



T.C.

SELÇUK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AKIM TAŞIYICI TABANLI AKTİF DEVRE ELEMANLARININ İNCELENMESİ

Mehmet DEMİRTAŞ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Haziran-2014
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

AKIM TAŞIYICI TABANLI AKTİF DEVRE ELEMANLARININ İNCELENMESİ

Mehmet DEMİRTAŞ

Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Salih GÜNEŞ

2014, 82 Sayfa

Jüri
Doç. Dr. Salih GÜNEŞ
Yrd. Doç. Dr. Ali Osman ÖZKAN
Yrd. Doç. Dr. Rahime CEYLAN

Bu tez çalışmasında akım taşıyıcı tabanlı aktif devre elemanları ve bu aktif devre elemanlarıyla yapılabilecek olan bazı uygulamalar teorik ve simülasyon olarak incelenmiştir. Öncelikle akım taşıyıcı kavramı tanıtılmış, akım taşıyıcı olarak işlev görebilen aktif elemanlar incelenmiştir. Daha sonra, akım taşıyıcı tabanlı elemanlar ile tasarlanan kontrollü kaynaklar, kuvvetlendiriciler, filtreler, türev alıcılar, integral alıcılar, indüktans simülatörü, negatif empedans çeviriciler (NIC) gibi çeşitli devreler incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Analog Devre Tasarımı, Akım Taşıyıcılar, Aktif Devre Elemanları

ABSTRACT

MS THESIS

ANALYSIS OF CURRENT CONVEYOR BASED ACTIVE CIRCUIT ELEMENTS

Mehmet DEMİRTAŞ

THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF SELÇUK UNIVERSITY
THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE
IN ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Salih GÜNEŞ

2014, 82 Pages

Jury
Assoc. Prof. Dr. Salih GÜNEŞ
Asst. Prof. Dr. Ali Osman ÖZKAN
Asst. Prof. Dr. Rahime CEYLAN

In this thesis, current conveyor based active circuit elements and applications which are based on those elements are analyzed theoretically and simulationally. Firstly, current conveying term is introduced and active elements which can operate as current conveyors are studied. After that, current conveyor based applications such as amplifiers, controlled sources, filters, differentiators, integrators, inductance simulators, negative impedance converters are analyzed in detailed.

Keywords: Active Circuit Elements, Analog Circuit Design, Current Conveyors

ÖNSÖZ

Tez çalışmamda yardımlarını esirgemeyen ilk danışmanım Prof. Dr. Saadettin HERDEM ve sonraki danışmanım Doç. Dr. Salih GÜNEŞ'e çok teşekkür ediyorum. Ayrıca manevi destekleri için aileme teşekkür ediyorum.

Mehmet DEMİRTAŞ
KONYA-2014

İÇİNDEKİLER

ÖZET ..... **iv**

ABSTRACT ..... **v**

ÖNSÖZ ..... **vi**

İÇİNDEKİLER ..... **vii**

SİMGELER VE KISALTMALAR ..... **ix**

1. GİRİŞ **1**
1.1 Tez Çalışmasının Amacı ve Önemi 2
1.2 Tez Konusunun Kapsamı 4
1.3 Tez Konusu ile İlgili Kaynak Bilgisi 4

2. AKIM TAŞIYICI TABANLI DEVRELER **8**
2.1 Birinci Nesil Akım Taşıyıcılar (CCI) 8
2.2 İkinci Nesil Akım Taşıyıcılar (CCII) 11
2.2.1 CCII+ Olarak Çalışabilen Bir Entegre: AD844 14
2.3 İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcılar (CCCII) 16
2.4 Çift Çıkışlı İkinci Nesil Akım Taşıyıcılar (DO-CCII) 19
2.5 Çift Çıkışlı İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcılar (DO-CCCII) 20
2.6 Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi (CDBA) 22

3. AKIM TAŞIYICI TABANLI AKTİF DEVRE UYGULAMALARI **25**
3.1. Gerilim Kontrollü Gerilim Kaynağı (VCVS) 26
3.1.1 VCVS'in PSPICE ile Simülasyonu 27
3.2. Gerilim Kontrollü Akım Kaynağı (VCCS) 29
3.2.1 VCCS'in PSPICE ile Simülasyonu 29
3.3. Akım Kontrollü Akım Kaynağı (CCCS) 31
3.3.1 CCCS'in PSPICE ile Simülasyonu 32
3.4. Akım Kontrollü Gerilim Kaynağı (CCVS) 34
3.4.1 CCVS'in PSPICE ile Simülasyonu 35
3.5. Negatif Empedans Çevirici (NIC) 37
3.5.1 NIC'nin PSPICE ile Simülasyonu 38
3.6. Kuvvetlendiriciler 39
3.6.1 Akım Kuvvetlendirici 39
3.6.1.1 Akım Kuvvetlendirici PSPICE Simülasyonu 40
3.6.2 Evirmeyen Gerilim Kuvvetlendirici 41
3.6.2.1 Evirmeyen Gerilim Kuvvetlendirici PSPICE Simülasyonu 41
3.6.3 Geribeslemeli Evirmeyen Gerilim Kuvvetlendirici 42
3.6.3.1 Geribeslemeli Evirmeyen Gerilim Kuvvetlendirici Simülasyonu 43
3.7. Türev Alıcı Devre 44
3.7.1 Türev Alıcı Devre PSPICE Simülasyonu 45
3.8. İntegral Alıcı Devre 47
3.8.1 İntegral Alıcı Devre PSPICE Simülasyonu 48
3.9. Filtreler 49

3.9.1 Tüm Geçiren Filtre 49
3.9.1.1. Tüm Geçiren Filtre PSPICE Simülasyonu 50
3.9.2 Alçak Geçiren Filtre 51
3.9.2.1. Alçak Geçiren Filtre PSPICE Simülasyonu 53
3.9.3 Yüksek Geçiren Filtre 53
3.9.3.1. Yüksek Geçiren Filtre PSPICE Simülasyonu 55
3.9.4 Bant Geçiren Filtre 56
3.9.4.1. Bant Geçiren Filtre PSPICE Simülasyonu 57
3.9.5 Bant Durduran Filtre 59
3.9.5.1 Bant Durduran Filtre PSPICE Simülasyonu 60
3.10 İndüktans Simülasyonu 61
3.10.1 Bir Ucu Topraklı İndüktans Simülatörü Uygulaması 63
3.10.2 Yüzen İndüktans Simülatörü Uygulaması 65

4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 67
4.1 Sonuçlar 67
4.2 Öneriler 68

KAYNAKLAR 69

ÖZGEÇMİŞ 72

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

I_0	:	Kutuplama Akımı
R_x	:	Parazitik Direnç
k	:	Boltzmann Sabiti
q	:	Elektron Yükü
T	:	Sıcaklık
ω_0	:	Doğal Frekans
V_T	:	Termal Voltaj
Q	:	Kalite Faktörü

Kısaltmalar

AGF	:	Alçak Geçiren Filtre
BGF	:	Bant Geçiren Filtre
BJT	:	Çift Kutuplu Jonksiyon Transistör
CCCS	:	Akım Kontrollü Akım Kaynağı
CCVS	:	Akım Kontrollü Gerilim Kaynağı
CCI	:	Birinci Nesil Akım Taşıyıcı
CCI+	:	Pozitif Tip Birinci Nesil Akım Taşıyıcı
CCI-	:	Negatif Tip Birinci Nesil Akım Taşıyıcı
CCII	:	İkinci Nesil Akım Taşıyıcı
CCII+	:	Pozitif Tip İkinci Nesil Akım Taşıyıcı
CCII-	:	Negatif Tip İkinci Nesil Akım Taşıyıcı
CCCII	:	İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı
CCCII+	:	Pozitif Tip İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı
CCCII-	:	Negatif Tip İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcı
CDBA	:	Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi
CMOS	:	Bütünleyici Metal Oksit Yarı İletken
DO-CCII	:	Çift Çıkışlı İkinci Nesil Akım Taşıyıcı
FDNR	:	Frekans Bağımlı Negatif Direnç
KBG	:	Kazanç-Bant Genişliği

KHN	:	Kerwin-Huelsman-Newcomb Filtresi
NIC	:	Negatif Empedans Çevirici
OP AMP	:	İşlemsel Kuvvetlendirici
SPICE	:	Entegre Devre Odaklı Simülasyon Programı
TGF	:	Tüm Geçiren Filtre
VCCS	:	Gerilim Kontrollü Akım Kaynağı
VCVS	:	Gerilim Kontrollü Gerilim Kaynağı
YGF	:	Yüksek Geçiren Filtre

1. GİRİŞ

Akım taşıyıcılar, klasik ve geleneksel olarak analog devre tasarımında kullanılan işlemsel kuvvetlendiricilerin (OPAMP) alternatifi olarak geliştirilen ve bu çerçevede akım modlu analog sinyal işleme görevini icra edebilen aktif elemanlardır. Akım taşıyıcı tabanlı aktif devre elemanları isminden de anlaşılacağı üzere, akım taşıma mantığında çalışan ve akım taşıyıcıların farklı fonksiyonları gerçekleştirebilecek ve daha iyi performans sunacak şekilde yeniden tasarlanmasıyla, zaman içerisinde farklı konfigürasyonlar ve uygulamalarla ortaya çıkan aktif devre elemanlarıdır.

Akım taşıyıcıların OPAMP'ların alternatifi olarak geliştirilmesinin sebebi analog devre tasarımına akım modlu bir yaklaşım getirmelerindedir. Bunun yanı sıra, aynı OPAMP'lar gibi, kompleks devrelerin fonksiyonlarını soyutlamayı; böylece yeni ve faydalı uygulamalar geliştirmeye katkı sağlamaları akım taşıyıcıların önemini göstermektedir. Akım taşıyıcıların uç denklemlerinin basit olması, teorik olarak hesaplanan değerlerinin ideal değerlere yakın olması dikkate değerdir. Bu sayede akım taşıyıcıların fonksiyonelliği artmakta ve karmaşık devrelerin kolayca tasarlanmasına yardımcı olmaktadır (Sedra ve Roberts, 1990).

Akım taşıyıcı tabanlı aktif devre elemanlarının önemi ve kendisine edindiği yer, birçok bakımdan klasik OPAMP'lara olan üstünlüklerinin ispat edilmesiyle daha da artmaktadır. Örneğin, bir akım taşıyıcı devresinin daha büyük bant genişliğinde daha yüksek kazanç sağlaması (daha yüksek kazanç-bant genişliği çarpımına sahip olması) başlı başına akım taşıyıcıları OPAMP'lar karşısında avantajlı kılmaktadır (Wilson, 1988).

1.1 Tez Çalışmasının Amacı ve Önemi

Bu tez çalışmasında akım taşıyıcı tabanlı aktif devre elemanları ve bu aktif devre elemanlarıyla yapılabilecek olan bazı uygulamalar incelenmiştir. Bu bağlamda, akım taşıyıcı tabanlı elemanlar ile tasarlanan kuvvetlendiriciler, osilatörler, filtreler, türev alıcılar, integral alıcılar, toplayıcılar, doğrultucular, negatif empedans çeviriciler ve enstrümantasyon kuvvetlendiricileri gibi çeşitli devreler literatürde bulunmaktadır.

Bu tezde, akım taşıyıcı tabanlı elemanlarla gerçekleştirilebilecek çeşitli uygulamaların karakteristik hesaplamaları (örneğin transfer fonksiyonu) teorik olarak yapılmış ve SPICE programı vasıtasıyla akım-gerilim karakteristiği bulunarak simülasyonu yapılmıştır. Ayrıca, teorik hesaplamalar ve elde edilen simülasyon sonuçları kıyaslanarak en optimum devre yapılarının elde edilmesine çalışılmıştır.

Analog elektronik devre tasarımda uzun yıllar boyunca giriş ve çıkış sinyali gerilim olan işlemsel kuvvetlendiriciler (OPAMP) ana devre elemanı olarak kullanılagelmiştir. Giriş ve çıkış işareti gerilim olduğu için gerilim modlu olarak çalışan OPAMP'lar birçok analog devre tasarımında kullanılsa da belli başlı dezavantajlar göstermektedir. Bu dezavantajlar kısaca şu şekilde özetlenebilir:

- Kazanç-Bant Genişliği (KBG) çarpımının sabit olması. Belli bir frekansta veya bant genişliğinde çalışmasını istediğimiz bir OPAMP devresinin maksimum kazancı, KBG çarpımının sabit olması sebebiyle, sınırlanmıştır. Örneğin KBG çarpımı 1 kHz olan bir OPAMP ile birim kazançlı bir devre kurulursa; bu devrenin çıkış sinyalinin belli bir bozulmaya uğramadan çalışacağı maksimum frekans 1 kHz'tir. Bu açıdan bu özellik bir kısıtlama olarak değerlendirilebilir.

- Değişime tepki hızlarının (Slew Rate) düşük olması. OPAMP içeren bir devredeki girişte meydana gelen bir değişmenin çıkışa yansıma hızı düşüktür. Bu da yüksek frekanslı devre tasarımlarında dezavantaj oluşturmaktadır. Yeterli slew rate oranına sahip olmayan devrelerin yüksek frekanslarda çalışmasında bozulmalar ve lineer olmayan etkiler görülmektedir.

- OPAMP'ların dinamik çalışma aralığının sınırlı olması ve düşük güç tüketimi gerektiren uygulamalarda kullanımlarının zor olması.

Yukarıda bahsedilen dezavantajları içeren gerilim modlu devrelerin alternatifi olarak akım modlu olarak çalışan, yani giriş ve çıkış işaretleri akım cinsinden olan akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif devre elemanları önerilmiştir.

Bu dezavantajları ortadan kaldırması bakımından ilgi gösterilen akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı devre elemanları birçok devre tasarım uygulamasında kullanılmıştır. Bunlardan bazıları aşağıda verilmiştir:

- **Kuvvetlendiriciler:** OPAMP'lara göre daha iyi kazanç ve bant genişliği sağlayan kuvvetlendirici tasarımları yapılmaktadır.
- **Filtreler:** Alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren, bant durduran gibi filtre çeşitlerinin tasarımları yapılmaktadır.
- **Empedans Dönüştürücüler:** Farklı empedans seviyelerine sahip devreleri birbirine bağlamayı sağlayan empedans dönüştürücü gerçeklenebilir.
- **Osilatörler:** Çeşitli frekanslarda dalga üretebilen indüktans tasarımları yapılmaktadır.
- **İndüktans Simülatörü:** Bir tarafı topraklanmış ya da her iki tarafında da başka bir devre elemanı içeren indüktans simülasyonu yapılmaktadır. Bu sayede çok yer kaplayan, pahalı ve düşük kalite faktörlü bobinler yerine akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlarla yapılan daha az yer kaplayan, ucuz ve yüksek kalite faktörlü benzetimleri kullanılabilmektedir.
- **Genel anlamda analog sinyal işleme devreleri.**

Akım taşıyıcı tabanlı devre elemanlarının kullanılmasıyla elde edilen tasarımlar daha geniş bant aralığında çalışabilmektedirler. Ayrıca yüksek slew rate (değişim oranı) içermeleri bakımından yüksek frekanslarda çalışmaları daha verimli ve performans bakımından iyidir. Dinamik çalışma sahalarının gerilim modlu devrelere göre daha büyük olması diğer bir avantajdır. Düşük güç tüketimi gerektiren (örneğin mobil uygulamalar) uygulamalar için de akım taşıyıcı tabanlı devre elemanlarıyla yapılan devre tasarımları daha uygundur. Bunlara ek olarak, kolay anlaşılabilir ve analiz edilebilir devre blokları olmaları, tüm devre (entegre devre) yapılmaya uygun olmaları diğer avantajları olarak sunulabilir.

1.2 Tez Konusunun Kapsamı

Bu tez çalışması 4 ana bölümden oluşmaktadır.

İlk bölümde bu tez çalışmasının amacı ve önemi, tezin kapsamı ve konuyla ilgili kaynak bilgisine yer verilmiştir.

İkinci bölümde akım taşıyıcı tabanlı devrelerin tanıtımı yapılarak özelliklerine yer verilmiştir.

Üçüncü bölümde, ikinci bölümde tanıtılan yapılarla ilgili birçok uygulama verilmiş, bu uygulamaların ilgili simülasyonları gerçekleştirilmiştir.

Dördüncü ve son bölümde sonuçlar ve öneriler yazılmıştır.

1.3 Tez Konusu ile İlgili Kaynak Bilgisi

Smith ve Sedra (1968) ; birinci nesil akım taşıyıcı olarak da bilinen akım taşıyıcı yapısı ilk kez literatüre girmiştir.

Smith ve Sedra (1970) ; birinci nesil akım taşıyıcıda meydana gelen empedans sınırlamaları, akım hataları gibi sebeplerden dolayı ikinci nesil akım taşıyıcısı sunulmuştur.

Soliman (1973); 1970 yılında bulunan ikinci nesil akım taşıyıcıyı aktif eleman olarak kullanarak tüm geçiren transfer fonksiyonunun gerçekleştirilmesini iki farklı devre ile göstermiştir. Bu devreler gerçeklenirken bobin kullanılmamış, direnç ve kondansatör gibi pasif devre elemanlarından faydalanılmıştır.

Aronhime (1974); bir adet ikinci nesil akım taşıyıcı ve RC elemanları kullanarak herhangi bir rasyonel gerilim transfer fonksiyonunun gerçeklenebileceğini göstermiştir.

Nandi (1978a); aktif eleman olarak ikinci nesil akım taşıyıcı ve üç adet pasif eleman kullanarak bir ucu topraklanmış indüktans simülatörü önermiştir.

Nandi (1978b); aktif eleman olarak ikinci nesil akım taşıyıcı kullanılarak 3. Dereceden alçak geçiren Butterworth filtre karakteristiklerinin gerçeklenebildiğini göstermiştir. Bu

konfigürasyon tüm pasif elemanların aynı değerde olması ve kapasitörlerinin uçlarının topraklanmış olması itibariyle üretim için elverişli bir yapıda olabileceğini göstermiştir.

Salawu (1980); ikinci nesil akım taşıyıcı ve dört elemanla tüm geçiren bir transfer fonksiyonunun gerçekleştirilebileceğini göstermiştir.

Pal (1981); ikinci nesil akım taşıyıcılar ve tamamı bir ucu topraklı pasif elemanlar kullanarak yeni bir ideal yüzen indüktans önermiştir.

Pal ve Singh (1982); üç adet ikinci nesil akım taşıyıcı kullanılarak bobin içermeyen bir tüm geçiren filtre tasarlanmıştır. Bu filtre yapısındaki kondansatörlerin bir ucu topraklanmıştır. Devre, yüksek giriş empedansı ve kontrol edilebilir gerilim kazancı sunmaktadır.

Patranabis ve Gosh (1984); aktif eleman olarak ikinci nesil akım taşıyıcılar kullanarak ideal integral ve türev alma devreleri önermişlerdir.

Senani (1985); ikinci nesil akım taşıyıcılar kullanarak ideal olmayan simüle edilmiş indüktans elemanları ve FDNR (Frequency Dependent Negative Resistor, Frekans Bağımlı Negatif Direnç) ile gerçekleştirilmesi esasına dayalı yüksek dereceden filtre tasarım yöntemi önermiştir

Wilson (1986); filtre, indüktans, NIC ve indüktans devrelerini akım taşıyıcılar aracılığıyla gerçekleştirmiştir. Bu devrelerin geniş frekans aralıklarında çalışabildiğini ve gerilim modlu devrelere alternatif olabileceğini göstermiştir.

Wilson (1989); iki adet ikinci nesil pozitif eviren akım taşıyıcı ve üç tane direnç ile yüksek bant genişliğine sahip bir enstrümantasyon kuvvetlendiricisi sunmuştur.

Fabre ve ark. (1990); akım taşıyıcı, direnç ve kondansatör kullanarak çok fonksiyonlu bir filtre tasarlamıştır.

Singh ve Senani (1990); üç adet akım taşıyıcı elemanı kullanarak bir giriş üç çıkışlı, çok fonksiyonlu bir filtre yapısı önermişlerdir.

Alami ve Fabre (1991); bir adet pozitif çeviren birinci nesil akım taşıyıcı, bir adet negatif çeviren birinci nesil akım taşıyıcı, iki adet direnç ve iki kondansatör içeren bant geçiren filtre devresi önermişlerdir.

Chang (1993); iki tane ikinci nesil akım taşıyıcı kullanarak giriş ve çıkış sinyalleri akım cinsinden olan yüksek geçiren, bant geçiren ve alçak geçiren filtre yapıları sunmuştur. Fakat bu devre art arda bağlayıp yeni bir transfer fonksiyonu elde etmeye elverişli değildir.

Soliman (1994); beş adet pozitif çeviren ikinci nesil akım taşıyıcı, iki adet negatif çeviren ikinci nesil akım taşıyıcı ve 10 tane pasif devre elemanı içeren çok fonksiyonlu bir filtre devresi sunmuştur.

Fabre (1995); ikinci kuşak akım taşıyıcıda yer alan parazitik direnç değerinin kutuplama akımı ile kontrol edilebildiği, akım kontrollü akım taşıyıcı devresi önermiştir. Bu devre sayesinde elektronik olarak ayarlanabilen çok sayıda akım taşıyıcı uygulaması yapılmaktadır.

Hou ve Shen (1995); ikinci nesil akım taşıyıcılar kullanarak çok fazlı sinüzoidal indüktans devresi önermişlerdir.

Acar ve Özoğuz (1996); akım taşıyıcılar ve sinyal akış diyagramı metodunu kullanarak yüksek dereceden gerilim transfer fonksiyonlarını gerçekleştiren yeni bir metot sunmuşlardır.

Elwakil ve Soliman (1997); ikinci nesil akım taşıyıcılarla kaos üreteci sunmuşlardır.

Acar ve Özoğuz (1999); akım taşıyıcı tabanlı yeni bir devre elemanı bulmuşlardır. Bu elemana gerilim izleyicili akım farkı kuvvetlendiricisi (CDBA) ismini vermişlerdir.

Minaei ve ark. (2001); bir ya da iki adet akım kontrollü ikinci nesil akım taşıyıcı ve üç adet pasif eleman içeren ikinci dereceden akım modlu üç yeni filtre yapısı sunmuşlardır.

Sunulan her bir filtre yüksek empedans değerlerinde alçak geçiren, bant geçiren ve yüksek geçiren filtre cevaplarını verebilmektedir.

Özcan ve ark. (2003); bir tane ikinci dereceden akım taşıyıcı ve dört adet pasif eleman kullanan ikinci dereceden alçak geçiren, bant geçiren ve yüksek geçiren filtre fonksiyonlarının üretilebildiği bir yapı önermişlerdir.

İbrahim ve Kuntman (2004); çift çıkışlı diferansiyel alan fark akım taşıyıcısı, iki kondansatör ve beş direnç ile KHN(Kerwin-Huelsman-Newcomb) filtre devresi önermişlerdir.

Parveen ve Ahmed (2006); iki adet akım kontrollü ikinci nesil akım taşıyıcı ve bir ucu topraklı kondansatör içeren, bir ucu toprağa bağlı ve ayarlanabilir bobin simülatör devresi önermiştir. Ayrıca, bu devrenin yüksek kaliteli çok fonksiyonlu bir filtrede uygulaması yapılmıştır.

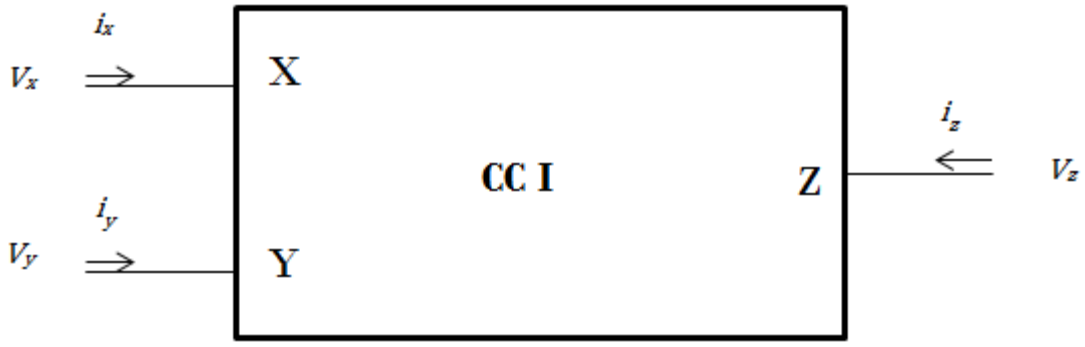
Yüce (2006); akım taşıyıcı tabanlı devrelerin sınırlamalarına çözümler önermiş, yeni indüktans simülasyon devreleri önermiştir.

Sağbaş (2007); Akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanları kullanarak yeni filtre yapıları ve yeni tasarım yöntemleri önermiştir.

2. AKIM TAŞIYICI TABANLI DEVRELER

2.1 Birinci Nesil Akım Taşıyıcılar (CCI)

Akım Taşıyıcılar ilk defa Smith ve Sedra tarafından 1968 yılında "*Akım Taşıyıcı: Yeni Bir Devre Yapı Taşı*" başlıklı makalede duyurulmuş ve akım taşıma, akım taşıyıcı gibi kavramlar ve bunların uygulamaları aynı makalede literatüre girmiştir (Smith ve Sedra, 1968). 3-uçlu bir tasarıma sahip olan Birinci Nesil Akım Taşıyıcının kara kutu blok diyagramı Şekil 2.1'de verilmiştir.



Şekil 2.1: CCI'in Blok Diyagramı

CCI'in çalışma şekli şu şekildedir: Y ucuna bir V_y gerilimi uygulanırsa aynı miktarda gerilimi X ucunda da görülür. Dolayısıyla $V_x = V_y$ olur. Aynı şekilde, eğer X ucuna bir akım kaynağı bağlanıp devreye doğru i değerinde bir akım akması sağlanırsa, aynı değerde bir akım Y ucundan devreye doğru akar. Böylece, $i_y = i_x$ denklemi elde edilir. Birinci nesil akım taşıyıcının en önemli özelliği bu $i_y = i_x = i$ akımının yüksek çıkış empedansına sahip olan Z ucuna aynı miktarda ve devreye doğru olacak şekilde "taşınmasıdır". Zaten "akım taşıma" kavramının çıkış noktası da farklı empedans seviyelerine sahip olan uçlardan aynı miktarda akım çekilebilmesidir. Böylece $i_x = i_z = i_y = i$ olur ve tüm uçlardan aynı miktarda akım çekilir.

Y ucundaki gerilim tarafından ayarlanabilen X gerilimi, X ucundan geçen akımdan bağımsızdır. Aynı şekilde, X ucundan giren akım ile ayarlanabilen Y ucundan geçen akım, Y ucuna uygulanan gerilimden bağımsızdır.

Birinci nesil akım taşıyıcının giriş ve çıkış karakteristikleri arasındaki ideal ilişki 2.1'deki hibrit matris denkleminde verildiği gibidir:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

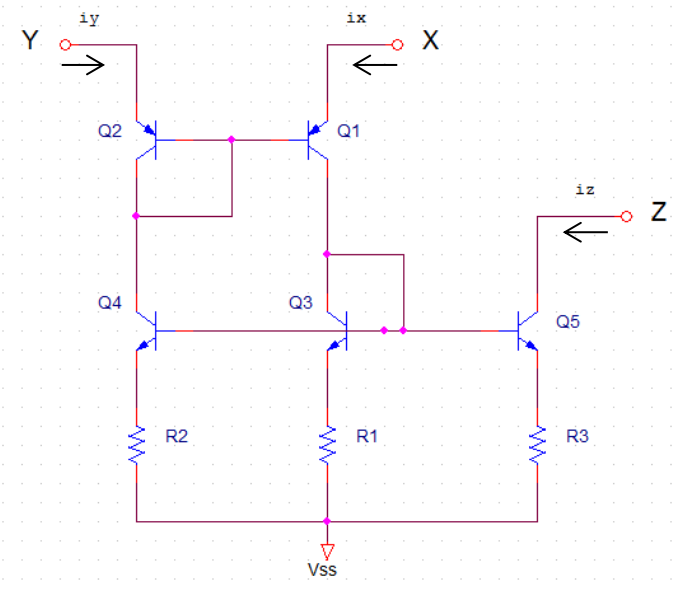
Bu denklemdeki değişken akım ve gerilim değerleri toplam anlık miktarlardır. 3x3'lük hibrit matriste görülen ±1 ifadesi Z ucundaki akımın yönünü ifade etmektedir. Eğer +1 ise geçen akım devreye doğrudur; bu durumdaki bir birinci nesil akım taşıyıcı pozitif tip birinci nesil akım taşıyıcı ya da kısaca CCI+ olarak adlandırılır. Aynı şekilde, -1 olursa Z ucundaki akım devreden dışarıya doğrudur; bu durumdaki bir birinci nesil akım taşıyıcı negatif tip birinci nesil akım taşıyıcı ya da kısaca CCI- olarak adlandırılır.

Yukarıda 2.1'de verilen tanım matrisi ideal bir CCI için geçerli iken, ideal olmayan durumlar göz önüne alındığında 2.2'deki matris denklemi verilebilir:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \gamma & 0 \\ \beta & 0 & 0 \\ 0 & \pm \alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

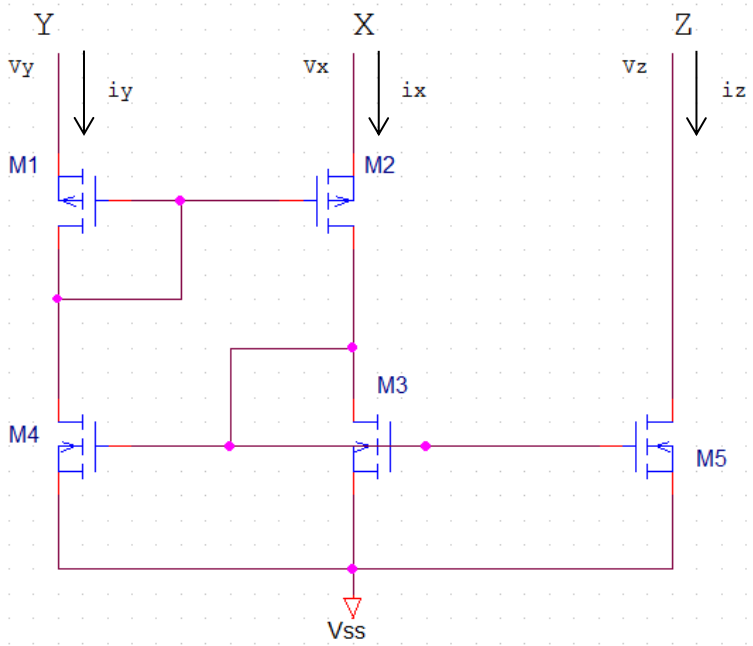
2.2'deki hibrit matriste görülen γ ve α değerleri akım kazanç değerlerini, β ise gerilim kazanç değerini göstermektedir ideal olan durumda 1 olmaları beklenir. Ancak, ideal olmayan etkiler düşünüldüğünde bu değerler tam 1 olmazlar. "Akım izleme hatası" ve "gerilim izleme hatası" denilen hatalar bu değerleri etkilemektedir. Yani X ucuna uygulanan bir akım bir miktar hata ile Z ucuna taşınır. Y ucuna uygulanan bir gerilim de X ucuna gerilim izleme hatasından ötürü bir miktar hata ile aktarılmıştır.

Şekil 2.2'de CCI'in BJT transistörler kullanılarak gerçeklenmesi görülebilir. Q3 ve Q5 BJT'lerinin bir akım aynası oluşturduğu ve böylece üzerlerinden geçen akımların aynı olduğu görülmektedir. Bu da Q1 ve Q2 transistörlerinden aynı akımın geçmesini ve transistörlerin aynı V_{BE} gerilimi düşümü sayesinde; X ve Y uçlarının birbirlerini hem akım hem de gerilim olarak takip ederler. Ayrıca i_z de i_x ile yaklaşık aynı değerde olur. Bu sayede bir CCI için gerekli olan uç denklemleri bu BJT konfigürasyonu sayesinde sağlanır. Bu devrenin çalışma prensibi direnç değerlerine bağlı olmadığı gibi besleme gerilimlerine de bağlı değildir (transistörlerin lineer çalışma aralığında olduğu kabul edilmektedir).



Şekil 2.2: CCI'in Bipolar Gerçeklenmesi

CMOS teknolojisinin gelişmesiyle birlikte Şekil 2.3'te görüldüğü gibi NMOS ve PMOS'lar kullanılarak da CCI elde edilebilir. Çalışma mantığı olarak Bipolar gerçekleme ile aynı olan CMOS gerçeklemesinde direnç olmaması daha düşük güç tüketimini sağladığı için daha avantajlıdır. Ayrıca, CMOS ile elde edilebilen bir akım taşıyıcının tek bir entegre olarak üretilip kullanılması da daha kolaydır. Zaten CCI'in BJT kullanılarak entegre devre olarak üretilememesinin en büyük sebebi bu BJT'lerin çok yüksek kalitede olması ihtiyacıdır (Sedra ve Roberts, 1991).



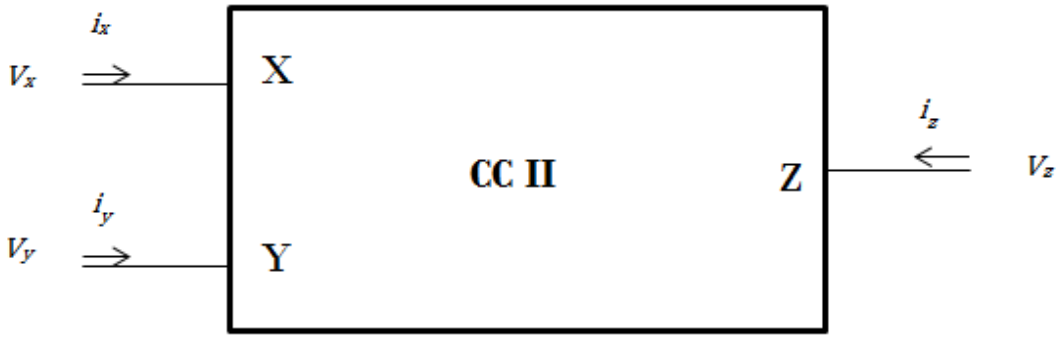
Şekil 2.3: CCI'in CMOS ile Gerçeklenmesi

Birinci nesil akım taşıyıcılar 1968 yılında girdikleri literatürde çok büyük etki bırakmamışlardır. Ancak geniş bantlı akım ölçme gereci olarak (Smith ve Sedra, 1969) ya da negatif empedans çevirici (Brennan ve ark, 1988) gibi uygulamalarda kullanılabilirler.

2.2 İkinci Nesil Akım Taşıyıcılar (CCII)

Birinci nesil akım taşıyıcıların ve akım taşıma kavramının ortaya çıkmasından 2 yıl sonra, ilkine göre daha kullanışlı ve çok yönlü olan ikinci nesil akım taşıyıcı (CCII) ortaya atılmıştır (Sedra ve Smith, 1970).

Şekil 2.4'te görülebileceği gibi CCII'nin blok diyagramı CCI'in blok diyagramı ile benzerdir. CCII'nin çalışma mantığı ise şu şekildedir: Y ucuna bir V_y gerilimi uygulanırsa aynı miktarda gerilim X ucunda da görülür. Dolayısıyla $V_x = V_y$ olur. Y ucundan hiç akım çekilmez; bu yüzden $i_y = 0$'dır. Zaten CCI ile CCII arasındaki fark, ilkinde Y ucundan X ucundaki kadar akım akarken, ikincisinde Y ucundan hiç akım akmamasıdır. Ayrıca X ucuna bir akım kaynağı bağlanıp bir i_x akımı oluşturulursa, bu akım aynı miktarda Z ucunda da oluşur, yani başka bir tabirle X ucundaki akım Z ucuna taşınır.



Şekil 2.4: CCII'nin Blok Diyagramı

Y terminalinin hiç akım çekmemesi, ideal durumda burada sonsuz bir empedans görüldüğü anlamına gelmektedir. X ucundaki gerilimin Y ucundaki gerilimi takip etmesi de X ucundaki giriş empedansının sıfır olduğu anlamına gelmektedir. Aynı zamanda, Z ucunda yüksek empedans(ideal durumda sonsuz) görülmektedir.

İkinci nesil akım taşıyıcının giriş ve çıkış karakteristikleri arasındaki ideal ilişki 2.3'teki hibrit matris denkleminde verildiği gibidir:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

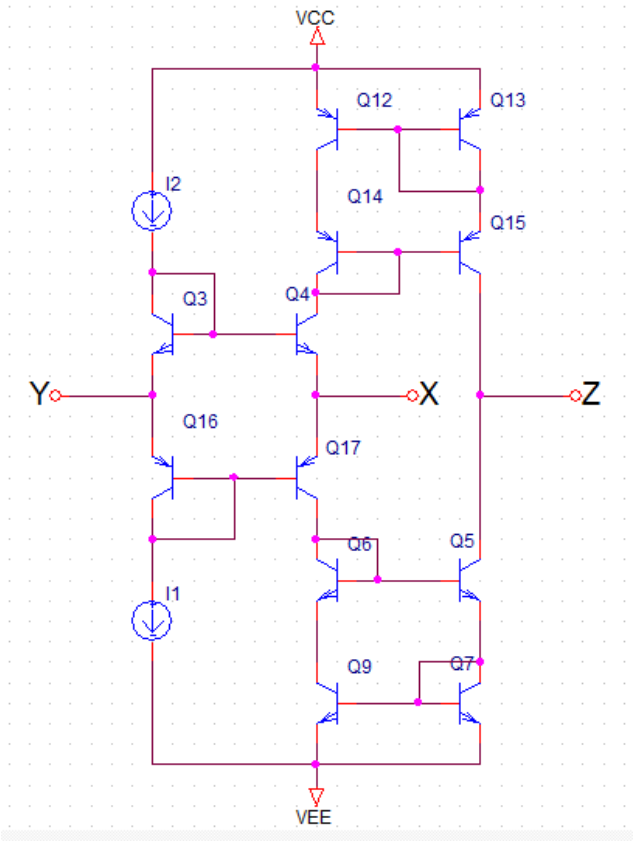
Bu denklemdeki değişken akım ve gerilim değerleri toplam anlık miktarlardır. Aynı CCI'de olduğu gibi, hibrit matriste görülen ±1 ifadesi Z ucundaki akımın yönünü ifade etmektedir. Eğer +1 ise geçen akım devreye doğrudur; bu durumdaki bir ikinci nesil akım taşıyıcı, pozitif tip ikinci nesil akım taşıyıcı ya da kısaca CCII+ olarak adlandırılır. Aynı şekilde, -1 olursa Z ucundaki akım devreden dışarıya doğrudur; bu durumdaki bir ikinci nesil akım taşıyıcıysa, negatif tip ikinci nesil akım taşıyıcı ya da kısaca CCII- olarak adlandırılır.

2.3'te verilen tanım matrisi ideal bir CCII için geçerli iken, ideal olmayan durumlar göz önüne alındığında 2.4'teki matris denklemi verilebilir:

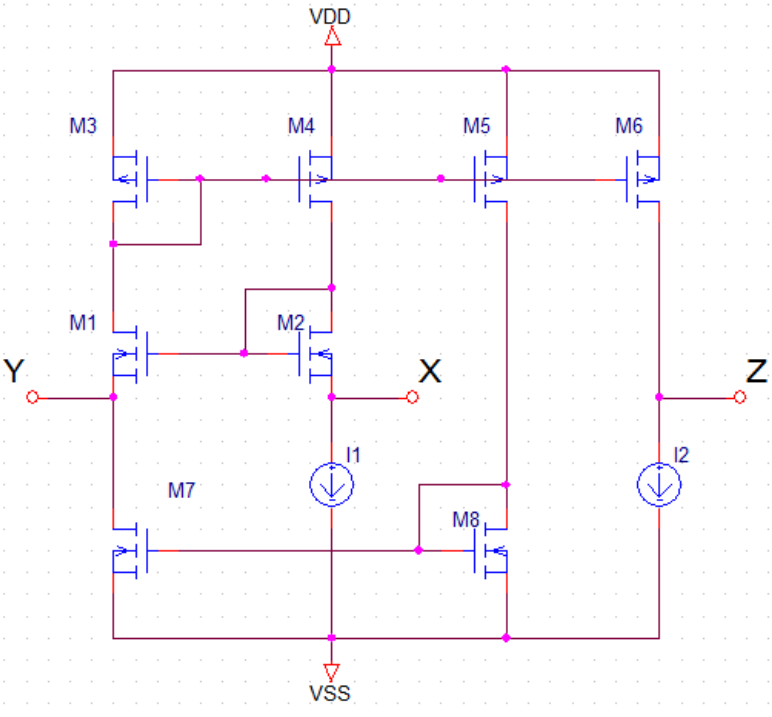
$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 \\ 0 & \pm\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

2.4'teki hibrit matriste görülen α değeri akım kazanç değerini, β ise gerilim kazanç değerini göstermektedir ve bu değerler ideal olan durumda 2.3'te görüldüğü gibi 1'dir. Fakat idealliği etkileyen faktörler yüzünden, bu kazanç değerleri tam 1 olmaz. Akım izleme hatası α değerini ve gerilim izleme hatası da β değerini etkilemektedir.

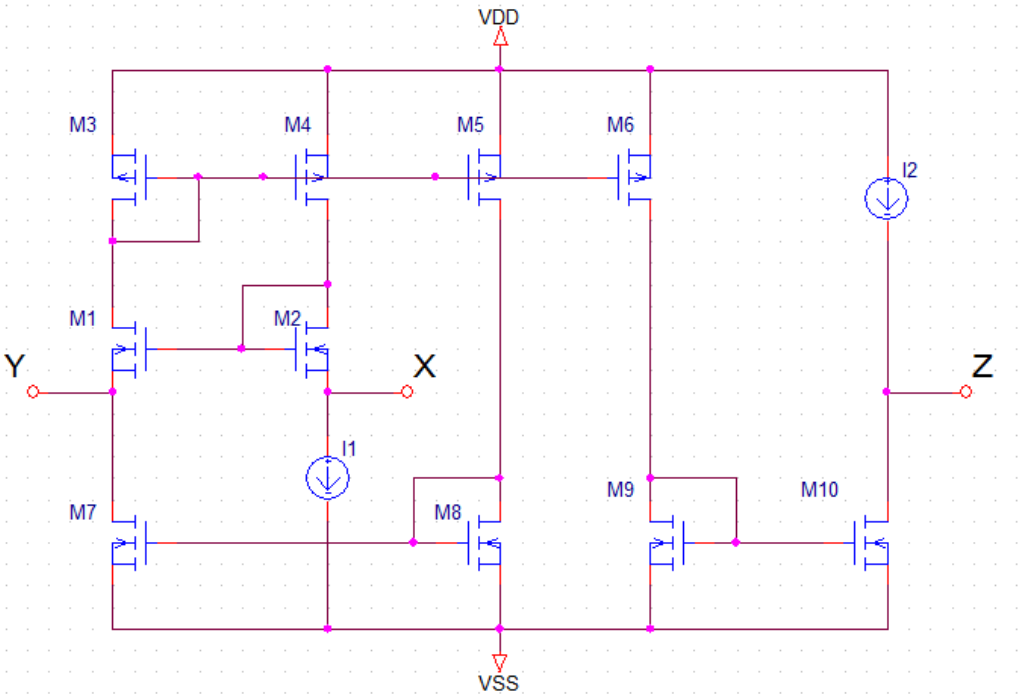
Şekil 2.5 ve 2.6'da sırasıyla CCII+'nın BJT ve CMOS ile gerçeklenmesi Şekil 2.7'de ise CCII-'nin CMOS gerçeklenmesi için bir topoloji verilmiştir.



Şekil 2.5: CCII+'nın BJT ile Gerçeklenmesi



Şekil 2.6: CCII+'nın CMOS ile Gerçeklenmesi

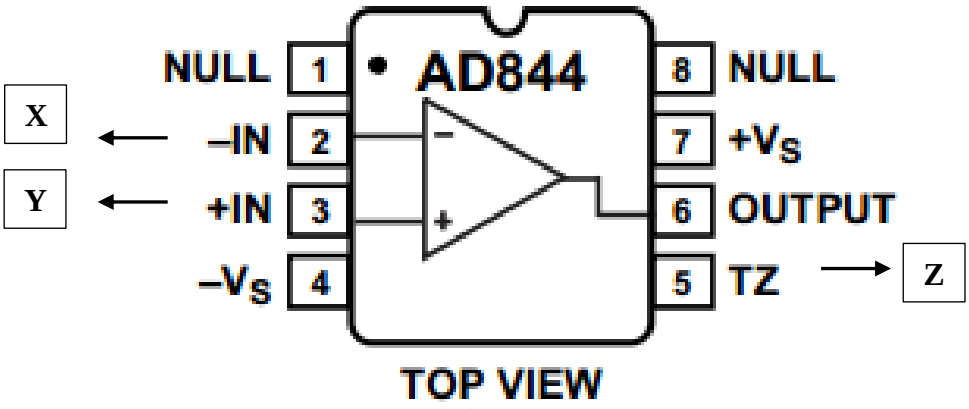


Şekil 2.7: CCII-'nin CMOS ile Gerçeklenmesi

2.2.1 CCII+ Olarak Çalışabilen Bir Entegre: AD844

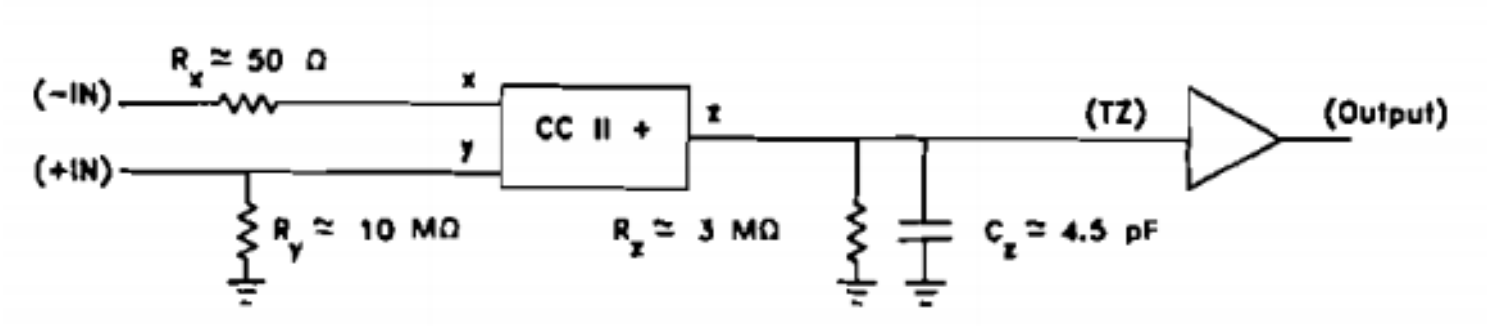
Analog Devices tarafından üretilen AD844 (Analog Devices, 1989) entegresi aslında bir OP-AMP olarak üretilmesine rağmen sağladığı ekstra bir uçla birlikte CCII+ gibi çalışabilmektedir. Bu sayede CCII+ ile simülasyon düzeyinde yapılan çalışmalar pratiğe dökülebilmekte ve deneysel sonuçlar alınabilmektedir.

Şekil 2.8'de görüldüğü gibi; AD844'ün 2. Pini CCII+'nın X ucu gibi, 3. Pini Y ucu gibi ve 5. Pini Z ucu gibi davranır.



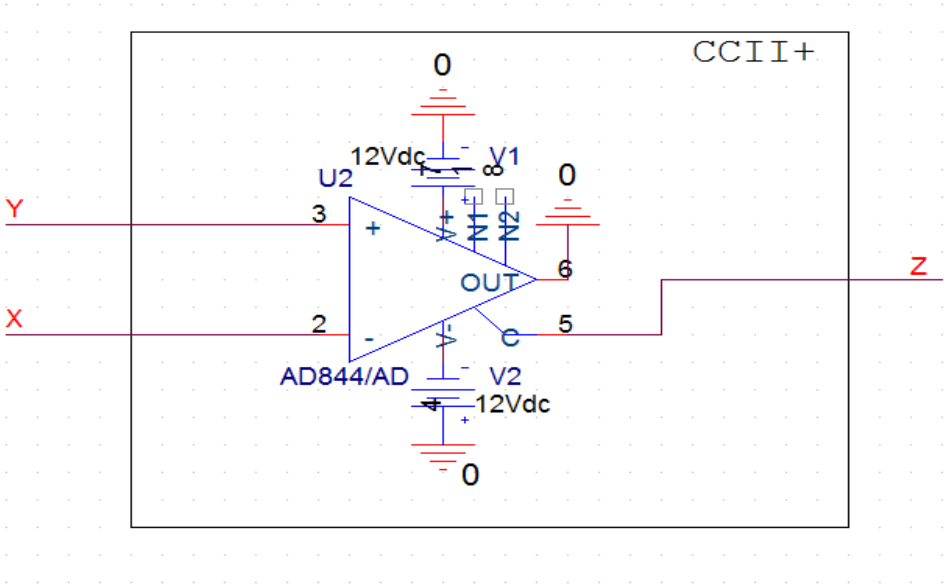
Şekil 2.8: AD844 Blok Diyagramı (Analog Device, 1989)

Şekil 2.9'da görülen AD844 modelinde X ucunda yaklaşık 50 Ω civarında seri bir direnç bulunmaktadır. Bu yüzden AD844'ü kullanırken X ucuna 50 Ω'a göre yüksek bir direnç bağlamak doğrudur. Aynı şekilde Y ucunda paralel 10 MΩ ve Z ucundaysa 3 MΩ gibi yüksek dirençler vardır. Bu uçlara paralel bağlanacak olan dirençlerin bu değerlere göre düşük olması gereklidir.



Şekil 2.9: AD844 Modeli (Svoboda ve ark. , 1990)

Şekil 2.10'da AD844 ile gerçekleştirilen bir CCII+ görülmektedir.

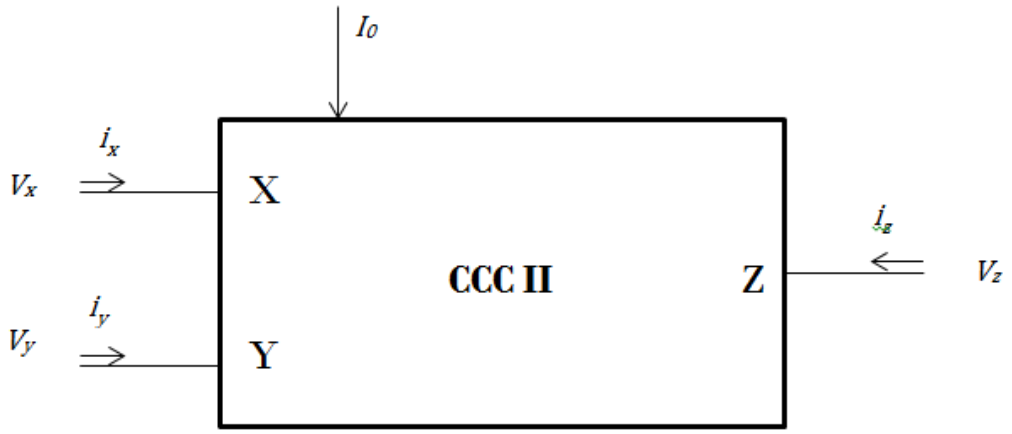


Şekil 2.10: AD844 ile CCII+ Gerçeklenmesi

2.3 İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcılar (CCCII)

İkinci nesil akım kontrollü akım taşıyıcılar (CCCII), CCII'den türetilen ve CCII'nin X ucunda düşük kutuplama akımlarında görülen seri parazitik R_x direncinin akım ile kontrol edilmesini sağlayan böylece isminden de anlaşılacağı üzere CCII'nin akım ile kontrol edilebilen halidir (Fabre ve ark. , 1995) .

Şekil 2.11'de blok diyagramı verilen CCCII'nin CCII'den farklı olarak şekilden de anlaşılacağı üzere I_0 kutuplama akımı görülmektedir. Kutuplama akımının düşük olduğu durumlarda X ucunda seri olarak görülen ve parazitik direnç R_x olarak adlandırılan direnç, uygulamalarda frekans cevaplarında yanlışlıklara sebep olmaktadır (Fabre ve ark. , 1995). Bu sebepten, bir CCII uygulamasında bu R_x direnci mutlaka göz önünde bulundurulmalıdır. Örneğin, CCII ile yapılacak olan bir uygulamada X ucuna bağlanması gereken bir direncin değeri Ω'lar mertebesinde ise o direnci bağlamak yerine bu parazitik dirençten faydalanılabilir. Bu R_x direncinin en önemli özelliğiyse kutuplama akımı yani I_0 ile ayarlanabiliyor olmasıdır. Kutuplama akımını istediğimiz gibi ayarlayarak parazitik direnci dolayısı ile devrenin bu parazitik dirence bağlı olan parametrelerini istediğimiz gibi kontrol edebiliriz.



Şekil 2.11: CCCII'nin Blok Diyagramı

X ucunda görülen parazitik direncin kutuplama akımı ile olan ilişkisi şu şekildedir:

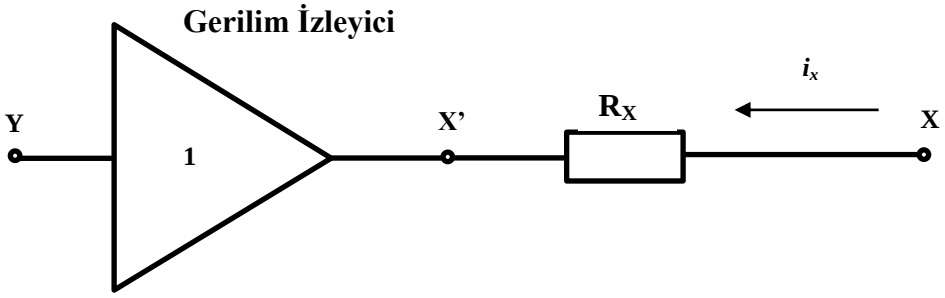
$$R_x = \frac{V_T}{2I_0} \tag{2.5}$$

2.5'te görülen V_T termal gerilimi göstermektedir ve Boltzmann Sabiti 'ne, mutlak sıcaklığa ve elektronlardaki elektrik yüküne bağlı bir sabittir. Oda sıcaklığında yani 300 Kelvin'de yaklaşık olarak değeri 25.85 mVolt'tur.

Kutuplama akımı 100 µA olan bir devredeki parazitik direnç yaklaşık olarak:

$R_x = \frac{25.85 \text{ x } 10^{-3}}{2\text{x}100\ 10^{-6}} = 129{,}25\ \Omega$' dur.

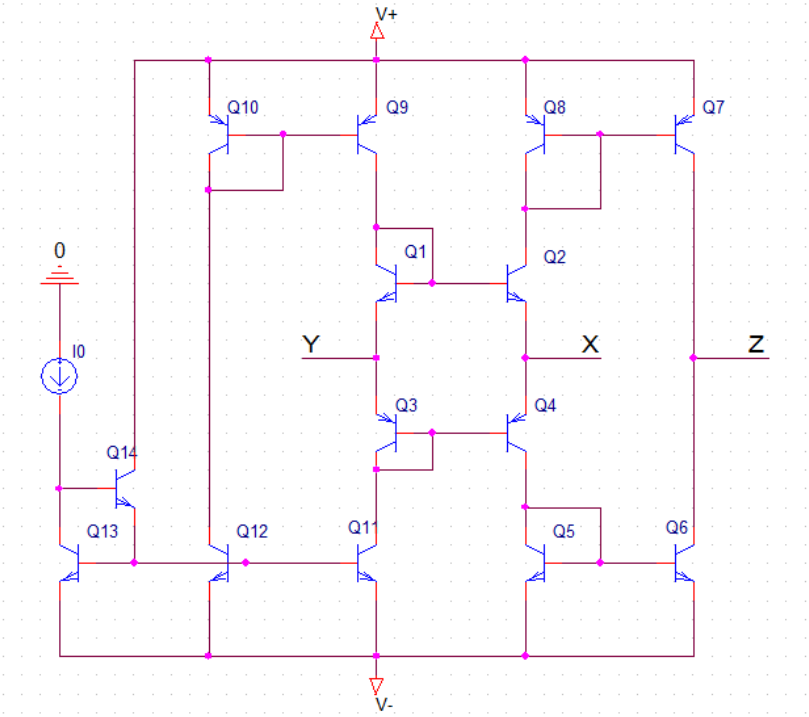
CCCII'nin CCII'den en önemli farkı olan bu parazitik direnç X ve Y uçları arasındaki ilişkiyi de etkiler:



Şekil 2.12: CCCII'de X ve Y Uçları Arasındaki İlişki(Fabre ve ark.,1995)

Şekil 2.12'den anlaşılacağı üzere, X ucundaki gerilim Y ucundaki gerilim ile parazitik direncin üzerinde düşen gerilimin toplamına eşit olur. Bu durumdaki X' noktası CCII'deki X noktasına karşılık gelmektedir.

Şekil 2.13'te CCCII+'nın BJT ile gerçeklenmesi görülmektedir.



Şekil 2.13: CCCII+'nın BJT ile Gerçeklenmesi

CCCII'nin uçları arasındaki ideal ilişkiyi gösteren matris aşağıdaki gibidir:

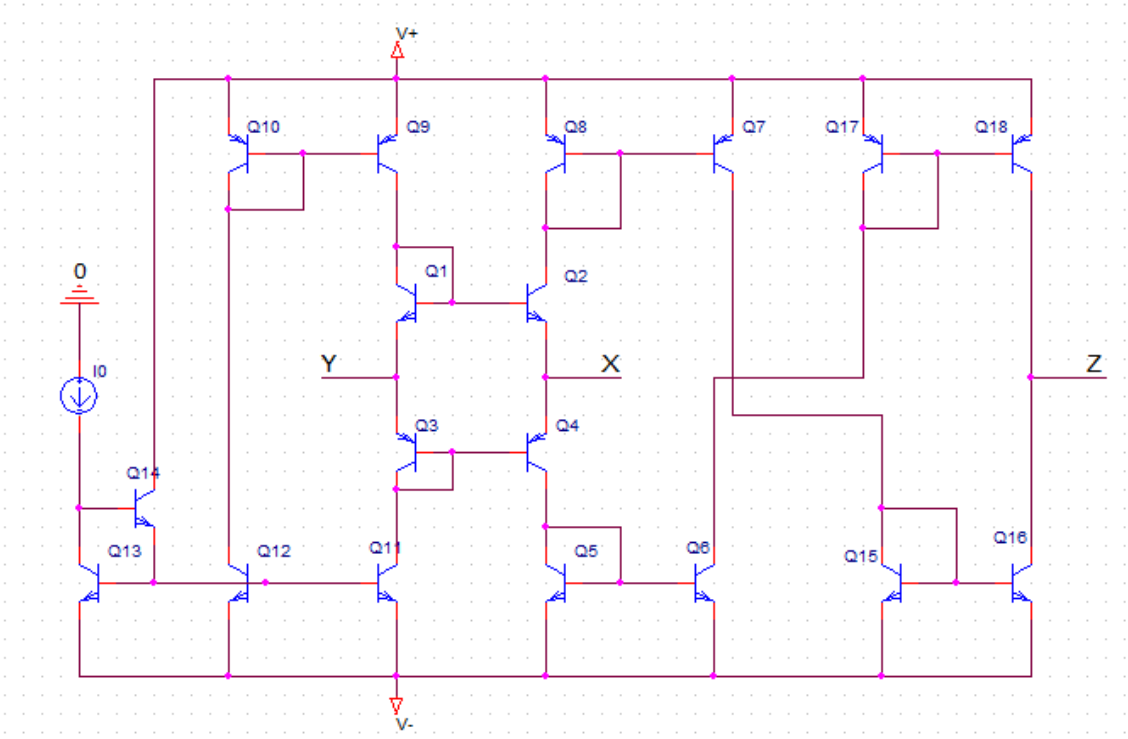
$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

İdeal olmayan giriş ve çıkış karakteristiğini gösteren matrisse şu şekildedir:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \beta & R_x & 0 \\ 0 & \pm \alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

2.7'teki matriste görülen α değeri akım kazanç değerini, β ise gerilim kazanç değerini göstermektedir ve bu değerler ideal durumda 1'dir.

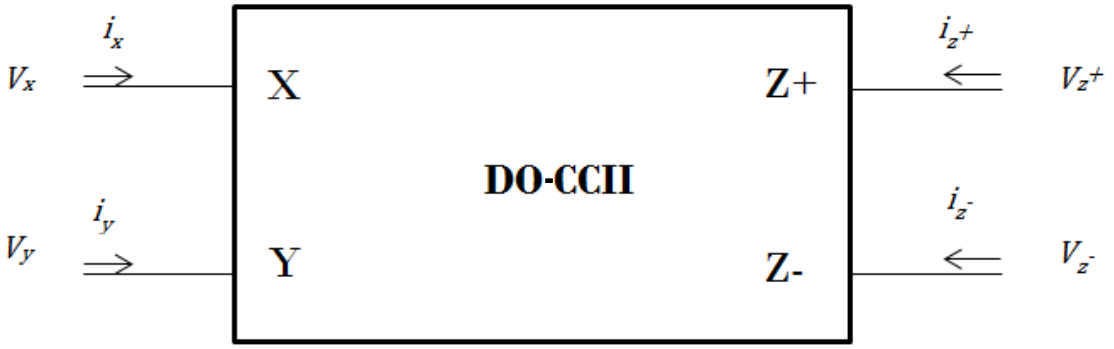
Şekil 2.14'te CCCII-'nin BJT ile gerçeklenmesi verilmiştir.



Şekil 2.14: CCCII-'nin BJT ile Gerçeklenmesi

2.4 Çift Çıkışlı İkinci Nesil Akım Taşıyıcılar (DO-CCII)

Çift Çıkışlı İkinci Nesil Akım Taşıyıcı (DO-CCII) isminden de anlaşılacağı üzere iki adet çıkış ucuna sahiptir. Bu çıkış uçları X ucundan akan akımı aynı miktarda fakat farklı yönlerde taşırlar. Şekil 2.15'te DO-CCII'nin blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 2.15: DO-CCII'nin Blok Diyagramı

İdeal durum için bir DO-CCII'nin uç denklemleri aşağıdaki matriste ifade edildiği gibidir:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_{z+} \\ i_{z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_{z+} \\ V_{z-} \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

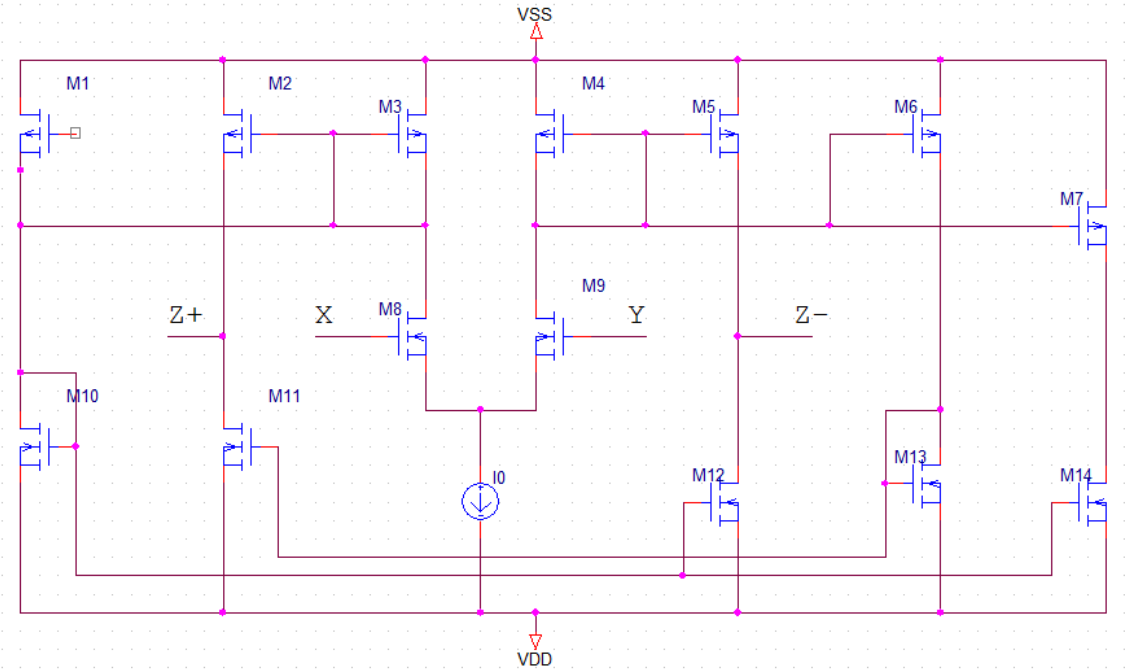
2.8'deki denkleme göre, Y ucundan tıpkı CCII gibi akım çekilmez. X ucunda oluşan gerilim Y ucundaki gerilimin aynısıdır. Z+ ucundan ve Z- ucundan geçen akımlar X ucundan geçen akıma bağlıdır ve eşit büyüklüktedir. Ancak, bu akımlar ters yönlüdür. Burada, X ucundan akan akım devreye doğruysa Z+ ucundan akan akım da devreye doğruyken, Z- ucundan akan akım devreden dışarı doğru olmaktadır.

İdeal olmayan durum için DO-CCII'nin uç denklemleriyse 2.9'daki matriste ifade edildiği gibidir:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_{z+} \\ i_{z-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & -\alpha & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_{z+} \\ V_{z-} \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

2.9'daki β gerilim kazancının ifadesidir ve ideal durumda 1'dir. Benzer şekilde, α da Z+ ve Z- uçlarındaki negatif ve pozitif akım kazançlarını göstermektedir. Bu değerlerin tam 1 olmama sebebi akım ve gerilim izleyici hatalarıdır.

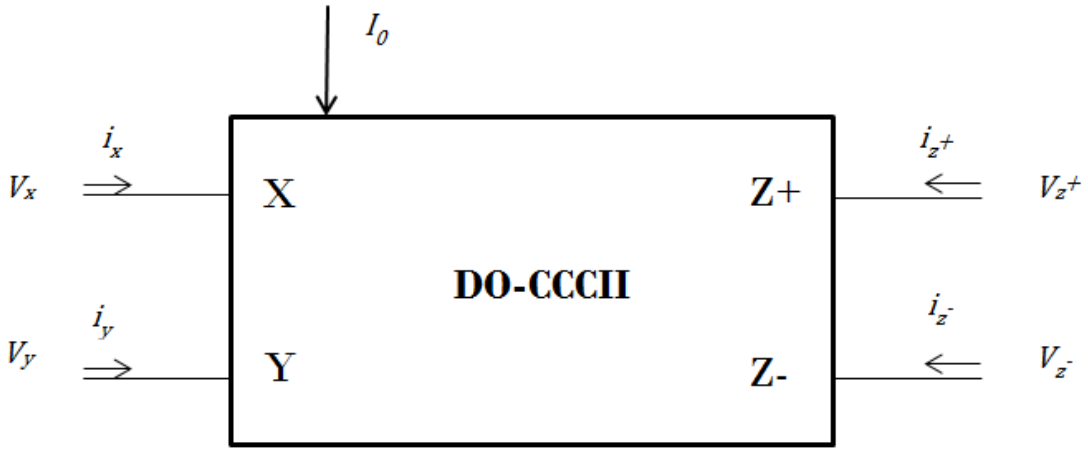
Şekil 2.16'da DO-CCII için verilen bir CMOS gerçeklemesi görülmektedir(Centurelli ve ark., 2005).



Şekil 2.16: DO-CCII'nin CMOS Gerçeklemesi (Centurelli ve ark., 2005)

2.5 Çift Çıkışlı İkinci Nesil Akım Kontrollü Akım Taşıyıcılar (DO-CCCII)

Akım Kontrollü Çift Çıkışlı İkinci Nesil Akım Taşıyıcılar(DO-CCCII) DO-CCII'nin akım ile kontrol edilebilen halidir. Kutuplama akımı I_0 ile X ucundaki seri ve parazitik direnç R_x kontrol edilerek, bu taşıyıcı ile yapılabilecek olan uygulamalardaki kutuplama akıma bağlı olan değerler istenildiği şekilde değiştirilebilir. Şekil 2.17'de DO-CCCII için verilen blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 2.17: DO-CCCII'nin Blok Diyagramı

İdeal durum için bir DO-CCII'nin uç denklemleri 2.10'daki matris denkleminde ifade edildiği gibidir:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_{z^+} \\ i_{z^-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_{z^+} \\ V_{z^-} \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

R_x'in kutuplama akımı ile olan ilişkisi şu şekildedir:

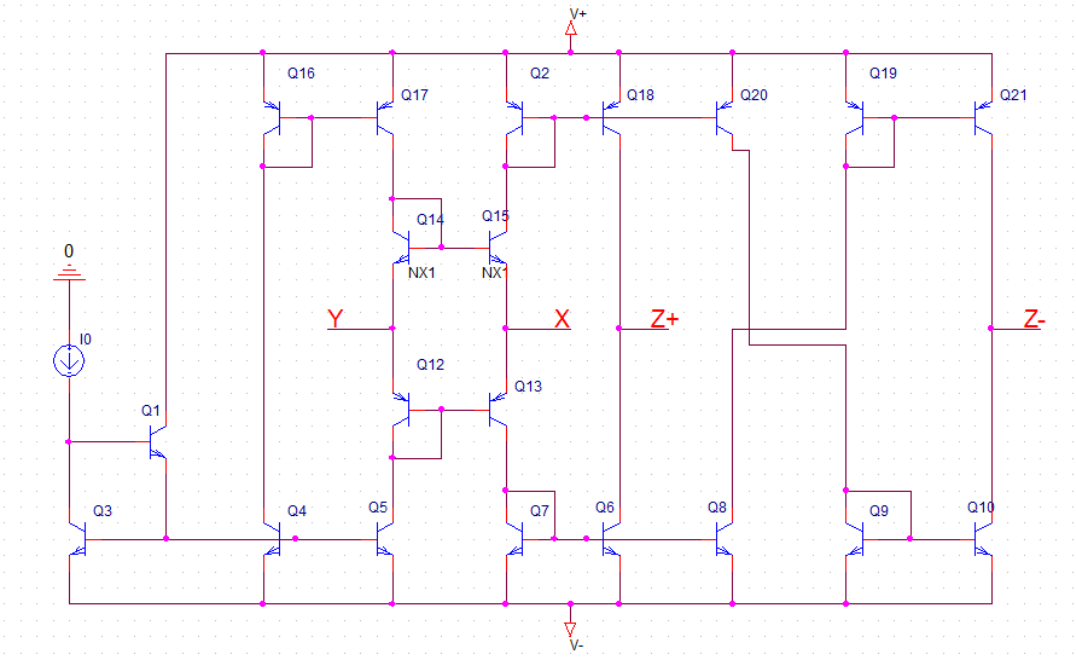
$$R_x = \frac{V_T}{2I_0} \tag{2.11}$$

2.11'de görülen V_T termal gerilimi temsil etmektedir ve Boltzmann Sabiti'ne, mutlak sıcaklığa ve elektronlardaki elektrik yüküne bağlı bir sabittir. Oda sıcaklığında yaklaşık olarak değeri 25.85 mVolt'tur.

İdeal olmayan durum için DO-CCCII'nin uç denklemleri 2.12'deki matriste ifade edildiği gibidir:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_{z^+} \\ i_{z^-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta & R_x & 0 & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & -\alpha & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_{z^+} \\ V_{z^-} \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

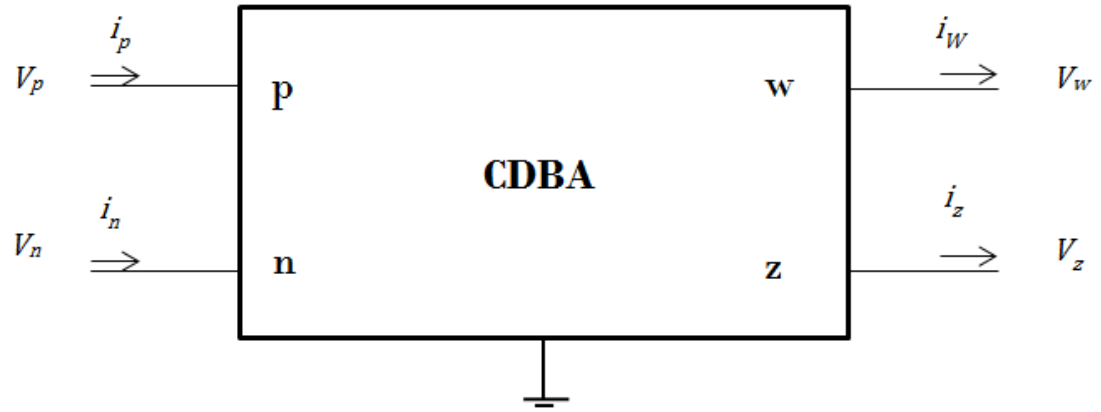
2.12'deki β gerilim kazancının ifadesidir. Benzer şekilde, α da Z+ ve Z- uçlarındaki negatif ve pozitif akım kazançlarını göstermektedir. Şekil 2.18'de DO-CCCII'ye ait bir BJT gerçeklemesi verilmiştir (Minaei ve ark., 2002).



Şekil 2.18: DO-CCCII'nin BJT Gerçeklemesi(Minaei ve ark., 2002)

2.6 Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi (CDBA)

Gerilim İzleyicili Akım Farkı Kuvvetlendiricisi (CDBA) , 1 pozitif ve 1 negatif olmak üzere 2 adet giriş ucu ve 2 adet çıkış ucu olan 5 uçlu (1 ucu toprak) ve analog sinyal işleyen filtre tasarımlarını kolaylaştırmak amacıyla sunulmuş aktif bir devre elemanıdır (Acar ve Özoğuz, 1999).



Şekil 2.19: CDBA'nın Blok Diyagramı

Şekil 2.19'da blok diyagramı görülen CDBA'nın p ve n uçları giriş uçlarıdır; w ve z uçlarıysa çıkış uçlarıdır. Bu giriş ve çıkış uçları arasındaki ideal ilişkiyi gösteren karakteristik matris 2.13'te verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} i_z \\ V_w \\ V_p \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_z \\ i_w \\ i_p \\ i_n \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

2.13'teki matristen çıkarılabilecek denklemler şu şekildedir:

$$i_z = i_p - i_n \tag{2.14}$$

Burada z ucundan çıkan akımın büyüklüğünün p ve n giriş uçlarından gelen akımların farkını aldığını görmekteyiz. Buradaki p ucuna pozitif ya da evirmeyen uç, n ucuna negatif ya da eviren uç denilmekteyken; z ucuna da akım çıkışı denebilir.

$$V_w = V_z \tag{2.15}$$

Ayrıca w ucundaki gerilim de z ucundaki gerilimi takip eder. Bu yüzden w ucu gerilim çıkış ucudur.

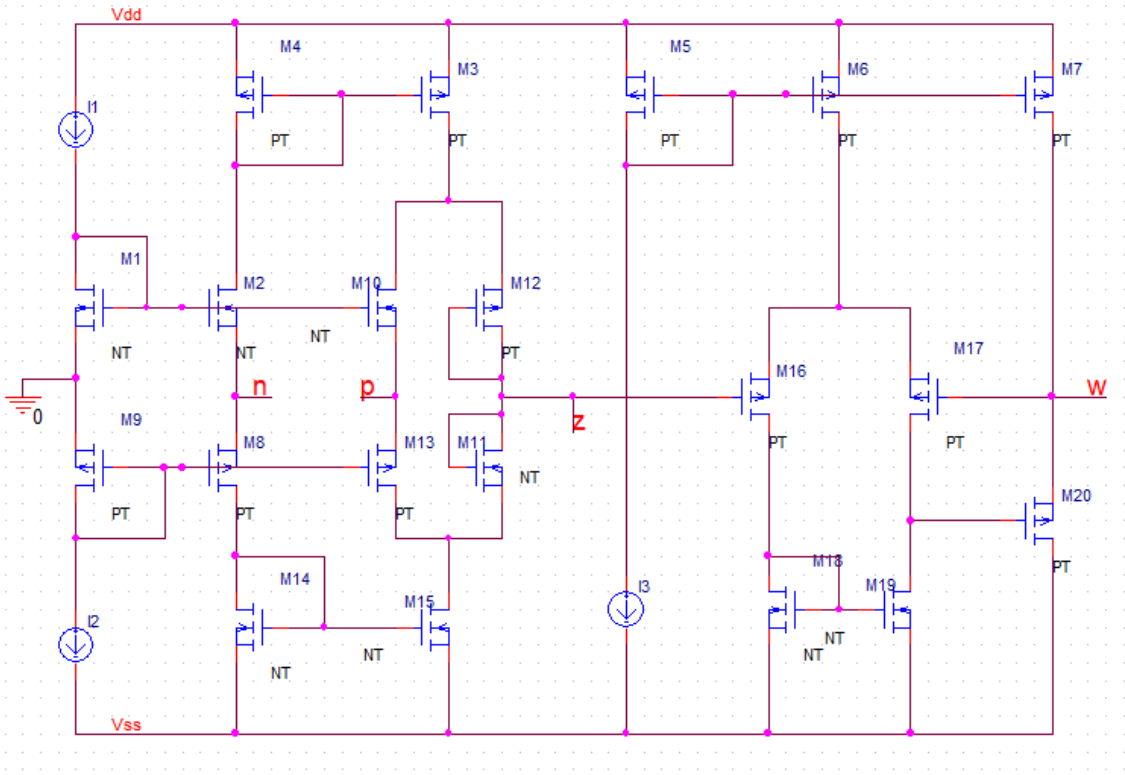
$$V_p = 0 \ , V_n = 0 \tag{2.16}$$

p ve n uçlarındaki gerilimin sıfır olması beklenir ve bu gerilimler geçen akımlardan bağımsızdır.

Giriş ve çıkış uçları arasındaki ideal olmayan ilişkiyi gösteren matris ise şu şekildedir:

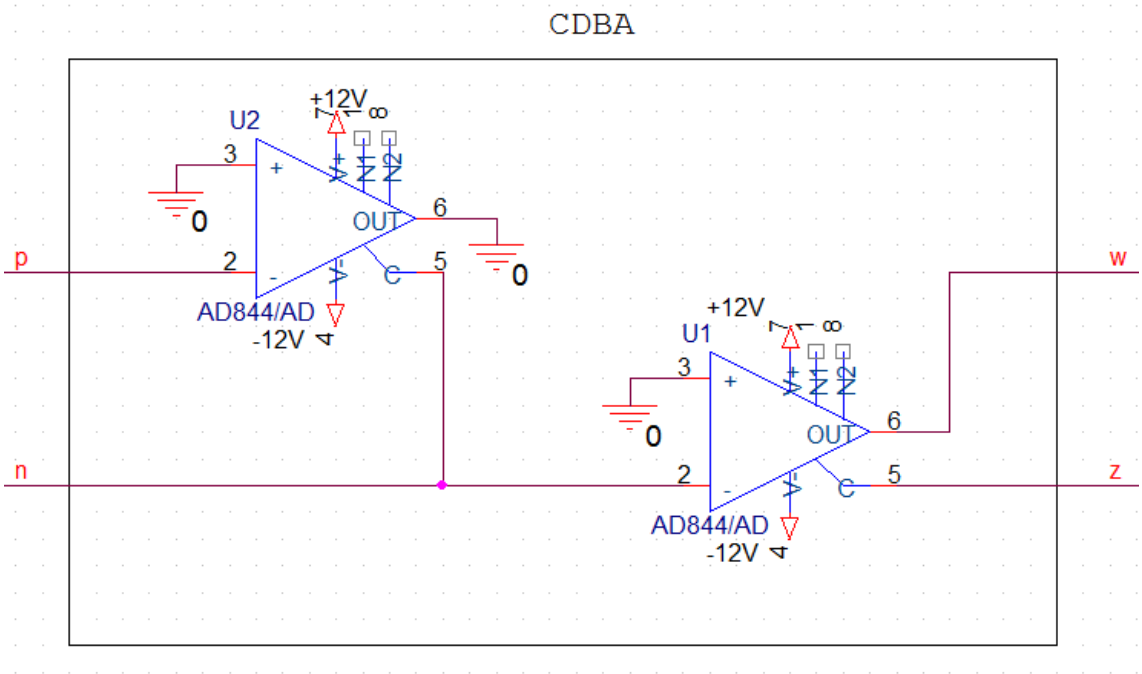
$$\begin{bmatrix} i_z \\ V_w \\ V_p \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha_p & -\alpha_n \\ \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_z \\ i_w \\ i_p \\ i_n \end{bmatrix} \tag{2.17}$$

α_p ve α_n sırasıyla pozitif ve negatif akım kazançlarını göstermekteyken, β gerilim kazancını göstermektedir.



Şekil 2.20: CDBA'nın CMOS ile Gerçeklenmesi

Bir CDBA Şekil 2.20'de görüldüğü gibi CMOS teknolojisi ile gerçeklenebilir ve entegre bir devre olarak da sentezlenebilir. Ancak, zaten hali hazırda piyasada bulunan Analog Devices firmasının ürettiği AD844 entegresinde iki adet kullanıp, Şekil 2.21'deki gibi bağlanırsa CDBA ve uç denklemleri elde edilir. Bu şekildeki bir bağlantı bize simülasyonunu yaptığımız bir devre şemasını deneysel olarak ölçme imkânı sağlar.



Şekil 2.21: CDBA'nın AD844'lerle Gerçeklenmesi

3. AKIM TAŞIYICI TABANLI AKTİF DEVRE UYGULAMALARI

Literatürde akım taşıyıcı tabanlı aktif devre elemanlarla yapılan birçok uygulama mevcuttur. Daha çok simülasyon düzeyinde olup, pratiğe geçme bakımından istenilen düzeyde olmasa da yapılabilecek çok fazla uygulama varyasyonları mevcuttur. Akım taşıyıcıların OP-AMP'lara alternatif olabileceğinin ve özellikle daha yüksek kazanç-bant genişliği çarpımına sahip olmasının anlaşılması üzerine yapılan yayınlarda ve uygulamalarda büyük artışlar olmuştur. Bu uygulamalardan bazıları şu şekildedir:

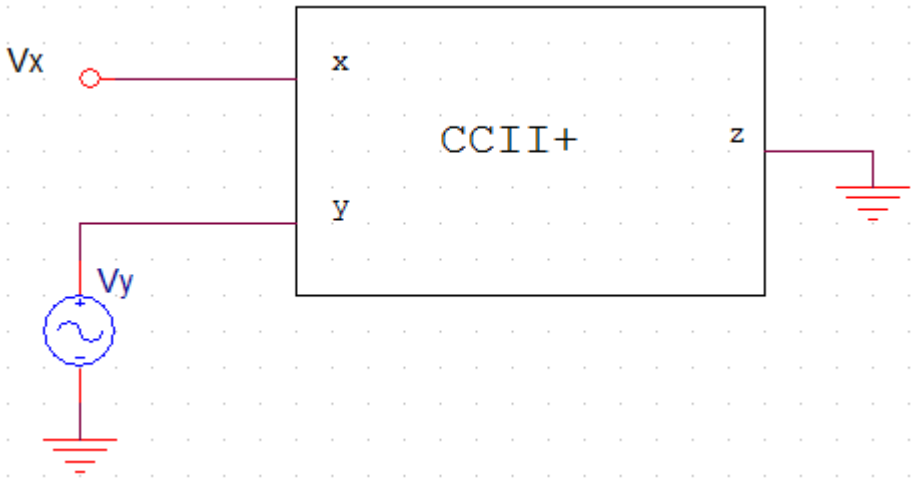
- Gerilim Kontrollü Gerilim Kaynağı
- Gerilim Kontrollü Akım Kaynağı
- Akım Kontrollü Akım Kaynağı
- Akım Kontrollü Gerilim Kaynağı
- Negatif Empedans Çevirici
- Jiratör
- Akım/Gerilim Kuvvetlendirici
- Akım/Gerilim Türev Alıcı
- Akım/Gerilim İntegral Alıcı
- Akım Toplayıcı
- Alçak Geçiren, Yüksek Geçiren, Bant Geçiren ve Bant Durduran Filtreler
- Osilatör
- İndüktans Simülasyonu
- Lineer olmayan Chua Devre Elemanları

Listesi verilen akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlarla yapılabilecek uygulamalar, akım taşıyıcıların OP-AMP'lara alternatif olabileceğinin ispatıdır. Zira OP-AMP'lar ile yapabileceğimiz tüm uygulamaları akım taşıyıcılarla daha geniş bant aralığında daha yüksek kazanç sağlayacak şekilde yapabiliyoruz.

Bu devrelerin simülasyonu için çoğunlukla SPICE programları (PSPICE vb.) kullanılmaktadır. Deneysel olarak gerçeklenmeleri içinse genellikle CCII+ özelliği gösterebilen Analog Devices firmasının ürettiği AD844 adlı entegre kullanılır. AD844 akım taşıyıcı olarak üretilmese de akım taşıyıcı özelliği gösterebilen bir entegredir.

3.1. Gerilim Kontrollü Gerilim Kaynağı (VCVS)

Bir adet CCII+ kullanarak gerilim kontrollü gerilim kaynağı elde etmek mümkündür. Bir CCII+ için uç denklemlerinin tanımı gereği; Y ucuna uygulanan gerilim X ucunda aynen görülür. Bu aslında Y ucundaki gerilimle X ucundaki gerilimin kontrol edilebileceği anlamına gelmektedir.



Şekil 3.1: CCII+ ile yapılan VCVS Blok Diyagramı

Şekil 3.1'te blok diyagramı görülen VCVS'in ideal durum için uç denklemlerini gösteren matris 3.1'deki gibidir.

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

Y ucundaki gerilime rağmen akım çekilmezken; X ucundaki gerilim tamamen Y ucundaki gerilime bağlıdır ve eşittir. Bu VCVS'in ideal olmayan durumu için uç denklem matrisi ise 3.2'deki olmalıdır.

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \beta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

3.2'deki β gerilim kazancını ifade etmektedir ve ideal durumda 1 olması beklenir. İdeal olmayan durumdaysa, $\beta = 1 - \varepsilon_v$ olarak ifade edilebilir. ε_v ifadesi gerilim izleme hatasıdır ve 1'e göre çok küçük bir sayıdır.

3.1.1 VCVS'in PSPICE ile Simülasyonu

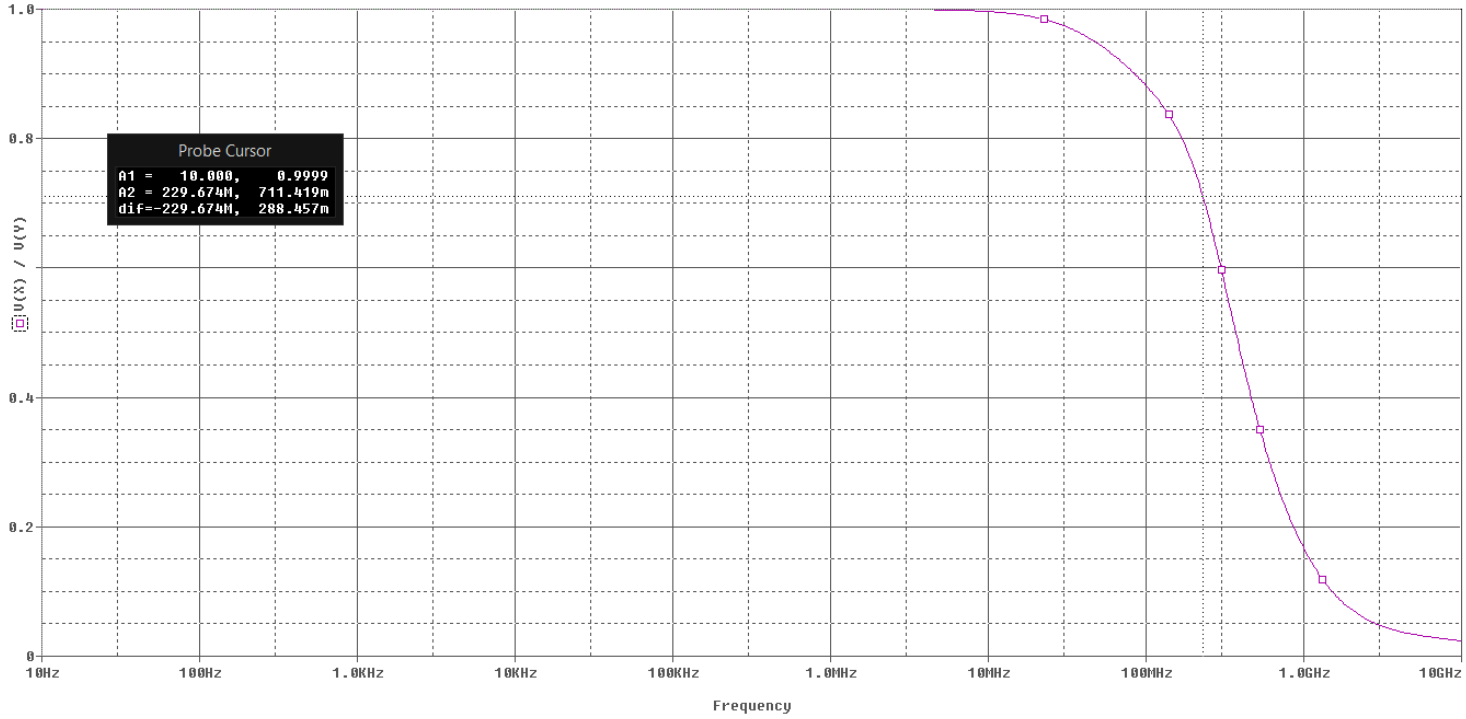
Şekil 3.1'de blok diyagramı verilen CCII+ ile tasarlanmış gerilim kontrollü gerilim kaynağının PSPICE ile simülasyonu için Şekil 2.5'te verilen CCII+ topolojisi kullanılmıştır. Besleme gerilimleri +2.5 V ve -2.5 V verilmiş olup, kutuplama akımı olarak da 100 μA kullanılmıştır. Devredeki bipolar transistörlerden n tipi için NR100N ve p tipi için PR100N SPICE model parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır (Tablo 3.1).

Tablo 3.1: NR100N ve PR100N BJT Model Parametreleri (Frey, 1993)

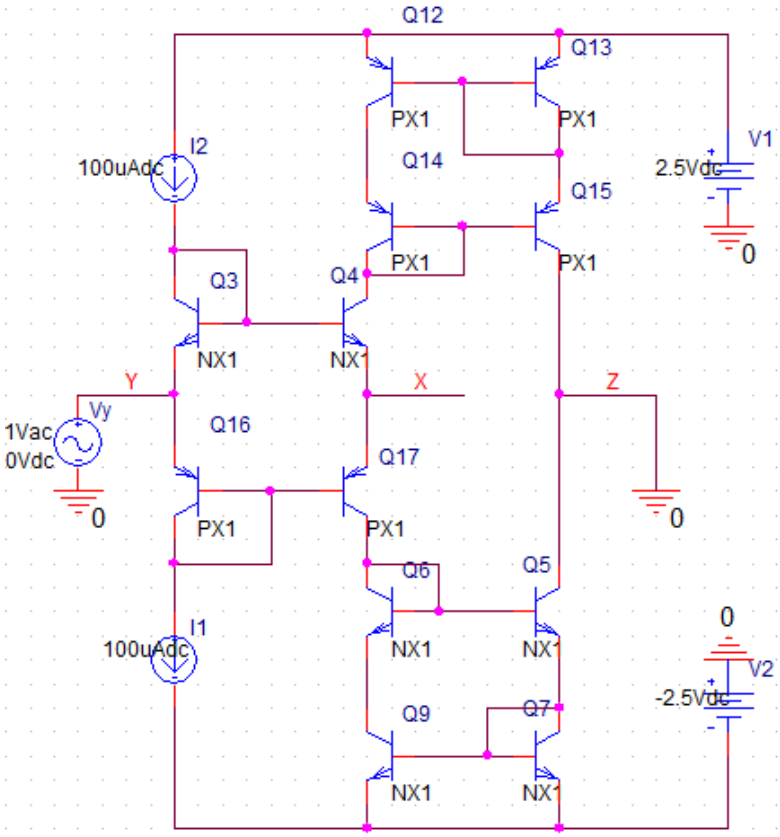
*NR100N – 1X NPN TRANSISTOR .MODEL NX1 NPN RB=524.6 IRB=0 RBM=25 RC=50 RE=1 +IS=121E-18 EG=1.206 XTI=2 XTB=1.538 BF=137.5 +IKF=6.974E-3 NF=1 VAF=159.4 ISE=36E-16 NE=1.713 +BR=.7258 IKR=2.198E-3 NR=1 VAR=10.73 ISC=0 NC=2 +TF=.425E-9 TR=.425E-8 CJE=.214E-12 VJE=0.5 +MJE=.28 CJC=.983E-13 VJC=0.5 MJC=0.3 XCJC=.034 +CJS=.913E-12 VJS=0.64 MJS=0.4 FC=0.5
*PR100N – 1X PNP TRANSISTOR .MODEL PX1 PNP RB=327 IRB=0 RBM=24.55 RC=50 RE=3 +IS=73.5E-18 EG=1.206 XTI=1.7 XTB=1.866 BF=110.0 +IKF=2.359E-3 NF=1 VAF=51.8 ISE=25.1E-16 NE=1.650 +BR=.4745 IKR=6.478E-3 NR=1 VAR=9.96 ISC=0 NC=2 +TF=.610E-9 TR=.610E-8 CJE=.180E-12 VJE=0.5 +MJE=0.28 CJC=.164E-12 VJC=0.8 MJC=0.4 XCJC=.037 +CJS=1.03E-12 VJS=0.55 MJS=0.35 FC=0.5

Yapılan simülasyonda β gerilim kazancının frekansa göre değişimin veren $\frac{V_x}{V_y}$ Şekil 3.2'de görülmektedir. Bu şekle göre gerilim kazancının maksimum değeri 0.9999'dur. Dolayısıyla gerilim izleme hatası minimum $\varepsilon_v = 0.0001$'dir. Ayrıca gerilim kazancının -3dB'ye ya da diğer bir deyişle 0.707'ye düştüğü frekansa bakıldığında 230 MHz değeri görülmektedir. Ancak, bu devremiz gerilim kontrollü gerilim kaynağı olduğu için daha yüksek bir kararlılıkta çalışabileceği frekans aralığını belirlemek daha doğru olacaktır. O açıdan kazancın %1 düştüğü frekansa bakıldığında 17.2 MHz değeri bulunmaktadır. Diğer bir deyişle, bu VCVS 17.2 MHz'e kadar maksimum %1 hata ile çalışabilmektedir.

Şekil 3.3'te VCVS'in BJT gerçekleme devresi verilmiştir.



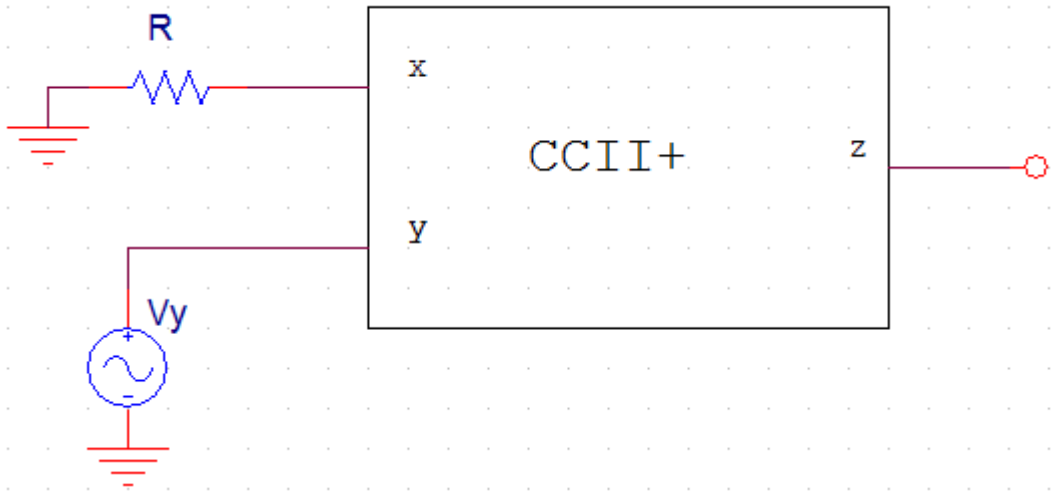
Şekil 3.2: β Gerilim Kazancının Frekansa Göre Değişimi



Şekil 3.3: VCVS BJT Gerçeklemesi Devre Şeması

3.2. Gerilim Kontrollü Akım Kaynağı (VCCS)

Bir adet CCII+ ve bir adet direnç kullanarak elde edilen gerilim kontrollü akım kaynağı (VCCS) Şekil 3.4'te görülmektedir. Y ucuna uygulanan gerilim X ucunda aynen görülecektir ve X ucunda görülen bu gerilim R direnci üzerinde bir akım meydana getirir. İşte bu akım aynen Z ucuna taşınacağından Z ucunda bir akım kaynağı elde edilmiş olur. Z ucundaki bu akım kaynağı da Y ucundaki gerilim tarafından kontrol edilebilmektedir.



Şekil 3.4: CCII+ ile yapılan VCCS Blok Diyagramı

Bu devre şeması için ideal durumda uçlar arasındaki ilişkiyi gösteren matris denklemi 3.3'teki gibidir.

$$\begin{bmatrix} i_y \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ V_x \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

3.2.1 VCCS'in PSPICE ile Simülasyonu

Şekil 3.4'te verilen VCCS'in PSPICE ile simülasyonu için Şekil 2.5'te verilen CCII+ kullanılmıştır. Besleme gerilimleri +2.5 V ve -2.5 V olup, kutuplama akımı olarak da 100 µA kullanılmıştır. Devredeki bipolar transistörlerden n tipi için NR100N ve p tipi için PR100N SPICE model parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır.

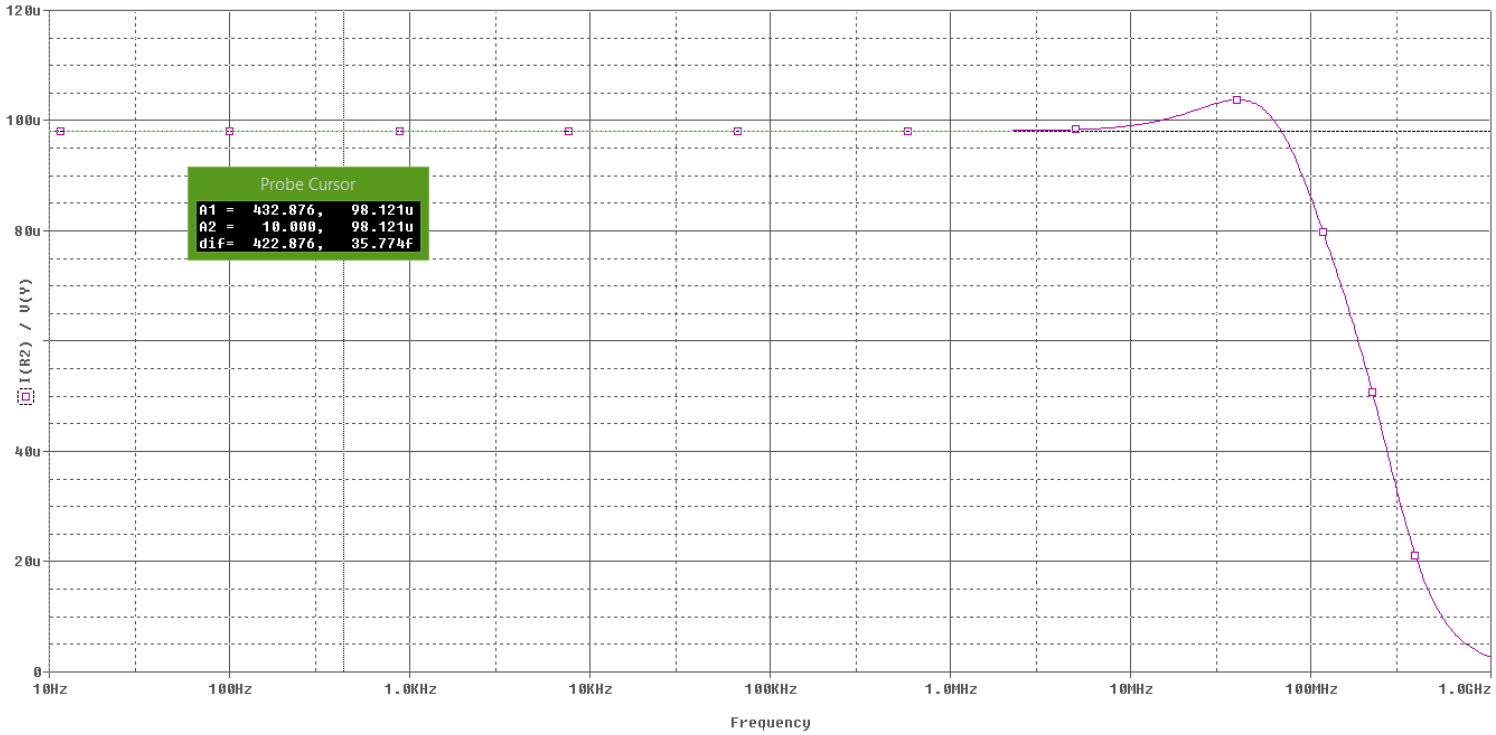
Bu devrede dikkat edilmesi gereken noktalardan birisi X ucuna takılacak olan direncin büyüklüğüdür çünkü X ucunda görülen seri ve parazitik yaklaşık 130 Ω'luk bir direnç vardır. Bu direncin etkisini azaltmak için X ucuna takılan direncin yeterince

büyük olması gereklidir. Bu simülasyon için seçtiğimiz R değeri 10 kΩ'dur. Şekil 3.6'da bu VCCS devresinin BJT ile gerçeklenmesi görülmektedir.

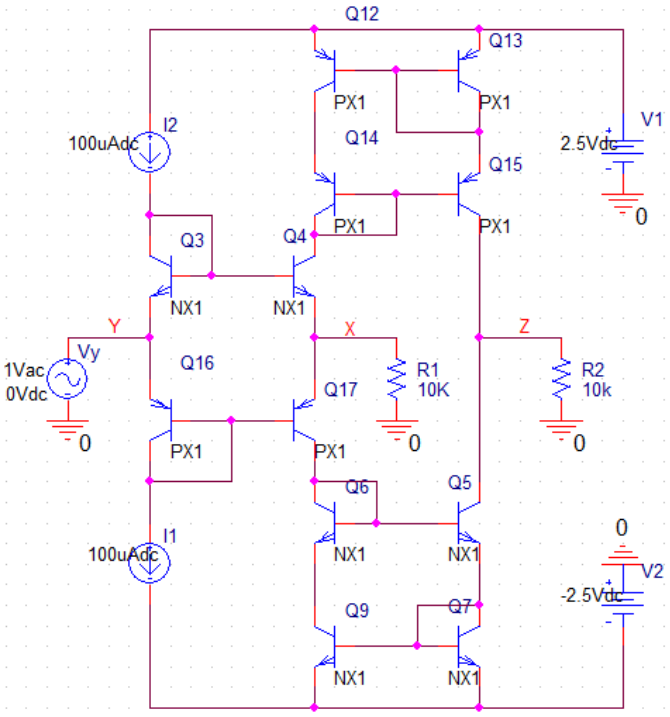
Bu devre için simüle edeceğimiz değer Z ucundan akan akımın Y ucundaki gerilime oranının frekansa göre değişimidir. $\frac{i_Z}{V_y}$ değeri bize $\frac{1}{10\ k\Omega}$ değerini yani yaklaşık olarak 100 µS değerini vermelidir.

Şekil 3.5'teki grafikte görüldüğü üzere $\frac{1}{R}$ değerinin aldığı maksimum değer 98.121 µS'dir. Buradaki farkın nedeni X ve Y ucu arasındaki gerilim izleme hatası ile X ile Z ucu arasındaki akım izleme hatasıdır.

Bu değerin %1'lik hata yaptığı frekans değeri 10.29 MHz'dir. 0.707 katına düştüğü frekans 149.25 MHz'dir.



Şekil 3.5: $\frac{1}{R}$ Değerinin Frekansa Göre Değişimi

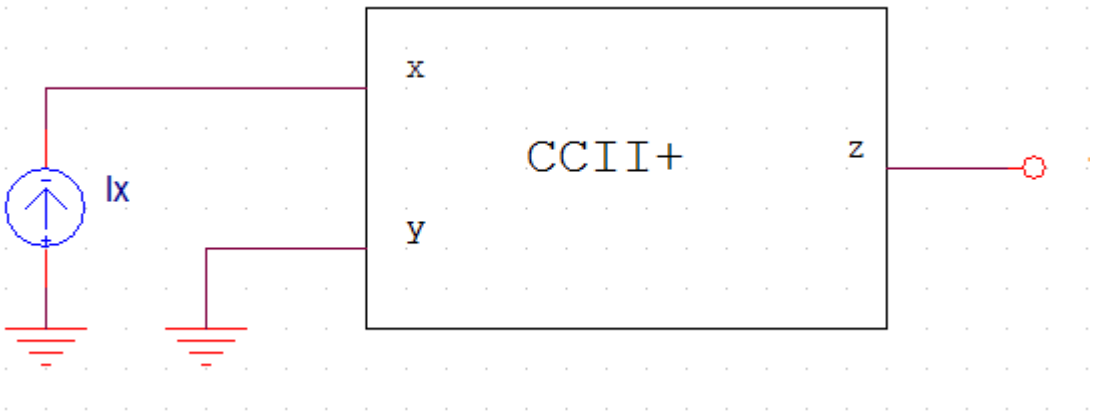


Şekil 3.6: VCCS BJT Gerçeklemesi Devre Şeması

3.3. Akım Kontrollü Akım Kaynağı (CCCS)

Y ucu topraklanmış bir adet CCII+'nın X ucundan bir akım kaynağı ile sürülmesi ile akım kontrollü akım kaynağı elde edebiliriz. CCII+ özelliği gereği olarak; Z ucuna X ucundaki akım aynı büyüklükte "taşınır". Bu sayede I_x akımı ile Z'den geçen akımı kontrol edebiliriz.

Şekil 3.7'de CCII+ ile yapılan CCCS blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 3.7: CCII+ ile yapılan CCCS Blok Diyagramı

CCCS için ideal durumda uçlar arasındaki ilişkiyi gösteren matris şöyledir:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ V_y \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

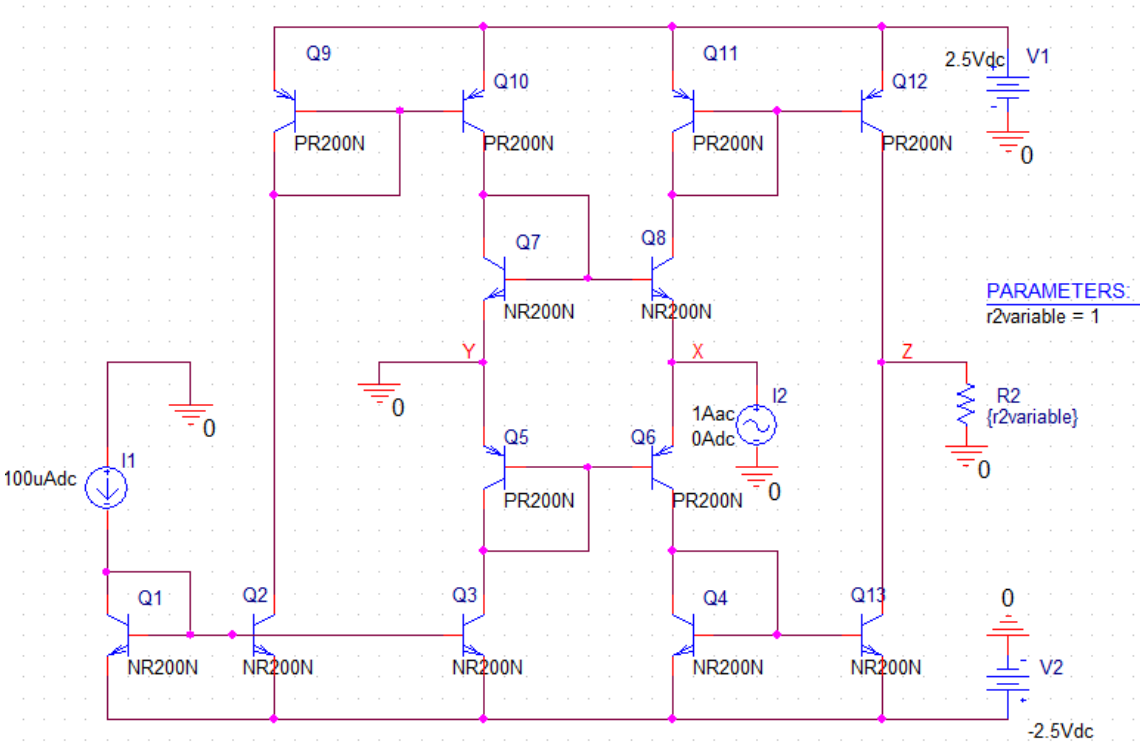
Z ucundaki akım X ucundaki akım tarafından kontrol edilir; ikisi eşit ve aynı yönlüdür. CCCS için ideal olmayan durum için uç ilişki matrisi ise şu şekildedir:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ V_y \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

3.5'teki α akım kazancını ifade etmektedir ve ideal durumda 1'dir. Ancak ideal olmayan durumda $\alpha = 1 - \varepsilon_i$ eşitliği vardır. Buradaki ε_i akım izleme hatasıdır ve 1'e göre çok düşük bir değerdir.

3.3.1 CCCS'in PSPICE ile Simülasyonu

Bu CCCS için yapılan PSPICE simülasyonu için Şekil 3.8'te verilen CCII+ yapısı besleme gerilimleri +2.5 V ve -2.5 V olacak şekilde kurulmuştur. Kutuplama akımı 100 µA'dir. BJT'lerden n tipleri için NR200N ve p tipleri için PR200N SPICE model parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır (Tablo 3.2).

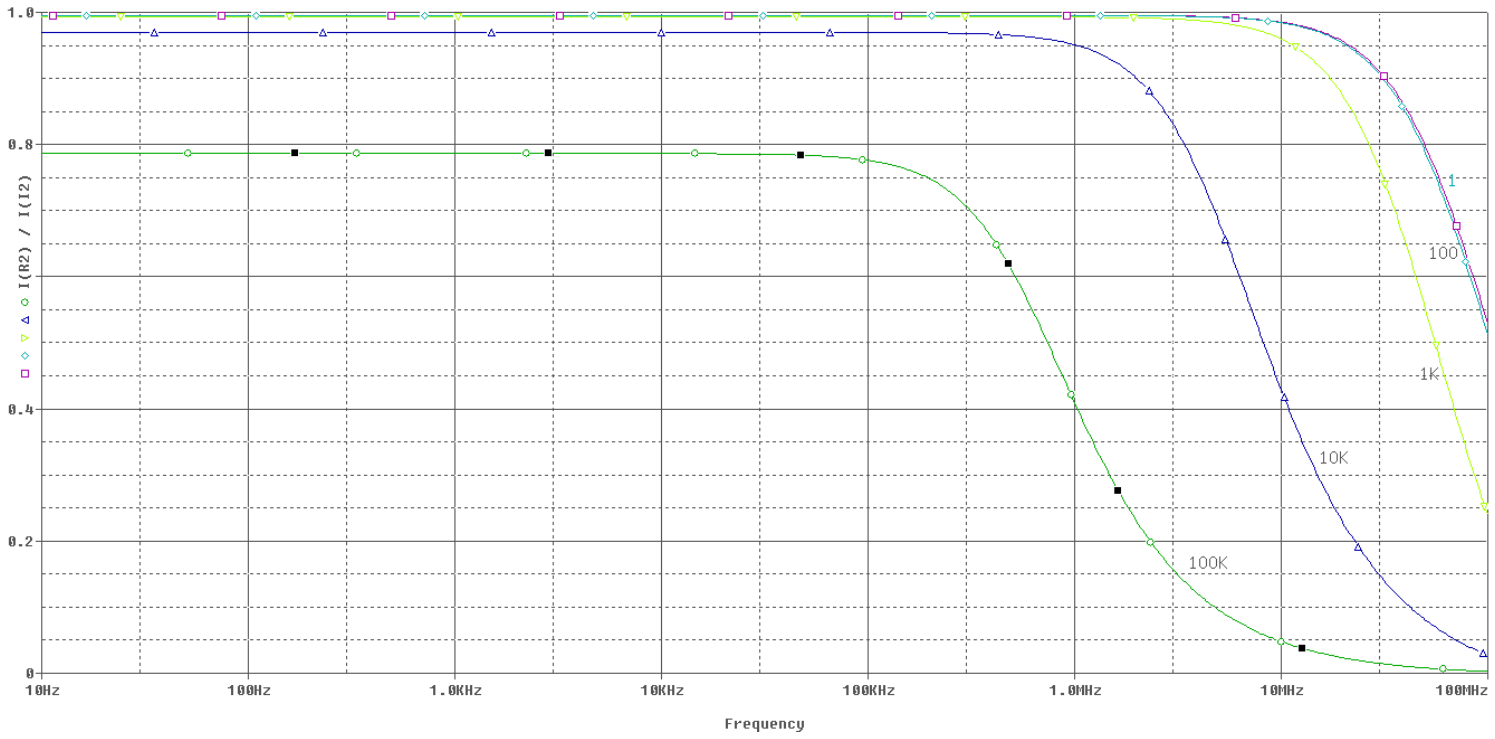


Şekil 3.8: Bipolar CCII+ Yapısı ile Yapılan CCCS

Tablo 3.2: NR200N ve PR200N BJT Model Parametreleri (Frey, 1993)

.MODEL NR200N NPN(RB=262.5 IRB=0 RBM=12.5 RC=25 RE=0.5 +IS=242E-18 EG=1.206 XTI=2 XTB=1.538 BF=137.5 +IKF=13.94E-3 NF=1 VAF=159.4 ISE=72E-16 NE=1.713 +BR=0.7258 IKR=4.396E-3 NR=1 VAR=10.73 ISC=0 NC=2 +TF=0.425E-9 TR=0.425E-8 CJE=0.428E-12 VJE=0.5 +MJE=0.28 CJC=1.97E-13 VJC=0.5 MJC=0.3 XCJC=0.065 +CJS=1.17E-12 VJS=0.64 MJS=0.4 FC=0.5)
.MODEL PR200N PNP(RB=163.5 IRB=0 RBM=12.27 RC=25 RE=1.5 +IS=147E-18 EG=1.206 XTI=1.7 XTB=1.866 BF=110 +IKF=4.718E-3 NF=1 VAF=51.8 ISE=50.2E-16 NE=1.650 +BR=0.4745 IKR=12.96E-3 NR=1 VAR=9.96 ISC=0 NC=2 +TF=0.610E-9 TR=0.610E-8 CJE=0.36E-12 VJE=0.5 +MJE=0.28 CJC=0.328E-12 VJC=0.8 MJC=0.4 XCJC=0.074 +CJS=1.39E-12 VJS=0.55 MJS=0.35 FC=0.5)

Bipolar CCII+ yapısı ile yapılan simülasyonda Z ucuna 1 Ω, 100 Ω, 1 kΩ, 10 kΩ ve 100 kΩ'luk dirençler ayrı ayrı bağlanmıştır. Şekil 3.9'da bu direnç değerleri için akım kazancı α'nın frekansa bağlı değişimi görülmektedir.



Şekil 3.9: Akım Kazancı α'nın Z Ucundaki Farklı Dirençler İçin Frekansa göre Değişimi

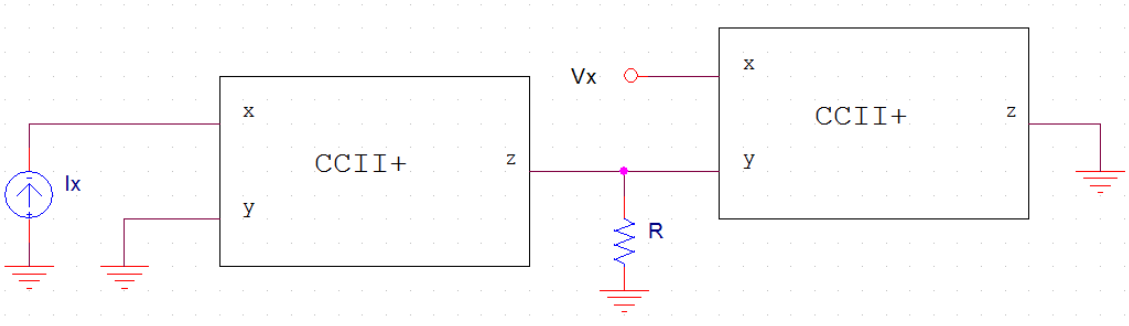
Akım kazancının farklı R_z dirençleri için maksimum kazançlarına, -3dB bant genişliklerine ve kararlılıklarını anlayabilmek adına %1'lik değişim gösterdikleri bant genişliklerine bakılmıştır. Tablo 3.3'te özetlenen değerlere göre bu CCCS 1 kΩ ve altı bir direnç sürülecekse yeterli kazanç ve bant genişliği kararlı bir şekilde sağlamaktadır. Z ucundaki direncin değeri arttıkça kazanç değeri azalmakta ve bant genişliği düşmektedir. Örneğin, 100 kΩ ve üzeri bir giriş empedansına sahip devreyi CCCS ile kontrol etmek doğru değildir çünkü X ucuna uygulanan akım tam olarak Z ucuna taşınamayacağı için kayıplar artmakta ve CCCS özelliğinden tam olarak faydalanmak mümkün olmamaktadır.

Tablo 3.3: Akım Kazancının Z Ucundaki Farklı Dirençler İçin Değerleri

Direnç / **α**	1 Ω	100 Ω	1 kΩ	10 kΩ	100 kΩ
Maksimum Kazanç	0.9957	0.9954	0.9930	0.9698	0.7863
-3 dB Bant Genişliği	65.95 MHz	64.25 MHz	35.32 MHz	4.95 MHz	609 KHz
%1'lik değişim Bant Genişliği	9.87 MHz	9.49 MHz	5.28 MHz	650.97 KHz	86.66 KHz

3.4. Akım Kontrollü Gerilim Kaynağı (CCVS)

İki adet CCII+ ve bir adet direnç ile bir adet akım kontrollü gerilim kaynağı (CCVS) elde edebiliriz. Birinci CCII+'nın X ucuna bağlayacağımız akım kaynağı ile ikinci CCII+'nın X ucundaki gerilimi kontrol edebilen devre şeması Şekil 3.10'da verildiği gibidir.



Şekil 3.10: 2 adet CCII+ ile CCVS Blok Diyagramı

Bu devrenin çalışma prensibi şu şekildedir: İlk CCII+'nın X ucuna uygulanan akım aynen Z ucunda oluşur ve bu oluşan akım R direnci üzerinden akarken ikinci CCII+'nın Y ucunda I_xR gerilimi meydana getirir. Bu gerilimse ikinci CCII+'nın X ucuna birebir yansır. Böylece V_x gerilimi I_xR'ye eşit olur ve I_x akımı tarafından ayarlanabilir.

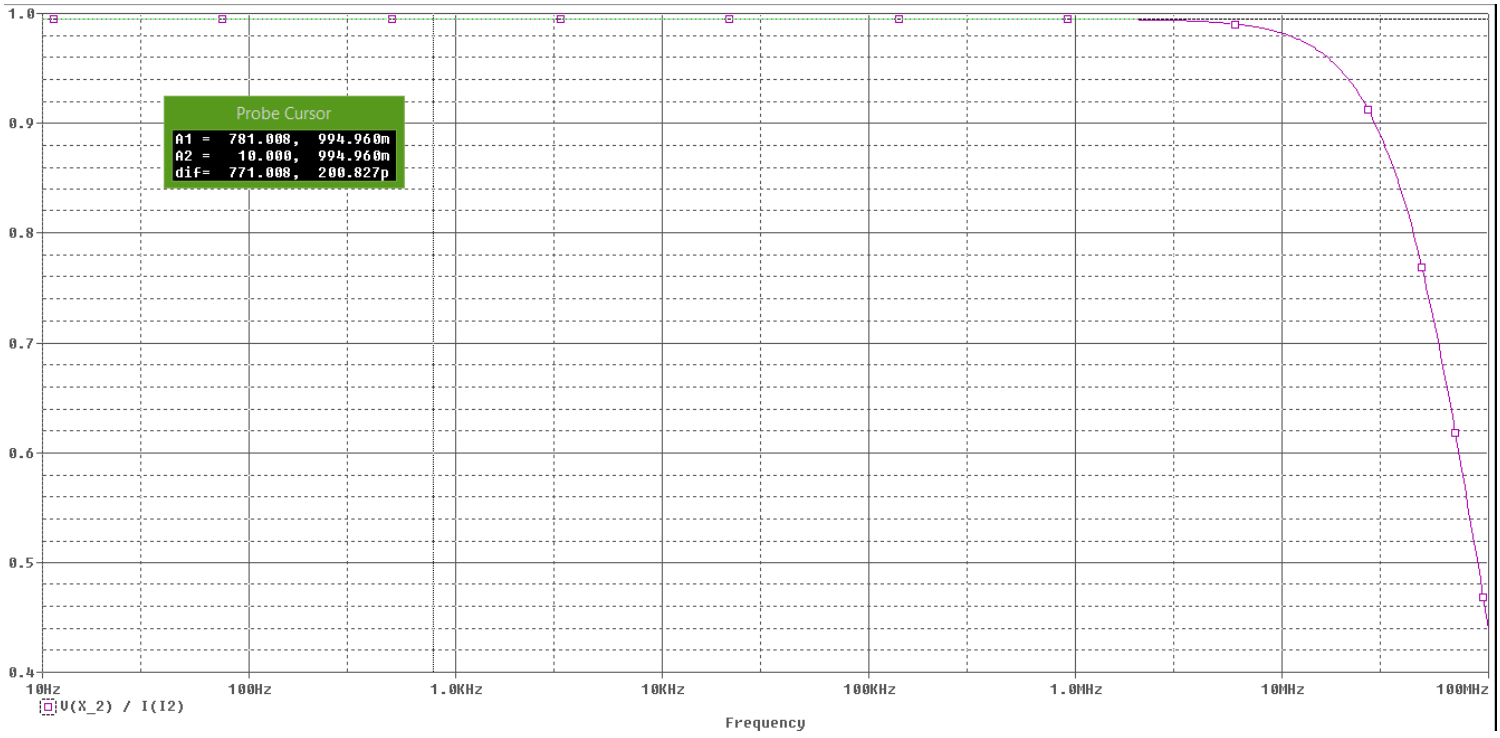
CCVS için uçlar arasındaki ilişkiyi gösteren matris şöyledir:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ R & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ V_z \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

3.4.1 CCVS'in PSPICE ile Simülasyonu

Bu CCVS için yapılan PSPICE simülasyonu için Şekil 3.8'te verilen CCII+ yapısından 2 adet olmak üzere besleme gerilimleri +2.5 V ve -2.5 V olacak şekilde kurulmuştur. Kutuplama akımları 100 µA'dir. n tipi BJT için NR200N ve p tipi için PR200N SPICE model parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır.

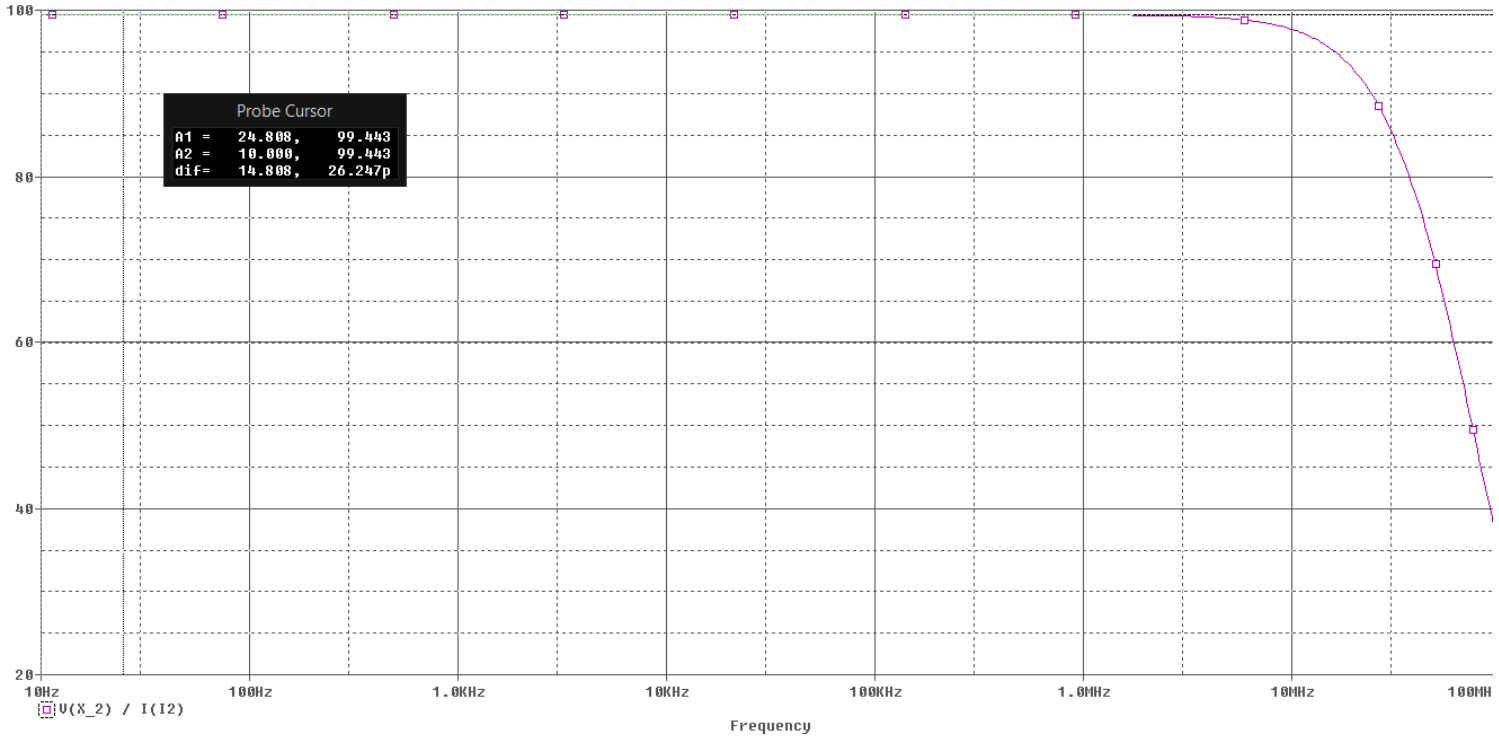
R direncinin değerleri ayrı ayrı 1 Ω, 100 Ω ve 10 kΩ olarak seçilmiş ve $\frac{Vx}{Ix}$ oranının frekans değerlerine göre değişimine bakılmıştır.



Şekil 3.11: $\frac{Vx}{Ix}$ Oranının Frekansa Bağlı Değişimi (R=1 Ω)

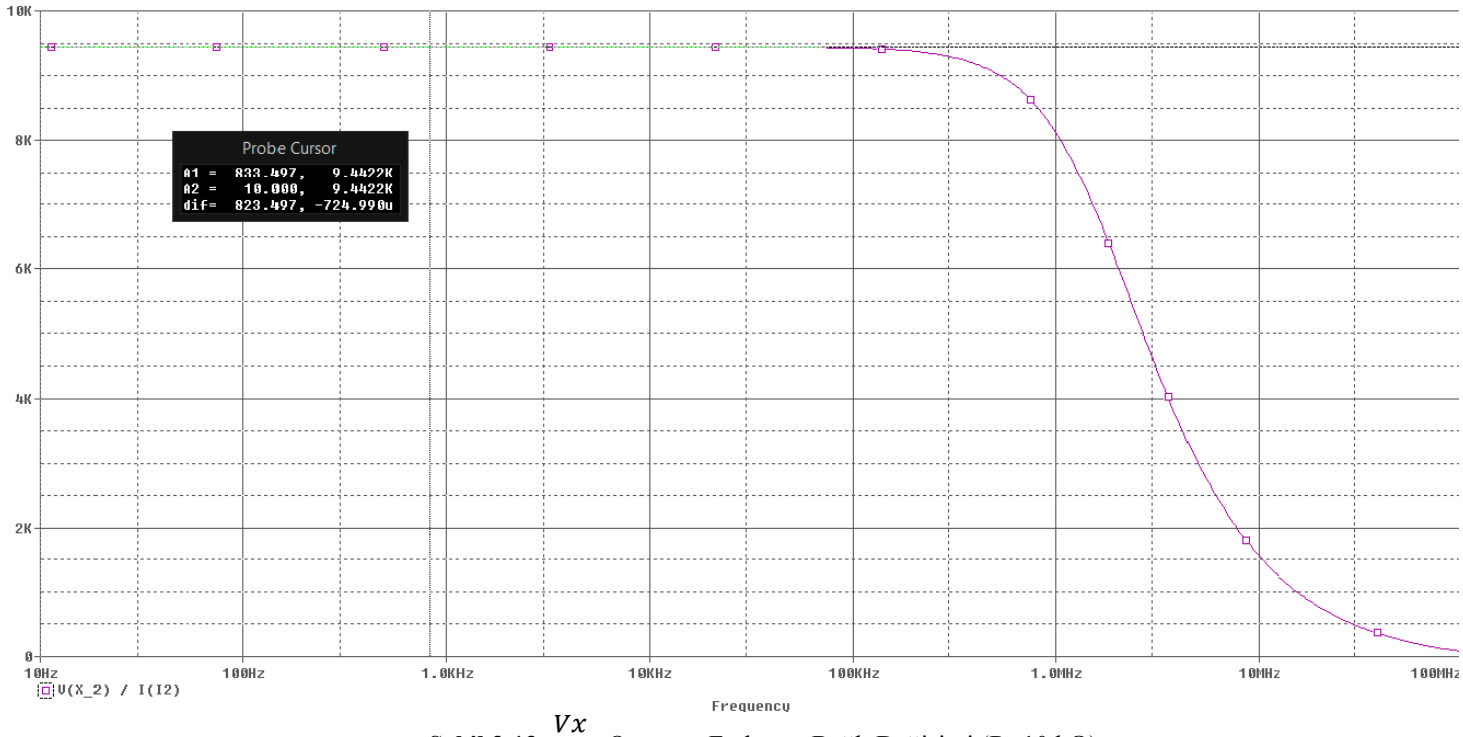
Şekil 3.11'de görüleceği gibi $\frac{V_x}{I_x}$ oranı maksimum 0.994 değerini almaktadır ve -3 dB bant genişliği 56.41 MHz'dir. Buradaki fark uçlar arasındaki akım ve gerilim izleme hatalarından kaynaklanmaktadır.

R=100 Ω olduğunda Şekil 3.12'de görüldüğü gibi $\frac{V_x}{I_x}$ oranı maksimum 99.443 değerini almaktadır ve -3dB bant genişliği 47. 38 MHz'dir.



Şekil 3.12: $\frac{Vx}{Ix}$ Oranının Frekansa Bağlı Değişimi (R=100 Ω)

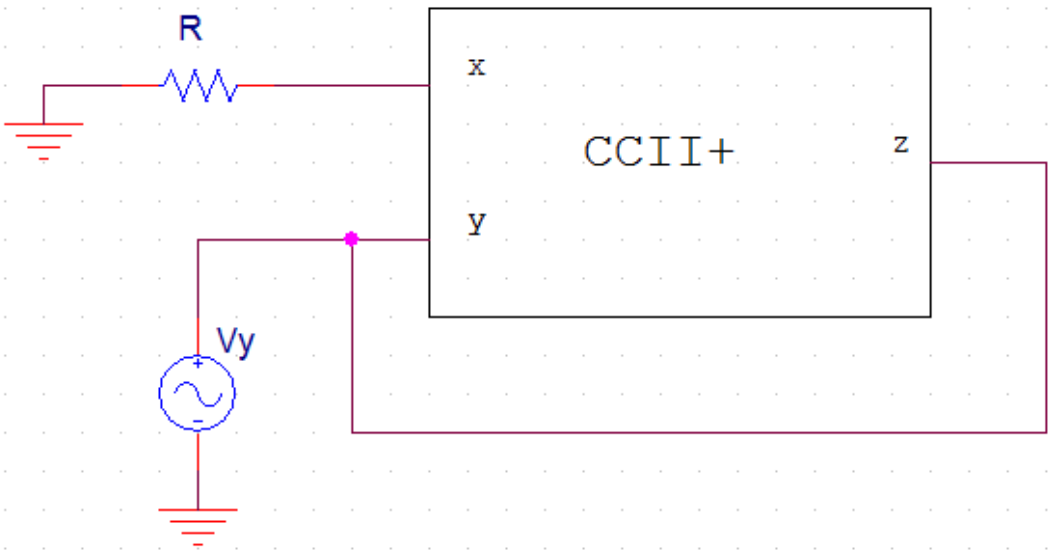
R=10 kΩ olursa Şekil 3.13'te görüldüğü gibi $\frac{Vx}{Ix}$ oranı maksimum 9442.2 değerini almaktadır ve -3dB bant genişliği 1.7 MHz'dir.



Şekil 3.13: $\frac{Vx}{Ix}$ Oranının Frekansa Bağlı Değişimi (R=10 kΩ)

3.5. Negatif Empedans Çevirici (NIC)

Bir adet CCII+ ile negatif empedans çevirici yapmak da mümkündür. Şekil 3.14'teki konfigürasyon kullanılarak; bir empedans değerinin X ucuna bağlanmasıyla Y ucundan bakıldığında bu değerin negatifi görülebilir.



Şekil 3.14: CCII+ ile NIC Blok Diyagramı

Bu devrenin çalışma şekli şöyledir: Y ucuna uygulanan V_y gerilimi aynı büyüklükte bir gerilimi X ucunda oluşturur. Ve bu V_y gerilimi R direnci üzerinde devreden dışarıya doğru bir $\frac{V_y}{R}$ akımı oluşturur. X ucundaki bu akım Z ucuna aynen taşınacağından ve Y ucu akım çekmeyeceği için, V_y kaynağı üzerinden toprağa doğru akar. Dolayısıyla;

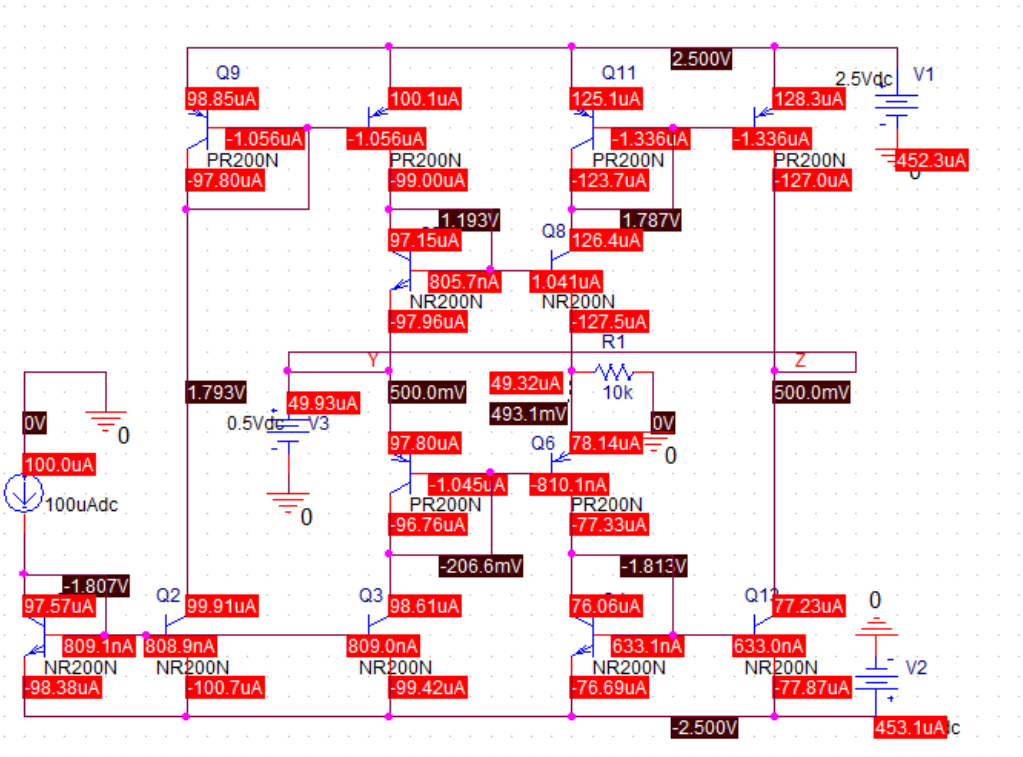
$$Z_y = \frac{V_y}{-\frac{V_y}{R}} = -R \qquad (3.7)$$

elde edilir.

Burada, R yerine herhangi bir pasif eleman ya da elemanlar konulabilir. Aynı şekilde X ucuna bağlanan Z_x empedansının negatife çevrilmiş hali Y ucunda $-Z_x$ olarak görülebilir.

3.5.1 NIC'nin PSPICE ile Simülasyonu

NIC için yapılan PSPICE simülasyonunda Şekil 3.8'te verilen CCII+ yapısından yararlanılmıştır. Kutuplama akımları 100 µA ve besleme gerilimleri ±2.5 Volt'tur. Bipolar transistörlerden, n tipleri için NR200N ve p tipleri için PR200N SPICE model parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır.



Şekil 3.15: BJT CCII+ ile NIC Devre Şeması

Şekil 3.15'te görüleceği üzere; X ucuna 10 kΩ'luk bir direnç bağlanmıştır. Y ucu 0.5 V bir DC kaynak ile sürülürse, Y ucunda devreden toprağa doğru(eksi yönde) 49.93 µA'lik bir akım geçmektedir. Yani Y ucundan bakıldığında görülen empedans:

$$\text{Zy} = \frac{0.5\,V}{-\,49.93\,\mu A} = -\,10\,014.02\,\Omega \qquad (3.8)$$

3.8'deki işlemden bulunan sonuç negatifini bulmak istediğimiz 10 kΩ direncine oldukça yakındır ve istenilen sonucu vermektedir.
Aynı devreye 1 kΩ'luk bir direnç bağlandığında;

$$\text{Zy} = \frac{0.5\,V}{-\,450.7\,\mu A} = -\,1139.38\,\Omega \qquad (3.9)$$

100 kΩ'luk başka bir direnç bağlarsak;

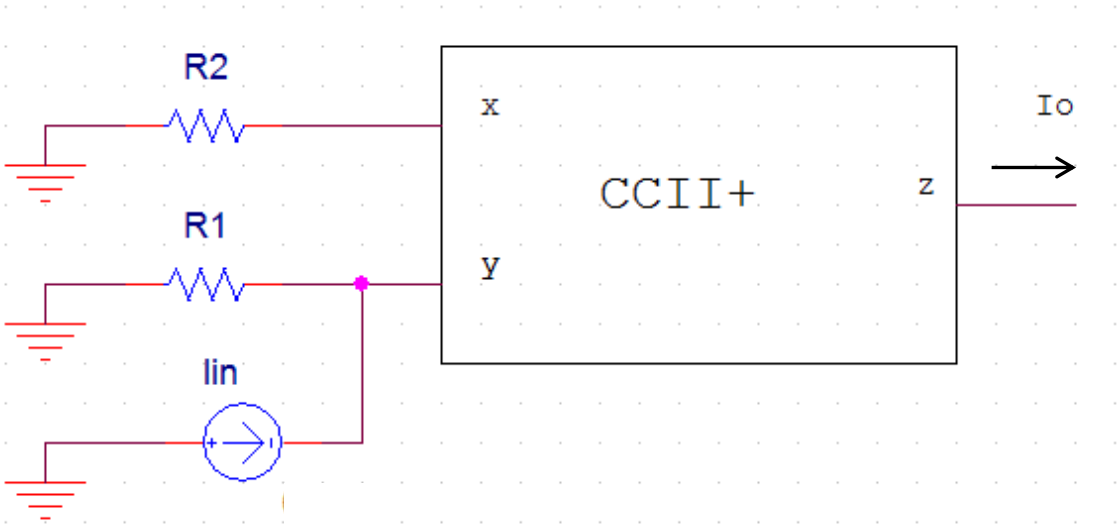
$$\text{Zy} = \frac{0.5\,V}{-\,450.7\,\mu A} = -\,79\,001.4\,\Omega \qquad (3.10)$$

3.6. Kuvvetlendiriciler

Akım taşıyıcı tabanlı devre elemanlarını kullanarak akım kuvvetlendirici ve gerilim kuvvetlendirici gibi devreleri tasarlamak mümkündür.

3.6.1 Akım Kuvvetlendirici

Bir adet CCII+ ve iki adet direnç kullanarak Şekil 3.16'da görüldüğü gibi akım kuvvetlendirici devresi yapabilmek mümkündür.



Şekil 3.16: CCII+ ile Akım Kuvvetlendirici Blok Diyagramı

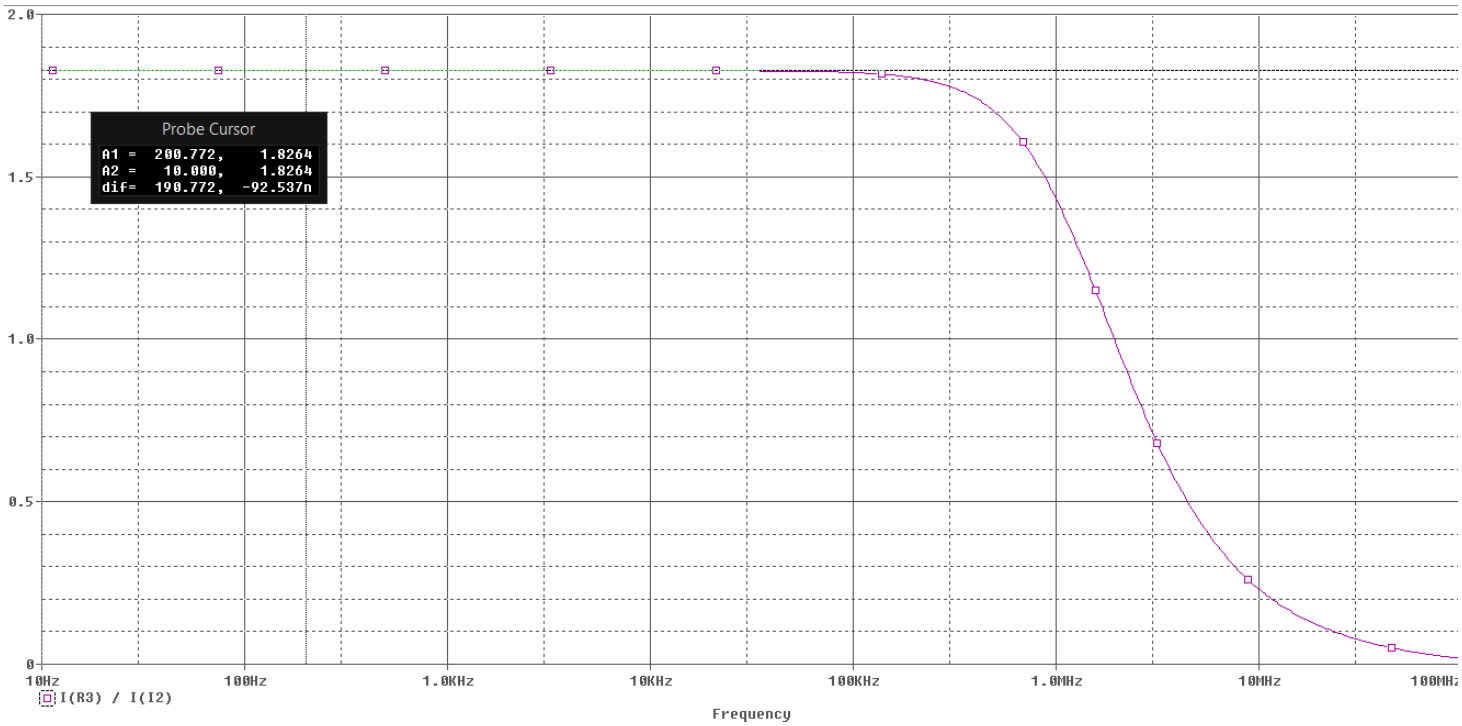
Şekil 3.16'daki devrenin çalışması şu şekildedir: Y ucuna uygulanan I_{in} akımının tamamı R_1 direnci üzerinden akar ve Y ucunda $I_{in}R_1$ değerinde bir gerilim oluşur. Bu oluşan gerilim, aynen X ucuna da yansıtılır. Dolayısıyla, X ucundan dışarıya doğru $\frac{I_{in}R_1}{R_2}$ değerinde bir akım oluşur. Bu akım aynen Z ucuna aktarılır. Dolayısıyla;

$\frac{I_{in}R_1}{R_2} = I_o$ olur ve $\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{R_1}{R_2}$ değerine ulaşılır.

3.6.1.1 Akım Kuvvetlendirici PSPICE Simülasyonu

Akım kuvvetlendirici için yapılan PSPICE simülasyonunda Şekil 3.8'te verilen CCII+ yapısından yararlanılmıştır. Kutuplama akımı 100 µA ve besleme gerilimleri ±2.5 V seçilmiştir. Bipolar transistörlerden, n tipleri için NR200N ve p tipleri için PR200N SPICE model parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır.

Simülasyonda deneme yapmak amacıyla R_1 = 10 kΩ ve R_2 = 20 kΩ olarak seçilmiştir. Şekil 3.17'de görülen maksimum akım kazancı 1.826 olarak görülmektedir. Buradaki değerin 2 olması ideal durumdur. Farklı bir değerin sebebi X ucunda görülen parazitik direnç ile BJT transistörlerindeki akım ve gerilim sınırlandırmalarıdır.

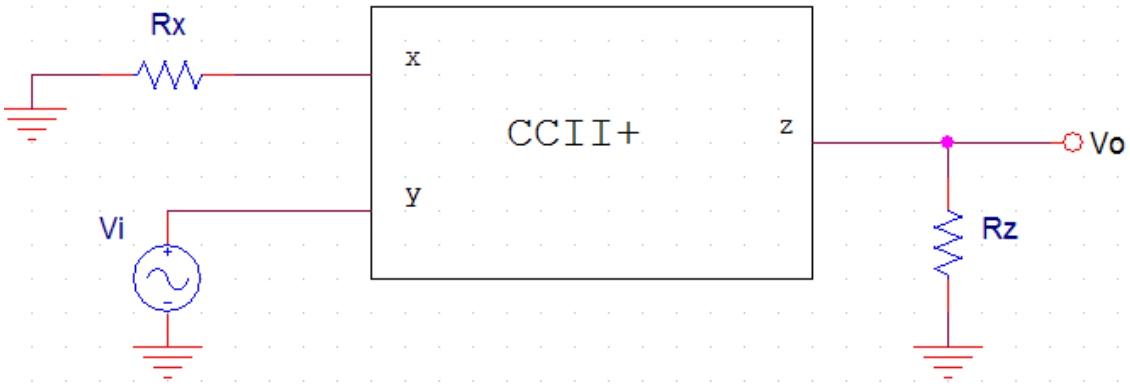


Şekil 3.17: $\frac{I_o}{I_i}$ Akım Kazancının Frekansa Göre Değişimi

3.6.2 Evirmeyen Gerilim Kuvvetlendirici

Bir adet CCII+ ve 2 tane direnç ile evirmeyen gerilim kuvvetlendiricisi yapmak mümkündür. Şekil 3.18'de görülen kuvvetlendiricide; Y ucuna uygulanan V_i gerilimi aynen X ucunda görülür ve X ucundan dışarıya doğru $\frac{V_i}{R_x}$ değerinde bir akım akar. Aynı akım Z ucundan da dışarıya doğru akacağı için, gerilim kazancı 3.11'deki gibi olur.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_z}{R_x} \tag{3.11}$$

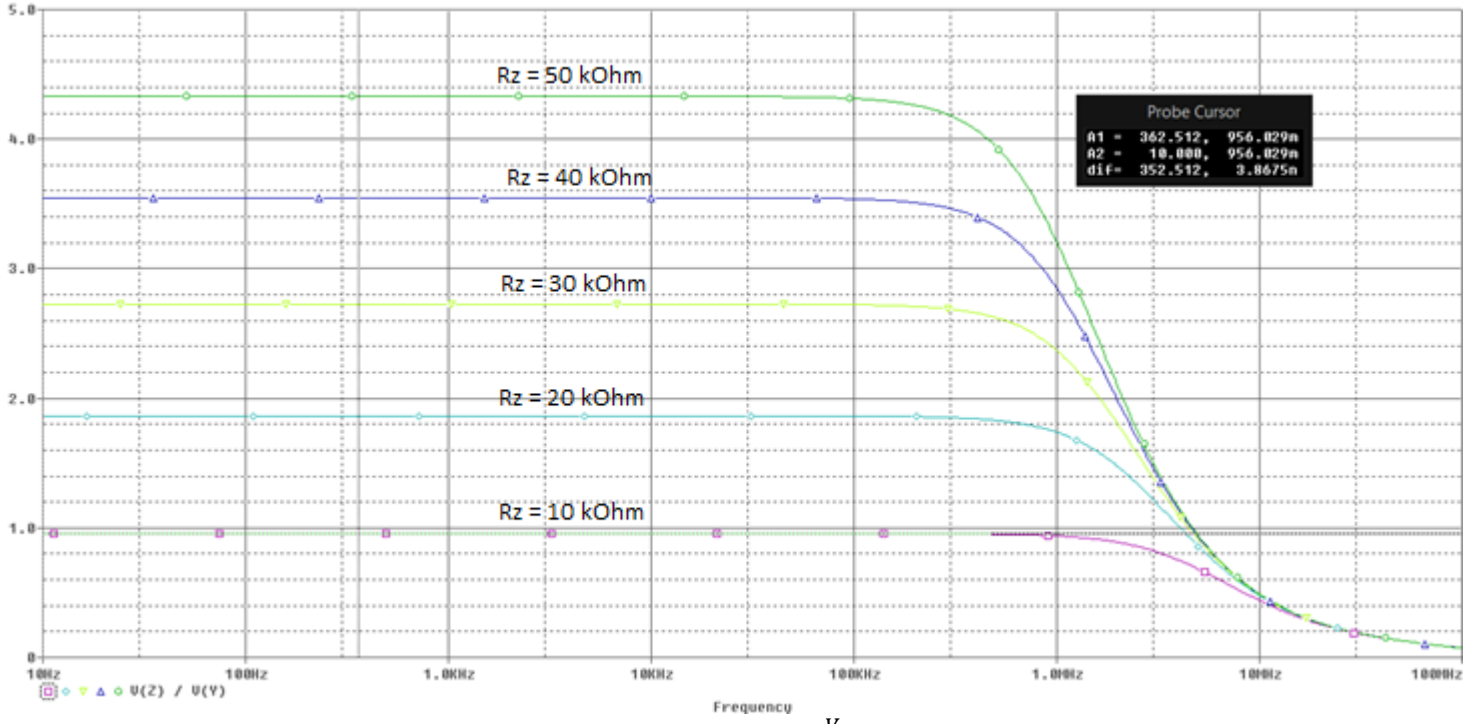


Şekil 3.18: CCII+ ile Evirmeyen Gerilim Kuvvetlendirici Blok Diyagramı

3.6.2.1 Evirmeyen Gerilim Kuvvetlendirici PSPICE Simülasyonu

Evirmeyen Gerilim Kuvvetlendirici yapısı için gerçekleştirilen PSPICE simülasyonunda Şekil 3.8'teki CCII+ kullanılmıştır. Kutuplama akımı 100 µA ve besleme gerilimleri ±2.5 Volt'tur. BJT'lerde, n tipleri için NR200N ve p tipleri için PR200N SPICE model parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır.

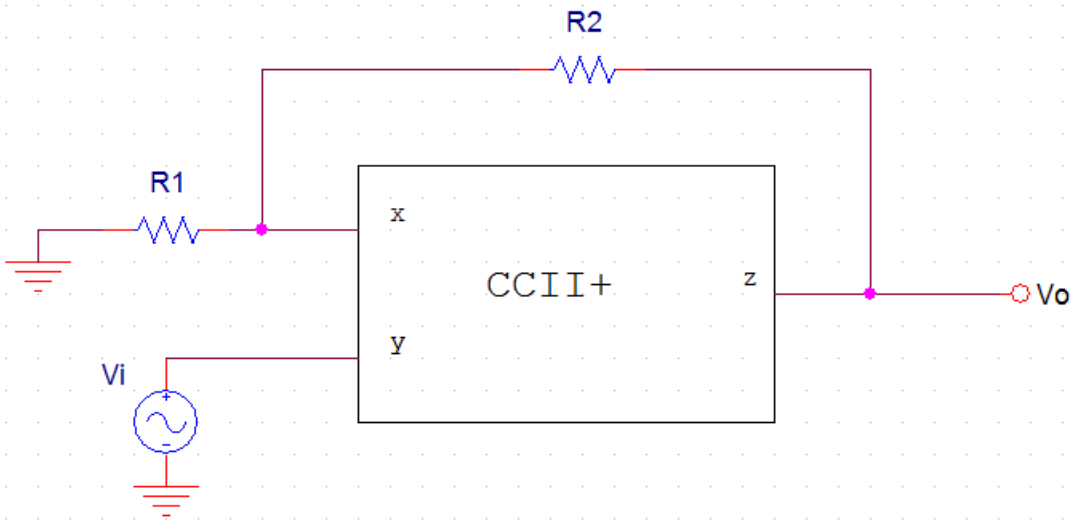
Bu devrenin farklı gerilim kazançlarını modelleyebilmek adına X ucuna bağlanacak olan direnç 10 kΩ seçilmiş, Z ucuna ise sırasıyla 10 kΩ, 20 kΩ, 30 kΩ, 40 kΩ ve 50 kΩ'luk dirençler takılmıştır. Bu durumda kazançların ideal olarak: 1, 2, 3, 4, 5 olmaları beklenir. Ancak simülasyonda aldığımız kazanç değerleri sırasıyla: 0.956, 1.864, 2.727, 3.548, 4.331 şeklindedir. Buradaki fark ideal olmayan etmenlerden kaynaklanmaktadır. Akım transferinin ve gerilim transferinin yapılmasındaki kayıplar kazancı düşürmektedir. X ucundaki parazitik direncin etkisini sınırlamak adına oraya yüksek bir direnç bağlanmıştır.



Şekil 3.19: Z Ucundaki Farklı Dirençler İçin $\frac{V_o}{V_i}$ 'in Frekansa Göre Değişimi

3.6.3 Geribeslemeli Evirmeyen Gerilim Kuvvetlendirici

Bir adet CCII+ ve 2 tane direnç ile Şekil 3.20'de görülebileceği gibi geribeslemeli evirmeyen gerilim kuvvetlendiricisi gerçeklenebilir.



Şekil 3.20: CCII+ ile Geribeslemeli Evirmeyen Gerilim Kuvvetlendirici Blok Diyagramı

Bu devrede Y ucuna uygulanan V_i gerilimi aynen X ucunda görülür. Bu V_i gerilimi R_1'den toprağa doğru akar ve $\frac{V_i}{R_1}$ değerinde bir akım oluşturur. X ve Z uçlarından çıkan akımlar eşittir ve toplamları R_1'den toprağa akan bu akıma eşittir. Bu durumda;

$\frac{V_i}{R_1} = 2\left(\frac{V_o - V_i}{R_2}\right)$ denklemi elde edilir. Gerekli düzenlemeler yapıldığındaysa giriş ve çıkış arasındaki ilişki 3.12'deki gibi olur.

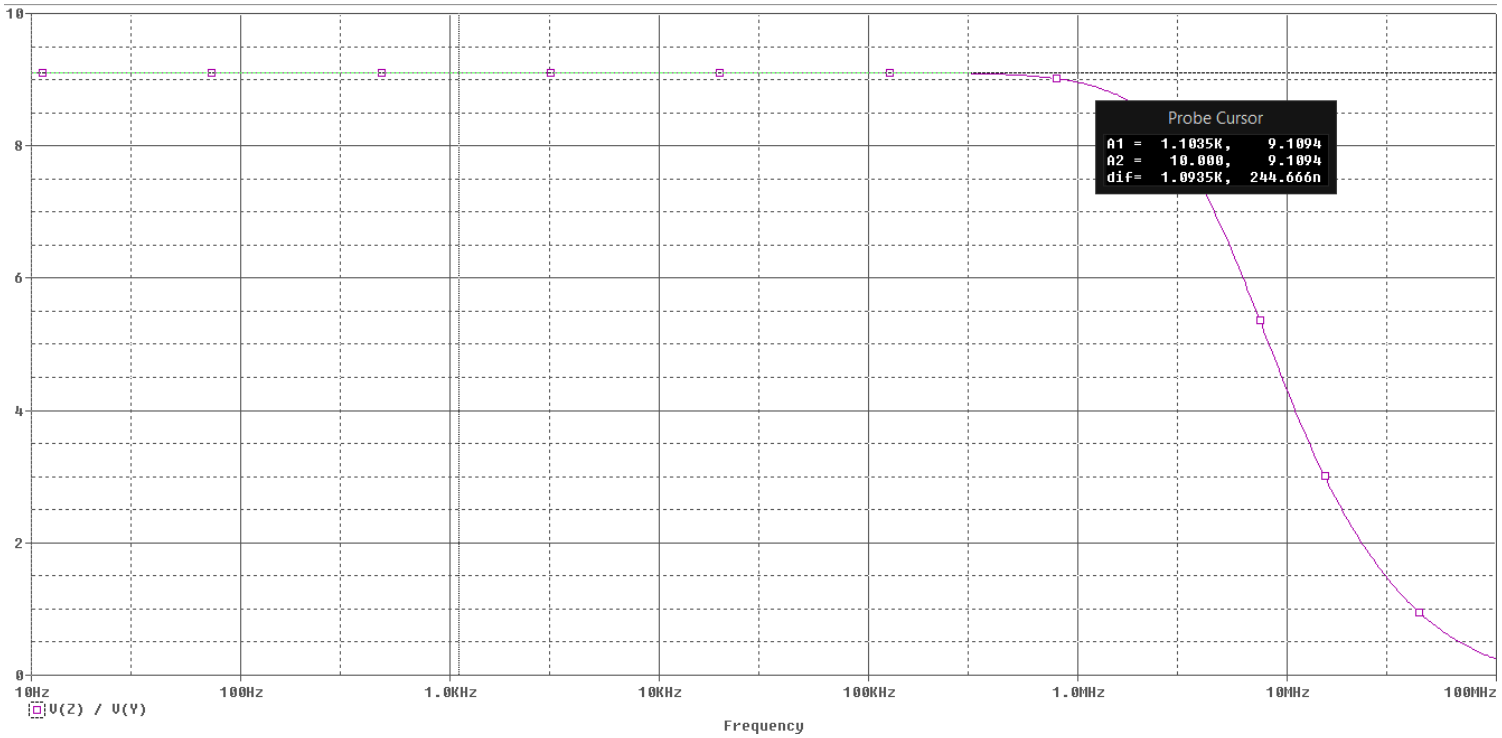
$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{2R_1} \tag{3.12}$$

Denklem 3.12'ye göre, R_1 ve R_2 direnç değerleri ne seçilirse seçilsin bu kuvvetlendiricinin gerilim kazancı 1'den fazladır. Bu kuvvetlendirici birim kazanç içeren tampon devre (buffer) olarak kullanılmaz.

3.6.3.1 Geribeslemeli Evirmeyen Gerilim Kuvvetlendirici PSPICE Simülasyonu

Bu devre için Şekil 3.8'teki CCII+ kutuplama akımı 100 μA ve besleme gerilimleri ±2.5 Volt seçilerek kullanılmıştır. BJT'lerde, npn için NR200N ve pnp için PR200N SPICE model parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır.

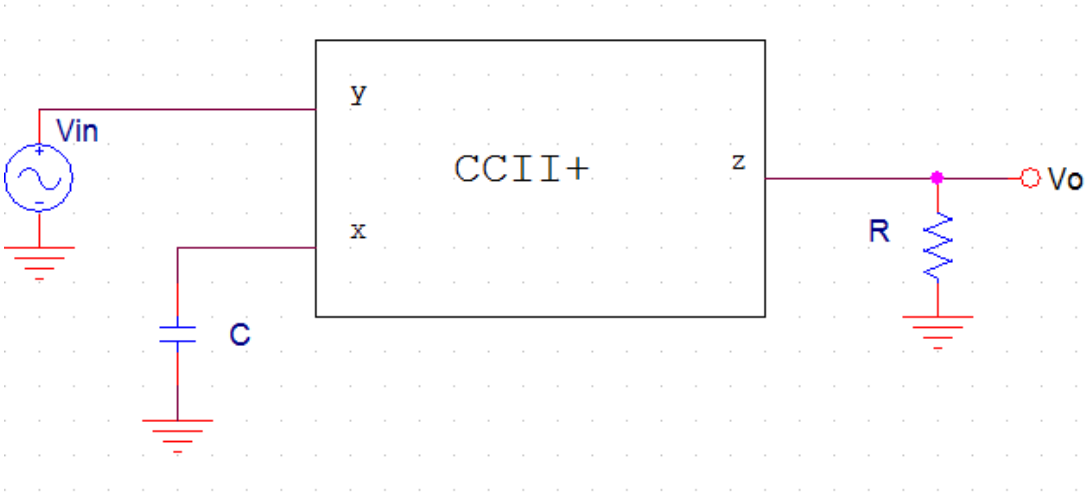
Gerilim kazancının 10 olabilmesi adına R_2 18 kΩ ve R_1 1 kΩ olarak seçilmiştir. Şekil 3.21'de görülen frekans eğrisine göre maksimum gerilim kazancı 9.11'dir. Buradaki hatanın sebebi CCII+'nın uçları arasındaki gerilimi ve akımı taşıma hatalarıdır. Bu eğriye göre kazancın -3dB düştüğü frekans 5.40 MHz'dir.



Şekil 3.21: $\frac{V_o}{V_i}$ 'in Frekansa Göre Değişimi(R_2=18 kΩ , R_1=1 kΩ)

3.7. Türev Alıcı Devre

CCII+ devre yapısı kullanılarak hem akımın hem de gerilimin türevini alabilen devreler tasarlanabilir. Türev alıcı devrelerin tasarımı için bir direnç ve bir adet kondansatör gerekli şekilde bağlanır. Şekil 3.22'de CCII+ ile Gerilim Türev Alıcı Devresi blok diyagramı verilmiştir.



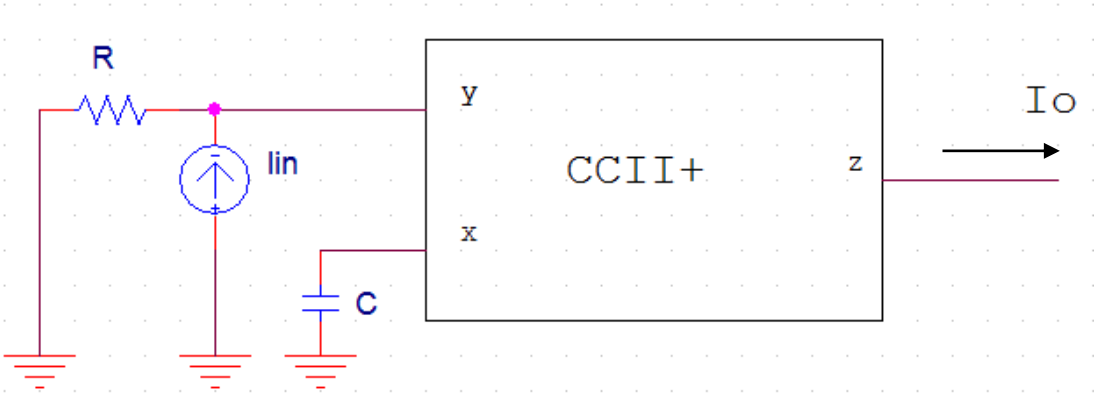
Şekil 3.22: CCII+ ile Gerilim Türev Alıcı Devresi Blok Diyagramı

Şekil 3.22'deki devre şöyle çalışmaktadır: Y ucuna uygulanan V_{in} gerilimi X ucundaki kondansatörde $C\frac{dV_{in}}{dt}$ değerinde bir akım toprağa doğru akar. Aynı akım Z ucuna da taşınır ve V_o gerilimi 3.13'teki gibi olur.

$$V_o = RC\frac{dV_{in}}{dt} \tag{3.13}$$

Şekil 3.23'teki devredeyse CCII+ ile Akım Türev Alıcı Devresi blok diyagramı görülmektedir. Bu devredeki I_{in} akımı Y ucundaki R direncinden toprağa akar ve RI_{in} değerinde bir gerilim oluşturur. Bu X ucuna yansır ve X ucundan dışarıya akan akım 3.14'teki gibi olur.

$$I_x = I_o = RC\frac{dI_{in}}{dt} \tag{3.14}$$



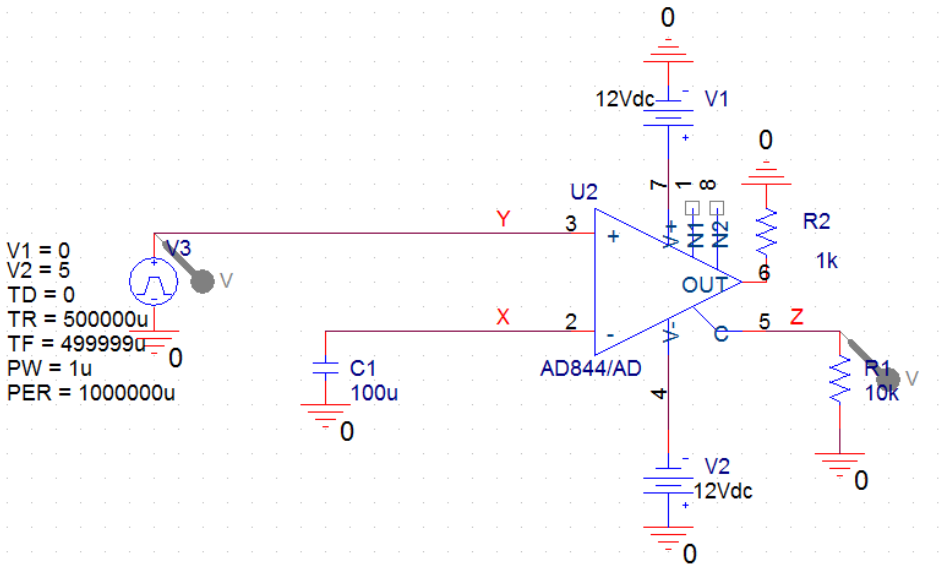
Şekil 3.23: CCII+ ile Akım Türev Alıcı Devresi Blok Diyagramı

3.7.1 Türev Alıcı Devre PSPICE Simülasyonu

Şekil 3.22'de görülen CCII+ ile Gerilim Türev Alıcı Devresinin PSPICE simülasyonu için Şekil 2.10'daki AD844 modeli kullanılmıştır. R=10 kΩ ve C=100 µF seçilmiştir. Bu durumda;

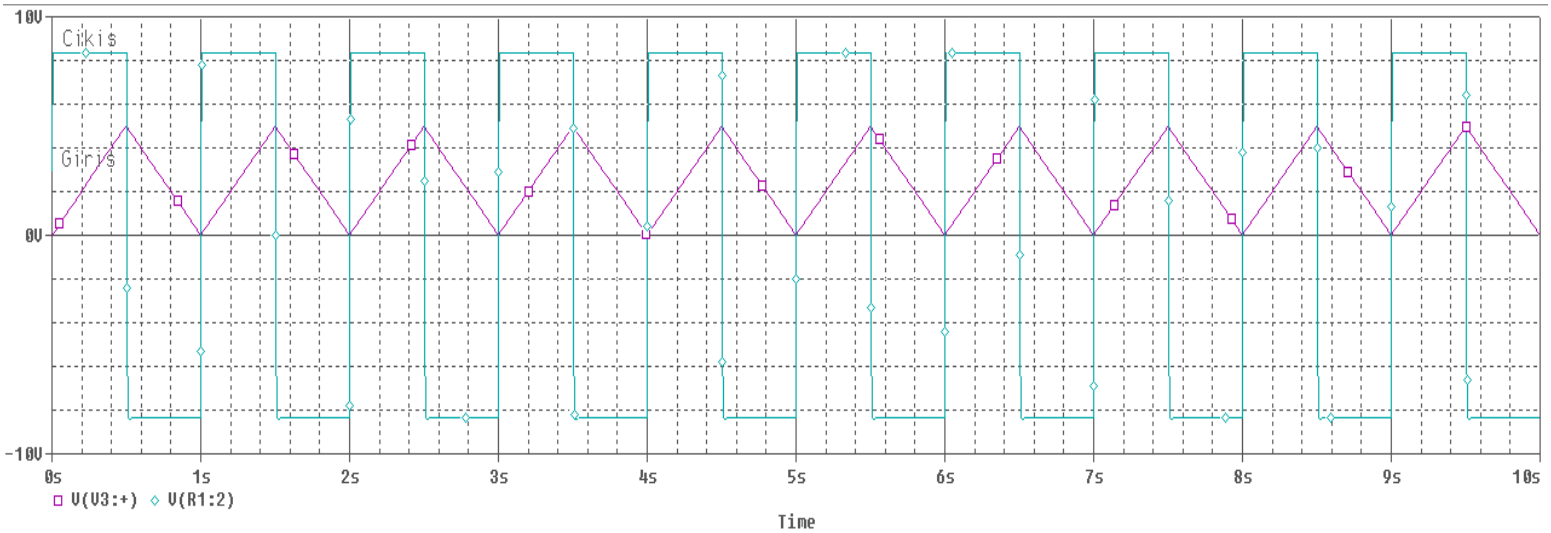
$$V_o = \frac{dV_{in}}{dt} \tag{3.15}$$

denklemi elde edilir. Şekil 3.24'te ise AD844 ile yapılan Gerilim Türev Alıcı Devrenin şeması görülmektedir.



Şekil 3.24: Gerilim Türev Alıcı Devre Şeması

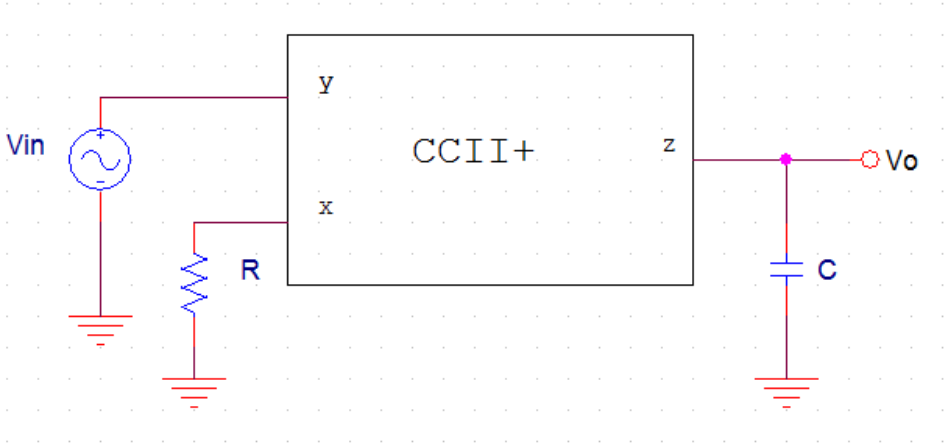
Girişe tepe değeri 5 V ve 1 saniye periyodu olan bir üçgen gerilim dalgası uygulanmıştır. Çıkışta görülen dalga ise bir kare dalgadır. Üçgenin yükselen ucunda pozitif bir türev olacağı için pozitif, üçgenin düşen kenarındaysa negatiftir.



Şekil 3.25: Gerilim Türev Alıcı Devre Giriş ve Çıkış Sinyalleri

3.8. İntegral Alıcı Devre

CCII+ devre yapısı kullanılarak akımın ve gerilimin integralini alan devreler yapılabilmektedir. Türev alıcı devrelere benzer şekilde, integral alıcı devre tasarımı için bir direnç ve bir adet kondansatör kullanılır. Şekil 3.26'da Gerilim İntegral Alıcı Şekil 3.27'de Akım İntegral Alıcı devrelerinin blok diyagramları verilmiştir.

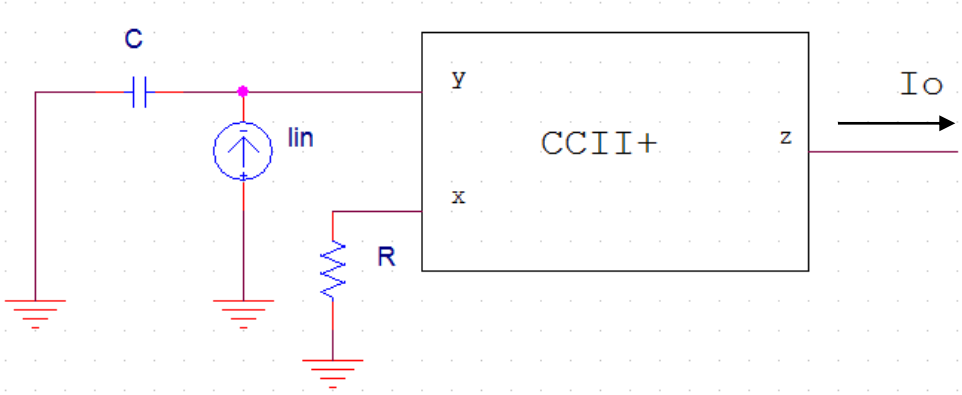


Şekil 3.26: CCII+ ile Gerilim İntegral Alıcı Devresi Blok Diyagramı

Şekil 3.26'daki devrede; Y ucuna uygulanan V_{in} gerilimi X ucuna yansıyıp R direnci üzerinden bir $\frac{V_{in}}{R}$ akımı oluşturur. Bu akım aynen Z ucuna yansıyacağı için;

$$\frac{V_{in}}{R} = C\frac{dV_o}{dt} \rightarrow V_o = \frac{1}{RC}\int V_{in}dt \qquad (3.16)$$

denklemi elde edilir.



Şekil 3.27: CCII+ ile Akım İntegral Alıcı Devresi Blok Diyagramı

Şekil 3.27'deki devrede; I_{in} akımı Y ucunda $\frac{1}{C}\int I_{in}dt$ değerinde bir gerilim oluşturur. Bu gerilim de X ucundaki R direncinde 3.17'deki gibi akım meydana getirir.

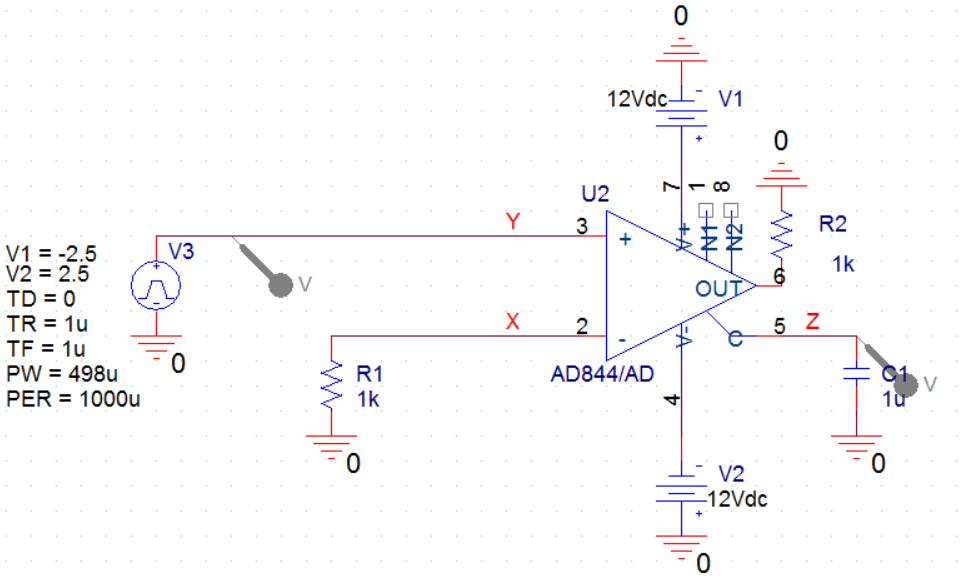
$$I_x = I_o = \frac{1}{RC}\int I_{in}dt \tag{3.17}$$

3.8.1 İntegral Alıcı Devre PSPICE Simülasyonu

Şekil 3.25'te görülen CCII+ ile İntegral Türev Alıcı Devresinin PSPICE simülasyonu için Şekil 2.28'daki AD844 devre şeması kullanılmıştır. R=10 kΩ ve C=100 µF seçilmiştir. Bu durumda;

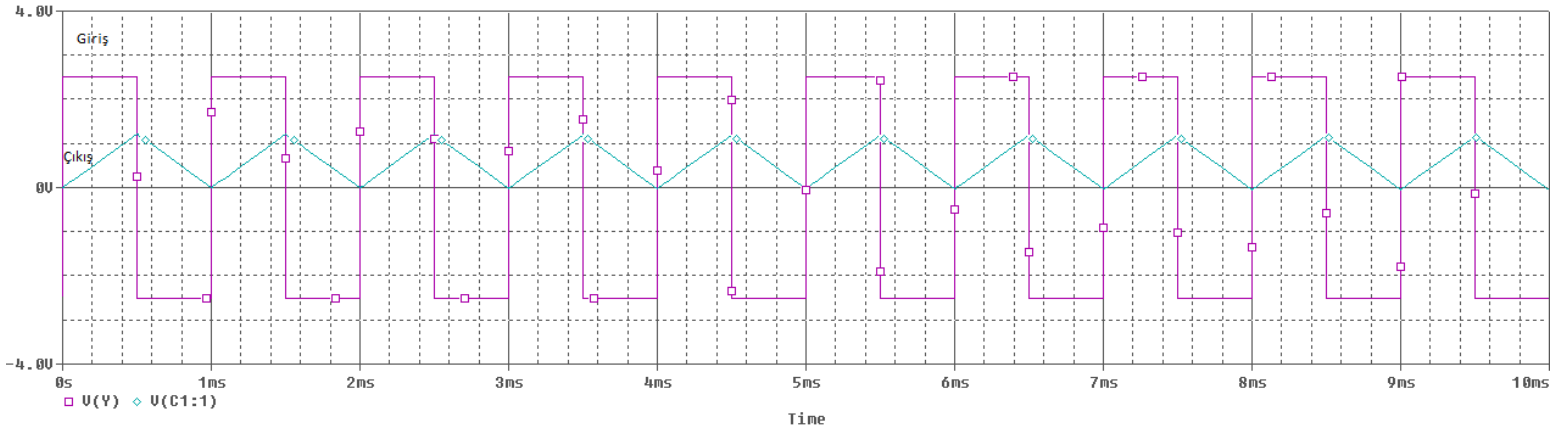
$$V_o = \int V_{in}dt \tag{3.18}$$

denklemi elde edilir.



Şekil 3.28: Gerilim İntegral Alıcı Devre Şeması

Şekil 3.29'da giriş ve çıkış sinyallerinin karakteristiği görülmektedir. Giriş sinyali olarak 1 saniye periyodu olan ve +2.5 V ile -2.5 V arasında gidip gelen bir kare dalga uygulanmıştır. Bu sinyalin integrali olarak elde edilen üçgen dalga çıkış sinyali olarak görülebilir.



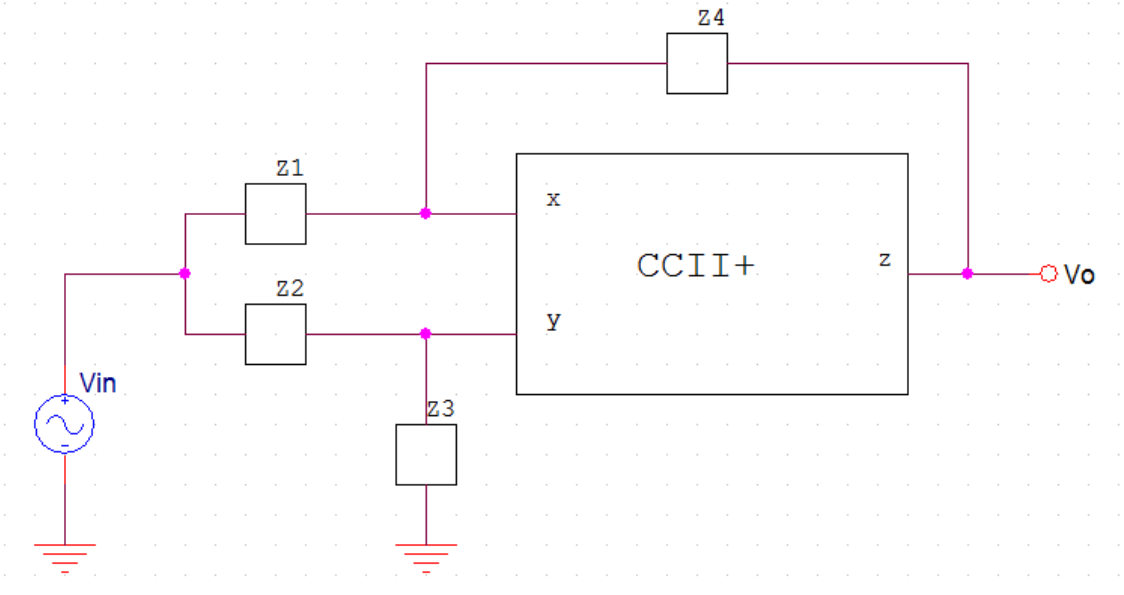
Şekil 3.29: Gerilim İntegral Alıcı Giriş ve Çıkış Sinyalleri

3.9. Filtreler

Akım taşıyıcı tabanlı devre elemanlarını kullanarak tüm geçiren, bant geçiren, bant söndüren, alçak geçiren, yüksek geçiren gibi filtre çeşitlerini hayata geçirebiliriz.

3.9.1 Tüm Geçiren Filtre

İkinci nesil akım taşıyıcı ve çeşitli pasif elemanlar kullanarak tüm geçiren filtre transfer fonksiyonu elde edilebilir. Tüm geçiren filtrenin amacı tüm frekanslarda çıkış sinyalinin genliğini sabit tutup; fazını kaydırmaktır.



Şekil 3.30: CCII+ ile Tüm Geçiren Devre Blok Diyagramı (Soliman,1973)

Şekil 3.30'daki devrenin amacı bobin kullanmadan tüm geçiren transfer fonksiyonunu icra edebilen bir filtre tasarımıdır (Soliman,1973). Bu tasarım için bir adet CCII+ ile çeşitli pasif elemanlar(direnç ve kondansatör) kullanılmıştır. CCII+'nın ideal uç denklemleri düşünülüp, gerekli işlemler yapıldığında giriş ve çıkış gerilim sinyalleri arasındaki ilişki 3.19'daki gibi verilmektedir.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Z_3 - \frac{Z_4 Z_2}{2Z_1}}{Z_3 + Z_2} \tag{3.19}$$

$Z_1 = R_1$, $Z_2 = R + \frac{1}{jwC}$, $Z_3 = \frac{R}{1+jwCR}$, $Z_4 = 0.4R_1$ olarak seçilirse giriş ve çıkış arasındaki ilişki şu şekle bürünür:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 0.2 \frac{1 - j\frac{\left(wCR - \frac{1}{wCR}\right)}{3}}{1 + j\frac{\left(wCR - \frac{1}{wCR}\right)}{3}} \tag{3.20}$$

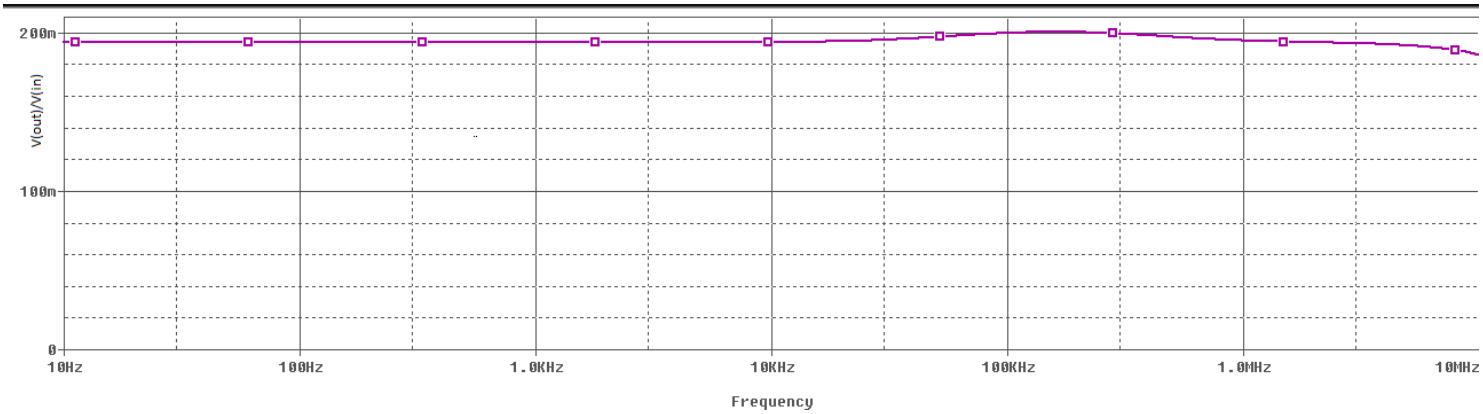
3.20'deki denklem genliği 0.2 olan bir "tüm geçiren filtre" karakteristiğine sahiptir. Ayrıca bu filtrenin faz değeri R ve C değerine bağlı olarak ayarlanabilir (Soliman, 1973).

3.9.1.1. Tüm Geçiren Filtre PSPICE Simülasyonu

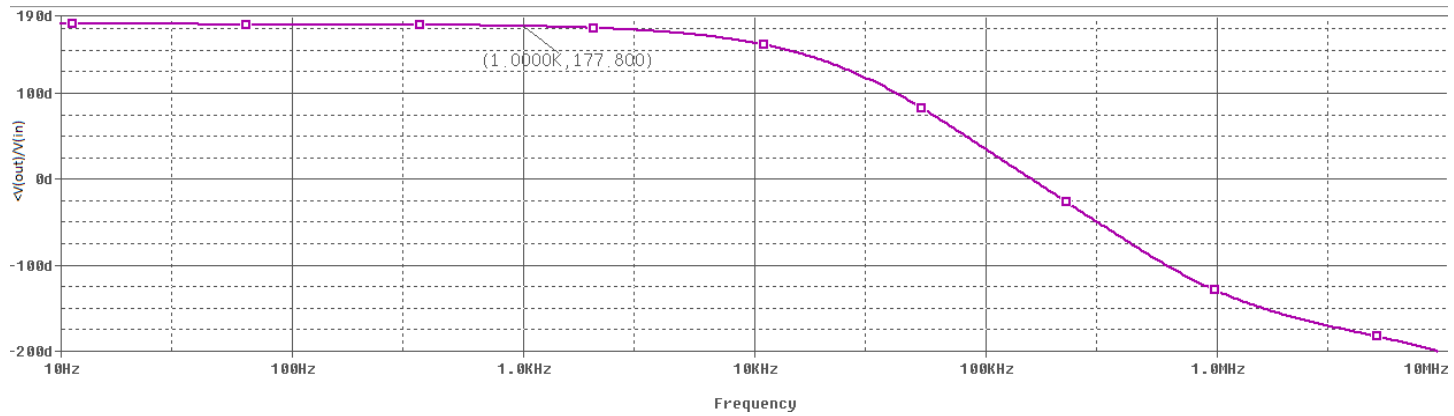
Şekil 3.30'daki tüm geçiren devrenin simülasyonu için; Şekil 3.8'teki CCII+ yapısı temel alınmıştır. Kutuplama akımı 100 μA ve besleme gerilimleri ±2.5 Volt'tur. BJT'lerde, n tipleri için NR200N ve p tipleri için PR200N SPICE model parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır. Ayrıca, R_1 = 10 kΩ (Z_1 = 10 kΩ), R=1 kΩ, C=1nF, (Z_2 = 1 + $\frac{1}{jw1nF}$, Z_3 = $\frac{1k\Omega}{1+jw\ 1nF\ 10k\Omega}$), R_4 = 4 kΩ (Z_4 = 4 kΩ) olarak seçilmiştir.

Şekil 3.31'de simülasyonu yapılan bu filtrenin kazanç-frekans grafiği görülmektedir. Kazancın beklenen şekilde 0.2 civarından sabit bir şekilde 10MHz seviyelerine kadar gittiği görülmektedir. Kazancın maksimum değerinin 0.2004 olduğu görülmüştür.

Şekil 3.32'de tüm geçiren filtrenin faz-frekans grafiği çizilmiştir. Bu filtremiz küçük frekanslarda +π kadar faz kaymasına sebep olmaktadır. Örneğin, 1 kHz'de 0.194'lük bir kazanca karşılık 177.8°'lik bir kayma mevcuttur.



Şekil 3.31: Tüm Geçiren Filtre Kazanç Frekans Grafiği



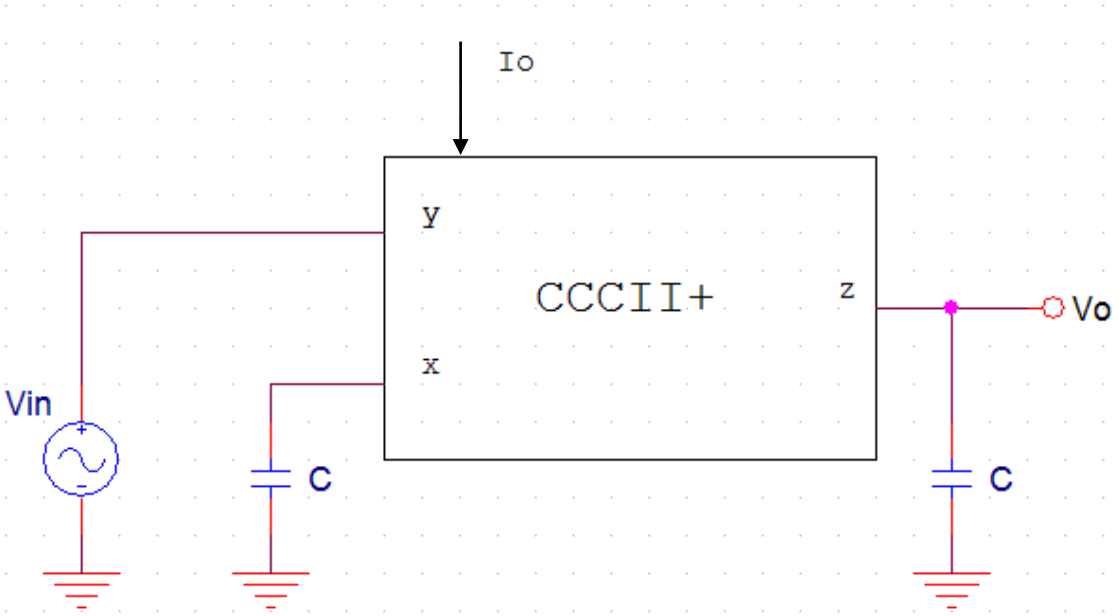
Şekil 3.32: Tüm Geçiren Filtre Faz Frekans Grafiği

3.9.2 Alçak Geçiren Filtre

Bu kısımda CCCII+ ile yapılmış birisi gerilim modlu diğeri akım modlu iki adet alçak geçiren filtre devresi örnek olarak verilecektir. Bu devrelerde pasif eleman olarak sadece kondansatör kullanılmış, direnç yerineyse CCCII+'nın X ucundaki seri ve parazitik direnç R_x'den faydalanılmıştır.

Şekil 3.33'te CCCII+ ile gerçekleştirilebilecek giriş ve çıkış sinyali gerilim olan alçak geçiren filtre uygulaması görülmektedir. Pasif eleman olarak, bir ucu topraklanmış 2 adet kondansatör kullanılmıştır. Bu devrenin giriş ve çıkış arasındaki frekans düzlemindeki ilişki 3.21'deki gibidir.

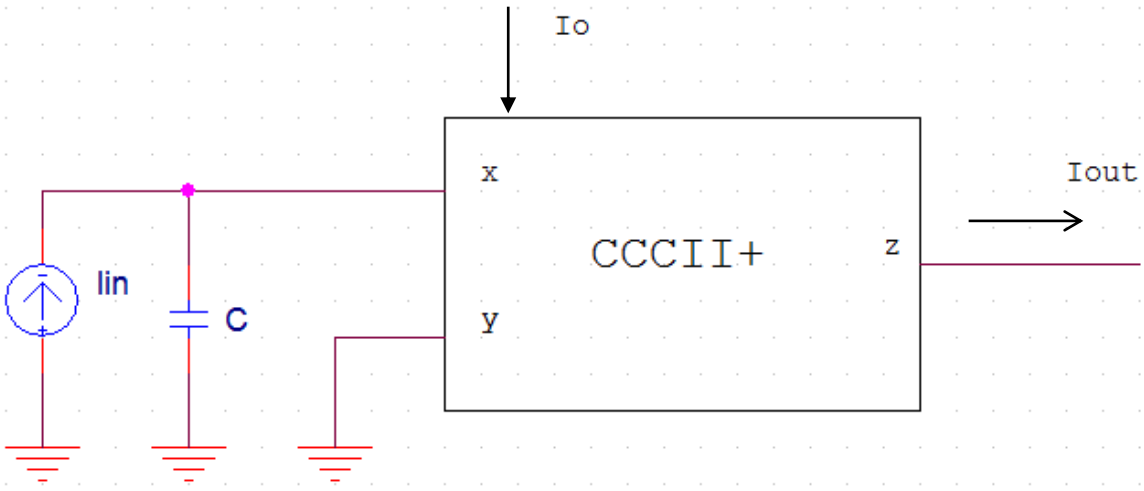
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{1}{1+s\,R_x C} \qquad (3.21)$$



Şekil 3.33: CCCII+ ile Gerilim Modlu Alçak Geçiren Filtre Blok Diyagramı (Fabre, 1996)

Şekil 3.34'teyse yine CCCII+ ile tasarlanmış, giriş ve çıkış işareti akım olan bir alçak geçiren filtre bulunmaktadır. Bu filtrede pasif eleman olarak yalnızca bir adet bir ucu topraklanmış kondansatör kullanılmıştır. Bu filtrenin giriş ve çıkış akımları arasındaki ilişki 3.22'deki gibidir.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}}(s) = \frac{1}{1+s\,R_x C} \qquad (3.22)$$

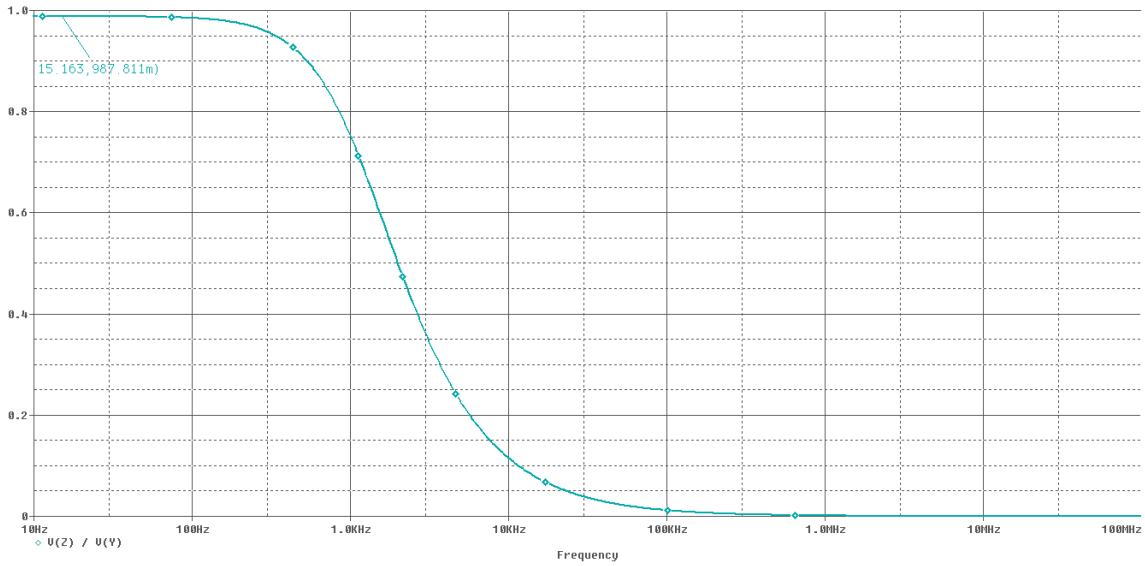


Şekil 3.34: CCCII+ ile Akım Modlu Alçak Geçiren Filtre Blok Diyagramı (Fabre,1996)

3.9.2.1. Alçak Geçiren Filtre PSPICE Simülasyonu

Şekil 3.33'teki birim kazançlı alçak geçiren devrenin simülasyonu için; Şekil 2.13'teki BJT CCCII+ yapısı temel alınmıştır. Kutuplama akımı 100 µA ve besleme gerilimleri ±2.5 V olarak seçilmiştir. Devredeki bipolar transistörlerden n tipi için NR100N ve p tipi için PR100N SPICE model parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır. X ve Z ucuna bağlanan C'nin kapasitans değeri 1 µF olarak seçilmiştir. X ucunda görülen parazitik direnç R_x'in yaklaşık değeri 129 Ω'dur.

Şekil 3.34'te bu filtrenin kazancının frekansa göre değişimi görülmektedir. Maksimum kazanç 0.987 iken -3dB bant genişliği 1.172 kHz'dir.



Şekil 3.35: Alçak Geçiren Filtre Kazanç Frekans Grafiği

3.9.3 Yüksek Geçiren Filtre

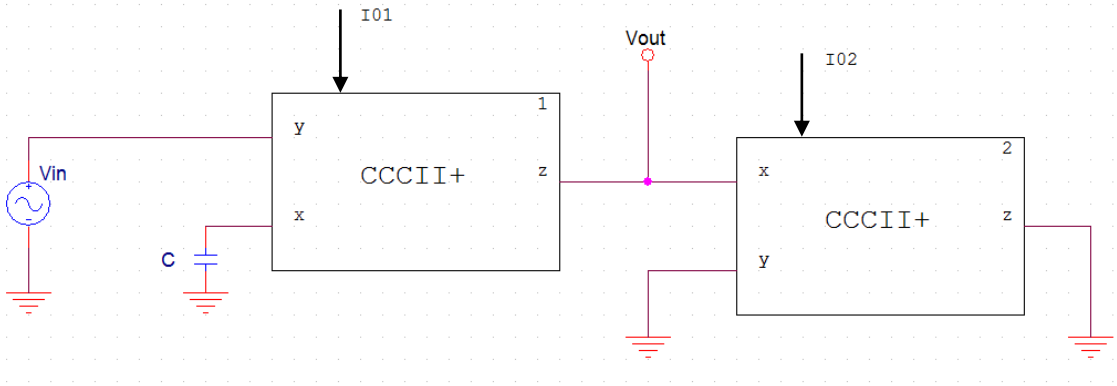
Bu kısımda 2 adet CCCII+ ile yapılmış gerilim modlu ve akım modlu iki adet yüksek geçiren filtre devresi incelenmiş ve simüle edilmiştir. Bu devrelerde pasif eleman olarak yalnızca birer adet kondansatör kullanılmış, direnç olaraksa CCCII+'nın X ucundaki parazitik direnç R_x'den faydalanılmıştır.

Şekil 3.36'daki CCCII+'lardaki parazitik dirençler sırasıyla R_{x1} ve R_{x2} olarak alınmıştır. Bu devreye pasif eleman olarak yalnızca birinci CCCII+'nın X ucu ile toprak

arasına C kondansatörü bağlanmıştır. Bu devredeki giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki 3.23'teki eşitlik ile verilir.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{R_{x2}}{R_{x1}} \frac{R_{x1}Cs}{1+R_{x1}Cs} \tag{3.23}$$

3.23'teki denklemde kazanç değeri olarak $\frac{R_{x2}}{R_{x1}}$ olarak görülmektedir. Yani kazanç değeri parazitik dirençlere bağlıdır. Dolayısıyla bu devrenin kazanç değeri CCCII+'lardaki kutuplama akımı ile kontrol edilebilir.

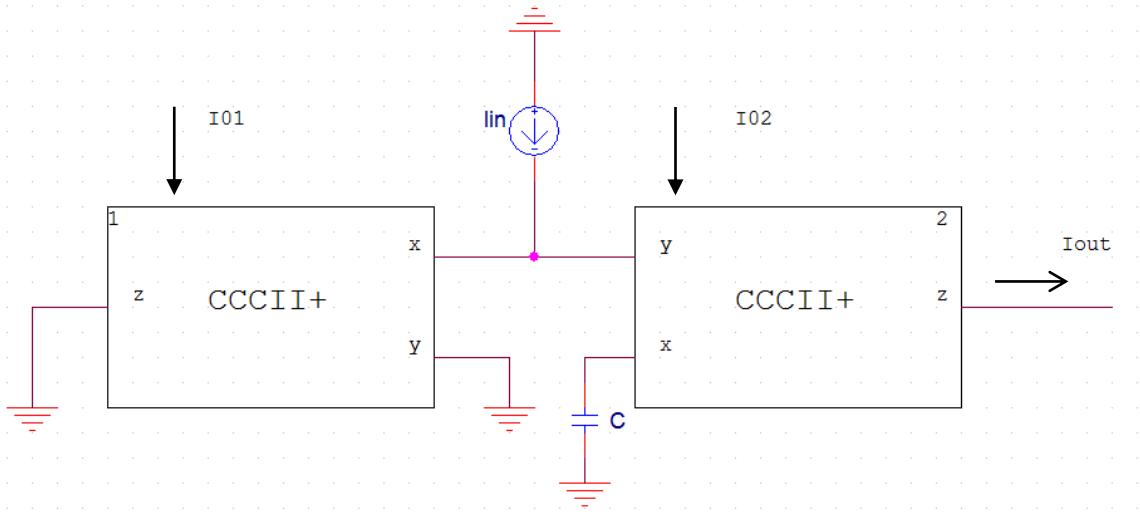


Şekil 3.36: Gerilim Modlu Yüksek Geçiren Filtre Kazanç Blok Diyagramı(Fabre,1996)

Şekil 3.37'deki CCCII+'lardaki parazitik dirençler sırasıyla R_{x1} ve R_{x2}'dir. Bu devreye pasif eleman olarak sadece ikinci CCCII+'nın X ucu ile toprak arasına C kondansatörü bağlanmıştır. Bu devreye giriş akımı iki CCCII+ arasındaki X ve Y uçlarının birleştiği yere uygulanmış ve çıkış akımı ikinci CCCII+'nın Z ucundan alınmıştır. Bu devredeki giriş ve çıkış akımları arasındaki ilişki 2.24'teki gibidir.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}}(s) = \frac{R_{x1}}{R_{x2}} \frac{R_{x2}Cs}{1+R_{x2}Cs} \tag{3.24}$$

3.24'teki denkleme göre bu akım modlu yüksek geçiren filtrenin kazanç değeri $\frac{R_{x1}}{R_{x2}}$ olarak bulunmuştur ve CCCII+'ların kutuplama akımları ile ayarlanabilir. Ayrıca yüzen bir kondansatör yerine bir ucu topraklanmış bir kondansatörün kullanılması bu tip devrelerden tümleşik devre yapmayı kolaylaştırmaktadır (Bhushan ve Newcomb, 1967).

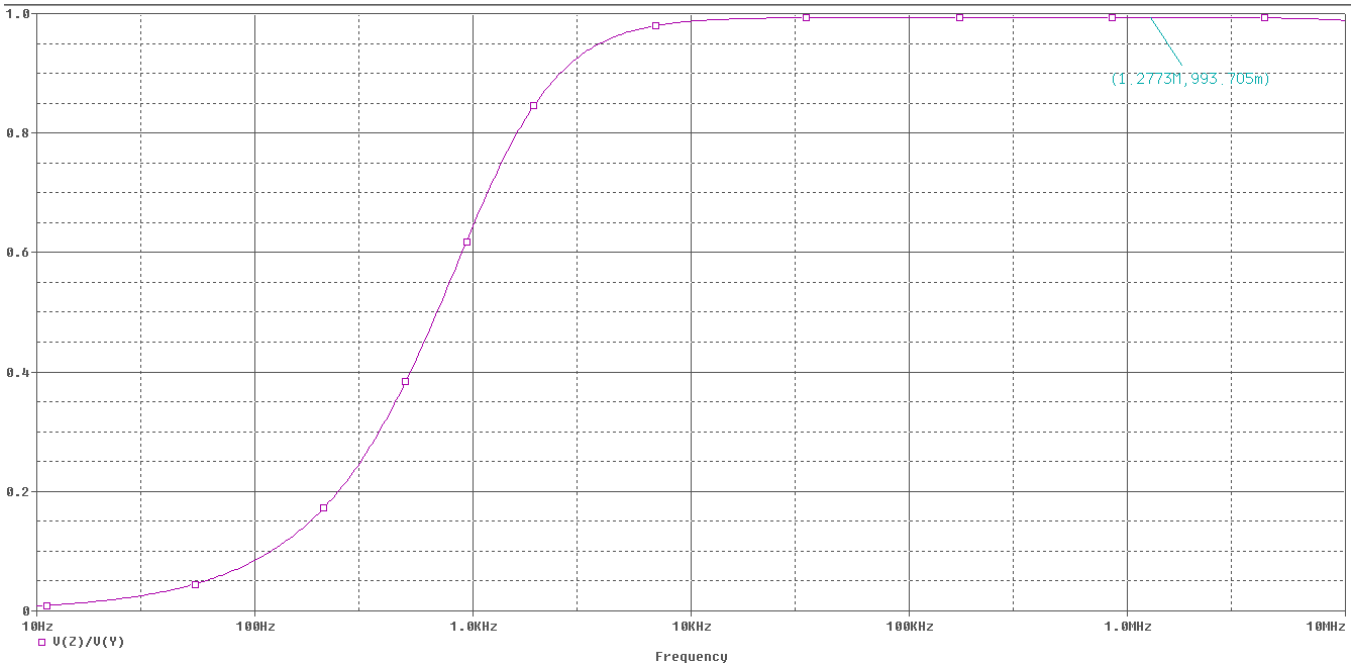


Şekil 3.37: Akım Modlu Yüksek Geçiren Filtre Kazanç Blok Diyagramı(Fabre,1996)

3.9.3.1. Yüksek Geçiren Filtre PSPICE Simülasyonu

Şekil 3.35'teki gerilim modlu yüksek geçiren filtre devresinin simülasyonu için; Şekil 2.13'teki BJT CCCII+ yapısı kullanılmıştır. Kutuplama akımları 100 µA ve besleme gerilimleri ±2.5 V olarak seçilmiştir. Devredeki bipolar transistörlerden n tipi için NR100N ve p tipi için PR100N SPICE parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır.

1. CCCII+'nın X ucuna bağlanan C'nin kapasitans değeri 1 µF olarak seçilmiştir. X ucunda görülen parazitik dirençler eşit ve yaklaşık değeri 129 Ω'dur.

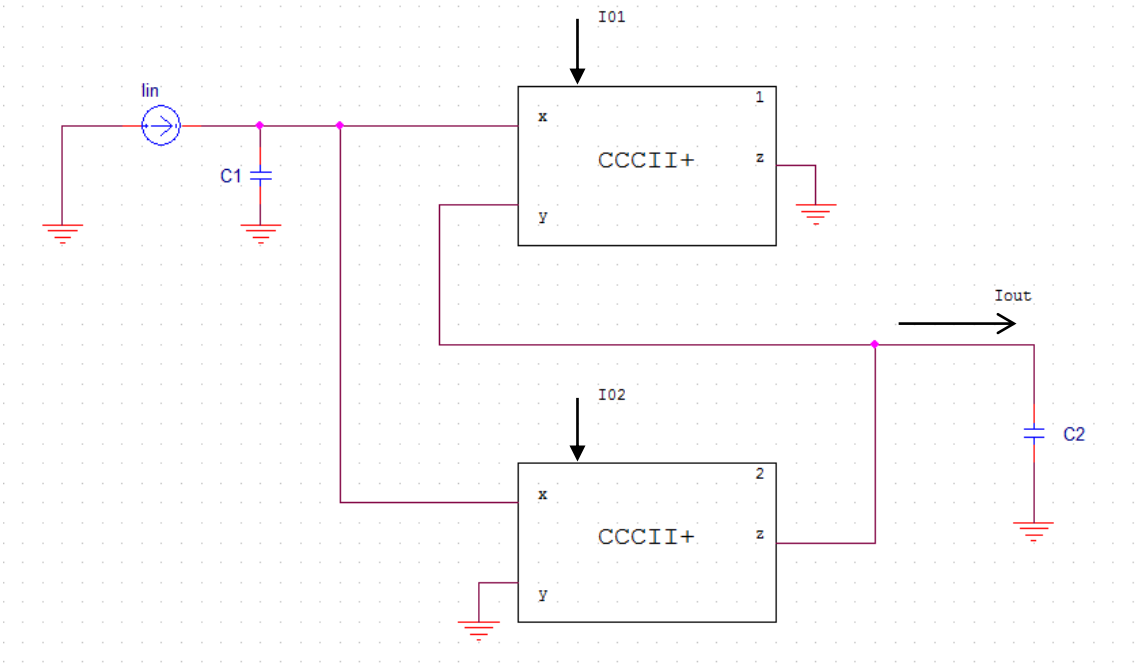


Şekil 3.38: Yüksek Geçiren Filtre Kazanç Frekans Grafiği

Şekil 3.38'de bu filtrenin kazanç-frekans grafiği görülmektedir. Bu filtrenin maksimum kazancı 0.994'tür. Her iki CCCII+'nın da kutuplama akımı aynı seçildiği için parazitik dirençleri eşittir. Dolayısıyla bu filtrenin kazancının 1 olması beklenmektedir. Ayrıca bu devrenin kesme frekansı 1177.5 Hz olarak simüle edilmiştir.

3.9.4 Bant Geçiren Filtre

Bu kısımda ikinci nesil akım kontrollü akım taşıyıcılar kullanılarak yapılan ve pasif eleman olarak 2 tane kondansatör kullanan bir bant geçiren filtresi örnek olarak verilmiştir (Fabre ve ark. , 1995). Şekil 3.39'da bu akım modlu devrenin şeması görülmektedir.



Şekil 3.39: Akım Modlu Bant Geçiren Filtre Blok Diyagramı(Fabre ve ark., 1995)

Şekil 3.39'da görülen CCCII+'ların kutuplama akımları aynı seçilirse X uçlarında görülen parazitik direnç R_x aynı olur. Bu durumda giriş ve çıkış akımları arasındaki ilişkiyi gösteren denklem şu şekilde olur:

$$H(s) = \frac{I_{out}}{I_{in}}(s) = \frac{-R_x C_2 s}{1+2R_x C_2 s+R_x^2 C_1 C_2 s^2} \quad (3.25)$$

Bu filtrenin doğal frekansını gösteren denklem 2.26'daki eşitlikte verilmiştir.

$$\omega_0 = \frac{1}{R_x}\sqrt{\frac{1}{C_1 C_2}} \tag{3.26}$$

Kalite faktörü 3.27'deki verildiği gibidir.

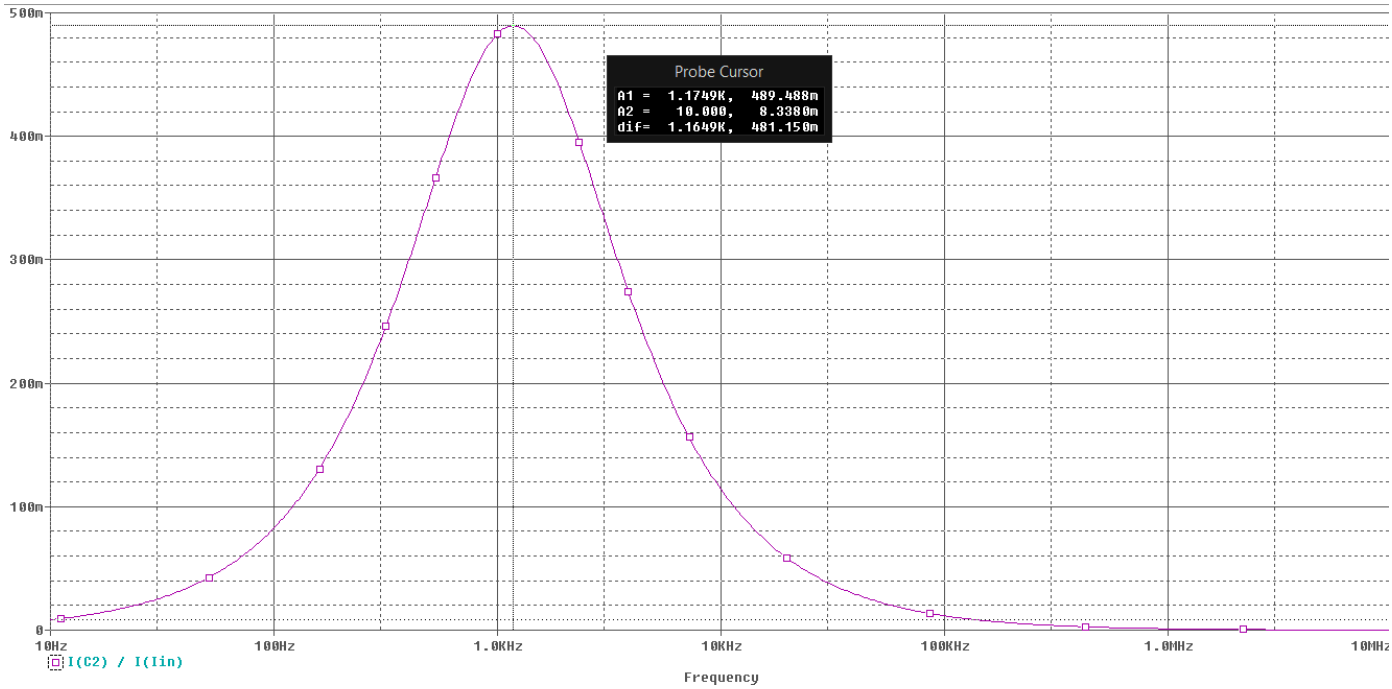
$$Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \tag{3.27}$$

Bu filtrenin doğal frekansının R_x değerine bağlı olması bu değerin kutuplama akımları tarafından kontrol edilebilmesini sağlar. Ancak kalite faktörü bu değerden bağımsızdır ve sadece dışarıdan bağlanan pasif elemanlara bağlıdır.

3.9.4.1. Bant Geçiren Filtre PSPICE Simülasyonu

Şekil 3.39'daki akım modlu bant geçiren filtrenin simülasyonu için; Şekil 2.13'teki BJT CCCII+ yapısından 2 adet kullanılmıştır. Kutuplama akımları 100 µA ve besleme gerilimleri ±2.5 V olarak seçilmiştir. Devredeki bipolar transistörlerden n tipi için NR100N ve p tipi için PR100N SPICE model parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır.

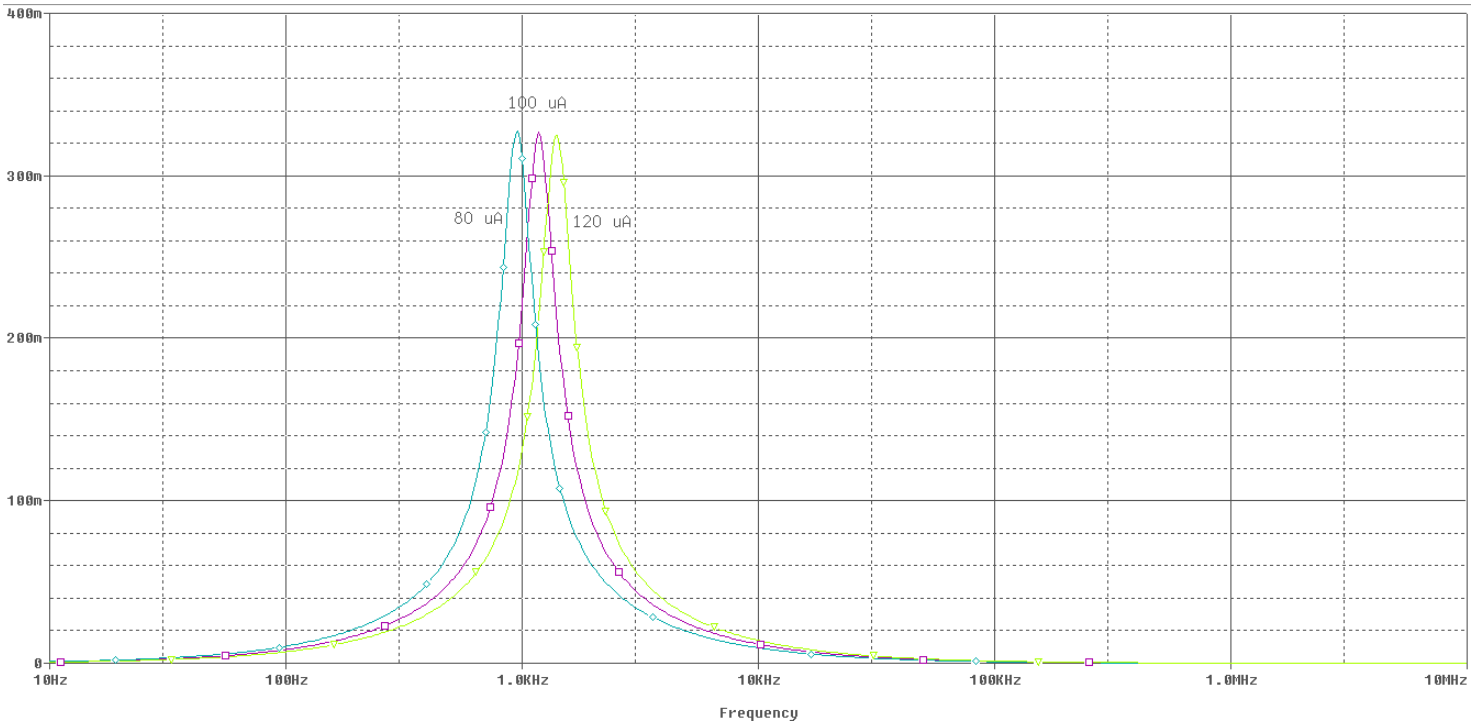
C_1 ve C_2 kondansatörleri 1 µF değerinde seçilmiştir.



Şekil 3.40: Bant Geçiren Filtre Kazanç Frekans Grafiği

Şekil 3.40'taki grafikte görüldüğü üzere doğal frekans f_0 = 1175 Hz'dir. Hesaplanan değerse 1233 Hz'dir. Ayrıca kalite faktörünün hesaplanan değeri 0.5 iken, burada bulunan değer $Q = \frac{f_0}{BG} = \frac{1175}{2356} = 0.499$ olmaktadır. Ayrıca doğal frekanstaki kazanç değeri 0.5 olurken simüle edilen değer 0.489'dur.

Bu devrenin doğal frekansının CCCII+'ların kutuplama akımları ile kontrol edilebildiğini göstermek amacıyla Şekil 2.13'teki CCCII+ yapısı kullanılmıştır. Besleme gerilimi ±2.5 V seçilmiş ve kutuplama akımları sırasıyla 80 µA, 100 µA ve 120 µA olarak verilmiştir. Kondansatörler C_1=10 µF ve C_2=0.1 µF olarak seçilmiştir. Şekil 3.41'deki grafikte bu kutuplama akımları için verilen kazanç-frekans eğrisi verilmiştir.



Şekil 3.41: Farklı Kutuplama Akımları İçin Kazanç Frekans Grafiği

Bu filtre yapısı için farklı kutuplama akımlarında farklı parazitik dirençler olduğundan doğal frekansın bu değerlere göre değişimi Tablo 3.4'te görülmektedir. Kalite faktörüyse bu değerden bağımsızdır ve sabittir. Şekil 3.40'ta bu kutuplama akımları için simüle edilmiş kazanç frekans grafiği gösterilmiştir. Tablo 3.5'tey ise Tablo 3.4'te hesaplanan değerlerin simülasyon sonuçları verilmiştir.

Tablo 3.4: Farklı Kutuplama Akımları İçin Hesaplanan Doğal Frekans ve Kalite Faktörü Değerleri

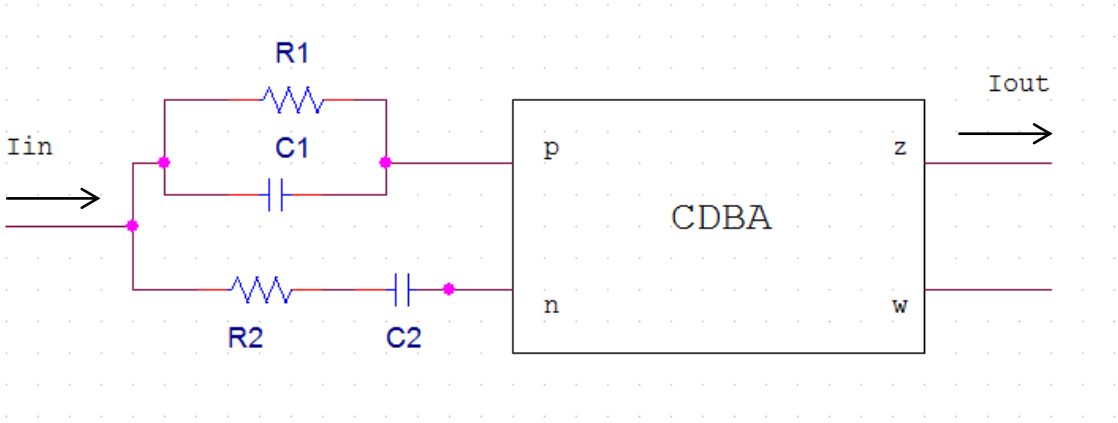
Kutuplama Akımı (µA)	R_x (Ω)	f_0 (Hz)	Q
80	161.25	987.01	5
100	129	1233.75	5
120	107.5	1480.51	5

Tablo 3.5: Farklı Kutuplama Akımları İçin Simüle Edilen Doğal Frekans ve Kalite Faktörü Değerleri

Kutuplama Akımı (µA)	f_0 (Hz)	Q
80	955.0	3.36
100	1174.9	3.33
120	1412.5	3.34

3.9.5 Bant Durduran Filtre

Bant durduran filtre yapısına örnek olarak verilen ve bir adet CDBA ile 2 direnç ve 2 kondansatör olmak üzere 4 adet pasif eleman içeren devrenin (Çam,2003) blok diyagramı Şekil 3.42'deki gibidir.



Şekil 3.42: Akım Modlu Bant Durduran Filtre (Çam,2003)

Bu akım modlu devrenin giriş ve çıkış akımları arasındaki ilişkiyi gösteren transfer fonksiyonu 3.28'deki gibi olur.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2+s\left(\frac{1}{C_1R_1}+\frac{1}{C_2R_2}-\frac{1}{C_1R_2}\right)+\frac{1}{C_1C_2R_1R_2}}{s^2+s\left(\frac{1}{C_1R_1}+\frac{1}{C_2R_2}+\frac{1}{C_1R_2}\right)+\frac{1}{C_1C_2R_1R_2}} \quad (3.28)$$

3.28'deki denklemde $C_1R_1 + C_2R_2 = C_2R_1$ olarak seçilirse transfer fonksiyonu bant durduran karakteristiği gösterir ve 3.29'daki gibidir.

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{s^2 + \frac{1}{C_1C_2R_1R_2}}{s^2 + s\left(\frac{1}{C_1R_1} + \frac{1}{C_2R_2} + \frac{1}{C_1R_2}\right) + \frac{1}{C_1C_2R_1R_2}} \tag{3.29}$$

3.29'daki transfer fonksiyonu için doğal frekans 3.30'daki, kalite faktörü 3.31'deki eşitliklerde verilmiştir.

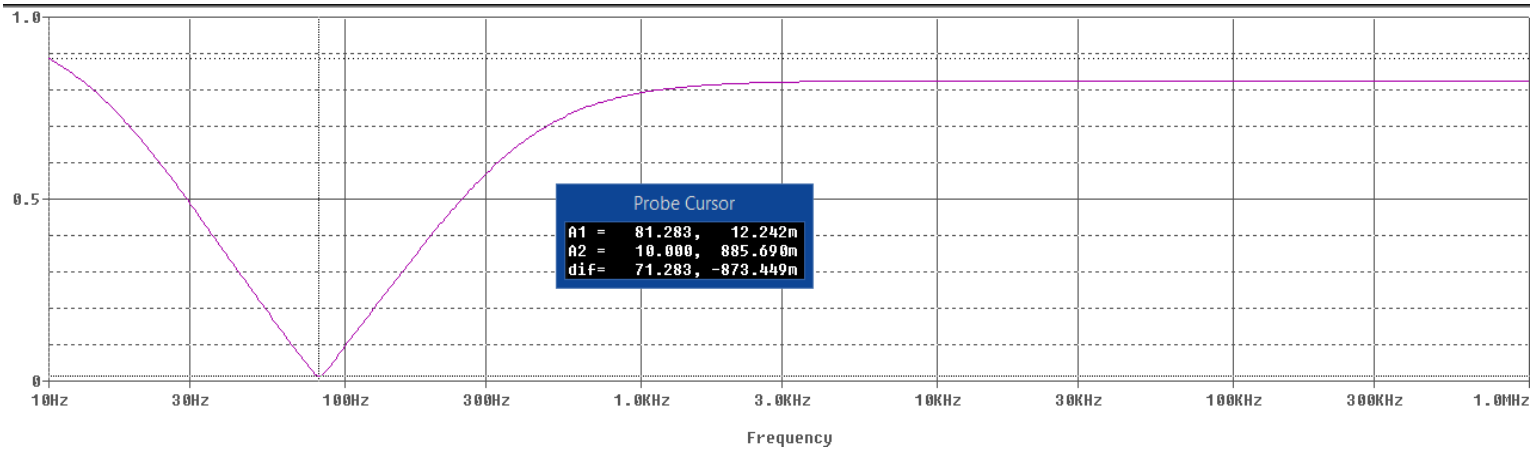
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1C_2R_1R_2}} \tag{3.30}$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}{C_1R_1 + C_2R_2 + C_2R_1} \tag{3.31}$$

3.9.5.1 Bant Durduran Filtre PSPICE Simülasyonu

Bu bant durduran filtrenin PSPICE simülasyonu için Şekil 2.21'de verilen CDBA'nın 2 adet AD844 ile gerçeklendiği devre kullanılmıştır. Pasif elemanlar için C_1= 1 µF, C_2 = 2 µF, R_1 = 2 kΩ, R_2 = 1 kΩ değerleri seçilmiştir.

Çıkış akımının giriş akımına oranının frekansa göre değişimini gösteren grafik Şekil 3.43'te verildiği gibidir.



Şekil 3.43: Bant Durduran Filtre Kazanç Frekans Grafiği

Seçilen pasif eleman değerlerine göre bu filtrenin 79.5 Hz değerindeki sinyalleri durdurması beklenir. Simülasyon sonucuna göre bu filtre 81.3 Hz değerinde minimum değere ulaşmaktadır. Dolayısıyla filtrenin istenilen sonuca yakın bir sonuç verdiği görülmektedir.

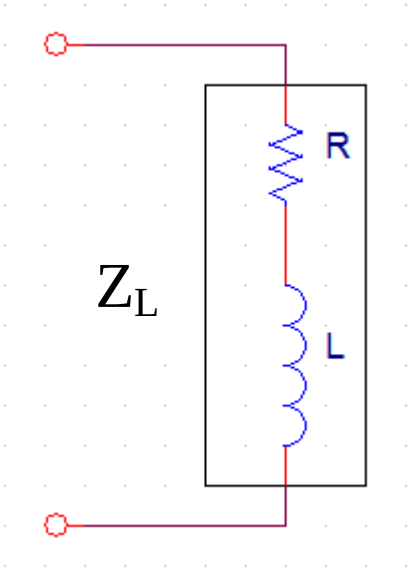
3.10 İndüktans Simülasyonu

Bobinler ideallikten uzak pasif devre elemanlarıdır. İdeal olmalarından uzak olmasının sebebi bir bobini sarmak için kullanılan gereken telin uzunluğu, bu telin iç direncinin olması ve bu telin paralel sargıları arasında meydana gelen parazitik kapasitanstır.

Ayrıca fiziksel olarak gerçeklenen bobinler çok yer kaplayan, fazladan gürültü çeken ve pahalı elemanlardır.

Bu sebeplerden dolayı, entegre devrelerde fiziksel bobinler fazla tercih edilmez. Onun yerine istenilen frekans aralığında bobinin indüktans değerine uygun şekilde çalışacak 'indüktans simülatörü' devreleri kullanılır. Akım Taşıyıcı tabanlı aktif devre elemanlarıyla da indüktans değerlerini simüle edebilmek mümkündür.

Şekil 3.44'te bir gerçek bobin modeli görülmektedir. Buradaki seri R direnci bobini sararken kullanılan telin iç direncidir ve bobinin kullanıldığı uygulamalardaki değerleri etkilemektedir. Buradaki Z_L değeri R + sL değerine eşittir.



Şekil 3.44: Gerçek İndüktör Modeli

Şekil 3.45'te bir ucu topraklı gerçek bir bobinin indüktans modeli görülmektedir (1976, Nandi). Bu simülatörde bir adet CCII+ ile üç adet pasif eleman (Z_1, Z_2, Z_3) kullanılmıştır. Bu devrede giriş gerilimi ucundan bakıldığında görülen empedans 3.32'deki gibi olmaktadır.

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \tag{3.32}$$

CCII+'nın uç karakteristiklerini düşünerek yapılan analiz sonucunda 3.33'teki denklem elde edilir.

$$Z_{in} = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \tag{3.33}$$

denklemi ortaya çıkar.

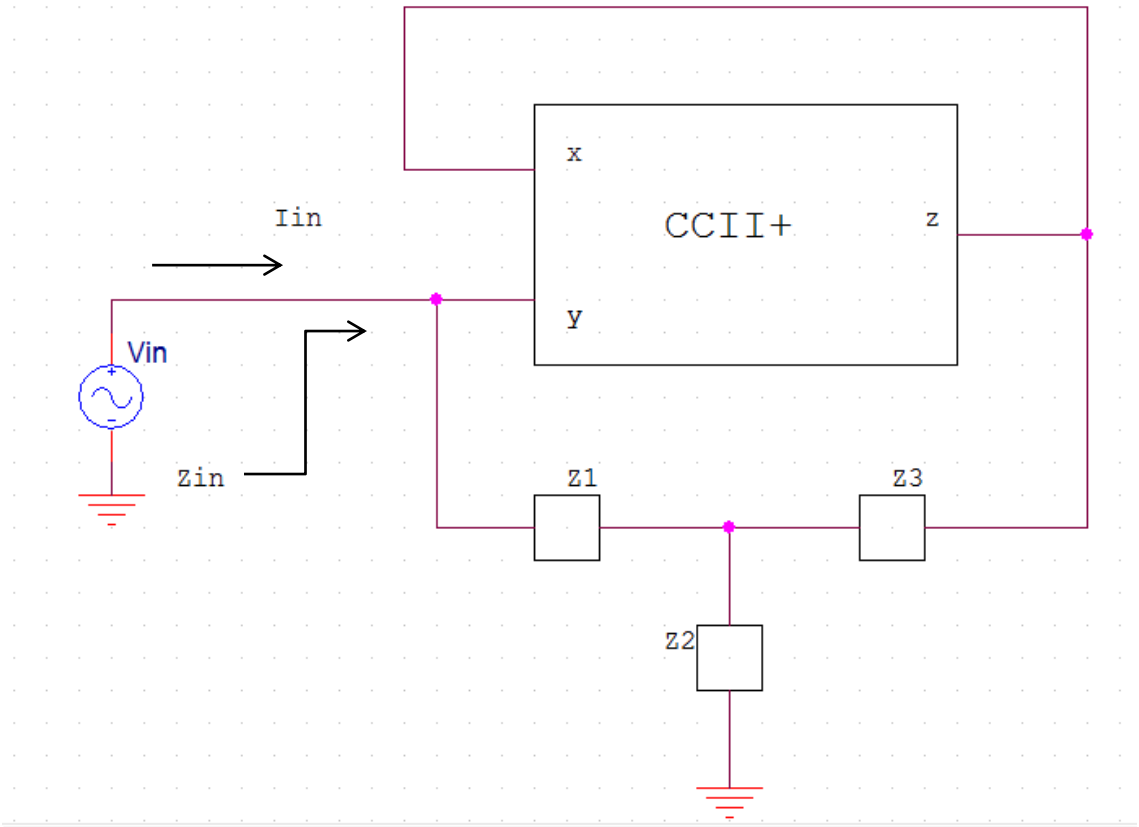
$Z_1 = R_1,\ Z_2 = R_2,\ Z_3 = \frac{1}{sC}$ olarak seçilirse;

$$Z_{in} = R_1 + R_2 + sCR_1R_2 = R_{eq} + s\,L_{eq} \tag{3.34}$$

denklemi elde edilir.

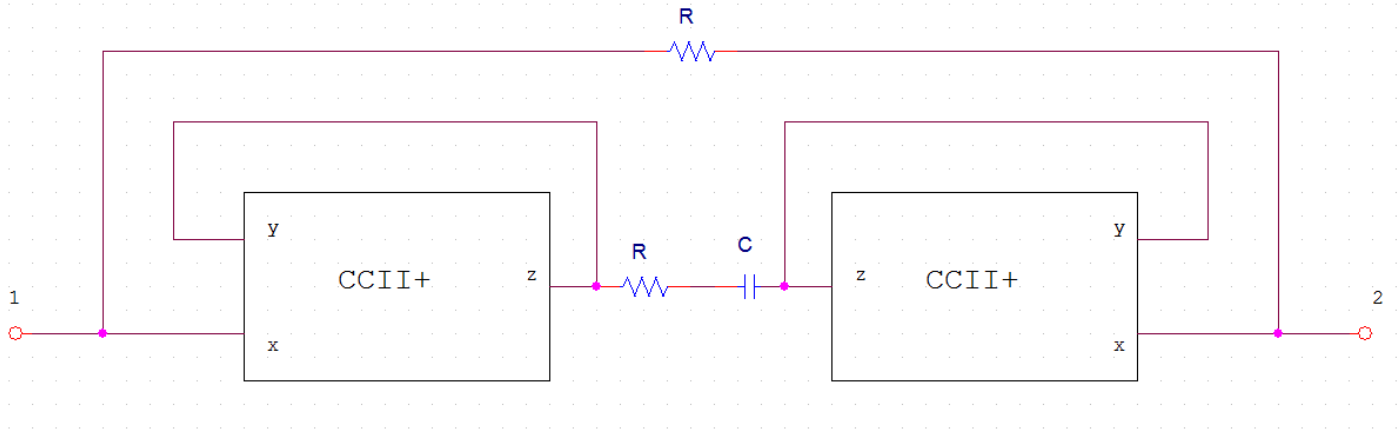
3.34'teki denklemdeki R_1+R_2 değeri bobindeki iç direnç ifadesini verirken, CR_1R_2 değeri indüktans değeridir. Bu bobinin kalite faktörü 3.35'te verilmiştir.

$$Q = \frac{\omega\, L_{eq}}{R_{eq}} = \frac{\omega C R_1 R_2}{R_1 + R_2} \tag{3.35}$$



Şekil 3.45: Bir Ucu Topraklı İndüktans Simülatörü Blok Diyagramı ((1976,Nandi)'den Uyarlanmıştır)

Şekil 3.46'da ise yüzen bir indüktans simülatörü (Senani, 1978) görülmektedir. Bu simülasyonda 2 adet CCII+ ile 3 adet (2 direnç ve 1 kondansatör) pasif eleman kullanılmıştır.



Şekil 3.46: Yüzen İndüktans Simülatörü Blok Diyagramı ((1978, Senani)'den Uyarlanmıştır)

Şekil 3.46'daki yüzen indüktans simülatörünün 1 numaralı ya da 2 numaralı ucundan bakıldığında görülecek olan empedans değeri şu şekilde olmaktadır:

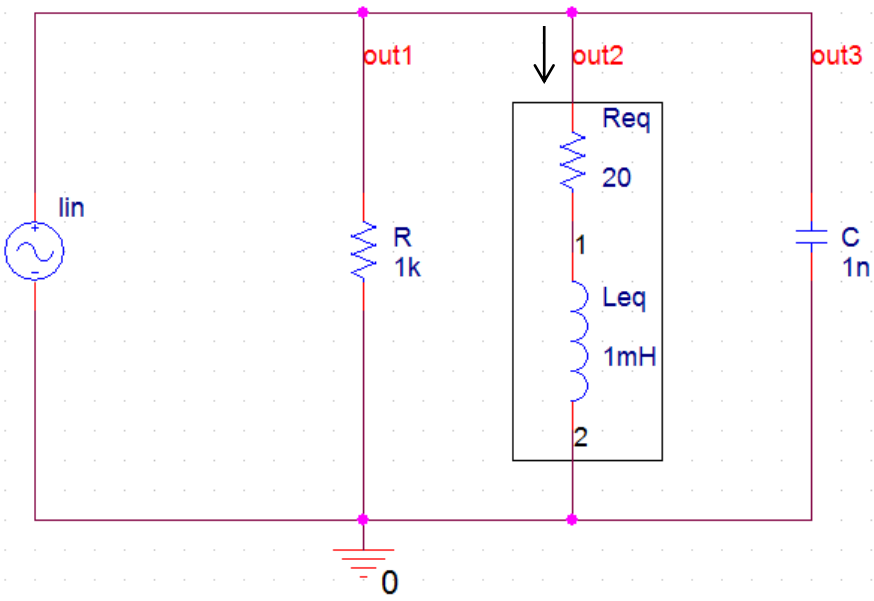
$$Z = R + sCR^2 \tag{3.36}$$

Bu indüktans simülatörü de öncekine benzer şekilde bir adet direnç ile bir adet ideal bobinin seri bağlanmasını simüle edebilmektedir. Burada R direnci iç direnci temsil etmekteyken, CR^2 ifadesi eşdeğer indüktans değerine eşittir. Örneğin bu yapıyı kullanıp, R = 100 Ω ve C=100 nF seçilirse Z = 100 + s 0.001 Ω empedansı gerçekleştirilebilir. Bu empedansın anlamı iç direnci 100 Ω olan 1 mH'lik bir bobindir.

3.10.1 Bir Ucu Topraklı İndüktans Simülatörü Uygulaması

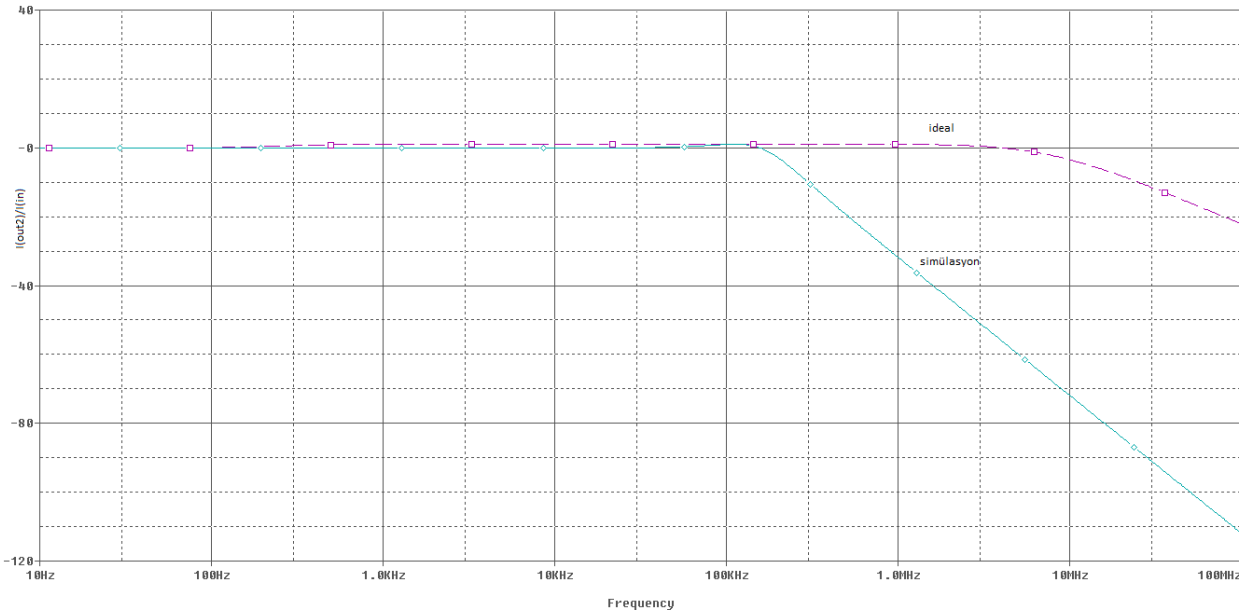
Şekil 3.45'teki bir ucu topraklı indüktans simülatörünün gerçeklenmesi amacıyla Şekil 3.8'teki CCII+ yapısı temel alınmıştır. Kutuplama akımı 100 µA ve besleme gerilimleri ±2.5 Volt'tur. BJT'lerde, n tipleri için NR200N ve p tipleri için PR200N SPICE model parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır.

R_1 = 10 Ω, R_2=10 Ω ve C = 10 µF seçilirse, R_{eq} = 20 Ω ve L_{eq} = 1 mH olur. Bu indüktans değerini sınamak amacıyla Şekil 3.47'deki devre yapısı kurulmuş ve PSPICE'da simüle edilmiştir.



Şekil 3.47: Bir Ucu Topraklı İndüktans Simülatörü Test Devresi

Şekil 3.47'de görülen test devresindeki out2 kolundan geçen akımın (indüktans üzerinden geçen akım) giriş akımına oranının hem ideal durum için hem de CCII+ ile yapılan simülasyon için frekans cevabı Şekil 3.48'de görülmektedir. Beklenildiği gibi out2 kolundan geçen akım cevabı bir 'alçak geçiren filtre' yapısıdır. Simülatör devresi yaklaşık 180 kHz'e kadar ideal devreye benzer şekilde çalışmaktadır.

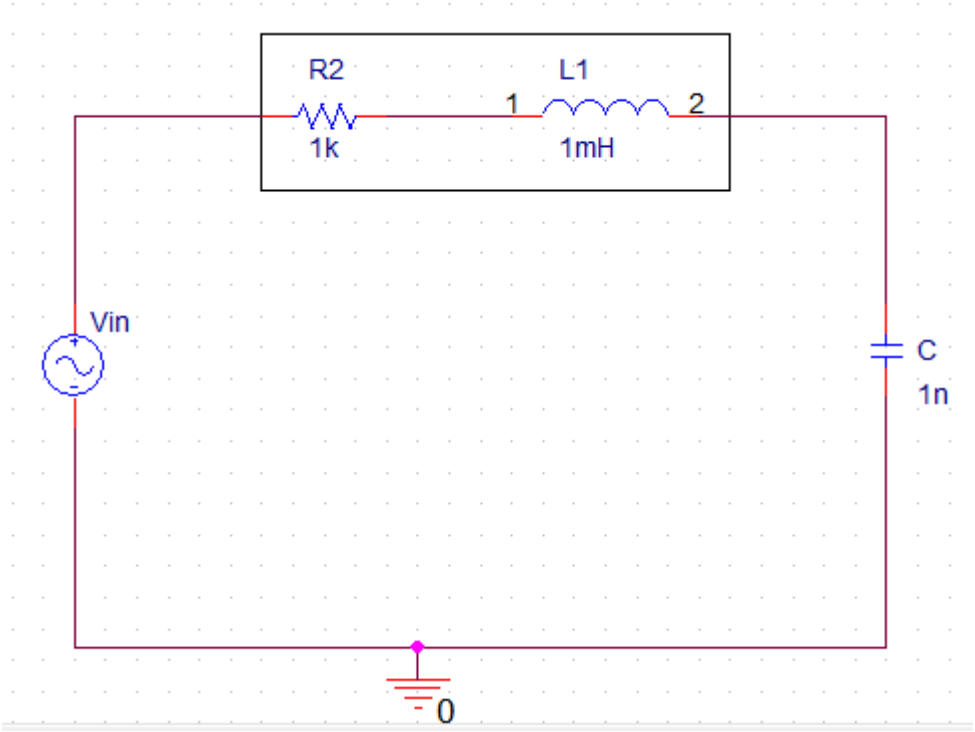


Şekil 3.48: Alçak Geçiren Filtre Frekans Cevapları

3.10.2 Yüzen İndüktans Simülatörü Uygulaması

Şekil 3.46'daki yüzen indüktans simülatörü gerçeklemesi için Şekil 3.8'teki CCII+ yapısından 2 tane kullanılmıştır. Kutuplama akımları 100 µA ve besleme gerilimleri ±2.5 Volt'tur. BJT'lerde, n tipleri için NR200N ve p tipleri için PR200N SPICE model parametreleri (Frey, 1993) kullanılmıştır.

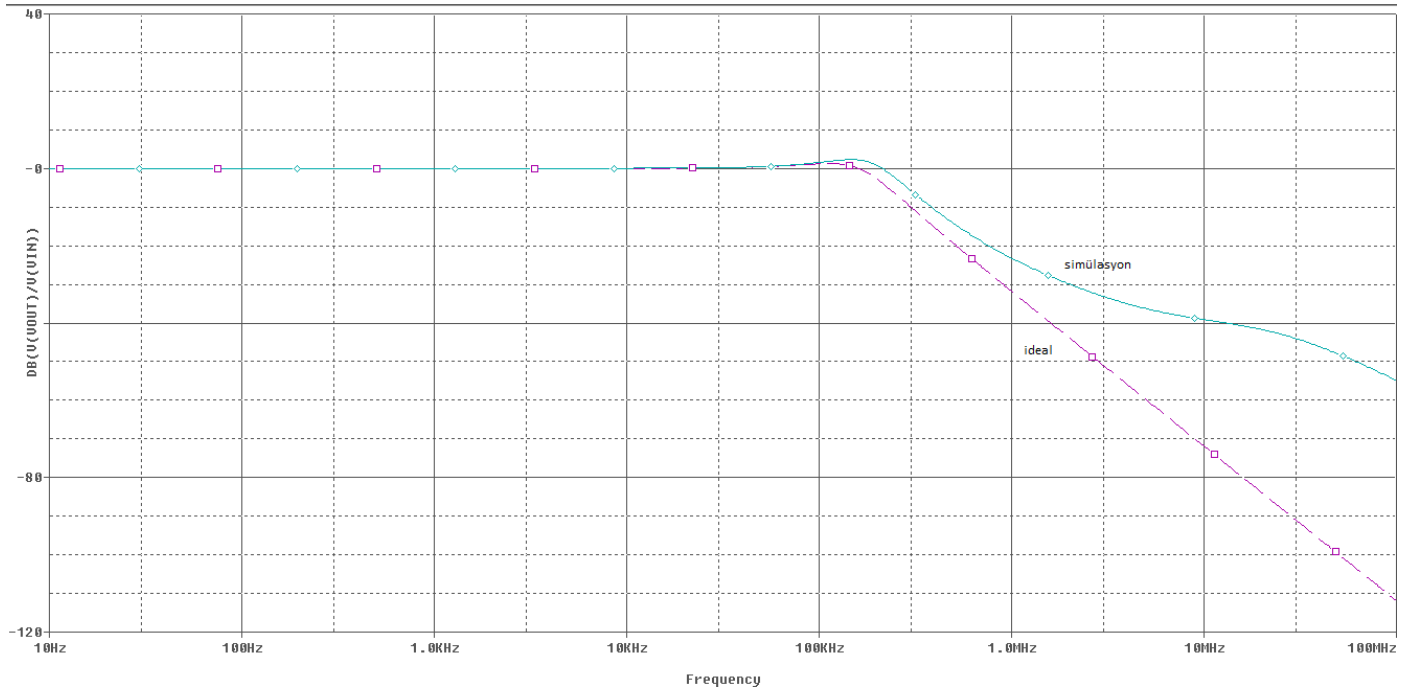
R = 1 kΩ ve C = 1 nF seçilirse, R_{eq} = 1 kΩ ve L_{eq} = 1 mH olur. Yüzen bu indüktans yapısının test edilmesi amacıyla Şekil 3.49'daki devre kurulmuştur.



Şekil 3.49: Yüzen İndüktans Simülatörü Test Devresi

Şekil 3.49'daki devre bir RLC devresidir ve C kondansatörü üzerinden alınan gerilimin giriş gerilimine oranı alçak geçiren filtre transfer fonksiyonunu göstermektedir.

Şekil 3.50'deki görülen frekans cevabı grafiğinde hem ideal durum hem de indüktans simülatörünün kullanıldığı durum gösterilmiştir. Grafikte görüldüğü üzere indüktans simülatörü ideal olan cevaba 100 kHz değerine kadar oldukça yakındır. Yani 100 kHz'e kadar olan bir uygulamada fiziksel bir bobin yerine bu simülasyonunun kullanılması mümkündür.



Şekil 3.50: Alçak Geçiren Filtre Frekans Cevapları

4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

4.1 Sonuçlar

Bu tez çalışmasında akım taşıyıcı kavramı incelenmiş, akım taşıyıcı tabanlı aktif devre elemanlarının özellikleri irdelenmiş ve onlarla yapılabilecek çok sayıda analog tasarım uygulamasına yer verilmiştir. Bu uygulamaların öncelikle çalışma karakteristikleri elde edilmiş, uç denklemleri kullanarak giriş ve çıkış davranışları hesaplanmıştır. Daha sonra bu uygulamaları test edebilmek amacıyla PSPICE programı kullanılmıştır. Yapılan simülasyonlar ile hesaplanan ya da beklenen değerler karşılaştırılmış ve farkların sebepleri açıklanmıştır. Yapılan uygulamalar için deneysel/pratik bir çalışma yapılmasa da AD844 entegresi ile yapılan simülasyonlar bu konuda bir fikir vermektedir. AD844 pratik hayattaki akım taşıyıcı karakteristiği gösteren nadir entegrelerden olduğu için onun SPICE modeli kullanılarak yapılacak simülasyonlar gerçeğe en yakın sonucu vermektedir.

Tez çalışmasında gösterilen sinyal işleme uygulamaları akım taşıma kavramının ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanların analog devre tasarımındaki önemini ve iyi bir alternatif olabileceğini göstermektedir. Özellikle OPAMP'larla yapılan klasik uygulamaların akım taşıyıcılar ile de yapılabileceği gösterilmiştir.

Bu çalışmada simülasyonlarına yer verilen gerilim kontrollü gerilim kaynağı, gerilim kontrollü akım kaynağı, akım kontrollü gerilim kaynağı, akım kontrollü akım kaynağı gibi kontrollü kaynak uygulamaları MHz mertebelerine kadar yüksek transfer oranlarıyla çalışabilmektedirler.

Negatif Empedans Çeviricisi uygulamasında üç farklı büyüklükteki direnç değeri için simülasyonlar yapılmıştır. Bu uygulama empedans çevirici olduğu için yalnızca direnç değil, kapasitans ya da indüktans değerlerinin de negatifini elde etmekte kullanılabilir.

Akım taşıyıcı tabanlı elemanlarla birlikte çeşitli kuvvetlendirici devrelerini gerçekleştirebilmenin mümkün olduğu görülmüştür. Örnek olarak verilen ve simülasyonları yapılan akım kuvvetlendiricisi, evirmeyen gerilim kuvvetlendiricisi ve geribeslemeli evirmeyen gerilim kuvvetlendiricisi devrelerinin kazanç değerleri dışarıdan takılan direnç değerleriyle ayarlanabilmektedir. Farklı dirençler için ortaya çıkan farklı kazanç değerlerinin frekans cevapları simülasyonlarda gösterilmiştir.

Türev alan veya integral alan devre yapıları da birer örnekle birlikte bu tezde yer bulmuştur. Bu devre yapıları için CCII+ olarak AD844 entegresi kullanılmıştır. Giriş ve çıkışlara üçgen ya da kare dalga verilerek çıkışlarda sırasıyla kare ve üçgen dalga elde edilmiştir.

Akım taşıma mantığı ile çalışan devre yapılarını kullanarak tüm filtre çeşitlerini yapabilmek mümkündür. Bu tezde örnek olarak tüm geçiren filtre (TGF), alçak geçiren filtre(AGF), yüksek geçiren filtre(YGF) ve bant geçiren filtre(BGF) yapıları verilmiştir. Bu filtre yapılarının giriş ve çıkışları arasındaki ilişkiler hesaplanmış ve frekans cevaplarını bulmak için simülasyonları yapılmıştır. Özellikle akım kontrollü akım taşıyıcılarla gerçeklenen filtre yapılarının doğal frekans değerleri ya da kalite faktörlerinin kutuplama akımları tarafından kontrol edilebilmesi çok büyük bir avantajdır.

Son olarak tezde akım taşıyıcıların bir diğer uygulaması olan indüktans simülatörleri incelenmiştir. Hem bir ucu topraklanmış hem de yüzen gerçek bir bobinin simülatörü yapılmıştır. Burada gerçek bir bobinin modelinde hem indüktans hem de direnç olduğu düşünülürse yapılan simülasyon devrelerinin gerçek bobinler yerine kullanılabileceği anlaşılmaktadır.

4.2 Öneriler

Akım taşıyıcı olarak çalışabilen aktif devre elemanları sadece bu tezde tanıtılanlarla sınırlı değildir. Çok çıkışlı ve kazancı ayarlanabilir çeşitli akım taşıyıcılar literatürde vardır. Bu akım taşıyıcılar farklı konfigürasyonlarda bir araya getirilerek, farklı pasif eleman kombinasyonlarıyla beraber kullanılarak istenilen karakteristikler elde edilebilmektedir. Bu çalışmalarda gözetilmesi gereken en önemli şeyler şunlardır: en az sayıda pasif eleman kullanmak (direnç ve kondansatör) ve mümkünse bu elemanların bir ucunun topraklı olmasını sağlamak. Olabildiğince yüksek bant genişliği ve kazanç sunmak. Doğal frekans ve kalite faktörünün elektronik olarak kontrol edilebilmesini sağlamak.

Akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanların literatürde çok sayıda uygulaması olsa da bu uygulamalar daha çok simülasyon düzeyindedir. Pratikte var olan ve deneysel çalışmalarda kullanılabilecek akım taşıma kabiliyeti gösteren daha fazla entegre devreye ihtiyaç olduğu açıktır. Bu sayede analog devre tasarımcıları akım taşıyıcıları klasik OPAMP'lara tercih edebilecek ve avantajlarından faydalanabileceklerdir.

KAYNAKLAR

Acar, C. ve Özoğuz S., 1999, "A new versatile building block: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters", Microelectronics J., Vol. 30, 157-160.

Analog Devices AD844, 1989, "60 MHz 2000 V/μs Monolithic Op Amp", Rev. 2009

Alami M. ve Fabre A, 1991, "Insensitive current-mode bandpass filter implemented from two current conveyors", Electronics Letters, Vol. 27, No. 11, 897-898.

Aronhime, R., 1974. Transfer function synthesis using current conveyor. IEEE Trans. on Circuit Theory, CAS-21: 312-313.

Chang, C. M., 1993. "Novel universal current-mode filter with single input and three outputs using only five current conveyors" Electronics Letters, 29: 2005-2007.

Çam, Uğur, 2004, "A novel current-mode second-order notch filter configuration employing single CDBA and reduced number of passive components", Computers & Electrical Engineering Vol. 30, Issue 2, Syf: 147–151

Elwakil, A.S. ve Soliman, A.M., 1997. Current mode chaos generator, Electronics Letters, 33(20): 1661-1662.

Fabre A., Martin F. ve Hanafi M., 1990, "Current-mode allpass/nocth and bandpass filters with reduced sensitivities", Electronics Letters, Vol. 26, No. 18, 1495-1496.

F. Centurelli, M. Diqual, G. Ferri, N. C. Guerrini, G. Scotti, A. Trifiletti, 2005, 'A Novel dual-output CCII-based single ended to differential converter' Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 43, pp. 87-90.

Fabre, A., Saaid, O., Wiest, F. ve Boucheron, C., 1995. Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors. Electronics Letters, 31(20): 1727-1728.

Frey D.R., 1993, "Log-domain filtering: An approach to current-mode filtering", IEEE Proceedings-G: Circuits, Devices and Systems, Vol. 140, pp. 406-416.
Int. J. Electronıcs, 1991, Vol. 70, No. 1, 159-164

Hou, C.L., Shen, B., 1995, Second generation current conveyor based multiphase sinusoidal oscillators. Integrated Journal of Electronics, 78(2): 317-325.

İbrahim M.A., ve Kuntman H., 2004, "A novel high CMRR high input impedance differential voltage-mode KHN-biquad employing DO-DDCCs", AEU- Int. Journal of Electronics and Communications, 58(6), 429-433.

Minaei S., Çiçekoğlu O., Kuntman H. ve Turkoz S., 2001, "High output impedance current mode lowpass, bandpass, highpass filters using current controlled conveyors", International Journal of Electronics, Vol. 88, No. 8, 915-922.

Nandi, R., 1978, Active inductance using current conveyors and their application in a simple bandpass filter realization. Electronics Letters, 14: 373-375.

Nandi, R., 1978, Equal-valued earthed-capacitor realization of a third-order lowpass Butterworth characteristic using current conveyors. Electronics Letters, 14 (22): 699-700.

Özcan S., Kuntman H. ve Çiçekoğlu O., (2003) "Multi-input single-output filter with reduced number of passive elements using single Current Conveyor", Computers and Electrical Engineering, Vol. 29, No. 1, pp. 45-53.

Pal, K., 1981. Novel floating inductance using current conveyor. Electronics Letters, 69: 395.

Pal, K., Singh, R., 1982. Inductorless current conveyor allpass filter using grounded capacitors. Electronics Letters, 18(1): 47.

Parveen, T., and Ahmed, M. T., 2006, Simulation of ideal grounded tunable inductor and its application in high quality multifunctional filter. Microelectronics International, 23(3): 9-13.

Patranabis, D., Gosh, D. K., 1984, Integrator and differantiator with current conveyors. IEEE Trans. On Circuits and Systems, CAS-31(6)

Sağbaş, M., 2007, Akım Taşıyıcı Tabanlı Aktif Elemanlar Kullanılarak Yeni Filtre Yapıları ve Tasarım Yöntemleri. Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi, İstanbul

Salawu R. I., 1980, "Realization of an allpass transfer function using the second generation current conveyori", Proc. IEEE, Vol. 68, pp. 183-184.

Senani, R., 1985. Novel high-order active fitler design using current conveyors. Electronics Letters, 21(22): 1055-1056.

Singh, V. K., ve Senani, R., 1990, New multifunction active filter configuration employing Current Conveyors. Electronics Letters, IEE (UK), 26(21): 1814- 1816.

Smith, K.C. ve Sedra, A., 1968, The current conveyor: A new circuit building block. IEEE Proc., 56: 1356-1369.

Smith, K. C. ve Sedra, A., 1970, A second generation current conveyor and its applications. IEEE Trans. Circuit Theory, CT-17: 132-134.

Soliman, A. M., 1973, Inductorless realization of an all-pass transfer function using the current conveyor. IEEE Trans. On Circuit Theory, CT-20: 80-81.

Soliman, A. M., 1994, Kerwin-Huelsman-Newcomb using current conveyors. Electronics Letters, 30(24): 2019-2020.

Svoboda J. A., McGory G., Webb S., 1991, "Applications of commercially available current conveyor", Int. J. Electronics, Vol. 70, No.1, 159-164

Wilson B., 1986, "Using current conveyors", Electronics and Wireless World, pp. 28-32.

Wilson, B., 1989, Performance analysis of current conveyors. Electronics Letters, 25(23): 1596-1598

Yüce, E., 2006, Solutions To Restrictions Of The Current Conveyor Based Circuits. Boğaziçi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi, İstanbul

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı	**:**	Mehmet DEMİRTAŞ
Uyruğu	**:**	T.C.
Doğum Yeri ve Tarihi	**:**	Taşkent / 15.07.1990
Telefon	**:**	0 535 849 87 88
Faks	**:**	
e-mail	**:**	mdemirtas@selcuk.edu.tr

EĞİTİM

Derece		**Adı, İlçe, İl**	**Bitirme Yılı**
Lise	:	Büyükkoyuncu Fen Lisesi, Selçuklu, Konya	2006
Üniversite	:	Bilkent Üniversitesi, Elkt-Elk. Müh.,Ankara	2011
Yüksek Lisans	:	Selçuk Üniversitesi, Elkt-Elk. Müh.,Konya	2014

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	**Kurum**	**Görevi**
2011-	Selçuk Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

UZMANLIK ALANI

Devreler ve Sistemler,

YABANCI DİLLER

İngilizce