

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

**LOGARİTMİK ORTAMDA ELİPTİK FİLTRE
YAKLAŞIMININ GERÇEKLENMESİ**

Remzi ARSLANALP

Yüksek Lisans Tezi

DENİZLİ – 2003

LOGARİTMİK ORTAMDA ELİPTİK FİLTRE YAKLAŞIMININ GERÇEKLENMESİ

**Pamukkale Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Tarafından Kabul Edilen
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi**

Remzi ARSLANALP

Tez Savunma Tarihi: 03 07 2003

DENİZLİ – 2003

TEZ SINAV SONUÇ FORMU

Bu tez tarafımızdan okunmuş, kapsamı ve niteliği açısından Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.



Yrd. Doç. Dr. Abdullah T. TOLA

(Yönetici)



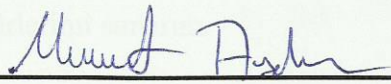
Prof. Dr. Hasan H. ERKAYA

(Jüri Üyesi)



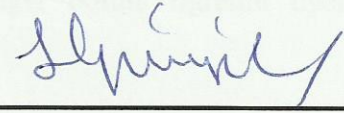
Yrd. Doç. Dr. Ahmet ÖZEK

(Jüri Üyesi)



Yrd. Doç. Dr. Murat AYDOS

(Jüri Üyesi)

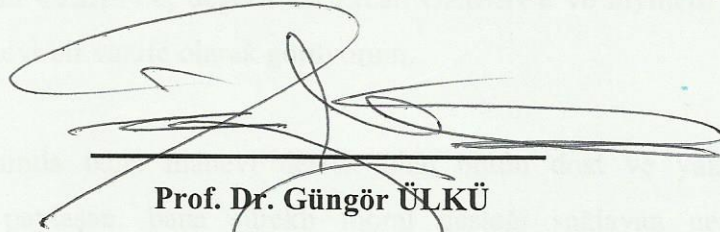


Yrd. Doç. Dr. Uğur YÜCEL

(Jüri Üyesi)

Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun

..15.07.2003... tarih ve ..20/11... sayılı kararıyla onaylanmıştır.



Prof. Dr. Güngör ÜLKÜ

Müdür

Fen Bilimleri Enstitüsü

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans tez çalışmalarım süresince değerli zamanını benden esirgemeyen, bilgi ve tecrübesi ile her konuda bana yön gösteren, kendisinden çok şey öğrendiğim değerli danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Abdullah T. TOLA'ya emeklerinden dolayı teşekkürü bir borç bilirim.

Logaritmik ortamlı filtre anlayışının bugünlere gelmesinde hiç kuşkusuz en büyük pay sahibi olan insanların arasında yer alan, yayınlarından çok fazla yararlandığım Lehigh University'den sayın Prof. Dr. D. R. FREY'e teşekkür ederim.

Çeşitli konularda kıymetli fikirleri ile desteklerini esirgemeyen Bölüm Başkanım Doç. Dr. Mustafa TEMİZ başta olmak üzere Yrd. Doç. Dr. Ahmet ÖZEK'e, Yrd. Doç. Dr. Murat AYDOS'a, Yrd. Doç. Dr. Serdar İPLİKÇİ'ye ve tüm diğer bölüm öğretim üyelerine teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmamın her safhasında düşünceleri ile katkıda bulunan, yardımlarını ve bilhassa desteklerini esirgemeyen Selim KÖROĞLU'na, Adem ÜKTE'ye, H. Hilal EZERCAN KAYIR'a, Ö. Önder KARAKILINÇ'a, Ahmet ÇİFTÇİ'ye, Erdal UĞUZDOĞAN'a, Engin ÇETİN'e, Serhat M. KESERLİOĞLU'na ve tüm diğer çalışma arkadaşlarıma şükranlarımı sunarım.

Bugünlere gelmemde en büyük pay sahibi olan anneme, babama; ayrıca bana her konuda destek olan ablam Zuhal ÖZBEN'e, değerli eşi Ercan ÖZBEN'e ve kıymetli yeğenim Ezgi ÖZBEN'e teşekkür etmeyi bir vazife olarak görüyorum.

Ayrıca özel yaşantımda bana manevi destek olan bütün dost ve yakınlarıma; tüm sıkıntılarımı benimle paylaşan, bana sürekli moral desteği sağlayan neşe kaynağıma teşekkürlerimi sunarım.

Remzi ARSLANALP

ÖZET

Bu tezde eliptik filtrelerin logaritmik ortamda analizi ve sentezi incelenmiştir. Logaritmik ortamda n.dereceden bir filtrenin sentezi için genel bir teori geliştirilmiştir. Geliştirilen bu teori kullanılarak 3.derece eliptik filtrelerin sistematik olarak sentezleri ve simülasyonları yapılmıştır.

Logaritmik ortam filtreleri teorisine dayanarak, genel bir teori geliştirilmiştir. Bu filtrelerin statik ve dinamik sınırlamaları tartışılmıştır. Ön, gerek ve yeter şartlar tanımlanmıştır. Sentez metodu olarak durum uzayı metodu kullanılmıştır. Filtreler AB sınıfında ve fark alıcı devre yapısında gerçekleştirilmiştir. Devrelerin analizinde translineer prensibi kullanılmıştır.

Geliştirilen teori filtre sentezinde kullanıcıya bazı parametrelerin seçimi hakkını verir. Bu parametrelerin bir kısmı yeter şartların sağlanması için gereklidir, bazıları ise isteğe bağlıdır. Parametrelerin değişik seçilmesi farklı devrelerin elde edilmesine neden olur.

Bu araştırmada farklı parametreler seçilerek genel olarak dört farklı devre tasarlanmıştır. Tasarlanan devreler PSpice devre simülasyon programı kullanılarak denenmiştir. Filtrelerin frekans cevabı ve sürekli hal zaman ortamı tepkileri elde edilmiş ve bozulma analizi gerçekleştirilmiştir. Öncelikle sentezin doğruluğunu kontrol amacıyla sonsuz akım kazançlı ideal transistörler kullanılmıştır. Sonuçlar teoriyi doğrulamıştır. Daha sonra NE68000 ve CBIC-R transistörleri kullanılarak simülasyonlar tekrarlanmıştır. Beklendiği gibi, iletim bölgesi kazancı değişmiş, kesim frekansı ve bazı sıfırların yerinde kaymalar olmuştur. Bununla birlikte genel olarak eliptik filtre karakteristiği elde edilmiştir.

Anahtar kelimeler: Logaritmik ortam filtreleri, durum uzayı sentezi, AB sınıfı fark alıcı filtreler, ELIN filtreler, eliptik filtreler.

ABSTRACT

In this thesis, analysis and synthesis of elliptic filters in the log domain is considered. A general theory is developed in order to synthesize n th order filters in the log domain. Using the developed theory, third order elliptic filters are systematically synthesized and simulated.

Based on the theory of log domain filters, a general theory is developed. Static and dynamic constraints associated with these filters are discussed. Prerequisites, necessary conditions and satisfactory conditions are defined. The state space synthesis method is used for the synthesis procedure. Filters are realized as Class AB and differential type. Translinear principle is used to analyze circuits.

The developed theory gives one to choose some parameters to synthesize the filters. Some of these parameters have to be chosen in order to satisfy the satisfactory conditions whereas some of them are optional. Choosing different parameters, one can obtain different circuits.

In this research, mainly four different circuits are designed based on the selection of different parameters. The realized circuits are simulated using PSpice, a circuit simulation program. Frequency response and steady state time response of filters are obtained, and distortion analysis is carried out. First of all, 'ideal' transistors with infinite forward current gain are used in order to verify the synthesis. The results confirm the theory. Then, using NE68000 and CBIC-R type real transistors, simulations are repeated. As expected, the in band gain are changed and the cutoff frequency and some zeros are shifted. However, the general elliptic filter characteristics are obtained.

Keywords: Log domain filters, state space synthesis, Class AB differential type filters, ELIN filters, elliptic filters.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
İçindekiler.....	VII
Şekiller Dizini.....	XII
Simgeler Dizini.....	XIV

Birinci Bölüm

GİRİŞ

1.1 Giriş	1
1.2 Literatür özeti	3
1.2.1 Akım Modlu Devreler	3
1.2.2 Logaritmik Ortamlı Filtre Devreleri	5
1.2.3 AB Sınıfı Devreler.....	9
1.2.4 Eliptik Filtrelerin Logaritmik Ortamda Gerçeklenmesi	12
1.3 Tez Amacı ve Tez Tanıtımı	13

İkinci Bölüm

NONLİNEER KARAKTERİSTİKLİ DEVRE ELEMANLARI İLE LİNEER DAVRANIŞLI DEVRELERİN SENTEZİ

2.1 Filtrelere Genel Bir Bakış.....	17
2.2 Akım Modlu Filtrelere.....	22
2.3 Logaritmik Ortamlı Filtreler.....	23
2.3.1 Logaritmik Ortamlı Filtrelerin Tanıtımı.....	23
2.3.2 Logaritmik Ortamlı Filtrelerin Üstünlükleri.....	25
2.4 Adams'ın Logaritmik Ortamlı Filtre Devresi	29
2.4.1 Adams'ın Devresi Çalışma Prensibi ve Devre Elemanlarının Tanımlanması.....	29
2.4.2 Adams'ın Filtresinin Analizi	31

Üçüncü Bölüm

AB SINIFI DEVRELER, TRANSLİNEER PRENSİBİ ve DURUM UZAYI METODU

3.1 AB Sınıfı Çalışma Prensibi	36
3.1.1 Yükselteç Devrelerin Çalışma Mantıklarına Göre Sınıflandırılması	36
3.1.2 A Sınıfı Devreler	37
3.1.3 B sınıfı Devreler	39
3.1.4 C sınıfı Devreler	41
3.1.5 AB Sınıfı Devreler.....	42
3.2 Translineer Prensibi.....	44
3.3 Durum Uzayı Metodu.....	46

Dördüncü Bölüm

ELİN FİLTRELERİN DURUM UZAYINDA

GENEL SENTEZİ

4.1 Giriş	52
4.2 n. Dereceden Lineer Olmayan Ortamlı Filtrelerin Genel Sentezi	53
4.2.1 Durum Değişkenlerinin Bir f Fonksiyonu ile Eşlenmesi.....	54
4.2.2 Dönüşüm Yapılmış Değişkenler ile Sistem Denklemlerinin Genel İfadelerinin elde Edilmesi	57
4.3 $g(v)$ Aktarım Fonksiyonunun Çeşitleri ve Sınıflandırılması	60
4.4 Sistem Denklemlerinden Devre Denklemlerinin Elde Edilmesi.....	62
4.5 Devre Denklemlerinden Hareketle Sentezin Gerçekleşmesi için Ön, Gerek ve Yeter Şartların Belirlenmesi.	68
4.5.1 Ön Şartlar.....	68
4.5.2 Durum Değişkenlerinin Sürekli Pozitifte Kalması için Statik Durum Gerek ve Yeter Şartları.....	72
4.5.3 Durum Değişkenlerinin Sürekli Pozitif Kalması için Dinamik Durum Yeter Şartları.....	74
4.6 Yeter Şartları Sağlamayan Sistem Denklemlerinin Uygunlaştırılması.	79
4.6.1 M Dönüşüm Matrisi ile Sistem Denklemlerinin Gerçeklenir Hale Getirilmesi.	80
4.6.2 Fark Alan AB Sınıfı Devre Modellemesi ile sistem Denklemlerinin Yeter Şartları Sağlar Hale Getirilmesi.....	83
4.7 Fark Alan Tip Devre Modellemesi Yönteminin Sayısal Bir Örnek Üzerinde Gösterimi.	90

Beşinci Bölüm

LOGARİTMİK ORTAMLı BİRİNCİ DERECE

FİLTRELERİN SENTEZİ

5.1 Giriş	93
-----------------	----

5.2 A Sınıfı Devreler	97
5.2.1 Sentez	97
5.2.2 Simülasyon (Benzetim)	100
5.2.3 Analiz	101
5.3 AB Sınıfı Devreler.....	103

Altıncı Bölüm

ELİPTİK FİLTRE YAKLAŞIMI

6.1 Yaklaşım Problemi	106
6.1.1 Tanım.....	106
6.1.2 Yaklaşım Probleminin Filtre Tasarımındaki Yeri ve Tasarım Sonucunda Elde Edilen Devrenin Sahip Olması Gereken Özellikleri	106
6.1.3 Yaklaşım Probleminin Çözümü İçin Geliştirilen Farklı Özelliklerdeki Seçenekler ve Çözüm ile Belirlenen Filtre Karakteristikleri	109
6.2 Eliptik Filtre Yaklaşımı	110

Yedinci Bölüm

LOGARİTMİK ORTAMDA ELİPTİK FİLTRE YAKLAŞIMININ GERÇEKLENMESİ

7.1 İstenilen Özelliklerdeki Eliptik Yaklaşım Ait Transfer Fonksiyonunun MatLab Programı Kullanılarak Elde Edilmesi	113
7.2 Transfer Fonksiyonundan Durum Denklemlerinin Elde Edilmesi	114
7.3 Fark alan Tip AB Sınıfı Devre Modellenmesi ile Uygunlaştırılmış Devre Denklemlerinin Elde Edilmesi.....	121
7.4 Aynı Transfer Fonksiyonuna Sahip Üçüncü Dereceden Logaritmik Ortamlı Eliptik Bir Filtrenin Farklı Devre Yapıları	126
7.4.1 Durum 1	126
7.4.2 Durum 2.....	128
7.4.3 Durum 3.....	128

7.4.4 Durum 4.....	131
7.5 Simülasyonlar	133
7.5.1 AC Analiz.....	135
7.5.2 TRAN Analiz.....	142
7.5.3 Genel Simülasyon Sonuçları	145

Sekizinci Bölüm

SONUÇ ve ÖNERİLER

8.1 Sonuç	147
8.2 Öneriler.....	149
Kaynaklar.....	150
Ekler	156
Özgeçmiş	159

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1: Genel bir sistemin blok şeması	17
Şekil 2.2: Temel alçak geçiren filtre devreleri (a) pasif gerilim modlu, (b) pasif akım modlu, (c) aktif gerilim modlu, (d) aktif akım modlu	21
Şekil 2.3: Temel logaritmik filtreleme işleminin blok şeması	30
Şekil 2.4: İdeal işlemsel yükselteç.....	30
Şekil 2.5: İdeal diyot.....	31
Şekil 2.6: Adams'ın devresi.....	32
Şekil 3.1: (a)A sınıfı yükselteç devresi.....	37
(b) A sınıfı dalga şekli	38
Şekil 3.2 (a) B sınıfı yükselteç devresi	39
(b) B sınıfı dalga şekli	40
Şekil 3.3:(a) AB sınıfı yükselteç devresi	42
(b) AB sınıfı dalga şekli	43
Şekil 3.4: (a)Translineer devre elemanlarının blok modellenmesi (b) Translineer devre elemanları	46
Şekil 4.1: Lineer olmayan devre elemanları ile lineer davranışlı sistemlerin genel yapısı.....	62
Şekil 4.2: Normal ve dönüşmüş ortamdaki durum değişkenlerinin aralarındaki dönüşüm fonksiyonları ile bire-bir örten eşleşmesi	69
Şekil 4.3: t değişkenine bağlı exp ve ln fonksiyonlarının grafikleri.....	70
Şekil 4.4: Durum değişkeninin türevinin + veya – olması durumu.....	76
Şekil 4.5:(a)A/B sınıfı devrelerin yapılarının modelsel açıklanması (b) Parçalı tip fark alan devre yapısının modelsel açıklanması	84
Şekil 5.1: BJT devre elemanı.....	95
Şekil 5.2: Devre denklemlerine ait blok şemalar ve gerçek elemanlar ile karşılıkları	98
Şekil 5.3: Sentezin son blok şeması.....	99
Şekil 5.4: Çekirdek filtre	99

Şekil 5.5: Logaritmik ortamda birinci dereceden A sınıfı alçak geçiren filtre	99
Şekil 5.6: Logaritmik ortamlı filtrelerin temel işlevsel blok şeması	100
Şekil 5.7: A sınıfı devrenin frekans cevabı.....	101
Şekil 5.8: Translineer prensibinin devre üzerinde gösterilmesi	101
Şekil 5.9: AB sınıfı logaritmik ortamlı devre	105
Şekil 6.1 Yaklaşım ile sentez arasındaki fark.....	107
Şekil 6.2: (a) Nedensel olmayan fonksiyon (b) Nedensel fonksiyon	107
Şekil 6.3: Bazı yaklaşım çeşitlerinin genlik ifadeleri	109
Şekil 6.4: Beşinci dereceden alçak geçiren eliptik filtrenin genlik-frekans cevabı grafığı	111
Şekil 7.1: Durum 1 için eliptik filtre devresi	123
Şekil 7.2: Durum 2 için eliptik filtre devresi.....	125
Şekil 7.3: Durum 3 için eliptik filtre devresi.....	126
Şekil 7.4: Durum 4 için eliptik filtre devresi.....	128
Şekil 7.5: İdeal transistörlerden oluşan üçüncü dereceden eliptik filtre yaklaşımına sahip logaritmik ortamlı alçak geçiren filtre karakteristiği	136
Şekil 7.6: CBIC-R transistörlerden oluşan üçüncü dereceden eliptik filtre yaklaşımına sahip logaritmik ortamlı alçak geçiren filtre karakteristiği	137
Şekil 7.7: CBIC-R (BF=10000) transistörlerden oluşan üçüncü dereceden eliptik filtre yaklaşımına sahip logaritmik ortamlı alçak geçiren filtre karakteristiği	138
Şekil 7.8: CBIC-R ve ideal transistörlerden oluşan üçüncü dereceden eliptik filtre yaklaşımına sahip logaritmik ortamlı alçak geçiren filtre karakteristiği	139
Şekil 7.9: NE68000 transistörlerden oluşan üçüncü dereceden eliptik filtre yaklaşımına sahip logaritmik ortamlı alçak geçiren filtre karakteristiği	140

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 7.1: Dört durum için farklı BF değerlerinde yapılan karşılaştırmalar	141
Çizelge 7.2: İdeal(BF=100) ve CBIC-R transistörleri için bozulma analizleri	144
Çizelge 7.3: İdeal(BF=100) ve NE68000 transistörleri için bozulma analizleri	145

SİMGELER DİZİNİ

V_t	Yarıiletken malzemenin sıcaklığa bağlı gerilimi (thermal voltage)
K	Boltzmann sabiti $1.3806568 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$
T	Derece Kelvin
q	Bir elektronun yükü ($1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$)
I_s	Diyotun ve transistörün sızıntı akımı

BİRİNCİ BÖLÜM

GİRİŞ

1.1 Giriş

Logaritmik ortamlı filtreler (Log Domain Filters), daha genel ifade ile ELIN (Externally Linear Internally Nonlinear) filtreler, ilk keşfedildiği günden bu yana yüksek frekans, düşük güç, düşük gerilim, yüksek hız ve düşük gürültü uygulamalarında cazip bir seçenek olarak bilim dünyasında ilgiyi üzerinde toplamıştır. Uygulama alanlarının iletişim çağının gereksinimlerine uygun olması ve düşük maliyetli olarak entegre teknolojisine uyum sağlaması en başta gelen üstünlükleridir. Bu sebepten dolayı, yeni bir konu olmasına karşın çok kısa sürede araştırmacıların yoğun çalışmaları ile hızlı bir gelişim göstermiştir.

ELIN filtreler anlayış olarak klasik filtrelerden farklı olmasından dolayı yeni bir uygulama alanı olarak kabul görmüş; yapısı itibariyle akım modlu ve sürekli zamanlı filtrelerin bir alt kolu olarak değerlendirilmiştir. Bu yeni filtre anlayışında elemanların veya blok yapıların lineerleştirilmesi gibi bir zorunluluk yoktur. Sistemin yapı taşlarının, yani bireysel eleman ya da blok olarak, lineer bölgede çalıştırılması mecburi değildir. Bilindiği gibi lineerlik taviz verilemeyecek bir özellik olarak devre teorilerinde kullanılmaktadır. Bu yüzden yapı taşlarını lineerleştirmek yerine sadece sistemin girişleri ile çıkışları arasındaki lineer bir ilişkinin korunması yeterlidir. Bu açıdan daha önceki filtre tasarımlarında önemli ve zor bir sorun olarak karşılaşılan ve kesin bir çözümü olmadan kabuller ile kısmen aşılmaya çalışılan lineerleştirme problemi, tam olarak çözüme kavuşmuş olmaktadır.

Eski anlayışta, elemanlar veya blok yapılar sadece tanımlanan aralıklarda lineer olarak kabul edilmekteydi. Bunun sonucu olarak, devre eleman sayısı ile ters orantılı olarak değişen dar bir çalışma bölgesine mahkum edilmektedir. ELIN filtrelerde ise esas olan devre elemanlarının lineer olmayan doğal karakteristiklerinin kullanılması ile giriş

çıkış arasındaki doğrusallığın sağlanmasıdır. Böylece devrenin tamamı herhangi bir kısıtlamaya maruz kalmadan doğal salınımları ile çalışmaktadır. Bu yeni gelişmeler ile devrenin çalışma aralığı genişler ve daha yüksek bir doğrusallık elde edilmiş olur.

Çeşitli kullanım yerlerinde alçak geçiren, yüksek geçiren gibi çeşitli filtrelere ihtiyaç vardır. Örnek olarak alçak geçiren bir filtrenin belirlenen kesim frekansının üzerindeki tüm frekans bileşenlerini söndürmesi istenmektedir. Bu tarz bir filtre ideal filtre olarak adlandırılmakla birlikte, uygulamada böyle ideal bir filtre gerçeklemek teorik olarak mümkün değildir. Bu yüzden çeşitli araştırmacılar tarafından istenilen karakteristiğe yaklaşık bir eğri veren çeşitli matematiksel modeller geliştirilmiştir. Bu modeller filtre yaklaşımları olarak adlandırılmaktadır. Filtre yaklaşımlarının içinde yer alan eliptik filtre yaklaşımı, istenilen özelliklerdeki bir filtrenin tasarlanması esnasında transfer fonksiyonunu elde etmek için eliptik denklem sistemlerinin kullanılması prensibini esas almaktadır. Diğer yaklaşımlardan ayrıldığı noktaların başında, fonksiyonu doğrudan etkileyen değişken sayısının fazla olması gelmektedir. Böylece kontrol kolaylığı sağlanmış olmaktadır. Bunun yanında değişken sayısının fazla olmasından dolayı matematiksel zorluklar da ortaya çıkmaktadır. Bu yüzden eliptik filtre yaklaşımının kullanım yaygınlığı düşüktür.

Filtre sentezlerinde kullanılan yöntemlerden bir tanesi de durum uzayı metodudur. Durum uzayı yönteminde sistem dış büyüklükler yerine iç dinamikler ile tanımlanmaktadır. Bu da beraberinde çeşitli üstünlükler getirmektedir.

AB sınıfı devre mantığı filtre uygulamalarından önce ağırlıklı olarak yükselteç devrelerinde kullanılmıştır. AB sınıfı devrenin genel çalışma prensibi, mevcut transistörlerin bir bölümü iletimde kalırken diğer bölümünün ise kısmen iletimde, ne tam olarak iletimde ne de tam olarak kesimde, 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. 1990'lı yılların başında ilk diferansiyel AB sınıfı filtre uygulama fikri ortaya atılmış (Seevinck, 1990); ancak bu

konu hakkındaki teorik alt yapı ancak 1999 yılında tamamlanabilmiştir (Frey and Tola, 1999). Maalesef AB sınıfı filtrelerin tek uygulama alanı ELIN filtrelerde kısıtlı kalmıştır.

Bu tezde eliptik bir filtre yaklaşımından elde edilen transfer fonksiyonlarının durum uzayı yöntemi ile AB sınıfı devrelerin mantığında logaritmik ortamda sentezi yapılacaktır. Bu bölümün ilerleyen kısımlarında akım modlu devreler ile gerilim modlu devrelerin temel ayrılık noktaları, tarihi gelişimleri ve günümüz teknolojisindeki yerleri; Logaritmik ortamlı filtrelerin ilk çıkışı, nasıl sınıflandırıldıkları ve farklı uygulama alanları; AB sınıfı devrelerin ilk filtre uygulamaları ve eliptik filtre yaklaşımının ELIN devreler ile gerçekleştirilmesinde kullanılan yöntemler kısaca anlatılacaktır.

1.2 Literatür Özeti

Bu tezde ele alınan Logaritmik ortamlı filtreler, daha genel ifadesi ile ELIN filtreler, akım modlu filtre ailesinde yer aldığından dolayı bu kısımda önce akım modlu filtreler, daha sonra da sırasıyla Logaritmik ortamlı filtreler, AB sınıfı filtreler ve eliptik filtreler hakkında kısaca bir literatür özeti yapılacaktır.

1.2.1 Akım Modlu Devreler

Elektriğin temel iki bileşeni olan akım ve gerilim birbirinden ayrılmaz büyüklüklerdir. Birbirleri ile neden ve sonuç ilişkisi ile bağlı olan ikili birbirinden bağımsız düşünülemez. Lakin devrede işlenen işaretin ne olduğu sorusu da cevaplanması gerekmektedir. Bu sebepten dolayı iki işareten birisi doğal olarak diğerine göre önceliğe sahip olmaktadır.

Uzun bir süre devre teorilerinde gerilim ön planda kalmış, akımdan söz edilmemiştir. Gerilim modlu, yani gerilimin akıma göre daha ön planda olduğu ya da giriş çıkış büyüklüklerinin gerilim esaslı olduğu devrelerin, teorik olarak ortaya çıkışı çok eski zamanlara dayanmak ile birlikte, pratik yapılanma özellikle 1940'lerden sonra temel

elemanlardan kabul edilen Op-Amp'ın keşfiyle hızlı bir gelişime uğramıştır. 1960'ların sonuna kadar geliştirilen teorilerin neredeyse tamamı gerilim modlu devrelere aittir.

İlerleyen yıllarda akım modlu devreler için temel adımlardan sayılan akım taşıyıcıların ortaya çıkmasından sonra akım modlu devreler çoğu araştırmacının ilgisini çekmiştir (Smith and Sedra, 1968). Aslında önceki 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 işleyen devre yapısı Gilberts tarafından translineer çevrim teorisi ile ortaya atılmıştır (Gilbert, 1975). 1970'li yıllarda akım modlu devrelerin sistem performanslarının gerilim modlu devrelere göre daha iyi olduğu anlaşılmıştır (Wilson, 1989).

Bu gelişmelerden sonra akım modlu devrelerde işaret işleme denildiğinde akımın işlenmesi, transfer fonksiyonu denildiğinde ise giriş ve çıkış akım büyüklüklerinin oranı olduğu anlaşılması gerekmektedir (Mahattanakul and Toumazou, 1998).

Akım modlu devrelerin gelişimindeki etkenlerden en önemlisi uç denklemlerinde akım bilgileri içeren yarıiletken devre elemanlarının geliştirilmesidir (Wilson, 1989). Buna rağmen 1990'lı yıllara kadar akım modlu devre kavramı çok fazla ilgi görmemiştir (Schmid, 2002). Özellikle çift kutuplu (BJT) ve alan etkili (FET) transistörler ile tasarlanan akım modlu devre yapılarının kolaylık ile entegre edilebilmesinden sonra ticari amaçlı üretimler başlamıştır.

Son çalışmalarda elde edilen deneysel sonuçlar ile akım modlu devrelerin gerilim modlu devrelere göre yüksek hız, bant genişliği, doğruluk, lineerlik ve mimari yapıda kolaylık yönlerinden üstünlükleri olduğu tespit edilmiştir (Lidgey and Toumazou, 1991), (Ramirez-Angulo, 1992), (Wu and El-Masry, 1997). Ayrıca son teknolojik

gelişmeler ile düşük güç tüketiminin öneminin artması akım modlu devrelerin gelişimini ve konu üzerindeki ilgiyi olumlu yönde etkilemiştir (Nabicht ve diğ., 1995).

Akım modlu devreler en son uygulama alanlarından sayılan ELIN devreler ile gelişimini sürdürmektedir. Böylece ELIN filtreler yeni iletişim çağı teknolojisinde yerini almaktadır.

1.2.2 Logaritmik Ortamlı Filtre Devreleri

Filtre tasarımında lineer olmayan bir ortamın kullanılması fikri ilk defa 1979 yılında ortaya atılmıştır (Adams,1979). Adams, makalesinde lineerlikten oldukça uzak karakteristiği olan bir devre ile lineer giriş çıkış oranına sahip bir sistem tasarlamıştır. Adams, devresinde giriş işaretine logaritmik bir fonksiyon uygulamış, sonra filtreleme işlemini gerçekleştirmiş, daha sonra da çıkışta giriş fonksiyonunun tersi olan üstel bir fonksiyon uygulamıştır. Yani önce işaret logaritmik ortama girmekte, sonra filtreleme işlemi bu lineer olmayan ortamda gerçekleşmekte, daha sonra da çıkışta üstel bir fonksiyon ile tekrar lineer ortama dönüş yapılmaktadır. Böylece günümüzde kullanılan logaritmik ortamlı filtre kavramının temelleri bu makalede atılmış olmaktadır.

Adams'ın logaritmik ortamlı filtresinde öncelikli öneme sahip olan işaret akımdır. Bu yüzden filtre akım modlu olarak kabul edilebilir. Fakat kullanılan elemanların tamamı akım modlu değildir. Örneğin Adams'ın devresinde temel eleman olarak kullanılan Op-Amp devre elemanı, gerilim bilgisine göre çalışır. Buna rağmen Adams'ın devresinde giriş çıkış büyüklükleri akımdır. Dolayısıyla transfer fonksiyonu A/A oranındadır.

Adams tarafından tasarlanan filtrenin yüksek frekanslara uyumlu olması ve elektronik olarak frekans ayarlaması yapılabilmesi diğer anlayışlara göre başta gelen üstünlükleridir.

Logaritmik ortamlı filtrelerin en önemli özelliklerinden birisi işaretin sıkıştırıp, genişletilmesidir. Bu işlemin filtrelere uygulanmasının teorik olarak açıklanması 1990'lı

yıllara dayanmaktadır. Filtrelerde işaretin sıkıştırılması ve genişletilmesi işleminin ortaya çıkmasında önemli bir yere sahip olan Tsividis'e göre devre tasarımında karşılaşılan sorunların başında gürültü problemi gelmektedir. Gürültü sorununun sebebi yüksek Q (kalite faktörü)'lu devre gerçekleştirme isteğidir. Yüksek Q'lu devrelerde büyük değerli kapasitörler ve güçlü transistörler olması gerekmektedir. Büyük değerli kapasitelerdeki yüksek gerilim birikmesi gürültüye sebep olmaktadır. Ayrıca boyutta meydana gelen olumsuz değişikliklerden dolayı entegre edilme zorlukları da ortaya çıkmaktadır. Bu sorun işaretin sıkıştırılması ile çözüme kavuşur. Sıkıştırılmış işaretle işlem yapılması meydana gelebilecek gürültü oranını düşürecektir. Aynı zamanda istenilen Q oranı da sağlanmış olacaktır. Yani önce işaret sıkıştırılıp filtreleme işlemi yapılmakta, daha sonrada genişletilerek istenilen seviyeye getirilmektedir (Tsividis ve diğ., 1990), (Mulder ve diğ., 1997). Böylece sıkıştırma işlemi ile gürültü oranı azalmış olmaktadır (Seevinck, 1990). Logaritmik ortamlı filtrelerde de buna bezer bir akış vardır. Önce akımın logaritması alınarak işaret sıkıştırılmakta, daha sonra filtreleme işlemi gerçekleştirilmektedir. Çıkışta ise istenmeyen frekanslardan süzülmuş işaretin üsteli alınarak işaret genişletilmekte, dolayısıyla logaritmik ortamdan çıkılmış olmaktadır. (Frey, 1996).

Adams'ın lineer olmayan ortamda filtreleme fikrini ortaya attığı günden sonra uzun yıllar araştırmacılar logaritmik ortamlı filtre konusu üzerine çalışma yapmamışlardır. 1993 yılında Frey konuya farklı bir yorum getirmiştir (Frey, 1993a). Genel olarak Adams'ın prensiplerini kullanan yazar, üstel dönüşüm kullanarak ve bazı akılcı kabuller yaparak durum uzayı metodu ile sentezini tamamlamıştır. Sentez sonucunda sadece akım kaynağı kondansatör ve BJT transistörlerden oluşan logaritmik ortamlı filtresini sunmuştur. En önemlisi Frey bu makalesinde Adams'ın kısıtlı bir mimaride öne sürdüğü anlayışı geliştirmiş, n. dereceden genel bir logaritmik ortamlı filtrenin sentezinin teorisini ortaya koymuştur.

Frey tarafından geliştirilen sentez yönteminin temel işlem basamakları şöyledir:

1. Sistem denklemlerinin oluşturulması
2. Değişken dönüşümü

3. Devre denklemlerinin oluşturulması
4. Devrenin gerçekleşmesi

Frey tarafından 1993 yılında yazılan bu makale, yeni nesil akım modlu aktif filtrelerde temel teşkil edecek bir sunum olarak bilim dünyasında yerini almıştır. Aynı zamanda logaritmik ortamlı filtrelerin sistematik temelleri atılmıştır.

Logaritmik ortamlı filtrelerin yüksek frekanslara uygunluğu ve elektronik olarak ayarlanabilir olması iki önemli üstünlük noktası olarak kabul görmesini sağlamıştır (Frey, 1993b). Lineer olmayan devre elemanları ile lineer bir transfer fonksiyonunun geniş bir band aralığında gerçekleşmesi ve deneysel olarak sonuçların alınması konunun geçerliliğini arttırmıştır (Frey, 1993b), (Frey, 1996b), (Frey, 1994).

Daha sonraları logaritmik ortamda uyarlamalı analog filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Böylece gerçekleşmesi çok zor olan dijital yüksek frekanslı uygulamaların tasarımı mümkün hale gelmiştir (Frey, 1996a).

Frey bundan sonraki çalışmasında konuyu biraz daha geliştirmiş, logaritmik ortamlı sentezi genel ifadeler ile tanımlayarak, MSS (Mapped State Space) filtre olarak adlandırmıştır (Frey, 1996b). Frey, MSS filtreleri ESS (Exponential State Space) ve PSS (Polynomial State Space) filtreler olarak iki alt kola ayırmıştır. ESS filtrelerde üstel, PSS filtrelerde ise polinomik bir dönüşüm kullanılarak devre denklemlerinin oluşturulabileceğini, pratik olarak ise ESS filtrelerin BJT, PSS filtrelerin ise FET ile gerçekleştirilebileceğini belirtmiştir.

Frey bu makalesinde 1993 yılındaki ilk sunumundan farklı olarak dönüşüm fonksiyonunda tekil bir üstel yapı yerine özel birleşik üstel fonksiyonlar kullanılmıştır. Birleşik dönüşüm fonksiyonları sonucunda tümleşik devre yapıları elde etmiştir. Elde ettiği devre yapılarına E^+ , E^- , \sinh ve \tanh filtreler ismini vermiştir. (Frey, 1996b).

Tsividis, Adams tarafından ortaya atılan, Frey tarafından geliştirilen bu yeni filtre anlayışına farklı bir açıdan yaklaşmıştır. Sistemi dıştan doğrusal, içten doğrusal

olmayan (ELIN, Externally Linear Internally Nonlinear) olarak tanımlamıştır. Bu sebepten dolayı lineer bir ilişkinin olduğu giriş çıkış büyüklüklerinin zamanla değişmediğini (ETI, Externally Time Invariant), nonlineer bir ilişkinin olduğu iç yapının ise zamanla değişen (ITV, Internally Time Varying) dinamik bir karakteristiğe sahip olduğunu belirtmiştir. Böyle bir sistemin durum denklemlerini Frey'dan farklı olarak değişkenleri dönüşüm yaparak değil de matematiksel olarak blok yapılar ile modellemiş ve her bir bloğu gerçeklemiştir. Fakat Tsividis elde ettiği sistem durum denklemlerinden ön şartları sağlamayanların gerçekleştirilmesi için Frey'ın da kullandığı matematiksel olarak kısıtlı ve zor olan uygunlaştırma matrisini kullanmıştır (Tsividis, 1997).

Akım modlu filtre olarak literatürde yerini alan ELIN devreler ileri yönde kutuplanmış jonksiyonlardan dolayı translineer çevrime uygundur. Oluşturulacak kapalı bir çevrim ile devre üzerindeki bilinmeyen akım ve gerilimler bulunabilir (Gilbert, 1975). Bu translineer yapıdan faydalanarak farklı analiz yöntemleri geliştirilmiştir (Mulder ve diğ., 1997).

ELIN filtrelerin gündemde kalmasının başka bir sebebi de yapının analog devre tasarım teknolojisinde düşük güç tüketimi ve düşük besleme gerilimine doğru olan yönelime uygun olmasıdır (Mulder ve diğ., 1997), (Nabicht ve diğ., 1995). Akım modlu devreler sınıfında yer alan ELIN filtrelerin düşük empedanslı düğümlere sahip olması gerilim salınımlarının düşük seviyede kalmasına, dolayısıyla gerilim ihtiyacının azalmasına ve gürültü oranının düşmesine neden olmaktadır (Allstot, 1991), (Mahattanakul and Toumazou, 1998), (Mulder ve diğ., 1997). Ayrıca günümüzde kullanılan taşınabilir elektronik cihazlarda düşük güç tüketimine ihtiyaç duyulması ELIN filtrelerdeki çalışmaların bu noktalara kaymasına sebep olmuştur. Konu üzerinde çeşitli araştırmacılar farklı yöntemler kullanarak güç tüketimini düşürmeyi başarmışlardır (Enz ve diğ., 1999), (Enz and Punzberger, 1998), (Punzberger and Enz, 1999), (Yang ve diğ., 1996).

İdeal ve gerçek elemanlar ile yapılan analizler arasında, değişik faktörlere bağlı olarak, değişik band aralıklarında, bazı farkların ve bozulmaların olduğu görülmüştür (Leung and Roberts, 2000). Yarıiletken elemanların ideal olmayan karakteristiklerinden

kaynaklanan bu hatalar modellenerek araştırılmıştır (Frey, 1999). Özellikle ideal olmayan etkilerin gürültü oranı üzerindeki etkileri araştırma konusu olmuştur (Mulder ve diğ., 1999), (Toth ve diğ., 2000). Gürültüye sebep olan bozucu etkiler blok olarak modellenmiş, işaretin genliği ve frekansı ile nasıl değiştiği açıklanmıştır (Punzenberger and Enz, 1998). Bir kısım bilim adamı da yüksek frekans uygulamalarında oluşan bozucu parazit etkilerin çalışma performansını nasıl etkilediğini araştırmışlardır (El-Gamal and Roberts, 1998).

Lineer olmayan ortamlarda filtre tasarımı konusunun gündeme ilk geldiği günlerden bu yana araştırmacılar durum uzayı, blok modelleme gibi çeşitli tasarım yöntemleri geliştirmişlerdir (Frey, 1993a) (Perry and Roberts, 1995). Filtre tasarımında klasik pasif ve aktif anlayış ile logaritmik ortamlı filtreler arasındaki farkların irdelenmesi ve farklı yöntemler ile farklı devre elemanları ve devre yapılarından elde edilen sonuçların karşılaştırılması yine ELIN filtrelerin gelişiminde büyük pay sahibi olan Frey tarafından kaleme alınmıştır (Frey, 2000). Ayrıca 2001 yılında yayınlanan makalesinde Frey, bu konuda daha genel bir sentez metodu sunmuştur (Frey ve diğ., 2001).

Gelişmelerin günümüzde de hızla devam ettiği lineer olmayan ortamlarda gerçekleştirilen lineer davranışlı filtre uygulamalarının, yani logaritmik ortamlı filtrelerin ya da daha geniş olarak ELIN filtrelerin, ilerleyen günlerde geçerliliğini daha da arttıracığı söylenebilir.

1.2.3 AB Sınıfı Devreler

AB sınıfı devre mantığının ilk defa ortaya çıkışı yükselteç devrelerinde, A ve B sınıfı devrelerden sonra olmuştur. Her üç sınıf devre yapısının çalışma prensipleri arasında farklılıklar vardır. Bu farklılıklar da beraberinde birbirleri arasında bazı üstünlükler getirmektedir. Örneğin A sınıfı devrelerde kullanılan tüm transistörler uygulanan DC öteleme sayesinde çalışma zamanının tamamında iletimde kalırken, B sınıfı devrelerde ise transistörler belirli aralıklarda iletimde belirli aralıklarda da yalıtımda kalmaktadır. Bu sebeplerden dolayı A sınıfı devrelerde gürültü seviyesi yüksek iken, B sınıfı

devrelerde düşüktür. Fakat B sınıfı devrelerde sürekli iletimden yalıtıma, yalıtımdan da iletme geçiş söz konusu olduğu için sıfır geçiş bozulması olmaktadır. AB sınıfı devrelerin farklı olan yanı ise DC bir ötelemeye ihtiyaç duymadan tüm elemanların iletimde kalmasıdır. Böylece düşük gürültülü ve sıfır geçiş bozulması olmadan sürekli bir işaret akışı sağlanmaktadır.

AB sınıfı yükselteçlerin genel çalışma prensibinin filtreleme uygulanması ile AB sınıfı filtreler elde edilmiştir (Seevinck, 1990). Seevinck, makalesinde sıkıştırılmış akım modlu bir integral alıcı devre üzerinde yaptığı çalışmaları sunmuştur. Öncelikle akım modlu integral alıcı A sınıfı bir devrenin blok şemasını belirlemiş, sonra blok şemasındaki her bir bloğun matematiksel karşılıklarından faydalanarak gerçek elemanlar ile tasarımını tamamlamıştır. Daha sonra A sınıfı devre için elde ettiği diferansiyel denklemindeki değişkenleri özel bir yöntem kullanarak ikiye ayırmış ve her birini birbiri ile etkileşimli tek bir devre olarak gerçeklemiştir. Böylece Seevinck AB sınıfı filtre tasarımını tamamlayarak yeni bir filtre çeşidi olarak sunmuştur. Aynı zamanda Seevinck makalesinde gerçekleştirdiği A ve AB sınıfı devreleri karşılaştırmış, aralarındaki farkları irdelenmiştir. Seevinck, yaptığı analizler sonucunda AB sınıfı devrelerin A sınıfı devrelere göre çalışma aralığının yüksek, gürültü seviyesinin düşük olduğunu belirtmiştir.

Frey, Seevinck tarafından ortaya atılan AB sınıfı devre yapısını geliştirmiş ve logaritmik ortamlı diferansiyel filtreleme uygulamıştır (Frey, 1994). Diferansiyel AB sınıfı filtreler temelde iki parçadan oluşmaktadırlar. Bu yüzden giriş işaretinin de ikiye bölünmesi gerekmektedir. Frey makalesinde giriş işaretini ikiye ayırmak için kullanılan farklı devre seçeneklerini de sunmuştur.

Daha sonraki yıllarda konu üzerine çok fazla çalışma yapılmamıştır. Bunun sebebi 1994 yılında Frey tarafından kaleme alınan makalede sınırlı bir kavram açıklaması verildiğinden dolayıdır. Makalede genel sentez yöntemleri üzerine çalışmalar bulunmamaktadır. Bu da konunun fazla ilgi toplamasını engellemiştir.

AB sınıfı dinamik sistemler için durum uzayı metodu 1990'lı yılların sonunda tanımlanmıştır (Frey and Tola, 1999). Makalede, AB sınıfı dinamik devrelerin logaritmik ortamda gerçekleşmesine ilişkin temel kurallar açıklanmıştır. Özellikle logaritmik ortamlı filtrelerin gerçekleşmesi esnasında karşılaşılan kısıtlamalar, sunulan bir teorem ile denklem olarak ifade edilmiştir. Logaritmik ortamlı filtrelerin gelişiminde önemli bir yere sahip olan teoremden logaritmik ortama geçiş için gerekli ön şartların sağlanmasının nelere bağlı olduğu açıklanmıştır. Böylece logaritmik ortamlı filtrelerin sentezinde karşılaşılan sorun tanımlanmış olmaktadır.

Daha önce yayınlanan makalelerde ön şartları sağlamayan A sınıfı devreler için durum denklemleri özel uygunlaştırıcı matris ile genişletilmekteydi (Tsividis, 1997), (Frey, 1993a). Durum denklemlerinin karakteristik özelliklerini değiştirmeden ön şartları sağlar hale getirecek uygunlaştırma matrisinin belirlenmesi önemli bir sorun olmaktadır. Bu makale ile birlikte ön şartları sağlamayan durum denklemleri, uygunlaştırma matrisi olmadan AB sınıfı modelleme ile gerçekleştirilebileceği anlaşılmıştır. Bunun şöyle önemli bir sonucu vardır: Artık logaritmik ortamda tüm denklem sistemleri AB sınıfı yapı kullanılarak gerçekleştirilebilmektedir. Çünkü makalede genel bir sentez yöntemi sunulmuştur. Yani ELIN filtre anlayışının yaygınlaşmış kabul görmesinde önemli bir engel olarak karşılaşılan sorun ortadan kalkmış olmaktadır. Üstelik yapılan analizler sonucunda A sınıfı devrelere göre band genişliği ve gürültü oranları bakımından da üstünlük sağladığı gözlemlenmiştir.

Önemli bir gelişme olarak yerini alan AB sınıfı lineer davranışlı, nonlinear ortamlı filtre yapısı 2000 yılında yazılan bir makalede geliştirilen farklı devre yapıları ile örneklenme fırsatı bulmuştur (Tola and Frey, 2000). Durum denklemlerine eklenen ilave girişlerin farklı fonksiyon seçeneklerinden elde edilen devre yapıları birbirleri ile ayrıntılı olarak karşılaştırılmıştır. Bu tezde incelenen eliptik filtrelerin logaritmik ortamda gerçekleşmesinde bu makalede önerilen farklı seçeneklerden yararlanılmış ve bunlar ilerleyen bölümlerde sunulmuştur.

Tola ve Frey tarafından yayımlanan bu makalede, ayrıca gürültü seviyelerinin, sonlu değere sahip akım kazancının, çalışma sırasında oluşan parazitik dirençlerin ve diğer

ideal olmayan etkilerin oluşturduğu bozulmalar incelenmiş, hem denklemsel olarak hem de simülasyon sonuçlarından faydalanarak karşılaştırılmıştır. Böylece farklı devre seçeneklerinin çeşitli noktalardan performansları irdelenmiştir.

1.2.4 Eliptik Filtrelerin Logaritmik Ortamda Gerçeklenmesi

Bu kısımda eliptik filtrelerin gelişimini anlatmak yerine eliptik filtrelerin veya daha genel olarak merdiven LC yapılı filtrelerin ELIN filtrelerdeki eşdeğer devrelerinin tarihi gelişimi üzerinde durulacaktır. Bunun sebebi eliptik filtrelerin matematiksel olarak kitaplara geçmiş ve gelişimini tamamlamış olmasıdır. Fakat aynı matematiksel yapının değişen ve ilerleyen devre elemanları ve yapıları ile gerçekleşmesi hala gelişimini sürdürmektedir.

Aktif elemanların ortaya çıktığı günlerden bu yana klasik pasif filtrelerin eşdeğerleri araştırılmaktadır. Bunun sebebi pasif filtrelerin entegre teknolojisine olan uyumsuzluğu ve hem çok düşük hem de yüksek frekanslara ulaşamayışdır. (Sedra and Smith, 1991) Özellikle yarıiletken teknolojisinin gelişmesi ile pasif elemanların işlevine sahip aktif blok yapılar geliştirilmiş ve entegre edilemeyen elemanlar tek tek modeller ile yer değiştirilerek daha yüksek frekanslı eşdeğer devreler gerçekleştirilmiştir. Böylece önemli bir sorun aşılmış olmaktadır.

Fakat hala filtre teknolojisi gelişen çağın gereklerine uyum sağlamış değildir. Bu yüzden üçüncü basamak olarak pasif filtre devrelerinin eşdeğeri olarak yüksek frekanslara uyum sağlayabilen, düşük gürültülü, düşük güç tüketimine sahip ve entegre teknolojisine uygun ELIN filtreler geliştirilmiştir.

Özellikle pasif merdiven LC yapılar çeşitli yöntemler kullanılarak logaritmik ortamlı karşılıkları ile gerçekleştirilmiştir. Eliptik filtreleri de kapsayan bu yapı üzerinde araştırmacılar çeşitli çalışmalar yapılmıştır (Drakakis ve diğ., 2001).

Araştırmacıların bir kısmı merdiven LC yapılarıdaki elemanların tek tek karşılıklarını blok yapılar ile modellemiş, modellerin logaritmik ortamlı devrelerdeki eşdeğerlerini belirleyip tüm devreyi logaritmik ortamlı olarak gerçekleştirmişlerdir (Perry and Roberts, 1995), (Pery and Roberts, 1996).

Konu üzerindeki önemli örneklerden bir tanesi de AB sınıfı logaritmik ortamlı integral alıcı bir filtre tasarımının üçüncü dereceden eliptik filtre üzerinde uygulanmasıdır (Yang, 1996). Makalede belirlenen LC merdiven yapılı eliptik filtre lineer ve nonlinear ortamlarda ayrı ayrı gerçeklenmiştir.

Bu makalede, lineer ortamda OTA elemanları ile eliptik filtrenin gerçekleştirilmesi için devre üzerinde bazı uygunlaştırmalar yapılmak zorunda kalınmıştır. Bunun sebebi dinamik düğümler arası kalan (floating) kondansatörün kaldırılma gereksinimidir. İki düğüm arasında bulunan yani bir ucu topraklı olmayan kondansatörün kaldırılması ile uç düğüm gerilimlerinin lineer olmayan etkilerinden kaynaklanan olumsuzluklar ortadan kalkacaktır. Değıştirilmiş pasif yapı, g_m elemanları ile gerçekleştirilmiştir.

Lineer olmayan ortamda eliptik filtreyi gerçekleştirmek için ise öncelikle temel integral alıcı yapı açıklanmış daha sonra AB sınıfı, çok girişli, integral alıcı, logaritmik ortamlı ve Seevinck yapılı devre blok olarak modellenmiştir. Blok yapılar birleştirilerek eliptik yapı elde edilmiştir. Giriş işareti özel bir ayırıcı devre ile AB sınıfı yapıya uygun hale getirilmiştir.

Yang'ın makalesindeki simülasyonlarda gerçek değerler kullanılmaya dikkat edilmiştir. Giriş frekans aralığı, bozulma ve gürültü oranları araştırılmıştır.

1.3 Tez Amacı ve Tez Tanıtımı

Logaritmik ortam filtreleri ya da daha genel ifadesi ile ELIN filtreleri 90'lı yılların sonunda bilim dünyasında popüler hale gelmiş ve önceki kısımlarda kısa özeti verildiği gibi bir çok araştırmacı konunun farklı yanlarını ele alarak çalışmalar yapmışlardır.

Literatür özetinde temas edildiği gibi, eliptik filtre yaklaşımı kullanılarak logaritmik ortamlı filtre tasarımları ile ilgilenen araştırmacı sayısı çok azdır. Bu araştırmacılar da genelde işaret akış metodu kullanarak sentezlerini gerçekleştirmişlerdir. Literatürde bu tezin amacı olan logaritmik ortamlı eliptik filtrelerin durum uzayı metodu kullanılarak sentezine ilişkin çalışmaya rastlanılmamıştır.

Bu tezin amacı, genelde n . derece bir eliptik filtrenin ELIN filtreler ile, daha özelden de logaritmik ortamlı filtreler ile, durum uzayı metodu kullanılarak sentezinin yapılmasıdır. Bu amaçla, önce ELIN/MSS filtrelerin alt kolu olan ESS filtrelerin genel sentezine ilişkin teorik altyapı oluşturulacak, daha sonra bu temelden faydalanarak logaritmik ortamlı filtrelerin n . dereceden genel sentezine ait bir yöntem geliştirilecektir. Geliştirilen yöntemde ortaya çıkan sorunların aşılabilmesi için yöntem tasarımının AB sınıfı fark alan yapıda gerçekleştirilebilmesine uygun hale getirilecektir. Elde edilen bu genel sentez yöntemi kullanılarak tezin asıl amacı olan eliptik filtrelerin logaritmik ortamda sentezi yapılacaktır. İşlem kolaylığı açısından eliptik filtre tasarımları üçüncü derece ve tek girişli tek çıkışlı bir devre ile sınırlı tutulmuş olup, ele alınan yöntem rahatlıkla n .dereceden m girişli k çıkışlı bir sisteme uygulanabilir.

Logaritmik ortamda sentezin yapılabilmesi için öncelikle teorik bilgi tabanının oluşturulması gerekir. Bunun için öncelikle Bölüm 2’de logaritmik ortamlı filtrelerin genel filtre ailesi içindeki yerinin belirlenmesi yapılacaktır. Dolayısıyla logaritmik ortamlı filtrelerin sınıflandırılması yapılarak genel özellikleri belirlenmiş olacaktır. Aynı zamanda bu bölümde logaritmik ortamlı filtrelerin tanımı ve üstünlükleri irdelenecektir. Kavramsal olarak lineer olmayan ortamlı fakat lineer davranışlı ya da başka bir ifade ile lineer olmayan devre elemanları ile lineer davranışlı bir filtrenin fikri oluştuktan hemen sonra konu üzerinde basit fakat çok önemli bir devre örnek olarak incelenecektir. Örnek olarak seçilen devre ilk defa lineer olmayan ortamda çalışarak lineer bir transfer fonksiyonu elde eden Adams’a aittir. Adams’ın tasarladığı devrenin analizi yapılarak böyle bir devrenin çalışma prensibi ortaya konulacaktır. Böylece konuya hem kavramsal hem de bir örnek ile iyi bir giriş yapılmış olacaktır.

Bundan sonraki bölüm olan Bölüm 3'de ise Adams'ın ilk tasarladığı devreden sonraki gelişmelerin ortaya çıkardığı ilerlemelerin tanım, metot ve prensip olarak incelenmesi yapılacaktır. Bu, sentez esnasında kullanılacak tanım ve yöntemlerin belirlenmesi adına zorunludur. Daha başka bir ifade ile bu bölümde literatür taraması ile anlatılan temel basamakların ve konunun bütününe yansıyan önemli bilgi altyapılarının teknik olarak incelenmesi yapılacaktır. Böylelikle sentez ve analiz sırasında kullanılan yöntemler ve devrenin gerçekleşmesi esnasında farklı mimarilerdeki devrelerin incelenmesi tamamlanmış olacaktır. Daha açık bir ifade ile bu bölümde sentez için durum uzayı metodu, sentez sonucunda oluşan devre mimarisinin sınıflandırılması için devre yapıları, çalışma prensibine göre elde edilen devrenin diğer devrelerden farklılıklarının belirlenmesi için translineer prensibinin bilgi altyapısı verilecektir.

Teorik altyapının tamamlanmasından sonra Bölüm 4'de sentez yöntemlerine ilişkin genel matematiksel sistematığı belirlenecektir. Bir eşlenme ve çeşitli matematiksel kabuller sonrasında ortaya çıkan devre denklemlerinin gerçekleşmesi mantığına sahip tüm MSS filtrelerin durum uzayında sentezinin genel yapısı ortaya atılacaktır. Bu temellerden sonra logaritmik ortamlı filtrelerin genel sentezine ilişkin kuralların ayrıntılı incelemesi yapılacaktır. Logaritmik ortamda sentezin yapılabilmesi için ön, gerek ve yeter şartlar belirlenecek tüm olası durumlar tartışılacaktır. Bunların yanında belirlenen gerçekleştirme şartlarını sağlamayan sistemlerin uygunlaştırma yöntemleri tanıtılacaktır. Ayrıca tezde kullanılacak uygunlaştırma yöntemi olan fark alan tip AB sınıfı devrelerin sayısal bir örnek üzerinde incelenmesi yapılacaktır. Böylece n. dereceden logaritmik ortamlı filtrelerin sentez yöntemleri sistematik olarak belirlenmiş olacaktır.

Bundan önceki bölümlerde anlatılan genel senteze ilişkin kurallar Bölüm 5'de birinci dereceden bir örnek üzerinde uygulanacaktır. n. dereceden belirlenen denklemlerde $n=1$ seçilmesi ile elde edilen denklemlerden yola çıkılarak gerçekleştirilen A ve AB sınıfı logaritmik ortamlı filtre devreleri analiz ve simülasyonlar ile desteklenecektir.

Bölüm 6'ya kadar genelde logaritmik ortamlı filtrelerin tanıtılması yapılmış olacaktır. Bölüm 6'da ise tezde gerçekleştirilecek olan eliptik filtre yaklaşımı incelenecek ve genel tanımlar verilecektir.

Bölüm 7’de önceki bölümlerde anlatılan genel prensipler göz önünde tutularak 3. dereceden eliptik bir filtrenin sentezi yapılacaktır. Senteze başlanmadan önce istenilen karakteristiklere sahip transfer fonksiyonunun belirlenmesi gerekecektir. Bunun için MatLab programının özel bir kütüphanesi kullanılarak yazılan program tanıtılacaktır. Daha sonra da devre denklemlerindeki bazı değişiklikler ile farklı devre yapıları gerçekleştirilecek, her birinin üstünlükleri ve eksik olduğu yönler karşılaştırılacaktır.

Sonuç bölümü olan Bölüm 8’de ise tezde yapılan veya yapılamayan çalışmalar tartışılacaktır. Bölüm 7’de elde edilen devrelerin çeşitli verilere göre karşılaştırılması yapılacaktır. Böylelikle kullanım alanına göre uygun seçeneğin belirlenmesi yapılacaktır. Konu üzerinde daha sonra yapılabilecek çalışmalar belirtilecektir.

İKİNCİ BÖLÜM

NONLİNEER KARAKTERİSTİKLİ DEVRE ELEMENLARI İLE LİNEER DAVRANIŞLI DEVRELERİN SENTEZİ

2.1 Filtrelere Genel Bir Bakış

Elektrik elektronik mühendisliğindeki önemli konulardan bir tanesi istenilen niteliklere sahip devreleri, önce teorik olarak tasarlayıp, daha sonra da pratik olarak gerçekleştirmektir. Genel olarak bir devrenin üç adet önemli tanımlayıcı bilgisi vardır. Bir sistemin girişleri, çıkışları ve matematiksel modeli, sistemi blok olarak ifade etmek için yeterlidir. Gerçekleştirilmesi düşünülen sistemlerin bu tanımlayıcı bilgilere göre tasarlanması gerekmektedir. Genel olarak bir sistemde n adet giriş, m adet çıkış ve her bir giriş ile çıkış arasında tanımlı $n \times m$ adet matematiksel model vardır. Böyle bir sistemin blok şeması Şekil 2.1’de görüldüğü gibidir.



Şekil 2.1: Genel bir sistemin blok şeması

Daha özel olarak bir girişli bir çıkışlı bir sistemi ele alalım. Sistemin işlevine göre matematiksel modelin bağlı olduğu değişken farklıdır. Matematiksel modelin bağlı olduğu değişken ile çalışma ortamı belirlenir. Bir sistem, her bir çalışma ortamında tanımlı tek bir matematiksel modele sahiptir. Mesela sistemin matematiksel modeli zaman ortamında tanımlı ise devrenin zaman ortamında yazılabilen, 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 adlandırılır. Devrelerin, sıklıkla transfer fonksiyonundan hareketle sentezi yapılır. Tezin ilerleyen bölümlerinde, Laplace ortamında transfer fonksiyonu verilen bir sistemin önce zaman ortamında durum uzayında modellenmesi yapılacak, daha sonra da bu model logaritmik ortama transfer edilerek sentez gerçekleştirilecektir.

Elektronik devre sentezinde istenilen bir transfer fonksiyonunu gerçekleştirecek birden fazla devre yapısı tasarlanabilir. Farklı devre yapılarının sayısı hızla ilerleyen teknolojik seviye 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 geliştirilmesi; ikincisi ise yarı iletken teknolojisindeki ilerlemeler ve buna bağlı olarak ortaya çıkan yeni elektronik elemanlar ile farklı devre yapılarının ortaya çıkmasıdır.

Osilatörler, yükselteçler ve filtreler elektrik elektronik mühendisliğinde temel olarak yapılan sentezlere verilebilecek örneklerdendir. Bu devre yapılarının her biri farklı amaçlar için, farklı yöntemler kullanılarak, tasarlanır. Elektronik teknolojisinde bu kadar çok çeşitli devre yapılarının elde edilmesinde en büyük pay, temel devre sentez yöntemlerinde meydana gelen ilerlemelerdir.

Teorik alt yapılar üzerine inşa edilen farklı devre yapılarından en önemlilerinden bir tanesi de filtrelerdir. Bu tezin temel konusu olan filtreler üzerine uzun yıllardır çeşitli araştırmalar yapılmıştır. Bu araştırmalar sonucunda çok sayıda filtre çeşidi elde edilmiştir. Daha önce de bahsedildiği gibi, bu filtre çeşitlerinin bir çoğu aynı transfer fonksiyonuna sahip olabilir. Fakat transfer fonksiyonlarının aynı olması tüm özelliklerinin aynı olacağı anlamına gelmez. Tasarlanan devrelerin istenilen birçok kriterleri sağlaması istenmektedir. Çoğu tasarımcı sentezini yaptığı devrenin düşük güç tüketmesini, gürültü oranının en az seviyede kalmasını, lineerliği tam sağlamasını, en az elemanla gerçekleşmesini, maliyetinin daha az olmasını, daha çok giriş aralığında ve daha büyük band genişliğinde çalışmasını hedefler. Fakat bu istenilen özelliklerin hepsinin aynı devre için sağlanması mümkün değildir. Bundan dolayı devrelerin kullanım yerlerine göre bazı özelliklerden taviz verilebilmektedir.

Bu bahsedilen kriterlere ek olarak çağın zorunlu kıldığı bazı ilave özelliklerin de dikkate alınması mecburidir. Bilindiği gibi, yüzyılımızda elektronik sektörü daha ziyade haberleşme ve tıbbi elektronik sektörleri üzerine yoğunlaşmıştır. İletişim ve biyomedikal cihazların gereği olarak, küçük ve taşınabilirlik özelliği, zamanı ve teknolojiyi en verimli kullanmak adına önemli katkılar sağlamaktadır. Bu sebeplerden dolayı sektörlerin ihtiyacı olan yüksek frekans, düşük güç ve düşük gerilim kriterleri üzerine araştırmalar yapılmaktadır. Yapılan çalışmalar günümüzde de devam etmekte, teknolojik gelişim sürmektedir (Finci ve diğ., 1999).

Filtreleri değişik amaçlar için farklı farklı sınıflamak mümkündür. Öncelikle filtreler gerçekleşmesinde kullanılan elemanların çeşidine göre ikiye ayrılırlar. Eğer devre sadece, herhangi bir ilave beslemeye ihtiyaç duymayan, direnç kondansatör gibi pasif elemanlardan oluşmuş ise pasif filtre, transistor veya op-amp gibi aktif elemanlardan meydana geliyorsa aktif filtre ismini alır.

Filtre devrelerindeki diğer bir ayrım noktası da kullanılan işaretin niteliğine göre dir. Elektriksel işaretlerin cinsine göre filtreler farklı isimler alırlar. Devredeki elektriksel işaretin niteliği devredeki bağımsız değişkenler yani bağımsız kaynaklar tarafından belirlenir. Devrede işlenen işaret Sürekli/Ayrık veya Analog/Sayısal (Dijital) olabilir (Lathi, B. P., 1992).

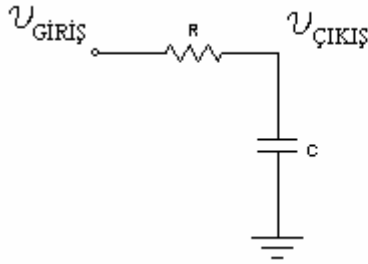
Herhangi bir t_1 anından sonsuz küçük ϵ kadar önceki zaman t_{1-} , ϵ kadar sonraki zaman t_{1+} olsun. Eğer herhangi bir x fonksiyonunda $x(t_{1-})=x(t_1)=x(t_{1+})$ ise x fonksiyonu sürekli bir fonksiyondur, aksi taktirde süreksiz bir fonksiyon ya da t_1 anında süreksizliğe sahiptir (Soliman, S. S. and Srinath M. D., 1998). Eğer işaret sadece belirli değerler için tanımlı ise ayrık zamanlı işaret olarak adlandırılır. Sürekli zamanlı işaretler, zamanın her noktasında bir büyüklüğe sahip iken; ayrık zamanlı işaretlerin sadece tanımlanmış zaman anlarında bir büyüklüğü vardır. Sürekli zamanlı bir işaret ile çalışan filtrelere sürekli zamanlı filtreler; ayrık zamanlı işaret ile çalışan filtrelere ayrık zamanlı filtreler denilir.

Analog işaret ile sayısal işaret arasındaki fark ise işaretlerin aldığı genlik değerleri ile alakalıdır. Analog işaretler herhangi bir genlik değerine sahip olabilirken, sayısal işaretler sadece belirlenen değerleri alabilir (Lathi, B. P., 1992). Aynı yaklaşımı kullanarak analog işaretler ile çalışan devrelere analog filtreler, sayısal işaretler ile çalışan devrelere sayısal (dijital) filtreler denilir.

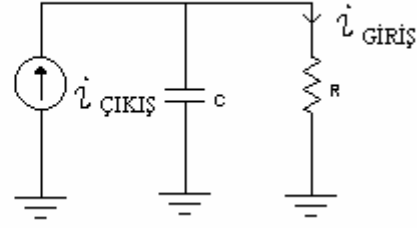
Sürekli/ayrık ve analog/sayısal işaretli filtre devrelerinin her birinin sentez metotları birbirinden farklıdır. Fakat iki temel ayırım noktasındaki farklı işaretler birbirlerinin alt kollarıdır. Yani sürekli zamanlı bir işaret analog olabileceği gibi sayısal da olabilir. Aynı şekilde sayısal bir işaretin sürekli zamanlı veya ayrık zamanlı olması mümkündür.

Filtrelerin bir diğer sınıflandırılması da gerilim ya da akım modlu olmasına göredir. Gerilim ve akım modlu devreler arasında, dolayısıyla gerilim ile akım arasında bir ayırma gitmek yani birbiri ile neden sonuç ilişkisi ile bağlı olan iki işareti birbirinden tamamen ayırmak mümkün değildir (Schmid, 2002). Fakat literatürde kabul edilen akım/gerilim modlu devrelerin arasındaki farkın belirlenmesi de gerekmektedir. Şu ana kadar akım/gerilim modlu devreler arasında belirlenmiş bir sınır yoktur. Farklı araştırmacılar konuya farklı açılardan bakmışlar, farklı kıstaslara göre değerlendirmişlerdir. Kimi araştırmacılara göre giriş ile çıkış işaretlerinin oranı belirleyicidir. Yani giriş/çıkış işaretleri akım ise bu devre akım modlu olarak adlandırılmaktadır. Diğer bir kısım araştırmacılar ise devredeki bağımsız kaynakları, bir diğer kısmı da kullanılan elemanların hangi modlu olduğunu dikkate almaktadır. Bu yaklaşımlar tam olarak her zaman geçerli değildir. Örneğin OTA'lerde giriş gerilim, çıkış akım olmasına rağmen, OTA'lar akım modlu devre elemanları olarak kabul edilir. Tanımlamaların genel olmaması sorunlar oluşturmaktadır. Bu yüzden sınırları daha az belirli olan, fakat geçerliliği daha fazla devrede kabul edilen yeni bir tanım çoğu araştırmacı tarafından kabul görmektedir. Bu tanıma göre devrede aktif işlenen işaret önemlidir (Tola, 2000). Devre akım modlu devre elemanları ya da gerilim modlu devre elemanları ile gerçekleşmiş olabilir. Fakat önemli olan baskın olan işaretin ne olduğudur. Bir başka deyişle devrede öncelikli öneme sahip olan işarete göre devrenin sınıflandırılması yapılmalıdır. Kısaca akım bilgisine göre çalışan devrelere akım modlu filtreler, gerilim bilgisine göre çalışan devrelere gerilim modlu filtreler denilmektedir.

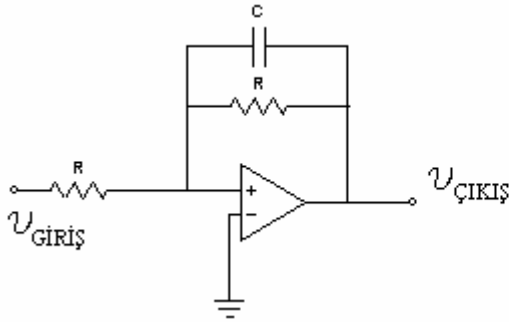
Bu tanımlamalara göre farklı filtre türlerine ait bir kaç devre aşağıda örnek olarak verilmiştir. Bu devrelerde ve tezin ilerleyen kısımlarındaki devre ve formüllerde kullanılan harf notasyonunu belirtmemiz gerekmektedir. Genel kabule göre zaman ortamı ifadeleri küçük harfli değişkenler ile frekans ortamı ya da Laplace ortamı ifadeleri ise büyük harfli değişkenler ile gösterilmektedir. Fakat bu tezde zaman ortamı ifadelerinin DC ya da AC olmasının birbirinden ayrılması gerekmektedir. Bu yüzden, bu bölümde ve bundan sonraki kullanımlarda aksi belirtilmedikçe küçük harf büyük indis DC + AC işareti, küçük harf küçük indis AC işareti, büyük harf büyük indis DC işareti, büyük harf küçük indis sabit bileşenleri ifade etmek için kullanılacaktır.



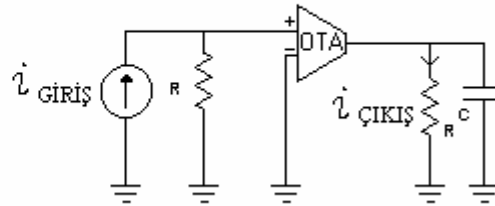
2.2.(a)



2.2.(b)



2.2.(c)



2.2.(d)

Şekil 2.2 Temel alçak geçiren filtre devreleri (a) pasif gerilim modlu, (b) pasif akım modlu, (c) aktif gerilim modlu (d) aktif akım modlu

Şekil 2.2'de sürekli zamanlı analog işaretli çeşitli alçak geçiren filtre devreleri görülmektedir. Şekil 2.2(a) ve (b) pasif filtreler, Şekil 2.2 (c) ve (d) ise aktif filtrelere

örnek olarak verilmiştir. Bununla beraber Şekil 2.2.(a) ve (c) gerilim modlu olarak adlandırılırken, Şekil 2.2(b) ve (d) ise akım modlu olarak adlandırılmaktadır. Tüm bu devreler farklı yapılarıdadır. Fakat devrelerin tamamının transfer fonksiyonu

$$H_s = \frac{\omega_o}{s + \omega_o}, \text{ birbiri ile aynıdır.}$$

2.2 Akım Modlu Filtreler

Bu tezde tasarımı yapılan filtreler akım modlu filtrelerin bir alt kolu olarak tanımlandığından, akım modlu filtrelerin genel bir değerlendirilmesinin yapılması uygun olacaktır. Gelişimi bugün bile hızla devam eden akım modlu devrelerin, gerilim modlu devrelere göre üstünlükleri, araştırmacıların bu konuya niçin bu kadar fazla önem verdiklerini açıkça ortaya koymaktadır. Üstünlükler şu şekilde özetlenebilir:

- Düşük gerilime sahiptir.
- Düşük güç tüketimi vardır.
- Düşük parazitik etkiye sebep olur.
- İşlevsel esnekliği yüksektir.
- Çok yönlü kullanım alanlarına sahiptir.
- Geniş çalışma frekans bandı vardır.
- Yüksek kazanç değerine sahiptir.
- İşlevsel kontrol kolaylığı yüksektir.

Herhangi bir elektronik devrenin ihtiyacı olan akım μA - mA seviyesindeyken, gerilim V seviyesindedir. Akım modlu bir devrede kullanılan devre elemanlarının uç bağıntıları akıma bağlıdır. Bu yüzden devrenin gerilim ihtiyacı azalır. Kaynaktan çekilen akım oranında büyük değişiklik olmadan gerilim seviyesinin düşmesi ile devrenin güç tüketimi de azalmaktadır. Aynı zamanda düğümler arasındaki gerilim farkı, düşük çalışma gerilimi ile azalmış olur. Böylece yarıiletken elemanların uçları arasındaki gerilim farklılığından kaynaklanan parazitik etki azalmış olur. Ayrıca işlenen işaretin genlik seviyesi 100-10000 kat düşmesi ile devrenin hassasiyeti artar. Akım modlu

devrelerin kullanım alanlarının fazla olması işlevsel yüksekliğinin yüksek olduğunu gösterir. Yapılan çalışmalarda gerilim modlu devrelere göre kazancının yüksek olduğu tespit edilmiştir. Tasarlanan devrelerin elektronik ayarlanabilir olmasından dolayı kontrol kolaylığı artmıştır.

Akım modlu devrelerin dezavantajlarının başında akımın doğal işaret olmaması gelmektedir. Her ne kadar hedeflenen amaç tamamen akım modlu bir devre gerçekleştirmek olsa da, akımın varoluş sebebinin gerilim olması nedeniyle tümüyle akım modlu devre tasarlamak çözülmesi zor bir problemdir.

Kullanım noktalarında akım modlu devrelerin çeşitli uygulamaları üzerinde çeşitli araştırmalar yapılmış birçok yeni uygulama alanları geliştirilmiştir. Akım modlu devrelerin farklı kullanım yerlerinin başında akım aynaları, akım taşıyıcılar, OTA'lar, jiratorler, filtreler gelmektedir.

2.3 Logaritmik Ortamlı Filtreler

2.3.1 Logaritmik Ortamlı Filtrelerin Tanımı

Öncelikle bu kısmın başlığında yer alan ve ilerleyen kısımlarda tekrarlanacak olan ortam (domain) kelimesi üzerinde durulması gerekir. Ortam: 'bir veya birkaç değişkene bağımlı işlemlerin yapıldığı, belirlenen değişkenlerin dışında kalanların sabit kabul edildiği, diğer işlem sahalarından bağımsız, özel tanımlanmış matematiksel alan' anlamında kullanılacaktır. Bu özel tanımlı alanların aralarındaki sınırlarda, her birinin birbiri ile iletişimde ve birbiri arasındaki geçişlerinde özel kurallar vardır.

Logaritmik ortamlı (Log domain) filtreler, giriş, çıkış ve işlenen işaretin akım olması ve akımın gerilime göre daha öncelikli öneme sahip olmasından dolayıyla, akım modlu devrelerin içinde; kullanılan devre elemanlarının harici bir beslemeye ihtiyaç duymasından dolayı ise aktif devrelerin içinde sınıflandırılmaktadır. İlerleyen

kısımlarda eliptik filtre yaklaşımının, logaritmik ortamlı filtre devreleri ile gerçekleştirilmesi yapılacaktır.

Tüm elektronik devre sentezi ve analizi işlemlerinde, öncelikli olarak üzerinde düşünülüp halledilmeye çalışılan problem, çalışma ortamının lineer olması gerekliliğidir. Lineer elemanlar ile gerçekleştirilen devrelerde bu problem çok fazla hissedilmemesine rağmen, özellikle aktif modlu devrelerdeki yarıiletken elemanların lineer olmayan karakteristiklerinden dolayı, bazı çalışma bölgelerindeki işaretlerde bozulmalar meydana gelmektedir. Bu sebepten dolayı aktif filtrelerde lineer bir çalışma ortamı için öncelikli olarak devrenin yapı taşlarının, yani devre elemanlarının lineerleştirilmesi gerekmektedir.

Klasik anlayışta, devredeki aktif elemanların, üzerindeki işaretle bozulma yapmayan ve lineer olarak kabul edilen bölgede çalışma zorunluluğu vardır. Eğer işlenen işaret lineer kabul edilen bölgenin dışına çıkarsa, sonuçlarda tutarsızlıklar meydana gelmeye başlar. Lineer bölgede kalma zorunluluğundan dolayı devrenin çalışma aralığı daralmaktadır. Devrenin girişleri ile çıkışları arasındaki seri aktif eleman sayısı arttıkça her bir eleman için lineer kabul edilen bölgelerin kesişimi devrenin çalışma bölgesini oluşturur. Böylece çalışma aralığı biraz daha azalmış olur.

Diğer taraftan, logaritmik ortamlı filtre devrelerinin diğer klasik akım veya gerilim modlu, aktif veya pasif devre yapılarına göre önemli farklılıkları bulunmaktadır. Logaritmik ortamlı filtreler işaretin işleniş ortamı bakımından diğer filtre devrelerinden keskin sınırlar ile ayrılmaktadır. Klasik devreler, sadece lineer veya yaklaşık lineer bölgede tanımlı iken logaritmik ortamlı filtrelerde bu zorunluluk yoktur; yani devre elemanlarının ve işaretin işlendiği ortamın lineer olması gerekmemektedir. Devrenin girişleri ile çıkışları arasında lineer bir ilişki olması yeterlidir. Bu özellikten dolayı temel filtreleme işleminde kullanılan transistör elemanını belirli sınırlar altında tutma gereksinimi olmadan, nonlinear doğal karakteristiğinden faydalanarak, filtreleme işlemi için kullanabilmektedir. Kısaca, devre elemanlarının her birinin ayrı ayrı lineerleştirilmesine gerek duyulmadan, sistemin bütün bir blok olarak girişleri ile çıkışları arasındaki lineer ilişkinin korunması yeterli olmaktadır. Böylece elemanların

lineerleştirilmesi için ilave bir çalışma yapmaya gerek yoktur. Aynı zamanda lineerleştirmek için kullanılan fazladan elemanlara da gerek kalmamaktadır. Böylece daha az eleman ile aynı filtreleme işlemi gerçekleştirilmiş olmaktadır.

2.3.2 Logaritmik Ortamlı Filtrelerin Üstünlükleri

Logaritmik ortamlı filtreler, akım modlu devreler ailesi içinde yer aldığından dolayı Kısım 2.2’de anlatılan üstünlüklerinin hepsine sahiptirler. Bunun yanında logaritmik ortamlı filtreler ile akım modlu filtreler ailesi içinde yer alan aktif fakat lineer ortamlı filtreler arasında da bazı önemli yapısal farklılıklar vardır. Burada, lineer ortamlı terimindeki lineerlikten anlaşılması gereken belirlenen aralıklarda ve devrenin çalışmasını etkilemeyecek toleranslar dahilinde kabul edilen doğrusallıktır. Lineer ve lineer olmayan ortamlı filtreler arasındaki farklar logaritmik ortamlı filtrelerin diğer aktif filtre devrelerine olan üstünlüklerini ortaya çıkarmaktadır. Lineer olmayan ortamlı logaritmik filtreler ile lineer ortamlı aktif filtreler arasındaki yapısal farklılık logaritmik ortamlı filtrelerdeki elemanların lineerleştirme zorunluluğunun olmayışından kaynaklanmaktadır. Bu da şimdiye kadar karşılaşılan önemli bir problemin çözülmesi anlamına gelmektedir. Yani çalışma ortamları arasındaki farklılık logaritmik ortamlı filtrelerin en başta gelen üstünlüklerindedir.

Lineerleştirme zorunluluğunun olmayışının etkilerinden ortaya çıkan bir diğer üstünlük noktası da daha az eleman ile aynı filtreleme işleminin gerçekleştirilmesidir. Bunun etkisi olarak ta maliyet düşmektedir.

Logaritmik ortamlı filtrelerde kullanılan elemanlar sadece transistör, kondansatör ve kaynaklar ile sınırlıdır. Yani bobin ya da direnç gibi entegre teknolojisine uygun olmayan elemanlar kullanılmamaktadır. Bu da logaritmik ortamlı filtrelerin tercih edilmesinin önemli sebeplerindedir. Ayrıca elektronik dünyasının en fazla yoğunlaştığı problemlerden biri olan küçülme sorunu da, entegre teknolojisine uygun daha az eleman kullanımı ile bir ölçüde halledilmiş olmaktadır.

Bunun dışında direnç elemanın kullanılmaması ile bu elemandan kaynaklanan ısınma sorunları kısmen aşılmış olmaktadır. Ayrıca ısı yoluyla oluşan enerji kayıplar azalacağı için güç tüketimi de belirli oranlarda azalacaktır.

Logaritmik ortamlı filtrelerde kullanılan pasif eleman sayısı azalacağı gibi, kullanılan yarıiletken eleman sayısı da diğer aktif filtrelere göre azalmaktadır. Bu logaritmik ortamlı filtreler ile diğer aktif filtrelerin çalışma prensiplerinin arasındaki farktan kaynaklanmaktadır. Her bir jonksiyonlu yarıiletken eleman, ideal olmayan özelliklerinden dolayı, gürültü üretir. Eleman sayısının azalması ile logaritmik ortamlı filtreler, diğer aktif filtrelere göre daha düşük gürültü seviyesine sahip olurlar. Ayrıca işaret yolu üzerindeki eleman sayısının azalması ile çıkış işaretinin daha temiz olması sağlanmış olmaktadır.

Eleman sayısının azalması ile girişten çıkışa kadar olan toplam jonksiyon sayısı azaldığı için jonksiyonların yüksek frekanslardaki ideal olmayan etkilerinin oranı da azalmış olmaktadır. Böylece işaretin bozulmadan kullanılabilirdiği frekans aralığı artmış olmaktadır. Yani devre lineerleştirme uğruna ilave elemanlar ile daraltılmış bir frekans bandı yerine, transistörlerin doğal karakteristiklerinden faydalanarak, daha az eleman ile yüksek frekansları da kapsayan geniş bir frekans bandında çalıştırılmaktadır. Böylece yüksek frekanslı uygulamalarda karşılaşılan sıkıntılar önemli ölçüde halledilmiş olmaktadır.

Aktif eleman sayısının azalmasının önemli bir kaç avantajı daha vardır. Tüm aktif elemanlarda besleme gerilimine ihtiyaç duyulmaktadır. Besleme noktasından toprağa kadar daha az eleman kullanılması ile devrenin gerilim ihtiyacı azalmaktadır. Bir diğer husus, daha az eleman ile her yarıiletken elemandan kaynaklanan gecikme süresi azalacaktır. Yani logaritmik ortamlı filtreler diğer aktif filtrelere göre daha hızlıdır.

Ayrıca kullanılan yarıiletken elemanların sayısının düşmesinin güç tüketiminin azalmasına olumlu etkileri vardır. Bu olay kısaca şöyle açıklanabilir: Devredeki tüm aktif elemanların bir gövde dirençleri vardır. Bu dirençlerden dolayı güç kaybı meydana gelmektedir. Eleman sayısının azalması ile toplam eşdeğer direnç mertebesi

düşmektedir. Böylece güç kaybı da azalmakta yani devrenin ihtiyacı olan güç miktarı düşmektedir.

Bir filtre transfer fonksiyonunun istenilen kesim frekansının elektronik olarak ayarlanabilmesi, yani devre mimarisine müdahale etmeden dışarıdan kontrol edilebilmesi son derece önemlidir. Bu özellik logaritmik ortamlı filtrelerde gerçekleştirilmekte ve bu filtrelerin önemli üstünlüklerinden bir tanesi olmaktadır. Bu sayede tasarlanan logaritmik ortamlı bir filtre şartlara göre değişebilen devingen özelliğe sahip olmaktadır. Bu özellik sayesinde logaritmik ortamlı filtreleri uyarlamalı (adaptive) devrelerde kullanım imkanı da doğmaktadır.

Logaritmik ortamlı filtrelerin yeni bir filtre alt kolu olarak adlandırılacak kadar önemli ve dikkat çeken bir başka özelliği işarete uygulanan logaritma alma işlemi ile işaretin genlik seviyesinin değiştirilmesidir. Giriş işareti, değerine göre ya sıkıştırma ya da genişletme işlemine tabi tutulmaktadır. Giriş işareti belirlenecek bir değerden büyükse sıkıştırma işlemi, küçükse genişletme işlemi uygulanmaktadır. Bu özellik sayesinde devre oldukça geniş bir dinamik giriş aralığına sahip olmaktadır. Örneğin devrenin giriş işaretinin genliği çok küçük olabilir; hatta öyle ki hassasiyet sınırının veya gürültü duvarının çok altında kalabilir; veya üst sınır değerini geçen, yani besleme geriliminden bir kaç kat büyük bir genlikte olabilir. Bu durumlarda şimdiye kadar uygulanan çözüm giriş işaretinin, düşüren veya yükselten bir devreden geçirilmesiydi. Fakat bu çözümler birbirinden bağımsız devrelere uygulanmaktaydı. Yani ya giriş işaretini yükseltmek ya da zayıflatmak için bir devre kullanılmaktaydı. Bir başka ifade ile eğer girişinde düşüren bir devre olan filtreye küçük genlikli bir işaret geldiğinde ya da girişinde yükselten bir devre olan filtreye büyük genlikli bir işaret geldiğinde istenmeyen sonuçlar ortaya çıkmaktaydı.

Tüm bu olumsuzluklar giriş işaretinin logaritmasının alınması ile çözülmüş olmaktadır. Kısaca eğer girişte büyük bir işaret var ise logaritmasının alınması ile işaret sıkıştırma, girişte çok küçük bir işaret var ise yine logaritmasını alarak genişletme işlemi gerçekleştirilmektedir. Bu işlemler sonucunda çok yüksek bir giriş dinamik aralığı sağlanmış olmaktadır. Bu özellik filtre teknolojisinde meydana gelen çok önemli

gelişmelerden bir tanesidir. Bu tür filtreler yerine göre sıkıştırma yerine göre genişletme (companding = *compressing* and *expanding*) işlemi yaptığı için *genlik uygunlaştırmalı filtreler* olarak adlandırılabilir.

Bu bağlamda mevcut filtreler giriş işaretine uygulanan işlem göz önüne alındığında üçe ayrılabilir. Birinci filtre türünde giriş işaretine herhangi bir işlem uygulanmamaktadır. Sabit genlikli veya küçük değişiklikler olan makul seviyeli bir giriş işareti doğrudan devreye uygulanabilmektedir. İkinci tür filtre devrelerinde ise yine sabit veya küçük salınımlar içeren, çalışma sınırlarının dışında kalan giriş işaretleri vardır. Bu işaretlere amaca göre yükseltme veya düşürme işlemi uygulanır. Üçüncü tür filtre devrelerinde ise girişin büyük veya küçük genlikli olması önemli değildir. Her koşulda işlevini yerine getiren bu filtre devreleri çok yüksek bir giriş aralığına sahiptir. Logaritmik ortamlı filtreler, girişte logaritma alınmasından dolayı üçüncü tür filtre devrelerine dahil olmaktadır.

Ayrıca logaritmik ortamlı filtrelerin yüksek giriş aralığına sahip olmasının bir sebebi daha vardır. Konunun başında da belirtildiği gibi logaritmik ortamlı filtrelerde kullanılan temel devre elemanı olan transistörler klasik lineerleştirilmiş uç bağıntıları yerine doğal karakteristikleri ile çalışmaktadırlar. Lineer ortamlı filtrelerdeki transistörlerin doğrusal olmayan denklemlerini lineerleştirirken bazı yaklaşımlar yapılmaktadır. Bu yaklaşımların geçerli olabilmesinin şartı da devrenin uygun sınır değerlerinde çalışması ile sağlanmaktadır. Eğer bahsi geçen sınır değerleri aşırsa kabul edilen denklemler geçerliliğini yitirecektir. Örneğin transistörün kollektör akımı, bazemetör gerilimi cinsinden üstel bir fonksiyon ile tanımlıdır. Bu fonksiyonun Maclaurin açılımındaki eşitliğinde sadece ilk iki terim dikkate alınarak, transistör için lineer bir model yani küçük işaret modeli elde edilebilmektedir. Bu terimler dışında kalan ifadeler v_{be} geriliminin 10mV'dan küçük olması şartı ile ihmal edilmiştir. (Sedra and Smith, 1991) Bu kabul klasik filtre anlayışında bir sınırlama getirmektedir. Eğer v_{be} gerilimi sınır değer olarak ön görülen 10mV'luk duvarı aşarsa sonuçlar altüst olacaktır. Logaritmik ortamlı filtrelerde daha önce de belirtildiği gibi bu tür yaklaşımların yerine doğal, değişikliğe uğramamış denklemler kullanılır. Bu da beraberinde sınırlamaları

kaldırmaktadır. Sonuç olarak sınırlamaların kaldırılması ile yüksek bir giriş aralığı elde edilmiş olur.

Kısaca klasik aktif filtre devrelerine göre logaritmik ortamlı filtreler; düşük gürültü seviyeli, düşük çalışma gerilimli, eşdeğer devrelere göre devrenin girişi ile çıkışı arasındaki bozulma oranı düşük, daha az elemanla işlem gerçekleştirildiği için daha hızlı, elektronik olarak ayarlanabilir ve lineer bölgede çalışma zorunluluğu olmadığı için çalışma aralığı yüksek olan devrelerdir.

2.4 Adams'ın Logaritmik Ortamlı Filtre Devresi

2.4.1 Adams'ın Devresinin Çalışma Prensibi ve Devre Elemanlarının Tanımlanması

Logaritmik ortamlı filtre anlayışı belirtildiği gibi akım modlu ve aktif devrelerin son nesil uygulamalarındandır. Bu anlayış Kısım 1.2.2'de belirtildiği gibi Adams tarafından ortaya atılmıştır. Adams, devresinde ilk defa lineer bir transfer fonksiyonunu lineer olmayan özeğrilere sahip devre elemanlarından oluşan bir devre ile gerçekleştirmiştir.

Şekil 2.6'da görülen Adams'ın tasarladığı devrenin çalışma prensibi kısaca şu şekildedir: Öncelikle girişine uygulanan işaretin logaritması alınır ve logaritması alınan işaret devre elemanları ile temel filtreleme fonksiyonunu gerçekleştirir. Devrenin çıkışında filtrelenmiş işaretin üsteli (exponential) alınır. Yani devre temel olarak üç ana işlevsel blok yapıdadır. Şekil 2.3'de görülen blok yapılar şunlardır:

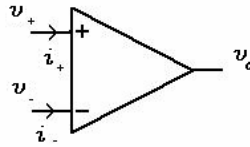
1. Giriş işaretinin logaritmasının alınması (Input Log.)
2. Filtreleme (Filtering)
3. Çıkış işaretinin üstelinin alınması (Output Exp.)



Şekil 2.3: Temel logaritmik filtreleme işleminin blok şeması

Şekil 2.6'da Adams'ın önerdiği lineer olmayan devre elemanları ile tasarlanan lineer davranışlı devrenin şeması görülmektedir (Externally Linear Internally Nonlinear, ELIN). Adams'ın devresi diyot, kapasite, işlemsel yükselteç (operational amplifier) ve akım kaynağından oluşmaktadır. Bu devrenin sentezine başlamadan önce kullanılacak yaklaşımların ve formüllerin belirlenmesi gerekmektedir.

Şekil 2.4'de görülen tanımlamasıyla kullanılan işlemsel yükselteç idealdir. İşlemsel yükseltecin eşdeğer devresinde, giriş uçları arasında sonsuz değerli direnç, çıkış uçları arasında gerilim kontrollü bağımlı gerilim kaynağı olduğu kabul edilir.



Şekil 2.4 İdeal işlemsel yükselteç

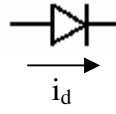
$$i_+ = i_- = 0 \quad (2.1)$$

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

$$v_+ = v_- \quad (2.2)$$

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

Şekil 2.5'de görülen ideal diyotun tanımlamaları Denklem (2.3)'deki gibidir.



Şekil 2.5 İdeal diyot

$$i_D = I_s (e^{k v_D} - 1) \quad (2.3.a)$$

Denklemindeki k teriminin tanımlaması Denklem (2.3.b)'de verildiği gibidir.

$$k = \frac{1}{V_t} = \frac{KT}{q} \quad (2.3.b)$$

k = Diyotun sıcaklıkla değişimini gösteren bir katsayıdır.

V_t = Sıcaklığa bağlı gerilim (thermal voltage)

K = Boltzmann sabiti ($1.3806568 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$)

$T = ^\circ\text{K}$, derece Kelvin

q = Bir elektronun yükü ($1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$)

I_s = Diyotun sızıntı akımı

$i_D \gg I_s$ olduğu durumlarda Denklem (2.3)'teki 1 ihmal edilerek Denklem (2.4) elde edilir.

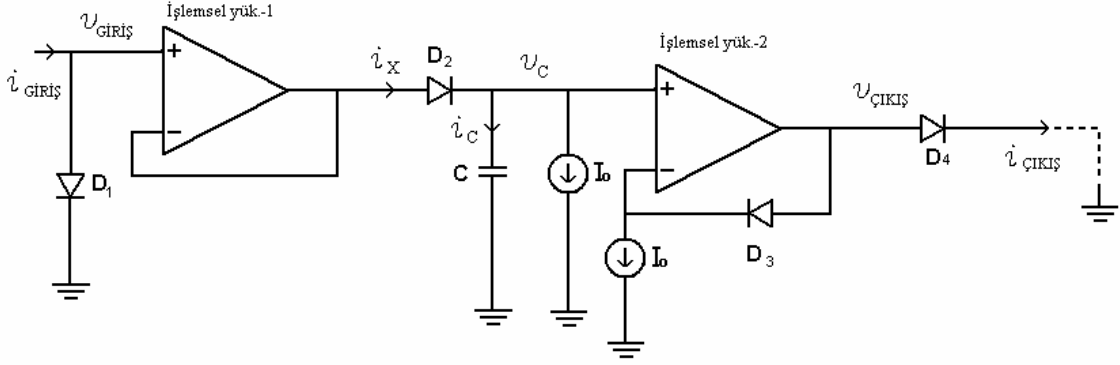
$$i_D = I_s e^{k v_D} \quad (2.4)$$

2.4.2 Adams'ın Filtresinin Analizi

Kısım 2.4.1'de yapılan kabullerden faydalanarak Şekil 2.6'da görülen Adams'ın devresinin analizine başlanabilir.

Her ne kadar gerilim uç bağlantıları gerilime bağlı işlemsel yükselteç ile gerçekleştirilmiş olsa da, giriş-çıkış bilgileri akım olduğu için ve, dolayısı ile, akım

bilgisi gerilim bilgisine göre daha fazla önceliğe sahip olmasından dolayı devremiz akım modlu bir devredir. Öncelikle devrenin akımları ifade edilirse analiz daha kolay olacaktır. Giriş-çıkış akımları Denklem (2.5) ve Denklem (2.6)'da tanımlandığı gibidir.



Şekil 2.6: Adams'ın devresi

$$i_{GİRİŞ} = I_s e^{k v_{GİRİŞ}} \quad (2.5)$$

$$i_{ÇIKIŞ} = I_s e^{k v_{ÇIKIŞ}} \quad (2.6)$$

i_x akımını, v_c gerilimli düğümün KAK ifadesinden faydalanarak yazarsak Denklem (2.7) elde edilir.

$$i_x = i_c + I_o \quad (2.7)$$

İşlemsel yükselteçler ideal olduğundan giriş gerilimleri birbirine eşittir. İşlemsel yükselteç-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 (2.4)'den faydalanarak D_2 diyotunun uç bağıntısı Denklem (2.8)'deki gibi elde edilir.

$$i_x = I_s e^{k(v_{GİRİŞ} - v_c)} \quad (2.8)$$

İşlemsel yükselteç-2'nin (-) girişine bağlanmış akım kaynağının akımının ifadesi D_3 diyotunun uç bağıntısından faydalanılarak yazılır.

$$I_o = I_s e^{k(v_{\text{ÇIKIŞ}} - v_c)} \quad (2.9)$$

$i_{\text{ÇIKIŞ}}$ akımını Denklem (2.6)'da verilmişti. Denklem (2.10), Denklem (2.6)'daki üstel ifadeye $\pm v_c$ terimlerinin ilave edilmesi ve üstel ayrılma özelliği kullanılarak elde edilir.

$$i_{\text{ÇIKIŞ}} = I_s e^{k(v_{\text{ÇIKIŞ}} - v_c + v_c)} = I_s e^{k(v_{\text{ÇIKIŞ}} - v_c)} e^{k v_c} \quad (2.10)$$

Denklem (2.9), Denklem (2.10) ile bileştirilirse Denklem (2.11) elde edebilir.

$$I_{\text{ÇIKIŞ}} = I_o e^{k v_c} \quad (2.11)$$

Denklem (2.11)'in birinci türevi alınır;

$$\dot{i}_{\text{ÇIKIŞ}} = k \dot{v}_c I_o e^{k v_c} \quad (2.12)$$

elde edilir.

Denklem (2.7)'deki akım ifadelerinin yerine, Denklem (2.8)'den ve kondansatörün akım ifadesinden faydalanılarak, karşılıkları yazılır.

$$I_s e^{k(v_{\text{GİRİŞ}} - v_c)} = C \dot{v}_c + I_o \quad (2.13)$$

Denklem (2.13)'ün her iki tarafını $e^{k v_c}$ ile çarpılırsa Denklem (2.14) elde edilir.

$$I_s e^{k v_{\text{GİRİŞ}}} = C \dot{v}_c e^{k v_c} + I_o e^{k v_c} \quad (2.14)$$

Denklem (2.5) ve Denklem (2.11)'den hareketle Denklem (2.14) şu hale gelir:

$$i_{\text{GİRİŞ}} = C \dot{v}_c e^{k v_c} + i_{\text{ÇIKIŞ}} \quad (2.15)$$

Denklem (2.15)'in her iki tarafı $\frac{I_o k}{C}$ ile çarpılırsa Denklem (2.16) elde edilir.

$$i_{GİRİŞ} \frac{I_o k}{C} = \dot{v}_C e^{k v_C} I_o k + i_{ÇIKIŞ} \frac{I_o k}{C} \quad (2.16)$$

Denklem (2.12)'den hareketle,

$$i_{GİRİŞ} \frac{I_o k}{C} = \dot{i}_{ÇIKIŞ} + i_{ÇIKIŞ} \frac{I_o k}{C} \quad (2.17)$$

elde edilir.

$$\frac{I_o k}{C} = \omega_o \quad (2.18)$$

olarak kabul edelim. Burada, $\omega_o =$ kesim frekansıdır. Bunu Denklem (2.17)'de yerleştirirsek,

$$i_{GİRİŞ} \omega_o = \dot{i}_{ÇIKIŞ} + i_{ÇIKIŞ} \omega_o \quad (2.19)$$

elde edilir. Denklem (2.19)'u 's' ortamında tekrar yazalım.

$$\omega_o I_{GİRİŞ}(s) = s I_{ÇIKIŞ}(s) + \omega_o I_{ÇIKIŞ}(s) \quad (2.20)$$

$$\frac{I_{ÇIKIŞ}}{I_{GİRİŞ}} = \frac{\omega_o}{s + \omega_o} \quad (2.21)$$

Denklem (2.21)'de görüldüğü gibi çıkış ve giriş akımları arasındaki transfer oranı Şekil 2.2'deki filtrelerin transfer fonksiyonları ile aynı, birinci derece alçak geçiren bir filtre karakteristiğindedir. Görüldüğü gibi üstel karakteristiği olan, lineer olmayan

elemanlar ile lineer davranışlı, lineer transfer fonksiyonuna sahip bir 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.

ÜÇÜNCÜ BÖLÜM

AB SINIFI DEVRELER, TRANSLİNEER PRENSİBİ VE DURUM UZAYI METODU

3.1 AB Sınıfı Çalışma Prensibi

3.1.1 Yükselteç Devrelerinin Çalışma Mantıklarına Göre Sınıflandırılması

Yükselteç devrelerinde çıkışın en az bozulmaya uğramış olması ve çıkışa en fazla güç aktarımının sağlanması istenir. Bunun için çıkış direncinin düşük, kazancının yüksek olması gerekir. Gerçekte bir yükselteç devresinde çıkışın kaliteli olmasındaki en büyük pay THD (Total Harmonic Distortion, Toplam Harmonik Bozulma) ile ilgilidir. THD, temel bileşen hariç çıkış işaretinin harmoniklerinin karelerinin toplamının karekökünün (etkin değerinin), temel bileşenin etkin değerine oranıdır. THD, bazen 100 ile çarpılarak yüzde olarak da ifade edilmektedir. Bununla birlikte yükselteç devrelerinde istenilen başka özellikler de vardır. Bu özelliklere göre çıkış işareti çalışma prensiplerine göre çeşitlere ayrılmış ve farklı özelliklere göre de sınıflandırılmıştır. (Sedra and Smith, 1991, p.646)

Çıkış işaretinin sınıfı mevcut transistörlerin iletim, yalıtım zamanları ile ilgili olan çalışma mantıkları ile belirlenir. Yani bir yükselteç için sınıflandırma çalışma noktasının yük doğrusu üzerindeki yerine göre yapılır (Pastacı, 1998, s. 86-98). Yük doğrusundaki sınırlar dalga şeklinin salınım aralığını belirler.

İlerleyen kısımlarda çeşitli yükselteç devreleri ayrıntılı olarak incelenecektir. A sınıfı, B sınıfı ve AB sınıfı devreler birer örnek üzerinde açıklanacak; C sınıfı devre yapısı ise sadece kavram olarak verilecektir. A, B ve AB sınıfı devreler BJT elemanları

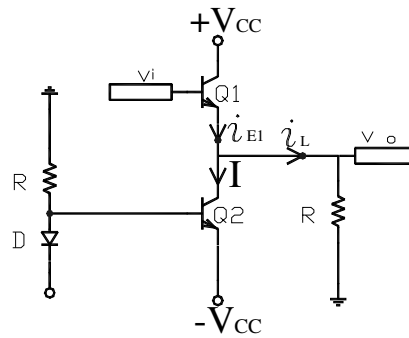
ile gerçekleştirilebildiği gibi MOSFET vb. elemanları ile de istenilen dalga şekilleri elde edilebilir (Sedra and Smith, 1991, p. 647-662).

3.1.2 A Sınıfı Devreler

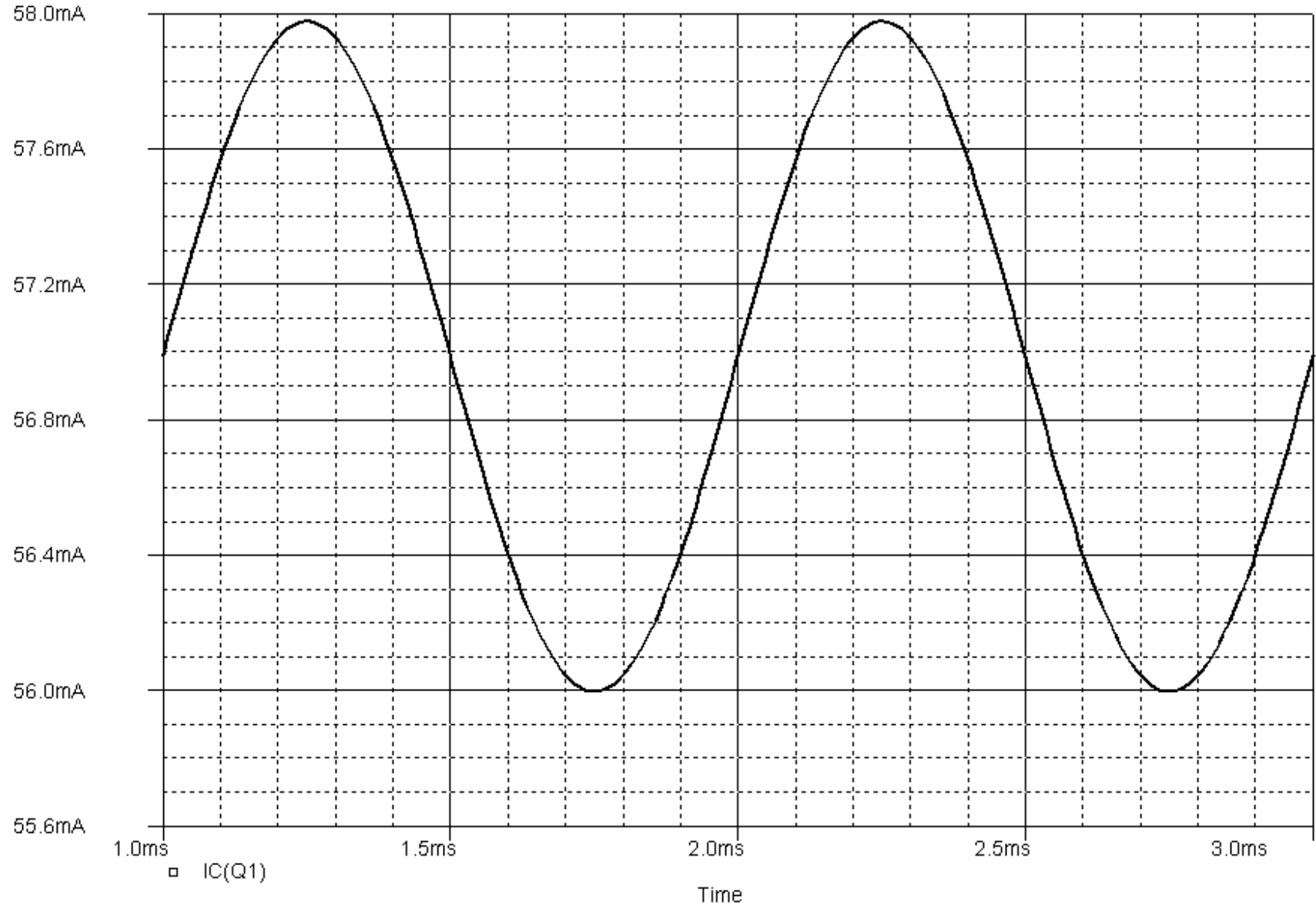
Şekil 3.1'de A sınıfı devre yapısı ve çıkış dalga şekli görülmektedir. Örnek olarak, şekildeki A sınıfı temel transistörlü emetör izleyici devre incelenecektir. A sınıfı devreler içerisinde düşük çıkış geriliminden dolayı transistörlü emetör izleyici devre en yaygın kullanılanlardır. PSpice programı kullanılarak yapılan analizler sonucunda elde edilen çıkış dalga şeklinde görüldüğü gibi, Q_1 transistörüne ait i_{c1} akımı bir DC kutuplama akımı ile pozitif yönde ötelenmiştir. Bunun sebebi Q_1 transistörünün I sabit akımı ile uyarılmasıdır. I akımı, Q_2 transistöründen kaynaklanmaktadır. Q_1 transistörünün emetör akımı (3.1) numaralı denklemdeki gibidir.

$$i_{E1} = I + i_L \quad (3.1)$$

Bu DC I öteleme akımı, sinüsoidal giriş işaretinin negatif genliğine eşit ya da daha büyük değere sahip olması gerekir. Bu şartın sağlanması ile transistörlerin baz-emetör gerilimi sürekli eşik kutuplama geriliminden daha büyük değerde olur. Böylece transistörler sürekli iletim bölgesinde çalışırlar. Yani A sınıfı devrelerde devre elemanı giriş işaretinin tamamında iletimdedir. Bir başka deyişle iletim açısı 360° 'dir (Sedra and Smith, 1991, p. 647-662). Şekil 3.1.a'da görülen A sınıfı transistörlü devrenin PSpice programı yardımıyla devrenin analizi yapılmış sonucunda Şekil 3.1.b'de görülen $IC(Q1)$ akımının dalga şekli elde edilmiştir.



(a)



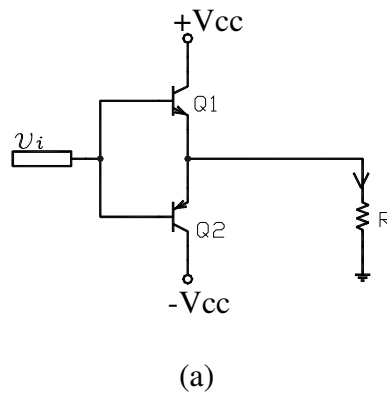
Şekil 3.1: (a) A sınıfı yükselteç devresi (b) A sınıfı dalga şekli

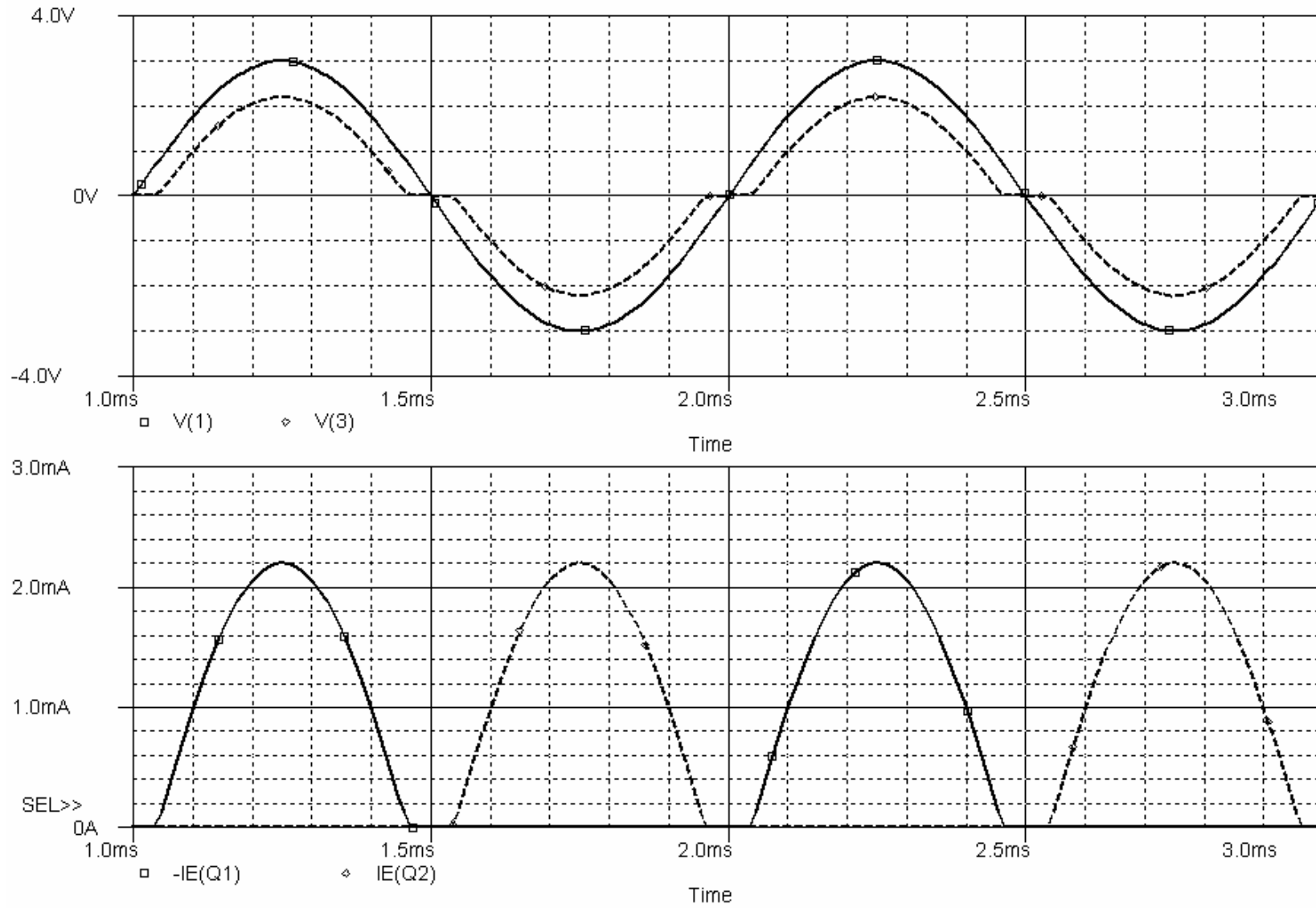
Genel yapısı gereğince I akımının değeri yük akımının en büyük negatif değerinden daha büyük bir genliğe sahip olması gerekir. Aksi taktirde Q_1 transistörü kesim bölgesine girer. Veya uygun kutuplama gerilimleri sağlanmadığı taktirde her iki transistörden en az biri aktif bölgeden doyum bölgesine geçer. Bu iki durumda da devre A sınıfı olmaktan çıkar.

A sınıfı yükselteçlerin üstünlüğü tüm periyot boyunca transistörlerin iletim bölgesinde kalması yani giriş işaretinin tamamında çıkışın gözlemlenmesidir. Dezavantajı ise sürekli iletimi sağlayacak DC ötelemeden dolayı kaynaklanan yüksek gürültü seviyesidir. Çünkü, bu tip devrelerde, gürültü transistörlerin DC akımları ile orantılıdır. Tüm t anlarında DC akım devrede dolaştığı için mevcut elemanlar üzerinde sürekli bir akım kalacaktır. Böylece elemanların değerleri ve buna bağlı olarak boyutları büyüyecektir. Yani kullanılan simetrik işaretin en az iki katı sığalı elemanlar seçmek zorunda kalınacaktır. Doğal olarak elemanların gerilimleri de artacaktır. Üstelik bu gerilim seviyesi ile bazı düğümler arasındaki gerilim farkı artacaktır. Ayrıca giriş işareti ötelendiği gibi devredeki tüm parazitik işaretler de ötelenmekte ve harmoniklerin seviyesi yükselmektedir. Böylece ötelenen harmoniklerin bozucu özellikleri devreyi daha fazla etkilemektedir.

3.1.3 B Sınıfı Devreler

Şekil 3.2'de B sınıfı devre yapısı ve dalga şekli görülmektedir. Bu şekilde, transistör çifti (npn ve pnp) ile gerçekleştirilmiş B sınıfı bir devre görülmektedir.





Şekil 3.2 (a) B sınıfı yükselteç devresi (b) B sınıfı dalga şekli

Şekil 3.2’de görülen B sınıfı transistörlü devrenin PSpice programı ile devrenin analizi yapılmış, sonucunda $IE(Q1)$, $IE(Q2)$ akımlarının ve giriş $V(1)$, çıkış $V(3)$ gerilimlerinin dalga şekilleri elde edilmiştir. Programda dalga şekilleri çizdirilirken NPN transistörün dalga şekli negatif katsayı ile çarpılarak çizdirilmiştir. Bunun sebebi benzetim programında transistörün tüm akımlarının elemana doğru aktığı kabul edilerek tasarlanmasından kaynaklanmaktadır.

Transistörlerin emetör akımlarının dalga şekillerinde görüldüğü gibi negatif kısımlar kırılmıştır ve DC öteleme akımı yoktur. Bu yüzden B sınıfı bir devrede transistör giriş işaretinin tamamında değil ideal durumda %50’inde iletimdedir. Bir başka deyişle iletim açısı 180° ’dir (Sedra and Smith, 1991, p. 647-662). Transistörün iletime geçmesi için gerekli eşik gerilimi dikkate alınırsa %50 den daha düşük bir iletim oranı ortaya çıkacaktır.

Şekil 3.2’de görülen v_1 giriş gerilimi sifıra eşit olduğunda transistörler kesim bölgesine girerler ve çıkış gerilimleri sifır olur. Bunun dışında v_1 geriliminin sifırdan farklı fakat sifıra yakın olduğu yani transistörlerin iletime geçmesi için yeterli gerilimin sağlanamadığı durumlarda da transistörler yalıtımdadırlar. Bu durumların gerçekleştiği bölgeye ölü bant bölgesi denilir. Bu ölü bölgede *geçiş bozulması* denilen istenmeyen durumlar oluşur. Bu durum dalga şeklinde açıkça görülmektedir.

3.1.4 C Sınıfı Devreler

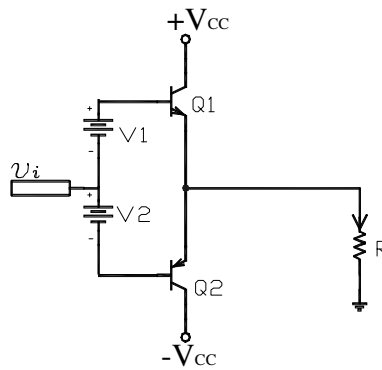
C sınıfı devrelerde iletim yarım periyottan daha küçüktür yani 180° ’den daha azdır. Bu dalga şekline ulaşmak için giriş işareti paralel LC devresinden geçirilir. Bu işlemin amacı giriş sinüsoidal işaretinin frekansını belirlemek içindir. Bu ilave devre bant geçiren filtre gibi çalışmaktadır. Çıkış işareti akımın Fourier serisindeki temel bileşenlerin genliği ile orantılıdır (Sedra and Smith, 1991, p. 647-662).

3.1.5 AB Sınıfı Devreler

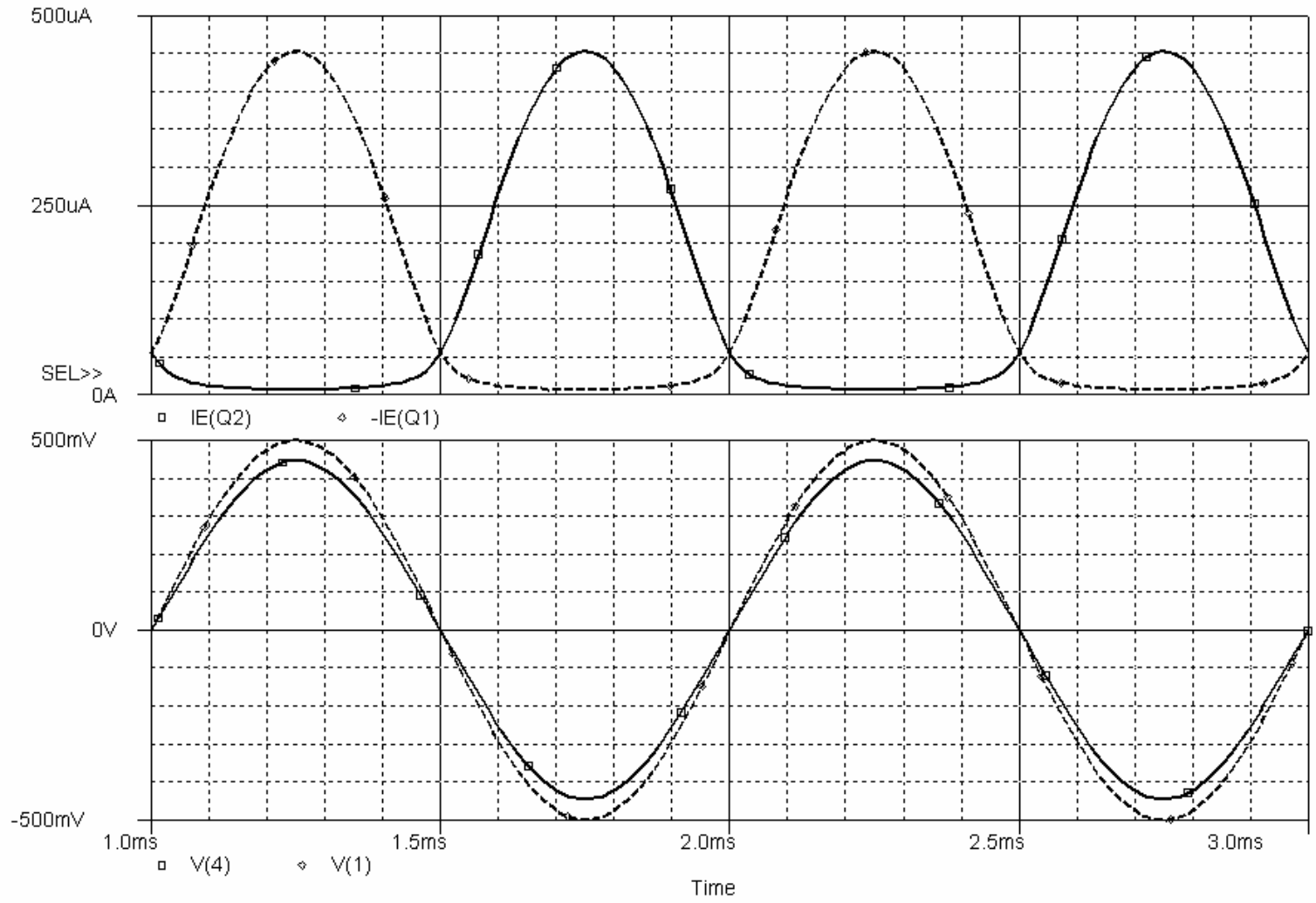
A ve B sınıfı yükselteçlerin özelliklerini birleştiren devre yapılarına AB sınıfı yükselteçler denilir. Şekil 3.3'de AB sınıfı bir transistörlü yükselteç devresi ve dalga şekli görülmektedir.

DC kutuplama akımı sıfırdan farklı fakat işaretin negatif tepe değerinden çok daha küçüktür. Transistörlerin tam iletimde kalma süresi yarım periyottan daha fazla fakat tam periyottan da daha küçüktür. Bir başka deyişle iletim açısı 180° ile 360° arasındadır (Sedra and Smith, 1991, p. 647-662).

Şekil 3.3'de görülen devrede V_{BB} gerilimi sabit I_Q akımını sağlamak için kullanılır. V_{BB} kutuplama gerilimi Q_1 ve Q_2 transistörlerinin bazlarına uygulanmaktadır. Böylece transistörlerin bazlarında sürekli bir kutuplama gerilimi mevcuttur. Bu sebepten dolayı v_1 giriş gerilimi çok küçük hatta sıfıra yakın bir değerde olsa bile transistörler yalıtıma geçmeden kalır. Bu duruma kısmi iletim durumu denilir. Böylece hem transistörlerin sıfır geçişinden dolayı meydana gelen bozulma ortadan kalkar, hem de DC ötelemeden kaynaklanan gürültü seviyesi azalmış olur.



(a)



Şekil 3.3:(a) AB sınıfı yükselteç devresi (b) AB sınıfı dalga şekli

3.2 Translineer Prensibi

Translineer prensibi ilk defa 1975 yılında Gilbert tarafından translineer devre yapısı ile ortaya atılmıştır. Bu makalede yazar çift kutuplu transistörün (BJT) kollektör akımı ile geçiş iletkenliği (A/V) arasındaki lineer ilişkiden faydalanarak genel bir prensip ortaya atmıştır (Gilbert, 1975, p. 14-16).

Gilbert makalesinde ileri yönde kutuplanmış p-n jonksiyonlarının kapalı bir çevrim oluşturması halinde akımları arasında doğrusal bir ilişki olacağını söylemiştir. Kapalı bir çevrimdeki gerilimlerin toplamı sıfırdır. İleri yönde kutuplanmış p-n jonksiyonunun akımı ile gerilimi arasında lineer olmayan, üstel bir ilişki vardır. Kapalı çevrimdeki gerilim ifadelerinin yerine doğrusal olmayan akım eşitlikleri yazılıp, logaritmanın matematiksel özelliklerinden faydalanarak çeşitli işlemler yapıldığında, p-n jonksiyonlarının akımlarının çarpımından oluşan bir ilişki elde edilir. Böylece akımlar arasındaki bu özellikten faydalanarak çarpma, bölme ve kare alma devreleri yapılabilir. Aynı zamanda karmaşık devrelerde bilinmeyen bir akım bilinen akımlardan faydalanarak bulunulabilir. Bu hesap yolu ile devre analizi klasik yöntemlere göre çok daha kolay ve daha az zamanda yapılabilmektedir.

Daha sonraları bu prensipten faydalanarak çeşitli devre yapıları ortaya çıkmıştır. Gilbert tarafından ortaya atılan yeni anlayış farklı amaçlar için kullanılmıştır. Böylece sadece teorik alt yapı gelişmekle kalmamış prensibin uygulama alanları da artmıştır. Gilbert'in devre yapısında ve ondan sonraki uygulama alanlarında akım gerilime göre daha fazla önem arz etmektedir. Bu sebepten dolayı, bu prensibe göre tasarlanan devrelerin tamamı akım modlu devreler alt başlığı altında sınıflandırılabilir. Örneğin logaritmik ortamlı filtreler, Gilbert'in prensibine uygunluk sağlamaktadır (Mulder, 1997, p.193-197).

Translineer devreler, girişi gerilim çıkışı akım olan ve akım ifadeleri arasında lineer bir ilişki kurulabilen devre elemanlarından oluşan bir veya birden fazla kapalı çevrim içeren sistemlerdir. Kapalı çevrim olmasa bile eğer elemanların gerilimleri arasında doğrusal bir ilişki varsa, translineer prensibi bu durumda da geçerli olmaktadır.

Denklem (3.2)-(3.7)'de translineer devreleri oluşturan elemanların tanım bağıntılarının oransal ifadelerinden faydalanarak kavramın elde edilişi görülmektedir (Minch, B. A., 2001).

$$g_m \equiv \frac{\partial I}{\partial V} \sim I \quad (3.2)$$

Burada g_m geçiş iletkenliğini (transconductance) ifade etmektedir. Görüldüğü gibi geçiş iletkenliği akım ile orantılıdır. Denklemi türevden kurtarmak için her iki tarafın integrali alınır.

$$\int \frac{\partial I}{I} \sim \int \partial V \quad (3.3)$$

$$\log I \sim V \quad (3.4)$$

$$I \sim e^V \quad (3.5)$$

Görüldüğü gibi akım gerilimin üstel ifadesi ile orantılıdır. Daha genel bir ifade ile k elemanlı bir devredeki elemanların gerilimleri için Denklem (3.6)'daki gibi doğrusal bir ilişki yazılabildiğini varsayalım.

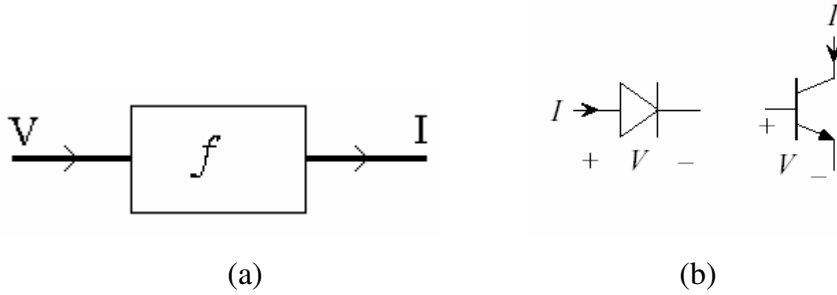
$$V_k + V_{k-1} + \dots + V_{k-n} = w_{k-(n-1)} V_{k-(n-1)} + w_{k-(n-2)} V_{k-(n-2)} + \dots + w_1 V_1 \quad (3.6)$$

Burada V_k 'lar kapalı çevrimdeki elemanların gerilimlerini, w_k 'lar ise sabitleri göstermektedir. Denklem (3.5)'deki orantısal bağıntı Denklem (3.6)'da yerine yazılırsa Denklem (3.7) elde edilir.

$$I_k x I_{k-1} x \dots x I_{k-n} = I_{k-(n-1)}^{w_{k-(n-1)}} x I_{k-(n-2)}^{w_{k-(n-2)}} x \dots x I_1^{w_1} \quad (3.7)$$

Uç denklemleri yönünden Denklem (3.5)'de verilen eşitliği sağlayabilecek devre elemanlarının blok yapısı ve örnek devre elemanları Şekil 3.4'de görülmektedir. Şekilde

görülen devre elemanlarının uç bağıntılarında akım, gerilim ile kontrol edilmektedir. Yani gerilim giriş bilgisi, akım çıkış bilgisi olduğu için elemanların uç bağıntılarının oranı iletkenliği (I/V , mho, transconductance) verir. Ayrıca, şekilde görülen yarıiletken devre elemanlarının çıkışı ile girişi arasında üstel bir ilişki olduğu için bu devre elemanları *logaritmik çevirici* (logarithmic convertor) olarak ta adlandırılır (Gilbert, 1975, p. 14-16).



Şekil 3.4 (a) Translineer devre elemanlarının blok modellenmesi
(b) Translineer devre elemanları

3.3 Durum Uzayı Metodu

Durum uzayı metodu 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 (Hsu, 2001, s. 365-377). Sistemi bu şekilde tanımlamanın çeşitli faydaları vardır. Bu faydalar şunlardır:

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

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

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 (Lathi, B. P., 1992).

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 verilir.

Durum değişkenleri metodunun uygulanmasında karşılaşılan kısıtlama ise yöntemin sadece nedensel sistemlere uygulanabilir olmasıdır (Hsu, 2001, s. 365-377).

Durum değişkenleri için, bir sistemin ani değerlerini bulmanın bir çok yolu vardır. Yani sistemin davranışı bir çok yolla ifade edilebilir. Bunun anlamı şudur: Bir devre için durum değişkenleri farklı seçilebilir.

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 gerekir. Bu yüzden $y(t_0)$ çıkış ani değeri için $x(t_0)$ başlangıç değerinin ve $u(t_0)$ giriş değerinin bilinmesi mecburidir. Yani bir çıkış ani değeri için sistemin o anki durumu (durum değişkenlerinin değerlerinin) ve kaynağın ani değerinin bilinmesi gerekir. Bu sonuçlar sadece basit sistemler için değil, çok girişli çok çıkışlı (MIMO, MultiInput MultiOutput) 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 bulunabilir.

Eğer n . dereceden bir devrenin genel karakteristik verilerinden sistem diferansiyel denklemlerini elde edebiliyorsak, sistemin diferansiyel denklemlerini bazı yöntemlerden faydalanarak sistem durum denklemlerine dönüştürebiliriz. Örneğin Denklem (3.8)'deki bir girişli bir çıkışlı n . dereceden sistem denklemini ele alalım.

$$\frac{d^n y}{dt^n} + \alpha_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + \alpha_1 \frac{dy}{dt} + \alpha_0 y = \beta u(t) \quad (3.8)$$

Verilen denklem için ilk durum koşulları $y(0), \dot{y}(0), \dots, y^{(n-1)}(0)$ 'dır. Denklem (3.8)'de verilen devre denklemi için $y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}$ terimlerinin durum değişkeni olduğunu kabul edelim ve durum değişkenleri olarak atayalım.

$$\begin{aligned} x_1 &= y \\ x_2 &= \dot{y} \\ x_3 &= \ddot{y} \\ &\vdots \\ x_n &= y^{(n-1)} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Denklem (3.9)'u sadece durum değişkenleri cinsinden ifade edersek Denklem (3.10) elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1} &= x_n \end{aligned} \quad (3.10)$$

n . dereceden durum değişkeninin türevi, Denklem (3.8)'deki diferansiyel eşitlikte Denklem (3.10)'da yapılan kabullerin yerine yazılması ile elde edilir. Bu durum Denklem (3.11)'de görülmektedir.

$$\dot{x}_n = -\alpha_{n-1}x_n - \alpha_{n-2}x_{n-1} - \dots - \alpha_1x_2 - \alpha_0x_1 + \beta u \quad (3.11)$$

Bu sistemin çıkış denklemi Denklem (3.9)'dan elde edilir.

$$y = x_1 \quad (3.12)$$

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 girişi olan bir sisteme ait denklemler Denklem (3.13)'de ifade edilmiştir.

$$\dot{x}_i = g(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n, u_1, u_2, \dots, u_m) \quad i=1,2,\dots,n \quad (3.13)$$

Denklem (3.13) m girişli n . dereceden bir sistemi temsil etmektedir. Lineer sistemler için ise bu genel ifade yalınlaşır. Denklem (3.14)'te lineer m girişli k çıkışlı n . dereceden bir sistem tanımlanmıştır.

$$\dot{x}_i = A_{i1}x_1 + A_{i2}x_2 + \dots + A_{in}x_n + B_{i1}u_1 + B_{i2}u_2 + \dots + B_{im}u_m \quad i = 1,2,\dots,n \quad (3.14a)$$

$$y_j = P_{j1}x_1 + P_{j2}x_2 + \dots + P_{jn}x_n + D_{j1}u_1 + D_{j2}u_2 + \dots + D_{jm}u_m \quad j = 1,2,\dots,k \quad (3.14b)$$

Denklem (3.14) sistemin dinamik denklemleri olarak adlandırılırlar. n . dereceden bir sistem için n adet birinci derecedeki denklem mevcuttur.

Denklem (3.14)'te verilen ifadenin matris olarak ifadesi Denklem (3.15)'de görülmektedir. Denklemde m adet giriş, k adet çıkış içeren bir sistem ifade edilmiştir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix}}_x = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1n} \\ A_{21} & A_{22} & \dots & A_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{n1} & A_{n2} & \dots & A_{nn} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & \dots & B_{1m} \\ B_{21} & B_{22} & \dots & B_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{n1} & B_{n2} & \dots & B_{nm} \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix}}_u \quad (3.15a)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_k \end{bmatrix}}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1n} \\ P_{21} & P_{22} & \dots & P_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{k1} & P_{k2} & \dots & P_{kn} \end{bmatrix}}_P \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} & \dots & D_{1m} \\ D_{21} & D_{22} & \dots & D_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ D_{k1} & D_{k2} & \dots & D_{km} \end{bmatrix}}_D \underbrace{\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix}}_u \quad (3.15b)$$

Bu bölümde ve bundan sonraki kullanımlarda aksi belirtilmedikçe, 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 (3.15)'deki matris ifadelerinin notasyona (simgelenim) uygun gösterimi Denklem (3.16)'daki gibidir.

$$\bar{\dot{x}} = A\bar{x} + B\bar{u} \quad (3.16a)$$

$$\bar{y} = P\bar{x} + D\bar{u} \quad (3.16b)$$

Burada x = durum vektörü, y = çıkış vektörü, u = giriş vektörü olarak ifade edilmiştir.

Tanımlanan sistem için Denklem (3.16a) sistem durum denklemi, Denklem (3.16b) ise sistem çıkış denklemi olarak adlandırılır.

Bazı sistemler için diferansiyel denklem, Denklem (3.8)'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 (3.16)'da verilen genel yapı dışına çıkamaz. Yani sistemin diferansiyel denkleminde giriş değişkenlerinin türevi olsa bile durum denklemlerinde u 'nun türev ifadesi bulunmamalıdır.

Eğer sistem denklemlerinde giriş işaret veya işaretlerinin n . dereceden türev veya türevleri bulunuyorsa, durum denklemlerinin elde edilişi esnasında giriş değişkeninin türevlerini yok edecek bir dönüşüm yapmak gerekir. Diferansiyel denklem değişkenlerini durum değişkeni olarak atama yaparken giriş türev ifadelerini yok edecek bir dönüşüm yapılabilir. Denklem (3.17)'de böyle bir dönüşüm görülmektedir.

$$\begin{aligned}
x_1 &= y + r_1 u \\
x_2 &= \dot{x}_1 + r_2 u = \dot{y} + r_1 \dot{u} + r_2 u \\
x_3 &= \dot{x}_2 + r_3 u = \ddot{y} + r_1 \ddot{u} + r_2 \dot{u} + r_3 u \\
&\vdots \\
x_n &= \dot{x}_{n-1} + r_n u = y^{n-1} + r_1 u^{n-1} + \dots + r_n u
\end{aligned} \tag{3.17}$$

Denklemden r_i katsayıları sabittir. Sistem diferansiyel denkleminde atanan durum değişkenlerinin yazılması ile sistem dinamik denklemleri elde edilir. r_i katsayılarının uygun seçilmesi ile giriş işaretinin türevlerinin katsayıları sıfır yapılabilir. Böylece Denklem (3.16)'daki genel ifade elde edilmiş olur.

DÖRDÜNCÜ BÖLÜM

ELİN FİLTRELERİN DURUM UZAYINDA

GENEL SENTEZİ

4.1 Giriş

Bu bölümde, sistem denklemleri verilmiş bir filtre devresinin, durum uzayı yöntemini kullanarak lineer olmayan ortamda sentezi için izlenecek olan genel yöntem için bir teori oluşturulacaktır. Sentezin gerçekleşmesi için gerekli ön şartlar irdelenecek ve şartları sağlamayan denklemlerin sebepleri incelenecektir.

Gerekli şartları sağlamadıkları için bazı sistemlerin sentezleri gerçekleştirilememektedir. Araştırmacılar tarafından geliştirilen çeşitli uzlaştırıcı yöntemler ile devrenin karakteristiği bozulmadan, işlevi değişmeden, sistemleri gerekli ön şartları sağlar duruma getirmek mümkün olmaktadır. İlerleyen kısımlarda bu yöntemler genel olarak açıklanacak, tezde kullanılan yöntem ise ayrıntıları ile incelenecektir.

İstenilen özelliklere sahip devrelerin lineer olmayan ortamda durum uzayı yöntemi ile sentezindeki işlem basamakları genel bir anlatım ile şöyledir: Öncelik ile sentezin yapılabilmesi için ön şartları sağlayan sistem denklemlerinin kullanılması gerekir. Belirlenen denklemler, çeşitli işlemlerden sonra elektriksel kanunlara uygun eşitlikler haline getirilir. Burada elde edilen denklemlerin her bir teriminin gerçek dünyadaki elektronik elemanların uç denklemlerine karşılık gelmesi gerekmektedir. Farklı kabuller ile farklı elektronik elemanlara ulaşmak mümkündür. Bu ayrıntılar ilerleyen kısımlarda irdelenecektir. Sonuç olarak elde edilen denklemler belirlenen elemanlar ile oluşturulabilmekte ve hedeflenen özelliklere sahip devre böylece gerçekleştirilmektedir.

4.2 n. Dereceden Lineer Olmayan Ortamlı Filtrelerin Genel Sentezi

Denklem (3.16)'da verilen sistem denklemleri Denklem (4.1) ve Denklem (4.2)'de boyut analizleri ile birlikte tekrar ele alınmıştır. Daha önce de belirtildiği gibi katsayı vektörleri üst çizgi ve küçük harf ile; katsayı matrisleri 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.

Sistem denklemlerinin boyutlarında bir sınırlama olmamasına karşın, girişin ve çıkışın skaler olarak varsayılması (1x1 boyutlu bir vektör) elde edilecek sonuçların evrenselliğini etkilemez. Bu yüzden n. dereceden bir girişli, bir çıkışlı sistemin genel sentezi yapılacaktır. Elde edilecek sonuçların genelleştirilmesi ile m girişli k çıkışlı sistem verilerine ulaşılabilir.

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = \bar{\dot{x}} = A\bar{x} + \bar{b}u \quad (4.1)$$

$$y = \bar{p}^T \bar{x} + du \quad (4.2)$$

Bu denklem sisteminde u giriş, y çıkış ifadesidir. Sistem denklem çiftinin durum değişkeni 'x', Denklem (4.3)'deki gibi tanımlıdır. A, \bar{b} , \bar{p} , d ise katsayılardır. Denklem (4.1)'de x değişkenlerinin üzerindeki “·” zamana göre türevi ifade etmektedir.

$$\bar{x} = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)^T \quad (4.3)$$

Sistem denklemlerindeki terimlerin boyut analizi ise şu şekildedir:

A=(nxn) boyutlu katsayılar matrisi,

b=(nx1) boyutlu katsayılar vektörü,

p=(nx1) boyutlu katsayılar vektörü,

d= Skaler katsayı.

Eğer n . dereceden sistemde m tane giriş, k tane çıkış mevcut ise tek girişli, tek çıkışlı sistemden farklı olarak bazı terimler boyut değişikliğine uğrarlar. Boyut değişikliğine maruz kalan katsayılar şunlardır:

$B=(n \times m)$ boyutlu katsayılar matrisi,

$u=(m \times 1)$ boyutlu giriş vektörü,

$y=(k \times 1)$ boyutlu çıkış vektörü,

$P=(k \times n)$ boyutlu katsayılar matrisi,

$D=(k \times m)$ boyutlu katsayılar matrisi haline gelir.

Böyle bir sistemin matris olarak ifadesi Denklem (3.15)'de verilmiştir.

4.2.1 Durum Değişkenlerinin Bir f Fonksiyonu ile Eşlenmesi (Mapping)

İstenilen özelliklere sahip bir filtrenin gerçekleştirilmesi için, filtrenin transfer fonksiyonundan elde edilen diferansiyel denklemlerin gerçek elemanlar ile sentezinin yapılabilir olması gerekmektedir. Bu yüzden sistem denklemi değişkenlerine, uygun bir dönüşüm uygulanması şarttır. Yani durum denklemlerinin gerçekleştirilebilir hale gelmesi için transfer fonksiyonunun genel karakteristiği değişmeden, belirli kurallar çerçevesinde durum denkleminin değişkenleri belirlenen bir fonksiyon ile eşleştirilir. Yani durum değişkenlerinin ve belirlenen bir fonksiyonun tüm t anlarındaki değerlerinin oluşturduğu bire-bir ve örten iki küme eşleştirilmektedir. Burada iki küme arasındaki aktarımı sağlayan fonksiyona *aktarım fonksiyonu* denilebilir. Bu işleme eşleme (mapping) ya da transformasyon (transformation) isimleri vermek de mümkündür. Daha farklı bir ifade ile yapılan işlem, durum denklemlerindeki değişkenlerin herhangi bir zaman anında alacağı değer ile aktarım fonksiyonunun o anda alacağı değer karşılıklı yer değiştirmesidir. Bu işlemin tüm anlarda ve tüm durum değişkenleri için uygulanması ile durum değişkenlerinin bir fonksiyon ile eşlenmesi gerçekleşmiş olur. Böylece denklemler fiziksel elemanlar ile gerçekleştirilebilir hale getirilmiş olur.

Her bir sistem denklemlerindeki değişkenlerin, hedeflenen sentez doğrultusunda uygun bir fonksiyon ile eşlenmesi gerekir. Bu işlem, her bir durum değişkenine, şartları sağlayan bir fonksiyonun atanması ile gerçekleşir. Tezin bu kısmında genel bir ifade elde etmek amacıyla durum değişkenleri tek ve belirsiz fonksiyon ile eşlendirme yapılacaktır.

Durum değişkenlerinin bir fonksiyon ile aktarımı yapılarak, yeni sistem denklemleri elde edilir. Eski ve yeni sistem denklemlerinin arasında bire-bir örten bir ilişki olmalıdır. Yani değişkenlerin değer kümelerinde tanımsız ya da birden fazla karşılığı olan eleman bulunmamalıdır. Bu iki sistem arasında karşılıklı dönüşüm için gereklidir. Bu durum Kısım 4.5.1’de ayrıntılı olarak incelenmiştir.

Yeni sistem denklemleri çeşitli işlemlerden geçirilerek sentezi yapılabilecek hale getirilir. Bu işlemler sonucunda elde edilen denklemlerin fiziksel, gerçek elemanlar ile tasarlanabilir olması şarttır. Durum değişkenlerinin farklı fonksiyonlar ile aktarımı sonucu, birbirinden farklı devre yapıları ortaya çıkar. Birbirinden farklı aktarım fonksiyonlarının ayrıntıları Kısım 4.3’de incelenmiştir.

Lineer olmayan ortamlı filtre devrelerin genel ifadeler ile açıklaması hedeflenen bu kısımda, durum değişkenleri ile genel $f(v)$ fonksiyonunun elemanlarının oluşturduğu küme arasında eşlendirme yapılacaktır. Yani x durum değişkenine f fonksiyonu atanacaktır. Anlaşıldığı üzere eski ve yeni değişkenlerin t anlarındaki değerlerinin oluşturduğu iki adet değerler kümesi mevcuttur. Her iki küme arasındaki aktarım da tek bir giriş için sadece tek bir değere sahip olan ve tüm girişlerin tanımlı olduğu $f(v)$ fonksiyonu ile yapılmaktadır. Böylece iki küme arasında bire-bir örten bir eşleme yapılmış olmaktadır. $f(v)$ fonksiyonunun farklı seçenekleri, farklı devre elemanları ile tasarlanan sistemleri ortaya çıkartır.

Denklem (4.4)’de x durum değişkeni bir f aktarım fonksiyonuna atanmıştır. Denklem (4.5)-(4.7)’de f fonksiyonunun özellikleri görülmektedir.

$$\bar{x} = \bar{f}(v) \quad (4.4)$$

$$\bar{f}(v) = [g_1(v_1), g_2(v_2), \dots, g_n(v_n)]^T \quad (4.5)$$

$$\bar{x} = \bar{g}[\bar{v}(t)] = (\bar{g} \circ \bar{v})(t) \quad (4.6)$$

$$x_i = g_i[v_i(t)] \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (4.7)$$

Denklem (4.4)-(4.7) arasında açıklandığı gibi x durum değişkeni, bir bileşke fonksiyon ile, zamana bağlı g fonksiyonuna dönüşmüştür. Bu dönüşüm, durum değişkenlerinin bileşke bir fonksiyon ile aktarımı yapılarak sağlanmıştır. Bu bileşke fonksiyonda 'g' ana fonksiyon, 'v' bağımlı değişken 't' bağımsız değişkendir.

Denklem (4.5)'de görüldüğü gibi her bir 'v' bağımlı değişkenine farklı bir 'g' fonksiyonu uygulanmaktadır. Bunun yerine her bir 'v' bağımlı değişkenine aynı 'g' fonksiyonu uygulanırsa Denklem (4.8) ve Denklem (4.9) elde edilir.

$$\bar{f}(v) = [g(v_1), g(v_2), g(v_3), \dots, g(v_n)]^T \quad (4.8)$$

$$x_i = g[v_i(t)] \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (4.9)$$

Denklemlerden anlaşıldığı gibi bağımsız değişken t ile durum değişkeninin arasında sadece bir f fonksiyonu mevcuttur. Durum değişkeninin zamana bağlantısı olan f fonksiyonunun sayısı birden fazla olabilir. Örneğin p adet birbirine zincirleme bağlı f fonksiyonu olsun. Bu durumda p adet birbirinden farklı f fonksiyonunun her biri bir ara adımı oluşturmaktadır. Daha açık bir ifade ile durum uzayındaki iki ortamdaki noktaları birleştirmek amacındayız. Bu işlem, Denklem (4.8) ve Denklem (4.9)'da yapıldığı gibi, tek bir fonksiyonla ya da geometrik anlamı ile iki noktayı bir doğru ile birleştirerek gerçekleştirilebileceği gibi, p adet fonksiyon ile yani p adet doğru parçası birleştirilerek de gerçekleştirilebilir. Böylece farklı bir yöntem ile denklemler arası eşleştirme gerçekleştirilmiş olur. Burada ulaşmak istediğimiz ortama geçmeden önce p adet

ortamdan sırayla geçmek zorunda kalmaktayız. Bu yöntem mecburi kalınmadıkça karmaşık matematiksel işlemlerden dolayı tercih edilmemektedir. Ancak istenilen dönüşüm tek bir fonksiyon ile gerçekleştirilememişse bu yönteme başvurulabilir.

4.2.2 Dönüşümü Yapılmış Değişkenler ile Sistem Denklemlerinin Genel İfadelerinin Elde Edilmesi

Denklem (4.1)'deki sistem denklemlerinin genel gösterimi ifadesinde durum değişkenlerinin türevinin alınması gerektiği görülmektedir. Denklem (4.4) ve Denklem (4.5)'de durum değişkenlerinin birer bileşke fonksiyon ile yeni ortama aktarımının yapıldığı görülmektedir. Yani bu aktarım sonucunda durum değişkeni birbirine bağımlı birden fazla değişkene bağımlı hale gelmiştir. Bu sebepten dolayı durum değişkenlerinin türevlerinin zincir kuralı uygulanarak alınması gerekir. Denklem (4.10.a)'da durum değişkenlerine ataması yapılan bileşke fonksiyonların türevlerinin matris hali verilmiştir; burada f_i fonksiyonları f vektörünün i . elemanını göstermektedir. Denklemlerin i . satırı ise Denklem (4.10.b)'de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{x}}{dt} = \frac{d\bar{f}(v)}{dt} &= \begin{bmatrix} \frac{df_1(v)}{dt} \\ \frac{df_2(v)}{dt} \\ \vdots \\ \frac{df_n(v)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dg(v_1)}{dv_1} \frac{dv_1}{dt} \\ \frac{dg(v_2)}{dv_2} \frac{dv_2}{dt} \\ \vdots \\ \frac{dg(v_n)}{dv_n} \frac{dv_n}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g'(v_1)\dot{v}_1 \\ g'(v_2)\dot{v}_2 \\ \vdots \\ g'(v_n)\dot{v}_n \end{bmatrix} \\ &= \underbrace{\begin{bmatrix} g'(v_1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & g'(v_2) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & g'(v_n) \end{bmatrix}}_{\bar{g}'(v)} \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \\ \vdots \\ \dot{v}_n \end{bmatrix}}_{\dot{\bar{v}}} \end{aligned} \quad (4.10.a)$$

$$\frac{dx_i}{dt} = \frac{dg(v_i)}{dv_i} \frac{dv_i}{dt} = g'(v_i)\dot{v}_i, \quad i=1,2,3,\dots,n \quad (4.10.b)$$

Denklem (4.10)'da değişken üzerindeki (\cdot) , değişkenin t ' ye göre türevini, $(\dot{})$ ise değişkenin t den farklı olan bağımlı değişkenine göre türevini ifade etmektedir.

Denklem (4.11)'de dönüşümü yapılmış durum denkleminin son hali matris olarak görülmektedir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} g'(v_1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & g'(v_2) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & g'(v_n) \end{bmatrix}}_{\frac{\partial \tilde{f}(v)}{\partial r}} \begin{bmatrix} \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \\ \dots \\ \dot{v}_n \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1n} \\ A_{21} & A_{22} & \dots & A_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{n1} & A_{n2} & \dots & A_{nn} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} g(v_1) \\ g(v_2) \\ \vdots \\ g(v_n) \end{bmatrix}}_{\tilde{f}(v)} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix}}_b u \quad (4.11)$$

Denklem (4.11)'de görülen matris ifadenin i . satırı için ifadeyi tekrar yazalım.

$$g'(v_i) \dot{v}_i = \sum_{j=1}^n A_{ij} g(v_j) + b_i u \quad \forall i = 1, 2, \dots, n \quad (4.12)$$

Denklem (4.12)'nin her iki tarafını, C_i sabit olmak üzere, $\frac{C_i}{g'(v_i)}$ terimi ile çarpalım.

$$C_i \dot{v}_i = \sum_{j=1}^n \frac{C_i}{g'(v_i)} A_{ij} g(v_j) + \frac{C_i}{g'(v_i)} b_i u \quad \forall i = 1, 2, \dots, n \quad (4.13)$$

Denklem (4.13)'ün sağ tarafında u girişi hariç tüm elemanlar aynı fonksiyona sahiptirler. Bu farklılık, sistemin tamamında standart bir fonksiyon kullanılmamasından kaynaklanan bir sorun oluşturur. Bu sorun, tasarlanan devrenin uyumunu olumsuz yönde etkilemektedir. Bu yüzden giriş işareti u 'ya, aktarım fonksiyonu olarak v_o değişkenine bağlı, g fonksiyonu atanır. Böylece ' u ' girişi işareti, ' x ' durum değişkenine uygulanan aktarım sonucu elde edilen dönüşüme ulaşır. Bu durum Denklem (4.14)'de ifade edilmiştir.

$$u = g(v_o) \quad (4.14)$$

Bu kabulü yaptıktan sonra, Denklem (4.13)'ü tekrar yazarsak Denklem (4.15) elde edilir.

$$C_i \dot{v}_i = \sum_{j=1}^n \frac{C_i}{g'(v_i)} A_{ij} g(v_j) + C_i b_i \frac{g(v_o)}{g'(v_i)} \quad \forall i = 1, 2, \dots, n \quad (4.15)$$

Denklem (4.15)'te eşitliğin sol tarafındaki ' v_i ' terimini i . düğümün gerilimi ve C sabit terimini bir kondansatörün sığası olarak kabul edersek, denklemin sol tarafı ' i ' numaralı düğüm ile toprak arasına bağlanmış C sığalı kondansatörün akımını ifade eder. Denklem sağ tarafındaki ilk terim ise n adet düğümün i . düğüm üzerindeki etkisini tasvir eder. Yani her bir düğümün i . düğüme uygulanan fonksiyon çerçevesinde akan akımların toplamıdır. İkinci terim ise giriş kaynağından dolayı i . düğüme akan akımı anlatır. Böylece bu kabullerden sonra Denklem (4.15) i . düğüme ait KAK (Kirchhoff Akım Kanunu) ifadesi olmuştur.

Durum Denklemi (4.1)'e uygulanan ve Denklem (4.4)-(4.15)'de anlatılan işlem adımlarının aynılarını çıkış Denklemi (4.2)'ye uygulandığında Denklem (4.16)-(4.18) elde edilir.

$$y = \bar{p}^T \bar{f}(v) + d g(v_o) \quad (4.16)$$

$$y = \bar{p}^T [g(v_1), g(v_2), g(v_3), \dots, g(v_n)]^T + d g(v_o) \quad (4.17)$$

$$y = \sum_{i=1}^n p_i g(v_i) + d g(v_o) \quad \forall i = 1, 2, \dots, n \quad (4.18)$$

Denklem (4.15) ve Denklem (4.18) dönüşümü yapılmış yeni sisteme ait sistem denklemleridir. Bu denklemlerdeki g fonksiyonlarının uygun olarak belirlenmesinden sonra bu durum denklemleri gerçek elemanlar ile tasarlanabilir hale gelmiş olur.

4.3 $g(v)$ Aktarım Fonksiyonunun Çeşitleri ve Sınıflandırılması

$g(v)$ fonksiyonunun neler olabileceği üzerine son yıllarda çeşitli araştırmalar yapılmıştır. Farklı araştırmacılar, önceki kısımlarda bahsedilen Kısım 4.5’de ayrıntıları açıklanacak olan şartları sağlayan farklı $g(v)$ fonksiyonları ile farklı devre yapıları sunmuşlardır (Frey, 1993a), (Frey, 1996), (Eskiyerli ve diğ., 1996).

Genel olarak x durum değişkeninin bir $g(v)$ fonksiyonu ile aktarımı yapılarak elde edilen dönüşüm sonucu tanımlanan sistem denklemlerinin durum uzayı yöntemi kullanılarak sentezinin yapılması ile tasarlanan devrelere ‘MSS’ (Mapped State Space) devreler denir.

MSS filtrelerdeki durum denklemlerinin değişkenleri bir eşlenme sonucunda dönüşüme uğraması ile diğer sentez yöntemlerinden farklılık gösterir. O yüzden MSS filtreler bu konudaki genel başlığı oluşturur. Bundan sonra $g(v)$ fonksiyonunun farklı seçenekleri ile iç çeşitlilik belirlenir.

Günümüze kadar yapılan araştırmalarda $g(v)$ iki farklı temel fonksiyon olarak belirlenmiştir. Bunlar aktarım fonksiyonunun polinom olarak veya üstel tanımlanması ile elde edilir.

Aktarım fonksiyonunun bir polinom olarak tanımlanması ile x durum değişkeni, bir polinom ile eşlendirilmiş olur. Tanımlanan bu eşlendirme ile durum değişkenlerinin dönüşümü yapılmaktadır. Bu aktarım fonksiyonu ile elde edilen devrelere ‘PSS’ (Polynomial State Space) devreler denilir. Çeşitli ara işlemlerden sonra denklemler fiziksel olarak gerçekleştirilebilir hale gelmektedir. Ara işlemlerden sonra elde edilen sonuç eşitliği KAK’nu sağlayan ve terimleri FET (Field Effect Transistor) devre elemanının uç bağıntılarına karşılık düşen bir denklem haline gelir. Böylece FET devre elemanı ile gerçekleştirilen lineer olmayan ortamlı bir filtre elde edilmiş olur (Eskiyerli ve diğ., 1996).

MSS devrelerin ikinci alt kolu, $g(v)$ fonksiyonunun e taban olmak üzere üstel seçilmesi ile elde edilen devre yapılarıdır. Bu tür devreler ‘ESS’ (Exponential State

Space) devreler olarak adlandırılmaktadır. ESS devreler BJT devre elemanlarının çeşitli alternatif kullanımları ile gerçekleştirilir. Farklı üstel tanımlamalar ile değişik devre yapıları ortaya çıkar. Elde edilen bu çeşitler ESS devrelerin alt kollarını oluşturur.

Günümüze kadar araştırmacılar tarafından ESS filtreler üzerine yapılan çalışmalarda, yaygın olarak kullanılan üç farklı devre tipi elde edilmiştir. Farklı üstel dönüşümler sonucu elde edilen ESS devreleri Denklem (4.19)'da ifade edilmiştir. Denklemde uygulanan üstel fonksiyonlar ve bu dönüşümlerin hangi isim ile adlandırıldıkları belirtilmiştir.

$$x = \begin{cases} I_{st} e^{kv_1} & \text{Log devreler} \\ I_{st} \tanh(\alpha v_1) & \text{Tanh devreler} \\ I_{st} \sinh(\alpha v_1) & \text{Sinh devreler} \end{cases} \quad (4.19)$$

Denklem (4.19)'da I_{st} , k ve α terimleri sabit katsayılardır.

Birbirinden farklı devre yapıları ile gerçekleştirilen ESS filtreler farklı özelliklere sahiptirler. Bu tezin ilerleyen bölümlerinde logaritmik ortamda sentez yapılacağı için incelemelerin ağırlığı bu konu üzerine olacaktır.

Denklem (4.3)'de görülen durum değişkenleri vektöründeki i . terimin logaritmik aktarım fonksiyonu ile eşleşmesi Denklem (4.20)'de görüldüğü gibidir.

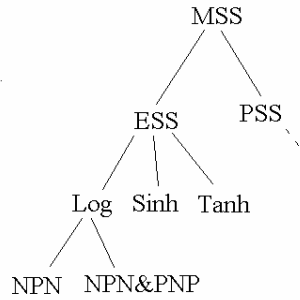
$$x_i = I_{st} e^{kv_i} \quad (4.20)$$

Denklemdaki I_{st} ve k sabitlerinin farklı seçilmesi sonucunda farklı devre yapıları ortaya çıkar.

k sabitinin iki farklı seçeneği ile logaritmik ortamlı devrelerin iki alt kolu oluşur. Bu sabitin farklı seçimleri kullanılan BJT elemanının çeşidini belirler. k sabitinin farklı seçilmeleri sonucunda belirlenen devre yapıları Denklem (4.21)'de görülmektedir.

$$k = \begin{cases} \frac{1}{V_t} & \text{Sadece NPN BJT ile (ya da sadece PNP BJT ile) sentez} \\ \frac{1}{2V_t} & \text{NPN ve PNP BJT'ler ile (karma, hibrit) sentez} \end{cases} \quad (4.21)$$

Lineer olmayan devre elemanları ile lineer devre sentezinin anlatılan farklı seçenekleri Şekil 4.1'de görülmektedir.



Şekil 4.1 Lineer olmayan devre elemanları ile lineer davranışlı sistemlerin genel yapısı

Bu tezde hedeflenen, eliptik transfer fonksiyonunun gerçekleştirilmesinde üstel logaritmik bir aktarım fonksiyonu kullanarak tekil (tamamen NPN transistörlerden oluşan) bir devre sentezlemektir.

4.4 Sistem Denklemlerinden Devre Denklemlerinin Elde Edilmesi

Bu bölümde Denklem (4.15) ve Denklem (4.18)'de elde edilen genel sistem denklemlerindeki $g(v)$ fonksiyonunun yerine Kısım 4.3'de açıklanan NPN BJT elemanları ile gerçekleştirilen logaritmik ortamlı filtreler için tanımlanmış üstel bir fonksiyon kullanılacaktır.

Denklem (4.20)'de I_{st} sabit bir katsayıdır. Bu sabiti sızıntı akımı olarak kabul edelim.

$$I_{st} = I_s \quad (4.22)$$

Devremizin tamamen NPN BJT'ler ile gerçekleşmesi hedeflendiği için $k = \frac{1}{V_t}$ olarak seçilir.

Denklem (4.19)-(4.22)'yi kullanarak durum değişkenine uyguladığımız $\bar{f}(v)$ fonksiyonu belirlenir. Daha sonra da Kısım 4.2.2'de genel bir g fonksiyonu için açıklanan işlem basamakları, üstel tanımlı bir fonksiyon için uygulanarak devre denklemleri elde edilecektir.

$$x_i = g(v_i) = I_s e^{\frac{v_i}{V_t}} \quad (4.23.a)$$

$$u = g(v_o) = I_s e^{\frac{v_o}{V_t}} \quad (4.23.b)$$

Denklem (4.23)'te durum değişkenlerinin ve giriş değişkeninin bir üstel fonksiyon ile eşlenmesi görülmektedir. Kısım 4.2.2'de elde edilen Denklem (4.15) ve Denklem (4.18), herhangi bir fonksiyon için dönüşümü yapılmış sistem denklemleridir. Bu denklemlerdeki g fonksiyonları yerine Denklem (4.23)'de belirlenen üstel fonksiyonların yazılması ile logaritmik ortamlı sistem denklemleri elde edilir. Denklem (4.24)-(4.28)'de belirsiz bir g fonksiyonu için elde edilen genel sistem denklemlerinden faydalanmadan logaritmik ortamlı sistem denklemlerinin elde edilişi görülmektedir. Bu ara işlemler Kısım 4.2.2'de elde edilen genel denklemlerin doğrulanması amacı ile yapılmaktadır.

$$\bar{f}(v) = \left[I_s e^{\frac{v_1}{V_t}}, I_s e^{\frac{v_2}{V_t}}, I_s e^{\frac{v_3}{V_t}}, \dots, I_s e^{\frac{v_n}{V_t}} \right]^T \quad (4.24)$$

Denklem (4.24)'ün türev ifadesinin matris hali Denklem (4.25)'de görülmektedir.

$$\frac{d\bar{f}(v)}{dt} = \frac{1}{V_t} \underbrace{\begin{bmatrix} I_s e^{\frac{v_1}{V_t}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & I_s e^{\frac{v_2}{V_t}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & I_s e^{\frac{v_n}{V_t}} \end{bmatrix}}_{\bar{g}'(v)} \begin{bmatrix} \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \\ \vdots \\ \dot{v}_n \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Bu denklemi, durum Denklemi (4.1)'de yerine yazalım.

$$\frac{1}{V_t} \begin{bmatrix} I_s e^{\frac{v_1}{V_t}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & I_s e^{\frac{v_2}{V_t}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & I_s e^{\frac{v_n}{V_t}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \\ \vdots \\ \dot{v}_n \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1n} \\ A_{21} & A_{22} & \dots & A_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{n1} & A_{n2} & \dots & A_{nn} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} I_s e^{\frac{v_1}{V_t}} \\ I_s e^{\frac{v_2}{V_t}} \\ \vdots \\ I_s e^{\frac{v_n}{V_t}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} I_s e^{\frac{v_i}{V_t}} \quad (4.26)$$

Durum denklemi olan Denklem (4.26)'nın her iki tarafını da soldan $C[\bar{g}'(v)]^{-1}$ ile çarpalım. Bu çarpanlardan C , $n \times n$ boyutlu asal köşegeninde sabit elemanlardan oluşan köşegen bir matris; $[\bar{g}'(v)]^{-1}$, Denklem (4.25)'de sağ taraftaki ilk terimin tersidir. Denklem (4.26)'yı matris işlemlerini yaptığımızda n tane denklem halinde yazabiliriz.

Bu n tane denklemlerden i . sini $C_i V_t / I_s e^{\frac{v_i}{V_t}}$ ile çarpmış oluyoruz. Bu işlem sonucunda Denklem (4.27) elde edilir. Bu denklem logaritmik ortamlı bir sistemin sistem denklemlerini matris halinde göstermektedir.

n . dereceden bir sistem için elde edilen bu matrisel ifadenin i . satırı Denklem (4.28)'de görülmektedir. Bundan sonraki işlemler sadece i . satır üzerinden yapılacaktır. Bu yöntem ile matematiksel işlem kolaylığı hedeflenmiştir. Sonuçların matris boyutunda yazılması ile evrensel sonuçlar elde edilebilir.

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} C_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & C_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & C_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \\ \vdots \\ \dot{v}_n \end{bmatrix} = V_t \begin{bmatrix} C_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & C_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & C_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s e^{\frac{v_1}{V_t}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & I_s e^{\frac{v_2}{V_t}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & I_s e^{\frac{v_n}{V_t}} \end{bmatrix}^{-1} \\
& x \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1n} \\ A_{21} & A_{22} & \dots & A_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{n1} & A_{n2} & \dots & A_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s e^{\frac{v_1}{V_t}} \\ I_s e^{\frac{v_2}{V_t}} \\ \vdots \\ I_s e^{\frac{v_n}{V_t}} \end{bmatrix} \\
& + V_t \begin{bmatrix} C_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & C_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & C_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s e^{\frac{v_1}{V_t}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & I_s e^{\frac{v_2}{V_t}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & I_s e^{\frac{v_n}{V_t}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} I_s e^{\frac{v_o}{V_t}}
\end{aligned} \tag{4.27}$$

Denklem (4.28)'de görülen denklem ifadesi daha önce de belirtildiği gibi Denklem (4.23)'ün (4.15)'de yerleştirildiğinde elde edilebilir.

$$C_i \dot{v}_i = \sum_{j=1}^n \left(V_t \frac{C_i}{I_s e^{\frac{v_i}{V_t}}} \right) A_{ij} I_s e^{\frac{v_j}{V_t}} + \left(V_t \frac{C_i}{I_s e^{\frac{v_i}{V_t}}} \right) b_i I_s e^{\frac{v_o}{V_t}} \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \tag{4.28}$$

Denklem (4.28) şu şekilde de yazılabilir:

$$C_i \dot{v}_i = \sum_{j=1}^n V_t C_i A_{ij} e^{\frac{v_j - v_i}{V_t}} + V_t C_i b_i e^{\frac{v_o - v_i}{V_t}} \tag{4.29}$$

İşlem kolaylığı açısından yeni değişkenler tanımlayalım. Denklem (4.29)'da $i=j$ durumu özel bir durumdur. Bu durumda üstel terim iptal olmakta ve geriye zamandan bağımsız sabit bir terim kalmaktadır. İlerideki kısımlarda tartışılacağı gibi sentez sırasında bu terim bir akım kaynağı ile gerçekleştirilmektedir. A_{ii} teriminin negatif ya da pozitif olması sadece akım kaynağının yönünü değiştirmekte, değerini

etkilememektedir. Tasarım sırasında notasyon kolaylığı açısından bu durum şu şekilde ifade edilmiştir:

$$I_{fii} = V_t C_i A_{ii} \quad A_{ii} \geq 0 \quad (4.30.a)$$

$$-I_{fii} = V_t C_i A_{ii} \quad A_{ii} < 0 \quad (4.30.b)$$

Denklem (4.29)'da $i \neq j$ durumu için ise şu değişkenler tanımlanabilir:

$$I_{fij} = V_t C_i A_{ij} = I_s e^{\frac{V_{fij}}{V_t}} \quad i \neq j, A_{ij} \geq 0 \quad (4.31)$$

Denklem (4.31)'de tanımlı üstel fonksiyona uygun bir V_{fij} gerilimin var olabilmesi için I_{fij} akımının pozitif olması gerekmektedir. Bu akımın pozitif olabilmesi için de A_{ij} katsayısının pozitif olması gerekmektedir. Bu konu ileri kısımlarda ayrıntılı olarak tartışılacaktır.

$$I_{foi} = V_t C_i b_i = I_s e^{\frac{V_{foi}}{V_t}} \quad b_i > 0 \quad (4.32)$$

Denklem (4.30), (4.31) ve (4.32)'de yapılan kabulleri Denklem (4.29)'da yerine yazalım:

$$C_i \dot{v}_i = \mp I_{fii} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n I_s e^{\frac{v_j + V_{fij} - v_i}{V_t}} + I_s e^{\frac{v_o + V_{foi} - v_i}{V_t}} \quad (4.33)$$

Denklem (4.33)'ün sağ tarafındaki ilk terim $i=j$ olduğu özel durumdan dolayı gelen sabit bir terimdir.

Sistem denklemlerinden birincisi olan Denklem (4.15)'e uygulanan işlemler çıkış bilgisinin yer aldığı ikinci sistem denklemi olan Denklem (4.18)'e de uygulanmalıdır. (4.23) numaralı denklemde belirlenen aktarım fonksiyonları Denklem (4.2)'de

yerleştirilerek Denklem (4.34) yazılabilir. Benzer işlemler yapılarak Denklem (4.35) elde edilir.

$$y = [p_1, p_2, \dots, p_n] \begin{bmatrix} I_s e^{\frac{v_1}{V_t}} \\ I_s e^{\frac{v_2}{V_t}} \\ \vdots \\ I_s e^{\frac{v_n}{V_t}} \end{bmatrix} + d I_s e^{\frac{v_o}{V_t}} \quad (4.34)$$

$$y = \sum_{j=1}^n p_j I_s e^{\frac{v_j}{V_t}} + d I_s e^{\frac{v_o}{V_t}} \quad j = 1, 2, 3, \dots, n \quad (4.35)$$

Sonuç olarak bir girişli bir çıkışlı, üstel bir fonksiyon ile aktarımı yapılmış, logaritmik ortamlı, BJT elemanları ile gerçekleştirilebilir, n . dereceden bir sistemin genel denklemleri Denklem (4.36)'daki gibidir.

$$C_i \dot{v}_i = \bar{I}_{fii} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n I_s e^{\frac{(v_j + V_{fij} - v_i)}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_o + V_{foi} - v_i)}{V_t}} \quad (4.36.a)$$

$$y = \sum_{j=1}^n p_j I_s e^{\frac{v_j}{V_t}} + d I_s e^{\frac{v_o}{V_t}} \quad (4.36.b)$$

Görüldüğü gibi Denklem (4.36.a)'nın sağ tarafında sabit terim ve çarpanı I_s olan üstel terimler bulunmaktadır. Denklem (4.36.b)'deki üstel terimlerin katsayısı ise I_s 'den farklıdır. Bu farklılık Denklem (4.30)'daki uygulanan yöntem kullanılarak giderilebilmektedir. Ancak, Kısım (3.3)'deki yöntem kullanılarak elde edilen sistem denklemlerinde p_1 dışındaki tüm p ve d değerleri sıfır olarak belirlendiğinden, bu sorun üzerinde durulmamıştır. Bu kabul yöntemin genelliğini etkilememektedir. Aksi belirtilmediği sürece bundan sonra bu kabul varsayılacaktır.

Örnek olarak Denklem (4.36)'da $n=2$ olsun.

$$\begin{cases} i = 1 \\ C_1 \dot{v}_1 = \bar{\mp} I_{f11} + I_s e^{\frac{(v_2 + V_{f12} - v_1)}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_o + V_{fo1} - v_1)}{V_t}} \end{cases} \quad (4.37.a)$$

$$\begin{cases} i = 2 \\ C_2 \dot{v}_2 = \bar{\mp} I_{f22} + I_s e^{\frac{(v_1 + V_{f21} - v_2)}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_o + V_{fo2} - v_2)}{V_t}} \end{cases} \quad (4.37.b)$$

$$y = I_s e^{\frac{v_1}{V_t}} \quad (4.37.c)$$

Denklem (4.37) ikinci derece bir sistem için logaritmik ortamda yazılmış sistem denklemleri ifadesidir.

4.5 Devre Denklemlerinden Hareketle Sentezin Gerçekleşmesi için Ön, Gerek ve Yeter Şartların Belirlenmesi

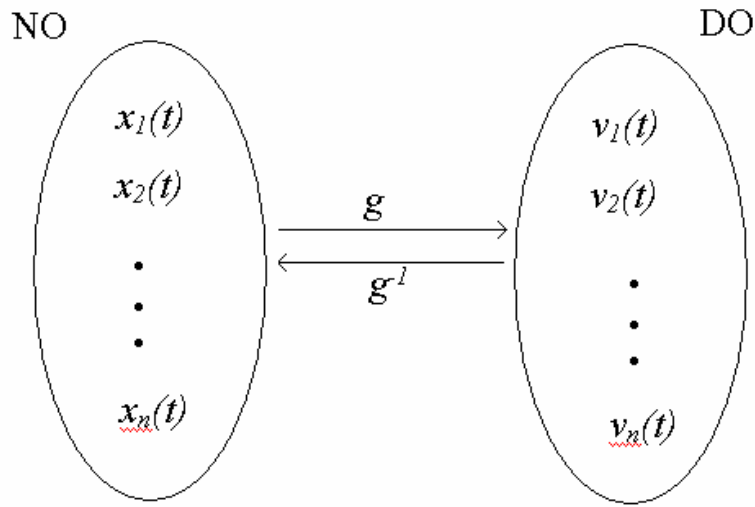
4.5.1 Ön Şartlar

Kısım 4.3'de g fonksiyonun farklı seçenekleri ayrıntıları ile belirtilmiş; Kısım 4.4'de de bu tezde kullanılacak g fonksiyonunun seçimi daha önceki yapılan çalışmalara dayanılarak yapılmıştır. Bu kısımda ise g fonksiyonunun belirlenmesindeki kurallar, devre denklemlerinin gerçekleşmesindeki ön şartlar adı altında açıklanacaktır.

Önceki kısımlarda kısa anlatımlar ile bahsedilen g fonksiyonunun belirlenmesine ilişkin kısıtlamalarda bahsedildiği gibi, g herhangi bir fonksiyon olamaz. Kısıtlamalar, ilk sistem ile dönüşümü yapılmış ve karakteristiği değişmeden kalmış ikinci sistem arasındaki geçişin çift yönlü ve tam olarak yapılabilmesi için gereklidir.

Denklem (4.23)'de durum değişkenlerinin ve giriş işaretinin üstel aktarım fonksiyonu ile eşlenmesi yapılmıştır. İki denklem sisteminin karakteristik denklemlerinin aynı kalması ve değerlerinden oluşan evrensel kümelerinin bire-bir örtünmesi gerekmektedir. Yani her iki sistemde de tanımsız eleman ve/veya birden fazla

karşılığı olan eleman olmamalıdır. Şekil 4.2’de şekil olarak, Denklem (4.38)’de matematiksel olarak bu kuralın izahı yapılmaktadır. Şekilde ‘NO’ $x_i(t)$, ‘DO’ $v_i(t)$ değişkenlerinin oluşturduğu evrensel kümeleri ifade etmektedir. NO kümesi normal ortamı, DO kümesi ise dönüşmüş ortamı ifade etmiştir. Bu iki küme arasındaki eşleşme fonksiyonu ise g fonksiyonudur. Bu iki küme arasındaki eşleşme fonksiyonu her iki kümedeki değişkenlerin tüm t anlarındaki değerleri için geçerli olmalıdır. Eğer herhangi bir t anında x_i değerine karşılık gelen bir v_i değeri, ya da herhangi bir t anında v_i değerine karşılık gelen bir x_i değeri yoksa bu g fonksiyonu geçerli bir eşleşme fonksiyonu olamayacaktır.



Şekil 4.2: Normal ve dönüşmüş ortamdaki durum değişkenlerinin aralarındaki dönüşüm fonksiyonları ile bire-bir örten eşleşmesi

$$g : NO \rightarrow DO, \quad (4.38.a)$$

$$x_p \in NO, x_k \in NO \dots\dots\dots p \neq k \quad (4.38.b)$$

$$x_p \neq x_k \Leftrightarrow g(x_p) \neq g(x_k) \quad (4.38.c)$$

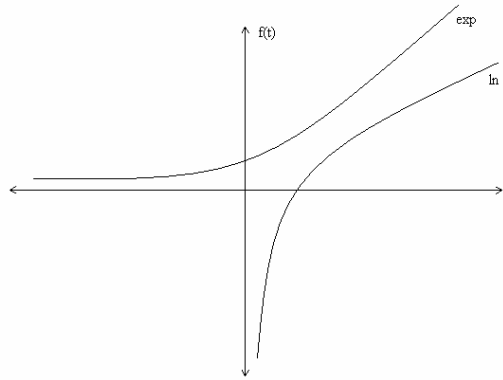
$$g(NO) = DO \quad (4.38.d)$$

NO kümesi DO kümesine bir fonksiyon ile bağlı ve NO kümesi=DO kümesi ise NO kümesi ile DO kümesi arasında örten bir ilişki olduğu söylenebilir. NO kümesindeki her elemanın DO kümesinde yalnızca bir tane farklı karşılığı var ise ve DO kümesinde

karşılığı olmayan eleman kalmıyorsa NO kümesinin elemanları ile DO kümesinin elemanlarının bire-bir ilişkili olduğu sonucu çıkar. Her iki ilişkinin de aynı kümeler için tanımlanmış olması halinde bire-bir örten bir ilişkinin olduğu söylenebilir. Yani NO'dan DO'ye bir g fonksiyonu tanımlı ise ve NO kümesinin herhangi iki elemanının g fonksiyonu sonucu birbirinden farklı ise bire-bir örten fonksiyondur.

Durum değişkenleri için şekilde açıklanan bu kuralların tamamı aynı üstel fonksiyon ile eşleşmesi yapılan u giriş işareti içinde geçerlidir.

Denklem (4.23)'de belirlenen üstel (exp) aktarım fonksiyonunun ve tersi olan tabii logaritmik (ln) fonksiyonunun farklı t değerlerindeki alacağı değerler Şekil 4.3'de bir grafik ile verilmiştir. Burada t zaman değişkeni olabileceği gibi, farklı bir değişken de olabilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi üstel bir fonksiyonun grafiği, değişkenin her değeri için pozitif bölgede kalmaktadır. Benzer şekilde bir değişkenin tabii logaritmasının alınabilmesi için o değişkenin pozitif olması gerektiği şekilde görülmektedir.



Şekil 4.3: t değişkenine bağlı exp ve ln fonksiyonlarının grafikleri

Denklem (4.23)'de uygulanan dönüşüm üstel olduğundan ve fonksiyon kümelerinin bire-bir örten olması gerektiğinden dolayı Şekil 4.2'de görülen NO kümesinin elemanları tüm zaman aralığında pozitif olmalıdır. Daha genel bir ifade ile; tüm x durum değişkenlerinin ve u giriş işareti tüm zamanlarda sıfırdan büyük olması gerekmektedir. Bu durum Denklem (4.39)'da ifade edilmiştir.

$$\begin{aligned}
\forall x_i(t) > 0 & \quad i = 1,2,3,\dots,n, \quad 0 \leq t \leq \infty \\
u(t) > 0 & \quad , 0 \leq t \leq \infty
\end{aligned}
\tag{4.39}$$

Giriş işaretinin sürekli pozitif bölgede kalması çeşitli devre yapıları ile sağlanabilir. Örneğin teorik açıklaması Kısım 3.1’de verilen devrelerin çalışma prensipleri ile bu işlev gerçekleştirilebilir.

Yapılan çeşitli uygulamalar ile giriş işaretinin pozitif bölgede kalması durum değişkeni x ’in de pozitif bölgede kalacağı anlamına gelmez. Çünkü x ’in değeri Kısım 3.3’de de belirtildiği gibi devrenin iç dinamiği ile değişmektedir. Dışarıdan yapılacak müdahaleye kapalıdır. Bu yüzden x ’in sürekli pozitif bölgede kalma gerekliliği önemli bir sorundur.

Yapılan dönüşümün matematiksel kısıtlamaları anlatıldığı gibidir. Ancak daha önceki kısımlarda da bahsedildiği gibi çok önemli bir nokta daha vardır; matematiksel olarak tüm şartlar sağlansa dahi sistem pratikte gerçekleşemeyebilir. Bu yüzden g fonksiyonu fiziksel elemanlar ile gerçekleştirilebilir seçilmelidir.

Bu kısımda anlatılan g fonksiyonunun seçimine ilişkin ön şartları maddeler halinde özetlersek şöyledir:

1. Dönüşüm sonucunda karakteristik denklem değişmeden kalacak,
2. Aktarım fonksiyonu bire-bir örten olacak,
3. Gerçeklenebilir bir aktarım fonksiyonuna sahip olacak.

Bu bağlamda kısaca Kısım 4.3’de seçilen üstel aktarım fonksiyonu ile logaritmik ortamda sentezin yapılabilmesi için ön şart; durum değişkenlerinin ve giriş işaretinin sürekli pozitif bölgede kalması gerekliliğidir.

4.5.2 Durum Değişkenlerinin Sürekli Pozitif Kalması için Statik Durum Gerek ve Yeter Şartları

Kısım 4.5.1’de ön şart olarak anlatıldığı gibi sentezin gerçekleşmesi için mutlaka x değişkenlerinin oluşturduğu kümenin elemanlarının tüm t anlarında sıfırdan büyük olması gerekir. Bu durum sentezin gerçekleşmesi açısından önemli bir teorik sorundur. Devre denklemlerinin gerçekleştirilebilmesi yolunda bir engel olarak karşılaşılan durum değişkenlerinin pozitif bölgede kalıp kalmayacağını incelemektedir. Durum değişkenlerinin pozitif bölgede kalabilmesi için öncelikle her bir durum değişkeni pozitif bir DC değerine sahip olmalıdır. Bu kısımda durum değişkenlerinin pozitif DC bir değere sahip olabilmesi için gerek ve yeter şartlar incelenecektir.

Denklem (4.1)’den hareketle, girişi ve çıkışı sınırlandırılmış n . dereceden bir sistemin i . satırı Denklem (4.40)’de ifade edildiği gibidir.

$$\dot{x}_i = A_{i1}x_1 + A_{i2}x_2 + A_{i3}x_3 + \dots + A_{ii}x_i + \dots + A_{in}x_n + b_i u \quad (4.40)$$

DC giriş halinde Denklem (4.40)’ın durumu şöyledir.

$$0 = A_{i1}X_1 + A_{i2}X_2 + A_{i3}X_3 + \dots + A_{ii}X_i + \dots + A_{in}X_n + b_i U \quad (4.41)$$

DC girişten dolayı işaretlerin zamana bağımlılığı ortadan kalkmıştır. Bu sebepten dolayı tüm n denklemdeki türevli terimler sıfır olur. Buradan bulunulan i . satır için i . durum değişkeni yazılırsa Denklem (4.42) elde edilir. Bu denklemdeki tüm durum değişkenlerinin ve giriş işaretinin giriş değerinin pozitif olmasını istiyoruz. Bu eşitliğin sağlanabilmesi için gerek şart eşitliğin sağ tarafındaki A ya da b katsayılarından en az bir tanesinin pozitif ve en az bir tanesinin de negatif olması gerekir.

Burada, yukarıdaki sistemin i . terim dışındaki diğer tüm durum değişkenlerinin DC değerlerinin ve girişin DC değerinin pozitif olduğunu kabul edelim. X_i değişkeninin DC

değerinin de pozitif olup olamayacağını araştıralım. Denklem (4.41)'den yararlanarak X_i değerini şu şekilde ifade edebiliriz:

$$X_i = - \frac{A_{i1}X_1 + A_{i2}X_2 + A_{i3}X_3 + \dots + A_{in}X_n + b_iU}{A_{ii}} > 0 \quad (4.42)$$

Denklem (4.39)'da belirtilen ön şarttan dolayı, i . elemanın DC olarak ta sağlanabilmesi için $X_i > 0$ olması gerekir. Bu durum için payın ve paydanın ters işaretli olması gerekmektedir. Yukarıda belirtildiği gibi A ve b katsayılarının en az bir tanesinin pozitif en az bir tanesinin negatif olması Denklem (4.41)'i sağlaması için gerek şart idi. Ancak bu şart, durum değişkenlerinin ve girişin DC değerine bağlı olduğundan bu değişkenlerin bazı değerlerinde Denklem (4.42)'yi sağlayamayacağı açıktır.

Örnek olarak A_i katsayısı pozitif olsun. Paydaki terimlerden en az bir tanesinin negatif olması gerektiğini biliyoruz. Ancak bu durumda paydaki terimlerin toplamının negatif olması şartı sağlanamayabilir. Daha genel olarak paydaki terimlerin $0 < k < n$ tanesi negatif, diğerleri pozitif olsun. Bu durumda dahi paydaki terimler toplamının mutlaka negatif olacağı garanti değildir. Diğer bir deyişle anlatılan bu gerek şartın yeter şart olmadığı açıktır.

Yukarıda belirtildiği gibi, $X_i > 0$ şartının sağlanabilmesi için şart, Denklem (4.42)'deki pay ve paydanın ters işaretli olması gerekmektedir. Bunun için yeter şart $A_{ii} < 0$, diğer tüm katsayıların $\forall A_{ij} > 0, b > 0 \quad j = 1, 2, 3, \dots, n$, olmasıdır. Anlamı kolaylaştırmak için negatif olan A_{ii} katsayısını $A_{ii} > 0$ olmak kaydıyla $-A_{ii}$ olarak yazarak, Denklem (4.41)'i şu şekilde tekrar ifade edelim:

$$0 = A_{i1}X_1 + A_{i2}X_2 + A_{i3}X_3 + \dots + A_{in}X_n + b_iU - A_{ii}X_i \quad (4.43)$$

Bu denklemde tüm A katsayıları pozitiftir. $-A_{ii}$ li terimle gerek şart yerine getirilmiştir. Görüldüğü gibi, DC olarak pozitif bir X_i elde edebilmek için, i . satırdaki denklemde X_i değişkeninin katsayısının negatif, diğer tüm katsayıların ise pozitif

olduğu görülmektedir. Denklem (4.43)'den yararlanarak Denklem (4.42) tekrar yazılırsa, $X_i > 0$ şartının sağlandığı görülür.

Denklem (4.43)'deki DC şartlar için getirilen anlayışı n . dereceden bir sistem için genelleştirelim. Bunun için sistem denklemlerini matris formunda ifade etmek gerekir. Tüm X durum değişkenlerinin DC değerlerini pozitif olması için, oluşacak A matrisinin (ii. terimlerin üzerinde bulunduğu) asal köşegenindeki tüm elemanların negatif katsayılı, asal köşegen dışındaki elemanların ise pozitif katsayılı olması yeter şarttır (Ancak gerek şartı sağlamak koşulu ile asal köşegen dışındaki b vektöründeki terimlerden bazıları sıfır olabilir).

4.5.3 Durum Değişkenlerinin Sürekli Pozitif Kalması için Dinamik Durum

Yeter Şartları

Kısım 4.5.1'de durum değişkenlerinin ve giriş işaretlerinin sıfırdan büyük olma zorunluluğu ve özellikle durum değişkeni için bu şartın önemli bir sorun olduğu açıklanmıştır. Ayrıca Kısım 4.5.2'de sistemin gerçekleşmesi için i . durum değişkeninin DC değerinin sıfırdan büyük olabilmesinin gerek ve yeter şartları incelenmiştir. Bu koşullar sayesinde katsayılar matrislerinin nasıl bir kısıtlamaya maruz kaldığı belirtilmiştir. Hatırlanacağı gibi bu durum incelenirken i . terim dışındaki durum değişkenlerinin ve giriş işaretinin DC değerinin pozitif olduğu kabul edilmiştir. Gerçekten tüm durum değişkenleri tüm t anlarında pozitif bir değere sahipler mi? Bu sorunun cevabı ve durum değişkeninin pozitif olma şartı için öncelikle durum denkleminin matematiksel yapısına göre x 'in davranışının belirlenmesi gerekir. 1999 yılında yayınlanan bir makalede bu sorun bir teorem ile çözümlenmiştir (Frey and Tola, 1999). Bu kısımda makalede anlatılan teorem esas alınarak x durum değişkeninin pozitif bölgede kalmasının şartları incelenecektir.

Matematiksel işlemlerin kolaylıkla yapılabilmesi için, Denklem (4.43)'deki tüm pozitif terimlerin toplamı ' p ' terimi ile, i . elemanın katsayısı da ' q ' terimi ile ifade edilerek yalınlaştırılır. Denklem bu hali ile Denklem (4.44)'de görülmektedir.

$$\dot{x}_i = p - q x_i \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (4.44)$$

$$\begin{aligned} p &= f(\bar{x}, u) \\ q &= f(\bar{x}, u) \end{aligned} \quad (4.45)$$

Burada p ve q terimleri DC için pozitiflerdir. Dolayısıyla ile, Denklem (4.44) görüldüğü gibi DC olarak Denklem (4.39)'da belirtilen şartı sağlamaktadır.

Denklem (4.44)'de belirlenen sistemin sınırlı değerli girişte sınırlı değerli çıkışa (BIBO Bounded Input Bounded Output) sahip olduğunu varsayalım.

Teorem şu şekilde verilmiştir:

Sınırlı değerli girişte sınırlı değerli çıkışa sahip bir sistem Denklem (4.44) ile tanımlanmış olsun. Buradaki p ve q terimleri Denklem (4.45) ile tanımlıdır ve argümanlarının olası tüm değerlerinde tüm zaman aralığında kesinlikle pozitiflerdir. p aşağıdan sınırlı ve q yukarıdan sınırlı olsun. Tüm giriş ve durum değişkenlerinin pozitif bir DC değerine yani pozitif bir başlangıç değerine sahip olduğu varsayılarak girişin kesinlikle pozitif tüm değerlerine karşılık tüm durum değişkenlerinin tüm zamanlarda pozitif oldukları garanti edilmektedir. ■

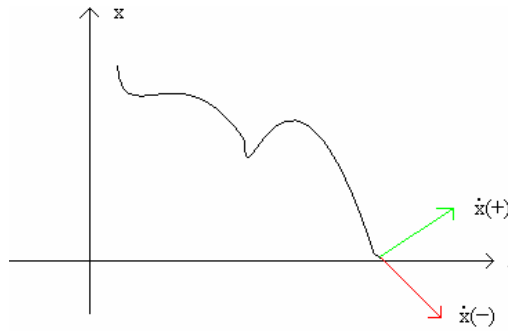
Teoremin ispatı ise şöyledir:

$t=0$ anında tüm durum değişkenleri pozitif bölgededir. Aynı zamanda sistemin girişleri ve çıkışları sınırlı, dolayısıyla tüm değişkenleri sınırlıdır. Yani 'p' ve 'q' pozitif sınırlı değerlerdir. 'p' alttan sınırlı ve alt sınır değeri ' L_p ', 'q' üstten sınırlı ve üst sınır değeri ' U_q ' olsun. Bir veya birden fazla durum değişkeninin zamanın bir fonksiyonu olarak sıfır sınırına doğru yaklaştığını kabul edelim. Sıfıra çok yakın, pozitif bölgede öyle bir sabit ' ε ' değeri vardır ki, durum değişkeni bu ε değerinin altına düşmediği sürece \dot{x} her zaman pozitif kalır. Yani $\varepsilon < x \Rightarrow \dot{x} > 0$. Bunun sebebi x 'in değerinin küçülmesi ile Denklem (4.44)'de p ve q'nun sınır değerlerinden dolayı pozitif terim (p), negatif terimden (qx_i) her zaman büyüktür. Durum değişkeninin ε değerinin altına düşmesi tanımlanan sistem için mümkün değildir. Çünkü sistem tanımlaması sırasında durum değişkenlerinin alt sınır değerleri bir sınırlama ile belirlenmiştir. ε 'nun

matematiksel karşılığı Denklem (4.46)'da verildiği gibidir. Bu, Denklem (4.44)'de DC durum için p ve q sabitlerinin yerine sınır değerlerinin koyulması ile elde edilmiştir.

$$\varepsilon = \frac{L_p}{U_q} \quad (4.46)$$

x 'in sifıra çok yaklaştığı durumu ele alalım. Bu durumda yapılan açıklamalardan anlaşılacağı gibi $\dot{x} > 0$ olmaktadır. \dot{x} 'in sıfırdan büyük olması x durum değişkeninin de pozitif bölgede kalacağı anlamına gelir. Çünkü \dot{x} 'in geometrik anlamı eğimi ifade etmektedir. Yani eğiminin pozitif olması x 'in değerinin artacağı, negatif bölgeye düşmeyeceği anlamına gelir. Bu da x 'in pozitif bölgede kalacağını belirtir. Bu durum Şekil 4.4'de grafiksel olarak gösterilmiştir.



Şekil 4.4: Durum değişkeninin türevinin + veya - olması durumu

Bu açıklamalardan sonra akla şu sorular gelmektedir: Denklem (4.44)'de 'p' sabiti çok küçük bir değere sahip olsa hatta $p < q\varepsilon$ kadar küçük olsa, \dot{x} değeri negatif çıkabilmektedir. Böylece u giriş değerlerinin pozitif olması durumunda durum değişkenleri negatif değerler alabilmektedir. Veya bir başka istenmeyen durumda q ' nun değeri çok büyükse ' $q\varepsilon$ ' çarpımı yeterince sifıra yaklaşamayacaktır. Bu sebepten, \dot{x} 'in işaretine göre, x durum değişkeninin negatif bölgeye geçip geçmediği konusunda kesin bir bilgiye sahip olamayacağız. Teoremin açıklanması esnasında yapılan kabuller bu tür uç olasılıkları ortadan kaldırmaktadır. q ' nun üstten sınırlı, p ' nin ise alttan sınırlı olduğunu kabullerini yapılarak tüm istenmeyen durumların gerçekleşme ihtimalleri ortadan kaldırılmıştır. Ayrıca bu teoremin, birden fazla durum değişkeninin aynı anda sifıra yaklaşması durumunda da geçerli olduğu görülmektedir. ■

Sonuç olarak n . dereceden bir sistemin n durum değişkeninin her birinin değeri çeşitli salınımlar yapabilir, çeşitli değerler alabilir. Fakat x_i 'nin sifıra çok yaklaştığı durumda çeşitli kabuller ile sınırlandırılan ve tanımlanan sistem için \dot{x}_i değeri her zaman pozitif kalır. Dolayısıyla x_i durum değişkeni de istenilen pozitif bölgede kalır. Diğer bir ifade ile, durum değişkenlerinin pozitifte kalması için dinamik yeter şart, daha önceki koşullara ek olarak sadece, girişin tüm zamanlar için pozitifte kalmasıdır.

Kısım 4.5'de logaritmik ortamlı filtre devrelerinin gerçekleştirilmesine ilişkin statik ve dinamik durumların şartları belirlenmiştir. Belirlenen kısıtlamalar doğrultusunda öncelikle DC durum göz önüne alınmış, katsayılar matrisine ilişkin ön gerek ve yeter şartlar açıklanmıştır; ardından dinamik değerlerin pozitif kalması için gerekli koşullar bir teorem yardımıyla incelenmiştir.

Sonuç olarak, bu kısımda dört farklı şart ortaya konulmuştur. Bunlar *gerçeklenme* şartları olarak adlandırılır. Bunlar kısaca şöyledir:

1. Ön şart:
 - Dönüşüm sonucunda karakteristik denklem değişmeden kalacak,
 - Aktarım fonksiyonu bire-bir örten olacak,
 - Gerçeklenebilir bir aktarım fonksiyonuna sahip olacak.
2. Gerek şart: DC durum için i . durum denkleminin DC olarak sağlanabilmesi için denklemin sağ tarafında en az bir tane pozitif, bir tane negatif katsayılı terim olacak.
3. Yeter şart: A katsayılar matrisinin asal köşegeni üzerindeki tüm terimler negatif, diğer tüm katsayılar ve \bar{b} vektörü pozitif katsayılı olacak.
4. Dinamik yeter şart: Giriş işareti tüm zamanlarda pozitif kalacak.

Kısaca özetlenen bu şartlar gereğince gerçekleştirilebilir sistem denkleminin matris hali Denklem (4.47)'de açıklanmıştır.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1n} \\ A_{21} & -A_{22} & \dots & A_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{n1} & A_{n2} & \dots & -A_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} u \quad \begin{array}{l} A_{ij} > 0, \quad u > 0, \quad b_i > 0 \\ i = 1, 2, 3, \dots, n \\ j = 1, 2, 3, \dots, n \end{array} \quad (4.47.a)$$

$$y = [p_1, p_2, \dots, p_n] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + d u \quad \begin{array}{l} p_1 > 0, \quad d = 0 \\ p_j = 0, \quad j = 2, 3, \dots, n \end{array} \quad (4.47.b)$$

Görüldüğü gibi A matrisinin asal köşegeni üzerindeki tüm elemanlar negatif katsayılı, asal köşegenin dışında kalan elemanlar, \bar{b} vektörünün katsayıları ve u girişi pozitifdir. Denklem (4.47) logaritmik ortamı filtreler için *ideal* sistem denklemleri olarak adlandırılır.

4.6 Yeter Şartları Sağlamayan Sistem Denklemlerinin Uyumlaştırılması

Çoğu sistemde durum denklem matrisi Denklem (4.47)'de gösterildiği gibi ideal halde değildir. Kısım 4.5.3'ün son iki paragrafında özetlenen gerçekleşme şartları farklı araştırmacılar tarafından incelenmiş çeşitli yaklaşımlar getirilerek çözülmeye çalışılmıştır. Ön şart olarak açıklanan koşullar matematiksel seçimlere dayalı şartlardır. Uygun fonksiyonların belirlenmesi ile ön şartlar sağlanmış olur. Diğer bir koşul olarak belirlenen dinamik yeter şart ise belirlenen sınırlı bir sistem için u girişinin tüm zamanlarda sıfırdan büyük olması ile sağlanır. Bu durum devrenin mimarisi ve çalışma prensibi ile halledilebilir. DC durum gerek/yeter şartlar için ise A matrisinin ve \bar{b} vektörünün uygun olması gerekir. Bu terimlerin istenilen şartları sağlamaması durumunda sistemin logaritmik ortamı filtre yaklaşımı ile sentezi gerçekleştirilememektedir. Sistemin sentezinin yapılabilmesi için başvuru yolu, A matrisinin ve \bar{b} vektörünün yani katsayı terimlerinin ideal sistem denklemlerine uygun hale getirilmesidir. Ancak bu şekilde sistem denklemleri gerçek elemanlar ile logaritmik ortamda sentezi yapılabilir hale gelir.

Katsayı terimlerini uygun hale getirecek değişik yöntemler vardır. Bunlardan bazıları kısıtlı durumlar için geçerlidir. Örneğin, sistem diferansiyel denklemlerinin i . satırında A_{ii} katsayısı negatif verilmiş, ancak bu satırda başka bir katsayı bulunmamaktadır. Doğal olarak görülmektedir ki, sistem gerek şartları dahi sağlamamaktadır. Bu sistemi uygunlaştırmanın pratik bir yönü i . satıra pozitif geçici (dummy) bir giriş eklemektir. Öyle ki, bu geçici girişimizin tek faydası, sistemin gerek şartlarını sağlamasıdır. Geçici girişimizi lineer ortamda gerçekleştirdiğimiz ve bu ortamda süperpozisyon teoremi geçerli olduğu için, sistemin orijinal giriş-çıkış transfer fonksiyonu değişmeyecektir. Ancak, görüldüğü gibi bu metot kısıtlı bir durum için geçerli olduğundan, genel bir çözüm önerisi olarak incelenmeyecektir.

Bugüne kadar uygulanan katsayı terimlerini uygun hale getiren iki tane genel yöntem vardır. Birinci yöntem, katsayı terimleri ile birlikte durum denkleminin tamamına bir dönüşüm uygulamaktır. Bu dönüşüm, ilave bir M katsayı matrisi ile sistem denklemindeki elemanlara uygun bir şekilde işlem yaparak mümkündür. M matrisi $n \times n$ boyutunda tersi alınabilir, tekil bir matristir. Bu çözüm önerisi Kısım 3.1'de ele alınan A sınıfı devrelere uygulanan bir yöntemdir.

İkincisi, özel bir tanımlama ile sistem denklemlerini ikiye ayırarak hedeflenen filtreyi gerçekleştirmektir. Bölünme sonucu ortaya çıkan alt denklem sistemlerinin her biri tek tek ele alınıp istenilen filtreleme işlemini gerçekleştirecek sentez yapılır. Daha sonra her bir alt filtre devresinin çıkışları yine özel bir tanımlama ile birleştirilir. Böylece istenilen karakteristikli filtre devresi elde edilmiş olur. Denklemlere ayırma için uygulanan fonksiyonun tersi birleştirmede de uygulandığı için sistemin karakteristiğinde bir değişme olmamaktadır. Bu tezde girişteki ayırma işlemi için kullanılacak fonksiyon fark alma işlemidir (Frey and Tola, 1999), (Tola and Frey, 2000). Bu yüzden bu tür devreler *fark alan* devreler (differential type) olarak adlandırılmaktadır. Fark alan devrelerde kullanılan fonksiyon dışında çeşitli amaçlara yönelik farklı fonksiyonlar da kullanılabilir. Bu sebepten gerek ve/veya yeter şartları sağlamayan sistemlerin ikiye ayırarak uygunlaştırılması ile elde edilen devreler *parçalı tip* devreler olarak adlandırılabilir.

Buradaki en büyük özellik alt denklemlerin A matrislerinin nasıl gerek/yeter şartı sağlar hale getirildiğidir. Bu tezde de uygun olmayan denklemler bu yöntem kullanılarak sentezlenecektir. Bu yöntem Kısım 3.1’de ele alınan AB sınıfı devreler ile gerçekleştirilen bir çözümdür. Bunun sebebi AB sınıfı devrelerin çalışma prensibinin yönetime uygunluk sağlamasıdır.

Bundan sonraki kısımlarda bu iki yöntemin ayrıntılı incelemesi yapılacaktır.

4.6.1 M Dönüşüm Matrisi ile Sistem Denklemlerinin Gerçeklenebilir Hale Getirilmesi

M dönüşüm matrisi ile uygulanan bu yöntem ile sistem denklemlerinde meydana gelen değişiklikler Denklem (4.1)’den hareketle dönüşümün nasıl yapıldığı Denklem (4.48)-(4.53)’de sıra ile verilmiştir. İşlemler sonunda sistem denklemleri şartları sağlar hale gelmektedir. Burada sorun olan kısım uygun bir M dönüşüm matrisinin bulunmasıdır. Öyle bir M matrisi bulunmalıdır ki dönüşümün sonunda ön, gerek ve yeter şartlar sağlanır hale gelsin.

Denklem (4.1)’i soldan M matrisi ile çarpalım.

$$M\bar{x} = MA\bar{x} + M\bar{b}u \quad (4.48)$$

Bazı kabuller yapalım:

$$\tilde{x} = M\bar{x},$$

$$\tilde{b} = M\bar{b}$$

$$\tilde{A} = MAM^{-1} \quad (4.49)$$

$$\tilde{p}^T = \bar{p}^T M^{-1}$$

$$\tilde{d} = d$$

Yapılan kabullerden sonra;

$$\dot{\tilde{x}} = MAM^{-1}\tilde{x} + \tilde{b}u \quad (4.50)$$

Sağ taraftaki ilk terimde yapılan kısaltmalar sonucunda;

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{b}u \quad (4.51)$$

Aynı işlemlerin Denklem (4.2)'ye uygulanması sonucunda;

$$y = \tilde{p}^T\tilde{x} + \tilde{d}u \quad (4.52)$$

$$|M| \neq 0 \quad (4.53)$$

Denklem (4.51) ve Denklem (4.52) dönüşüm sonucunda elde edilen yeni sistem denklemleridir. Denklem (4.1) ve Denklem (4.2)'den hareketle elde edilen transfer fonksiyonu Denklem (4.54)'teki gibidir.

$$H(s) = \bar{p}(sI - A)^{-1}\bar{b} + d \quad (4.54)$$

Denklem (4.51) ve Denklem (4.52) yeni dönüşüme uğramış sistem denklemlerinden hareketle elde edilen transfer fonksiyonu Denklem (4.55)'teki gibidir.

$$\frac{y}{u} = \tilde{p}^T(sI - \tilde{A})^{-1}\tilde{b} + \tilde{d} \quad (4.55)$$

$(sI - \tilde{A})^{-1}$ 'nin açılımını yapalım.

$$(sI - \tilde{A})^{-1} = (sIMM^{-1} - MAM^{-1})^{-1} \quad (4.56)$$

$$= (MsIM^{-1} - MAM^{-1})^{-1} \quad (4.57)$$

$$= (M(sI - A)M^{-1})^{-1} \quad (ABC)^{-1} = C^{-1}B^{-1}A^{-1} \quad (4.58)$$

$$= M(sI - A)^{-1}M^{-1} \quad (4.59)$$

Denklem (4.59)'de elde edilen açılımı Denklem (4.55)'de yazalım.

$$y = (\bar{p}^T M^{-1}M(sI - A)^{-1}M^{-1}M\bar{b} + d)u \quad (4.60)$$

Gerekli ara işlemlerden sonra;

$$y = (\bar{p}^T (sI - A)^{-1}\bar{b} + d)u \quad (4.61)$$

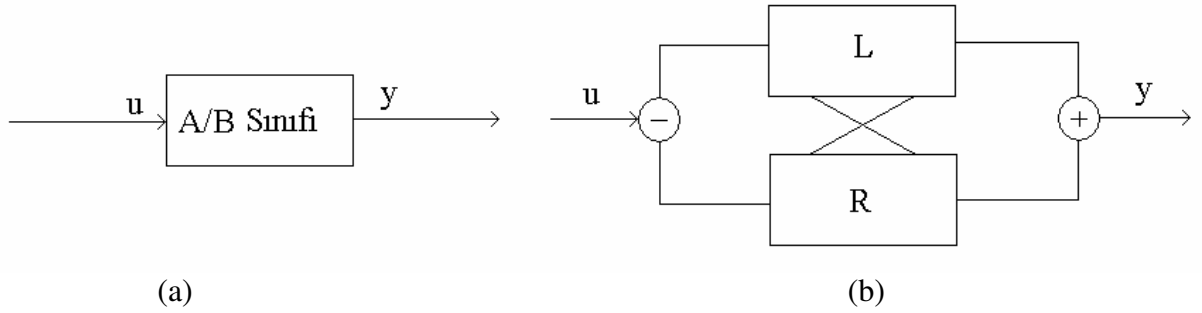
Denklem (4.61) ile Denklem (4.54)'ün birbirinin aynısı olduğu görülmektedir. Böylece iki denklemin aynı olması ile, yapılan dönüşüm sonunda sistemin transfer fonksiyonunun değişmediği ispatlanarak ön şart sağlanmış olur.

4.6.2 Fark Alan Tip AB Sınıfı Devre Modellemesi ile Sistem Denklemlerinin Yeter Şartı Sağlar Hale Getirilmesi

Uygun olmayan sistem denklemlerinin uygun hale getirmek için başvurulan yöntemlerden ikincisidir. Fark alan AB sınıfı devreler klasik anlayıştan farklı olarak parçalı yapıya sahiptirler. Gerek/yeter şartları sağlamayan logaritmik ortamlı filtrelerin fark alan devre yapısı mantığı ile AB sınıfı mimarisi ile sentezinin gerçekleşmesi sonucu elde edilen filtrelere '*fark alan tip AB sınıfı logaritmik ortamlı filtreler* (Differential Type Log Filter) denir. Sentez sonucunda elde edilen devrede filtreleme işlemi birbirinden ayrılan iki parçada eş zamanlı (paralel) olarak yapılmaktadır. Giriş işaretinin iki parçaya bölünme işlemi ise devrenin girişine yerleştirilen özel bir ayırıcı (spliter) devre yardımı ile dengeli olarak yapılmaktadır. Daha sonra her bir alt sistem, çeşitli işlemlerden sonra teoreme uygun hale getirilmektedir (Frey and Tola, 1999), (Tola and Frey, 2000). Alt sistemlerin denklemlerindeki gerek/yeter şartlara uymayan

terimler yapılan işlemler sonucunda uygun hale getirilir. Böylece her iki sistem logaritmik ortamda gerçekleştirilebilir hale gelmiş olur. Filtreleme işlemi her bir alt devre ile ayrı ayrı gerçekleştirilir. Devreler birbiri ile koordineli ve karşılıklı iletişim içinde çalışmaktadır. Her bir alt devrenin çıkış işaretleri tekrar birleştirilerek asıl devrenin çıkışı elde edilir.

Fark alan devre yapısının en uygun çalışabildiği devre yapısı daha önce de belirtildiği gibi AB sınıfı devrelerdir. Diğer devre modellerine göre çeşitli üstünlükleri ve eksiklikleri bulunan AB sınıfı devrelerin tartışılmaz en büyük üstünlüğü diğer modeller ile teoreme uymadığı için, gerçekleştirme ihtimali bulunmayan devrelerin AB sınıfı devre modeli ile gerçekleştirilmesidir. Parçalı tip fark alan AB sınıfı devreler ile A/B sınıfı devreler arasındaki çalışma farklılığı basit model olarak Şekil 4.5'te görülmektedir.



Şekil 4.5:(a)A/B sınıfı devrelerin yapılarının modelsel açıklanması (b) Parçalı tip fark alan devre yapısının modelsel açıklanması

Şekilde belirtilen yapı ile fark alan devrelerin L ve R olarak eşit ikiye ayrılan alt parçalarının birbiri ile ve devrenin giriş tanımları ile olan matematiksel ilişkisi Denklem (4.62)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} \bar{x} &= \bar{x}_L - \bar{x}_R \\ u &= u_L - u_R \end{aligned} \quad (4.62)$$

\bar{x} durum değişkenleri vektörünün ve u giriş işaretinin Denklem (4.62)'de verilen yeni tanımlamalarını kullanan Denklem (4.1) ve Denklem (4.2) yi tekrar bir sistem denklemini çifti olarak yazalım:

$$\bar{\dot{x}}_L = A \bar{x}_L + \bar{b} u_L \quad (4.63.a)$$

$$\bar{\dot{x}}_R = A \bar{x}_R + \bar{b} u_R \quad (4.63.b)$$

$$y_R = \bar{p}^T \bar{x}_R + d u_R \quad (4.63.c)$$

$$y_L = \bar{p}^T \bar{x}_L + d u_L \quad (4.63.d)$$

Açıkça görülmektedir ki, Denklem (4.63) sistem denklemi çifti, Denklem (4.1) ve Denklem (4.2) ile tanımlı sistemin eşdeğeridir. Çünkü, Denklem (4.63.a) dan Denklem (4.63.b) çıkarılır ve Denklem (4.62) kullanılırsa Denklem (4.1) elde edilmektedir. Benzer yaklaşım çıkış denklemi için de ifade edilebilir. Buna ilaveten, Denklem (4.63)'ün çift olan denklemlerine aynı terimler eklenebilir. Neticede denklem çiftleri birbirinden çıkarıldığı için, orijinal denklem sistemi değişmemiş olacaktır. Bu durum Denklem (4.64)'de verilmiştir.

$$\bar{\dot{x}}_L = A \bar{x}_L + \bar{b} u_L - \Psi \bar{x}_{LR} \quad (4.64.a)$$

$$\bar{\dot{x}}_R = A \bar{x}_R + \bar{b} u_R - \Psi \bar{x}_{LR} \quad (4.64.b)$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} f_1(\bar{x}_L, \bar{x}_R, u_L, u_R) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & f_2(\bar{x}_L, \bar{x}_R, u_L, u_R) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & f_n(\bar{x}_L, \bar{x}_R, u_L, u_R) \end{bmatrix} \quad (4.64.c)$$

$$\bar{x}_{LR} = [x_{1L} x_{1R}, x_{2L} x_{2R}, \dots, x_{nL} x_{nR}]^T$$

$$y_R = \bar{p}^T \bar{x}_R + d u_R \quad (4.64.d)$$

$$y_L = \bar{p}^T \bar{x}_L + d u_L \quad (4.64.e)$$

Durum değişkenlerinin son hallerinden, önceki durumlarına dönmek mümkündür. Yani fark alan tip logaritmik ortamlı filtreleri elde etmek için durum değişkenlerine yapılan işlemler çift yönlüdür. Denklem (4.1) ve Denklem (4.2)'ye eşdeğer olarak yazılan Denklem (4.64) ile, artık sistemimizde 2 tane giriş ve 2*n tane durum değişkenlerimiz mevcuttur. Böylece Kısım 4.5'de tartışılan giriş ve durum değişkenlerine ait olması gereken şartlar, oluşturulan bu yeni değişkenlere ve Denklem (4.64)'e taşınmış olmaktadır.

Denklem (4.64.a) ve Denklem (4.64.b)'nin sağ tarafına Denklem (4.64.c)'de tanımlanan terimler ilave edilmiştir. Burada ‘ Ψ ’ terimi tanımlandığı gibi durum değişkenlerinin ve giriş işaretlerinin fonksiyonlarından oluşan bir köşegen matristir. Denklem sonunda yer alan ve denklemin gerçekleşmesinde olumsuz etkisi olmayan bu terimler *geçici girişler* olarak adlandırılır. Bu terimler, matematiksel olarak genel sistem denklemlerini etkilememekte, yani giriş çıkış transfer fonksiyonumuz değişmemektedir. Fakat DC şartların sağlanması konusunda faydalı olduğu ve ayrılan her bir parçanın çalışmasını olumlu etkilediği çeşitli araştırma ve simülasyonlarda ispatlanmıştır (Tola and Frey, 2000). Ayrıca bazı sistemlerde A matrisinin asal köşegeni üzerindeki terimler sıfır veya pozitif olabilmektedir. Bu durumlarda da Ψ matrisi, katsayı terimlerinin gerek şartı sağlayabilmesi için mutlak gerekli hale gelmektedir. Ψ matrisindeki f fonksiyonunun çeşitli seçenekleri ve konu üzerindeki ayrıntılı açıklamalar Bölüm 7’de verilecektir.

Buraya kadar olan kısımlarda AB sınıfı parçalı tip devre modellerinin teorik yapısı incelenmiştir. Fakat belirtilen teoreme nasıl katkıda bulunduğu ve şartların sağlanması konusunda nasıl fayda sağladığı net olarak henüz açıklanmamıştır. Teoreme uygun olmayan bir sistem, Denklem (4.62)-(4.63)'de belirtilen işlemlerin uygulanması ile sadece, iki parçaya bölünmüştür. Böylece artık teoreme uymayan iki sistemimiz vardır. Bir sistemi teoreme uygun hale getirmeye çalışırken, sistemi parçalayıp dengeli olarak ikiye bölerek gerek/yeter şartları sağlanmayan iki sistemimiz oluşmuştur. İlginç bir şekilde dezavantaj gibi görülen bu işlemin, ilerleyen adımlardan sonra nasıl bir avantaja dönüştüğü anlaşılacaktır. Bu yolla her türlü teoreme uygun olmayan sistem, teoreme uygun hale, yani Kısım 4.5.2’de anlatılan şartları sağlar hale getirilebilir. Bunun için önce Denklem (4.64)’de önerilen her bir denkleme eklenen geçici girişleri ele alalım. Bu girişler sayesinde aşağıdaki örnekte açıklandığı gibi A matrisinin asal köşegen üzerindeki terimlerinin sıfır ya da pozitif olması sorunu çözümlenmektedir. A matrisinin asal köşegen hariç diğer elemanlarının ve b vektöründeki negatif elemanlar için ise şöyle bir yol izlenebilir. Elde edilen alt denklemler kendi aralarında indis değişimi yaparak, katsayısının işaretini değiştirmektedir. Bu yöntemi kullanarak katsayılar matrisinin A işareti uygun bir şekilde değiştirilebilir. Böylece teorem sağlanana kadar

bu basit işlemin yapılması ile uygun sistem denklemleri elde edilir. Buradaki anlatılan metodu da içeren yeni sistem denklemleri şu şekilde olmaktadır:

$$\dot{\bar{x}}_L = A_p \bar{x}_L + A_n \bar{x}_R + \bar{b}_p u_L + \bar{b}_n u_R - \Psi \bar{x}_{LR} \quad (4.65.a)$$

$$\dot{\bar{x}}_R = A_p \bar{x}_R + A_n \bar{x}_L + \bar{b}_p u_R + \bar{b}_n u_L - \Psi \bar{x}_{LR} \quad (4.65.b)$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} f_1(\bar{x}_L, \bar{x}_R, u_L, u_R) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & f_2(\bar{x}_L, \bar{x}_R, u_L, u_R) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & f_n(\bar{x}_L, \bar{x}_R, u_L, u_R) \end{bmatrix} \quad (4.65.c)$$

$$x_{LR} = [x_{1L}x_{1R}, x_{2L}x_{2R}, \dots, x_{nL}x_{nR}]^T$$

$$y_R = \bar{p}^T \bar{x}_R + d u_R \quad (4.65.d)$$

$$y_L = \bar{p}^T \bar{x}_L + d u_L \quad (4.65.e)$$

Buradaki yeni katsayılar şu şekilde ifade edilebilir:

$$A = A_p - A_n \quad (4.66.a)$$

$$b = b_p - b_n \quad (4.66.b)$$

Denklem (4.65)'de verilen denklem sisteminin matris açık gösterimi Denklem (4.67)'deki gibidir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1L} \\ \dot{x}_{2L} \\ \vdots \\ \dot{x}_{nL} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_{p11} & \dots & A_{p1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{pn1} & \dots & -A_{pnn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L} \\ x_{2L} \\ \vdots \\ x_{nL} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_{n11} & \dots & A_{n1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{nn1} & \dots & A_{n nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \\ \vdots \\ x_{nR} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{p1} \\ b_{p2} \\ \vdots \\ b_{pn} \end{bmatrix} u_L + \begin{bmatrix} b_{n1} \\ b_{n2} \\ \vdots \\ b_{nn} \end{bmatrix} u_R \quad (4.67.a)$$

$$- \begin{bmatrix} f_1(\bar{x}_L, \bar{x}_R, u_L, u_R) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & f_2(\bar{x}_L, \bar{x}_R, u_L, u_R) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & f_n(\bar{x}_L, \bar{x}_R, u_L, u_R) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L}x_{1R} \\ x_{2L}x_{2R} \\ \vdots \\ x_{nL}x_{nR} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1R} \\ \dot{x}_{2R} \\ \vdots \\ \dot{x}_{nR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_{p11} & \cdots & A_{p1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{pn1} & \cdots & -A_{pnn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \\ \vdots \\ x_{nR} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_{n11} & \cdots & A_{n1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{nn1} & \cdots & A_{nnn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L} \\ x_{2L} \\ \vdots \\ x_{nL} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{p1} \\ b_{p2} \\ \vdots \\ b_{pn} \end{bmatrix} u_R + \begin{bmatrix} b_{n1} \\ b_{n2} \\ \vdots \\ b_{nn} \end{bmatrix} u_L \quad (4.67.b)$$

$$- \begin{bmatrix} f_1(\bar{x}_L, \bar{x}_R, u_L, u_R) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & f_2(\bar{x}_L, \bar{x}_R, u_L, u_R) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & f_n(\bar{x}_L, \bar{x}_R, u_L, u_R) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L} x_{1R} \\ x_{2L} x_{2R} \\ \vdots \\ x_{nL} x_{nR} \end{bmatrix}$$

$$y_L = p_{1L} x_{1L} \quad (4.67.c)$$

$$y_R = p_{1R} x_{1R} \quad (4.67.d)$$

Bu denklem sistemine Kısım 4.4'de Denklem (4.22) ile Denklem (4.36) arasındaki ara işlemler uygulanarak ileriki uygulamalarda kullanılmak üzere genel n. dereceden sistem denklemlerinin elde edilmesi gerekir. Bunun için öncelikle Denklem (4.30)-(4.32)'de verilen tanımlamaların fark alan tip AB sınıfı devreler için de yapılması gerekir.

$$I_{fpü} = V_t C_i A_{pü} \quad A_{pü} \geq 0 \quad (4.68.a)$$

$$-I_{fpü} = V_t C_i A_{pü} \quad A_{pü} < 0 \quad (4.68.b)$$

$$I_{fpj} = V_t C_i A_{pji} = I_s e^{\frac{V_{fpj}}{V_t}} \quad i \neq j, A_{pji} \geq 0 \quad (4.69.a)$$

$$I_{fnj} = V_t C_i A_{nji} = I_s e^{\frac{V_{fnj}}{V_t}} \quad A_{pji} \geq 0 \quad (4.69.b)$$

$$I_{fopi} = V_t C_i b_{pi} = I_s e^{\frac{V_{fopi}}{V_t}} \quad b_{pi} > 0 \quad (4.70.a)$$

$$I_{foni} = V_t C_i b_{ni} = I_s e^{\frac{V_{foni}}{V_t}} \quad b_{ni} > 0 \quad (4.70.b)$$

$$I_{fi} = V_t C_i = I_s e^{\frac{V_{fi}}{V_t}} \quad (4.71)$$

Denklem (4.68)-(4.71) kabullerini yaptıktan sonra genel n . dereceden fark alan tip AB sınıfı sistem denklemlerini elde edilir.

$$C_i \dot{v}_{iL} = \bar{f} I_{fpi} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n I_s e^{\frac{(v_{jL} + V_{fpij} - v_{iL})}{V_t}} + \sum_{j=1}^n I_s e^{\frac{(v_{jR} + V_{fpij} - v_{iL})}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_{oL} + V_{fopi} - v_{iL})}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_{oR} + V_{foni} - v_{iL})}{V_t}} - f_1 I_{fi} I_s e^{\frac{v_{iR}}{V_t}} \quad (4.72a)$$

$$C_i \dot{v}_{iR} = \bar{f} I_{fpi} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n I_s e^{\frac{(v_{jR} + V_{fpij} - v_{iR})}{V_t}} + \sum_{j=1}^n I_s e^{\frac{(v_{jL} + V_{fpij} - v_{iR})}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_{oR} + V_{fopi} - v_{iR})}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_{oL} + V_{foni} - v_{iR})}{V_t}} - f_1 I_{fi} I_s e^{\frac{v_{iL}}{V_t}} \quad (4.72b)$$

$$y_L = p_{iL} I_s e^{\frac{v_{iL}}{V_t}} \quad (4.72c)$$

$$y_R = p_{iR} I_s e^{\frac{v_{iR}}{V_t}} \quad (4.72d)$$

Böylece n . dereceden genelleştirilmiş fark alan tip AB sınıfı devre denklemleri elde edilmiş olur. Bundan sonraki tüm AB sınıfı devre sentezlerinde aksi belirtilmedikçe Denklem (4.72)'de ifade edilen denklem sistemi kullanılacaktır.

Denklem (4.66) kullanılarak A matrisi öyle A_p ve A_n şeklinde ikiye ayrılabilir ki, Denklem (4.65) uygun geçici girişler kullanılmak kaydıyla Kısım 4.5'de tartışılan sistem tasarımı için gerekli olan tüm şartları yerine getirmiş olur. Diğer bir ifade ile, yeter şart gereğince Denklem (4.65)'teki A_p matrisinin asal köşegenindeki terimler negatif, diğer terimler pozitif olmalı ya da gerek şartı sağlamak kaydıyla sıfır da olabilir. Bunun dışındaki tüm matris ve vektörlerin tüm katsayıları pozitif olmalı ya da gerek şartı sağlamak kaydıyla sıfır olabilir.

Mesela n boyutlu sistemi ele alalım. Denklem sisteminin i . satırının yeter şartı sağlanması için; i . elemanın katsayısı olan A_{ii} 'nin negatif, bunun dışında kalan terimlerin ve b matrisinin terimlerinin pozitif olması gerekmektedir. Fakat bazı sistemlerin

denklemleri bu şartları sağlamayabildiği daha önce açıklanmıştır. Olası durumları inceleyelim:

Herhangi bir A_{ik} ($k=1,2,3,\dots,n$, $k \neq i$) elemanı ya da b_t ($t=1,2,3,\dots,n$) elemanı negatif katsayılı olabilir. Bu şartları sağlamayan sistemler, A_p ve A_n matrislerinin ve b_p ve b_n vektörlerinin uygun şekilde seçimi ile yukarıda belirtilen yeter şartı sağlar hale getirilebilir. Diğer bir ifade ile karşılıklı indis değişimi ile bu sorun çözülmüş olmaktadır.

Teorem şartlarına uymayan terim sayısı birden fazla olabilir. Bu durumda açıklanan yöntem birden fazla terim için uygulanabilir. Katsayılarının işaretleri uymayan terimlerin indisleri değiştirilerek katsayıları uygun hale getirebilir.

Bir diğer sorun, A_p matrisinin asal köşegeni üzerindeki terimlerin sıfır olması durumudur. Bu durumda yeter şart sağlanmamaktadır. Ancak Denklem (4.65)'deki geçici girişler sayesinde gerek şart sağlanmış, aynı zamanda Kısım 4.5.3'deki teoreme uygun hale gelmiş, dolayısıyla bu sistem gerçekleştirilebilir olmaktadır.

Bir diğer sorun A_p matrisinin asal köşegeni üzerindeki terimlerin pozitif olmasıdır. Bu durumda yeter şart yine sağlanamamaktadır. Hatta geçici girişler ile bile Kısım 4.5.3'deki teorem şartlarına uyulamayabilir. Örnek olarak x_{iL} terimine ait denklemde A_{pji} pozitif olsun. $A_{pji} - f_i X_{iR} < 0$ şartı sağlandığı takdirde sistem gerçekleştirilebilir olmaktadır.

4.7 Fark Alan Tip Devre Modellenmesi Yönteminin Sayısal Bir Örnek Üzerinde Gösterimi

Kısım 4.6'da n derecede genel ifadeler ile açıklanan fark alan tip devre modellenmesi yöntemi bu bölümde sayısal bir örnek üzerinde irdelenecektir. Örnekte Kısım 4.5.2'de anlatılan gerek ve yeter şartlara uymayan bir sistemin fark alan tip devre modellenmesi ile uygun hale getirilmesi açıklanacaktır.

Denklem ifadesi uygun olmayan bir durum denkleminin matris formu Denklem (4.73)'de görülmektedir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix}}_{\dot{\bar{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -5 & -3^* \\ -2^* & 1^* \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}}_{\bar{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} -1^* \\ 2 \end{bmatrix}}_{\bar{b}} \underbrace{u}_{u} \quad (4.73)$$

Denklem (4.73)'ü gerek ve yeter şartlarda belirlenen kurallar çerçevesinde inceleyelim. A matrisinin asal köşegenindeki terimler negatif, asal köşegenin dışında kalan terimler ve \bar{b} vektörü ise pozitif olması gerekmektedir. Bu bağlamda A_{12} , A_{21} , A_{22} ve b_1 terimleri (yıldızla işaretlenen terimler) bu kurala uymamaktadır.

Denklem (4.65)'de verilen gösterim kullanılarak Denklem (4.73) uygunlaştırılabilir. Tanım gereğince durum denklemini iki parçaya bölünür. Bu durum Denklem (4.74) görülmektedir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1L} \\ \dot{x}_{2L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -5 & -3 \\ -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L} \\ x_{2L} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ 2 \end{bmatrix} u_L + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_R - \begin{bmatrix} f_1 & 0 \\ 0 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L}x_{1R} \\ x_{2L}x_{2R} \end{bmatrix} \quad (4.74.a)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1R} \\ \dot{x}_{2R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -5 & -3 \\ -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L} \\ x_{2L} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ 2 \end{bmatrix} u_R + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_L - \begin{bmatrix} f_1 & 0 \\ 0 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L}x_{1R} \\ x_{2L}x_{2R} \end{bmatrix} \quad (4.74.b)$$

Burada, $A=A_p-A_n$ ayrımında $A_n=0$ matris olarak alınmıştır. Benzer şekilde b_n vektörü de sıfır vektör alınmıştır. Görülmektedir ki yeter şartlar yine sağlanamamaktadır. Yeter şartlar gereğince böyle bir sistemi uygunlaştırmak için eşitliğin sağ tarafındaki A_p ve A_n katsayılar matrisinde, b_p ve b_n katsayılar vektöründe kendi aralarında eleman değişimi yapılmalı, Denklem (4.66)'da verilen tanıma uygunluk ta muhafaza edilmelidir. Elde edilen sistem Denklem (4.75)'da gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1L} \\ \dot{x}_{2L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -5 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L} \\ x_{2L} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 3 \\ 2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \end{bmatrix} u_L + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} u_R - \begin{bmatrix} f_1 & 0 \\ 0 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L}x_{1R} \\ x_{2L}x_{2R} \end{bmatrix} \quad (4.75.a)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1R} \\ \dot{x}_{2R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -5 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 3 \\ 2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L} \\ x_{2L} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \end{bmatrix} u_R + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} u_L - \begin{bmatrix} f_1 & 0 \\ 0 & f_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L}x_{1R} \\ x_{2L}x_{2R} \end{bmatrix} \quad (4.75.b)$$

Denklem (4.75) incelendiğinde A_{12} , A_{21} ve b_l ile alakalı sorunun artık çözüldüğünü ve uygunlaştırıldığını görmekteyiz. Ancak A_{22} terimi ile ilgili sorun çözülememiştir. Daha önce açıklandığı gibi (4.65) numaralı denklemde verilen tanım gereğince ilave edilen geçici girişleri kullanarak sistemi uygunlaştırmaya çalışalım. Bu tartışmayı denklem boyutunda tartışabilmek için Denklem (4.75), aşağıdaki şekilde tekrar yazılır:

$$\dot{x}_{1L} = -5x_{1L} + 3x_{2R} + u_R - f_1x_{1L}x_{1R} \quad (4.76.a)$$

$$\dot{x}_{1R} = -5x_{1R} + 3x_{2L} + u_L - f_1x_{1L}x_{1R} \quad (4.76.b)$$

$$\dot{x}_{2L} = x_{2L} + 2x_{1R} + 2u_L - f_2x_{2L}x_{2R} \quad (4.76.c)$$

$$\dot{x}_{2R} = x_{2R} + 2x_{1L} + 2u_R - f_2x_{2L}x_{2R} \quad (4.76.d)$$

Denklem (4.76)'i yeter şart çerçevesinde inceleyelim. Denklem (4.76.a) ve Denklem (4.76.b)'nin yeter şartları sağladığı görülmektedir. Hatta bu denklemlerdeki geçici girişler sıfır alınsa bile ($f_i=0$) bu iki denklemin yeter şartları sağladığı görülmektedir. Buradaki geçici giriş terimleri sistemin gerçekleşmesinde zorunlu olmayıp, daha önce tartışıldığı gibi sistemin dengesinin düzenlenmesinde kullanılabilen terimlerdir.

Ancak, Denklem (4.76.c) ve Denklem (4.76.d)'nin yeter şartları tam olarak sağlamadığı görülmektedir. Bu sorunu tam olarak anlayabilmek için örnek olarak L tarafındaki diferansiyel denklemi aşağıdaki formda tekrar yazalım:

$$\dot{x}_{2L} = (1 - f_2x_{2R})x_{2L} + 2x_{1R} + 2u_L \quad (4.77)$$

Kısım (4.5.3)'de açıklanan teorem gereği, $(1 - f_2x_{2R})$ DC olarak negatif olmalıdır. Bu durumda Denklem (4.77)'in yeter şartları sağlayabilmesi için geçici giriş Ψ için şu ilave şartın olması gerektiği görülür:

$$f_2 > \frac{1}{X_{2R}} \quad (4.78)$$

Bu şart ile birlikte Denklem (4.76)'in bu bölümde anlatılan gerçekleştirilebilir şartlarını tamamıyla sağladığı ve Denklem (4.73) ile verilen sistemin Denklem (4.76) ile gerçekleştirilebileceği görülür. Yani gerçekleştirilebilir şartlarını sağlamayan bir sistem yukarıdaki kısımlarda anlatılan yöntemler ile uyumlaştırılmış ve bu şartları sağlar hale getirilmiş olmaktadır.

BEŞİNCİ BÖLÜM

LOGARİTMİK ORTAMLI BİRİNCİ DERECE

FİLTRELERİN SENTEZİ

5.1 Giriş

Bu kısımda önceki bölümlerde teorisi anlatılan yöntem, prensip ve teoremler kullanılarak birinci dereceden bir alçak geçiren filtre tasarlanacaktır. Belirlenen birinci dereceden alçak geçiren bir filtre transfer fonksiyonunun, Kısım 3.3’de anlatılan durum uzayı yöntemi ile sistem denklemleri elde edilecektir. Elde edilen bu sistem denklemleri Bölüm 4’de önce n . dereceden herhangi bir g aktarım fonksiyonu için verilen daha sonra logaritmik ortamda n . dereceden üstel bir aktarım fonksiyonu için genelleştirilen denklem sistemleri kullanılarak tasarımı yapılacaktır. Tasarımda logaritmik ortamlı filtre devresi A ve AB sınıfı için ayrı ayrı tasarlanacak ve KAK’a uygun devre denklemleri elde edilecektir. Elde edilen sistem denklemleri yine genelleştirilmiş yöntemlerden faydalanılarak önce blok modelleme ile daha sonra her bir blok yapının gerçek elemanlardan oluşan karşılıkları kullanılarak gerçekleştirilecektir. A sınıfı için elde edilen devrenin, Translineer prensibi kullanılarak analizi yapılacaktır.

MSS filtreler dolayısıyla logaritmik ortamlı filtreler, yapı olarak Kısım 2.4’de analizi yapılan Adams’ın, dar kapsamlı ve genel senteze uygun olmayan filtresinden daha farklıdır. Adams’ın filtresinde giriş işaretinin logaritmasının alınması, çıkışta filtrelenen işaretin üstelinin alınması diyotlar ile; gerilim kopyalama, akım izolasyonu işleri op-amp ile yapılırken; logaritmik ortamlı filtrelerde, logaritmik ortama geçiş, filtreleme işlemi ve tekrar lineer ortama geri dönüş işlemi BJT kullanılarak yapılmaktadır. Bu yüzden logaritmik ortamlı filtrelerin temel yapı taşları BJT’lerdir.

Senteze başlamadan önce logaritmik ortamlı filtrelerin devre mimarisinde kullanılacak temel elemanların uç denklemlerinin ifade edilmesinde fayda vardır.

Logaritmik ortamlı filtrelerin en temel yapı taşı transistörlerdir. Bilindiği gibi, transistörler üç terminalli bir elemandır ve bu üç terminal akımları arasındaki ilişki Denklem (5.1)'de verildiği gibidir.

$$i_E = i_C + i_B \quad (5.1)$$

$$i_C = \beta i_B \quad \beta = \text{Transistörün akım kazancı} \quad (5.2)$$

Akım kazancının sonsuz olduğunun varsayalım. Daha sonra akım ifadelerini düzenleyelim.

$$i_B = \lim_{\beta \rightarrow \infty} \frac{i_C}{\beta} = 0 \quad (5.3)$$

i_B akımının sıfır olması i_C ve i_E akımlarının birbirine eşit olacağı anlamına gelir.

$$i_C = i_E = i_Q \quad (5.4)$$

Denklem (5.4)'de görüldüğü gibi, transistörün kollektör ve emitör akımları birbirine eşittir. Kavram kargaşasını önlemek için transistörün akımını i_Q olarak, transistörün bazemetör gerilimini de v_Q olarak adlandıralım.

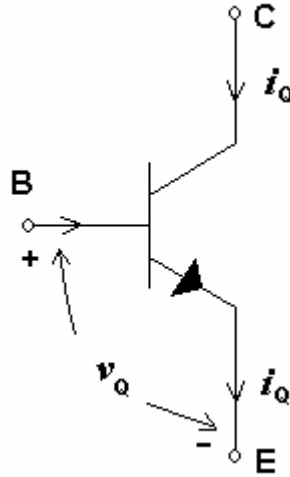
$$v_{BE} = v_Q \quad (5.5)$$

Transistörün akımı i_Q ile gerilimi v_Q arasında üstel bir ilişki vardır. Bu ilişki, Denklem (5.6)'da verilmiştir. Aynı ilişkiyi tabii logaritma formunda yazacak olursak Denklem (5.7) elde edilir.

$$i_Q = I_s e^{\frac{v_Q}{V_t}} \quad (5.6)$$

$$v_Q = V_t \ln \frac{i_Q}{I_s} \quad (5.7)$$

Denklem (5.6) ve Denklem (5.7)'de elde edilen transistör uç bağıntıları ilerleyen bölümlerdeki tüm analiz ve sentez işlemlerinde aksi söylenmedikçe geçerli olacaktır. Bu denklemler bu şekliyle kullanılan transistörlerin uç denklemi olmaktadır. Tanımlanan akım ve gerilimler Şekil 5.1'de görülmektedir.



Şekil 5.1: BJT devre elemanı

Temel devre elemanının çeşitli yaklaşımlar yapılarak uç denklemlerinin belirlenmesinden sonra sentez için transfer fonksiyonunun belirlenmesi gerekir. Sentezi yapılacak alçak geçiren bir filtreye ait transfer fonksiyonu Butterworth yaklaşımı ile Denklem (5.8)'de verilmiştir.

$$H(s) = \frac{\omega_o}{s + \omega_o} = \frac{Y}{U} \quad (5.8)$$

$U = \text{giriş}$

$Y = \text{çıkış}$

Denklem (5.8) zaman ortamında tekrar yazılırsa diferansiyel denklem formunda Denklem (5.9) elde edilir.

$$\dot{y} + \omega_o y = \omega_o u \quad (5.9.a)$$

$$\frac{dy}{dt} + A_o y = bu(t) \quad A_o = \omega_o, \quad b = \omega_o \quad (5.9.b)$$

Böylece sentezi yapılacak sistemin diferansiyel denklem ifadesi elde edilmiş olur. Denklem (5.9.a)'da transfer fonksiyonundan elde edilen diferansiyel denklem görülmektedir. Denklem (5.9.b)'de ise genel ifadesi Denklem (3.8)'de verilen n . dereceden diferansiyel denklemde $n=1$ seçilmesi ile elde edilen ifade ve iki denklem arasındaki katsayı eşitlikleri görülmektedir.

Bu bağlamda birinci dereceden ($n=1$) bir girişli ($m=1$) ve bir çıkışlı ($k=1$) sistemin ifadesi Denklem (3.15)'den yazılabilir.

$$\dot{x}_1 = -\omega_o x_1 + \omega_o u \quad (5.10.a)$$

$$y = x_1 \quad (5.10.b)$$

Sistem denklemlerinin elde edilmesinden sonra artık hangi sınıf devre mimarisi ile sentez yapılacağıının belirlenmesi gerekir. A ve AB sınıfı devreleri için sentez takip eden diğer kısımlarda açıklanmıştır.

5.2 A Sınıfı Devreler

5.2.1 Sentez

Bu kısımda, Bölüm 4’de önce genel bir g fonksiyonu için, daha sonra logaritmik ortamlı filtrelerin üstel fonksiyonu için elde edilen n . dereceden devre denklemlerinin birinci dereceden elde edilişi ve denklemlerin A sınıfı için fiziksel elemanlar ile gerçekleşmesi açıklanacaktır.

Denklem (5.10)’da verilen sistem denklemlerine Denklem (4.23)’de verilen, Denklem (5.11)’de tekrarlanan üstel aktarım fonksiyonlarının uygulanması ile logaritmik ortamda yeni sistem denklemleri elde edilmiş olur.

$$x_i = I_s e^{\frac{v_i}{V_t}} \quad (5.11.a)$$

$$u = I_s e^{\frac{v_o}{V_t}} \quad (5.11.b)$$

Logaritmik ortamlı yeni sistem denklemlerinin n . dereceden gösterimi Denklem (4.26)’daki gibidir. Bundan sonra Kısım 4.4’de anlatılan işlem basamakları ile devre denklemleri elde edilir. Sistem denklemlerinden elde edilen devre denklemlerinin n . dereceden gösterimi Denklem (4.36)’daki gibidir. Bu denklemde $n=1$ seçilmesi ile Denklem (5.9)’da belirlenen sabit katsayıların yerine yazılması ile birinci dereceden alçak geçiren A sınıfı devre denklemi elde edilir.

$$C_1 \dot{v}_1 = -I_{f1} + I_s e^{\frac{(v_o + V_{f01} - v_1)}{V_t}} \quad (5.12.a)$$

$$y = I_s e^{\frac{v_1}{V_t}} \quad (5.12.b)$$

Denklem (5.12)’deki sabit terimlerin Denklem (4.30)-(4.32)’de yapılan kabullerden faydalanarak karşılıkları Denklem (5.13)’de verilmiştir.

$$-I_{f11} = V_t C_1 A_{11} \quad A_{11} = -\omega_o \quad (5.13.a)$$

$$I_{fo1} = V_t C_1 b_1 = I_s e^{\frac{V_{fo1}}{V_t}} \quad b_1 = \omega_o$$

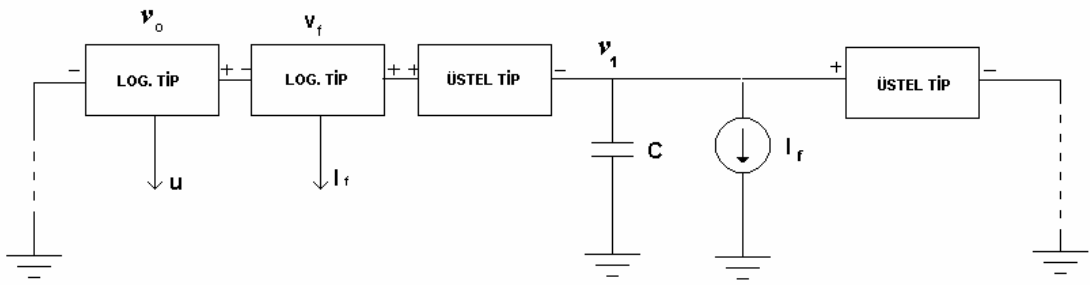
$$\forall p_j = 0 (i \neq j), p_1 = 1, d = 0 \quad (5.13.b)$$

Bundan sonraki aşama bu denklemlerin gerçek elemanlar ile sentezinin tamamlanmasıdır. Bunun için sadece bu kısımda önce devre denklemlerindeki her bir terimin karşılığı genel blok yapılar ile ifade edilecek daha sonra bu blok yapıların fiziksel devre elemanları ile karşılıkları belirlenecektir. Böylece bilinen devre denklemlerinden hareketle logaritmik ortamlı bir filtrenin gerçek devre elemanları ile genel sentez yöntemi elde edilmiş olur. Bu blok yapılar ve gerçek elemanlar ile karşılığı ve denklemleri Şekil 5.2’de görülmektedir.

Uç denklemleri	Blok yapı	Fiziksel eşdeğeri
$i_{\text{ÇIKIŞ}} = I_s e^{\frac{(v_a - v_b)}{V_T}}$		
$v_a - v_b = V_T \ln \frac{i_F}{I_s}$		

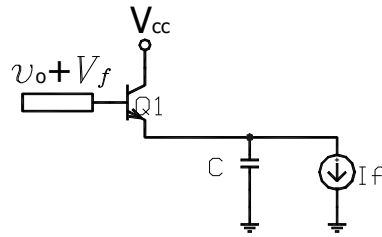
Şekil 5.2: Devre denklemlerine ait blok şemalar ve gerçek elemanlar ile karşılıkları

Bundan sonra Şekil 5.2’de blok modelleme ve devre yapıları ile A sınıfı devrenin sentezi tamamlanır. Öncelikle Denklem (5.12)’de verilen düğüm gerilimin blok modelleme ile gerçekleştirilmesi Şekil 5.3’de görülmektedir.



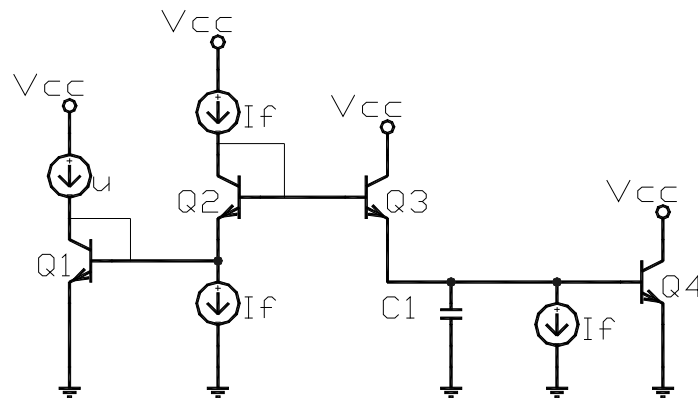
Şekil 5.3: Sentezin son blok şeması

Daha sonra Şekil 5.3'de görülen blok modelin devre elemanları ile gerçekleştirilmesi yapılır. 1 numaralı düğümüne ait akım ifadelerinin Şekil 5.2 göz önüne alınarak gerçekleştirilmesi Şekil 5.4'de görülmektedir. Devrenin bu kısmına *çekirdek filtre* denilir.



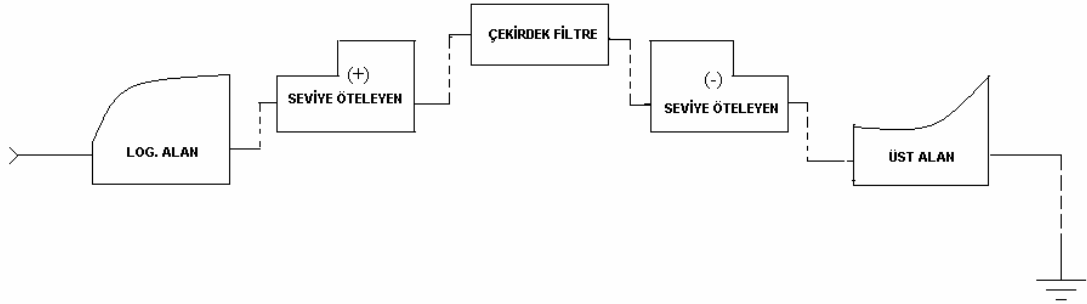
Şekil 5.4: Çekirdek filtre

Şekil 5.2-5.4 verilen gösterim ve açıklamalardan faydalanarak Denklem (5.12)'de verilen eşitliğin devre elemanları gerçekleştirilmesi Şekil 5.5'de görülmektedir.



Şekil 5.5 : Logaritmik ortamda birinci dereceden A sınıfı alçak geçiren filtre

Yapılan sentez sonunda elde edilen devre yapısının işlevsel bloklar ile anlatımı Şekil 5.6'daki gibidir.

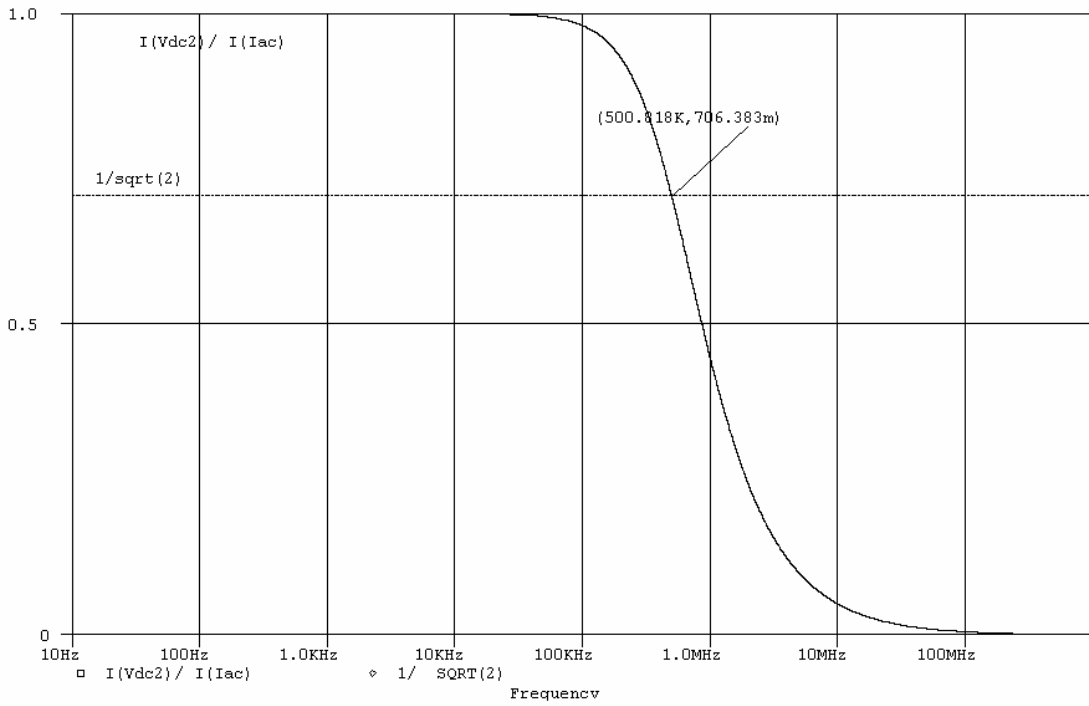


Şekil 5.6: Logaritmik ortamlı filtrelerin temel işlevsel blok şeması

Şekil 5.6'da birinci dereceden logaritmik ortamlı bir A sınıfı filtrenin temel işlevsel yapıları genel bir anlatım ile bloklar halinde ifade edilmiştir. Şekil 5.3 ve Şekil 5.5 esas alınarak çizilen işlevsel blok yapıda görüldüğü gibi öncelikle giriş işaretinin logaritması alınarak işaretin logaritmik ortama girmesi sağlanmaktadır. Daha sonra devrenin yapısına göre değişen sayıda (+) öteleme işlemine tabi tutularak gerilim seviyesi yükseltilmektedir. Bundan sonra asıl işlev olan filtreleme işlemi gerçekleştirilmektedir. Bu işlemden sonra işaretin uygun gerilim seviyesine düşürülmesi gerekir. Bu yüzden (-) seviye öteleyen blok yapıdan geçirilmektedir. Tüm bu işlemlerden sonra giriş ile çıkış arasında doğrusal bir ilişki sağlayabilmek için girişte uygulanan blok yapının tersi olarak işaret üstel bir fonksiyona tabi tutulur. Böylece logaritmik ortamda filtre devresi gerçekleşmiş olur.

5.2.2 Simülasyon (Benzetim)

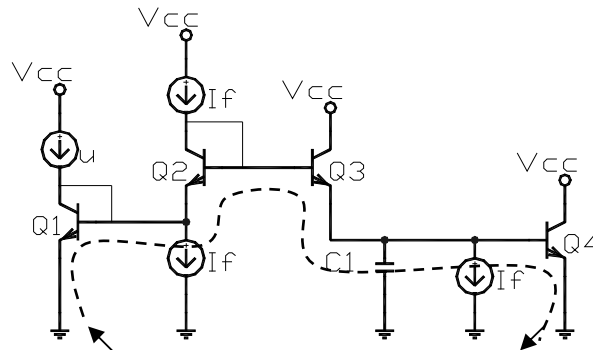
Şekil 5.5'de verilen birinci dereceden logaritmik ortamlı alçak geçiren devrenin PSpice programı kullanılarak simülasyonu yapılmıştır. Tasarlanan filtre devresinde kesim frekansının 500kHz olduğu varsayılmıştır. Bunun için Denklem (5.13)'de verilen denklemlerden C sığasının değeri belirlenir. I_f kaynağı $10\mu A$ olarak belirlenmiştir. AC analiz sonucu elde edilen çıkış/giriş oranının frekans tepkisi Şekil 5.7'de sunulmuştur.



Şekil 5.7: A sınıfı devrenin frekans cevabı

5.2.3 Analiz

Bu kısımda Kısım 5.2.1’de sentezi yapılan devrenin Kısım 3.2’de açıklanan translineer prensibi kullanılarak analizi yapılacaktır. Şekil 5.8’de Şekil 5.5’deki birinci dereceden logaritmik ortamlı devrenin translineer prensibine uygun çevrimi görülmektedir.



Şekil 5.8 Translineer prensibinin devre üzerinde gösterilmesi

Translineer çevrim gereğince ileri yönde kutuplu jonksiyonların gerilim ifadeleri şöyledir:

$$v_{Q1} + v_{Q2} = v_{Q3} + v_{Q4} \quad (5.14)$$

Translineer prensip gereğince akım ifadeleri elde edilir.

$$i_{Q1} i_{Q2} = i_{Q3} i_{Q4} \quad (5.15)$$

Transistörlerin akım karşılıkları

$$i_{Q1} = u \quad (5.16)$$

$$i_{Q2} = I_f \quad (5.17)$$

$$i_{Q3} = I_f + i_c \quad (5.18)$$

Bu tanımlamalardan sonra çıkış akımının ifadesi şöyle olur.

$$i_{Q4} = \frac{i_{Q1} i_{Q2}}{i_{Q3}} = \frac{u I_f}{(I_f + i_c)} = i_{\text{ÇIKIŞ}} \quad (5.19)$$

Denklem (5.6) ve Denklem (5.11)'de verilen tanımlar gereğince çıkış ve giriş akımlarının ifadeleri şöyle olur:

$$i_{\text{ÇIKIŞ}} = I_s e^{\frac{v_{\text{ÇIKIŞ}}}{V_t}} = I_s e^{\frac{v_i}{V_t}} \quad (5.20)$$

$$u = I_s e^{\frac{v_o}{V_t}}$$

Bu tanımlamalar Denklem (5.19)'da yazılırsa Denklem (5.21) elde edilir.

$$\frac{I_s e^{\frac{v_1}{V_t}}}{I_s e^{\frac{v_o}{V_t}}} = \frac{\omega_o C_1 V_t}{\omega_o C_1 V_t + C_1 \dot{v}_1} \quad (5.21)$$

Denklem (5.21), içler dışlar çarpımı yapıлып, her iki tarafı $C_1 V_t$ ile bölünürse Denklem (5.22) elde edilir.

$$I_s e^{\frac{v_1}{V_t}} \omega_o + \frac{I_s e^{\frac{v_1}{V_t}} \dot{v}_1}{V_t} = I_s e^{\frac{v_o}{V_t}} \omega_o \quad (5.22)$$

Bundan sonra Denklem (5.22)'i giriş, çıkış akımları cinsinden yazalım:

$$i_{\text{ÇIKIŞ}} \omega_o + \dot{i}_{\text{ÇIKIŞ}} = i_{\text{GİRİŞ}} \omega_o \quad (5.23)$$

Denklem (5.23)'ü Laplace ortamında tekrar yazalım ve $I_{\text{ÇIKIŞ}} / I_{\text{GİRİŞ}}$ transfer fonksiyonunu ifade edelim:

$$\frac{I_{\text{ÇIKIŞ}}}{I_{\text{GİRİŞ}}} = \frac{\omega_o}{s + \omega_o} \quad (5.24)$$

Görüldüğü gibi Denklem (5.8)'de verilen transfer fonksiyonunun aynısı elde edilmiştir.

5.3 AB Sınıfı Devreler

Bu kısımda Kısım 4.5'de anlatılan AB sınıfı fark alan parçalı tip devre modelinin teorisi ile Denklem (5.10)'da verilen sistem denklemlerinin sentezi yapılacaktır. Sistem

denklemleri Denklem (4.62)'de verilen Denklem (5.24)'de 1. derece için yazılan ayrılma yöntemleri ile alt sistemlere ayrılmıştır.

$$\begin{aligned}x_1 &= x_{1L} - x_{1R} \\u_1 &= u_{1L} - u_{1R}\end{aligned}\tag{5.24}$$

Bundan sonra Denklem (5.24) ve Denklem (4.67)'den hareketle Denklem (5.25) yazılabilir.

$$\dot{x}_{1L} = -A_{p11} x_{1L} + A_{n11} x_{1R} + b_{p1} u_{1L} + b_{n1} u_{1R} - f_1 x_{1L} x_{1R}\tag{5.25.a}$$

$$\dot{x}_{1R} = -A_{p11} x_{1R} + A_{n11} x_{1L} + b_{p1} u_{1R} + b_{n1} u_{1L} - f_1 x_{1L} x_{1R}\tag{5.25.b}$$

$$y_R = p_1 x_{1R}\tag{5.25.c}$$

$$y_L = p_1 x_{1L}\tag{5.25.d}$$

Burada

$$A_{p11} = \omega_o, A_{n11} = 0$$

$$b_{p1} = \omega_o, b_{n1} = 0$$

$$f_1 = \frac{1}{I_{f1}}, \Psi = f_1(\bar{x}_L, \bar{x}_R, u_L, u_R), x_{LR} = x_{1L} x_{1R}$$

$$p_1 = 1, \text{ dir.}$$

Katsayı terimleri belirlendikten sonra Denklem (4.72)'de ifade edilen genelleştirilmiş n. dereceden fark alan tip AB sınıfı devre denklemlerinden faydalanarak Denklem (5.25) elde edilir.

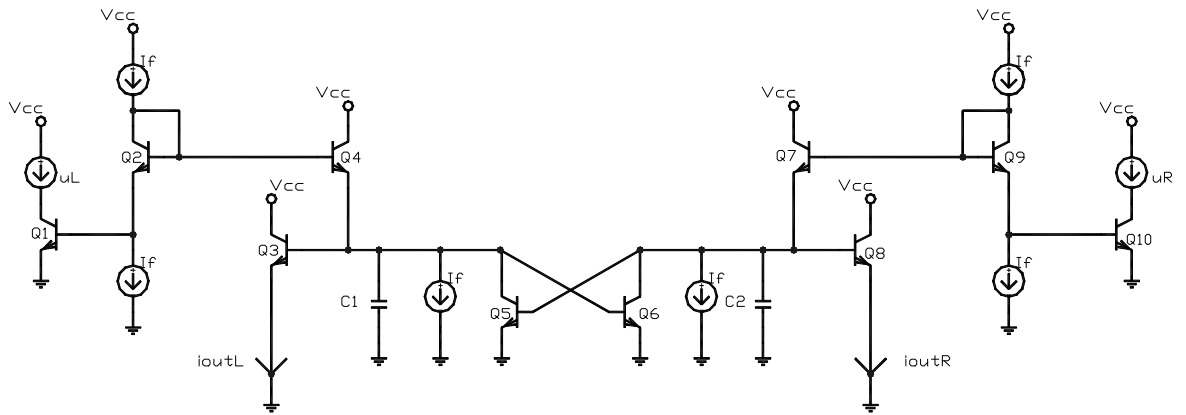
$$C_1 \dot{v}_{1L} = -I_{fp11} + I_S e^{\frac{(v_{oL} + V_{fop1} - v_{1L})}{V_i}} - I_S e^{\frac{v_{1R}}{V_i}}\tag{5.26.a}$$

$$y_L = I_S e^{\frac{v_{1L}}{V_i}}\tag{5.26.b}$$

$$C_1 \dot{v}_{1R} = -I_{fp11} + I_S e^{\frac{(v_{oR} + V_{fp11} - v_{1R})}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{1L}}{V_T}} \quad (5.26.c)$$

$$y_R = I_S e^{\frac{v_{1R}}{V_T}} \quad (5.26.d)$$

Elde edilen bu alt sistem denklemlerinin her biri Kısım 5.2’de ayrıntılı anlatılan yöntemler kullanılarak sentezlenir. Sentez sonucu elde edilen devre Şekil 5.9’deki gibidir.



Şekil 5.9: AB sınıfı logaritmik ortamlı devre

Devre giriş kaynağının ikiye bölünmesi ile u_L ve u_R girişleri elde edilir. Bu girişler devrenin sağında ve solunda görülmektedir. Devrenin çıkışları i_{outL} ve i_{outR} çıkışları birleştirilerek devrenin asıl çıkışı elde edilir.

Şekil 5.9’da verilen birinci dereceden logaritmik ortamlı alçak geçiren devrenin PSpice programı kullanılarak simülasyonu yapılmıştır. Tasarlanan filtre devresinde kesim frekansının 500kHz olduğu varsayılmıştır. Bunun için Denklem (5.13)’de verilen denklemlerden C sığasının değeri belirlenir. I_f kaynağı $10\mu A$ olarak belirlenmiştir. AC analiz sonucu elde edilen çıkış/giriş oranının frekans tepkisi A sınıfı için verilen Şekil 5.7’nin aynısı olduğu görülmüştür.

ALTINCI BÖLÜM

ELİPTİK FİLTRE YAKLAŞIMI

6.1 Yaklaşım Problemi

6.1.1 Tanım

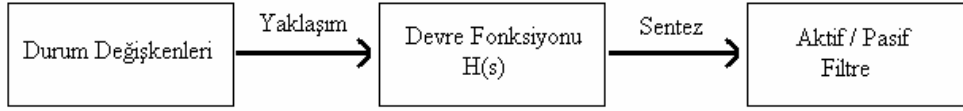
Bir filtrede, geçirme ve söndürme bantlarına ilişkin frekans karakteristiklerini tolerans sınırları içinde kalarak sağlayan sistem fonksiyonlarının elde edilmesi '*yaklaşım sorunu*' olarak adlandırılır. İstenilen özelliklerde bir filtrenin gerçekleşmesindeki ilk adım yaklaşımın belirlenmesidir. Bu yüzden filtre tasarımı esnasında karşılaşılan sorunların başında yaklaşım problemi gelmektedir. Yaklaşım probleminin çözümü için filtre çıkış karakteristiklerinin elde edilmesi gerekir. Fakat istenilen filtreye ait karakteristik özellikler tam olarak sağlanamayacaktır. Bu yüzden filtre karakteristikleri tam olarak olmasa da çeşitli yaklaşımlar ile elde edilir (Deliyannis ve diğ. 1999, p 35).

Örneğin alçak geçiren bir filtre devresinin dizayn edilmesi isteniliyor. İstenilen filtre devresinin 100 kHz'e kadar genlik cevabının 1'e eşit olması, 100 kHz den sonrasının genliğinin 0 olması istenilmektedir. Bu verileri yaklaşık sağlayan bir fonksiyon yaklaşım probleminin çözümünü oluşturur (Anday, F., 1983)

6.1.2 Yaklaşım Probleminin Filtre Tasarımındaki Yeri ve Tasarım Sonucunda Elde Edilen Devrenin Sahip Olması Gereken Özellikleri

Yaklaşım probleminin çözülmesi filtre dizaynında önemli bir yer tutar. Yaklaşım probleminin çözülmesi ile Şekil 6.1'de görüldüğü gibi filtre fonksiyon ve devre cevabı belirlenebilmektedir (Huelsman, L. P., 1993). Yaklaşım sorununun çözümü ile elde edilen veriler nihai bilgiler değildir. Devrenin en son hali, sentezin bitirilmesi ile elde edilir. Filtrenin istenilen karakteristik özellikleri yaklaşım sorununun cevabı ile

belirlenmektedir. Fakat yine de fonksiyonu belirlerken standart devre elemanlarının değerlerine bağlı kalmamız gerekmektedir (Huelsman, L. P., 1993).

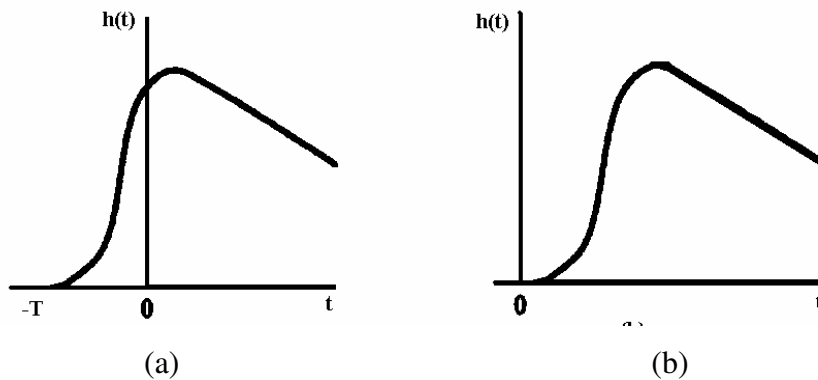


Şekil 6.1 Yaklaşım ile sentez arasındaki fark

Gerçekleştirilmeye çalışılan bir devrede istenilen bir çok özellik olabilir. Fakat bu özelliklerden üç tanesi çok önemlidir. Bunlar şunlardır:

1. Nedensellik (Causal)
2. Rasyonellik (Rational)
3. Kararlılık (Stable)

Nedensellik genel olarak sebepsiz bir sonucun olmayacağını anlatır. Yani nedensel bir sistemin giriş uçlarından herhangi bir sinyal ile uyarılmadıkça çıkışta bir işareti görülmez. Bu yüzden zaman $t < 0$ için birim vuruş (impulse) cevabı sıfırdır. Örneğin Şekil 6.2.a'daki grafik nedensel değildir. Şekil 6.2.b'de görülen grafik ise nedenseldir. İdeal alçak geçiren filtrelerin birim vuruş cevabı nedensel olmadığı için gerçekleştirilemez.



Şekil 6.2: (a) Nedensel olmayan fonksiyon (b) Nedensel fonksiyon

Frekans ortamında nedensellik Paley-Wiener kriteri ile hesaplanır. $h(t)$ darbe cevabını düşünelim. Fourier dönüşümü yapıldıktan sonraki hali Denklem (6.1)'i sağlayacak şekilde $H(j\omega)$ olur.

$$\int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega < \infty \quad (6.1)$$

$H(j\omega)$ 'nın nedensel olabilmesi için;

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\log |H(j\omega)||}{1 + \omega^2} d\omega < \infty \quad (6.2)$$

olması gerekir.

Denklem (6.2)'de verilen kriterin sonucu olarak şunlar söylenebilir:

1. $H(j\omega)$ genlik fonksiyonu sonlu frekans bandında sıfır olamaz.
2. $H(j\omega)$ 'nın genliği üstel fonksiyondan daha hızlı azalamaz.
3. Bunun sebebi ideal filtrenin gerçekleştirilememesidir.

Sistemin kararlılığı devredeki dengeye bağlıdır. Dengeli bir sistemde eğer giriş sınırlı ise devrenin cevabı da sınırlıdır.

Frekans ortamında kararlılık şu özellikler ile belirlenir:

1. $H(s)$ sistem fonksiyonunun s düzleminin sağ tarafında kökleri olamaz.
2. $j\omega$ ekseninde basit kutupları vardır.
3. Pay polinomunun derecesi payda polinomunun derecesinden en fazla bir derece büyük olabilir.

$H(s)$ fonksiyonunun mutlak kararlı olması kullanım için avantaj sağlamaktadır. Böyle bir devrenin tüm kutupları s düzleminin sol yarı düzleminde yer alır.

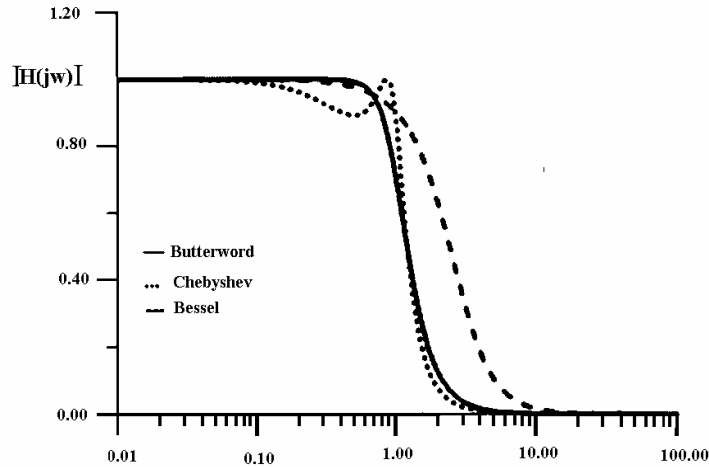
6.1.3 Yaklaşım Probleminin Çözümü İçin Geliştirilen Farklı Özelliklerdeki Seçenekler ve Çözüm ile Belirlenen Filtre Karakteristikleri

Yaklaşım problemi çeşitli matematiksel yöntemler ile çözülebilir. Yaklaşım problemlerinde kullanılan, en iyi bilinen fonksiyonlar şunlardır.

- Butterworth yaklaşımı
- Chebyshev yaklaşımı
- Eliptik yaklaşımı
- Bessel yaklaşımı

Genel olarak yaklaşım çeşidini belirledikten sonra, genlik frekans cevabı grafiksel olarak ifade edilebilir. Yaklaşım çeşidine göre genlik frekans cevabı özel karakteristikler gösterir.

Şekil 6.3’de de bu fonksiyonlar ile elde edilmiş örnek alçak geçiren filtre için genlik-frekans grafikleri görülmektedir.



Şekil 6.3 Bazı yaklaşım çeşitlerinin genlik ifadeleri

Kısım 6.1.1’de anlatıldığı gibi istenilen karakteristiklerde filtre için öncelikle yaklaşımın belirlenmesi gerekir. Yaklaşım çeşidinin seçilmesi ile tasarlanan filtreye ait

bazı özellikler de belirlenmiş olur. Belirlenen özellikler bir filtre için temel karakteristikleri ifade eder. Bu temel filtre karakteristikleri aşağıdaki gibidir.

ω_c = Kesim frekansı(frekansları)

A_{\max} = Geçiş bölgesinde izin verilen en fazla sapma, geçiş bölgesi hatası (dB)

ω_s = Sönüm bölgesi köşe frekansı/frekansları

A_{\min} = Sönüm bölgesindeki en az zayıflama (dB)

Açıklanan bu filtre karakteristikleri eliptik filtre yaklaşımının incelendiği Kısım 6.2'de ayrıntılı olarak ele alınacaktır.

6.2 Eliptik Filtre Yaklaşımı

İstenilen bir filtrenin tasarlanması esnasında belirlenen yaklaşım fonksiyonunda eliptik denklemlerin kullanılması sonucu elde edilen filtrelere eliptik filtreler denilir. Bu konudaki önemli çalışmalar ünlü Alman sistem teorisyeni Caueer tarafından yapılmıştır. Bu yüzden Eliptik yaklaşımı Caueer yaklaşımı olarak ta adlandırılabilir. Eliptik filtrenin genel formu Denklem (6.3) ve Denklem (6.4)'de verilmiştir.

Bu tür filtreler, Şekil 6.4'de görüldüğü gibi, hem geçiş bölgesinde hem de sönüm bölgesinde eş dalgallılık karakteristiği gösterirler. Bu eş dalgallılığın sebebi Denklem (6.3)'de görülen $R(n)$ fonksiyonudur.

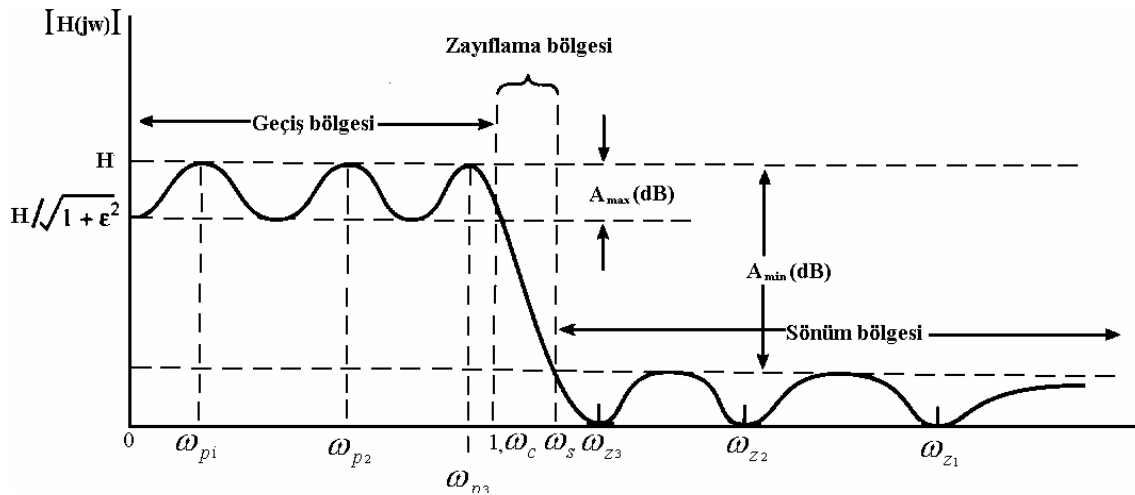
Zayıflama bölgesi, geçiş bölgesi ile sönüm bölgesindeki eş dalgalanmalar arasındaki bölge olarak tanımlanır. Eliptik yaklaşımda filtre derecesine göre genlik karakteristiğinde meydana gelen bu zayıflama, düşüş diğer yaklaşım çeşitlerine göre daha keskindir. Bu özellik çoğu zaman eliptik filtrelerin üstünlükleri arasında gösterilirken geçiş bölgesinde ve sönüm bölgesinde görülen dalgalanmalar eksikliği olarak kabul edilmektedir.

Eliptik filtreler ile diğer filtre türleri arasındaki önemli bir diğer fark ta filtre cevabını belirleyecek karakteristik verilerin sayısıdır. Yaklaşımın belirlenmesi için, Butterworth filtrelerde sadece filtre derecesini (n) bilmek, Chebyshev filtrelerde filtre derecesini (n) ve sapma hata oranını ϵ (A_{\max}) bilmek yeterli iken, eliptik filtrelerde A_{\max} , A_{\min} , n, ω_s ve ω_c nin bilinmesi gerekmektedir. Bu özelliğin üstünlük olmasının sebebi ise eliptik filtrenin cevabında kontrol edilebilir veri sayısının artmasıdır. Bunun yanında transfer fonksiyonunda karşılaşılan matematiksel zorluklar ise eliptik filtrelerin çok fazla tercih edilmemesinin sebepleri arasında gösterilebilir.

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H^2}{1 + \epsilon^2 R_n^2(\omega)} \quad (6.3)$$

$$R_n(\omega) \begin{cases} M \prod_{i=1}^{n/2} \frac{\omega^2 - \omega_{pi}^2}{\omega^2 - \omega_{zi}^2} & \text{çift dereceler için} \\ M\omega \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{\omega^2 - \omega_{pi}^2}{\omega^2 - \omega_{zi}^2} & \text{tek dereceler için} \end{cases} \quad (6.4.a)$$

$$M\omega \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{\omega^2 - \omega_{pi}^2}{\omega^2 - \omega_{zi}^2} \quad \text{tek dereceler için} \quad (6.4.b)$$



Şekil 6.4 Beşinci dereceden alçak geçiren eliptik filtrenin genlik-frekans cevabı grafiği

Eliptik filtrelerin karakteristik özellikleri Denklem (6.3) ve Denklem (6.4)'de kısaca ifade edilmiştir.

1. $0 \leq \omega \leq 1$ geçiş bölgesi olarak tanımlanır. M sabiti $R_n^2(\omega)$ fonksiyonunu 0 ile 1 arasında tutacak şekilde seçilir ($0 \leq R_n^2(\omega) \leq 1$), ve sonuçta $H \geq |H(j\omega)| \geq H / \sqrt{1 + \epsilon^2}$ halini alır.

2. $\omega = \omega_{pi}$ olduğu durumlarda $R_n^2(\omega) = 0$ olacağı için $|H(j\omega)| = H$ tepe değerinde olur.

3. Geçiş bölgesinde ω 'nın değeri $R_n^2(\omega) = 1$ yapacak değere geldiğinde $|H(j\omega)| = H / \sqrt{1 + \epsilon^2}$ çukur değerinde olur.

4. $\omega \geq \omega_s$ sönüm bölgesi olarak tanımlanır. Bu bölgede $R_n^2(\omega)$ 'nin en az değeri $R_{sönümbölgesi}^2$ olarak tanımlanır ve değeri Denklem (6.5)'de verildiği gibi hesaplanır.

$$R_{sönümbölgesi}^2 \geq \frac{10^{0.1K_s} - 1}{\epsilon^2} \quad (6.5)$$

5. $\omega = \omega_{zi}$ olduğu durumlarda $R_n^2(\omega) = \infty$ olacağı için $|H(j\omega)| = 0$ değerinde olur.

6. Sönüm bölgesinde $R_n^2(\omega) = R_{sönümbölgesi}^2$ olduğu durumlarda; $|H(j\omega)|$ için minimum zayıflamayı tanımlar ve A_{\min} (dB) olarak adlandırılır.

7. ω_{pi} ve ω_{zi} 'nin geometrik ortalaması Denklem (6.6)'da görüldüğü gibi ω_s 'i tanımlar.

$$\omega_s = \sqrt{\omega_{pi} \omega_{zi}} \quad (6.6)$$

Tezin bundan sonraki bölümünde yukarıda ayrıntılı olarak açıklanan eliptik filtre yaklaşımı kullanılarak logaritmik ortamlı filtre sentezi yapılacaktır. İstenilen karakteristik özellikler belirlendikten sonra uygun eliptik fonksiyon elde edilecektir. Elde edilen fonksiyon devremizin transfer fonksiyonu olacaktır.

YEDİNCİ BÖLÜM

LOGARİTMİK ORTAMDA ELİPTİK FİLTRE

YAKLAŞIMININ GERÇEKLENMESİ

7.1 İstenilen Özelliklerdeki Eliptik Yaklaşım Ait Transfer Fonksiyonunun MatLab Programı kullanılarak Elde Edilmesi

Bu kısımda eliptik yaklaşıma ait logaritmik ortamlı filtrenin sentezinin yapılabilmesi için gerekli transfer fonksiyonu öncelikle belirlenecektir. Transfer fonksiyonu MatLab programının 'signal processing' kütüphanesinden yararlanılarak yazılan bir program sayesinde elde edilecektir.

Kısım (6.2)'de açıklandığı gibi eliptik filtre yaklaşımının bazı belirleyici özellikleri vardır. Bu özellikler sayesinde filtrenin karakteristiği belirlenmektedir. Aynı kısımda açıklandığı gibi eliptik filtre yaklaşımının karakteristiğini belirleyen özellikler transfer fonksiyonunun yapısını da belirlemektedir. Çeşitli filtre kitaplarındaki eklerde farklı özelliklerdeki filtreler için transfer fonksiyonları ve gerekli parametreler tablo olarak verilmektedir.

Tezin bu kısmında eliptik bir filtrenin derecesini, kesim frekansını, sönüm ve geçiş bölgelerinin dB olarak azalma oranlarının belirlenmesi ile kutupların ve sıfırların yerleri, transfer fonksiyonu ve durum denklemleri MatLab programının komutları yardımı ile elde edilmektedir. Ayrıca elde edilen transfer fonksiyonunun grafiği çizdirilerek görsel olarak frekans tepkisi elde edilmektedir.

İstenilen verileri elde etmek için yazılan MatLab programı örnek değerler ile birlikte aşağıdaki gibidir.

n=3; %filtrenin derecesi


```

fc=159.154; % kesim frekansı (Hz)
wc=2*pi*fc ;%(rad.)
stop_rip=21.9; % stopband ripple(dB)
pass_rip=0.5; %passband ripple(dB)
[z,p,k]=ellip(n,pass_rip,stop_rip,wc,'s'); %kutupların ve sıfırların yeri
[b,a]=ellip(n,pass_rip,stop_rip,wc,'s'); %s ortamındaki transfer fonk.nun payı ve
paydası H(s)=b(s)/a(s)
w=[0:1:10000];
H=((j*w).^3*b(1,1)+(j*w).^2*b(1,2)+(j*w).^1*b(1,3)+(j*w).^0*b(1,4))./((j*w).^3*a
(1,1)+(j*w).^2*a(1,2)+(j*w).^1*a(1,3)+(j*w).^0*a(1,4));
F=abs(H);
plot(F)
[A,B,C,D]=ellip(n,pass_rip,stop_rip,wc,'s') % x'=Ax+Bu
% y =Cx+Du şeklinde ifade etmek için

```

Bundan sonra, elde edilen transfer fonksiyonun önceki bölümlerde anlatılan genel sentez yöntemlerinden faydalanılarak logaritmik ortamda sentezi yapılacaktır.

7.2 Transfer Fonksiyonundan Durum Denklemlerinin Elde Edilmesi

Denklem (6.3) ve Denklem (6.4)'de n. dereceden eliptik bir filtrenin genel transfer fonksiyonu görülmektedir. Üçüncü dereceden bir eliptik filtrenin transfer fonksiyonu Denklem (7.1)'de görüldüğü gibidir.

$$H(s) = \frac{k(s^2 + a)}{(s + b)(s^2 + cs + d)} \quad a, b, c, d, k > 0 \quad (7.1)$$

İfadeyi açalım:

$$H(s) = \frac{k s^2 + ka}{s^3 + (b + c)s^2 + (bc + d)s + bd} \quad (7.2)$$

$ka = l$, $(b + c) = m$, $(bc + d) = n$, $bd = p$ olsun. Bu kabuller ile Denklem (7.2) yalınlaştırıp Denklem (7.3) elde edilir.

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{k s^2 + l}{s^3 + m s^2 + n s + p} \quad (7.3)$$

Denklem (7.3)'de görülen transfer fonksiyonu Kısım 7.1'de elde edilen transfer fonksiyonu ile aynı formdadır.

Denklem (7.3) ile verilen denklemin zaman ortamında diferansiyel denklem olarak ifadesi Denklem (7.4)'deki gibidir.

$$\ddot{y} + m \dot{y} + n y + p y = k \ddot{u} + l u \quad (7.4)$$

Kısım 3.3, Denklem (3.9)'da verilen yöntem ile durum denklemleri elde edilir:

$$x_1 = y + r_1 u \quad (7.5.a)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 + r_2 u = \dot{y} + r_1 \dot{u} + r_2 u \quad (7.5.b)$$

$$x_3 = \dot{x}_2 + r_3 u = \ddot{y} + r_1 \ddot{u} + r_2 \dot{u} + r_3 u \quad (7.5.c)$$

Son denklemin türevi alınır.

$$\dot{x}_3 = \ddot{x}_2 + r_3 \dot{u} = \ddot{y} + r_1 \ddot{u} + r_2 \dot{u} + r_3 \dot{u} \quad (7.6)$$

Bundan sonraki aşama Denklem (7.5) ve Denklem (7.6)'da elde edilen dönüşümleri Denklem (7.4)'de yerine yazmaktır. Bu matematiksel ara işlemlerden sonra Denklem (7.7) elde edilir.

$$\begin{aligned} \ddot{y} &= -m(x_3 - r_1 \ddot{u} - r_2 \dot{u} - r_3 u) - n(x_2 - r_1 \dot{u} - r_2 u) - p(x_1 - r_1 u) + k \ddot{u} + l u \\ &= \dot{x}_3 - r_1 \ddot{u} - r_2 \dot{u} - r_3 \dot{u} \end{aligned} \quad (7.7)$$

Amacımız Denklem (3.16)'daki ifadenin elde edilmesidir. Bu yüzden kaynağın türevli ifadelerinin yok edilmesi gerekir. Kaynakların türevlerini yok etmek için r katsayılarının belirlenmesi gerekir. Bunun daha kolay görülebilmesi için durum değişkenlerinin türevlerini tekrar yazalım:

$$\dot{x}_1 = x_2 - r_2 u \quad (7.8.a)$$

$$\dot{x}_2 = x_3 - r_3 u \quad (7.8.b)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_3 = & -m(x_3 - r_1 \ddot{u} - r_2 \dot{u} - r_3 u) - n(x_2 - r_1 \dot{u} - r_2 u) - p(x_1 - r_1 u) + k \ddot{u} + l u \\ & + r_1 \ddot{u} + r_2 \dot{u} + r_3 \dot{u} \end{aligned} \quad (7.8.c)$$

Kaynak ifadelerinin türevleri sadece Denklem (7.8.c) durum denkleminde bulunmaktadır. Bu yüzden son denklemin düzenlenip kaynak ifadelerinin katsayılarını sıfır yapacak r katsayılarının uygun olarak seçilmesi gerekir.

$$\begin{aligned} \dot{x}_3 = & -m x_3 - n x_2 - p x_1 \\ & + r_1 \ddot{u} \\ & + (m r_1 + k + r_2) \ddot{u} \\ & + (m r_2 + n r_1 + r_3) \dot{u} \\ & + (m r_3 + n r_2 + p r_1 + l) u \end{aligned} \quad (7.9)$$

Denklem (7.9)'daki u 'nun türevli tüm ifadelerinin sıfır olması istenmektedir. Buna göre r katsayılarının şöyle olması gerekmektedir:

$$r_1 = 0 \quad (7.10.a)$$

$$r_2 = -k \quad (7.10.b)$$

$$r_3 = m k \quad (7.10.c)$$

Bu katsayıları yerleştirerek sistem denklemlerini elde ederiz. Ancak Denklem (7.9)'daki u teriminin katsayısını daha basit ifade edebilmek için yeni bir değişken tanımlayalım:

$$m^2k - nk + l = t \quad (7.11)$$

Böylece sistem denklemleri istenilen forma gelmiş olur. Sistem denklemlerinin matris olarak yazılmış hali Denklem (7.12)'de görülmektedir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix}}_{\dot{\underline{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0^* & 1 & 0 \\ 0 & 0^* & 1 \\ -p^* & -n^* & -m \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}}_{\underline{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} k \\ -mk^* \\ t \end{bmatrix}}_b u \quad (7.12.a)$$

$$y = x_1 \quad (7.12.b)$$

Denklem (7.12)'de elde edilen üçüncü dereceden eliptik yaklaşıma sahip filtreye ait sistem denklemleri normalize edilmiş haldedir. Yani p, n, m, k ve t sabitleri kesim frekansı 1 olan transfer fonksiyonunun değerleridir. Denklem (7.13)'de ise kesim frekansı ω_c olan eliptik bir filtreye ait sistem denklemleri görülmektedir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix}}_{\dot{\underline{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -p\omega_c^3 & -n\omega_c^2 & -m\omega_c \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}}_{\underline{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} k\omega_c \\ -mk\omega_c^2 \\ t\omega_c^3 \end{bmatrix}}_b u \quad (7.13.a)$$

$$y = x_1 \quad (7.13.b)$$

Denklem (7.13) Denklem (7.3)'de s yerine s/ω_c yazılması ve normalize değerler için takip edilen işlem basamaklarının uygulanması ile elde edilir. Denklem (7.13)'deki bazı terimlerin ω_c 'nin kuvvetleri ile çarpıldığı görülmektedir. Sentez, bu sistem denklemleri esas alınarak devam edilmiş ve ilerleyen aşamalarda oluşacak devrenin çalışmasını olumsuz etkileyecek bazı dengesizliklerin meydana geldiği simülasyonlar sırasında görülmüştür. Özellikle yüksek frekanslarda ortaya çıkan dengesizliklerin filtrede anormalliklere ve bozulmalara yol açtığı görülmüştür. Yani, normalize frekans için hatta düşük frekanslar için yapılan simülasyonlarda istenilen sonuçlar yaklaşık elde edilmiş olmak ile birlikte, yüksek frekanslara çıkıldıkça istenilen karakteristik yapıdan uzaklaşmalar tespit edilmiştir. Üstelik yüksek frekanslar zorlandıkça istenilen eliptik

filtre karakteristiğinin sağlanabilmesi için kullanılan transistörlerin gerçek yapısından farklılaşmak zorunda kaldığı yani ideal yapıya yaklaştığı görülmüştür. Diğer bir ifade ile yapılan sentez sadece ideal transistorler ile gerçekleştirilememekte, gerçek transistörlerle gerçekleştirilememekteydi. Bu da tabii ki, yapılan sentezin pratik olarak gerçekleştirilemeyeceğini, yani yapılan çalışmanın teorik seviyede kalması sorununu meydana getiriyordu. Bu ciddi bir sorun olarak ortaya çıktı. Örneğin $\omega_c = 1\text{kHz}$ olduğu bir durumda A_{31} teriminde 10^9 çarpanı bulunmaktadır. Bu tasarım için beklenen ve istenilen bir durum değildir. Çok yüksek sayılmayan bu frekans değerinde bile anlaşıldığı gibi katsayılar arasında çok büyük farklar oluşmaktadır. Bu sorun öyle bir şekilde çözümlenmelidir ki, A matrisinin ve b vektörünün terimleri birbiri ile yakın değerlere sahip olmalıdır. Bu aşamada Denklem (7.13)'de yapılacak cebirsel işlemler istenilen sonucu vermeyecek, sorunu çözmeye yeterli olmayacaktır. Bu yüzden transfer fonksiyonundan sistem denklemlerinin elde edilmesinde Kısım 3.3'de anlatılan yöntemlerden daha farklı bir yöntem kullanmak zorunlu hale gelmiştir. Kısım 3.3'de anlatılan ilk yöntem Denklem (3.9) ve Denklem (3.10)'da verildiği gibidir. Fakat kullanılan bu yöntem u giriş işaretinin türevlerinin bulunduğu durumlarda yeterli olmamaktadır. Bu yüzden yeni bir yöntem geliştirilmek zorunda kalmıştır. Mevcut yapıya u giriş işaretlerinin türevlerinin ortadan kaldırılmasını sağlayan terimler ilave edilmiştir. Bu yapı Denklem (3.17)'de görülmüştür. Fakat maalesef bizim karşılaştığımız sorun bu yöntem ile çözülememektedir. Daha açıkça söylemek gerekirse sistem denklemlerinin elde edilmesi esnasında kullanılan ve Kısım 3.3'de açıklanan yöntemler sistemi dengelemek adına yeterli olmamaktadır. Bu yüzden kullanılan bu yöntemde bazı değişiklikler yapılması gerekmektedir. Yapılacak basit fakat etkili değişiklikler sonucunda elde edilen sistem denklemlerinin özellikle sağ tarafındaki terimlerinin birbirine yakın değerlere sahip olması devrenin dengeli, düşük gürültülü ve düşük bozulmalar ile çalışması için zorunludur. Bu bağlamda Kısım 3.3'de Denklem (3.17)'de görülen yapı Denklem (7.14)'deki gibi geliştirilmiştir.

$$\begin{aligned}
\alpha_1 x_1 &= y + r_1 u \\
\alpha_2 x_2 &= \alpha_1 \dot{x}_1 + r_2 u = \dot{y} + r_1 \dot{u} + r_2 u \\
\alpha_3 x_3 &= \alpha_2 \dot{x}_2 + r_3 u = \ddot{y} + r_1 \ddot{u} + r_2 \dot{u} + r_3 u \\
&\vdots \\
\alpha_n x_n &= \alpha_{n-1} \dot{x}_{n-1} + r_n u = y^{n-1} + r_1 u^{n-1} + \dots + r_n u
\end{aligned} \tag{7.14}$$

Denklem (7.14)'de görüldüğü gibi x durum değişkenleri α sabitleri ile çarpılmıştır. Denklem (7.1)-(7.12)'de anlatılan işlem basamakları bu geliştirilmiş yöntem için tekrar edilirse Denklem (7.15) elde edilir.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_2 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_3 \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix}}_{\dot{x}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -p\omega_c^3 & -n\omega_c^2 & -m\omega_c \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_2 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_3 \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}}_{x} \\
&+ \underbrace{\begin{bmatrix} k\omega_c \\ -m\omega_c^2 \\ t\omega_c^3 \end{bmatrix}}_b u
\end{aligned} \tag{7.15.a}$$

$$y = \alpha_1 x_1 \tag{7.15.b}$$

Daha sonra Denklem (7.16.a)'da belirlenen α sabitleri yerine yazılıp denklem (7.15.a)'nın her iki tarafı Denklem (7.16.b)'deki matris ile soldan çarpılırsa, Denklem (7.17) elde edilir.

$$\begin{aligned}
\alpha_1 &= 1 \\
\alpha_2 &= \omega_c \\
\alpha_3 &= \omega_c^2
\end{aligned} \tag{7.16.a}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \omega_c & 1 & 0 \\ 0 & \omega_c^2 & 1 \end{bmatrix} \tag{7.16.b}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \omega_c \\ \dot{x}_2 \\ \omega_c \\ \dot{x}_3 \\ \omega_c \end{bmatrix}}_{\dot{\bar{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0^* & 1 & 0 \\ 0 & 0^* & 1 \\ -p^* & -n^* & -m \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}}_{\bar{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} k \\ -mk^* \\ t \end{bmatrix}}_b u \quad (7.17.a)$$

$$y = x_1 \quad (7.17.b)$$

Denklem (7.17)'de görüldüğü gibi A matrisindeki ve b vektöründeki terimler birbirleri ile dengelidir. Bu yüzden yüksek frekanslarda dahi istenilen sonuçlar elde edilebilecektir. Matematiğin ve sentez işleminin güzelliğinin sonucu olarak ne kadar ilginçtir ki Denklem (7.13) ve Denklem (7.17) sonucu oluşan devreler birbirinden farklı olmasına karşın teorik olarak aynı işlevi yerine getirmektedirler. Ancak iki devre arasında nicelik yönünden farklılıklar açıkça görülmektedir.

Simülasyonlar sırasında ortaya çıkan bu sorunu çözebilmek için geliştirilen ve Denklem (7.14)'de verilen yöntem, literatürde rastlamadığımız bir yöntemdir. Diğer bir ifade ile durum uzayı sentezinde karşılaşılmayan ve ilk defa ortaya atılan bir yöntemdir. Bu yöntemin sentez sırasındaki faydaları simülasyonlar ile ispatlanmıştır.

Denklem (7.17)'de üçüncü derece bir eliptik filtreye ait sistem denklemleri görülmektedir. Bu sistem denklemlerinin Kısım 4.5'de anlatılan gerçekleşme şartlarını sağlamadığı görülmektedir. Durum denklemleri her bir değişken için ayrı ayrı incelendiğinde birinci denklemin gerek şartı, ikinci ve üçüncü denklemlerin ise yeter şartı sağlamadığı anlaşılmaktadır. Yeter şartları sağlayan bir sistemin Denklem (4.47)'deki gibi ideal durumda olması gerekmektedir. Bu bağlamda A matrisindeki ve b vektöründeki yıldız ile işaretlenmiş terimlerin uygun olmadığı anlaşılmaktadır. Bu yüzden Kısım 4.5.4.2'de verilen fark alan tip AB sınıfı devre modellemesi ile durum denklemlerinin uygunlaştırılması hedeflenmektedir.

7.3 Fark Alan Tip AB Sınıfı Devre Modellenmesi İle Uygunlaştırılmış Devre Denklemlerinin Elde Edilmesi

Kısım 4.5.4.2 Denklem (4.62)'de açıklandığı gibi öncelikle Denklem (7.17) Denklem (7.18)'de görüldüğü gibi fark alan yapıya dönüştürülür.

$$x_1 = x_{1L} - x_{1R} \quad (7.18.a)$$

$$x_2 = x_{2L} - x_{2R} \quad (7.18.b)$$

$$x_3 = x_{3L} - x_{3R} \quad (7.18.c)$$

$$u = u_L - u_R \quad (7.18.d)$$

$$A = A_p - A_n \quad (7.18.e)$$

$$b = b_p - b_n \quad (7.18.f)$$

$$y = y_L - y_R \quad (7.18.g)$$

Buna göre (7.18) numaralı denklemlerde yapılan kabulleri (7.17.a)'nın her satırı için uygulanır. Bu denklem sisteminin n. dereceden matris hali Denklem (4.65)'deki gibidir.

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{1L} = x_{2L} + k u_L \\ \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{1R} = x_{2R} + k u_R \end{cases} \quad (7.19.a)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{2L} = x_{3L} - m k u_L \\ \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{2R} = x_{3R} - m k u_R \end{cases} \quad (7.19.b)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{3L} = -m x_{3L} - n x_{2L} - p x_{1L} + t u_L \\ \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{3R} = -m x_{3R} - n x_{2R} - p x_{1R} + t u_R \end{cases} \quad (7.19.c)$$

Denklem (7.19) gerçekenme şartları henüz sağlamış değildir. Bu denklem sisteminin şartları sağlar hale gelebilmesi için Kısım 4.5’de anlatıldığı gibi A_p , A_n , matrislerinin ve b_p , b_n vektörlerinin terimlerinin kendi aralarında değişimi ve ilave geçici girişlerin eklenmesi sayesinde denklem sistemi yeter şartları sağlar hale getirilebilir. Bu yöntemin kullanımı ile ilgili örnek Bölüm 5’de verilmiş ve ayrıntılı olarak açıklanmıştır. Bölüm 4’de anlatılan ve Bölüm 5’de örneklenen fark alan tip AB sınıfı devrelerin Kısım 7.2’de belirtilen eliptik filtreye uygulanması ile Denklem (7.20) elde edilir. Başka bir ifade ile Denklem (4.65)’deki A_p , A_n ve b_p , b_n katsayılarının terimlerinin Denklem (7.17)’den belirlenip $n=3$ yazılması ve uygunlaştırma işlemlerinin yapılması sonucunda elde edilen matris ifadenin satırları Denklem (7.20)’de ifade edilmiştir.

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{1L} = x_{2L} + k u_L - f_1 x_{1L} x_{1R} \\ \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{1R} = x_{2R} + k u_R - f_1 x_{1L} x_{1R} \end{cases} \quad (7.20.a)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{2L} = x_{3L} + m k u_R - f_2 x_{2L} x_{2R} \\ \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{2R} = x_{3R} + m k u_L - f_2 x_{2L} x_{2R} \end{cases} \quad (7.20.b)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{3L} = -m x_{3L} + n x_{2R} + p x_{1R} + t u_L - f_3 x_{3L} x_{3R} \\ \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{3R} = -m x_{3R} + n x_{2L} + p x_{1L} + t u_R - f_3 x_{3L} x_{3R} \end{cases} \quad (7.20.c)$$

Ψ fonksiyon matrisinin elemanları olan f fonksiyonlarının farklı seçenekleri mevcuttur (Tola and Frey, 2000). Bu farklı seçenekler şunlardır:

$$f_i = \frac{\alpha}{I_{fi}} \quad (7.21.a)$$

$$f_i = 0 \quad (7.21.b)$$

$$f_i = \frac{1}{I_{fi}(x_{iL} + x_{iR})} I_k \quad (7.21.c)$$

Elde edilen uygunlaştırılmış durum denklemleri Kısım 4.6.2’de anlatılan genelleştirilmiş devre denklemlerinden faydalanarak sentezi yapılabilir hale getirilebilir. Bunun için öncelikle Kısım 4.6.2 ile bağlantının kolayca sağlanabilmesi için Denklem (7.20) ifadesini matrisel formda tekrar yazalım.

$$\frac{1}{\omega_c} \begin{bmatrix} \dot{x}_{1L} \\ \dot{x}_{2L} \\ \dot{x}_{3L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L} \\ x_{2L} \\ x_{3L} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ p & n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \\ x_{3R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k \\ 0 \\ t \end{bmatrix} u_L + \begin{bmatrix} 0 \\ mk \\ 0 \end{bmatrix} u_R - \begin{bmatrix} f_1 & 0 & 0 \\ 0 & f_2 & 0 \\ 0 & 0 & f_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L}x_{1R} \\ x_{2L}x_{2R} \\ x_{3L}x_{3R} \end{bmatrix} \quad (7.22.a)$$

$$\frac{1}{\omega_c} \begin{bmatrix} \dot{x}_{1R} \\ \dot{x}_{2R} \\ \dot{x}_{3R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \\ x_{3R} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ p & n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L} \\ x_{2L} \\ x_{3L} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k \\ 0 \\ t \end{bmatrix} u_R + \begin{bmatrix} 0 \\ mk \\ 0 \end{bmatrix} u_L - \begin{bmatrix} f_1 & 0 & 0 \\ 0 & f_2 & 0 \\ 0 & 0 & f_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1L}x_{1R} \\ x_{2L}x_{2R} \\ x_{3L}x_{3R} \end{bmatrix} \quad (7.22.b)$$

$$y_L = x_{1L} \quad (7.22.c)$$

$$y_R = x_{1R} \quad (7.22.d)$$

Denklem (7.22)’den açıkça görülmektedir ki üçüncü dereceden sistem denklemleri yeter şartları sağlamaktadır. A_p matrisinin asal köşegeni üzerindeki sıfırdan farklı terimler negatif; A_p matrisinin asal köşegen dışındaki, A_n matrisi, b_p ve b_n vektörlerindeki sıfırdan farklı tüm terimler pozitifdir. İlave girişler ile birlikte gerek ve yeter şartlar sağlanmaktadır.

Bundan sonra Denklem (4.68)-(4.71)'de verilen kabullerin üçüncü dereceden eliptik filtre denklemlerine uygulanması gerekir.

$$-I_{fp33} = V_t C_3 A_{p33} = V_t C_3 (-m) \quad (7.23.a)$$

$$I_{fp12} = V_t C_1 A_{p12} = V_t C_1 = I_s e^{\frac{V_{fp12}}{V_t}} \quad (7.24.a)$$

$$I_{fp23} = V_t C_2 A_{p23} = V_t C_2 = I_s e^{\frac{V_{fp23}}{V_t}}$$

$$I_{fn31} = V_t C_3 A_{n31} = V_t C_3 p = I_s e^{\frac{V_{fn31}}{V_t}} \quad (7.24.b)$$

$$I_{fn32} = V_t C_3 A_{n32} = V_t C_3 n = I_s e^{\frac{V_{fn32}}{V_t}}$$

$$I_{fop1} = V_t C_1 b_{p1} = V_t C_1 k = I_s e^{\frac{V_{fop1}}{V_t}} \quad (7.25.a)$$

$$I_{fop3} = V_t C_3 b_{p3} = V_t C_3 t = I_s e^{\frac{V_{fop3}}{V_t}}$$

$$I_{fon2} = V_t C_2 b_{n2} = V_t C_2 mk = I_s e^{\frac{V_{fon2}}{V_t}} \quad (7.25.b)$$

$$I_{f1} = V_t C_1 = I_s e^{\frac{V_{f1}}{V_t}}$$

$$I_{f2} = V_t C_2 = I_s e^{\frac{V_{f2}}{V_t}} \quad (7.26)$$

$$I_{f3} = V_t C_3 = I_s e^{\frac{V_{f3}}{V_t}}$$

Sabit terimlerinde böylelikle tanımlanması ile artık devre denklemleri ifade edilebilir. Devre denklemleri için Denklem (4.72)'den faydalanılmaktadır.

$$C_{c1}\dot{v}_{1L} = I_s e^{\frac{(v_{2L} + V_{fp12} - v_{1L})}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_{oL} + V_{fop1} - v_{1L})}{V_t}} - f_1 I_{f1} I_s e^{\frac{v_{1R}}{V_t}} \quad (7.27.a)$$

$$C_{c2}\dot{v}_{2L} = I_s e^{\frac{(v_{3L} + V_{fp23} - v_{2L})}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_{oR} + V_{fom2} - v_{2L})}{V_t}} - f_2 I_{f2} I_s e^{\frac{v_{2R}}{V_t}} \quad (7.27.b)$$

$$C_{c3}\dot{v}_{3L} = -I_{fp33} + I_s e^{\frac{(v_{1R} + V_{fn31} - v_{3L})}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_{2R} + V_{fn32} - v_{3L})}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_{oL} + V_{fop3} - v_{3L})}{V_t}} - f_3 I_{f3} I_s e^{\frac{v_{3R}}{V_t}} \quad (7.27.c)$$

$$y_L = I_s e^{\frac{v_{1L}}{V_t}} \quad (7.27.d)$$

$$C_{c1}\dot{v}_{1R} = I_s e^{\frac{(v_{2R} + V_{fp12} - v_{1R})}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_{oR} + V_{fop1} - v_{1R})}{V_t}} - f_1 I_{f1} I_s e^{\frac{v_{1L}}{V_t}} \quad (7.28.a)$$

$$C_{c2}\dot{v}_{2R} = I_s e^{\frac{(v_{3R} + V_{fp23} - v_{2R})}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_{oL} + V_{fom2} - v_{2R})}{V_t}} - f_2 I_{f2} I_s e^{\frac{v_{2L}}{V_t}} \quad (7.28.b)$$

$$C_{c3}\dot{v}_{3R} = -I_{fp33} + I_s e^{\frac{(v_{1L} + V_{fn31} - v_{3R})}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_{2L} + V_{fn32} - v_{3R})}{V_t}} + I_s e^{\frac{(v_{oR} + V_{fop3} - v_{3R})}{V_t}} - f_3 I_{f3} I_s e^{\frac{v_{3L}}{V_t}} \quad (7.28.c)$$

$$y_R = I_s e^{\frac{v_{1R}}{V_t}} \quad (7.28.d)$$

$$C_{c1} = \frac{C_1}{\omega_c} \quad (7.28.e)$$

$$C_{c2} = \frac{C_2}{\omega_c} \quad (7.28.f)$$

$$C_{c3} = \frac{C_3}{\omega_c} \quad (7.28.g)$$

Denklem (7.27) ve Denklem (7.28)'de görüldüğü gibi üçüncü dereceden eliptik bir filtreye ait genel devre denklemleri Denklem (4.72)'de verilen n. dereceden devre denklemlerinden faydalanarak elde edilmiştir. Fakat denklemlerin son terimi olan f fonksiyonu belirlenmiş değildir. f fonksiyonunun farklı seçenekleri denklem (7.21)'de verilmiştir. Bu farklı seçeneklerden faydalanarak elde edilen devre yapıları ve bu devrelere ait PSpice programından faydalanarak elde edilen simülasyon sonuçları ilerleyen kısımlarda verilecektir.

7.4 Aynı Transfer Fonksiyonuna Sahip Üçüncü Dereceden Logaritmik Ortamlı Eliptik Bir Filtrenin Farklı Devre Yapıları

Kısım 7.3'de elde edilen üçüncü dereceden eliptik bir filtreye ait devre denklemlerinde görülen ve Kısım 4.6'da açıklaması verilen f fonksiyonu bazı durumlarda sistem denklemlerinin gerek ve yeter şartları sağlaması için zaruri iken bazı durumlarda gerekli değildir, yani opsiyoneldir. Ancak bu geçici girişlerin devrenin dengeli çalışmasını olumlu etkilediği çeşitli araştırmalarda anlaşılmıştır. Tezin bu ve bundan sonraki kısımlarında devrenin çalışmasını olumlu yönde etkileyen geçici girişlerin farklı seçenekleri incelenip kıyaslanması yapılacaktır. Konu üzerinde maalesef henüz yeteri kadar çalışma bulunmamaktadır. Tezde kullanılacak seçenekler konu üzerindeki bilinen tek çalışmanın yapıldığı ve Tola ve Frey tarafından yazılan bir makaleden elde edilmiştir (Tola and Frey, 2000). İlerleyen çalışmalarda farklı aynı transfer fonksiyonuna sahip gerek farklı f fonksiyonları ile gerekse diğer yöntemler ile elde edilen devre yapıları tasarlanabilir. Farklı devre yapılarının elde edilmesinden sonra simülasyonlardan elde edilen sonuçlar ile kullanım alanına göre en uygun seçeneğin belirlenmesine çalışılacaktır. Bundan sonraki kısımlarda aynı transfer fonksiyonuna sahip dört farklı devre yapısı elde edilecektir.

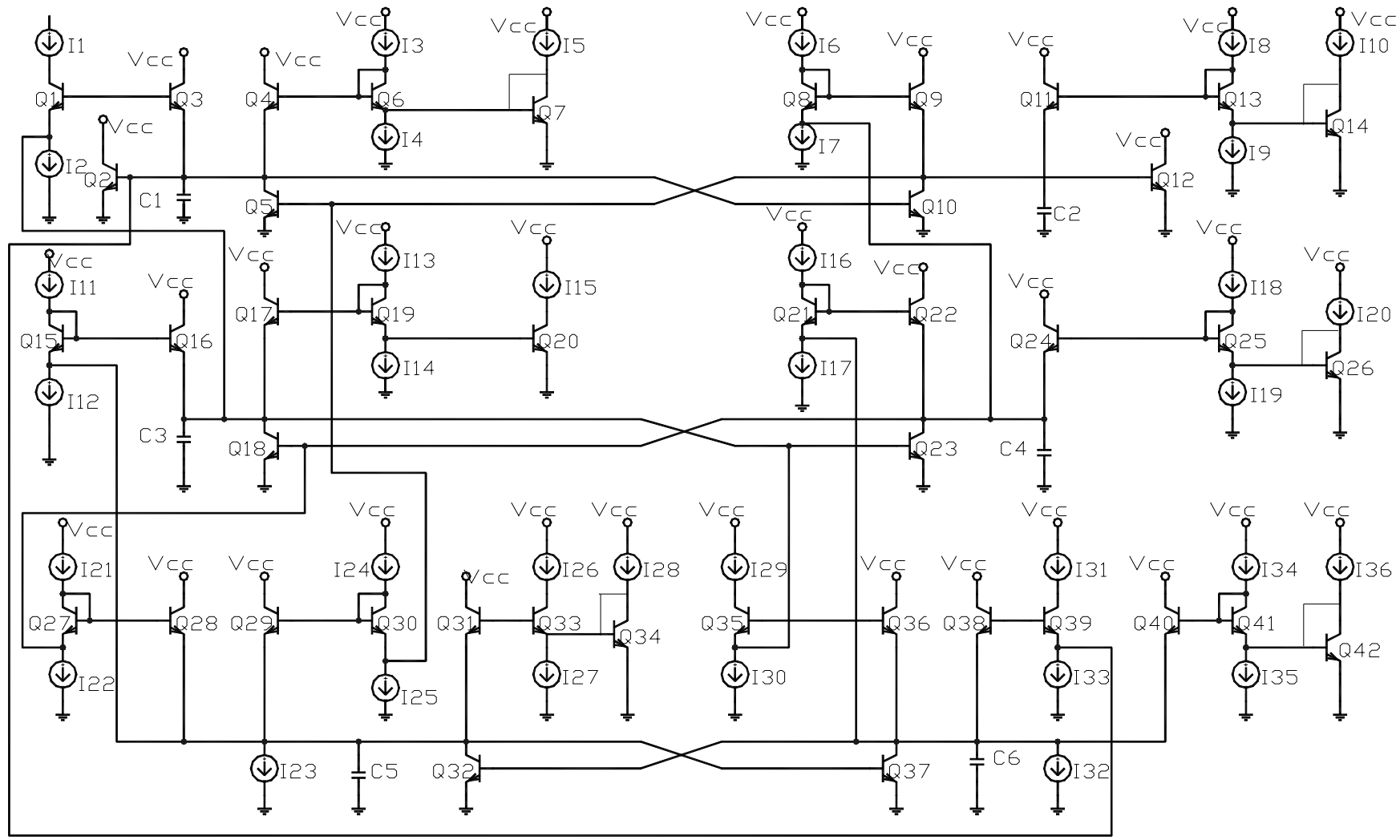
7.4.1 Durum 1

Ψ matrisinin f fonksiyonları Denklem (7.29)'daki gibi seçilirse Denklem (7.27) ve Denklem (7.28)'de elde edilen üçüncü dereceden logaritmik ortamlı eliptik filtrenin durum 1 için devre denklemleri elde edilmiş olur. Durum 1 için sentezin son hali Şekil 1'de görülmektedir.

$$f_1 = \frac{1}{I_{f1}} \quad (7.29.a)$$

$$f_2 = \frac{1}{I_{f2}} \quad (7.29.b)$$

$$f_3 = \frac{1}{I_{f3}} \quad (7.29.c)$$



Şekil:7.1 Durum 1 için eliptik filtre devresi

7.4.2 Durum 2

Ψ matrisinin f fonksiyonları Denklem (7.30)'deki gibi seçilirse Denklem (7.27) ve Denklem (7.28)'de elde edilen üçüncü dereceden logaritmik ortamalı eliptik filtrenin durum 2 için devre denklemleri elde edilmiş olur. Durum 1 için sentezin son hali Şekil 7.2'de görülmektedir.

$$f_1 = \frac{1}{I_{f1}} \quad (7.30.a)$$

$$f_2 = \frac{1}{I_{f2}} \quad (7.30.b)$$

$$f_3 = 0 \quad (7.30.c)$$

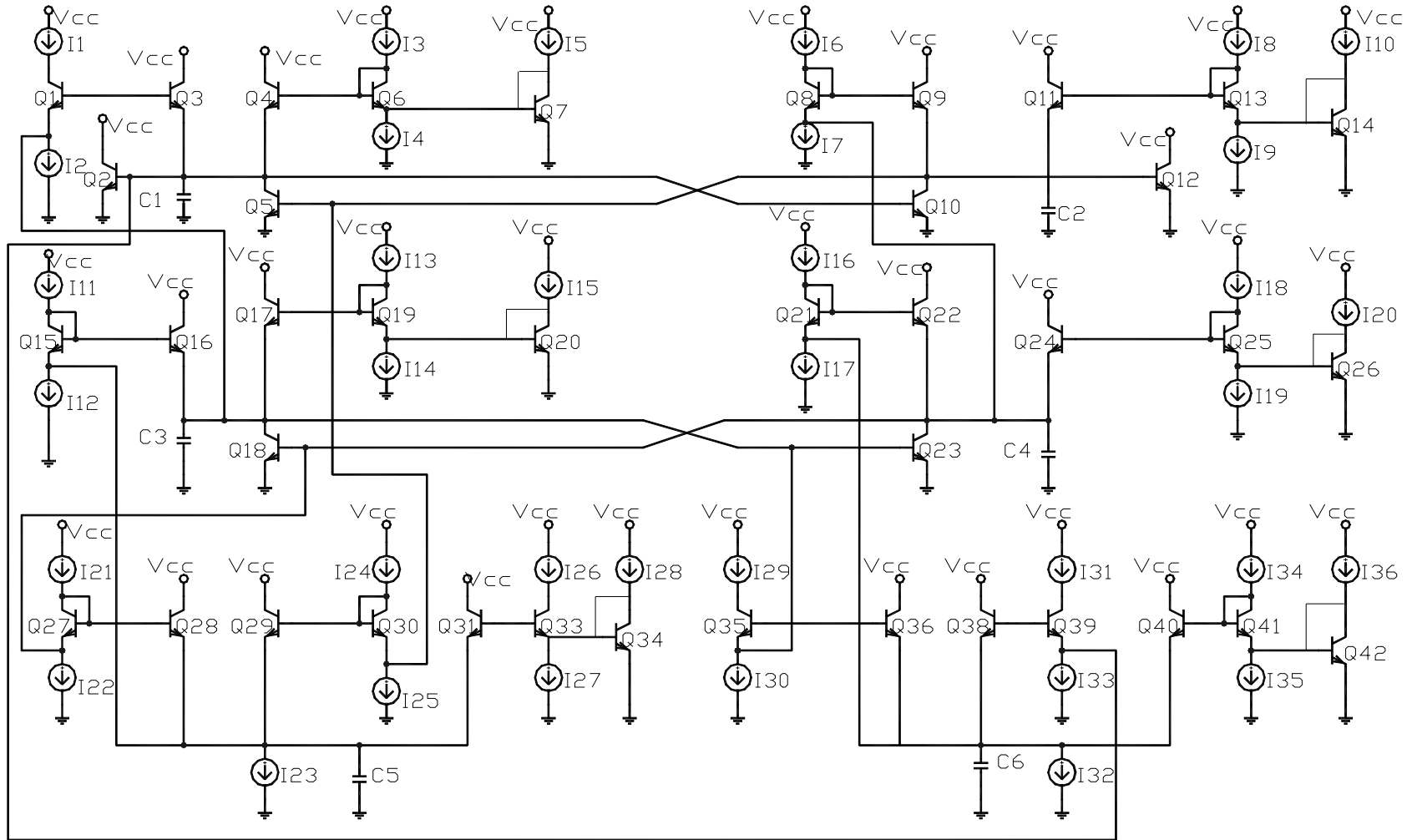
7.4.3 Durum 3

Ψ matrisinin f fonksiyonları Denklem (7.31)'deki gibi seçilirse Denklem (7.27) ve Denklem (7.28)'de elde edilen üçüncü dereceden logaritmik ortamalı eliptik filtrenin durum 3 için devre denklemleri elde edilmiş olur. Durum 3 için sentezin son hali Şekil 7.3'de görülmektedir.

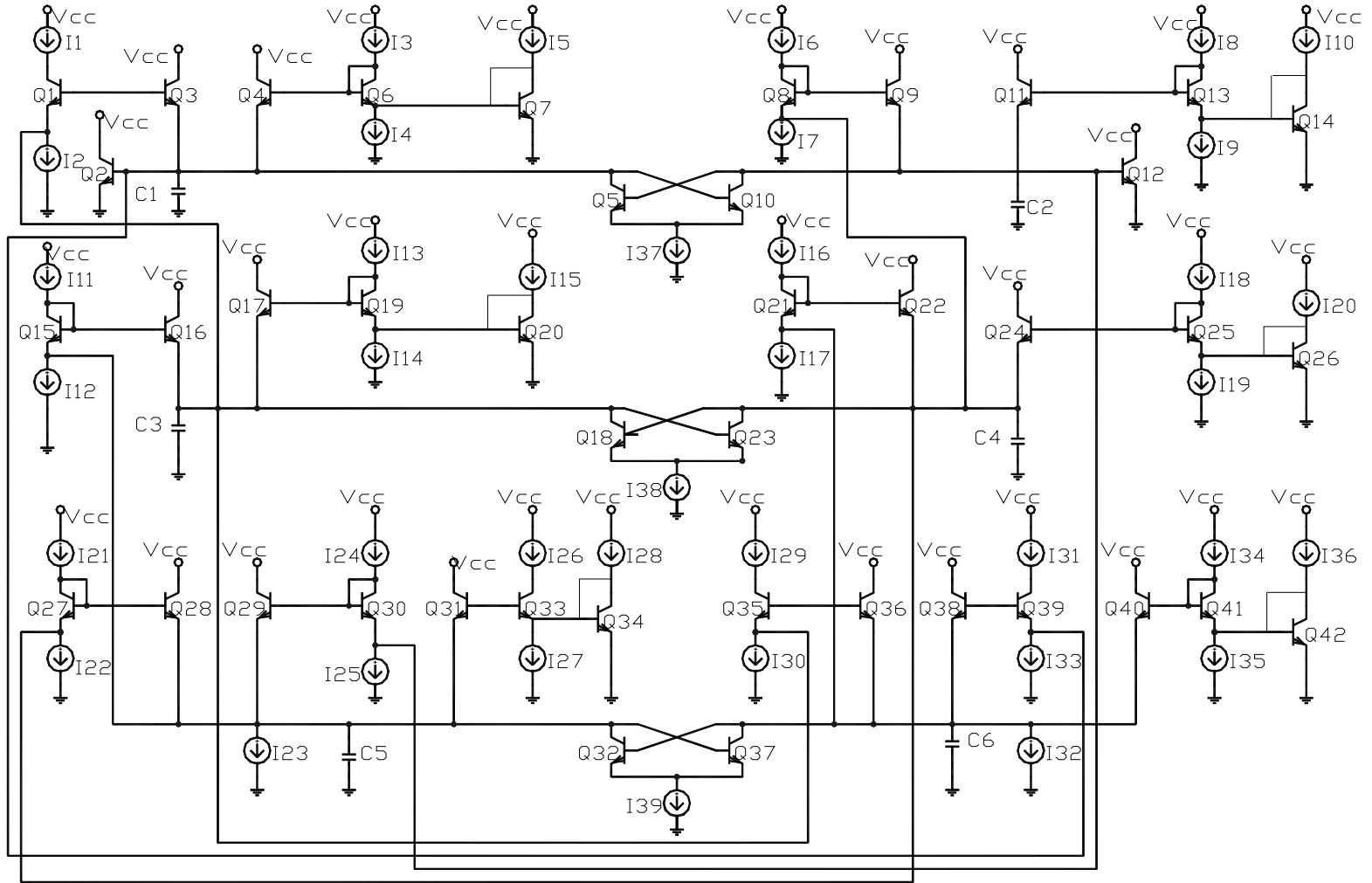
$$f_1 = \frac{1}{I_{f1}(x_L + x_R)} I_k \quad (7.31.a)$$

$$f_2 = \frac{1}{I_{f2}(x_L + x_R)} I_k \quad (7.31.b)$$

$$f_3 = \frac{1}{I_{f3}(x_L + x_R)} I_k \quad (7.31.c)$$



Şekil 7.2: Durum 2 için eliptik filtre devresi



Şekil 7.3: Durum 3 için eliptik filtre devresi

7.4.4 Durum 4

Ψ fonksiyonları (7.32) numaralı denklemlerdeki gibi seçilirse ve sağ taraftaki ilk terimin indisleri karşılıklı değiştirilirse (7.33) numaralı denklemler elde edilir. Dördüncü durum için sentezin son hali Şekil 7.4'de görülmektedir.

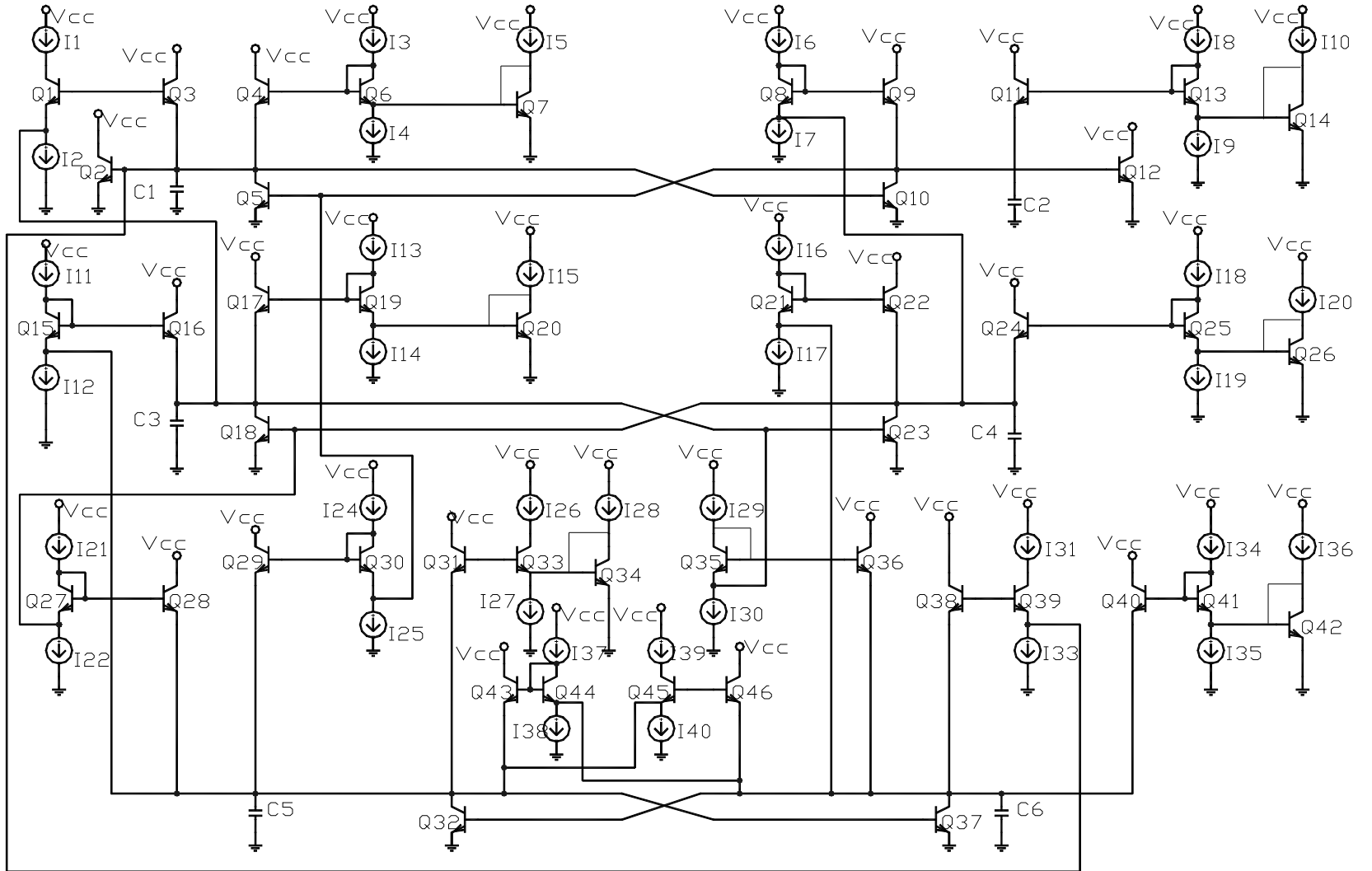
$$\Psi_1 = \frac{\alpha}{I_{f1}}, \alpha = 1 \quad (7.32.a)$$

$$\Psi_2 = \frac{1}{I_{f3}} \quad (7.32.b)$$

$$\Psi_3 = \frac{1}{I_{f5}} \quad (7.32.c)$$

Ψ matrisinin f fonksiyonları Denklem (7.32)'deki gibi seçilirse ve Denklem (7.27) ve Denklem (7.28)'de elde edilen üçüncü dereceden logaritmik ortamlı eliptik filtrenin üçüncü durum denkleminin sağ tarafındaki ilk terimlerinin indisleri karşılıklı değiştirilirse (R<=>L) durum 4 için devre denklemleri elde edilmiş olur. Bu durum Denklem (7.33)'de görülmektedir. Sadece üçüncü durum değişkeninde bu işlemin uygulanmasının sebebi Denklem (7.20)'de görüldüğü gibi A_p matrisinin asal köşegenindeki terimi sıfırdan farklı olan tek durum denklemini üçüncü durum denklemidir. Durum 4 için sentezin son hali Şekil 4'de görülmektedir.

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{3L} = -m x_{3R} + n x_{2R} + p x_{1R} + t u_L - f_3 x_{3L} x_{3R} \\ \frac{1}{\omega_c} \dot{x}_{3R} = -m x_{3L} + n x_{2L} + p x_{1L} + t u_R - f_3 x_{3L} x_{3R} \end{cases} \quad (7.33)$$



Şekil 7.4: Durum 4 için eliptik filtre devresi

7.5 Simülasyonlar

Kısım 7.3’de eliptik bir sistem denkleminin logaritmik ortamda elde edilebilmesi için gerekli matematiksel temeller önceki bölümlerde anlatılan yöntemlerden faydalanılarak belirtilmiştir. Bölüm 4’de teorik olarak n. dereceden bir filtre için açıklanan logaritmik ortamda filtre sentezinin esasları Bölüm 5’de örnek devreler üzerinde denenmiş ve geçerli olduğu ispatlanmıştır. Bu bağlamda Denklem (7.27) ve Denklem (7.28)’de elde edilen denklemler adı geçen önceki bölümlerdeki gibi bir düğüme ait akım denklemleri olarak kabul edilirse ve Kısım 7.4’de yapılan kabuller kullanılırsa Şekil 7.1-7.4’deki devre yapıları elde edilir. Bu kısımda ise elde edilen bu devre yapılarının doğruluğunun sağlanması, çalışma aralığının belirlenmesi, uygun parametrelerin seçilmesi gibi devrelerin PSpice programında yapılan simülasyonlarından elde edilen sonuçların incelenmesi ve kıyaslanması yapılacaktır.

Öncelikle Denklem (7.13)’de görülen sistem denklemlerinden elde edilen veriler ile simülasyon gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. Çok yüksek akım kazancı değerine sahip ideal transistörlerin kullanılmasına rağmen istenilen sonuçlar maalesef elde edilememiştir. Özellikle yüksek frekanslarda görülen bozulmalar ihmal edilebilir seviyede değildir. Bunun sebebi daha önceki kısımlarda da açıklandığı gibi devredeki dengesizliklerdir. Bilhassa akım kaynakları arasında meydana gelen yüksek mertebeli farklılıkların bu normal olmayan sonuçların ortaya çıkmasına sebep olduğu düşünülmüştür. Daha sonra sistem denklemlerinin elde edilmesinde kullanılan yöntem geliştirilerek sistem denklemleri tekrar elde edilmiştir. Literatürde rastlanmayan ve bu araştırma çalışması sırasında geliştirilen yöntem sayesinde denklemler çok büyük bir ölçüde dengeli hale getirilmiştir. Bunda sonra yeni dengeli sistem denklemlerinden hareketle elde edilen katsayılar ile tasarlanan ve Durum 1,2,3 ve 4 olarak adlandırılan devre yapıları ideal transistörler (BF=10000) için denenmiştir. Bunun amacı sistem denklemlerinin diğer bir ifade ile teorik olarak tasarlanan devre yapılarının doğruluğunu görmektir. PSpice analiz programında AC ve TRAN analizleri sonucunda istenilen eliptik filtre karakteristiğinin sağlandığı gözlemlenmiştir. Böylece matematiksel alt yapının ve kullanılan yöntemin sağlıklı olduğu yani önerilen filtrelerin doğru olduğu kısmen ispatlanmış olmaktadır.

Bundan sonra simülasyon sonuçlarının gerçek elemanlar ile analizinin yapılması ve idealde elde edilen sonuçlara yakın verilerin elde edilmesine çalışılacaktır. Logaritmik ortam filtrelerinde gerçek transistörler kullanıldığı zaman transistörlerin başta ileri yön akım kazancı (β) olmak üzere, bir çok ideal olmayan karakteristikleri etkin olmakta, dolayısı ile elde edilen simülasyon sonuçları idealden farklı olmaktadır. Bununla beraber, bu farklılıkların filtre karakteristiğini çok fazla etkilemediği de bugüne kadarki çalışmalarda rapor edilmiştir (Frey, 1993a), (Frey, 1996), (Tola 2000).

Bir çok değişkene bağımlı olan sonuçlar binlerce simülasyon neticesinde elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar yorumlanarak farklı parametrelerin değişik etkileri incelenmiştir. Çok geniş bir yelpazeye sahip olan sonuçlar özellikle hangi frekanslarda hangi kondansatör değerinde, hangi akım mertebesinde ve en önemlisi hangi transistör ile çalışılacağı konusuna ışık tutmaktadır. Ancak istenilen çalışmanın tam olarak sonuçlandırılması mümkün değildir. Araştırmacılar tarafından en azından ideale yakın sonuçların elde edilmesi hedeflenmektedir. Fakat bu bile çok uzun çalışmaların, çok detaylı analizlerin yapılmasını gerektirmektedir. Bilhassa transistörün seçiminde PSpice eşdeğer modelinde hangi parametrelerin devrenin çalışmasına nasıl etkisi olduğu konusu çok büyük bir uzmanlık gerektirmektedir. Bu yüzden transistörün sadece akım kazancı, frekansını, bozulmadan çalışabildiği gerilim seviyesinin, uçları arasında teşekkül eden ideal olmayan bileşenleri etkileyen parametrelerin incelenmesi yapılacaktır. Bunun amacı seçilen transistörün en uygun çalışma değerlerinin belirlenmesi ve bunun sonucu olarak da istenilen çıkış karakteristiğinin ideale en yakın şekilde elde edilmesidir.

İstenilen çıkış karakteristiğinin elde edilmesindeki en önemli husus transistörlerin tamamının iletim bölgesinde çalışması ve birbirlerine yakın kullanım aralığındaki gerilim ve akım değerlerine sahip olmasıdır. Özellikle gürültü seviyesini doğrudan etkileyen DC büyüklüklerin ve çıkışın bozulma oranını değiştirebilen büyük işaretlerin (DC+AC) seviyelerinin doğru tespit edilebilmesi eliptik filtre karakteristiğinin ideale yakın bir değerde olmasını sağlayan en önemli etkenlerdir. Bu yüzden muhakkak tüm transistörlerin belirtilen şartlara uyması gerekmektedir.

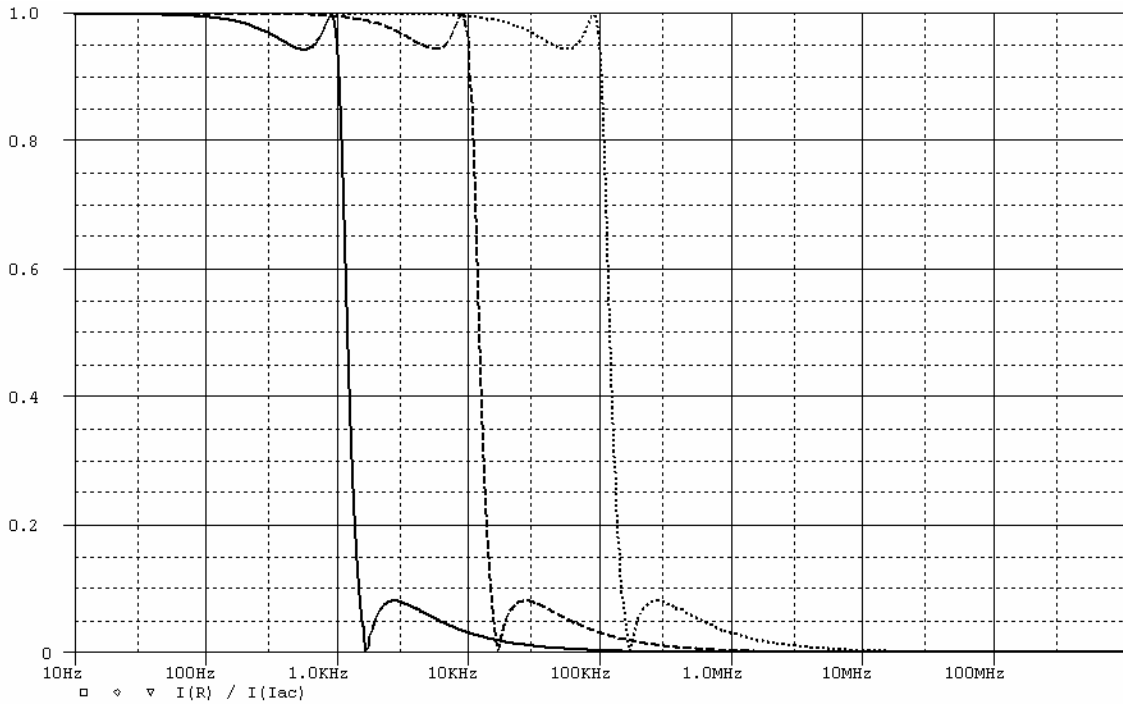
Bu bağlamda örnek olarak simülasyonlar sırasında kullanılmak amacı ile bir çok makalede rastlanılan AT&T şirketine ait CBIC-R (NX2) transistörü ile katalog araştırması sonucunda bulunan NEC firmasına ait NE680 serisinden NE68000 transistörü seçilmiştir. Bu seçim yapılmadan önce yüksek frekanslarda çalışabilen transistörlerden PSpice kütüphanesinde rastlanılan yüzlerce transistör tek tek test edilmiş ve binlerce simülasyon yapılmıştır. Hiç şüphe yok ki daha detaylı yapılacak bir araştırma sonucunda daha iyi çıkış karakteristiği veren transistörlerin bulunabilmesi de olasıdır. Bundan sonraki simülasyonlar bu iki transistör ve BF=100 olan ideal transistör üzerinde yapılacaktır.

Simülasyonlar için seçilen eliptik filtrenin karakteristikleri $A_{max}=0.5$, $A_{min}=21.9$ ve $\omega_c / \omega_s = 1.5$ olarak belirlenmiştir. Belirlenen bu değerler oldukça kaliteli bir filtrenin verileridir. Hem geçiş bölgesi dalgalanmaları az tutulmuş, hem de sönüm bölgesi zayıflama oranı oldukça yüksek belirlenmiştir. Ayrıca geçiş bölgesi de az tutularak geçiş bölgesinde keskin bir diklik sağlanmıştır. Diğer bir ifade ile tüm simülasyonlar olası en kötü şartlar altındadır (the worst case analysis). Bu da araştırmanın önemli bir üstünlük noktasıdır. Simülasyonların böyle kaliteli bir fonksiyon için gerçekleştirilmesi ile devredeki transistörlerin ideal olmayan etkilerinin olumsuz yönde meydana getireceği bozulmaların artacağı açıktır. Şu açıkça söylenebilir ki, daha az kaliteli bir filtre istenirse, ileride verilen devre tepkilerinden daha kaliteli yani ideale daha yakın simülasyon sonuçları elde edilebilir.

7.5.1 AC Analiz

Transfer fonksiyonundan hareketle elde edilen devre yapılarının simülasyonları sonucunda görülen çıkış-giriş oranının eliptik filtre karakteristiğine uygun olması gerekmektedir. Bu açıdan öncelikle PSpice varsayılan ideal transistörü BF=10000 alınarak elde edilen sonuçlar incelenecektir. Devrenin 1kHz ile 100kHz arası ayarlanabilir olması esas alınmıştır. Bu amaçla devredeki tüm kondansatörler 100µF seçilmişlerdir. Devredeki akım kaynaklarının değerleri uygun bir şekilde artırılıp azaltılarak istenen frekans aralığında filtrenin tam olarak istenen şekilde çalıştığı

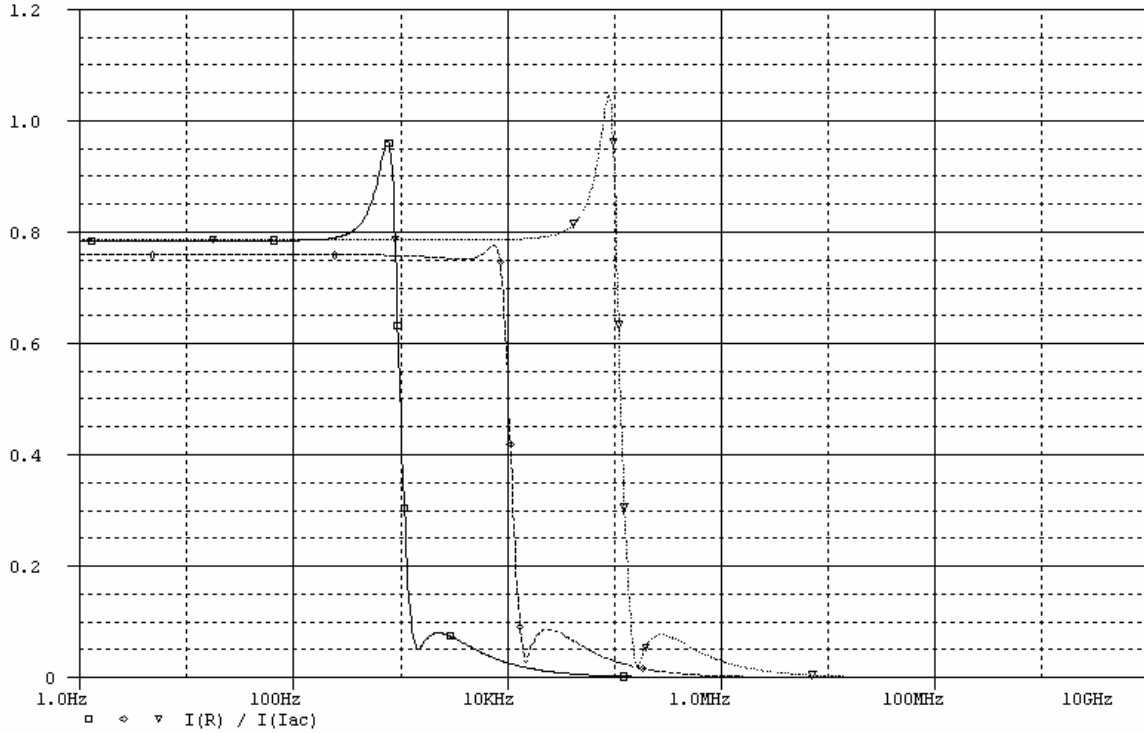
gözlemlenmiştir. Bu çalışma Durum 1, 2, 3 ve 4 için tekrarlanmış olup tüm simülasyon sonuçları da teorik olarak istenen AC frekans cevabını sağladığı görülmüştür. Şekil 7.5’de Durum 1 için 1kHz, 10kHz ve 100 kHz kesim frekansı için elde edilen frekans cevabı verilmiştir. Diğer durumlar için elde edilen frekans cevaplarına ait grafikler Durum 1 için verilen Şekil 7.5 ile aynı olduğundan, tekrar olmaması için buraya alınmamıştır.



Şekil 7.5: İdeal transistörlerden oluşan üçüncü dereceden eliptik filtre yaklaşımına sahip logaritmik ortamlı alçak geçiren filtre karakteristiği

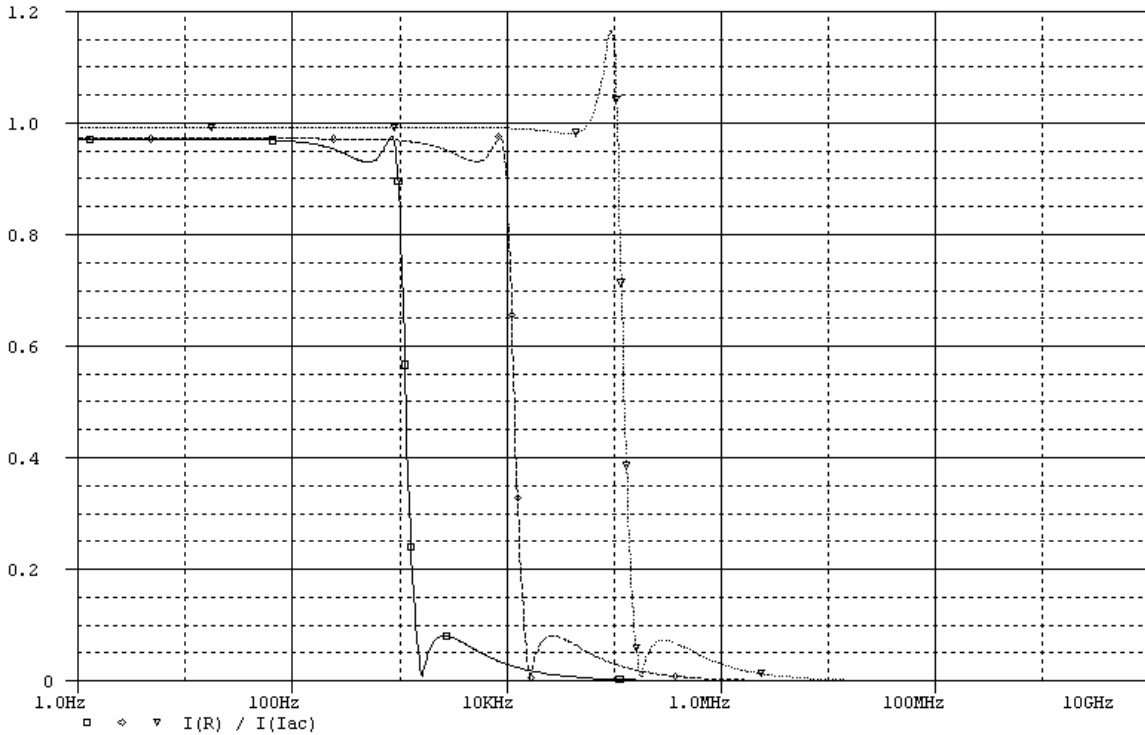
Açıkça görüldüğü gibi ideal transistörler için elde edilen sonuçlar eliptik filtre karakteristiğini yansıtmaktadır.

Bundan sonra NX2 transistörü ile aynı frekans aralığında 100µF sığalı kondansatörler ile simülasyonlar tekrarlanmıştır. Yapılan analiz sonucunda elde edilen sonuçlar Şekil 7.6’da görülmektedir.



Şekil 7.6: CBIC-R (NX2) transistörlerden oluşan üçüncü dereceden eliptik filtre yaklaşımına sahip logaritmik ortamlı alçak geçiren filtre karakteristiği

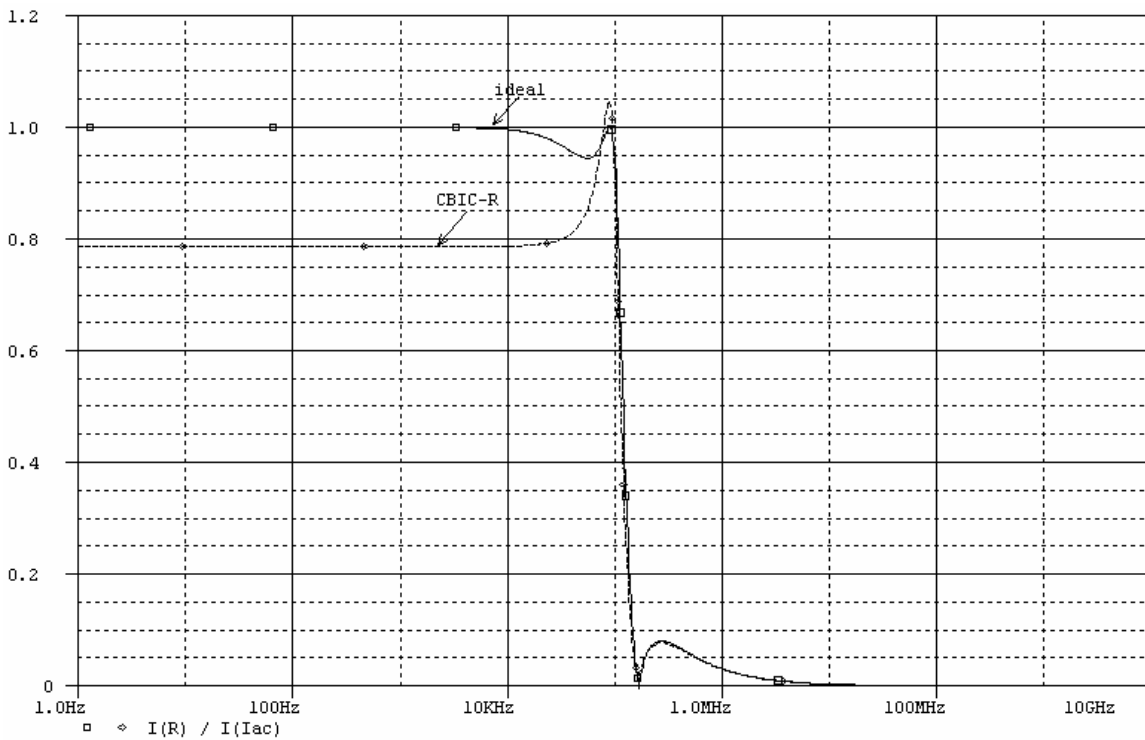
Şekilde görüldüğü gibi gerçek NX2 transistörü ile elde edilen simülasyon sonuçları eliptik filtre karakteristiğini tam olarak olmasa da yansıtmaktadır. Şekil 7.5 ile Şekil 7.6 arasındaki farklar ve sebepleri incelenirse gerçek transistörler için elde edilen filtre karakteristiğinde kesim frekansının kaydığı, iletim bandındaki kazancın azaldığı ve sıfırların istenildiği gibi olmadığı görülmektedir. Ancak eliptik filtre karakteristiğinin en büyük üstünlük noktası olan geçiş bölgesindeki oldukça dik olarak gerçekleşen zayıflamanın gerçek transistör kullanıldığı zaman da gerçekleştiğine dikkat edilmelidir. Bu bozulmalar transistörlerin ideal olmayan karakteristiklerinden kaynaklanmaktadır. Teorik olarak logaritmik ortam filtrelerinde kullanılan transistörlerin ileri yön akım kazancının, h_{FE} sonsuz olması gerekmektedir. Halbuki gerçek transistörlerde h_{FE} sonludur. Bu parametrenin simülasyon sonuçlarındaki bozulmaların en önemli etkeni olduğunu gösterebilmek için son CBIC-R transistöründeki tüm parametreler aynı iken sadece $BF=100000$ alınarak simülasyonlar tekrarlanmıştır. Sonuçların ideal durum için elde edilen sonuçlara yaklaştığı gözlemlenmiştir. Bu durumda elde edilen frekans cevabı Şekil 7.7’de verilmiştir.



Şekil 7.7: CBIC-R (NX2) (BF=100000) transistörlerden oluşan üçüncü dereceden eliptik filtre yaklaşımına sahip logaritmik ortamalı alçak geçiren filtre karakteristiği

Şekilde de görüldüğü gibi gerçek BF değerine sahip transistörlerden oluşan devreye göre iletim bandındaki kazanç önemli ölçüde artmıştır. Ayrıca sıfırların yerleri ile kesim frekansının değeri ideale daha yakındır. Ancak özellikle 100kHz frekansındaki çıkış karakteristiğinde iletim bölgesinde görülen gereğinden daha fazla yükselme arzu edilen bir durum değildir. Bunun sebebinin transistörlerin ideal olmayan karakteristiklerinden olan kapasitif etkilerin yüksek frekanslarda ortaya çıkması olduğu düşünülmektedir. Daha önce de açıklandığı gibi devrede seçilen kondansatör değerleri mikro Faratlar seviyelerindedir. Kondansatörler öncelikle devrede bulunan akım kaynaklarını önceki kısımlarda anlatıldığı gibi doğrudan etkilemektedir. Bu yüzden kondansatör değerleri devrede bulunan transistörlerin yapısına uygun akım akıtacak mertebede seçilmelidir. Kondansatör değerleri ile ilgili bir diğer husus transistörlerin yapısal etkilerinden kaynaklanan kapasitif etkilerin büyüklükleri ile arasındaki oranlardır. Nihayetinde devrenin çalışması esnasında oluşacak eşdeğer kapasitif etkinin filtreleme amacı ile seçilen kondansatör değerine yakın olması gerekmektedir.

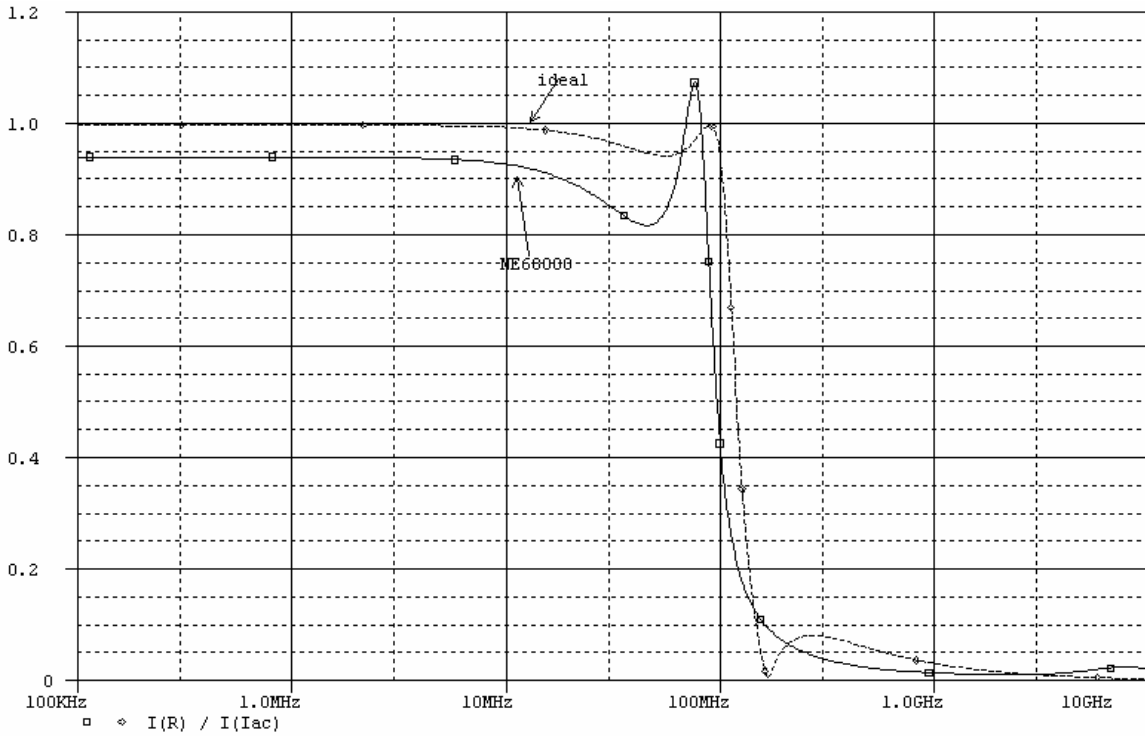
Yukarıda açıklanan etkilerden kaynaklanan gerçek transistörlerdeki bozulma Şekil 7.8’de çok daha net bir şekilde görülmektedir. Şekilde ideal ve CBIC-R transistörlerinin çıkış eğrilerinin karşılaştırılması yapılmıştır. 100kHz kesim frekansında yapılan simülasyonda görüldüğü gibi iletim bölgesindeki kazanç hissedilir oranda düşmüştür. Bu gerçek transistörler ile tasarlanan devrelerde beklenen olağan bir durumdur. Ancak bu frekans değeri ve seçilen kondansatör değeri için kesim frekansı ve geçiş bölgesindeki ideale çok yakın sonuçlar devrenin ne kadar olumlu sonuç verdiğinin kanıtıdır.



Şekil 7.8: CBIC-R (NX2) ve ideal transistörlerden oluşan üçüncü dereceden eliptik filtre yaklaşımına sahip logaritmik ortamlı 100kHz kesim frekansına sahip alçak geçiren filtre karakteristiği

Bundan sonraki adım seçilen diğer gerçek transistör olan NE68000 ile simülasyon sonuçlarının irdelenmesidir. NE68000 elemanı NX2’ye göre daha yüksek frekanslara uygunluk sağlayabilen bir transistördür. Tasarlanan devrenin yüksek frekanslarda çalışabildiği ideal elemanlar için görülmüş olsa dahi gerçek transistörler ile de ispatlanması gerekmektedir. Bu açıdan NE 68000 transistörü bu amaca uygun

seçilmiştir. Yukarıda anlatılan simülasyonlar bu transistör için de gerçekleştirilmiş ve benzer sonuçlar elde edilmiştir. NE68000 transistörü özellikle daha yüksek frekanslarda devremizi test edebilmek amacıyla seçilmiştir. Bu amaçla simülasyonlar 1MHz-100MHz aralığında gerçekleştirilmiştir. Örnek olması açısından 100MHz için elde edilen frekans cevabı ideal transistör kullanılarak elde edilen cevap ile birlikte Şekil 7.9'da sunulmuştur.



Şekil 7.9: NE68000 transistörlerden oluşan üçüncü dereceden eliptik filtre yaklaşımına sahip logaritmik ortamlı alçak geçiren filtre karakteristiği

Şekil 7.9'da ideal ve NE68000 transistörlerinin karşılaştırılması görülmektedir. NE68000 transistörünün yaklaşık olarak ideal eliptik filtre karakteristiğine uygun bir çıkış verdiği görülmektedir. Ancak tüm gerçek elemanlarda olduğu gibi iletim bölgesinde bir kayıp, sıfırda bozulma kesim frekansında ve geçiş bölgesinde kayma tespit edilmiştir. Bu farklılıkların tamamı devrenin tasarlanma amacı olan filtreleme işlemini etkileyecek ölümcül bir hata değildir. Özellikle iletim bölgesindeki kaybın az olması ve yüksek frekans hatta RF frekansına yakın bir değer olarak kabul edilen bu frekans değerinde böyle bir sonuç olumlu olarak değerlendirilebilir. Tabii ki belirli

parametrelerinin daha uygun olduğu düşünölen transistörlerin seçimi ile ve özel yöntemler kullanılarak her bir transistörün üzerindeki gerilimlerin ve akımlarının birbirlerine çok yakın olması ile çok daha iyi sonuçlar elde edilebilir.

Bu tezde tasarımı yapılan 4 farklı devrenin farklı transistörler için karşılaştırılması yapılmak istenmiştir. Bu devre yapılarına ait birinci derece devreye ait yapılan araştırmalarda her bir devrenin farklı üstünlükleri olduğu rapor edilmiştir (Tola and Frey, 2000). Ancak tasarımı yapılan devrenin 3. derece olması ve eliptik bir filtre olması nedeniyle çok fazla parametre mevcuttur. Tasarımı yapılan 4 durum için ayrı ayrı iyi çalıştıkları kondansatör değeri, dolayısı ile transistörlerden akan akım değerleri tespit edilebildiği halde her 4 durumun dördünde de sağlıklı netice veren simölasyon seti maalesef oluşturulamamıştır. Kullanılan transistörlerin ideal olmayan karakteristiklerinin de devreye girmesi ile elde edilen sonuçlardaki farklılıkların bu ideal olmayan karakteristiklerden mi yoksa farklı devre topolojilerinden mi kaynaklandığı da tespit edilemeyecektir. Bu nedenle tasarımı yapılan 4 durumun sağlıklı bir karşılaştırılmasının yapılabilmesi için Pspice varsayılan ideal transistörleri farklı BF değerleri için kullanılarak bir seri simölasyon gerçekleştirilmiştir. Buna göre 4 durum sırasıyla BF=100, BF=1000 ve BF=10000 için test edilmiş ve devrelerin iletim bölgesi kazancı ve kesim frekansı grafiklerden elde edilmiştir. Elde edilen tüm bu sonuçlar Çizelge 7.1’de tablo halinde sunulmuştur.

Çizelge 7.1: Dört durum için farklı BF değerlerinde yapılan karşılaştırmalar

	İdeal (BF=100)				İdeal (BF=1000)				İdeal (BF=10000)			
	DI	DII	DIII	DIV	DI	DII	DIII	DIV	DI	DII	DIII	DIV
İletimböl kazancı	0.74	0.41	X	0.75	0.97	0.94	0.99	0.97	0.99	0.99	1.06	0.99
Kesim frekansı(kHz)	8.6	8.1	X	10.01	9.85	10.3	9.68	10.05	9.99	10.04	9.99	10.01

Bu çizelgede dikkati çeken ilk husus, BF=100 için diğer durumlar çalışırlar iken Durum 3 devresinin çalışmadığıdır. Bu sonuç bize Durum 3 devresinin transistörün sonlu ileri yön kazancına aşırı duyarlı olduğunu göstermektedir. Diğer tüm devreler bu durumda çalışmışlar ama tabloda da görüldüğü gibi hem 1 olması gereken iletim bölgesi

kazancı hayli düşmüş hem de 10kHz olması gereken kesim frekansı hayli kaymıştır. BF değeri artırıldıkça beklendiği gibi her bir durum için iletim bölgesi kazancı ideal kazanç olan 1'e yaklaşmış, hem de kesim frekansı tasarlanan 10kHz'e yaklaşmıştır.

Düşük BF değeri için Durum 1 ve Durum 4 iletim bölgesi kazancı açısından daha iyi netice vermişler, ancak kesim frekansı noktasından Durum 4 daha sağlıklı hatta hemen hemen ideale yakın bir sonuç vermiştir. Yüksek BF değerleri açısından her dört durum da yaklaşık aynı sonuçları vermişler, durumlar arasında ayırt edici ciddi bir farklılık gözlemlenmemiştir.

7.5.2 TRAN Analiz

Elde edilen devre modellerinin çalışıp çalışmadığını sadece PSpice'da AC analiz yaparak anlamak mümkün değildir. Aynı devrelerin zaman ortamında da DC+AC büyük işaret altında test edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla PSpice'daki TRAN analizi kullanılmıştır. Her bir durum bir seri simülasyona tabi tutulmuş ve sonuçları karşılaştırılmıştır. AC analiz sonucunda çalışır sonucuna varılan bazı devrelerin TRAN analizleri yapıldığında çalışmadıkları gözlemlenmiştir. DC+AC büyük işaret altında devre çıkışlarının beklendiği şekliyle olmadığı hatta bazı durumlarda kararsız hale ulaşıldığı gözlemlenmiştir. Tüm TRAN analizleri periyot başına 100 örnek alınarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca devreler 5 periyot için analiz edilmiş, ancak devrenin sürekli hal tepkisi ile ilgilenildiği için başlangıçtaki 3 periyot grafiklere aktarılmamıştır. Yine NE68000 transistörü kullanılarak yapılan simülasyonlarda devrenin sürekli hale daha geç ulaştığı gözlemlenmiş bu amaçla simülasyon süresi uzatılmıştır.

Her bir durum yine önce ideal transistörler kullanılarak simüle edilmiştir. Devrelerin kesim frekansı 10kHz seçilmiştir. Devre girişlerine en kötü durum olarak kesim frekansında işaret uygulanmıştır. İşaretlerimizin genliği splitter devremizdeki akım kaynağı ile orantılı olarak %10, %20, %40 ve %80 durumlarına göre belirlenmiştir. Örnek olarak splitter devresindeki akım kaynağının değeri $10\mu\text{A}$ olarak belirlendiğinde giriş işaretimizin genlikleri $1\mu\text{A}$, $2\mu\text{A}$, $4\mu\text{A}$ ve $8\mu\text{A}$ olarak alınmıştır. Sonuçlar beklendiği gibi teori ile tam uyum içinde elde edilmiştir.

Daha sonra her bir durum için aynı simülasyonlar CBIC-R transistörleri kullanılarak tekrarlanmıştır. İdeal duruma yakın ama gerek tepe değeri açısından gerekse faz farkı açısından bir miktar farklı sonuçlar elde edilmiştir.

Daha sonra her bir durum için aynı simülasyonlar NE68000 transistörleri kullanılarak ancak 100MHz'lik kesim frekansına sahip filtre girişine 100MHz'lik girişler uygulanarak tekrarlanmıştır. Bu simülasyon sonuçları da yine kabul edilebilir sınırlar içerisinde gerçekleşmiştir. Bu simülasyonlara örnek olması açısından devrenin giriş ve çıkış işaretleri Şekil 7.10'da verilmiştir.

Bu simülasyonlar sırasında devrelerin doğrusallığı da test edilmiştir. Bu amaçla PSpice'daki .FOUR analizinden yararlanılmıştır. Beklendiği gibi ideal transistörler kullanılarak yapılan simülasyonlarda THD oldukça düşük çıkmıştır. Teorik olarak sıfır çıkması gerekirken nümerik sorunlardan dolayı az da olsa devrenin harmonik ürettiği gözlemlenmiştir. Bu bir nevi gürültü tabanı olarak adlandırılabilir. Kısım 7.5.1'de açıklandığı gibi tüm dört duruma ait ortak bir simülasyon seti oluşturulamamıştır. Bu yüzden bozulma analizi sadece Durum 1 ile sınırlı tutulmuştur.

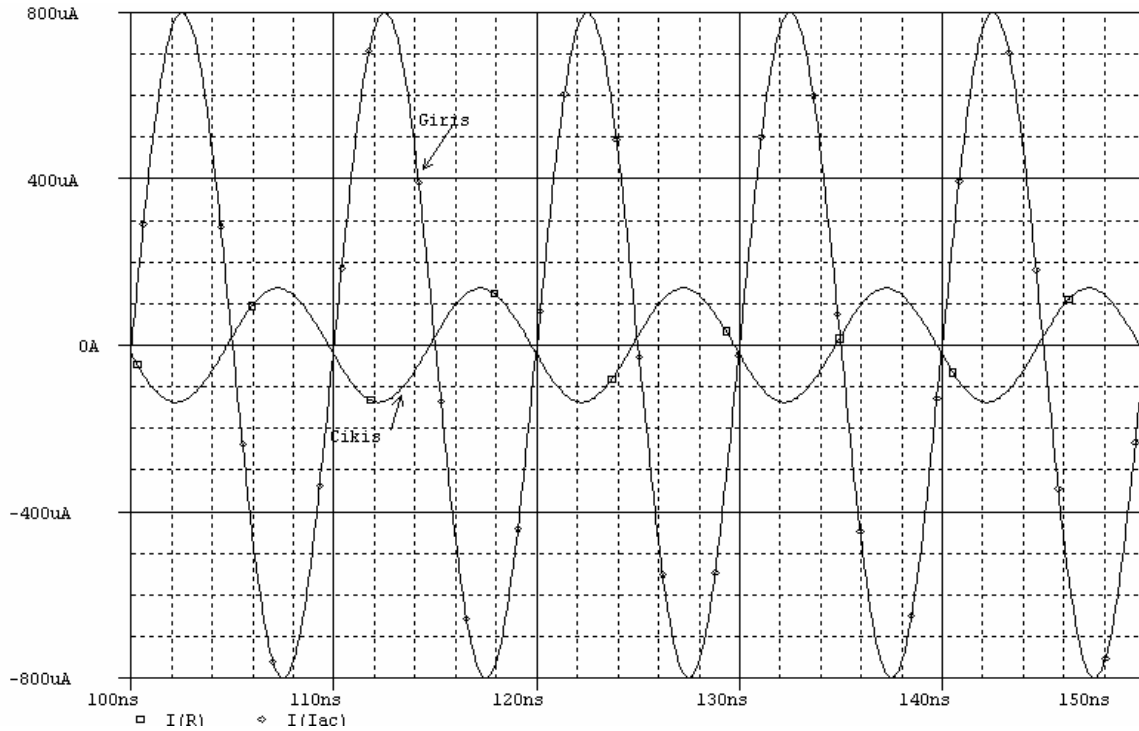
Önce devre $BF=100$ seçilerek ideal transistörler ile test edilmiş daha sonra da aynı devre CBIC-R transistörleri ile simüle edilmiştir. Devre 10kHz'lik kesim frekansına sahip olacak şekilde seçilmiş ve girişle sırayla $1\mu A$, $2\mu A$, $4\mu A$, $8\mu A$ tepe değerine sahip kesim frekansında sinüsoidal girişler uygulanmıştır. Çıkış işareti için bozulma analizi uygulanmıştır. Bu testler sonucunda elde edilen veriler Çizelge 7.2'de sunulmuştur. Beklendiği gibi giriş işaretinin tepe değerinin artması bozulmayı artırmıştır. Yine çizelgede dikkati çeken diğer husus, gerçek transistöre ait bozulmanın daha az olduğudur.

Aynı simülasyon bu sefer NE68000 serisi için tekrarlanmış, ancak filtre kesim frekansı 100MHz seçilmiştir. Giriş işareti yine kesim frekansında belirlenmiştir. Bir önceki simülasyonda belirlenen oranlara sadık kalacak şekilde giriş işaretinin genlikleri $100\mu A$, $200\mu A$, $400\mu A$ ve $800\mu A$ olarak belirlenmiştir. Bu simülasyona ait veriler de Çizelge 7.3'de verilmiştir. Bozulma oranları yine kabul edilebilir sınırlardadır. Ancak

800 μ Alik girişe ait bozulma fazla çıkmıştır. Bu değerde bu filtrenin çalıştırılmaması gerektiği anlaşılmıştır. Ancak farklı transistör seçilerek ya da devre parametreleri daha uygun ayarlanarak bu girişe daha az bozulma ile cevap veren filtre tasarlamak da mümkündür.

Çizelge 7.2: İdeal(BF=100) ve CBIC-R transistörleri için bozulma analizleri

Giriş (%)	İdeal (BF=100) DI THD	CBIC-R DI THD
1 μ	0.105	0.041
2 μ	0.108	0.088
4 μ	0.116	0.091
8 μ	0.121	0.112



Şekil 7.10: NE6800 transistörlerden oluşan üçüncü dereceden eliptik filtre yaklaşımına sahip logaritmik ortamlı alçak geçiren filtrenin zaman ortamındaki cevabı

Çizelge 7.3: İdeal(BF=100) ve NE68000 transistörleri için bozulma analizleri

Giriş	İdeal (BF=100)	NE68000
(%)	DI THD	DI THD
100 μ	0.020	0.080
200 μ	0.070	0.113
400 μ	0.177	0.440
800 μ	0.400	4.320

7.5.3 Genel Simülasyon Sonuçları

Yapılan simülasyonlar sonucunda bu araştırmada tasarlanan filtrelerin teorik olarak da gerekli olan yüksek h_{FE} 'li transistörler ile yani ideal transistörler ile tam olarak çalıştığı gözlemlenmiştir. Bu da yapılan teorik çalışmanın ve tasarımın doğruluğunu ispatlamaktadır.

Gerçek transistörler ile yapılan simülasyon sonuçları da genel olarak yapılan çalışmayı desteklemektedir. Kullanılan transistörlerin ideal olmayan karakteristiklerinden dolayı, kabul edilebilir sınırlar içerisinde geçiş bölgesi kazancında azalmalar ya da kesim frekansının değişmesi gözlemlenmiştir. Bunlar kritik hatalar değildir ve genel olarak eliptik filtre karakteristiğinin gerçekleştiği gözlemlenmiştir.

Transistörlerin ideal olmayan karakteristiklerinin etkilerini en aza indirebilmek için tasarım sırasında gerekli özen gösterilmiştir. Örnek olarak "Early Voltage" etkisini azaltabilmek için devredeki transistörlerin baz ve kollektör gerilimleri minimum tutulmaya çalışılmıştır. Bu amaçla devre beslemesi 2V seçilmiştir. Devre beslemesinin seçilen transistörün çalışma bölgesine bağlı olarak 1.2 V seviyesine kadar düşürülebileceği de yapılan testlerde gözlemlenmiştir. Bu haliyle de geliştirilen filtreler son yıllarda üzerinde çok araştırmaların yapıldığı düşük gerilim uygulamalarına bir örnek olmuştur.

Yine transistörlerin TR TF gibi hız ve frekans ile ilgili parametreleri çok önemlidir. Yine transistörlerin kapasitif ve endüktif etkileri yüksek frekanslarda etkin olmaktadır. Bu etkileri en aza indirmek için çalışma frekansı kullanılan transistörün çalışabileceği frekans aralığında seçilmiştir.

Uygun transistörün seçilmesi bu filtrelerin doğru çalışabilmesi için en önemli aşamadır. Seçilen transistör istenen frekansta ve istenen akım seviyelerinde çalışabilmelidir. Mümkün mertebe β sı yüksek olmalıdır. Devredeki tüm transistörlerin tüm zaman diliminde aktif bölgede ve teorik olarak gerekli olan üstel akım-gerilim ilişkisini sağlaması gerekmektedir. Özellikle eliptik filtre karakteristiğinin elde edilebilmesi için daha önceki kısımlarda da tartışıldığı gibi devredeki transistörlerin akımları arasında hayli oransızlıklar ortaya çıkmaktadır. Bu oransızlıklar neticesinde bazı transistörlerin üzerinden onu iletme sokmayacak kadar az akım akarken, bir kısmının üzerinden de taşıyamayacağı kadar fazla akım akmaktadır. İşte bu oransızlıkların kullanılan transistörün tolere edemeyeceği kadar fazla olduğu durumlarda devrenin çalışmadığı gözlemlenmiştir. Teorik olarak elde edilen formüllere göre tüm transistörlerden mümkün mertebe birbiriyle orantılı akımların akması sağlanmaya çalışılmıştır. Bununla birlikte devredeki bu parametrelerin optimize edilmesine çalışılmamıştır. Çünkü bu konu araştırma hedeflerini hayli aşmakta en az bu kadarlık yeni bir çalışma olarak görülmüştür. Daha önceki kısımlarda anlatıldığı gibi, transistörlerin üzerinden eşdeğer akım akmasının devredeki düğüm gerilimleri arasındaki gerilim farkını da azaltacağı dolayısı ile parazitik etkilerin en aza indirileceği gibi bir faydası da mevcuttur. Yine bu çalışma da araştırma kapsamının dışında tutulmuştur.

Sonuç olarak istenen özelliklerde logaritmik ortam filtresi yapabilmek için bu tür filtrelere uygun, hızlı, yüksek frekanslarda çalışabilen yüksek akım kazançlı, uç dirençleri en az olan transistörlere ihtiyaç vardır. Mevcut transistörler arasından en uygunu seçilerek ideale yakın davranışlı filtreler tasarlamak mümkün olacaktır.

SEKİZİNCİ BÖLÜM

SONUÇ ve ÖNERİLER

8.1 Sonuç

Bu tezde, ELIN filtrelerin alt kolu olan ESS filtrelerde üstel bir aktarım fonksiyonunun seçilmesi ile elde edilen logaritmik ortamlı filtrelerin sentezine ilişkin matematiksel alt yapı belirlenmiş ve bu alt yapı üçüncü dereceden eliptik yaklaşıma sahip bir filtrenin transfer fonksiyonuna uygulanarak gerçek elemanlardan oluşan devreler elde edilmiş, devrelerin PSpice programı ile simülasyonu yapılmıştır.

Tezde hedeflenen noktalara gelebilmek için öncelikle bilgi altyapısının oluşturulması gerekmektedir. Bu bağlamda tezin ilk üç bölümünde ve altıncı bölümde bu alt yapının oluşturulmasına dair bazı kavram, yöntem ve prensip açıklamaları, tanımlamalar ve karşılaştırmalar yapılmıştır. Logaritmik ortamlı filtrelerin daha genel ifade ile ELIN filtrelerin tarihi gelişimi birinci bölümdeki literatür taraması kısmında verilmesi ile yeni sayılabilecek konunun hangi aşamalardan geçtiği ve şimdiye kadar yapılan çalışmaların hangi aşamalarda olduğunun aktarılması amaçlanmıştır. İkinci ve üçüncü bölümlerde, logaritmik ortamlı filtrelerin tanımının yapılması, genel özelliklerinin belirlenmesi, bu özelliklerin matematiksel olarak aktarılması ve örnek devreler üzerinde temel özelliklerin gösterilmesi amaçlanmıştır. Böylelikle tasarımı hedeflenen filtrenin akım modlu filtre ailesi içerisinde yer aldığı, ileri yönde kutuplanmış yarıiletken elemanlardan oluştuğu için translineer devreler içerisinde kabul edildiği belirlenmiş olmaktadır. Ayrıca sentez sonunda elde edilecek olan logaritmik ortamlı eliptik filtrelerin AB sınıfı olması amaçlandığından A, B ve AB sınıfı devreler ve aralarındaki çalışma farklılıkları incelenmiştir.

Logaritmik ortamlı filtrelerin genel sentez yöntemlerinin belirlenmesi dördüncü bölümde yapılmıştır. Tezin ilerleyen bölümlerinde de kullanılması amaçlanan n. dereceden sentezin elde edilmesi için öncelikle ELIN filtrelerin yorumlanması

gerekmektedir. ELIN filtreler yapı olarak bir dönüşüm mantığı üzerine kurulmuştur. Farklı yöntemler ile elde edilebilecek olan sistem denklemlerinin farklı aktarım fonksiyonları ile eşlenmesi sonucunda aynı transfer fonksiyonuna sahip farklı devre yapıları elde edilmektedir. Bu yüzden genel sentez yöntemi elde edilmesi işlemine ELIN filtrelerden başlanmıştır. Herhangi bir aktarım fonksiyonu olarak kabul edilen g fonksiyonu temel alınarak sentezin yapılabileceği devre denklemleri elde edilmiştir. Bundan sonra bu g fonksiyonu logaritmik yapıya uygun üstel bir fonksiyon olarak belirlenmiş ve n . dereceden genel sentezin daha belirli sınırları çizilmiştir. Fakat devre denklemlerinin belirlenmiş olması sentezin tamamlanacağı anlamına gelmemektedir. Bu yüzden gerçekleşme şartları olarak aktarılan ön, gerek ve yeter şartlar 1999 yılında yayınlanan bir makaleden faydalanılarak sistematik olarak belirlenmiştir. Maalesef bu sistematik yapı bazı uç durumları kapsamamaktadır. Daha açık bir ifade ile şartları sağlayan durumların gerçekleşmesi kesin iken şartların yerine gelmediği bazı durumlarda devre gerçekleştirilebilmektedir. Bu yüzden olası durumlar bu bölümde ayrıntılı olarak tartışılmıştır. Ayrıca şartları sağlamayan sistem denklemlerinin bazı uygunlaştırma yöntemleri ile gerçekleştirilebilir hale getirilmesi ayrıntılı olarak incelenmiştir. Bu yöntemlerden fark alan tip AB sınıfı devre yapısı sağladığı üstünlüklerden dolayı seçilmiş ve bir örnek üzerinde irdelenmiştir. Temel yapı olarak alt sistemlere ayrılma ve alt sistemlerin bazı matematiksel işlemler ve ilave geçici girişler ile gerçekleşme şartlarını sağlar hale getirilmesi mantığına sahiptir.

Daha sonra matematiksel olarak karmaşık olan eliptik filtre yaklaşımı seçilerek bir MatLab programı yardımı ile elde edilen transfer fonksiyonu önceki bölümlerde anlatılan genel sentez kurallarından faydalanarak gerçekleştirilmiştir. MatLab fonksiyonunda eliptik filtreye ait karakteristikler belirlenerek transfer fonksiyonu elde edilmektedir. Transfer fonksiyonunun gerçekleşme şartlarını sağlaması için fark alan tip AB sınıfı devre ile tasarlanmıştır. Geçici girişlerin farklı seçenekleri sonucunda aynı transfer fonksiyonuna sahip devre yapıları elde edilmiştir. Farklı devre yapıları kesim frekansı, bozulma gibi kıstaslara göre karşılaştırılmış kullanım alanına göre en uygun devre yapıları belirlenmiştir. Ayrıca ideal ve ideal olmayan transistörler için elde edilen sonuçlar karşılaştırılmış, gerçek transistörlerin PSpice modellerinden faydalanarak hangi parametrelerin çıkış/giriş oranını nasıl etkilediği araştırılmıştır.

8.2 Öneriler

Bu tezde logaritmik ortamlı filtrelerin gerçeklenmesine ilişkin genel şartlar ve kurallar belirlenmiştir. İlerleyen günlerde transistörlerdeki oluşan dengesiz akımların optimizasyonu, ideal olmayan karakteristiklerin belirlenmesi ve bu verilerden faydalanarak ideal olmayan durumlar için modellerin belirlenmesi, bozucu etmenlerin belirlenmesi, filtrede kullanılacak transistörün parametrelerinin belirlenmesi, bu parametreleri sağlayan en uygun gerçek elemanların belirlenmesi, fark alan tip AB sınıfı devrelerde kullanılan geçici girişlerin farklı fonksiyonlarının belirlenmesi gibi çalışmalar yapılabilir.

Genel olarak yeni nesil sürekli zamanlı filtreler olarak adlandırılan ELIN filtreler, ilk ortaya atıldığı tarihten beri sürekli gelişme göstermiş, ancak bu filtrelerin genel olarak pratik devrelere uygulanabilmesi, tam ve etkili olarak kullanılabilmesi için daha çok ve daha yoğun araştırmalara ihtiyaç vardır. Bu tez bu alandaki bundan sonraki araştırmalara bir alt yapı oluşturacaktır.

KAYNAKLAR

Adams, R. W., Filtering In Log Domain, 63rd AES Conf., 1979.

Allstot, D. J., Current-Mode analog signal Processing: A Tutorial, IEEE, 1991.

Anday F., Devre Sentezine Giriş, İTÜ. 1983.

Deliyannis, T., Sun, Y. And Fidler, J. K., Continous-Time Active Filter Design, CRC Press, ISBN 0-8493-2573-0. p.35, USA, 1999.

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.

El-Gamal, M. N. And Roberts, G. W., Very High-Frequency Log-Domain Bandpass Filters, IEEE Transaction On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 45, 1998.

Enz, C. And Punzerbeger, M., 1-V Log-Domain Filters, Workshop On Advences Circuit Design (AACD'98), 1998.

Enz, C., Punzerberger, M. And Python D., Low-Voltage Log-Domain signal Processing In CMOS And BiCMOS, , IEEE Transaction On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 46, 1999.

Eskiyerli, M. H., Payne, A. J. and Toumazou, C., State Space Synthesis Of Biquads Based On The MOSFET Square Law, Proceeding Of IEEE ISCAS, Atalanta, Vol. 1, pp. 321-324, 1996.

- Finci, K., Kuntman, H: ve Çiçekoğlu, O., Yeni Bir Düşük Gerilimli, Yüksek Performanslı CMOS Akımı Taşıyıcı Yapısı, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresi, 445-448, 1999
- Frey, D. R., Log-Domain Filtering: An Approach To Current-Mode Filtering, IEE Proceeding Vol. 140, 1993a.
- Frey, D. R, A General Class Of Current Mode Filter, IEEE Proc. ISCAS vol. 2, 1435-1438, 1993b
- Frey, D. R., A 3.3 Volt Electronically Tunable Active Filter Usable To Beyond 1GHz, IEEE Proc. ISCAS, vol. 5., 493-496, 1994.
- Frey, D., Current Mode Class AB Second Order Filter, Electronics Letters, Vol. 30, 205-206, 1994
- Frey, D. R., An Adaptive Analog Notch Filter Using Log Filtering, IEEE Proc. ISCAS, vol. 1., 297-300, 1996a.
- Frey, R. D., Exponential State Space Filters: A Generic Current Mode Design Strategy, IEEE Transaction On Circuits And Systems-I: Fundamental Theory And Applications, Vol. 43, 1996b.
- Frey, D. R. And 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, Vol. 46, 1999.
- Frey, D., Distortion Compensation In Log-Domain Filters Using State-space Techniques, IEEE Transaction On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 7, 1999.

- Frey, D., Future Implications Of The Log Domain Paradigm, IEE Proc. Circuits Device Syst., Vol. 147, 65-72, 2000.
- Frey, D., Tsvividis, Y. P., Efthivouslidis, G. And Krishnapura, N., Syllabic-Companding Log Domain Filters, IEEE Transaction On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 48, 2001.
- Gilbert, B., Translinear Circuits: A Proposed Classification, Electronics Letter, Vol. 11, 1975.
- Hsu, H. P., Schaum's Outlines sinyaller Ve Sistemler (Veysel Silidir ve diğ.), Mc Graw Hill, ISBN 975-591-250-9, 365-377 s., Ankara 2001.
- Huelsman, L. P., Active And Passive Analog Filter Design, McGRAW-HILL, ISBN 0-07-030860-8, 1999.
- Lathi, B. P., Lineer Systems and Signals, ISBN 0-941413-34-9, 69-81., Berkeley-Cambridge Pres., 1992.
- Leung, V. W., Roberts, G. W., Effects Of Transistor Nonidealities On High-Order Log-Domain Lader Filter frequency Responses, IEEE Transaction On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 47, 2000.
- Lidgey, J., Toumazou, C., Current Mode Analogue Signal Processing, IEEE Bipolar Circuits And Techonology Meeting, 224-232, 1991.
- Mahattanakul, J. and Toumazou, C., Current-Mode Versus Voltage-Mode Gm-C Biquad Filters: What The Theory Says, IEEE Transaction On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 45, 1998.

- Mahattanakul, J. and Toumazou, C., Current-Mode Versus Voltage-Mode Gm-C Biquad Filters: What The Theory Says, IEEE Transaction On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 45, 1998.
- Minch, B. A., Static And Dynamic Multiple-Input Translinear Element Networks, Cornell University, (<http://people.ece.cornell.edu/minch/talks/Telluride00.pdf>)
- Mulder, J. ve diğ., General Current-Mode Analysis Method For Translinear Filters, IEEE Transactions On Circuits And Systems-I: fundamental Theory And Applications, Vol. 44, 193-197, 1997.
- Mulder, J., Kouwenhoven, M. H. L., Serdijn, W. A., Van Der Woerd, A. C. And Van Roermund, A. H. M., Nonlinear Anaysis Of Noise In Static And Dynamic Translinear Circuits, IEEE Transaction On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 46, 1999.
- Mulder, J., Van Der Woerd, A. C., Serdijn, W. A. And van Roermund A. H. M., General Current-Mode Analysis Method For Translinear Filters, IEEE Transaction On Circuits And Systems-I: Fundamental Theory And Applications, Vol. 44, 1997.
- Nabicht, J. Smith, S., Low Voltage Current-Mode Filters: High Performance And Limitations, IEEE, 1995.
- Nabicht, J. Smith, S., Low Voltage Current-Mode Filters: High Performance And Limitations, IEEE, 1995.
- Pastacı, H., Elektronik Devreler, Yıldız Teknik Üniversitesi, 86-98 s., İstanbul 1998
- Perry, D And Roberts, G. W., Log-Domain Filters Based On LC Ladder Synthesis, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 1, 311-314, 1995.

- Perry, D And Roberts, G. W., The Design Of Log-Domain Filters Based On The Operational Simulation Of LC Ladders, IEEE Transaction On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 43, 1996.
- Punzenberger, M. And Enz, C. C., Noise In Order Log-Domain Filters, IEEE ISCAS, 1998.
- Punzenberger, M. And Enz, C., Log-Domain Filters For Low-Voltage Low-Power Applications, Proc. Int. Workshop Low Power RF Integrated Circ., 1999
- Ramirez-Angulo, J., Current-Mode Continuous-Time Filters: Two Design Approaches, IEEE Transaction On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 39, 1992.
- Schmid, H., Why The Terms 'Current Mode' And 'Voltage Mode' Neither Divide Nor Qualify Circuits, IEEE International Symposium On Circuits and Systems, II-29-II-32 p.,2002
- Sedra, A. S., Smith, K. C., Micro Electronic Circuits, Third Edition Oxford University Press, 646-662 p., New York 1991.
- Seevinck, E., Companding Current Mode Integrator: A New Circuit Principle For Continuous-Time Monolithic Filters, Electronic Letters, Vol.26, pp. 2046-2047, 1990.
- Smith, K. C. and Sedra, A., The Current Conveyor __ A New Circuit Building Block, IEEE Proc., 1368-1369, 1968.
- Soliman, S. S. and Srinath, M. D., Continuous And Discrete Signals and Systems, Printice Hall, ISBN 0-13-518473-8, 2 p.,1998.
- Tola, A. T. And Frey, D. R., A study Of Different Class AB Log Domain First Order Filters, Analog Integrated Circuits And Signal Processing, 57-70, 2000.

Tola, A. T., ELE 534 Dışı Lineer İçli NonLineer Devreler Dersi, 2000

Tola, A. T., A Study Of Nonideal Log Domain and Differential Class AB Filters, PhD. Dissertation, Lehigh University, 1999.

Toth, L., Efthivoulidis, G. And Tsividis, Y. P., Noise Analysis Of Externally Linear Systems, IEEE Transaction On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 47,2000.

Tsividis, Y. P., Gopinathan, V. And Toth, L., Companding In Signal Processing, Electronics Letters, Vol. 26., 1990.

Tsividis, Y., Externally Linear, Time-Invariant Systems And Their Application To Companding Signal Processors, IEEE Transaction On Circuits And Systems-II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 44,1997.

Wilson, B., Analogue Current Mode Circuits, Int. J. Elect. Enging Educ., Vol. 26, pp. 206-223,1989.

Wilson, B., Recent Developments In Current Conveyors And Current-Mode Circuits, IEE Proc., Vol. 137, 63-73, 1990.

Wu, J., El-Masry, E. I.,A new Approach Of Design Of Current-Mode Filters, IEEE Transaction On Circuits And Systems, 1997.

Yang, F., Enz, C. And Van Ruymbeke, G.,Design Of Low-Power And Low-Voltage Log-Domain Filters, Proc. IEEE ISCAS, vol. 1, 117-120, 1996.

+ CJS=0.0 VJS=0.750 MJS=0.0 FC=0.50 TF=8.7e-12
 + XTF=18.0 VTF=19.1 ITF=.0818 PTF=0.0 TR=0.635e-9
 + EG=1.11 XTB=0.0 XTI=3.0 KF=0.0 AF=1.0)

*

* NOTE: CEL develops models using the Libra simulator.

* For this simulator, a value of 0 for VAR and

* IKR is interpreted as infinity.

.ENDS

*\$

NE680 SERIES

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (TA = 25°C)

PART NUMBER EIAJ ¹ REGISTERED NUMBER PACKAGE OUTLINE			NE68000 00 (CHIP)			NE68018 2SC5013 18			NE68019 2SC5008 19		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
f _T	Gain Bandwidth Product at V _{CE} = 6 V, I _C = 10 mA	GHz		10			10			10	
NF	Noise Figure at V _{CE} = 6 V, I _C = 5 mA, f = 1 GHz f = 2 GHz f = 4 GHz	dB dB dB		1.7 2.6	2.4		1.6 1.8	3		1.7 1.9	
GNF	Associated Gain at V _{CE} = 6 V, I _C = 5 mA, f = 1 GHz f = 2 GHz f = 4 GHz	dB dB dB		12.5 8			14 10.2			13.5 9.6	
MAG	Maximum Available Gain at V _{CE} = 6 V, I _C = 10 mA f = 1 GHz f = 2 GHz f = 4 GHz	dB dB dB		18.5 16.2 10.2			19 12.7 8.2			18.5 11.8 7.3	
S _{21E} ²	Insertion Power Gain at V _{CE} = 6 V, I _C = 10 mA, f = 1 GHz f = 2 GHz f = 4 GHz	dB dB dB	10.5	17 12.5 7.5		7.5	15.5 9.8 4.6			15 9.2 4.4	
h _{FE}	Forward Current Gain ² at V _{CE} = 6 V, I _C = 10 mA V _{CE} = 3 V, I _C = 5 mA		50	100	250	50	100	250	80		160
I _{CBO}	Collector Cutoff Current at V _{CB} = 10 V, I _E = 0 mA	μA			1.0			1.0			1.0
I _{EBO}	Emitter Cutoff Current at V _{EB} = 1 V, I _C = 0 mA	μA			1.0			1.0			1.0
C _{RE} ³	Feedback Capacitance at V _{CB} = 1 V, I _E = 0 mA, f = 1 MHz	pF					0.3	0.7		0.3	0.7
P _T	Total Power Dissipation	mW			400			150			100
R _{TH (J-A)}	Thermal Resistance (Junction to Ambient)	°C/W						833			1000
R _{TH (J-C)}	Thermal Resistance (Junction to Case)	°C/W			120			200			200

CBIC-R (NX2) Pspice Eşdeğer Modeli

.MODEL NX2 NPN RB=262.5 IRB=0 RBM=12.5 RC=25 RE=0.5
 +IS=242E-18 EG=1.206 XTI=2 XTB=1.538 BF=137.5
 +IKF=13.94E-3 NF=1.0 VAF=159.4 ISE=72E-16 NE=1.713
 +BR=0.7258 IKR=4.396E-3 NR=1.0 VAR=10.73 ISC=0 NC=2

+TF=0.425E-9 TR=0.425E-8 CJE=0.428E-12 VJE=0.5
+MJE=0.28 CJC=1.97E-13 VJC=0.5 MJC=0.3 XCJC=0.065
+CJS=1.17E-12 VJS=0.64 MJS=0.4 FC=0.5

ÖZGEÇMİŞ

Adı, soyadı: Remzi ARSLANALP

Ana adı: Fatma

Baba adı: İbrahim

Doğum yeri ve tarihi: Soma/Manisa, 19.03.1977

Lisans eğitimi ve mezuniyet tarihi: Pamukkale Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Bölümü, 1999

Çalıştığı yer: Pamukkale Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Bildiği yabancı dil, aldığı belgeler: İngilizce

Mesleki etkinlikleri: EMO (Elektrik Mühendisleri Odası) üyeliği

IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) öğrenci
üyeliği

“Logaritmik Ortamda Eliptik Filtre Yaklaşımının Gerçeklenmesi” isimli
Pamukkale Üniversitesi Bilimsel Araştırma Proje komisyonu tarafından
desteklenen yüksek lisans projesinde yardımcı araştırmacı görevi

“Nonlinear Davranışlı Devre Elemanları İle Lineer Davranışlı
Sistemlerin Sentezi” isimli yüksek lisans seminer sunumu