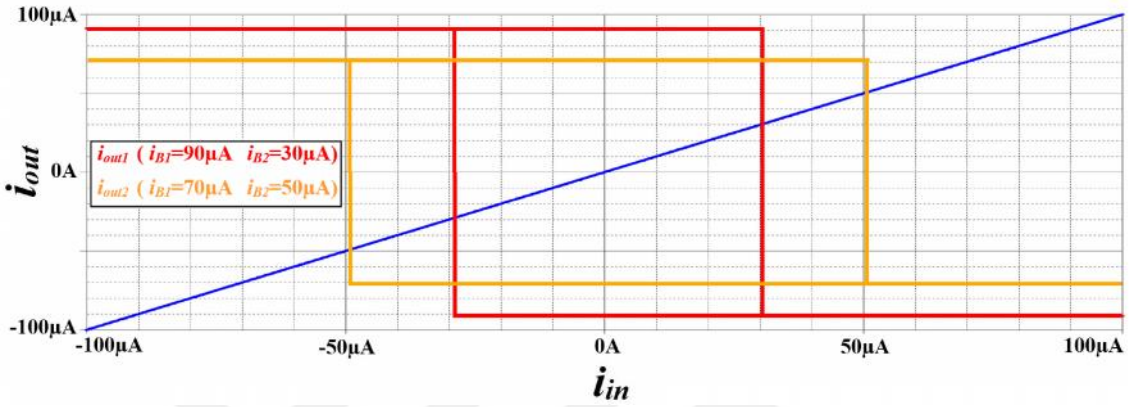
$$I_{out} = \begin{cases} I_{B1} & I_{in} \le I_{TL} \\ -I_{B1} & I_{in} \ge I_{TH} \end{cases} \quad (4.34)$$



Şekil 4.28 CTTA tabanlı schmitt tetikleyici devresi

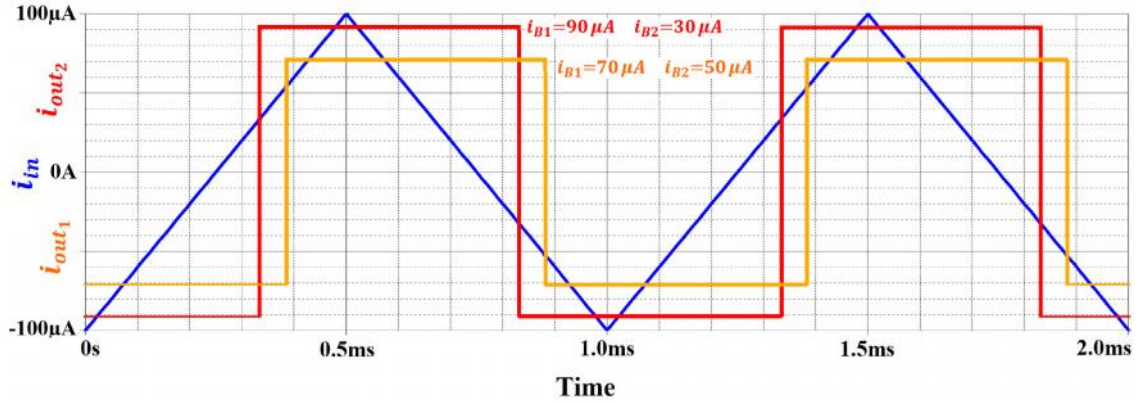
Oluşturulan devre tanımı oldukça basittir. Devrede CTTA haricinde hiçbir pasif ya da aktif eleman kullanılmamıştır. Histerezis ve çıkış akım genlikleri kolayca ayarlanabilir.

CTTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin teorik analizlerini doğrulamak için Pspice programında benzetimleri yapılmıştır. MO-CTTA, Pspice programında Şekil 2.25'de gösterildiği gibi bir CCII+ ve iki OTA ile oluşturulmuştur. CCII+ olarak AD844, OTA olarak da LM13600 kullanılmıştır. Aktif elemanlar simetrik olarak ±5 V DC güç kaynakları ile beslenmiştir. Farklı I_{b1} ve I_{b2} kutuplama akımlarında elde edilen DC transfer karakteristiği Şekil 4.29'da gösterilmiştir.



Şekil 4.29 CTTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin DC karakteristiği

100 µA genliğinde 1 kHz frekansında giriş sinyali farklı I_{B1} ve I_{B2} kutuplama akımlarında uygulanmış; benzetim sonucu Şekil 4.30'da gösterilmiştir.



Şekil 4.30 CTTA tabanlı schmitt tetikleyici devresinin zaman domeni analiz sonucu

BÖLÜM 5

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde OPAMP, OTA, CFOA, CTTA, CDBA, CDTA ve ZC-CG-CDBA gibi çeşitli aktif elemanların lineer ve lineer olmayan çalışma koşulları incelenmiştir. Bu aktif elemanlar kullanılarak gerçekleştirilen ve literatürde önerilen çeşitli tam dalga doğrultucu ve Schmitt tetikleyici devrelerinin matematiksel incelemesi yapılmış ve bu devrelerin benzetimleri PSpice programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca seçilen bazı devre yapılarının deneysel çalışmaları yapılmıştır. Bununla birlikte bu tez çalışmasında iki adet yeni akım modlu tam dalga doğrultucu devresi önerilmiştir. Önerilen bu devrelerin benzetimleri ve deneysel çalışmaları gerçekleştirilmiş ve literatürde önerilen diğer tam dalga doğrultucu devrelerine göre avantajları ortaya konmuştur.

Bu tezde incelenen lineer olmayan devre yapılarından ilki tam dalga doğrultucu devresidir. Literatürde birçok farklı aktif elemanlar ile oluşturulmuş tam dalga doğrultucu devreleri mevcuttur. Literatürde ilk oluşturulan tam dalga doğrultucu devreleri, gerilim modlu yapıdadır ve çalışma frekans bandı oldukça dardır. Bu devreler ayrıca çok sayıda pasif eleman bulundurmaktadır. Akım modlu devrelerin avantajlarının ortaya konulması ile oluşturulmuş olan ilk olarak CCII'lar ile oluşturulan akım modlu tam dalga doğrultucu devresinin PSPICE programı ile DC ve geçici hal analizleri yapılmıştır. CDTA aktif elemanı ile de oluşturulan tam dalga doğrultucu devresinin de yine aynı şekilde PSPICE'de analizleri yapılmıştır. Sonrasında, önerilen ilk akım modlu olarak önerilen bir CDBA ve iki adet diyot ile gerçeklenen tam dalga doğrultucu devresinin devre yapısı ve matematiksel ifadeleri gösterilmiştir. PSPICE programı ile hem CMOS yapıda hem de CFOA'lar ile gerçeklenen CDBA'lar ile oluşturulan tam dalga

doğrultucu devresinin DC ve farklı frekans değerlerindeki geçici hal analizleri yapılmıştır. Ayrıca, farklı diyotlar (1PS79SB17, BAS516, 1N4148, RB520530) kullanılarak oluşturulan bu devrenin 1MHz değerindeki geçici hal analizi yapılmış. Diyot seçimin performansa etkisi gösterilmiştir. Doğrultucu devrelerin AC analizinde kullanılan GFR metodu, önerilen bu devre yapısında kullanılmıştır. Farklı giriş sinyal değerlerinde yapılan bu analiz metodu ile giriş sinyalin genliğinin artması ile kesme frekans değerinin arttığı tespit edilmiştir. Yüksek frekans değerindeki diyot rejenerasyon performansı, diyotlara bias gerilimleri eklenerek de mümkün olduğu GFR analizi yapılarak gösterilmiştir. CDBA'lı tam dalga doğrultucu devresinin çalışırlığı deneysel olarak da test edilmiştir. Piyasada bulunabilen CFOA olan AD844'ler ile CDBA gerçeklenmiştir. Giriş akım sinyali bu deneyde, 1 adet AD844 ve 1 direnç ile V/I çevirici elde edilerek oluşturulmuştur. Önerilen bu devrenin literatürdeki diğer tam dalga doğrultucular ile karşılaştırılması Çizelge 3.2'de verilmiştir ve avantajları ortaya konmuştur.

CDBA ile oluşturulan tam dalga doğrultucu devresinde çıkış akımının genliği ayarlanamamaktadır. ZC-CG-CDBA aktif elamanı kullanılarak önerilen ikinci tam dalga doğrultucu devresinde giriş sinyal akımı sabit iken, çıkış akımın kazanç değeri ile elektronik olarak ayarlanabilmektedir. PSPICE programı ile hem CMOS yapıda hem de OTA'lar (OPA860) ile gerçeklenen ZC-CG-CDBA ile oluşturulan tam dalga doğrultucu devresinin DC ve farklı frekans değerlerindeki geçici hal analizleri yapılmıştır. GFR metodu, önerilen bu devrede de yapılarak kesme frekans değerleri bulunmuştur. Deneysel çalışmayı yapmak için, ZC-CG-CDBA aktif elemanı 4 CFOA ve 3 direnç ile gerçeklenmiştir. Giriş akım sinyali 1 adet AD844 ve 1 direnç ile V/I çeviricisi oluşturularak uygulanmıştır. Farklı kazanç değerlerindeki ve farklı frekanslardaki geçici hal analizleri yapılmıştır.

Bu tezde ele alınan ikinci lineer olmayan devre yapısı ise, schmitt tetikleyici devresidir. Aktif elemanlar ile oluşturulan en bilinen schmitt tetikleyici devreleri incelenmiş, PSPICE programında DC ve geçici hal analizleri yapılmıştır. Ayrıca, CCII ile oluşturulan schmitt tetikleyici devresinin deneysel çalışması da yapılmıştır.

KAYNAKLAR

[1] Kuntman, H.H., (2011). "New advances and Possibilities Provided by Alternative Active Elements in Analogue Circuit Design", Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu.

[2] Chen, W.K., (2005). "The Electrical Engineering Handbook", Elsevier Academic Press.

[3] GAP/R - George A. Philbrick Researches Archive. www.PhilbrickArchive.org, 03 Nisan 2015.

[4] Model K2-W Operational Amplifier, (1953). George A.Phillbrick Researches, Inc., Boston, MA.

[5] Fairchild Semiconductor Linear Integrated Circuits Handbook, (1965).

[6] LM741, Operational Amplifier Data Book, (2013). Texas Instrument.

[7] Schmid, H., (2000). "Approximating the universal active element", IEEE Trans. Circuits Syst. II, 47:1160-1169.

[8] Biolek, D., Senani, R., Biolkova, V. ve Kolka, Z., (2008). "Active elements for analog signal processing: Classification, review, and new proposals", Radio engineering, 17:15–32.

[9] Wheatley, C. F. ve Wittlinger, H. A., (1969). "OTA Obsoletes Op Amp", P. Nat. Econ. Conf. 152-157.

[10] Toumazou, C., Lidgey, F.J. ve Haigh, D.G., (1990). "Analogue IC Design: The current mode approach", IEE Circuits and Systems Series 2. Peter Peregrinus Ltd.

[11] Schmid, H., (2002). "Why the terms 'current mode' and 'voltage mode' neither divide nor qualify circuits", IEEE ISCAS, 29-32.

[12] Smith, K. ve Sedra, A., (1968). "The Current Conveyor - a New Circuit Building Block", IEEE Proc., 56:1368-1369.

[13] Smith, K. ve Sedra, A., (1970). "A second generation current conveyor and its application", IEEE Trans., CT-17, 132-134.

[14] Toumazou, C., Lidgey, F.J. ve Cheung, P.Y.K., (1989). "Current-mode analogue signal processing circuits- a review of recent developments", Proc. IEEE ISCAS'89, 1572-1575.

[15] Wadsworth, D.C., (1990). “Accurate current conveyor topology and monolithic implementation”, Proc. IEE G, 137:88-94.

[16] Svoboda, J.A, McGory, L. ve Webb, S., (1991). “Application of commercially available current conveyors”, International Journal of Electronics, 159-164.

[17] Fabre, A., (1995). “Third generation current conveyor: A new helpful active element”, Electron. Lett., 31:338–339.

[18] Nelson, D. ve Saller, K. R., (1985). “Settling time reduction in wide-band direct-coupled transistor amplifiers”, United States Patent no. 4502020.

[19] Nelson, D. ve Evans, S., (1985). “A New Approach to Op Amp Design”, Comlinear Corp. Application Note 300-1.

[20] Palumbo, G. ve Pennisi, S., (2001). “Current-Feedback amplifiers versus Voltage Operational Amplifiers”, IEEE Trans. on Circuits and Systems – part I, 48:617-623.

[21] Potson, D., (1988). “Current-feedback op amp applications circuit guide”, Application note OA-07, 14-251632, COMLINEAR Corp., Fort Collins, CO 80525, USA.

[22] Bowers, D.F., (1988). “A precision dual current feedback operational amplifier”, Proceedings of the IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting, 68-70.

[23] Fabre, A., (1993). “Insensitive voltage mode and current mode filters from commercially available transimpedance op amps”, IEE Proceedings-G, 140:319-321.

[24] Wu, D.S., Liu, S.I., Hwang, Y.S. ve Wu, Y.P., (1995). “Multiphase sinusoidal oscillator using the CFOA”, IEE Proc. Circuits Devices Syst., 142:37–40.

[25] Soliman, A., (1996). “Applications of the current feedback operational amplifiers”, Analog Integr.Circuits Signal Process., 16:265–302.

[26] Abuelma’atti, M.T. ve Al-Shahrani, S.M., (1997). “New CFOA-based sinusoidal oscillators”, International Journal of Electronics, 82:27–32.

[27] Abuelma’atti, M.T. ve Al-Shahrani, S.M., (1998). “New CFOA-based triangular/square wave generator”, Int. J. Electron. 84:583–588.

[28] Acar, C. ve Özoğuz, S., (1999). “A new versatile building block: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal-processing filters”, Microelectronics Journal, 30:157–160.

[29] Toker, A., Özoğuz, S., Çiçekoğlu, O. ve Acar, C., (2000). “Current Mode All-Pass Filters Using Current Differencing Buffered Amplifier and New High–Q Bandpass Filter Configuration”, IEEE Trans. Circuits and Systems–II Analog Digital Signal Processing, 47:949-954.

[30] Ayten, U.E, (2009). “New Active Element Structures and application in analog circuit designings”, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Turkey.

[31] Biolek, D., Bajer, J., Biolkova, V., Kolka, Z. ve Kubicek, M., (2011). "Z Copy-Controlled Gain-Current Differencing Buffered Amplifier and its applications", Int. Journal of Circuit Theory and Applications. 39:257–274.

[32] Biolek, D., (2003). "CDTA-building block for current-mode analog signal processing", In Proceedings of the ECCTD'03. Krakow (Poland), 3:397–400.

[33] Bekri, A.T. ve Anday, F., (2005). "Nth-order low-pass filter employing current differencing transconductance amplifiers", Proceedings of the 2005 European conference on circuit theory and design, 2:193–196.

[34] Uygur, A., Kuntman, H. ve Zeki, A., (2005). "Multi-input multi-output CDTA-based KHN filter", In: Proceedings of the ELECO 2005: the fourth international conference on electrical and electronics, Bursa, Turkey, 46–50.

[35] Keskin, A. Ü., Biolek, D., Hancıoğlu, E. ve Biolková. V., (2006). "Current-mode KHN filter employing current differencing transconductance amplifiers", AEU–Int J Electron Commun; 60:443–446.

[36] Tanjaroen, W., Dumawipata, T., Unhavanich, S., Tangsrirat, W. ve Surakampontorn, W., (2006). "Design of current differencing transconductance amplifier and its application to current-mode KHN biquad filter", In: Proceedings of the ECTI-CON 2006, Thailand.

[37] Siripruchyanun, M. ve Jaikla, W., (2007). "Realization of current controlled current differencing transconductance amplifier (CCCDTA) and its applications", The ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications (ECTI-EEC), 5:41–50.

[38] Biolek, D. ve Biolkova, V., (2004). "CTTA Current-mode filters based on current dividers", 11th Electronic Devices and Systems Conference, 2-7.

[39] Silapan, P. ve Siripruchyanun, M., (2009). "A Simple Current-mode Schmitt Trigger Employing Only Single MO-CTTA", 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2:521-524.

[40] Pisutthipong, N. ve Siripruchyanun, M., (2009). "A Novel Simple Current-mode Multiplier/Divider Employing Only Single Multiple-Output Current Controlled CTTA", TENCON IEEE Region 10 Conference Proceedings, 2401-2404.

[41] Franco, S., (1988). Design with Operational Amplifier and Analog Integrated Circuits, McGraw Hill Co., New York.

[42] Gift, S., (2000). "A high-performance full-wave rectifier circuit", Int J Electron; 87: 925–930.

[43] Sanchez-Sineccio, E., Ramirez-Angulo, J., Linares-Barranco, B. ve Rodriguez-Vazquez A., (1989). "Operational transconductance amplifier-based nonlinear function syntheses", IEEE Journal of Solid-State Circuits, 24:1576–1586.

[44] Kumngern, M. ve Dejhan, K., (2006). "High Frequency and High Precision CMOS Full-Wave Rectifier", International Journal of Electronics, 93:185–199.

[45] LTP Electronics Ltd., (1993). CCII01 Current Conveyor Data Sheet, Oxford.

[46] Toumazou, C., Lidgey, F.J. ve Chattong, S., (1994). “High Frequency Current Conveyor Precision Full-wave Rectifier”, Electronics Letters, 30:745–746.

[47] Stiurca, D., (1995). “Truly temperature independent current conveyor precision rectifier”, Electron. Lett., 31:1302–1303.

[48] Biolek, D., Hancığlu, E. ve Keskin, A.Ü., (2008). “High–performance current differencing transconductance amplifier and its application in precision current–mode rectification”, Int. J. Electron. Commun. (AEÜ), 62:92–96.

[49] Koton, J., Herencsar, N., Vrba K. ve Minaei, S., (2011). “Precision Full-Wave Current-Mode Rectifier using Current Differencing Transconductance Amplifier”, International Conference on Computer and Communication Devices (ICCCD 2011). Bali Island, Indonesia, 1-3:71-74.

[50] Khateb, F., Vavra, J. ve Biolek, D., (2010). “A novel current-mode full-wave rectifier based on one CDTA and two diodes”, Radio-engineering, 19:437–445.

[51] Koton, J., Herencsar, N. ve Vrba K., (2011). “Current and Voltage Conveyors in Current and Voltage-Mode Precision Full-Wave Rectifiers”, Radioengineering, 20:19-24.

[52] Koton, J., Herencsar, N. ve Vrba K., (2010). “Minimal configuration precision full-wave rectifier using current and voltage conveyors”, IEICE Electronics Express, 7:844-849.

[53] Koton, J., Herencsar, N. ve Vrba K., (2011). “Current-mode precision full-wave rectifier using single DXCCII and two diodes”, Circuit Theory and Design (ECCTD), 20th European Conference on, 508 – 511.

[54] Kumngern, M., (2012). “CMOS current-mode precision full-wave rectifier with improved bandwidth”, 2012 Second International Conference on Digital Information and Communication Technology and it's Applications (DICTAP), 283 - 286.

[55] Pandey, N. ve Pandey, R., (2013). “Current mode full-wave rectifier based on a single MZC-CDTA”, Active and Passive Electronic Components, Article ID 9670572013.

[56] Sağbaş, M., Minarei, S. ve Ayten, U.E., (2016). “Component reduced current-mode full-wave rectifier circuits using single active component”, IET Circuits, Devices & Systems, 10:1-11.

[57] Pandey, N., Pandey, R., Nand, N. ve Kumar, A., (2014). “Current-mode rectifier configuration based on OFCC”, Signal Propagation and Computer Technology (ICSPCT), 2014 International Conference on Ajmer, 533-536.

[58] Schmitt, O., (1938). “A thermionic trigger”, Journal of Scientific Instruments, 15:24–26.

[59] Millman, I. ve Taub, H., (1970). “Pulse digital and switching waveforms”, McCraw-Hill, New York.

[60] Yuan, F., (2010). “Differential CMOS Schmitt trigger with tunable hysteresis”, Analog Integr. Circuits Signal Process., 62:245–248.

[61] Siripruchyanun, M. ve Wardkein, P., (2001). “Temperature in sensitive and electronically adjustable square/triangular wave generation based on novel Schmitt trigger oscillator”, In Proceedings of ISIC2001 2199th international symposium on integrated circuits, devices and systems, 222.

[62] Park, J. H. ve Ch, B. H., (2006). “Small signal modeling of hysteretic current mode control using the PWM switch model”, In COMPEL ‘06. IEEE workshops on computers in power electronics, 225–230.

[63] Wu, C. ve Chiang, C., (2004). “A low-photo current CMOS retinal focal-plane sensor with a pseudo-BJT smoothing network and an adaptive current Schmitt trigger for scanner applications”, IEEE Sensors J., 4:510-518.

[64] Wang, Z. ve Guggenbühl, W., (1988). “Novel CMOS current Schmitt trigger”, Electron. Lett., 24:1514-1516.

[65] Wang, Z. ve Guggenbühl, W., (1989). “CMOS current Schmitt trigger with fully adjustable hysteresis”, Electron. Lett., 25:397-398.

[66] Wang, Z., (1991). “CMOS adjustable Schmitt triggers”, IEEE Trans. Instrum. Meas., 40:601-605.

[67] Franco, S., (1988). Design with Operational Amplifier and Analog Integrated Circuits, McGraw Hill Co., New York.

[68] Di Cataldo, G., Palumbo, F. ve Pennisi, S., (1995). “A Schmitt trigger by means of a CCII+”, Inter. J. Circuit Theory Application, 23:161–165.

[69] ‘National operational amplifiers databook’, National Instrum. Meas., 1991, 40:601-605 Semiconductor Corporation, Santa Clara, CA, 1995.

[70] Kim, K., Cha, H.W. ve Chung, W.S., (1997). “OTA-R Schmitt trigger with independently controllable threshold and output voltage levels”, Electron.Lett., 33:1103–1105.

[71] Biolek, D. ve Biolkova, V., (2006). “Current-mode CDTA-based comparators”, In the 13th electronic devices and systems IMAPS CS/SK international conference, EDS, 6–10.

[72] Silapan, P. ve Siripruchyanun, M., (2006). “A current-mode Schmitt trigger with independently current-controllability of hysteresis and output magnitude and application”, Journal of King Mongkut’s University of Technology North Bangkok, 3:30–38.

[73] Siripruchyanun, M., (2008). “Current-controlled CCTA-based novel current-mode Schmitt trigger and its application”, In The 2008 international symposium on communications and information technologies (ISCIT2008), 416–421.

[74] Lo, Y.-K., Chien, H.-C. ve Chiu, H.-J., (2010). “Current-input OTRA Schmitt trigger with dual hysteresis modes”, International Journal on Circuit Theory and Application, 38:739-746.

[75] Silapan, P. ve Siripruchyanun, M., (2011). “Fully and electronically controllable current-mode schmitt triggers employing only single MO-CCCDTA and their applications. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 68:111–128.

[76] Soni, G. S. ve Ansari, M. (2014). "Current-mode electronically-tunable Schmitt Trigger using single 65nm ±0.75V CMOS CDTA", In Signal Propagation and Computer Technology (ICSPCT), 2014 International Conference, 137-141.

[77] Srivyshnavi, T. ve Srinivasulu, A., (2015). “A Current Mode Schmitt Trigger Based on Current Differencing Transconductance Amplifier”, Signal Processing, Communication and Networking (ICSCN), 3rd International Conference on Chennai, 3: 1-4.

[78] Linitha, R., Srinivasulu, A. ve Reddy, V.V., (2015). “A Schmitt trigger based on DDCCTA without any passive components”, Communications and Signal Processing (ICCSP), 2015 International Conference on Melmaruvathur, 1695 - 1698.

[79] Minaei, S., (1997). “OTA ile Sayısal/Analog ve Analog/Sayısal Dönüştürücü Tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Turkey.

[80] Acar, C., Anday, F. ve Kuntman, H., (1993). “On the realization of OTA-C filters”, Int J Circ Theory Appl, 21:331–41.

[81] LM13700, Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers Data Book, (2013). Texas Instrument.

[82] OPA860-wide bandwidth operational transconductance amplifier (OTA) and buffer. Texas Instruments, SBOS331C, June 2005, Revised August 2008. Available from: www.ti.com

[83] Geiger, R. L. ve Sanchez-Sinencio, E., (1985). “Active filter design using operational transconductance amplifiers: A tutorial”, IEEE Circuits Devices Mag., 1:20-32.

[84] Palumbo, G. ve Pennisi, S., (2001). “A high-performance CMOS CCII.” International Journal of Circuit Theory and Applications, 29:331-336

[85] Palmisano, G., Palumbo. G. ve Pennisi, S., (1998). “Class AB CMOS current output stages with reduced harmonic distortion”, IEEE Transactions on CAS part II; 45:243-250.

[86] AD844, (1990). Letter Products Data Book, Analog Devices, Norwood, MA.

[87] Keskin, A.U. ve Hancioglu, E., (2005). “CDBA-based synthetic floating inductance circuits with electronic tuning properties”, ETRI JOURNAL, 27:239-242.

[88] Pisitchalermpong, S., Tangsrirat, W. ve Surakampontorn, W., (2006). “CDBA-based Multiphase Sinusoidal Oscillator Using Grounded Capacitors”, SICE-ICASE International Joint Conference, Oct. 18-2 1, Bexco, Busan, Korea.

[89] Koksal, M. ve Sağbaş, M., (2008). “A versatile signal flow graph realization of a general current transfer function”, AEU-International Journal of Electronics and Communications, 62:33-40.

[90] Koksal, M. ve Sağbaş, M., (2007). “General synthesis procedure for nth-order current transfer function using CDBA”, Frequenz, 61:94-101.

[91] Sağbaş, M., (2011). “Design of CDBA Based Active Polyphase Filter for Low-IF Receiver Applications”, Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 19:565-574.

[92] Keskin, A.U. ve Biolek, D., (2006). “Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA)”, IEE Proc.-Circuits Devices Syst., 153:214–218.

[93] Tietze, U., Schenk, C. ve Gramm, E., (2008). ”Electronic Circuits-Handbook for Design and Application”, Springer.

[94] Gray, P.R., Hurst, P.J., Lewis, S.H. ve Meyer, R.G., (2001). “Analysis and Design of Analog Integrated Circuit”, New York: John Wiley & Sons, 702–708.

[95] Ferri, G., ve Guerrini, N.C., (2003). “Low-Voltage Low-Power CMOS Current Conveyors”, Kluwer Academic Publishers, London.

[96] Yuce, E., Minaei, S. ve Cicekoglu, O., (2006). “Full-wave rectifier realization using only two CCII+s and NMOS transistors”, International Journal of Electronics, 93:533–541.

[97] Maheshwari, S., (2007). “Current controlled precision rectifier circuits”, Journal of Circuits, Systems, and Computers, 16:129-138.

[98] Minaei, S. ve Yuce, E., (2008) “A new full-wave rectifier circuit employing single dual-X current conveyor”, International Journal of Electronics, 95: 777-784.

[99] Lidgey, F.I., Hayatleh, K. ve Toumazou, C., (1993). “New current-mode precision rectifiers”, Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Syst., Chicago, 1322-1325.

[100] Toumazou, C. ve Lidgey, F.J., (1985). “Floating-impedance converters using current conveyors”, Electronics Letters, 21:640-642.

[101] Biolek, D., Biolkova, V. ve Kolka, Z., (2004). “AC Analysis of operational rectifiers via conventional circuit simulators”, WSEAS Transactions on Circuits and System, 3:2291-2295.

[102] Kubanek, D. ve Vrba, K., (2010). “Precision rectifiers with current excitation of diodes and the effect of the diode reverse recovery time to their function”, Elektrorevue, 2010/6–15. 2. ISSN 1213-1539.

[103] Schmid, H., (2002). “Why the terms ‘current mode’ and ‘voltage mode’ neither divide nor qualify circuits”, IEEE ISCAS, 2:29-32.

[104] Chung, W.-S., Cha, H.-W. ve Kim, H.-J. (2002). “Current-controllable monostable multivibrator using OTAs”, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, 49:703–705.

[105] Srinivasulu, A., (2011). “A novel current conveyor-based Schmitt trigger and its application as a relaxation oscillator”, Int. J. Circuit Theory Appl., 39:679–686.

TSMC 0.25 µm CMOS Tranzistör Parametreleri

MODEL CMOS NMOS (LEVEL=7

+ VERSION=3.1TNOM=27TOX=5.7E-9

+ XJ=1E-07NCH=2.3549E+17VTH0=0.3814211

+ K1=0.4746705K2=1.660277E-4K3=1E-3

+ K3B=2.3122706W0=1E-7NLX=1.589929E-7

+ DVT0W=0DVT1W=0DVT2W=0

+ DVT0=0.6187888DVT1=0.5994888DVT2=-0.3669704

+ U0=294.4108005UA=-1.358819E-9UB=2.573394E-18

+ UC=3.77946E-11VSAT=1.214475E5A0=1.8588721

+ AGS=0.3383369B0=-5.446135E-8B1=7.4622E-8

+ KETA=-7.443745E-3A1=9.745731E-5A2=0.5578728

+ RDSW=189.7568315PRWG=0.2559162PRWB=-0.181174

+ WR=1WINT=0LINT=0

+ XL=0XW=-4E-8DWG=-1.457919E-8

+ DWB=9.540311E-10VOFF=-0.0981967NFACTOR=1.2611167

+ CIT=0CDSC=2.4E-4CDSCD=0

+ CDSCB=0ETA0=4.919832E-3ETAB=2.025436E-4

+ DSUB=0.0242961PCLM=1.593914PDIBLC1=1

+ PDIBLC2=2.640837E-3PDIBLCB= 0.0386436DROUT=1

+ PSCBE1=7.081828E8PSCBE2= 2.180247E-4PVAG=0

+ DELTA=0.01RSH=4.2MOBMOD=1

+ PRT=0UTE=-1.5KT1=-0.11

+ KT1L=0KT2=0.022UA1=4.31E-09

+ UB1=-7.61e-18UC1=-5.6e-11AT=3.3E4

+ WL=0WLN=1WW=0

+ WWN=1WWL=0LL=0

+ LLN=1LW=0LWN=1

+ LWL=0CAPMOD=2XPART=0.5

+ CGDO= 4.23E-10CGSO= 4.23E-10CGBO= 5E-10

+ CJ= 1.749012E-3PB=0.99MJ=0.462496

+ CJSW= 4.279349E-10PBSW= 0.9622079MJSW= 0.3165822

+ CJSWG=3.29e-10PBSWG=0.9622079MJSWG= 0.3165822

+ CF=0PVTH0=-7.011825E-3PRDSW=-9.9645069

+ PK2=3.616258E-3WKETA=0.0105311LKETA=-3.468158E-4)

MODEL CMOS PMOS (LEVEL=7

+ VERSION=3.1TNOM=27TOX=5.7E-9

+ XJ=1E-07NCH=4.1589e+17VTH0=-0.5744204

+ K1=0.6490426K2=-1.773363E-3K3=0

+ K3B=10.0463289W0=1.003172E-6NLX=1.289797E-8

+ DVT0W=0DVT1W=0DVT2W=0

+ DVT0=2.0444478DVT1=0.8171636DVT2=-0.1766344

+ U0=104.396530UA=1.149129E-9UB=1.889317E-21

+ UC=-1E-10VSAT=1.704423E5A0=1.0827869

+ AGS=0.2100781B0=1.078897E-6B1=4.897652E-6

+ KETA=0.0122695A1=0.0387643A2=0.300003

+ RDSW=1.868086E3PRWG=-2.456532E-4PRWB=-0.1100494

+ WR=1WINT=0LINT=2.873182E-8

+ XL=0XW=-4E-8DWG=-3.82622E-8

+ DWB=6.704642E-10VOFF=-0.1377156NFACTOR=0.9782443

+ CIT=0CDSC=2.4E-4CDSCD=0

+ CDSCB=0ETA0=0.4874648ETAB=-0.0877264

+ DSUB=1.274066PCLM=1.2131124PDIBLC1=4.890103E-3

+ PDIBLC2=2.759062E-10PDIBLCB=-8.153931E-4DROUT=0.0637363

+ PSCBE1=1.745651E10PSCBE2=3.933324E-9PVAG=0.0149263

+ DELTA=0.01RSH=3.1MOBMOD=1

+ PRT=0UTE=-1.5KT1=-0.11

+ KT1L=0KT2=0.022UA1=4.31e-09

+ UB1=-7.61e-18UC1=-5.6e-11AT=3.3E4

+ WL=0WLN=1WW=0

+ WWN=1WWL=0LL=0

+ LLN=1LW=0LWN=1

+ LWL=0CAPMOD=2XPART=0.5

+ CGDO=4.93E-10CGSO=4.93E-10CGBO=5e-10

+ CJ=1.893734E-3PB=0.9889579MJ=0.4705132

+ CJSW=3.124347E-10PBSW=0.8MJSW=0.2786992

+ CJSWG=2.5e-10PBSWG=0.8MJSWG=0.2786992

+ CF=0PVTH0=5.048835E-3PRDSW=-0.3854504

+ PK2=2.391215E-3WKETA=0.0247713LKETA=-8.933358E-3

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Süleyman ERKAN

Doğum Tarihi ve Yeri : 28/08/1986 – Fatih (İstanbul)

Yabancı Dili : İngilizce

E-posta : suleyman_erkan@hotmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	**Alan**	**Okul/Üniversite**	**Mezuniyet Yılı**
Lisans	Elektrik- Elektronik Müh.	Gaziantep Üniversitesi	2009
Lise	Fen Bilimleri	Karaman Milli Piyango Fen Lisesi	2004

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	**Firma/Kurum**	**Görevi**
2014-….	Eti Maden– Bandırma Bor ve Asit Fabrikaları İşletmeleri	Otomasyon Bakım ve Onarım Sorumlusu
2013-2014	Kırklareli İl Özel İdaresi	Elektrik Mühendisi
2010-2012	Modern Enerji Elektrik Üretim A.Ş	Otomasyon Bakım Mühendisi

YAYINI

Bildiri

1. Suleyman Erkan, Umut Engin Ayten, Mehmet Sagbas, “Current-Mode Full-Wave Rectifier Circuits Using Current Differencing Buffered Amplifier”, 38th International Conference on Telecommunications and Signal Processing-TSP-2015, Prague, CZECH REPUBLIC, pp. 344- 348, 9-11 July, 2015.