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

TRANSLİNEER DEVRE PRENSİBİ VE ELEKTRONİK DEVRE UYGULAMALARI

Hazırlayan
Sezai Alper TEKİN

Danışman
Prof. Dr. Mustafa ALÇI

Doktora Tezi

Haziran 2012
KAYSERİ

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

TRANSLİNEER DEVRE PRENSİBİ VE ELEKTRONİK DEVRE UYGULAMALARI

(Doktora Tezi)

Hazırlayan
Sezai Alper TEKİN

Danışman
Prof. Dr. Mustafa ALÇI

Haziran 2012
KAYSERİ

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

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

Adı-Soyadı : Sezai Alper TEKİN

İmza :



YÖNERGEYE UYGUNLUK

Translineer Devre Prensibi ve Elektronik Devre Uygulamaları adlı Doktora tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi'ne uygun olarak hazırlanmıştır.

Sezai Alper TEKİN
Tezi Hazırlayan

Prof. Dr. Mustafa ALÇI
Danışman

Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR
Elektrik – Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı

Prof. Dr. Mustafa ALÇI danışmanlığında **Sezai Alper TEKİN** tarafından hazırlanan **"Translineer Devre Prensibi ve Elektronik Devre Uygulamaları"** adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik - Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında **Doktora** tezi olarak kabul edilmiştir.

11 / 06 /2012

JÜRİ:

Başkan : Prof. Dr. M. Kemal KIYMIK

Üye : Prof. Dr. Mustafa ALÇI

Üye : Prof. Dr. Recai KILIÇ

Üye : Doç. Dr. Nurhan KARABOĞA

Üye : Doç. Dr. Esma UZUNHİSARCIKLI

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun 10/07/2012 tarih ve 2012/29-18 sayılı kararı ile onaylanmıştır.

10/07/2012

Prof. Dr. Necmettin MARAŞLI
Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ / TEŞEKKÜR

Başta tez çalışmam boyunca bana yol gösteren, bilgi, tecrübe ve mesaisini benim için cömertçe harcayan, hiçbir zaman yardımlarını esirgemeyen ve birçok konuda yüreklendiren, dünyaya daha geniş bir pencereden bakma becerisi kazandıran danışman hocam sayın Prof. Dr. Mustafa Alçı'ya teşekkür ederim.

Tez izleme komitemde yer alan hocalarım sayın Prof. Dr. Recai Kılıç ve sayın Doç. Dr. Nurhan Karaboğa'ya çalışmalarıma olan çok değerli katkılarından dolayı teşekkür ederim.

Erciyes Üniversitesi'ndeki değerli arkadaşlarıma, özellikle can dostum Öğr. Gör. Hamdi Ercan'a gerek çalışmalarıma, gerekse yaşantıma olan olumlu katkılarından dolayı teşekkür ederim.

Varlıkları benim için büyük bir lütuf olan sevgili anneme ve babama, ayrıca kız kardeşim Merve Tekin'e ve erkek kardeşim Ziya Türker Tekin'e hayatımın her safhasında vermiş oldukları destekler için teşekkürü bir borç bilirim.

Sezai Alper TEKİN

Kayseri, Haziran 2012

TRANSLİNEER DEVRE PRENSİBİ VE ELEKTRONİK DEVRE UYGULAMALARI

Sezai Alper TEKİN
Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
Doktora Tezi, Haziran 2012
Tez Danışmanı: Prof. Dr. Mustafa ALÇI

ÖZET

Translineer prensibi kullanılarak tasarlanan devreler, akım modunda çalıştıkları için gerilim salınımları küçüktür. Bunun yanında bu devreler düşük güç tüketimi, düşük kaynak gerilimi ile yüksek frekanslarda çalışabilecek özelliklere sahiptir. Translineer devrelerin sıcaklıktan bağımsız transfer fonksiyonları vardır. Bununla birlikte tümdevre teknolojisine de pasif eleman içermemesinden dolayı uyumlu olması translineer devrelerin son yıllarda ilgi odağı olmasına sebep olmuştur.

Bu tez çalışması translineer devre prensibi ve elektronik devre uygulamalarının incelenmesini ve translineer devre prensibine dayalı elektronik devrelerin geliştirilmesini hedefleyen konuları kapsamaktadır. Tez çalışmasında, translineer prensibinin daha önce belirtilen avantajları kullanılarak, yeni devre yapılarının tasarlanması ve literatürdeki mevcut çalışmaların geliştirilmesi amaçlanmıştır. Translineer prensibinin sıcaklıktan bağımsız transfer fonksiyonları üretmesi, frekans performansını arttırması ve basit tasarım yapmaya olanak sağlama gibi özelliklerinden yararlanılarak yeni devre tasarımlarının literatüre kazandırılmasına çalışılmıştır.

Bu çerçevede tez çalışmasında, translineer prensibinin yaygın uygulaması olan kontrollü akım taşıyıcının sıcaklıktan bağımsız bir şekilde çalışan bir çeşidi önerilmiştir. Ayrıca translineer prensibi kullanılarak tasarlanan BJT ve CMOS pozitif ve negatif aktif direnç yapıları ve bu yapıların kullanıldığı uygulama devreleri ayrıntılı olarak incelenmeye çalışılmıştır.

Anahtar Sözcükler: Translineer, Akım modlu devreler, Akım taşıyıcı, Aktif direnç.

TRANSLINEAR PRINCIPLE AND ITS CIRCUIT APPLICATIONS

Sezai Alper TEKİN
Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences
Ph. D. Thesis, June 2012
Thesis Supervisor: Prof. Dr. Mustafa ALÇI

ABSTRACT

Circuits which are designed using the principle of translinear have small voltage fluctuations because they work in current mode. In addition, these circuits have features which can work at high frequencies with low power consumption and low supply voltage. Translinear circuits have transfer functions independent from temperature. However, translinear circuits, which are also compatible with integrated circuit technology, have been caused the focus of attention in recent years.

This thesis covers the topics which are aimed at the development of electronic circuits based on translinear circuit principle, investigation of the applications of electronic circuits and translinear circuit principle. In this thesis, it is aimed to develop present studies in the literature and design new circuit structures by using the translinear principle's advantages mentioned earlier. It is tried to gain the new circuit designs utilizing features such as allowing making simple design and increasing the frequency performance, producing transfer functions independent from temperature of translinear principle.

In this study, it is proposed a kind of controlled current conveyor, which is a common application of the translinear principle, working as an independent from temperature. In addition, it is tried to be examined in detail BJT and CMOS active positive and negative resistance structures designed by using the translinear principle, active surface resistance structures and application circuits used of these structures.

Keywords: Translinear, Current-mode circuits, Current conveyor, Active resistance.

İÇİNDEKİLER

TRANSLİNEER DEVRE PRENSİBİ VE ELEKTRONİK DEVRE UYGULAMALARI

Sayfa

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK ii
YÖNERGEYE UYGUNLUK iii
KABUL VE ONAY iv
ÖNSÖZ / TEŞEKKÜR v
ÖZET vi
ABSTRACT vii
TABLOLAR LİSTESİ xii
ŞEKİLLER LİSTESİ xiii

GİRİŞ 1

Genel Bilgiler 1
Literatür Özeti 3
Tezin Amacı 5

1. BÖLÜM
TRANSLİNEER DEVRE PRENSİBİNE GENEL BİR BAKIŞ

1.1. BJT Translineer (BTL) Devreler 8
1.2. MOS Translineer (MTL) Devreler 11
1.3. Dinamik Translineer (DTL) Devreler 14
1.4. Karışık (Mixed) Translineer Devreler 15
1.5. BJT ve MOS Translineer Devrelerin Karşılaştırılması 16

2. BÖLÜM
TRANSLİNEER PRENSİBİ KULLANILARAK SICAKLIK KOMPANZASYONU YAPILMIŞ İKİNCİ KUŞAK KONTROLLÜ AKIM TAŞIYICI TASARIMI

2.1. İkinci Kuşak Kontrollü Akım Taşıyıcı (CCCII) Devre Yapısı 19
2.2. Sıcaklık Kompanzasyonu Yapılmış İkinci Kuşak Kontrollü Akım Taşıyıcının (TC-CCCII) Devre Tasarımı ve Benzetim Sonuçları 21
2.3. TC-CCCII Yapısının Kullanıldığı Örnek Uygulamalar..... 27
2.3.1 TC-CCCII Tabanlı Bant Geçiren Süzgeç Devresi 27
2.3.2 TC-CCCII Tabanlı Osilatör Devresi..... 29

3. BÖLÜM
KARIŞIK TRANSLİNEER AKTİF DİRENÇ YAPILARI

3.1. Pozitif Aktif Direnç Devre Yapıları..... 33
3.1.1. BJT Tabanlı Aktif Direnç Devre Yapıları..... 34
3.1.2. CMOS Tabanlı Aktif Direnç Devre Yapıları 36
3.2. Translineer Pozitif Aktif Direnç Devre Yapısı Tasarımı..... 38
3.2.2.Kazancı Elektronik Olarak Ayarlanabilen FTFN Tabanlı Bir Kuvvetlendirici Uygulaması..... 43
3.3. Translineer Negatif Aktif Direnç Devre Yapısı..... 47
3.3.1. Dinamik Çalışma Aralığı Genişletilmiş Translineer Negatif Aktif Direnç Devre Yapısı ve Benzetim Sonuçları..... 48
3.3.2. Dinamik Çalışma Aralığı Genişletilmiş Translineer Negatif Aktif Direncin Chua Devresinde Kullanılması 51

4.BÖLÜM
TRANSLİNEER PRENSİBİ KULLANILAN VE ELEKTRONİK OLARAK AYARLANABİLEN BJT TABANLI AKTİF YÜZEN DİRENÇ TASARIMI

4.1. Pozitif ve Negatif Aktif Yüzen Direnç Yapılarının Tasarımı..... 59
4.2. Tasarlanan Aktif Yüzen Direncin Performans Analizi 64

4.2.1. Tasarlanan Aktif Yüzen Direncin Yapısının Emiter Alan Uyumsuzlukları 64
4.2.2. Tasarlanan Aktif Yüzen Direncin Çıkış Ofset Akımı 66
4.3. Tasarlanan Pozitif ve Negatif Aktif Yüzen Direnç Yapılarının Benzetim Sonuçları 67
4.4. Pozitif Aktif Yüzen Direnç Devresinin Deneysel Çalışma Sonuçları 71
4.5. Translineer Prensibi Kullanılarak Tasarlanmış Olan BJT Tabanlı Aktif Yüzen Direnç Yapılarının Elektronik Devre Uygulama Örnekleri 72
4.5.1 Negatif Aktif Yüzen Direnç Yapısının Osilatör Uygulaması 73
4.5.2 Pozitif Aktif Yüzen Direnç Yapısının Sıcaklık Kompanzasyonu Yapılmış Akım Kuvvetlendirici Devre Uygulaması 75

5. BÖLÜM
TRANSLİNEER PRENSİBİ KULLANILAN VE ELEKTRONİK OLARAK AYARLANABİLENDÜŞÜK GERİLİMLİ CMOS YÜZEN DİRENÇ TASARIMI

5.1. CMOS Tabanlı Pozitif Aktif Yüzen Direnç Devre Yapısı 79
5.1.1. CMOS Tabanlı Pozitif Aktif Yüzen Direncin Benzetim Sonuçları .. 82
5.2. Düşük Gerilimli Aktif Yüzen Direnç Devre Yapısı 84
5.2.1. Düşük Gerilimli CMOS Aktif Yüzen Direnç Yapısının Benzetim Sonuçları 86
5.3. Düşük Gerilimli CMOS Tabanlı Aktif Yüzen Direncin Ayarlanabilir Alçak Geçiren Süzgeç Uygulaması 89

6. BÖLÜM
TARTIŞMA-SONUÇ VE ÖNERİLER

6.1. Tartışma-Sonuç ve Öneriler 92

KAYNAKÇA 95
ÖZGEÇMİŞ 103

KISALTMALAR

Sembol	**Anlamı**
BJT	Bipolar eklem (junction) transistör
BTL	BJT translineer
CCCII	İkinci Kuşak Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı (Second Generation Current Controlled Current Conveyor)
CCCIII	Üçüncü Kuşak Akım Konrollü Akım Taşıyıcı
CCCCTA	Kontrollü akım taşıyıcı ve geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
C_{ox}	MOS'ların geçit bölgelerindeki oksit kapasitesi
FTFN	Dört Uçlu Yüzen Nullor (Four Terminal Floating Nullor)
GIC	Genelleştirilmiş Empedans Çevirici
g_m	BJT ve CMOS transistörün geçiş iletkenlikleri
IC	Tümleşik Devre (Integrated Circuit)
k_n	CMOS transistörün fiziksel parametresi
MOS	Metal Oxide Semiconductor
MTL	MOS translineer
µ	Taşıyıcı Yüklerin Hareket Yeteneği
Op-Amp	İşlemsel Kuvvetlendirici (Operational Amplifier)
OTA	İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi (Operational Trans-Conductance Amplifier)
TC-CCCII	Sıcaklık Kompanzasyonu Yapılmış İkinci Kuşak Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı (Temperature Compensated Current Controlled Conveyor)
TL	Translineer
TSMC	Taiwan Semiconductor Manufacturing Company
VLSI	Çok Büyük Ölçekli Tümdevre (Very Large Scale Integration)

TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 2.1. Geleneksel CCCII tabanlı osilatör devresinin osilasyon frekansının sıcaklıkla değişimi 30

Tablo 4.1. Aktif direncin genel özellikleri. 70

Tablo 5.1. CMOS aktif direncin transistör boyutları. 83
Tablo 5.2. Düşük gerilimli CMOS aktif direncin transistör boyutları. 86
Tablo 5.3. CMOS aktif dirençlerin genel özellikleri 89

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. BJT transistörlü translineer çevresi.....9
Şekil 1.2. MOS transistörlü translineer çevresi.....13
Şekil 1.3. Dinamik translineer devrenin temel yapısı. 14
Şekil 1.4. Karışık translineer çevrenin şematik formu.....15

Şekil 2.1. Geleneksel CCCII a) sembolü b) devre yapısı.....20
Şekil 2.2. CCCII'nın X ve Y uçları arasındaki eşdeğer devre modeli. 21
Şekil 2.3. Sıcaklık kompanzasyonu yapılmış akım taşıyıcının a) sembolü b) blok şeması.....21
Şekil 2.4.TC-CCCII devre yapısı. 22
Şekil 2.5. Translineer devre bloğunun iç yapısı.....23
Şekil 2.6. CCCII elemanının farklı sıcaklık değerleri için X ucundaki akım gerilim karakteristiği.....25
Şekil 2.7. TC-CCCII elemanının farklı sıcaklık değerleri için X ucundaki akım gerilim karakteristiği.....25
Şekil 2.8. Geleneksel CCCII ve sıcaklık kompanzasyonu yapılmış CCCII elemanının Z ucundaki akımının sıcaklıkla değişimi.....26
Şekil 2.9. Akım kontrollü bant geçiren süzgeç devresi.....27
Şekil 2.10. CCCII tabanlı akım kontrollü bant geçiren süzgeç devresinin farklı sıcaklık değerlerindeki frekans cevabı. 28
Şekil 2. 11. TC-CCCII kullanılarak gerçekleştirilmiş olan akım kontrollü bant geçiren süzgeç devresinin farklı sıcaklık değerlerindeki frekans cevabı.....29
Şekil 2.12. TC-CCCII tabanlı osilatör devresi. 30
Şekil 2.13. CCCII tabanlı akım kontrollü osilatör devresinin farklı sıcaklık değerlerindeki frekans cevabı. 31
Şekil 2.14. TC-CCCII kullanılarak gerçekleştirilmiş olan akım kontrollü osilatör devresinin farklı sıcaklık değerlerindeki frekans cevabı.....32

Şekil 3.1. Translineer temelli yüzen direnç.....34
Şekil 3.2. Pozitif aktif yüzen direnç devresinin akım gerilim karakteristiği.....35
Şekil 3.3. CMOS aktif yüzen direnç yapısı.....37

Şekil 3.4. Elektronik olarak ayarlanabilir pozitif aktif yüzen direnç. 39
Şekil 3.5. Pozitif aktif yüzen direnç devresinin farklı kutuplama akımları için akım gerilim karakteristiği. 41
Şekil 3.6.Aktif yüzen direnç için Kutuplama akımı ile direnç değerinin değişimi. 42
Şekil 3.7. Aktif yüzen direnç için farklı giriş akım değerlerinde toplam harmonik bozulma. 43
Şekil 3.8. FTFN'nin sembolik gösterimi. 44
Şekil 3.9. İki adet AD844 ile FTFN gerçekleştirilmesi. 44
Şekil 3.10. Yüzen direnç kullanılarak oluşturulmuş elektronik olarak ayarlanabilen FTFN tabanlı kuvvetlendirici. 45
Şekil 3.11. Kutuplama akımı ile kazancın değişimi. 46
Şekil 3.12. Translineer negatif aktif direnç devre şeması [24]. 47
Şekil 3.13. Translineer negatif aktif dirençin dinamik çalışma aralığının genişletilmesi. 49
Şekil 3.14. Parçalı doğrusal pozitif direnç yapısı ve şematik gösterimi. 50
Şekil 3.15. Translineer parçalı doğrusal negatif direncin I-V karakteristiği. 50
Şekil 3.16. Chua devresi 51
Şekil 3.17. AD 712 kullanılarak gerçekleştirilen Chua devresinde kaotik işaret (V_{C1}). . 52
Şekil 3.18. Translineer temelli parçalı doğrusal negatif direnç kullanıldığında kaotik işaret(V_{C1}). 53
Şekil 3.19. Kaotik devrenin çift çeker yapısı(V_{C1} ve V_{C2}). 53
Şekil 3.20. Translineer temelli parçalı doğrusal negatif direnç kullanıldığında frekans spektrumu. 54
Şekil 3.21. Dört çekerli kaotik devre için parçalı doğrusal negatif direnç yapısının blok gösterimi. 54
Şekil 3.22. Translineer parçalı doğrusal negatif direncin I-V karakteristiği. 55
Şekil 3. 23. (a) Translineer temelli parçalı doğrusal negatif direnç kullanıldığında kaotik işaret (V_{C1}) (b) kaotik devrede çift çeker (V_{C1} ve V_{C2}). 56

Şekil 4.1. Temel fark kuvvetlendiricisi. 59
Şekil 4.2. Pozitif aktif yüzen direnç. 62
Şekil 4.3. Negatif aktif yüzen direnç. 63

Şekil 4.4. Aktif yüzen direnç yapısının farklı I_{EE} akımlarındaki akım gerilim karakteristiği a) pozitif aktif yüzen direnç b) negatif aktif yüzen direnç 68
Şekil 4.5. Aktif direncinin kutuplama akımı (I_{EE}) ile değişimi a) pozitif aktif yüzen direnç b) negatif aktif yüzen direnç. 69
Şekil 4.6. Aktif direnç için toplam harmonik bozulma. 70
Şekil 4.7. Pozitif aktif yüzen direncin I-V karakteristiği 71
Şekil 4.8. Kutuplama akımı ile direnç değerinin değişimi. 72
Şekil 4.9. Negatif direnç ile oluşturulmuş bir osilatör. 73
Şekil 4.10. Osilatörün zaman domeninde ve frekans domeninde davranışı. 74
Şekil 4.11. Sıcaklık kompanzasyonu yapılmış akım kuvvetlendiricisi. 75
Şekil 4.12. Kazanç değerlerinin sıcaklıkla değişimi. 76

Şekil 5.1. Geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi 79
Şekil 5.2. CMOS pozitif aktif yüzen direnç. 81
Şekil 5. 3. CMOS pozitif yüzen direncin farklı I_{SS} akımlarındaki I-V karakteristiği. 82
Şekil 5.4. CMOS aktif direnç için toplam frekans cevabı. 83
Şekil 5.5. CMOS aktif direncinin faz cevabı. 84
Şekil 5.6. Düşük gerilimli aktif yüzen direnç. 84
Şekil 5.7. CMOS Düşük gerilimli yüzen pozitif direncin farklı I_{SS} 87
Şekil 5.8. CMOS düşük gerilimli aktif direncin frekans cevabı. 88
Şekil 5.9. CMOS Düşük gerilimli çalışan aktif direncin faz cevabı. 88
Şekil 5.10. FTFN temelli ayarlanabilir alçak geçiren süzgeç. 90
Şekil 5.11. FTFN temelli ayarlanabilir alçak geçiren süzgeç devresinin frekans cevabı. 90

GİRİŞ

Genel Bilgiler

Gerilim modlu devrelerin sınırlı frekans performansına sahip olması elektronik devre uygulamalarında bu devrelerin kullanımını önemli ölçüde kısıtlamaya başlamıştır. Gerilim modlu devrelerde kullanılan yüksek değerlerdeki direnç elemanları ve bu devrelerin sahip oldukları parazitik kapasitelerin düşük frekans değerlerinde bir baskın kutup oluşturması, devrenin çalışacağı frekans bandını sınırlamaktadır. Bu nedenle gerilim modlu devreler için özel bir durum olan sabit bir kazanç-band genişliği çarpımı ifadesi tüm devrelere özgü genel bir kural olarak oldukça kabul görmüştür. Genellikle akım modlu devrelerin düğüm empedansları düşük ve gerilim salınımları küçüktür. Büyük gerilim salınımları için sorun olan parazitik kapasitelerin dolma boşalma süreleri ile bunun getirdiği zaman sabiti ve dolayısıyla yükselme eğimi problemi minimumdur. Akım modlu devrelerin yukarıda belirtilen avantajlarının yanısıra, BJT ve CMOS teknolojisi kullanılarak tasarlanan tümdevre yapılar için uygun olmaları, elektronik sistem tasarımında gittikçe yaygınlaşarak kullanılmaları ve elektronik olarak kolaylıkla ayarlanabilir olmaları bu devrelerin günümüzde daha yaygın olarak kullanımını sağlamaktadır.

Yüksek duyarlılıklı direnç ve kapasite gereksinimi olmayan akım modlu işaret işleme yaklaşımı, düşük gerilim ve daha düşük güç tüketimi gerektiren durumlarda, gerilim modlu işaret işleme yaklaşımına karşı birçok avantaja sahiptir. Sıcaklık ve biyomedikal uygulamaları gibi bir çok uygulamada akım modlu işaret işleme tekniğinin seçilmesinin bir başka nedeni de, işaret kaynaklarının akım olmasıdır.

Akım modlu olarak çalışan translineer devrelerin gerilim salınımları küçük olduğu için bu devreler düşük güç tüketimi, düşük besleme gerilimi ve yüksek frekanslarda çalışabilme gibi özelliklere sahiptir. Bu devrelerin sıcaklıktan bağımsız transfer

fonksiyonları vardır. Bununla birlikte pasif eleman içermemesinden dolayı tümdevre teknolojisine de uyumlu olması translineer devrelerin son yıllarda ilgi odağı olmasına sebep olmuştur.

Standart tümdevre teknolojisinde translineer prensibi kullanılan aktif eksponansiyel devre elemanları olarak, bipolar transistörler [1], zayıf evirtim bölgesinde çalışan MOS transistörler [2] veya yüzeysel (lateral) bipolar transistörler [3] kullanılmaktadır. Bununla birlikte, CMOS teknolojisi ile üretilen MOS transistörlerde translineer prensibi, gerilim ile geçiş iletkenliği arasındaki doğrusallık kullanılarak gerçekleştirilebilir. Translineer devre prensibi bir alternatif olarak yüksek frekans performansının iyileştirilmesi için de kullanılabilir [4].

1975 yılında "Translineer" kelimesinin ortaya çıkmasıyla akıllara ilk gelen, bu devrelerin özel bir uygulama amacı için kullanılıp kullanılamayacağı idi [5]. Bu devreler, ısıl kararlılık, eleman geometrisinin uyumu ve üretim aşamasındaki kesit katkılamasının önemli oluşu nedeniyle, ilk olarak tektaş BJT' lerin kullanımı sonucunda gerçekleşebilmiştir. Bu devrelerin tasarımındaki temel mantık, bipolar tabanlı bir transistörün geçiş iletkenliğinin kollektör akımıyla doğrusal olarak orantılı olması gerçeğine dayanmaktadır. Translineer kelimesi ise buradan türetilmiştir.

Translineer prensibinin önceden tasarlanmış olan tümdevrelerde de söz konusu olduğu bilinmektedir. Bu konuda verilebilecek en basit örnek akım aynasının çalışma prensibidir. Son yıllarda literatüre katılan translineer prensibine göre çalışan akım geri beslemeli kuvvetlendiricilerin hızlı yükselme eğimi ve yüksek bant genişliği özelliğine sahip olduğu bilinmektedir. Translineer prensibi ile çalışan devrelerin giriş ve çıkışları tamamen akım formundadır ve bu devrelerin eklem gerilimleri dışında hiçbir gerilime gereksinimleri yoktur. Devre fonksiyonları, işlenen akımın toplam genliği olan kutuplama seviyesinden bağımsız olup, daha çok devredeki akım oranlarının sonucuna bağlı olan sabit bir davranış sergilemektedir.

Translineer prensibi kullanılarak tasarlanmış olan literatürdeki bipolar ve MOS tabanlı yapılar için genelleştirilmiş translineer devrelere ait temel özellikler aşağıdaki gibi verilebilir.

- Genellikle giriş ve çıkış değişkenleri akım formundadır.
- Gecikme süresi düşüktür.
- Sıcaklıktan minimum etkilenmektedir
- Elektronik devre analizi ve tasarımı basittir
- Elektronik devrelerin tümdevre yapısına uygundur.

Literatür Özeti

Literatürde translineer devre prensibi ile tasarlanmış olan birçok devre örneği bulunmaktadır. Bu uygulamalardan bazıları; Rms-DC dönüştürücü [6], radyo frekans tümdevrelerini test etmekte kullanılan Rms-DC dedektör [7], güç kuvvetlendiricilerinin çıkış katları [8], geniş frekans aralıklarında ayarlanabilen ikinci dereceden osilatörler [9,10], logaritmik ortam süzgeçleri [11], sinusoidal frekans bölücü [12] ve parçalı doğrusal (piece-wise) yaklaşımının kullanıldığı devreler [13] olarak sıralanabilir.

Üniversal aktif eleman (UAE) olarak tanımlanan bu translineer devrelerin literatürde akım kontrollü akım taşıyıcı (CCCII), dört uçlu yüzen nullor (FTFN) ve akım kontrollü akım taşıyıcı geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (CCCTA) gibi uygulamaları da bulunmaktadır [14-16].

Translineer devre prensibi ile tasarlanmış akım modlu en önemli devre yapılarından birisi ikinci kuşak kontrollü akım taşıyıcı (CCCII) olarak tanımlanan devre bloğudur. Birçok analog devre tasarımında kullanılabilen CCCII'ların karışık (mixed) translineer devre prensibi kullanarak tasarlanan tipi 1996 yılında tanıtılmıştır [14]. Translineer CCCII'ların en önemli özelliği, giriş ucunda bulunan ve kutuplama akımı vasıtasıyla değeri değiştirilebilen bir parazitik dirence sahip olmasıdır. İlk bakışta bu parazitik direnç bir devre için dezavantaj gibi görünse de, akım taşıyıcılarda bir avantaj olarak kullanılabilmektedir. Analog işlem blokları tasarlanırken, CCCII'nın sahip olduğu bu direnç dışarıdan bağlanacak olan pasif dirençlerin yerine kullanılarak, devredeki pasif eleman sayısını azaltabilmektedir. Ayrıca bu direnç sayesinde, sadece pasif eleman olarak bir ucu topraklanmış kapasitör kullanılarak değişik devrelerin tasarlanmasına da olanak sağlanabilmektedir. Böylece tasarlanan devre yapısının tümdevre (IC) teknolojisi için de oldukça uygun hale geldiği görülmektedir. Bunlara ek olarak, parazitik direncin

kutuplama akımıyla ayarlanabilir olması, analog devre tasarımında programlanabilirlik ve kontrol edilebilirlik açısından büyük avantaj sağlamaktadır. Buna karşın, parazitik direncin kutuplama akımına bağlı olmasının yanısıra, ısıl gerilime de (V_T) bağlı olması, bu tip CCCII'ların sıcaklıktan oldukça etkilenmelerine sebep olmaktadır.

Elektronik olarak ayarlanabilen yüzen (floating) ve bir ucu topraklanmış direnç yapıları, kuvvetlendiriciler, süzgeçler ve osilatörler gibi birçok analog programlanabilir devre yapılarında önemli bir rol oynamaktadır [17-19]. Literatürde topraklanmış dirençler genellikle ayarlanabilir kuvvetlendirici uygulamaları için kullanılmaktadır [20]. Diğer bir taraftan, ayarlanabilir yüzen dirençler ise kontrollü osilatör devreleri gibi birçok devre uygulamalarında kullanılmaktadır [17-18].

Translineer devre prensibi ve bipolar transistör kullanılarak tasarlamış diğer bir önemli yapı ise ayarlanabilir aktif yüzen direnç yapılarıdır [21-23]. Genellikle bu aktif direnç yapılarında karışık translineer prensibi kullanılmıştır. Bu aktif dirençler translineer devre prensibinin avantajı olarak kutuplama akımı ile kolaylıkla ayarlanabilmektedir. Senani'nin devresinde önerilen aktif direnç yapısında, kutuplama akımının değişimi ile direnç değerinde 16 Ω ile 126 kΩ arasında bir değişim sağlanabilmektedir [21]. Bununla birlikte, dinamik sahanın $\pm V_T$ civarında olması ve kullanılan eleman bakımından yapının karmaşık olması önerilen devrenin [21] dezavantajları arasında sayılabilir. Bhola ve arkadaşları Senani'nin devresinde iyileştirmeler yaparak devrenin dinamik sahasını yaklaşık olarak $\pm 2V_T$ değerine çıkarmıştır. Ancak devre bu iyileştirmelerle birlikte daha da karmaşık hale gelmiştir. Bunun sonucu olarak, literatürdeki bu aktif dirençlerin frekans cevabının nispeten daha kötü durumda olduğu sonucu çıkarılabilmektedir [23].

Translineer prensibi ile tasarlanmış bipolar tabanlı diğer bir yapı ayarlanabilir bir ucu topraklanmış aktif direnç yapısıdır [20]. Bu devre oldukça basit bir devre yapısına sahiptir. Topraklanmış direncin kutuplama akımının değişimi ile önerilen yapının direnç değerinin 16 Ω ile 126 kΩ arasında ayarlanabilir olduğu görülmektedir. Bununla birlikte, dinamik saha ise $\pm V_T$ civarındadır. Böylece literatürde karışık translineer yapı kullanılarak oluşturulmuş olan negatif aktif yüzen direnç yapısı tanıtılmıştır [24]. Yüzen

negatif direnç devresi aktif yüzen pozitif direnç devresine kullanılan eleman sayısı ve bağlantı şekilleri açısından oldukça benzerdir.

BJT tabanlı tasarlanan direnç yapılarının yanısıra, literatürde MOS teknolojisi kullanılarak tasarlanmış olan yüzen direnç örnekleri de mevcuttur [25-31]. Bu yapılar, gerilim kontrollü ve akım kontrollü olarak sınıflandırılmaktadırlar. MOS yapıların kullanıldığı direnç yapılarının genelde yüksek direnç değerlerinin elde edilmesinde kullanıldığı görülmektedir. Çünkü üretim teknolojisi bakımından MOS teknolojisi BJT teknolojisine göre daha basit bir sistematiğe sahiptir. Ayrıca MOS' lu direnç yapıları çok basit bir yapıya sahip olmanın yanısıra, direnç değeri akım kaynakları ile kolaylıkla değiştirilebilmektedir. Literatürden bir örnek verilecek olursa [32], MOS'lu direnç yapısının kutuplama akımı ile direnç değerinin megaohmlar seviyesinde değiştirilebildiği görülmektedir. Önerilen yapının 10 MΩ direnç değerinde toplam harmonik bozulma (THD) değeri tepeden tepeye 100 mV giriş gerilimi için %0.25 civarındadır [32].

MOS tabanlı direnç yapılarının kontrol edilebildiği direnç aralıkları uygulamalarda sınırlıdır. MOS tabanlı aktif direnç yapılarında megaohmlar seviyesinde değerler elde edilmekle birlikte, kiloohmlar mertebesinde kontrol edilebilen MOS tabanlı direnç yapıları da mevcuttur [25,31].

MOS yapı kullanılarak tasarlanmış aktif yüzen direnç ve bir ucu topraklanmış direnç değerlerinin kontrol aralıkları genellikle kısıtlıdır. Ayrıca frekans aralıkları ise bipolar teknolojiye göre nispeten daha sınırlıdır [28,29].

Tezin Amacı

Bu tez çalışması, translineer devre prensibi ve elektronik devre uygulamalarının incelenmesini ve translineer devre prensibine dayalı elektronik devrelerin geliştirilmesini hedefleyen konuları kapsamaktadır. Burada, translineer devre prensibinin daha önce belirtilen temel avatajları kullanılarak yeni devre yapıları tasarlamak ve literatürdeki mevcut yapıların geliştirilmesi amaçlanmaktadır. Bu amaç

ışığında parazitik direnç, aktif pozitif direnç ve aktif negatif direnç konularının ayrıntılı olarak incelenmesine odaklanılmıştır.

Parazitik direncin kutuplama akımı dışında ayrıca ısıl gerilime de (V_T) bağlı olması literatürde önerilen CCCII yapısının sıcaklığa oldukça bağımlı bir devre olduğunu göstermektedir. Tezin ikinci bölümünde, geleneksel akım kontrollü akım taşıyıcının sıcaklıktan bağımsız bir çıkış akımı üretebilmesi için sıcaklık kompanzasyonu işlemini gerçekleştiren bir devre yapısı tasarlanmıştır. Bu bölümde CCCII'larda parazitik direncin sıcaklık hassasiyeti açıklanmış ve sıcaklık hassasiyetinin azaltılması için yeni bir devre tasarlanarak önerilmiştir. Geleneksel CCCII'nın sıcaklığa bağımlılığının azaltılması işlemi teorik analiz ve benzetim işlemi yapılarak gerçeklenmiştir. Bu tasarım ile oluşturulan akım taşıyıcı devre yapısı, bir bant geçiren süzgeç ve osilatör devresinde sıcaklık kompanzasyonu sağlamak amacıyla kullanılmıştır. Devrelerin teorik analizleri yapılmış ve devrenin performansı PSpice programı kullanılarak yapılan benzetim sonuçlarıyla doğrulanmıştır.

Bu tezin üçüncü bölümünde translineer prensibine dayalı pozitif direnç tasarımı ile devrenin dinamik aralığının artırılması hedeflenmiştir. Ayrıca literatürde mevcut olan translineer negatif direnç yapısı kullanılarak parçalı doğrusal bir negatif direnç tasarlanmış ve bununla kaotik devre yapısının daha yüksek frekanslarda çalışması amaçlanmıştır. Ayrıca literatürde translineer devre prensibi kullanılarak tasarlanmış aktif direnç devrelerinin dezavantajları genel olarak tanımlanmıştır. Bunlar, dinamik çalışma aralığı ve tasarlanan devredeki elemanların fazlalığıdır. Bu eleman fazlalığı da devrelerin çalışma frekansını olumsuz yönde etkilemektedir.

Dördüncü bölümde, literatürdeki mevcut devrelere göre daha da basitleştirilmiş bipolar transistör tabanlı aktif yüzen direnç yapıları tasarlanmış ve tanıtılmıştır. Bu bölümde tasarlanan devre yapısı ile, hem aktif pozitif yüzen direnç hem de aktif negatif yüzen direnç elde edilebilmektedir. Ayrıca bu direnç yapılarının akım kuvvetlendircisi ve osilatör uygulamaları tanıtılmış ve tasarlanan devre yapısının deneysel çalışma sonuçları sunulmuştur. MOS transistör kullanılan tasarlanan aktif direnç devre yapılarında genellikle ayarlanabilen direnç aralığı ve çalışma frekansı sınırlıdır. Beşinci bölümde, bu nedenle daha geniş direnç aralığına sahip translineer devre prensibi kullanılarak

tasarlanmış MOS transistör tabanlı aktif yüzen direnç yapıları altıncı bölümde tanıtılmıştır. Düşük gerilimde çalışan aktif yüzen direnç tasarımı da bu bölümde ayrıntılı olarak sunulmuştur. Ayrıca, tasarlanan bu yapı, alçak geçiren bir süzgeç uygulamasında kullanılarak doğruluğu gösterilmiştir.

Son olarak altıncı bölümde sonuçlar tartışılmış ve ileride yapılacak tasarımlara ışık tutacak önerilerde bulunulmuştur.

1. BÖLÜM

TRANSLİNEER DEVRE PRENSİBİNE GENEL BİR BAKIŞ

1.1. BJT Translineer (BTL) Devreler

Translineer prensibi temel olarak aktif elemanların elektriksel değişkenlerinin geçiş iletkenliği ile doğrusallık göstermesinden oluşmaktadır [5]. Bu prensipte, devre elemanlarının akım-gerilim karakteristiklerinden faydalanılmaktadır. Translineer prensibi içerik olarak bipolar transistörlerin temel özellikleriyle gerçekleştirilmiştir. Burada transistörün geçiş iletkenliği ile kollektör akımının doğrusal bir ilişki göstermesi translineer prensibinin en önemli özelliğidir. Şayet eklem gerilimlerinin meydana getirdiği çevrelerden oluşan bir devreye bu özellik uygulanırsa ve devrede akım formunda giriş ve çıkış işareti varsa, bu özellik sayesinde sıcaklıktan bağımsız bir işlem fonksiyonu gerçekleştirilebilir. Başka bir deyişle, akım ve gerilim gibi elektriksel değişkenlerle geçiş iletkenliğinin doğrusal olması durumu elektronik elemanlara translineer prensibi uygulamak için ortak bir payda olarak kullanılmaktadır. Genel translineer prensibi için akımla geçiş iletkenliği arasındaki doğrusallık matematiksel olarak Denklem 1.1'deki gibi ifade edilebilir.

$$g_m = \frac{dI}{dV} = a.I \tag{1.1}$$

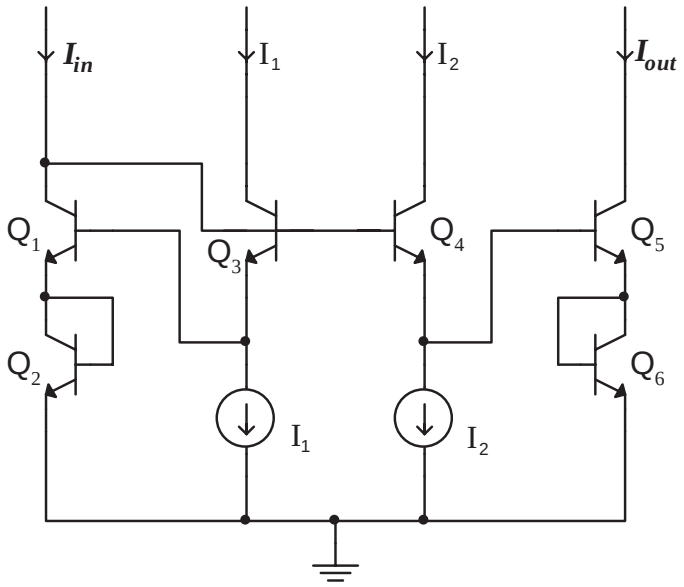
Denklem 1.1'deki ifadenin integrali alınırsa, Denklem 1.2'deki akım ifadesi elde edilebilir.

$$I = b.\exp(a.V) \tag{1.2}$$

Bu ifade bipolar transistörlerin akım-gerilim karakteristiğidir. Burada, I kollektör akımını, V beyz-emiter arasındaki gerilim değerini ve 1/a ise ısıl gerilimi ifade etmektedir. Ayrıca b ise doyum akımı olan I_S'yi göstermektedir. Buradan kollektör akımı;

$$I_C = I_S . e^{V_{BE}/V_T} \tag{1.3}$$

şeklinde ifade edilir. Şekil 1.1'de örnek bir translineer çevrimi görülmektedir.



Şekil 1.1. BJT transistörlü translineer çevresi.

Şekil 1.1'deki devreden, transistörlerin eklem gerilimleri arasında bir çevre kullanılarak kollektör akımları arasında bir bağıntı kurulabilir. Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5 ve Q_6 transistörlerin oluşturduğu çevre için Kirchoff Gerilim Kanunu uygulanırsa;

$$V_{BE1} + V_{BE2} + V_{BE3} = V_{BE4} + V_{BE5} + V_{BE6} \tag{1.4}$$

ifadesi elde edilir. Denklem 1.4 kullanılarak ifade akım formunda yazılırsa Denklem 1.5 elde edilebilir.

$$ln(I_{in}) + ln(I_{in}) + ln(I_1) = ln(I_2) + ln(I_{out}) + ln(I_{out}) \quad (1.5)$$

Burada doyum akımlarının ve ısıl gerilimlerinin eşit olduğu kabul edilmiştir. Böylece bu değerler Denklem 1.5'de sadeleştirilmiştir. Bu ifade sıcaklıktan bağımsız bir ifadedir.

Akımlar arasındaki bağıntı Denklem 1.6'daki gibi yazılabilir.

$$I_{out} = \sqrt{\frac{I_2}{I_1}} I_{in} \quad (1.6)$$

Translineer çevrede Denklem 1.6 ifadesinin elde edilmesi için saat yönünde ve saat yönünün tersi yönündeki eklem gerilimlerinin birbirine eşit olması gerekir. Yani saat yönünde ve tersi yönünde elemanların sayısı eşit olmalıdır. Denklem 1.7'de bu ifade görülmektedir.

$$\sum_{CW} V_{BE} = \sum_{CCW} V_{BE} \quad (1.7)$$

Transistörlerin beyz-emiter gerilimi emiter alanına bağlı olduğu için translineer çevreyi oluşturan transistörlerin özdeş olmaları gerekmektedir. Buradan hareketle, Denklem 1.7 Denklem 1.8'deki gibi akım formunda da elde edilebilir.

$$\prod_{CW} \frac{I_C}{A} = \prod_{CCW} \frac{I_C}{A} \quad (1.8)$$

Burada, I_C kollektör akımını ve A emiter alanını göstermektedir. Translineer ifadesi bipolar transistörler için tanımlanmış olmasına rağmen, zayıf evirtim bölgesinde çalışan MOS transistörlerin akım gerilim karakteristiği eksponansiyel olduğu için bu prensip onlar için de geçerlidir. Literatürde bununla ilgili bir çalışma mevcuttur [33]. MOS transistörlerin kuvvetli evirtim bölgesinde translineer prensibinin farklı bir yaklaşımı da kullanılabilir [34].

1.2. MOS Translineer (MTL) Devreler

MOS transistörlerde translineer prensibi (MTL), gerilim ile geçiş iletkenliği arasındaki doğrusallık kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Bu yaklaşım ışığında, MOS transistörler için geçiş iletkenliği ifadesi Denklem 1.9'daki gibi tanımlanabilir.

$$g_m = \frac{dI}{dV} = A.V \tag{1.9}$$

Denklem 1.9'un integrali alınırsa,

$$I = \frac{A}{2}V^2 + B \tag{1.10}$$

İfadesi elde edilir. Bu ifade MOS transistörün kuvvetli evirtim bölgesindeki akım gerilim karakteristiğini gösterir. I akıtıcı akımı , V ise V_{GS}-V_{TH} gerilim değeridir. V_{GS} kapı ile kaynak arasındaki gerilim, V_{TH} ise eşik gerilimidir. Ayrıca, B integral sabitidir ve sıfır olarak kabul edilmiştir.

MTL'de de bipolar transistörlerde olduğu gibi sıcaklıktan bağımsız transfer fonksiyonları oluşturulabilmektedir. Bipolar transistörlere benzer şekilde saat yönünde ve tersi yönündeki V_{GS} değerleri birbirine eşit olmalıdır. Bu durum Denklem 1.11'deki gibi ifade edilebilir.

$$\sum_{CW} V_{GS} = \sum_{CCW} V_{GS} \tag{1.11}$$

Burada öncekilerden farklı olarak MOS transistörün doyum bölgesi için kare kanunu uygulanmaktadır. Kanal uzunluğu modülasyonu ve hareketlilik (mobility) azalması ihmal edilirse akım gerilim karakteristiği aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$I_D = k(V_{GS} - V_{TH})^2 \tag{1.12}$$

Denklem 1.12'de görülen k ifadesi Denklem 1.13'deki gibi verilebilir.

$$k = \frac{1}{2}\mu C_{ox}\frac{W}{L} \tag{1.13}$$

Denklem 1.11 ve 1.12 birleştirilirse;

$$\sum_{CW}(V_{TH} + \sqrt{\frac{I_D}{k}}) = \sum_{CCW}(V_{TH} + \sqrt{\frac{I_D}{k}}) \tag{1.14}$$

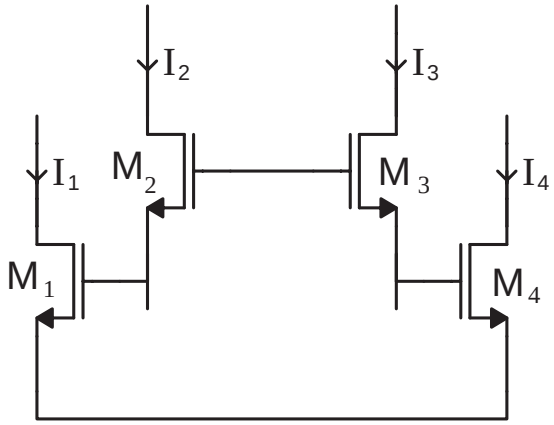
ifadesi elde edilir. Eleman sayıları saat yönünde ve tersi yönünde birbirine eşit olduğundan dolayı eşik gerilimleri sadeleştirilebilir. Elemanların uyumlu olduğu varsayılırsa ve gövde etkileri ihmal edilirse μ hareketlilik ve C_{ox} oksit kapasitesi ortak olduğundan denklemde sadeleşir. Sadeleşmiş ifade ise Denklem 1.15'deki gibi elde edilmiş olur.

$$\sum_{CW}\sqrt{\frac{I_D}{W/L}} = \sum_{CCW}\sqrt{\frac{I_D}{W/L}} \tag{1.15}$$

Burada W/L kanal için sıcaklıktan bağımsız olarak genişlik/uzunluk oranıdır. Denklem 1.15'de görülen ifade, doyum bölgesindeki MOS transistörün MTL prensibinin tanımıdır. Bu ifade, elemanların aynı sıcaklıkta çalıştığı farz edilirse, teorik olarak besleme gerilimlerine ve sıcaklığa bağlı değildir. Doyum bölgesinde MTL devreler kullanılarak doğrusal olmayan ifadeler kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir [35]. Şekil 1.2'de örnek bir translineer çevrimi görülmektedir. Burada V_{GS} gerilimleri arasında bir çevre oluşturularak, akımlar arasında bir bağıntı kurulabilir. M_1, M_2, M_3, M_4 transistörlerin oluşturduğu çevre için kirchoff gerilim kanunu uygulanırsa;

$$V_{GS1} + V_{GS2} = V_{GS3} + V_{GS4} \tag{1.16}$$

ifadesi elde edilir.



Şekil 1.2. MOS transistörlü translineer çevresi.

Denklem 1.16'dan akıtıcı akımları için ifade

$$\sqrt{I_1} + \sqrt{I_2} = \sqrt{I_3} + \sqrt{I_4} \tag{1.17}$$

olarak yazılabilir. Burada eleman sayıları saat yönünde ve tersi yönünde birbirine eşit olduğundan dolayı eşik gerilimleri sadeleşmiştir. Elemanların uyumlu olduğu varsayılırsa ve gövde etkileri ihmal edilirse, μ hareketlilik ve C_{ox} oksit kapasitesileri de ortak olduğundan, bu ifadelerin denklemde sadeleştiği düşünülebilir.

Şekil 1.2'deki devre için zayıf evirtim bölgesinde de translineer prensibi uygulanabilir ve buna göre akımlar arasındaki ilişki tanımlanabilir. Zayıf evirtim bölgesinde MOS transistör için akıtıcı akımına dair ifade,

$$I_D \cong I_S . e^{V_{GS}/V_T} \tag{1.18}$$

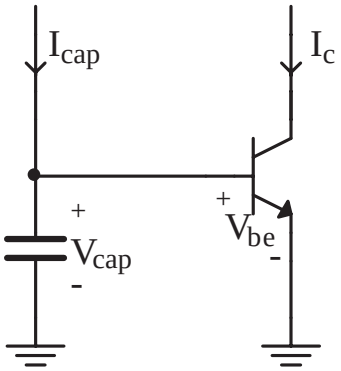
olarak yazılabilir. Şekil 1.2'deki devre için akımlar arasındaki ilişki bipolar transistörlere benzer şekilde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_1 . I_2 = I_3 . I_4 \tag{1.19}$$

Denklem 1.19'dan görüldüğü gibi MTL devresi için yazılan ifade BTL devresi ile yazılan ifadelere benzerdir.

1.3. Dinamik Translineer (DTL) Devreler

Translineer bir çevreye kapasite ekleyerek devrenin transfer fonksiyonun frekansa bağlı hale getirilmiş olan devreler dinamik translineer (DTL) devreler olarak tanımlanabilir. Dinamik translineer devrelerle diferansiyel denklemler gerçekleştirilebilmektedir. DTL devrelerinin temel yapısı Şekil 1.3'de görülmektedir.



Şekil 1.3. Dinamik translineer devrenin temel yapısı.

Akım modlu bir yaklaşım yapılırsa, I_c kolektör akımı I_{cap} kapasite üzerinden akan akım, C ise kapasite değeri olarak alınırsa, verilenlerden Denklem 1.20'deki ifade elde edilebilir.

$$I_{cap} = CV_T \frac{\dot{I}_c}{I_c} \tag{1.20}$$

Burada, V_T ısıl gerilimdir. İfade kollektör akımının doğrusal olmayan fonksiyonunu, yani zamana göre türevini temsil etmektedir. İfadenin daha iyi anlaşılması için kollektör akımı düzenlenerek Denklem 1.21'deki ifade elde edilebilir.

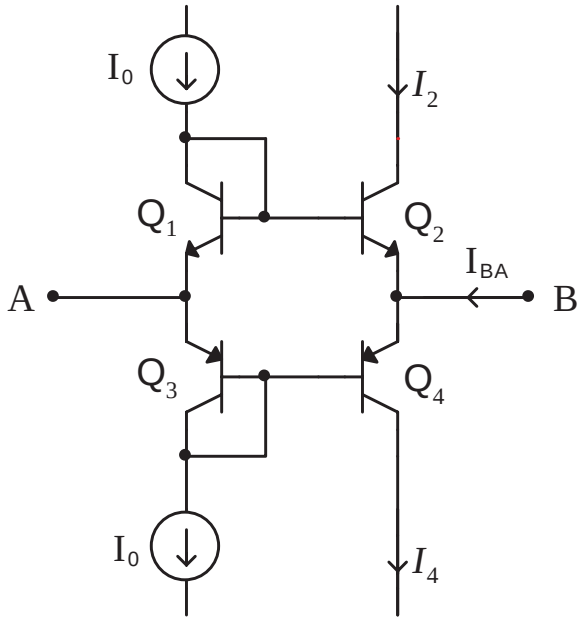
$$CV_T \dot{I}_c = I_{cap} I_c \tag{1.21}$$

Buradan görüleceği üzere, ifadenin sağ tarafı translineer prensibinin kullanılması ile oluşturulmuş akımların çarpımı ifadesidir. Diferansiyel denklem akımların çarpımı

şeklinde ifade edilebilir. Bu ifade temel alınarak bu prensip literatürde süzgeç uygulamalarında, özellikle logaritmik ortam süzgeçlerinde kullanılmıştır [36, 37].

1.4. Karışık (Mixed) Translineer Devreler

NPN ve PNP tipi transistörlerden oluşmuş karışık translineer çevresi olarak adlandırılan yapı Fabre ve Normand tarafından 1985 yılında tanıtılmıştır [39-41]. Bu devre yapısı Şekil 1.4'de görülmektedir.



Şekil 1.4. Karışık translineer çevrenin şematik formu

Şekil 1.4'de görülen devrede translineer prensibi kullanılarak, kollektör akımları ile çıkış akımı arasındaki ilişki ve bipolar transistörlerin eklem gerilimlerinin oluşturduğu çevre denklemlerine ait ifadeler teorik olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_2 = -I_0 \exp\left[\frac{V_A - V_B}{V_T}\right] \tag{1.22a}$$

$$I_4 = I_0 \exp\left[\frac{V_A - V_B}{V_T}\right] \tag{1.22b}$$

Şekil 1.4'de görülen I_{BA} çıkış akımı, Q_2 ve Q_4 transistörlerinin kollektör akımları arasındaki fark şeklinde ifade edilebilir. Buradan I_{BA} çıkış akımı Denklem 1.23 ve Denklem 1.24'deki gibi ifade edilebilir.

$$I_{BA} = I_4 - I_2 \tag{1.23}$$

$$I_{BA} = -\left\{ I_0 \exp\left[\frac{V_A - V_B}{V_T} \right] - I_0 \exp\left[\frac{-(V_A - V_B)}{V_T} \right] \right\} \tag{1.24}$$

Bu ifade de, transistörlerin akım kazancı β'nın çok büyük olması durumunda kutuplama akımlarının ifadesi $I_1 \approx I_3 \approx I_0$ olarak yazılabilir. Burada Q_1 ve Q_2 transistörleri kullanılarak çevre denklemi yazılırsa ve A ile B uçları arasındaki potansiyel farkı V_{AB} olursa, gerilimler arasındaki ilişkiye dair ifade Denklem 1.24 kullanılarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_{BA} = -2I_0 Sinh(V_{AB} / V_T) \tag{1.25}$$

Burada, $V_{AB} << V_T$ ise, A ve B uçları arasındaki potansiyel farkı ise Denklem 1.26' daki gibi tanımlanabilir.

$$V_{BA} = \frac{V_T}{2I_0} I_{BA} \tag{1.26}$$

Denklem 1.26'dan görüldüğü gibi Şekil 1.3'deki devrenin B ucundaki akım I_0 kutuplama akımı ile değiştirilebilmektedir. Ayrıca B ucundaki akım, V_T ısıl gerilime bağlı olduğu için sıcaklığa da oldukça bağımlıdır.

1.5. BJT ve MOS Translineer Devrelerin Karşılaştırılması

BJT transistör tabanlı translineer prensibiyle oluşturulan akım transfer fonksiyonu, Denklem 1.8'de belirtildiği gibi çevrede bulunan I_C kolektör akımı ve emiter alanı A'ya

bağlıdır. Benzer ilişki, MOS transistör tabanlı translineer prensibiyle oluşturulan devreler için kanal genişliğinin kanal uzunluğuna oranı olarak Denklem 1.15'de verilmiştir.

Akımın geniş aralıklarında BJT transistörler transfer fonksiyonunu gerçekleştirmede çok iyi performans gösterebilirler. MOS transistörler için bu akım aralığı daha kısıtlıdır. Zayıf evirtim bölgesinde hareketlilik azalması ile bu akım aralığı daha çok düşmektedir. BJT transistörlerin eleman uyumluluğu daha iyidir. Literatürde, translineer çevre içindeki MOS transistörlerin eleman uyumsuzluğunun modellenmesi ile ilgili bir çalışma bulunmaktadır [38]. Burada modelleme için istatistik yaklaşımı kullanılmıştır. Mevcut teknoloji için VLSI uygulamalarında MOS TL devreler daha kullanışlı olmaktadır. Çünkü MOS transistörlerin ebatlarının daha küçük olması, harcadıkları gücün daha düşük olması ve üretimlerinin daha kolay olması gibi avantajları vardır. Ayrıca bir avantajda MOS transistörün kapı akımının yaklaşık olarak sıfır olmasıdır.

2. BÖLÜM

TRANSLİNEER PRENSİBİ KULLANILARAK SICAKLIK KOMPANZASYONU YAPILMIŞ İKİNCİ KUŞAK KONTROLLÜ AKIM TAŞIYICI TASARIMI

Akım modlu devreler her geçen gün daha fazla ilgi uyandırmakta ve aktif süzgeç, osilatör gibi analog devre bloklarının gerçekleştirilmesinde geleneksel gerilim modlu devrelerin yerini almaya başlamıştır [42]. Akım modlu devreler büyük bantgenişliği, yüksek değişim hızı, daha geniş doğrusallık ve dinamik saha, düşük güç tüketimi ve basit devre yapısı gibi karakteristik özellikler taşıdıklarından gerilim modlu devrelere rağmen geniş uygulama alanı bulmuşlardır [43,16].

Akım modlu devrelerin temel yapılarından olan akım taşıyıcılar analog devre uygulamalarının aranan yapı blokları haline gelmişlerdir. Bu bölümde ikinci kuşak akım taşıyıcının bir çeşidi olan ve elektronik olarak ayarlanabilen kontrollü akım taşıyıcı (controlled current conveyor-CCCII) elemanı tanıtılmıştır [44,45]. CCCII elemanı süzgeçlerde, osilatörlerde, çarpıcılarda ve sıcaklık kompanzasyonu gerektiren birçok akım modlu devre uygulamalarında kullanılmaktadır [46-48]. Parazitik direnç elektronik devrelerde dezavantaj gibi görünse de, CCCII için kutuplama akımıyla kolaylıkla kontrol edilebilen girişteki parazitik direnci önemli bir avantaja dönüşmektedir. Bu direnç sıcaklığa bağımlı uygulamalarda çıkış akımının olumsuz yönde etkilenmesine de sebep olmaktadır. [14]. Parazitik direnç, bipolar teknolojide V_T ısıl gerilimine [49], CMOS teknoljide ise elektron hareketliliğine oldukça bağımlıdır [50]. Ayrıca, MOS transistörler için geçiş iletkenliği parametresi sıcaklığa son derece bağımlıdır [51]. Başka bir deyişle, CCCII kullanılarak tasarlanmış olan devrelerin oldukça sıcaklığa bağımlı olduğu söylenebilir. Bundan dolayı, bu tür devreler için sıcaklık kompanzansyonu gereklidir. Literatürde, bipolar transistör temelli CCCII'da

sıcaklık kompanzasyonunu sağlamak için tasarlanmış devre olarak tek bir çalışma bulunmaktadır [52]. Bu devrenin temel dezavantajı pasif eleman olarak aktif olmayan direnç barındırmasıdır. Burada direncin sıcaklık katsayısı ihmal edilmiştir. Ayrıca sıcaklık kompanzasyonu yapılmış CCCII için herhangi bir uygulama örneğine şu ana kadar literatürde rastlanmamıştır.

Bu bölümde, iki adet CCCII elemanı ve bir translineer devre bloğundan oluşan sıcaklık kompanzasyonu yapılan ve TC-CCCII (Temperature Compensated Current Controlled Conveyor) olarak isimlendirilen yeni bir CCCII devre yapısı tasarlanmıştır. Parazitik giriş direncinin sıcaklığa bağımlılığı ortadan kaldırılarak akım taşıyıcının çıkış akımı için sıcaklık kompanzasyonu yapılmıştır. Yeni TC-CCCII kullanılarak gerçekleştirilen bantgeçiren süzgeç ve osilatör uygulama devrelerinde sıcaklık kompanzasyonu sağlandığı gösterilmeye çalışılmıştır. Devrelerin teorik analizleri yapılarak, PSpice programı yardımıyla benzetim işlemi gerçekleştirilmiştir.

2.1. İkinci Kuşak Kontrollü Akım Taşıyıcı (CCCII) Devre Yapısı

Geleneksel Kontrollü akım taşıyıcının devre yapısı ve sembolü Şekil 2.1'de verilmiştir [14]. Şekil 2.1'de görülen akım taşıyıcının tanım bağıntıları Denklem 2.1'de verilmektedir.

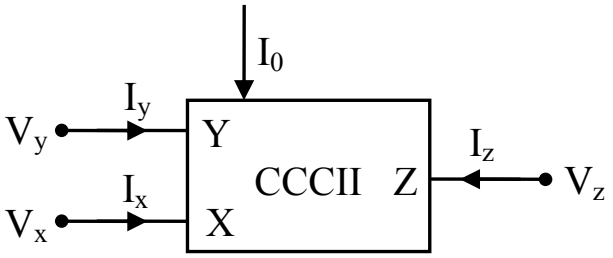
$$\begin{pmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{pmatrix} \tag{2.1}$$

Şekil 2.1'de görülen CCCII'nın Y ucunun topraklandığı düşünülürse, X ucundaki I_x akımının I_0 kutuplama akımı ve V_T ısıl gerilimiyle olan ilişkisi ise Denklem 2.2'deki gibi yazılabilir.

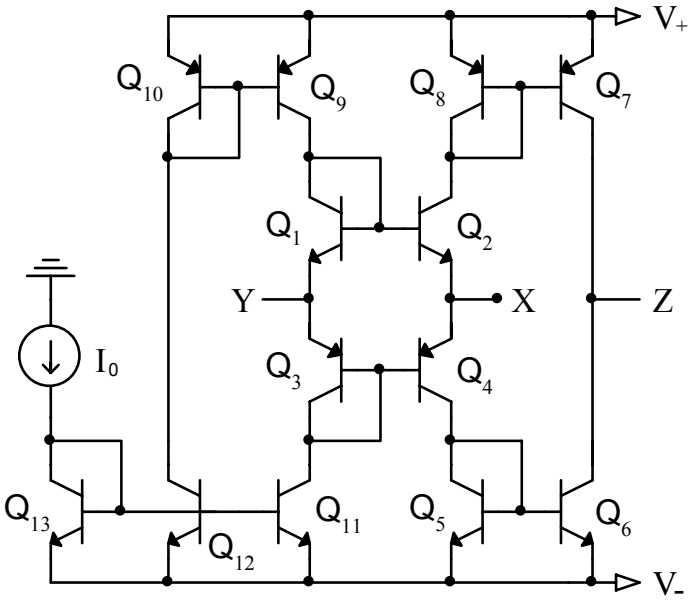
$$I_x = 2I_0.\sinh(V_x/V_T) \tag{2.2}$$

CCCII elemanının kullanıldığı devrelerde avantaj olarak düşünülen parazitik direnç, CCCII'nın X ucunun parazitik giriş direncidir. Denklem 2.2'deki ifadesinde $V_x << V_T$

olduğu kabul edilirse sinh(V_x / V_T) ifadesi yaklaşık olarak V_x / V_T ifadesine eşit olarak kabul edilebilir.



(a)



(b)

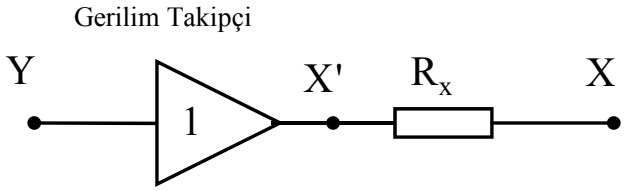
Şekil 2.1. Geleneksel CCCII a) sembolü b) devre yapısı.

Buna göre Denklem 2.2 yeniden düzenlenirse, R_x parazitik direnç ifadesi denklem 2.3'deki gibi tanımlanabilir.

$$R_x = \frac{V_x}{I_x} = \frac{V_T}{2I_0} \tag{2.3}$$

Burada V_T ısıl gerilimini, I_0 ise harici kutuplama akımını göstermektedir. Bu ifadeden, R_x parazitik direncinin sıcaklığa bağımlı olduğu ve CCCII kullanılarak tasarlanmış devrelerin de sıcaklıktan son derece etkilenecekleri yorumu yapılabilir. Bu sebeple

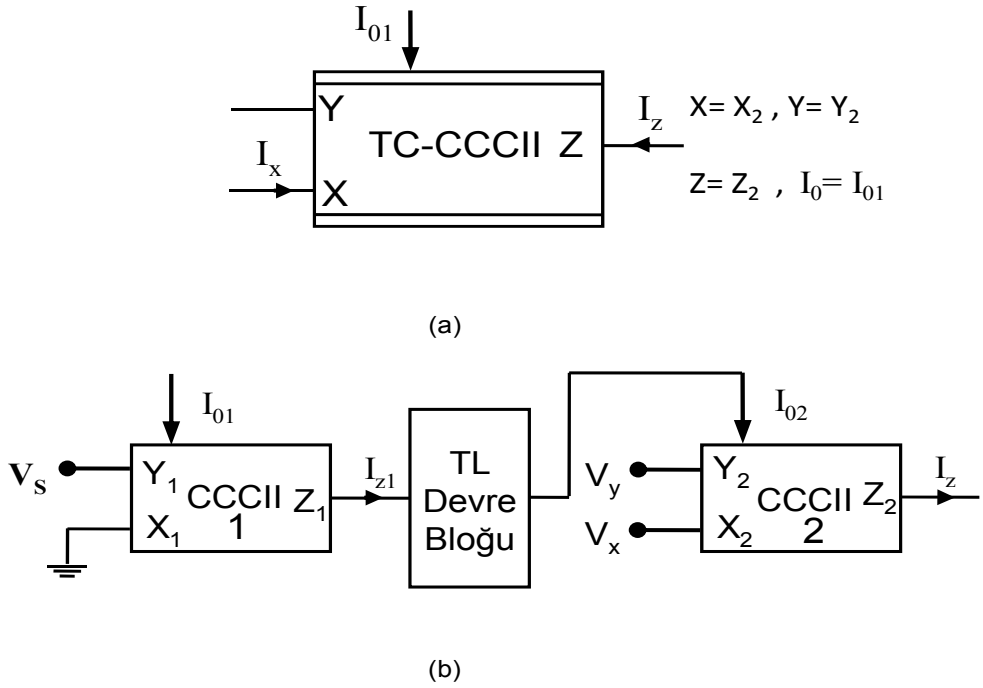
CCCII'ların sıcaklık kompanzasyonuna ihtiyaçları vardır. Bu parazitik direnç Denklem 2.3'den görüldüğü gibi kutuplama akımı olan I_0 ile ayarlanabilmektedir. CCCII'nın çalışmasının basitleştirilerek açıklanması açısından X ve Y giriş uçları arasındaki ilişki ve parazitik direnç Şekil 2.2'deki eşdeğer devreyle modellenebilir [14].



Şekil 2.2. CCCII'nın X ve Y uçları arasındaki eşdeğer devre modeli.

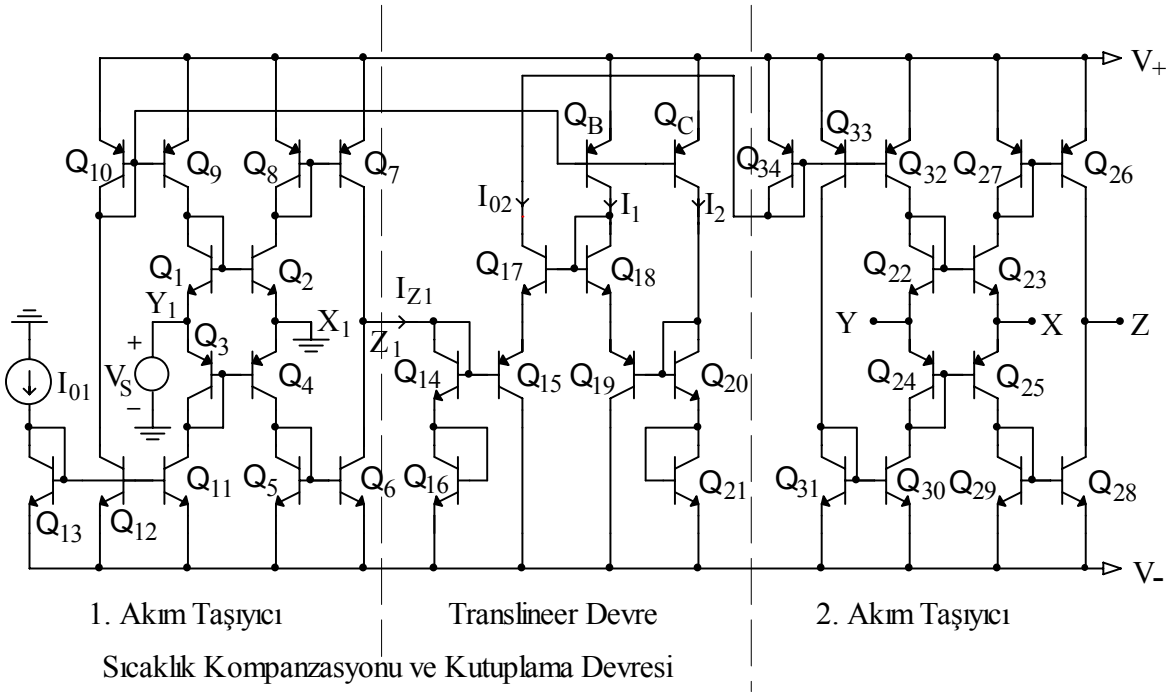
2.2. Sıcaklık Kompanzasyonu Yapılmış İkinci Kuşak Kontrollü Akım Taşıyıcının (TC-CCCII) Devre Tasarımı ve Benzetim Sonuçları

Bir translineer (TL) devre bloğu ve iki akım taşıyıcı kullanılarak tasarlanan sıcaklık kompanzasyonu yapılmış akım taşıyıcının (TC-CCCII) sembolü ve blok şeması Şekil 2.3'de görülmektedir.



Şekil 2.3. Sıcaklık kompanzasyonu yapılmış akım taşıyıcının a) sembolü b) blok şeması.

Şekil 2.3'de görüldüğü gibi TC-CCCII sadece iki adet geleneksel CCCII ve translineer devre bloğundan oluşmaktadır. Şekil 2.3'deki V_x ve V_y sıcaklık kompanzasyonu yapılan akım taşıyıcının X ve Y uçlarındaki gerilim ifadeleridir. I_{01} akımı birinci CCCII'nın harici kutuplama akımı ve I_{02} akımı ise ikinci CCCII'nın kutuplama akımıdır. V_S gerilimi harici olarak birinci CCCII'nın Y ucuna uygulanan gerilimdir. Şekil 2.4'de TC-CCCII'nın açık devre şekli görülmektedir.



Şekil 2.4.TC-CCCII devre yapısı.

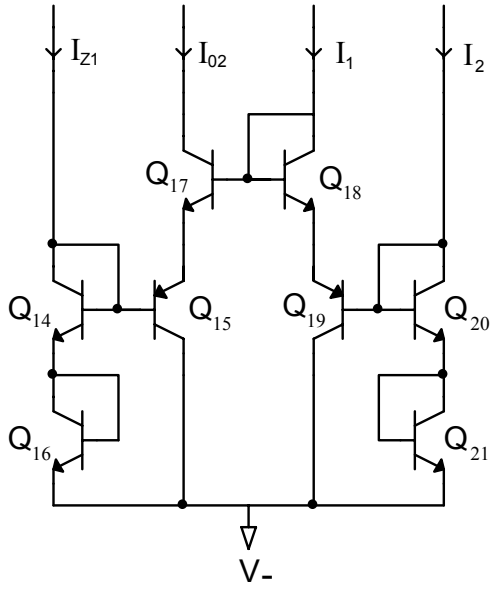
Önerilen devredeki akım taşıyıcılar ve translineer devre yapısı pasif eleman içermediğinden dolayı tümdevre yapısına uygun olup, kolaylıkla gerçeklenebileceği görülmektedir.

I_z ikinci akım taşıyıcının Z ucundaki akım ifadesidir. Denklem (1.a)'daki matris ifadesinde $I_x = I_z$ olduğu görülmektedir. Birinci akım taşıyıcı blok devrenin I_{Z1} akım ifadesi Denklem 2.4'de verilmektedir. Birinci akım taşıyıcıda X ucu topraklanırsa ve Y ucundan V_S gerilimi uygulanırsa, Z ucundaki I_{Z1} akımı Denklem 2.4'deki gibi olmaktadır. Akım bölücü olarak kullanılan ve ikinci CCCII'nın kutuplama akımının

üretildiği translineer devre bloğunun iç yapısı Şekil 2.5'de görülmektedir. Akımların birbirleri ile ilişkisi de Denklem 2.4'de görülmektedir.

$$I_{Z1} = 2I_{01}\frac{V_S}{V_T} \tag{2.4}$$

Bu devrenin translineer çevrenin genel özelliğinden dolayı sıcaklık hassasiyeti azdır.



Şekil 2.5. Translineer devre bloğunun iç yapısı.

Translineer devre yapısındaki akımlar arasındaki ilişki Denklem 2.5'de görülmektedir.

$$I_{02} = \frac{I_1 I_2}{I_{Z_1}} \tag{2.5}$$

Denklem 2.5'deki I_{02} akımı sıcaklık kompanzasyonunun sağlanacağı ikinci akım taşıyıcının kutuplama akımı olarak kullanılmaktadır. Şekil 2.4'de görüldüğü gibi I_1 ve I_2 akımları Q_B ve Q_C transistölerinden geçen kollektör akımlarıdır. Buradan ikinci akım taşıyıcının X ucunun akım ifadesi Denklem 2.6'da verilmektedir.

$$I_{x2} = 2I_{02}\frac{V_x}{V_T} \tag{2.6}$$

Bu durumda X ucundaki akım ifadesi tekrar yazılırsa,

$$I_{x_2} = \frac{I_1 I_2 V_{x_2}}{I_{01} V_S} \tag{2.7}$$

olarak tanımlanabilir. Burada, devre blokları arasında uygun bağlantı yapılarak devre çıkışındaki akım ifadesi V_T geriliminden bağımsız hale getirilmiştir. Şekil 2.4'de görüldüğü gibi Q_{10}, Q_{12} ve Q_B, Q_C transistörlerinden oluşan yapı akım aynasıdır. Böylelikle I_{01} kutuplama akımının I_1 ve I_2 akımına eşit olduğunu söylenebilir. Bu açıklamalar ve denklemler ışığında parazitik direnç ifadesi, Denklem 2.8'de yeniden elde edilmiştir.

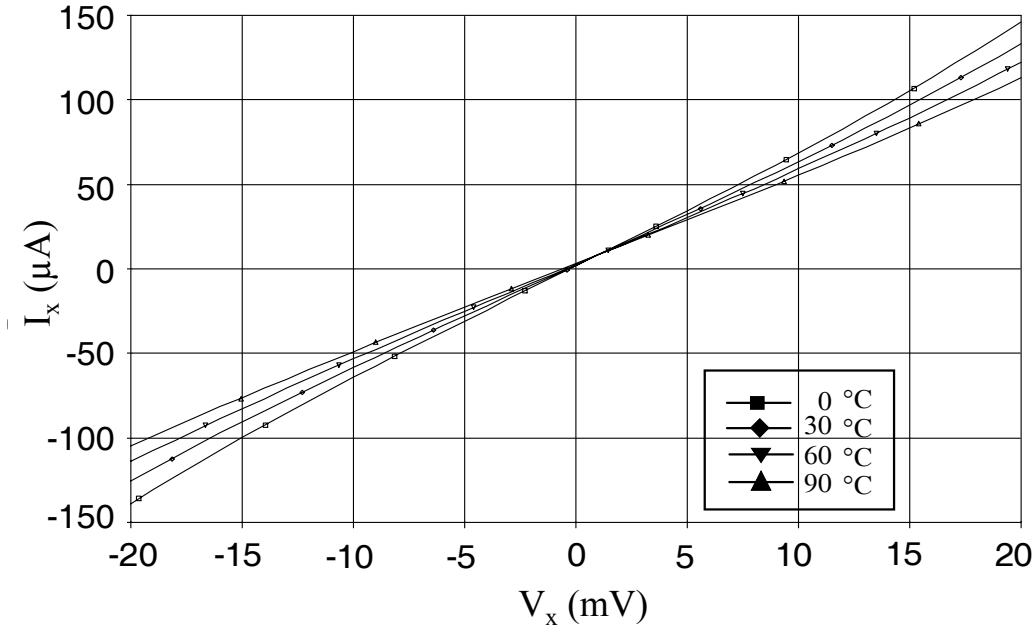
$$R_x = \frac{V_S}{I_{01}} \tag{2.8}$$

Denklem 2.8'den görüldüğü gibi parazitik direnç ifadesinin ısıl gerilime bağımlılığı yapılan tasarımla teorik olarak bertaraf edilmiştir.

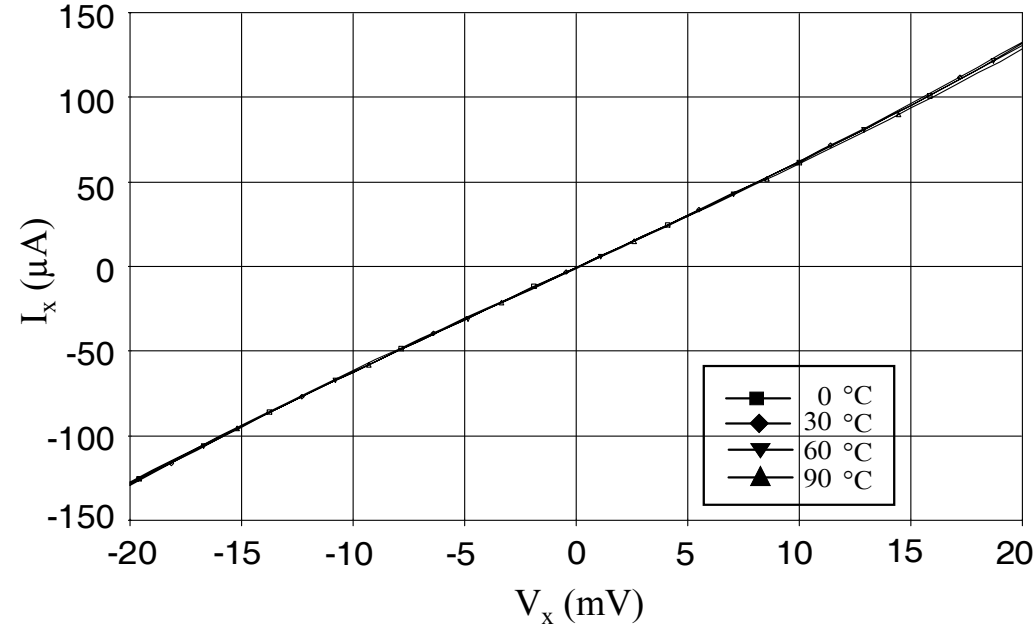
Teorinin geçerliliğini doğrulamak için Şekil 1.4'de ve Şekil 2.4'de görülen devre yapılarının analizleri PSpice benzetim programı kullanılarak yapılmıştır. Devrelerin benzetimlerinde NR100N ve PR100N transistor tipi kullanılmıştır [54]. Geleneksel CCCII için I_0 kutuplama akımı 100 µA alınmıştır. Yani R_x=150 Ω alınmıştır. TC-CCCII devresinde V_S=15 mV, I_{01} akımı 100 µA alınmıştır. Anı şekilde R_x=150 Ω'dur. Besleme gerilimleri ± 2.5 V olarak kullanılmıştır.

İlk olarak, Şekil 2.1'de görülen geleneksel CCCII'nın benzetimi yapılmıştır. Burada Y ucu topraklanmıştır. Devrenin farklı sıcaklık değerlerindeki X ucunun akım gerilim karakteristiği Şekil 2.5'de gösterilmiştir. Şekil 2.6'da, tasarlanan devrede sıcaklık kompanzasyonu yapılmış ikinci akım taşıyıcının X ucunun akım-gerilim karakteristiği

görülmektedir.Denklem 2.1'den, I_z akımının I_x akımına eşit olduğu bilinmektedir. Böylece sıcaklık değişimlerinden X ucundaki akım vasıtasıyla Z ucundaki I_z akımının da etkilendiği Şekil 2.6'da görülmektedir.



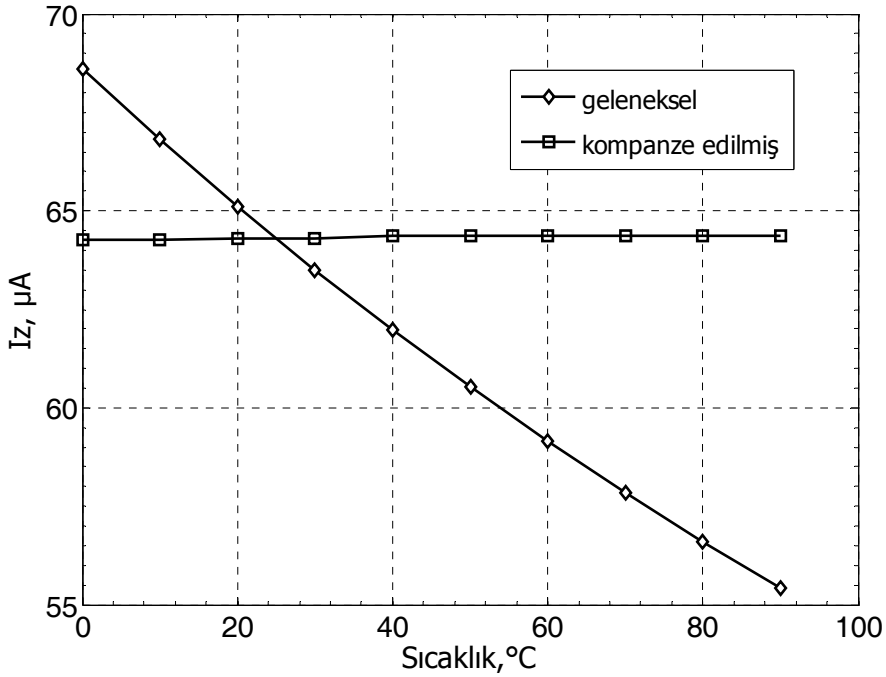
Şekil 2.6. CCCII elemanının farklı sıcaklık değerleri için X ucundaki akım gerilim karakteristiği.



Şekil 2.7. TC-CCCII elemanının farklı sıcaklık değerleri için X ucundaki akım gerilim karakteristiği.

Şekil 2.7'de görüldüğü gibi, farklı sıcaklık değerlerinde akım nanoamperler mertebesinde değişmektedir. Bu değerler ise ihmal edilebilir derecelerdedir. Ayrıca Şekil 2.7 incelendiğinde, Şekil 2.6'dakinden farklı olarak orjinde sapma meydana gelmemektedir. Bu durum ise tasarlanan devrenin farklı sıcaklık değerlerinde daha kararlı bir davranış sergilediğini göstermektedir.

Şekil 2.8'de geleneksel CCCII elemanı ve sıcaklık kompanzasyonu yapılmış CCCII elemanının Z ucundaki akımının sıcaklıkla değişimi görülmektedir.



Şekil 2.8. Geleneksel CCCII ve sıcaklık kompanzasyonu yapılmış CCCII elemanının Z ucundaki akımının sıcaklıkla değişimi.

Geleneksel CCCII elemanının akım eğrisi incelendiğinde tam doğrusal bir yapı sergilemediği görülmektedir. Bu durum Denklem 2.3 ifadesindeki hiperbolik fonksiyonun akımı doğrusal olmayan bir şekilde etkilemesi olarak açıklanabilir.

Literatürde translineer yapıya sahip olan akım taşıyıcının sıcaklık kompanzasyonu yapılan bir devre önerilmiştir [52]. Önerilen devre yapısının pasif eleman içermesi ve

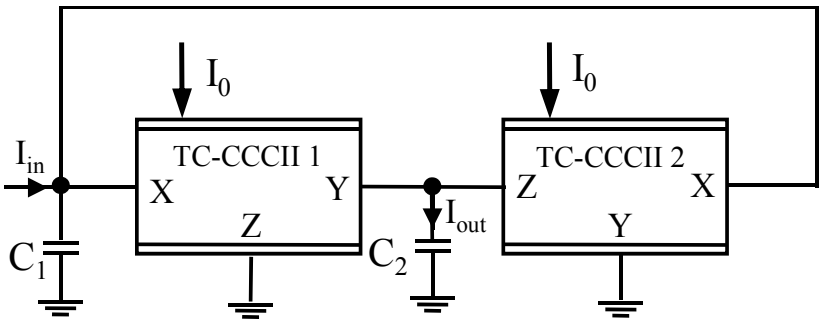
besleme geriliminin çok yüksek olması gibi dezavantajları bulunmaktadır. Ayrıca bahsi geçen çalışmada herhangi bir devre uygulaması verilerek sonuçları doğrulama yoluna gidilmemiştir.

2.3. TC-CCCII Yapısının Kullanıldığı Örnek Uygulamalar

Teoride bahsedilen sıcaklık kompanzasyonunun doğruluğunu göstermek amacıyla TC-CCCII devre yapısı kontrollü bant geçiren süzgeç devresinde ve akım kontrollü osilatör devresinde kullanılmıştır.

2.3.1 TC-CCCII Tabanlı Bant Geçiren Süzgeç Devresi

TC-CCCII kullanılarak gerçekleştirilmiş olan akım kontrollü bant geçiren süzgeç devresi Şekil 2.9'da görülmektedir [14].



Şekil 2.9. Akım kontrollü bant geçiren süzgeç devresi.

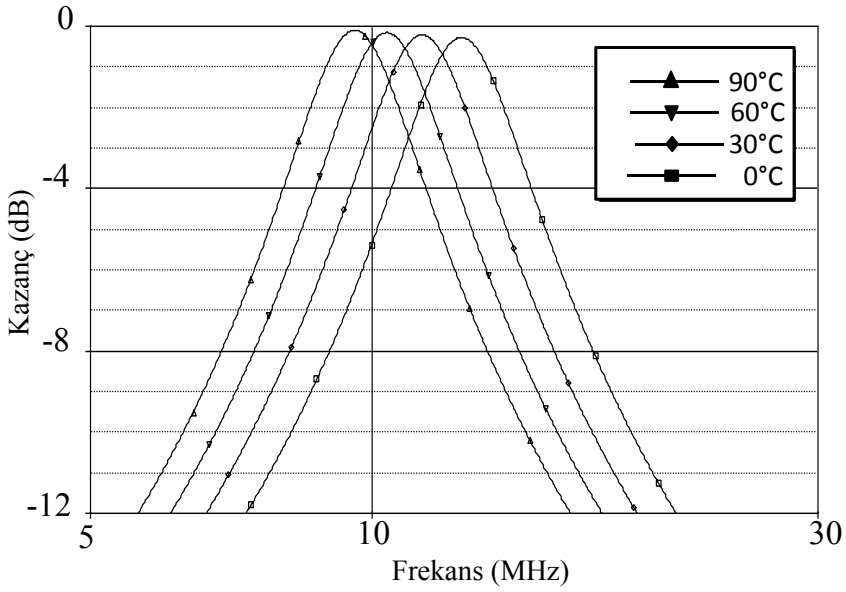
Şekil 2.9'da görülen devrede iki adet TC-CCCII ve iki kapasitör kullanılmıştır. Bu yapı tümdevre olarak gerçekleştirmeye oldukça uygundur. Devrenin frekans ifadesi Denklem 2.9'da verilmektedir.

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi R_x \sqrt{C_1 C_2}} \tag{2.9}$$

Bantgeçiren süzgeç devresinin kutuplama akımları birbirine eşittir. Dolayısı ile her iki akım taşıyıcı için R_x parazitik direnci birbirine eşittir. Ek olarak, R_X parazitik direnci kutuplama akımı ile kontrol edilebilmekte ve böylece süzgecin merkez frekansı ayarlanabilmektedir. Bu parazitik direnç sıcaklığa bağımlı olduğu için süzgecin merkez frekansı sıcaklık değişimlerinden etkilenmektedir. Şekil 2.9'da görülen süzgeç yapısı,

Şekil 2.1'de görülen geleneksel CCCII elemanı yerine, Şekil 2.3'de önerilen CCCII elemanı kullanılarak bant geçiren süzgeç devresinin merkez frekansının sıcaklıkla değişimi azaltılmıştır. Bu durum Şekil 2.9'da görülmektedir.

Şekil 2.9'da görülen geleneksel CCCII tabanlı akım kontrollü bant geçiren süzgeç devresinin analizi PSpice benzetim programı kullanılarak yapılmıştır. Devrenin farklı sıcaklık değerlerindeki frekans cevabı Şekil 2.10'da gösterilmiştir.

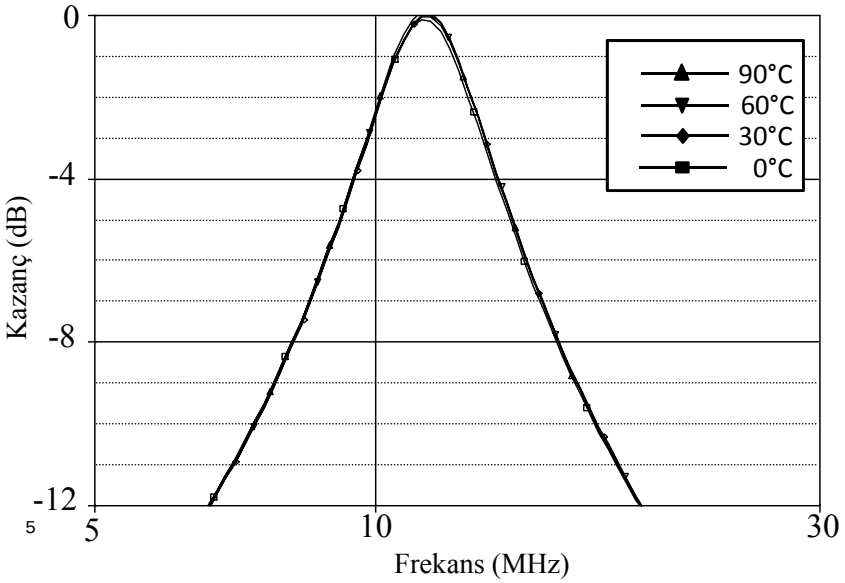


Şekil 2.10. CCCII tabanlı akım kontrollü bant geçiren süzgeç devresinin farklı sıcaklık değerlerindeki frekans cevabı.

Şekil 2.10'da görüldüğü gibi, geleneksel CCCII yapısı kullanılarak oluşturulmuş olan bant geçiren süzgeç devresi sıcaklık değişiminden etkilenmektedir. Sıcaklık değişimi ile bant geçiren süzgecin çalışma frekansı dikkat çekici şekilde değişmektedir.

Şekil 2.9'da görülen devrede sıcaklık kompanzasyonu yapılmış CCCII elemanı kullanılarak bant geçiren süzgeç devresinin farklı sıcaklık değerlerindeki analizleri yapılmıştır. Devrelerin benzetimlerinde NR100N ve PR100N transistor tipi kullanılmıştır. Devredeki I_{01} , I_1 , I_2 akımları 50 µA olarak alınmıştır. Besleme voltajı olarak ± 2.5 V kullanılmıştır. C_1 ve C_2 kapasiteleri sırasıyla 130 pF ve 2 pF olarak alınmıştır. Şekil 2.10'da sıcaklık kompanzasyonu yapılmış olan devrenin farklı sıcaklık değerlerindeki frekans cevabı görülmektedir.

Şekil 2.11'de görüldüğü gibi süzgeç devresinin çalışma frekansına sıcaklığın etkisi, Şekil 2.10 da görülen sıcaklık etkisinden daha düşük seviyededir. .



Şekil 2. 11. TC-CCCII kullanılarak gerçekleştirilmiş olan akım kontrollü bant geçiren süzgeç devresinin farklı sıcaklık değerlerindeki frekans cevabı.

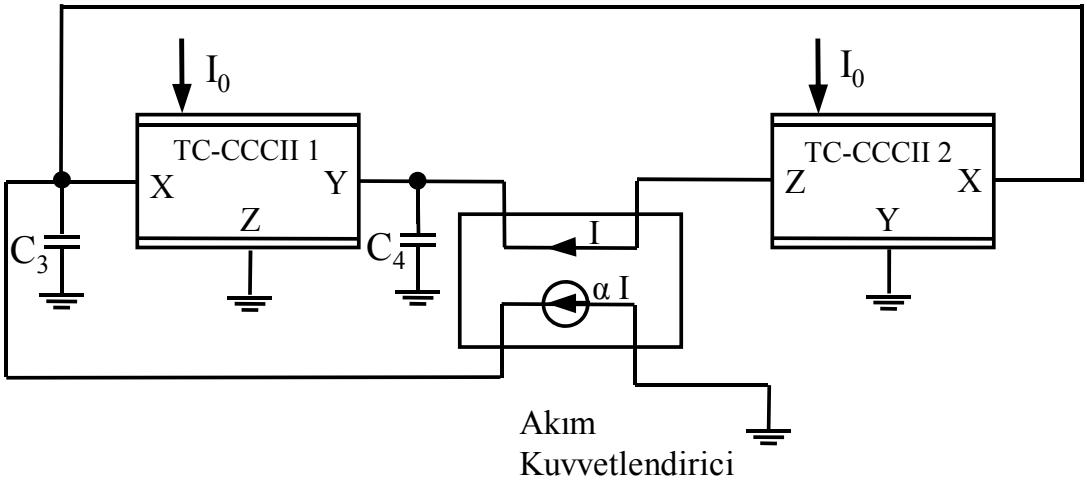
Şekil 2.11'de görüldüğü gibi tasarlanan TC-CCCII yapısının sıcaklık hassasiyeti oldukça düşüktür.

2.3.2 TC-CCCII Tabanlı Osilatör Devresi

Geleneksel CCCII elemanı yerine tasarlanan TC-CCCII elemanı kullanılarak gerçekleştirilmiş olan akım modlu osilatör devresi Şekil 2.12'de görülmektedir [53]. Şekil 2.12'de görülen osilatör devresi Şekil 2.9'da görülen süzgeç devresi ve akım kuvvetlendiricisi kullanılarak elde edilmiştir. Osilasyon şartının sağlanması için akım kuvvetlendiricinin kazancı olan α değerinin 2 olması gerekmektedir [46]. Ayrıca burada akım kuvvetlendiricisinin sıcaklıktan etkilenmediği varsayılmaktadır. Osilatörün akım kazanç çevrimi Denklem 2.10'da görülmektedir.

$$T(s) = \frac{\alpha R_x C_1 S}{1 + 2R_x C_2 S + 2R_x C_1 C_2 S^2} \tag{2.10}$$

Osilasyon frekansı kutuplama akımı ile orantılı olarak değiştirilebilmektedir. CCCII elemanının X ucundaki sonlu giriş direnci olan R_x Denklem 2.2'de görüldüğü gibi sıcaklıkla ve kutuplama akımı ile değişmektedir.



Şekil 2.12. TC-CCCII tabanlı osilatör devresi.

Şekil 2.12'deki devrenin osilasyon frekans ifadesi Denklem 2.11'de görülmektedir.

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi R_x \sqrt{C_3 C_4}} \tag{2.11}$$

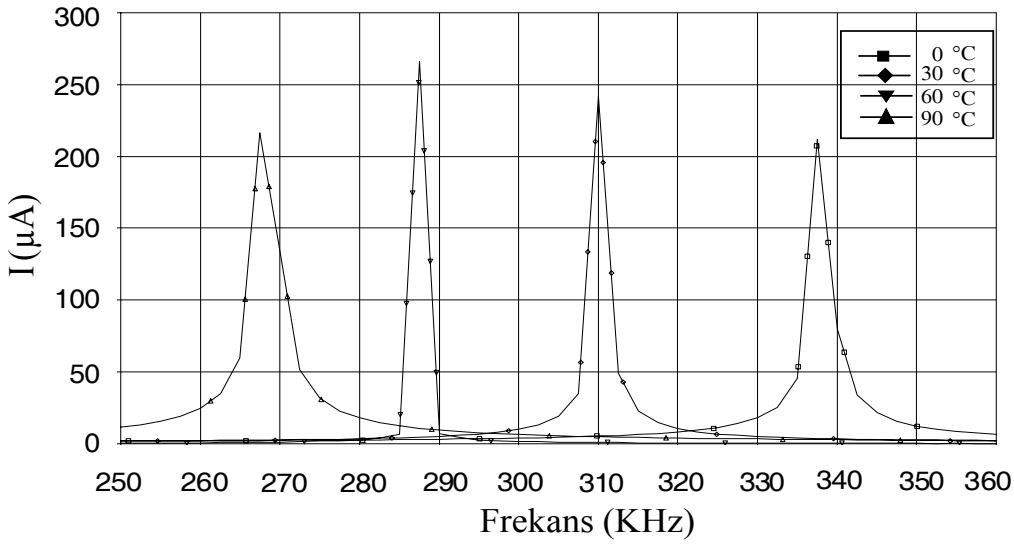
Tablo 2.1'de I_0 =250 μA için sıcaklığın etkisinin CCCII tabanlı osilatör devresinde gösterilmesi amacıyla, osilasyon frekansının sıcaklıklara göre değişimi görülmektedir.

Tablo 2.1. Geleneksel CCCII tabanlı osilatör devresinin osilasyon frekansının sıcaklıkla değişimi.

Sıcaklık (^{o}C)	R_x (Ω)	Frekans (KHz)
0	46.94	335.06
30	52.12	305.38
60	57.28	277.87
90	62.44	254.91

Teorik olarak osilasyon frekansı sıcaklığın etkisi ile 0 °C - 90 °C arasında 335.06 KHz ile 254.91 KHz arasında bir değişim göstermektedir.

Şekil 2.12'de görülen CCCII tabanlı akım kontrollü osilatör devresinin analizi PSpice benzetim programı kullanılarak yapılmıştır. Devrenin farklı sıcaklık değerlerindeki frekans cevabı Şekil 2.13'de gösterilmiştir. Burada, kutuplama akımı I_0 =250 µA alınmıştır.

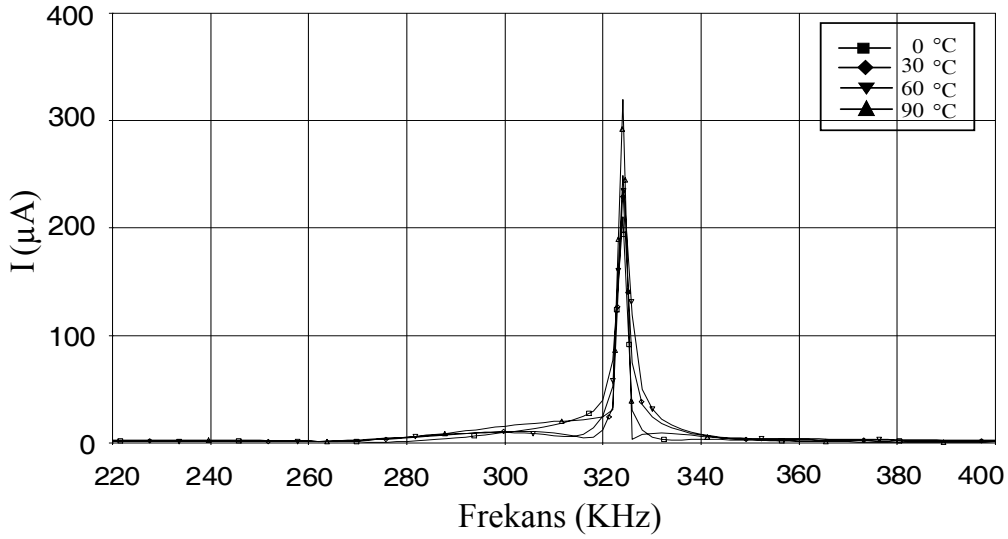


Şekil 2.13. CCCII tabanlı akım kontrollü osilatör devresinin farklı sıcaklık değerlerindeki frekans cevabı.

Denklem 2.2 ve Denklem 2.8'den görüldüğü gibi R_x direnci ile dolayısıyla sıcaklıkla osilatörün çalışma frekansı değişmektedir. Şekil 2.12'de görülen devrede geleneksel CCCII elemanı yerine önerilen TC-CCCII elemanı kullanılarak devrenin osilasyon frekansının sıcaklıkla değişimi azaltılmıştır. Bu durum Şekil 2.14'de görülmektedir.

Şekil 2.12'de görülen devrede geleneksel CCCII elemanı yerine sıcaklık kompanzasyonu yapılmış TC-CCCII elemanının ısıl kararlılığını göstermek için benzetimler tekrar gerçekleştirilmiştir. Devrelerin benzetimlerinde NR100N ve PR100N transistor tipi kullanılmıştır. Devredeki I_{01} , I_1 , I_2 akımları 75 µA ve V_S = 15 mV alınmıştır. Besleme voltajı olarak ± 2.5 V kullanılmıştır. C_3 ve C_4 kapasiteleri 0.01 µF olarak alınmıştır. Şekil 2.13'de sıcaklık kompanzasyonu yapılmış olan devrenin farklı sıcaklık değerlerindeki frekans cevabı görülmektedir.

Şekil 2.14'de Şekil 2.11'de görüldüğü gibi tasarlanan TC-CCCII yapısının sıcaklık hassasiyeti oldukça düşüktür. Osilatör uygulamasında da görüldüğü gibi TC-CCCII yapısının oldukça tatmin edici şekilde osilatör devresinin sıcaklık hassasiyetini azalttığı görülmüştür.



Şekil 2.14. TC-CCCII kullanılarak gerçekleştirilmiş olan akım kontrollü osilatör devresinin farklı sıcaklık değerlerindeki frekans cevabı.

Geleneksel CCCII için kutuplama akımıyla kolaylıkla kontrol edilebilen girişteki parazitik direnç önemli bir avantajdır. Bu direnç BJT teknolojisinde ve sıcaklığa bağımlı uygulamalarda çıkış akımını olumsuz yönde etkilenmesine sebep olmaktadır. Bu bölümde geleneksel akım kontrollü akım taşıyıcı için sıcaklık kompanzasyonu yapılmıştır. İşlemi gerçekleştirmek için geleneksel akım taşıyıcı ve translineer devre yapısı kullanılmıştır. Önerilen devre yapısı PSpice benzetim programı kullanılarak analiz edilmiş ve sonuçlar geleneksel CCCII yapısı ile karşılaştırılmıştır. Önerilen devre yapısının sıcaklıktan bağımsız bir akıma sahip olduğu benzetim sonuçları doğrultusunda ortaya konmuştur. Önerilen devre yapısı akım kontrollü akım taşıyıcı tabanlı bant geçiren süzgeç ve akım kontrollü osilatör yapılarında sıcaklık kompanzasyonu sağlamak amacıyla kullanılmıştır. Benzetim sonuçlarının teorik sonuçları doğruladığı görülmüştür. Böylece, tasarlanan devrenin özellikle sıcaklık kompanzasyonu gerektiren hassas elektronik devre uygulamalarında elverişli bir temel yapı olarak kullanılabileceği düşünülmektedir.

3. BÖLÜM

KARIŞIK TRANSLİNEER AKTİF DİRENÇ YAPILARI

Elektronik olarak ayarlanabilen yüzen ve topraklanmış direnç yapıları, kuvvetlendiriciler, süzgeçler ve osilatörler gibi birçok analog programlanabilir devrelerde önemli bir rol oynamaktadır [56-58]. Bir ucu topraklanmış dirençler birçok kuvvetlendirici uygulamalarında kullanıldığı gibi [20], diğer taraftan, ayarlanabilir yüzen dirençler kontrollü osilatör devreleri gibi değişik devrelerde kullanılmaktadır [56,58].

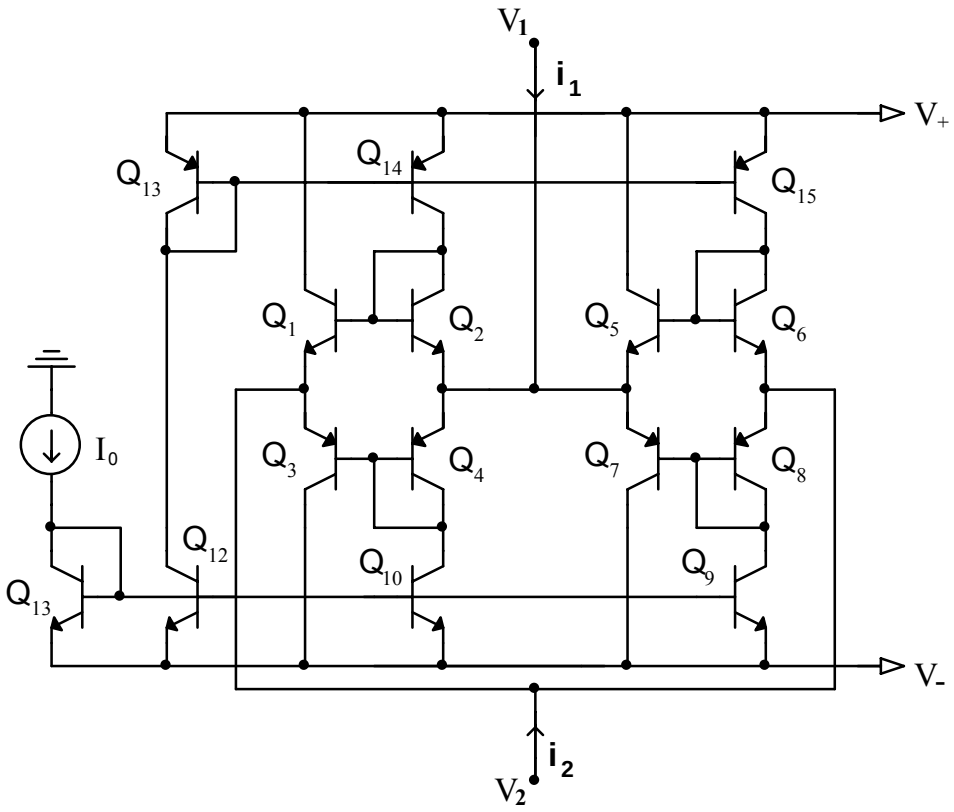
Bu bölümde, translineer temelli elektronik olarak ayarlanabilen karışık translineer yüzen pozitif aktif yüzen direnç ve negatif aktif yüzen direnç yapıları tasarlanmıştır. Literatürde bulunan translineer yapı bloklarından oluşan direnç uygulamalarına nazaran önerilen devre yapısı sayesinde dinamik saha artırılmış olup, toplam harmonik bozulma kısmen azaltılmıştır. Tezin bu bölümünde translineer pozitif aktif direnç kullanılan kazancı ayarlanabilen bir kuvvetlendirici önerilmiş ve negatif translineer direnç doğrusallaştırılarak bir kaotik devre uygulaması sunulmuştur. Devrelerin teorik analizleri yapılarak, PSpice programı yardımıyla benzetim işlemi gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçlarının teorik sonuçları doğruladığı görülmüştür.

3.1. Pozitif Aktif Direnç Devre Yapıları

Elektronik olarak ayarlanabilen aktif direnç yapıları genellikle Bipolar ve CMOS tabanlı teknolojiler kullanılarak oluşturulmuştur. Bu teknolojilerin kullanıldığı aktif direnç devre yapıları bu kısımda detaylı olarak incelenecektir. Ayrıca literatürden örnek çalışmalar tanıtılacaktır.

3.1.1. BJT Tabanlı Aktif Direnç Devre Yapıları

Literatürde bipolar teknoloji kullanılarak oluşturulmuş bazı aktif yüzen direnç uygulamaları mevcuttur [56,57]. Bu uygulamalara bir örnek olarak yüzen direnç devre yapısı Şekil 3.1'de görülmektedir [22].



Şekil 3.1. Translineer temelli yüzen direnç.

Bu devre iki tane karışık translineer çevreden oluşturulmuştur. Burada $i_1 \cong i_2$ olarak kabul edilirse akıma dair eşitlik,

$$i_1 = 2I_0 \sinh(\frac{V_1 - V_2}{V_T}) \tag{3.1}$$

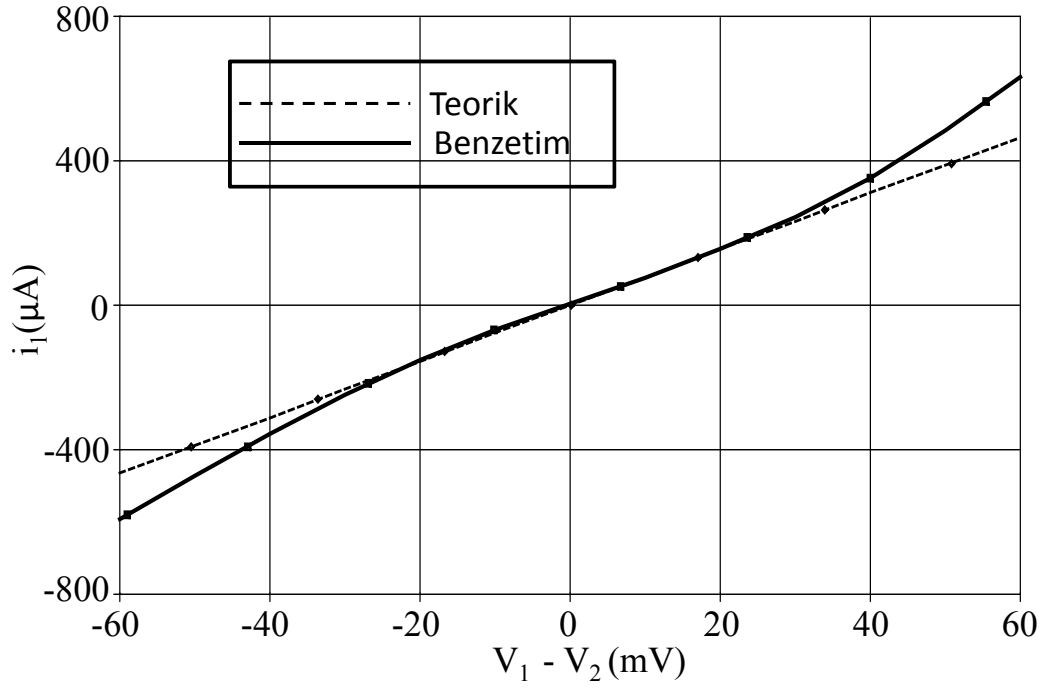
olarak ifade edilebilir. Burada; I_0 kutuplama akımını, $V_1 - V_2$ değeri yüzen direnç devresine uygulanan gerilimi, V_T ise ısıl gerilimi ifade etmektedir. Isıl gerilim oda sıcaklığında yaklaşık olarak 26 mV değerindedir. $V_1 - V_2 << V_T$ olduğunda ifade aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$i_1 \cong 2I_0(\frac{V_1 - V_2}{V_T}) \tag{3.2}$$

Denklem 3.2 ifadesinden R eşdeğer direnç değeri Denklem 3.3'deki gibi yazılabilir.

$$R \cong \frac{V_T}{2I_0} \tag{3.3}$$

Denklem 3.3'de görüldüğü gibi direnç değeri kutuplama akımı ile kontrol edilebilmektedir. Şekil 3.1'de görülen elektronik olarak ayarlanabilen yüzen pozitif direnç devresinin analizi PSpice benzetim programı kullanılarak yapılmıştır. Devrelerin benzetimlerinde NR100N ve PR100N transistor tipi kullanılmıştır. Besleme voltajı ± 2.5 V değerindedir. R=132 Ω için akım gerilim karakteristiği Şekil 3.2'de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Pozitif aktif yüzen direnç devresinin akım gerilim karakteristiği.

Şekil 3.2'de görüldüğü gibi yüzen pozitif direncin sadece -25 mV ile 25mV giriş gerilimi aralığında lineer bir davranış sergilediği varsayılabilir. Burada R=130 Ω değerinde olması amaçlanmıştır. Şekil 3.2'de görüldüğü gibi, giriş geriliminin -10 mv

ile 10 mV aralığında direnç değeri yaklaşık olarak 130 Ω değerinde olmaktadır. Giriş geriliminin değeri ±50 mV değerinde olduğunda ise teorik olarak 130 Ω değerini beklediğimiz yüzen direnç devresinin direnç değerinin 80 Ω değerinde olduğu görülmektedir.

Literatürde bir başka yüzen direnç devre yapısı olarak üçüncü kuşak akım taşıyıcı (CCIII) kullanılarak tasarlanmış bir blok devre yapısı mevcuttur. Bu devre için yüzen direncin X ve Y uçları arasındaki gerilim Denklem 3.4'deki gibi verilmiştir [21]. Burada X ucundan geçen akım değeri I_X, Y ucundan geçen akım değeri I_Y'e eşit kabul edilmiştir.

$$V_{XY} = 4V_T \arg\sinh\left(\frac{I_X}{2I_0}\right) \tag{3.4}$$

Bu devre için , $I_x << I_0$ ise direnç değeri Denklem 3.5'deki gibi yazılabilir.

$$R \cong \frac{2V_T}{I_0} \tag{3.5}$$

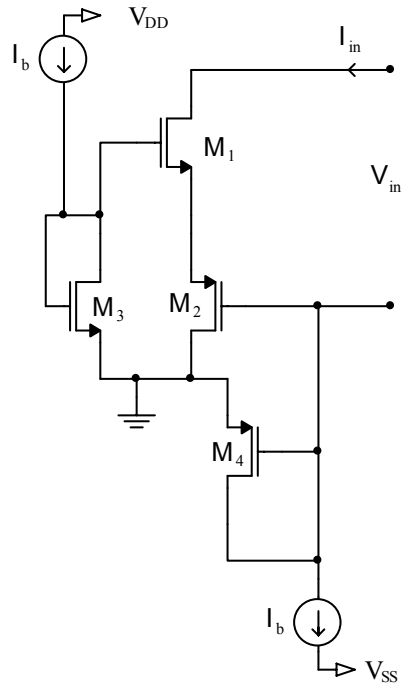
Burada I_0 kutuplama akımını, V_T ısıl gerilimi ifade etmektedir. Isıl gerilim oda sıcaklığında yaklaşık olarak 26 mV değerindedir. R direnci X ve Y uçlarındaki direnç değerini göstermektedir. Denklem 3.5'den görüldüğü üzere doğrusal bir direnç elde edilmesi için giriş akımının (I_x) kutuplama akımından her zaman küçük olması gerekmektedir. Bu kavram ise giriş gerilim değeri ile ilişkilidir. Denklem 3.5'den görüldüğü gibi eğer giriş gerilimi $2V_T$ 'den küçük olursa, doğrusal bir direnç elde edilebilir. Yüzen direnç devre yapısı için devrenin akımı ile direnç değeri arasındaki ilişki çalışmada belirtilmiştir [21]. Yüzen direncin değişim aralığı 100 Ω ile 3.5 kΩ arasındadır.

3.1.2. CMOS Tabanlı Aktif Direnç Devre Yapıları

Literatürde CMOS teknolojisi kullanılarak tasarlanmış olan yüzen direnç örnekleri mevcuttur. Bunlar gerilim kontrollü ve akım kontrollü olarak sınıflandırılmaktadırlar. MOS teknolojisi kullanılarak oluşturulan elektronik ayarlanabilir yüzen dirençler,

direnç ve frekans aralığı açısından sınırlı bir davranış sergilemektedirler [59,60]. Ama bipolar teknoloji kullanılarak oluşturulmuş yüzen direnç uygulamaları daha yüksek frekanslarda çalışabilmektedir. Literatürde bipolar transistörlerden oluşan, yüksek frekanslarda çalışabilen ama düşük dinamik sahaya sahip uygulamalar da mevcuttur [21,22].

CMOS yapıların kullanıldığı direnç yapılarının genelde yüksek direnç değerlerinin elde edilmesinde kullanıldığı görülmektedir. Bu örneklerin bir tanesi de Şekil 3.3'de verilmektedir [61]. CMOS' lu direnç yapıları basit bir devre yapısına sahiptir. Burada direnç değeri akım kaynakları ile kolaylıkla değiştirilebilmektedir. CMOS aktif direnç yapısı Şekil 3.3'de görülmektedir.



Şekil 3.3. CMOS aktif yüzen direnç yapısı.

Devrenin direnç değerleri megaohmlar seviyesinde değişmektedir. Toplam harmonik bozulma (THD) değeri 10 MΩ direnç değerinde tepeden tepeye 100 mV giriş gerilimi için % 0.25 değerindedir [61].

CMOS tabanlı direnç yapılarının kontrol edilebildiği direnç aralıkları uygulamalarda sınırlıdır. CMOS tabanlı devrelerde megaohmlar seviyesinde değerler elde edilmekle

birlikte, 50 kΩ - 100 kΩ arasında kontrol edilebilen CMOS tabanlı direnç yapıları mevcuttur [62].

Genel olarak CMOS yapı kullanılarak tasarlanmış yüzen ve topraklanmış direnç değerlerinin kontrol aralıkları sınırlıdır. Ayrıca frekans aralığı bipolar teknolojiye göre nispeten daha düşüktür. Fakat CMOS tabanlı devre yapılarının dinamik sahaları nispeten daha iyidir.

Genel bir özetle, CMOS teknolojisi kullanılarak oluşturulan elektronik ayarlanabilir aktif yüzen dirençler, dinamik çalışma aralığı daha iyi fakat direnç aralığı ve frekans aralığı sınırlıdır. Bipolar teknoloji kullanılarak oluşturulmuş aktfi yüzen direnç uygulamaları ise daha yüksek frekanslarda çalışabilmekte, fakat dinamik çalışma sahası daha düşüktür.

3.2. Translineer Pozitif Aktif Direnç Devre Yapısı Tasarımı

Translineer prensibine dayalı olarak gerçekleştirilmiş olan önerilen devre topolojisi Şekil 3.4'de görülmektedir.

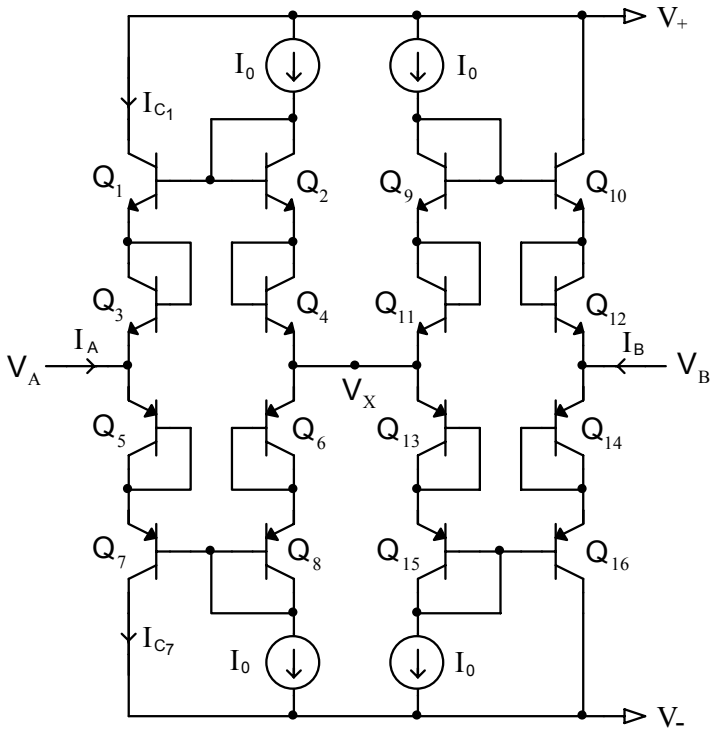
Bir transistörün kolektör akımı ile eklem gerilimleri arasındaki eksponansiyel ilişki aşağıdaki gibi verilebilir.

$$I_C \cong I_S\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}\right) \tag{3.6}$$

Burada I_S transistörün ters yöndeki doyum akımını, V_{BE} eklem gerilimlerini, V_T ise ısıl gerilimi ifade etmektedir. Isıl gerilim oda sıcaklığında yaklaşık olarak 26 mV değerindedir.

Şekil 3.4'deki devrede görülen I_0 akım kaynakları direncin kutuplama akımıdır. Devre yapısı $Q_1 - Q_8$ ve $Q_9 - Q_{16}$ transistörlerinden oluşan iki tane translineer çevreden

meydana gelmektedir. V_A ve V_B gerilimleri arasındaki her çevre sekiz tane transistör içermektedir.



Şekil 3.4. Elektronik olarak ayarlanabilir pozitif aktif yüzen direnç.

Şekil 3.4'de görülen devrede, ilk çevre için gerilim bağıntıları yazılırsa; Q_1 ve Q_4 transistörlerinden oluşan çevrede,

$$V_A = -2V_T \ln\left(\frac{I_{C_1}}{I_S}\right) + 2V_T \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) + V_X \tag{3.7}$$

bağıntısı elde edilmektedir. Q_5 ve Q_8 transistörlerinden oluşan çevrede ise,

$$V_A = 2V_T \ln\left(\frac{I_{C_7}}{I_S}\right) - 2V_T \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) + V_X \tag{3.8}$$

bağıntısı elde edilmektedir. Denklem 3.7 ve Denklem 3.8 kullanılarak akım ifadeleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$I_{C_1} = I_0 e^{-\frac{V_A - V_X}{2V_T}} \tag{3.9.a}$$

$$I_{C_7} = I_0 e^{\frac{V_A - V_X}{2V_T}} \tag{3.9.b}$$

Şekil 3.4'deki devreden görüldüğü gibi akımlar arasındaki ilişki,

$$I_A = I_{C_7} - I_{C_1} \tag{3.10}$$

şeklinde verilebilir. Translineer çevreler simetrik bir yapıya sahip olduğu için gerilim ve akımlar arasındaki ilişki aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_X = \frac{V_A + V_B}{2} \tag{3.11.a}$$

$$I_A = -I_B \tag{3.11.b}$$

Denklem 3.9 ve Denklem 3.11 kullanılarak,

$$I_A = 2I_0 Sinh\left(\frac{V_A - V_B}{4V_T}\right) \tag{3.12}$$

ifadesi elde edilmektedir. Burada $V_A - V_B << 4V_T$ olarak kabul edilirse akım ifadesi aşağıdaki şekilde verilebilir.

$$I_A \cong I_0\left(\frac{V_A - V_B}{2V_T}\right) \tag{3.13}$$

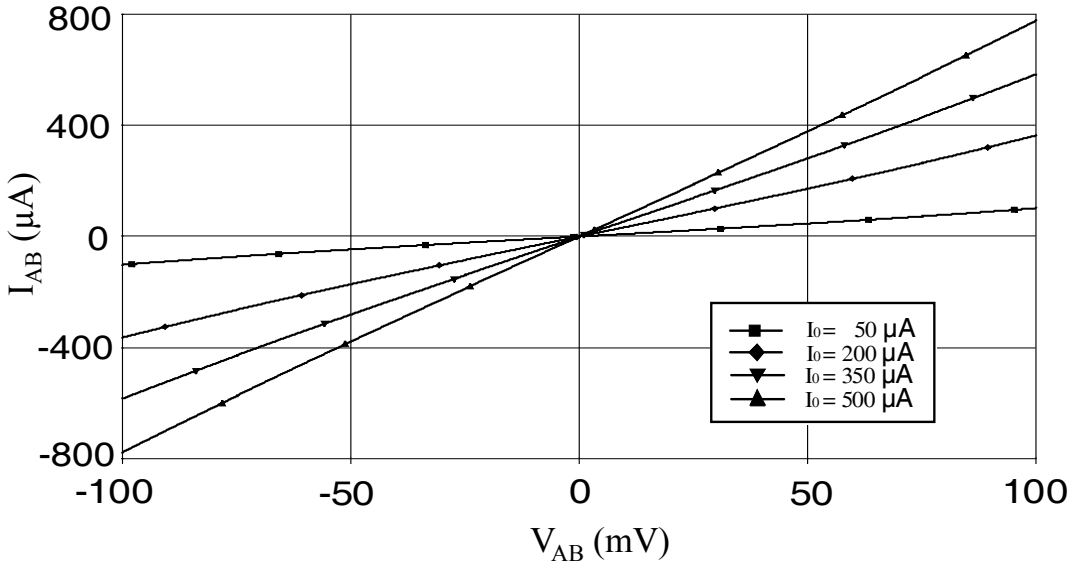
Denklem 3.13 kullanılarak devrenin eşdeğer direnç ifadesi aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$R_{AB} \cong \frac{2V_T}{I_0} \tag{3.14}$$

Denklem 3.14'den görüldüğü gibi direnç değeri kutuplama akımı ile elektronik olarak kontrol edilebilmektedir. Denklem 3.12'den direncin $\pm 4V_T$ aralığında bir dinamik sahaya sahip olduğu görülmektedir.

3.2.1 Tasarlanan Translineer Pozitif Aktif Yüzen Direncin Benzetim Sonuçları

Şekil 3.4'de görülen elektronik olarak ayarlanabilen pozitif aktif yüzen direnç devresinin analizi PSpice benzetim programı kullanılarak yapılmıştır. Devrelerin benzetimlerinde NR100N ve PR100N transistor tipi kullanılmıştır [54]. Besleme voltajı ± 2.5 V değerindedir. Devrenin farklı kutuplama akımı değerlerindeki akım gerilim karakteristiği Şekil 3.5'de gösterilmiştir.

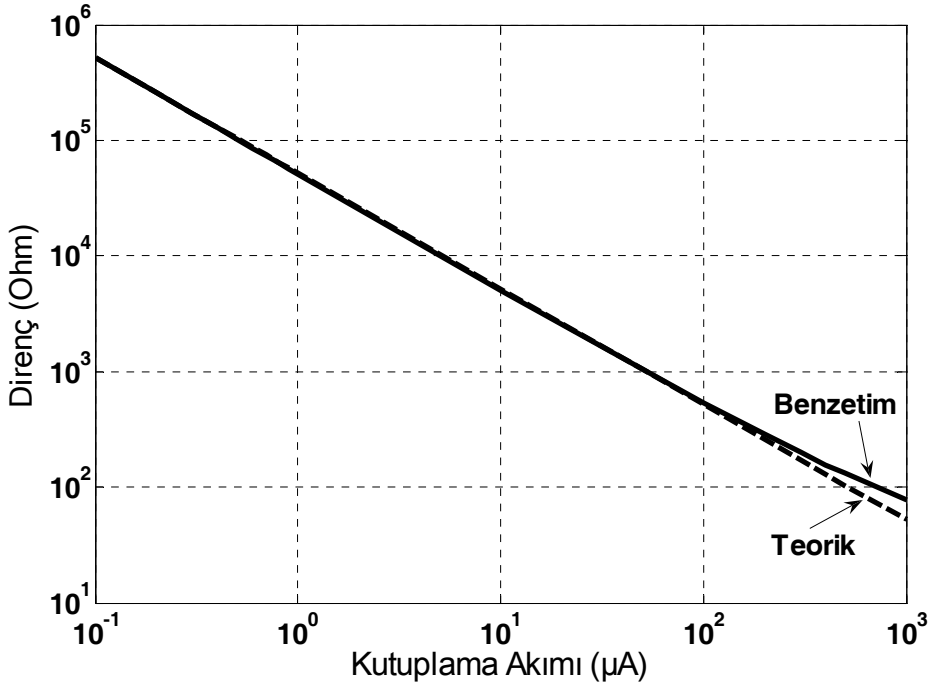


Şekil 3.5. Pozitif aktif yüzen direnç devresinin farklı kutuplama akımları için akım gerilim karakteristiği.

Şekil 3.5'de devrenin kutuplama akımı ile elektronik olarak ayarlanabilirliği açıkça görülmektedir. Değişimin ±100 mV değerinde geniş bir dinamik sahada doğrusal olması, teorik yaklaşımı doğrulamaktadır.

Şekil 3.6'da kutuplama akımı ile direnç değerinin değişimi görülmektedir. Kutuplama akımı ile direnç değeri 52 Ω ile 520 kΩ arasında kontrol edilebilmektedir. Benzetim sonucunun teorik yaklaşımı desteklediği görülmektedir.

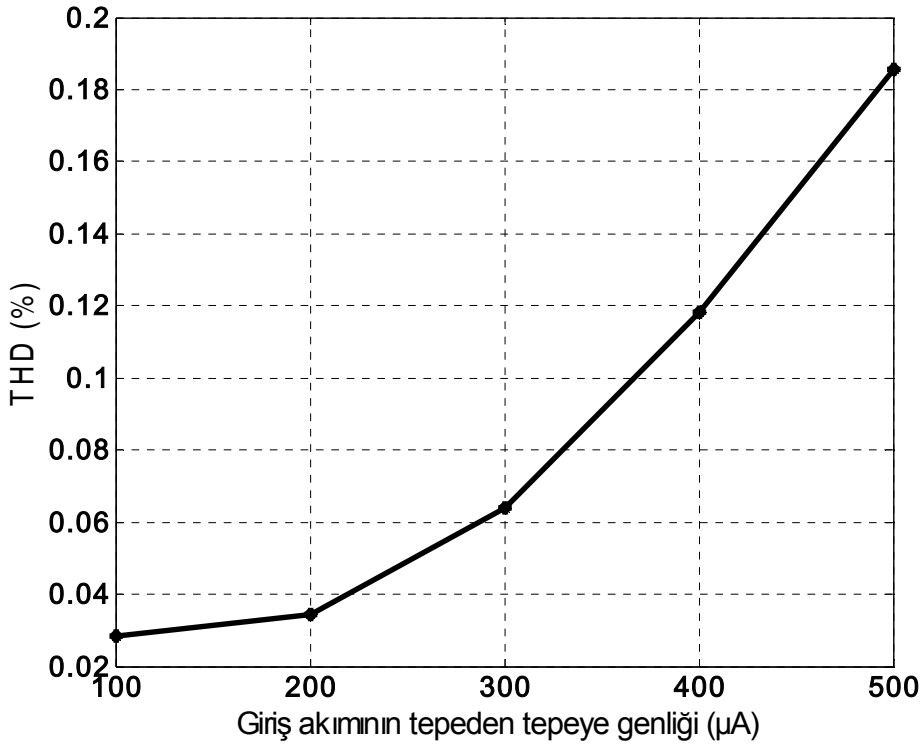
Şekil 3.7'de devrenin giriş direncinin (R_{AB}) 130 Ω değeri için 1MHz'lik sinüzoidal bir giriş işaretinin farklı tepeden tepeye genlik değerindeki toplam harmonik bozulma (THD) değerleri gösterilmiştir. Giriş akımının 100µA ile 500µA arasında değiştirilmesi ile toplam harmonik bozulmanın yaklaşık olarak % 0.02 ile % 0.2 arasındaki düşük değerlerde değiştiği görülmektedir. Bu yeni tasarımla, literatürde yapılan çalışmalara göre toplam harmonik bozulma değerinin oldukça düşük olduğu söylenebilir [62, 63, 22].



Şekil 3.6.Aktif yüzen direnç için Kutuplama akımı ile direnç değerinin değişimi.

Önerilen devre yapısının, literatürde bulunan translineer yapıya dayalı olarak geliştirilmiş olan akım kontrollü pozitif direnç uygulama örneğine [22] göre bazı üstünlükleri bulunmaktadır. Literatürdeki çalışmada kutuplama akımının değişimi ile direnç değerinde 16 Ω ile 126 kΩ arasında bir değişim sağlanırken, önerilen devre yapısında bu değer 52 Ω ile 520 kΩ gibi geniş bir aralıkta kontrol edilebilmektedir.

Bununla birlikte, yukarda bahsedilen çalışmada dinamik saha $2V_T$ değerinde iken, önerdiğimiz devre yapısında $8V_T$ gibi yüksek bir değer sağlanmıştır.

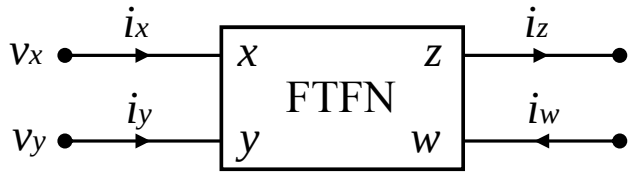


Şekil 3.7. Aktif yüzen direnç için farklı giriş akım değerlerinde toplam harmonik bozulma.

3.2.2. Kazancı Elektronik Olarak Ayarlanabilen FTFN Tabanlı Bir Kuvvetlendirici Uygulaması

FTFN (Dört uçlu yüzen nulör) elemanının yaygın kullanım alanlarına sahip olması sebebiyle işaret işleme uygulamalarında FTFN ile ilgili yapılmış birçok çalışma mevcuttur. Gerilim modlu ve akım modlu devrelerde kullanılabilen FTFN devreleri işlemsel kuvvetlendirici, akım taşıyıcı ve işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi gibi elemanlar kullanılarak tasarlanmıştır [64]. FTFN'in gerilim modlu işlemsel yükselteçlere göre daha iyi avantajlar sunmasından ve özellikle yüksek frekans performansından dolayı son zamanlarda kullanımı artmıştır [65,66].

FTFN yapısının sembolik gösterimi Şekil 3.8'de verilmektedir.

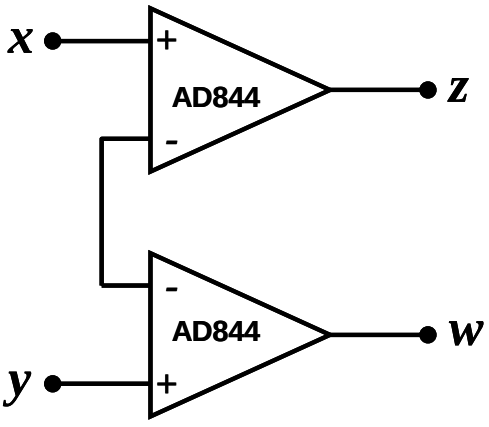


Şekil 3.8. FTFN'nin sembolik gösterimi.

Şekil 3.8'de görülen FTFN yapısının tanım bağıntısı Denklem 3.15'de verilmektedir.

$$\begin{aligned} i_x &= i_y = 0 \\ i_z &= \pm i_w \\ v_x &= v_y \end{aligned} \tag{3.15}$$

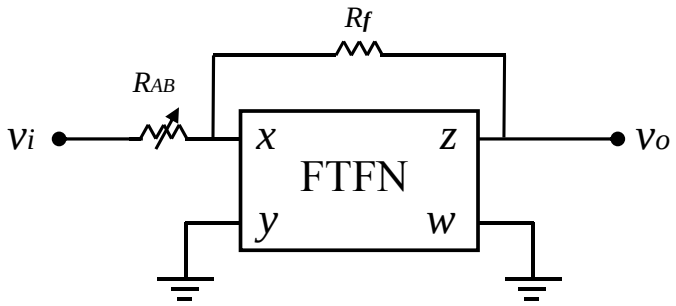
FTFN elemanını gerçekleştirmek için önerilen çeşitli yöntemler mevcuttur. İki adet akım geri beslemeli AD844 elemanının Şekil 3.9'da gösterildiği gibi bağlanmasıyla elde edilen FTFN, en çok uygulama alanı bulan temel FTFN devresidir [67-69].



Şekil 3.9. İki adet AD844 ile FTFN gerçekleştirilmesi.

Yüzen direnç kullanılarak oluşturulmuş elektronik olarak ayarlanabilen FTFN tabanlı kuvvetlendirici devre yapısı Şekil 3.10'da görülmektedir. FTFN tabanlı bir kuvvetlendiricinin kazancının elektronik olarak ayarlanabilmesi için akım kontrollü

translineer bir yüzen direnç yapısı kullanılmıştır. Önerilen devre yapısında kutuplama akımı ile direnç değeri ayarlanabilmekte, böylelikle kuvvetlendiricinin kazancı kontrol edilebilmektedir [70]. Devrenin teorik analizi yapılarak, PSpice programı yardımıyla benzetim işlemi gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçlarının teorik sonuçları doğruladığı görülmüştür.



Şekil 3.10. Yüzen direnç kullanılarak oluşturulmuş elektronik olarak ayarlanabilen FTFN tabanlı kuvvetlendirici.

Şekil 3.10'da görülen kuvvetlendiricinin kazanç ifadesi Denklem 3.16'da verilmektedir.

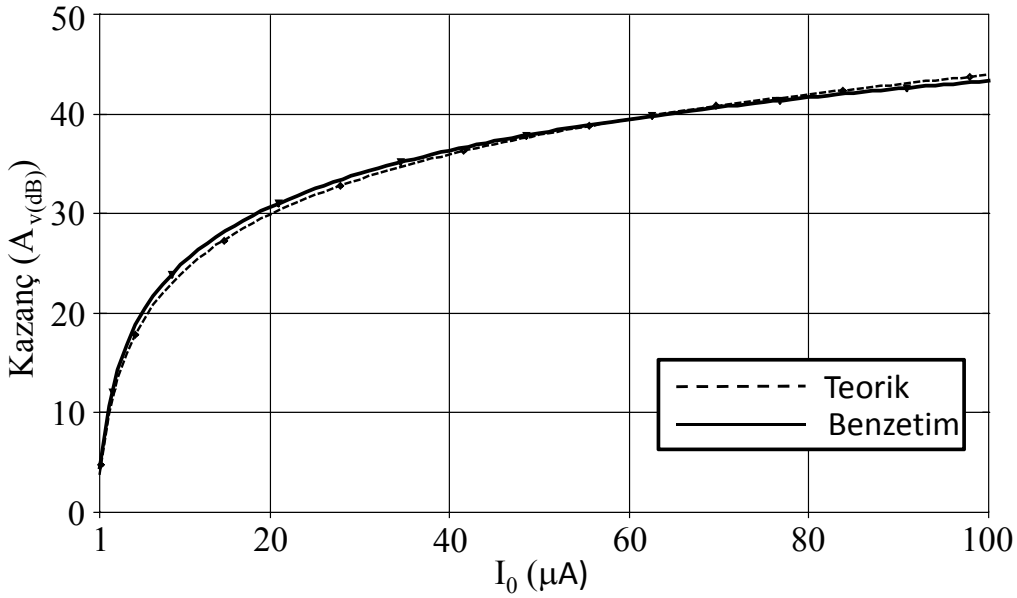
$$A_V = \frac{v_0}{v_i} = -\frac{R_f}{R_{AB}} \tag{3.16}$$

Devrede kuvvetlendiricinin giriş direnci olarak pozitif aktif yüzen direnç (R_{AB}) kullanılmıştır. Elektronik olarak ayarlanabilen translineer temelli yüzen direnç devresinin iç yapısı daha önce Şekil 3.4'de gösterilmişti.

Yüzen direncin değeri kutuplama akımı ile kolaylıkla değiştirilebilmektedir. Böylece, FTFN tabanlı kuvvetlendirici yapısının kazancı yüzen direnç değerine bağlı olarak kontrol edilebilmektedir. Ayrıca devre kazancının kutuplama akımına bağlı olarak doğrusal bir değişim göstermesi devrenin akım modlu olduğunun bir göstergesidir.

Şekil 3.10'da görülen yüzen direnç kullanılarak oluşturulmuş elektronik olarak ayarlanabilen FTFN tabanlı kuvvetlendirici devresinin analizi PSpice benzetim programı kullanılarak yapılmıştır. Şekil 3.3'de görülen devredeki FTFN'in besleme

voltajı olarak ± 5 V ve Rf değeri 80 KΩ alınmıştır. R_{AB} direncini değiştirmek için ise kutuplama akımı 1 µA ile 100 µA arasında değiştirilmektedir. Şekil 3.11'de kutuplama akımı ile devrenin kazancının değişimi görülmektedir. Şekil 3.11'de görüldüğü gibi kutuplama akımı ile devrenin kazancı elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Benzetimlerde elde edilen sonuçlar teorik yaklaşımı doğrulamaktadır. Teorik olarak kutuplama akımının 1 µA ile 100 µA arasındaki değişimi için kazanç 5 dB ile 44 dB değerleri arasında değiştirilebilmektedir.



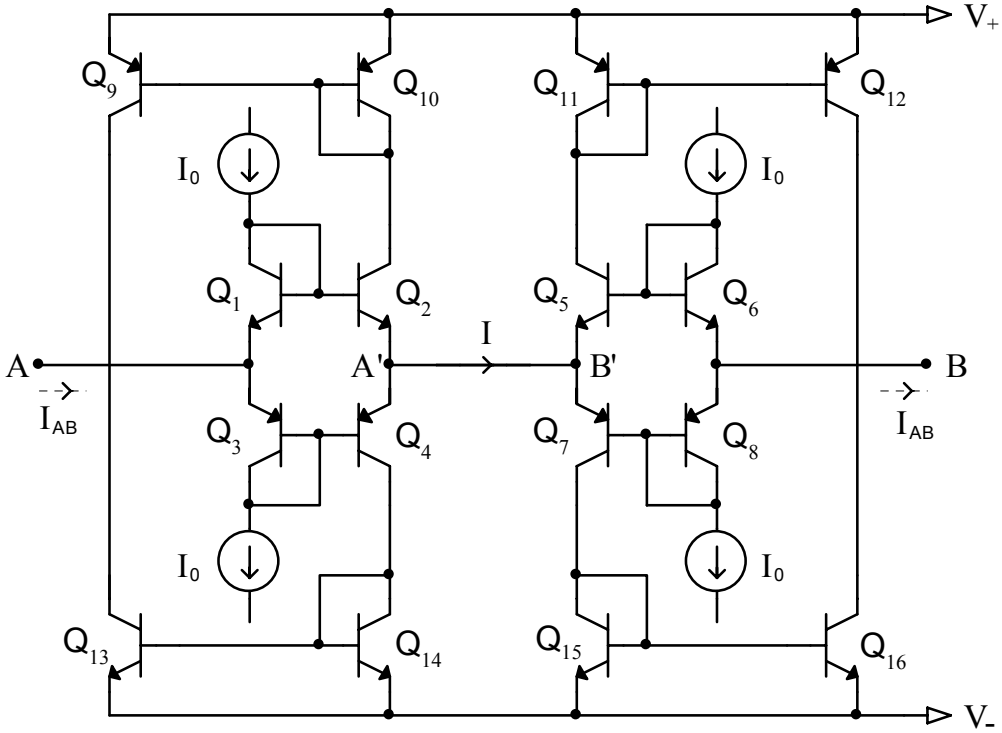
Şekil 3.11. Kutuplama akımı ile kazancın değişimi.

Sonuç olarak, bu bölümde bipolar transistörlerden oluşan translineer yapıya dayalı elektronik ayarlanabilen pozitif aktif yüzen direnç yapısı önerilmiştir. Kutuplama akımı ile direnç değerinin doğrusal bir şekilde elektronik olarak ayarlanabilirliği benzetim sonuçları doğrultusunda ortaya konulmuştur. Ayrıca farklı giriş akım değerleri için toplam harmonik bozulma yüzde olarak gösterilmiş ve tepeden tepeye 500 µA değerinde bir giriş akımı için toplam harmonik bozulmanın yaklaşık % 0.2 gibi düşük bir değere sahip olduğu görülmüştür. Bununla birlikte devrenin ±100 mV değerinde geniş bir dinamik sahada doğrusal olması ve tümdevre teknolojisine uygun olması avantajlar arasında sayılabilir. Translineer pozitif aktif direnç devre yapısının elektronik ayarlanabilirlik ve geniş dinamik saha gerektiren elektronik devre uygulamalarında elverişli temel bir yapı olarak kullanılabileceği düşünülmektedir. Ayrıca FTFN tabanlı bir kuvvetlendiricinin kazancının elektronik olarak

ayarlanabilmesi için akım kontrollü translineer bir yüzen direnç yapısı kullanılmıştır. Böylelikle önerilen kuvvetlendirici yapısının kazanç kontrolünün elektronik olarak yapılabildiği benzetim sonuçları doğrultusunda ortaya konmuştur. Buna göre, önerilen devre yapısının özellikle kazanç kontrolü gerektiren elektronik devre uygulamalarında elverişli bir temel yapı olarak kullanılabileceği düşünülmektedir.

3.3. Translineer Negatif Aktif Direnç Devre Yapısı

Translineer devrelerin uygulandığı diğer bir devre yapısı ise negatif direnç uygulamasıdır. Negatif dirençler kaotik devrelerde, indüktörün kalite faktörünün iyileştirilmesi veya empedans uyumunu sağlanması gibi yerlerde kullanılmaktadır [71]. Translineer negatif aktif yüzen direnç yapısı Şekil 3.12'de görülmektedir.



Şekil 3.12. Translineer negatif aktif direnç devre şeması [24].

Karışık translineer devre yapısı kullanılarak Şekil 3.12'deki gibi translineer temelli bir negatif direnç gerçekleştirilebilir [24]. Burada negatif direnç ifadesi aşağıdaki formülasyondaki gibi bulunabilir. Translineer çevre üzerindeki eklem gerilimlerinden kollektör akımlarının ifadesi yazılırsa I akımının değeri,

$$I = 2I_0 Sinh(V_{AB} / 2V_T) \tag{3.17}$$

şeklinde ifade edilebilir. Şekil 1.4'deki yapı translineer negatif aktif yüzen direnç devresinin temelini oluşturmaktadır. Denklem 1.25'deki ifade kullanılarak ve Şekil 3.12'deki Q_9, Q_{13} ve Q_{12}, Q_{16} transistörlerinin I akımını A ve B uçlarına aynalamak için kullanıldığı göz önünde bulundurulursa; Q_9, Q_{13} transistörleri ve Q_{12}, Q_{16} transistörlerinin kollektör akımları arasındaki fark akımı I akımı değerini verir. Buradan $I= -I_{AB}$ olduğu söylenebilir. Böylece, I_{AB} akımının değeri,

$$I_{AB} = -2I_0 Sinh(V_{AB} / 2V_T) \tag{3.18}$$

olacaktır. Denklem 3.18'de $V_{AB} << 2V_T$ farz edilirse ve ifade Taylor serisine açılırsa,

$$I_{AB} = -2I_0 (V_{AB} / 2V_T) \tag{3.19}$$

ifadesi bulunur. Daha sonra, negatif direnç ifadesi,

$$R_{AB} = -\frac{V_T}{I_0} \tag{3.20}$$

olarak elde edilir. Burada direnç değeri $\pm 2V_T$'den çok küçük olduğu değerlerde doğrusal bir davranış gösterir. Diğer bölgelerde ise sinh fonksiyonunun temel özelliğinden dolayı doğrusal olmayan bir negatif direnç özelliği göstermektedir. Translineer negatif aktif yüzen direncin dinamik çalışma aralığının yaklaşık olduğu söylenebilir.

3.3.1. Dinamik Çalışma Aralığı Genişletilmiş Translineer Negatif Aktif Direnç Devre Yapısı ve Benzetim Sonuçları

Translineer negatif aktif direncin dinamik çalışma aralığının genişletilmesi için Şekil 3.12'deki devrede yapılması gereken değişiklikler Şekil 3.13'de görülmektedir.

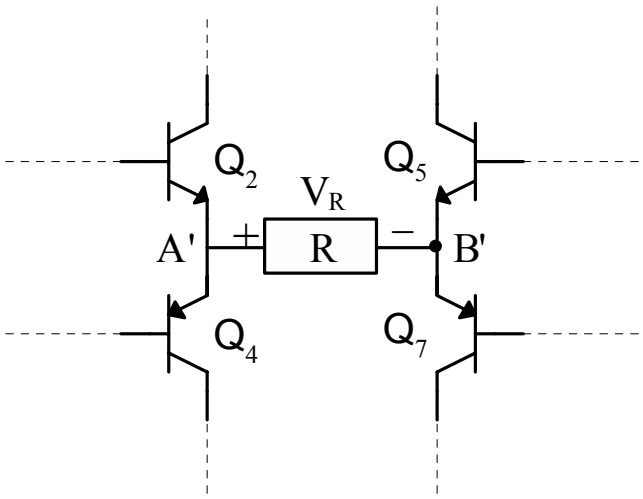
Dinamik çalışma aralığı genişletilmiş translineer negatif aktif yüzen direnç için akım ifadesi

$$I_{AB} = -2I_0 Sinh[(V_{AB} - V_R)/2V_T] \tag{3.21}$$

olacaktır. Burada R_{AB} ifadesi

$$R_{AB} = -\left[\frac{V_T}{I_o} + R\right] \tag{3.22}$$

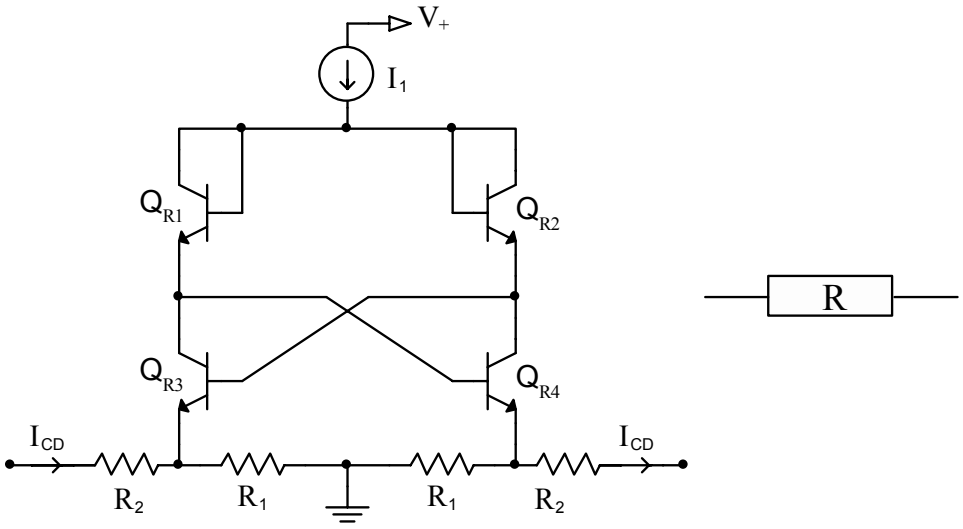
şeklinde elde edilmiştir. Burada R direncinin değeri ne kadar büyük olursa Denklem 3.21'deki sinh fonksiyonunun içindeki ifade o kadar küçük olacak ve R_{AB} negatif direnci sürekli doğrusal bir davranış gösterecektir. Ayrıca $V_{AB} > V_T$ olduğu zaman Şekil 3.12'deki direnç yapısında sinh fonksiyonunun bir özelliği olarak R_{AB} direnç değeri düşecektir. Böylece Şekil 3.13'deki devrede V_{AB} ne kadar ısıl gerilimden büyük olursa, negatif direnç o kadar doğrusal davranış gösterecektir.



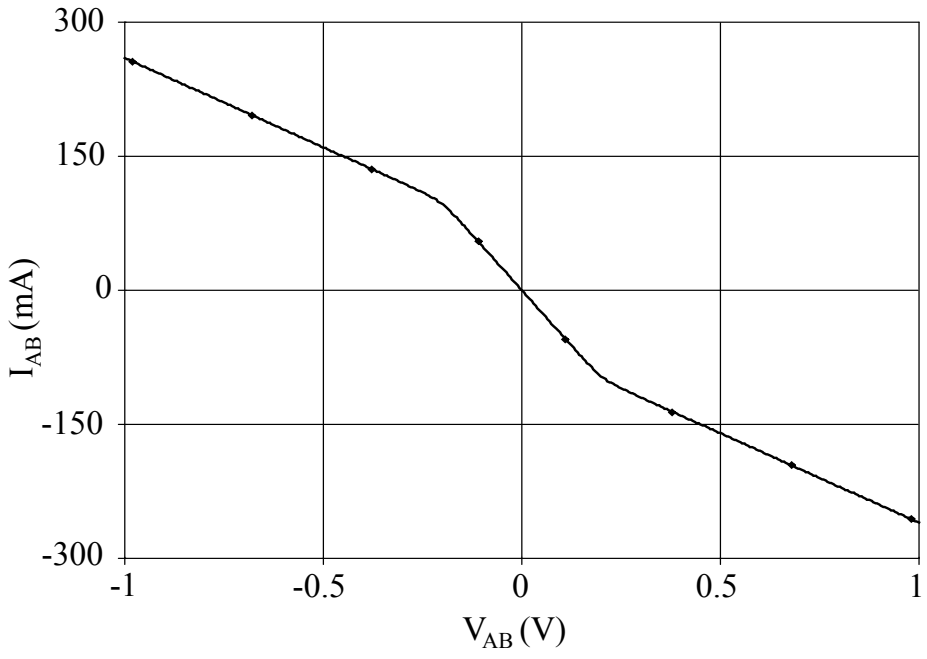
Şekil 3.13. Translineer negatif aktif dirençin dinamik çalışma aralığının genişletilmesi.

R direnci olarak kullanılabilecek parçalı doğrusal direnç devre yapısı ve şematik gösterimi Şekil 3.14'de görülmektedir. R direnci yerine Şekil 3.14'deki devre yapısı direnç ifadesi olarak kullanılmıştır. Şekil 3.13'deki devrede I_0 değeri arttırılarak Denklem 3.22'deki ifadedeki ilk direnç bileşenin R direnç yapısına göre çok küçük

değerlere çekilmesi ile ihmal edilebilecek kadar küçük seviyelere düşürülebilir. Böylece R direncinin karakteristiğine göre R_{AB} direncinin karakteristiğini değiştirme imkanı olabilmektedir.



Şekil 3.14. Parçalı doğrusal pozitif direnç yapısı ve şematik gösterimi.



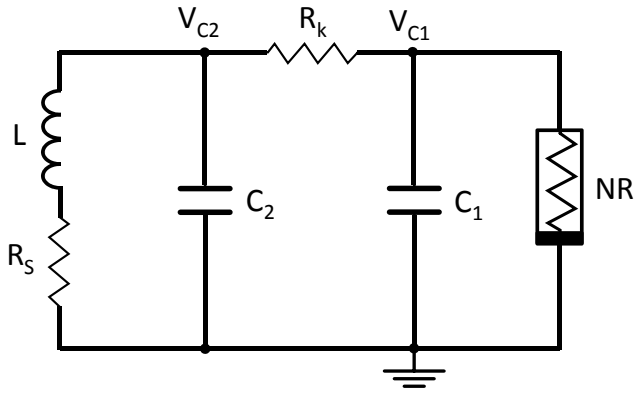
Şekil 3.15. Translineer parçalı doğrusal negatif direncin I-V karakteristiği.

Negatif direnç karakteristiği sadece R direncine bağımlı olacaktır. Akım modlu bir devre olması da ayrı bir avantaj sağlayacaktır. Şekil 3.14'deki yapı Prokopenko'nun anahtarlama devresinden oluşturulmuştur [72]. Devrede $|I_{CD}|<I_1/2$ olduğu durumda, $R=2R_2$ ve $|I_{CD}|>I_1/2$ olduğu durumda direnç değeri $R=2(R_1 + R_2)$ olacaktır.

Doğrusallaştırılmış translineer aktif direncin akım-gerilim karakteristiği Şekil 3.15'de görülmektedir. Benzetim de doğrusallatırılmış aktif negatif direnç için I_0=1 mA, I_1=200 µA, R_1=1 k R_2=1.5 k, V_{CC}=+5 V ve V_{EE} =-5 V tur. NPN transistörler için NR100N tipi , PNP transistörler için PR100N tipi transistörler kullanılmıştır. Şekil 3.15'de görüldüğü gibi benzetim sonuçlarının teorik yaklaşımı desteklediği görülmektedir.

3.3.2. Dinamik Çalışma Aralığı Genişletilmiş Translineer Negatif Aktif Direncin Chua Devresinde Kullanılması

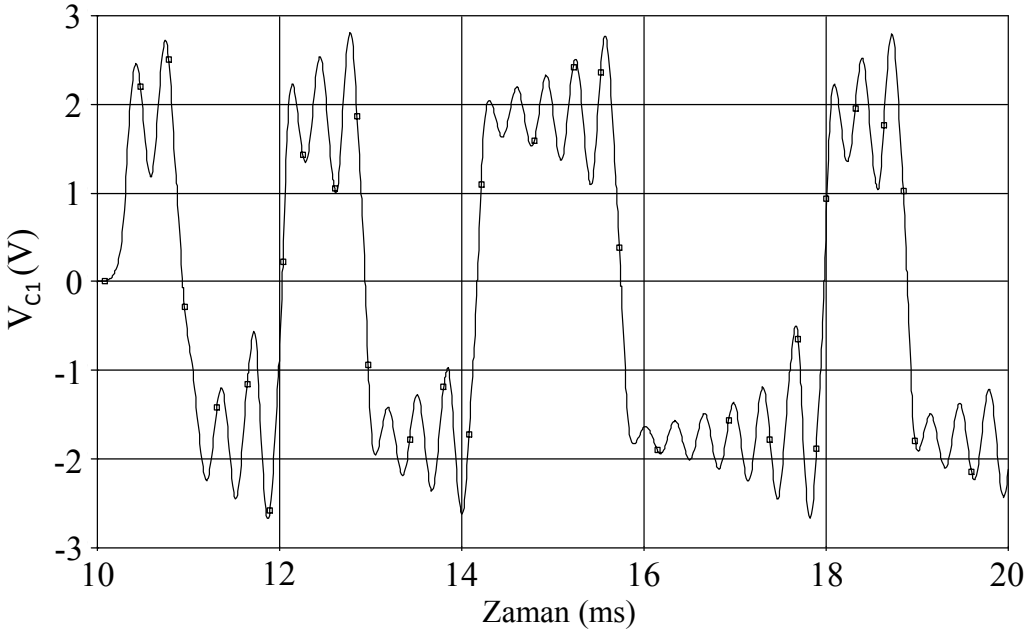
Literatürde Chua devresinin doğrusal olmayan direncini gerçekleştirmek için, gerilim modlu işlemsel yükselteçler aktif elemanlar olarak kullanılmıştır [73]. Gerilim modlu işlemsel yükselteçlerin ideal olmamaları ve sınırlı frekans cevapları özellikleri bu aktif elemanlar ile gerçekleştirilen Chua devre yapılarının çalışma frekansını sınırlamaktadır. Dolayısıyla ilk gerçekleştirilen gerilim modlu işlemsel yükselteç tabanlı Chua devrelerinin yüksek frekans performansları iyi olmamıştır. Bu yüzden literatürde yer alan yeni tasarım fikirleri, Chua devresinin gerçekleştirimini iyileştirmeyi amaçlamıştır [74,75].



Şekil 3.16. Chua devresi.

Kaos üreteci olarak kullanılacak devre tasarımın çok karmaşık olmayan bir yapıya sahip olması arzulanan bir durumdur. Bu çalışamada da karmaşık yapıya sahip olamayan Chua devresi kaotik üreteci gerçekleştirmek için kullanılmıştır. Bu devre Şekil 3.16'da görülmektedir. Şekil 3.16'daki devre için literatürde bulunan Op-Amp kullanılarak tasarlanmış olan parçalı doğrusal negatif direnç yapısı kullanılarak [76,77] benzetim

işlemi yapılmıştır. Gerilim modlu işlemsel yükselteç olarak AD 712 kullanılarak yapılan benzetimde kaotik devrenin Şekil 3.17'de devre dinamiği görülmektedir. Burada C_1=10 nF, C_2=100 nF, L=18 mH, R_S=12.5 Ω ve R_k=1560 Ω'dur. Op-Amp kullanılarak gerçekleştirilmiş kaotik devrenin frekans performansı için yapılan benzetim sonuçlarında kaotik dinamiklerin 25KHz frekansından sonra bozulduğu görülmüştür.

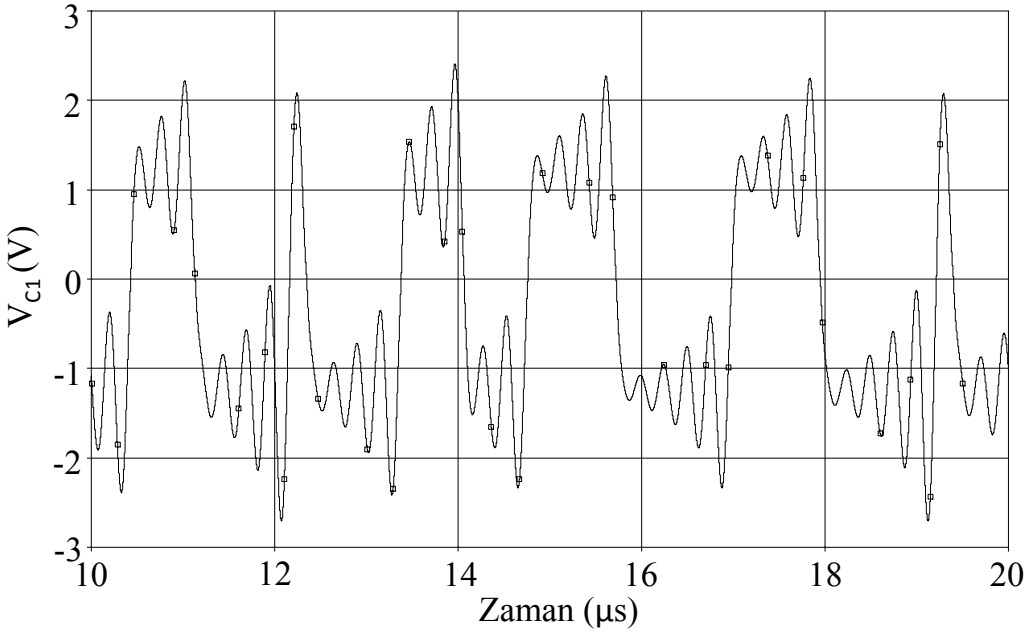


Şekil 3.17. AD 712 kullanılarak gerçekleştirilen Chua devresinde kaotik işaret (V_{C1}).

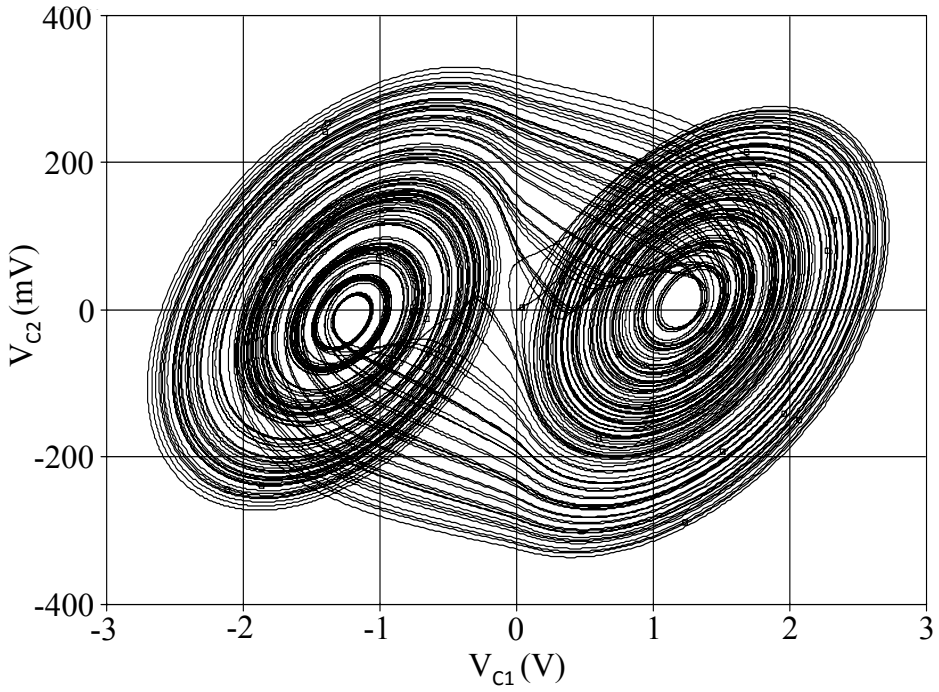
AD 712 opamp ile oluşturulmuş parçalı doğrusal negatif direncin yerine, Chua devresinde Şekil 3.13'de görülen translineer temelli parçalı doğrusal negatif direnç kullanılarak gerçekleştirilen Chua devresinin benzetim sonuçları Şekil 3.18'de gösterilmiştir. Benzetim sonuçlarından görüldüğü gibi, devrenin dinamiklerinde farklılıklar olmamıştır. Benzetimde doğrusallatırılmış aktif negatif direnç için I_0=1 mA, I_1=200 μA, R_1=1 k R_2=1.5 k, V_{CC}=+5 V ve V_{EE} =-5 V olarak alınmıştır. NPN transistörler için NR100N tipi , PNP transistörler için PR100N tipi transistörler kullanılmıştır. Translineer temelli parçalı doğrusal negatif direnç kullanıldığında, kaotik işaret (V_{C1}) Şekil 3.18 de, kaotik devrenin çift çeker yapısı ise Şekil 3.19'da görülmektedir.

Daha yüksek frekans davranışı için Chua devresinde C_1=0.005 nF, C_2=0.05 nF, L=0.09 mH ve R_k=1560 Ω olarak alınmıştır. Kaotik devrenin frekans performansı translineer

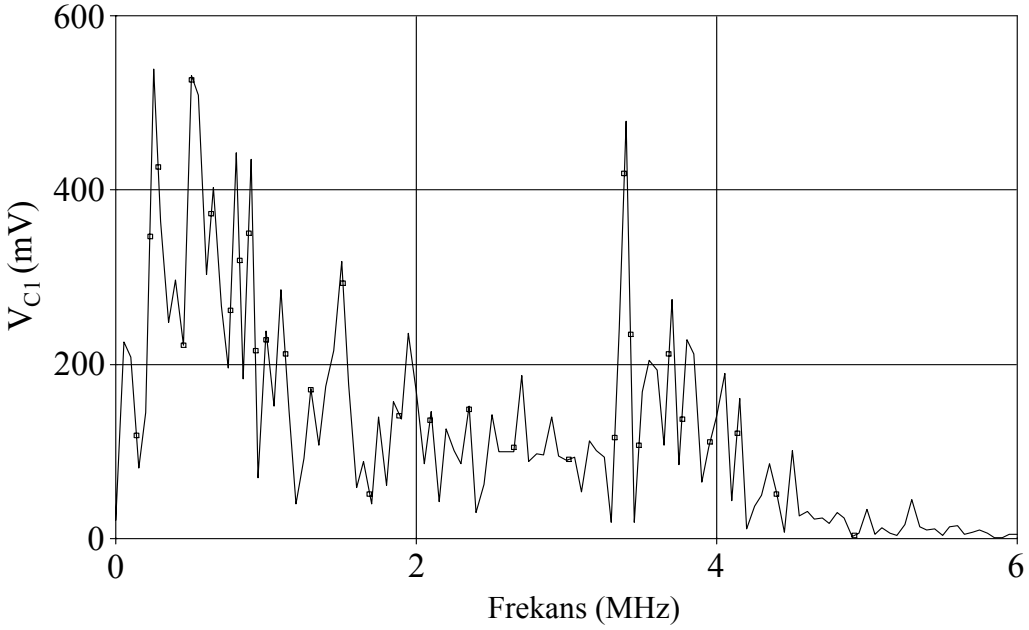
temelli negatif direnç kullanıldığında, sadece devrede kullanılan bipolar transistörlerin frekans özelliklerine bağlıdır. Transistörlerin özelliklerine göre çok yüksek frekanslarda kaotik osilasyon sağlanabilir. Şekil 3.20'de kaotik devrenin frekans performansının translineer parçalı doğrusal negatif direnç yapısı ile iyileştirildiği görülmektedir.



Şekil 3.18. Translineer temelli parçalı doğrusal negatif direnç kullanıldığında kaotik işaret(V_{C1}).

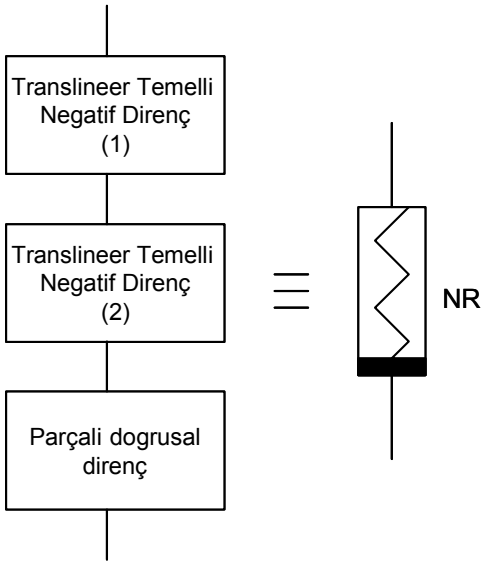


Şekil 3.19. Kaotik devrenin çift çeker yapısı(V_{C1} ve V_{C2}).



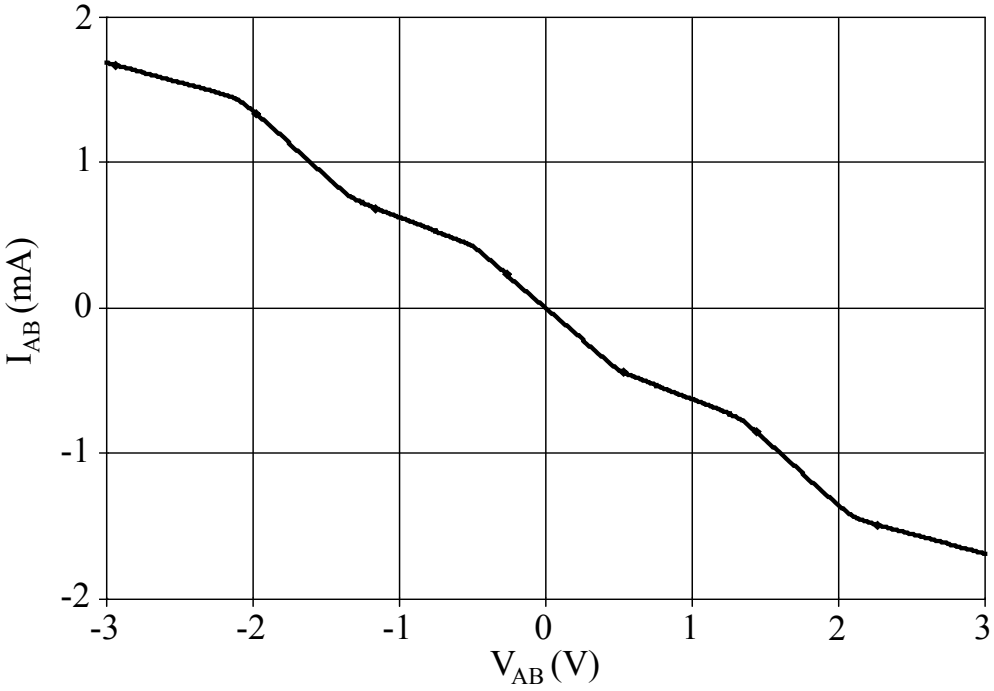
Şekil 3.20. Translineer temelli parçalı doğrusal negatif direnç kullanıldığında frekans spektrumu.

Translineer temelli parçalı doğrusal negatif direnç yapısı kullanıldığında frekans performansı transistörün parametrik özelliklerine bağlıdır. Bu yapı yüksek frekanslarda Op-Amp'lı yapıdan daha iyi performans göstermektedir.



Şekil 3.21. Dört çekerli kaotik devre için parçalı doğrusal negatif direnç yapısının blok gösterimi.

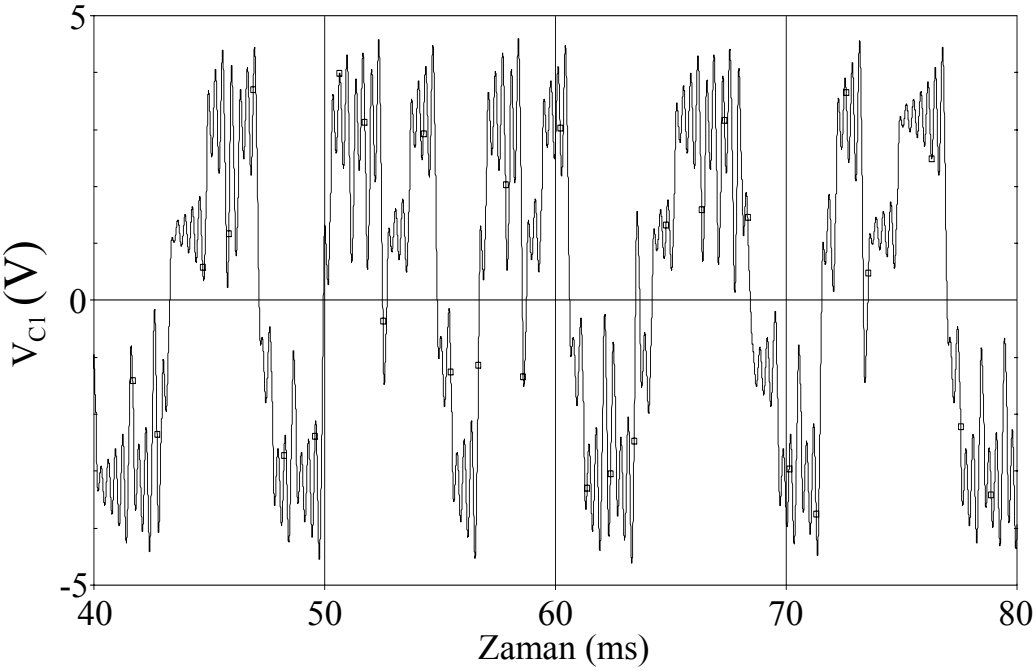
Şekil 3.22 ve Şekil 3.23'den görüldüğü gibi dört çekerli kaotik işaret elde edilmiştir. Doğrusallaştırılmış translineer negatif direncin benzetim sonuçlarının belirtilen teorik yaklaşımları oldukça desteklediği görülmektedir.



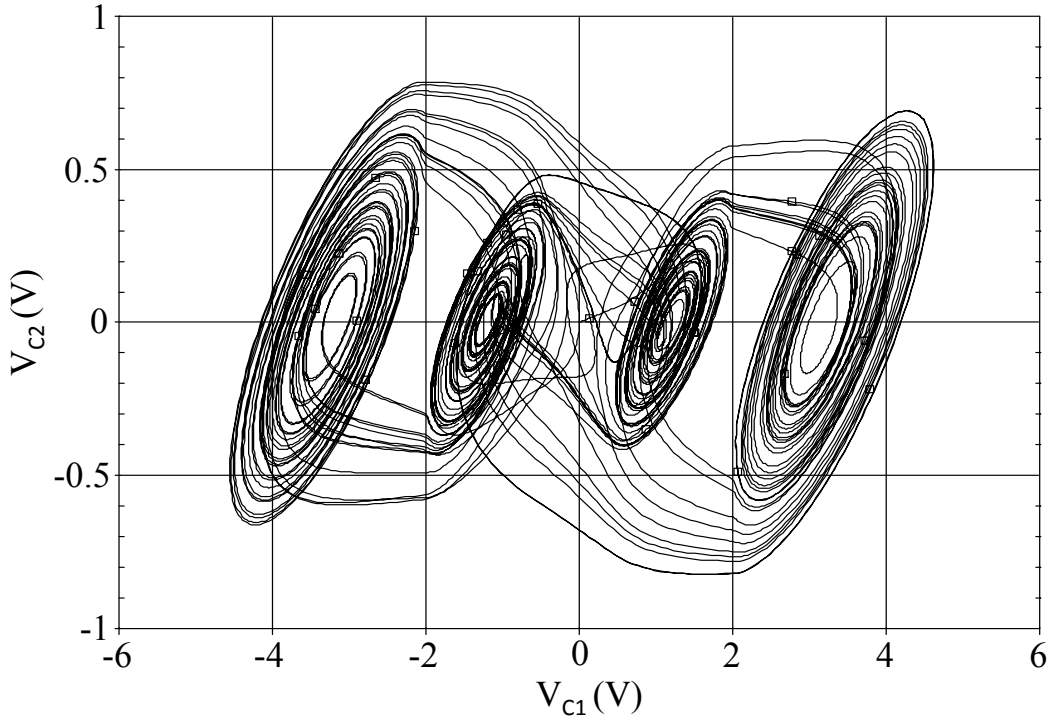
Şekil 3.22. Translineer parçalı doğrusal negatif direncin I-V karakteristiği.

Translineer temelli parçalı doğrusal negatif direnç kullanılarak dört çekerli bir yapı da gerçekleştirilebilir. Bu tasarım için iki translineer temelli negatif direncin ve Şekil 3.13'deki parçalı doğrusal direnç devresinin seri bağlanması ile oluşturulabilir. Şekil 3.21'de blok diyagram olarak, dört çekerli kaotik osilasyon için çok parçalı doğrusal negatif direnç yapısı görülmektedir.

Dört çekerli kaotik yapı için benzetim Şekil 3.16'daki devrede Şekil 3.21'deki negatif direnç yapısı kullanılmıştır. Şekil 3.21'deki direncin akım-gerilim karakteristiği Şekil 3.22'de görülmektedir. Bu direnç için Şekil 3.13'deki değişikliğin yapıldığı birinci translineer temelli negatif direnç için I_1=500 μA, ikinci translineer temelli negatif direnç için I_1 = 3 mA ve parçalı doğrusal direnç için I_1=1.5 mA değerindedir. Şekil 3.21'deki her blok yapıda I_0=3 mA akımı R_1=1k ve R_2=1.5 k' dir. Kaotik osilasyon için yine Şekil 3.14'deki Chua devresi kullanılmıştır. Bu devrede R_k= 1560 Ω'dur.



(a)



(b)

Şekil 3. 23. (a) Translineer temelli parçalı doğrusal negatif direnç kullanıldığında kaotik işaret (V_{C1}) (b) kaotik devrede çift çeker (V_{C1} ve V_{C2}).

Translineer devre prensibi, yüksek frekanslarda çalışma ihtiyacına olan eğilimlerden dolayı elektronik devre tasarımında ilgi çekici bir alternatif oluşturmaktadır. Burada translineer prensibi yardımı ile tasarlanmış negatif direnç yapısı değiştirilerek kaotik yapılarda kullanılmıştır. Ayrıca Op-Amp kullanılarak gerçekleştirilen negatif direnç yapısı ile translineer temelli negatif direnç yapısının frekans performansları açısından karşılaştırılmaları yapılmıştır. Translineer temelli parçalı doğrusal negatif direnç yapısı kullanıldığında frekans performansı transistörün parametrik özelliklerine bağlıdır. Yüksek frekanslarda Op-Amplı yapıdan daha iyi performans göstermektedir. İki translineer temelli parçalı doğrusal negatif direncin ve parçalı doğrusal direnç devresinin seri bağlanması ile dört çekerli kaotik devre yapısı gerçekleştirilmiştir.

4.BÖLÜM

TRANSLİNEER PRENSİBİ KULLANILAN VE ELEKTRONİK OLARAK AYARLANABİLEN BJT TABANLI AKTİF YÜZEN DİRENÇ TASARIMI

Tümdevrelerde bir ucu topraklanmış ve yüzen dirençler poly silikon veya difüzyon alanları ile oluşturulabilirler. Ancak bu direnç yapıları tümdevre içerisinde geniş yer kaplarlar ve kullanılan alanının büyümesine sebep olurlar. Bu dirençlerin değerleri kolaylıkla ayarlanamazlar. Bu yüzden ayarlanabilen MOS ve BJT yapılı aktif direnç yapıları literatürde sunulmuştur [78].

Son yıllarda yüksek frekanslı işaret işleme uygulamalarına duyulan ilgiden dolayı akım modlu devreler ilgi çekmeye başlamıştır. Elektronik olarak ayarlanabilen yüzen ve topraklanmış direnç yapıları, kuvvetlendiriciler, süzgeçler ve osilatörler gibi birçok analog programlanabilir devrelerde önemli bir rol oynamaktadır [17,18,19, 25, 79]. Literatürde bir çok CMOS teknoloji ile tasarlamış ayarlanabilir aktif direnç yapıları tanıtılmıştır [26-28]. Bu devrelerin bir çoğu düşük frekans performansı göstermektedirler [29,30]. Ayrıca bu devrelerde genellikle kontrol parametresi olarak gerilim kullanıldığı için uygulandıkları alanlar akımın kontrol parametresi olarak kullanıldığı devrelere göre daha sınırlıdır. Bu devreler, düşük direnç değerlerinin gerektiği durumlarda kullanılırlar, fakat düşük performans gösterirler. Bu durumların sebebi kapı-kaynak ve kapı-akıtıcı arasındaki parazitik kapasitans değerleridir [31]. Ayrıca dirençlerin ayarlanma aralığı oldukça sınırlıdır [25,80].

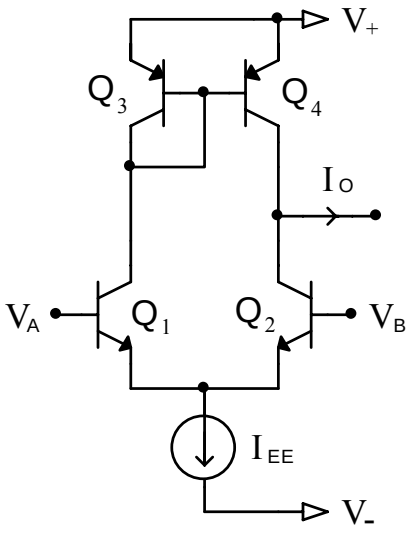
Empendans dönüştürücü (GIC) olarak tasarlanan devre yapıları da literatürde bulunmaktadır [81,82]. Bu yapılar pasif eleman içerdikleri için tüm devre yapıları için uygun değildir.

Bipolar teknoloji kullanılarak oluşturulmuş yüzen direnç uygulamaları daha yüksek frekanslarda çalışabilmektedir. Literatürde bipolar transistörlerden oluşan, yüksek frekanslarda çalışabilen ama düşük dinamik sahaya sahip uygulamalar da mevcuttur [21,22]. Fakat bu devreler oldukça fazla eleman içeren karmaşık yapılara sahiptir.

Bu bölümde, fark kuvvetlendiricisi yapısına dayalı elektronik olarak ayarlanabilen yüzen pozitif ve negatif direnç yapıları sunulmuştur. Fark kuvvetlendiricisi oldukça yaygın kullanılan bir yapıdır [10, 16, 83]. Önerilen devre yapısı ile literatürde bulunan translineer yapı bloklarından oluşan direnç uygulamalarına nazaran, dinamik saha artırılmış olup, devrede kullanılan eleman sayısı azaltılmıştır [21,22]. Devrenin teorik analizi yapılarak, PSpice programı yardımıyla benzetim işlemi gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçlarının teorik sonuçları doğruladığı görülmüştür.

4.1. Pozitif ve Negatif Aktif Yüzen Direnç Yapılarının Tasarımı

Şekil 4.1'de yüzen aktif direncin elde edildiği temel fark kuvvetlendircisinin devre yapısı görülmektedir.



Şekil 4.1. Temel fark kuvvetlendiricisi.

Bu yapı esasında fark kuvvetlendiricisi temelli geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisidir. Translineer prensibi, geçiş iletkenliği ile akım arasındaki davranışa dayalı bir

yaklaşımdır. Burada, gerilim ve akımlar arasındaki bağıntıların transistörlerin eklem gerilimleri ile kollektör akımları arasındaki eksponasiyel ilişkiye dayandığı söylenebilir.

Denklem 4.1'de görülen V_{BE} gerilimleri transistörlerin beyz-emiter arası eklem gerilimlerini, I_C akımları kollektör akımlarını ve I_S ters doyum akımını göstermektedir. Ayrıca V_T transistöre ait ısıl gerilimi ifade etmektedir. V_A ve V_B sırasıyla Q_1 ve Q_2 transistör çiftine uygulanan gerilimilerdir. Q_3 ve Q_4 transistörleri akım aynasını oluşturmaktadırlar.

$$V_A - V_B = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T\left(\ln\frac{I_{C1}}{I_S} - \ln\frac{I_{C2}}{I_S}\right) \tag{4.1.a}$$

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{V_A - V_B}{V_T}} \tag{4.1.b}$$

Devre yapısından hareketle, akım ifadeleri Denklem 4.2'deki gibi tanımlanabilir.

$$I_{EE} \cong I_{C1} + I_{C2} \tag{4.2.a}$$

$$\frac{I_{EE}}{I_{C2}} = 1 + \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \tag{4.2.b}$$

Denklem 4.1.b'deki ifade Denklem 4.2.b'deki eşitlikte yerine yazılırsa, Q_1 transistörüne ait kollektör akımı Denklem 4.3.a'daki gibi tanımlanabilir.

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{\frac{V_A - V_B}{V_T}}} \tag{4.3.a}$$

Benzer işlemler yapılarak Q_2 transistörüne ait kollektör akımı Denklem 4.3.b'deki gibi ifade edilebilir.

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{\frac{-(V_A - V_B)}{V_T}}} \tag{4.3.b}$$

Devrede görülen giriş akımına ait ifade Denklem 4.4'deki gibi tanımlanabilir.

$$I_0 = I_{C1} - I_{C2} = I_{EE} \tanh\left(\frac{V_A - V_B}{2V_T}\right) \tag{4.4}$$

Denklem 4.4'deki ifade aynı şekilde I_0 akımı içinde yazılabilir. Denklem 4.4'deki hiperbolik fonksiyon $V_A - V_B << 2V_T$ ise çıkış akımı,

$$I_0 \cong I_{EE} \frac{V_A - V_B}{2V_T} \tag{4.5}$$

veya

$$I_0 = G_m (V_A - V_B) \tag{4.6}$$

olarak tanımlanabilir. Burada $G_m = I_{EE} / 2V_T$' dir. Küçük işaret analizi yapılırsa, çıkış akımı aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir [84].

$$i_o = v_A \cdot \left(\frac{g_{m4} \cdot g_{m1}}{g_{m3}}\right) - v_B \cdot g_{m2} \tag{4.7}$$

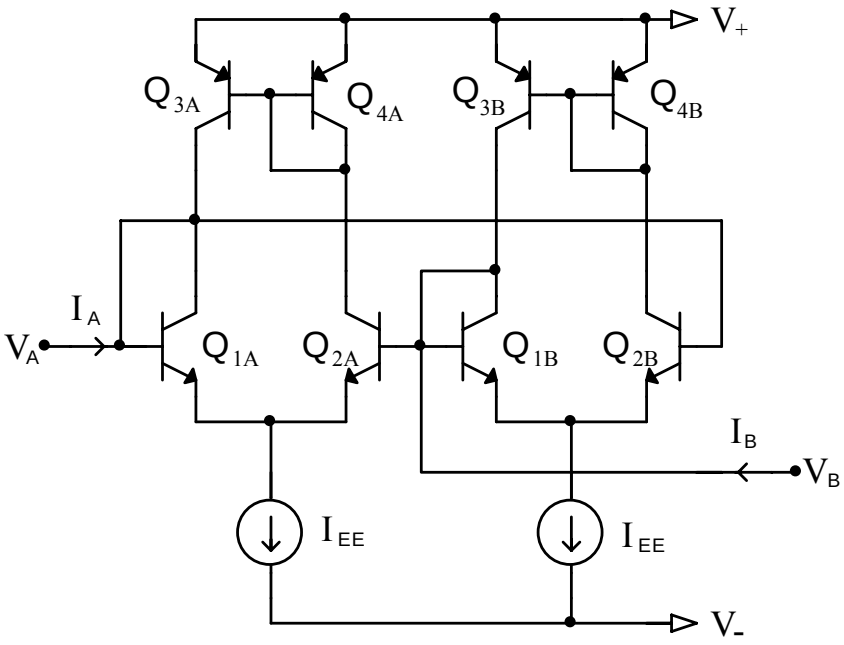
Bütün transistörler aynı kutuplama akımı ile kutuplandırıldıklarından $g_m = g_{m1} = g_{m2}$ ve $g_{m3} = g_{m4}$ olarak yazılırsa, buradan elde edilen çıkış akımı,

$$i_o = g_m (v_A - v_B) \tag{4.8}$$

şeklinde olur. Böylece Denklem 4.6 ve Denklem 4.8 birleştirilirse,

$$G_m = g_m \tag{4.9}$$

olarak yazılabilir. Önerilen pozitif aktif yüzen direncin şematik diyagramı Şekil 4.2'te gösterilmektedir.



Şekil 4.2. Pozitif aktif yüzen direnç.

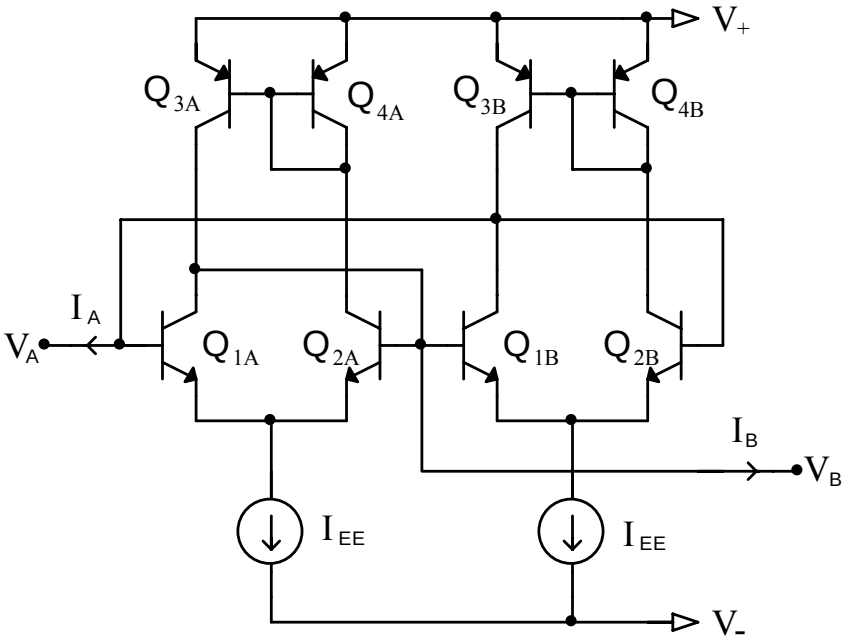
Şekil 4.2'de görüldüğü gibi pozitif aktif yüzen direnç yapısına sahip devrenin analizi için I_A ve I_B akımları arasındaki ilişki Denklem 4.10'daki gibi verilebilir. Şekil 4.1 ve Denklem 4.5 temel alınırsa; ilk etapta $V_A > V_B$ olarak kabul edildiğinde, I_A akımının yönü Şekil 4.2'deki gibi olur. Bu durumda I_B akımının yönü Şekil 4.2'daki gibi olacaktır. Bunun yanında, $V_A < V_B$ kabul edilirse I_A ve I_B akımlarının yönü Şekil 4.2'deki akım yönlerinin tersi yönünde olacaktır. Böylece gerilim değerine göre akım yönü ve değeri değişecek ve her zaman pozitif direnç değeri elde edilecektir. Kutuplama akımı her fark kuvvetlendirici çiftinde aynı olduğu için I_A ve I_B akımlarının yönleri farklı olsa da, değerleri yaklaşık olarak birbirine eşittir.

$$I_A = -I_B = G_m\left(V_A - V_B\right) \tag{4.10}$$

Böylece dirence dair ifade aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$R_{AB} = \frac{V_A - V_B}{I_A} = \frac{2V_T}{I_{EE}} \tag{4.11}$$

Denklem 4.11'den görüldüğü gibi, pozitif direncin değeri kutuplama akımı ile kolaylıkla ayarlanabilmektedir. Önerilen yüzen negatif direncin şematik diyagramı Şekil 4.3'te gösterilmektedir.



Şekil 4.3. Negatif aktif yüzen direnç.

Şekil 4.3'de görüldüğü gibi negatif aktif yüzen direnç yapısı sahip olduğu elemanlar açısından pozitif dirençle aynıdır. Fakat devredeki elemanlar arasında farklı bağlantı kullanılmıştır. Tüm transistörlerin eş kabul edilmesiyle negatif direnç olarak çalışan devrenin analizi ile I_A ve I_B akımları arasındaki ilişki aşağıdaki gibi yazılabilir. Pozitif aktif yüzen direnç yapısna benzer şekilde Şekil 4.1 ve Denklem 4.5 temel alınırsa; ilk etapta $V_A > V_B$ olarak kabul edilerek her bir fark kuvvetlendiricisi yapısı için akım yönleri ayrı ayrı düşünülürse, I_A akımının yönü Şekil 4.3'deki gibi olduğu görülebilir. Bu durumda I_B akımının yönü Şekil 4.3'deki gibi olacaktır. Bunun yanında, $V_A < V_B$ kabul edilirse, I_A ve I_B akımlarının yönü Şekil 4.2'deki akım yönlerinin tersi yönünde olacaktır. Böylece gerilim değerine göre akım yönü ve değeri değişecek ve her zaman

negatif direnç değeri elde edilecektir. Kutuplama akımı her fark kuvvetlendirici çiftinde aynı olduğu için I_A ve I_B akımlarının yönleri farklı olsa da, değerleri yaklaşık olarak birbirine eşittir.

$$I_B = -I_A = G_m\left(V_A - V_B\right) \tag{4.12}$$

Böylece dirence dair ifade aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$R_{AB} = \frac{V_A - V_B}{-I_A} = -\frac{2V_T}{I_{EE}} \tag{4.13}$$

Denklem 4.13'den görüldüğü gibi negatif direncin değeri kutuplama akımı ile kolaylıkla ayarlanabilmektedir.

4.2. Tasarlanan Aktif Yüzen Direncin Performans Analizi

Aktif dirence ait transistörlerin emitter alan uyumsuzlukları ve aktif yüzen direncin tasarımında kullanılan geçiş iletekenliği kuvvetlendiricisinin çıkış offset akımı aşağıda açıklanmıştır.

4.2.1. Tasarlanan Aktif Yüzen Direncin Yapısının Emiter Alan Uyumsuzlukları

Şekil 4.1'deki geçiş iletkeniliği kuvvetledirici içinde fark çiftini oluşturan NPN transistörleri için alan uyumsuzluğu etkisi Q_1 ve Q_2 transistörleri için beyz-emiter alanları arasındaki uyumsuzluk olarak tanımlanmıştır. Böyle bir uyumsuzluk aşağıdaki gibi verilebilir.

$$I_{S1} = I_S + \frac{\Delta I_S}{2} \tag{4.14.a}$$

$$I_{S2} = I_S - \frac{\Delta I_S}{2} \tag{4.14.b}$$

Denklem 4.14'den görüldüğü gibi ters doyum akımı I_S ile alan uyumsuzluğunun orantılı olduğu söylenebilir. Böylece kutuplama akımı I_{EE}, Q_1 ve Q_2 transistörleri arasında ters doyum akımı I_S değerine göre paylaşılacaktır.

V_A ve V_B gerilimlerinin topraklanmış olduğu düşünülürse, kollektör akımları,

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{2}\left(1 + \frac{\Delta I_S}{2I_S}\right) \tag{4.15.a}$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{2}\left(1 - \frac{\Delta I_S}{2I_S}\right) \tag{4.15.b}$$

şeklinde yazılabilir. Eğer $V_A - V_B > 0$ ise, I_0 çıkış akımı,

$$I_0 = g_m(V_A - V_B) + \left(\frac{I_{EE}\Delta I_S}{2I_S}\right) \tag{4.16}$$

olarak bulunur. Direnç için I_{AB} (I_A) giriş akımı Denklem 4.17'deki gibi yazılabilir.

$$I_{AB} = g_m(V_A - V_B) + \left(\frac{I_{EE}\Delta I_{SA}}{2I_{SA}}\right) - \left(\frac{I_{EE}\Delta I_{SB}}{2I_{SB}}\right) \tag{4.17}$$

Burada I_{SA}, Q_{1A} ve Q_{2A} transistörleri için ters doyum akımıdır. Aynı şekilde I_{SB}, Q_{1B} ve Q_{2B} transistörleri için ters doyum akımıdır.

Denklem 4.17'den R_{AB} direnci Denklem 4.18'deki gibi yazılabilir.

$$R_{AB} = \frac{(V_A - V_B)}{I_{AB}} = \frac{2V_T}{I_{EE}} + \frac{V_T\left(I_{SA}\Delta I_{SB} - I_{SB}\Delta I_{SA}\right)}{I_{SA}I_{SB}I_{AB}} \tag{4.18}$$

4.2.2. Tasarlanan Aktif Yüzen Direncin Çıkış Ofset Akımı

V_A ve V_B gerilimlerinin topraklanmış olduğu düşünülürse, Q_3 ve Q_4 transistörlerinin oluşturduğu akım aynaları arasındaki akım-transfer oranı denklem 4.19'daki gibi yazılabilir.

$$\frac{I_{C4}}{I_{C3}} = \frac{1}{1 + 2/\beta_p} \tag{4.19}$$

Burada I_{C3} ve I_{C4}, Q_3 ve Q_4 transistörlerinin sırasıyla kollektör akımlarıdır. Ayrıca β_p , Şekil 4.1'de görülen PNP transistörlerinin akım kazancıdır. Böylelikle Q_4 transistörünün kollektör akımı,

$$I_{C4} = \frac{I_{EE}}{2\left(1 + 2/\beta_p\right)} \tag{4.20}$$

olarak yazılabilir. Denklem 4.20 çıkıştaki akım farkını ifade eder. Buradan, Δi_o akım farkı Denklem 4.21'deki gibi yazılabilir.

$$\Delta i_0 = I_{C3} - I_{C4} = \frac{I_{EE}}{1 + \beta_p/2} \tag{4.21}$$

Eğer V_A - V_B > 0 ise, I_0 çıkış akımı

$$I_0 = g_m(V_A - V_B) - \frac{I_{EE}}{2\left(1 + 2/\beta_p\right)} \tag{4.22}$$

şeklinde ifade edilebilir. Ofset akımını azatmak için, aktif yük olarak MOS akım aynasının kullanması çözüm olabilir. Akım aynasında kullanılan MOS transistörlerin uyumlu olduğu düşünüldüğünde, Δi_o akımının sıfır olduğu varsayılabilir. Bu bağlamda

önerilen aktif direnç yapısının BiCMOS teknolojinin kulanılacağı uygulamarda oldukça uyumlu olduğu söylenebilir.

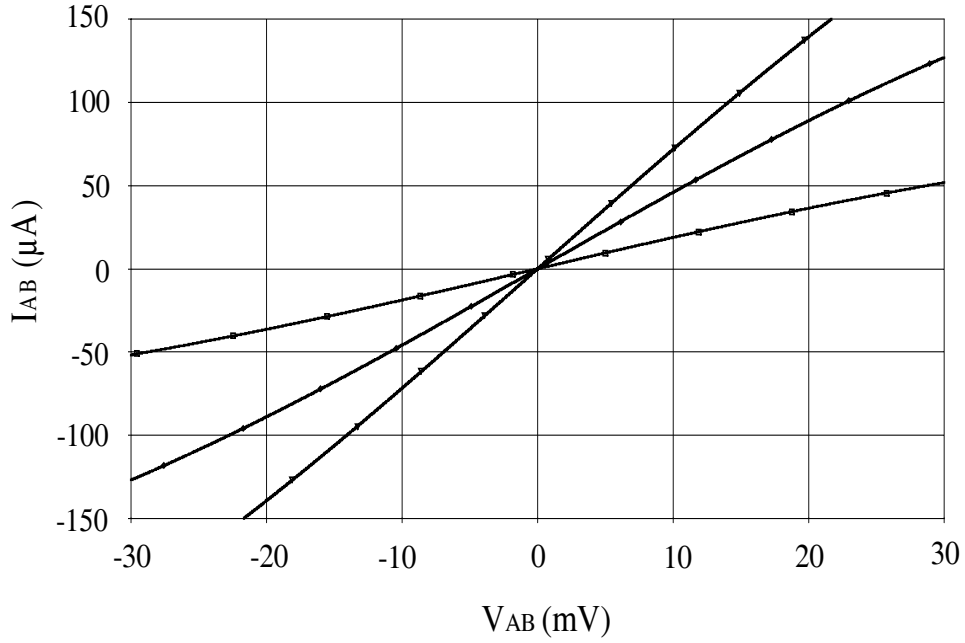
4.3. Tasarlanan Pozitif ve Negatif Aktif Yüzen Direnç Yapılarının Benzetim Sonuçları

Şekil 4.2'de görülen elektronik olarak ayarlanabilen yüzen pozitif direnç devresinin analizi yapılmıştır. Benzetim için NR100N ve PR100N tranistör modelleri kullanılmıştır. Devrelerin benzetimlerinde besleme voltajı olarak ± 1.5 V kullanılmıştır. I_{EE} kutuplama akımı değerleri 0.1 µA ile 10 mA arasında değiştirilmiştir.

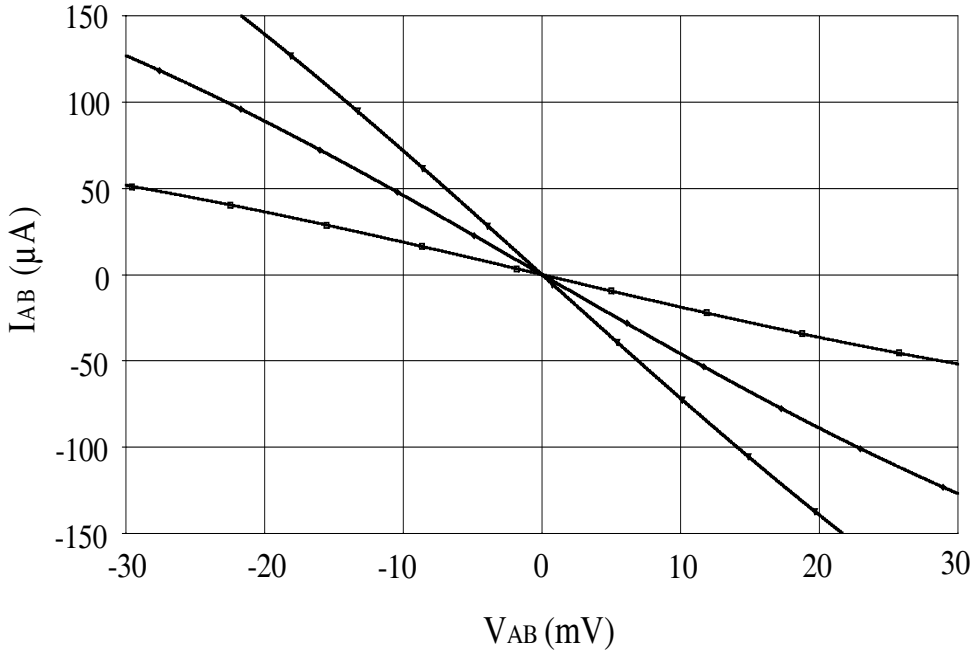
Şekil 4.4'de I_{EE} kutuplama akımının 50 µA, 100 µA ve 150 µA değerleri için I_A akımının V_A-V_B giriş gerilimine göre değişimi görülmektedir. Şekil 4.4'de görüldüğü gibi kullanılan direnç yapısı I_{EE} kutuplama akımı ile kolaylıkla ayarlanabilmektedir. Ayrıca yaklaşık olarak $2V_T$ değerinde bir dinamik aralığa sahip olduğu söylenebilir. Teorik yaklaşımla benzetim sonuçlarının son derece uyumlu olduğu görülmektedir.

Şekil 4.5'den görüldüğü gibi, teorikte kutuplama akımının 0.1 µA ile 10 mA arasında değişimi ile direnç değerinin 5.16 Ω ile 516 kΩ arasında değişmesi gerekirdi. Ancak direnç yapısı ktuplama akımının 0.1 µA ≤ I_{EE} ≤ 1.2 mA aralığındaki değişimi için aktif direnç teori ile uyumlu olarak doğrusal bir değişim göstermektedir. Kutuplama akımının 1.2 mA'den daha büyük değerlerinde aktif yüzen direnç doğrusal bir davranış göstermemektedir. Başka bir deyişle, direncin kontrol aralığının 43Ω ile 516KΩ arasında olduğu söylenebilir. Bu aralık direncin değerinin ayarlanabileceği doğrusal aralıktır. Benzetim sonuçlarının bu aralık için teorik sonuçları doğruladığı görülmektedir.

Şekil 4.6'da toplam harmonik bozulma (THD) ile tepeden tepeye giriş akımının arasındaki ilişki görülmektedir. Burada R_{AB} = 258 Ω ve giriş işaretinin frekansı 1 MHz'dir. Tepeden tepeye I_{AB} giriş akımının 100 µA ile 500 µA arasında değişmesiyle yüzde olarak toplam harmonik bozulma (% THD) % 0.04 ile % 0.747 arasındadır. Bu % THD değerleri makul değerlerdedir.

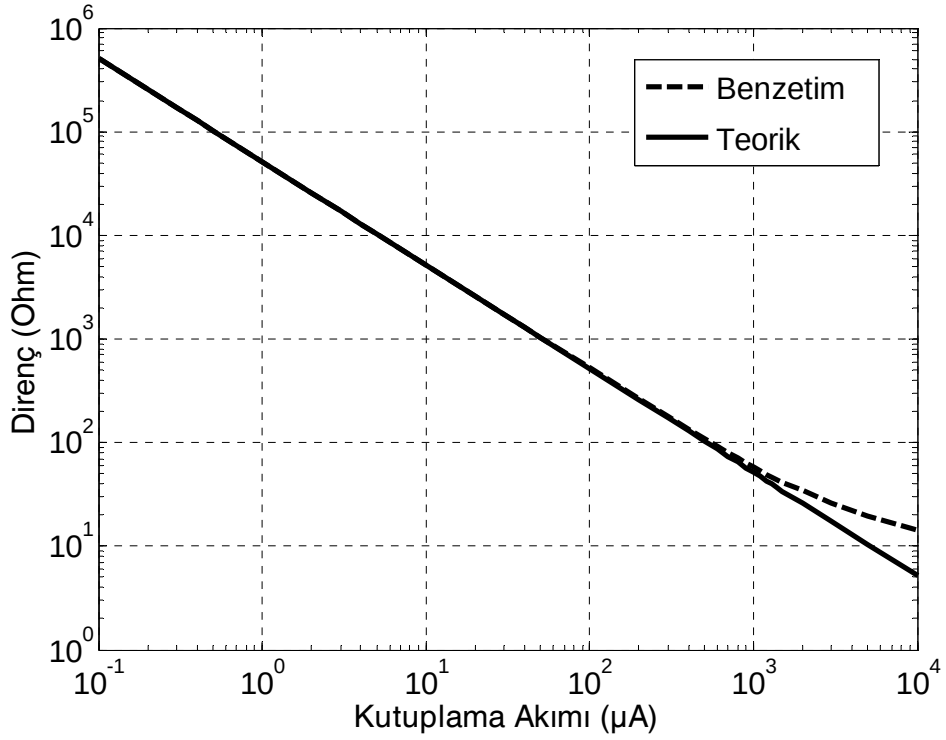


(a)

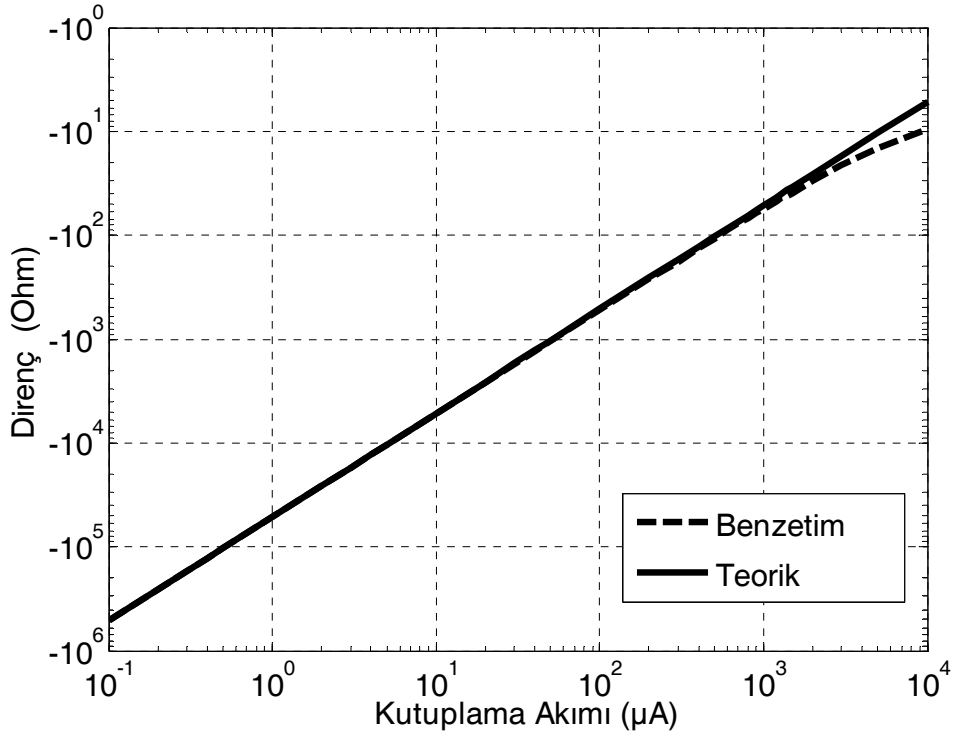


(b)

Şekil 4.4. Aktif yüzen direnç yapısının farklı I_{EE} akımlarındaki akım gerilim karakteristiği a) pozitif aktif yüzen direnç b) negatif aktif yüzen direnç.

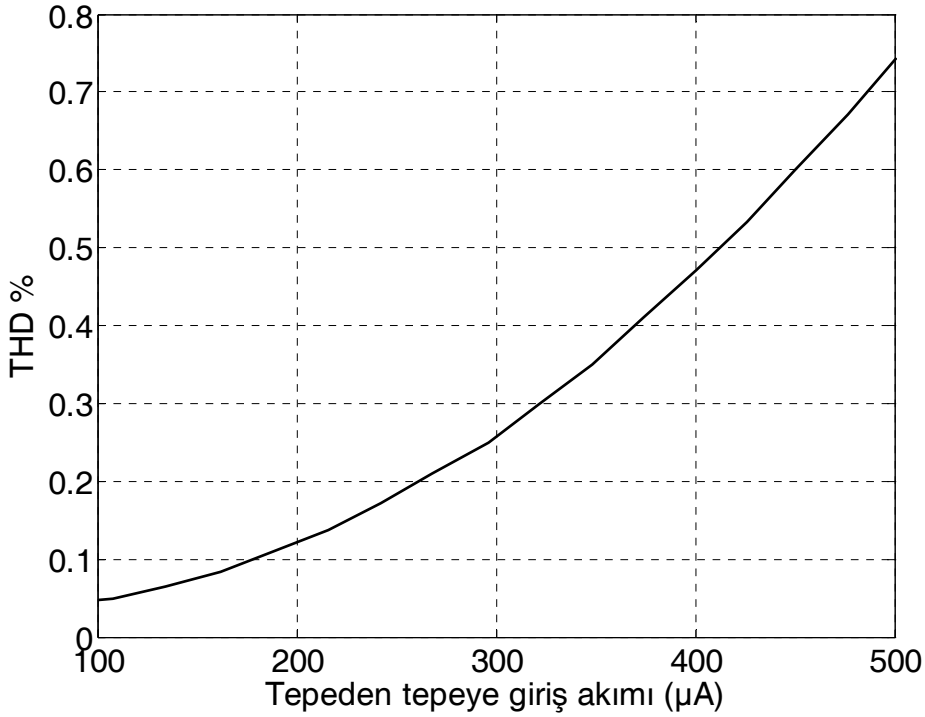


(a)



(b)

Şekil 4.5. Aktif direncinin kutuplama akımı (I_{EE}) ile değişimi a) pozitif aktif yüzen direnç b) negatif aktif yüzen direnç.



Şekil 4.6. Aktif direnç için toplam harmonik bozulma.

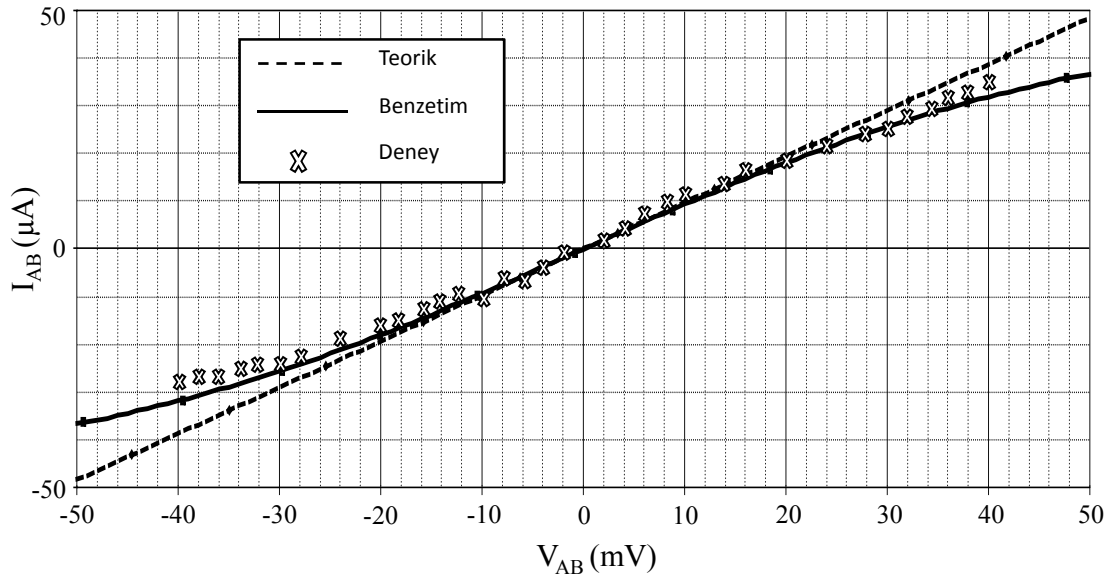
Tablo 4.1'de pozitif ve negatif aktif yüzen direncin genel özellikleri verilmiştir.

Tablo 4.1. Aktif direncin genel özellikleri.

Parametreler	**Değerler**
Besleme gerilimi	*±1.5V*
Güç tüketimi	*0.9 mW*
−3dB Band genişliği	
pozitif direnç (V_{AB}/I_{AB})	*66.4 MHz*
negatif direnç (V_{AB}/I_{AB})	*70.2 MHz*
R_{AB} direnç aralığı	*43Ω–516kΩ*
Kutuplama akımı ile kontrol aralığı	*0.1μA–1.2 mA*
%THD (R_{AB}=258Ω ve 1Mhz için)	*0.747*

4.4. Pozitif Aktif Yüzen Direnç Devresinin Deneysel Çalışma Sonuçları

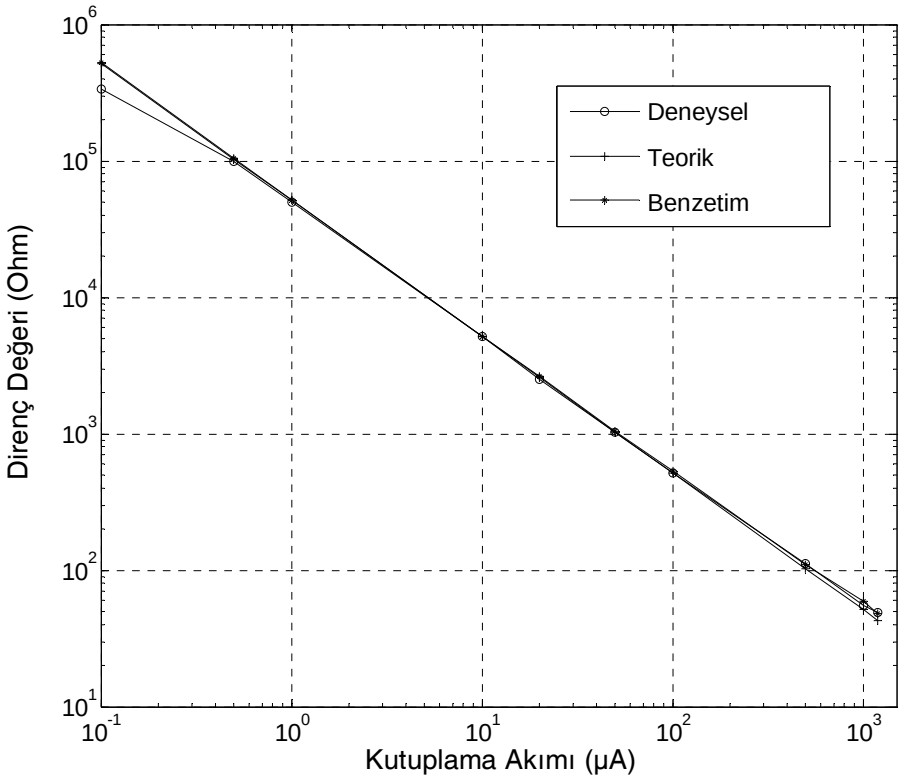
Şekil 4.2'deki devrenin deney düzeneği üzerinde uygulaması yapılmıştır. Kullanılan transistör tipleri NPN transistörler için CA3083Z ve PNP transistörler için 2N2906'dir. CA3083Z tipi NPN transistör serisinin kullanılmasının sebebi piyasada kolaylıkla bulunabilmesi ve transistörlerin uyumlu olmasıdır. NPN transistör serisi içindeki bir transistörün kollektör akımının 1 mA olması durumunda serideki diğer transistörün kollektör akımı ile maksimum 2.5μA' lik bir fark olabilmektedir. I_0=50μA için giriş gerilimi V_{AB} değiştirilerek ölçülen giriş akımları kullanılarak Şekil 4.7'deki grafik oluşturulmuştur.



Şekil 4.7. Pozitif aktif yüzen direncin I-V karakteristiği

Şekil 4.7'de görüldüğü gibi deneysel sonuçlar, benzetim sonuçlarına yakın sonuçlar göstermiştir.

Elektronik kontrollü translineer yüzen pozitif direnç yapısı deneysel olarak gerçeklenmiştir. Besleme voltajı ± 1.5 V olarak alınmıştır. Ölçülen değerler Şekil 4.8'de görülmektedir. Burada her kutuplama akımı değeri için V_{AB} gerilimi 20 mV olarak ayarlanmıştır. Şekil 4.8'den görüldüğü gibi kutuplama akımının değişimiyle direnç değeri kontrol edilebilmektedir. Görüldüğü üzere deneysel sonuçlar teorik ve benzetim sonuçları ile örtüşmektedir.



Şekil 4.8. Kutuplama akımı ile direnç değerinin değişimi.

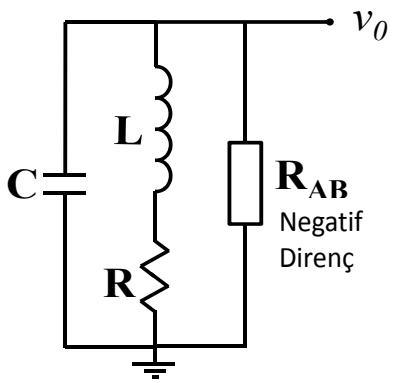
Yanlızca kutuplama akımı 0.5 μA'den daha az bir değer alındığında ölçülen direnç değerleri farklılaşmaktadır. Bunun sebebi kutuplama akımı değeri çok düşük seviyelere ayarlandığında, aktif yüzen direnç devresinde kullanılan NPN transistörlerinin akım kazancının düşmesidir. Deneysel ölçümdeki farklılıkların oluşmasında ölçü aletinin doğruluğu da etkilidir. Kulanılan dijital ölçü aleti için gerilim ölçümü yaparken 60 mV değerine kadar doğruluk ± % 0.12'dir. Akım ölçümünde 600 μA'e kadar doğruluk değeri ± % 0.6'dır. Ayrıca pozitif aktif yüzen direnç devresinde kullanılan PNP transistörledeki uyumsuzlukta deneysel sonuçları etkilemektedir.

4.5. Translineer Prensibi Kullanılarak Tasarlanmış Olan BJT Tabanlı Aktif Yüzen Direnç Yapılarının Elektronik Devre Uygulama Örnekleri

Translineer prensibi kullanılarak tasarlanmış olan BJT Tabanlı pozitif ve negatif aktif yüzen direnç yapısının doğruluğunu göstermek amacıyla, tasarlanan devre negatif direnç ile oluşturulmuş osilatör ve sıcaklık kompanzasyonu yapılmış akım kuvvetlendiricisi devresinde kullanılmıştır.

4.5.1 Negatif Aktif Yüzen Direnç Yapısının Osilatör Uygulaması

Genellikle LC osilatörlerde kullanılan negatif direnç gerçek LC osilatörlerindeki kayıpları kompanze eder. Geri beslemeli osilatörlerlere göre yüksek frekans uygulamarında negatif dirence sahip LC osilatörleri daha çok tercih edilir. Şekil 4.9'da yüzen negatif aktif direncin uygulaması olarak bir osilatör devresi gösterilmiştir [78].



Şekil 4.9. Negatif direnç ile oluşturulmuş bir osilatör.

Osilatör devre yapısı, bir topraklanmış kapasitör ve bir kayıplı indüktör içermektedir. Yüzen negatif aktif direncin değerinin, devrenin osilasyon şartları için özellikle ayarlanması gerekmektedir. Osilatörde çıkış dalga formunun oluşması için gereken şart Denklem 4.23'deki gibi verilebilir.

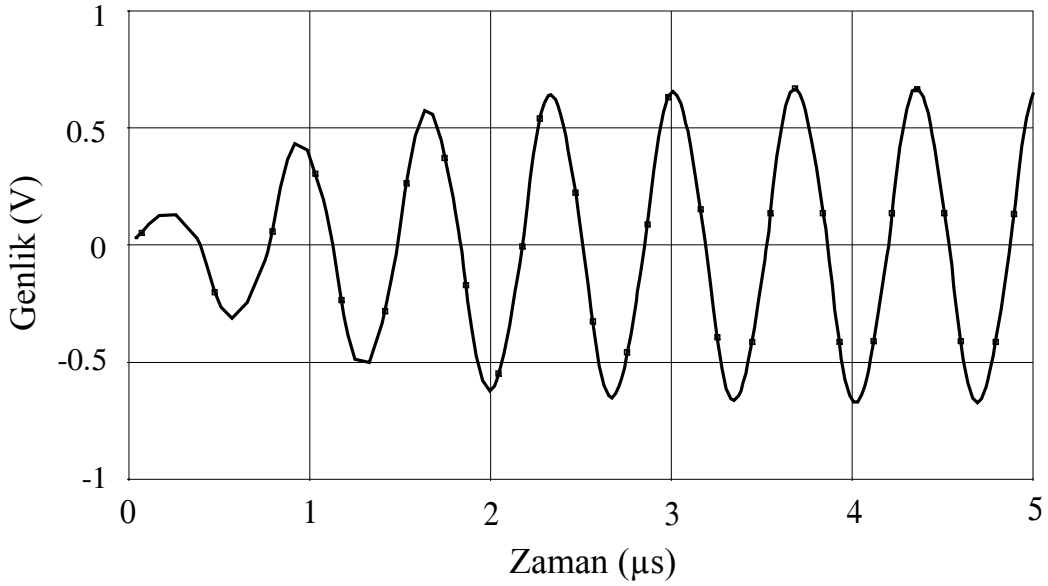
$$\left|R_{AB}\right| \le \frac{(\omega_o L)^2}{R} \tag{4.23}$$

Bu tanım osilasyon için Barkhausen kriteri olarak bilinir. Bu devrenin osilasyon frekansı,

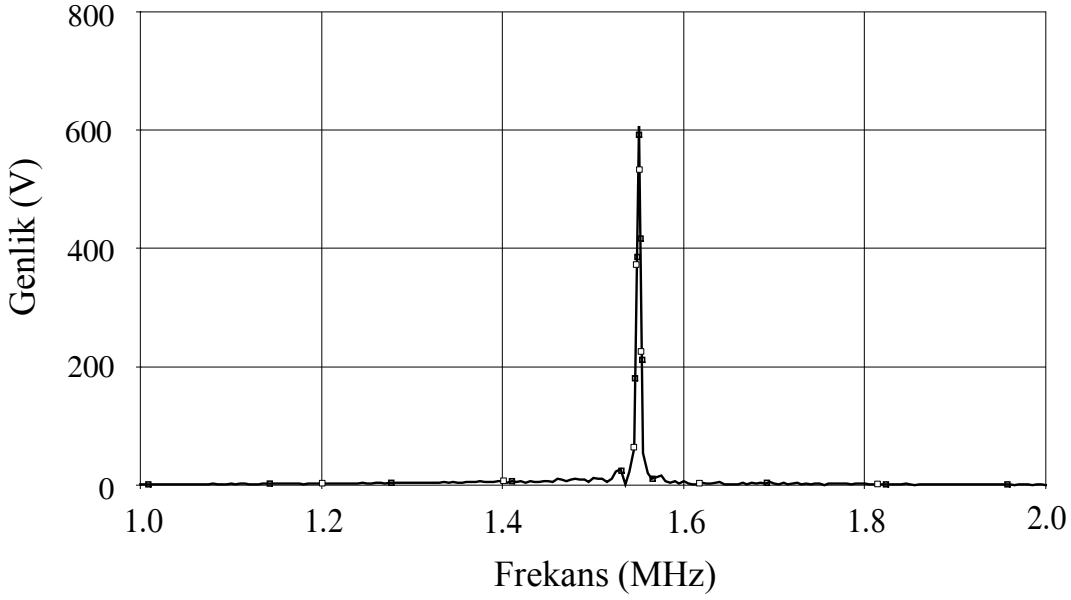
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{4.24}$$

şeklinde yazılabilir. Osilatörün doğrulanmış performası ve dalga formu şekil 4.10'da görülmektedir. Burada R =250 Ω, L = 0.1 mH ve C = 0.1 nF alınmıştır. Negatif aktif

direncin kutuplama akımı I_{EE} = 150 µA olarak ayarlanmıştır. Böylece, R_{AB} = 340 Ω olarak alınmıştır.



(a)



(b)

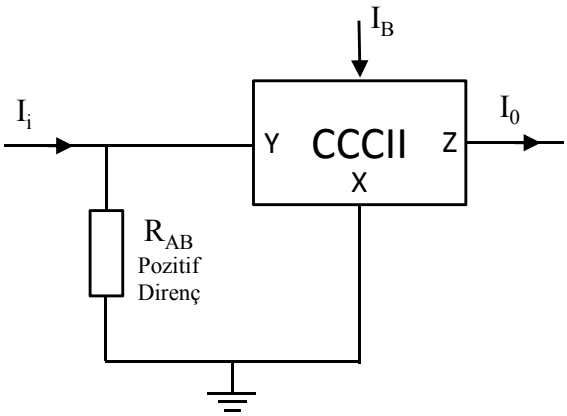
Şekil 4.10. Osilatörün zaman domeninde ve frekans domeninde davranışı.

Teorik olarak hesaplanan osilasyon frekansı 1.5915 MHz'dir. Şekil 4.10'da görüldüğü gibi osilasyon frekansı ise 1.5503 MHz olarak belirlenmiştir. Bu değer hesaplanan

değerle oldukça uyumlu olmasıyla, negatif aktif yüzen direncin osilatör için iyi bir performans sağladığının göstergesi olarak yorumlanabilir.

4.5.2 Pozitif Aktif Yüzen Direnç Yapısının Sıcaklık Kompanzasyonu Yapılmış Akım Kuvvetlendirici Devre Uygulaması

Literatürde sıcaklık kompanzasyonu yapılmış bir translineer akım taşıyıcı örneği tanıtılmıştır [85]. Bu devre karmaşık bir devre yapısına sahiptir. Şekil 4.11'de sıcaklık kompanzasyonu yapılmış ayarlanabilir akım kuvvetlendirici yapısı pozitif aktif direnç yapısının bir uygulaması olarak tanıtılmıştır. Akım kuvvetlendirici bir pozitif aktif direnç ve bir ikinci kuşak kontrollü akım taşyıcı (CCCII) içermektedir. Ayrıca tasarlanan devre daha basit bir yapıya sahiptir.



Şekil 4.11. Sıcaklık kompanzasyonu yapılmış akım kuvvetlendiricisi.

CCCII'nın X ucu topraklandığı zaman, Y ucu devrenin girişi olarak tanımlanabilir. Şekil 4.11' de bu durum görülmektedir. CCCII'nın Z ucu çıkış ucu ve I_0 çıkış akımı olarak tanımlanırsa, I_0 çıkış akımı Denklem 4.25'deki gibi tanımlanabilir [53].

$$I_0 = 2I_B \frac{V_Y}{V_T} \tag{4.25}$$

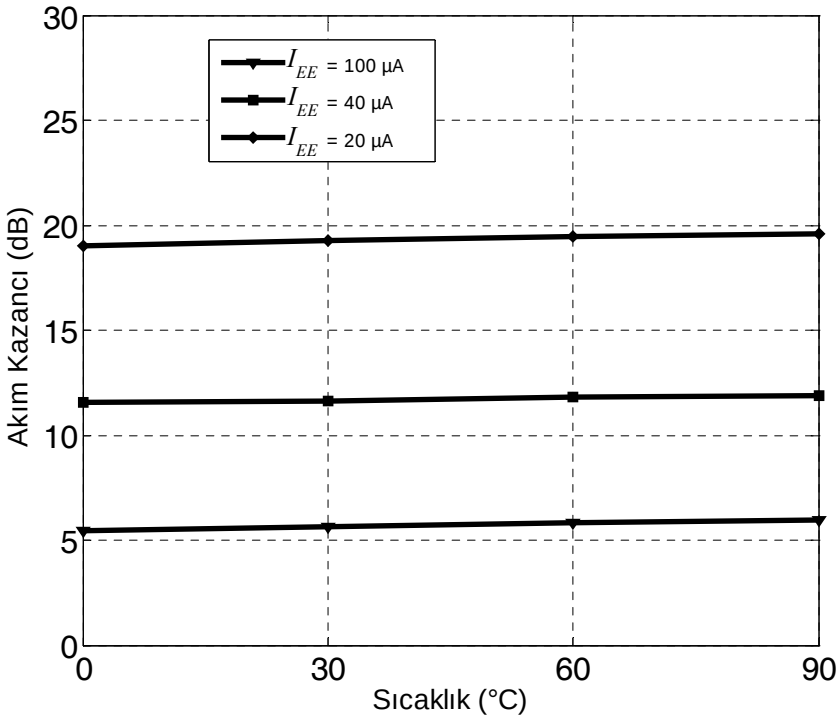
Burada; I_B CCCII'nın kutuplama veya kontrol akımıdır. Ayrıca V_Y CCCII'nın Y ucundaki gerilimdir. Buradan V_Y aşagıdaki gibi yazılabilir.

$$V_Y = R_{AB}.I_i = \frac{2V_T}{I_{EE}} I_i \tag{4.26}$$

Denklem 4.25 ve 4.26'dan, akım kuvvetlendiricisinin akım kazancı Denklem 4.27'deki gibi yazılabilir.

$$A_I = \frac{I_0}{I_i} = 4\frac{I_B}{I_{EE}} \tag{4.27}$$

Bu durumda, devrenin akım kazancının (A_I), V_T ısıl geriliminden bağımsız olduğu görülebilir. Şekil 4.12'de sıcaklık kompanzasyonu yapılmış akım kuvvetlendiricisinin akım kazancının farklı sıcaklıklardaki değişimi görülmektedir.



Şekil 4.12. Kazanç değerlerinin sıcaklıkla değişimi.

Şekil 4.11'den görüldüğü üzere, farklı sıcaklık değerleri için akım kuvvetlendiricinin akım kazancının sıcaklık hassasiyeti oldukça düşüktür. Ayrıca akım kazancı I_{EE} ve I_B

akımları ile ayarlanabilmektedir. Bu çalışmada fark kuvvetlendirici devre yapısı kullanan elektronik olarak ayarlanabilen aktif direnç yapısı tasarlanmıştır. Önerilen yüzen aktif direncin daha basit devre gerçeklemesini sağlamak için temel bir fark kuvvetlendirici çifti kullanılmıştır. Bu aynı devre yapısında farklı bağlantı şekilleri kullanılarak ya pozitif aktif yüzen direnç ya da negative aktif yüzen direnç elde edilebilmektedir. Devrenin teorik analizi yapılmıştır ve blok devrenin performansı PSpice benzetim sonuçları ile doğrulanmıştır. Önerilen yüzen direncin değeri teorik ve benzetim sonuçları arasındaki mükemmel uyum ile 43 Ω dan 516 kΩ'a kadar ayarlanabilmektedir. Tablo 4.1'deki frekans performansından -3 dB bant genişliğinin pozitif ve negatif direnç yapıları için sırasıyla 66.4 MHz and 70.2 MHz'e kadar artırıldığı görülmektedir. Sonuç olarak, önerilen devrenin böylesi bir ayarlanabilir davranışı genel elektronik devre tasarımlarında oldukça önemlidir. Devre bipolar ve BiCMOS tümdevre gerçeklemeleri için oldukça uygundur. Ayrıca önerilen devrenin laboratuar ortamında deneysel ölçümleri yapılmıştır.

5. BÖLÜM

TRANSLİNEER PRENSİBİ KULLANILAN VE ELEKTRONİK OLARAK AYARLANABİLEN DÜŞÜK GERİLİMLİ CMOS YÜZEN DİRENÇ TASARIMI

Daha önceki bölümlerde de belirtildiği gibi, tüm devrelerde topraklanmış ve yüzen dirençler poly silikon veya difüzyon alanları ile oluşturulabilir. Ancak bu direnç yapısı tümdevre alanının büyümesine sebep olmaktadır. Bu direnç yapılarının değerleri kolaylıkla ayarlanamaz. Bu yüzden MOS ve BJT yapılı aktif direnç yapıları literatürde sunulmuştur ve daha önceki bölümlerde belirtilmiştir. Yüksek frekanslı işaret işleme uygulamalarına duyulan ilgiden dolayı akım modlu devreler dikkat çekmeye başlamıştır. Elektronik olarak Ayarlanabilir yüzen dirençler kontrollü osilatör devreleri gibi birçok devre uygulamalarında kullanılmaktadır [17-19].

Empendans dönüştürücü (GIC) olarak tasarlanan devre yapıları da literatürde bulunmaktadır [81,82]. Bu yapılar ise pasif eleman içerdikleri için tüm devre yapıları için uygun değildir. Bipolar teknoloji kullanılarak oluşturulmuş yüzen direnç uygulamaları daha yüksek frekanslarda çalışabilmektedir. Literatürde bipolar transistörlerden oluşan, yüksek frekanslarda çalışabilen ama düşük dinamik sahaya sahip uygulamalar da mevcuttur [21,22]. Fakat bu devreler oldukça fazla eleman içeren karmaşık yapılara sahiptir. Ayrıca bipolar teknoloji kullanılarak tasarlanmış aktif yüzen direnç yapıları MOS yapılara göre daha fazla güç tüketmektedirler.

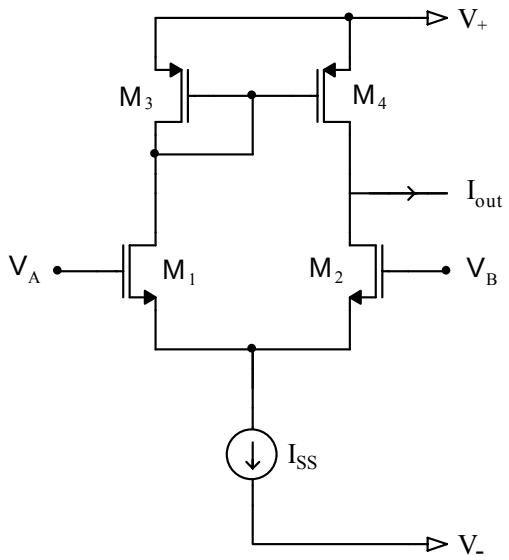
MOS teknolojisi kullanılarak oluşturulan elektronik ayarlanabilir yüzen dirençler, direnç ve frekans aralığı açısından sınırlıdır [17,18,19, 25, 79]. Ayrıca besleme gerilimleri de yüksektir. Düşük gerilimde çalışma eğilimleri arttığı için düşük besleme geriliminde çalışan aktif direnç yapıları ayrı bir avantaj sağlayacaktır. Direnç kontrol

aralığının artırılmasının sağlanması için, tercih edilecek olan çalışma, akım kontrollü bir aktif direnç tasarımı ile gerçekleştirilebilir.

Bu bölümde, fark kuvvetlendiricisi yapısına dayalı elektronik olarak ayarlanabilen pozitif aktif yüzen direnç yapısı önerilmiştir. Fark kuvvetlendiricisi oldukça yaygın kullanılan bir yapıdır. Önerilen devre yapısı ile literatürde ki devrede kullanılan direnç yapılarına göre daha düşük besleme gerilimi ile çalışabilmektedirler. Literatürdeki aktif direnç yapıları için besleme gerilimleri genelde ±3V civarındadır [89-92]. Bu özelliğinin yanında, ayarlanabilir direnç aralıkları da daha geniştir. Yapılan çalışmalardan sonra benzetim sonuçlarının teorik sonuçları doğruladığı görülmüştür.

5.1. CMOS Tabanlı Pozitif Aktif Yüzen Direnç Devre Yapısı

Şekil 5.1'de pozitif aktif yüzen direncin temel devre yapısı görülmektedir. Bu yapı fark kuvvetlendiricisi temelli geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisidir. Gerilim ve akımlar arasındaki bağıntılar transistörlerin kapı gerilimleri ile akıtıcı (drain) akımları arasındaki ilişkiye dayanmaktadır.



Şekil 5.1. Geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi.

M_1 ve M_2 transistörlerinin akıtıcı akımlarına sıra ile I_{D1} ve I_{D2} olarak ve kapı-kaynak gerilimleri V_{GS1} ve V_{GS2} olarak tanımlanırsa, iki giriş gerilimi V_A ve V_B arasındaki ilişki

$$V_A - V_B = V_{GS1} - V_{GS2} \tag{5.1}$$

olarak yazılabilir. M_1 ve M_2 transistörlerinin W/L oranı eşit alınırsa ve çıkış dirençlerinin ve gövde etkisinin ihmal edilmesi durumunda, doyum bölgesindeki akıtıcı akımları aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$I_{D1} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}(W/L)\left(V_{GS1} - V_{TH}\right)^2 \tag{5.2.a}$$

$$I_{D2} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}(W/L)\left(V_{GS2} - V_{TH}\right)^2 \tag{5.2.b}$$

I_{out} geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin çıkış akımını ifade etmektedir. Akıtıcı akımları $I_{D1} = I_{SS}/2 + I_{out}/2$ ve $I_{D2} = I_{SS}/2 - I_{out}/2$ şeklinde ifade edilebilir. Karışık translineer çevrime benzer şekilde kapı-kaynak gerilimleri akım cinsinden ifade edilirse,

$$V_A - V_B = \sqrt{\frac{I_{SS} + I_{out}}{\mu_n C_{ox}(W/L)}} - \sqrt{\frac{I_{SS} - I_{out}}{\mu_n C_{ox}(W/L)}} \tag{5.3}$$

olarak yazılabilir. Denklem 5.3 düzenlenirse,

$$I_{out} = (V_A - V_B)\sqrt{\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}(W/L)}\sqrt{2I_{SS} - \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}(W/L)(V_A - V_B)^2} \tag{5.4}$$

şeklinde olur. Denklem 5.4'de $2I_{SS} >> (1/2)\mu_n C_{ox}(W/L)(V_A - V_B)^2$ olduğu için Denklem 5.4 aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir.

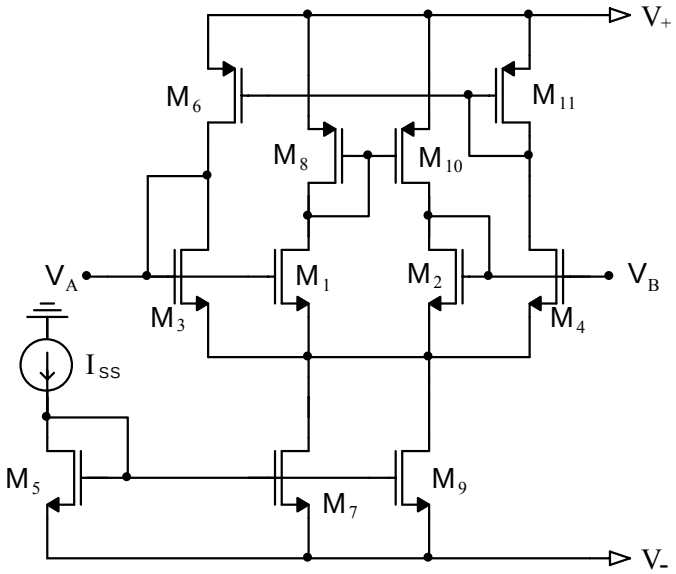
$$I_{out} \cong (V_A - V_B)\sqrt{\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}(W/L)}\sqrt{2I_{SS}} \tag{5.5}$$

Devre yapısından hareketle, geçiş iletkenliği ifadesi Denklem 5.6'da görüldüğü gibi tanımlanabilir.

$$G_m \cong \sqrt{I_{SS}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}} \tag{5.6}$$

Denklem 5.6'daki ifade NMOS transistörlerin geçiş iletkenliği ifadesine eşittir. Başka bir deyişle $G_m = g_m = g_{m1} = g_{m2}$ şeklinde tanımlanabilir.

Önerilen pozitif aktif yüzen direncin şematik diyagramı Şekil 5.2'de gösterilmektedir. İki geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisine de gerekli bağlantılar yapılması ile aktif direnç yapısı oluşmaktadır.



Şekil 5.2. CMOS pozitif aktif yüzen direnç.

Şekil 5.2'de görüldüğü gibi pozitif direnç yapısına sahip devrenin analizi ile I_A ve I_B akımları arasındaki ilişki aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_A = -I_B = g_m\left(V_A - V_B\right) \tag{5.7}$$

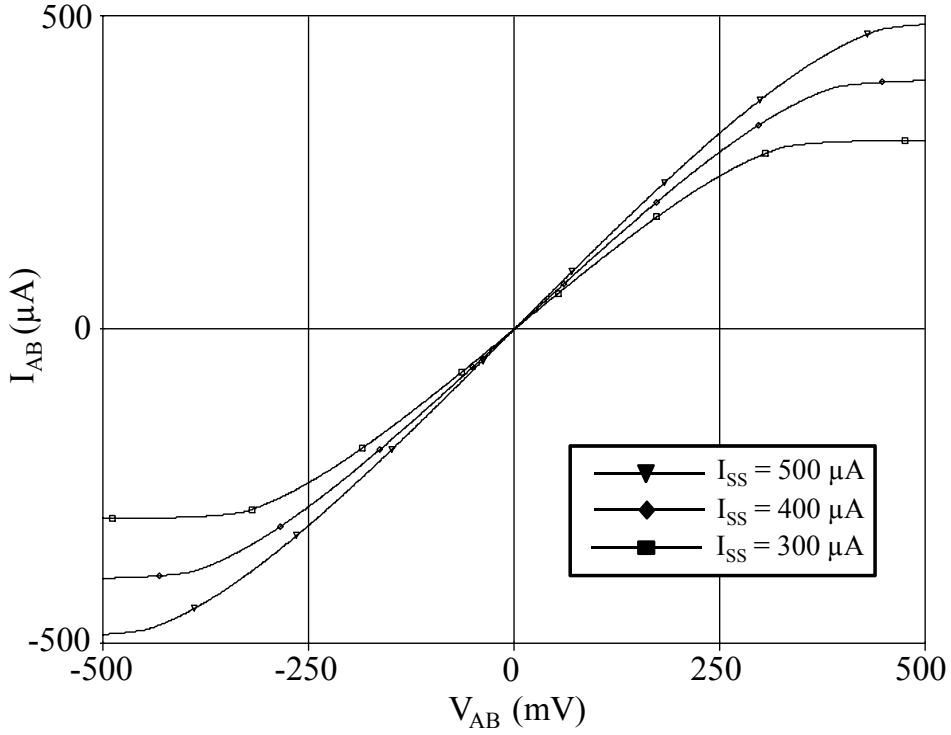
Böylece dirence dair ifade Denklem 5.8'deki gibi yazılabilir.

$$R_{AB} = \frac{V_A - V_B}{I_A} = \frac{1}{\sqrt{I_{SS}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}}} \tag{5.8}$$

Denklemden görüldüğü gibi pozitif direncin değeri kutuplama akımı kulanılarak kolaylıkla ayarlanabilmektedir.

5.1.1. CMOS Tabanlı Pozitif Aktif Yüzen Direncin Benzetim Sonuçları

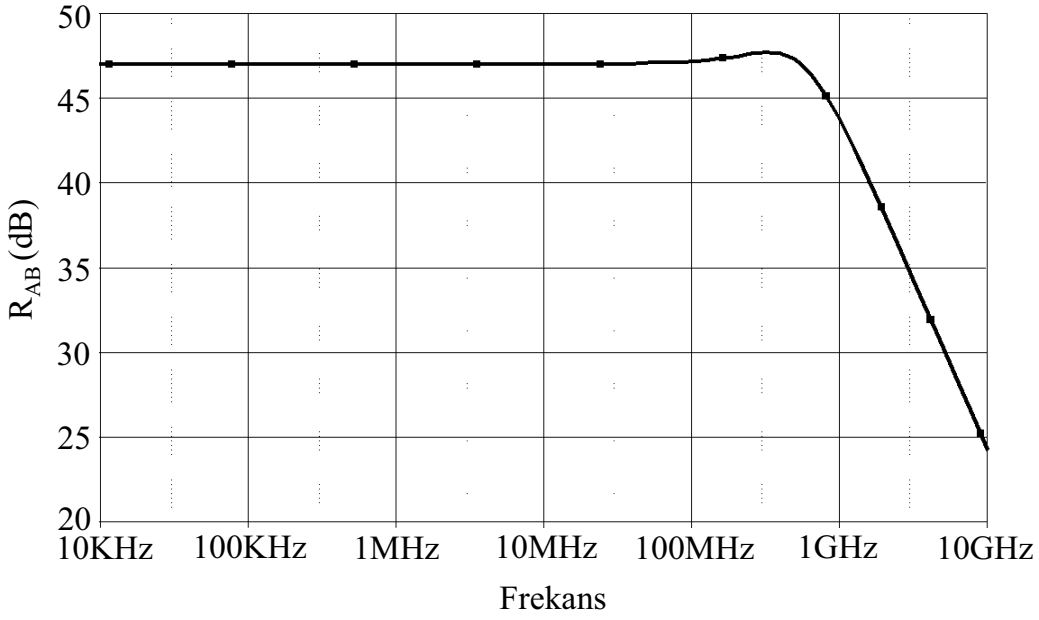
Şekil 5.2'de görülen elektronik olarak ayarlanabilen pozitif yüzen aktif direnç devresinin analizi yapılmıştır. Devrelerin benzetimlerinde besleme voltajı olarak ± 1.5V kullanılmıştır.



Şekil 5. 3. CMOS pozitif yüzen direncin farklı I_{SS} akımlarındaki I-V karakteristiği.

Şekil 5.3'de I_{SS} kutuplama akımının farklı değerleri için I_A akımının V_A-V_B giriş gerilimine göre değişimi görülmektedir. Benzetimlerde TSMC 0.35µ teknolojisi kullanılmıştır. Şekil 5.3'de görüldüğü gibi kullanılan direnç yapısı I_{SS} kutuplama akımı ile kolaylıkla ayarlanabilmektedir. Benzetim işleminin bu aralık için teorik sonuçları doğruladığı görülmektedir. Dinamik çalışma sahası ±400 mV civarındadır.

Şekil 5.4 ‘de CMOS aktif direnç için frekans cevabı görülmektedir. Yaklaşık çalışma frekansı -3dB için 958 MHz’dır. Bu çalışma frekans aralığının iyi bir çalışma aralığı olduğu söylenebilir. Çalışma frekans aralığı faz toleransına göre farklı yorumlanarak değişebilir.

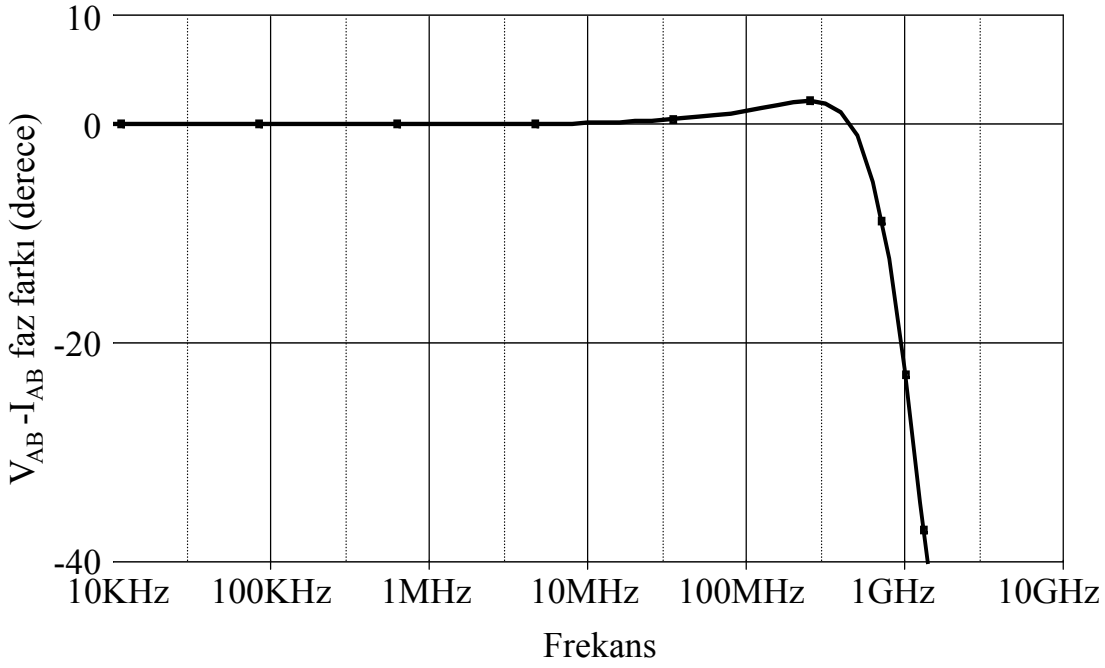


Şekil 5.4. CMOS aktif direnç için toplam frekans cevabı.

Şekil 5.5’de aktif direncin faz cevabı görülmektedir. 958 MHz için $V_{AB} - I_{AB}$ arasındaki faz açısı 18° dir. Çünkü literatürde çalışma frekansı yorumlanırken faz açısı 10^0 ’ye kadar çalıştırılabileceği ifade edilmiştir [20]. Direncin frekans cevabı da göz önünde bulundurularak hassas direnç değerlerinin gerekmediği uygulamalarda direnç bu koşullarda 855 MHz civarında bir frekansa kadar çalıştırılabilir.Tablo 5.1’de aktif direnç için kullanılmış MOS transistör boyutları görülmektedir. Bu değerler istenirse farklı seçilebilir. M_1-M_4 değerleri aktif direncin değerinde doğrudan etkilidir.

Tablo 5.1. CMOS aktif direncin transistör boyutları.

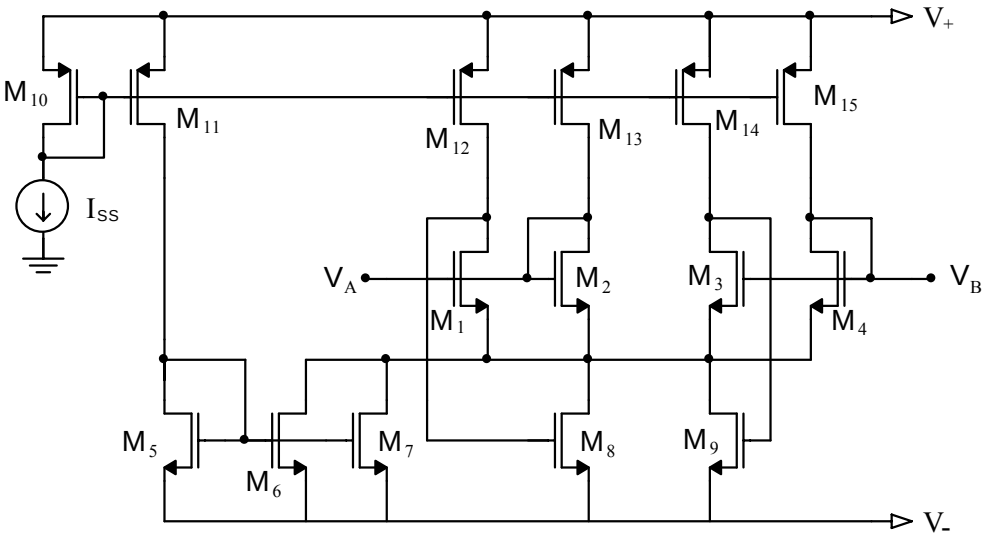
CMOS Transistörler	W (μm)	L (μm)
M_1-M_4	21	0.7
M_5, M_7, M_9	29	0.7
M_6, M_8, M_{10}, M_{11}	14	0.6



Şekil 5.5. CMOS aktif direncinin faz cevabı.

5.2. Düşük Gerilimli Aktif Yüzen Direnç Devre Yapısı

Şekil 5.6'da düşük gerilimde çalışan aktif yüzen direnç yapısı görülmektedir. M_2, M_3 ve M_1, M_4 birer fark çiftidir. Önerilen devre Şekil 5.2'deki devreye oldukça benzer yapıdadır. Devredeki MOS transistörlerin kutuplanması açısından biraz fark bulunmaktadır. Kutuplama akımı PMOS transistörlerin aynalama yapıları ile gerçekleştirilmiştir.



Şekil 5.6. Düşük gerilimli aktif yüzen direnç.

M_1, M_4 transistörleri için I_A akımı ile V_A, V_B gerilimleri arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir. Ayrıca M_1-M_4 transistörlerinin W/L oranı eşit alınmıştır.

$$V_A - V_B = \sqrt{\frac{2(I_{SS} + I_A)}{\mu_n C_{ox}(W/L)}} - \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox}(W/L)}} \tag{5.9}$$

Denklem 5.5'e benzer şekilde direncin I_A akımı;

$$I_A \cong (V_A - V_B)\sqrt{\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}(W/L)}\sqrt{4I_{SS}} \tag{5.10}$$

şeklinde yazılabilir. Şekil 5.6 için direnç ifadesi Denklem 5.11'deki gibidir.

$$R_{AB} = \frac{V_A - V_B}{I_A} = \frac{1}{\sqrt{2I_{SS}\mu_n C_{ox}\dfrac{W}{L}}} \tag{5.11}$$

Burada $I_A = -I_B$ dir. Devredeki CMOS transistörler doyum bölgesinde çalışmaktadır. Devredeki elemanların doyum bölgesinde çalışması için M_4, M_9 ve M_{15} transistörleri ve M_2, M_8 ve M_{13} transistörleri için besleme geriliminin minimum değeri Denklem 5.12'deki gibi ifade edilebilir.

$$V_+ - V_- \geq \sqrt{\frac{2(I_{SS} - I_B)}{\mu_n C_{ox}(W/L)_{M9}}} + \sqrt{\frac{2(I_{SS} - I_B)}{\mu_n C_{ox}(W/L)_{M4}}} + \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox}(W/L)_{M15}}} \tag{5.12.a}$$

$$V_+ - V_- \geq \sqrt{\frac{2(I_{SS} + I_B)}{\mu_n C_{ox}(W/L)_{M8}}} + \sqrt{\frac{2(I_{SS} + I_B)}{\mu_n C_{ox}(W/L)_{M2}}} + \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox}(W/L)_{M13}}} \tag{5.12.b}$$

M_{14}, M_9 ve M_{12}, M_8 transistörleri için besleme geriliminin minimum değeri,

$$V_+ - V_- \geq \sqrt{\frac{2(I_{SS} - I_B)}{\mu_n C_{ox}(W/L)_{M9}}} + \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox}(W/L)_{M14}}} + V_{TH9} \qquad (5.13.a)$$

$$V_+ - V_- \geq \sqrt{\frac{2(I_{SS} + I_A)}{\mu_n C_{ox}(W/L)_{M8}}} + \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox}(W/L)_{M12}}} + V_{TH8} \qquad (5.13.b)$$

olmalıdır. TSMC 0.35µm teknolojisinde NMOS için yaklaşık eşik gerilimleri 0.55 V civarındadır. Denklemlerden görüldüğü gibi aktif direnç çok düşük gerilim değerlerinde de çalışabilir.

5.2.1. Düşük Gerilimli CMOS Aktif Yüzen Direnç Yapısının Benzetim Sonuçları

Şekil 5.6'da görülen elektronik olarak ayarlanabilen pozitif aktif yüzen direnç devresinin analizi PSpice benzetim programı kullanılarak yapılmıştır. Devrelerin benzetimlerinde besleme gerilimi olarak ± 0.7 V kullanılmıştır. Ayrıca benzetimlerde TSMC 0.35µ teknolojisi kullanılmıştır.

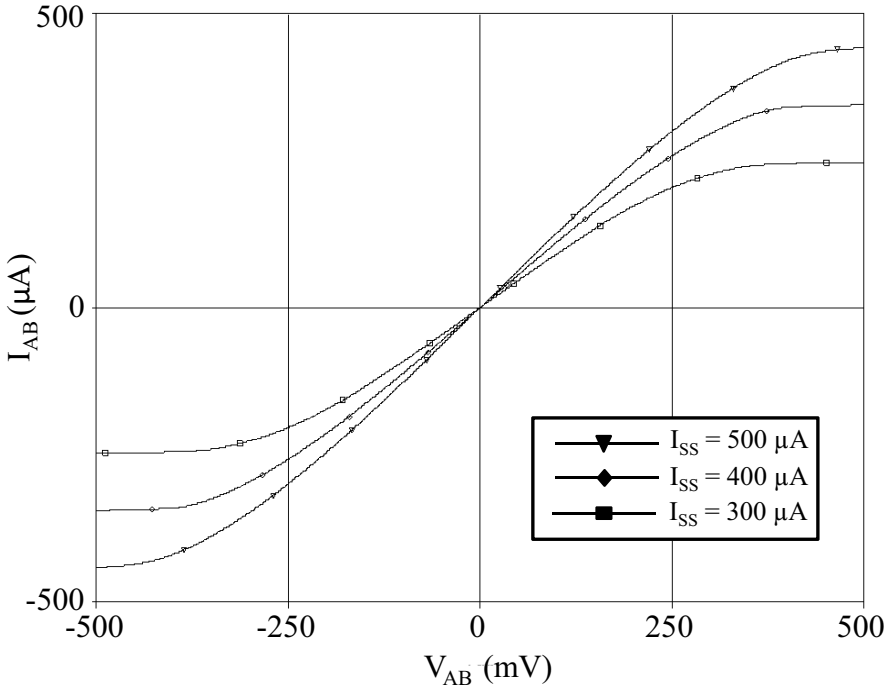
Tablo 5.2'de aktif direnç için kullanılmış MOS transistör boyutları görülmektedir. Bu değerler istenirse farklı seçilebilir. M_1-M_4 değerleri aktif direncin değerinde doğrudan etkilidir.

Tablo 5.2. Düşük gerilimli CMOS aktif direncin transistör boyutları.

CMOS Transistörler	W (µm)	L (µm)
M_1-M_4	21	0.7
M_5-M_9	20	0.6
M_6, M_8, M_{10}, M_{11}	20	0.6

Şekil 5.7'de I_{SS} kutuplama akımının farklı değerleri için I_A akımının V_A-V_B giriş gerilimine göre değişimi görülmektedir.

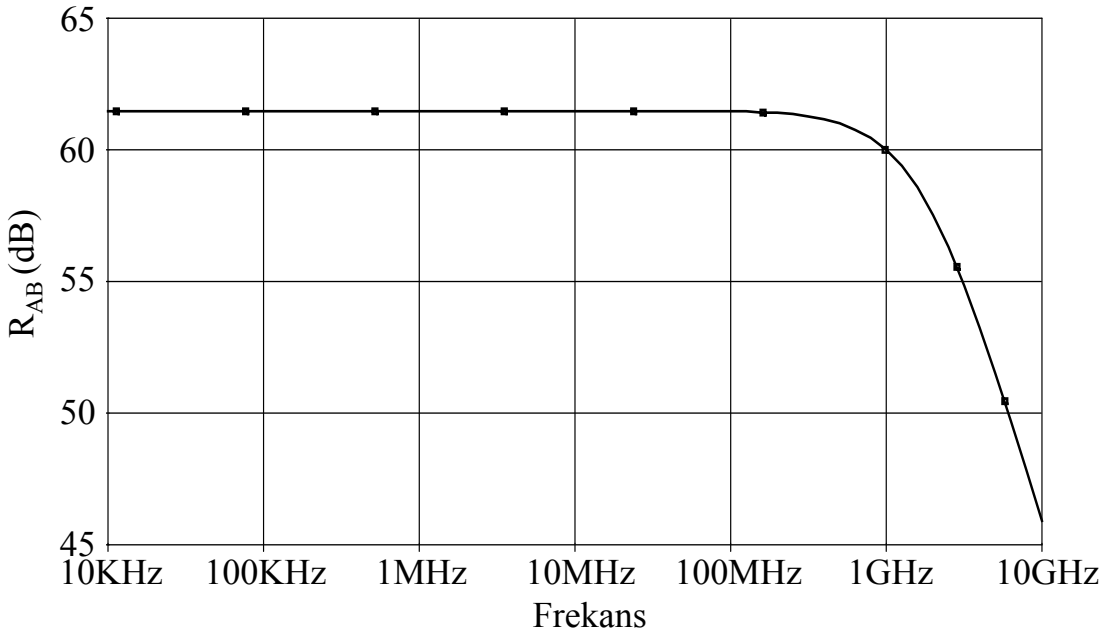
Şekil 5.7'de görüldüğü gibi Benzetim işleminin bu aralık için teorik sonuçları doğruladığı görülmektedir. Düşük gerilimli aktif yüzen direncin dinamik çalışma sahası ±350 mV civarındadır.



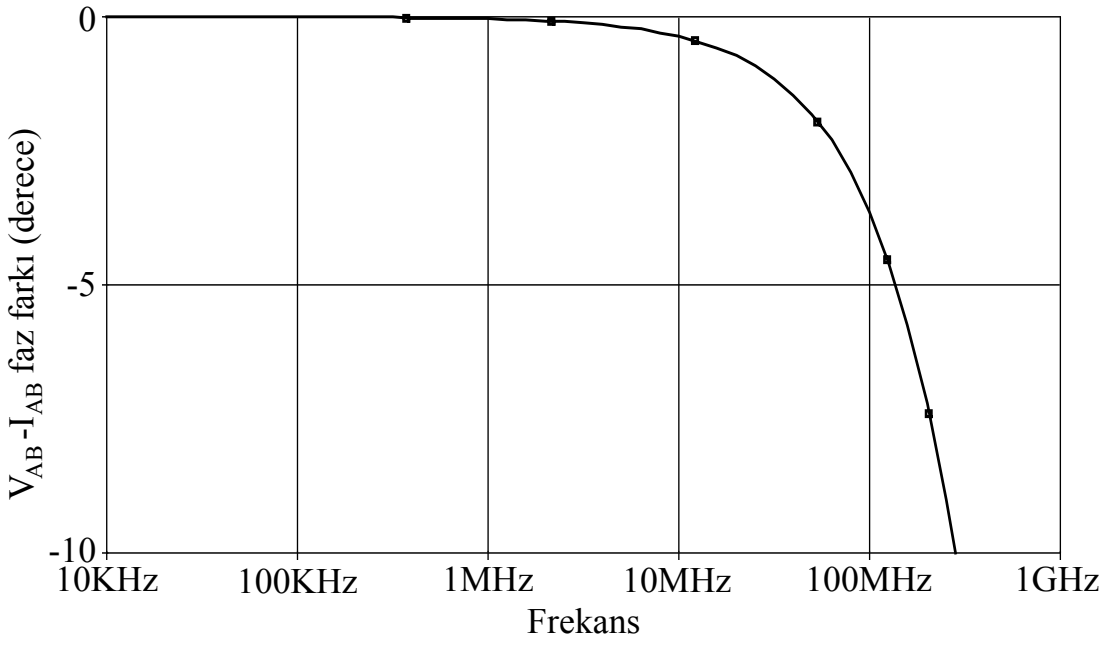
Şekil 5.7. CMOS Düşük gerilimli yüzen pozitif direncin farklı I_{SS} akımlarındaki I-V karakteristiği.

CMOS aktif direnç için frekans cevabı Şekil 5.8'de görülmektedir. Yaklaşık olarak -3dB çalışma frekansı 1.62 GHz olarak söylenebilir. Çalışma frekans aralığı faz toleransına göre farklı yorumlanarak veya kullanılacağı uygulamanın parametrelerine bağlı olarak değişebilir. Ayrıca CMOS transistörlerin parametrik özellilerine göre de değişebilir.

Şekil 5.9'da aktif direncin faz cevabı görülmektedir. 1.62 GHz için $V_{AB} - I_{AB}$ arasındaki faz açısı 43° dir. Literatürde çalışma frekansı yorumlanırken faz açısı 10^0 'ye kadar çalıştırılabileceği ifade edilmiştir [20]. Çalışma frekansı 300 MHz olduğunda faz açısı 10^0'dir. Direncin frekans cevabı da göz önünde bulundurularak hassas direnç değerlerinin gerekmediği uygulamalarda direncin bu koşullarda 300 MHz civarında bir frekansa kadar çalıştırılabileceği düşünülebilir. Ayrıca önerilen pozitif aktif yüzen dirençler için genel bir bakış Tablo 5.3'de verilmiştir.



Şekil 5.8. CMOS düşük gerilimli aktif direncin frekans cevabı.



Şekil 5.9. CMOS Düşük gerilimli çalışan aktif direncin faz cevabı.

Pozitif aktif yüzen dirençlerin genel özellikleri Tablo 5.3'de görüldüğü gibi besleme gerilimleri açısından düşnüldüğünde. düşük gerilim seviyelerinde çalışmaktadır. güç tüketimi de μW'lar seviyesindedir.

Tablo 5.3. CMOS aktif dirençlerin genel özellikleri.

Parametreler	**Şekil 5.1**	**Şekil 5.6**
Besleme gerilimi	*±1.5V*	*±0.7V*
Güç tüketimi	*115 µW*	*44 µW*
Band genişliği	*958 MHz*	*1.62 GHz*
Faz açısı (V_{AB} -I_{AB})	*10°(855 MHz)*	*10°(300 MHz)*
Kutuplama akımı ile kontrol aralığı	*1nA–600µA*	*1nA–500µA*

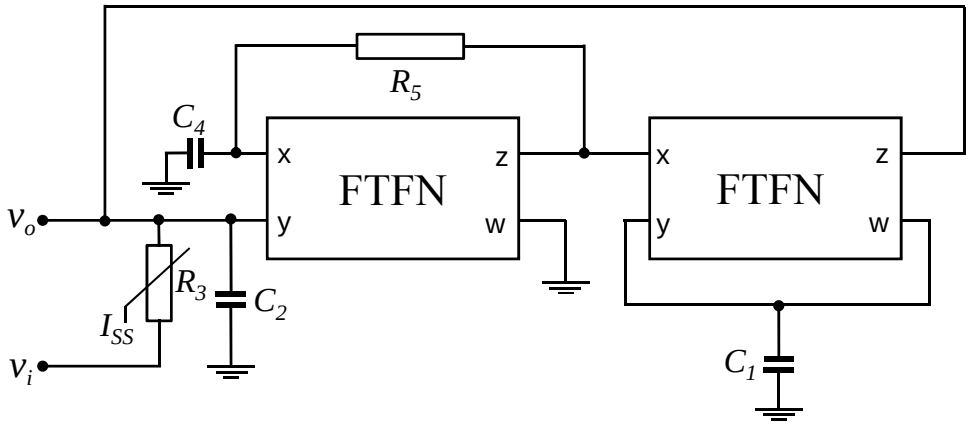
5.3. Düşük Gerilimli CMOS Tabanlı Aktif Yüzen Direncin Ayarlanabilir Alçak Geçiren Süzgeç Uygulaması

Şekil 5.6'daki yapının uygulaması olarak kesim frekansı ayarlanabilen süzgeç yapısında aktif yüzen direnç yapısı kullanılmıştır. Kullanılan süzgeç FTFN tabanlıdır ve Şekil 5.10'da görülmektedir [93]. Bu devre için frekans ifadesi,

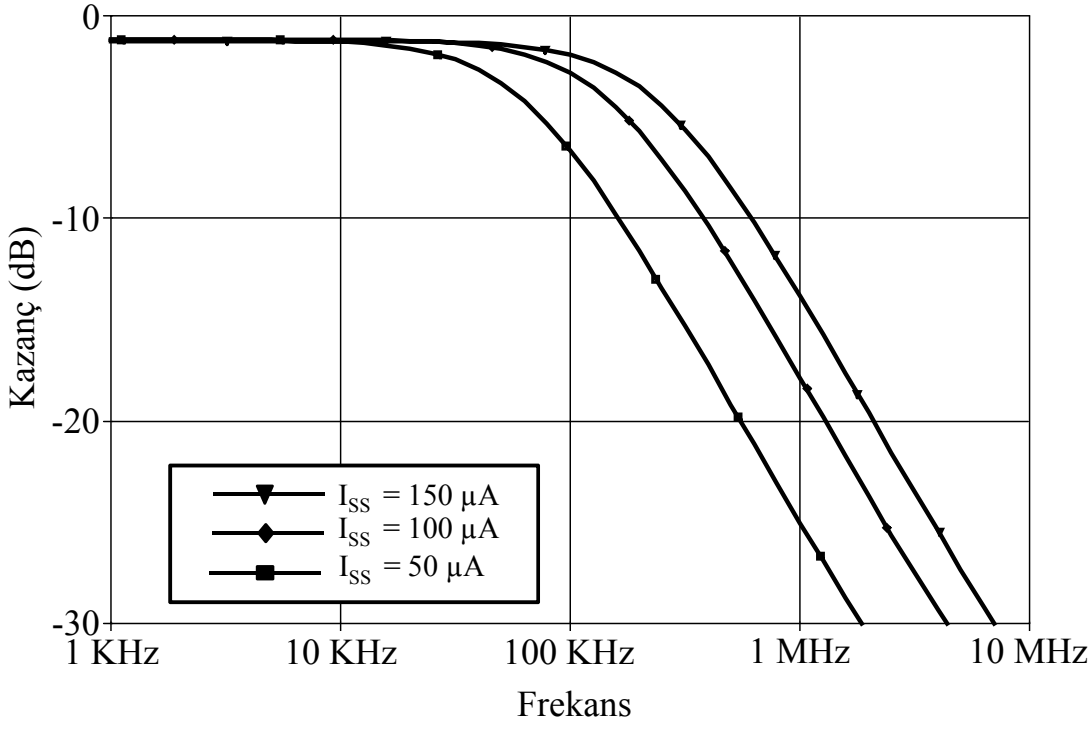
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_4 R_3 R_5}} \tag{5.14}$$

olarak yazılabilir. Burada R_3 direnci Şekil 5.6'daki I_0 kutuplama akımı ile ayarlanabilen aktif yüzen direnç yapısıdır. R_5=1 kΩ ve C_1 = C_4 = 0.01 nF olarak alınmıştır. Şekil 5.10'daki devrede R_3 direnci için pozitif aktif direnç kullanılarak alçak geçiren süzgeç devresinde kesim frekansının ayarlanması amaçlanmıştır. Şekil 5.11'de Ayarlanabilir

FTFN temelli alçak geçiren süzgeç devresinin frekans cevabı görülmektedir. Şekilde görüldüğü üzere I_0 kutuplama akımı ile kesim frekansı kolaylıkla ayarlanabilmektedir.



Şekil 5.10. FTFN temelli ayarlanabilir alçak geçiren süzgeç.



Şekil 5.11. FTFN temelli ayarlanabilir alçak geçiren süzgeç devresinin frekans cevabı.

Bu bölümde fark kuvvetlendirici devre yapısını kullanan elektronik olarak ayarlanabilen aktif direnç yapısı tasarlanmıştır. Önerilen yüzen aktif pozitif direnç yapısında daha basit devre gerçeklemesini sağlamak için temel bir CMOS fark çifti kullanılmıştır.

Bölüm 4'deki yapıya benzer şekilde CMOS aktif direnç yapılarında bazı bağlantı değişiklikleri yapılarak negatif aktif yüzen direnç devre yapısı da kolaylıkla elde edilebilir. Sonuç olarak önerilen devrenin böyle ayarlanabilir davranışı genel olarak elektronik devre tasarımlarında bir avantajdır ve devre CMOS tümdevre gerçeklemeleri için de oldukça uygundur.

6. BÖLÜM

TARTIŞMA-SONUÇ VE ÖNERİLER

6.1. Tartışma-Sonuç ve Öneriler

Translineer devreler, akım modlu çalıştıklarından ve gerilim salınımları da küçük olduğu için düşük güç tüketimi, düşük kaynak gerilimi ile yüksek frekanslarda çalışabilecek özelliklere sahiptirler. Ayrıca bu devrelerin sıcaklıktan bağımsız transfer fonksiyonları vardır. Bununla birlikte, pasif eleman içermediklerinden tümdevre teknolojisine de uyumlu olmaları translineer devrelerin son zamanlarda ilgi odağı olmasına sebep olmuştur.

Geleneksel CCCII devrelerinde kutuplama akımıyla kolaylıkla kontrol edilebilen girişlerindeki parazitik direnç önemli bir avantaja dönüşmüştür. Ancak, sıcaklığa bağımlı uygulamalarda bu direncin çıkış akımını olumsuz yönde etkilenmesi mümkündür. Parazitik direnç yapısı bipolar teknolojide V_T ısıl gerilimi vasıtasıyla sıcaklığa bağımlıdır. Bu tez çalışmasının ikinci bölümünde, geleneksel akım kontrollü akım taşıyıcı için sıcaklık kompanzasyonu yapılmıştır. Bu işlemi gerçekleştirmek için geleneksel akım taşıyıcı ve translineer devre yapısı kullanılmıştır. Tasarlanan devre yapısı PSpice benzetim programı kullanılarak analiz edilmiş ve sonuçlar geleneksel CCCII yapısı ile karşılaştırılmıştır. Önerilen devre yapısının sıcaklıktan bağımsız bir akıma sahip olduğu benzetim sonuçları doğrultusunda ortaya konmuştur. Parazitik giriş direncinin sıcaklığa bağımlılığını ortadan kaldırılarak kontrollü akım taşıyıcının çıkış akımı için sıcaklık kompanzasyonu yapılmıştır. Yeni devre elemanı yani sıcaklık kompanzasyonu yapılmış olan TC-CCCII kullanılarak gerçekleştirilen bantgeçiren süzgeç ve osilatör uygulama devrelerinde sıcaklığın gerçekten kompanze edildiği gösterilmiştir.

Ayrıca tez çalışmasının üçüncü bölümünde, bipolar transistörlerden oluşan karışık translineer yapıya dayalı elektronik ayarlanabilen pozitif aktif yüzen direnç yapısı önerilmiştir. Kutuplama akımı ile direnç değerinin doğrusal bir şekilde elektronik olarak ayarlanabilirliği benzetim sonuçları doğrultusunda ortaya konulmuştur. Ayrıca farklı giriş akım değerleri için toplam harmonik bozulma yüzde olarak gösterilmiş ve tepeden tepeye 500 μA değerinde bir giriş akımı için toplam harmonik bozulmanın yaklaşık % 0.2 gibi düşük bir değere sahip olduğu görülmüştür. Bununla birlikte devrenin ±100 mV değerinde geniş bir dinamik sahada doğrusal olması ve tümdevre teknolojisine uygun olması sahip olduğu avantajlar arasında sayılabilir. Translineer pozitif aktif direnç devre yapısının elektronik ayarlanabilirlik ve geniş dinamik saha gerektiren elektronik devre uygulamalarında elverişli temel bir yapı olarak kullanılabileceği düşünülmektedir. Ayrıca FTFN tabanlı bir kuvvetlendiricinin kazancının elektronik olarak ayarlanabilmesi için akım kontrollü translineer bir yüzen direnç yapısı kullanılmıştır. Böylelikle önerilen kuvvetlendirici yapısının kazanç kontrolünün elektronik olarak yapılabildiği benzetim sonuçları doğrultusunda ortaya konmuştur. Buna göre, önerilen devre yapısının özellikle kazanç kontrolü gerektiren elektronik devre uygulamalarına uygun bir temel yapı olarak kullanılabileceği düşünülmektedir. Translineer devre prensibi, yüksek frekanslarda çalışma ihtiyacına olan eğilimlerden dolayı elektronik devre tasarımında ilgi çekici bir alternatif oluşturmaktadır.

Translineer prensibi yardımı ile tasarlanmış olan negatif direnç yapısı değiştirilerek kaotik yapılara uygulanmıştır. Ayrıca Op-Amp kullanılarak gerçekleştirilen negatif direnç yapısı ile translineer temelli negatif direnç yapısının frekans performansları açısından karşılaştırılmaları yapılmıştır. Translineer temelli parçalı doğrusal negatif direnç yapısı kullanıldığında frekans performansı transistörün parametrik özelliklerine bağlıdır. Bu devre yapısı yüksek frekanslarda Op-Amp'lı yapılardan daha iyi performans gösterebilmektedir. Uygulmalarda iki translineer temelli parçalı doğrusal negatif direncin ve parçalı doğrusal direnç devresinin seri bağlanması ile dört çekerli kaotik devre yapı da gerçekleştirilmiştir.

Tez çalışmasının dördüncü bölümünde, BJT fark kuvvetlendirici devre yapısı kullanan elektronik olarak ayarlanabilen ve translineer prensibi ile çalışan, bir aktif direnç yapısı tasarlanmıştır. Bu bölümde önerilen aktif yüzen direncin daha basit devre

gerçeklemesini sağlamak için temel bir fark kuvvetlendirici çifti kullanılmıştır. Bu yapının direnç değerleri farklı bağlantı şekilleri kullanılarak pozitif ya da negatif yapılabilmektedir. Önerilen devre PSpice benzetim program kullanılarak analiz edilmiştir ve elde edilen benzetim sonuçları teorik sonuçlarla kıyaslanmıştır. Devrenin teorik analizi yapılmıştır ve blok devrenin performansı Önerilen aktif yüzen direncin değeri teorik ve benzetim sonuçları arasındaki iyi bir uyum ile 43 Ω dan 516 kΩ'a kadar ayarlanabilmektedir. Frekans performansı olarak -3 dB bant genişliğinin pozitif ve negatif dirençler için sırasıyla 66.4 MHz and 70.2 MHz'e kadar artırıldığı gösterilmiştir. Sonuç olarak, önerilen devrenin böylesi bir ayarlanabilir davranışı genel elektronik devre tasarımlarında tercih sebebidir. Devre bipolar ve BiCMOS tümdevre gerçeklemeleri için oldukça uygundur. Ayrıca önerilen devrenin laboratuar ortamında deneysel olarak bazı ölçümleri de yapılmıştır.

Tezin beşinci bölümünde ise, CMOS fark kuvvetlendirici devre yapısı kullanan elektronik olarak ayarlanabilen aktif direnç yapısı tasarlanmıştır. Bu bölümde önerilen pozitif aktif yüzen direnci daha basit devre gerçeklemesini sağlamak için temel bir CMOS fark kuvvetlendirci çifti kullanılmıştır. Devrenin teorik analizi yapılmıştır ve blok devrenin performansı PSpice benzetim sonuçları ile doğrulanmıştır. Ayrıca dördüncü bölümdeki yapıya benzer şekilde CMOS aktif direnç yapıları ±1.5 V ve ±0.7 V besleme voltajları ile çalışmaktadır. Düşük gerilimde çalışan aktif direnç yapısı 44 µW gibi çok düşük bir değerde güç harcamaktadır. CMOS aktif direnç yapılarında bazı bağlantı değişiklikleri yapılarak negatif aktif yüzen direnç devre yapısı da kolaylıkla elde edilebilir. Sonuç olarak önerilen devrenin bahsedilen avantajlarıyla CMOS tümdevre gerçeklemeleri için de uygundur. önerilen yapının bir uygulaması olarak kesim frekansı ayarlanabilen alçak geçiren bir süzgeç yapısında böyle bir pozitif aktif yüzen direnç yapısı kullanılmıştır.

İleride yapılacak çalışmalarda, bu tanıtılan devrelerin daha basit hale getirilmesi, dinamik çalışma sahalarının artırılması ve uygulama alanlarının arttırılması düşünülmektedir. Önerilen bütün devreler tümdevre uygulamaları için uygundur. CMOS aktif yüzen direnç yapıları özellikle düşük gerilim uygulamalarında kullanılmaya oldukça elverişlidir. Yeni devre tasarımlarında FGMOS (Floating Gate MOS) yapılarınında dahil edilebileceği düşünülmektedir.

KAYNAKÇA

1. Serdijn, W. A., Broest, M., Mulder, J., Van der Woerd, A. C. ve Van Roermund, A. H. M., 1997. A low-voltage ultra-low-power translinear integrator for audio filter applications. **IEEE J. Solid-State Circuits**, **32** (4): 577-582.
2. Toumazou C., Ngarmnil J., ve Lande T. S., 1994. Micropower log-domain filter for electronic cochlea. **Electronics Letters, 30** (22): 1839-1841.
3. Duerden G. D., Roberts G. W. ve Deen M. J., 2001. The development of bipolar log domain filters in a Standard CMOS process. **IEEE Proc. Circuits and Systems**, **1**: 145-148.
4. Haddad S. A. P. ve Serdijn W. A., 2002. High-frequency dynamic translinear and log- domain circuits in CMOS technology. **IEEE International Symposium on Circuits and Systems**, **3**: 314-316.
5. Gilbert, B., 1975. Translinear circuits: A proposed classification. **Electronics Letters, 11**: 14–16.
6. Surakampontorn, W., Kumwachara, K., 1998. A dual translinear-based true RMS-to-DC converter. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 47** (2): 459 - 464.
7. Yin, Q., Eisenstadt, W. R., Robert, M. F., ve Zhang T., 2005. A translinear RMS detector for embedded test of RF ICs. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 54** (5): 1708 - 1714.
8. Seevinck, E., De Jager, W., ve Buitendijk, P., 1988. A low-distortion output stage with improved stability for monolithic power amplifiers. **IEEE Journal of Solid- State Circuits, 23** (3): 794 - 801.
9. Serdijn, W. A., Mulder, J., Van der Woerd, A. C., ve Van Roermund, A. H. M., 1998. A wide-tunable translinear second-order oscillator. **IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33** (2): 195 - 201.
10. Loizos, D. N., Sotiriadis, P. P., Cauwenberghs, G., 2008. A translinear SiGe BiCMOS current-controlled oscillator with 80 Hz–800 MHz tuning range. **Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 57** (2): 107–115.
11. Kırçay, A. ve Çam, U., 2006. A novel log-domain first-order multifunction filter. **ETRI Journal, 28** (3): 401-404.

12. Abuelma'atti, M. T., 2005. A translinear circuit for sinusoidal frequency division. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 54**, (1): 10-14.
13. Abuelma'atti, M. T. ve Abed, S. M., 1998. A translinear circuit for piecewise-linear approximation of nonlinear functions. **Microelectronics Journal, 29** (7): 441-444.
14. Fabre, A., Saaid, O., Wiest, F. ve Boucheron, C., 1996. High frequency application based on a new current controlled conveyor. **IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, 43**(2): 82-91.
15. Çam, U., Toker, A. ve Kuntman, H., 2000. CMOS FTFN realisation based on translinear Cells. **Electronics Letters 36** (15): 1255 - 1256.
16. Siripruchyanun, M., Silapan, P., Jaikla, W., 2009. Realization of CMOS current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA) and its applications. **Journal of Active and Passive Electronic Devices, 4**: 35–53.
17. Barthelemy, H., ve Fabre, A., Sept. 17–19 1996. 20–90 MHz current-controlled sinusoidal oscillator. 22nd European Solid-State Circuits Conference, Neuchâtel, Switzerland, 56–59.
18. Senani, R. ve Singh, V. K., 1996. Comment: synthesis of canonic single-resistance-controlled-oscillator using a single current-feedback-amplifier. **Proc. Inst. Elect. Eng., 143** (1): 71–72.
19. Al-Ruwaihi, K. M., 1997. A Floating voltage-controlled resistor and its application to active RC Filters. **International Journal of Electronics, 82** (5): 483–498.
20. Saaid, O., ve Fabre, A., 1996. Class AB Current Controlled Resistance for High Performance Current Mode Applications. **Electronics Letters, 32:** 4–5**.**
21. Barthelemy, M., Fabre, A., 2000. A New Floating Controlled Resistance Operating in Class AB. **IEEE Trans. Circuits Syst. I, 47**: 67–72.
22. Senani, R., Singh, A.K., Singh, V.K., 2004. A New Floating Current Controlled Positive Resistance Using Mixed Translinear Cell. **IEEE Trans. Circuits Syst.II, 51:** 374-377.
23. Bhola, S. C., Russell, H. T., Carter, R. L., Davis, W. L., Haque, A.K.M.S., 17-20 April 2008. Design and Analysis of an Improved Translinear Floating Resistor for a Variable Gain Amplifier. *Region 5 Conference, IEEE*, 1–5.

24. Kiranon, W., Loescharataramdee, C., Kiatwarin N. ve Wardkein, P., 1999. Electronically controlled negative resistance based on translinear circuits. *IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems*,Thailand.

25. Gupta M., Pandey, R., 2010. FGMOS based voltage-controlled resistor and its applications. **Microelectronics Journal, vol. 41**(6):25-32.

26. Manolescu A., Popa, C., 2010. Low-voltage low-power improved linearity CMOS active resistor circuits. **Analog Integr Circ Sig Process 62**:373–387.

27. Tajalli, A., 2008. "Implementing ultra-high-value floating tunable CMOS resistors. **Electronics Letters, 44**, 349–350.

28. Elwan, H.O., Mahmoud, S.A. ve Soliman, A.M., 1996. CMOS voltage controlled floating resistor. **International Journal of Electronics**, **81** (5): 571-476.

29. Senani, R., 1994. Realization of linear voltage-controlled resistance in floating form. **Electronics Letters, 30** (23): 1909-1910.

30. Sanchez-Rodriguez, T., Lujan-Martinez, C., Carvajal, R., Ramirez Angulo, J., ve Lopez-Martin, A., 2008. CMOS Linear programmable transconductor suitable for adjustable Gm-C filters. **Electronics Letters, 44**(8): 505–506.

31. Abouda, H.Z., Fabre, A., 2006. New high-value floating controlled resistor in CMOS technology. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, **55** (3):1017– 1020.

32. Wang, Z., 1991. Novel electronically-controlled floating resistors using MOS transistors operating in saturation. **Electronıcs Letters 27** (2): 188-189.

33. Conti, M., Crippa, P., Guaitini, G., Orcioni, S. ve Turchetti, C., 31 May-3 June 1998. A current driven, programmable gain differential pair using MOS translinear circuits. *Circuits and Systems. ISCAS '98. Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium*, 543 – 546.

34. Minch, B.A., 2004. Synthesis of static and dynamic multiple-input translinear element networks. **IEEE Transactions on circuits and Systems—I: Regular papers,51** (2): 409-421.

35. Seevinck, E. ve Wiegerink, R. J., 1991. Generalized Translinear Circuit Principle. **IEEE journal of solid-state circuits, 26** (8): 1098-1102.

36. Diepstraten, F. M., Kuijstermans, F. C. M., Serdijn, W. A., van der Kloet, P., van Staveren, A., Neerhoff, F. L., Verhoeven, C.J.M. ve van Roermund, A. H. M., 2001. Dynamic Behavior of Dynamic Translinear Circuits: The Linear Time-Varying Approximation. **IEEE Transactions on circuits and Systems—I: Fundamental Theory And applications, 48** (11): 1333-1337.

37. Ascol, A., Feely, O. ve Curan, P., 2006. On the Chaotic Behavior of a Third-Order Log-Domain Filter. **Nonlinear Dynamics 44**: 45–54.

38. Gravati, M., Vale, M., 29 August - 2 September 2005. Modelling mismatch effects in CMOS translinear loops and current mode multipliers. *European Conference on Circuit Theory and Design, Cork Ireland.*

39. Wilson, B., 1990."Recent developments in current conveyors and current mode circuits," **IEE Proc. G.,137**: 63-77.

40. Fabre, A., 1985. Translinear current conveyor implementation. **Int. J.Electron., 59**: 619-623.

41. Normand, G., 1985. Translinear current conveyors. **Int. J. Electron. ,59**: 771-777.

42. Palmisano, G., Palumbo, G. ve Pennisi, S., 1999. CMOS Current Amplifiers. Kluwer Academic Publishers, Boston (MA), 159 pp.

43. Schmid, H., 2000. Approximating the universal active element. **IEEE Transaction on Circuit Systems-II:Analog and Digital Signal Processing, 47** (11): 1160-1169.

44. Çam, U., 2005. A New Transadmittance Type First-Order Allpass Filter Employing Single Third Generation Current Conveyor. **Analog integrated circuits and signal processing 43** : 97-99.

45. Yüce, H.E., Minaei, S. ve Çiçekoglu, O.,2006. Resistorless floating immittance function simulators employing current controlled conveyors and a grounded capacitor. **Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik) 88** (6) : 519-525.

46. Kiranon, W., Kesorn, J., Sangpisit, W., Kamprasert, N., 1997.Electronically tunable multifunctional translinear-c filter and oscillator. **Electronics Letters 33** (7) : 573-574.

47. Minaei, S., Turkoz, S., 2000. New current-mode current-controlled universal filter implemented from single-output current controlled conveyors. **Frequenz, 54** (5) : 138-140.

48. Çiçekoğlu, O., Kuntman, H., Berk, S., 1999. Allpass filters using a single current conveyor. **International Journal of Electronics 86** (8): 947-955.

49. Fabre, A., 1994. Bidirectional current controlled PTAT current source, **IEEE CASI 41**: 922-925.

50. Adachi, T., Izumiya, S., 2009. A MOS temperature compensation function generator for TCXO using differential MOS multipliers, pp 990-993. *IEEE International Frequency Control Symposium Joint with the 22nd European Frequency and Time Forum*.

51. Mahmoud, S., 2004. A low voltage CMOS floating resistor, pp 453-456. *IEEE International Conference on Electrical, Electronic and Computer Engineering 2004*.

52. Surakampontorn, W., Riewruja, V., Kumwachara, K., Fongsamut, C., 1998. Temperature compensation of translinear current conveyor and OTA. **Electronics Letters, 34** (8) : 707-709.

53. Fabre, A., Alami, M., 1995. Universal current mode biquad implemented from two second generation current conveyors. **IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, 42** (7) : 383-385.

54. Frey, D.R., 1993. Log-domain filtering: an approach to current-mode filtering. **IEE Proceedings G, Circuits, Devices and Systems, 140**(6): 406–416.

55. Kiranon W, Kesorn J, Wardkein P. Current controlled oscillator based on translinear conveyor. Electronics Letters 1996; 32 (15) : 1330-1331.

56. Ercan, H., Tekin, S. A., Alçı, M., 2012. Voltage- and current-controlled high CMRR instrumentation amplifier using CMOS current conveyors. **Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, 20** (4): 547–556.

57. Senani, R., and Singh, V. K., 1996. Comment: Synthesis of Canonic Single-Resistance-Controlled-Oscillator Using a Single Current-Feedback-Amplifier. **Proc. Inst. Elect. Eng., 143** (1): 71–72.

58. Han, I. S., Park, S. B., 1984. Voltage-Controlled Linear Resistor by Two MOS Transistors and Its Application to Active RC Filter MOS Integration, pp. 1655-1657. *Proceedings of the IEEE, 72.*

59. Wilson, G., ve Chan, P. K., 1993. Floating CMOS resistor. **Electronics Letters, 29** (3): 306–307.

60. Langlois, P., Taylor, J., Demosthenous, A., 2005. Realization of a Simple High-Value Grounded Linear Resistance in CMOS Technology, pp. 383-386. *Proceedings of ESSCIRC, Grenoble, France*.

61. Wang, Z., 1991. Novel electronically-controlledfloating resistors using MOS Transistors operating in Saturation" **Electronics Letters, 27** (2): 1991

62. Saaid, O., and Fabre, A., "Class AB Current Controlled Resistance for High Performance Current Mode Applications", Electron Lett., vol. 32, pp. 4–5, 1996.

63. Tekin, S.A., Alçı, M., 2013. Design and Applications of Electronically Tunable Floating Resistor Using Differential Amplifier. **"Elektronika ir Elektrotechnika" Journal Electronics and Electrical Engineering, 127**:, in press.

64. Huijsing, J.H., 1990.Operational floating amplifier. **IEEE Proceedings, Pt.G., 137**: 131-136.

65. Günay, E., Uzunhisarcıklı, E., Kılıç, R., Alçı, M., 2003. A Realization of SC-CNN-Based Circuit Using FTFN, pp 102-107. *Third International Conference on Electrical and Electronics Engıneering, , Bursa, Turkey*.

66. Saygıner, M., Kuntman, H., 6-10 Aralık 2006. Yüksek geçiş iletkenli yeni bir CMOS FTFN gerçeklemesi. *ELECO'2006: Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, EMO Bursa Şubesi, Bursa.*

67. Çam, U., Çiçekoğlu, O., Kuntman, H., 1999. A new four terminal floating nullor based single-input three output current-mode multifunction filter. **Microelectronics Journal, 30** (2): 115- 118.

68. Saygıner, M., Kuntman, H., 2006. Realization of First-Order All-Pass Filter Using Four Terminal Floating Nullor. *Applied Electronics, Pilsen.*

69. Çam, U., Toker, A., Çiçekoğlu, O., Kuntman, H., 2000. Current-Mode High Output Impedance Sinusoidal Oscillator Configuration Employing single FTFN. **Analog Integrated Circuits And Signal Processing, 24**, (3): 231-238.

70. Tekin, S.A., Ercan, H., Alçı, M., 26-30 Kasım 2008. Elektronik Olarak Ayarlanabilen Translineer temelli Yüzen Pozitif Direnç, s.4-7. *ELECO'2008: Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, EMO Bursa Şubesi, , Bursa.*

71. Lapinoja, M. ve Rahkonen, T., 1998. An Active Tuning and Impedance Matching Element, pp. I-559-I-562. *Proc. ISCAS/IEEE*.

72. Prokopenko, V.G., 2004. Chaotic Negative Resistance Oscillators with a MultibranchPiecewiseLinear Current–Voltage Characteristic. **Russian Microelectronics, 33** (6): 381–389.

73. Thamilmaran, K., Lakshmanan, M., 2004. Hyperchaos in a modified canonical chua's circuit. **Int.Journal of Bifurcation and Chaos, 14** :221-243.

74. Yıldırım F., Uzunhisarcıklı E., Kılıç R., Alçı M., 2005. Experimental Verification of High Frequency Performance of FTFN-based Simple Chaotic Circuit, **int. journal of bifurcation and chaos**, **15:** 191-205.

75. Elwakil, A.S., ve Kennedy, M.P., 2000. Chua's Circuit Decomposition: A Systematic Design Approach for Chaotic Oscillators. **J. of the franklin institute, 337**: 251-265.

76. Kennedy, M. P., 1992. Rebust Op Amp Realization of Chua's circuit. **Frequenz,** 46 (3-4): 66-80.

77. Chua, L.O., Lin, G. L., 1990. "Canonical Realization of Chua's Circuit Family" **IEEE transaction on circuits and systems**, **37** (7): 885-902.

78. Pawarangkoon, P., Kiranon, W., 2004. Electronically tunable floating resistor. **International Journal of Electronics, 91** (11): 665–673.

79. Celma, S., Martinez, P.A., Carlosena, A., 1994. Approach to the synthesis of canonic RC-active oscillator using CCII. **IEE Proc. Circuits, Devices and Systems, 141**(6): 493–497.

80. Zouaoui-Abouda, H., Fabre, A., 2006. New high-value floating controlled resistor in CMOS technology. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 55** (3):1017– 1020.

81. Al-Sarawi, S.A., 2002. Novel topology for grounded-to-floating resistor conversion in CMOS technology. **Microelectronics Journal, 33**:1059–1069.

82. Riewruja V., Petchmaneelumka W., 2008. Floating Current-Controlled Resistance Converters Using OTAs. **International Journal of Electronics and Communications, 62** (10): 725 – 731.

83. Fathabadi, H., 2010. Stability analysis of circuits including BJT differential pairs. **Microelectronics Journal, 41**:834–839.

84. Sedra, A. ve Smith, K. C., 2004. Microelectronics Circuits. Oxford University Press, Newyork, 1229 pp.

85. Tekin, S. A., Ercan, H., Alçı, M., 2011. A New Temperature Compensated Current Controlled Conveyor. **"Informacije MIDEM" Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials, 41** (1): 22–26.

86. Elwan, H., O., Mahmoud, S. A., ve Soliman, A. M., 1996. CMOS voltage-controlled floating resistor. **International Journal of Electronics, 81**: 571–576.

87. Mahmoud, S. A., Elwan, H. O., & Soliman, A. M., 1997. Generation of CMOS voltage-controlled floating resistors. **Microelectronics Journal, 28**: 627–640.

88. Kaewdang, K., Kumwachara, K., ve Surakampontorn, W., 2005. Electronically tunable floating CMOS resistor using OTA, pp. 729–732. *Communications and Information Technology, ISCIT 2005. IEEE International Symposium*.

89. Mahmoud, S. A., 2004. A low voltage CMOS floating resistor, electrical, electronic and computer engineering, pp. 453–456. *ICEEC'04. International Conference.*

90. Vavelidis, K., ve Tsividis, Y., 1993. R-MOSFET structure based on current division. **Electronics Letters 29**: 732–733.

91. Vavelidis, K., Tsividis, Y. P., Eynde, F.O. ve Papananos, Y., 1997. Six-terminal MOSFET's: Modelling and applications inhighly linear, electronically tunable resistors. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, **32** (1): 4–12.

92. Muniz-Montero, C., Gonzalez-Carvajal, R., Diaz-Sanchez, A. ve Rocha, J. M. 2007. Low frequency, current mode programmable KHN filters using large-valued active resistors, pp. 3868–3871. *Circuits and Systems, ISCAS 2007. IEEE International Symposium.*

93. Abuelma'atti, M. T. ve Al-Zaher H.A., 1998. Versatile active biquad using FTFNs. **Active and Passive Elec. Comp, 20**: 241-248.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı, Soyadı : Sezai Alper TEKİN
Uyruğu : Türkiye (TC)
Doğum Tarihi ve Yeri : 23 Mayıs 1978, Kayseri
Medeni Durumu : Bekar
Tel : +90 352 437 49 01 / 32236
Fax : +90 352 437 57 84
Email : satekin@erciyes.edu.tr
Yazışma Adresi : Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Böl., Melikgazi / KAYSERİ

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	Niğde Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD	2005
Lisans	ERÜ, Mühendislik Fakültesi, Elektronik Müh. Bölümü	2000
Lise	Kayseri Endüstri Meslek Lisesi, Elektrik bölümü	1995

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2007- Halen	Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü	Arş. Gör.
2003–2007	Aksaray Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü	Arş. Gör.

YABANCI DİL

İngilizce