

**T. C.
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**LOGARİTMİK ORTAMDA ÇALIŞAN
ELEKTRONİK DEVRELERİN İNCELENMESİ**

**Tezi Hazırlayan
Hamdi ERCAN**

**Tezi Yöneten
Prof. Dr. Mustafa ALÇI**

**Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi**

**Bu çalışma, Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi
tarafından FBT-06-69 kodu ile desteklenmiştir.**

**Temmuz 2007
KAYSERİ**

Prof. Dr. Mustafa ALÇI danışmanlığında **Hamdi ERCAN** tarafından hazırlanan “**Logaritmik Ortamda Çalışan Elektronik Devrelerin İncelenmesi**” adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında **Yüksek Lisans** tezi olarak kabul edilmiştir.

13/07/ 2007

JÜRİ:

Başkan : Prof. Dr. Kenan DANIŞMAN

Üye : Prof. Dr. Mustafa ALÇI

Üye : Yrd. Doç. Dr. Şaban ÖZER

Handwritten signatures of the jury members: Kenan Danişman, Mustafa Alçi, and Şaban Özer.

ONAY:

Bu tezin kabulü, Enstitü Yönetim Kurulunun 17/07/2007 tarih ve 2007/21-04 sayılı kararı ile onaylanmıştır.

17/07/2007

Handwritten signature of Prof. Dr. Nusret Ayyıldız
Prof. Dr. Nusret AYYILDIZ
Enstitü Müdürü

TEŞEKKÜR

Tecrübeleri ve bilgileri ile bana yol gösteren değerli hocam Sayın Prof. Dr. Mustafa ALÇI'ya, tez çalışmamda yardımlarını esirgemeyen kıymetli arkadaşım Arş. Gör. Alparslan Çağrı YAPICI'ya, maddi manevi destekleri ile her zaman yanımda olan, sevgi, saygı ve minnet sözcüklerinin yetersiz kaldığı sevgili aileme ve tüm dostlarıma teşekkürlerimi sunuyorum.

LOGARİTMİK ORTAMDA ÇALIŞAN ELEKTRONİK DEVRELERİN İNCELENMESİ

Hamdi ERCAN

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
Yüksek Lisans Tezi, Temmuz 2007
Tez Danışmanı: Prof. Dr. Mustafa ALÇI

ÖZET

Bu tez çalışmasında, logaritmik ortamda çalışan elektronik devrelerin incelenmesi amacıyla, akım modlu birinci dereceden logaritmik ortam alçak ve yüksek geçiren filtre devreleri ile AB sınıfı fark alan tip logaritmik ortam osilatörü devrelerinin analiz ve tasarımları gerçekleştirilmiştir. Devre elemanlarının doğrusal olmayan özelliklerinden faydalanarak doğrusallaştırma tekniklerine gereksinim duymadan, sistemin girişleri ve çıkışları arasında doğrusal bir ilişki oluşturmak için logaritmik ortam devreleri tercih edilmektedir. Logaritmik ortam devrelerinin analizlerinde durum uzayı sentez yöntemi kullanılmıştır. Analizi yapılan bu devrelerin tasarımlarında PSpice benzetim programından faydalanılarak ve tecrübeye dayalı (knowledge based) optimizasyon (eniyleme) teknikleri devrenin başarımlarını optimize etmek için kullanılmıştır. Benzetimlerin hesaplama zamanını kısaltmak ve tekrarlanabilirliğini artırmak için PSpice ve Matlab benzetim programları eşgüdümlü olarak kullanılmıştır. Her iki optimizasyon tekniği için gerçekleştirilen benzetimler karşılaştırıldığında sonuçların birbirini desteklediği gözlenmiştir. Böylece, eşgüdümlü benzetim (cosimulation) optimizasyon metodunun tekrarlanabilirlik, doğruluk ve daha düşük hesaplama zamanı gibi özelliklerinden faydalanılmıştır.

Tez çalışması beş bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde logaritmik ortam kavramı üzerinde durulmuştur. İkinci bölümde, analog filtreler ve logaritmik ortam filtreleme prensipleri anlatılarak, logaritmik ortam filtrelerinin sentez metodları üzerinde durulmuştur. Üçüncü bölümde, akım modlu birinci dereceden logaritmik ortam alçak geçiren ve yüksek geçiren filtre devrelerinin durum uzayında sentezi ve elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Dördüncü bölümde, elektronik ayarlanabilir AB sınıfı logaritmik ortam osilatör tasarımına eşgüdümlü benzetim yaklaşımı önerilmiş ve elde

edilen benzetim sonuçlarıyla değerlendirme yapılmıştır. Son bölümde ise, elde edilen sonuçlar değerlendirilip, gelecekte yapılması planlanan çalışmalar tartışılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Akım modlu devreler, logaritmik ortam, durum uzayı yöntemi, eşgüdümlü benzetim, optimizasyon.

INVESTIGATION OF LOGARITHMIC DOMAIN ELECTRONIC CIRCUITS

Hamdi ERCAN

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences

M. Sc. Thesis, July 2007

Thesis Supervisor: Prof. Dr. Mustafa ALÇI

ABSTRACT

In this study, in order to investigate the log-domain electronic circuits, analysis and designs are carried out of current mode first order logarithmic domain low pass and high pass filters and class AB differential type logarithmic domain oscillator circuit. Logarithmic domain circuits are preferred for obtaining a linear relation between system input and output by using the self nonlinearities of the circuit elements without requirement of linearization techniques. State space synthesis method is used for analyzing the logarithmic domain circuits. For designing the analyzed logarithmic domain circuits, PSpice simulation software is used and knowledge based optimization technique is used to optimize the performance of the circuits. In order to decrease the computational time and increase the repeatability of the simulations, PSpice and Matlab simulation software are utilized as cosimulation. Comparison of simulation results of both optimization techniques shows that perfect matching. Thus cosimulation optimization technique has properties as repeatability, accuracy and less computational time.

This study consists of five chapters. In first chapter logarithmic domain is investigated. Analog and logarithmic domain filter principles and syntheses of logarithmic domain filters are investigated in chapter two. In chapter three, state space synthesis and simulation results of current mode first order logarithmic domain low pass and high pass filter circuits are given. Approximation of cosimulation optimization is proposed for design of electronically adjustable class AB logarithmic domain oscillator and evaluation of simulation results are carried out in chapter four. In the last chapter, results are evaluated and future studies are proposed as a conclusion.

Keywords: Current mode circuits, log-domain, state space method, cosimulation, optimisation

İÇİNDEKİLER

KABUL VE ONAY	i
TEŞEKKÜR.....	ii
ÖZET	iii
ABSTRACT.....	v
ŞEKİLLER LİSTESİ	ix
1. BÖLÜM	1
GİRİŞ	1
2. BÖLÜM	6
LOGARİTMİK ORTAMDA ÇALIŞAN ELEKTRONİK DEVRELER.....	6
2.1. Analog Filtreler	6
2.2. A Sınıfı ve AB Sınıfı Devrelerin Çalışma Prensipleri	8
2.2.1. A Sınıfı Devreler	8
2.2.2. AB Sınıfı Devreler	9
2.3. Translineer Devreler	11
2.4. Logaritmik Ortam Filtreleri	14
2.4.1. Logaritmik Ortam Filtreleme Prensipleri.....	18
2.4.2. Logaritmik Ortam Filtrelerinin Sentez Yöntemleri	23
2.4.2.1. İşaret Akış Diyagramı Yöntemi	23
2.4.2.2. Durum Uzayı Yöntemi.....	24
3. BÖLÜM	29
AKIM MODLU BİRİNCİ DERECEDEKİ LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİ	29
3.1. Akım Modlu Elektronik Devreler.....	29
3.2. Birinci Dereceden Logaritmik Ortam Alçak Geçiren Filtre Devresi.....	31
3.2.1. Alçak Geçiren Filtre Devresi için Benzetim Sonuçları.....	33
3.3. Birinci Dereceden Logaritmik Ortam Yüksek Geçiren Filtre Devresi	37
3.3.1. Yüksek Geçiren Filtre Devresi için Benzetim Sonuçları.....	39

4. BÖLÜM	43
ELEKTRONİK AYARLANABİLİR AB SINIFI LOGARİTMİK ORTAM OSİLATÖRÜ	43
4.1. Giriş.....	43
4.2. Logaritmik Ortam Osilatör Tasarımı	44
4.2.1. Tecrübeye Dayalı Optimizasyon Kullanılarak Elde Edilen Benzetim Sonuçları .	47
4.2.2. Devrede MOS Yapının Kullanılmasıyla Toplam Güç Tüketiminin Azaltılması..	49
4.2.3. Logaritmik Ortam Osilatör Tasarımına Eşgüdümlü Benzetim Yaklaşımı.....	50
4.2.3.1. Eşgüdümlü Benzetim Yaklaşımının Gereksinimleri.....	51
4.2.3.2. Önerilen Eşgüdümlü Benzetim Yaklaşımı Mimarisi	52
4.2.3.3. Eşgüdümlü Benzetimler ve Sonuçları.....	55
5. BÖLÜM	58
SONUÇLAR	58
KAYNAKLAR	60
ÖZGEÇMİŞ	65

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Temel A sınıfı devre	9
Şekil 2.2. Temel AB sınıfı devre.....	10
Şekil 2.3. a)A sınıfı devrelerin blok modellemesi b) AB sınıfı devrelerin blok modellemesi	11
Şekil 2.4. Translineer devre elemanları.....	12
Şekil 2.5. Dinamik translineer devrenin temel yapısı	13
Şekil 2.6. Logaritmik ortam filtrelerin blok yapısı	15
Şekil 2.7. a) Doğrusal bir sistemin dinamik sahası b) Uygunlaştırılmış bir sistemin dinamik sahası.....	17
Şekil 2.8. Temel logaritmik ortam filtre devresi	18
Şekil 2.9. İdeal Op-Amp	19
Şekil 2.10. İdeal diyot	19
Şekil 3.1. Birinci dereceden logaritmik ortam alçak geçiren filtre	33
Şekil 3.2. Birinci dereceden logaritmik ortam alçak geçiren filtrenin kazanç-frekans cevabı	34
Şekil 3.3. Birinci dereceden logaritmik ortam alçak geçiren filtrenin faz-frekans cevabı	34
Şekil 3.4. Farklı akım değerleri ile filtrenin kesim frekansının ve kazancının ayarlanması	35
Şekil 3.5. Farklı akım değerleri için alçak geçiren filtrenin kesim frekansının değişimi	36
Şekil 3.6. Farklı akım değerleri için alçak geçiren filtrenin kazancının değişimi.....	36
Şekil 3.7. Birinci dereceden logaritmik ortam yüksek geçiren filtre	39
Şekil 3.8. Birinci dereceden logaritmik ortam yüksek geçiren filtrenin kazanç-frekans cevabı	40
Şekil 3.9. Birinci dereceden logaritmik ortam yüksek geçiren filtrenin faz-frekans cevabı	40
Şekil 3.10. Farklı direnç değerleri ile filtrenin kesim frekansının ayarlanması.....	41
Şekil 3.11. Farklı direnç değerleri için yüksek geçiren filtrenin kesim frekansının değişimi	42
Şekil 4.1. Logaritmik ortam osilatör devresi.....	46
Şekil 4.2. Logaritmik ortam osilatör devresinin çıkış işareti	47

Şekil 4.3. I_f kutuplama akımı ile osilasyon frekansının değişimi	48
Şekil 4.4. Osilasyon frekansına bağlı olarak THD (%) değerleri	48
Şekil 4.5. MOS yapı kullanılan logaritmik ortam osilatör devresi	49
Şekil 4.6. Eşgüdümlü benzetim yaklaşımının blok şeması	52
Şekil 4.7. Eşgüdümlü benzetim yaklaşımının akış diyagramı	54
Şekil 4.8. Eşgüdümlü benzetim yaklaşımı için kullanılan Matlab dosyaları	55
Şekil 4.9. I_f kutuplama akımı ile osilasyon frekansının değişimi	56
Şekil 4.10. Osilasyon frekansına bağlı olarak THD (%) değerleri	57

1. BÖLÜM

GİRİŞ

Doğrusal devre ve sistemlerde, giriş ve çıkış işaretleri arasındaki ilişkilerin kolay tahmin edilebilmesi ve birtakım bilinmeyenlerin kolay bulunabilmelerinden dolayı, devre ve sistemleri doğrusal tasarlamak veya parçalı doğrusal (piecewise-linear) hale getirmek çok kullanılan bir yöntemdir. Bilindiği gibi doğrusallık taviz verilmeyecek bir özellik olarak devre teorilerinde kullanılmaktadır. Bununla birlikte, doğanın yapısı ve işleyişindeki doğrusal olmayan özellikler, devre ve sistemlerin modellenmesinde, doğrusallığın veya parçalı doğrusallığın dikkate alınmasını zorunlu kılmaktadır [1,2].

Devre ve sistemlerin temel yapı taşları olan çift kutuplu ve alan etkili transistörler (BJT, FET, MOSFET) gibi aktif elemanlar doğrusal bir I-V karakteristiğine sahip olmadıklarından, bunların kullanıldığı devrelerin dahili çalışmaları doğrusal olmasa bile bir sistem olarak giriş-çıkış ilişkilerinin doğrusal olmasını sağlayan modeller ve yöntemler geliştirilmiştir [3].

BJT'lerin kollektör akımı Denklem (1.1)'de verilmiştir. İfadeye dikkat edilirse bunun üstel bir denklem olduğu görülecektir.

$$i_C = I_0 \cdot \left[e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1 \right] \quad (1.1)$$

Üstel (eksponansiyel) ifadeler temel olarak büyük ve uzun rakamların, bir şekilde kolay gösterimidir. Logaritmik ifadeler ise üstel ifadelerin farklı bir biçimde gösterimidir. Her geçen gün yaygınlaşan logaritmik ortamdaki çalışmaların temelinde I-V ilişkisi üstel olan elemanlar bulunmaktadır. İşaretin belirli bir değerde olması gereken durumlarda, eğer işaret küçük değerli ise büyütme, büyük değerli ise negatif kazançlı bir yapı ile küçültme gerekmektedir. Eğer istenen işaretle hem alt hemde üst sınır mevcut ise, işaretin logaritmasını alarak küçük işareti büyütme, büyük işareti ise küçültme olarak istenen durum sağlanmış olur.

Logaritmik ortam filtreleri yüksek frekans ve hız; düşük güç, gerilim ve gürültü uygulamalarında cazip bir seçenek olarak bilim dünyasında ilgi çekmeye başlamıştır [4-10]. Uygulama alanlarının gelişen iletişim teknolojilerine uygun, maliyetinin düşük ve tümdevre teknolojisi ile uyumlu olması en başta gelen üstünlükleridir. Bu sebepten, yeni bir araştırma konusu olmasına karşın çok kısa sürede araştırmacıların yoğun çalışmaları ile hızlı bir gelişim göstermiştir.

Akım modlu olarak da çalışabilen bu yeni filtre anlayışında elemanların veya blok yapıların doğrusallaştırılması gibi bir zorunluluk yoktur. Bireysel eleman ya da blok olarak sistemin yapı taşlarının doğrusal bölgede çalıştırılması mecburi değildir. Bilindiği gibi doğrusallık aranan ve istenen bir özellik olarak devre uygulamalarında kullanılmaktadır. Bu yüzden yapı taşlarını doğrusallaştırmak yerine sadece sistemin girişleri ile çıkışları arasındaki doğrusal bir ilişkinin korunması yeterli görülmektedir. Bu açıdan daha önce yapılan tasarımlarda önemli ve zor bir sorun olarak karşılaşılan ve kısmi kabullerle aşmaya çalışılan doğrusallaştırma problemine yeni bir yaklaşım getirilmiş olmaktadır [11].

Analog tümdevre teknolojilerinde meydana gelen ilerlemelere paralel olarak, üzerinde daha çok çalışılmaya başlanılan akım modlu filtreler konusunda son on yıldır önemli gelişmeler kaydedilmiştir. Bu gelişmelerin en önemlilerinden bir tanesi ilk defa 1979 yılında sürekli zamanlı filtreler ailesine katılan ancak 1993 yılından itibaren günümüze kadar büyük bir ivme ile atılımını sürdüren logaritmik ortam filtreleridir [3,12].

Logaritmik ortam filtreler, giriş, çıkış ve işlenen işaretin akım modlu olması ve akımın gerilime göre daha öncelikli öneme sahip olması sebebiyle, akım modlu devreler olarak

ve kullanılan devre elemanlarının harici bir beslemeye ihtiyaç duymasından dolayı ise aktif devrelerin içinde sınıflandırılmaktadırlar.

Logaritmik ortam devrelerini diğer tasarımlardan ayıran en önemli özellik, işaretin işlendiği ortamın doğrusal olmamasına karşın, giriş-çıkış ilişkisinin geniş bir dinamik aralık içerisinde tam doğrusal olmasıdır [4,13,14].

Aktif devrelerde kullanılan elemanlar doğrusal olmadığından ve elemanlar veya blok yapılar sadece tanımlanan aralıklarda doğrusal olarak kabul edildiğinden dolayı doğrusallaştırma işlemi yapılması gerekmektedir. Halbuki logaritmik ortam devrelerinde doğrusal olmayan elemanlar kullanılmasına karşın, doğrusallığın korunması bir sorun olmamaktadır ve devre elemanları sınırlandırılmamış doğal özeğirlerinde doğrusal olmayan özgün salınımları ile çalışmaktadır. Bu sebepten dolayı doğrusallığı arttırmak için ilave eleman kullanmak suretiyle çalışma aralığının daraltılmasına gerek yoktur. Böylece logaritmik ortam devrelerinin, günümüzün gereksinimleri olan güç tüketiminin azaltılması, besleme gerilim seviyesinin düşürülmesi, işaret hızının artırılması ve çalışma frekans aralığının genişletilmesi gibi bir çok üstünlüğe sahip olduğu çeşitli araştırmalarda sunulmuştur [5-8].

Günümüze kadar logaritmik ortam filtrelerinin tasarımında çeşitli yöntemler uygulanmıştır. Bazı araştırmacılar mevcut pasif bir devre yapısını esas alarak devre üzerindeki her bir elemanı veya fonksiyonu logaritmik ortamdaki karşılıkları ile değiştirerek istenilen karakteristikteki devreleri elde etme yoluna gitmektedirler [9,11,15,16]. Diğer bazı araştırmacılar da, istenilen özellikleri sağlayan devrelerin transfer fonksiyonundan hareketle durum-uzayı sentez yöntemini kullanarak logaritmik ortam filtre yapılarını elde etmişlerdir [7,12,17,18]. Bu konuda yapılan teorik çalışmaların yanı sıra çeşitli bilim adamları tarafından pratik olarak da uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Logaritmik ortam devrelerinin hassasiyetinin diğer devrelerden yüksek olması tümdevre teknolojisine ihtiyaç duyulmasına yol açmaktadır. Yapılan uygulamalı çalışmaların önemli bir kısmı, özel tasarlanmış yarıiletken eleman üretimi yapabilme teknolojisine sahip gelişmiş laboratuvarlarda test edilmektedir [6,19,20].

AB sınıfı devre mantığı filtre uygulamalarından önce ağırlıklı olarak kuvvetlendirici devrelerinde kullanılmıştır. AB sınıfı devrelerinin genel çalışma prensibi, mevcut

transistörlerin bir bölümü iletimde kalırken diğer bölümünün ise kısmen iletimde olmasıdır. Daha farklı bir ifade ile önce transistörlerin bir gurubu tam iletimde, kalan bölümü ise kısmi iletimdedir; sonra tam iletimde olan gurup kısmi iletime geçerken, kısmi iletimde olan bölüm de tam iletime geçmektedir. Böylece dengeli olarak çalışma sağlanmaktadır. Bu yüzden AB sınıfı devrelerin en iyi çalıştığı devre yapısı diferansiyel yapıdır. İlk defa diferansiyel AB sınıfı filtre uygulama fikri 1990'lı yılların başında ortaya atılmış [13]; ancak bu konu hakkındaki teorik alt yapı 1999 yılında tamamlanabilmiştir [7].

Yaygın kullanım alanlarına sahip olması sebebiyle osilatörler ile ilgili yapılmış birçok çalışma mevcuttur. Gerilim modlu ve akım modlu osilatör devreleri; işlemsel kuvvetlendirici, akım taşıyıcı ve işlemsel geçişiletkenliği kuvvetlendiricisi gibi elemanlar kullanılarak tasarlanmıştır [21-24]. Logaritmik ortam devrelerinin önemli uygulama alanlarından birinde osilatör devreleri teşkil etmektedir. Ancak literatürde logaritmik ortamda çalışan AB sınıfı osilatör devresine rastlanamamıştır. Bu tez çalışmasında elektronik olarak ayarlanabilen, AB sınıfı fark alan tip logaritmik ortam osilatörü tasarlanmıştır. Ayrıca eşgüdümlü benzetim yaklaşımının getirdiği avantajlarla devre benzetimleri yapılmış ve tecrübeye dayalı benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır.

Son yıllarda devre tasarımlarında dikkat edilen önemli bir husus da devrelerin düşük besleme voltajlarında, düşük güçlerde ve düşük gürültülerde çalışabilmesidir. Bunun için akım modlu yapılar geliştirilmektedir. Çünkü akım modlu devreler ayrıca büyük bant genişliği, yüksek değişim hızı, daha geniş dinamik saha, basit devre yapısı ve geniş doğrusallık sahası gibi karakteristik özellikler taşıdıklarından voltaj modlu devrelere rağmen geniş uygulama alanı bulmuşlardır [25].

Bilgisayar destekli devre tasarımı çok uzun zamandan beri kendisini kanıtlamış bir süreçtir. Sayısal ve analog olmak üzere birçok farklı tipte devrenin analiz ve benzetimlerinde bilgisayar destekli programlar kullanılmaktadır. Bunlardan en yaygın olanı analog devre tasarımında klasik bir yaklaşım haline gelen PSpice programıdır. Bununla birlikte devre optimizasyonu konusunda, modern optimizasyon metodları PSpice programının kendine has özelliklerinden dolayı kolaylıkla tasarıma adapte edilememektedir [26,27]. Eşgüdümlü benzetim (cosimulation) yaklaşımı birçok

Çalışmada [28-30] PSpice kullanılarak gerçekleştirilen tasarım süreçlerinde karşılaşılan bu problemin aşılmasında bir çözüm olarak önerilmiştir.

2. BÖLÜM

LOGARİTMİK ORTAMDA ÇALIŞAN ELEKTRONİK DEVRELER

2.1. Analog Filtreler

Genel olarak bir elektronik devrenin üç tane önemli tanımlayıcı bilgisi vardır. Bunlar sistemin girişleri, çıkışları ve matematiksel modelidir. Gerçekleştirilmesi düşünülen sistemler bu tanımlayıcı bilgilere göre tasarlanmaktadır. Sistemin özelliğine ve çalışmasına göre matematiksel modelin bağlı olduğu değişken farklı olmaktadır. Matematiksel modelin bağlı olduğu değişken ile çalışma ortamı belirlenmektedir. Örneğin, sistemin matematiksel modeli zaman ortamında tanımlı ise devrenin zaman ortamında tanımlanabilen, zamana bağlı tek bir geçiş fonksiyonu vardır. Giriş işareti ile çıkış işaretinin arasındaki matematiksel bağıntı zaman ortamında bir diferansiyel denklem ile tanımlanırken, Laplace ortamında çıkışın girişe oranı transfer fonksiyonu olarak adlandırılmaktadır. Devrelerin sentezi genellikle transfer fonksiyonundan yola çıkılarak yapılmaktadır [31].

Analog filtre tasarımında, kesim frekansı, merkez frekansı, kalite faktörü, güç tüketimi, kaynak gerilimi, harmonik bozulma ve dinamik saha gibi performans kriterleri filtrenin transfer fonksiyonunu belirlemektedir. Doğrusal bir filtrenin parametreleri işaret seviyesinden bağımsız ve sabit olmalıdır. Doğrusal olmayan bir filtrenin özellikleri ise bu parametrelerinin ne kadarının sabit değerlerden saptığı olarak tanımlanabilir. Doğrusal analog filtrelerde çıkış işaretinin frekansı giriş işaretinin frekansına eşittir. Bununla birlikte, doğrusal olmayan bir filtrede çıkış işareti bozulmaya sebep olan diğer frekans bileşenlerini içerebilmektedir. Toplam harmonik bozulma, harmonik frekans bileşenlerinin gücünün temel frekans bileşeninin gücüne oranı olarak bilinmektedir. Dinamik saha ise ortalama maksimum işaretin, işlenebilir minimum işarete oranıdır. Pratikte, verilen bir THD değeri için işlenebilir maksimum işaret

genliği ortalama maksimum işareti belirtirken, verilen bir işaret gürültü oranı (SNR) için işlenebilir minimum işaret genliği minimum işaret olarak bilinmektedir [32].

Filtre performans kriterleri besleme gerilimi, sıcaklık değişimleri ve işlem biçimi gibi parametrelere bağlı olarak ayarlanabilmelidir. Filtre parametrelerinin elektronik olarak ayarlanabilmesi tasarımcılar açısından sıklıkla istenen bir durumdur. Örneğin filtrenin kesim frekansı devre parametreleri değiştirilerek kolaylıkla ayarlanabilmelidir.

Elektronik devre sentezinde istenilen bir transfer fonksiyonunu gerçekleştiren birden fazla devre yapısı tasarlanabilir. Farklı devre yapılarının sayısı ilerleyen teknoloji ile sürekli artmaktadır. Aynı transfer fonksiyonuna sahip devre modellerinin sayısının artmasının başlıca iki sebebi vardır. Birincisi devre teorilerindeki meydana gelen gelişmeler ile yeni sentez yöntemlerinin geliştirilmesidir. İkincisi ise yarı iletken teknolojisindeki ilerlemeler ve buna bağlı olarak ortaya çıkan yeni elektronik elemanlar ile farklı devre yapılarının ortaya çıkmasıdır.

Osilatörler, filtreler ve kuvvetlendiriciler, temel olarak yapılan sentezlere verilebilecek örneklerdendir. Bu devre yapılarının her biri farklı amaçlar için, farklı yöntemler kullanılarak, tasarlanabilmektedir. Transfer fonksiyonlarının aynı olması, tasarlanan devrelerin eř devreler olacağı anlamına gelmemektedir. Asıl önemli olan uygun tasarım metodu ile devrenin düşük güç tüketmesi, doğrusallığı tam sağlaması, en az elemanla gerçekleştirilmesi, maliyetinin daha az olması, gürültü oranının en az seviyede kalması ve daha çok giriş aralığında ve daha büyük bant genişliğinde çalışmasını sağlamaktır. Fakat bu istenilen özelliklerin hepsinin aynı devre için sağlanması mümkün değildir. Bundan dolayı devrelerin kullanım yerlerine göre bazı özelliklerinden taviz verilebilmektedir. Bu durum ise tasarımcının devreyi kullanacağı amaç doğrultusunda değişmektedir.

Filtreleri amaçlarına göre farklı bakış açılarıyla sınıflandırmak mümkündür. Öncelikle filtreler gerçekleştirilmesinde kullanılan elemanın çeşidine göre iki kısımda incelenebilirler. Eğer devre herhangi bir beslemeye ihtiyaç duymayan direnç, kondansatör gibi pasif elemanlardan oluşuyorsa pasif filtre, herhangi bir harici beslemeye ihtiyaç duyan transistör, op-amp gibi aktif elemanlardan oluşuyorsa aktif filtre ismini almaktadır [31].

Ayrıca kullanılan işaretin niteliğine göre de sürekli / ayırık veya analog / sayısal olarak çeşitlendirilebilir [33]. Sürekli zamanlı işaretler, zamanın her noktasında bir büyüklüğe sahip iken, ayırık zamanlı işaretlerin sadece tanımlanmış zamanlarda bir büyüklüğü vardır. Sürekli zamanlı işaretler kullanılan filtreler sürekli zamanlı filtre, ayırık zamanlı işaretler kullanılan filtre ise ayırık zamanlı filtre olarak adlandırılmaktadır. Analog işaretler herhangi bir genlik değerine sahip olabilirken sayısal işaretler sadece belirlenen değerleri alabilmektedirler. Ayrıca sayısal işaretler ayırık zamanlı işaretlerdir.

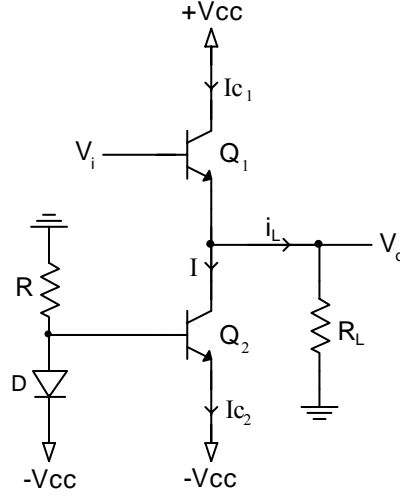
Filtrelerin bir diğer sınıflandırılması da gerilim yada akım modlu olmalarına göre dir. Gerilim ile akım arasında neden sonuç ilişkisine dayanan bir ilişki vardır. Birçok araştırmacı konuya farklı bakış açısıyla yorum yapmışlardır. Kimi araştırmacılara göre bu sınıflandırmada giriş ile çıkış işaretinin oranı belirleyici olmaktadır. Yani giriş/çıkış işaretleri akım ise devre akım modlu, gerilim ise gerilim modlu olarak adlandırılmaktadır. Araştırmacıların bir kısmı devredeki bağımsız kaynakları, diğer bir kısmı ise kullanılan elemanların hangi modda çalıştığını dikkate almaktadırlar. Örneğin OTA'larda (işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi) giriş gerilim, çıkış işareti akım olmasına rağmen akım modlu olarak kabul edilmektedir. Bunlardan başka kabul gören diğer bir fikir ise devrede aktif işlenen işaretin önemli olduğudur. Kısaca akım bilgisine göre çalışan devreler akım modlu, gerilim bilgisine göre çalışanlar ise gerilim modlu filtreler olarak adlandırılmaktadırlar [33].

2.2. A Sınıfı ve AB Sınıfı Devrelerin Çalışma Prensipleri

2.2.1. A Sınıfı Devreler

Şekil 2.1.'de A sınıfı bir devre görülmektedir. Değişik A sınıfı devreler bulunmasına rağmen içlerinde en çok kullanılanı düşük çıkış gerilimine sahip olmasından dolayı emiter izleyici olan devredir. Devrede Q_1 transistörüne ait kollektör akımı Q_2 transistöründen kaynaklanan I sabit akımı ile uyarılarak pozitif yönde ötelenmiştir. Bu DC öteleme akımının, giriş işaretinin negatif genliğine eşit yada daha büyük değere sahip olması gerekmektedir. Bu şartın sağlanması ile baz-emiter gerilimi kutuplama geriliminden büyük olacağından dolayı transistörün sürekli iletim bölgesinde çalışmasına sebep olacaktır. Yani A sınıfı devrelerde devre elemanı giriş işaretinin tamamında iletimdedir [34].

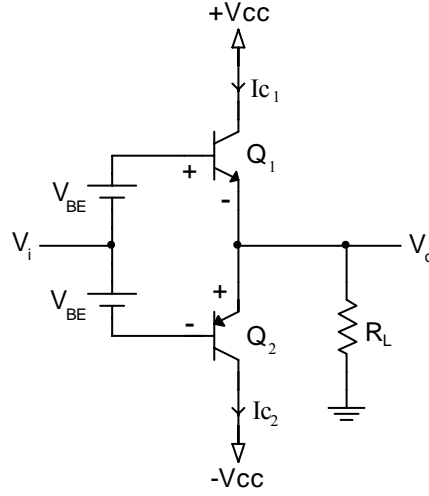
A sınıfı yükselteçlerin üstünlüğü, tüm periyot boyunca transistörlerin iletim bölgesinde kalarak, giriş işaretinin tamamında çıkışın gözlemlenmesidir. Dezavantajı ise sürekli iletimi sağlayacak DC ötelemeden kaynaklanan yüksek gürültü seviyesine sahip olmasıdır.



Şekil 2.1. Temel A sınıfı devre.

2.2.2. AB Sınıfı Devreler

AB sınıfı devre mantığı ilk defa kuvvetlendirici devrelerinde ortaya çıkmıştır. AB sınıfı kuvvetlendiricilerin genel çalışma prensibinin filtreleme uygulanması ile AB sınıfı filtreler elde edilmiştir. Temel AB sınıfı transistörlü bir kuvvetlendirici devresi Şekil 2.2.'de gösterilmiştir.

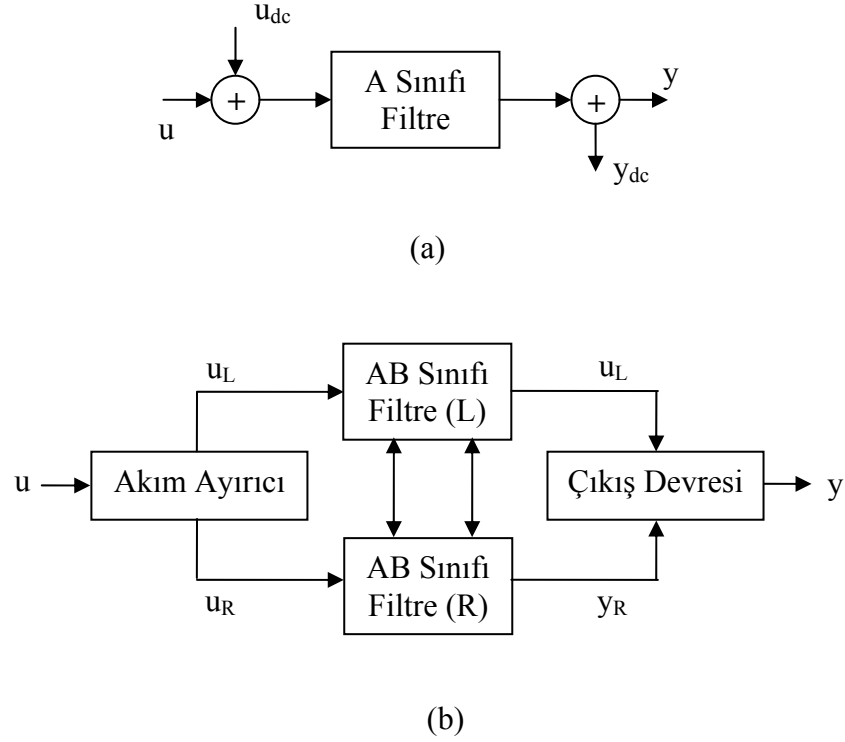


Şekil 2.2. Temel AB sınıfı devre.

Şekilde görüldüğü gibi transistörlerin bazlarına kutuplama gerilimi uygulanmaktadır. Bu sebepten V_i giriş gerilimi çok küçük seviyelerde de olsa transistörler yalıtıma geçmeden kalmaktadır. Bu duruma “kısmi iletim” durumu denilmektedir. Böylece hem DC ötelemeden kaynaklanan gürültü seviyesi azalmış olmakta, hem de transistörlerin sıfır geçişinden dolayı meydana gelen bozulma ortadan kalkmış olmaktadır [34].

A sınıfı devre yapısı ile AB sınıfı devreler arasındaki temel fark Şekil 2.3.’de gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi A sınıfı çalışmada giriş bir DC işaret ile ötelenmektedir. Ancak AB sınıfı işlemde giriş işareti dengeli olarak ikiye ayrılmakta, her kısım için işaret ayrı ayrı fakat birbiri ile haberleşen bir yapı ile işlenmektedir.

AB sınıfının en kolay uygulandığı yapı fark alıcı devre yapısıdır. Buna göre AB sınıfı kullanılarak yapılan tasarımlarda giriş işareti bir ayırıcı (splitter) devre kullanılarak hep pozitifte kalan iki girişe ayrılmaktadır. Logaritmik ortam filtrelerinde A sınıfı devre yapısında tasarım yapmak daha kolay olsa da, istenilen her transfer fonksiyonunu doğrudan gerçekleyebilmek mümkün olmamaktadır.



Şekil 2.3. a)A sınıfı devrelerin blok modellemesi b) AB sınıfı devrelerin blok modellemesi.

AB sınıfı için geliştirilen bir teori ile bu sorun ortadan kaldırılmış ve istenilen tüm transfer fonksiyonları logaritmik ortamda gerçekleştirilebilir hale getirilmiştir. AB sınıfı çalışma daha geniş bir çalışma aralığı sunmasının yanı sıra düşük gerilim ve düşük güç uygulamaları için de uygundur [35].

2.3. Translineer Devreler

Translineer devreler; girişi gerilim, çıkışı akım olan, devre elemanlarının akım ifadeleri arasında doğrusal bir ilişki kurulabilen ve bir veya birden fazla kapalı çevrim içeren sistemlerdir. Transistör tabanlı logaritmik ortam devreler BJT'nin beyz-emiter jonksiyonlarından oluşan translineer gözlerden meydana gelmektedir. Translineer prensibine göre, ileri yönde kutuplanmış p-n jonksiyonlarının kapalı bir çevrim oluşturması halinde akımları arasında doğrusal bir ilişki olduğu öne sürülmektedir [36]. Kapalı çevrim olmasa bile eğer elemanların gerilim değerleri arasında doğrusal bir ilişki varsa, translineer prensibi bu durumda da geçerli olmaktadır. Bilindiği gibi kapalı bir

çevredeki gerilimlerin toplamı sıfırdır. İleri yönde kutuplanmış p-n jonksiyonunun akımı ile gerilimi arasında doğrusal olmayan, üstel bir ilişki bulunmaktadır. Kapalı çevrimdeki gerilim ifadelerinin yerine doğrusal olmayan akım eşitlikleri konulduğunda ve gerekli logaritmik sadeleştirmeler gerçekleştirildiğinde, p-n jonksiyonlarının akımlarının çarpımından oluşan bir ilişki elde edilmektedir. Böylece akımlar arasındaki bu özellikten faydalanarak çarpma, bölme ve kare alma devreleri yapılabilmektedir. Aynı zamanda karmaşık devrelerde bilinmeyen bir akım bilinen akımlar cinsinden ifade edilebilir. Bu metot ile devre analizi klasik yöntemlere göre çok daha kolay ve daha kısa zamanda yapılabilmektedir. Bilindiği üzere geçiş iletkenliği (transconductance) ifadesi,

$$g_m \equiv \frac{\partial I}{\partial V} \propto I \quad (2.1)$$

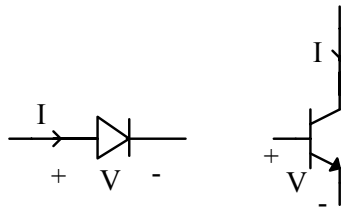
şeklinde ifade edilebilir. Görüldüğü gibi geçiş iletkenliği akım ile orantılıdır. Gerekli işlemler yapıldığında aşağıdaki denklemler elde edilebilir.

$$\int \frac{\partial I}{I} \propto \int \partial V \quad (2.2)$$

$$\ln I \propto V \quad (2.3)$$

$$I \propto e^V \quad (2.4)$$

Denklem (2.4)'den görüldüğü gibi akım gerilimin üstel ifadesiyle orantılıdır. Denklem (2.4)'deki verilen eşitliği sağlayabilecek devre elemanları ise Şekil 2.4.'de görülmektedir.

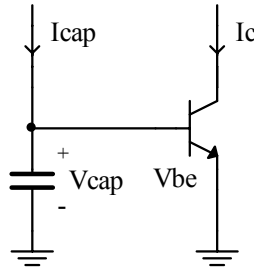


Şekil 2.4. Translineer devre elemanları.

Şekil 2.4.'de görülen devre elemanlarının uç bağıntılarında akım, gerilim ile kontrol edilmektedir. Yani gerilim giriş bilgisi, akım çıkış bilgisi olduğu için elemanların uç bağıntılarının oranı geçişiletkenliğini vermektedir. Ayrıca, Şekil 2.4.'de görülen yarıiletken devre elemanlarının çıkışı ile girişi arasında üstel bir ilişki olduğu için bu devre elemanları logaritmik çevirici olarak da adlandırılmaktadır [36].

Translineer devre prensibinin literatürde uygulandığı birçok devre örneği bulunmaktadır. Bunlardan bazıları: Rms-DC dönüştürücü [36], Rms-DC dedektör [37], güç kuvvetlendiricilerinde çıkış katı [38], geniş frekans aralıklarında ayarlanabilen ikinci dereceden osilatör [39], logaritmik ortam filtreleri [40], frekans bölücü [41] ve parçalı doğrusal (piecewise) yaklaşımı [42] olarak sıralanabilir.

Frekansa bağımlı uygulama devrelerini gerçeklemek için dinamik translineer devreler kullanılmaktadır. Dinamik translineer devreler, translineer çevreye kapasite ekleyerek transfer fonksiyonu frekansa bağımlı hale getirilmiş devrelerdir. Temel devre yapısı Şekil 2.5.'de görülen dinamik translineer devrelerle diferansiyel denklemler gerçekleştirilebilmektedir.



Şekil 2.5. Dinamik translineer devrenin temel yapısı.

Devrede akım modlu bir yaklaşım ile aşağıdaki denklem elde edilebilir.

$$I_{cap} = CV_t \frac{\dot{I}_c}{I_c} \quad (2.5)$$

Burada I_c transistörün kolektör akımını, I_{cap} kapasite üzerinden akan akım C kapasite değerini, \dot{I}_c kolektör akımının doğrusal olmayan fonksiyonunu, yani zamana göre

türevini temsil etmektedir ve V_t ise ısınsın gerilim eşdeğeridir. Denklem (2.5)'deki ifade düzenlenirse,

$$CV_T \dot{I}_c = I_{cap} I_c \quad (2.6)$$

denklemini elde edilir. Denklem (2.6)'da görüldüğü gibi, eşitliğin sağ tarafı translineer prensibinin kullanılması ile oluşturulan akımların çarpım ifadesidir. Diferansiyel denklem akımların çarpımı şeklinde ifade edilebilmektedir. Bu ifade temel alınarak filtre uygulamaları ve özellikle logaritmik ortam filtreleri gerçekleştirilebilmektedir [43].

2.4. Logaritmik Ortam Filtreleri

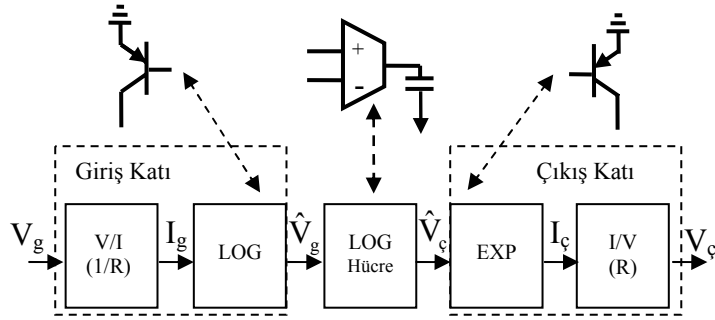
Akım modlu devre yapılarının kullanıldığı logaritmik ortam filtreleri ilk defa 1979 yılında ortaya atılmıştır [3]. Yapılan çalışmada, diyot, kondansatör, akım kaynağı ve op-amp kullanılarak birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi tasarlanmıştır. Devrede önce işaret logaritmik ortama girmekte, sonra doğrusal olmayan ortamda filtreleme işlemi gerçekleştirilmekte, daha sonra da çıkışta üstel bir fonksiyon ile tekrar doğrusal ortama dönüş yapılmaktadır. Bu çalışma ile günümüzde kullanılan logaritmik ortam kavramının temelleri atılmış olmaktadır. Sonraki yıllarda logaritmik ortam filtrelerinin özelliklerinden faydalanılarak önemli kullanım alanlarından biri olan işaretlerin sıkıştırılıp-genişletilmesi (companding) ile ilgili çalışmalar yapılmıştır [13,14]. Daha sonra ise sistematik bir sentez metodu geliştirilerek BJT, akım kaynağı ve kondansatörlerden oluşan değişik logaritmik ortam filtreleri tasarlanmıştır [12].

Logaritmik ortam filtreleri, giriş, çıkış ve işlenen işaretin akım olması sebebiyle, akım modlu devrelerin içinde yer almaktadır. Logaritmik devre tasarımlarında aktif eleman kullanılması ve bunların da harici bir besleme kaynağına ihtiyaç duymasından dolayı aktif devrelerin içinde sınıflandırılmaktadır.

Aktif devrelerde kullanılan aktif elemanlar doğrusal olmadıklarından, devrelerin ya da sistemlerin doğrusallaştırılmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Logaritmik ortam devrelerinde doğrusal olmayan elemanlar kullanılmasına rağmen, doğrusallığın korunması bir sorun olmamaktadır. Bunun nedeni, devre elemanları sınırlandırılmamış doğal özgeçirilerinde doğrusal olmayan özgün salınımları ile çalışmaktadırlar. Bu sebepten doğrusallığı

arttırmak için ilave eleman kullanmak suretiyle çalışma aralığının daraltılmasına gerek yoktur. Böylece, logaritmik ortam devrelerinin güç tüketiminin azalması, besleme gerilim seviyesinin düşmesi, işaret hızının artması ve çalışma frekans aralığının genişlemesi gibi bir çok üstünlüğe sahip olduğu çeşitli araştırmalarda vurgulanmıştır [6-8].

Logaritmik ortam filtrelerde temel yaklaşım BJT'nin üstel I-V karakteristiğine dayanmaktadır. Filtre girişine uygulanan işaretin genliğinin küçük olması durumunda işaret, devrenin kendiliğinden oluşturduğu gürültü işaretiyle ayırt edilemeyebilir. Devrede dinamik sahayı arttırmanın bir yolu büyük kapasiteler kullanarak gürültü tabanını düşürmek ve voltaj kaynağını arttırmaktır. Diğer bir yol ise işaret uygunlaştırma (companding) işlemidir [13]. Şekil 2.6.'de logaritmik ortam filtrelerin blok yapısı görülmektedir [44]. Burada giriş kısmında uygun olarak akımın logaritması alınmaktadır. Böylece işaret, işleneceği doğrusal olmayan ortama taşınmış olur. Temel logaritmik ortam hücresinde (LOG Hüc.) işlenen işaret üstel alma işlemi ile tekrar doğrusal ortama aktarılır.



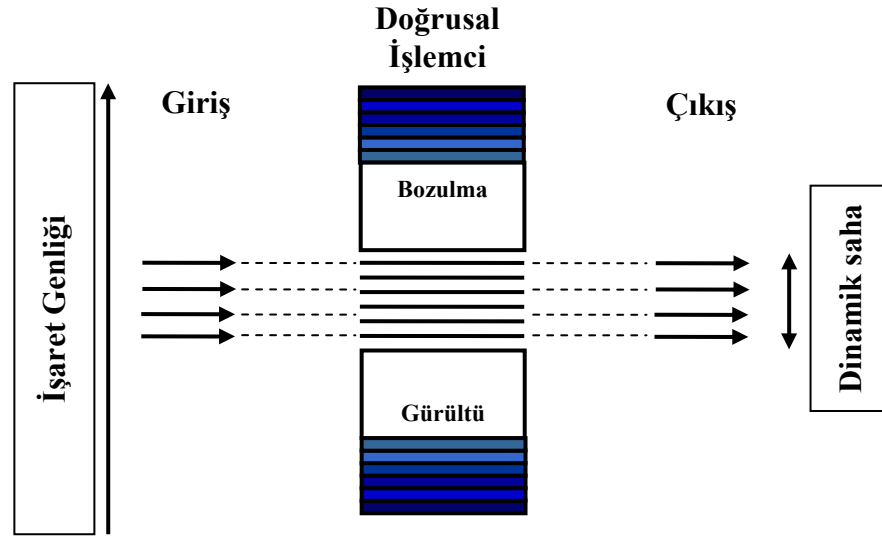
Şekil 2.6. Logaritmik ortam filtrelerin blok yapısı.

Şekil 2.6.'de yapılan işlemlerin matematiksel ifadeler sırasıyla Denklem (2.7)'deki gibi verilebilir.

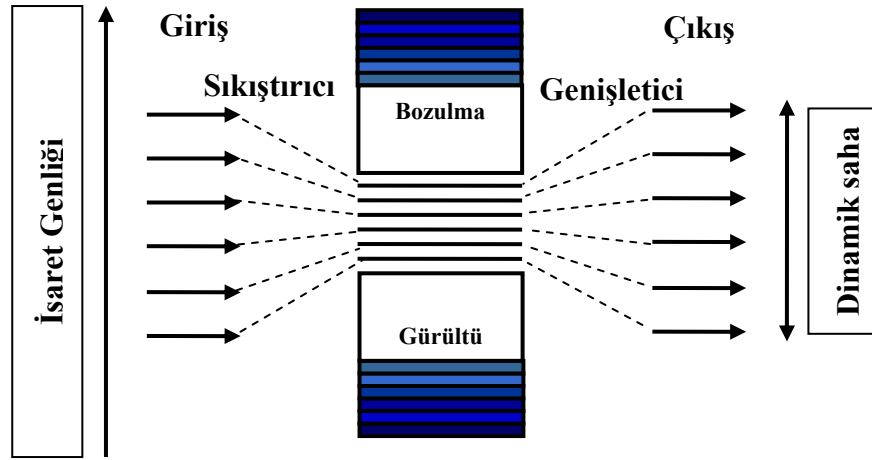
$$\begin{aligned}\hat{V}_i &= V_T \ln(I_g / I_S) = V_T \ln(V_g / R I_S) \\ C \frac{d\hat{V}_0}{dt} &= I_0 \cdot e^{(\hat{V}_p - \hat{V}_0)/V_T} - I_0 \cdot e^{(\hat{V}_g - \hat{V}_0)/V_T} \\ V_\zeta &= R \cdot I_\zeta = R I_S \cdot e^{(\hat{V}_0/V_T)}\end{aligned}\quad (2.7)$$

Bu dönüşümler ile giriş-çıkış işaretleri arasındaki yüksek doğrusallık, kullanılan elemanların doğal I - V ilişkileri yardımıyla herhangi bir dış müdahale olmadan sağlanmış olmaktadır. Aynı zamanda işaretin işlenebileceği dinamik aralık genlik uygunlaştırma özelliğinden dolayı genişletilmektedir. Dinamik aralığın logaritmik ortam filtrelerinde olduğu gibi özel işlemler ile artırıldığı devreler genlik uygunlaştırmalı devreler olarak isimlendirilebilir [13,14]. Şekil 2.7.'de doğrusal ve uygunlaştırılmış bir sistemin dinamik sahaları görülmektedir [11].

Şekil 2.7.a.'da farklı genliklere sahip işaretler sisteme girmektedir. Düşük genlikli işaretler gürültü duvarını aşamadıkları için, yüksek genlikli işaretler ise aşırı bozulmaya uğradıkları için doğrusal olmayan değişimlere uğrayarak istenilenden farklı çıkış vermekteler. Ancak Şekil 2.7.b. incelendiğinde işaret girişte sıkıştırılmakta ve çıkışta genişletilmektedir. Böylece daha geniş bir genlik aralığında işaret işlenebilmekte ve sistemin dinamik aralığı artırılmaktadır.



(a)

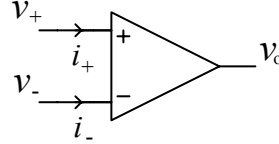


(b)

Şekil 2.7. a) Doğrusal bir sistemin dinamik sahası b) Uygunlaştırılmış bir sistemin dinamik sahası.

Literatürde şimdiye kadar logaritmik ortam filtreleri için birçok tasarım yaklaşımı önerilmiştir [12,15]. Bazı çalışmalarda genelleştirilmelerden uzak görünen ve devrenin parçalı olarak ele alınmasından dolayı bir takım uyum sorunlarının yaşanabildiği ama bunun yanında sentezin kısmen daha kolaylaştığı işaret akış diyagramı kullanılmıştır

Şekil 2.9.'da görülen op-amp idealdir. Op-amp'ın eşdeğer devresinde, giriş uçları arasında sonsuz değerli direnç, çıkış uçları arasında gerilim kontrollü ve bağımlı bir gerilim kaynağı olduğu kabul edilmektedir.



Şekil 2.9. İdeal op-amp.

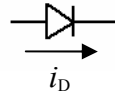
Giriş uçları arasındaki sonsuz değerli dirençten dolayı op-amp'ın girişinden akım akmaz yani giriş akımları sıfırdır.

$$i_+ = i_- = 0 \quad (2.9)$$

İdeal işlemsel yükseltecin negatif geri beslemeli durumunda giriş uçları arasındaki gerilim farkı sıfırdır.

$$v_+ = v_- \quad (2.10)$$

Şekil 2.10.'da ideal diyotun temel yapısı gösterilmektedir.



Şekil 2.10. İdeal diyot.

Diyot üzerinden geçen akım aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$i_D = I_s (e^{kv_D} - 1) \quad (2.11)$$

Burada; i_D diyot üzerinden akan akımı, v_D diyoda ileri yöndeki tatbik gerilimini, I_s diyodun ters yönde kutuplamadaki sızıntı akımını, k sabiti ise diyot geriliminin

sıcaklıkla değişimini gösteren bir katsayıdır. Denklemdaki k teriminin tanımlaması aşağıda verildiği gibi yazılabilir.

$$k = \frac{1}{V_t} = \frac{q}{KT} \quad (2.12)$$

Burada, V_t sıcaklığa bağlı gerilim değerini, K Boltzmann sabitini ($1.3806568 \times 10^{-23}$ J.K⁻¹), T Kelvin cinsinden sıcaklığı ve q ise 1.602×10^{-19} C değerindeki bir elektronun yükünü göstermektedir.

$i_D \gg I_s$ olduğu durumlarda Denklem (2.11)'deki 1 değeri ihmal edilerek ifade aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir.

$$i_D \cong I_s e^{kv_D} \quad (2.13)$$

Yukarıdaki yapılan kabullerden faydalanarak, Şekil 2.8.'de görülen devrenin analizine başlanabilir.

Her ne kadar uç bağıntıları gerilime bağlı op-amp ile gerçekleştirilmiş olsa da, giriş-çıkış bilgileri akım cinsinden olduğu ve akım bilgisi gerilim bilgisine göre daha fazla önceliğe sahip olduğundan devre akım modlu olarak düşünülebilir. Öncelikle devrenin akımları ifade edilirse analiz daha kolay olacaktır. Giriş-çıkış akımları aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$i_{GİRİŞ} = I_s e^{kv_{GİRİŞ}} \quad (2.14)$$

$$i_{ÇIKIŞ} = I_s e^{kv_{ÇIKIŞ}} \quad (2.15)$$

i_X akımını, v_C gerilimli düğümün akım kanunu ifadesinden faydalanarak yazarsak;

$$i_X = i_C + I_0 \quad (2.16)$$

şeklinde elde edilir.

Op-amplar ideal olduğundan giriş gerilimleri birbirine eşittir. Op-Amp 1'in çıkışı, (-) girişi ile kısa devre yapıldığından dolayı çıkış gerilimi de $v_{GİRİŞ}$ gerilimine eşittir. i_X akımı aynı zamanda D_2 diyotu üzerinden akmaktadır. Denklem (2.13)'den faydalanarak D_2 diyotunun uç bağıntısı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$i_X = I_s e^{k(v_{GİRİŞ} - v_c)} \quad (2.17)$$

Op-Amp-2'nin (-) girişine bağlanmış akım kaynağının akım ifadesi D_3 diyotunun uç bağıntısından faydalanılarak yazılabilir.

$$I_0 = I_s e^{k(v_{ÇIKIŞ} - v_c)} \quad (2.18)$$

Denklem (2.15)'deki üstel ifadeye $\pm v_c$ terimlerinin ilave edilmesi ve üstel ayrılma özelliği kullanılarak çıkış akımı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$i_{ÇIKIŞ} = I_s e^{k(v_{ÇIKIŞ} - v_c + v_c)} = I_s e^{k(v_{ÇIKIŞ} - v_c)} e^{kv_c} \quad (2.19)$$

Denklem (2.18), Denklem (2.19) ile birleştirilerek çıkış akımı aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$i_{ÇIKIŞ} = I_o e^{kv_c} \quad (2.20)$$

Yukarıdaki eşitliğin birinci türevi alındığında;

$$\dot{i}_{ÇIKIŞ} = k\dot{v}_c I_o e^{kv_c} \quad (2.21)$$

elde edilir.

Denklem (2.16)'deki akım ifadelerinin yerine, Denklem (2.17) ve kondansatörün akım ifadesinin yazılmasıyla aşağıdaki denklem elde edilir.

$$I_s e^{k(v_{GIRIŞ} - v_c)} = C\dot{v}_c + I_o \quad (2.22)$$

Denklem (2.21)'in her iki tarafın e^{kv_c} ile çarpılırsa ifade,

$$I_s e^{kv_{GIRIŞ}} = C\dot{v}_c e^{kv_c} + I_o e^{kv_c} \quad (2.23)$$

olarak belirlenir. Denklem (2.14) ve Denklem (2.20) ifadelerinden daha açık bir şekilde giriş akımı ifadesi yazılırsa,

$$i_{GIRIŞ} = C\dot{v}_c e^{kv_c} + i_{ÇIKIŞ} \quad (2.24)$$

denklemini elde edilir. Denklem (2.24)'ün her iki tarafı $\frac{I_o k}{C}$ ile çarpılırsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$i_{GIRIŞ} \frac{I_o k}{C} = \dot{v}_c e^{kv_c} I_o k + i_{ÇIKIŞ} \frac{I_o k}{C} \quad (2.25)$$

Denklem (2.21) kullanılarak,

$$i_{GIRIŞ} \frac{I_o k}{C} = \dot{v}_c e^{kv_c} I_o k + i_{ÇIKIŞ} \frac{I_o k}{C} \quad (2.26)$$

elde edilir.

$$\frac{I_o k}{C} = \omega_o \quad (2.27)$$

olarak kabul edilerek, bu ifade Denklem (2.26)' de kullanılırsa,

$$i_{GIRIŞ} \omega_o = \dot{v}_c e^{kv_c} I_o k + i_{ÇIKIŞ} \omega_o \quad (2.28)$$

elde edilir. Denklem (2.28) 's' ortamında tekrar yazılırsa,

$$\omega_o I_{GİRİŞ}(s) = s I_{ÇIKIŞ}(s) + \omega_o I_{ÇIKIŞ}(s) \quad (2.29)$$

$$\frac{I_{ÇIKIŞ}}{I_{GİRİŞ}} = \frac{\omega_o}{s + \omega_o} \quad (2.30)$$

denklemini elde edilir.

Denklem (2.30)'da görüldüğü gibi çıkış ve giriş akımları arasındaki transfer oranı, birinci derece alçak geçiren bir filtre karakteristiğindedir. Görüldüğü gibi üstel karakteristiği olan, doğrusal olmayan elemanlar ile doğrusal davranışlı, doğrusal bir transfer fonksiyonuna sahip filtre devresi elde edilmiştir.

Adams'ın filtresinin aydınlattığı ışıkla daha sonra yapılan çalışmalar sonucu elde edilen devreler ile mevcut aktif filtreler göre farklı bir devre yapısı elde edilmiştir. Logaritmik filtreler olarak adlandırılan bu yapı, akım modlu devrelerin altında sınıflandırılmakta ve yeni bir filtre çeşidi olarak kabul edilmektedir [4,12].

2.4.2. Logaritmik Ortam Filtrelerinin Sentez Yöntemleri

Doğrusal olmayan devre sentezi için en çok kullanılan yöntemler durum uzayı sentezi ve işaret akış diyagramı yöntemidir. Durum uzayı yönteminde tasarımın temeli sistemin iç dinamiklerinden elde edilen verilere dayanmaktadır. İşaret akış diyagramı yöntemi ise devrenin parçalı olarak ele alınmasını öngören, bazı uyum sorunlarının yaşanabildiği ama bunun yanında sentezin kısmen daha kolaylaştığı bir yöntemdir [4].

2.4.2.1. İşaret Akış Diyagramı Yöntemi

İşaret akış diyagramı yönteminde, sistemin girişi ile çıkışı arasında işaretin izleyeceği yol belirlenir. Her bir kısım bir blok olarak düşünülerek ve devre parçalı şekilde ele alınarak sentez yapılır. Daha sonra bloklar birleştirilerek genel yapı elde edilir. Bu yöntemde sıklıkla izlenen yol, daha önceden sentezi yapılmış bir devrenin işaret akış diyagramı çıkarılarak hangi tür devre ile sentez yapılacaksa o yapının bu diyagrama

uygulanmasıdır. Yani burada temel olan kavram hedeflenen devreye göre farklılıklar gösterebilen işaret akış diyagramlarıdır.

Pratik gerçekleştirme açısından kolaylıklar içeren bu yöntemin geliştirme ve teorik çalışmalar konusunda eksiklikleri bulunmaktadır. Diğer taraftan durum uzayı yönteminde sistem sadece dış büyüklüklerle değil aynı zamanda iç dinamikler olan durum değişkenleri ile de ifade edilmektedir. Bu durum, devrenin dinamik çalışmasını kontrol etmek açısından önemlidir. Aynı zamanda, sadece sistem denklemlerinin ele alınması ile çok girişli, çok çıkışlı bir sistemin birleştirilmiş genel yapısı rahatlıkla incelenebilmektedir [35].

2.4.2.2. Durum Uzayı Yöntemi

Durum uzayı yöntemi diğer sistem tanımlama yöntemlerinden farklıdır. Durum değişkenleri yönteminde sistem, harici büyüklüklerin yani giriş-çıkış bilgilerinin temel alındığı yöntemler ile tanımlamak yerine, dahili büyüklüklerden yararlanarak tanımlanacaktır. Sistemi bu şekilde tanımlamanın çeşitli faydaları vardır. Bu faydalar aşağıdaki gibi sıralanabilir [4,35].

- Sistemin davranışlarına yönelik iç bilgiler temin edilir.
- Çok girişli ve çok çıkışlı sistemlerin birleştirilmiş bir biçimde incelenmesi sağlanır.
- Doğrusal olmayan ve zamanla değişen sistemlerde kullanılabilir.

Diğer sistem analizinde kullanılan blok modelleme gibi yöntemlerde herhangi bir t anındaki sistemin cevabını hesaplamak için $-\infty$ 'dan t anına kadar sistemin girişlerini bilmemiz gerekmektedir.

Eğer sadece girişlerin $t > t_0$ anı için alacağı değerler ve sistemin $t = t_0$ başlangıç şartları biliniyorsa çıkışın da, sadece $t > t_0$ anı için cevabı hesaplanabilir [31].

Girişlerin $t > t_0$ anı için alacağı değerler biliniyorsa, x_1, x_2, \dots, x_n ' in t_0 anındaki değerlerinin bilinmesi, $t > t_0$ anındaki sistemin davranışlarının bilinmesi için yeterlidir. İşte bu şartı sağlayan en az sayıdaki x_1, x_2, \dots, x_n ' e durum değişkenleri ismi verilmektedir.

Durum değişkenleri metodunun uygulanmasında karşılaşılan kısıtlama ise yöntemin sadece nedensel sistemlere uygulanabilir olmasıdır.

Durum değişkenleri için, bir sistemin ani değerlerini bulmanın bir çok yolu vardır. Sistemin davranışı bir çok yolla ifade edilebilmektedir. Bu durum ise herhangi bir devre için durum değişkenlerinin farklı seçilebileceği anlamına gelmektedir.

Kısaca herhangi bir $t > t_0$ anı için çıkış $y(t)$ 'nin hesaplanması için $x(t_0)$ başlangıç değerlerinin ve $(t_0 - t)$ aralığındaki giriş bilgisinin bilinmesi gerekmektedir. Bu yüzden $y(t_0)$ çıkış ani değeri için $x(t_0)$ başlangıç değerinin ve $u(t_0)$ giriş değerinin bilinmesi gerekir. Herhangi bir çıkış ani değeri için sistemin o anki durumu ve kaynağın ani değerinin bilinmesi gerekir. Bu sonuçlar sadece basit sistemler için değil, çok girişli çok çıkışlı (MIMO, Multi Input Multi Output) sistemler için de geçerlidir.

Sistemin karakteristik bilgilerinden oluşan durum denklemlerinin çözümü ile elde edilen durum değişkenleri ve giriş bilgisi ile herhangi bir t anı için çıkış değeri bulunabilmektedir.

Eğer n . dereceden bir devrenin genel karakteristik verilerinden sistem diferansiyel denklemlerini elde edebiliyorsak, sistemin diferansiyel denklemlerini belirli düzenlemeleri yaparak sistem durum denklemlerine dönüştürebiliriz. Örneğin, Denklem (2.30)'deki bir girişli bir çıkışlı n . dereceden sistem denklemini ele alalım.

$$\frac{d^n y}{dt^n} + \alpha_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + \alpha_1 \frac{dy}{dt} + \alpha_0 y = \beta u(t) \quad (2.31)$$

Verilen denklem için ilk durum koşulları $y(0), \dot{y}(0), \dots, y^{(n-1)}(0)$ 'dır. Denklem (2.30)'da verilen devre denklemi için $y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}$ terimlerinin durum değişkeni olduğunu kabul edilir ve durum değişkenleri olarak atanır.

$$\begin{aligned}
x_1 &= y \\
x_2 &= \dot{y} \\
x_3 &= \ddot{y} \\
&\vdots \\
x_n &= y^{(n-1)}
\end{aligned} \tag{2.32}$$

Denklem (2.31) sadece durum değişkenleri cinsinden ifade edilirse,

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2 \\
\dot{x}_2 &= x_3 \\
\dot{x}_3 &= x_4 \\
&\vdots \\
\dot{x}_{n-1} &= x_n
\end{aligned} \tag{2.33}$$

türev ifadeleri elde edilir. n. dereceden durum değişkeninin türevi, Denklem (2.31)'deki diferansiyel eşitlikte yukarıdaki yapılan kabullerin yerine yazılması ile elde edilmektedir.

$$\dot{x}_n = -\alpha_{n-1}x_n - \alpha_{n-2}x_{n-1} - \dots - \alpha_1x_2 - \alpha_0x_1 + \beta u \tag{2.34}$$

Bu sistemin çıkış denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$y = x_1 \tag{2.35}$$

Sürekli zamanlı sistemler için böyle bir n. dereceden sistemde n tane birinci dereceden denklem ve n tane (x_1, x_2, \dots, x_n) durum değişkeni mevcuttur. m tane girişı olan bir sisteme ait denklemler aşağıda ifade edilmiştir.

$$x_i = g(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n, u_1, u_2, \dots, u_m) \quad i = 1, 2, \dots, n \tag{2.36}$$

Denklem (2.36) m girişe sahip n . dereceden bir sistemi temsil etmektedir. Doğrusal sistemler için ise bu genel ifade yalınlaşmaktadır. Denklem (2.37)'de doğrusal m girişli k çıkışlı n . dereceden bir sistem tanımlanmıştır.

$$\dot{x}_i = A_{i1}x_1 + A_{i2}x_2 + \dots + A_{in}x_n + B_{i1}u_1 + B_{i2}u_2 + \dots + B_{im}u_m \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2.37a)$$

$$y_j = P_{j1}x_1 + P_{j2}x_2 + \dots + P_{jn}x_n + D_{j1}u_1 + D_{j2}u_2 + \dots + D_{jm}u_m \quad j = 1, 2, \dots, k \quad (2.37b)$$

Yukarıdaki denklem sistemin dinamik denklemleri olarak adlandırılır. n . dereceden bir sistem için n adet birinci dereceden denklem mevcuttur.

Denklem (2.37)'de verilen ifadenin matris şeklindeki durumu Denklem (2.38)'de verilmektedir. Denklemde m adet giriş, k adet çıkış içeren bir sistem ifade edilmiştir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix}}_x = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \cdots & A_{1n} \\ A_{21} & A_{22} & \cdots & A_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{n1} & A_{n2} & \cdots & A_{nn} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & \cdots & B_{1m} \\ B_{21} & B_{22} & \cdots & B_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{n1} & B_{n2} & \cdots & B_{nm} \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix}}_u \quad (2.38a)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix}}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & \cdots & P_{1n} \\ P_{21} & P_{22} & \cdots & P_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{k1} & P_{k2} & \cdots & P_{kn} \end{bmatrix}}_P \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} & \cdots & D_{1m} \\ D_{21} & D_{22} & \cdots & D_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ D_{k1} & D_{k2} & \cdots & D_{km} \end{bmatrix}}_D \underbrace{\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix}}_u \quad (2.38b)$$

Burada, katsayı vektörleri üst çizgi ve küçük harf ile; matris katsayılar büyük harf ile ve skaler katsayılar küçük harf ile tanımlanacaktır. Değişken vektörlerin zaman ortamı ifadeleri üst çizgi ve küçük harf ile, Laplace ortamı ifadeleri ise üst çizgi ve büyük harf ile tanımlanacaktır.

Denklem (2.36)'deki matris şeklindeki ifadelerin notasyona uygun gösterimi aşağıdaki gibidir.

$$\bar{x} = A\bar{x} + B\bar{u} \quad (2.39a)$$

$$\bar{y} = P\bar{x} + D\bar{u} \quad (2.39b)$$

Tanımlanan sistem için Denklem (2.39a) sistem durum denklemi, Denklem (2.39b) ise sistem çıkış denklemi olarak adlandırılmaktadır.

Bazı sistemler için diferansiyel denklem, Denklem (2.31)'de görüldüğü gibi değildir. Bu genel ifade de giriş işaretlerinin yalın halleri kullanılmıştır. Kimi devrelerde, diferansiyel denklem elde edildiğinde giriş değişkenlerinin türevli ifadelerinin olduğu görülür. Bu, devrenin karakteristik yapısından kaynaklanan doğal bir olaydır. Fakat sistemin durum denklemleri Denklem (2.37)'de verilen genel yapı dışına çıkamaz. Yani sistemin diferansiyel denkleminde giriş değişkenlerinin türevi olsa bile durum denklemlerinde u 'nun türev ifadesi bulunmamalıdır. Çünkü DC girişten dolayı işaretlerin zamana bağımlılığı ortadan kalkmıştır. Bu sebepten tüm denklemlerdeki türevli terimler sıfır olmaktadır.

Eğer sistem denklemlerinde giriş işaretlerinin n . dereceden türevleri bulunuyorsa, durum denklemlerinin elde edilişi esnasında giriş değişkeninin türevlerini yok edecek bir dönüşüm yapmak gerekir. Diferansiyel denklem değişkenlerini durum değişkeni olarak tanımlarken giriş türev ifadelerini yok edecek bir dönüşüm yapılabilir. Denklem (2.40)'da böyle bir dönüşüm görülmektedir.

$$\begin{aligned} x_1 &= y + k_1 u \\ x_2 &= \dot{x}_1 + k_2 u = \dot{y} + k_1 \dot{u} + k_2 u \\ x_3 &= \dot{x}_2 + k_3 u = \ddot{y} + k_1 \ddot{u} + k_2 \dot{u} + k_3 u \\ &\vdots \\ x_n &= \dot{x}_{n-1} + k_n u = y^{n-1} + k_1 u^{n-1} + \dots + k_n u \end{aligned} \quad (2.40)$$

Denklemden r_i katsayıları sabittir. Sistem diferansiyel denkleminde atanan durum değişkenlerinin yazılması ile sistemin dinamik denklemleri elde edilir. r_i katsayılarının uygun seçilmesi ile giriş işaretinin türevlerinin katsayıları sıfır yapılabilir. Böylece Denklem (2.39)'daki genel ifade elde edilmiş olur.

3. BÖLÜM

AKIM MODLU BİRİNCİ DERECE DEN LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİ

3.1. Akım Modlu Elektronik Devreler

Elektronik devrelerde akım ve gerilim birbirinden ayrılmaz temel iki büyüklük olarak bilinmektedir. Neden ve sonuç ilişkisi ile birbirine bağlı olan bu ikili birbirinden bağımsız olarak düşünülemez. Bununla birlikte, devrede işlenen işaretin niteliği belirlenmesi gereken bir durumdur. Bundan dolayı iki işareten birisi diğerine göre önceliğe sahip olmaktadır.

Uzun bir süre devre teorilerinde gerilim ön planda kalmıştır. Gerilim modlu, yani giriş çıkış büyüklüklerinin gerilim esaslı olduğu devrelerin teorik olarak ortaya çıkışı çok eski zamanlara dayanmakla birlikte, pratik yapılanma özellikle 1960'larda temel elemanlardan kabul edilen işlemsel kuvvetlendiricinin (op-amp) keşfiyle hızlı bir gelişime uğramıştır. 1960'lı yılların sonuna kadar geliştirilen teorilerin neredeyse tamamı gerilim modlu devrelere aittir. Tümdevrelerin gerçekleştirildiği yıllardan günümüze kadar op-amp analog devre tasarımında temel yapı bloğu olarak kullanılmış ve halen kullanılmaktadır. Gerilim modlu kuvvetlendirici devrelerinde kazanç-bantgenişliği çarpımının sabit olması ve op-amp'ların değişim hızlarının (slew rate) sınırlı olması yüksek frekanslı çalışmalarda bir dezavantaj oluşturmaktadır. Oysa akım modlu devrelerde bu problemlerle karşılaşılmamaktadır [25].

İlerleyen yıllarda akım modlu devreler için temel adımlardan sayılan akım taşıyıcıların ortaya çıkmasından sonra akım modlu devreler çoğu araştırmacının ilgisini çekmiştir [34]. Aslında önceki çalışmalarda devrelerin gerilim modlu olarak adlandırılması akım modlu devrelerin keşfinden sonra olmuştur. Araştırmacılar o zamana kadar sürekli

gerilimin ön planda kaldığını düşünmüş ve gerilim modlu devreler tasarlamışlar; ancak 1968 yılından sonra akım taşıyıcı ve diğer akım modlu yapı elemanlarının keşfi ile akımın baskın olduğu akım modlu devrelere yönelim başlamıştır.

Daha sonraları akım bilgisini kullanan devre yapısı Gilbert tarafından translineer çevrim teorisi ile ortaya atılmıştır. 1970'li yıllarda akım modlu devrelerin sistem performanslarının gerilim modlu devrelere göre daha iyi olduğu anlaşılmıştır [47]. Bu gelişmelerden sonra akım modlu devrelerde işaret işleme denildiğinde akımın işlenmesi, transfer fonksiyonu denildiğinde ise giriş ve çıkış akım büyüklüklerinin oranı olduğu anlaşılmasının gerekliliği ortaya çıkmıştır [23].

Akım modlu devrelerin gelişimindeki etkenlerden en önemlisi uç denklemlerinde akım bilgileri içeren yarıiletken devre elemanlarının geliştirilmesidir [47]. Buna rağmen 1990'lı yıllara kadar akım modlu devre kavramı çok fazla ilgi görmemiştir. Özellikle çift kutuplu (BJT) ve alan etkili (FET) transistörler ile tasarlanan akım modlu devre yapılarının kolaylıkla tümleştirilmesinden sonra ticari amaçlı üretimler başlamıştır [48].

Son yıllarda, akım modlu devreler her geçen gün daha fazla ilgi uyandırmakta ve aktif süzgeç, osilatör gibi analog devre bloklarının gerçekleştirilmesinde geleneksel gerilim modlu devrelerin yerini almaya başlamaktadır [49]. Akım modlu devreler büyük bantgenişliği, yüksek değişim hızı, daha geniş dinamik saha, düşük güç tüketimi, basit devre yapısı ve geniş doğrusallık sahası gibi karakteristik özellikler taşıdıklarından gerilim modlu devrelere rağmen geniş uygulama alanı bulmuşlardır [25].

Akım modlu devre uygulamalarının ilginç bir örneği de çok fonksiyonlu aktif filtre yapılarıdır [50,51]. Akım modunun sağladığı olanaklar sonucunda oldukça yüksek frekanslarda büyük genlikli işaretlerin işlenmesini sağlayan bu tür devreler, aynı anda birden fazla temel filtre fonksiyonunu gerçeklerler ve bu nedenle haberleşme devrelerinde kullanılmak üzere tümleştirilmeye son derece uygun düşerler. Ayrıca son teknolojik gelişmeler ile düşük güç tüketiminin öneminin artması akım modlu devrelerin gelişimi ve konu üzerindeki ilgiyi olumlu yönde etkilemiştir [48].

3.2. Birinci Dereceden Logaritmik Ortam Alçak Geçiren Filtre Devresi

Literatürde birçok birinci dereceden alçak geçiren filtre devresi sunulmuştur [3,11-13]. Bazı çalışmalarda birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtre devrelerinin tasarımında sistematik durum uzayı yöntemi kullanılmıştır. Burada durum uzayı metoduna göre tasarlanmış olan birinci dereceden alçak geçiren bir filtrenin tasarımı tanıtılacaktır. I_{f1} ve I_{f2} akımları filtre fonksiyonlarını gerçekleştirmede kullanılan iki farklı harici akımdır. Tasarlanan filtre, diğer filtre yapılarından farklı olarak filtre fonksiyonlarını gerçekleştirmede çok az eleman içermesinden dolayı avantaja sahiptir. Ayrıca filtrenin kazancı ve kesim frekansı elektronik olarak ayarlanabilmektedir [52].

Birinci dereceden alçak geçiren filtrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki bağıntı ile ifade edilebilir,

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \alpha_1 \frac{\omega_0}{s + \omega_0}, \quad \alpha_1 > 0 \quad (3.1)$$

Burada ω_0 filtrenin kesim frekansı ve α_1 ise filtrenin kazancıdır. Transfer fonksiyonu aşağıda görüldüğü gibi yazılabilir:

$$\dot{y} = -\omega_0 y + \alpha_1 \omega_0 u \quad (3.2)$$

Durum değişkenleri Companion formu kullanılarak tanımlanmaktadır [5]. Durum değişkeni x şu şekilde seçilebilir:

$$x = y \quad (3.3)$$

Denklem (3.2) yeniden düzenlenirse,

$$\dot{x} = -\omega_0 x + \alpha_1 \omega_0 u \quad (3.4)$$

ifadesi elde edilir. Çıkış denklemi,

$$y = x \quad (3.5)$$

olarak tanımlanır. Burada u giriş, y çıkış ve x durum değişkenidir. Denklem (3.4) üstel haritalama kullanılarak düğüm eşitliklerine dönüştürülebilir.

$$x = I_s e^{V_1/V_t}, \quad u = I_s e^{V_0/V_t} \quad (3.6)$$

Burada I_s saturasyon akımı, V_t ısının gerilim eşdeğeridir. u ve x in türev bağıntıları aşağıdaki gibidir.

$$\dot{x} = I_s \frac{1}{V_t} \dot{V}_1 e^{V_1/V_t}, \quad \dot{u} = I_s \frac{1}{V_t} \dot{V}_0 e^{V_0/V_t} \quad (3.7)$$

Denklemin iki tarafı $CV_t/I_s e^{V_1/V_t}$ ile çarpıldıktan sonra elde edilen bağıntıda, sol taraftaki terim bir kondansatörün akımını, sağ taraftaki terimler ise bir transistörün kollektör akımını ve sabit akım kaynağını ifade etmektedir.

$$C\dot{V}_1 = -\omega_0 CV_t + \alpha_1 \omega_0 CV_t e^{\frac{V_0-V_1}{V_t}} \quad (3.8)$$

I_{f1} ve I_{f2} pozitif değerler olarak tanımlanırsa, kondansatör akımının sabit akım kaynakları cinsinden ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$I_{f1} = \omega_0 CV_t, \quad I_{f2} = \alpha_1 \omega_0 CV_t \quad (3.9)$$

$$C\dot{V}_1 = -I_{f1} + I_{f2} e^{\frac{V_0-V_1}{V_t}} \quad (3.10)$$

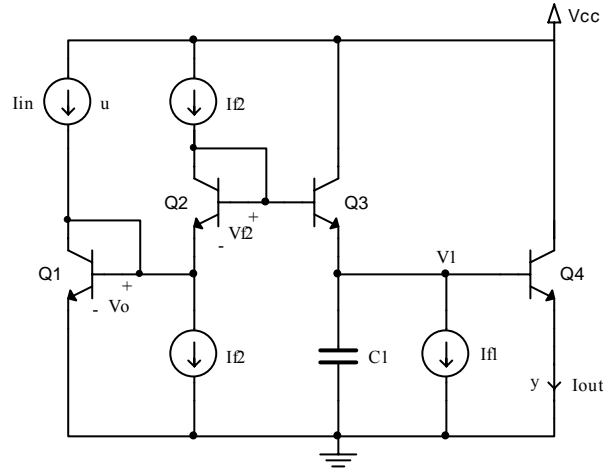
I_{f2} akımı $I_s e^{\frac{V_{f2}}{V_t}}$ olarak tanımlanırsa, Denklem (3.10) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$C\dot{V}_1 = -I_{f1} + I_s e^{\frac{V_0+V_{f2}-V_1}{V_t}} \quad (3.11)$$

Denklem (3.11) kullanılarak birinci dereceden logaritmik ortam alçak geçiren filtre Şekil 3.1.'deki gibi gerçekleştirilebilir. Filtrenin kesim frekansı ve kazancı,

$$\omega_0 = I_{f1} / CV_t, \quad \alpha_1 = I_{f2} / I_{f1} \quad (3.12)$$

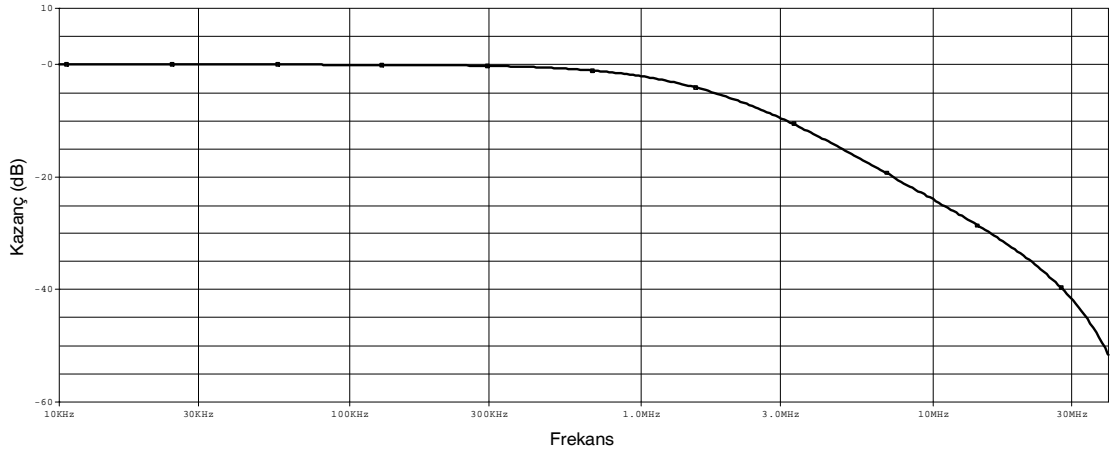
şeklindedir. Burada I_{f1} akımının değiştirilmesiyle ω_0 kesim frekansının ve α_1 değerini, ss I_{f2} akımının değiştirilmesiyle de α_1 değerini elektronik olarak ayarlamak mümkündür.



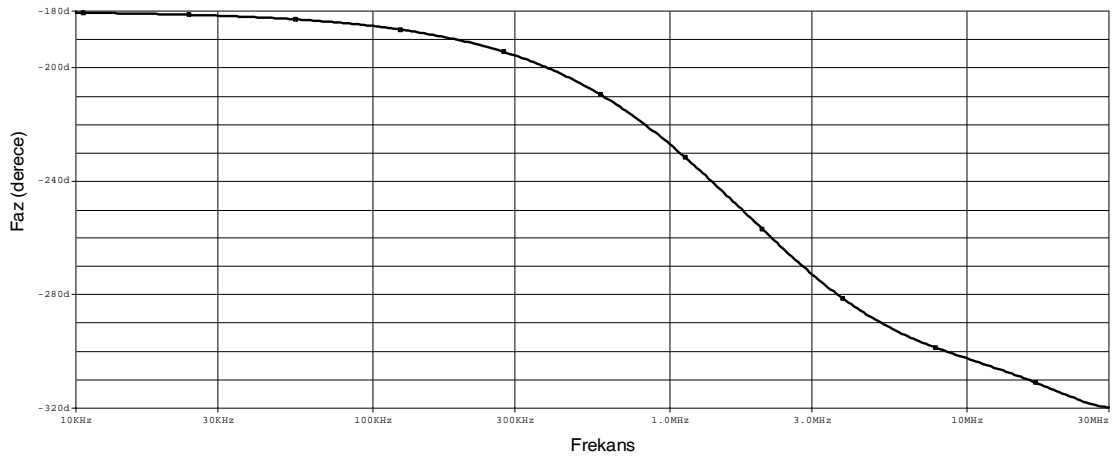
Şekil 3.1. Birinci dereceden logaritmik ortam alçak geçiren filtre.

3.2.1. Alçak Geçiren Filtre Devresi için Benzetim Sonuçları

Devrede AT&T CBIC-R (NR200N-2X NPN) ve (NR200N-2X PNP) tipi transistörler kullanılmıştır. Devre parametreleri $\alpha_1 = 1$, $V_{CC} = 3V$, $I_{f1} = 100 \mu A$, $I_{f2} = 100 \mu A$ ve $C = 200 pF$ olarak belirlenmiştir. Filtrenin kesim frekansı $f_0 = 1.25 MHz$ 'dir. Birinci dereceden logaritmik ortam alçak geçiren filtre devresinin kazanç-frekans ve faz-frekans cevapları Şekil 3.2. ve Şekil 3.3.'de gösterilmiştir.

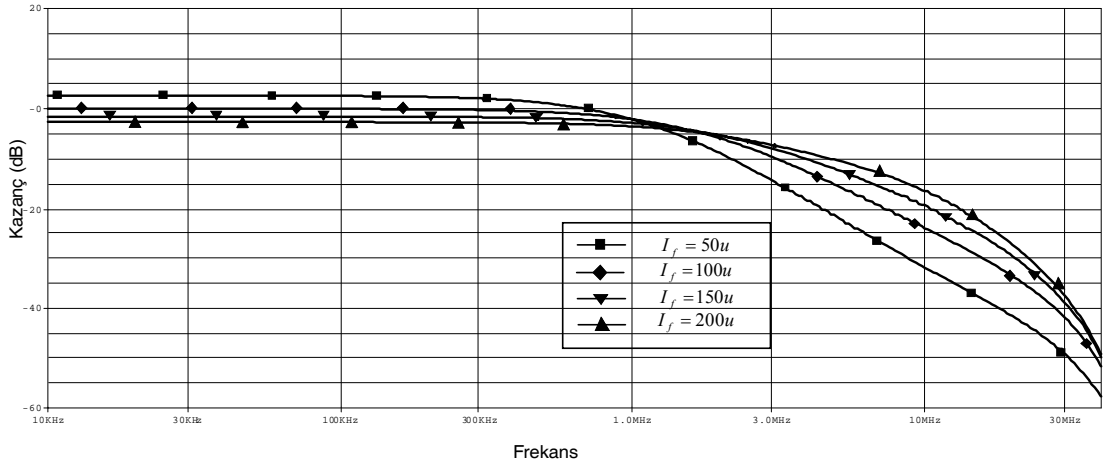


Şekil 3.2. Birinci dereceden logaritmik ortam alçak geçiren filtrenin kazanç-frekans cevabı.



Şekil 3.3. Birinci dereceden logaritmik ortam alçak geçiren filtrenin faz-frekans cevabı.

Harici akım kaynakları değiştirilerek filtrenin kesim frekansı elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Şekil 3.4.'te farklı akım değerleri için filtrenin frekans cevabı görülmektedir.

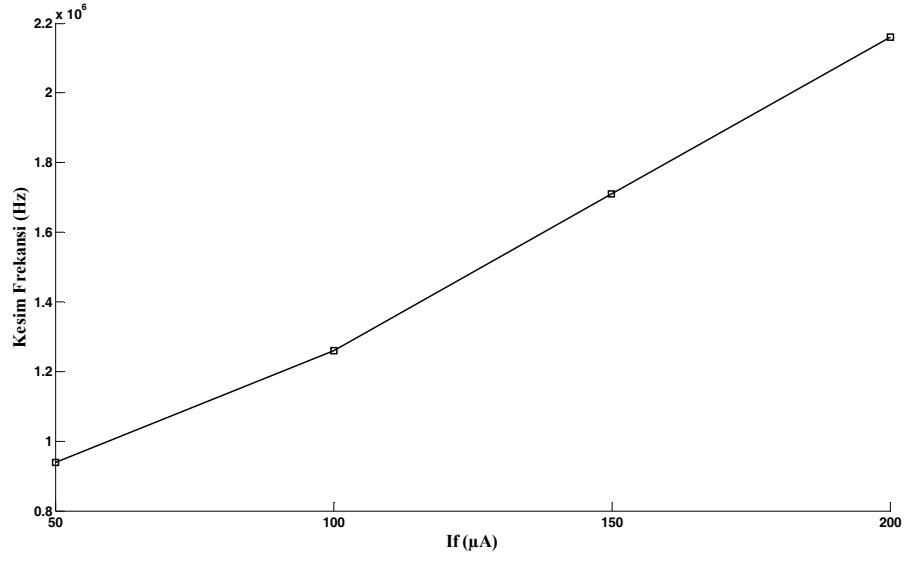


Şekil 3.4. Farklı akım değerleri ile filtrenin kesim frekansının ve kazancının ayarlanması.

Tablo 3.1.'de görüldüğü gibi sabit akım kaynağının değerinin artırılmasıyla filtrenin kesim frekansı artmakta ve kazanç değeri azalmaktadır. Farklı akım değerleri için alçak geçiren filtrenin kesim frekansının değişimi Şekil 3.5.'de grafik olarak da gösterilmektedir.

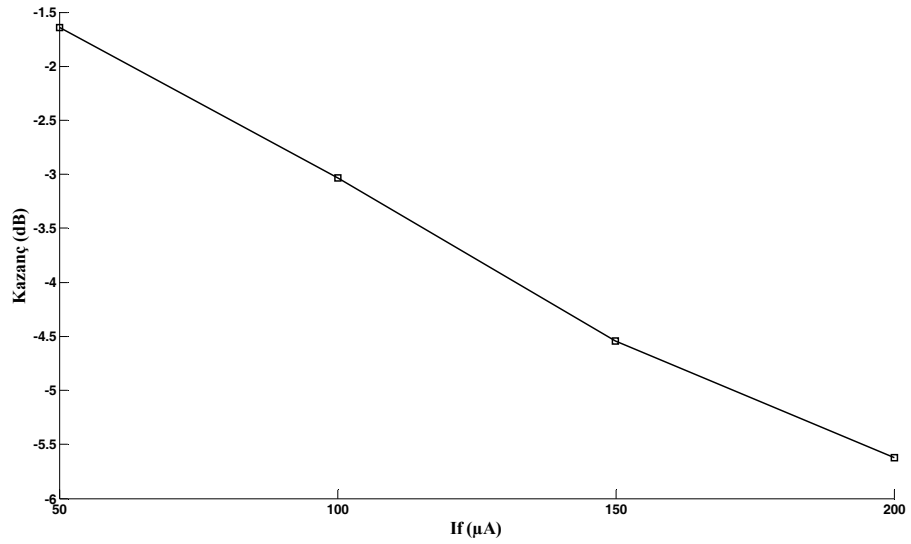
Tablo 3.1. Farklı akım değerlerinde alçak geçiren filtrenin kesim frekansı ve kazanç değerleri.

Akım Kaynağı (μA)	Kesim Frekansı (MHz)	Kazanç (dB)
50	0,94	-1,64
100	1,26	-3,03
150	1,71	-4,54
200	2,16	-5,62



Şekil 3.5. Farklı akım değerleri için alçak geçiren filtrenin kesim frekansının değişimi.

Şekil 3.6.'da farklı akım değerleri için alçak geçiren filtrenin kazancının değişimi grafik olarak gösterilmektedir.



Şekil 3.6. Farklı akım değerleri için alçak geçiren filtrenin kazancının değişimi.

3.3. Birinci Dereceden Logaritmik Ortam Yüksek Geçiren Filtre Devresi

Literatürde logaritmik ortamda çalışan yüksek geçiren filtre devreleri mevcuttur. Bu bölümde kazanç ve kesim frekansı elektronik olarak ayarlanabilen birinci dereceden logaritmik ortam filtre devresinin analizi gerçekleştirilecektir. Birinci dereceden yüksek geçiren filtrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir [52].

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = -\alpha_1 \frac{s}{s + \omega_0}, \quad \alpha_1 > 0 \quad (3.13)$$

Burada ω_0 filtrenin kesim frekansdır. Ayrıca α_1 sabit katsayısı, sıfırdan büyük değerli olmalıdır, aksi takdirde bu transfer fonksiyonu A sınıfı bir filtre tipiyle gerçekleştirilemez. Transfer fonksiyonu aşağıda belirtildiği gibi yazılabilir.

$$\dot{y} = -\omega_0 y + \alpha_1 \dot{u} \quad (3.14)$$

Durum değişkenleri Companion formu kullanılarak tanımlanmaktadır [5]. Eşitlik (3.14)'deki u 'nin türevi daha önceki konularda bahsedildiği gibi filtre gerçekleştirilmesi için bir engeldir. Burada u 'nin türevi elimine edilmelidir. Durum değişkeni x şu şekilde seçilebilir:

$$x = y + k_1 u \quad (3.15)$$

Denklem (3.14) yeniden düzenlenirse,

$$\dot{x} - k_1 \dot{u} = -\omega_0 (x - k_1 u) - \alpha_1 \dot{u} \quad (3.16)$$

$$\dot{x} = -\omega_0 (x - k_1 u) + (k_1 - \alpha_1) \dot{u} \quad (3.17)$$

ifadeleri elde edilir. $k_1 = \alpha_1$ olarak alındığında u 'nin türevi ifadesi elimine edilerek,

$$\dot{x} = -\omega_0 x + \alpha_1 \omega_0 u \quad (3.18)$$

ifadesi elde edilir. Çıkış denklemi ise,

$$y = x - \alpha_1 u \quad (3.19)$$

olarak tanımlanmaktadır. Burada u giriş, y çıkış ve x ise durum değişkenidir. Denklem (3.18) üstel haritalama kullanılarak düğüm eşitliklerine dönüştürülebilmektedir.

$$x = I_s e^{V_1/V_t}, \quad u = I_s e^{V_0/V_t} \quad (3.20)$$

Burada I_s doyum akımı ve V_t ısının gerilim eşdeğeridir. u ve x in türev bağıntıları aşağıdaki gibidir.

$$\dot{x} = I_s \frac{1}{V_t} \dot{V}_1 e^{V_1/V_t}, \quad \dot{u} = I_s \frac{1}{V_t} \dot{V}_0 e^{V_0/V_t} \quad (3.21)$$

Denklemin iki tarafı $CV_t / I_s e^{V_1/V_t}$ ile çarpıldıktan sonra elde edilen bağıntı aşağıdaki gibidir.

$$C\dot{V}_1 = -\omega_0 CV_t + \alpha_1 \omega_0 CV_t e^{\frac{V_0-V_1}{V_t}} \quad (3.22)$$

I_{f1} ve I_{f2} akım değerleri pozitif değerler olarak tanımlanırsa,

$$I_{f1} = \omega_0 CV_t, \quad I_{f2} = \alpha_1 \omega_0 CV_t \quad (3.23)$$

$$C\dot{V}_1 = -I_{f1} + I_{f2} e^{\frac{V_0-V_1}{V_t}} \quad (3.24)$$

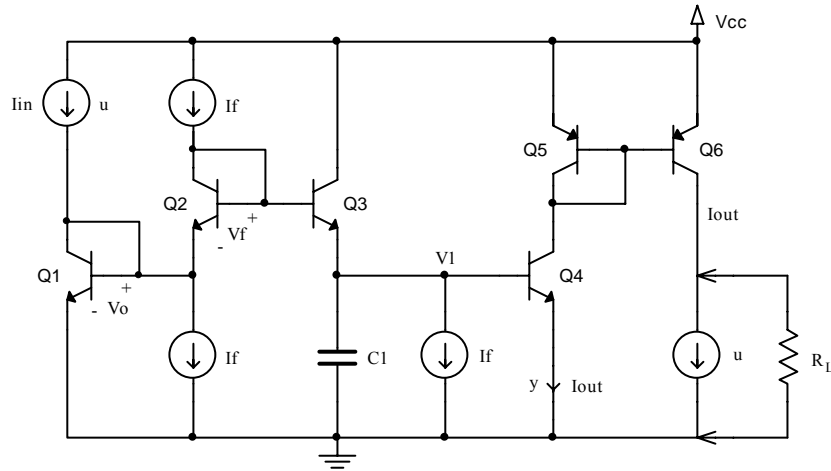
I_{f2} akımı $I_s e^{\frac{V_{f2}}{V_t}}$ olarak tanımlanırsa, Denklem (3.24) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$CV_1 = -I_{f1} + I_s e^{\frac{V_0 + V_{f2} - V_1}{V_t}} \quad (3.25)$$

Denklem (3.11) kullanılarak birinci dereceden logaritmik ortam alçak geçiren filtre devresi Şekil 3.7.'deki gibi gerçekleştirilebilir. Filtrenin kesim frekansı ve kazancı,

$$\omega_0 = I_{f1} / CV_t, \quad \alpha_1 = I_{f2} / I_{f1} \quad (3.26)$$

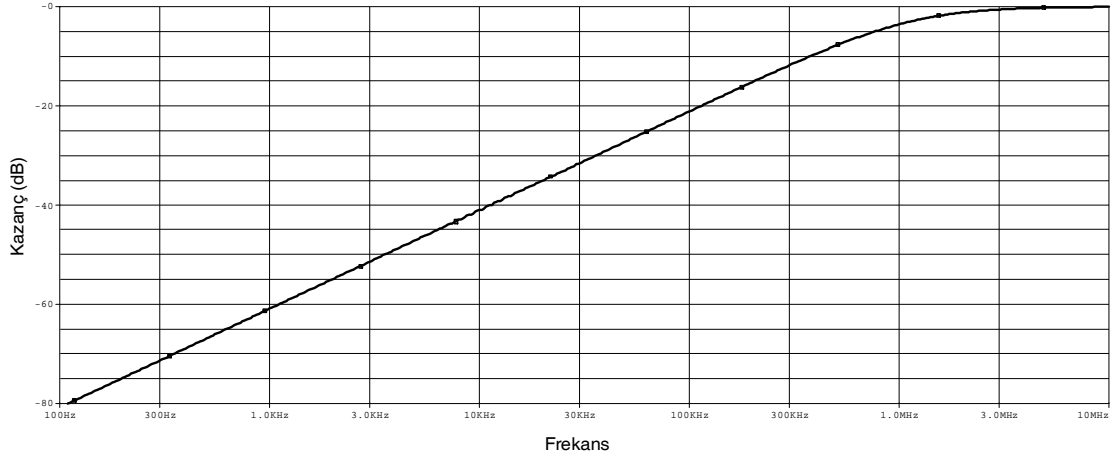
şeklindedir. Burada I_{f1} akımının değiştirilmesiyle ω_0 kesim frekansını ve I_{f2} akımının değiştirilmesiyle de α_1 değerini elektronik olarak ayarlamak mümkündür.



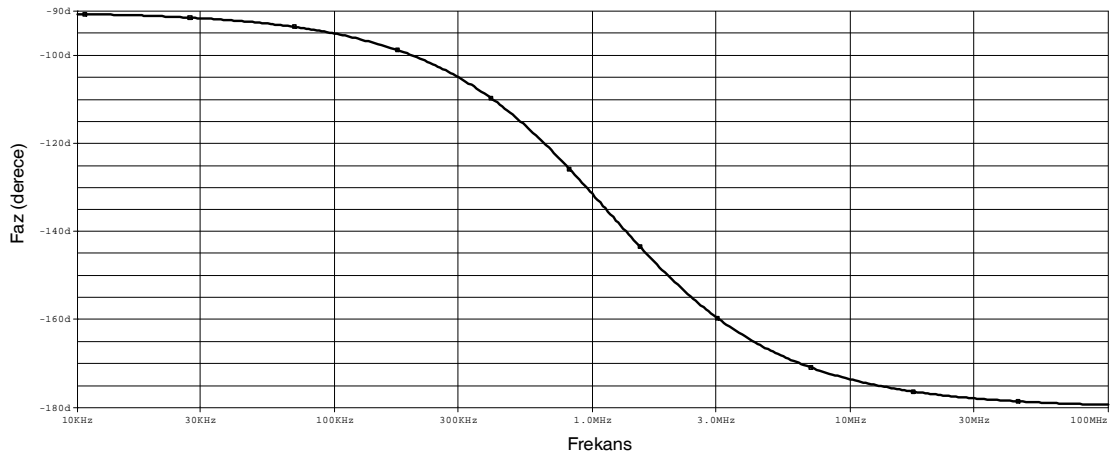
Şekil 3.7. Birinci dereceden logaritmik ortam yüksek geçiren filtre.

3.3.1. Yüksek Geçiren Filtre Devresi için Benzetim Sonuçları

Devrede AT&T CBIC-R (NR200N-2X NPN) ve (NR200N-2X PNP) tipi transistörler kullanılmıştır. Devre parametreleri $\alpha_1 = 1$, $V_{CC} = 3V$, $I_{f1} = 100 \mu A$, $I_{f2} = 100 \mu A$ ve $C = 200 pF$ olarak belirlenmiştir. Filtrenin kesim frekansı $f_0 = 1.125 MHz$ 'dir. Birinci dereceden logaritmik ortam yüksek geçiren filtre devresinin kazanç ve faz cevapları sırasıyla Şekil 3.8. ve Şekil 3.9.'de gösterilmiştir.

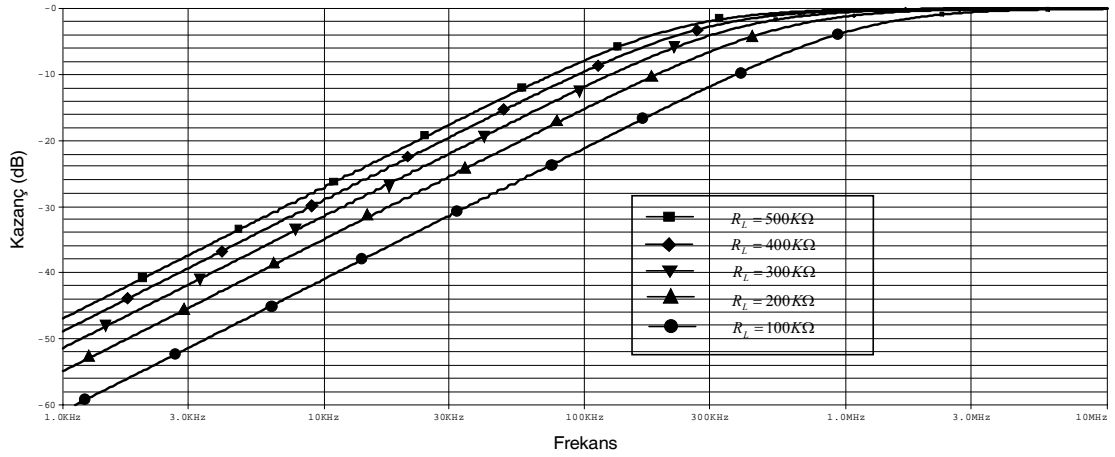


Şekil 3.8. Birinci dereceden logaritmik ortam yüksek geçiren filtrenin kazanç-frekans cevabı.



Şekil 3.9. Birinci dereceden logaritmik ortam yüksek geçiren filtrenin faz-frekans cevabı.

Devre parametrelerinden biri olan direnç değerinin (R_L) değiştirilmesiyle filtrenin kesim frekansı elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Şekil 3.10.'da farklı direnç değerleri için filtrenin frekans cevabı görülmektedir.

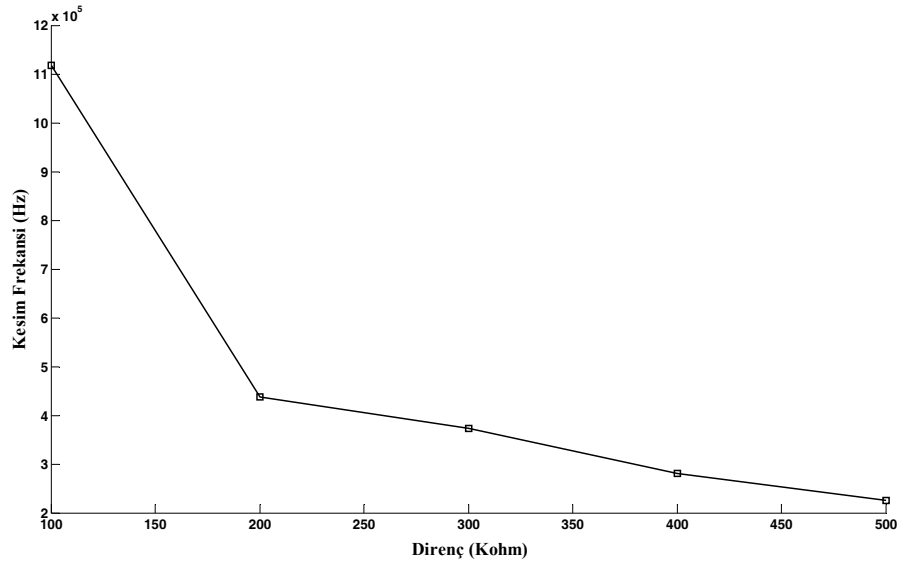


Şekil 3.10. Farklı direnç değerleri ile filtrenin kesim frekansının ayarlanması.

Tablo 3.2.'de görüldüğü gibi R_L yük direncinin değerinin artırılmasıyla filtrenin kesim frekansı azalmaktadır. Farklı direnç değerleri için yüksek geçiren filtrenin kesim frekansının değişimi Şekil 3.11.'de grafik olarak da gösterilmektedir.

Tablo 3.2. Farklı direnç değerleri için yüksek geçiren filtrenin kesim frekansı değerleri.

R_L (K Ω)	Kesim Frekansı (KHz)
100	1117,6
200	437,9
300	373,6
400	280,7
500	224,7



Şekil 3.11. Farklı direnç değerleri için yüksek geçiren filtrenin kesim frekansının değişimi.

4. BÖLÜM

ELEKTRONİK AYARLANABİLİR

AB SINIFI LOGARİTMİK ORTAM OSİLATÖRÜ

4.1. Giriş

Yaygın kullanım alanlarına sahip olması sebebiyle işaret işleme uygulamalarında osilatörler ile ilgili yapılmış birçok çalışma mevcuttur. Gerilim modlu ve akım modlu olmak üzere osilatör devreleri işlemsel kuvvetlendirici, akım taşıyıcı ve işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi gibi elemanlar kullanılarak tasarlanmıştır [21,22,24,53].

Logaritmik ortam devrelerinin düşük güç, yüksek doğrusallık, geniş bant aralığı ve yüksek çalışma frekansı gibi üstünlükleri 1990'lı yılların başından günümüze kadar yapılan araştırmalarda ortaya çıkmıştır. İşaretin doğrusal olmayan ortamda işlenmesine karşın, giriş ile çıkış arasında doğrusal bir ilişkinin olduğu logaritmik ortam devrelerinin önemli uygulama alanlarından biri de osilatör devreleridir. Literatürdeki logaritmik ortam devreleri ile yapılmış osilatör çalışmalarının genellikle A sınıfı devre mantığında olduğu görülmektedir [24]. Bu çalışmada ise AB sınıfı fark alan tip logaritmik ortam osilatör devresi tasarlanmıştır. Tasarlanan osilatör devresi AB sınıfı logaritmik ortam devrelerinin daha önce bahsedilen tüm üstünlüklerine sahip olmaktadır [54,55].

Burada öncelikle durum uzayı sentez yöntemi ile fark alan tip AB sınıfı devre denklemleri elde edilmiş; daha sonra BJT elemanları ile devre tasarlanmıştır. Tasarlanan devrenin benzetimleri PSpice programında yapılmıştır. Öncelikle elde edilen sinüs dalga biçimli çıkış işareti zaman ortamında incelenmiş, daha sonra çıkış işaretinin farklı osilasyon frekanslarındaki toplam harmonik bozulma oranları araştırılmıştır.

Ayrıca tasarlanan osilatör devresinin osilasyon frekansı, çok fazla parametre değişikliğine gitmeden, sadece akım kaynağının değerinin değiştirilmesi ile elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Yaklaşık 500 KHz - 2 MHz arası doğrusal osilasyon frekansı değişim aralığı elde edilmiştir. Ayrıca temel devre transistörleri MOS elemanlar kullanılarak devrenin toplam güç tüketimi önemli ölçüde azaltılmıştır.

Daha sonra, logaritmik ortam osilatör tasarımı için eşgüdümlü benzetim eniyilemesi (optimizasyonu) yaklaşımı, toplam harmonik bozulma oranını azaltmak için önerilmiştir. Analog devre benzetimlerinde etkin bir şekilde kullanılan PSpice programı Matlab programı ile eşgüdümlü olarak koşturulmuş ve devre parametreleri arzu edilen toplam harmonik bozulma oranını elde etmek için optimize edilmiştir.

4.2. Logaritmik Ortam Osilatör Tasarımı

Tasarlanan devrenin transfer fonksiyonu;

$$H(s) = \frac{\omega_o^2}{s^2 + \omega_o^2} \quad (4.1)$$

şeklindedir. Burada ω_o osilasyon frekansını göstermektedir. Transfer fonksiyonunun durum uzayı denklemleri ifadesi ise;

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\omega_o x_1 + \omega_o x_2 \\ \dot{x}_2 &= -2\omega_o x_1 + \omega_o x_2 + \omega_o u \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (4.2)$$

şeklindedir [53]. Burada u giriş, y çıkış, x_1 ve x_2 durum değişkenleridir. AB sınıfı fark alan tip yapıya uygun olarak durum değişkenleri, giriş işareti ve çıkış işareti L ve R kısmına ayrılır.

$$\begin{aligned} x_i &= x_{iL} - x_{iR} \\ u &= u_L - u_R \\ y &= y_L - y_R \end{aligned} \quad i=1,2 \quad (4.3)$$

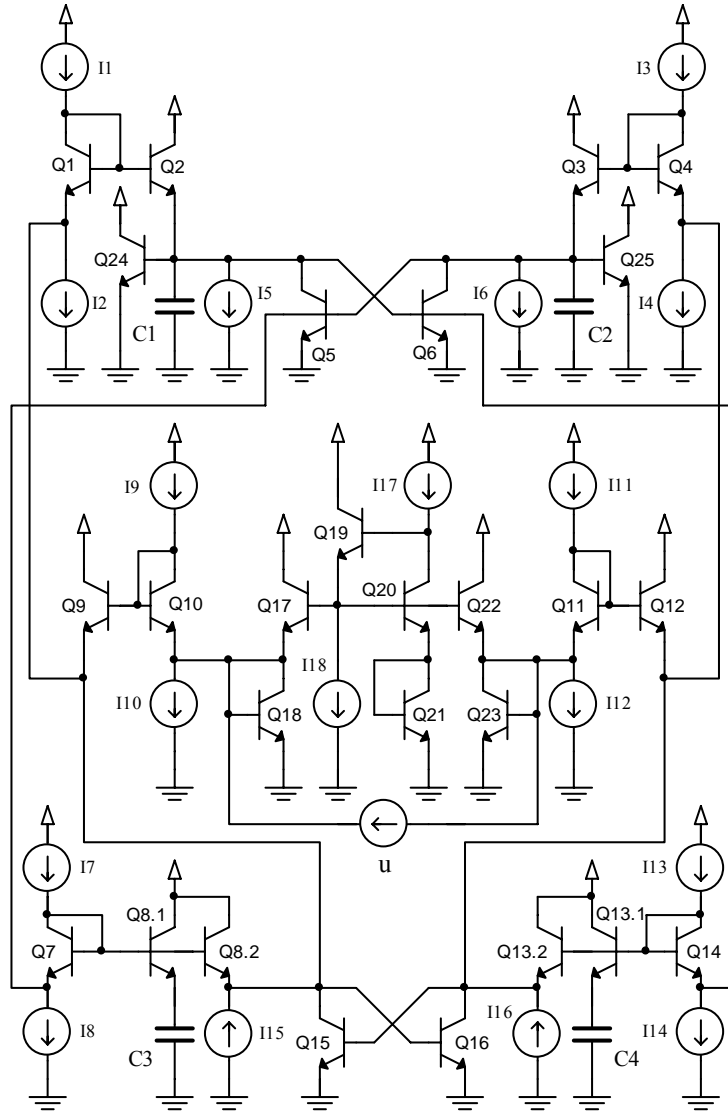
Durum uzayı denklemlerindeki durum denklemlerini ve giriş işaretini Denklem (4.3)'de görülen aktarım fonksiyonları ile eşlenir.

$$\begin{aligned} x_{iL} &= I_s e^{\frac{v_{iL}}{V_t}} \\ u_L &= I_s e^{\frac{v_{uL}}{V_t}} \end{aligned} \quad i=1,2 \quad (4.4)$$

Durum denklemleri, aktarım fonksiyonu ile doğrusal olmayan üstel ortama taşınmış olur. Aktarım fonksiyonunun yerine yazılması ve bazı matematiksel sadeleştirmeler sonucu aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} C\dot{v}_{1L} &= -I_f + I_s e^{\frac{v_{2L}+V_f-v_{1L}}{V_t}} - I_s e^{\frac{v_{1R}}{V_t}} \\ C\dot{v}_{2L} &= +I_f + 2I_s e^{\frac{v_{1R}+V_f-v_{2L}}{V_t}} + I_s e^{\frac{v_{uL}+V_f-v_{2L}}{V_t}} - I_s e^{\frac{v_{2R}}{V_t}} \\ y_L &= I_s e^{\frac{v_{1L}}{V_t}} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Burada I_f sabit akım kaynağı, V_t ısının gerilim eşdeğeridir. Denklem (4.5)'de görülen birinci ve ikinci devre denklemlerinin sol tarafı bir ucu topraklanmış kondansatörün akımı, sağ tarafındaki terimler transistörlerin akımları ve sabit terimler ise akım kaynağı olarak düşünüldüğünde sırasıyla $1L$ ve $2L$ düğümlerine ait akım denklemleri elde edilir. Logaritmik ortam osilatör devresi Şekil 4.1.'de görülmektedir. Sonucu denklem ise L tarafı için çıkış akımını vermektedir. L ve R tarafları için çıkış akımlarının farkının alınması ile ana devrenin çıkış işareti elde edilmektedir.



Şekil 4.1. Logaritmik ortam osilatör devresi [11].

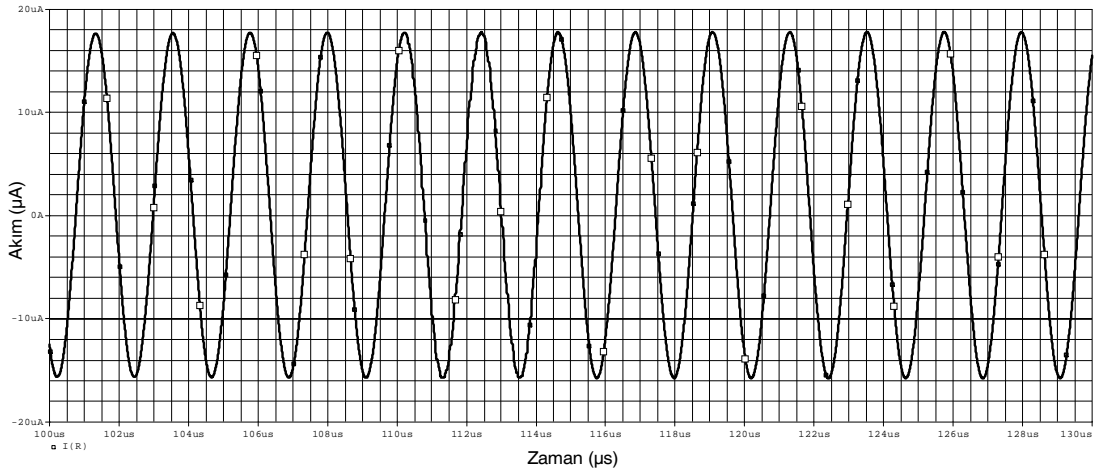
Osilasyon işleminin başlayabilmesi için devreye başlangıçta uyarma akımı uygulanmaktadır. Fark alan yapı gereği giriş işaretleri L ve R tarafı için iki kısma ayrılması gerekmektedir. Bu işlem akım ayırıcı devre ile gerçekleştirilmektedir [7].

L ve R tarafı için simetrik olarak gerçekleştirilen alt devreler ile akım ayırıcı devre bütün olarak Şekil 4.1.'de görülmektedir. Şekilde Q17-Q23 akım ayırıcı devrenin transistörleri, Q24 ve Q25, L ve R tarafı için sırasıyla çıkışın elde edildiği transistörleri göstermektedir. Q5, Q6 ve Q15, Q16 transistörleri sırasıyla birinci ve ikinci durum

denklemleri için Seevinck tipi geçici girişlerdir [54]. L ve R devreleri ana devrenin sol ve sağ yanındaki simetrik yapılardan ibarettir. Devredeki akım kaynakları Denklem (4.5)'te verilen büyüklükler ile belirlenmiştir. 500 KHz çalışma frekansı için $C1=C2=C3=C4=123.1$ pF ve $I_f=10$ μ A değerindedir [55].

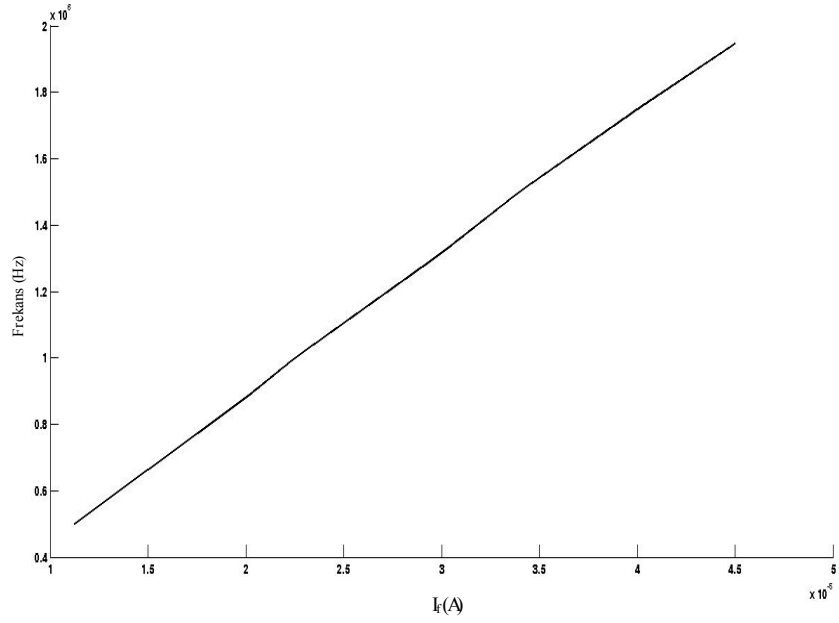
4.2.1. Tecrübeye Dayalı Optimizasyon Kullanılarak Elde Edilen Benzetim Sonuçları

Tasarlanan AB sınıfı fark alan tip logaritmik ortam osilatör devresi, PSpice programı ile tecrübeye dayalı benzetim yöntemi kullanılarak analiz edilmiştir. Benzetimlerde AT&T tarafından üretilen CBIC-R tipi transistörler kullanılmıştır. Devreye 1μ A'lık başlangıç uyarma akımı ve 10 μ A'lık I_f kutuplama akımı uygulanmıştır. Yaklaşık 450 KHz frekans değerine sahip çıkış işareti Şekil 4.2.'de görüldüğü gibidir.



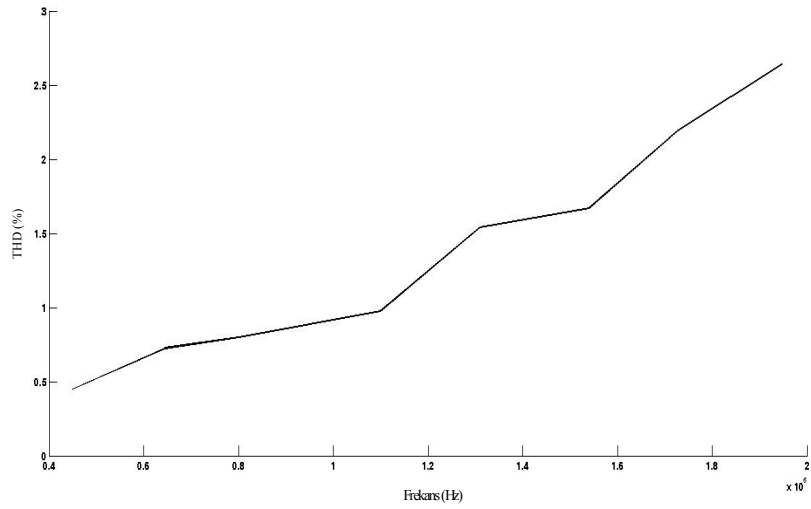
Şekil 4.2. Logaritmik ortam osilatör devresinin çıkış işareti.

Ayrıca devrenin I_f kutuplama akımının değerinin değiştirilmesi ile osilasyon frekansı değiştirilebilmektedir. Devre tasarımında, devre parametresinin değişimi ile osilasyon frekansının elektronik olarak ayarlanabilmesi önemli üstünlüklerdendir. Kutuplama akımı ile osilasyon frekansının değişimi Şekil 4.3.'de görülmektedir. Osilasyon frekansının I_f kutuplama akımına bağlı olarak doğrusal bir değişim göstermesi devrenin akım modlu olduğunun bir göstergesidir.



Şekil 4.3. I_f kutuplama akımı ile osilasyon frekansının değişimi.

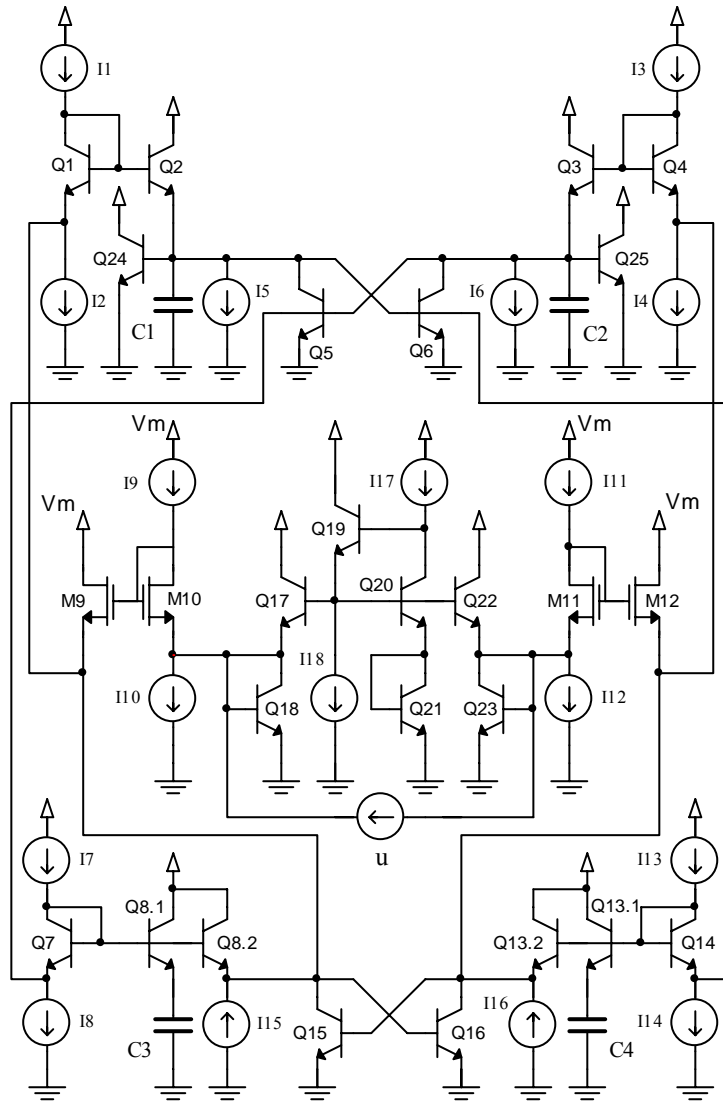
Farklı frekans değerleri için devrenin toplam harmonik bozulma oranları (THD) incelenmiştir. Devrenin farklı frekans değerlerindeki THD değerleri Şekil 4.4.'de görülmektedir. Şekil 4.4.'de görüldüğü gibi frekans değerleri arttıkça THD oranı artmaktadır.



Şekil 4.4. Osilasyon frekansına bağlı olarak THD (%) değerleri.

4.2.2. Devrede MOS Yapının Kullanılmasıyla Toplam Güç Tüketiminin Azaltılması

Şekil 4.1.'de görülen devrede Q9-Q12 BJT transistörlerinin yerine MOS transistörler kullanılarak devre yeniden analiz edilmiştir. MOS kullanılan devre yapısı Şekil 4.5.'de görülmektedir.



Şekil 4.5. MOS yapı kullanılan logaritmik ortam osilatör devresi.

MOS transistörler düşük besleme gerilimi ile çalışabildiğinden dolayı $I9$ ve $I11$ akım kaynakları ve MOS transistörlerin besleme gerilimleri düşük tutulmuştur. Logaritmik

ortam osilatör devresinin kısmen MOS'lu yapı kullanılmasıyla performans parametrelerinin değişimi Tablo 4.1.'de verilmiştir.

Tablo 4.1. Logaritmik ortam osilatör devresinin kısmen MOS'lu yapı kullanılmasıyla performans parametrelerinin değişimi.

Devre Yapısı	Besleme Gerilimi (V)	Akım Kaynağı (μA)	Osilasyon Frekansı (KHz)	THD (%)	TPD (mW)
Tümüyle BJT'li Osilatör Devresi (Şekil 4.1.)	$V_{CC} = 5$	$I_f = 10$ $I_9, I_{11} = 10$	451,22	0,429	2,69
Kısmen MOS'lu Osilatör Devresi (Şekil 4.5.)	$V_{CC} = 5$ $V_m = 3$	$I_f = 10$ $I_9, I_{11} = 1$	400,196	4,135	2,27
	$V_{CC} = 3$ $V_m = 3$	$I_f = 10$ $I_9, I_{11} = 1$	391,741	6,207	1,38
	$V_{CC} = 3$ $V_m = 3$	$I_f = 10$ $I_9, I_{11} = 0,5$	434,011	3,506	1,26

Tablodan görüldüğü gibi uygulanan farklı besleme gerilimi ve farklı akım değerlerinde devrenin osilasyon frekansı, toplam harmonik bozulma (THD) oranı ve toplam güç tüketimi (TPD) değerleri verilmiştir. MOS'lu yapı kullanıldığında devrenin toplam harmonik bozulma oranı artmasına rağmen toplam güç tüketiminde dikkate değer ölçüde azalma görülmüştür.

4.2.3. Logaritmik Ortam Osilatör Tasarımına Eşgüdümlü Benzetim Yaklaşımı

Bu bölümde, logaritmik ortam osilatör tasarımı için eşgüdümlü benzetim optimizasyonu (eniyeleme) yaklaşımı, toplam harmonik bozulma oranını azaltmak için önerilmiştir. Analog devre benzetimlerinde etkin bir şekilde kullanılan PSpice programı Matlab programı ile eşgüdümlü olarak koşturulmuş ve devre parametreleri arzu edilen toplam harmonik bozulma oranını elde etmek için optimize edilmiştir. Eşgüdümlü benzetim

optimizasyonu sonuçları tecrübeye dayalı optimizasyonla gerçekleştirilen devre sonuçları ile karşılaştırılmış ve önerilen yaklaşımın avantajları benzetim sonuçlarına bağlı olarak sunulmuştur.

4.2.3.1. Eşgüdümlü Benzetim Yaklaşımının Gereksinimleri

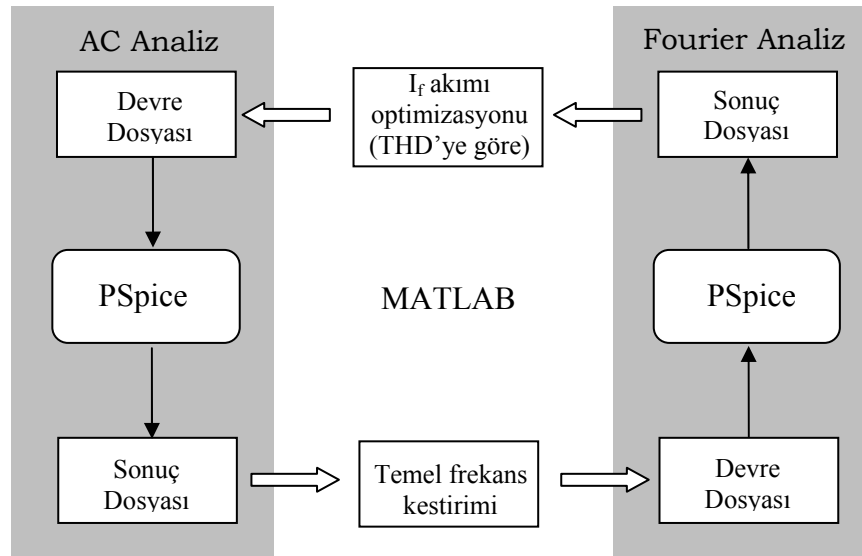
Bilgisayar destekli devre tasarımı çok uzun zamandan beri kendisini kanıtlamış bir süreçtir. Sayısal ve analog olmak üzere birçok farklı tipte devrenin analiz ve benzetimlerinde bilgisayar destekli programlar kullanılmaktadır. Bunlardan en yaygın olanı analog devre tasarımında klasik bir yaklaşım haline gelen PSpice programıdır. Bununla birlikte devre optimizasyonu konusunda, modern optimizasyon metodları PSpice programı sayısal veri akışının ve optimizasyon tekniklerinin kısıtlamaları gibi kendine has özelliklerinden dolayı kolaylıkla tasarıma adapte edilememektedir [26,27]. Eşgüdümlü benzetim (cosimulation) birçok çalışmada [28-30] PSpice kullanılarak gerçekleştirilen tasarım süreçlerinde karşılaşılan bu problemin aşılmasında bir çözüm olarak önerilmiştir.

Analog devre tasarımında devre parametresine bağlı performans fonksiyonu sayısal devre tasarımına oranla oldukça fazladır. Bu yüzden analog devre performansı birçok tasarım parametresine oldukça duyarlı hale gelmektedir [56]. Benzer dezavantajları nedeniyle analog devre optimizasyonu tecrübeye dayalı optimizasyonlara (knowledge based opt.) dayanmaktadır. Bilgisayar yazılımlarının gelişmesine bağlı olarak devre optimizasyon çalışmaları son dönemde bilgisayar destekli yazılımlar aracılığıyla gerçekleştirilmektedir. Bilgisayar destekli optimizasyonlar ise, analitik denklem tabanlı (analytic equation based) [57,58] ve benzetim tabanlı (simulation based) [59,60] olarak guruplandırılabilirler. Sayısal veri akışı üzerine çalışan benzetim programları (Matlab vb.) daha çok analitik denklem tabanlı optimizasyonları gerçekleştirirken, gerçek zamanlı analog modelleme yeteneğine sahip programlar (PSpice vb.) ise benzetim tabanlı optimizasyonları gerçekleştirebilmektedir. Bununla birlikte PSpice benzetim programı devre optimizasyonu söz konusu olduğunda optimum devre parametrelerine yakınsayabilmek ve optimizasyon aracı sağlayabilmek için PSpice programını süren üçüncü grup yazılımlara ihtiyaç duymaktadır. Bunun yanı sıra üçüncü parti yazılımların kod dizimleri açık kaynaklı olmadığı gibi önceden tanımlanmış optimizasyon araçlarını kullanmaya da imkan tanımamaktadır.

Daha önceki bölümde elektronik ayarlanabilir AB sınıfı fark alan tip logaritmik ortam osilatörü tasarlanmış ve devrenin benzetimleri PSpice programında yapılmıştır. Tecrübeye dayalı optimizasyon teknikleri ile devre parametreleri belirlenmiştir. Bununla birlikte devre optimizasyonu esnasında PSpice programının sınırlamalarıyla karşılaşmıştır. Bu bölümde optimizasyon sürecinin kısaltılması ve daha hassas ve daha doğru sonuçların elde edilmesi amacıyla Matlab ve PSpice programlarının eşgüdümlü benzetimler için kullanılması benzetim sonuçlarıyla desteklenerek açıklanacaktır.

4.2.3.2. Önerilen Eşgüdümlü Benzetim Yaklaşımı Mimarisi

Eşgüdümlü benzetim yaklaşımları birden fazla benzetim programının eşzamanlı olarak, herbirinin kabiliyetleri doğrultusunda içiçe kullanılmasından oluşmaktadır. Şekil 4.6.'da analog veri akışı kabiliyetine sahip PSpice programı ile sayısal veri akışını gerçekleştiren Matlab programının kullanıldığı eşgüdümlü blok şeması gösterilmektedir.

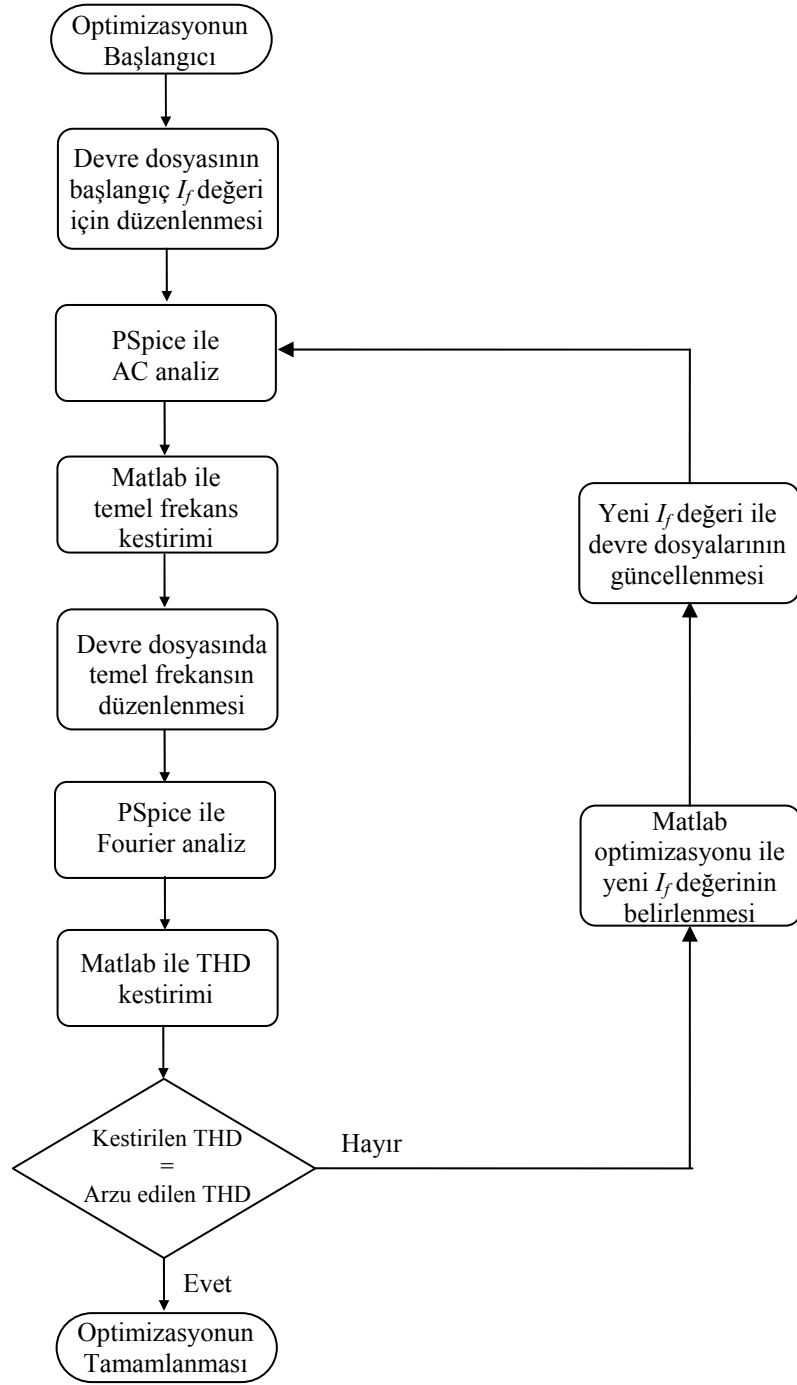


Şekil 4.6. Eşgüdümlü benzetim yaklaşımının blok şeması.

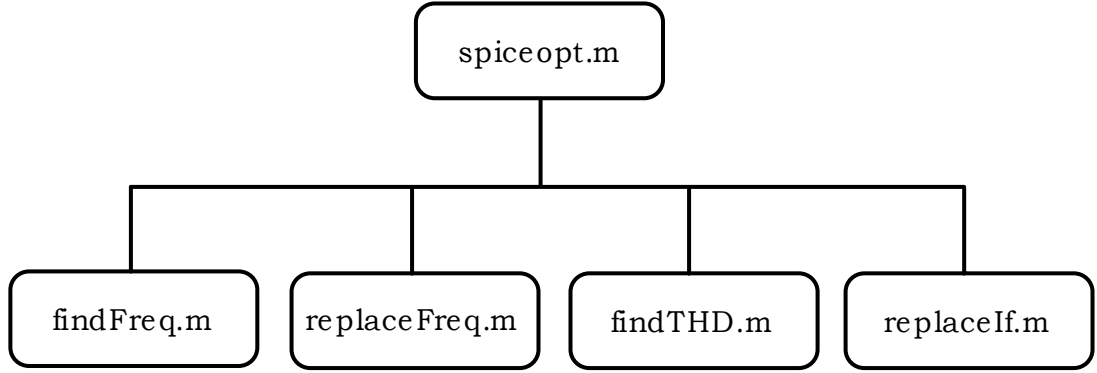
Matlab programı eşgüdümlü benzetimleri için PSpice programını kod dizini içerisinde kontrol etmektedir. AC ve Fourier olmak üzere iki farklı PSpice analizinden elde ettiği sonuç verileri ile her bir analiz için oluşturulan devre dosyalarını (Circuit Netlist) düzenlemektedir. Toplam harmonik bozulma (THD) hesaplamalarının PSpice programı vasıtasıyla yapılması için fourier analizinin gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Fourier

analizi için gerekli olan temel frekans bilgisi yine PSpice programı ile gerçekleştirilen AC analiz sonucunda elde edilmektedir. Matlab ile PSpice programları arasındaki bu geçiş iki farklı veri akışı ortamını aynı tasarım süreci içerisinde kullanmayı mümkün kılmaktadır. PSpice programındaki analog ve Matlab programındaki sayısal veri akışları gibi her iki akışında avantajlarını bünyesinde taşımaktadır. Analog veri akışı gerçek zamanlı devre modeli içermesi nedeniyle devre benzetimi konusunda kesin sonuçlar üretirken, sayısal veri akışı ise sonuçların analizinde ve devre optimizasyonunda rol almaktadır. Eşgüdümlü benzetim yaklaşımının akış diyagramı Şekil 4.7.'de gösterilmektedir.

Şekil 4.7.'de görüldüğü gibi, öncelikle girilen bir başlangıç I_f akım değeri için PSpice programı ile AC analiz yapılır. AC analiz sonucu oluşan sonuç dosyası (out file) Matlab programı tarafından okunmakta ve elde edilen işaretin frekansı kestirilmektedir. Kestirilen bu frekans, PSpice programında gerçekleştirilecek fourier analizi için hazırlanan devre dosyasındaki (cir file) gerekli olan yere yazılır ve daha sonra fourier analiz PSpice'da koşturulur. Fourier analiz sonucunda elde edilen çıkış dosyası Matlab programı tarafından okunarak THD kestirimi yapılır. Arzu edilen THD ve kestirim sonucu elde edilen THD'nin karşılaştırılmasından sonra Matlab ortamında I_f devre parametresi için optimizasyon gerçekleştirilir. Elde edilen yeni I_f değeri algoritmanın tekrarı için devre dosyası içerisine Matlab tarafından yazılır ve AC analiz yapılır. Bu optimizasyon döngüsü istenilen THD değerine ulaşılan kadar tekrarlanmaktadır. Böylece arzu edilen THD'ye bağlı olarak I_f akımının değeri tespit edilmiş olur.



Şekil 4.7. Eşgüdümlü benzetim yaklaşımının akış diyagramı.

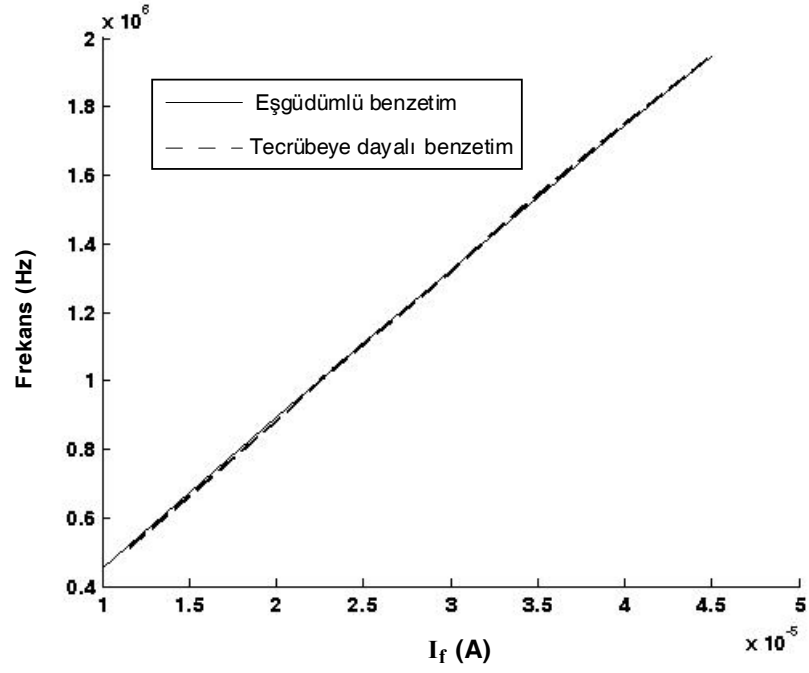


Şekil 4.8. Eşgüdümlü benzetim yaklaşımı için kullanılan Matlab dosyaları.

Eşgüdümlü benzetim yaklaşımında kullanılan Matlab dosyaları kullanım sırasına göre Şekil 4.8’de gösterilmiştir. Burada *spiceopt.m* dosyası ana programın bulunduğu dosya olup, *findFreq.m*, *replaceFreq.m*, *findTHD.m* ve *replaceIf.m* dosyaları ise yukarıda bahsedilen optimizasyon algoritmasındaki işlemleri gerçekleştirebilmek için hazırlanan alt program dosyalarıdır.

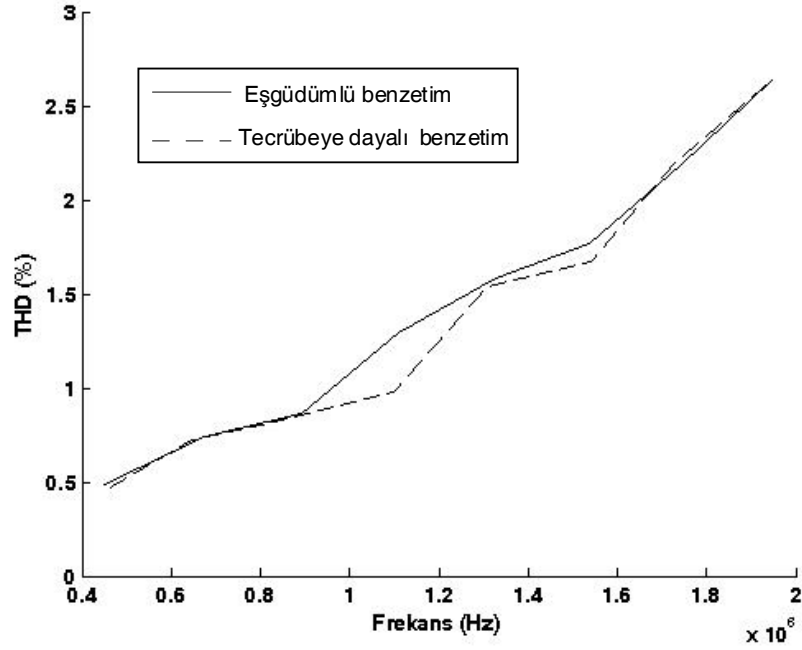
4.2.3.3. Eşgüdümlü Benzetimler ve Sonuçları

Tasarlanan AB sınıfı fark alan tip logaritmik ortam osilatör devresi sadece PSpice programının kullanıldığı tecrübeye dayalı benzetim yöntemi ve PSpice programının Matlab ile birlikte çalıştırıldığı eşgüdümlü benzetim yöntemi kullanılarak ayrı ayrı analiz edilmiştir. Her iki analiz metodunda da CBIC-R transistor tipi kullanılmıştır. Devreye $1 \mu\text{A}$ ’lik başlangıç uyarma akımı uygulanmış ve $10 \mu\text{A}$ ’lik I_f kutuplama akımı kullanılmıştır. Analizlerde THD değeri %0.5 olacak şekilde devre optimize edilmiştir.



Şekil 4.9. I_f kutuplama akımı ile osilasyon frekansının değişimi.

I_f kutuplama akımına bağlı olarak devrenin osilasyon frekansının değişimi, eşgüdümlü ve tecrübeye dayalı benzetimler için Şekil 4.9.'da gösterilmiştir. Her iki benzetim metodu için de I_f akımına bağlı olarak birebir aynı frekans değişimleri gözlenmiş olup benzetim sonuçları birbirini doğrulamaktadır.



Şekil 4.10. Osilasyon frekansına bağlı olarak THD (%) değerleri.

Eşgüdümlü ve tecrübeye dayalı benzetimler için osilasyon frekansına bağlı olarak THD değişimleri Şekil 4.10.'da gösterildiği gibidir. Analiz sonuçları birbiriyle karşılaştırıldığında osilasyon frekansının 0.8 MHz ile 1.6 MHz arasındaki değerlerin THD değişimlerinin farklı değerler aldığı gözlenmiştir. Bunun dışındaki aralıkta sonuçların birbiriyle örtüştüğü ve birbirini doğruladığı gösterilmiştir. Farklı çıkan değerler için daha detaylı incelemede tecrübeye dayalı analiz metodunda I_f akımına karşı osilasyon frekansı kestiriminin tekrarlanabilirliği ve elde edilen sonuçların güvenilirliğinin düşük olduğu gözlenmiştir. Bununla birlikte eşgüdümlü benzetim analizi ile yapılan çalışmada I_f akımına bağlı olarak osilasyon frekansının her bir yenilemede tekrar elde edilebildiği, buna bağlı olarak da bu analizin tekrarlanabilirlik ve güvenilirlik açısından daha sağlıklı bir metot olduğu ortaya çıkarılmıştır.

5. BÖLÜM

SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, logaritmik ortamda çalışan elektronik devreler üzerinde durulmuştur. Logaritmik ortam kavramının sahip olduğu farklı özelliklerden faydalanılarak yapılan çalışmalar değerlendirilmiş, logaritmik ortamda çalışan birinci dereceden alçak geçiren ve yüksek geçiren filtre devreleri analiz edilmiş, benzetim sonuçları ile teorik sonuçlar desteklenmiştir.

Ayrıca, logaritmik ortam devrelerinin düşük güç tüketimi, yüksek doğrusalılık, geniş bant aralığı ve yüksek çalışma frekansı gibi üstünlüklerini içeren AB sınıfı fark alan tip logaritmik ortam osilatörü tasarlanmıştır. Temel devrenin çıkış katındaki bazı transistörler MOS yapıda kullanılarak devrenin toplam güç tüketimi (TPD) tümüyle BJT'li devreye göre önemli ölçüde azaltılmıştır. Böylece tümüyle BJT'li osilatör devresinde TPD değeri 2,69 mW iken, kısmen MOS'lu osilatör devresinde 1,26 mW değerine düşürülmüştür. Devredeki diğer transistörlerin yerine MOS elemanlar kullanılmamıştır. Çünkü MOS elemanların I-V karakteristikleri karesel bir ilişkiye sahip olduklarından logaritmik ortamda çalışma için uygun değildir.

Tecrübeye dayalı optimizasyon teknikleri ile devre parametreleri belirlenmiştir. Bununla birlikte, devre optimizasyonu esnasında PSpice programının sayısal veri akışında olduğu gibi bazı sınırlamalarıyla karşılaşılmaktadır. Bu sebepten, logaritmik ortam osilatör tasarımı için eşgüdümlü benzetim optimizasyonu (eniyileme) yaklaşımı, toplam harmonik bozulma (THD) oranını azaltmak için kullanılmıştır. Analog devre benzetimlerinde etkin bir şekilde kullanılan PSpice programı Matlab programı ile eşgüdümlü olarak çalıştırılmış ve devre parametreleri arzu edilen toplam harmonik bozulma oranını elde etmek için optimize edilmiştir.

İşaret işleme uygulamalarında, özellikle kontrol sistemlerinde ve haberleşme devrelerinde önemli yere sahip olan sinüsoidal osilatör devresi logaritmik ortamda tasarlanarak, diğer osilatör devrelerinden farklı olarak, bu ortamın özelliği olan düşük güç, düşük besleme gerilimi ve yüksek doğrusallık gibi üstünlükleri ile günümüz ihtiyaçlarına cevap vereceği düşünülmektedir.

Bu çalışmanın dördüncü bölümünde, AB sınıfı fark alan tip logaritmik ortam osilatörünün THD oranını azaltmak için eşgüdümlü benzetim optimizasyon metodu kullanılmıştır. Benzetim sonuçları, tecrübeye dayalı optimizasyon metoduyla gerçekleştirilen çalışmanın sonuçlarıyla karşılaştırılmış ve sonuçların birbirini desteklediği gözlenmiştir. Şekil 4.9.'da kutuplama akımı ile devrenin osilasyon frekansının doğrusal bir ilişki sergilediği görülmektedir. Bu durum ise devrenin akım modlu olduğunun bir göstergesidir. Eşgüdümlü ve tecrübeye dayalı benzetimler için osilasyon frekansına bağlı olarak THD değişimleri incelenmiştir. Şekil 4.10.'da 0,8 MHz ve 1,6 MHz frekansları arasındaki değerlerin THD değişimlerinin farklı değerler aldığı ve birbiriyle örtüşmediği görülmektedir. Bunun dışındaki aralıklarda birbirini doğruladığı gösterilmiştir. Farklı çıkan değerler için daha detaylı incelemede tecrübeye dayalı optimizasyon yapılırken el ile (manuel) girilen değerlerin güvenilirliğinin düşük olduğu görülmüştür. Burada eşgüdümlü benzetim yaklaşımı, devre karmaşık iken önemli sayılabilecek bir parametre olan daha düşük hesaplama zamanını ortaya çıkarmıştır. Bununla birlikte, eşgüdümlü benzetim optimizasyon metodu tekrarlanabilirlik, doğruluk gibi özelliklere sahiptir. Sonuç olarak eşgüdümlü benzetim tabanlı optimizasyon metodunun, logaritmik ortam osilatör devrelerinde kullanılabildiği gibi diğer bazı elektronik devre uygulamalarında da elverişli bir metot olarak kullanılabileceği tahmin edilmektedir.

Yapılan bu çalışmalardan sonra ilerde A sınıfı ile AB sınıfı osilatör devrelerinin ayrıntılı karşılaştırılması, bozulma oranını etkileyen etmenlerin belirlenmesi ile yüksek frekans çalışmalarının araştırılması ayrı bir çalışma olarak düşünülmektedir. Ayrıca, gelecekte eşgüdümlü benzetim yaklaşımı kullanılarak, farklı optimizasyon teknikleriyle elektronik devrelerin benzetimlerinin yapılması hedeflenmektedir.

KAYNAKLAR

1. Ortiz, M., Radovitzky R. A., Repetto, E. A., The Computation of The Exponential and Logarithmic Mappings and Their First and Second Linearizations, International Journal For Numerical Methods in Engineering, 52, 1431-1441, 2001.
2. Ramirez-Angulo J., Sanchez-Sinencio E., Rodriguez-Vazquez A., A Piecewise-Linear Function Approximation Using Current Mode Circuits, Circuits and Systems IEEE International Symposium ISCAS '92, 4, 2025-2028, 1992.
3. Adams R. W., Filtering in the Log Domain, Presented at 63rd AES Conference, May 1979.
4. Arslanalp, R., Eliptik Filtre Yaklaşımının Logaritmik Ortamda Gerçeklenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Pamukkale Üniversitesi, Denizli, 2003.
5. Frey, D. R., State Space Synthesis and Analysis of Log Domain Filters, IEEE Trans. CAS-II : Analog and Dig. Sig. Proc., 45(9), 1205-1211, 1998.
6. Frey, D. R., Log Domain Filtering for RF Applications, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 31(10), 1468-1474, 1996.
7. Tola, A. T., A Study of Nonideal Log Domain and Differential Class AB Filters, PhD. Dissertation, Lehigh University, PA, 2000.
8. Özoğuz, S., Şengör, N., On the Realization of NPN-Only Log-Domain Chaotic Oscillators, IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, 50(2), 2003.
9. Yang, F., Enz, C., Van Ruymbeke, G., Design Of Low Power and Low Voltage Log-Domain Filters, Proc. IEEE ISCAS, 1, 117-120, 1996.
10. Punzerbeger, M., Enz, C., Log-Domain Filters for Low-Voltage Low-Power Applications, Proc. Int. Workshop Low Power RF Integrated Circ., 1999.
11. Roberts, G. W., Leung, V. W., Design and Analysis of Integrator-Based Log-Domain Filter Circuits, Kluwer Academic Publishers, ISBN: 079238699, New York, 2002.
12. Frey, D. R., Log Domain Filtering: An Approach to Current Mode Filtering, IEE Proc. Pt. G, 140(6), 406-416, 1993.

13. Seevinck, E., Companding Current Mode Integrator: A new Circuit Principle for Continuous-Time Monolithic Filters, *Electronics Letters*, 26(24), 2046-2047, 1990.
14. Tsvividis, Y., Gopinathan, V., Ve Toth, L., Companding in Signal Processing, *Electronics Letters*, 26, 1331-1332, 1990.
15. Psychalinos, C., Ve Vlassis, S., On the Exact Realization of Log-Domain Elliptic Filters Using The Flow Graph Approach, *IEEE Transaction on Circuits and Systems- II: Analog and Digital Signal Processing*, 49, 770-774, 2002.
16. Drakakis, E. M., Payne, A. J., Toumazou, C., Ng, A. E. J. and Sewell, J. I., High Order Lowpass and Bandpass Elliptic Log-Domain Ladder Filters, *ISCAS 2001*.
17. Frey, D. R., Exponential State Space Filters: A Generic Current Mode Design Strategy, *IEEE Transaction on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, 43, 1996.
18. Frey, D. R., Exponential State Space Filters: A Generic Current Mode Design Strategy, *IEEE Transaction on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, 43, 1996.
19. Baki, R. A., El-Gamal M. N., A Low-Power 5-70-MHz Seventh-Order Log-Domain Filter with Programmable Boost, Group Delay, and Gain for Hard Disk Drive Applications, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 38(2), 2003.
20. Psychalinos, C., Vlassis, S., On the Exact Realization of Log-Domain Elliptic Filters Using the Signal Flow Graph Approach, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, 49(12), 2002.
21. Çam, U., Aksoy, M., Çiçekoğlu, O., Kuntman, H., Yeni Otra-Tabanlı Osilatör Topolojileri *Eleco 2002*, Bursa, Türkiye, 2002.
22. Uzunhisarcıklı, E., Alçı, M., “Voltaj ve Akım Modlu Devreleri Birbirine Dönüştürme Yöntemi ve Osilatör Uygulamaları”, *Eleco 2002*, Bursa, Türkiye, 2002.
23. Mahattanakul, J., Toumazou C., “Instantaneous Companding Current-Mode Oscillator Based on Class AB Transconductor”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 23, 57-64, 2000.
24. Özoğuz, S., “Simple Log-Domain Chaotic Oscillator”, *Electronics Letter*, 37(23), 1378-1379, 2001.

25. Schmid H., Approximating the Universal Active Element, IEEE Transaction on Circuit Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, 47(11), 1160-1169, 2000.
26. Puhan, J., Tuma, T., "Optimisation of Analog Circuits with SPICE 3F4", V: Proceedings of the 1997 ECCTD, Budapest, Hungary, str. 2,177-180, ECCTD '97, 1997.
27. Basrou, S., Matou, K., Ammar, Y., Marzencki, M., Zenati, A., Thermal, "Multi-domain and Mixed-Signal Simulation of System-on-Chip Embedding MEMS" Mechanical and Multiphysics Simulation and Experiments in Micro - Electronics and Micro-Systems, 7th International Conference, 1 – 6, 2006.
28. Hussein, A., Nounou, A., Saada, N., Atef, D., Khalil, D., "SPICE Modeling of Free-Space Optical Systems", IEEE Behavioral Modeling and Simulation Workshop, 85 – 90, 2006.
29. Gerrits, J., Hutter, A., Ayadi, J., Farserotu, J., A Wideband Equivalent SPICE Circuit for a Monopole Antenna and its Usefulness for UWB Applications, 33rd European Microwave Conference, 2, 703 – 705, 2003.
30. Rigbers, K., Schroder, S., Durbaum, T., Wendt, M., De Doncker, R.W., "Integrated Method for Optimization of Power Electronic Circuits", IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 6, 4473 – 4478, 2004.
31. Van Valkenburg, M. E., Analog Filter Design, s.2,17, University of Illionis at Urbana-Champaign, 1987.
32. Jong Ko, H., Design and Analysis of Log-Domain Filters Using the E-Cell Approach, Doctor of Philosophy, University of Florida, 2002.
33. Deliyannis, T., Sun, Y., Fidler, J. K., Continuous-Time Active Filter Design, CRC Pres, 1999.
34. Sedra, S., Smith, C., Microelectronic Circuits, p.647-662, Oxford series in Electronic Engineering, 1991.
35. Frey, D. R., Tola, A. T., A State-Space Formulation For Externally Linear Class AB Dynamical Circuits, IEEE Transaction On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, 46, 1999.
36. Gilbert, B., A New Wide-Band Amplifier Technique IEEE Journal of Solid-State Circuits, SC-3(4), 1968.

37. Surakamponorn, W., Kumwachara, K., A Dual Translinear-Based True RMS-to-DC Converter IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 47(2), 1999.
38. Yin, Q., Eisenstadt, W. R., Robert M. Fox, Zhang, T., A Translinear RMS Detector for Embedded Test of RF ICs, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 54(5), 2005.
39. Seevinck, E., De Jager, Buitendijk, E., A Low-Distortion Output Stage with Improved Stability for Monolithic Power Amplifiers, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 23(3), 1988.
40. Serdijn, W. A., Mulder, J., Van der Woerd, A. C., and Van Roermund, A. H. M., A Wide-Tunable Translinear Second-Order Oscillator IEEE Journal of Solid-State Circuit, 33(2), 1998.
41. Kırçay, A., and Çam, U., A Novel Log-Domain First-Order Multifunction Filter ETRI Journal, 28(3), 2006.
42. Abuelma'atti, M. T., A Translinear Circuit for Sinusoidal Frequency Division" IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 54(1), 2005.
43. Gravati, M., Vale, M., Modelling mismatch effects in CMOS translinear loops and current mode multipliers, European Conference on Circuit Theory and Design, Cork Ireland, 2005.
44. Duerden G.D., Roberts G.W., Deen M.J., The Development of Bipolar Log-Domain Filters in a standard CMOS process, IEEE Trans. CAS-I, 1, 145-148, 2001.
45. Choma, J., JR., Signal Flow Analysis of Feedback Networks, IEEE Transaction on Circuits and Systems, 37(4), 455-463, 1990.
46. Punzenberger, M. and Enz, C., A 1.2V Low-Power BiCMOS Class AB Log-Domain filter, Jurnal of Solid State Circuits, 32, 1968-1978, 1997.
47. Wilson, B., Tutorial review: Trends in current conveyor and current-mode amplifier design, Int. J. Electronics, 73(3), 573-583, 1992.
48. Hanspeter, S., and Moschytz, G. S., "Fundamental frequency limitations in current-mode Sallen-Key filters," in Proc. ISCAS, Monterey, 1, 57-60, California, 1998.
49. Palmisano, G., Palumbo, G., Pennisi, S., CMOS Current Amplifiers, Boston (MA), Kluwer Academic Publishers, p.1-9, 1999.

50. Senani R., New Current-Mode Biquad Filter, *International Journal of Electronics*, 73(4), 735-742, 1992.
51. Horng J. W., Lee M. H., Hou C. L., Universal Active-Filter Using 4 OTAs and One CCII, *International Journal of Electronics*, 78(5), 903-906, 1995.
52. Kırçay, A., Çam, U., State Space Synthesis of Current-Mode First-Order Log-Domain Filters, *Turk J Elec Engin TÜBİTAK*, 14(3), 2006.
53. Thanachayanont, A., Pookkaiyaudom, S. and Toumazou, C., "State Space Synthesis of Log Domain Oscilators", *Electronics Letters*, 31(21), 1797-1799, 1995.
54. Tola, A. T. and Frey, D. R., A Study of Different Class AB Log Domain First Order Filters, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 22, 163-176, 2000.
55. Ercan H., Arslanalp R, Alçı M., Tola A. T., Elektronik Ayarlanabilir AB Sınıfı Fark Alan Tip Logaritmik Ortam Osilatörü, *IEEE 14. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SİU'06)*, Antalya, 2006.
56. Mandal, P. and Visvanathan, V., CMOS Op-Amp Sizing Using a Geometric Programming Formulation, *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 20(1), 22-38, 2001.
57. Hershenson, M., Boyd, S., Lee, T., "GPCAD: A Tool for CMOS Op-Amp Synthesis", in *Proc. IEEE/ACM Int. Conf. Computer-Aided Design (ICCAD)*, 296-303, 1998.
58. Van der Plas, G., et al. AMGIE-A Synthesis Environment for CMOS Analog Integrated Circuits, *IEEE Trans. on CAD*, 20(9), 1037-1058, 2001.
59. Phelps, R. et al., ANACONDA: Simulation-Based Synthesis of Analog Circuits via Stochastic Pattern Search, *IEEE Trans. on CAD*. 19(6), 703-717, 2000.
60. Alpaydin, G., et al. An Evolutionary Approach to Automatic Synthesis of High-Perfomance Analog Integrated Circuits, *IEEE Trans. On Evolutionary Computation*, 7(3), 250- 252, 2003.

ÖZGEÇMİŞ

Hamdi Ercan, 1982 yılında Kayseri’de doğdu. İlk ve orta öğrenimini Kayseri’deki çeşitli okullarda tamamladı. 1999 yılında girdiği Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik Mühendisliği Bölümü’nden 2004 yılında mezun oldu. Aynı yıl Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda Yüksek Lisans eğitimine başladı. 2005 yılında Erciyes Üniversitesi Kayseri Meslek Yüksekokulu Endüstriyel Elektronik Bölümü’nde Okutman kadrosunda göreve başlayan Hamdi Ercan, bu görevine Sivil Havacılık Yüksekokulu Uçak Elektrik-Elektronik Bölümü’nde devam etmektedir.

Tel : 0 352 437 4901 / 32235 – 41061

Faks : 0 352 437 5784

E-posta : hamdiercan@erciyes.edu.tr

Adres : Erciyes Üniversitesi, Sivil Havacılık Yüksekokulu
Uçak Elektrik-Elektronik Bölümü
38039, KAYSERİ