

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

**LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİNİN
SİSTEMATİK SENTEZİ**

Şaziye SURAV YILMAZ

Yüksek Lisans Tezi

DENİZLİ – 2005

LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİNİN SİSTEMATİK SENTEZİ

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

Şaziye SURAV YILMAZ

Tez Savunma Tarihi: 08.08.2005

DENİZLİ – 2005

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)



Doç. Dr. Uğur ÇAM

(Jüri Üyesi)



Yrd. Doç. Dr. Bekir Sami SAZAK

(Jüri Üyesi)

Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
..... tarih ve sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof. Dr. M. Ali SARIGÖL

Müdür

Fen Bilimleri Enstitüsü

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans tez çalışmalarım süresince değerli zamanını benden esirgemeyen, bilgi ve tecrübesi ile her konuda bana teşvik edici yönetimi ve olumlu eleştirileriyle yol gösteren, değerli danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Abdullah T. TOLA'ya emeklerinden dolayı şükran borçluyum.

Değerli çalışma arkadaşlarıma ve çalışmama yaptığı katkılardan dolayı Remzi ARSLANALP'e teşekkür ederim.

Değerli dostlarım Sevilay ÇETİN, N. Deniz YILMAZ'a ve tüm arkadaşlarıma da manevi desteklerinden dolayı teşekkürü borç bilirim.

Öğrenimim süresince, yıllarca ve şefkatle beni destekleyen aileme minnettarım. Ayrıca, bu tez çalışmam sırasında gösterdiği anlayış ve sabırından dolayı sevgili eşime de çok teşekkür ederim.

Şaziye SURAV YILMAZ

ÖZET

Bu tezde, birinci ve ikinci derece logaritmik ortam filtrelerinin analizi ve sentezi ele alınmıştır. Olası tüm alternatifler tartışılmış ve bu filtrelerin otomatik olarak analiz ve sentezini yapabilecek bir yazılım geliştirilmiştir. Bu yazılım kullanılarak, tüm genel filtre türlerinin sentezi yapılmış ve PSpice kullanılarak benzetimi gerçekleştirilmiştir.

Logaritmik ortam süzgeçlerinin teorisi esas alınarak, bu tür filtrelerin sentezi hakkında genel bir teori verilmiştir. Bu filtrelerle ilgili statik ve dinamik sınırlamalar tartışılmıştır. DC ve AC koşullar tanımlanmıştır. Durum uzayı sentez yöntemi esas alınmıştır. Filtreler AB sınıfı fark alan yapıda gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada alçak geçiren, yüksek geçiren, tüm geçiren ve genel olmak üzere dört tane birinci derece filtre ile alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren, genel çentik, alçak geçiren çentik, yüksek geçiren çentik ve tüm geçiren olmak üzere yedi tane ikinci derece filtre çalışılmıştır. Diğer olası filtre türleri de dikkate alınmıştır.

Bu filtrelerin analiz ve sentezini otomatik olarak yapacak *FilterDesign* isimli bir yazılım MS Visual C ++ ortamında geliştirilmiştir. Yazılım kullanıcıdan transfer fonksiyonunun pay ve payda katsayılarını girdi olarak almaktadır. Kullanıcı ayrıca kutup frekansı ve kalite faktörü olarak ta bu katsayıları girebilmektedir. Yazılım bu katsayılara göre daha önceden belirlenmiş devreler arasından bir tanesini belirlemekte ve kullanıcı tarafından belirlenen diğer analiz parametrelerini de dikkate alarak PSpice için netlist formunda bir çıktı üretmektedir. Bu çıktılar PSpice tarafından otomatik olarak analiz edilmektedir. Benzetimi yapılan devrelerin frekans cevapları sunulmaktadır. Yazılımın ürettiği sonuçlar Matlab programı kullanılarak test edilmiştir. Bu yazılımın logaritmik ortam filtrelerinin sentez ve analizi konusunda araştırmacılara yardımcı olacağı ümit edilmektedir.

Anahtar Kelimeler: Logaritmik ortam filtreleri, Durum uzayı sentezi, AB sınıfı fark alan yapıda filtreler, ELIN filtreler

ABSTRACT

In this thesis, analysis and synthesis of first and second order filters in the log domain is considered. All possible conditions are discussed and software is developed to synthesize and analyze this kind of filters automatically. Using this software, all major filter types are synthesized and simulated by using PSpice.

Based on the theory of log domain filters, a general theory to synthesize these types of filters is given. Static and dynamic constraints associated with these filters are discussed. DC and AC conditions are defined. The state space synthesis method is used for the synthesis procedure. Filters are realized as Class AB and differential type. In this research, four different first order filters, namely low pass, high pass, all pass and general type filters, and seven second order filters, namely low pass, high pass, band pass, general notch, low pass notch, high pass notch and all pass type filters, are studied. All other possible filter types are also considered.

FilterDesign software is developed in the MS Visual C++ platform to synthesize and analyze these filters automatically. The software receives the transfer function parameters from the user by numerator and denominator coefficients. The user can also enter these parameters in terms of pole frequency and quality factor. Based on the parameters, software decides one of the default circuit types and creates a *netlist* for PSpice in terms of other analysis parameters defined by user. The output of the software is automatically simulated in PSpice program; frequency responses of simulated circuits are given. The theoretical results and the software outputs are tested by using Matlab program. It is expected that this software will help researchers to analyze and synthesize log domain filters.

Keywords: Log domain filters, State space synthesis, Class AB differential type filters, ELIN filters

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
Teşekkürler.....	IV
Özet.....	V
Abstract.....	VI
İçindekiler	VII
Şekiller Dizini	XI
Simgeler Dizini	XIX

BİRİNCİ BÖLÜM

GİRİŞ

1. GİRİŞ.....	1
1.1 Genel Tanıtım	1
1.2 Literatür Özeti	4
1.3 Tez Tanıtımı	10
1.4 Tez İçeriği	12

İKİNCİ BÖLÜM

TEMEL FİLTRE KAVRAMLARI

2. TEMEL FİLTRE KAVRANLARI.....	16
2.1. Filtre Devreleri	16
2.2. Filtre Devrelerinin Türleri	17
2.3. Filtrelerin Bazı Devre Özelliklerine Göre Sınıflandırılması	19
2.3.1. İşaret İşleme Tekniklerine Göre	20

2.3.2.	Güç Kaynaklarına Göre	20
2.3.3.	İşaret Temsil Modlarına Göre	20
2.3.4.	Devrede Kullanılan Elemanlara Göre	21
2.3.5.	Sınıflarına Göre	22
2.4.	Filtre Transfer Fonksiyonları	24
2.4.1.	Kararlılık	25
2.4.2.	Birinci Dereceden Filtre Fonksiyonları	26
2.4.3.	İkinci Dereceden Filtre Fonksiyonları	28
2.5.	Filtre Devrelerinde Yaklaşım Problemi	30
2.5.1.	Nedensellik	31
2.5.2.	Rasyonellik	31
2.6.	Filtre Devrelerinde Yaklaşım Probleminin Çözümü	32
2.6.1.	Butterworth Yaklaşımı	32
2.6.2.	Chebyshev Yaklaşımı	36
2.6.3.	Ters Chebyshev Yaklaşımı	36
2.6.4.	Eliptik Filtre Yaklaşımı	37

ÜÇÜNCÜ BÖLÜM

LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİ VE TEMEL KAVRAMLARI

3.	LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİ VE TEMEL KAVRAMLARI...	38
3.1.	ELIN (Externally Linear Internally Nonlinear) Sistemler	38
3.2.	Logaritmik Ortam Kavramı	39
3.3.	Logaritmik Ortam Filtrelerinin Özellikleri	43
3.4.	İdeal Transistör	44
3.5.	Translineer Prensipleri	46
3.5.1.	Translineer Devre Örnekleri	47
3.6.	Adams'ın Logaritmik Ortam Filtresi	49
3.7.	Dinamik Giriş Aralığı	51

3.8.	Genlik Uygunlaştırma (Companing) Tekniği	52
3.8.1.	Zarfsal Genlik Uygunlaştırma (Syllabic Companing) Tekniği	54
3.8.2.	Anlık Genlik Uygunlaştırma (Instantaneous Companing) Tekniği	55

DÖRDÜNCÜ BÖLÜM

LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİNİN DURUM UZAYINDA SENTEZ YÖNTEMİ

4.	LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİNİN DURUM UZAYINDA SENTEZ YÖNTEM.....	57
4.1.	Logaritmik Ortam Filtrelerinin Sentez Yöntemleri	57
4.2.	Logaritmik Ortam Filtrelerinin Durum Uzayında Sentezi.....	58
4.3.	AB Sınıfı Fark Alan Yapıda Logaritmik Ortam Filtresi Sentezi.....	61
4.4.	AB Sınıfı Fark Alan Yapı Kullanılarak Sistem Denklemlerinin Uygunlaştırılması ve Devre Denklemlerinin Elde Edilmesi.....	65
4.5.	İkinci Dereceden AB Sınıfı Fark Alan Yapıda Logaritmik Ortam Filtresinin Gerçeklenmesi.....	69
4.6.	Birinci Dereceden Alçak Geçiren Filtre Devresinin Logaritmik Ortamda Durum Uzayı Metodu Kullanılarak Sentezi.....	71

BEŞİNCİ BÖLÜM

BİRİNCİ DERECEDEDEN AB SINIFI FARK ALAN TİP LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİ

5.	BİRİNCİ DERECEDEDEN AB SINIFI FARK ALAN TİP LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİ.....	76
5.1.	Birinci Dereceden AB Sınıfı Logaritmik Ortam Filtresi Tasarımı	76
5.2.	Birinci Dereceden Alçak Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi	83

5.3.	Birinci Dereceden Yüksek Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi	86
5.4.	Birinci Dereceden Tüm Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi	89
5.5.	Birinci Dereceden Genel Logaritmik Ortam Filtresi	92
5.6.	Birinci ve İkinci Dereceden Filtre Devrelerinin Matlab Programı Yardımla Matematiksel Frekans Cevabı Hesabı	95

ALTINCI BÖLÜM

İKİNCİ DERECEDEDEN AB SINIFI FARK ALAN TİP LOGARİTMİK ORTAM FİTRELERİ

6.	İKİNCİ DERECEDEDEN AB SINIFI FARK ALAN TİP LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİ.....	98
6.1.	İkinci Dereceden AB Sınıfı Logaritmik Ortam Filtresi Tasarımı	98
6.2.	İkinci Dereceden Alçak Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi	105
6.3.	İkinci Dereceden Yüksek Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi	108
6.4.	İkinci Dereceden Band Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi	111
6.5.	İkinci Dereceden Çentik Logaritmik Ortam Filtresi	114
6.6.	İkinci Dereceden Alçak Geçiren Çentik Logaritmik Ortam Filtresi	117
6.7.	İkinci Dereceden Yüksek Geçiren Çentik Logaritmik Ortam Filtresi	120
6.8.	İkinci Dereceden Tüm Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi	123

YEDİNCİ BÖLÜM

LOGARİTMİK ORTAM FİLTRESİ TASARIM PROGRAMI VE KULLANIMI

7.	LOGARİTMİK ORTAM FİLTRESİ TASARIM PROGRAMI VE KULLANIMI.....	127
7.1.	Genel	127

7.2.	Programın Genel Yapısı ve Menüleri	128
7.3.	Dosya Türleri	130
7.3.1.	*.fd (Filter Design) Dosyaları	130
7.3.2.	*.tff (Transistor Template File) Dosyaları.....	131
7.3.3.	*.cir (Netlist) Dosyaları	131
7.3.4.	*.out (Pspice Çıktı) Dosyaları.....	131
7.4.	Programın Kullanımı.....	131

SEKİZİNCİ BÖLÜM

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

7.	SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	142
7.1.	Sonuçlar.....	142
7.2.	Öneriler.....	143
KAYNAKLAR		145
EKLER		151
ÖZGEÇMİŞ		153

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
Şekil 2.1:	Filtre devresi genel blok diyagramı 17
Şekil 2.2:	Filtre türlerinin ideal frekans cevabı 18
Şekil 2.3:	Alçak geçiren filtre frekans cevabı 19
Şekil 2.4:	a) Pasif gerilim modlu filtre b)Aktif gerilim modlu filtre 21
Şekil 2.5:	a)Pasif akım modlu filtre b)Aktif akım modlu filtre 22
Şekil 2.6:	Şekil 2.6: a) A sınıfı, b) B sınıfı ve c) AB sınıfı çıkış katı yükselteç devreleri 23
Şekil 2.7:	a) A sınıfı, b) B sınıfı ve c) AB sınıfı filtrelere ait transistör akımlarına ait dalga şekilleri 24
Şekil 2.8:	Bir filtre fonksiyonu için mümkün olabilecek a) Sıfır gösterimi b) Kutup gösterimi 26
Şekil 2.9:	(a) Nedensel olmayan sistem çıkışı (b) Nedensel olan sistem çıkışı 31
Şekil 2.10:	Alçak geçiren bir filtrenin genlik cevabı 32
Şekil 2.11:	Farklı Derecelerdeki Butterworth Filtrelerinin Genlik Cevapları 34
Şekil 2.12:	2. dereceden bir filtreye ait ve kutupları 35
Şekil 2.13:	Üçüncü dereceden Chebyshev ve Ters Chebyshev fonksiyonlarına ait genlik cevapları 36
Şekil 2.14:	Üçüncü dereceden Eliptik filtre genlik cevabı 37
Şekil 3.1:	Bir ELIN filtrenin genel gösterimi 39
Şekil 3.2:	Birebir ve örten bir $f(x)$ fonksiyonu 40
Şekil 3.3:	Logaritmik ortam filtresi blok gösterimi 41
Şekil 3.4:	Aktarım fonksiyonlarına göre sınıflandırma 42
Şekil 3.5:	Logaritma fonksiyonu 43
Şekil 3.6:	İdeal transistör modeli 45
Şekil 3.7:	Translineer devre 46
Şekil 3.8:	Dört transistörlü trenslineer devre 48
Şekil 3.9:	Adams'ın logaritmik ortam filtresi 49
Şekil 3.10:	Dinamik giriş aralığı 51
Şekil 3.11:	Genlik Uygunlaştırma Tekniği 53

Şekil 3.12:	Genlik uygunlaştırma işaret akışı	53
Şekil 3.13:	(a) Giriş için sıkıştırma, (b) çıkış için genişletme kazanç fonksiyonları	55
Şekil 3.14:	(a) Giriş için sıkıştırma, (b) çıkış için genişletme kazanç fonksiyonları	56
Şekil 4.1:	Giriş akım bölücü devresi	63
Şekil 4.2:	Birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi.....	73
Şekil 4.3.a:	Birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi genlik cevabı	74
Şekil 4.3.b:	Birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi faz cevabı	74
Şekil 4.4:	Birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi zaman ortamı analizi sonucu elde edilen giriş ve çıkış işaretleri.....	75
Şekil 5.1:	Birinci dereceden AB sınıfı fark alan tip logaritmik ortam filtresi ...	80
Şekil 5.2:	Birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri	84
Şekil 5.3:	Birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı	85
Şekil 5.4:	Birinci dereceden yüksek geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri	87
Şekil 5.5:	Birinci dereceden yüksek geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı	88
Şekil 5.6:	Birinci dereceden tüm geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri	90
Şekil 5.7:	Birinci dereceden tüm geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı	91
Şekil 5.8:	Birinci dereceden genel bir logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri	93
Şekil 5.9:	Birinci dereceden genel bir logaritmik ortam filtresi frekans cevabı	94
Şekil 5.10:	Birinci dereceden alçak geçiren filtre karakteristiğine sahip transfer fonksiyonu matematiksel analizi	96
Şekil 5.11:	İkinci dereceden yüksek geçiren filtre karakteristiğine sahip transfer fonksiyonu matematiksel analizi	97
Şekil 6.1:	İkinci dereceden AB sınıfı fark alan tip logaritmik ortam filtresi	103
Şekil 6.2:	İkinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri	106
Şekil 6.3:	İkinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı	108
Şekil 6.4:	İkinci dereceden yüksek geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri	109
Şekil 6.5:	İkinci dereceden yüksek geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı	111

Şekil 6.6:	İkinci dereceden band geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri	112
Şekil 6.7:	İkinci dereceden band geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı	114
Şekil 6.8:	İkinci dereceden çetik logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri	115
Şekil 6.9:	İkinci dereceden çetik logaritmik ortam filtresi frekans cevabı	117
Şekil 6.10:	İkinci dereceden alçak geçiren çetik logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri	118
Şekil 6.11:	İkinci dereceden alçak geçiren çetik logaritmik ortam filtresi frekans cevabı	120
Şekil 6.12:	İkinci dereceden yüksek geçiren çetik logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri	121
Şekil 6.13:	İkinci dereceden yüksek geçiren çetik logaritmik ortam filtresi frekans cevabı	123
Şekil 6.14:	İkinci dereceden tüm geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri	124
Şekil 6.15:	İkinci dereceden tüm geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı	126
Şekil 7.1:	Programın genel görünümü ve menü yapısı	128
Şekil 7.2:	Transfer fonksiyonu girişi	132
Şekil 7.3:	Analiz parametrelerinin girişi	133
Şekil 7.4:	Transistör parametreleri menüsü – 1	134
Şekil 7.5:	Transistör parametreleri menüsü – 2	135
Şekil 7.6:	Transistör parametreleri menüsü – 3	135
Şekil 7.7:	Transfer fonksiyonunu göster menüsü	136
Şekil 7.8:	Analiz parametrelerini göster menüsü	137
Şekil 7.9:	Netlisti göster menüsü	137
Şekil 7.10:	Akım değerlerini göster menüsü	138
Şekil 7.11:	Sistem denklemlerini göster menüsü	139
Şekil 7.12:	Netlistin düzenlenmesi	139
Şekil 7.13:	Pspice'in bulunamaması durumundaki uyarı mesajı ve çözümü.....	140
Şekil 7.14:	PSpice çıktı dosyasının açılması	141

SİMGELER DİZİNİ

$H(s)$	Transfer fonksiyonu
ω	Açısal frekans
ω_0	Kutup frekansı
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. GİRİŞ

1.1 Genel Tanıtım

Bir işaretin frekans bileşenlerinden bazılarının, genliğini ya da fazını kuvvetlendiren ya da zayıflatan elektronik devrelere filtre denilmektedir. Filtreler kullanım amaçlarına göre bir çok uygulama alanına sahiptirler. Günümüzde telefon, telgraf, televizyon, radyo, radar, hard-disk sürücüleri, uydu sistemleri, modern haberleşme sistemleri ve işaret işleme uygulamaları gibi bir çok alanda filtre devreleri sıklıkla kullanılmaktadır. Adeta filtre kısmının olmadığı bir elektronik sistem bulunmamaktadır.

Filtre devreleri zayıflattıkları ya da kuvvetlendirdikleri frekans bileşenlerinin ait oldukları frekans bölgesine göre değişik türlere ayrılmaktadır:

1. Alçak geçiren filtreler: Giriş işaretinin genliğini DC ile istenilen kesim frekansı arasında kuvvetlendirirken ya da az zayıflatırken, kesim frekansının üzerindeki değerlerde işaretin genliğini çok zayıflatırlar.
2. Yüksek geçiren filtreler: Alçak geçiren filtrenin tam tersi olarak giriş işaretinin genliğini kesim frekansına kadar çok zayıflatırken, kesim frekansının üzerindeki frekans değerlerinde işaretin genliğini kuvvetlendirirler ya da az zayıflatırlar.
3. Band geçiren filtreler: İşlenen işaretin istenen herhangi iki frekans değeri arasında genliğini kuvvetlendirirken ya da az zayıflatırken, belirtilen frekans aralığı dışında işaretin genliğini çok zayıflatırlar.
4. Band durduran filtreler: Band geçiren filtrenin tam tersi olarak işlenen işareti belirli iki frekans değeri arasında çok zayıflatırken, istenen frekans değerlerinin dışında aynı işaretin genliğini kuvvetlendirirler ya da az zayıflatırlar.
5. Tüm geçiren filtreler: İşlenen işareti bütün frekans değerlerinde eşit genlikte geçirirlerken çıkış işaretinin fazında kayma meydana getirirler.

Tasarlanan bir filtre devresinin; çalışma aralığının geniş olması, yüksek frekanslarda bozulma oranının mümkün olduğunca düşük olması, parazit etkisinin en az olması, çalışma frekansının kolayca ayarlanabilir olması, düşük gerilim değerlerinde çalışabiliyor olması, düşük güç tüketimi, daha az eleman kullanılarak gerçekleştirilmesi ve dolayısıyla düşük maliyetli olması bir tasarımcı için her zaman istenilen özelliklerdir. Bütün bunları sağlayabilmek için yapılan çalışmalar neticesinde, filtre devreleri konusunda yeni yaklaşımlar ortaya atılmaktadır. Tüm bu gelişmelere rağmen istenen özelliklerin hepsini aynı anda sağlayabilen bir tasarım henüz ortaya konamamıştır. Bu sebeple günümüz tasarımcıları kendi ihtiyaçlarına göre belli özelliklere öncelik vererek bir tasarım yapma yolunu tercih etmektedirler.

Filtre teorisinin temelleri ilk kez 1915 yılında Amerika'da Cambell, Almanya'da Wagner tarafından birbirlerinden bağımsız olarak elektrik dalga filtresinin bulunmasıyla atılmıştır (Johnson, 1976). Filtre teorisi iki ana kola ayrılır: Klasik filtre teorisi ve modern filtre teorisi. Klasik filtre teorisi 1920 li yıllarda Cambell, Zobel ve diğerleri tarafından geliştirilmiştir. 1930'lu yıllarda Cauer, Darlington ve diğerleri klasik filtre teorisine göre daha genel ve daha iyi sonuçlar veren modern filtre teorisini geliştirmişlerdir (Johnson, 1976).

Gerçeklenen bu ilk filtrelerin tümü pasif devre elemanları yani direnç, kondansatör ve bobin kullanılarak tasarlanmışlardır. Ancak bu devrelerin yüksek frekans değerlerinde iyi çalışmalarına rağmen, daha düşük frekanslarda (yaklaşık 1KHz'in altı) boyutu büyük ve pahalı olan yüksek kalitede bobin kullanılması gerektiğinden gerçekleştirilmesinin pratik uygulamalarda zor olduğu görülmüştür (Sedra ve Smith, 1998). Bunun yanında pasif elemanlar kullanılarak tasarlanan filtrelerin elektronik olarak kolay ayarlanamamaları ve sıcaklık gibi değişkenlerden güçlü bir şekilde etkilenmeleri de bu tür filtre devreleri için bir eksiklik olarak görülmüş ve bu durum araştırmacıları başka tasarım arayışlarına yönlendirmiştir (Baki, 2001).

Tüm bu sorunları aşmak için ortaya konmuş olan aktif filtreler; direnç, kondansatör ve aktif devre elemanları kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Aktif filtrelerin pasif filtrelere göre bazı üstünlükleri şu şekilde sıralanabilir: Boyut ve ağırlıkta azalma, devre

güvenilirliğinde artış, düşük maliyet, performans artışı, parazitlerde azalma, daha basit tasarım, daha geniş bir transfer fonksiyonu kümesini gerçeklemek ve birden büyük gerilim kazancı elde edebilmek.

Aktif filtre teorisinin ortaya çıkmasından sonra 1930-1950 yılları arasında aktif devre elemanları ve fabrikasyon teknolojisinde de önemli gelişmeler olduğu görülmüştür. Bu duruma 1947 yılı sonunda Bell laboratuvarlarında transistörün icat edilmesi ve bu yıllarda modern dijital bilgisayarların geliştirilmiş olması örnek olarak gösterilebilir.

1960 yılında op-amp entegresinin ortaya konulması aktif filtre devreleri konusundaki gelişmelere hız kazandırmıştır. Entegre devre teknolojisi ve fabrikasyon konusundaki gelişmelerin de ışığı altında 1970 yılı ortalarında aktif devre elemanları kullanılarak, entegre edilebilir, analog, sürekli zamanlı filtre devreleri ortaya çıkmıştır.

Kullanılan devre elemanları açısından gelişimi yukarıda özetlenen filtreler, işledikleri işaret yönünden de zamanla gerilim modlu ve akım modlu olarak gruplandırılmışlardır. Yoğun olarak gerilim bilgisinin işlendiği devrelere gerilim modlu devreler denir. Gerilim modlu devrede giriş ve çıkış işaretleri gerilim cinsinden ifade edilirken daha çok gerilim kontrollü devre elemanları kullanılmaktadır. Akım bilgisinin yoğun olarak işlendiği devrelere ise akım modlu devreler denir. Akım modlu devrelerde kullanılan ilk temel yapı bloklarından birisi 1968 yılında Sedra ve Smith tarafından ortaya konan akım taşıyıcılarıdır (Wilson, 1990). Daha sonraları akım modlu devrelerde akım aynaları, akım geri beslemeli op-ampları ve değişik akım modlu yükselteçler gibi bir çok yapı kullanılmaya başlanmıştır (Toumazou, 1992).

Akım modlu devreler gerilim modlu devrelere karşı pek çok uygulamada önemli üstünlükler sağlamıştır. Gerilim yerine akımın aktif parametre olarak kullanılması yüksek kullanılabilir kazanç, yüksek hassasiyet ve band genişliği, düşük gerilim, geniş dinamik giriş aralığı, doğrusallık, tasarım kolaylığı, parazit etkilerden daha az etkilenme ve elektronik ayarlanabilirlik gibi pek çok avantajı beraberinde getirmiştir (Toumazou, 1992, Kuntman ve Sayın, 2004).

Akım modlu devreler yukarıda verilen tüm bu üstünlüklerinden dolayı pek çok çalışmaya konu olmuştur. Günümüze kadar pek çok araştırmacı farklı akım modlu yapı bloğu tasarlamış ve aktif elemanlar kullanarak çeşitli akım modlu devreler gerçeklemiştir. Logaritmik ortam filtreleri de yeni nesil bir akım modlu filtre olarak bu sınıfta yerini almıştır. Bu filtreler, Frey tarafından doğrusal olmayan elemanlar kullanılarak ancak giriş-çıkış cevabı doğrusal olacak şekilde farklı bir yaklaşım ile sunulmuştur (Frey, 1993b). Klasik filtrelere göre bir çok üstünlüğe sahip olan bu akım modlu filtreler üzerine yapılan çalışmalar 1990'ların sonunda hız kazanmıştır. Bu filtreler sürekli zamanlı, aktif, akım modlu filtre ailesinin bir ferdi olup literatürde ESS filtreler, translineer filtreler, ELIN filtreler gibi isimlerle de anılmaktadır.

Logaritmik ortam filtreleri ile birlikte daha önce tasarlanmamış olan AB sınıfı filtreler de gerçekleştirilebilir hale gelmiştir. (Frey, 1994, Frey ve Tola, 1999, Tola ve Frey, 2000, Arslanlap 2003). Bu tür filtrelerde AB sınıfı teorisi genellikle fark alıcı yapıda gerçekleştirilmektedir.

Bu çalışmada, AB sınıfı fark alıcı yapıda logaritmik ortam filtreleri incelenmiş ve bu filtrelerin sistematik sentezini yapabilecek bir yazılım Visual C++ programı yardımıyla geliştirilmiştir. Çalışmada Frey tarafından geliştirilen logaritmik ortam filtrelerinin durum uzayındaki sentez yöntemi esas alınmıştır. Yazılan program ile birinci ve ikinci dereceden bu tür filtrelerin tasarımı gerçekleştirilmekte ve PSpice programında analizi yapılabilecek tarzda bir çıktı üretebilmektedir.

1.2 Literatür Özeti

Akım modlu devreler sınıfının önemli bir üyesi son yıllarda ortaya atılan logaritmik ortam filtreleridir. Logaritmik ortam filtreleri fikri ilk olarak 1979 yılında Adams tarafından önerilmiştir. Tamamen op-amp, diyot, akım kaynağı ve kondansatör elemanları kullanılarak tasarlanan bu aktif filtre devresi; kolayca elektronik olarak ayarlanabilmesi ve ilk kez logaritmik ortam kullanılarak gerçekleştirilen filtre devresi olması yönünden önemli bir çalışmadır (Adams, 1979). Fakat Adams bu çalışmasında

sistematik bir sentez yöntemi sunmadığından dolayı bu konu uzun bir süre araştırmacıların pek ilgisini çekmemiştir. Yüksek frekans performansı ile düşük oranda bozulmayı birleştiren önemli fikirlerden biri olarak bilinen bu filtreler translineer devre özelliği gösterirler (Gilbert, 1975).

Adams'tan sonra 1993 yılında Frey tarafından önerilen durum uzayı (exponential state space) sentez yöntemi kullanılarak logaritmik ortam filtrelerinin sentezi bu konudaki ikinci önemli adım olmuştur (Frey, 1993a). Frey bu çalışmasında Adams'ın fikrini 1990 yılında Seevinck (Seevinck, 1990) tarafından işaret işleme yeni bir kavram olarak ortaya konan *genlik uygunlaştırma* (companding) kavramı ile ilişkilendirerek sistematik bir sentez yöntemi sunmuştur. Logaritmik ortam filtrelerinin sentezi konusunda ortaya konmuş olan bu ilk teorik çalışmada; durum değişkenleri ve giriş işaretine üstel bir aktarım fonksiyonu uygulanmış; sonuçta tamamen BJT, kondansatör ve akım kaynağı elemanları kullanılarak farklı bir tasarım yapılmıştır (Frey, 1993a). Bu tasarım BJT'lerin doğal üstel karakteristiklerinin korunması, aynı zamanda genlik uygunlaştırma (Seevinck, 1990, Tsividis ve diğ., 1990) ve akım modlu devre özelliklerini taşıması yönüyle avantajlı olmuştur. Bu önemli adımın ardından filtre devrelerinde logaritmik ortamın kullanılması bir çok araştırmacının ilgisini çekmeye başlamış ve günümüze kadar bu konu çeşitli yönleri ile incelenmiştir.

Logaritmik ortam filtreleri 1997 yılında Tsividis tarafından ortaya konmuş olan ELIN (Externally Linear Internally Nonlinear) sistemlerin önemli bir üyesidirler. ELIN sistemler kavramı; sistemi oluşturan doğrusal olmayan elemanların doğal karakteristiklerini koruyarak giriş ile çıkış arasında doğrusal bir ilişkinin korunmasına dayanmaktadır (Tsividis 1997). Dolayısıyla bu sistemlerin en önemli özelliği, klasik olarak her bloğun ayrı ayrı lineerleştirilmesi yerine genel olarak sistemin lineerliğini esas almalarıdır.

Filtre devrelerinde logaritmik ortamın kullanılması ile bu konuda bir çok çalışma yapan Frey, lineer bir sistemde durum uzayı metodunu kullanarak üstel eşleme yapmış ve tanh, sinh gibi çeşitli türlerde filtre tasarımları önermiştir. Bu çalışma tanh ve sinh fonksiyonlarının açılımındaki üstel eşitlikler kullanılarak yapılmış ve tasarımında ise

yine BJT elemanları kullanılmış ve performansı incelenmiştir (Frey, 1993b). Ayrıca logaritmik ortamda gyrator tasarlanmış ve bu yapı kullanılarak yüksek geçiren filtre tasarlanmıştır (Frey, 1996a). Yine farklı bir çalışmada logaritmik ortam filtrelerinin gerçekleştirilmesinde doğrusal olmayan gm-C yapısı kullanılarak modüler bir tasarım sunulmuştur (Mahattanakul ve Toumazou, 1997).

BJT kullanılarak tasarlanan logaritmik ortam filtreleri fikri 1996 yılında alan etkili transistörler ailesine de taşınmıştır. FET tipi elemanlar kullanılarak entegre edilebilir sürekli zamanlı filtre devrelerinde yeni bir tasarım metodu önerilmiştir (Eskiyerli ve diğ., 1996). Önerilen metot ile tasarlanan devrenin merkez frekansı ve kalite faktörünün elektronik olarak ayarlanabilirliği simülasyonlar ile gösterilmiştir. 1997 yılında MOSFET elemanları kullanılarak genel bir logaritmik ortam filtresi tasarlanmış ve doğrusallık analizi yapılarak performansı incelenmiştir (Ngarmnil, 1997). Yine MOSFET devre elemanları kullanılarak alçak geçiren bir logaritmik ortam filtresi karekök blokları kullanılarak tasarlanmıştır (Yu ve diğ., 2000).

Logaritmik ortam filtreleri sentezinde genelde iki yöntem kullanılmıştır. Bunlar durum uzayı sentez yöntemi ve işaret akış diyagramı sentez yöntemleridir. Bu iki yöntemi esas alan farklı yöntem arayışları devam etmektedir (Psychalinos ve Vlassis, 2002).

İşaret akış diyagramı sentez yöntemi logaritmik ortam filtrelerine, farklı araştırmacılar tarafından, çeşitli türlerde filtreler için, farklı derecelerde ve değişik yaklaşım çeşitleri kullanılarak uygulanmıştır. 1995 yılında işaret akış diyagramı yöntemi kullanılarak yüksek dereceden bir Chebyshev filtresi tasarlanmış ve çalışma performansı incelenmiş; ardından yapılan bu tasarım pratik olarak entegre teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir (Perry ve Roberts, 1995, Perry ve Roberts, 1996). Bunlara benzer olarak işaret akış diyagramı kullanılarak ikinci dereceden band geçiren logaritmik ortam filtresi tasarlanmış ve çalışması denenmiş (El-Gamal ve Roberts, 1997), üçüncü dereceden bir eliptik filtre yine işaret akış diyagramı kullanılarak gerçekleştirilmiştir (Psychalinos ve Vlassis, 2002).

Genel bir sentez yöntemi olan durum uzayı yöntemi ilk kez Frey tarafından logaritmik ortam filtrelerine uygulanmıştır (Frey, 1993a). Bu yöntem kolay uygulanabilirliği ile logaritmik ortam filtresi sentezine yeni bir yaklaşım getirmiştir. Daha sonraları bu yöntem farklı logaritmik ortam filtre tasarımları için birçok çalışmaya konu olmuştur (Frey ve Tola, 1999, Arslanalp, 2003). Elektronik ayarlanabilir özelliğe sahip olan logaritmik ortam filtrelerinin genel olarak durum uzayı sentezi ve analizi ayrıntılı olarak incelenmiş ve analiz performansı değerlendirilmiştir (Frey, 1998).

Logaritmik ortam filtreleri konusunda yapılan çalışmalar çoğunlukla devre tasarımı ve bunların simülasyon programları ile analiz edilerek performansının değerlendirilmesi şeklinde olmuştur. Fakat bu devrelerin çoğunlukla aktif elemanlardan oluşması, düşük güç tüketmesi, düşük gerilim değerlerinde çalışabilmesi gibi bazı önemli üstünlükleri deneysel olarak çalışma gereksinimini ortaya çıkarmıştır. Yapılan deneysel çalışmalarda genellikle entegre teknolojisi kullanılmıştır. Frey tarafından yapılan bir deneysel çalışmada ikinci dereceden çok girişli, çok çıkışlı bir logaritmik ortam filtresi RF uygulamaları için denenmiş ve 500KHz gibi yüksek frekanslarda oldukça iyi performans gösterdiği gözlenmiştir (Frey, 1996b). Logaritmik ortam filtre devrelerinin standart bir CMOS prosesinde gerçekleştirilebilirliği ikinci dereceden bir Butterworth filtresi kullanılarak incelenmiş ve düşük frekans filtreleme için uygunluğu üzerinde durulmuştur (Krishnapura ve Tsividis, 2001). Yapılan başka bir deneysel uygulamada sadece NPN transistörler kullanılarak yüksek frekans uygulamaları için logaritmik ortam osilatörü tasarlanmış ve denenmiştir (El-Gamal ve Roberts, 2002). Basit bir kaotik osilatör logaritmik ortam kullanılarak tasarlanmış ve BC serisi transistör elemanları kullanılarak deneysel olarak gerçekleştirilmiştir (Özoğuz, 2001). Logaritmik ortam filtrelerinin belli bir sistemde çalıştırılmasını konu alan bir deneysel çalışmada hard disk sürücü uygulamalarında genlik uygunlaştırma tabanlı bir filtrenin çalıştırılmasına yer verilmiştir (Baki ve El-Gamal, 2003). Bu konudaki çalışmalarda genellikle entegre teknolojisi ve özel elemanlar kullanıldığı dikkat çekmektedir. Entegre teknolojisi ve özel elemanlar kullanılmadan yapılan bir deneysel çalışmada ise birinci dereceden A sınıfı bir logaritmik ortam filtre devresinin performansı incelenmiştir (Tola ve diğ., 2004).

Elektronik devrelerin tümünde olduğu gibi logaritmik ortam filtre devrelerinde de gürültü, bozulma gibi çeşitli etkiler mevcuttur. Logaritmik ortam filtrelerine ait genel bir bozulma analizi Tola tarafından çalışılmış (Tola, 1999), ELIN sistemlerin gürültü analizleri için genel bir gürültü analiz metodu ise Toth tarafından 2000 yılında sunulmuştur (Toth ve diğ. , 2000).

Logaritmik ortam kullanılarak yapılan çalışmalar sadece filtre devreleri ile sınırlı kalmamıştır. Bunlardan başka bir çok araştırmacı farklı elektronik devrelerin logaritmik ortama uygulanabilirliği konusunda ilgilenebilir. Filtre devreleri dışında genellikle osilatör ve integratör devreleri üzerinde logaritmik ortam kullanılarak yapılmış deneysel ve teorik bir çok çalışma vardır. Bu çalışmalarda, logaritmik ortam osilatörlerin durum uzayı metodu kullanılarak sentezi yapılmış (Thanachayanont ve diğ., 1995), farklı türlerden akım modlu osilatörlerin logaritmik ortamda tasarımları denenmiş (Pookaiyaudom, 1997), yalnızca NPN elemanı kullanılarak ikinci dereceden kaotik osilatör tasarımları gerçekleştirilmiş (Özoğuz ve Şengör, 2003) ve logaritmik ortam integratör devreleri üzerine teorik ve deneysel bir çok çalışma yapılmış, bir çok yönden logaritmik ortam integratörleri incelenmiştir (Mulder ve diğ., 1996, El-Gamal ve Roberts, 1999, Mahattanakul ve Piputtawutchai, 2003).

AB sınıfı devreler genellikle yükselteç devrelerinde kullanılmakta olan bir yapı idi. Logaritmik ortam filtreleri ile birlikte AB sınıfı filtreler de gerçekleştirilebilir hale gelmişlerdir (Seevinck, 1990, Frey, 1994). AB sınıfı fark alıcı yapıda logaritmik ortam filtrelerine ait genel bir teori gerçekleştirilmiş ve ispatlanan bir teorem eşliğinde hemen hemen tüm transfer fonksiyonlarının AB sınıfı fark alıcı yapıda logaritmik ortamda gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir (Frey ve Tola, 1999, Tola, 1999). BJT elemanı kullanılarak yapılmış başka bir çalışmada da AB sınıfı fark alan yapıda logaritmik ortam filtreleri tasarlanmış ve bu tasarımlarda kullanılan transistörlerin ideal olmayan karakteristikleri incelenmiştir (Tola, 1999, Tola ve Frey, 2000). Daha değişik bir çalışma olarak eliptik yaklaşıma sahip, üçüncü dereceden bir logaritmik ortam filtresi durum uzayı yöntemi kullanılarak sentez edilmiş ve temel eleman olarak BJT'ler kullanılarak gerçekleştirilmiştir (Arslanalp, 2003).

Logaritmik ortam filtrelerinin sentezinde günümüze kadar farklı tür, farklı derece ve farklı yaklaşım çeşitleri için durum uzayı sentez yöntemi kullanılarak bir çok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalara bakıldığında biraz daha farklı bir yaklaşım olarak AB sınıfı fark alan yapıda logaritmik ortam filtrelerinin tasarımı dikkat çekmektedir (Frey ve Tola, 1999, Tola, 1999). Burada logaritmik ortam filtrelerini AB sınıfı yapı kullanarak tasarlamakla A sınıfı ile gerçekleştirilmesi mümkün olmayan bazı transfer fonksiyonlarını gerçekleminin mümkün olduğu görülmüştür. Durum uzayı sentez yönteminin farklı bir kullanımını içeren bir başka çalışmada birinci dereceden bir logaritmik ortam filtresi blok şeklinde tasarlanmış ve bu tasarlanan bloklardan iki adet kullanılarak ikinci dereceden band geçiren bir filtre devresi elde edilmiştir (Edwards ve Cauwenberghs, 2000). Yapılan bu çalışma entegre teknolojisi kullanılarak pratik olarak gerçekleştirilmiştir. Logaritmik ortamda durum uzayı sentez yönteminin kullanımı sadece filtre devreleri ile sınırlı kalmamıştır. Farklı araştırmacılar bu yöntemi logaritmik ortam osilatörlerine de uygulamışlar ve devrenin performansını değerlendirmişlerdir (Thanachayanont ve diğ., 1995). Bunlardan başka geçmiş yıllarda yapılan bazı çalışmalarda durum uzayı sentez yönteminin bazı filtre devrelerinde bozulmayı azaltıcı blok tasarımında da kullanıldığı görülmektedir (Frey, 1999).

İstenilen dereceden tüm transfer fonksiyonlarının gerçekleştirilmesine olanak sağlayan AB sınıfı yapının kullanılmaya başlanması ile logaritmik ortam filtrelerinin gerçekleştirilebilirlik alanı genişlemiştir. Günümüze kadar AB sınıfı yapının kullanıldığı bir çok çalışma yapılmıştır. Frey ve Tola tarafından yapılan bir çalışmada AB sınıfı teorisi üzerinde durulmuştur (Frey ve Tola, 1999). AB sınıfı fark alan yapıda yeni bir logaritmik ortam integratörü önerilmiş ve buradan beşinci dereceden Chebyshev yaklaşımına sahip alçak geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlanmıştır (El-Masry ve Wu, 2000). Üçüncü dereceden bir logaritmik ortam filtresi Eliptik yaklaşımda, AB sınıfı fark alan yapı kullanılarak tasarlanmıştır (Arslanalp, 2003). Birinci dereceden bir filtre transfer fonksiyonu AB sınıfı fark alan yapı kullanılarak MOS türü transistörler kullanılarak gerçekleştirilmiştir (Lopez-Martin ve diğ., 2004).

Bu çalışmada AB sınıfı fark alıcı yapıdaki birinci ve ikinci dereceden tüm transfer fonksiyonlarının sentezine olanak sağlayacak bir yazılım geliştirilmiştir. Bu çalışmanın

AB sınıfındaki logaritmik ortam filtrelerinin gelişimine katkıda bulunması beklenmektedir.

1.3 Tez Tanıtımı

Bu çalışmanın amacı AB sınıfı fark alıcı yapıda logaritmik ortam filtrelerinin durum uzayı metodu kullanarak sentezini hızlı ve güvenilir şekilde yapabilecek bir yazılımın geliştirilmesidir.

Logaritmik ortam filtrelerinin sentezi konusunda ilk kullanılan genel sentez yöntemi durum uzayı yöntemidir. Bu yöntem, sistematik bir yöntem olmakla birlikte oluşturduğu işlem basamakları yönünden uğraştırıcı ve vakit alıcıdır.

Durum uzayı yöntemi kullanılarak herhangi bir transfer fonksiyonundan bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken; ilk olarak transfer fonksiyonuna farklı yöntemler uygulanarak sistem denklemleri elde edilir, daha sonra elde edilen sistem denklemlerinde durum değişkenlerine tasarımda kullanılacak elemanların uç bağıntılarına göre farklı eşlenme fonksiyonları uygulayarak devre denklemleri elde edilir. Son olarak ta devre denklemlerini sağlayacak şekilde uygun elemanlar kullanılarak istenilen filtre devresi tasarlanır. Herhangi bir filtre devresi tasarlanacağı zaman bahsedilen bu işlemlerin hepsi elle yapılmaktadır ve transfer fonksiyonundaki herhangi bir parametre değiştiğinde tüm bu işlemlerin en başından tekrarlanması gerekmektedir. Bunun yapılması ise oldukça zaman alıcıdır. Bütün bu işlemleri kolaylaştırmak için; istenilen transfer fonksiyonuna ait sentez işlemlerini sistematik ve hızlı bir şekilde yaparak filtreye ait devre yapısının kolayca elde edilebileceği bir metoda ihtiyaç vardır.

Tüm bu bilgiler ve ihtiyaçlar göz önünde bulundurularak önerilen çalışmada birinci ve ikinci dereceden, fark alan tip, AB sınıfı yapıda logaritmik ortam filtrelerinin sentezini sistematik olarak kolayca yapabilecek bir program geliştirilecektir. Visual C++ programı kullanılarak geliştirilen yazılım ile ilk olarak, kullanıcıdan

tasarımı yapılması istenen filtre devresine ait transfer fonksiyonu, simülasyon için gerekli olan analiz parametreleri ve eleman özellikleri girdi olarak alınacaktır. Daha sonra bu transfer fonksiyonuna sentez işlemi ve gerekli eşlenmeler uygulanarak istenilen tasarım gerçekleştirilecektir. Yapılan program ile istenilen filtre devresine ait gerekli kodlar PSpice simülasyon programına uygun formatta elde edilecektir ve dolayısıyla programdaki bir komut vasıtasıyla, elde elden tasarımın PSpice programında analizi doğrudan yapılarak kullanıcının istediği şekilde analiz sonuçlarına ulaşması sağlanmış olacaktır.

Geliştirilen program ile birinci ve ikinci dereceden filtre devrelerine ait herhangi bir transfer fonksiyonu giriş bilgisi olarak alınırken; tasarlanan devreye ait sistem denklemleri, devrenin *netlist* formu, PSpice programı analiz sonuçları ve çıkış dosyası çıktıları olarak elde edilmektedir.

Yapılan bu çalışma ile istenilen herhangi bir transfer fonksiyonuna ait logaritmik ortam filtre devresi *netlist* formatında doğrudan elde edilebileceği gibi tasarlanan devrelerin çalışıp çalışmadığı da PSpice programı vasıtasıyla kontrol edilebilecektir. Ayrıca bu yazılımın geliştirilmesi ile, birinci ve ikinci dereceden farklı transfer fonksiyonları ya da bir transfer fonksiyonundaki farklı pay ve payda parametreleri, değişik transistör modelleri ve farklı özelliklerde kullanıcı tarafından oluşturulmuş transistörler için, elde edilen filtre devrelerinin çalışmaları, PSpice programı ile analiz edilerek karşılaştırılabilecektir.

Program geliştirilirken birinci ve ikinci dereceden mevcut olabilecek tüm transfer fonksiyonları göz önünde bulundurulmuş ve sentez yöntemi olarak durum uzayı sentez yöntemi kullanılmıştır. Bunun yanında filtre türü temel filtre türlerinden olmayan bazı transfer fonksiyonlarının logaritmik ortamda sentezi yapılarak devre yapıları elde edilmiş ve programa eklenmiştir. Program gerçekleştirilirken elde edilen devre yapılarının doğru çalışıp çalışmadığını kontrol etmek amacı ile, devreler PSpice ile analiz edilerek genlik ve faz eğrileri elde edilmiş, giriş transfer fonksiyonunun matematiksel olarak genlik ve faz eğrilerini çizdiren küçük bir Matlab programı

yazılmış ve tüm PSpice çıktıları matematiksel analiz sonuçları ile bire bir karşılaştırılarak kontrol edilmiştir.

Filtre devreleri ve logaritmik ortam filtreleri konusunda faydalı bir kaynak olacağı düşünülen bu tezde birinci ve ikinci dereceden logaritmik ortam filtre devrelerinin sistematik olarak sentezini yapabilen bir program önerilmiştir. Sistematik sentez yapılmadan önce ilk olarak logaritmik ortam filtreleri teorik olarak incelenmiştir. Bunun için logaritmik ortam filtreleri, özellikleri, sentez yöntemleri, tasarım çeşitleri vb. birçok yönden araştırmalar yapılarak incelenmiştir. Bunun yanında birinci ve ikinci dereceden filtre transfer fonksiyonları ayrıntılı olarak incelenmiş, logaritmik ortamda tasarımları yapılmış ve gerçekleştirilecek tüm devre alternatifleri üzerinde durulmuştur. Filtre devreleri ve logaritmik ortam filtreleri hakkında gerekli ön çalışma yapıldıktan sonra çeşitli türlerdeki transfer fonksiyonları sentez edilerek PSpice programında analiz edilmiştir. Bu analiz sonuçları aynı transfer fonksiyonunun Matlab programı kullanılarak yapılan analiz sonuçları ile karşılaştırıldıktan sonra Visual C++ programı kullanılarak sistematik devre tasarımı yapan bir program geliştirilmiştir. Tezin genel içerik olarak akışı sonraki kısımda açıklanacaktır.

1.4 Tez İçeriği

Genel bir giriş yapılan bu bölümü takip eden ikinci bölümde en genel anlamda filtre devrelerinin tanıtılması amaçlanmıştır. Bu amaç kapsamında temel filtre türleri tanıtılmış; bu konuda çeşitli kavramlar üzerinde durularak filtrelerin sınıflandırılmalarına yer verilmiştir. Filtre devrelerinin sınıflandırması yapılırken birçok özelliklerine göre farklı sınıflandırmalar örnek devreler kullanılarak ayrıntılı olarak tanımlanmıştır. Daha sonra genel olarak filtre devrelerine ait transfer fonksiyonları üzerinde durularak bir transfer fonksiyonun filtre devresi olarak gerçekleştirilmesi için sağlaması gereken bazı gerek ve yeter şartlar belirtilmiştir. Birinci ve ikinci dereceden filtrelerin türlerine göre transfer fonksiyonları ayrıntılı olarak incelenmiştir. Bunun yanında kararlılık kriteri için gerekli olan filtre transfer fonksiyonlarına göre kutup-sıfır grafiklerinin nasıl oluşturulduğuna bu bölümde yer verilmiştir. Son olarak, genel filtre

yaklaşım çeşitlerine yer verilerek her biri ayrı ayrı incelenmiş çıkış karakteristik şekilleri ile yaklaşım çeşitlerinin birbirlerine göre farklılıkları belirtilmiştir.

Üçüncü bölümde tezin temelini oluşturan logaritmik ortam filtreleri ile ilgili temel kavramlar irdelenmiştir. Logaritmik ortam filtrelerini tanıtabilmek için ilk olarak ELIN filtreler tanımlanmış ve çeşitli ELIN devre örnekleri gösterilmiştir, daha sonra logaritmik ortam kavramı üzerinde durularak logaritmik ortam filtrelerinin bazı önemli özelliklerinden ve ortam değişimi için gerekli şartlardan bahsedilmiştir. Bunlardan başka logaritmik ortam filtreleri translineer devrelerin bir özel türü olduğundan dolayı translineer devrelere değinilmiştir. Teori olarak translineer prensibi tanıtılmış ve bu konuda devre örneklerine yer verilmiştir. Logaritmik ortam filtrelerinin önemli özelliklerinin anlatıldığı bu bölümde ayrıca ilk logaritmik ortamlı filtresi olan Adams'ın logaritmik ortam filtresi analiz edilerek incelenmiştir. Son olarak, logaritmik ortam filtrelerinin önemli özelliklerinden biri olan *genlik uygunlaştırma* (Compadding) kavramına yer verilmiştir. Genlik uygunlaştırma kavramının anlaşılması için gerekli tanımlar verilerek şekiller üzerinde örneklendirme yapılmış; ve genlik uygunlaştırma türleri açıklanarak bunların birbirlerine göre farklı olan yönleri şekillendirme yardımıyla gösterilmiştir.

Dördüncü bölümde logaritmik ortam filtrelerinin sentezinde günümüze kadar kullanılmış olan yöntemlerden bahsedilmiştir. Ağırlıklı olarak tezde kullanılan durum uzayı sentez yöntemine yer verilen bu bölümde, çok kullanılan diğer sentez yöntemleri de kısaca tanıtılmıştır. Birinci ve ikinci dereceden logaritmik ortam filtrelerinin durum uzayı sentezleri ayrıntılı olarak incelenmiştir. Daha sonra durum uzayı sentez yönteminde sistem denklemlerinin uygunlaştırılmasında kullanılan yöntemlerden bahsedilerek AB sınıfı fark alan yapıda devre sentezine yer verilmiştir. Herhangi bir sistem denkleminin AB sınıfı fark alan yapı kullanılarak uygunlaştırılması ikinci dereceden bir sistem üzerinde örneklendirilerek gösterilmiştir. Son olarak logaritmik ortamda durum uzayı yöntemi kullanılarak transfer fonksiyonundan devre şeklinin elde edilmesine kadar olan işlemler birinci dereceden bir örnek üzerinde ayrıntılı olarak gösterilmiştir.

Çalışmanın beşinci bölümünde tasarlanan birinci dereceden logaritmik ortam filtreleri ayrıntılı olarak incelenmiştir. Birinci dereceden logaritmik ortam filtresinin tasarım basamakları kısaca anlatılmış ve devre denklemlerinden devre şeklinin elde edilmesi üzerinde durulmuştur. Birinci dereceden en genel yapıda logaritmik ortam filtre devresi şekli verilerek hangi kısımlardan oluştuğu belirtilmiştir. Daha sonra birinci dereceden dört tür filtre devresine ait birer örnek tasarım yapılarak farklı türden filtrelerin genel yapıdaki devre şekli üzerinde ne gibi değişiklikler oluşturacağından bahsedilmiştir. Farklı filtre türleri için tasarlanan örnek devrelerin PSpice analiz programı sonucunda elde edilen frekans ortamı analiz sonuçlarına yer verilmiştir. Beşinci bölümde son olarak birinci ve ikinci dereceden tasarlanan bütün logaritmik ortam filtre devrelerinin çalışmalarının kontrolü için gerçekleştirilmiş olan matematiksel analiz programı tanıtılmış ve bu programın PSpice analiz sonucu ile karşılaştırılması şekiller üzerinde gösterilmiştir.

Altıncı bölümde, birinci dereceden filtre türleri için beşinci bölümde verilen bütün işlemlerin aynısı ikinci dereceden filtre devresinin her bir türü için yapılmıştır. Bu bölümde ikinci dereceden logaritmik ortam filtreleri tasarımında kullanılan denklemler kısaca belirtilerek genel bir ikinci dereceden logaritmik ortam filtresine ait devre şekli elde edilmiştir. Bunun yanında logaritmik ortamda gerçekleşen farklı ikinci dereceden filtre devresi alternatifleri için frekans ortamı cevabı birer örnek üzerinde gösterilmiştir.

Tezin yedinci bölümünde ayrıntılı olarak birinci ve ikinci dereceden transfer fonksiyonundan yola çıkarak elde edilen logaritmik ortam filtresine ait devre yapısının *netlist* formunda elde edilmesine kadar olan program kısmı tanıtılmıştır. Tasarlanan programda kullanılan bütün menüler, girdi parametreleri ve farklı dosya türlerinin işlevleri anlatılarak kullanıcı için bir bilgilendirme yapılmıştır. Tanıtımı yapılan bütün işlemler elde edilen programda alınan şekiller üzerinde ayrıca gösterilmiştir. Yani gerçekleştirilen programın kullanılmasına da yardımcı olabilmek için programdaki işlem basamakları takip edilerek aynı transfer fonksiyonlarının *netlist* çıktıları ve analiz sonuçları program çıktısı formunda sunulmuştur. Dolayısıyla bu bölümde hem yapılan programın bir tanıtımı hem de elde edilen çıktı ekranları program üzerinde gösterilmiştir.

Tez çalışmasının son bölümü olan sekizinci bölümde ise yapılan bu çalışma çeşitli yönleri ile değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar ile amaçlara ne oranda ulaşılabildiğinden ve bu çalışmanın gelecek çalışmalara ne oranda ışık tutabileceğinden bahsedilmiştir. Son olarak bu çalışmada elde edilen üstünlük ve eksiklikler üzerinde durularak ilerleyen zamanlarda bu çalışma üzerinde ya da bu çalışmanın kullanılması ile yapılabilecek farklı çalışmalar öneri olarak sunulmuştur.

İKİNCİ BÖLÜM

TEMEL FİLTRE KAVRAMLARI

2. TEMEL FİLTRE KAVRAMLARI

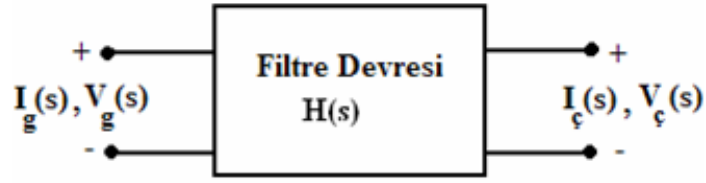
2.1 Filtre Devreleri

Elektronik sistemlerin önemli devre bloklarından birisi filtrelerdir. Filtreler herhangi bir giriş işaretinin genliğini belirli frekanslarda kuvvetlendirip, belirli frekanslarda zayıflatarak ve/veya fazını belli frekanslarda değiştirerek istenen çıkış işaretini üretirler. Filtreler ihtiyaca göre elektriksel bir işaretin frekans spektrumunu sınırlandırmak, biçimlendirmek veya düzenlemekte kullanılırlar. Elektronik filtrelerin kullanım alanları çok geniş olup bunlardan bazılarını;

- Bir sistemdeki gürültü gibi parazitleri süzmek
- Belirli frekans bileşenlerini birbirinden ayırmak
- Radyo ve televizyon işaretlerini kanallara göre bulmak
- Örnekleme işleminden önce sinyalleri sınırlandırmak
- Örneklenmiş işaretleri sürekli zamanlı işaretlere çevirmek
- Hoparlör gibi ses sinyali işleyen araçların kalitesini yükseltmek
- Konuşmayı veya ses işaretlerini sentez etmek vb.

şeklinde sıralamak mümkündür (Deliyannis ve diğ., 1999).

Genel olarak iki uçlu bir filtre devresinin gösterimi Şekil 2.1’de görüldüğü gibidir.



Şekil 2.1: Filtre devresi genel blok diyagramı

Burada belirtilen filtreye ait transfer fonksiyonu ($H(s)$) giriş-çıkış işaretlerinin akım veya gerilim olmasına göre farklı şekillerde isimlendirilir. Buna göre Denklem (2.1.a)'da gerilim transfer fonksiyonu, Denklem (2.1.b)'de akım transfer fonksiyonu, Denklem (2.1.c)'de rezistans transfer fonksiyonu ve Denklem (2.1.d)'de kondüktans transfer fonksiyonu çıkış işaretinin giriş işaretine oranı şeklinde tanımlanmaktadır.

$$H(s) = \frac{V_{\ç}(s)}{V_g(s)} \quad (2.1.a)$$

$$H(s) = \frac{I_{\ç}(s)}{I_g(s)} \quad (2.1.b)$$

$$H(s) = \frac{V_{\ç}(s)}{I_g(s)} \quad (2.1.c)$$

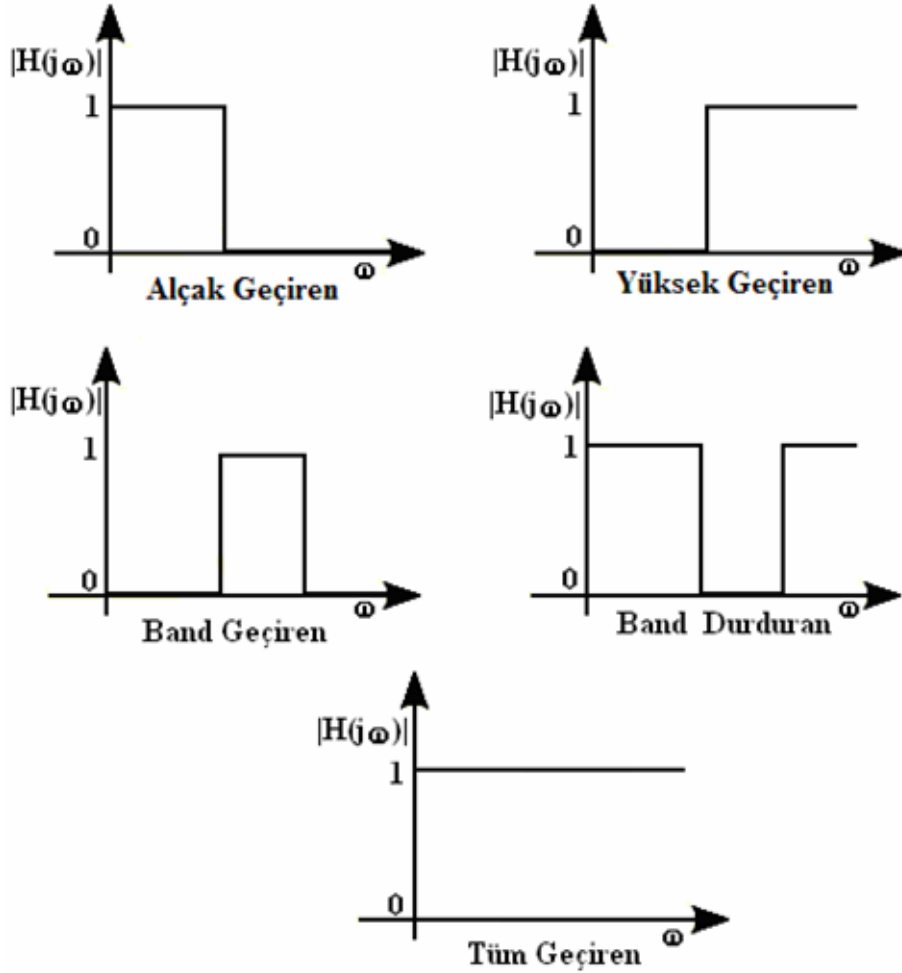
$$H(s) = \frac{I_{\ç}(s)}{V_g(s)} \quad (2.1.d)$$

2.2 Filtre Devrelerinin Türleri

Filtre devreleri zayıflattıkları ya da kuvvetlendirdikleri frekans bileşenlerinin ait oldukları frekans bölgesine göre genel olarak alçak geçiren filtreler, yüksek geçiren filtreler, band geçiren filtreler, band durduran filtreler ve tüm geçiren filtreler olarak beş

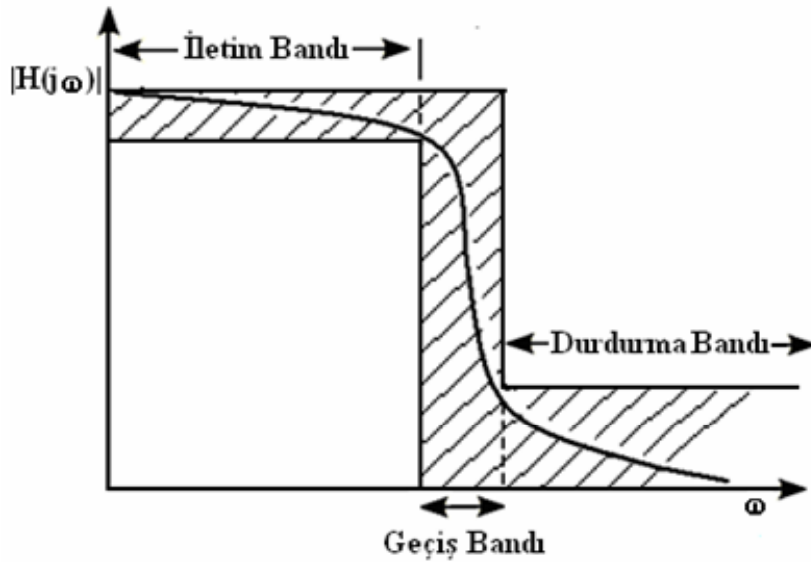
farklı türe ayrılmaktadır. Bu türlere ait ideal frekans tepkileri Şekil 2.2’de görüldüğü gibidir.

Bir filtrenin giriş işaretini çıkışa tamamen iletmediği frekans aralığına iletim bandı, işareti çıkışa iletmeyip durdurduğu frekans aralığına ise durdurma bandı denilmektedir. Şekil 2.2’de verilen farklı türlerdeki filtrelere ait ideal frekans tepkilerine bakıldığında; tüm frekans cevaplarının iletim bandı ve durdurma bandı aralıklarından oluştuğu görülmektedir. Bu aralıklar işlenen işaretlerin hangi frekans seviyelerinde geçirilip hangi frekans seviyesinde durdurulacağını belirleyen sınırlardır. Bu tanım göz önünde bulundurularak beş farklı tür filtrenin Şekil 2.2’deki ideal çıkış karakteristiklerine göre çalışma prensibi olarak aralarındaki farklılık anlaşılabilir.



Şekil 2.2: Filtre türlerinin ideal frekans cevabı

Şekil 2.2’de görüldüğü gibi idealde farklı türlerdeki filtrelerin frekans cevaplarına bakıldığında kesim frekansı anında iletim bandından durdurma bandına ani bir geçiş vardır. Teorikte bu şekilde olmakla birlikte bu tür filtreler gerçek ortama taşındığında bu geçiş bu kadar keskin değildir. Alçak geçiren bir filtre devresine ait gerçek frekans cevabı Şekil 2.3’te görüldüğü gibidir. Buradan da görüldüğü gibi filtrelerin gerçek ortamdaki frekans tepkisi iletim bandı ile durdurma bandı arasında bir de geçiş bandı içerir. İletim bandı ile geçiş bandını ayıran frekans *iletim frekansı* (pass frequency), geçiş bandı ile durdurma bandını ayıran frekans ise *durdurma frekansı* (stop frequency) olarak adlandırılmaktadır.



Şekil 2.3: Alçak geçiren filtre frekans cevabı

2.3 Filtrelerin Bazı Devre Özelliklerine Göre Sınıflandırılması

Filtre devreleri kendi içerisinde bir çok yönden farklılık gösterebilirler. Bu farklılıklar genel olarak filtrelerin bir elektronik devre olmasından kaynaklanmaktadır. Bu yönüyle elektronik devrelerde yapılan bazı sınıflandırmalar açıklamaları ile birlikte aşağıda belirtildiği gibidir.

2.3.1 İşaret İşleme Tekniklerine Göre

Herhangi bir elektronik devre; içerisinde işlenen işaretin sürekli zamanlı olarak ya da ayırık zamanlı olarak işlenmesine göre iki farklı türe ayrılmaktadır. Bunlar devre tasarımında her zaman göz önünde bulundurulması gereken ve devrenin tanımlanmasına yardımcı olan özelliklerdendir. Benzer şekilde filtre devreleri de uygulanan giriş işaretinin sürekli zamanlı ya da ayırık zamanlı olmasına göre iki farklı teknikte tasarlanabilmektedir. Eğer bir filtre devresi uygulanan işareti sürekli zamanlı olarak işliyorsa sürekli zamanlı filtreler; ayırık zamanlı olarak işliyorsa da ayırık zamanlı filtre devresi olarak isimlendirilmektedir.

2.3.2 Güç Kaynaklarına Göre

Bu özellik devrede bulunan güç kaynağı sayısına bağlıdır. Bir devrede kullanılan mevcut güç kaynakları o devrenin ayrı bir sınıflandırmasını oluşturmaktadır. Filtre devrelerini de içerdikleri kaynak sayısına göre tek kaynaklı filtreler ve çift kaynaklı filtreler olmak üzere iki gruba ayırmak mümkündür.

2.3.3 İşaret Temsil Modlarına Göre

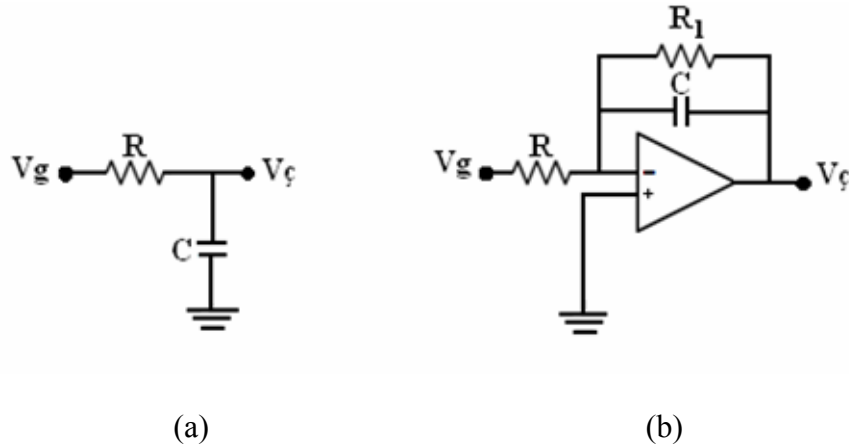
Yoğun olarak gerilim bilgisinin işlendiği devrelere gerilim modlu devreler denir. Gerilim modlu devrede giriş ve çıkış işaretleri gerilim cinsinden ifade edilirken daha çok gerilim kontrollü devre elemanları kullanılmaktadır. Şekil 2.4'de gerilim modlu filtre devreleri görülmektedir. Bu devrenin giriş bilgisi ve çıkış bilgisinin gerilim cinsinden olduğu ve dolayısıyla transfer fonksiyonunun çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı şeklinde olduğu açıkça görülmektedir.

Akım bilgisinin yoğun olarak işlendiği devrelere akım modlu devreler denir. Şekil 2.5'de akım modlu filtre devreleri verilmiştir; burada giriş ve çıkış bilgilerinin

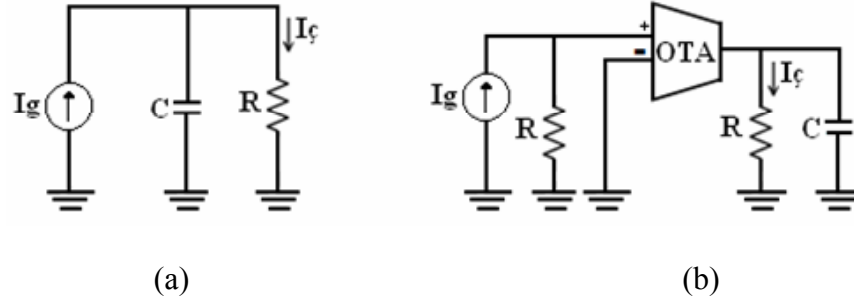
akım bilgisi olduğu ve dolayısıyla transfer fonksiyonunun da çıkış akımı ile giriş akımının oranı şeklinde olduğu görülmektedir. Akım modlu devrelerde kullanılan en temel yapı blokları 1968 yılında Sedra ve Smith tarafından ortaya konan akım taşıyıcılarıdır (Wilson, 1990). Daha sonraları akım modlu devrelerde akım aynaları, akım geri beslemeli op-amplar ve değişik akım modlu yükselteçler gibi bir çok yapı kullanılmaya başlanmıştır (Toumazou, 1992).

2.3.4 Devrede Kullanılan Elemanlara Göre

Filtre devreleri önceleri yalnızca bobin, kondansatör gibi pasif elemanlar kullanılarak tasarlanabilirken zamanla teknolojik gelişmelere paralel olarak bobinsiz filtre tasarımına gidilmiş ve aktif devre elemanları içeren filtreler tasarlanmıştır. Genel olarak elektronik devreler, tasarımlarında kullanılan elemanlara göre sınıflandırıldığında direnç, bobin, kondansatör gibi pasif elemanlar kullanılarak tasarlanan filtre devrelerine pasif filtreler; transistör, OTA gibi aktif elemanlar kullanılarak tasarlanan filtre devrelerine ise aktif filtreler denmektedir. Şekil 2.4.a ve Şekil 2.5.a'da pasif filtre devreleri; Şekil 2.4.b ve Şekil 2.5.b'de ise aktif filtre devreleri örnek olarak verilmiştir.



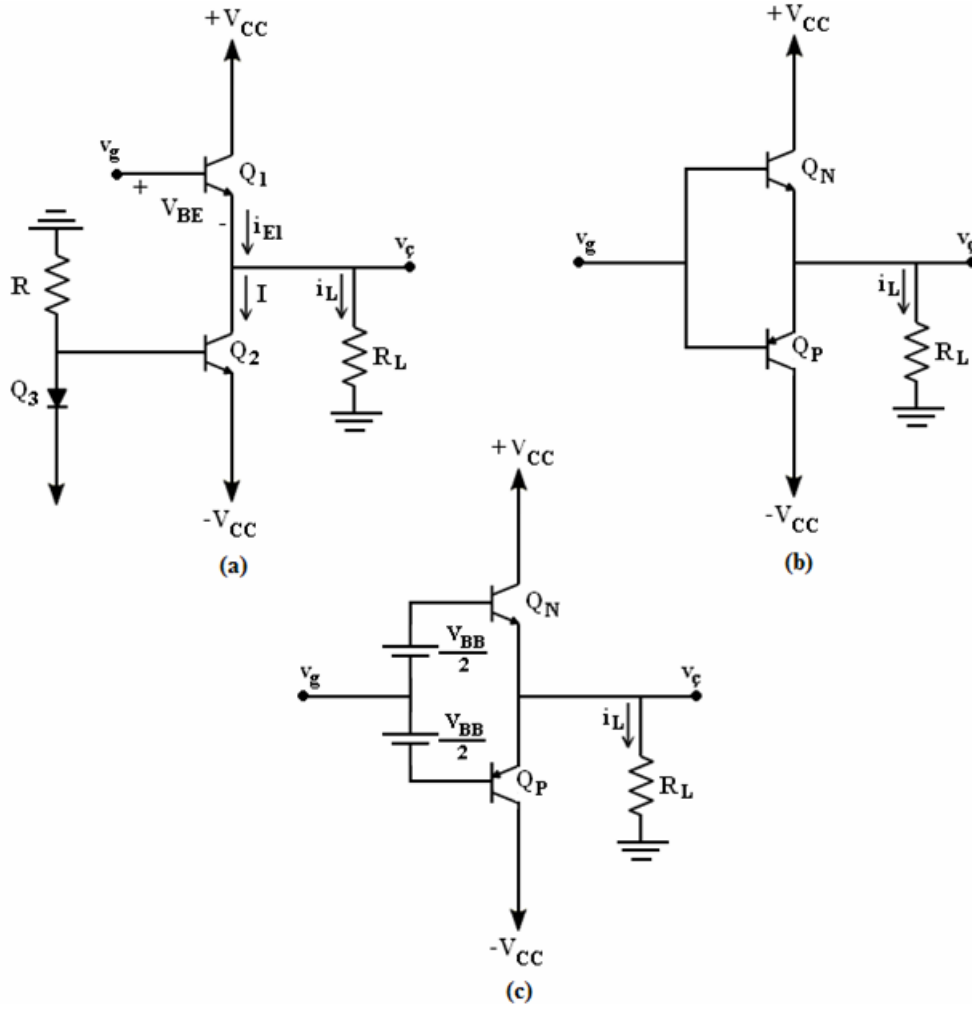
Şekil 2.4: a) Pasif gerilim modlu filtre b)Aktif gerilim modlu filtre



Şekil 2.5: a)Pasif akım modlu filtre b)Aktif akım modlu filtre

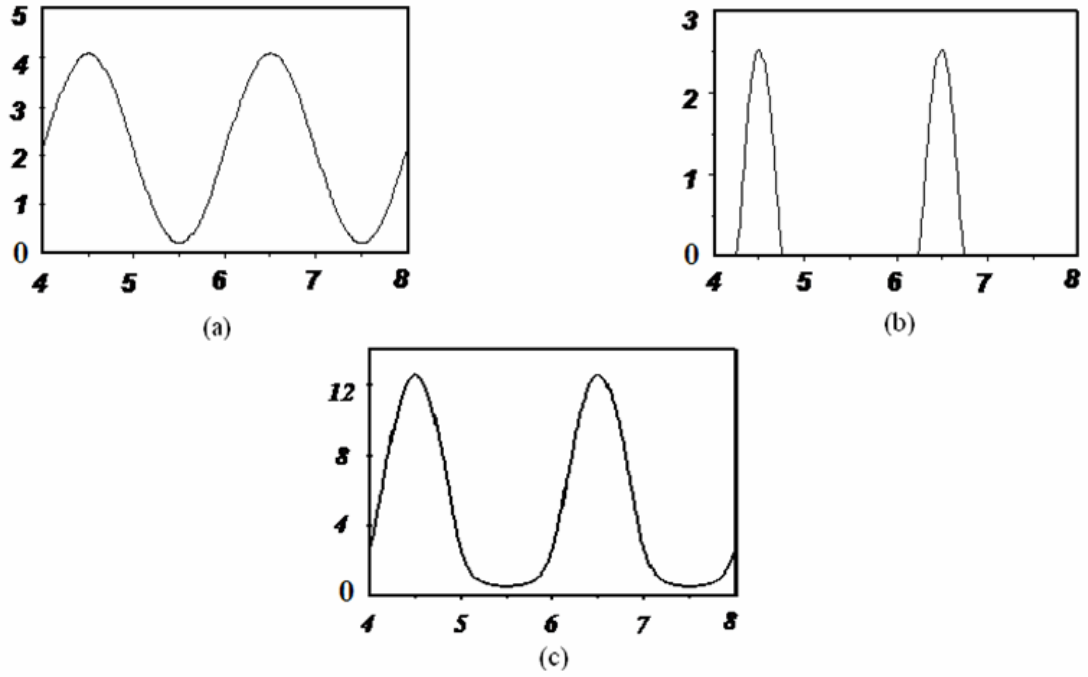
2.3.5 Sınıflarına Göre

Güç yükselteçlerinin özellikle çıkış katındaki transistörlerin iletme geçme durumlarına göre çıkış katı yükselteçlerini sınıflandırmak mümkündür. Bu konuda çıkış yükselteçleri A sınıfı, B sınıfı ve AB sınıfı gibi farklı isimlerle adlandırılmaktadırlar. A sınıfı yükselteç; çıkış katındaki transistörün yeterli miktarda uygulanan DC öteleme ile her zaman aktif bölgede kalmasını sağlar. B sınıfı yükselteçte çıkış katındaki transistör uygulanan AC işaretin pozitif ve negatif bölgede olmasına göre yarım periyotta iletimde diğer yarım periyotta ise yalıtımda kalır. AB sınıfı yükselteçte ise transistöre uygulanan kutuplama akımı sifıra çok yaklaşır fakat hiçbir zaman sifıra düşmez. Dolayısıyla çıkış transistörü de hiçbir zaman tam olarak kesime gitmez. A sınıfı, B sınıfı ve AB sınıfı çıkış katları Şekil 2.5’de görüldüğü gibidir.



Şekil 2.6: a) A sınıfı, b) B sınıfı ve c) AB sınıfı çıkış katı yükselteç devreleri

Güç yükselteçlerinin çıkış katında uygulanan bu sınıflandırma logaritmik ortam filtreleri ile akım modlu filtre devrelerinde de uygulanmaya başlanmıştır. Böylece akım modlu bir filtre devresinde işlenen sinüsoidal akım bilgisi uygulanan bir DC öteleme ile tüm zamanlarda pozitif oluyorsa bu tür filtrelere A sınıfı filtre, akım bilgisi bir alternansta pozitif bir alternansta negatif olarak değişiyorsa B sınıfı filtre, akım sıfıra çok yaklaşıyor ama sıfır olmadan hep pozitif kalıyorsa AB sınıfı filtre olarak adlandırılır. Bu üç tür sınıflandırmaya ait bir transistör üzerindeki örnek akım dalga şekilleri Şekil 2.6'da görüldüğü gibidir.



Şekil 2.7: a) A sınıfı, b) B sınıfı ve c) AB sınıfı filtrelere ait transistör akımlarına ait dalga şekilleri

2.4 Filtre Transfer Fonksiyonları

Bir elektronik devrenin transfer fonksiyonunu bulmak için o devreye uygulanan giriş bilgisi ve çıkış bilgisine ihtiyaç duyulur. Transfer fonksiyonu bir devreden elde edilen çıkış bilgisinin devreye uygulanan giriş bilgisine oranıdır. Bu sebepten transfer fonksiyonunu farklı şekillerde yazmak mümkündür. Bir filtre devresine ait transfer fonksiyonu iki polinomun oranı şeklinde ifade edilebilir. Herhangi bir transfer fonksiyonunun Laplace ortamında gösterimi Denklem (2.2)'de verildiği gibi olsun.

$$H(s) = \frac{n_K s^K + n_{K-1} s^{K-1} + n_{K-2} s^{K-2} + \dots + n_0}{s^M + d_{M-1} s^{M-1} + d_{M-2} s^{M-2} + \dots + d_0} \quad (2.2)$$

Burada K transfer fonksiyonundaki pay polinomunun derecesini, n pay polinomunun katsayılarını; M payda polinomunun derecesini ve d ise payda polinomunun katsayılarını gösterir. İki polinomun oranı şeklinde ifade edilen $H(s)$ transfer fonksiyonu farklı olarak fonksiyonun kutupları ve sıfırları şeklinde Denklem (2.3)'teki gibi ifade edilebilmektedir.

$$H(s) = \frac{n_K (s - z_1)(s - z_2)(s - z_3) \dots (s - z_K)}{(s - p_1)(s - p_2)(s - p_3) \dots (s - p_M)} \quad (2.3)$$

Burada fonksiyonun pay kısmındaki, $z_1, z_2, z_3, \dots, z_K$ terimleri transfer fonksiyonunun sıfırları; payda kısmındaki, $p_1, p_2, p_3, \dots, p_M$ terimleri ise transfer fonksiyonunun kutuplarıdır. Bir transfer fonksiyonunun her bir kutbu ya da sıfırı gerçek ya da karmaşık sayı olabilir. Herhangi bir transfer fonksiyonuna ait kutup ve sıfırların koordinat düzleminde gösterilmesi ile o fonksiyona ait kutup-sıfır gösterimi elde edilmiş olur.

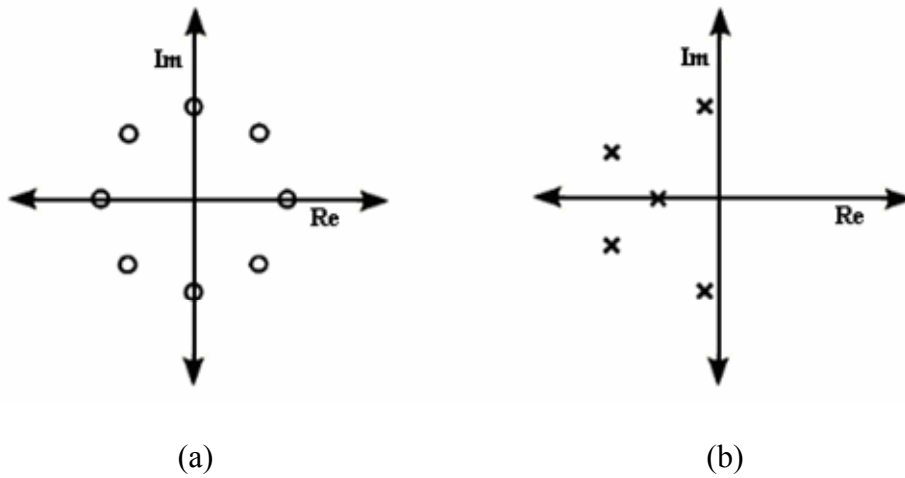
Filtre devreleri Denklem (2.2) ve Denklem (2.3)'te verilen şekillerde ifade edilebildikleri halde devrelerin gerçekleştirilmesi için bu fonksiyonların bazı koşulları sağlaması gerekmektedir. Bu koşullar ileriki kısımlarda incelenecektir.

2.4.1 Kararlılık

Bir filtre devresine ait transfer fonksiyonu tanımlanırken bu fonksiyonun sağlaması gereken iki adet kararlılık kriterleri mevcuttur. Bu kriterler sağlanmıyorsa kullanılan fonksiyon herhangi bir filtre devresine ait değildir. Bir transfer fonksiyonunda kararlılık şartının sağlanması için ilk olarak dikkat edilmesi gereken husus pay polinomunun derecesinin payda polinomunun derecesinden küçük ya da eşit olmasıdır. Yani Denklem (2.2) ve Denklem (2.3)'te verilen transfer fonksiyonlarında $K \leq M$ olmak zorundadır (Sedra ve Smith, 1998).

Bu kriteri sağlayan bir fonksiyon için daha sonra ikinci kararlılık kriteri incelenir. Bunun için transfer fonksiyonundan oluşturulan kutup-sıfır grafiğine bakılır. Sistemin kararlı olabilmesi için kutup sıfır grafiğinde tüm kutupların s düzleminin sol tarafında bulunması gereklidir. Eğer tüm kutuplar s düzleminin sol tarafında ise bu sistem kararlıdır; fakat kutuplar s düzleminin sağ tarafında ise sistem kararsızdır. Farklı bir şekilde eğer kutuplardan herhangi biri karmaşık eksen üzerinde ise sistem kritik kararlıdır.

Bir filtre devresinin kararsız ya da kritik kararlı olması hiçbir zaman istenmez, bu sebepten tasarım yapılırken transfer fonksiyonunun gerekli kararlılık şartlarını sağlamasına dikkat etmek gerekir. Kararlılık kriterini sağlayan bir transfer fonksiyonu için kutup ve sıfır dağılımlarının s düzleminde yerleşimini gösteren örnek Şekil 2.8'de verilmektedir.



Şekil 2.8: Bir filtre fonksiyonu için mümkün olabilecek a) Sıfır gösterimi
b) Kutup gösterimi

2.4.2 Birinci Dereceden Filtre Fonksiyonları

Birinci dereceden genel bir filtreye ait transfer fonksiyonu Denklem (2.4)'te görüldüğü gibidir.

$$H(s) = \frac{n_1 s + n_0}{s + d_0} = \frac{n_1 s + n_0}{s + \omega_0} \quad (2.4)$$

Bu denklemde görüldüğü gibi ω_0 açısız kutup frekansı değerini göstermektedir ve her zaman pozitiftir. En genel formda verilen birinci dereceden filtreye ait bu transfer fonksiyonunun $s = -\omega_0$ 'da bir kutbu ve $s = \frac{-n_0}{n_1}$ 'de bir sıfırı mevcuttur. Dolayısıyla verilen fonksiyonun $s = -\omega_0$ 'da mevcut olan kutbu her zaman sol yarı düzlemde bulunmaktadır ve fonksiyon her zaman kararlıdır. Diğer bir ifade ile Denklem (2.4)'deki d_0 katsayısı her zaman pozitif olmalıdır.

Denklem 2.4'te verilen transfer fonksiyonundaki n_0, n_1 katsayıları fonksiyonun temsil ettiği filtre devresinin türünü belirlemektedir. Birinci dereceden bir transfer fonksiyonu katsayılarına göre Denklem (2.5.a)'da alçak geçiren filtre, Denklem (2.5.b)'de yüksek geçiren filtre, Denklem (2.5.c)'de tüm geçiren filtre, Denklem (2.5.d)'de genel filtre olarak gösterilmektedir.

$$H(s) = \frac{n_0}{s + \omega_0} \quad (2.5.a)$$

$$H(s) = \frac{n_1 s}{s + \omega_0} \quad (2.5.b)$$

$$H(s) = n_1 \frac{s - \omega_0}{s + \omega_0} \quad (2.5.c)$$

$$H(s) = \frac{n_1 s + n_0}{s + \omega_0} \quad (2.5.d)$$

Denklem (2.5)'te transfer fonksiyonunun pay parametrelerinin durumuna göre elde edilen filtre türünün nasıl değiştiği görülmektedir. Belirtilen bu filtre türlerinin her biri

transfer fonksiyonu parametrelerinin aldığı değerlere göre aynı kutup değerine ancak farklı sıfır değerlerine sahiptirler. Denklem (2.4)'te verilen filtre türlerinin içerisinde tüm geçiren filtrenin özel bir durumu vardır; bu da tüm geçiren filtrenin kutup ve sıfırlarının $j\omega$ eksenine göre simetrik olmasıdır (Sedra ve Smith, 1998).

2.4.3 İkinci Dereceden Filtre Fonksiyonları

İkinci dereceden bir filtreye ait transfer fonksiyonun en genel formda gösterimi Denklem (2.6)'da görülmektedir.

$$H(s) = \frac{n_2s^2 + n_1s + n_0}{s^2 + d_1s + d_0} = \frac{n_2s^2 + n_1s + n_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.6)$$

Burada belirtilen bütün pay ve payda katsayıları birinci dereceden filtre devrelerinde olduğu gibidir. Farklı olarak payda polinomunda yer alan Q değeri kalite faktörüdür. İkinci dereceden bir filtre fonksiyonunda birinci dereceden filtrelerde olduğu gibi n_0, n_1, n_2 katsayıları filtrenin sıfırlarını ve türünü belirlerken payda katsayıları ise filtrenin kutuplarını ve Q kalite faktörünü belirler. İkinci dereceden filtre devrelerinin transfer fonksiyonları belirlenirken payda polinomunda görülen katsayıların açılal frekans ve kalite faktörü değerlerinden oluştuğu ve bu değerlerin her zaman pozitif olduğu dikkat çekmektedir. Bu durum ikinci dereceden genel formda verilen transfer fonksiyonunun kutuplarının koordinat ekseninin sol tarafında kaldığını ve dolayısıyla transfer fonksiyonunun her zaman kararlılık kriterini sağladığını göstermektedir. Diğer bir ifade ile Denklem (2.6)'daki d_1 ve d_0 katsayıları her zaman pozitif olmak zorundadır.

İkinci dereceden bir filtre tasarlanırken transfer fonksiyonundaki n_0, n_1, n_2 katsayılarına göre sekiz farklı türde filtre fonksiyonu elde edilmektedir. Bu türlere ait transfer fonksiyonları Denklem (2.7.a)'da alçak geçiren filtre, Denklem (2.7.b)'de

yüksek geçiren filtre, Denklem (2.7.c)'de band geçiren filtre, Denklem (2.7.d)'de çentik filtre, Denklem (2.7.e)'de alçak geçiren çentik filtre, Denklem (2.7.f)'de yüksek geçiren çentik filtre, Denklem (2.7.g)'de tüm geçiren filtre ve Denklem (2.7.h)'de genel filtre olarak görülmektedir.

$$H(s) = \frac{n_0}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.7.a)$$

$$H(s) = \frac{n_2 s^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.7.b)$$

$$H(s) = \frac{n_1 s}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.7.c)$$

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.7.d)$$

$$H(s) = n_2 \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}, \quad \omega_n \geq \omega_0 \quad (2.7.e)$$

$$H(s) = n_2 \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}, \quad \omega_n \leq \omega_0 \quad (2.7.f)$$

$$H(s) = n_2 \frac{s^2 - s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (2.7.g)$$

$$H(s) = n_2 \frac{n_2 s^2 + n_1 s + n_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.7.h)$$

Genel olarak filtre devreleri incelenirken band durduran filtreler farklı bir tür olarak karşımıza çıkmaktadır. Band durduran filtre devrelerinde genellikle bir tek frekans değeri için keskin bir zayıflatmanın olduğu özel filtrelere çentik filtre denir. En çok kullanılan band söndüren filtre türü de çentik filtrelerdir.

İkinci dereceden filtrelerde Denklem (2.7.d), (2.7.e), (2.7.f)'de karşımıza çıkan çentik türden filtrelerin özelliği transfer fonksiyonun sıfırlarının $j\omega$ ekseninde olmasıdır. Eksen $j\omega$ üzerindeki bu sıfırların konumlarına göre ise filtreler kendi içerisinde gruplara ayrılmaktadır. Eğer $\omega_n = \omega_0$ ise çentik filtre, $\omega_n \geq \omega_0$ ise alçak geçiren çentik filtre, $\omega_n \leq \omega_0$ ise yüksek geçiren çentik filtre devreleri elde edilmektedir (Sedra ve Smith, 1998).

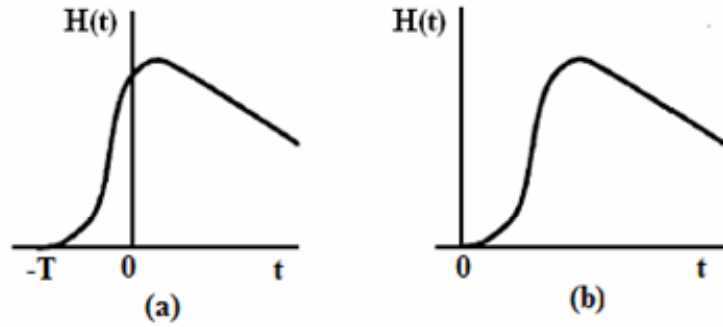
2.5 Filtre Devrelerinde Yaklaşım Problemi

Analog ve dijital filtre devreleri tasarlanırken aşılması gereken önemli adımlardan biri yaklaşım probleminin çözümüdür. Yaklaşım probleminde asıl amaç tasarlanacak olan filtre devresinin çıkış karakteristiğini ideal karakteristiğine mümkün olduğunca yakın elde edebilmektir.

Bir elektronik devre incelenirken yapılan analizlerden elde edilen sonuçlar o devrenin performansını değerlendirebilmek için oldukça önemlidir. Analiz sonucunda devre ideale ne kadar yakın çıkarsa performansının o oranda iyi olduğu anlaşılır. Filtre devrelerinde de analiz sonuçlarını etkileyen üç önemli parametre mevcuttur. Bunlar nedensellik, rasyonellik ve kararlılıktır (Deliyannis ve diğ., 1999). Kararlılık kriteri Kısım 2.4.1'de açıklanmış olup diğer iki kriter takip eden kısımlarda açıklanacaktır.

2.5.1 Nedensellik

Bir devrenin nedensel olup olmadığını anlamak için birim darbe fonksiyonu cevabına bakılır. Eğer birim darbe fonksiyonu cevabı $t < 0$ için sıfıra eşit ise sistem nedenseldir; $t < 0$ için birim darbe fonksiyonu cevabı sıfıra eşit değil ise sistem nedensel değildir. Nedensel ve nedensel olmayan iki sisteme ait birim darbe fonksiyonu cevapları Şekil 2.9'da görülmektedir.



Şekil 2.9: (a) Nedensel olmayan sistem çıkışı (b) Nedensel olan sistem çıkışı

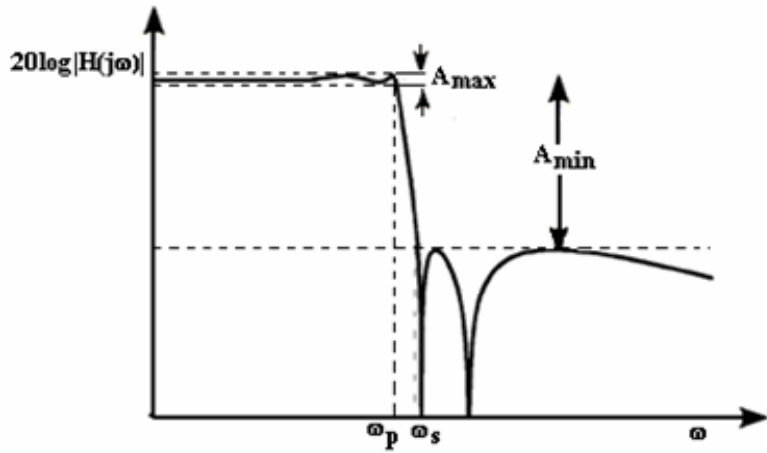
Şekil 2.9.a.'da birim darbe cevabı verilen fonksiyonun nedensel olmadığı ve dolayısıyla gerçekleştirilemez olduğu, Şekil 2.9.b.'de verilen fonksiyon ise nedensel olduğu ve dolayısıyla gerçekleştirilebileceği görülmektedir (Deliyannis ve diğ., 1999).

2.5.2 Rasyonellik

Filtre devrelerinin analizini etkileyen bir diğer kriter ise rasyonelliktir. Bir fonksiyonun gerçekleştirilebilmesi için laplace ortamı ifadesinin rasyonel olması gereklidir. Zaten filtre devrelerinin laplace ortamı ifadeleri genellikle iki polinomun birbirine oranı olarak ifade edildiği için rasyoneldir.

2.6 Filtre Devrelerinde Yaklaşım Probleminin Çözümü

Filtre devrelerinde bir filtreye ait özellikler, geçiş bandı frekansı ω_p , durdurma bandı frekansı ω_s , geçiş bandında izin verilen en fazla zayıflama değeri A_{max} , durdurma bandında elde edilen en düşük zayıflama değeri A_{min} ile tanımlanmaktadır. Belirtilen bu değerler alçak geçiren bir filtre için Şekil 2.10'da gösterilmektedir.



Şekil 2.10: Alçak geçiren bir filtrenin genlik cevabı

Bir filtre devresi tasarlanırken kullanılan yaklaşım yöntemleri birbirinden farklı genlik cevapları oluştururken bunlara ait kapalı formda denklemlere sahiptirler. Tüm yaklaşım çeşitleri için belirlenen denklemlerde A_{max} , A_{min} , ω_p , ω_s değerleri kullanılarak filtre devresi belirlenir. Filtre devrelerinin tasarımında en yaygın kullanılan yaklaşım yöntemleri şu şekildedir.

2.6.1 Butterworth Yaklaşımı

Butterworth filtre yaklaşımı 1930 yılında S. Butterworth adlı bir mühendis tarafından ortaya atılmıştır. Butterworth yaklaşımı tasarlanacak olan filtrenin genlik cevabının iletim bandının en yüksek doğrusallığa sahip olmasını amaçlamaktadır. Dolayısıyla

iletim bandında herhangi bir bozulma ya da dalgalanmaya sahip değildir. N . dereceden bir Butterworth filtrenin genlik cevabı Denklem (2.8)'de verilmiştir (Sedra ve Smith, 1998).

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2N}}} \quad (2.8.a)$$

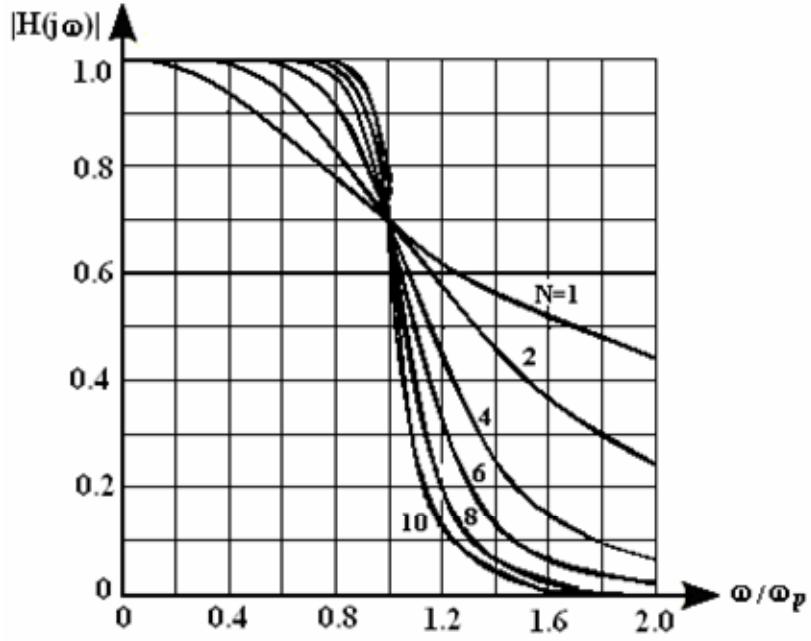
$$\varepsilon = \sqrt{10^{A_{max}/10} - 1} \quad (2.8.b)$$

Burada ε görüldüğü gibi A_{max} cinsinden bir parametre ve ω_p iletim frekansı olarak verilmiştir. Denklem (2.8.a)'da $\omega = \omega_p$ alınarak transfer fonksiyonunun iletim frekansındaki kazancı bulunmuş olunur. Buradan da A_{max} değeri Denklem (2.9)'da verildiği gibi bulunur. Bununla birlikte Butterworth yaklaşımında tasarlanacak olan bir filtre devresine ait minimum hata değeri A_{min} , iletim frekansı ω_p , durdurma frekansı ω_s ve filtre derecesi (N) cinsinden Denklem (2.10)'da verilen ilişki ile hesaplanır.

$$A_{max} = 20 \log \sqrt{1 + \varepsilon^2} \quad (2.9)$$

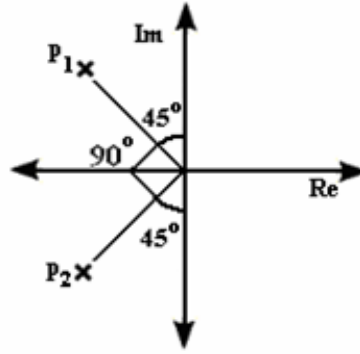
$$A_{min} = -20 \log \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \left(\omega_s / \omega_p\right)^{2N}}} \right] \quad (2.10)$$

Butterworth yaklaşımının farklı derecelerdeki alçak geçiren filtrelere uygulanmasıyla elde edilen genlik cevapları Şekil 2.11'de görülmektedir (Sedra ve Smith, 1998).



Şekil 2.11: Farklı derecelerdeki Butterworth filtrelerinin genlik cevapları

Butterworth yaklaşımı kullanılarak bir filtre devresi tasarlanırken, filtreye ait A_{\max} , A_{\min} , ω_p , ω_s değerlerinin bilinmesi filtre devresine ait transfer fonksiyonuna ve dolayısıyla tasarımına ulaşmak için yeterli olacaktır. Belirtilen değerler bilindiği takdirde Butterworth yaklaşımı kullanılarak tasarım yapmak için ilk olarak Denklem (2.9) kullanılarak ε değeri elde edilir. Daha sonra A_{\min} , ω_p , ω_s ve ε değerleri Denklem (2.10)'da yerlerine konarak filtrenin derecesi N elde edilir. Örneğin verilen A_{\max} , A_{\min} , ω_p , ω_s değerlerine göre bu devrede $\varepsilon = 1$ ve $N = 2$ olarak bulunmuş olsun. Bu durumda filtre transfer fonksiyonunun kutupları arasındaki açı $Q = \frac{180}{N} = \frac{180}{2} = 90^\circ$ olarak bulunur ve filtrenin kutup dağılımı Şekil 2.12'de görüldüğü gibi olur. Daha sonra kutupların x eksenine yaptığı açı kullanılarak p_1 ve p_2 kutuplarının değerleri Denklem (2.11)'de görüldüğü gibi bulunur.



Şekil 2.12: 2. dereceden bir filtreye ait p_1 ve p_2 kutupları

$$p_{1,2} = \omega_0 [\cos(135) \mp j \sin(135)]$$

$$p_{1,2} = \omega_0 \left[-\frac{\sqrt{2}}{2} \mp j \frac{\sqrt{2}}{2} \right] \quad (2.11)$$

Kutupları p_1 ve p_2 olan 2. dereceden bir filtre devresinin transfer fonksiyonu Denklem (2.12)'de görüldüğü gibidir. Bu şekilde genlik cevabına ait bazı verileri bilinen filtre devresinin transfer fonksiyonu Butterworth yaklaşımı kullanılarak elde edilmiş olur.

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{(s - p_1)(s - p_2)} \quad (2.12)$$

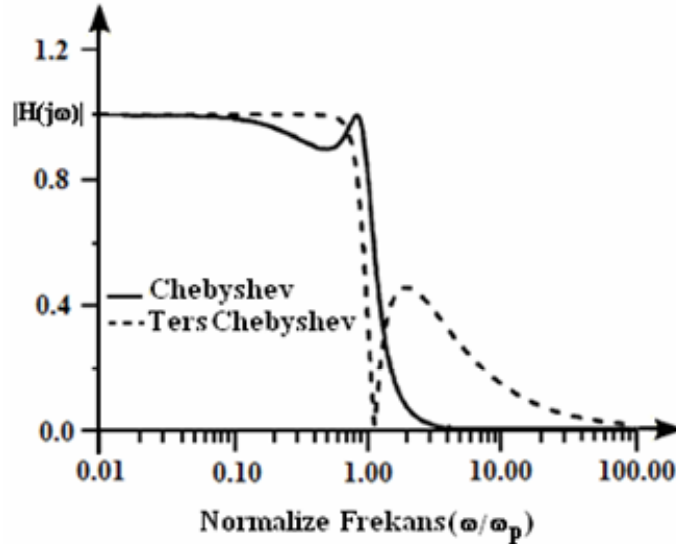
$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_0 s + \omega_0^2}$$

2.6.2 Chebyshev Yaklaşımı

Chebyshev yaklaşımı bir Rus matematikçi olan P.L.Chebyshev tarafından ortaya atılmış ve ilk kez 1899 yılında kullanılmıştır. Chebyshev filtre yaklaşımına göre tasarlanan filtrenin genlik cevabında iletim bandı kısmında filtrenin derecesine göre değişen dalgalanmalar görülmektedir. İletim bandındaki bu dalgalanmalar Chebyshev yaklaşımını diğer yaklaşım türlerinden ayıran bir özelliktir.

2.6.3 Ters Chebyshev Yaklaşımı

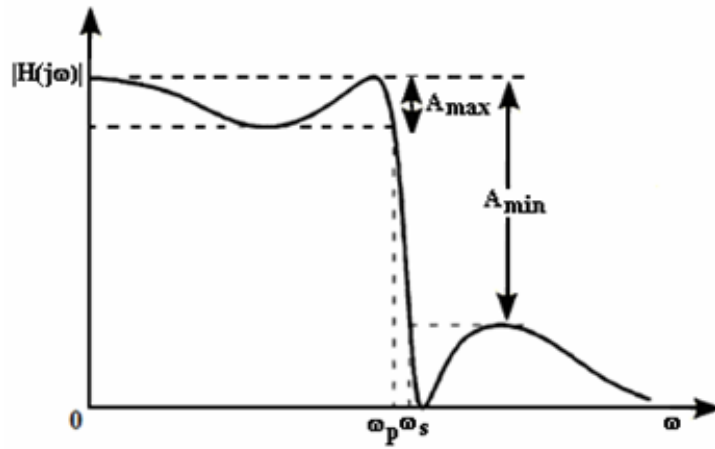
Ters Chebyshev filtre yaklaşımına göre tasarlanan filtrenin genlik cevabına bakıldığında diğer yaklaşımlardan farklı olarak durdurma bandı kısmında filtrenin derecesine göre değişen dalgalanmalar görülmektedir. Üçüncü dereceden bir Chebyshev ve Ters Chebyshev filtrelerine ait birer örnek genlik cevabı aynı şekil üzerinde Şekil 2.13’de görülmektedir (Deliyannis ve diğ., 1999).



Şekil 2.13: Üçüncü dereceden Chebyshev ve Ters Chebyshev fonksiyonlarına ait genlik cevapları

2.6.4 Eliptik Filtre Yaklaşımı

Eliptik filtre yaklaşımına göre tasarlanan filtrenin genlik cevabının iletim bandı ve durdurma bandı kısımlarının her ikisinde de filtrenin derecesine bağlı olarak değişen dalgalanmalar görülmektedir. Üçüncü dereceden Eliptik bir filtreye ait genlik cevabı Şekil 2.13'te görülmektedir (Deliyannis ve diğ., 1999).



Şekil 2.14: Üçüncü dereceden Eliptik filtre genlik cevabı

ÜÇÜNCÜ BÖLÜM

LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİ VE TEMEL KAVRAMLARI

3. LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİ VE TEMEL KAVRAMLARI

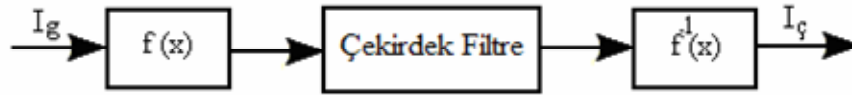
3.1 ELIN (Externally Linear Internally Nonlinear) Sistemler

Bir sistemde doğrusallık en önemli ve avantajlı özelliklerden biridir. Bu sebepten tasarlanan devrelerin doğrusal bir davranışa sahip olması o devre hakkında geleceğe yönelik çalışma şekillerinin ve bazı tahminlerin yapılması konusunda oldukça avantajlıdır. Bununla birlikte herhangi bir devre tasarlanırken kullanılacak elemanlar her zaman doğrusal davranışa sahip olmayabilir. Transistör, işlemsel yükselteç gibi bazı elemanlar doğrusal olmayan karakteristiğe sahiptirler ve elektronik devrelerin önemli ve çok kullanılan elemanlarıdır. Doğrusallığın bir devre için önemli bir kriter olması ve en çok kullanılan elemanların doğrusal olmayan karakteristiğe sahip olması bilim adamlarını doğrusal olmayan elemanlar kullanarak doğrusal davranışa sahip sistem tasarımı üzerine çalışmaya itmiştir (Tsividis, 1998).

Doğrusal olmayan elemanlar kullanılarak giriş işareti ile çıkış işareti arasında istenilen doğrusallığın sağlanması için kullanılan farklı yaklaşımlar mevcuttur. Bu yaklaşımlardan birisi sistemde kullanılan doğrusal olmayan elemanların tek tek doğrusallaştırılması ve bu şekilde sistemin tamamen doğrusal hale getirilmesidir. Fakat bu oldukça zahmetli ve zor bir yöntemdir. Bu şekilde devrede kullanılan her bir eleman ayrı ayrı doğrusallaştırılır. Bu yöntemin bütün sisteme uygulanması durumunda özellikle fazla eleman içeren sistemlerde fazla vakit ve emek gerekmektedir.

Bu konuda uygulanan farklı bir yaklaşım ilk kez 1979 yılında Adams tarafından ortaya atılmıştır (Adams, 1979). Adams'ın bu yaklaşımına göre doğrusal olmayan bir

sistem eleman karakteristikleri değiştirilmeden giriş ve çıkış işaretleri arasındaki doğrusallık korunarak çalıştırılabilmektedir. Bu işlemler gerçekleştirilirken giriş işareti doğrusal olmayan bir fonksiyona uygulanarak sisteme iletilir ve daha sonra doğrusal olmayan karakteristiğe sahip elemanlardan oluşan sistemde işlenir, sistem çıkışında ise işlenmiş olan işaret girişte kullanılan fonksiyonun tersi bir fonksiyona uygulanarak çıkış işareti elde edilir (Tsividis ve diğ., 1990, Tsividis, 1998). Bu şekilde elemanların doğrusal olmayan özellikleri korunarak giriş ve çıkış işaretleri arasındaki doğrusallık korunmuş olur . Bu yöntem kullanılarak elde edilen *Doğrusal Davranışlı Doğrusal Olmayan* (ELIN) bir filtre devresinin genel olarak gösterimi Şekil 3.1'deki gibidir.



Şekil 3.1: Bir ELIN filtrenin genel gösterimi

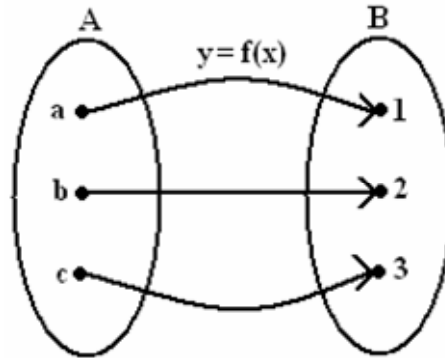
Genel olarak ELIN devrelere ait örneklere bakıldığında en çok doğrusal olmayan karakteristikli elemanlar içeren logaritmik ortam filtrelerinin bulunduğu görülmektedir (Adams, 1979, Frey, 1993a). Bunlardan başka MOS transistörler kullanılarak tasarlanan karekök ortamı devreleri (Mulder ve diğ., 1996), anlık genlik uygunlaştırmalı ve zarfsal genlik uygunlaştırmalı filtre devreleri (Tsividis ve diğ., 1990, Tsividis, 1997, Tsividis, 1998) ve anahtarlama kapasitörlü filtre devreleri de önemli ELIN filtre devrelerindedir.

3.2 Logaritmik Ortam Kavramı

Filtre devrelerinde yeni bir sınıf olarak Logaritmik ortam filtreleri fikri ilk kez 1979 yılında Adams tarafından sunulmuştur (Adams, 1979). Logaritmik ortam filtrelerinin önemli özelliği doğrusal olmayan bir ortamda filtreleme yapmalarıdır. Logaritmik ortam filtreleri doğrusal bir transfer fonksiyonuna sahip olmalarının yanında doğrusal olmayan bir ortamda gerçekleşirler (Frey, 1993a).

Logaritmik ortamda filtreleme işlemi yapılırken ilk olarak ortam değişikliği yapılması gerekmektedir. Ortam değişikliği bazı matematiksel işlemlerde kolaylık sağlamak amacıyla yapılır. Ortam değişikliğinin yapılabilmesi için gerekli olan en önemli kriter bir aktarım fonksiyonudur. Bilindiği gibi bir aktarım fonksiyonu aracılığı ile herhangi bir büyüklük, başka bir büyüklüğe çevrilebilir. Bir ortamdan başka bir ortama geçilmesi istendiğinde bu durumu ifade edebilecek matematiksel bir aktarım fonksiyonu tanımlanmasına ihtiyaç vardır. Fakat tanımlanan bu aktarım fonksiyonu genel olarak bazı şartları sağlamalıdır.

İki ortam arasında geçiş yapabilmek için kullanılacak olan aktarım fonksiyonunun sağlaması gereken en önemli şart birebir ve örten bir fonksiyon olmasıdır. Bu özellik matematiksel olarak bir fonksiyonun tersi olan başka bir fonksiyonun var olabilmesi için birebir ve örten olma şartını sağlaması gerekliliği ile ilgilidir. Bir $f(x)$ fonksiyonunun birebir olması demek Şekil 3.2’de gösterilen A kümesindeki her bir elemanın B kümesindeki yalnız bir eleman ile eşleşmiş olması demektir. Aynı fonksiyonunun örten olması ise tanım kümesi olan A kümesinde açıkta eleman kalmaması demektir. Eğer bir fonksiyon birebir ve aynı zamanda örten ise A kümesi ve B kümesinin her ikisinde de açıkta eleman kalmıyor demektir. Bu özellikleri sağlayan bir $f(x)$ fonksiyonunun şematik olarak gösterimi Şekil 3.2’de görülmektedir.



Şekil 3.2: Birebir ve örten bir $f(x)$ fonksiyonu

Belirtildiği gibi matematiksel olarak ortam değişikliği yapabilmek için kullanılan aktarım fonksiyonu ya her durumda birebir ve örten olmalı; ya da birebir ve örten

olduğu belli bir aralık mutlaka olmalıdır. Böyle bir durumda fonksiyonun birebir ve örten olduğu aralıkta sistem çalıştırılır ve bu durumda ortam değişikliği yapılabilir. Kullanılan fonksiyonun sağlaması istenen bu özellikler ELIN sistemlerin temel mantığı gereğidir.

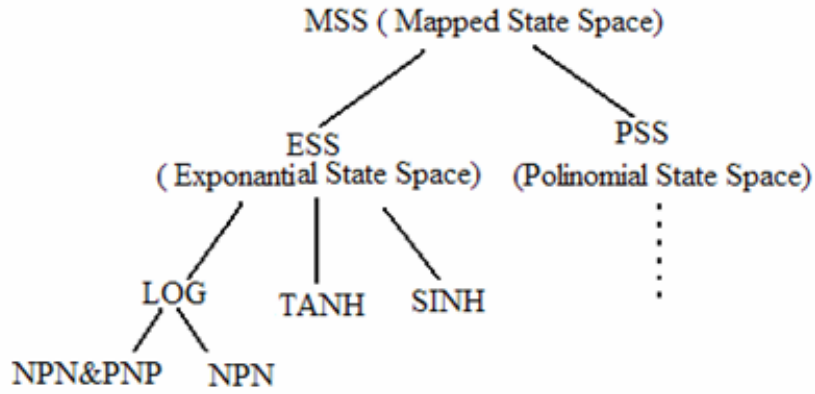
Ortam değişikliği yapılırken Şekil 3.1’de görülen sistematik izlenir. Yani ilk olarak giriş işareti bir aktarım fonksiyonundan geçirilerek farklı bir ortama geçiş sağlanır, daha sonra işaret bu farklı ortamda işlenir, son olarak ta çıkış kısmında işlenmiş olan işaret başlangıçta kullanılan fonksiyonun tersi bir fonksiyondan geçirilerek ilk ortama geri dönüş sağlanmış olur. Bu durumda sistemde kullanılan doğrusal olmayan elemanlar doğal karakteristiklerini korurken, giriş ile çıkış işaretleri arasındaki doğrusallık da korunmuş olur.

Sürekli zamanlı aktif filtreler sınıfının bir üyesi olan logaritmik ortam filtreleri ismini ortam değişikliğinde kullanılan aktarım fonksiyonundan almışlardır. Logaritmik ortam filtrelerinde aktarım fonksiyonu olarak logaritma fonksiyonu kullanılmaktadır. Bir logaritmik ortam filtresinin blok gösterimi Şekil 3.3’te görülmektedir.



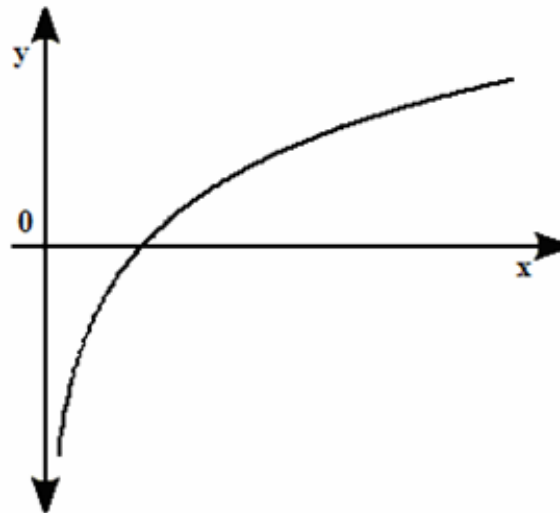
Şekil 3.3: Logaritmik ortam filtresi blok gösterimi

Logaritmik ortam filtrelerinde olduğu gibi farklı ortamlar kullanılarak tasarlanan devreler ortam değişikliği sırasında kullanılan aktarım fonksiyonu çeşitlerine göre gruplara ayrılmaktadırlar. Bu gruplandırma yapılırken kullanılan aktarım fonksiyonu en genel olarak ikiye ayrılır. Kullanılan fonksiyon polinom şeklinde ise polinom durum uzayı gösterimi, üstel şekilde ise üstel durum uzayı gösterimi olarak adlandırılır. Bu türlerde aktarım fonksiyonları da yine kendi içinde farklı grupları oluşturmaktadır. Aktarım fonksiyonu türlerine göre yapılan bu gruplandırma Şekil 3.4’te görülmektedir.



Şekil 3.4: Aktarım fonksiyonlarına göre sınıflandırma

Şekil 3.5'te görülen logaritma fonksiyonu incelendiğinde x ekseninin pozitif kısmında fonksiyonun birebir ve örten olduğu; negatif kısmında ise birebir ve örten olmadığı anlaşılmaktadır. Bu durum bize logaritma fonksiyonunun $x > 0$ olduğu sürece aktarım fonksiyonu olarak kullanılabilceğini göstermektedir. Diğer bir ifadeyle giriş işareti sıfırdan büyük olması ile logaritma fonksiyonu aktarım fonksiyonu olarak kullanılabilir. Dolayısı ile logaritmik ortam devrelerinde tasarım yapılırken giriş işareti herhangi bir bölgede negatif ya da sıfır oluyorsa mevcut işareti pozitif çekmenin yollarını bulmak gerekmektedir.



Şekil 3.5: Logaritma fonksiyonu

3.3 Logaritmik Ortam Filtrelerinin Özellikleri

1990'lerden günümüze logaritmik ortam filtreleri hakkında çok fazla çalışma yapılmış olması, bu filtrelerin yeni bir yaklaşım olması ve diğerlerine göre bazı önemli özellikleri içerisinde barındırıyor olmasından kaynaklanmaktadır. Bir filtre devresine ihtiyaç duyulduğunda o filtrenin bir çok özelliğe sahip olması istenir; fakat bunların hepsini birlikte bulunduran bir tasarım henüz mevcut olmadığından bazı kriterleri göz ardı etmek gerekmektedir. Bu yönüyle bakıldığında logaritmik ortam filtreleri pek çok özelliği ile avantajlı bir tasarım sunmaktadır.

Logaritmik ortam filtreleri tasarımında kullanılan elemanlar açısından aktif filtreler sınıfında yer almaktadır. Bu filtreler tamamen transistör, akım kaynağı ve kondansatör elemanları kullanılarak yapılmasından dolayı aktif filtredir ve entegre teknolojisine uygundur. Günümüze kadar farklı entegre teknolojileri kullanılarak tasarlanmış ve çalışmasında iyi performans verdiği gözlemlenmiş pek çok logaritmik ortam filtresi geliştirilmiştir (Frey, 1996b, Krishnapura ve Tsvividis, 2001).

Logaritmik ortam filtreleri işaretini doğrusal olmayan ortamda işlemektedir. Bununla birlikte logaritmik ortam filtreleri giriş-çıkış işaretleri arasında doğrusal bir ilişkiye sahiptirler. Bu doğrusal çalışma ortamı sağlanırken tasarımında kullanılan transistör gibi doğrusal olmayan davranışa sahip elemanların doğal karakteristikleri korunmaktadır. Bu özellik logaritmik ortam filtrelerinin en önemli ve seçkin özelliklerinden biri olan girişte uygulanan fonksiyonun tasarımda kullanılan elemanların akım-gerilim ilişkisine benzer seçilmesinden kaynaklanmaktadır. Bu yöntem ile elemanların doğal karakteristikleri değiştirilmeden sistem girişte bir doğrusal olmayan fonksiyondan geçirilir, devrede işlenmiş olan işaret çıkışta da aynı fonksiyonun tersi olan bir fonksiyondan geçirilir, bu şekilde giriş ile çıkış arasındaki doğrusal ilişki korunmuş olur. Bu şekilde hem kullanılan sistemin dinamik giriş aralığı yükseltilmiş olur, hem de doğrusal olmayan davranışa sahip elemanların doğal karakteristikleri korunarak elemanların kullanılabilirliği artırılmakta ve tasarımın daha kolay ve zahmetsiz olması sağlanabilmektedir. Bu özellik literatürde işaret işleme genlik uygunlaştırma tekniği

(companding in signal processing) olarak ta bilinmektedir. Bu teknik ayrıntılı olarak Kısım 3.8'de ele alınacaktır.

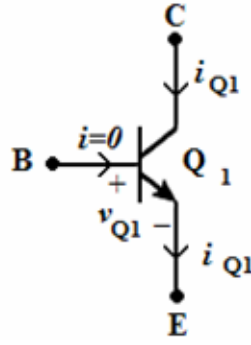
Logaritmik ortam filtreleri devrede yoğun olarak akım bilgisinin işlenmesinden dolayı akım modlu devreler sınıfına girmektedir. Dolayısı ile akım modlu devrelere ait bütün avantaj ve özelliklere sahiptirler. Bu yönü ile logaritmik ortam filtreleri yüksek frekanslarda iyi bir çalışma performansına sahiptir, devrelerin çalışma gerilimleri ve dolayısıyla ihtiyaç duyduğu güç tüketimi düşüktür, diğer bir çok devrelere göre daha az elemana ihtiyaç duyar ve dolayısıyla tasarım maliyeti daha düşüktür.

Bu özelliklerine ek olarak, logaritmik ortam filtrelerinin kutup frekansı, band içi kazancı, kalite faktörü gibi özellikleri elektronik olarak ayarlanabilmektedir. Bu ayarlanabilir özellikler genelde devrede bulunan akım kaynakları ile sağlanmaktadır.

Bütün bu özelliklerinin yanında logaritmik ortam filtreleri farklı işaret işleme sınıflarında tasarlanabilme ve çalışma özelliğine sahiptir. Bu filtreler A sınıfı, B sınıfı ve AB sınıfı yapılarda kolaylıkla tasarlanabilmekte ve bu tasarımlar logaritmik ortam filtrelerine ayrı bir çeşitlilik getirmektedir (Frey, 1993b, Tola ve Frey, 2000, Arsalanalp, 2003).

3.4 İdeal Transistör

Şekil 3.5'te verilen logaritma fonksiyonu aynı zamanda ideal bir transistörün uç denklemlerini de ifade etmektedir. Yani bir transistörün kollektör akımı ile beyz-emiter gerilimi arasındaki ilişki de bir logaritma fonksiyonu ile tanımlanmaktadır. Şekil 3.6'da görülen ideal transistörün uç denklemleri Denklem (3.1)'de verildiği gibidir.



Şekil 3.6: İdeal transistör modeli

$$i_Q = I_s e^{v_Q/V_T} \quad (3.1.a)$$

$$v_Q = V_T \ln\left(\frac{i_Q}{I_s}\right) \quad (3.1.b)$$

Burada i_Q transistör üzerinden akan kollektör akımını, v_Q transistörün beyz-emiter arası gerilimini, I_s saturasyon akımı ve V_T ısıl gerilimi göstermektedir. Bir transistörün ısıl gerilimi Denklem (3.2)'de görüldüğü gibidir.

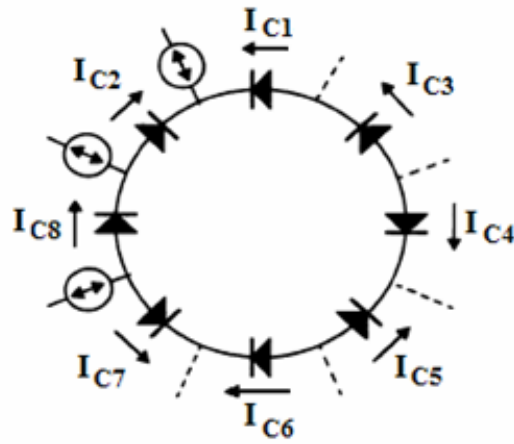
$$V_T = \frac{k.T}{q} \quad (3.2)$$

Burada k = Boltzmann sabiti, T = kelvin türünde sıcaklık değeri ve q = elektron yüküdür. ısıl gerilim oda sıcaklığında yaklaşık olarak 25mV olarak kabul edilir.

Denklem (3.1) incelendiğinde bu eşitliklerin matematiksel olarak gerçekleştirilmesi için i_Q akım değerinin her zaman pozitif olması gerektiği görülmektedir. Bu da transistörün giriş akımının her zaman pozitif olması anlamına gelir. Bu durum da bize logaritmik ortam filtrelerinde kullanılan ideal transistörün devamlı suretle aktif bölgede çalışması gerektiğini göstermektedir.

3.5 Translineer Prensibi

Translineer prensibi 1975 yılında Gilbert tarafından ortaya atılmıştır (Gilbert, 1975). Bu prensibe göre her biri aktif bölgede çalışan ($i_Q > 0$ ve $v_Q > 0$), birbirlerine kapalı bir çevrim oluşturacak şekilde bağlanmış transistörlerin gerilimleri arasında doğrusal olmayan bir ilişki bulunduğu halde akımları arasında doğrusal bir ilişki mevcuttur.



Şekil 3.7: Translineer devre

Translineer prensibi en genel olarak matematiksel tanımı Şekil 3.7’de görülen kapalı çevrim devresi üzerinde anlatılabilir. Bu devrede saat yönünde ileri olarak kutuplanmış elemanların sayısı $N1$, saatin tersi yönde kutuplanmış elemanların sayısını ise $N2(=N-N1)$ ile gösterelim. Translineer prensibi Şekil 3.7’de görülen devreye Kirchhoff gerilimler kanununu uyguladığımızda, her bir jonksiyon üzerindeki V_{BE} gerilimleri toplamının sıfır olmasını tanımlar (Gilbert, 1975, Leung, 1998). Bu eşitlik Denklem (3.3.a.)’da beyz-emiter gerilimi ve Denklem (3.3.b.)’de kollektör akımı türünden görülmektedir (Leung, 1998).

$$\sum_{k=1}^{N1} V_{BE,2k} - \sum_{k=1}^{N2} V_{BE,2k-1} = 0 \quad (3.3.a)$$

$$\sum_{k=1}^{N1} V_{T,2k} \ln\left(\frac{I_{C,2k}}{I_{s,2k}}\right) - \sum_{k=1}^{N2} V_{T,2k-1} \ln\left(\frac{I_{C,2k-1}}{I_{s,2k-1}}\right) = 0 \quad (3.3.b)$$

Denklem (3.3.b.)’de görülen V_T ısıl gerilim değerinin aynı ortamda bulunan transistörler için eşit olduğunu düşünürsek ve her iki tarafın ters logaritmasını alırsak eşitlik sırasıyla Denklem (3.4)’de görülen şekilde değişir (Leung, 1998).

$$\sum_{k=1}^{N1} \ln\left(\frac{I_{C,2k}}{I_{s,2k}}\right) - \sum_{k=1}^{N2} \ln\left(\frac{I_{C,2k-1}}{I_{s,2k-1}}\right) = 0 \quad (3.4.a)$$

$$\prod_{k=1}^{N1} \left(\frac{I_{C,2k}}{I_{s,2k}}\right) \cdot \prod_{k=1}^{N2} \left(\frac{I_{s,2k-1}}{I_{C,2k-1}}\right) = 1 \quad (3.4.b)$$

Burada $N1=N2$ olduğunu kabul edersek, $N=N1+N2$ den $N1=N2=N/2$ olur. Bu durumda eşitlikteki saturasyon akımlarının oranı Denklem (3.5)’te görüldüğü gibi olsun (Leung, 1998).

$$\prod_{k=1}^{N/2} \left(\frac{I_{s,2k}}{I_{s,2k-1}}\right) = \lambda \quad (3.5)$$

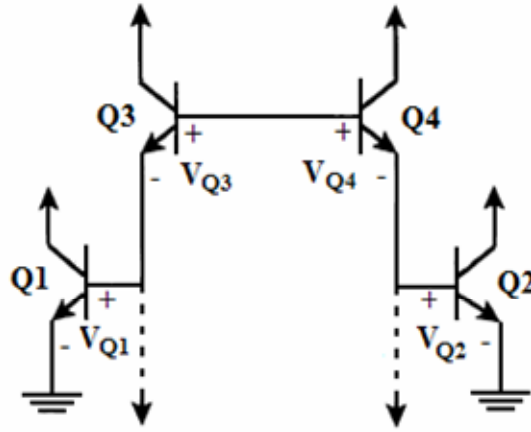
Denklem (3.5)’teki eşitliği Denklem (3.4.b.)’de yerine koyarsak Denklem (3.6) elde edilir (Leung, 1998).

$$\prod_{k=1}^{N/2} I_{c,2k} = \lambda \cdot \prod_{k=1}^{N/2} I_{c,2k-1} \quad (3.6)$$

Son olarak elde edilen bu eşitlik translineer prensibi tanımındaki akımlar arasındaki doğrusallığı en genel olarak göstermektedir (Gilbert, 1975, Leung, 1998).

3.5.1 Translineer Devre Örnekleri

Translineer prensibine bir örnek olarak Şekil 3.8’de verilen dört transistörlü devreyi inceleyelim. bu devrede tüm transistörlerin aktif modda olduğunu varsayalım.



Şekil 3.8: Dört transistörlü translineer devre

Şekil 3.8'deki devreye baktığımızda transistörlerin beyz-emiter jonksiyonları birleştirilmiş ve kapalı bir çevrim oluşturmuştur. Devreye kapalı çevrim boyunca Kirchoff gerilimler kanununu uygularsak Denklem (3.8)'deki eşitliğin elde edildiğini görürüz.

$$-v_{Q1} + v_{Q2} - v_{Q3} + v_{Q4} = 0 \quad (3.8)$$

Bu eşitlikte her bir transistörün gerilimleri yerine akım eşdeğerlerini yazarak gerekli düzenlemeleri yaptığımızda eşitlik Denklem (3.9)'da görülen şekle dönüşür.

$$-V_T \ln\left(\frac{i_{Q1}}{I_s}\right) + V_T \ln\left(\frac{i_{Q2}}{I_s}\right) - V_T \ln\left(\frac{i_{Q3}}{I_s}\right) + V_T \ln\left(\frac{i_{Q4}}{I_s}\right) = 0 \quad (3.9.a)$$

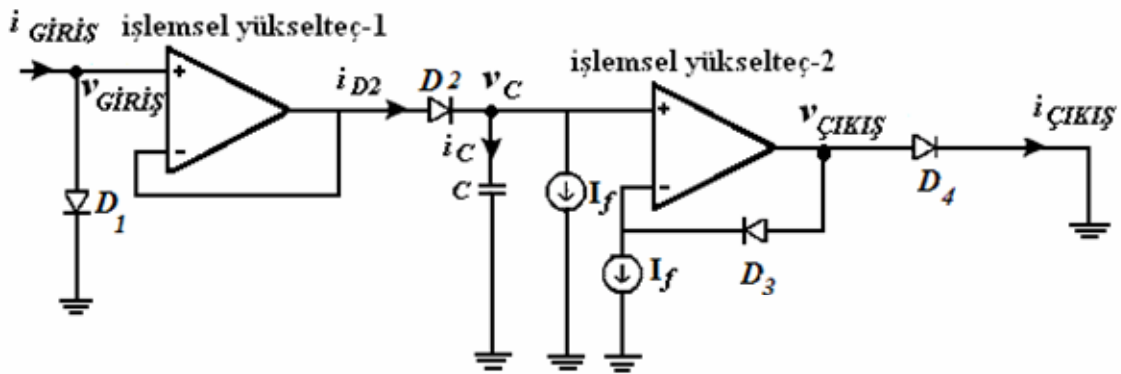
$$\ln\left[\frac{i_{Q2}}{I_s} \cdot \frac{i_{Q4}}{I_s}\right] = \ln\left[\frac{i_{Q1}}{I_s} \cdot \frac{i_{Q3}}{I_s}\right] \quad (3.9.b)$$

$$i_{Q2} \cdot i_{Q4} = i_{Q1} \cdot i_{Q3} \quad (3.9.c)$$

Denklem (3.9.c.)'de görüldüğü gibi devredeki transistörlerin akımları arasında doğrusal bir ilişki mevcuttur. Bu ilişki göz önünde bulundurularak translineer bir devre çarpma, bölme, kare alma devreleri olarak kullanılabilir. Aynı zamanda bu teori yardımıyla devrede bilinmeyen herhangi bir akım değeri bulunabilir.

3.6 Adams'ın Logaritmik Ortam Filtresi

Adams 1979 yılında logaritmik ortamda çalışan yeni bir filtre devresi tanımladı (Adams, 1979). En önemli özelliği doğrusal bir transfer fonksiyonunu doğrusal olmayan bir ortamda gerçeklemek olan bu ilk logaritmik ortam filtresi direnç elemanı içermez, alçak geçiren türdedir ve tamamen diyot, işlemsel yükselteç, kondansatör ve akım kaynağı elemanları kullanılarak tasarlanmıştır. Adams'ın tasarladığı bu ilk logaritmik ortam filtresi Şekil 3.9'da görülmektedir.



Şekil 3.9: Adams'ın logaritmik ortam filtresi

İlk logaritmik ortam filtre devresi, Şekil 3.9'da görüldüğü gibi, ve üç katmandan oluşmaktadır. İlk olarak girişte işaretin doğal logaritmasını alarak logaritmik ortama geçişi sağlayan giriş kısmı, daha sonra doğrusal olmayan ortamda filtreleme işlemini gerçekleştiren çekirdek filtre kısmı ve son olarak ta işlenmiş işareti logaritmik ortamdan doğal ortama dönüştüren ve logaritma fonksiyonunun tersi olan üstel fonksiyonun bulunduğu çıkış kısmı mevcuttur.

Şekil 3.9'da görülen ilk logaritmik ortam filtresinde kullanılan işlemsel yükselteçler ideal kabul edilmişlerdir. Yani işlemsel yükselteçlerin giriş akımları sıfır, giriş gerilimleri ise birbirine eşittir. Ayrıca bu devredeki diyot elemanlarına ait uç denklemi genel olarak Denklem (3.10)'da verildiği şekildedir.

$$i_D = I_s e^{v_D/V_T} \quad (3.10)$$

Buna göre devredeki diyot elemanlarının uç bağıntıları Denklem (3.11)'de verilen şekildedir.

$$i_{D1} = I_s e^{\frac{v_{GİRİŞ}}{V_T}} \quad (3.11.a)$$

$$i_{D2} = I_s e^{\frac{(v_{GİRİŞ} - v_C)}{V_T}} = (i_C + I_f) \quad (3.11.b)$$

$$i_{D3} = I_s e^{\frac{(v_{ÇIKIŞ} - v_C)}{V_T}} = I_f \quad (3.11.c)$$

$$i_{D4} = I_s e^{\frac{v_{ÇIKIŞ}}{V_T}} \quad (3.11.d)$$

Şekil 3.10'da görüldüğü gibi Adams'ın devresi dört diyot ile kapalı bir çevrim oluşturmaktadır. Bu durum göz önünde bulundurularak devreye translineer prensibi uygulandığında Denklem (3.12)'de gösterilen eşitlik elde edilir.

$$i_{D1} \cdot i_{D3} = i_{D2} \cdot i_{D4} \quad (3.12)$$

Daha sonra bu eşitlikte Denklem (3.11)'de verilen akım değerleri yerlerine konarak gerekli düzenlemeler yapılırsa çıkış akımının giriş akımına oranı Denklem (3.13)'te görüldüğü gibi elde edilir.

$$\frac{I_{ÇIKIŞ}}{I_{GİRİŞ}} = \frac{I_f / CV_T}{s + I_f / CV_T} \quad (3.13)$$

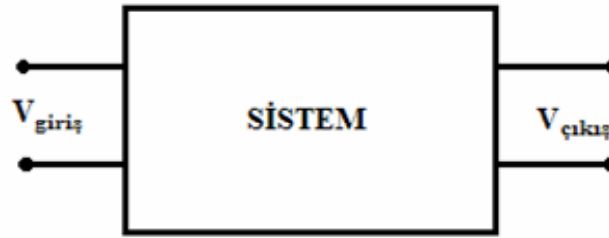
Son olarak Denklem (3.13)'te elde edilen denklemde $\frac{I_f}{CV_T}$ ifadesini ω_0 kesim frekansı olarak kabul ederek yerine yazarsak; devrenin çıkış akımının giriş akımına oranı, yani devreye ait transfer fonksiyonu Denklem (3.14)'te verilen şekilde elde edilir.

Bu eşitliğin doğrusal ve birinci dereceden alçak geçiren filtre karakteristiğine sahip olduğu görülmektedir.

$$H(s) = \frac{I_{\text{ÇIKIŞ}}}{I_{\text{GİRİŞ}}} = \frac{\omega_0}{s + \omega_0} \quad (3.14)$$

3.7 Dinamik Giriş Aralığı

Dinamik giriş aralığı belli bir performans seviyesini sağlayan en büyük giriş işaretinin en küçük giriş işaretine oranıdır.



Şekil 3.10: Dinamik giriş aralığı

Bu kavramı tanımlarken Şekil 3.10'daki sistemi göz önünde bulunduralım. Bu sistemin giriş ve çıkış işaretleri sistemi oluşturan devredeki elemanların özelliklerine bağlıdır. Örneğin sistemde bir işlemsel yükselteç elemanı mevcut ise bu sistemin girişine uygulanacak en büyük işaret işlemsel yükseltecin beslemesi kadar olmalıdır, daha yüksek değerlerde elemana zarar verir. Dolayısıyla bu şekilde giriş işaretini sınırlayan maksimum bir sınır aralığı mevcuttur. Benzer şekilde bu sistemdeki elemanları etkileyebilecek bir minimum gürültü seviyesi vardır ve girişe uygulanacak işaret bu minimum gürültü seviyesinden daha düşük olursa fazla bozulmaya maruz kalacağı için çıkışa doğru iletilmez. Bu aralığa ise sisteme uygulanabilecek minimum işaret seviyesi denir. İşte bu sisteme uygulanabilecek maksimum işaret seviyesinin minimum işaret seviyesine oranına sistemin dinamik giriş aralığı denir. Dinamik giriş

aralığının birimi dB 'dir ve formüsel olarak Denklem (3.15)'te gösterildiği şekilde tanımlanır.

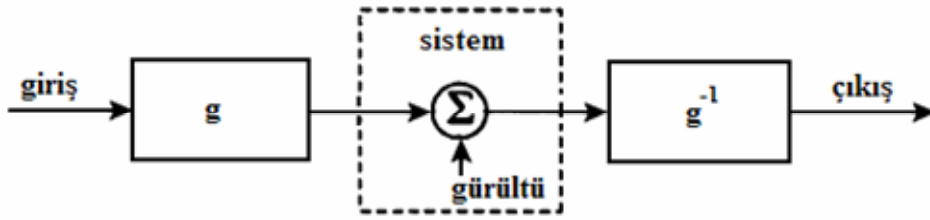
$$\Delta R = \frac{\text{Maksimum Giriş İşareti Seviyesi}}{\text{Minimum Giriş İşareti Seviyesi}} \quad (3.15)$$

Tanımına dikkat edildiğinde bir elektronik sistemin mümkün olduğunca geniş giriş işareti aralığında çalıştırılması o sistemin bir üstünlüğüdür. Yani sistemlerin dinamik giriş aralığının mümkün olduğunca yüksek olması her zaman istenen bir durumdur. Fakat bunu sağlayabilmek çoğu zaman pek mümkün değildir. İşte bu durumda *genlik uygunlaştırma* (companding) tekniği ciddi bir öneme sahiptir (Tsividis ve diğ., 1990, Seevinck, 1990).

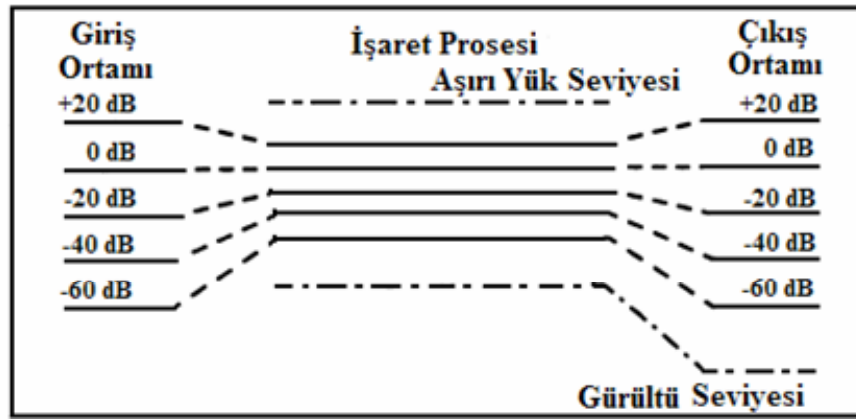
3.8 Genlik Uygunlaştırma (Companding) Tekniği

Genlik uygunlaştırma (companding) son yıllarda birim güç tüketimi için yüksek dinamik giriş aralığına sahip filtrelerin tasarımında kullanılan önemli bir tekniktir (Seevinck, 1990, Tsividis ve diğ., 1990). *Genlik uygunlaştırma* (companding) yöntemi İngilizce'de sıkıştırma (COMpressing) ve genişletme (exPANDING) kelimelerinin birleştirilmesi ile elde edilmiştir.

Burada asıl hedeflenen işlenen işaretin gürültü gibi çeşitli etkilerden mümkün olduğunca az etkilenecek ve sisteme zarar vermeden işlenebilmesidir. Bu amaç kapsamında girişteki belli bir seviyenin altındaki küçük işaretler büyütülürken, sisteme zarar verebilecek kadar büyük işaretlerinde küçültülmesi gerekmektedir. *Genlik uygunlaştırma* tekniği ile bu işlemleri gerçekleştirmek için uygulanan işarete Şekil 3.11'de görüldüğü gibi giriş ve çıkışta çeşitli kazanç fonksiyonları uygulanmaktadır. Uygulanan kazanç fonksiyonunun işaret üzerindeki etkileri Şekil 3.12'de görüldüğü gibidir (Krishnapura, 2000).



Şekil 3.11: Genlik uygunlaştırma tekniği



Şekil 3.12: Genlik uygunlaştırma işaret akışı

Şekil 3.12 incelendiğinde varsayılan sistem için belirlenmiş maksimum aşırı yük seviyesi ve minimum gürültü seviyeleri gösterilmiştir. Uygulanabilecek giriş işaretleri için görülen farklı seviyelerin bazıları maksimum seviyenin üzerinde bazıları ise minimum seviyenin altındadır. Bu işaretlerin sistem tarafından işlenebilmesi için belirlenen sınırlar içerisinde yer almaları gerekmektedir. Bu amaç kapsamında işaretlere girişte bir g fonksiyonu (sıkıştırma) ve çıkışta da bir g^{-1} fonksiyonu (genişletme) uygulandığı görülmektedir. Burada dikkat edilirse giriş fonksiyonu bir sıkıştırma işlemi yaparken buna bağlı olarak çıkış fonksiyonu da bir genişletme işlemi yapmaktadır. İşaret akış şekline dikkat edildiğinde sıkıştırma işlemi ile sınır değerden büyük olan işaretler küçültülmekte; sınır değerden küçük olan işaretler ise yükseltilmektedir. Çıkışta ise bu işlemlerin tam tersi yapılarak işaretler eski formlarına dönüştürülürler. Bu şekilde daha fazla işaretin sistem tarafından işlenebilmesine olanak sağlanmış ve dolayısı ile sistemin dinamik giriş aralığı ve seçiciliği arttırılmış olur.

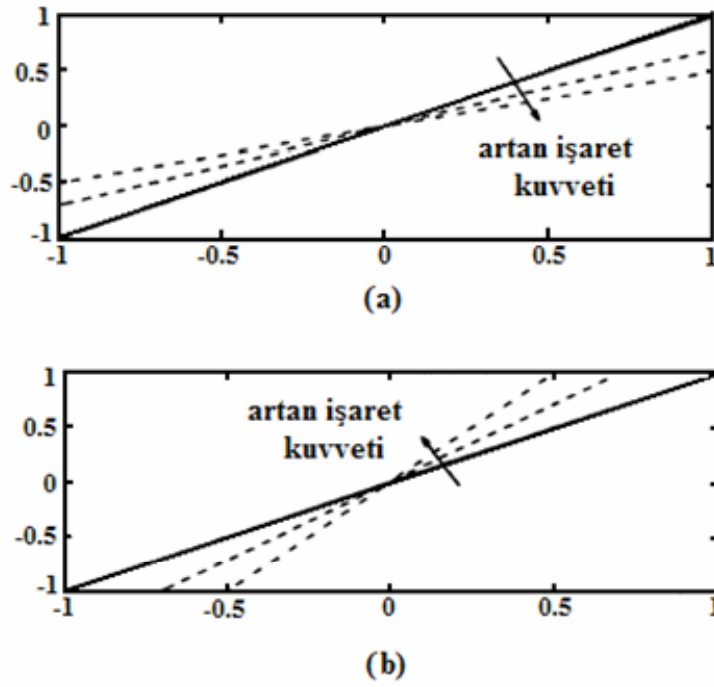
Sıkıştırma ve genişletme kelimeleri genlik uygunlaştırma esnasında sistem girişine uygulanan g kazanç fonksiyonunun sıkıştırma etkisi, ve sistem çıkışına uygulanan $1/g$ kazanç fonksiyonunun da genişletme işlevi yapmasından kaynaklanmaktadır. Bunlardan biri *Anlık Genlik Uygunlaştırma* (Instantaneous Compadding) yöntemi diğeri ise *Zarfsal Genlik Uygunlaştırma* (Syllabic Compadding) yöntemidir (Tsividis ve diğ., 1990, Krishnapura, 2000).

3.8.1 Zarfsal Genlik Uygunlaştırma (Syllabic Compadding) Tekniği

Zarfsal genlik uygunlaştırma fikri ilk kez 1990 yılında ortaya atılmıştır. Bu teknikte giriş ile çıkış yükselteçleri bir g kazancı ile değişen $y = g.x$ şeklinde bir karakteristiğe sahiptirler (Tsividis ve diğ., 1990).

Bu yöntem asıl olarak genel genlik uygunlaştırma işleminde kullanılan mantık çerçevesinde girişte sıkıştırma ve çıkışta da bunun tersi olarak genişletme işlemini gerçekleştirmektedir. Genlik uygunlaştırma yöntemleri arasındaki fark sıkıştırma ve genişletme işlemleri için kullandıkları kazanç fonksiyonlarıdır. Zarfsal genlik uygunlaştırma yönteminde girişte kullanılan kazanç fonksiyonu giriş işaretinin ortalama değeri ile orantılı olarak değişir. Bu değer (ortalama işaret kuvveti) büyüdüğü zaman doğrusal giriş kazanç fonksiyonunun eğimi azalırken çıkışta ise tam tersi olarak ortalama işaret gücünün artmasıyla doğrusal çıkış kazanç fonksiyonunun eğimi artar. Yani sıkıştırma ve genişletme işlemleri giriş işaretinin ortalama değeri ile kontrollü olarak değişir. Temel bir zarfsal genlik uygunlaştırma işleminde kullanılan kazanç fonksiyonları Şekil 3.13'de gösterilmiştir.

Logaritmik ortam filtrelerinde, A sınıfı ve AB sınıfı devreleri bazı durumlarda zarfsal genlik uygunlaştırmalı devreler arasında yer alırlar. Yani kullanılan kazanç fonksiyonlarının eğimi girişin anlık değerlerinin ortalaması ile değişir (Frey, 1999). Zarfsal genlik uygunlaştırma yapan filtre devreleri daha çok ses kayıt sistemlerinde ortaya çıkan Dolby gürültüsünü azaltmak için tercih edilmektedir (Krishnapura, 2000).

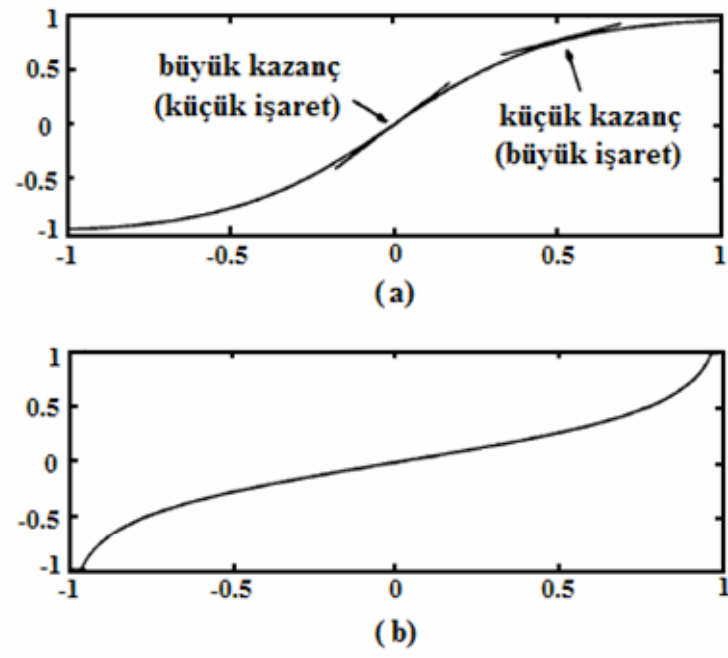


Şekil 3.13: (a) Giriş için sıkıştırma, (b) çıkış için genişletme kazanç fonksiyonları

3.8.2 Anlık Genlik Uygunlaştırma (Instantaneous Companding) Tekniği

Anlık genlik uygunlaştırma yönteminde girişte ve çıkışta kullanılan doğrusal olmayan fonksiyonlar sabit kalırken fonksiyonların eğimi işaretin anlık değerlerine bağlı olarak değişmektedir. Burada doğrusal olmayan giriş kazanç fonksiyonunun eğimi küçük işaretler için büyük, büyük işaretler için küçüktür. Bu fonksiyon işaretin ortalama veya anlık işaret büyüklüklerine göre değişmez ancak işaretin büyüklüğüne göre alacağı kazanç değeri değişkendir. Anlık genlik uygunlaştırma işleminde kullanılan tipik kazanç fonksiyonları Şekil 3.14'te verilmiştir (Krishnapura, 2000).

Anlık genlik uygunlaştırma yönteminde genlik uygunlaştırma temel mantığı asıldır ve bundan dolayı kullanılan fonksiyon girişte bir sıkıştırma işlemini çıkışta ise bir genişletme işlemini tanımlar. Fakat bunu yaparken kullanılan fonksiyonun anlık değişimi Şekil 3.14'te gösterildiği gibi tanımlanmaktadır.



Şekil 3.14: (a) Giriş için sıkıştırma, (b) çıkış için genişletme kazanç fonksiyonları

DÖRDÜNCÜ BÖLÜM

LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİNİN DURUM UZAYINDA SENTEZ YÖNTEMİ

4. LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİNİN DURUM UZAYINDA SENTEZ YÖNTEMİ

4.1 Logaritmik Ortam Filtrelerinin Sentez Yöntemleri

Logaritmik ortam filtrelerinin sentezinde literatürde genelde iki yöntem ile karşılaşılmaktadır. Bunlardan birincisi işaret akış diyagramı (signal flow graph) yöntemidir. Bu yöntemde sentez yapılacak devrenin önce blok diyagramı daha sonra da işaret akış diyagramı elde edilir. Bu diyagram üzerinde en genel anlamda integral alma, skaler ile çarpma ve toplama fonksiyonları yer alır. Her bir fonksiyonun ya da işlem bloğunun logaritmik ortamda sentezi yapılır. Daha sonra elde edilen bu hazır bloklar işaret akış diyagramında yerleştirilerek devre sentezi tamamlanmış olur.

Bu yöntem pek çok araştırmacının sentez kolaylığı açısından tercih ettiği bir yöntemdir. Matematiksel işlemler azdır ancak bununla beraber bu yöntemde devredeki iç değişkenlerin kontrolü daha az yapılabilmekte olduğundan genel sonuçlara ulaşmada bazı sorunlarla karşılaşılmaktadır.

Logaritmik ortam filtrelerinin sentezinde kullanılan ikinci yöntem ise durum uzayı sentez yöntemidir. Bu yöntemde matematiksel işlemler daha fazladır, dolayısıyla sentez daha uzun süre almaktadır. Ancak bu yöntemde elde edilen denklemler devre elemanlarının kontrolü imkanını verdiği için dolayı, daha detaylı analiz yapma olanağı sağlamaktadır. Bu yöntem takip eden kısımlarda ayrıntılı olarak ele alınacaktır.

4.2 Logaritmik Ortam Filtrelerinin Durum Uzayında Sentezi

k . dereceden en genel bir transfer fonksiyonu gösterimi Denklem (4.1)'de verildiği gibi olsun.

$$H(s) = \frac{n_k s^k + n_{k-1} s^{k-1} + \dots + n_1 s + n_0}{s^k + d_{k-1} s^{k-1} + \dots + d_1 s + d_0} \quad (4.1)$$

Denklem (4.1)'de verilen k . dereceden transfer fonksiyonunun herhangi bir filtre devresine ait olabilmesi için kutuplarının sol yarı düzlemde olması gerekmektedir. Yani kararlılık kriterini sağlaması gerekmektedir. Transfer fonksiyonu bu koşulu sağlıyor ise bu durumda istenilen yapıda filtre devresi tasarlamak için sentez işlemine başlanabilir.

m girişli h çıkışlı k . dereceden bir sisteme ait durum uzayı metodu kullanılarak sentez yapılırken transfer fonksiyonuna *Companion III* (Arslanalp, 2003) yöntemi uygulanarak Denklem (4.2)'de görüldüğü yapıda sistem denklemleri elde edilmektedir.

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{x}}{dt} &= \bar{A}\bar{x} + \bar{B}\bar{u} \\ \bar{y} &= \bar{P}\bar{x} + \bar{D}\bar{u} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Denklem (4.2)'de verilen m girişli h çıkışlı k . dereceden bir sisteme ait sistem denklemlerinde; $x = (x_1, x_2, \dots, x_k)^T$ şeklindedir ve $(k \times 1)$ boyutlu durum değişkenidir. u , $(m \times 1)$ boyutlu giriş vektörü; y , $(h \times 1)$ boyutlu çıkış vektörü; A $(k \times k)$ boyutlu katsayı matrisi; B $(k \times m)$ boyutlu bir katsayı matrisi; P $(h \times k)$ boyutlu katsayı matrisi ve D $(h \times m)$ boyutlu katsayı matrisidir. Bundan sonraki kullanımlarda aksi belirtilmedikçe vektörler tek üst çizgi ile, matrisler çift üst çizgi ile; değişkenlerin zaman ortamı ifadeleri küçük harf ile tanımlanacaktır.

Çok girişli çok çıkışlı bir sistemi özelleştirerek bir girişli bir çıkışlı bir sistem olarak ifade edebiliriz. Çünkü m girişli h çıkışlı bir sistem $m \times h$ adet bir girişli bir çıkışlı sistemden oluşmaktadır. Bu sebepten sentez yöntemi anlatılırken bir girişli-bir çıkışlı bir

sistemin anlatılması çok girişli çok çıkışlı sistemlerin anlaşılması için de yeterli olacaktır. Bir girişli bir çıkışlı bir sisteme ait elde edilen sistem denklemleri Denklem (4.3)'de verildiği gibi elde edilmiş olsun.

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{x}}{dt} &= \bar{\dot{x}} = \bar{A}\bar{x} + \bar{B}u \\ y &= \bar{P}^T \bar{x} + Du \end{aligned} \quad (4.3)$$

Giriş ve çıkışımız artık tek olduğu için Denklem (4.3)'deki B ve P artık birer vektör ve D ise bir skaler olmaktadır. Denklem (4.3)'de bir girişli bir çıkışlı sisteme ait verilen sistem denklemlerinde birinci durum değişkenine ait satırı açtığımız zaman Denklem (4.4)'de görülen diferansiyel denkleme ulaşılmaktadır.

$$\dot{x}_1 = a_{11} x_1 + a_{12} x_2 + a_{13} x_3 + \dots + a_{1k} x_k + b_1 u \quad (4.4)$$

Denklem (4.4)'de verilen denklemin logaritmik ortamda durum uzayı yöntemi ile tasarımının yapılabilmesi için bazı koşulları sağlaması gerekmektedir (Tola, 1999). Bu koşullar sentez yönteminin bir gereğidir. Logaritmik ortam filtrelerinin durum uzayında sentezi yapılırken giriş ve durum değişkenlerine üstel bir eşleşme fonksiyonu uygulanır. Bu fonksiyonun özelliğinden dolayı giriş ve çıkışın her zaman pozitif olması gerekmektedir. Bu değişkenlerin her zaman pozitifte kalabilmelerini sağlayacak koşulların belirlenmesi gerekmektedir. Giriş işaretimizin her zaman pozitifte kalmasını temin etmek, ileride açıklanacağı gibi, kısmen daha kolaydır. Ancak her bir durum değişkeninin pozitifte kalmasını temin etmek için matematiksel olarak bazı koşulları iyi tespit etmek gerekmektedir. Bu koşullar DC ve AC denge koşulları olarak ikiye ayrılmaktadır. Elde edilen bir sistem denkleminin gerçekleştirilebilmesi için bu koşulları sağlayıp sağlamadığı incelenirken ilk olarak DC denge koşullarına bakılır.

Giriş ve durum değişkenlerimizin her zaman pozitifte kalabilmeleri için her şeyden önce DC olarak pozitif bir değere sahip olmaları gerekmektedir. DC analiz durumunda x_1 durum değişkeni sabit bir değer olacağından bunun türevi, dolayısıyla eşitliğin sol tarafı sıfır olacaktır. Bu durumda verilen eşitliğin DC denge koşullarına uyumlu olarak

sağlanması için Denklem (4.4)'de sağ tarafta bulunan terimlerin toplamının sıfır olması dolayısıyla sağ tarafta en az birer tane pozitif ve negatif katsayılı terimin bulunması gerekir. Bu konuda ortaya konan ve bizim çalışmalarımızda tamamen referans aldığımız teoreme göre; 1. durum değişkeninin katsayısı (-) ve diğer bütün elemanların katsayıları ise (+) veya en az bir tanesi pozitif olmak kaydıyla diğerleri 0 ise bu sistemin DC denge çözümü her zaman mümkün olabilmektedir (Tola, 1999).

İkinci olarak AC analiz durumunda Denklem (4.4)'deki denklemde 1. durum değişkeninin türevine ve sistem denkleminin 1. durum değişkenine bağlı olarak değişimine bakılır. Yine aynı teoreme göre eğer x_l 'in çok küçük değerleri için sistem denklemlerinden elde edilen eğri pozitif bir eğime sahip ise bu durumda x_l her zaman pozitifte kalır ve sistem denklemleri AC denge şartını sağlamış olur (Tola, 1999). DC denge için belirlenen koşul AC işaret için de geçerli olmaktadır. Bu durumda Denklem (4.3)'de verilen sistem denklemlerine bakılarak sistemin durum uzayı yöntemi ile logaritmik ortamda gerçekleşip gerçekleşmeyeceğine karar verebiliriz.

Logaritmik ortamda durum uzayı sentez yöntemi kullanılarak filtre devresi tasarlanırken belirtilen DC ve AC denge koşullarının sağlanması gerekmektedir. Eğer elde edilen sistem denklemleri belirtilen DC ve AC denge koşullarını sağlamıyorsa bu takdirde sistem denklemlerinin bazı uygunlaştırma işlemlerine tabi tutulması gerekmektedir.

Bunun için kullanılan yöntemlerden biri \bar{x} durum değişkenleri vektörüne $\bar{x}_{yeni} = M\bar{x}$ şeklinde doğrusal bir dönüşüm uygulanmasıdır (Frey, 1993, Frey, 1998). Bu yöntem kullanıldığında Denklem (4.2)'de görülen eşitlikler Denklem (4.5)'de görülen şekle dönüşür.

$$\begin{aligned}
\frac{d\bar{x}_{yeni}}{dt} &= \bar{A}_{yeni} \bar{x}_{yeni} + \bar{B}_{yeni} u \\
\bar{A}_{yeni} &= \bar{M} \bar{A} \bar{M}^{-1} \\
\bar{B}_{yeni} &= \bar{M} \bar{B} \\
y &= \bar{P}_{yeni}^T \bar{x}_{yeni} + D_{yeni} u \\
\bar{P}_{yeni} &= \bar{P} \bar{M}^{-1} \\
D_{yeni} &= D
\end{aligned} \tag{4.5}$$

Burada M ile gösterilen terim sentez için gerekli koşulları sağlayabilecek özelliklerde ($k \times k$) boyutlu bir matristir. Uygulanan transformasyon sonunda sistem denklemlerine ait katsayıların M matrisi ile değişimi Denklem (4.5)'de görüldüğü gibidir. Bu yöntemde sistemi uygunlaştırabilecek M matrisi çeşitli matematiksel yöntemler ile bulunabilir. Fakat her zaman sistemi uygunlaştırabilecek bir M matrisinin elde edilmesi kolay olmamakta, özellikle yüksek dereceden transfer fonksiyonuna sahip sistemlerde gerekli M matrisinin bulunması çok karmaşık matematiksel işlemler gerektirmektedir.

İstenilen filtre devresinin logaritmik ortamda gerçekleştirilmesi için kullanılan uygunlaştırma yöntemlerinden bir diğeri ise fark alan yapıda AB sınıfının özelliklerinin kullanımınıdır. Buna göre öncelikle giriş işaretini her ikisi her zaman pozitifte kalacak ve farkları gerçek giriş işaretini verecek şekilde iki parçaya bölünür. Bu iki işaret birbirinin aynı olan paralel iki adet devreye uygulanır. Diğer bir ifade ile giriş işaretine benzer şekilde durum değişkenleri ve çıkış işareti de iki parçaya ayrılmaktadır. Dolayısıyla elde edilen devre birbirine simetrik iki kısımdan oluşur. Logaritmik ortamda bu şekilde gerçekleştirilen tasarımlar AB sınıfı fark alan yapıda logaritmik ortam filtresi tasarımıdır. Yani logaritmik ortamda AB sınıfı fark alan yapının kullanılması ilk kez sistem denklemlerinin uygunlaştırılmasında alternatif bir yöntem olarak ortaya konmuştur.

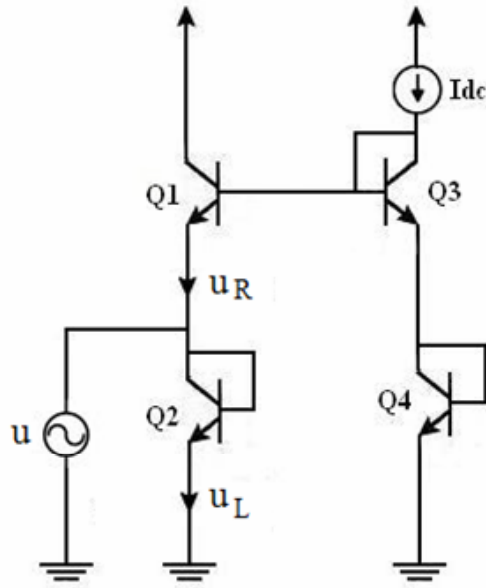
4.3 AB Sınıfı Fark Alan Yapıda Logaritmik Ortam Filtresi Sentezi

Logaritmik ortam filtrelerinde verilen bazı transfer fonksiyonlarının A sınıfı yapı kullanılarak durum uzayı yöntemi ile gerçekleştirilebilmesi mümkün değildir. Bu kısıtlama daha sonraları logaritmik ortamlı filtre tasarımında AB sınıfı fark alan tip yapının kullanımını ortaya çıkarmıştır. Logaritmik ortamda AB sınıfı fark alan devre yapısı kullanılarak istenen kararlılık kriterini sağlayan tüm transfer fonksiyonlarının gerçekleştirilmesi mümkündür (Tola, 1999).

AB sınıfı fark alan yapı kullanılarak herhangi bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken devredeki bütün girişler, çıkışlar ve durum değişkenleri iki pozitif parçaya ayrılmış ve farkları ana değeri verecek şekilde ifade edilmektedir. Buna göre giriş, durum değişkeni ve çıkış işaretleri Denklem (4.6)'da görüldüğü gibi ifade edilmektedir. Bu durum bütün devrenin sağ ve sol taraf olmak üzere ikiye ayrılmasını beraberinde getirmektedir. Bu şekilde AB sınıfı fark alan yapıya uygun olarak sağ ve sol devre parçasında yer alan transistörler periyodik olarak farklı zamanlar için nöbetleşe olarak iletim ve kısmen yalıtım durumuna geçerler ve böylece devrenin her zaman aktif bölgede kalması sağlanır.

$$\begin{aligned} u &= u_L - u_R \\ x_i &= x_{iL} - x_{iR} \quad , \quad i = 1, 2, 3, \dots, k \\ y &= y_L - y_R \end{aligned} \tag{4.6}$$

Giriş işaretinin Denklem (4.6)'da verilen yapıda elde edilebilmesi için Şekil 4.1'de görüldüğü gibi bir giriş akım ayırıcı (input splitter) devresine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu işlem için daha önceki araştırmacılar tarafından tasarlanmış farklı giriş bölücü devreleri mevcuttur (Frey, 1994, Tola ve Frey, 2000). Fakat bu çalışmanın bütününde Şekil 4.1'de verilen giriş akım bölücü devresi kullanılacaktır (Frey, 1994). Bu devre kullanılarak u giriş işaretinin olası tüm değerleri için tüm zaman aralığında daima pozitifte kalan iki adet u_L ve u_R işaretleri elde edilmektedir.



Şekil 4.1: Giriş akım ayırıcı devresi

Logaritmik ortamda durum uzayı metodu kullanılarak bir transfer fonksiyonundan filtre devresi tasarlanırken sistem denklemlerinin elde edilmesi ile devrenin gerçekleştirilebilir olup olmadığı inceleniyor ve gerçekleştirilebilir değilse bu durumda sistem denklemlerini uygunlaştırma yoluna gidiliyordu. AB sınıfı fark alan yapı kullanılarak uygunlaştırma yapacağımız bir sistem denklemi Denklem (4.7)'de verildiği gibi olsun.

$$\begin{aligned}\dot{\bar{x}} &= \bar{A}\bar{x} + \bar{B}u \\ y &= \bar{P}^T\bar{x} + Du\end{aligned}\tag{4.7}$$

Denklem (4.7)'de verilen sistem denklemlerinin logaritmik ortam filtreleri olarak gerçekleştirilebilmesi için Kısım 4.2'de açıklanan DC ve AC gerçeklenme koşullarını sağlaması gerekir. A matrisinin köşegen elemanlarının negatif ve diğer elemanlarının pozitif olması, B vektörünün elemanlarının pozitif olması gerçeklenme şartlarını sağlamaktadır. Bu koşullar sağlanamaz ise ya sistem belli koşullar altında gerçekleştirilebilir, ya da sistem uygunlaştırılmalıdır. AB sınıfı fark alan yapı ile Denklem (4.7)'de verilen genel yapıdaki sistem denklemlerini uygunlaştırabilmek için Denklem (4.8)'deki gibi iki tane benzer alt sistem denklemi ile fark alan yapıya geçilmektedir.

$$\begin{aligned}
\bar{x}_L &= \bar{A}_p \bar{x}_L + \bar{A}_n \bar{x}_R + \bar{B}_p u_L + \bar{B}_n u_R - m \overline{x_L x_R} \\
y_L &= \bar{P}_p^T \bar{x}_L + \bar{P}_n^T \bar{x}_R + D_p u_L + D_n u_R \\
\bar{x}_R &= \bar{A}_p \bar{x}_R + \bar{A}_n \bar{x}_L + \bar{B}_p u_R + \bar{B}_n u_L - m \overline{x_L x_R} \\
y_R &= \bar{P}_p^T \bar{x}_R + \bar{P}_n^T \bar{x}_L + D_p u_R + D_n u_L
\end{aligned} \tag{4.8}$$

Burada verilen katsayı matrislerinin değerleri AB sınıfı fark alan yapı kullanılması dolayısıyla Denklem (4.9)'da belirtildiği gibidir. Denklem (4.8)'de verilen son terim ise sistem denklemlerinin uygunlaştırılmasında kullanılan ek bir terim olup işlevi Kısım 4.4'te ayrıntılı olarak açıklanmıştır. Bu terim için farklı seçenekler var olmakla birlikte (Tola, 1999, Tola ve Frey, 2000) bu tez çalışmasının bütününde Denklem (4.8)'deki gibi kullanılmıştır.

$$\begin{aligned}
\bar{A} &= \bar{A}_p - \bar{A}_n \\
\bar{B} &= \bar{B}_p - \bar{B}_n \\
\bar{P} &= \bar{P}_p - \bar{P}_n \\
D &= D_p - D_n
\end{aligned} \tag{4.9}$$

Görüldüğü gibi Denklem (4.8)'de verilen alt sistem denklemlerinin Denklem (4.9)'u da kullanarak birbirinden çıkarılması ile Denklem (4.7) elde edilmektedir. Denklem (4.8)'deki A_p matrisinin köşegen elemanları negatif, sıfır ya da pozitif olabilir. Ancak köşegen üzerindeki terimin pozitif olması durumunda, her bir satır için köşegen üzerindeki katsayıyı ilgilendiren durum değişkeninin katsayısının negatif olduğundan emin olmamız gerekmektedir. A_p matrisinin köşegen dışındaki tüm elemanlarının, A_n , B_p ve B_n matris/vektörlerinin tüm elemanlarının pozitif ya da sıfır olması gerekmektedir. Yalnız bu sistemi satırlar olarak ifade ettiğimizde A_p , A_n , B_p ve B_n elemanlarından her bir satır için en az bir tanesinin sıfırdan farklı olması gerekmektedir. Denklem (4.9) kullanılarak tüm olası A ve B matris/vektörleri bu koşulları sağlayacak şekilde iki alt matris/vektöre ayrılabilir.

4.4 AB Sınıfı Fark Alan Yapı Kullanılarak Sistem Denklemlerinin Uygunlaştırılması ve Devre Denklemlerinin Elde Edilmesi

Logaritmik ortamda durum uzayı metodu kullanılarak tasarım yapılırken elde edilen sistem denklemlerinin belirtilen DC ve AC denge kriterlerine uygun olması gerektiği bilinmektedir. Bu doğrultuda AB sınıfı fark alan yapının sistem denklemlerinin uygunlaştırılmasında ve istenilen sistemin gerçekleştirilmesinde her zaman kullanılabileceği ve bu yöntem ile her türlü sistemin uygun hale getirilerek gerçekleştirilebileceğinden daha önce bahsedilmişti. Dolayısıyla bir sistemin gerçekleştirilmesi arzu ediliyorsa AB sınıfı fark alan devre yapısı her zaman bir alternatif olarak görülebilir. Bu yapıda sistem denklemleri uygunlaştırılırken takip edilmesi gereken bazı işlem basamakları mevcuttur. Bu işlemler farklı türden filtreler için hep aynıdır.

İkinci dereceden bir filtreye ait sistem denklemleri Denklem (4.10)'da verildiği gibi olsun.

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= a_{11} x_1 + a_{12} x_2 + b_1 u \\ \dot{x}_2 &= a_{21} x_1 + a_{22} x_2 + b_2 u \\ y &= x_1 + d u\end{aligned}\tag{4.10}$$

Denklem (4.10)'da verilen sistem denklemleri AB sınıfı fark alan devre yapısında ifade edilirken yalnızca birinci diferansiyel denklem için Denklem (4.11)'de verilen şekilde gösterilir. Diğer diferansiyel denklemler de benzer şekilde ifade edilmektedir.

$$\begin{aligned}\dot{x}_{1L} &= a_{11} x_{1L} + a_{12} x_{2L} + b_1 u_L \\ \dot{x}_{1R} &= a_{11} x_{1R} + a_{12} x_{2R} + b_1 u_R\end{aligned}\tag{4.11}$$

Denklem (4.11)'de verildiği gibi elde edilen sistem denklemlerinin gerçekleştirilmesi için DC ve AC denge şartlarını sağlaması gerekmektedir. Bu durum için Kısım 4.2'de verilen teoreme göre \dot{x}_1 'li terimde x_1 'in katsayısı negatif diğer terimlerin katsayıları ise pozitif olması gerekiyordu (Tola, 1999). Yani Denklem (4.11)

üzerinde $a_{11} < 0$, $a_{12} > 0$ ve $b_1 > 0$ olması gerekmektedir. Bu durumda Denklem (4.11) üzerinde teoreme uygun olmayan durumları ve bu durumların uygunlaştırılmasını ayrı ayrı inceleyelim.

İlk olarak Denklem (4.11)'de $a_{11} > 0$ ise ya da sıfır ise bu durumda sistem denklemlerini daha sonra anlatacağımız yöntemlerle uygunlaştırmamız mümkün değildir. Bu durum için Denklem (4.8)'de verildiği gibi dışarıdan devreye herhangi bir ek getirmeyecek ve ana fonksiyonlar üzerinde değişiklik oluşturmayacak bir giriş eklenmesi uygunlaştırma işlemi için en uygun olarak düşünülmüştür (Tola, 1999). Bu durum için gerekli olan uygunlaştırma Denklem (4.12)'de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned}\dot{x}_{1L} &= a_{11} x_{1L} + a_{12} x_{2L} + b_1 u_L - m x_{1L} x_{1R} \\ \dot{x}_{1R} &= a_{11} x_{1R} + a_{12} x_{2R} + b_1 u_R - m x_{1L} x_{1R}\end{aligned}\tag{4.12}$$

Burada dikkat edilmesi gereken dışarıdan eklenen ifadenin katsayısı m 'nin a_{11} katsayısından büyük olması gerektiğidir. Aksi takdirde A matrisinde köşegen üzerinde istenen negatiflik sağlanamayacak ve istenilen uygunlaştırma mümkün olmayacaktır.

AB sınıfı fark alan yapıda karşımıza çıkan diğer bir uygun olmayan durum $a_{12} < 0$ olduğu durumdur. Bu durumda A matrisinde köşegen dışında kalan elemanlardan herhangi biri negatif işaretlidir demektir. Oysaki bu terimlerin sıfır ya da pozitif işaretli olması istenmektedir. Bu durumda yapılacak uygunlaştırma negatif işaretli olan terimin sol yarı devre parçasında ise sağ yarı devre parçasına; sağ yarı devre parçasında ise sol yarı devre parçasına alınması şeklinde olmaktadır. Yapılan uygunlaştırmaların denklem üzerinde gösterilişi Denklem (4.13)'de verildiği gibidir.

$$\begin{aligned}\dot{x}_{1L} &= a_{11} x_{1L} + |a_{12}| x_{2R} + b_1 u_L - m x_{1L} x_{1R} \\ \dot{x}_{1R} &= a_{11} x_{1R} + |a_{12}| x_{2L} + b_1 u_R - m x_{1L} x_{1R}\end{aligned}\tag{4.13}$$

Son olarak AB sınıfı yapıda karşımıza çıkan diğer bir durum B vektöründe uygun olmayan bir elemanın bulunması durumudur. Bu durum örneğin Denklem (4.11)'de verilen denklemler üzerinde gösterilirse, giriş işaretinin katsayısı $b_1 < 0$ olması

durumudur. Böyle bir durumda yapılan uygunlaştırma $a_{12} < 0$ olduğunda yapılan ile aynıdır. Yani $b_l < 0$ ise giriş işareti sol yarı devre parçasında ise sağ tarafa; sağ yarı devre parçasında ise sol tarafa alınır. Bu işlem Denklem (4.14)'üzerinde verildiği gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned}\dot{x}_{1L} &= a_{11} x_{1L} + a_{12} x_{2L} + |b_l| u_R - m x_{1L} x_{1R} \\ \dot{x}_{1R} &= a_{11} x_{1R} + a_{12} x_{2R} + |b_l| u_L - m x_{1L} x_{1R}\end{aligned}\quad (4.14)$$

İkinci dereceden bir sistem üzerinde verilen AB sınıfı fark alan devre yapısında yapılan bu uygunlaştırmalar daha yüksek ve daha düşük dereceden sistemler için de aynı şekilde uygulanmaktadır.

AB sınıfı fark alan yapıda bu uygunlaştırmalar yapıldıktan sonra sistem denklemleri gerçekleştirilebilir şekle gelmiş demektir. Gerçeklenebilir sistem denklemleri elde edildikten sonra durum uzayında tasarım yönteminin diğer bir aşaması olan devre denklemlerinin elde edilmesine geçilir. Devre denklemleri elde edilirken sistem denklemlerinde verilen her bir giriş ve durum değişkeni ifadelerine Denklem (4.15)'de verilen eşleştirme fonksiyonları uygulanır.

$$\begin{aligned}u_L &= I_s e^{\frac{v_{0L}}{V_T}} & u_R &= I_s e^{\frac{v_{0R}}{V_T}} \\ x_{1L} &= I_s e^{\frac{v_{1L}}{V_T}} & x_{1R} &= I_s e^{\frac{v_{1R}}{V_T}} \\ x_{2L} &= I_s e^{\frac{v_{2L}}{V_T}} & x_{2R} &= I_s e^{\frac{v_{2R}}{V_T}}\end{aligned}\quad (4.15)$$

Denklem (4.12)'de verilen denklemleri uygunlaşmış olarak kabul edelim. Yani $a_{11} < 0$, $a_{12} > 0$ ve $b_l > 0$ olduğunu varsayalım. Bu durumda Denklem (4.15)'deki eşleştirme fonksiyonlarını bu denkleme uygularsak ve birinci eşitliğin her iki tarafını $CV_T / (I_s e^{\frac{v_{1L}}{V_T}})$ ve ikinci eşitliğin her iki tarafını $CV_T / (I_s e^{\frac{v_{1R}}{V_T}})$ ile çarparsak Denklem (4.16)'da verilen devre denklemleri elde edilir.

$$\begin{aligned}
C\dot{v}_{IL} &= a_{11} CV_T + a_{12} CV_T e^{\frac{(v_{2L}-v_{1L})}{V_T}} + b_1 CV_T e^{\frac{(v_{0L}-v_{1L})}{V_T}} - CV_T m I_s e^{\frac{v_{1R}}{V_T}} \\
C\dot{v}_{IR} &= a_{11} CV_T + a_{12} CV_T e^{\frac{(v_{2R}-v_{1R})}{V_T}} + b_1 CV_T e^{\frac{(v_{0R}-v_{1R})}{V_T}} - CV_T m I_s e^{\frac{v_{1L}}{V_T}}
\end{aligned} \tag{4.16}$$

Fakat gerçekleştirilebilir bir devre denklemi elde edebilmek için bazı matematiksel kabullenmeler ve sadeleştirme işlemleri yapılmasına gerek vardır. Bu şekilde verilen denklemde Denklem (4.17)'de verilen kabullenmeler yapılırsa Denklem (4.18)'de verilen denklemler elde edilir. Bu şekilde devrenin anlaşılması daha kolay olacaktır.

$$\begin{aligned}
I_{f1} &= |a_{11}| CV_T \\
I_{f2} &= a_{12} CV_T = I_s e^{V_{f2}/V_T} \\
I_{f3} &= b_1 CV_T = I_s e^{V_{f3}/V_T} \\
m &= I_s / CV_T
\end{aligned} \tag{4.17}$$

$$\begin{aligned}
C\dot{v}_{IL} &= -I_{f1} + I_s e^{\frac{(V_{f2}+v_{2L}-v_{1L})}{V_T}} + I_s e^{\frac{(V_{f3}+v_{0L}-v_{1L})}{V_T}} - I_s e^{\frac{v_{1R}}{V_T}} \\
C\dot{v}_{IR} &= -I_{f1} + I_s e^{\frac{(V_{f2}+v_{2R}-v_{1R})}{V_T}} + I_s e^{\frac{(V_{f3}+v_{0R}-v_{1R})}{V_T}} - I_s e^{\frac{v_{1L}}{V_T}}
\end{aligned} \tag{4.18}$$

Elde edilen devre denklemlerinde eşitliklerin sol tarafını C kapasitesine sahip ve bir ucu v_1 gerilimine sahip düğüm noktasına diğer ucu toprağa bağlı bir kondansatör üzerinden geçen akım olarak ele alırsak; eşitliğin sağ tarafı da v_1 gerilimine sahip düğümüne akım akıtan ya da akım çeken transistörlerin akımları ve akım kaynakları şeklinde düşünülebilir. Denklem (4.18)'deki ilk eşitliğin sağ tarafındaki ilk terim bir ucu v_1 düğümüne diğer ucu toprağa bağlanmış ve bu düğümden I_{f1} değerinde akım çeken bir akım kaynağını ifade etmektedir. Eşitliğin sağ tarafındaki ikinci terim beyzi $V_{f2} + v_{2L}$, emiteri v_{1L} düğümüne bağlı bir transistörün kollektör akımını ifade etmektedir. Benzer şekilde eşitlikteki üçüncü terim de uygun gerilimlere bağlanmış bir transistörün kollektör akımıdır. Eşitlikteki son terim ise emiteri topraklanmış beyzi ise v_{1L} düğümüne

bağlanmış bir transistörü ifade etmektedir. İlk iki transistör v_{IL} gerilimine sahip düğüme akım akıtırken, son transistör bu düğümden akım çekmektedir.

Bu denklemler sadece birinci durum değişkenine ait sistem denklemleri kullanılarak elde edilmiştir. Benzer yöntem ve kabullenmeler kullanılarak ikinci ve daha yüksek katsayılı durum değişkenlerine ve çıkış değişkeni y 'ye ait devre denklemleri benzer şekilde elde edilebilir.

4.5 İkinci Dereceden AB Sınıfı Fark Alan Yapıda Logaritmik Ortam Filtresinin Gerçeklenmesi

İkinci dereceden bir filtre devresine ait sistem denklemleri örnek olarak Denklem (4.19)'da verildiği gibi olsun.

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= 3x_1 - 5x_2 - 2u \\ \dot{x}_2 &= 3x_1 - 2x_2 + 3u \\ y &= x_1\end{aligned}\tag{4.19}$$

Bu sistem denklemleri incelendiğinde DC ve AC denge koşullarına uymadıkları kolaylıkla anlaşılmaktadır. Örneğin Denklem (4.19)'daki birinci diferansiyel denklemde DC koşulların sağlanabilmesi için en az birer adet negatif ve en az bir adet pozitif işaretli terime ihtiyaç vardır. Bu şartın sağlandığı görülmektedir. Fakat AC gerçekleşme şartının sağlanmadığı görülmektedir. Bu dengesiz durumu ortadan kaldırmak için Kısım 4.4'de açıklanan yöntemle AB sınıfı fark alan devre yapısı kullanılarak giriş işareti ve durum değişkenleri sağ ve sol kısımlar olmak üzere ikiye bölünürler. Bu işlemden sonra sistem denklemleri sağ ve sol devre parçaları için Denklem (4.20)'de verildiği gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\dot{x}_{1L} &= 3x_{1L} - 5x_{2L} - 2u_L \\
\dot{x}_{2L} &= 3x_{1L} - 2x_{2L} + 3u_L \\
y_L &= x_{1L} \\
\dot{x}_{1R} &= 3x_{1R} - 5x_{2R} - 2u_R \\
\dot{x}_{2R} &= 3x_{1R} - 2x_{2R} + 3u_R \\
y_R &= x_{1R}
\end{aligned} \tag{4.20}$$

Gerçeklenme koşullarını sağlamayan bu denklemlerin uygunlaştırması yapılırken AB sınıfı yapının avantajları kullanılarak duruma uygun işlem yapmak mümkündür. Denklem (4.20)'ye baktığımızda birinci diferansiyel denklemde gerçeklenme koşullarının sağlanmadığı ancak ikinci diferansiyel denklemde sorun olmadığı görülmektedir. Bu durum daha önce belirtilen yöntemeye uygun olarak birinci diferansiyel denklemin sağ ve sol yarı parçalarının Denklem (4.21)'de görüldüğü gibi yer değiştirmesi ile düzeltelebilmektedir. Birinci diferansiyel denklemin uygunlaştırılmış şekli Denklem (4.21)'de verildiği gibidir.

$$\begin{aligned}
\dot{x}_{1L} &= 3x_{1L} + 5x_{2R} + 2u_R - 4x_{1L}x_{1R} \\
\dot{x}_{1R} &= 3x_{1R} + 5x_{2L} + 2u_L - 4x_{1L}x_{1R}
\end{aligned} \tag{4.21}$$

Denklem (4.21)'de elde edilen uygunlaştırılmış sistem denklemleri daha önce verilen teoremi (Tola, 1999) tam olarak sağladığından dolayı logaritmik ortamda AB sınıfı fark alan yapıda kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir. Burada yapılan uygunlaştırmalar ile birinci diferansiyel denklemde x_{1L} 'li terimin katsayısının negatif ve diğer terimlerin katsayılarının ise pozitif olduğu görülmektedir. Alt diferansiyel terimlere eklenen son terimler x_{1L} teriminin katsayısını negatif yapmak için eklenmiş geçici girişler olarak adlandırılmaktadır. Sistem denklemlerinin durumuna göre eklenecek olan giriş işaretinin katsayısı teoremi sağlamaya uygun olacak şekilde seçilmelidir. Sisteme ait yapılan uygunlaştırmalardan sonra son olarak fark alan yapıdaki sistem denklemleri Denklem (4.22)'de verildiği gibi elde edilmektedir.

$$\begin{aligned}
\dot{x}_{1L} &= 3x_{1L} + 5x_{2R} + 2u_R - 4x_{1L}x_{1R} \\
\dot{x}_{2L} &= 3x_{1L} - 2x_{2L} + 3u_L - x_{2L}x_{2R} \\
y_L &= x_{1L} \\
\dot{x}_{1R} &= 3x_{1R} + 5x_{2L} + 2u_L - 4x_{1R}x_{1L} \\
\dot{x}_{2R} &= 3x_{1R} - 2x_{2R} + 3u_R - x_{2R}x_{2L} \\
y_R &= x_{1R}
\end{aligned} \tag{4.22}$$

Uygunlaştırılmış olarak Denklem (4.22)'de verilen sistem denklemlerinden devre denklemleri elde edilmek istenirse Kısım 4.4'de verilen işlem basamakları ve kabullenmeler yapılarak istenilen sisteme ait devre denklemleri elde edilebilir.

4.6 Birinci Dereceden Alçak Geçiren Filtre Devresinin Logaritmik Ortamda Durum Uzayı Metodu Kullanılarak Sentezi

Bu bölümde daha önceki kısımlarda anlatılan logaritmik ortamda durum uzayı sentez yöntemini kullanarak birinci dereceden alçak geçiren basit bir filtre devresini örnek olarak sunacağız.

Birinci dereceden alçak geçiren bir filtre devresine ait transfer fonksiyonu Denklem (4.23)'de verildiği gibi olsun.

$$H(s) = \frac{y}{u} = \frac{100}{s+100} \tag{4.23}$$

Denklem (4.23)'de verilen transfer fonksiyonuna Companion-III yöntemi (Arslanalp, 2003) uygulanırsa sistem denklemleri Denklem (4.24)'de görüldüğü gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\dot{x}_{IL} &= -100x_{IL} + 100u_L - \frac{I}{CV_T}x_{IL}x_{IR} \\
\dot{x}_{IR} &= -100x_{IR} + 100u_R - \frac{I}{CV_T}x_{IL}x_{IR} \\
y_L &= x_{IL} \\
y_R &= x_{IR}
\end{aligned} \tag{4.24}$$

Elde edilen sistem denklemlerine daha sonra Denklem (4.15)'de verilen eşlemeler yapıldığında sistem denklemleri Denklem (4.25)'de verildiği gibi elde edilmektedir.

$$\begin{aligned}
\frac{\dot{v}_{IL}}{V_T} I_s e^{\frac{v_{IL}}{V_T}} &= -100I_s e^{\frac{v_{IL}}{V_T}} + 100I_s e^{\frac{v_{0L}}{V_T}} - \frac{I}{CV_T} I_s e^{\frac{v_{IL}}{V_T}} I_s e^{\frac{v_{IR}}{V_T}} \\
\frac{\dot{v}_{IR}}{V_T} I_s e^{\frac{v_{IR}}{V_T}} &= -100I_s e^{\frac{v_{IR}}{V_T}} + 100I_s e^{\frac{v_{0R}}{V_T}} - \frac{I}{CV_T} I_s e^{\frac{v_{IL}}{V_T}} I_s e^{\frac{v_{IR}}{V_T}} \\
y_L &= I_s e^{\frac{v_{IL}}{V_T}} \\
y_R &= I_s e^{\frac{v_{IR}}{V_T}}
\end{aligned} \tag{4.25}$$

Denklem (4.25)'de durum değişkenlerine ait birinci denklemi sağdan ve soldan $\frac{CV_T}{I_s e^{\frac{v_{IL}}{V_T}}}$ terimi ile ve ikinci denklemi $\frac{CV_T}{I_s e^{\frac{v_{IR}}{V_T}}}$ terimi ile çarptığımızda ve Denklem (4.26)'da verilen kabulleri uygulayarak denklemleri düzenlediğimizde sisteme ait Denklem (4.16)'da verilen formatta devre denklemleri elde edilir. Bu denklemler Denklem (4.27)'de verildiği gibi elde edilmektedir.

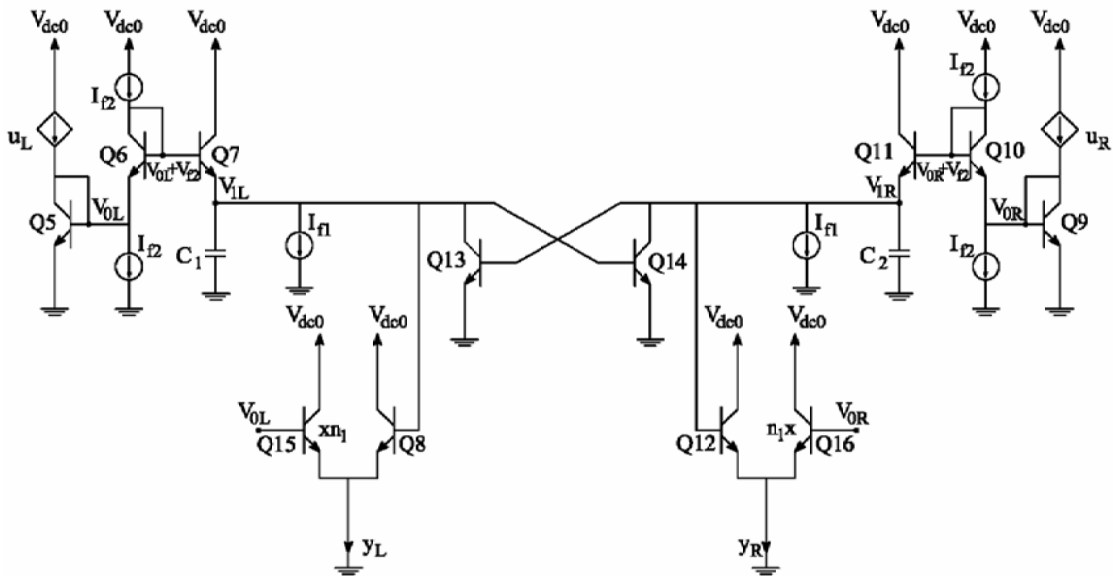
$$\begin{aligned}
I_{f1} &= 100CV_T = 10\mu A \\
I_{f2} &= 100CV_T = 10\mu A = I_s e^{\frac{V_{f2}}{V_T}}
\end{aligned} \tag{4.26}$$

Denklem (4.26)'da kullanılan kondansatörün değeri giriş akım bölücü devresi için seçilen I_f akım kaynağının $10\mu A$ değerinde seçilmesi ile $C=3,893\mu F$ olarak bulunur.

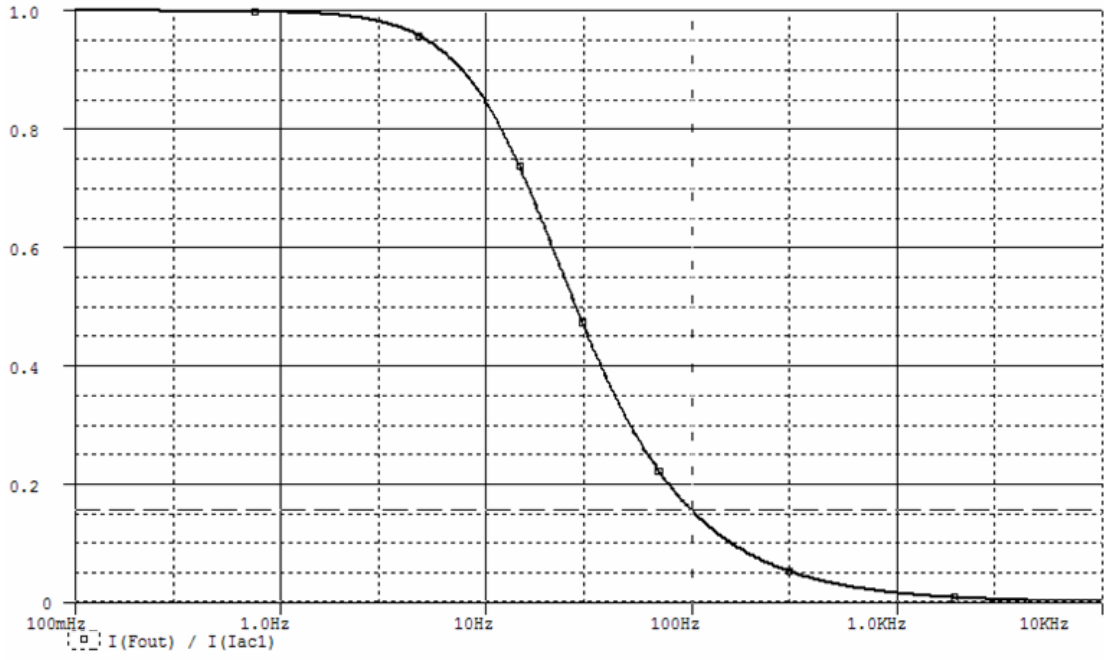
Yine aynı denklemlerde kullanılan V_T değeri ise termal sıcaklık değeridir ve bu değer $V_T = 25, 681\text{mV}$ değerindedir. Bu değerler yerine konduğunda devrede kullanılan akım kaynaklarının değerleri Denklem (4.26)'da verildiği gibi elde edilmektedir.

$$\begin{aligned}
 C \dot{v}_{IL} &= -I_{f1} + I_s e^{\frac{(V_{f2} + v_{0L} - v_{IL})}{V_T}} - I_s e^{\frac{v_{IR}}{V_T}} \\
 C \dot{v}_{IR} &= -I_{f1} + I_s e^{\frac{(V_{f2} + v_{0R} - v_{IR})}{V_T}} - I_s e^{\frac{v_{IL}}{V_T}} \\
 y_L &= I_s e^{\frac{v_{IL}}{V_T}} \\
 y_R &= I_s e^{\frac{v_{IR}}{V_T}}
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

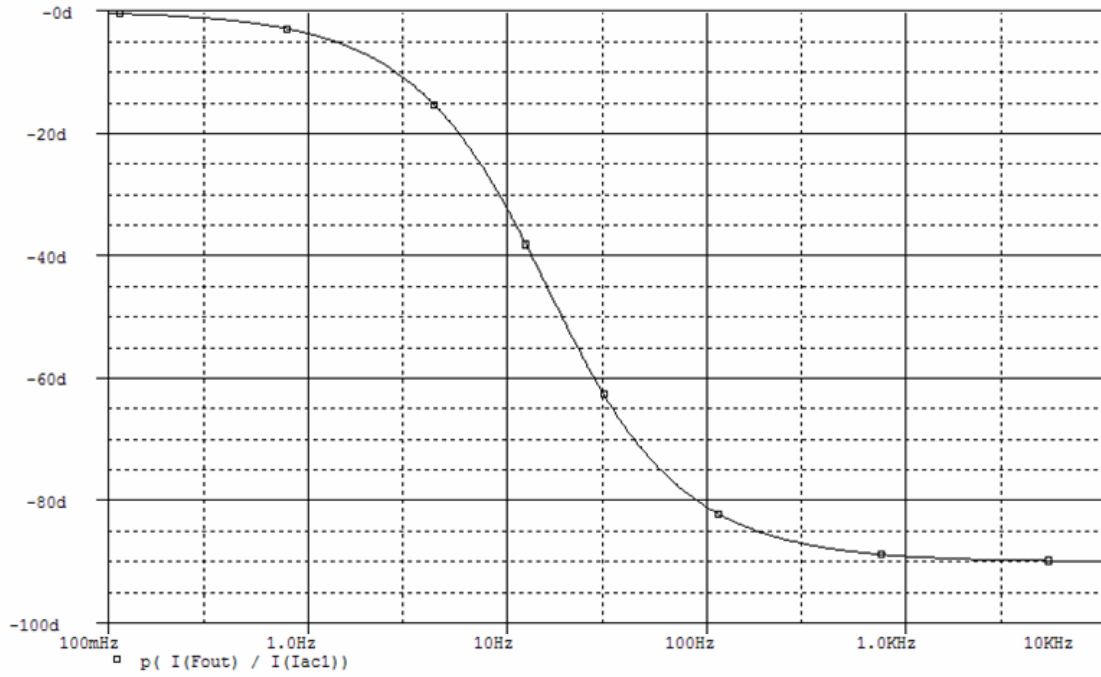
Bu denklemler kullanılarak elde edilen filtre devresine ait devre şeması Şekil 4.2'de verildiği gibidir. Buradaki u_L ve u_R akım değerleri Şekil 4.1'deki akım ayırıcı devreden bağımlı kaynaklar kullanılarak elde edilmiştir. Şekil 4.2'de verilen filtre devresi PSpice programı kullanılarak frekans analizi yapıldığında Şekil 4.3.a ve 4.3.b'de verilen genlik ve faz eğrileri elde edilmiştir. Devre, kesim frekansında sürülerek yapılan zaman ortamı analizi sonucunda elde edilen giriş ve çıkış işaretleri Şekil 4.4'te verilmiştir. Sonuçlar alçak geçiren filtre karakteristiğine uygundur.



Şekil 4.2: Birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi

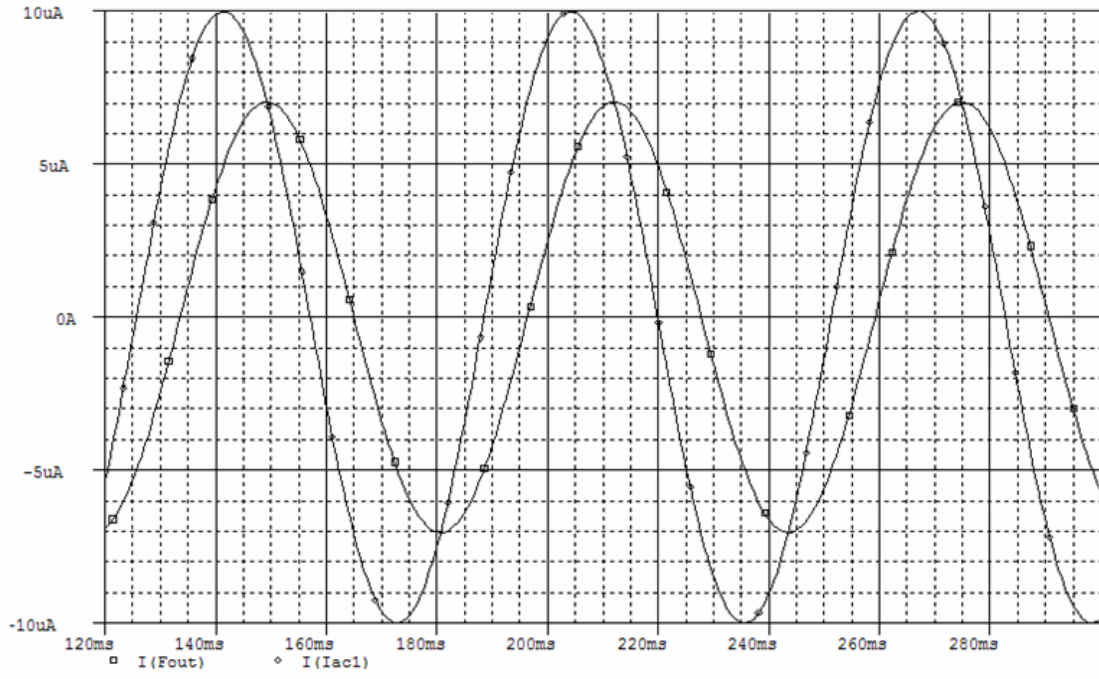


(a)



(b)

Şekil 4.3: Birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresine ait frekans ortamı (a)genlik (b) faz cevabı



Şekil 4.4: Birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi zaman ortamı analizi sonucu elde edilen giriş ve çıkış işaretleri

BEŞİNCİ BÖLÜM

BİRİNCİ DERECEDEDEN AB SINIFI FARK ALAN TİP LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİ

5. BİRİNCİ DERECEDEDEN AB SINIFI FARK ALAN TİP LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİ

5.1 Birinci Dereceden AB Sınıfı Logaritmik Ortam Filtresi Tasarımı

Birinci dereceden bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken kullanılan durum uzayı sentez yöntemi Bölüm 4'te ayrıntılı olarak verilmiştir. Bu bölümde durum uzayı sentez yöntemi kullanılarak birinci dereceden olası logaritmik ortam filtrelerinin tasarımı, devre şekli ve simülasyonlarına yer verilecektir.

Birinci dereceden en genel yapıda bir filtre transfer fonksiyonu Denklem (5.1)'de verildiği gibidir. Bu transfer fonksiyonuna Bölüm 4'de açıklanan durum uzayı sentez yöntemi uygulandığında Denklem (5.2)'de görülen sistem denklemleri en genel yapıda elde edilir.

$$H(s) = \frac{n_1 s + n_0}{s + d_0} \quad (5.1)$$

$$\dot{x}_1 = (-d_0)x_1 + (n_0 - d_0 n_1)u \quad (5.2)$$

$$y = x_1 + n_1 u$$

Birinci dereceden genel yapıda Denklem (5.2)'de verilen sistem denklemleri transfer fonksiyonundaki pay parametrelerine göre farklı filtre türlerini temsil etmektedir. Aynı zamanda transfer fonksiyonu parametrelerinin aldığı değerlere göre tasarlanan devrede bazı değişiklikler meydana gelmektedir.

Logaritmik ortam filtrelerinin gerçekleştirilmesi için sağlanması gereken önemli bir kriter Denklem (5.2)'de verilen sistem denklemlerindeki x_I 'in katsayısının her zaman negatif diğer terimlerin pozitif olması gerektiğidir (Tola, 1999). Bu duruma göre her zaman $d_0 > 0$ olmak zorundadır. Payda parametresi olan d_0 değeri kararlılık kriterinin sağlanması gerektiğinden dolayı zaten her zaman pozitifdir. Dolayısı ile bu şart her zaman sağlanmaktadır. Bu durum sistem denklemlerimizde $(-d_0)x_I$ teriminin işaret değiştirmeyeceğini dolayısı ile devrede herhangi bir değişikliğe sebep olmayacağını göstermektedir. Benzer şekilde çıkış fonksiyonunda sabit bir x_I terimi mevcuttur ve bu terim de devrede herhangi bir değişikliğe sebep olmamaktadır.

Diğer taraftan Denklem (5.2)'deki sistem denklemlerindeki $(n_0 - d_0 n_1)$ ve n_1 terimlerinin işaretleri değişken olabilmektedir. Bölüm 4'te anlatıldığı gibi bu terimlerin değişken işaretli olması sistem denklemlerinde bazı değişikliklere sebep olur. Bu durumda sistem denklemlerinin değişmesi ile ilgili iki alternatif mevcuttur. Bu alternatifler şunlardır: $(n_0 - d_0 n_1)$ teriminin işaret değiştirmesi sistem denklemlerindeki diferansiyel denklemleri değiştirirken n_1 teriminin farklı işaretli olması ise çıkış denklemlerinde değişikliğe sebep olmaktadır. Buna göre $(n_0 - d_0 n_1) > 0$ ise diferansiyel denklemler Denklem (5.3.a)'da görüldüğü gibi ifade edilir. Eğer $(n_0 - d_0 n_1) < 0$ ise diferansiyel denklemler Denklem (5.3.b)'de görüldüğü gibi elde edilir. Eğer $n_1 > 0$ ise çıkış denklemleri Denklem (5.3.c)'de görüldüğü gibi olurken, $n_1 < 0$ olması durumunda ise çıkış denklemleri Denklem (5.3.d)'de görüldüğü gibi elde edilmektedir.

$$\dot{x}_{IL} = (-d_0)x_{IL} + (|n_0 - d_0 n_1|)u_L - \frac{\omega_0}{I_f} x_{IL} x_{IR} \quad (5.3.a)$$

$$\dot{x}_{IR} = (-d_0)x_{IR} + (|n_0 - d_0 n_1|)u_R - \frac{\omega_0}{I_f} x_{IL} x_{IR}$$

$$\dot{x}_{1L} = (-d_0)x_{1L} + (|n_0 - d_0 n_1|)u_R - \frac{\omega_0}{I_f} x_{1L} x_{1R} \quad (5.3.b)$$

$$\dot{x}_{1R} = (-d_0)x_{1R} + (|n_0 - d_0 n_1|)u_L - \frac{\omega_0}{I_f} x_{1L} x_{1R}$$

$$\begin{aligned} y_L &= x_{IL} + |n_1| u_L \\ y_R &= x_{IR} + |n_1| u_R \end{aligned} \quad (5.3.c)$$

$$\begin{aligned} y_L &= x_{1L} + |n_1| u_R \\ y_R &= x_{1R} + |n_1| u_L \end{aligned} \quad (5.3.d)$$

Sentez yönteminin diğer bir aşaması olarak elde edilen sistem denklemlerindeki giriş değişkenine ve durum değişkenlerine eşleme fonksiyonlarının uygulanması gerekmektedir. Bu fonksiyonlar Denklem (5.4)'te verildiği gibi olsun:

$$\begin{aligned} x_{1L} &= I_S e^{\frac{v_{1L}}{V_T}} \\ x_{1R} &= I_S e^{\frac{v_{1R}}{V_T}} \\ u_L &= I_S e^{\frac{v_{0L}}{V_T}} \\ u_R &= I_S e^{\frac{v_{0R}}{V_T}} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Denklem (5.3.a) ve (5.3.c) ile tanımlı sistem denklemlerine Denklem (5.4)'te verilen eşleme fonksiyonları uygulandığında ve Bölüm 4'te verilen ara işlemler yapıldığında Denklem (5.5)'de görülen devre denklemlerine ulaşılır. Denklem (5.3)'teki diğer denklemlere aynı eşleme fonksiyonları uygulandığında benzer denklemler elde edilebilir.

$$\begin{aligned} C \dot{v}_{1L} &= -I_{f1} + I_S e^{\frac{(V_{f2} + v_{0L} - v_{1L})}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{1R}}{V_T}} \\ C \dot{v}_{1R} &= -I_{f1} + I_S e^{\frac{(V_{f2} + v_{0R} - v_{1R})}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{1L}}{V_T}} \\ y_L &= I_S e^{\frac{v_{1L}}{V_T}} + n_1 I_S e^{\frac{v_{0L}}{V_T}} \\ y_R &= I_S e^{\frac{v_{1R}}{V_T}} + n_1 I_S e^{\frac{v_{0R}}{V_T}} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Bu denklemlerde kullanılan değişkenler Denklem (5.6)'da verildiği gibidir.

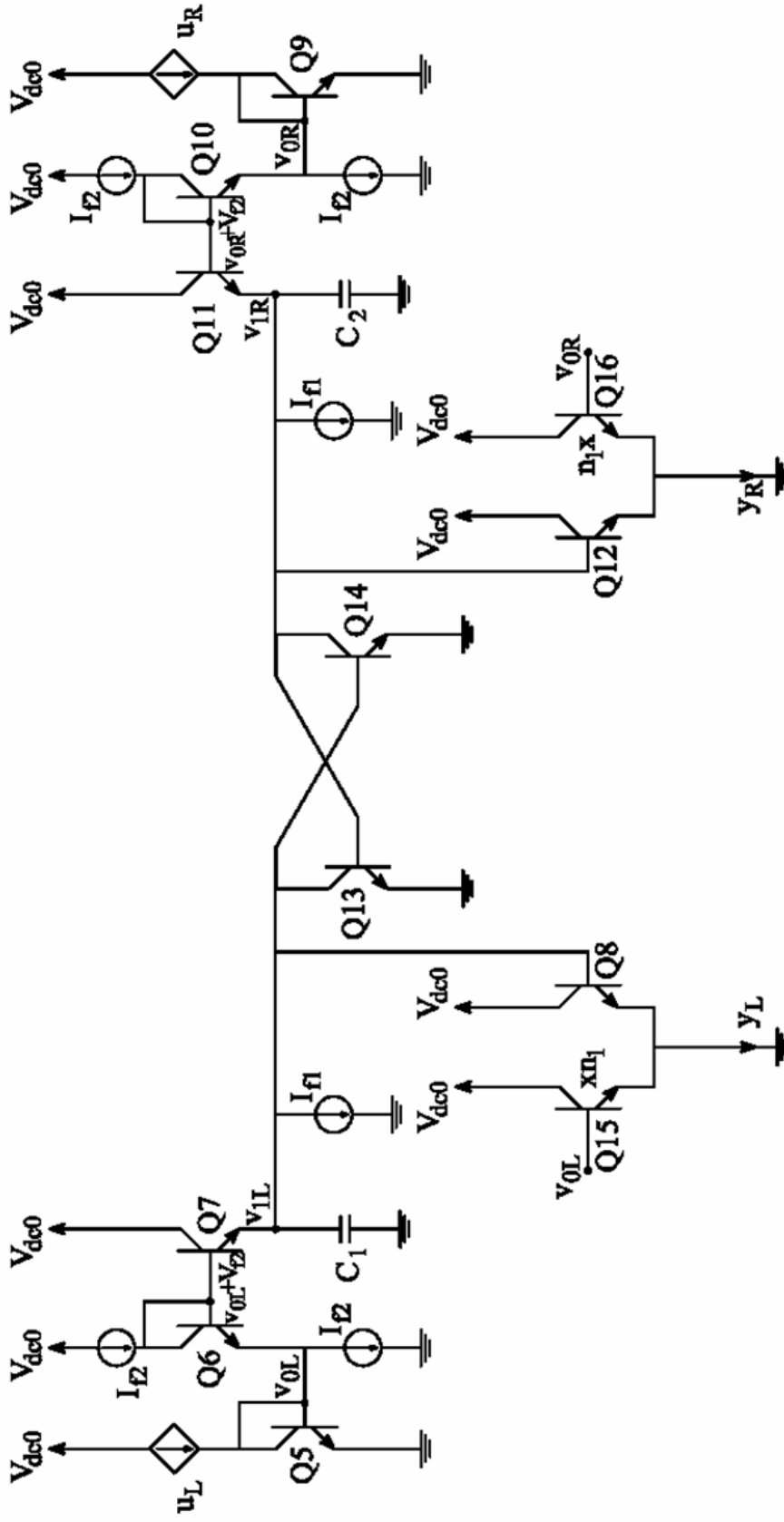
$$V_{f2} = V_T \ln\left(\frac{I_{f2}}{I_s}\right) \quad (5.6)$$

$$I_{f1} = d_0 C V_T$$

$$I_{f2} = (n_0 - d_0 n_1) C V_T$$

Denklem (5.5)'de verilen ilk eşitliği ele alalım. Bu denklemde C değerinin bir ucu toprağa diğer ucu '1L' ucuna bağlanmış bir kondansatörün kapasite değeri olduğunu varsayalım. Bu durumda bu denklemi bu kondansatörün üzerinden akan akım değerini veren bir KAK denklemi olarak kabul edebiliriz. Denklemde sağ tarafındaki ilk terimi bir akım kaynağının akımı, ikinci terimi bazı $V_{f2} + v_{IL}$ gerilimine emiteri de ' v_{IL} ' düğümüne bağlanmış bir transistörün akımı olarak kabul edebiliriz. Son terim de bazı ' v_{IR} ' düğümüne bağlanmış emiteri topraklanmış bir transistör akımını ifade eder. İkinci denklem de benzer şekilde elde edilebilir.

Bu denklemleri sağlayan birinci derece logaritmik ortam filtresi Şekil 5.1'de verilmiştir. Bu devre yapısı incelendiğinde filtrenin sağ ve sol tarafta tamamen simetrik iki kısımdan oluştuğu görülmektedir. Bunların her biri kendi içerisinde ayrı bir logaritmik ortam filtresi yapısındadır. Örneğin Şekil 1'de sol yarı devre parçasına bakıldığında burada logaritma alma katı, seviye öteleme katı, çekirdek filtre katı ve üst alma katları mevcuttur. Şekil 1'de görülen Q5 transistörü giriş işareti bağımlı kaynak ile taşınan u_L akımının logaritmasını alarak Q5 transistörünün beyzinde v_{OL} gerilimini oluşturur. Daha sonra bu gerilim Q6 transistörü ve I_{f2} bağımsız kaynakları yardımıyla V_{f2} kadar ötelenerek Q6 transistörünün beyzinde $v_{OL} + V_{f2}$ gerilimi elde edilir. Elde edilen bu gerilim değeri Q7 transistörü üzerinden C kondansatörü ile filtre edilerek x_1 durum değişkenine ait V_{IL} gerilimi elde edilmektedir. Elde edilen bu V_{IL} gerilimi son olarak Q8 transistörü ile üst alma işlemine tabi tutulur ve y_L çıkış işareti elde edilir. Aynı işlemler Şekil 1'deki devrenin sağ tarafında da gerçekleşerek y_R çıkış işareti elde edilmektedir. Herhangi bir bağımlı kaynak kullanılarak $y_L - y_R$ işlemi gerçekleştirildiğinde istenilen logaritmik ortam filtresine ait çıkış işareti elde edilmiş olur.



Şekil 5.1 Birinci dereceden AB sınıfı fark alan tip logaritmik ortam filtresi

Birinci dereceden bir logaritmik ortam filtresine ait Şekil 1’de verilen devre şekli transfer fonksiyonuna ve dolayısıyla sistem denklemlerine bağlı olarak değişiklik göstermektedir. Transfer fonksiyonu her değiştiğinde devre yapısında da ona bağlı olarak bazı değişiklikler meydana gelmektedir. Eğer $(n_0 - d_0 n_1) > 0$ ise bu durumda sistem denklemleri en genel yapıda Denklem (5.3.a)’da verilmiştir ve bu türde bir filtre devresi Şekil 5.1’deki gibi elde edilir, $(n_0 - d_0 n_1) < 0$ olduğunda sistem denklemleri Denklem (5.3.b)’deki gibi değişirken devre şekli Şekil 5.1’de verilen devre üzerinde u_L ile u_R akım kaynaklarının yer değiştirmesi ile elde edilir. Bu durumda yer değiştiren giriş işaretlerine bağlı olarak v_{0L} ve v_{0R} düğüm noktaları da yer değiştirmektedir.

Eğer $n_1 > 0$ ise çıkış denklemleri Denklem (5.3.c)’deki gibi olduğundan dolayı Şekil 1’de görülen devre yapısında herhangi bir değişiklik yoktur. Burada dikkat edilmesi gereken nokta diferansiyel yapıdaki sistem denklemlerinde herhangi bir değişiklik olup olmamasıdır. Zira bu yapıda değişiklik varsa çıkış denklemleri için kullanılan toplama devresinde v_{0L} ve v_{0R} düğüm gerilimlerinin hangi noktadan alınacağı önemlidir. Son olarak $n_1 < 0$ olması durumunda ise çıkış denklemleri Denklem (5.3.d)’de görüldüğü gibidir ve Şekil 5.1’deki devre üzerinde toplama işleminin yapıldığı çıkış katı transistörünün, beyz noktasının bağlantısına dikkat etmek gerekmektedir.

Birinci dereceden bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken farklı türden filtreler için Denklem (5.1)’de görülen transfer fonksiyonu parametrelerinden sadece pay parametreleri olarak n_0 ve n_1 değerleri değişmektedir. Filtre türlerine göre transfer fonksiyonu değişimi Bölüm 2’de ayrıntılı olarak incelenmiştir. Bununla birlikte payda parametresi olan $\omega_0 = d_0$ değeri de kararlılık kriteri gereğince her zaman pozitif olmak zorunda idi. Bütün bu değişimlere bakıldığında birinci dereceden bir logaritmik ortam filtresinin türünün değişmesi filtreye ait sistem denklemlerinde yalnızca pay parametresine sahip katsayıların değişmesi anlamına gelmektedir. Bu da daha önce anlatıldığı gibi sistem denklemlerinde iki farklı alternatifi gündeme getirmektedir. Dolayısıyla transfer fonksiyonu pay parametreleri olan n_0 ve n_1 değerleri değiştikçe $(n_0 - d_0 n_1)$ ve n_1 parametreleri de bunlara bağlı olarak pozitif ya da negatif olarak değişmektedir.

Yapılan çalışmada oluşturulan program birinci dereceden farklı türlerde logaritmik ortam filtrelerinin sentezini ve devre tasarımını otomatik olarak gerçekleştirmektedir. Bunu yaparken ilk olarak kullanıcıdan tasarlanması istenen logaritmik ortam filtresine ait transfer fonksiyonu girdi olarak alınır. Girilen transfer fonksiyonu ile birlikte devre tasarımı esnasında gerekli bazı eleman değerlerinin hesaplanabilmesi için bütün olarak oluşturulacak devrede kullanılan bağımsız akım kaynaklarından en az akım akıtacak olanın üzerinden ne kadar akım akıtması gerektiği ile ilgili bir $\min I_f$ değeri yine kullanıcıdan girdi olarak istenmektedir. Kullanıcının bu değeri girmesi devredeki bazı hesaplamaların girilen değere bağlı olarak yapılmasından ve devreden istenmeyen değerlerde çok küçük akımlar geçmesini önlemek amacı ile önemlidir.

Kullanıcı transfer fonksiyonunu ve en küçük akım değerini girdikten sonra program arka planda ilk olarak kullanıcının girmiş olduğu transfer fonksiyonun parametrelerini inceler. Transfer fonksiyonunun payda parametresi olan d_0 parametresini devrenin kutup frekansı ω_0 'a eşitler. Böylece devrenin tasarımında kullanılacak olan kutup frekansı değeri belirlenmiş olur. Daha sonra transfer fonksiyonunun pay parametrelerini inceleyerek $(n_0-d_0n_1)$ ve n_1 değerlerinin pozitif ya da negatif olup olmadığına bakar. Elde ettiği sonuca göre $(n_0-d_0n_1)>0$ ise *form netlist* komutu ile Şekil 1'deki devrenin *netlist* yapısını oluşturarak saklar, $(n_0-d_0n_1)<0$ ise bu durumda aynı komut ile Şekil 1'de verilen devre üzerinde gerekli düzeltmelerin yapıldığı diğer alternatif devrenin *netlist* formunu oluşturarak saklar. Son olarak devre tasarımı için diğer bir alternatif olan n_1 parametresini inceler ve bu durumda da devre üzerinde daha önce bahsedilen gerekli değişiklikleri yaparak girilen transfer fonksiyonuna uygun devrenin *netlistini* oluşturur.

Logaritmik ortam filtresi tasarımı programı kullanılarak birinci dereceden bir transfer fonksiyonuna ait filtre anlatıldığı gibi farklı alternatifler göz önünde bulundurularak oluşturulur. Elde edilen devreye ait *netlist* formu program tarafından doğrudan oluşturulduğu için programdaki zaman ve frekans ortamı analizleri için gerekli olan parametreler filtrenin kutup frekansına uygun olarak girildikten sonra programdaki *simulate with PSpice* komutu ile devre doğrudan analiz edilebilmektedir. Analiz sonucunda devreye ait sonuçların bulunduğu *.out* ve *.dat* dosyalarına programdaki komutlar yardımıyla doğrudan ulaşmak mümkündür.

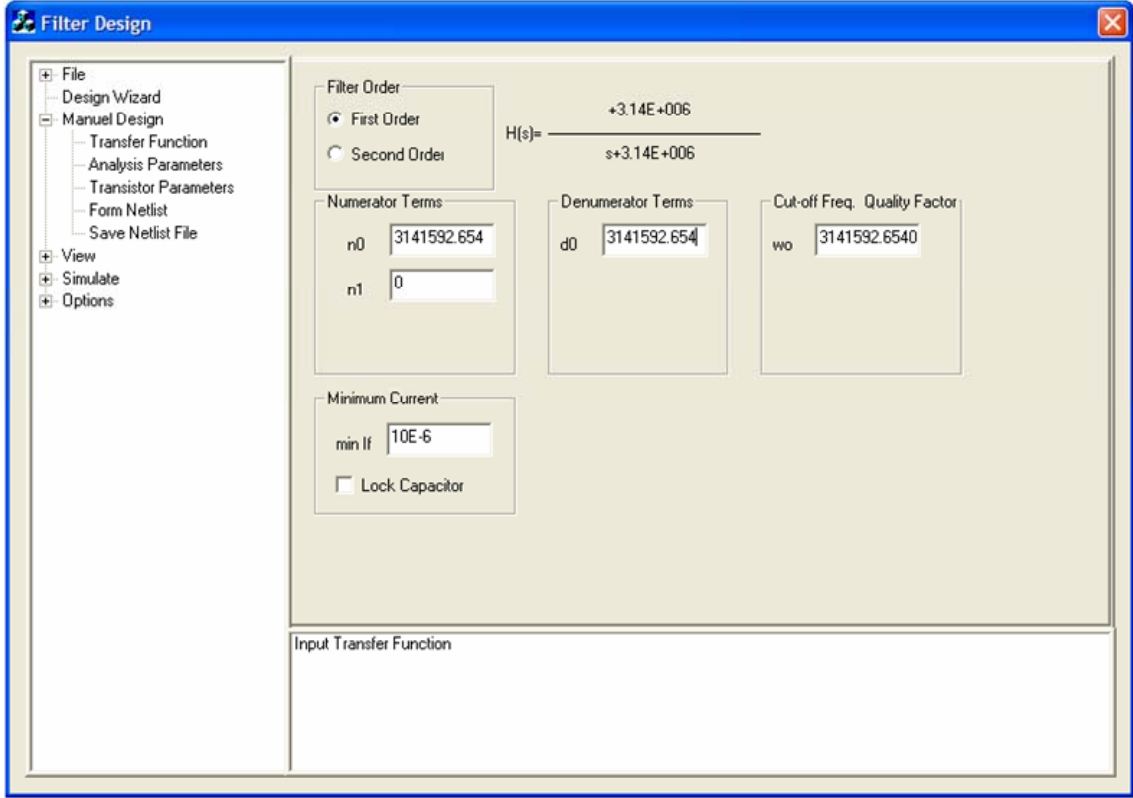
5.2 Birinci Dereceden Alçak Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi

Birinci dereceden alçak geçiren bir filtre devresi genel olarak Denklem (5.8)'de görüldüğü gibi bir transfer fonksiyonuna sahiptir.

$$H(s) = \frac{n_0}{s + d_0} = \frac{n_0}{s + \omega_0} \quad (5.8)$$

Denklem (5.8)'de görüldüğü gibi birinci dereceden genel bir transfer fonksiyonundan (Denklem (5.1)) alçak geçiren karakteristiğe sahip bir transfer fonksiyonu elde etmek için $n_1=0$ olarak seçmek gerekmektedir. Bu durumda oluşturulan programda birinci dereceden alçak geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için ilk olarak programın ara yüzünden birinci derece filtre tasarımı kısmı seçilmelidir. Daha sonra kullanıcıdan birinci dereceden bir filtre devresine ait transfer fonksiyonu parametreleri istenmektedir. Kullanıcı alçak geçiren bir logaritmik ortam filtresi elde edebilmek için $n_1=0$ olarak girmeli n_0 ve d_0 parametrelerini ise hangi transfer fonksiyonunun devresini istiyorsa ona göre girmelidir. Kullanıcı bu değerleri girdikten sonra aynı sayfada bulunan en küçük akım kaynağı değerini de transistör elemanının çalışmasına uygun olacak bir değer olarak belirlemelidir.

Örneğin birinci dereceden alçak geçiren bir logaritmik ortam filtresini 500kHz kutup frekansı için iletim kazancı 1 olacak şekilde tasarlayalım. Bu durumda 500kHz kutup frekansı $\omega_0 = 2.\pi.500000$ rad/sn değerinde bir açısal frekansa sahiptir. Yani $d_0 = 2.\pi.500000$ olur. iletim kazancının 1 olabilmesi için ise $n_0 = d_0 = \omega_0$ olmalıdır. Bunların yanında devrede kullanılan en küçük akım kaynağı değerini de $10\mu\text{A}$ olarak seçelim. Bu özelliklerde bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için oluşturulan programın ara yüzünde Şekil 5.2'de görüldüğü gibi bir giriş yapmalıyız.



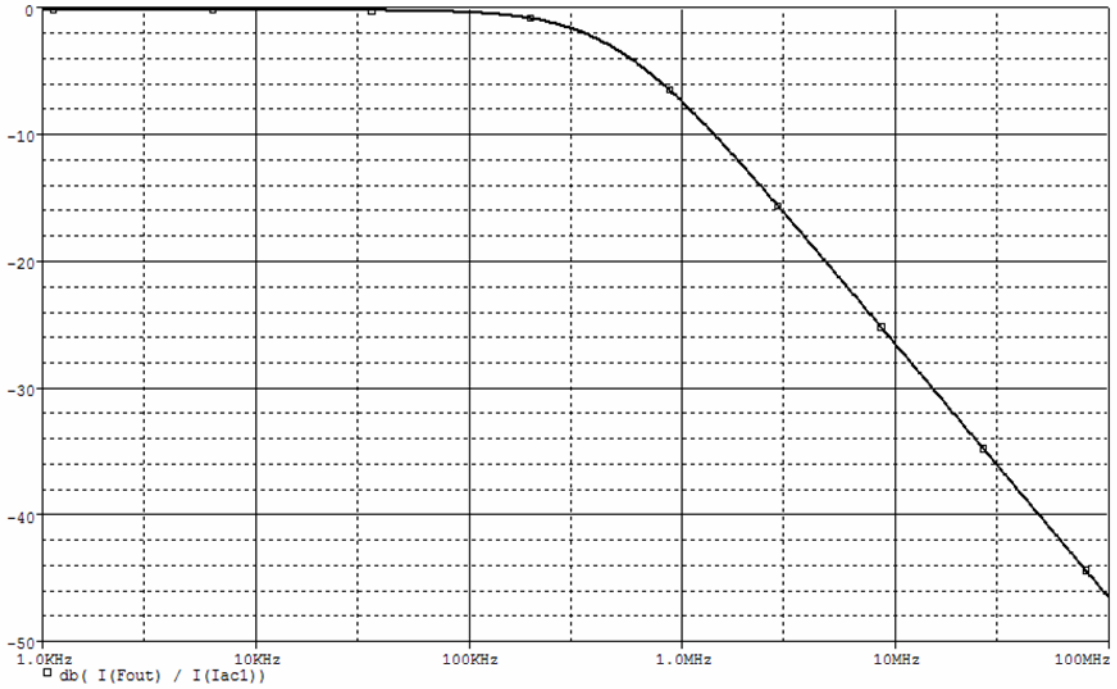
Şekil 5.2 Birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri

Girilen bu parametrelere göre alçak geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken daha önce bahsedilen alternatifler programın arka planında tek tek irdelenmektedir. Bu değerlere sahip bir filtre devresi tasarımında alternatifler değerlendirildiğinde Şekil 1’de görülen devre şeması elde edilmektedir. Fakat $n_1=0$ olduğundan dolayı çıkış katındaki Q15 ve Q16 transistörlerinin çarpanları sıfırdır. Bu durum Q15 ve Q16 transistörlerinin devreden çıkarılması ile aynı anlama gelmektedir. Tasarlanan örnek devre için akım bölücü devrenin bağımsız akım kaynağı değeri $10\mu A$ olarak alındığında ve $V_T=25.681mV$ olduğu için $I_f = \omega_0 C V_t$ formülünden C kapasitesinin değeri $C=123.947pF$ olarak bulunur. Alınan bu değerlere bağlı olarak devrede bulunan bağımsız I_{f1} ve I_{f2} akım kaynaklarının değerleri Denklem (5.9)’da verildiği gibidir. Bütün bu hesaplamalar parametre girişleri yapıldıktan sonra programın arka planında sırayla gerçekleştirilmekte ve ona göre devre ve dolayısıyla *netlist* parametreleri

oluşturulmaktadır. Bunlara göre programdan elde edilen bağımsız akım kaynaklarının değerleri Denklem (5.9)'daki hesaplama sonucu ile aynıdır.

$$\begin{aligned} I_{f1} &= \omega_0 CV_T = 10 \mu A \\ I_{f2} &= n_0 CV_T = \omega_0 CV = 10 \mu A \end{aligned} \quad (5.9)$$

Programın arka planında bütün hesaplamalar ve tasarım yapıldıktan sonra girilen transfer fonksiyonuna ait *netlist* elde edilir. Elde edilen *netlist* için analiz parametreleri girilerek program yardımıyla PSpice'ta kolayca istenilen analizi yapmak mümkündür. Tasarlanan birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresinin PSpice'ta frekans ortamı analizi yapıldığında elde edilen frekans cevabının genlik grafiği *dB* cinsinden Şekil 5.3'de görüldüğü gibidir.



Şekil 5.3 Birinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı

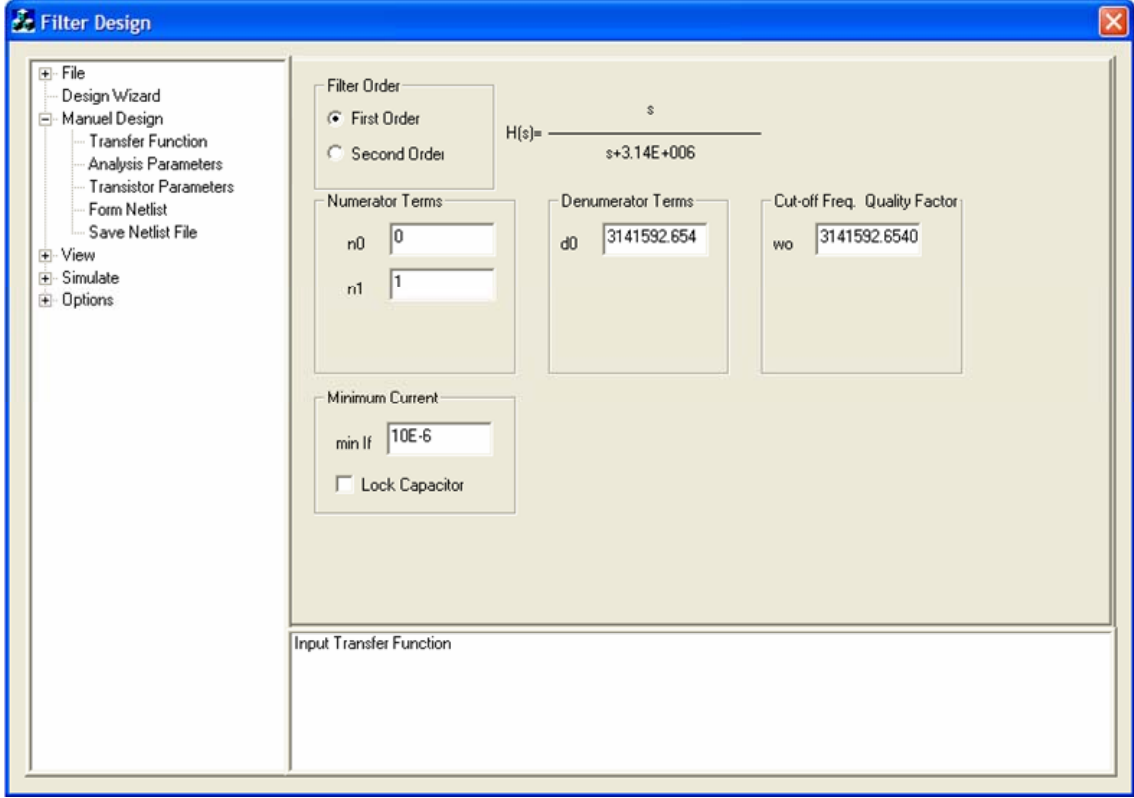
5.3 Birinci Dereceden Yüksek Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi

Birinci dereceden yüksek geçiren bir filtre devresi genel olarak Denklem (5.10)'da görüldüğü gibi bir transfer fonksiyonuna sahiptir.

$$H(s) = \frac{n_1 s}{s + d_0} = \frac{n_1 s}{s + \omega_0} \quad (5.10)$$

Denklem (5.10)'a bakıldığında birinci dereceden genel bir transfer fonksiyonundan (Denklem (5.1)) yüksek geçiren karakteristiğe sahip bir transfer fonksiyonu elde etmek için $n_0 = 0$ olarak seçmek gerektiği anlaşılmaktadır. Bu durumda oluşturulan programda birinci dereceden yüksek geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için alçak geçiren logaritmik ortam filtresi tasarımında kullandığımız adımları aynen tekrarlarız. Fakat burada farklı olarak yüksek geçiren bir logaritmik ortam filtresi elde edebilmek için $n_0 = 0$ olarak girilmeli n_1 ve d_0 parametreleri ise hangi transfer fonksiyonunun devresi isteniyorsa ona göre giriş yapılmalıdır.

Örneğin birinci dereceden yüksek geçiren bir logaritmik ortam filtresini 500kHz kutup frekansı ve $n_1 = 1$ olacak şekilde tasarlayalım. Bu durumda 500kHz kutup frekansı $\omega_0 = 2\pi \cdot 500000$ rad/sn değerinde bir açısal frekansa sahiptir. Yani $d_0 = 2\pi \cdot 500000$ olur. Bunların yanında devrede kullanılan en küçük akım kaynağı değerini de $10\mu A$ olarak seçelim. Bu özelliklerde bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için tasarlanan programın ara yüzünde Şekil 5.4'de görüldüğü gibi bir giriş yapmalıyız.



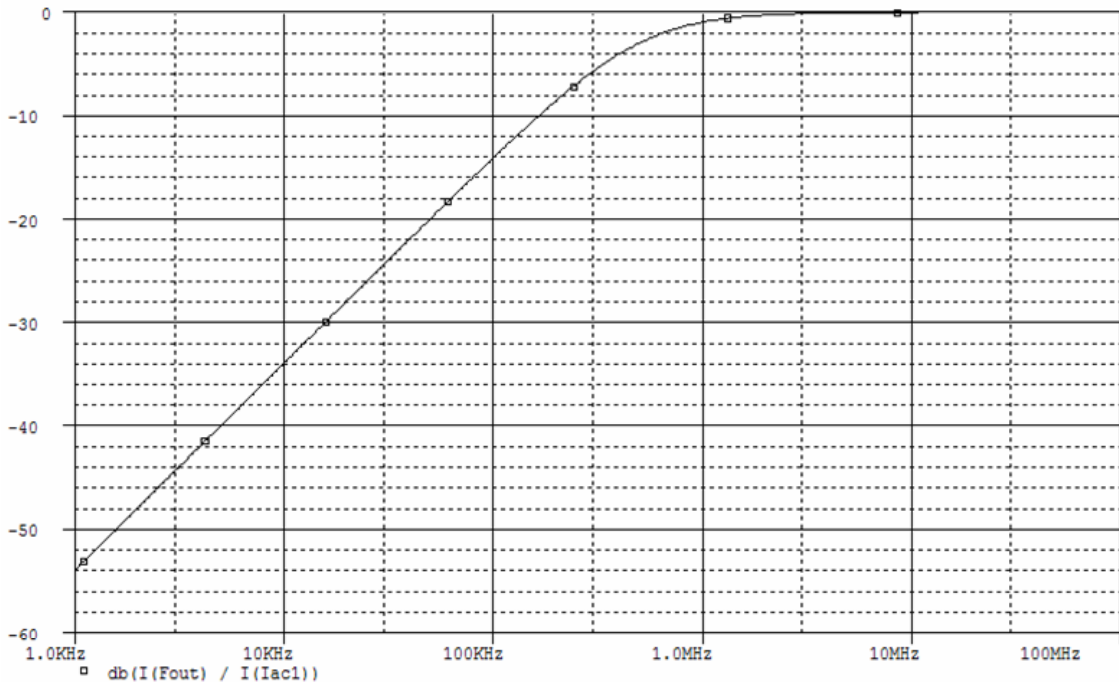
Şekil 5.4 Birinci dereceden yüksek geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri

Girilen bu parametrelere göre yüksek geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken daha önce bahsedilen alternatifler programın arka planında tek tek irdelenmektedir. Programa girilen bu değerlere göre yüksek geçiren logaritmik ortam filtre devresi tasarlanırken $(n_0 - d_0 n_1) < 0$ olduğu görülür. Bu durum sistem denklemlerinde Denklem (5.3.b)'ye uygundur ve dolayısıyla filtreye ait devre yapısı Şekil 1'de verilen devrede u_L ve u_R kaynaklarının yer değiştirmesi ile elde edilmektedir. Devre yapısında diğer alternatif olarak $n_1 = 1$ olduğu gözlenmektedir. Bu koşul çıkış denklemi olarak Denklem (5.3.c)'de görüldüğü gibidir ve böylece Şekil 1 üzerinde çıkış katındaki Q15 ve Q16 transistörlerin çarpanları 1 dir. Tasarlanan örnek devre için akım bölücü devrenin bağımsız akım kaynağı değeri $10\mu A$ olarak alındığında ve $V_T = 25.681mV$ olduğu için $I_f = \omega_0 C V_t$ formülünden C kapasitesinin değeri $C = 123.947pF$ olarak bulunur. Alınan bu değerlere bağlı olarak devrede bulunan bağımsız I_{f1} ve I_{f2} akım kaynaklarının değerleri Denklem (5.11)'de verildiği gibidir.

Bütün bu hesaplamalar parametre girişleri yapıldıktan sonra programın arka planında sırasıyla gerçekleştirilmekte ve ona göre devre ve dolayısıyla *netlist* parametreleri oluşturulmaktadır. Bunlara göre programdan elde edilen bağımsız akım kaynaklarının değerleri Denklem (5.11)'deki hesaplama sonucu ile aynıdır.

$$\begin{aligned} I_{f1} &= \omega_0 C V_T = 10 \mu A \\ I_{f2} &= |-d_0 n_1| C V_T = \omega_0 C V = 10 \mu A \end{aligned} \quad (5.11)$$

Programın arka planında bütün hesaplamalar ve tasarım yapıldıktan sonra girilen transfer fonksiyonuna ait *netlist* elde edilir. Elde edilen *netlist* için analiz parametreleri girilerek program yardımıyla PSpice'ta kolayca istenilen analizi yapmak mümkündür. Tasarlanan birinci dereceden yüksek geçiren logaritmik ortam filtresinin PSpice'ta frekans ortamı analizi yapıldığında elde edilen frekans cevabının genlik grafiği *dB* cinsinden Şekil 5.5'de görüldüğü gibidir.



Şekil 5.5 Birinci dereceden yüksek geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı

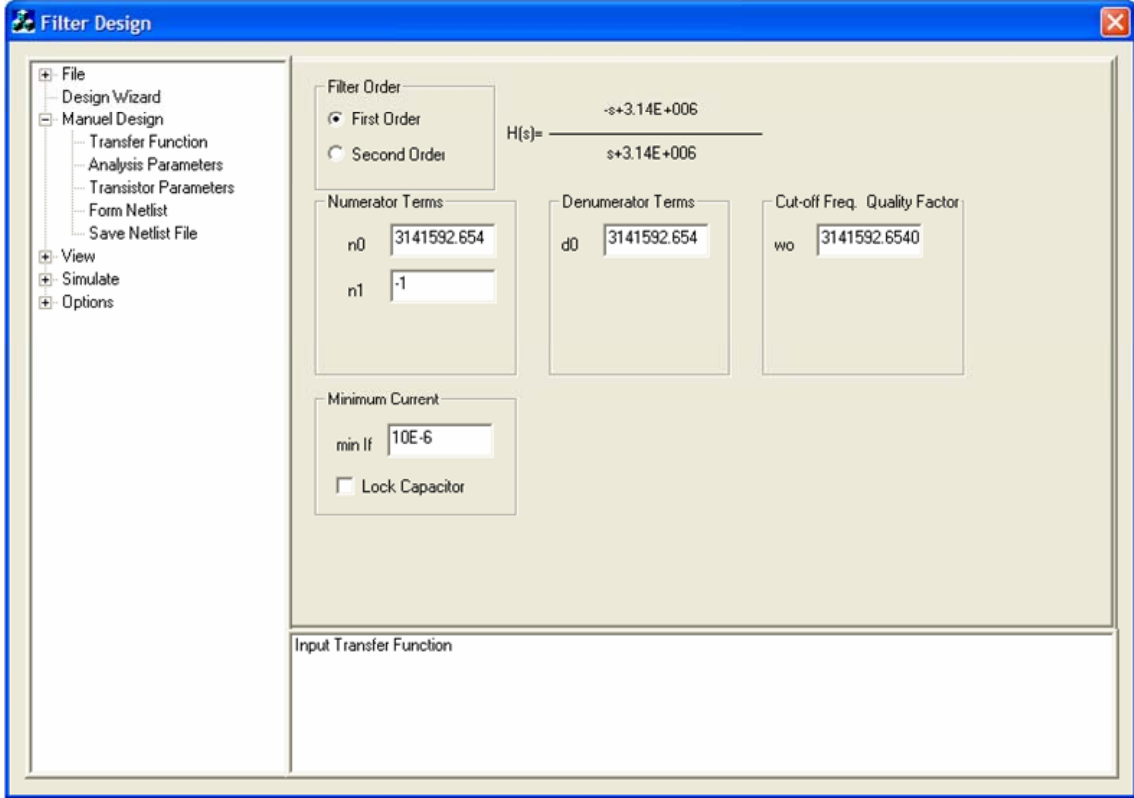
5.4 Birinci Dereceden Tüm Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi

Birinci dereceden tüm geçiren bir filtre devresi genel olarak Denklem (5.12)'de görüldüğü gibi bir transfer fonksiyonuna sahiptir.

$$H(s) = \frac{n_1 s - n_1 \omega_0}{s + \omega_0} \quad (5.12)$$

Denklem (5.12)'ye bakıldığında birinci dereceden genel bir transfer fonksiyonundan tüm geçiren karakteristiğe sahip bir transfer fonksiyonu elde etmek için $n_0 = -n_1 \omega_0$ olarak seçmek gerektiği anlaşılmaktadır. Bu durumda oluşturulan programda birinci dereceden tüm geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için alçak geçiren logaritmik ortam filtresi tasarımında kullandığımız adımları aynen tekrarlarız. Fakat burada farklı olarak tüm geçiren bir logaritmik ortam filtresi elde edebilmek için n_0 , n_1 ve d_0 parametrelerinin Denklem(5.12)'de verilen yapıya uygun olarak programa girilmesi gerekmektedir.

Örneğin birinci dereceden tüm geçiren bir logaritmik ortam filtresini 500kHz kutup frekansı ve $n_1 = 1$ olacak şekilde tasarlayalım. Bu durumda 500kHz kutup frekansı, $\omega_0 = 2\pi \cdot 500000$ rad/sn değerinde bir açısal frekansa sahiptir. Yani $d_0 = 2\pi \cdot 500000$ ve $n_0 = -2\pi \cdot 500000$ olur. Bunların yanında devrede kullanılan en küçük akım kaynağı değerini de $10\mu\text{A}$ olarak seçelim. Bu özelliklerde bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için tasarlanan programın ara yüzünde Şekil 5.6'de görüldüğü gibi bir giriş yapmalıyız.



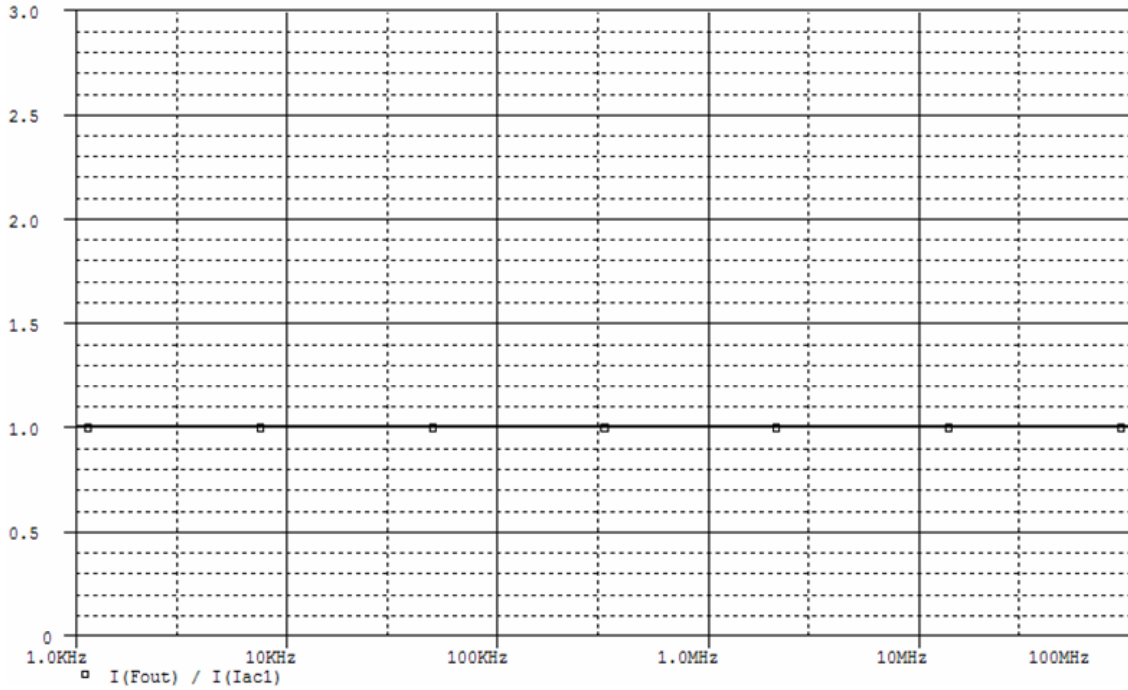
Şekil 5.6 Birinci dereceden tüm geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri

Girilen bu parametrelere göre tüm geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken daha önce bahsedilen alternatifler programın arka planında tek tek irdelenmektedir. Programa girilen bu değerlere göre tüm geçiren logaritmik ortam filtre devresi tasarlanırken $(n_0 - d_0 n_1) > 0$ olduğu görülür. Bu durum sistem denklemlerinde Denklem (5.3.a)'ya uygundur ve dolayısıyla filtreye ait devre yapısı Şekil 1'de verilen gibidir. Devre yapısında diğer alternatif olarak $n_1 = -1$ olduğu gözlenmektedir. Bu koşul çıkış denklemi olarak Denklem (5.3.d)'de görüldüğü gibidir ve böylece Şekil 1 üzerinde çıkış katındaki Q15 transistörünün beyzi v_{OR} gerilimine sahip düğüm noktasına, Q16 transistörünün beyzi ise v_{OL} gerilimine sahip düğüm noktasına bağlıdır ve her iki transistorün çarpanları 1'dir. Tasarlanan örnek devre için akım bölücü devrenin bağımsız akım kaynağı değeri $10\mu A$ olarak alındığında ve $V_T = 25.681mV$ olduğu için $I_f = \omega_0 C V_t$ formülünden C kapasitesinin değeri $C = 123.947pF$ olarak bulunur. Alınan bu değerlere bağlı olarak devrede bulunan bağımsız I_{f1} ve I_{f2} akım kaynaklarının

değerleri Denklem (5.13)'de verildiği gibidir. Bütün bu hesaplamalar parametre girişleri yapıldıktan sonra programın arka planında sırasıyla gerçekleştirilmekte ve ona göre devre ve dolayısıyla *netlist* parametreleri oluşturulmaktadır. Bunlara göre programdan elde edilen bağımsız akım kaynaklarının değerleri Denklem (5.13)'deki hesaplama sonucu ile aynıdır.

$$\begin{aligned} I_{f1} &= \omega_0 C V_T = 10 \mu A \\ I_{f2} &= (|n_0 - d_0 n_1|) C V_T = \omega_0 C V = 20 \mu A \end{aligned} \quad (5.13)$$

Programın arka planında bütün hesaplamalar ve tasarım yapıldıktan sonra girilen transfer fonksiyonuna ait *netlist* elde edilir. Elde edilen *netlist* için analiz parametreleri girilerek program yardımıyla PSpice'ta kolayca istenilen analizi yapmak mümkündür. Tasarlanan birinci dereceden tüm geçiren logaritmik ortam filtresinin PSpice'ta frekans ortamı analizi yapıldığında elde edilen frekans cevabının genlik grafiği Şekil 5.7'de görüldüğü gibidir.



Şekil 5.7 Birinci dereceden tüm geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı

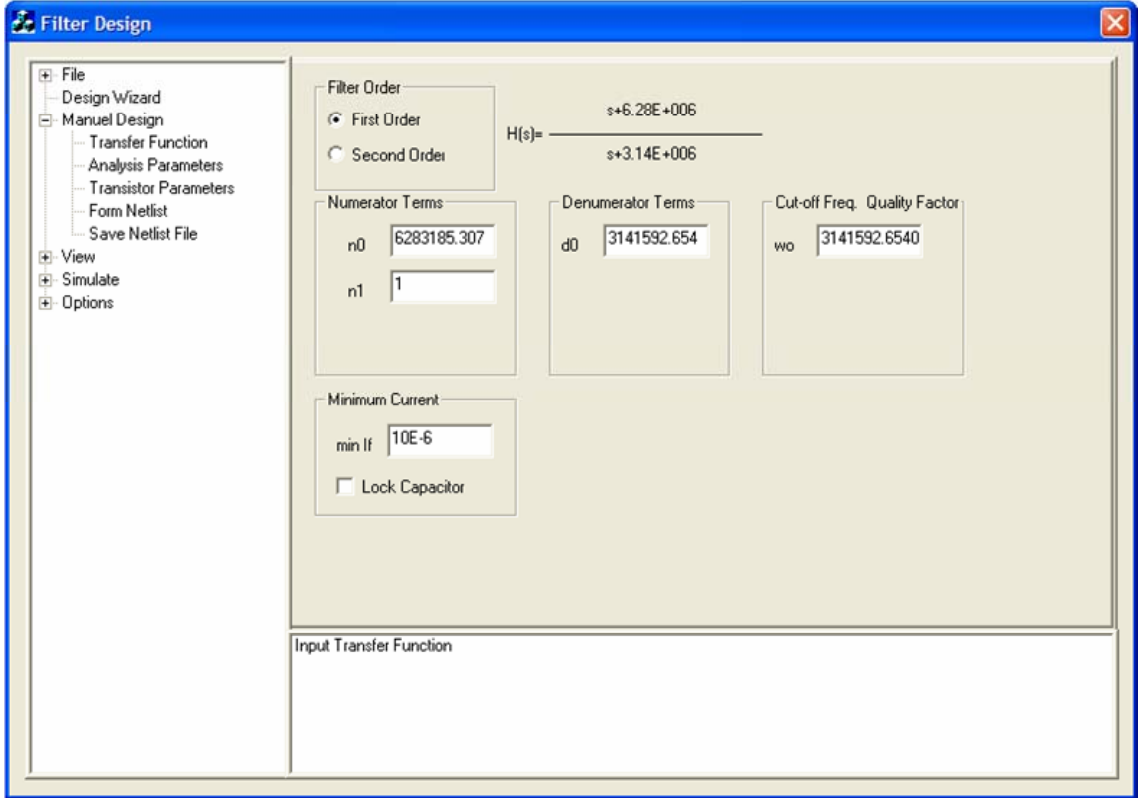
5.5 Birinci Dereceden Genel Logaritmik Ortam Filtresi

Birinci dereceden genel bir filtre devresi genel olarak Denklem (5.14)'de görüldüğü gibi bir transfer fonksiyonuna sahiptir.

$$H(s) = \frac{n_1 s + n_0}{s + \omega_0} \quad (5.14)$$

Denklem (5.14)'e bakıldığında birinci dereceden genel bir transfer fonksiyona sahip logaritmik ortam filtresi tasarlamak için $n_0 \neq 0$, $n_1 \neq 0$, $d_0 \neq 0$ seçmek gerektiği anlaşılmaktadır. Bu durumda oluşturulan programda birinci dereceden genel bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için alçak geçiren logaritmik ortam filtresi tasarımında kullandığımız adımları aynen tekrarlarız. Fakat burada farklı olarak genel bir logaritmik ortam filtresi elde edebilmek için n_0 , n_1 ve d_0 parametrelerinin Denklem(5.14)'de verilen yapıya uygun olarak programa girilmesi gerekmektedir.

Örneğin birinci dereceden genel bir logaritmik ortam filtresini 500kHz kutup frekansı ve $n_1 = 1$, $n_0 = 2 \cdot \omega_0$ olacak şekilde tasarlayalım. Bu durumda 500kHz kutup frekansı $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 500000$ rad/sn değerinde bir açısal frekansa sahiptir. Yani $d_0 = 2 \cdot \pi \cdot 500000$ ve $n_0 = 2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 500000$ olur. Bunların yanında devrede kullanılan en küçük akım kaynağı değerini de $10 \mu A$ olarak seçelim. Bu özelliklerde bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için tasarlanan programın ara yüzünde Şekil 5.8'de görüldüğü gibi bir giriş yapmalıyız.



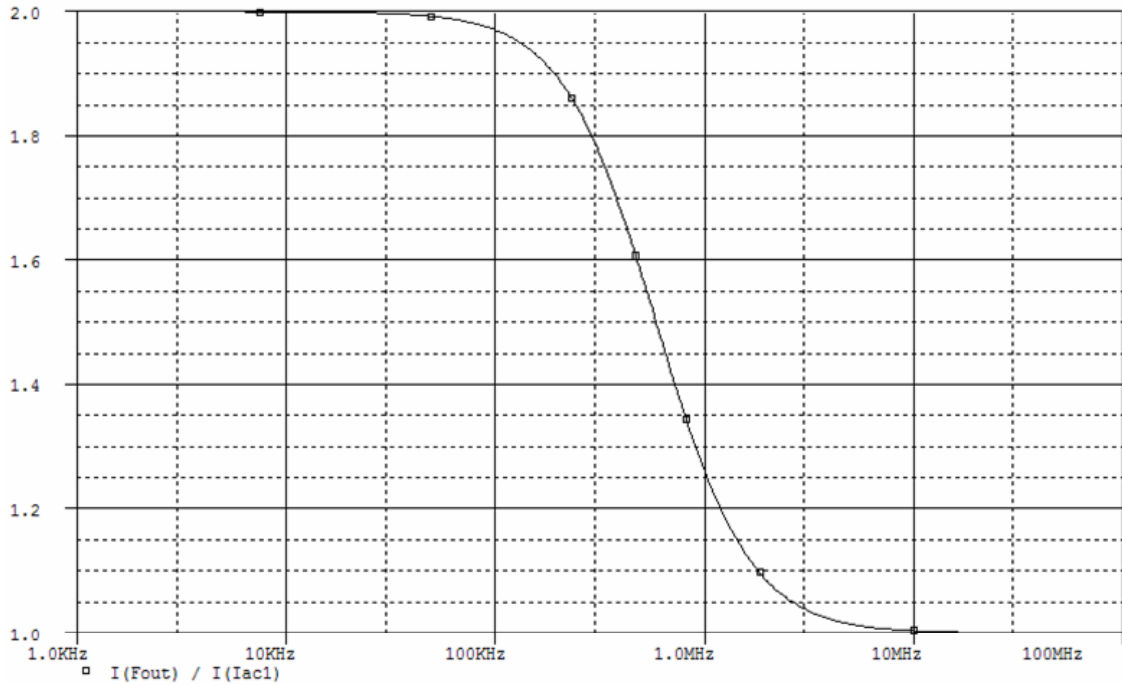
Şekil 5.8 Birinci dereceden genel bir logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri

Girilen bu parametrelere göre genel bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken daha önce bahsedilen alternatifler programın arka planında tek tek irdelenmektedir. Programa girilen bu değerlere göre yüksek geçiren logaritmik ortam filtre devresi tasarlanırken $(n_0 - d_0 n_1) > 0$ olduğu görülür. Bu durum sistem denklemlerinde Denklem (5.3.a)'ya uygundur ve dolayısıyla filtreye ait devre yapısı Şekil 1'de verilen gibidir. Devre yapısında diğer alternatif olarak $n_1 = 1$ olduğu gözlenmektedir. Bu koşulda çıkış denklemi Denklem (5.3.c)'de görüldüğü gibidir ve Q15 ve Q16 transistorlerinin çarpanları 1'dir. Tasarlanan örnek devre için akım bölücü devrenin bağımsız akım kaynağı değeri $10\mu A$ olarak alındığında ve $V_T = 25.681mV$ olduğu için $I_f = \omega_0 C V_t$ formülünden C kapasitesinin değeri $C = 123.947pF$ olarak bulunur. Alınan bu değerlere bağlı olarak devrede bulunan bağımsız I_{f1} ve I_{f2} akım kaynaklarının değerleri Denklem (5.13)'de verildiği gibidir. Bütün bu hesaplamalar parametre girişleri yapıldıktan sonra programın arka planında sırasıyla gerçekleştirilmekte ve ona göre

devre ve dolayısıyla *netlist* parametreleri oluşturulmaktadır. Bunlara göre programdan elde edilen bağımsız akım kaynaklarının değerleri Denklem (5.13)'teki hesaplama sonucu ile aynıdır.

$$\begin{aligned} I_{f1} &= \omega_0 C V_T = 10 \mu A \\ I_{f2} &= (|n_0 - d_0 n_1|) C V_T = \omega_0 C V = 10 \mu A \end{aligned} \quad (5.13)$$

Programın arka planında bütün hesaplamalar ve tasarım yapıldıktan sonra girilen transfer fonksiyonuna ait *netlist* elde edilir. Elde edilen *netlist* için analiz parametreleri girilerek program yardımıyla PSpice'ta kolayca istenilen analizi yapmak mümkündür. Tasarlanan birinci dereceden genel logaritmik ortam filtresinin PSpice'ta frekans ortamı analizi yapıldığında elde edilen frekans cevabının genlik grafiği Şekil 5.9'da görüldüğü gibidir.



Şekil 5.9 Birinci dereceden genel bir logaritmik ortam filtresi frekans cevabı

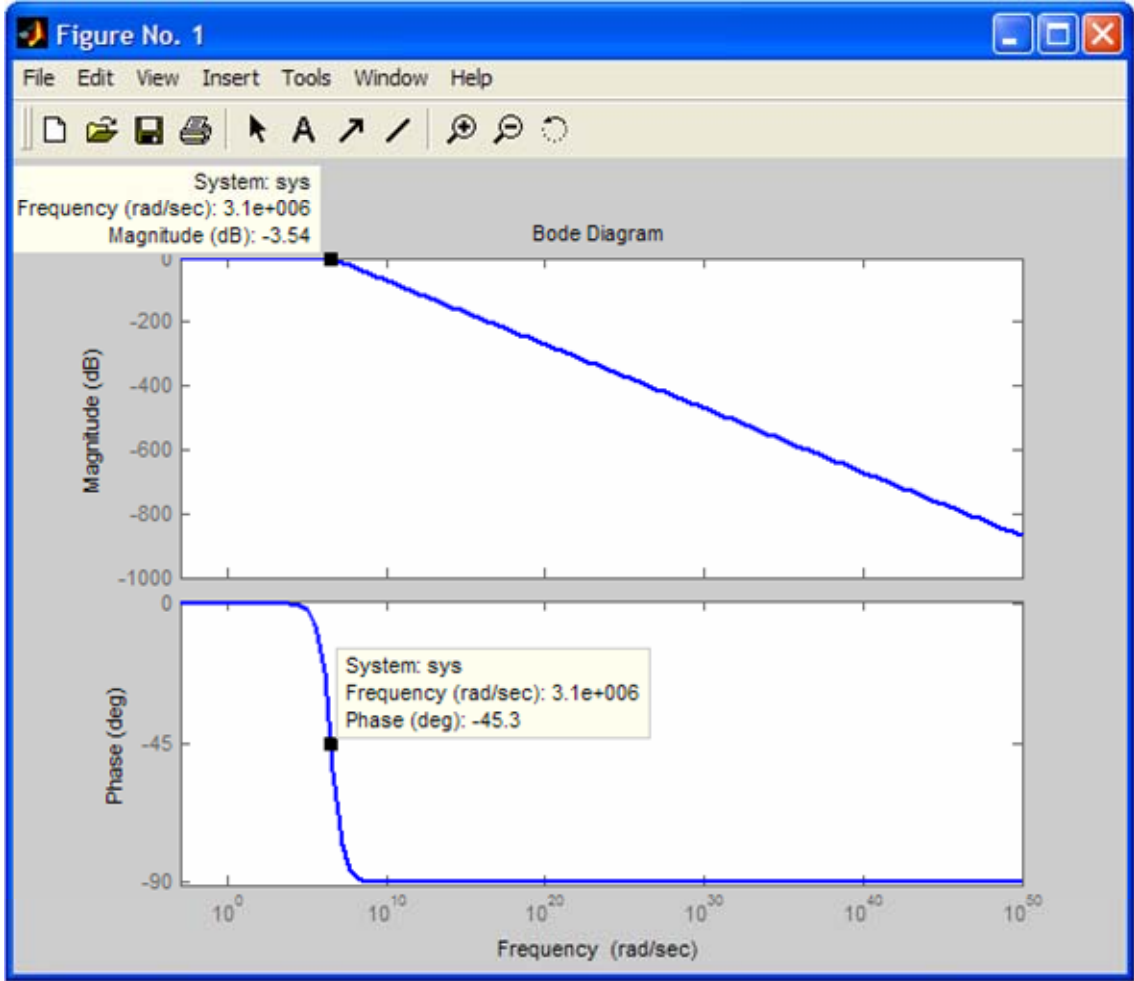
5.6 Birinci ve İkinci Dereceden Filtre Devrelerinin Matlab Programı Yardımıyla Matematiksek Frekans Cevabı Hesabı

Birinci veya ikinci dereceden bir filtre devresinin tasarımı yapılırken bilinen bütün filtre devresi türleri ve bu türler içerisinde katsayıların değer ya da işaret değişimi ile oluşan değişikliklerin hepsi göz önünde bulundurulmuştur. Bu sebepten yapılan bütün tasarımlar çok farklı katsayılar kullanılarak bir çok transfer fonksiyonu için tek tek denenmiştir.

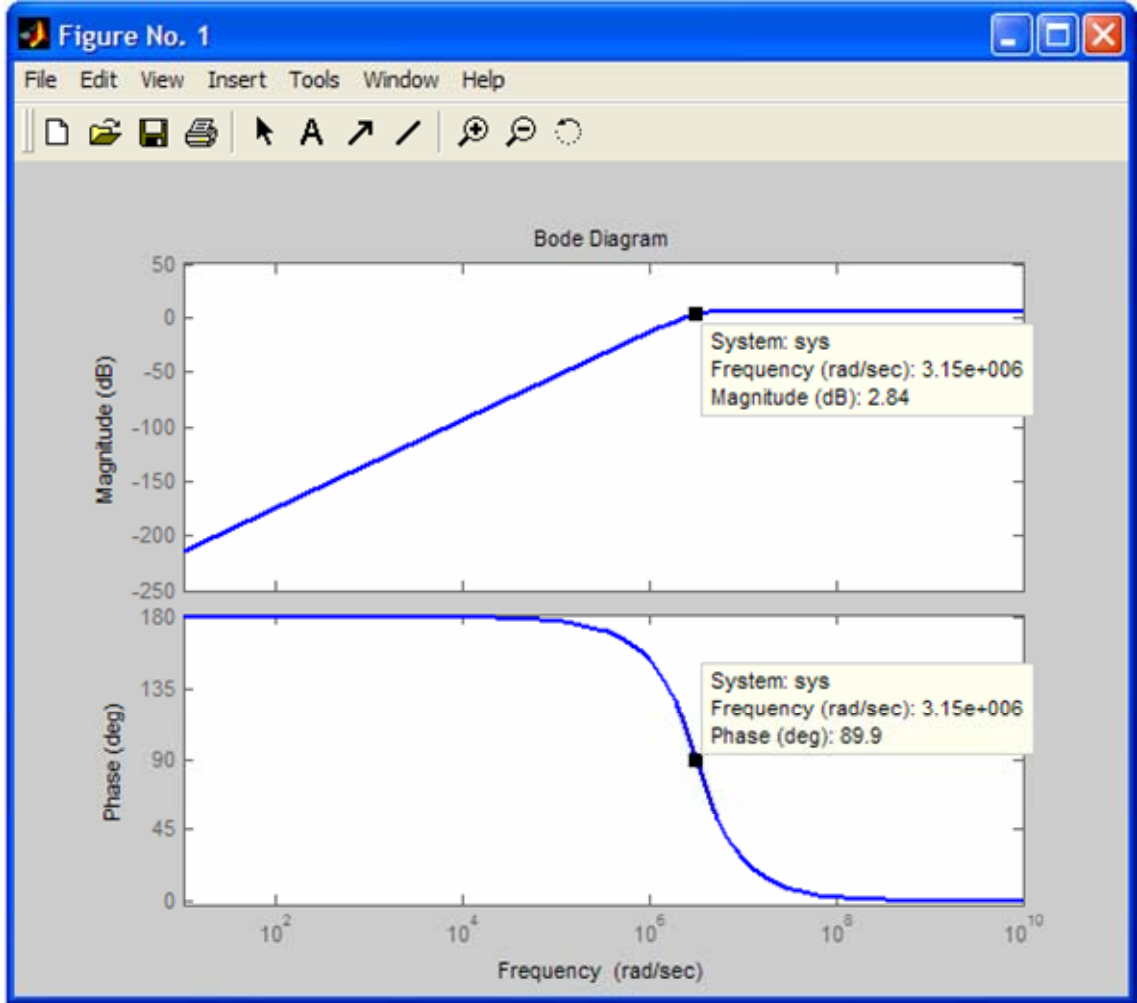
Tasarımlar yapıldıktan sonra kullanılan farklı transfer fonksiyonu katsayıları için devreler test edilirken devrelerin tek tek zaman ortamı ve frekans ortamında analizleri PSpice programı kullanılarak yapılmıştır. PSpice programı kullanılarak yapılan frekans ortamı analiz sonuçlarının bütün transfer fonksiyonları için doğruluğunu hemen test edebilmek kolay olmadığından dolayı ele alınan transfer fonksiyonunun frekans cevabını verebilecek bir Matlab programı kullanılarak devrenin doğru çalışıp çalışmadığı kontrol edilmiştir. Birinci ve ikinci dereceden filtre transfer fonksiyonlarının matematiksel analizini yapmak için kullanılan Matlab programının kodu Ek-1’de verilmiştir.

Bu amaç için kullanılan Matlab programında bir transfer fonksiyonunun genlik ve faz cevaplarını veren hazır bir bode fonksiyonu komutundan faydalanılmıştır. Bu program kullanılarak birinci dereceden Kısım 5.2’de verilen örnek alçak geçiren filtre devresi için transfer fonksiyonunun aynısı hazırlanan Matlab programına girilmiş ve Şekil 5.10’da görülen genlik ve faz eğrileri matematiksel analiz sonucu elde edilir. Benzer şekilde ikinci dereceden Bölüm 6.3’de verilen örnek yüksek geçiren filtre devresi için transfer fonksiyonunun aynısı hazırlanan Matlab programına girdi olarak verilmiş ve Şekil 5.11’de görülen genlik ve faz eğrileri matematiksel analiz sonucu elde edilmiştir.

Oluşturulan Matlab programı yapılan bütün tasarımların doğruluğu için bir değerlendirme yöntemi olmuş ve bu şekilde bütün transfer fonksiyonları için en doğru olan tasarım elde edilmeye çalışılmıştır.



Şekil 5.10 Birinci dereceden alçak geçiren filtre karakteristiğine sahip transfer fonksiyonu matematiksel analizi



Şekil 5.11 İkinci dereceden yüksek geçiren filtre karakteristiğine sahip transfer fonksiyonu matematiksel analizi

ALTINCI BÖLÜM

İKİNCİ DERECEDEDEN AB SINIFI FARK ALAN TİP LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİ

6. İKİNCİ DERECEDEDEN AB SINIFI FARK ALAN TİP LOGARİTMİK ORTAM FİLTRELERİ

6.1 İkinci Dereceden AB Sınıfı Logaritmik Ortam Filtresi Tasarımı

İkinci dereceden bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken kullanılan durum uzayı sentez yöntemi Bölüm 4'te ayrıntılı olarak verilmiştir. Bu bölümde durum uzayı sentez yöntemi kullanılarak ikinci dereceden olası logaritmik ortam filtrelerinin tasarımı, devre şekli ve simülasyonlarına yer verilecektir.

İkinci dereceden en genel yapıda bir filtre transfer fonksiyonu Denklem (6.1)'de verildiği gibidir. Bu transfer fonksiyonuna Bölüm 4'de açıklanan durum uzayı sentez yöntemi uygulandığında Denklem (6.2)'de görülen sistem denklemleri en genel yapıda elde edilir.

$$H(s) = \frac{n_2 s^2 + n_1 s + n_0}{s^2 + d_1 s + d_0} \quad (6.1)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= (\omega_0) x_2 + (n_1 - d_1 n_2) u \\ \dot{x}_2 &= \left(-\frac{d_0}{\omega_0}\right) x_1 + (-d_1) x_2 + \left(\frac{d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0}{\omega_0}\right) u \end{aligned} \quad (6.2)$$

$$y = x_1 + n_2 u$$

İkinci dereceden genel yapıda Denklem (6.2)'de verilen sistem denklemleri transfer fonksiyonundaki pay parametrelerine göre farklı filtre türlerini temsil etmektedir. Aynı

zamanda transfer fonksiyonu parametrelerinin aldığı değerlere göre tasarlanan devrede bazı değişiklikler meydana gelmektedir.

Verilen transfer fonksiyonunun kutuplarının sol yarı düzlemde olabilmesi için yani kararlılık kriterlerini sağlayabilmesi için d_0 ve d_1 değerlerinin her zaman pozitif olması gerekmektedir. Logaritmik ortam filtrelerinin gerçekleştirilmesi için sağlaması gereken önemli bir kriter Denklem (6.2)'de verilen sistem denklemlerinde ilk diferansiyel denklemde x_1 'in katsayısının her zaman negatif diğer terimlerin pozitif olması; ikinci diferansiyel denklemde ise x_2 'nin katsayısının her zaman negatif olması diğerlerinin pozitif olması gerektiğidir (Tola, 2000). Ancak birinci diferansiyel denklemde x_1 'in katsayısı sıfırdır u 'nun katsayısı da n_1 ve n_2 katsayılarının değerlerine göre negatif olma riski taşımaktadır. Diğer taraftan ikinci diferansiyel denklemde x_1 'in katsayısı her zaman negatif olmakta ve benzer şekilde u 'nun katsayısı n_0 , n_1 ve n_2 katsayılarının değerlerine göre negatif olma riski taşımaktadır. Buna göre bu haliyle Denklem (6.2)'nin logaritmik ortamda gerçekleşmesi mümkün değildir. Bu sorunu çözebilmek için Bölüm 4'de açıklanan fark alan yapıda AB sınıfı bir sistem denklemleri Denklem (6.3)'de verilmiştir.

Denklem (6.2)'deki sistem denklemlerindeki $(n_1 - d_1 n_2)$, $(\frac{d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0}{\omega_0})$ ve n_2 terimleri değişken işaretli olabilmektedir. Bu durum

Bölüm 4'te anlatıldığı gibi sistem denklemlerinde bazı değişikliklere sebep olur. Farklı işaretli parametrelere bağlı olarak sistem denklemlerinin değişmesi ile ilgili üç alternatif mevcuttur. Bu alternatiflere göre, $(n_1 - d_1 n_2)$ teriminin işaret değiştirmesi birinci

diferansiyel denklemde değişikliğe sebep olurken $(\frac{d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0}{\omega_0})$

teriminin farklı işaretlerde olması ikinci diferansiyel denklemde değişikliğe sebep olur. Transfer fonksiyonundaki n_2 teriminin farklı işaretli olması ise çıkış denkleminde değişikliğe sebep olmaktadır.

Buna göre $(n_1 - d_1 n_2) > 0$ ise birinci diferansiyel denklem AB sınıfı fark alan yapıda Denklem (6.3.a) da görüldüğü gibi ifade edilirken $(n_1 - d_1 n_2) < 0$ ise birinci diferansiyel denklem Denklem (6.3.b)'de görüldüğü gibi elde edilmektedir. Eğer $(\frac{d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0}{\omega_0}) > 0$ ise ikinci diferansiyel denklem Denklem (6.3.c)'de görüldüğü gibi olurken, $(\frac{d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0}{\omega_0}) < 0$ olduğu durumda ikinci diferansiyel denklem Denklem (6.3.d)'deki gibi elde edilmektedir. Son olarak $n_2 > 0$ ise sistemin çıkış denklemleri Denklem (6.3.e)'de verildiği gibi elde edilirken, $n_2 < 0$ olması durumunda ise bu denklemler Denklem (6.3.f)'deki gibi değişmektedir.

$$\dot{x}_{1L} = (\omega_0) x_{2L} + (|n_1 - d_1 n_2|) u_L - \frac{\omega_0}{I_f} x_{1L} x_{1R} \quad (6.3.a)$$

$$\dot{x}_{1R} = (\omega_0) x_{2R} + (|n_1 - d_1 n_2|) u_R - \frac{\omega_0}{I_f} x_{1L} x_{1R}$$

$$\dot{x}_{1L} = (\omega_0) x_{2L} + (|n_1 - d_1 n_2|) u_R - \frac{\omega_0}{I_f} x_{1L} x_{1R} \quad (6.3.b)$$

$$\dot{x}_{1R} = (\omega_0) x_{2R} + (|n_1 - d_1 n_2|) u_L - \frac{\omega_0}{I_f} x_{1L} x_{1R}$$

$$\dot{x}_{2L} = (-d_1) x_{2L} + \left(\frac{d_0}{\omega_0}\right) x_{1R} + \left(|\frac{d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0}{\omega_0}|\right) u_L - \frac{\omega_0}{I_f} x_{2L} x_{2R} \quad (6.3.c)$$

$$\dot{x}_{2R} = (-d_1) x_{2R} + \left(\frac{d_0}{\omega_0}\right) x_{1L} + \left(|\frac{d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0}{\omega_0}|\right) u_R - \frac{\omega_0}{I_f} x_{2L} x_{2R}$$

$$\dot{x}_{2L} = (-d_1) x_{2L} + \left(\frac{d_0}{\omega_0}\right) x_{1R} + \left(|\frac{d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0}{\omega_0}|\right) u_R - \frac{\omega_0}{I_f} x_{2L} x_{2R} \quad (6.3.d)$$

$$\dot{x}_{2R} = (-d_1) x_{2R} + \left(\frac{d_0}{\omega_0}\right) x_{1L} + \left(|\frac{d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0}{\omega_0}|\right) u_L - \frac{\omega_0}{I_f} x_{2L} x_{2R}$$

$$y_L = x_{1L} + (|n_2|) u_L \quad (6.3.e)$$

$$y_R = x_{1R} + (|n_2|) u_R$$

$$y_L = x_{1L} + (|n_2|) u_R \quad (6.3.f)$$

$$y_R = x_{1R} + (|n_2|) u_L$$

Sentez yönteminin diğer bir aşaması olarak elde edilen sistem denklemlerindeki giriş değişkenine ve durum değişkenlerine eşleme fonksiyonlarının uygulanması gerekmektedir. Bu fonksiyonlar Denklem (6.4)'te verildiği gibi olsun:

$$\begin{aligned}
 x_{1L} &= I_S e^{\frac{v_{1L}}{V_T}} \\
 x_{2L} &= I_S e^{\frac{v_{2L}}{V_T}} \\
 x_{1R} &= I_S e^{\frac{v_{1R}}{V_T}} \\
 x_{2R} &= I_S e^{\frac{v_{2R}}{V_T}} \\
 u_L &= I_S e^{\frac{v_{0L}}{V_T}} \\
 u_R &= I_S e^{\frac{v_{0R}}{V_T}}
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

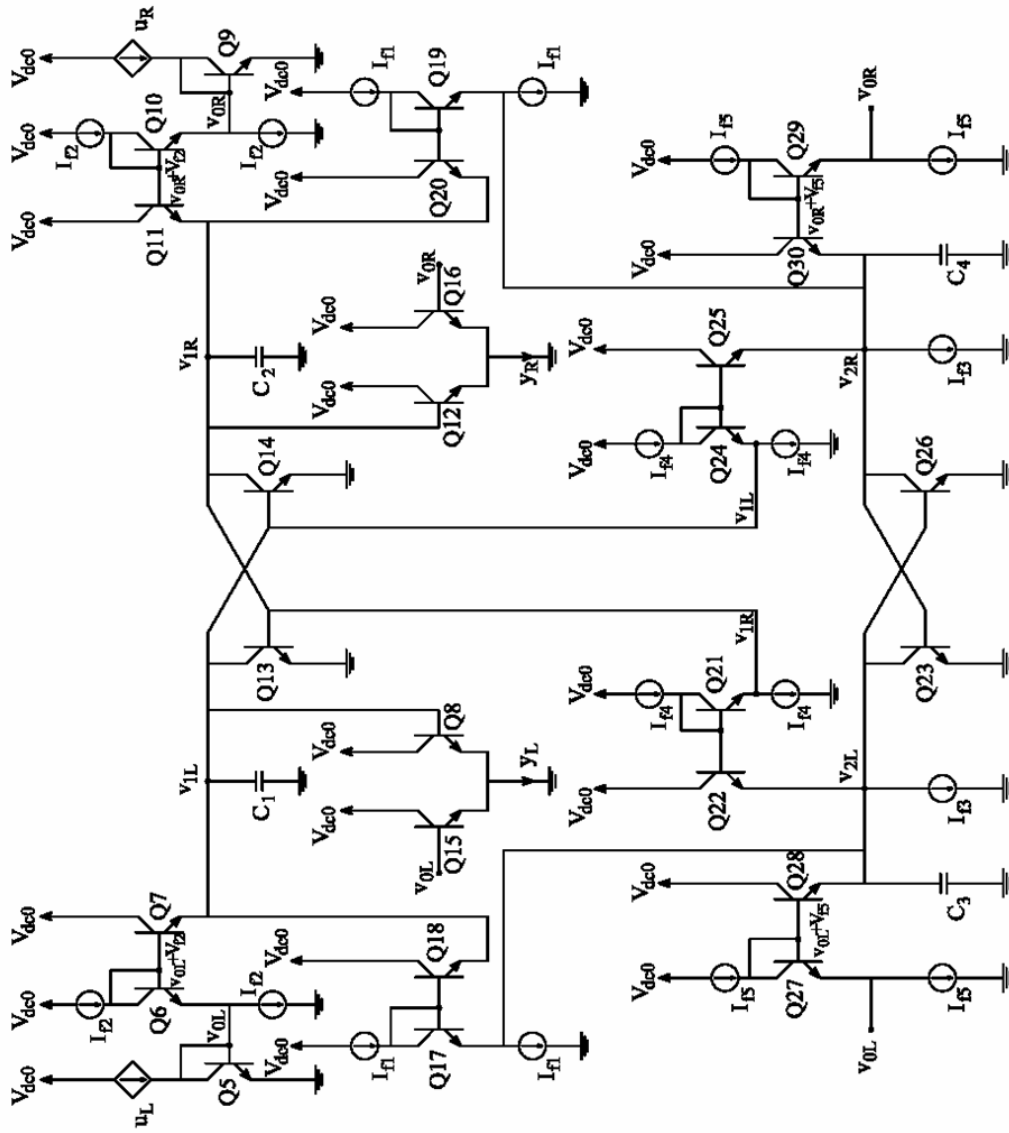
Denklem (6.3.a) (6.3.c) ve (6.3.e) ile tanımlı sistem denklemlerine Denklem (6.4)'te verilen eşleme fonksiyonları uygulandığında ve Bölüm 4'te verilen ara işlemler yapıldığında Denklem (6.5)'de görülen devre denklemlerine ulaşılır. Denklem (6.3)'teki diğer denklemler de benzer şekilde elde edilebilir.

$$\begin{aligned}
 C \dot{v}_{1L} &= I_S e^{\frac{(V_{f1}+v_{2L}-v_{1L})}{V_T}} + I_S e^{\frac{(V_{f2}+v_{0L}-v_{1L})}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{1R}}{V_T}} \\
 C \dot{v}_{2L} &= -I_{f3} + I_S e^{\frac{(V_{f4}+v_{1R}-v_{2L})}{V_T}} + I_S e^{\frac{(V_{f5}+v_{0L}-v_{2L})}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{1R}}{V_T}} \\
 y_L &= I_S e^{\frac{v_{1L}}{V_T}} + n_2 I_S e^{\frac{v_{0L}}{V_T}} \\
 C \dot{v}_{1R} &= I_S e^{\frac{(V_{f1}+v_{2R}-v_{1R})}{V_T}} + I_S e^{\frac{(V_{f2}+v_{0R}-v_{1R})}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{1L}}{V_T}} \\
 C \dot{v}_{2R} &= -I_{f3} + I_S e^{\frac{(V_{f4}+v_{1L}-v_{2R})}{V_T}} + I_S e^{\frac{(V_{f5}+v_{0R}-v_{2R})}{V_T}} - I_S e^{\frac{v_{1L}}{V_T}} \\
 y_R &= I_S e^{\frac{v_{1R}}{V_T}} + n_2 I_S e^{\frac{v_{0R}}{V_T}}
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

Bu denklemlerde kullanılan V_{f1} , V_{f2} , V_{f4} ve V_{f5} değişkenleri Denklem (6.6)'da verildiği gibidir.

$$\begin{aligned}
 V_{f1} &= V_t \ln\left(\frac{I_{f1}}{I_s}\right) \\
 V_{f2} &= V_t \ln\left(\frac{I_{f2}}{I_s}\right) \\
 V_{f4} &= V_t \ln\left(\frac{I_{f4}}{I_s}\right) \\
 V_{f5} &= V_t \ln\left(\frac{I_{f5}}{I_s}\right) \\
 I_{f1} &= \omega_0 C V_T \\
 I_{f2} &= (n_1 - d_1 n_2) C V_T \\
 I_{f3} &= d_1 C V_T \\
 I_{f4} &= \frac{d_0 C V_T}{\omega_0} \\
 I_5 &= \frac{(d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0)}{\omega_0} C V_T
 \end{aligned} \tag{6.6}$$

Denklem (6.5)'te verilen ilk diferansiyel yapıdaki denklem ve çıkış denklemi kullanılarak Şekil 6.1'de verilen yapıda logaritmik ortam filtresi genel yapısı ile elde edilir. Şekil 6.1'deki devre yapısı incelendiğinde birinci dereceden AB sınıfı fark alan yapıdaki filtre devresine benzer olarak filtrenin sağ ve sol tarafta tamamen simetrik iki kısımdan oluştuğu görülmektedir. Şekil 6.1'de verilen devre yapısı birinci ve ikinci kat olmak üzere iki katmandan oluşmaktadır. Bu katlar birbirine çok benzer görünmekle birlikte asıl olarak farklıdır. Devre yapısında birinci kat birinci diferansiyel denklemden elde edilmiştir. Benzer şekilde ikinci kat ikinci diferansiyel denklemden elde edilmiş devre denklemlerine aittir. Şekil 6.1'de verilen ikinci dereceden bir logaritmik ortam filtresine bakıldığında birinci dereceden devre yapısı ile temel olarak aynı olduğu görülmektedir.



Şekil 6.1 İkinci dereceden AB sınıfı fark alan tip logaritmik ortam filtresi

İkinci dereceden bir logaritmik ortam filtresine ait genel yapıda devre şekli Şekil 6.1'de verildiği gibidir. Bu devre, transfer fonksiyonuna ve dolayısıyla sistem denklemlerine bağlı olarak değişiklik göstermektedir. Dolayısıyla transfer fonksiyonu her değiştiğinde devre yapısında da ona bağlı olarak bazı değişiklikler meydana gelmektedir. Eğer $(n_1 - d_1 n_2) > 0$ ise bu durumda sistem denklemleri en genel yapıda Denklem (6.3.a)'da verilmiştir ve bu türde bir filtre devresi Şekil 6.1'deki gibi elde edilir, $(n_1 - d_1 n_2) < 0$ olduğunda sistem denklemleri Denklem (6.3.b)'deki gibi değişirken devre şekli Şekil 6.1'de verilen devre üzerinde birinci kattaki u_L ile u_R akım kaynaklarının yer değiştirmesi ile elde edilir. Bu durumda yer değiştiren giriş işaretlerine bağlı olarak v_{OL} ve v_{OR} düğüm noktalarının da yer değiştirdiğine dikkat etmek gerekmektedir. Diğer bir alternatif olarak $(d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 a_2 + n_0) > 0$ ise bu durumda sistem denklemleri Denklem (6.3.c)'de verildiği gibidir ve bu filtreye ait devre yapısı Şekil 6.1'deki ile aynıdır. Eğer $(d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 a_2 + n_0) < 0$ ise bu durumda sistem denklemleri Denklem (6.3.d)'deki gibi elde edilirken Şekil 6.1'de ikinci devre katında Q27 transistörünün emiterine v_{OR} gerilim değerine sahip düğüm noktası, Q29 transistörünün emiterine ise v_{OL} gerilim değerine sahip düğüm noktası bağlanır. Eğer $n_2 > 0$ ise çıkış denklemleri Denklem (6.3.e)'deki gib olduğundan dolayı Şekil 6.1'de görülen devre yapısında herhangi bir değişiklik yoktur. Burada dikkat edilmesi gereken nokta diferansiyel yapıdaki sistem denklemlerinde herhangi bir değişiklik olup olmamasıdır. Zira bu yapıda değişiklik varsa çıkış denklemleri için kullanılan toplama devresinde v_{OL} ve v_{OR} düğüm gerilimlerinin hangi noktadan alınacağı önemlidir. Son olarak $n_1 < 0$ olması durumunda ise çıkış denklemleri Denklem (6.3.f)'de görüldüğü gibidir ve Şekil 6.1'deki devre üzerinde toplama işleminin yapıldığı çıkış katı transistörünün beyz noktası bağlantısına dikkat etmek gerekmektedir.

İkinci dereceden bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken farklı türden filtreler için Denklem (6.1)'de görülen transfer fonksiyonu parametrelerinden sadece pay parametreleri olarak n_0 , n_1 ve n_2 değerleri değişmektedir. Filtre türlerine göre transfer fonksiyonu değişimi Bölüm 2'de ayrıntılı olarak incelenmiştir. Bununla birlikte payda parametreleri olan $\omega_0 = d_0$ ve $\omega_0 / Q = d_1$ değerleri de kararlılık kriteri gereğince her zaman pozitif olmak zorunda idi. Bütün bu değişimlere bakıldığında ikinci dereceden bir logaritmik ortam filtresinin türünün değişmesi filtreye ait sistem denklemlerinde

yalnızca pay parametresine sahip katsayıların değişmesi anlamına gelmektedir. Bu da daha önce anlatıldığı gibi sistem denklemlerinde üç farklı alternatifi gündeme getirmektedir. Dolayısıyla transfer fonksiyonu pay parametreleri olan n_0 , n_1 ve n_2 değerleri değiştikçe $(n_1 - d_1 n_2)$, $(d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0)$ ve n_2 parametreleri de bunlara bağlı olarak pozitif ya da negatif olarak değişmektedir ya da tamamen sıfır olabilmektedir.

Yapılan çalışmada oluşturulan program ikinci dereceden farklı türlerde logaritmik ortam filtrelerinin sentezini ve devre tasarımını otomatik olarak gerçekleştirmektedir. Program kullanılarak ikinci dereceden bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken izlenecek adımlar ve programın arka planda yaptığı işlemler Bölüm 5'te anlatılan birinci dereceden logaritmik ortam filtresi tasarımındaki adımlar ile aynıdır. İkinci dereceden filtre tasarımında yalnızca arka planda kullanılan filtre türü ve dolayısıyla yapılan hesaplamalar daha fazladır.

6.2 İkinci Dereceden Alçak Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi

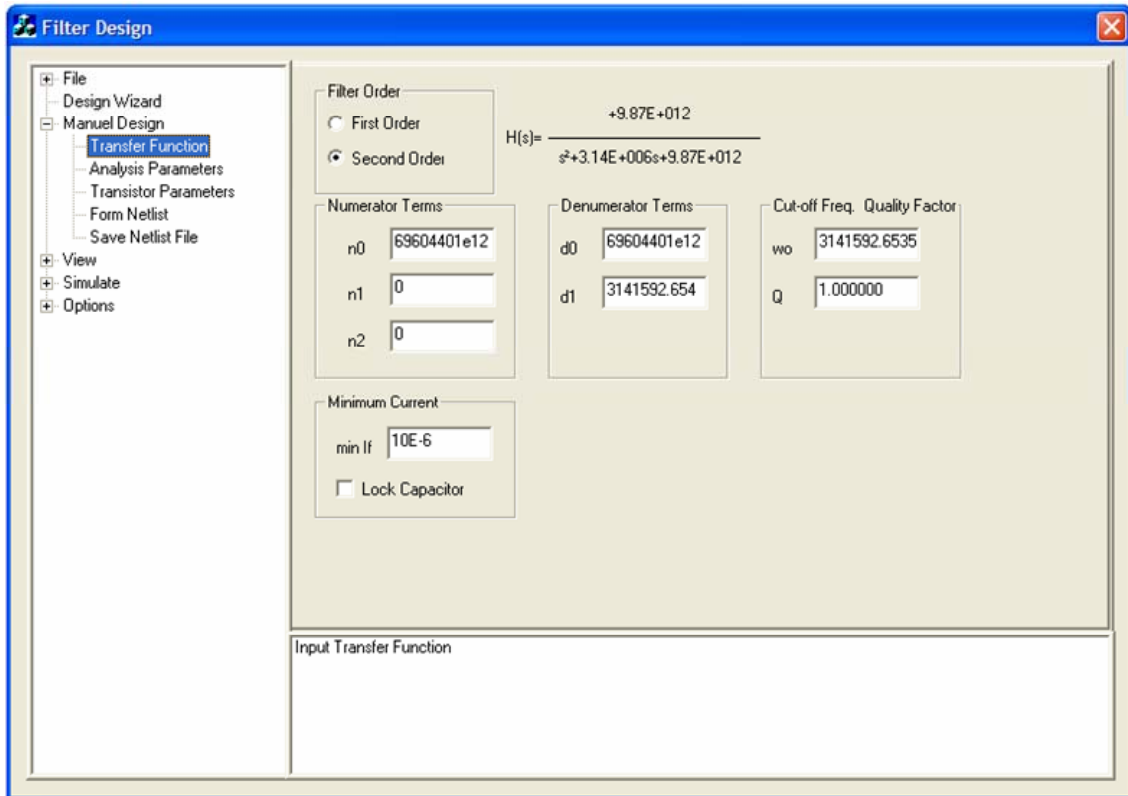
İkinci dereceden alçak geçiren bir filtre devresi genel olarak Denklem (6.8)'de görüldüğü gibi bir transfer fonksiyonuna sahiptir.

$$H(s) = \frac{n_0}{s^2 + d_1 s + d_0} = \frac{n_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (6.8)$$

Denklem (6.8)'e bakıldığında ikinci dereceden genel bir transfer fonksiyonundan alçak geçiren karakteristiğe sahip bir transfer fonksiyonu elde etmek için $n_2 = n_1 = 0$ olarak seçmek gerekmektedir. Bu durumda oluşturulan programda ikinci dereceden alçak geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için ilk olarak programın ara yüzünden ikinci derece filtre tasarımı kısmı seçilmelidir. Daha sonra kullanıcıdan ikinci dereceden bir filtre devresine ait transfer fonksiyonu parametreleri istenmektedir. Kullanıcı alçak geçiren bir logaritmik ortam filtresi elde edebilmek için $n_2 = n_1 = 0$

olarak girmeli, n_0 , d_1 ve d_0 parametrelerini ise hangi transfer fonksiyonunun devresini istiyorsa ona göre girmelidir. Kullanıcı bu değerleri girdikten sonra aynı sayfada bulunan en küçük akım kaynağı değerini de transistör elemanın çalışmasına uygun olacak bir değer olarak belirlemelidir.

Örneğin ikinci dereceden alçak geçiren bir logaritmik ortam filtresini 500kHz kutup frekansı ve $Q=1$ için ve iletim kazancı 1 olacak şekilde tasarlayalım. Bu durumda 500kHz kutup frekansı, $\omega_0 = 2.\pi.500000$ rad/sn değerinde bir açısal frekansa sahiptir. Yani $d_0 = (2.\pi.500000)^2$ olur. $Q=1$ olduğu için $d_1 = \omega_0$ iken iletim kazancının 1 olabilmesi için ise $n_0 = d_0 = \omega_0^2$ olmalıdır. Bunların yanında devrede kullanılan en küçük akım kaynağı değerini de $10\mu A$ olarak seçelim. Bu özelliklerde bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için tasarlanan programın ara yüzünde Şekil 6.2’de görüldüğü gibi bir giriş yapmalıyız.

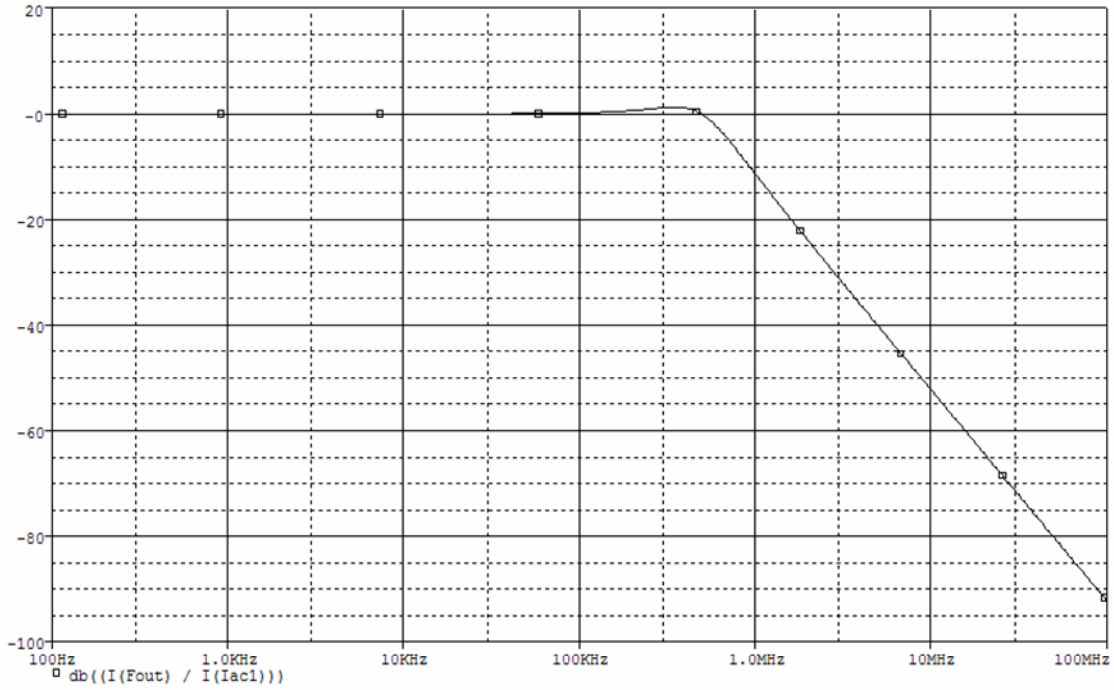


Şekil 6.2 İkinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri

Girilen bu parametrelere göre alçak geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken daha önce bahsedilen alternatifler programın arka planında tek tek irdelenmektedir. Bu değerlere sahip bir filtre devresi tasarımında alternatifler değerlendirildiğinde Şekil 6.1’de görülen devre şeması elde edilmektedir. Fakat $n_2 = n_1 = 0$ olduğundan dolayı birinci devre katındaki Q6, Q7, Q10 ve Q11 transistörleri ile çıkış katındaki Q15 ve Q16 transistörlerin çarpanları 0’dır yani bu transistörler devrede yoktur. Tasarlanan örnek devre için akım bölücü devrenin bağımsız akım kaynağı değeri $10\mu A$ olarak alındığında ve $V_T = 25.681mV$ olduğu için $I_f = \omega_0 C V_T$ formülünden C kapasitesinin değeri $C = 123.947pF$ olarak bulunur. Alınan bu değerlere bağlı olarak devrede bulunan bağımsız I_{f1} , I_{f2} , I_{f3} , I_{f4} ve I_{f5} akım kaynaklarının değerleri Denklem (6.9)’da verildiği gibidir. Bütün bu hesaplamalar parametre girişleri yapıldıktan sonra programın arka planında sırasıyla gerçekleştirilmekte ve ona göre devre ve dolayısıyla *netlist* parametreleri oluşturulmaktadır. Bunlara göre programdan elde edilen bağımsız akım kaynaklarının değerleri Denklem (6.9)’deki hesaplama sonucu ile aynıdır.

$$\begin{aligned}
 I_{f1} &= \omega_0 C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f2} &= (|n_1 - d_1 n_2|) C V_T = 0 \\
 I_{f3} &= d_1 C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f4} &= \frac{d_0 C V_T}{\omega_0} = 10 \mu A \\
 I_{f5} &= \frac{(|d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0|)}{\omega_0} C V_T = 10 \mu A
 \end{aligned} \tag{6.9}$$

Programın arka planında bütün hesaplamalar ve tasarım yapıldıktan sonra girilen transfer fonksiyonuna ait *netlist* elde edilir. Verilen örnek transfer fonksiyonuna ait ikinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi Bölüm 5’te belirtildiği gibi analiz parametreleri ve gerekli bilgiler girilerek analiz edildiğinde elde edilen PSpice AC analizinin *dB* cinsinden sonucu Şekil 6.3’de görüldüğü gibi elde edilir.



Şekil 6.3 İkinci dereceden alçak geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı

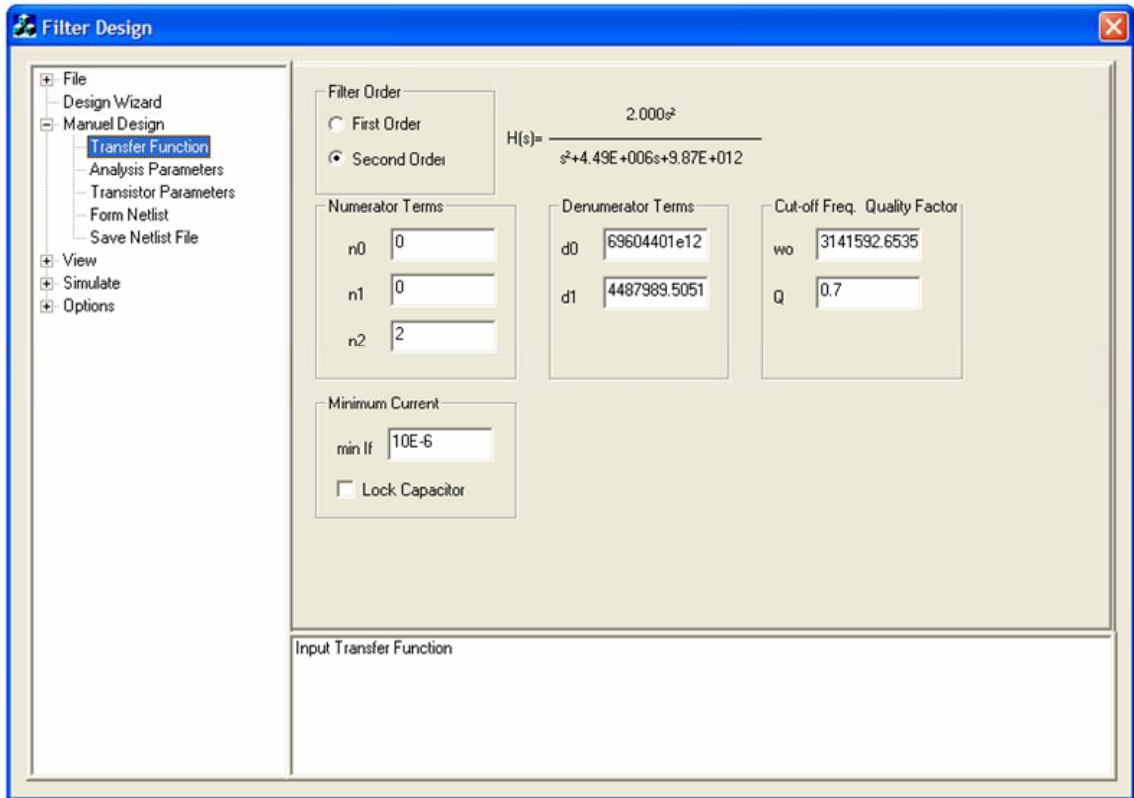
6.3 İkinci Dereceden Yüksek Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi

İkinci dereceden yüksek geçiren bir filtre devresi genel olarak Denklem (6.10)'da görüldüğü gibi bir transfer fonksiyonuna sahiptir.

$$H(s) = \frac{n_2 s^2}{s^2 + d_1 s + d_0} = \frac{n_2 s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (6.10)$$

Denklem (6.10)'a bakıldığında ikinci dereceden genel bir transfer fonksiyonundan yüksek geçiren karakteristiğe sahip bir transfer fonksiyonu elde etmek için $n_1 = n_0 = 0$ olarak seçmek gerekmektedir. Bu durumda oluşturulan programda ikinci dereceden yüksek geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için Kısım 6.2'de yapılan işlemler sırasıyla tekrarlanırken $n_1 = n_0 = 0$ olarak n_2 , d_1 ve d_0 parametrelerini ise hangi transfer fonksiyonunun devresini istiyorsa ona göre girmelidir.

Örneğin ikinci dereceden yüksek geçiren bir logaritmik ortam filtresini 500kHz kutup frekansı ve $Q=0.7$ için tasarlayalım. Bu durumda 500kHz kutup frekansı, $\omega_0 = 2\pi \cdot 500000$ rad/sn değerinde bir açısal frekansa sahiptir. Yani $d_0 = (2\pi \cdot 500000)^2$ olur. $Q=0.7$ olduğu için $d_1 = \omega_0 / Q$ iken $n_2=2$ olarak seçilsin. Bunların yanında devrede kullanılan en küçük akım kaynağı değerini de $10\mu\text{A}$ olarak seçelim. Bu özelliklerde bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için kullanılan programın ara yüzünde Şekil 6.4’de görüldüğü gibi bir giriş yapmalıyız.



Şekil 6.4 İkinci dereceden yüksek geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri

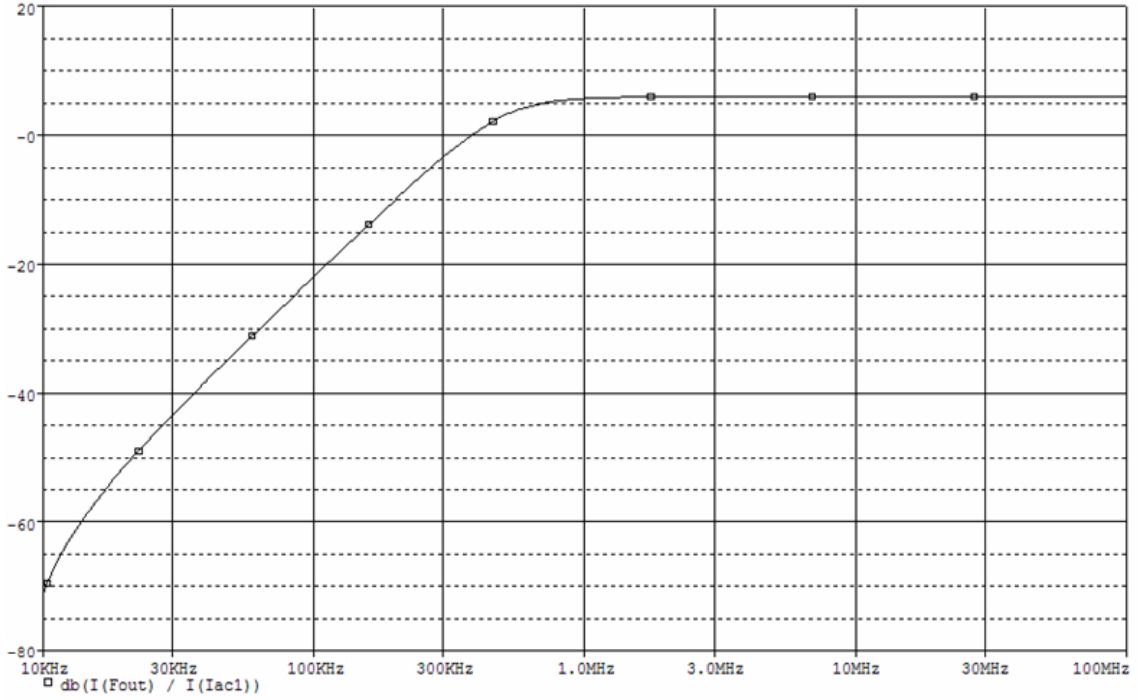
Girilen bu parametrelere göre yüksek geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken daha önce bahsedilen alternatifler programın arka planında tek tek irdelenmektedir. Bu değerlere sahip bir filtre devresi tasarımında alternatifler değerlendirildiğinde devreye ait sistem denklemleri Denklem (6.3.b) ve (6.3.c)’de verildiği gibi elde edilir. İstenen ikinci dereceden logaritmik ortam filtresi Şekil 6.1’de

görülen devre şeması üzerinde u_L ve u_R akım kaynaklarının yer değiştirmesi ile elde edilmektedir. Bunun yanında tasarlanan devre çıkış katı denklemi olarak Denklem (6.3.e)'de görüldüğü şekildedir ve bu durumda çıkış devresi Şekil 6.1'de görülen ile aynıdır. Tasarlanan örnek devre için akım bölücü devrenin bağımsız akım kaynağı değeri $10\mu A$ olarak alındığında ve $V_T=25.681mV$ olduğu için $I_f = \omega_0 C V_T$ formülünden C kapasitesinin değeri $C=123.947pF$ olarak bulunur. Alınan bu değerlere bağlı olarak devrede bulunan bağımsız I_{f1} , I_{f2} , I_{f3} , I_{f4} ve I_{f5} akım kaynaklarının değerleri

Denklem (6.11)'de verildiği gibidir. Bütün bu hesaplamalar parametre girişleri yapıldıktan sonra programın arka planında sırasıyla gerçekleştirilmekte ve ona göre devre ve dolayısıyla *netlist* parametreleri oluşturulmaktadır. Bunlara göre programdan elde edilen bağımsız akım kaynaklarının değerleri Denklem (6.11)'deki hesaplama sonucu ile aynıdır.

$$\begin{aligned}
 I_{f1} &= \omega_0 C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f2} &= (|n_1 - d_1 n_2|) C V_T = 28.6 \mu A \\
 I_{f3} &= d_1 C V_T = 14.3 \mu A \\
 I_{f4} &= \frac{d_0 C V_T}{\omega_0} = 10 \mu A \\
 I_{f5} &= \frac{(|d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0|)}{\omega_0} C V_T = 20.8 \mu A
 \end{aligned} \tag{6.9}$$

Programın arka planında bütün hesaplamalar ve tasarım yapıldıktan sonra girilen transfer fonksiyonuna ait *netlist* elde edilir. Verilen örnek transfer fonksiyonuna ait ikinci dereceden yüksek geçiren logaritmik ortam filtresi Bölüm 5'te belirtildiği gibi analiz parametreleri ve gerekli bilgiler girilerek analiz edildiğinde elde edilen PSpice AC analizinin *dB* cinsinden sonucu Şekil 6.5'de görüldüğü gibi elde edilir.



Şekil 6.5 İkinci dereceden yüksek geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı

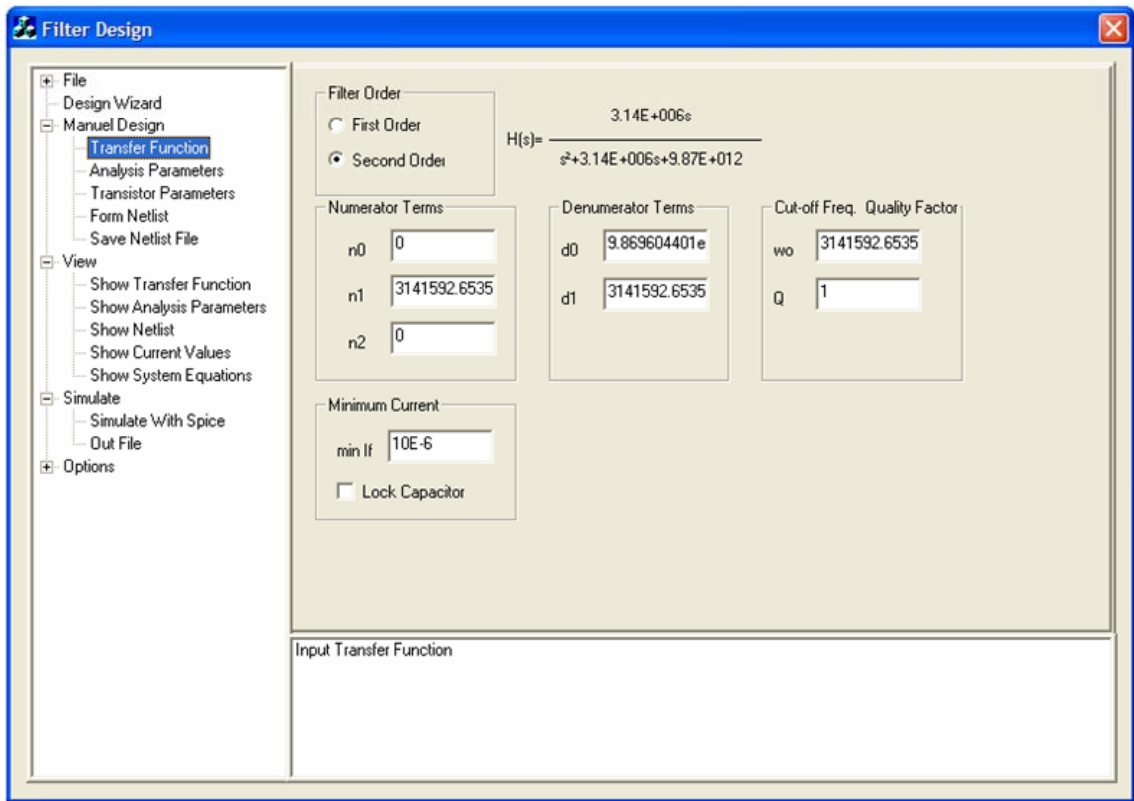
6.4 İkinci Dereceden Band Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi

İkinci dereceden band geçiren bir filtre devresi genel olarak Denklem (6.12)'de görüldüğü gibi bir transfer fonksiyonuna sahiptir.

$$H(s) = \frac{n_1 s}{s^2 + d_1 s + d_0} = \frac{n_1 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (6.12)$$

Denklem (6.12)'ye bakıldığında ikinci dereceden genel bir transfer fonksiyonundan band geçiren karakteristiğe sahip bir transfer fonksiyonu elde etmek için $n_2 = n_0 = 0$ olarak seçmek gerekmektedir. Bu durumda oluşturulan programda ikinci dereceden yüksek geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için Kısım 6.2'de yapılan işlemler sırasıyla tekrarlanırken $n_2 = n_0 = 0$ olarak n_1 , d_1 ve d_0 parametrelerini ise hangi transfer fonksiyonunun devresini istiyorsa ona göre girmelidir.

Örneğin ikinci dereceden band geçiren bir logaritmik ortam filtresini 500kHz kutup frekansı ve $Q=1$ için tasarlayalım. Bu durumda 500kHz kutup frekansı, $\omega_0 = 2.\pi.500000$ rad/sn değerinde bir açısal frekansa sahiptir. Yani $d_0 = (2.\pi.500000)^2$ olur. $Q=1$ olduğu için $d_1 = \omega_0$ iken $n_1 = \omega_0$ olarak seçilsin. Bunların yanında devrede kullanılan en küçük akım kaynağı değerini de $10\mu\text{A}$ olarak seçelim. Bu özelliklerde bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için kullanılan programın ara yüzünde Şekil 6.6'da görüldüğü gibi bir giriş yapmalıyız.



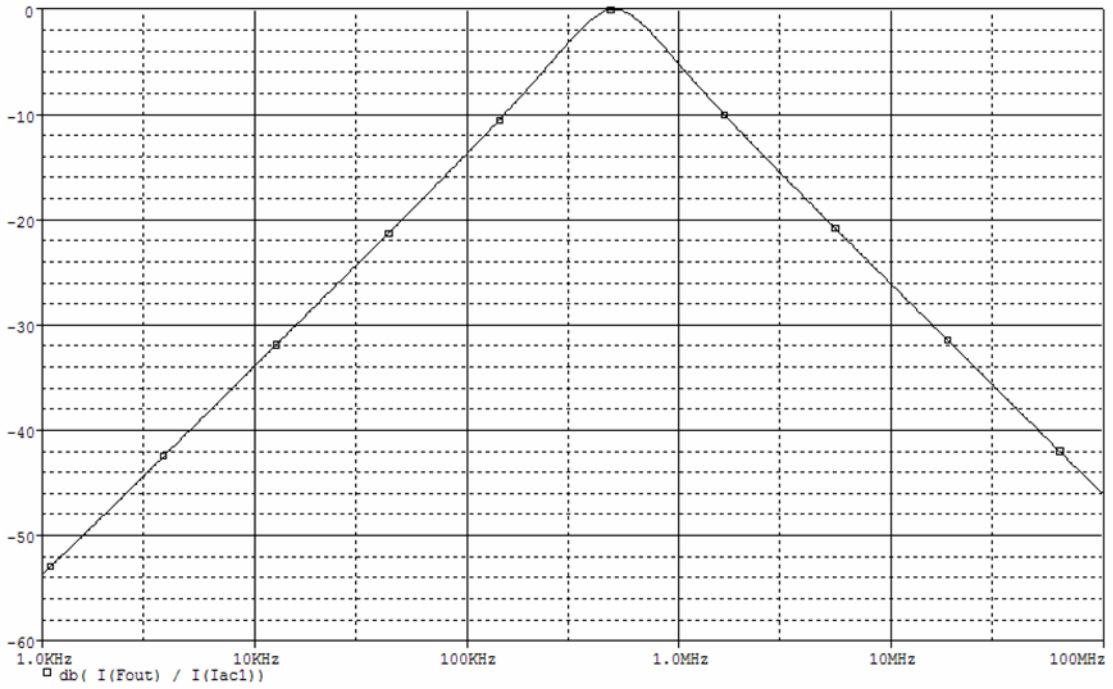
Şekil 6.6 İkinci dereceden band geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri

Girilen bu parametrelere göre band geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken daha önce bahsedilen alternatifler programın arka planında tek tek irdelenmektedir. Bu değerlere sahip bir filtre devresi tasarımında alternatifler değerlendirildiğinde devreye ait sistem denklemleri Denklem (6.3.a) ve (6.3.d)'de verildiği gibi elde edilir. İstenen

ikinci dereceden logaritmik ortam filtresi Şekil 6.1’de görülen devre şeması üzerinde Q27 numaralı transistörün emiteri v_{OR} gerilimine sahip düğüm noktasına ve Q29 transistörünün emiterinin v_{OL} gerilimine sahip düğüm noktasına bağlanması ile elde edilmektedir. Bunun yanında tasarlanan devre çıkış katı denklemi olarak Denklem (6.3.e)’de görüldüğü şekildedir ve bu durumda çıkış devresi Şekil 6.1’de görülen ile aynıdır. Tasarlanan örnek devre için akım bölücü devrenin bağımsız akım kaynağı değeri $10\mu A$ olarak alındığında ve $V_T=25.681mV$ olduğu için $I_f = \omega_0 C V_T$ formülünden C kapasitesinin değeri $C=123.947pF$ olarak bulunur. Alınan bu değerlere bağlı olarak devrede bulunan bağımsız I_{f1} , I_{f2} , I_{f3} , I_{f4} ve I_{f5} akım kaynaklarının değerleri Denklem (6.13)’de verildiği gibidir. Bütün bu hesaplamalar parametre girişleri yapıldıktan sonra programın arka planında sırasıyla gerçekleştirilmekte ve ona göre devre ve dolayısıyla *netlist* parametreleri oluşturulmaktadır. Bunlara göre programdan elde edilen bağımsız akım kaynaklarının değerleri Denklem (6.13)’deki hesaplama sonucu ile aynıdır.

$$\begin{aligned}
 I_{f1} &= \omega_0 C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f2} &= (|n_1 - d_1 n_2|) C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f3} &= d_1 C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f4} &= \frac{d_0 C V_T}{\omega_0} = 10 \mu A \\
 I_{f5} &= \frac{(|d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0|)}{\omega_0} C V_T = 10 \mu A
 \end{aligned} \tag{6.13}$$

Programın arka planında bütün hesaplamalar ve tasarım yapıldıktan sonra girilen transfer fonksiyonuna ait *netlist* elde edilir. Verilen örnek transfer fonksiyonuna ait ikinci dereceden band geçiren logaritmik ortam filtresi Bölüm 5’te belirtildiği gibi analiz parametreleri ve gerekli bilgiler girilerek analiz edildiğinde elde edilen PSpice AC analizinin *dB* cinsinden sonucu Şekil 6.7’de görüldüğü gibi elde edilir.



Şekil 6.7 İkinci dereceden yüksek geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı

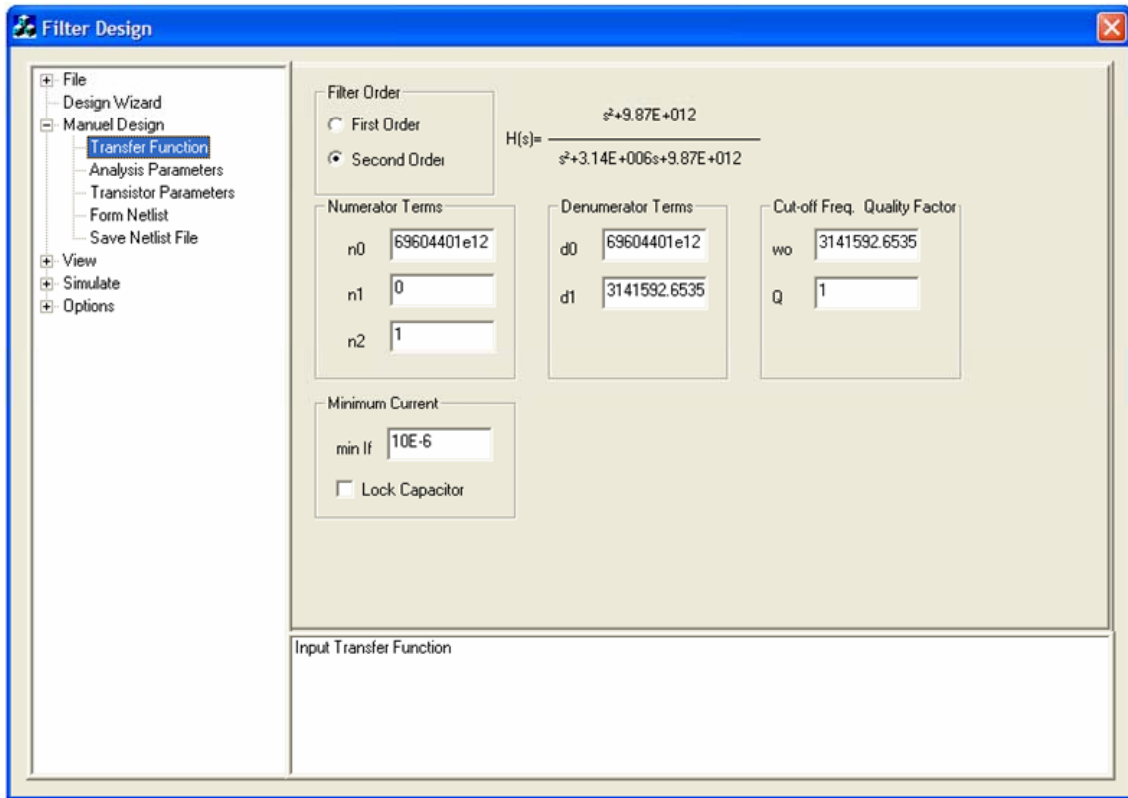
6.5 İkinci Dereceden Çentik Logaritmik Ortam Filtresi

İkinci dereceden çentik bir filtre devresi genel olarak Denklem (6.14)'de görüldüğü gibi bir transfer fonksiyonuna sahiptir.

$$H(s) = \frac{n_2 s^2 + n_0}{s^2 + d_1 s + d_0} = \frac{n_2 s^2 + n_2 \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (6.14)$$

Denklem (6.14)'e bakıldığında ikinci dereceden genel bir transfer fonksiyonundan çentik karakteristiğe sahip bir transfer fonksiyonu elde etmek için $n_1 = 0$ ve $n_0 = n_2 \omega_0^2$ olarak seçmek gerekmektedir. Bu durumda oluşturulan programda ikinci dereceden çentik bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için Kısım 6.2'de yapılan işlemler sırasıyla tekrarlanırken $n_1 = 0$, $n_0 = n_2 \omega_0^2$ olarak d_1 ve d_0 parametrelerini ise hangi transfer fonksiyonunun devresini istiyorsa ona göre girmelidir.

Örneğin ikinci dereceden çentik bir logaritmik ortam filtresini 500kHz kutup frekansı ve $Q=1$ için tasarlayalım. Bu durumda 500kHz kutup frekansı, $\omega_0 = 2\pi \cdot 500000$ rad/sn değerinde bir açısal frekansa sahiptir. Yani $d_0 = (2\pi \cdot 500000)^2$ olur. $Q=1$ olduğu için $d_1 = \omega_0$ iken $n_2=1$ olarak seçilsin. Bunların yanında devrede kullanılan en küçük akım kaynağı değerini de $10\mu\text{A}$ olarak seçelim. Bu özelliklerde bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için kullanılan programın ara yüzünde Şekil 6.8'da görüldüğü gibi bir giriş yapmalıyız.



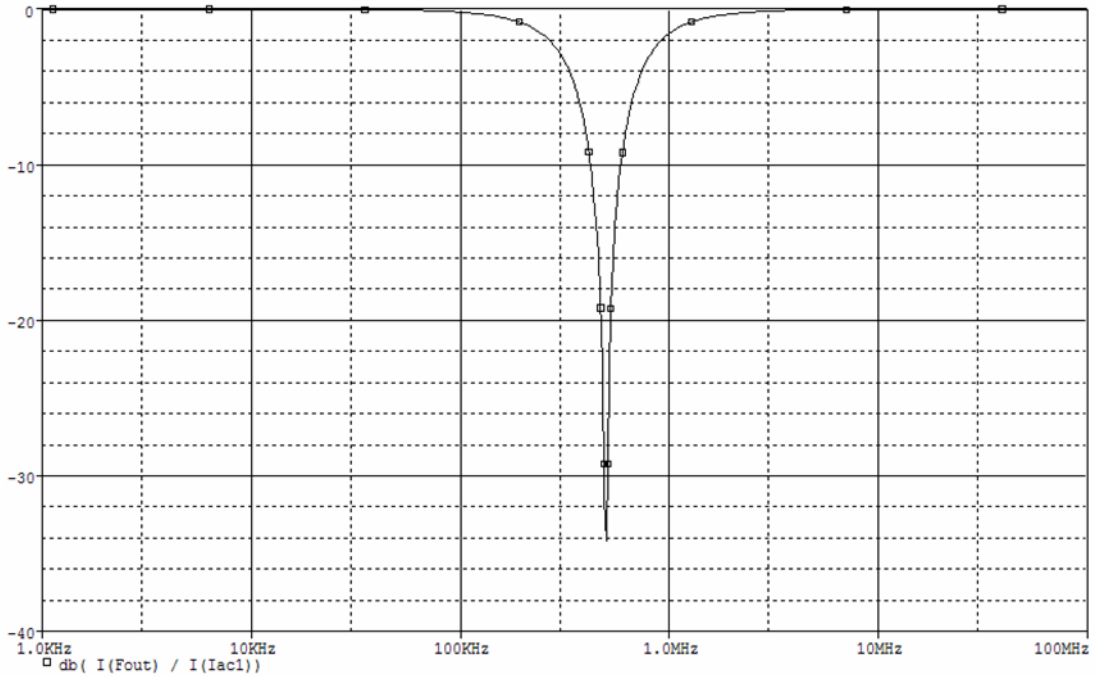
Şekil 6.8 İkinci dereceden çentik logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri

Girilen bu parametrelere göre çentik bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken daha önce bahsedilen alternatifler programın arka planında tek tek irdelenmektedir. Bu değerlere sahip bir filtre devresi tasarımında alternatifler değerlendirildiğinde devreye ait sistem denklemleri Denklem (6.3.b) ve (6.3.c)'de verildiği gibi elde edilir. İstenen ikinci dereceden logaritmik ortam filtresi Şekil 6.1'de görülen devre şeması üzerinde u_L

ve u_R akım kaynaklarının yer değiştirmesi ile elde edilir. Bunun yanında tasarlanan devre çıkış katı denklemi olarak Denklem (6.3.e)'de görüldüğü şekildedir ve bu durumda çıkış devresi Şekil 6.1'de görülen ile aynıdır. Tasarlanan örnek devre için akım bölücü devrenin bağımsız akım kaynağı değeri $10\mu A$ olarak alındığında ve $V_T=25.681mV$ olduğu için $I_f = \omega_0 C V_T$ formülünden C kapasitesinin değeri $C=123.947pF$ olarak bulunur. Alınan bu değerlere bağlı olarak devrede bulunan bağımsız I_{f1} , I_{f2} , I_{f3} , I_{f4} ve I_{f5} akım kaynaklarının değerleri Denklem (6.15)'de verildiği gibidir. Bütün bu hesaplamalar parametre girişleri yapıldıktan sonra programın arka planında sırasıyla gerçekleştirilmekte ve ona göre devre ve dolayısıyla *netlist* parametreleri oluşturulmaktadır. Bunlara göre programdan elde edilen bağımsız akım kaynaklarının değerleri Denklem (6.15)'deki hesaplama sonucu ile aynıdır.

$$\begin{aligned}
 I_{f1} &= \omega_0 C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f2} &= (|n_1 - d_1 n_2|) C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f3} &= d_1 C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f4} &= \frac{d_0 C V_T}{\omega_0} = 10 \mu A \\
 I_{f5} &= \frac{(|d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0|)}{\omega_0} C V_T = 10 \mu A
 \end{aligned} \tag{6.15}$$

Programın arka planında bütün hesaplamalar ve tasarım yapıldıktan sonra girilen transfer fonksiyonuna ait *netlist* elde edilir. Verilen örnek transfer fonksiyonuna ait ikinci dereceden çentik yapıda logaritmik ortam filtresi Bölüm 5'te belirtildiği gibi analiz parametreleri ve gerekli bilgiler girilerek analiz edildiğinde elde edilen PSpice AC analizinin *dB* cinsinden sonucu Şekil 6.9'da görüldüğü gibi elde edilir.



Şekil 6.9 İkinci dereceden çentik logaritmik ortam filtresi frekans cevabı

6.6 İkinci Dereceden Alçak Geçiren Çentik Logaritmik Ortam Filtresi

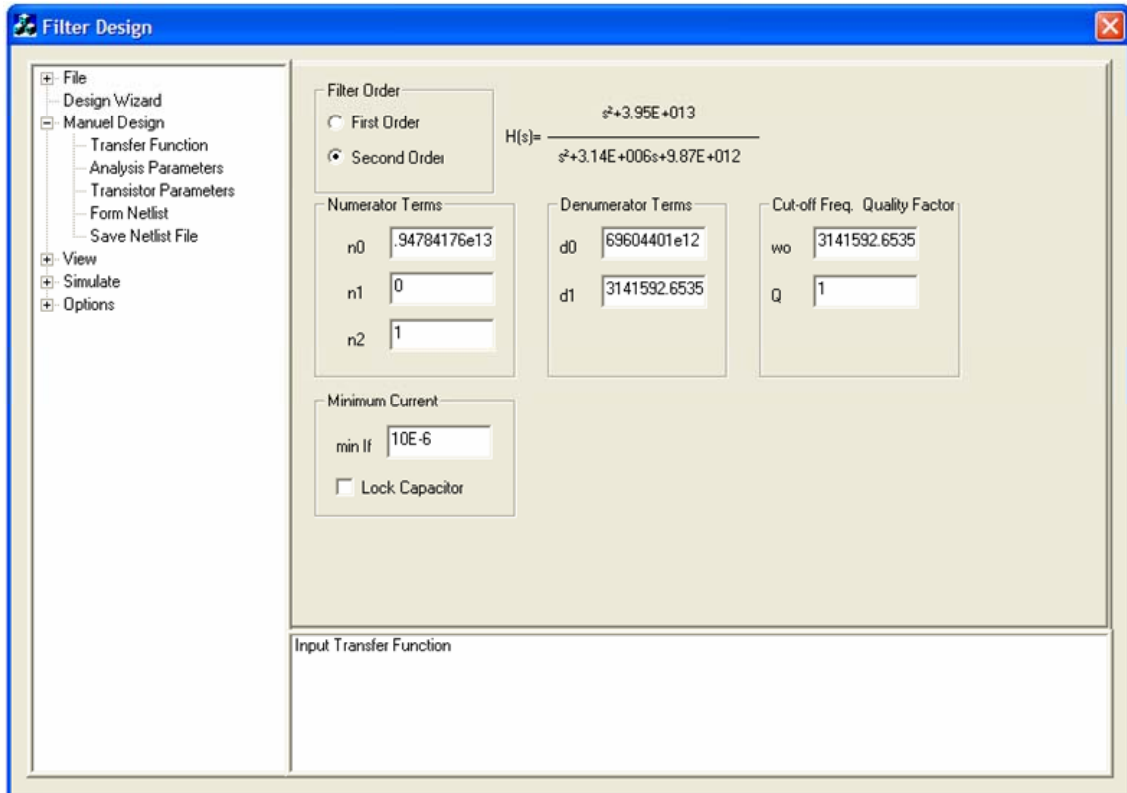
İkinci dereceden alçak geçiren çentik bir filtre devresi genel olarak Denklem (6.16)'da görüldüğü gibi bir transfer fonksiyonuna sahiptir.

$$H(s) = \frac{n_2 s^2 + n_0}{s^2 + d_1 s + d_0} = \frac{n_2 s^2 + n_2 \omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}; \quad \omega_n \geq \omega_0 \quad (6.16)$$

Denklem (6.16)'ya bakıldığında ikinci dereceden genel bir transfer fonksiyonundan alçak geçiren çentik karakteristiğe sahip bir transfer fonksiyonu elde etmek için $n_1 = 0$, $n_0 = n_2 \omega_n^2$ ve $\omega_n \geq \omega_0$ olarak seçmek gerekmektedir. Bu durumda oluşturulan programda ikinci dereceden alçak geçiren çentik bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için Kısım 6.2'de yapılan işlemler sırasıyla tekrarlanırken $n_1 = 0$, $n_0 = n_2 \omega_n^2$ olarak d_1

ve d_0 parametrelerini ise hangi transfer fonksiyonunun devresini istiyorsa ona göre girmelidir.

Örneğin ikinci dereceden alçak geçiren çentik bir logaritmik ortam filtresini 500kHz kutup frekansı, $Q=1$ ve $f_n=1\text{MHz}$ için tasarlayalım. Bu durumda 500kHz kutup frekansı $\omega_0 = 2\pi \cdot 500000$ rad/sn değerinde bir açısal frekansa sahiptir. Yani $d_0 = (2\pi \cdot 500000)^2$ olur. $Q=1$ olduğu için $d_1 = \omega_0$ iken $n_2=1$ olarak seçilsin. Bunların yanında devrede kullanılan en küçük akım kaynağı değerini de $10\mu\text{A}$ olarak seçelim. Bu özelliklerde bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için kullanılan programın ara yüzünde Şekil 6.10'da görüldüğü gibi bir giriş yapmalıyız.



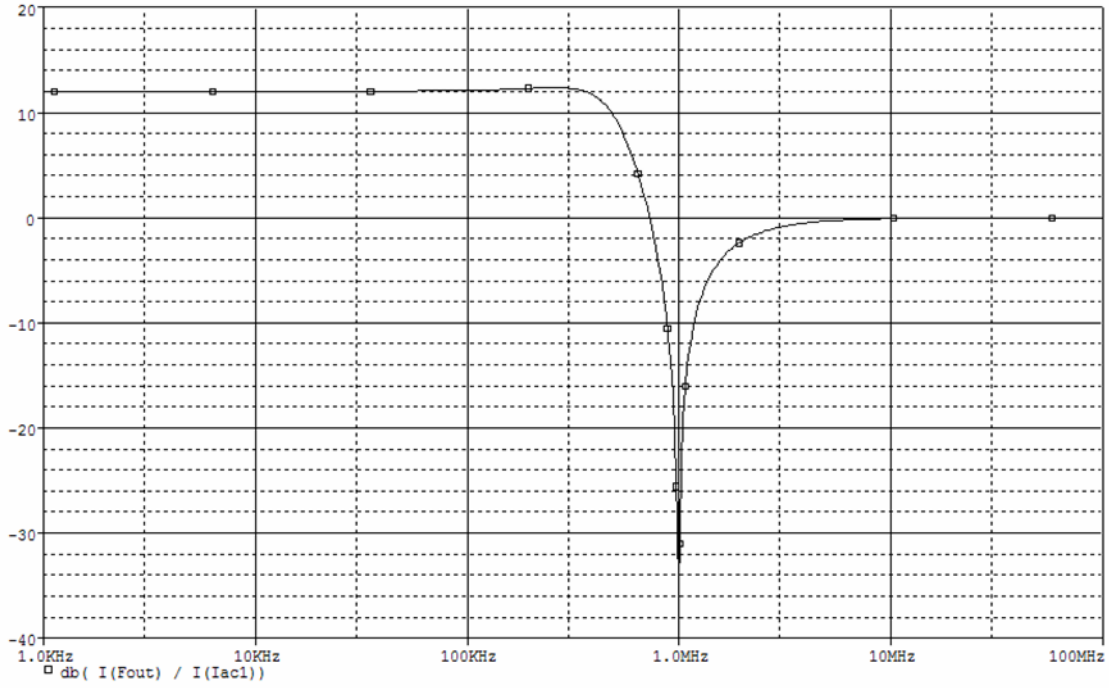
Şekil 6.10 İkinci dereceden alçak geçiren çentik logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri

Girilen bu parametrelere göre alçak geçiren çentik bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken daha önce bahsedilen alternatifler programın arka planında tek tek

irdelenmektedir. Bu değerlere sahip bir filtre devresi tasarımında alternatifler değerlendirildiğinde devreye ait sistem denklemleri Denklem (6.3.b) ve (6.3.c)'de verildiği gibi elde edilir. İstenen ikinci dereceden logaritmik ortam filtresi Şekil 6.1'de görülen devre şeması üzerinde u_L ve u_R akım kaynaklarının yer değiştirmesi ile elde edilir. Bunun yanında tasarlanan devre çıkış katı denklemi olarak Denklem (6.3.e)'de görüldüğü şekildedir ve bu durumda çıkış devresi Şekil 6.1'de görülen ile aynıdır. Tasarlanan örnek devre için akım bölücü devrenin bağımsız akım kaynağı değeri $10\mu A$ olarak alındığında ve $V_T=25.681mV$ olduğu için $I_f = \omega_0 C V_t$ formülünden C kapasitesinin değeri $C=123.947pF$ olarak bulunur. Alınan bu değerlere bağlı olarak devrede bulunan bağımsız I_{f1} , I_{f2} , I_{f3} , I_{f4} ve I_{f5} akım kaynaklarının değerleri Denklem (6.17)'de verildiği gibidir. Bütün bu hesaplamalar parametre girişleri yapıldıktan sonra programın arka planında sırasıyla gerçekleştirilmekte ve ona göre devre ve dolayısıyla *netlist* parametreleri oluşturulmaktadır. Bunlara göre programdan elde edilen bağımsız akım kaynaklarının değerleri Denklem (6.17)'deki hesaplama sonucu ile aynıdır.

$$\begin{aligned}
 I_{f1} &= \omega_0 C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f2} &= (|n_1 - d_1 n_2|) C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f3} &= d_1 C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f4} &= \frac{d_0 C V_T}{\omega_0} = 10 \mu A \\
 I_{f5} &= \frac{(|d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0|)}{\omega_0} C V_T = 40 \mu A
 \end{aligned} \tag{6.17}$$

Programın arka planında bütün hesaplamalar ve tasarım yapıldıktan sonra girilen transfer fonksiyonuna ait *netlist* elde edilir. Verilen örnek transfer fonksiyonuna ait ikinci dereceden alçak geçiren çentik yapıda logaritmik ortam filtresi Bölüm 5'te belirtildiği gibi analiz parametreleri ve gerekli bilgiler girilerek analiz edildiğinde elde edilen PSpice *AC* analizinin *dB* cinsinden sonucu Şekil 6.11'de görüldüğü gibi elde edilir.



Şekil 6.11 İkinci dereceden alçak geçiren çentik logaritmik ortam filtresi frekans cevabı

6.7 İkinci Dereceden Yüksek Geçiren Çentik Logaritmik Ortam Filtresi

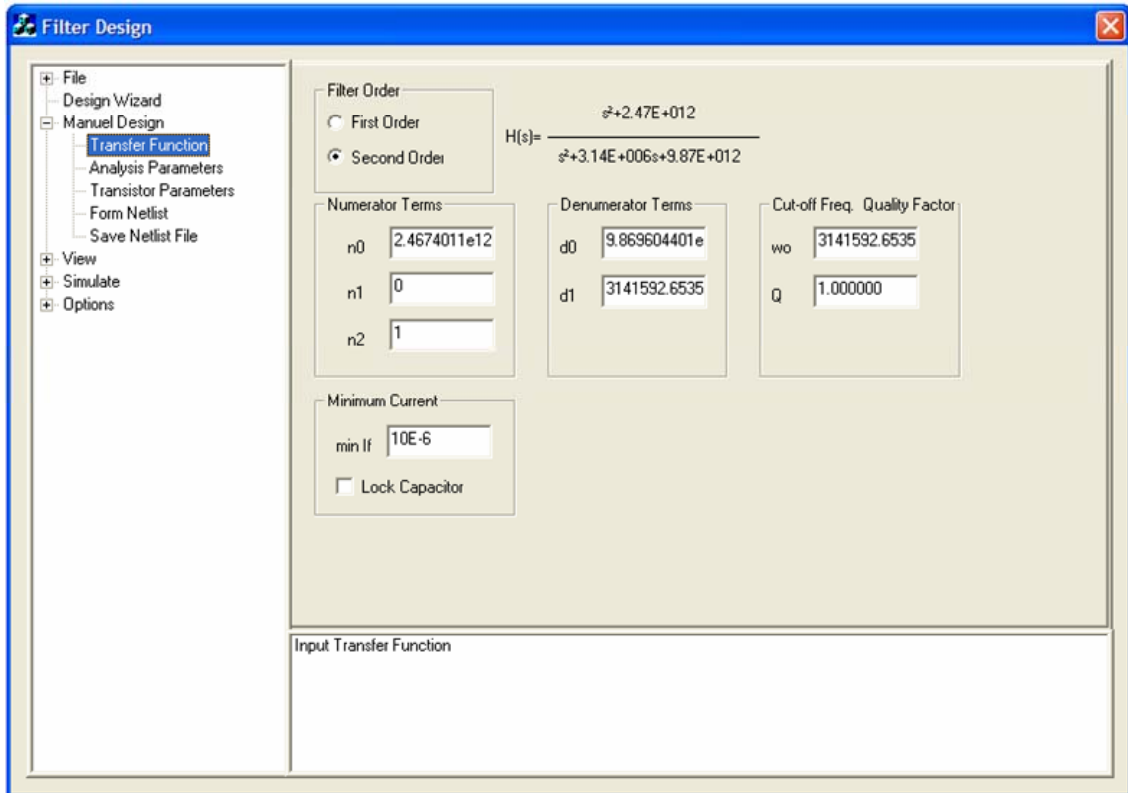
İkinci dereceden yüksek geçiren çentik bir filtre devresi genel olarak Denklem (6.18)'de görüldüğü gibi bir transfer fonksiyonuna sahiptir.

$$H(s) = \frac{n_2 s^2 + n_0}{s^2 + d_1 s + d_0} = \frac{n_2 s^2 + n_2 \omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}; \quad \omega_n \geq \omega_0 \quad (6.18)$$

Denklem (6.18)'e bakıldığında ikinci dereceden genel bir transfer fonksiyonundan yüksek geçiren çentik karakteristiğe sahip bir transfer fonksiyonu elde etmek için $n_1 = 0$, $n_0 = n_2 \omega_n^2$ ve $\omega_n \leq \omega_0$ olarak seçmek gerekmektedir. Bu durumda oluşturulan

programda ikinci dereceden yüksek geçiren çentik bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için Kısım 6.2’de yapılan işlemler sırasıyla tekrarlanırken $n_1 = 0$, $n_0 = n_2 \omega_n^2$ olarak d_1 ve d_0 parametrelerini ise hangi transfer fonksiyonunun devresini istiyorsa ona göre girmelidir.

Örneğin ikinci dereceden alçak geçiren çentik bir logaritmik ortam filtresini 500kHz kutup frekansı $Q=1$ ve $f_n= 250kHz$ için tasarlayalım. Bu durumda 500kHz kutup frekansı $\omega_0 = 2.\pi.500000$ rad/sn değerinde bir açısal frekansa sahiptir. Yani $d_0 =(2.\pi.500000)^2$ olur. $Q=1$ olduğu için $d_1= \omega_0$ iken $n_2=1$ olarak seçilsin. Bunların yanında devrede kullanılan en küçük akım kaynağı değerini de $10\mu A$ olarak seçelim. Bu özelliklerde bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için kullanılan programın ara yüzünde Şekil 6.12’de görüldüğü gibi bir giriş yapmalıyız.

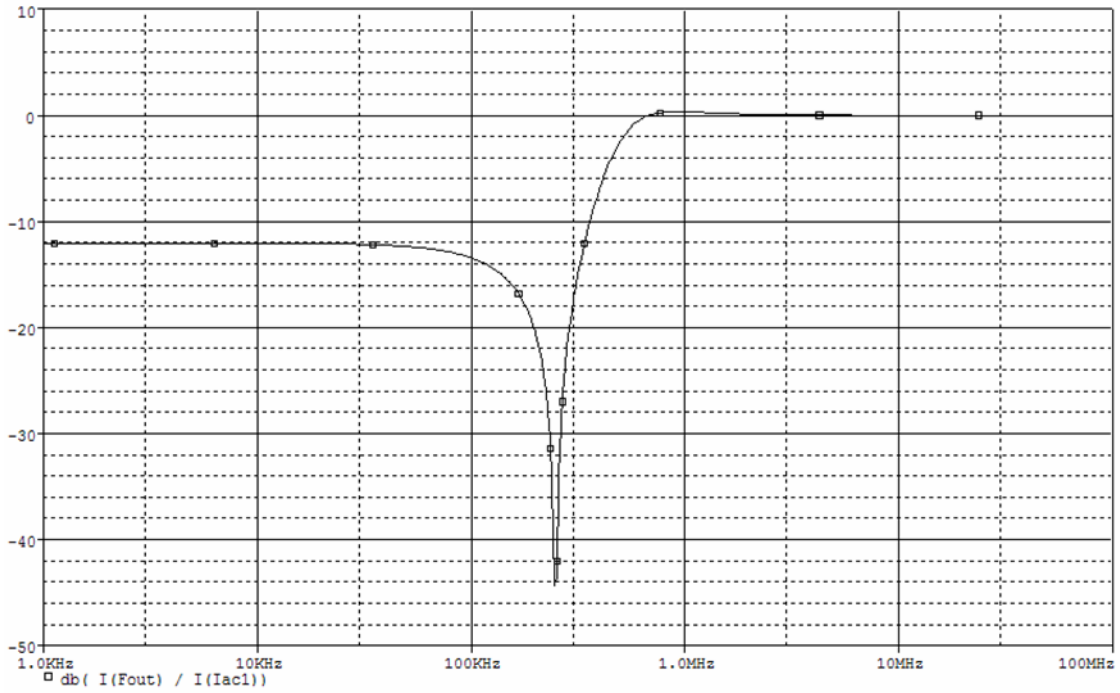


Şekil 6.12 İkinci dereceden yüksek geçiren çentik logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri

Girilen bu parametrelere göre yüksek geçiren çentik bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken daha önce bahsedilen alternatifler programın arka planında tek tek irdelenmektedir. Bu değerlere sahip bir filtre devresi tasarımında alternatifler değerlendirildiğinde devreye ait sistem denklemleri Denklem (6.3.a) ve (6.3.c)'de verildiği gibi elde edilir. İstenen ikinci dereceden logaritmik ortam filtresi Şekil 6.1'de görülen devre ile aynıdır. Bunun yanında tasarlanan devre çıkış katı denklemi olarak Denklem (6.3.e)'de görüldüğü şekildedir ve bu durumda da çıkış devresi Şekil 6.1'de görülen ile aynıdır. Tasarlanan örnek devre için akım bölücü devrenin bağımsız akım kaynağı değeri $10\mu A$ olarak alındığında ve $V_T=25.681mV$ olduğu için $I_f = \omega_0 C V_T$ formülünden C kapasitesinin değeri $C=123.947pF$ olarak bulunur. Alınan bu değerlere bağlı olarak devrede bulunan bağımsız I_{f1} , I_{f2} , I_{f3} , I_{f4} ve I_{f5} akım kaynaklarının değerleri Denklem (6.19)'da verildiği gibidir. Bütün bu hesaplamalar parametre girişleri yapıldıktan sonra programın arka planında sırasıyla gerçekleştirilmekte ve ona göre devre ve dolayısıyla *netlist* parametreleri oluşturulmaktadır. Bunlara göre programdan elde edilen bağımsız akım kaynaklarının değerleri Denklem (6.19)'daki hesaplama sonucu ile aynıdır.

$$\begin{aligned}
 I_{f1} &= \omega_0 C V_T = 40 \mu A \\
 I_{f2} &= (|n_1 - d_1 n_2|) C V_T = 40 \mu A \\
 I_{f3} &= d_1 C V_T = 40 \mu A \\
 I_{f4} &= \frac{d_0 C V_T}{\omega_0} = 40 \mu A \\
 I_{f5} &= \frac{(|d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0|)}{\omega_0} C V_T = 10 \mu A
 \end{aligned} \tag{6.19}$$

Programın arka planında bütün hesaplamalar ve tasarım yapıldıktan sonra girilen transfer fonksiyonuna ait *netlist* elde edilir. Verilen örnek transfer fonksiyonuna ait ikinci dereceden yüksek geçiren çentik yapıda logaritmik ortam filtresi Bölüm 5'te belirtildiği gibi analiz parametreleri ve gerekli bilgiler girilerek analiz edildiğinde elde edilen PSpice *AC* analizinin *dB*ceinsinden sonucu Şekil 6.13'de görüldüğü gibi elde edilir.



Şekil 6.13 İkinci dereceden yüksek geçiren çentik logaritmik ortam filtresi frekans cevabı

6.8 İkinci Dereceden Tüm Geçiren Logaritmik Ortam Filtresi

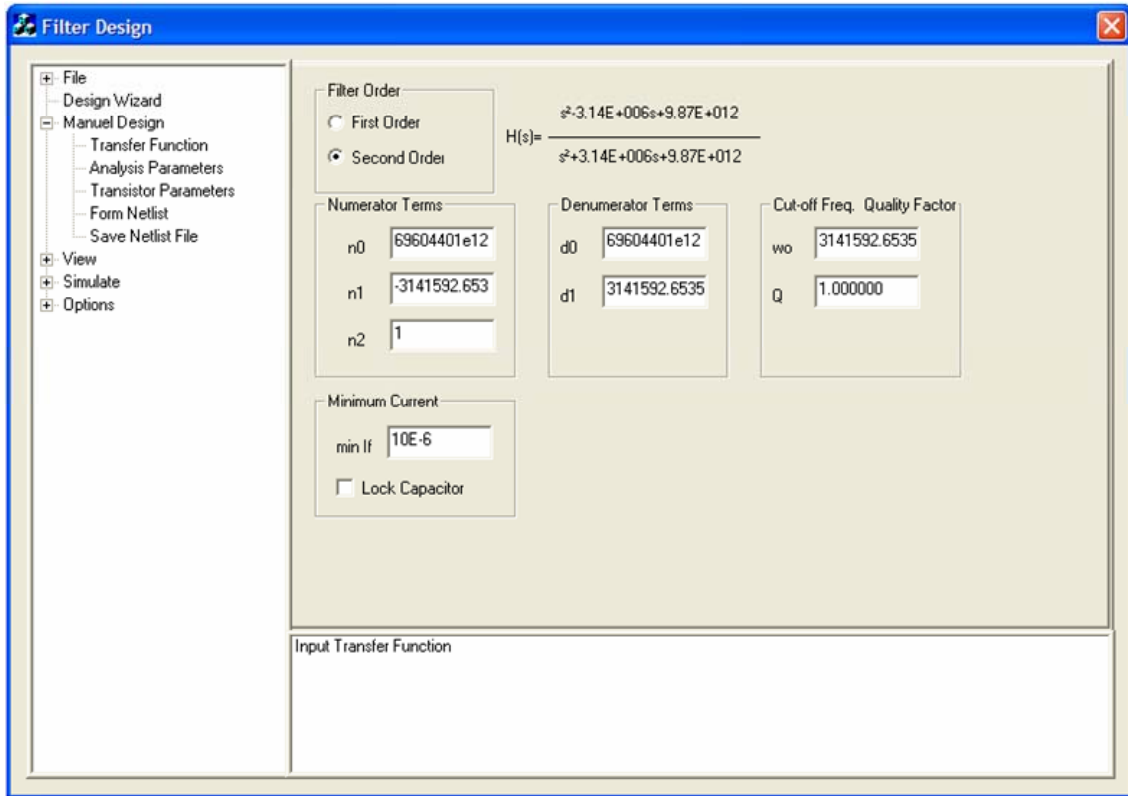
İkinci dereceden tüm geçiren bir filtre devresi genel olarak Denklem (6.20)'de görüldüğü gibi bir transfer fonksiyonuna sahiptir.

$$H(s) = \frac{n_2 s^2 - n_2 \frac{\omega_0}{Q} s + n_2 \omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (6.16)$$

Denklem (6.20)'ye bakıldığında ikinci dereceden genel bir transfer fonksiyonundan tüm geçiren karakteristiğe sahip bir transfer fonksiyonu elde etmek için $n_1 = -n_2 \omega_0 / Q$ ve $n_0 = n_2 \omega_n^2$ olarak seçmek gerekmektedir. Bu durumda oluşturulan programda ikinci dereceden tüm geçiren bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için Kısım 6.2'de yapılan

işlemler sırasıyla tekrarlanırken $n_1 = 0$, $n_0 = n_2 \omega_n^2$ olarak d_1 ve d_0 parametrelerini ise hangi transfer fonksiyonunun devresini istiyorsa ona göre girmelidir.

Örneğin ikinci dereceden tüm geçiren bir logaritmik ortam filtresini 500kHz kutup frekansı $Q=1$ ve $n_2=1$ için tasarlayalım. Bu durumda 500kHz kutup frekansı $\omega_0 = 2\pi \cdot 500000$ rad/sn değerinde bir açısal frekansa sahiptir. Yani $d_0 = (2\pi \cdot 500000)^2$ olur. $Q=1$ olduğu için $d_1 = \omega_0$ dir. Bunların yanında devrede kullanılan en küçük akım kaynağı değerini de $10\mu\text{A}$ olarak seçelim. Bu özelliklerde bir logaritmik ortam filtresi tasarlamak için kullanılan programın ara yüzünde Şekil 6.14’de görüldüğü gibi bir giriş yapmalıyız.



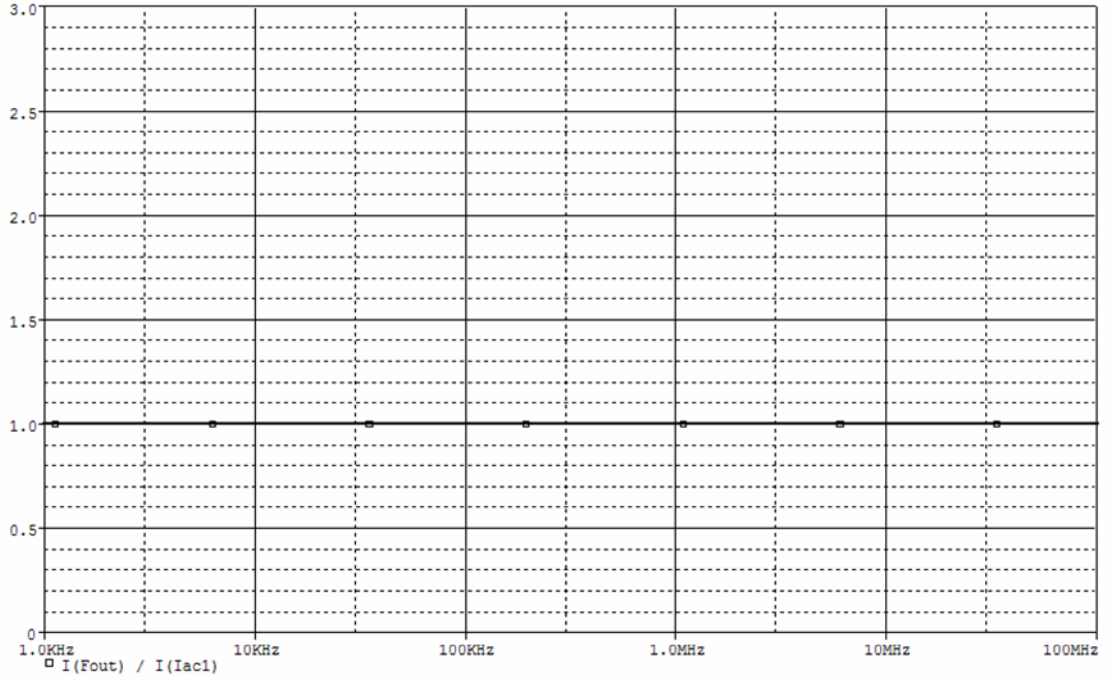
Şekil 6.14 İkinci dereceden tüm geçiren logaritmik ortam filtresi için filtre tasarım programı giriş parametreleri

Girilen bu parametrelere göre alçak geçiren çentik bir logaritmik ortam filtresi tasarlanırken daha önce bahsedilen alternatifler programın arka planında tek tek

irdelenmektedir. Bu değerlere sahip bir filtre devresi tasarımında alternatifler değerlendirildiğinde devreye ait sistem denklemleri Denklem (6.3.a) ve (6.3.c)'de verildiği gibi elde edilir. Bu durumda istenen ikinci dereceden logaritmik ortam filtresi Şekil 6.1'de görülen devre şekline sahiptir. Bunun yanında tasarlanan devre çıkış katı denklemi olarak Denklem (6.3.e)'de görüldüğü şekildedir ve bu durumda çıkış devresi Şekil 6.1'de görülen ile aynıdır. Tasarlanan örnek devre için akım bölücü devrenin bağımsız akım kaynağı değeri $10\mu A$ olarak alındığında ve $V_T=25.681mV$ olduğu için $I_f = \omega_0 C V_T$ formülünden C kapasitesinin değeri $C=123.947pF$ olarak bulunur. Alınan bu değerlere bağlı olarak devrede bulunan bağımsız I_{f1} , I_{f2} , I_{f3} , I_{f4} ve I_{f5} akım kaynaklarının değerleri Denklem (6.21)'de verildiği gibidir. Bütün bu hesaplamalar parametre girişleri yapıldıktan sonra programın arka planında sırasıyla gerçekleştirilmekte ve ona göre devre ve dolayısıyla *netlist* parametreleri oluşturulmaktadır. Bunlara göre programdan elde edilen bağımsız akım kaynaklarının değerleri Denklem (6.21)'deki hesaplama sonucu ile aynıdır.

$$\begin{aligned}
 I_{f1} &= \omega_0 C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f2} &= (|n_1 - d_1 n_2|) C V_T = 20 \mu A \\
 I_{f3} &= d_1 C V_T = 10 \mu A \\
 I_{f4} &= \frac{d_0 C V_T}{\omega_0} = 10 \mu A \\
 I_{f5} &= \frac{(|d_1^2 n_2 - d_1 n_1 - d_0 n_2 + n_0|)}{\omega_0} C V_T = 20 \mu A
 \end{aligned} \tag{6.21}$$

Programın arka planında bütün hesaplamalar ve tasarım yapıldıktan sonra girilen transfer fonksiyonuna ait *netlist* elde edilir. Verilen örnek transfer fonksiyonuna ait ikinci dereceden tüm geçiren yapıda logaritmik ortam filtresi Bölüm 5'te belirtildiği gibi analiz parametreleri ve gerekli bilgiler girilerek analiz edildiğinde elde edilen PSpice AC analizinin sonucu Şekil 6.15'de görüldüğü gibi elde edilir.



Şekil 6.15 İkinci dereceden tüm geçiren logaritmik ortam filtresi frekans cevabı

YEDİNCİ BÖLÜM

LOGARİTMİK ORTAM FİLTRESİ TASARIM PROGRAMI VE KULLANIMI

7. LOGARİTMİK ORTAM FİLTRESİ TASARIM PROGRAMI VE KULLANIMI

7.1. Genel

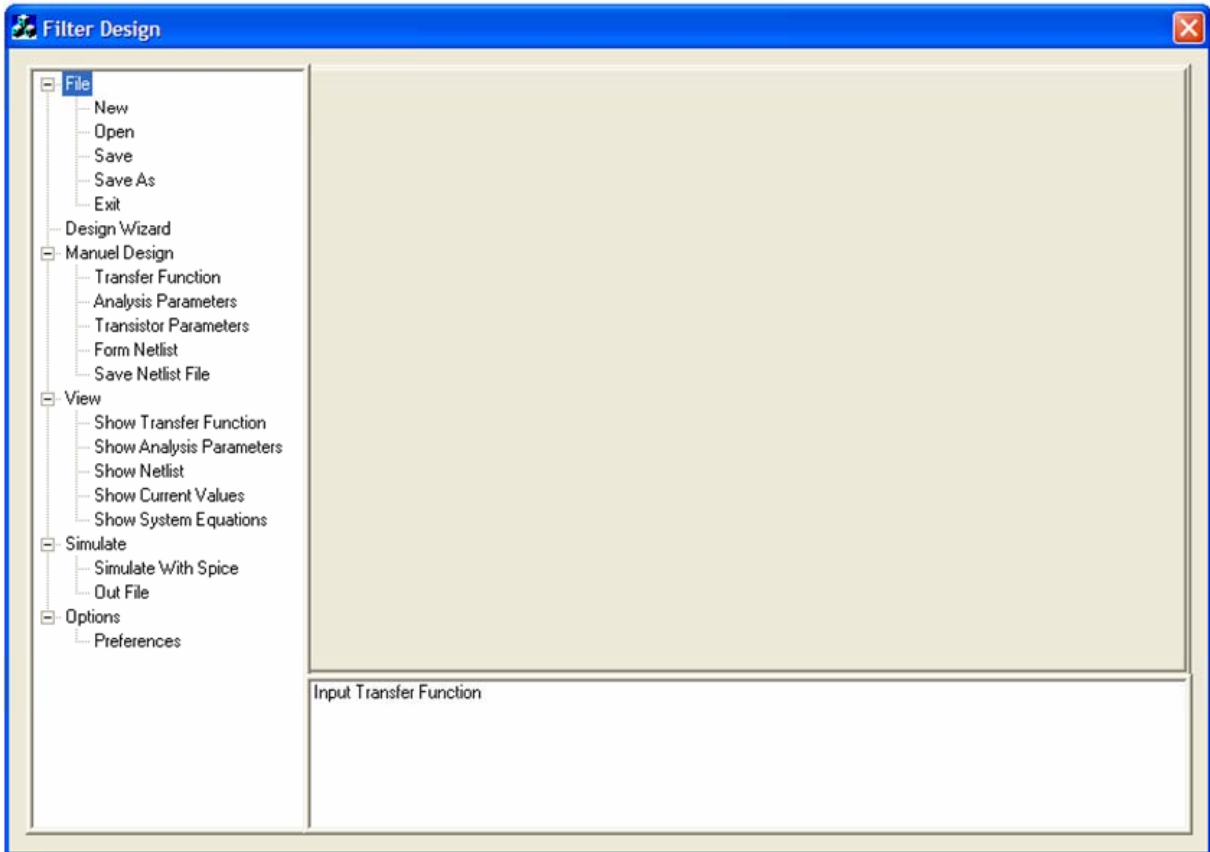
Bu bölümde tez çalışması kapsamında AB sınıfı fark alan yapıda birinci ve ikinci derece logaritmik ortam filtrelerinin tasarımı için geliştirilen *FilterDesign* programı tanıtılacaktır. Programın kullanımı, menüleri ve dosya türlerinin tanıtımı yapılacaktır.

Hazırlanan program Microsoft Visual C++ 6.0 ortamında geliştirilmiştir. Diyalog tabanlı ortamda MFC olanakları kullanılarak geliştirilen program ile birinci ve ikinci dereceden AB sınıfı fark alan yapıda logaritmik ortam filtrelerinin tasarımı ve sentezi yapılabilmektedir. Tasarımı yapılan filtreye ait *netlist* dosyası oluşturularak, Pspice'da simülasyonu yapılabilmekte, simülasyon sonuçlarına yine programdan doğrudan ulaşmak mümkün olmaktadır. Program hazırladığı *netlist* dosyaları için gereken transistör modellerinin bulunacağı kütüphane dosyasını da otomatik olarak hazırlamaktadır. Tasarım için girilen filtre parametreleri ile analiz seçenekleri ve transistör özellikleri daha sonra erişilebilmesi için saklanmaktadır. Böylece bir defa tasarlanan filtreye daha sonra erişebilmek ve tekrar analizini yapabilmek mümkün olmaktadır.

7.2. Programın Genel Yapısı ve Menüleri

Program temel olarak 3 ana pencereye sahiptir. Şekil 7.1’de programın genel görünümüne yer verilmiştir. Sol taraftaki sütundan menüye ulaşılabilmektedir. Sağ taraf ise iki parçadan oluşmaktadır. Sağ üst görünümde, veri girişleri yapıldığı gibi program çıktıları da görüntülenmektedir. Sağ alt görünümde ise kullanıcıya uyarı ve hata mesajları iletilmekte, kullanıcı yönlendirilmektedir.

Program 6 ana menüden oluşmaktadır: Dosya (File), Tasarım Sihirbazı (Design Wizard), Tasarım (Manuel Design), Görüntüle (View), Simülasyon (Simulate) ve Seçenekler (Options).



Şekil 7.1: Programın genel görünümü ve menü yapısı

Program menüleri ve alt menülerini işlevleriyle birlikte şu şekilde sıralayabiliriz:

- File: Dosya işlemlerinin yer aldığı ana menü komutudur.
 - ✓ New: Yeni bir *.fd dosyası oluşturur. Program girdileri tamamen temizlenir.
 - ✓ Open: Daha önce *.fd dosyasına kaydedilmiş girdiler dosyadan okunur.
 - ✓ Save: Girdileri fd uzantılı dosyaya kaydeder.
 - ✓ Save As: Girdileri farklı bir dosyaya kaydeder.
 - ✓ Exit: Programdan çıkılır.
- Design Wizard: Manuel Design menüsünden erişilebilecek olan girdi diyalogları sıra ile açılarak kullanıcıya kolay veri giriş imkanı sağlar.
- Manuel Design:
 - ✓ Transfer Function: Filtre derecesi, transfer fonksiyonu ile minimum akım değeri bu menüden girilir.
 - ✓ Analysis Parameters: Analiz Parametreleri bu menüden girilir.
 - ✓ Transistor Parameters: Transistöre ait özellikleri içerir. Değiştirilmesi istenen özellikler ve kütüphaneden hazır seçilmek istenen transistör modellerine bu menüden ulaşılır.
 - ✓ Form Netlist: Transfer fonksiyonu, en küçük akım kaynağı değeri ve analiz parametreleri girildikten sonra bu komut ile elde edilen logaritmik ortam filtresine ait *netlist*' e ulaşılır.
 - ✓ Save Netlist: Tasarlanan filtre devresini PSpice programında analiz edebilmek için önce *netlist* dosyasının *.cir* uzantılı olarak kaydedilmesi gerekir. Bu komut ile *netlist* kaydetme işlemi gerçekleştirilir.
- View:
 - ✓ Show Transfer Function: Filtre derecesi, transfer fonksiyonu ile minimum akım değeri bu menüden gözlemlenir.
 - ✓ Show Analysis Parameters: Analiz parametreleri bu menüden gözlemlenir.
 - ✓ Show Netlist: Girilen transfer fonksiyonuna ait logaritmik ortam filtresi tasarımı yapıldıktan sonra programın oluşturduğu *netlist*' e bu komutla

erişilebilir. Elde edilen *netlist* üzerinde farenin sağ tuşu kullanılarak herhangi bir satırda istenildiği gibi düzenleme yapılabilir.

- ✓ Show Current Values: Girilen filtre derecesi ve transfer fonksiyonu parametrelerine göre tasarlanan devrede kullanılan ve program tarafından hesaplanmış olan bağımsız akım kaynaklarının değerlerini görüntülemek için kullanılır. Birinci dereceden logaritmik ortam filtresi için iki adet bağımsız akım kaynağı , ikinci dereceden logaritmik ortam filtresi için ise beş adet bağımsız akım kaynağı değeri mevcuttur.
- ✓ Show System Equations: Filtre derecesi ve transfer fonksiyonu parametreleri değerine göre sentez işlemi sırasında elde edilen sistem denklemlerini görüntülemek için kullanılır.

➤ Simulate

- ✓ Simulate With PSpice: Tasarlanan logaritmik ortam filtre devresine ait *netlist*'i kullanarak PSpice programında devrenin analizini yaptırmak için kullanılır. Bu komut kullanıldığında kullanıcının bilgisayarında PSpice yüklü ise doğrudan analiz programı açılarak devrenin analizi yapılır ve devreye ait *.dat* çıktı dosyasına ulaşılır. Buradan kullanıcı kendi isteğine göre devre üzerinde görmek istediği değerleri gözlemleyebilir.
- ✓ Out File: Bu komut kullanılarak analizi yapılmış filtre devresine ait *.out* çıktı dosyasına doğrudan ulaşılır.

➤ Options

- ✓ Preferences: Değişik olası opsiyon ayarları bu kısımdan yapılmaktadır.

7.3. Dosya Türleri

7.3.1. *.fd (Filter Design) Dosyaları

fd uzantılı dosyalarda programın girdileri saklanmaktadır. Bu dosyada saklanan girdiler transfer fonksiyonuna ve analiz parametrelerine ait verilerdir. Transistör

parametreleri bu dosyadan farklı bir dosyada saklanmaktadır. Böylece kullanıcı aynı filtreyi pek çok farklı transistörle deneyebilmekte ayrıca daha önceden tasarlamış olduğu bütün filtrelere ait transfer fonksiyonu ve analiz parametresi değerlerine isteği doğrultusunda ulaşabilmektedir.

7.3.2. *.tff (Transistor Template File) Dosyaları

Bu dosyada transistör parametreleri saklanmaktadır. Transistör taslağı bu verilerle oluşturulur. Kullanıcının farklı fd ve tff dosyalarını bir arada açması mümkündür.

7.3.3. *.cir (Netlist) Dosyaları

cir uzantılı dosyalar PSpice programının okuyabildiği devrenin *netlist* formatında yazıldığı dosyalardır. Program bu dosyaları sadece saklayabilmekte, önceden kaydedilmemiş bir *netlist* dosyasına ulaşamamaktadır.

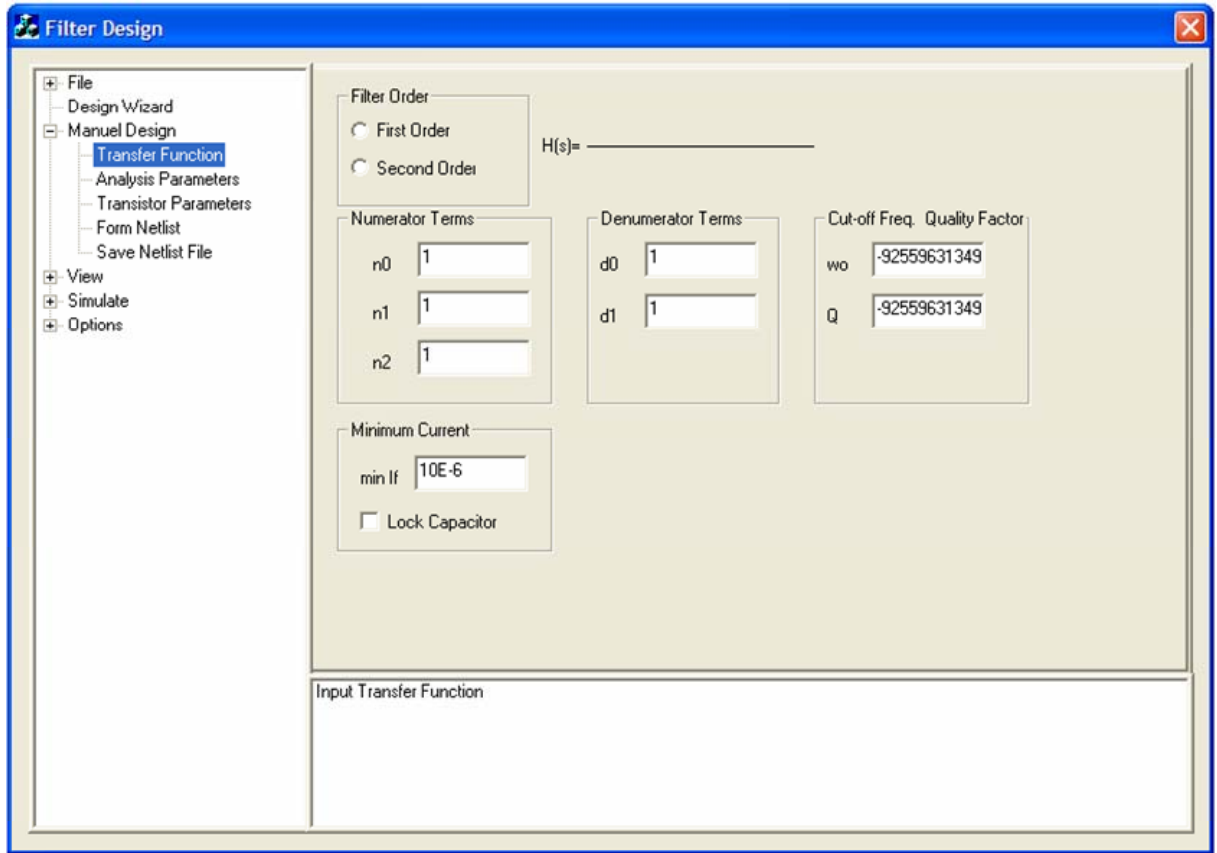
7.3.4. *.out (Pspice Çıktı) Dosyaları

out uzantılı dosyalar PSpice programı tarafından devrenin sümülasyonu sonucunda elde edilen sonuçların kaydedildiği dosyalardır. Hazırlanan program bu dosyaları açabilmekte, böylece kullanıcının analiz sonuçlarına ulaşımı kolaylaşmaktadır.

7.4. Programın Kullanımı

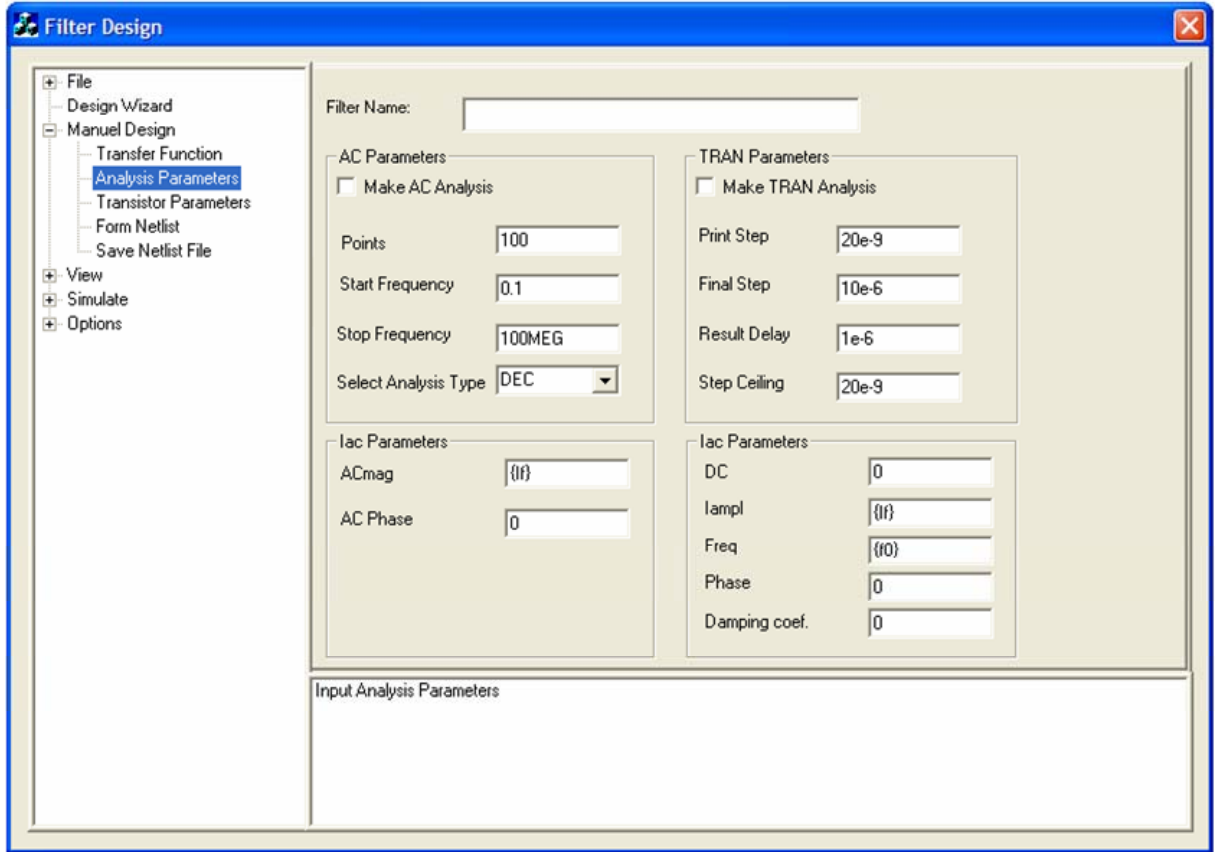
Program menüden verilen komutlarla işlemektedir. Menü yapısı Şekil 7.2’de verilmiştir. Program ilk açılışta kullanıcıya yeni bir filtre oluşturma imkanı sunmaktadır. Kullanıcının ilk açılışta *File* menüsünden *New* komutunu vermesine gerek yoktur.

Şekil 7.2’de transfer fonksiyonu veri girişi menüsü görülmektedir. Kullanıcı filtre derecesini bu menüden seçtikten sonra, transfer fonksiyonunun terimlerini girmelidir. Veri girişi transfer fonksiyonunun girilmesiyle yapılabileceği gibi devrenin kesim frekansı ve kalite faktörünün girilmesiyle de yapılabilir. Devrede kullanılacak en küçük akım kaynağına ait akım değeri yine bu menüden girilmelidir. Transfer fonksiyonunun doğru olarak girilmesi kullanıcının sorumluluğundadır. Program bu aşamada, yanlış girilen transfer fonksiyonlarına izin vermektedir.



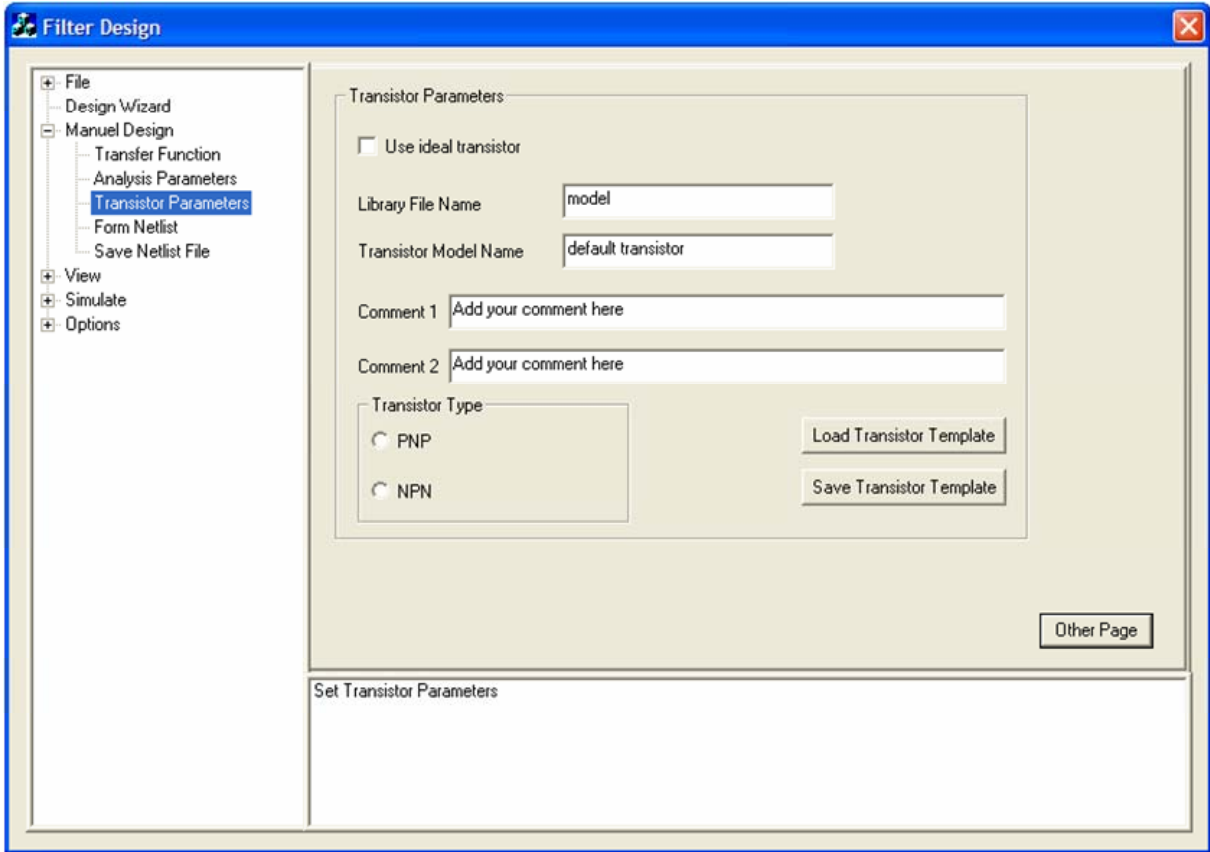
Şekil 7.2: Transfer fonksiyonu girişi

Analiz parametrelerinin girildiği menü Şekil 7.3’de verilmiştir. Menüde filtreye isim verilebilmektedir. Frekans ortamı (AC) analizi veya zaman ortamı (TRAN) analizi seçeneklerinden birisi veya her ikisi kullanıcı tarafından seçilebilir. Her iki analiz türü için de analiz parametreleri kullanıcı tarafından değiştirilebilir. Aynı zamanda I_{ac} parametreleri de bu menüden değiştirilebilmektedir.



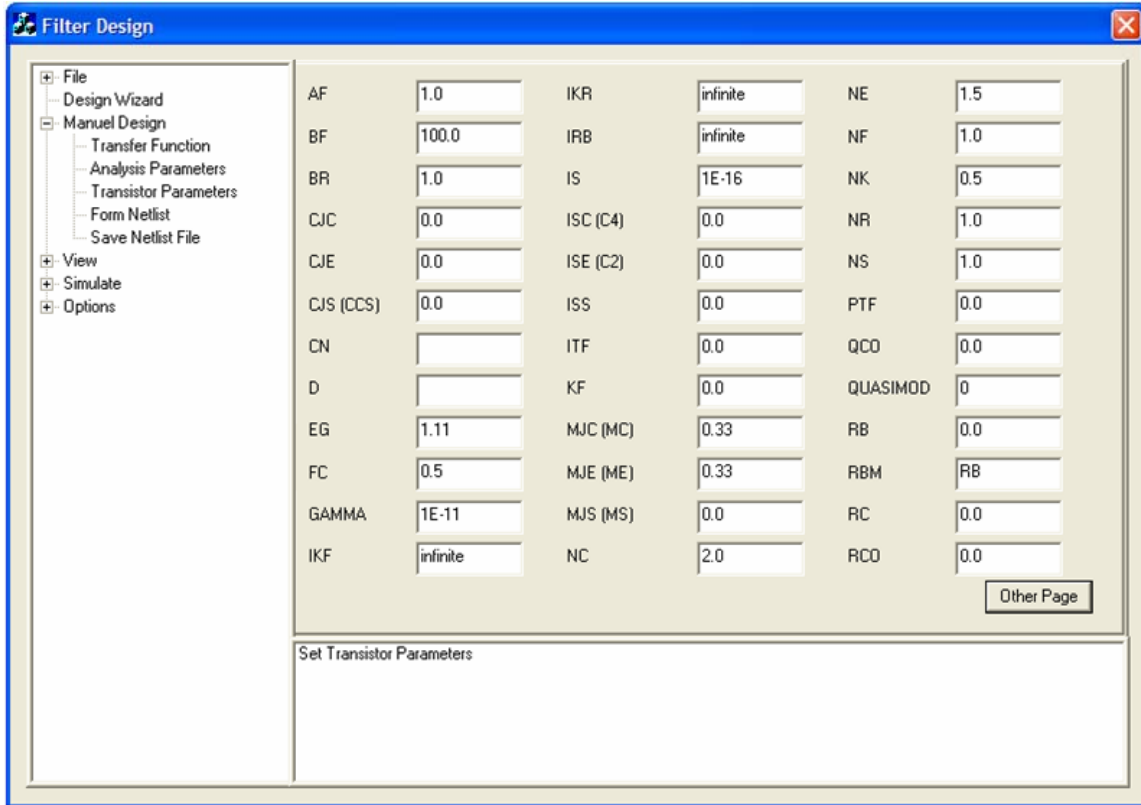
Şekil 7.3: Analiz parametrelerinin girişi

Program kullanıcıdan transfer fonksiyonu ve analiz parametreleri haricinde transistör tanımlanması için gerekli veriler de istemektedir. Şekil 7.4-6'da transistör parametrelerinin girileceği menüler görülmektedir. Transistör parametreleri 3 ayrı sayfada girilebilmektedir.

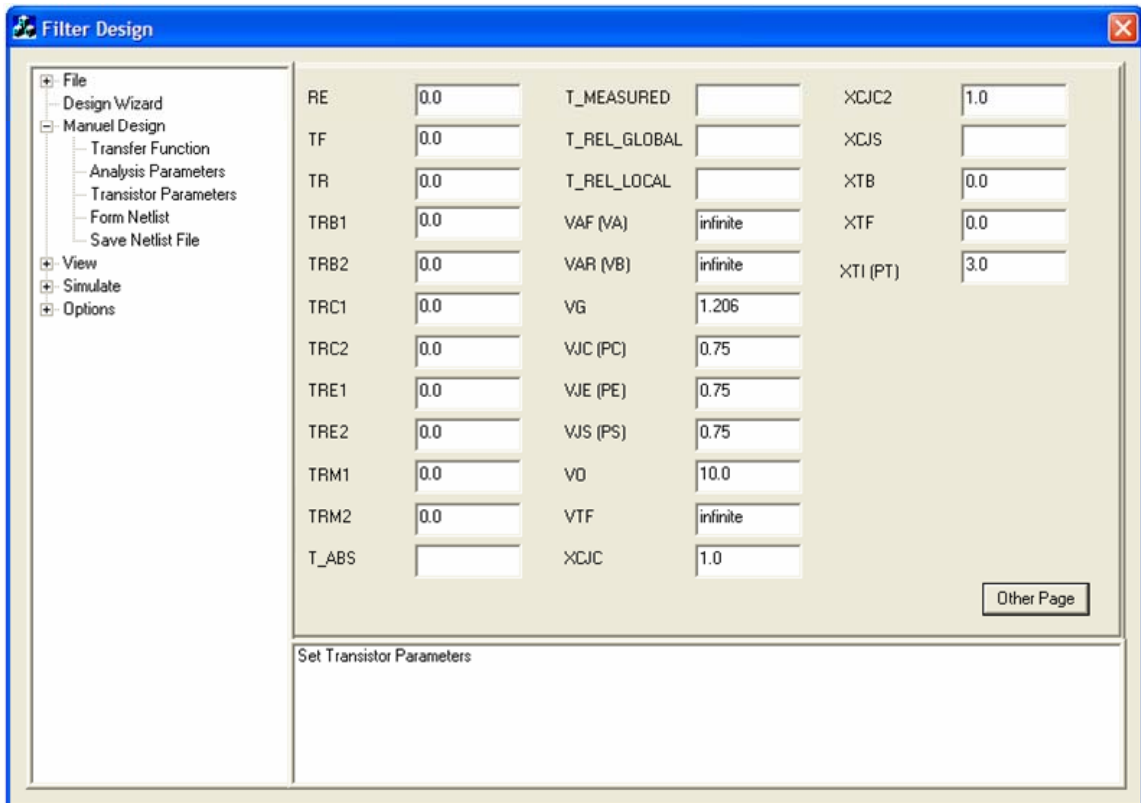


Şekil 7.4: Transistör parametreleri menüsü – 1

Şekil 7.4’de görülen ilk menüde kullanıcı, ideal transistör seçeneğini işaretleyerek, transistörün ideal olmasını sağlayabilir. Bunun altında, kullanıcıya kütüphane dosyası adı sorulmaktadır. Kütüphane dosyaları programın bulunduğu klasöre verilen dosya ismine .lib uzantısı eklenerek saklanmaktadır. Bu seçeneğin altında kullanıcıdan transistöre isim vermesi istenmektedir. Transistöre verilen isim program tarafından kütüphane dosyası içerisinde oluşturulan modele verilen isimdir. Kullanıcıya kütüphane dosyasına yorum ekleme olanağı da sunulmaktadır. Kullanıcı dosyaya iki yorum satırı ekleyebilir. Ayrıca modelin oluşturulabilmesi için transistörün NPN veya PNP türünde olduğu da belirtilmelidir. “Load transistor template” ve “Save transistor template” tuşlarıyla, girilmiş transistör verilerin saklanması veya daha önce saklanan verilerin dosyadan okunması mümkündür. Bu komutla okunabilecek veya yazılabilecek dosyalar .ttf dosyalarıdır. Sağ alt köşede bulunan “Other Page” tuşu ile diğer transistör parametrelerine ulaşılması da mümkündür.



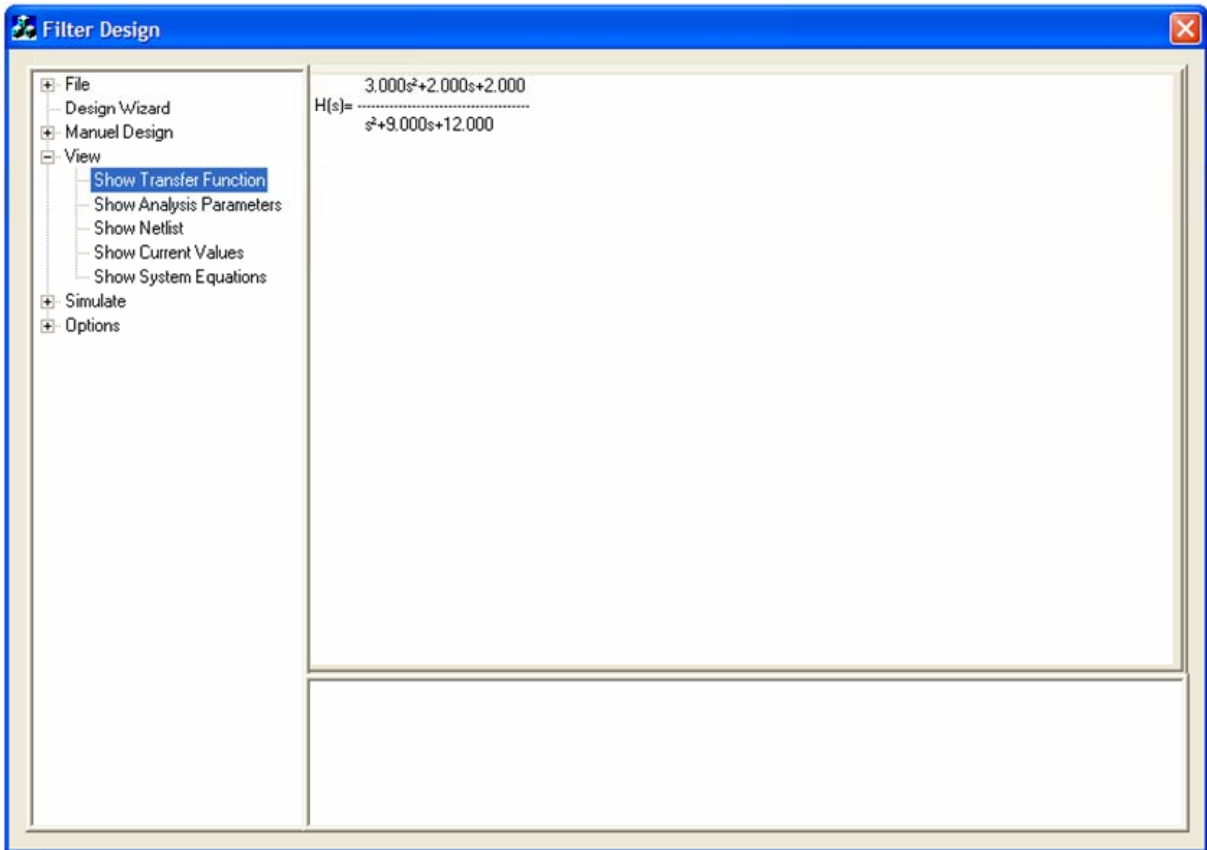
Şekil 7.5: Transistör parametreleri menüsü – 2



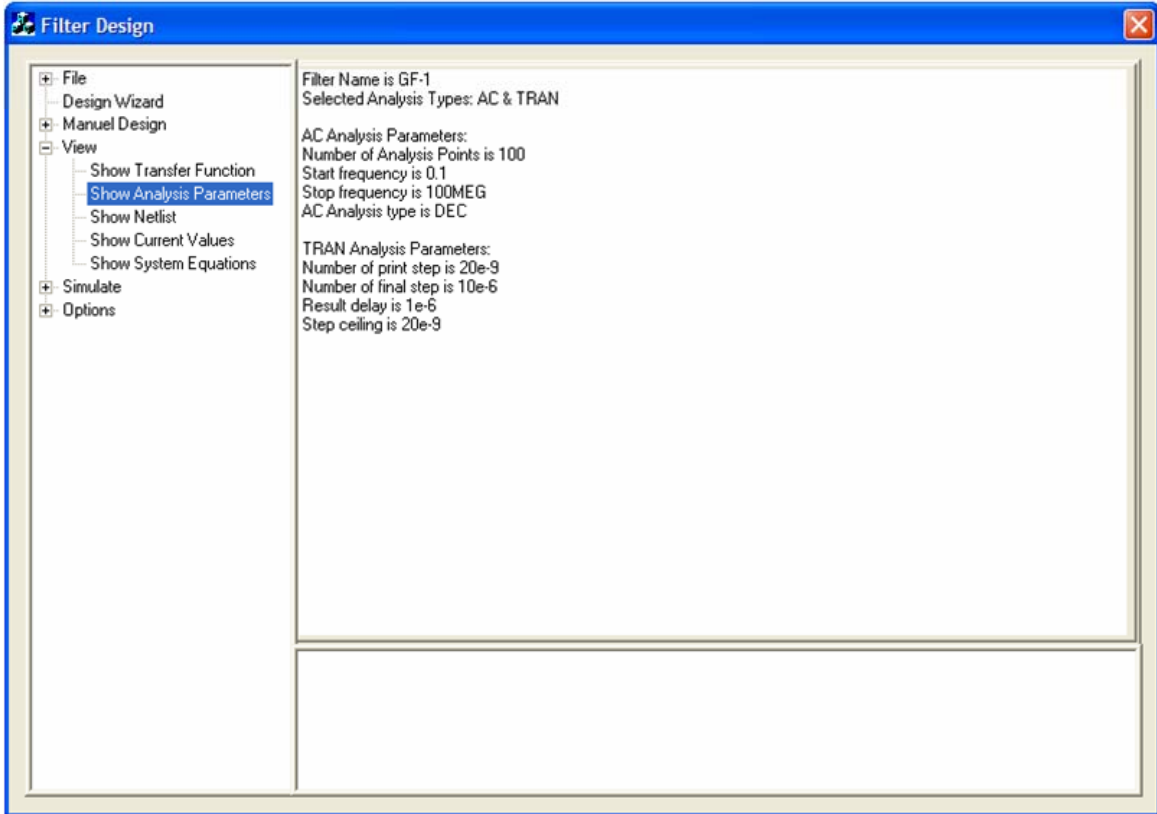
Şekil 7.6: Transistör parametreleri menüsü – 3

Transfer fonksiyonu, analiz ve transistör parametrelerinin girilmesinden sonra, “Form Netlist” menü komutuyla programın *netlist* oluşturması sağlanır. Bu komut sonrası oluşturulan *netlist* program tarafından görüntülenir. Oluşturulan *netlist* “Save netlist” komutuyla .cir uzantılı bir dosyaya kaydedilir.

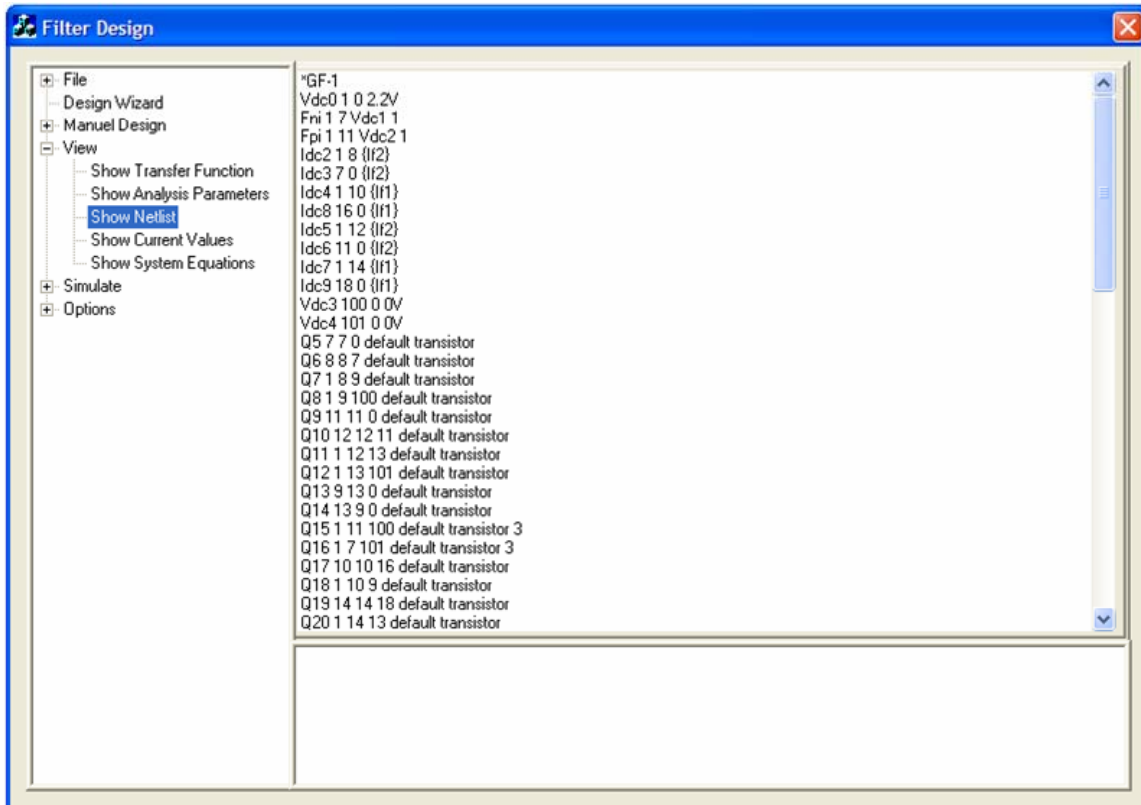
Netlist'in oluşturulması sonrasında, kullanıcı devreye ait hesaplanan değerleri “View” menüsü altında görebilir. Bu menüden “Show Transfer Function” komutuna tıklanarak transfer fonksiyonu buradan gözlenebilir. “Show Analysis Parameters” ile seçilen analiz türüne ait parametreler ekranda metin olarak görüntülenir. “Show Netlist” ile istenildiğinde *netlist*'in yeniden görüntülenmesi sağlanır. “Show Current Values” ile devrede hesaplanan akım değerleri ekranda görüntülenebilir. “Show System Equations” ile sistem denklemleri ekrana yazılır. Bu beş görüntü menüsü Şekil 7.7-11’de görülmektedir.



Şekil 7.7: Transfer fonksiyonunu göster menüsü

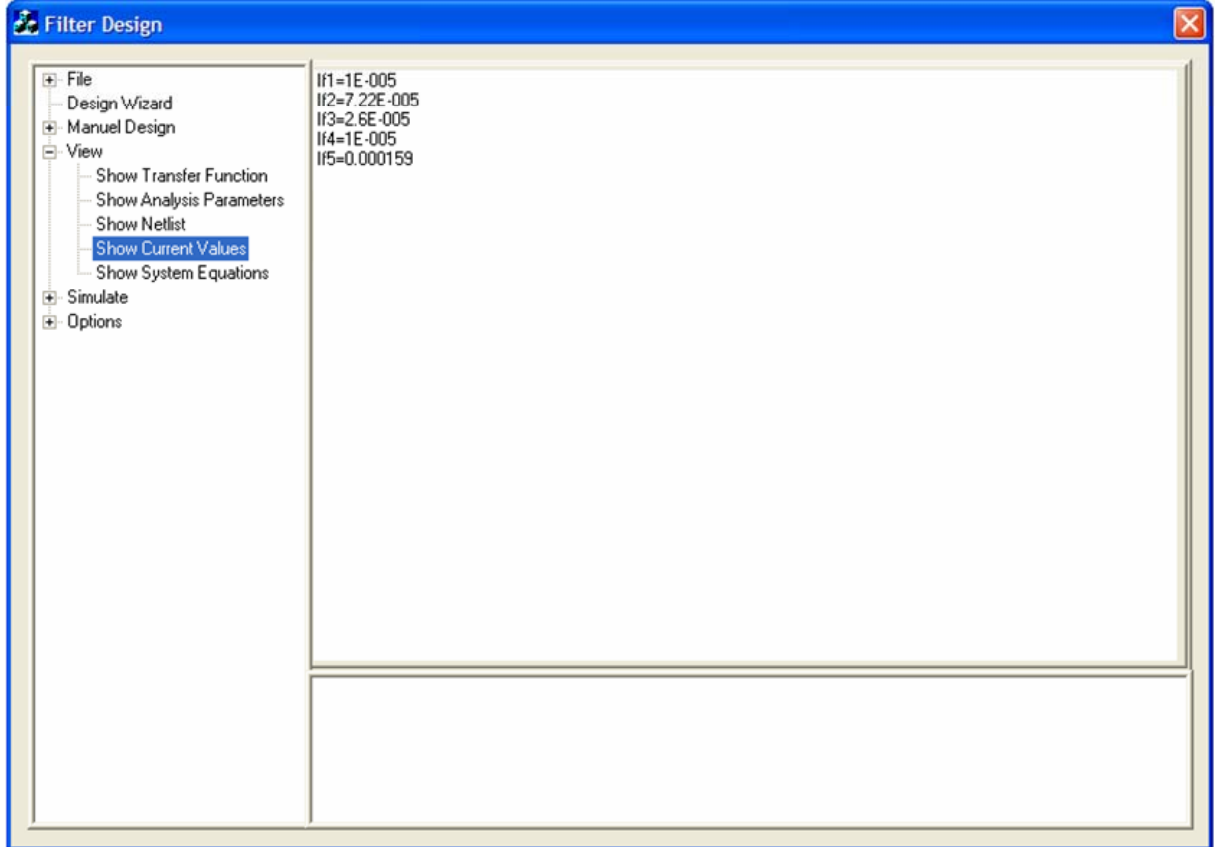


Şekil 7.8: Analiz parametrelerini göster menüsü

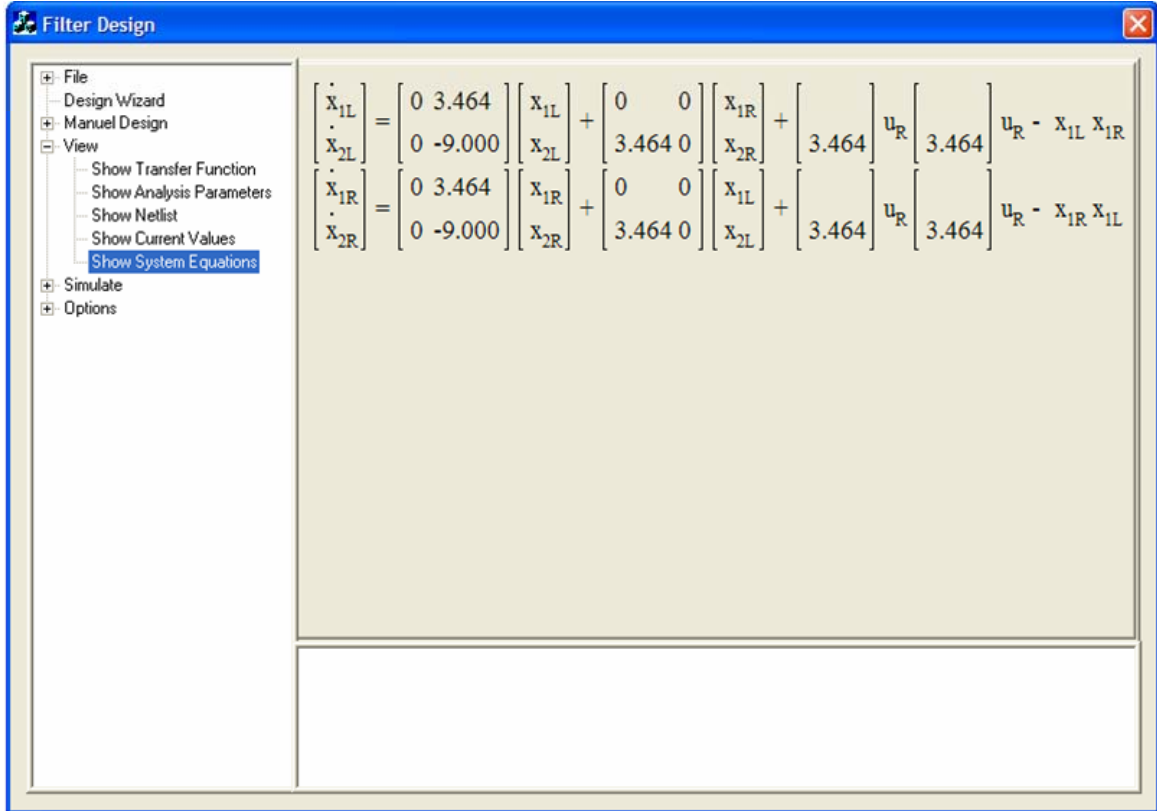


Şekil 7.9: Netlist'i göster menüsü

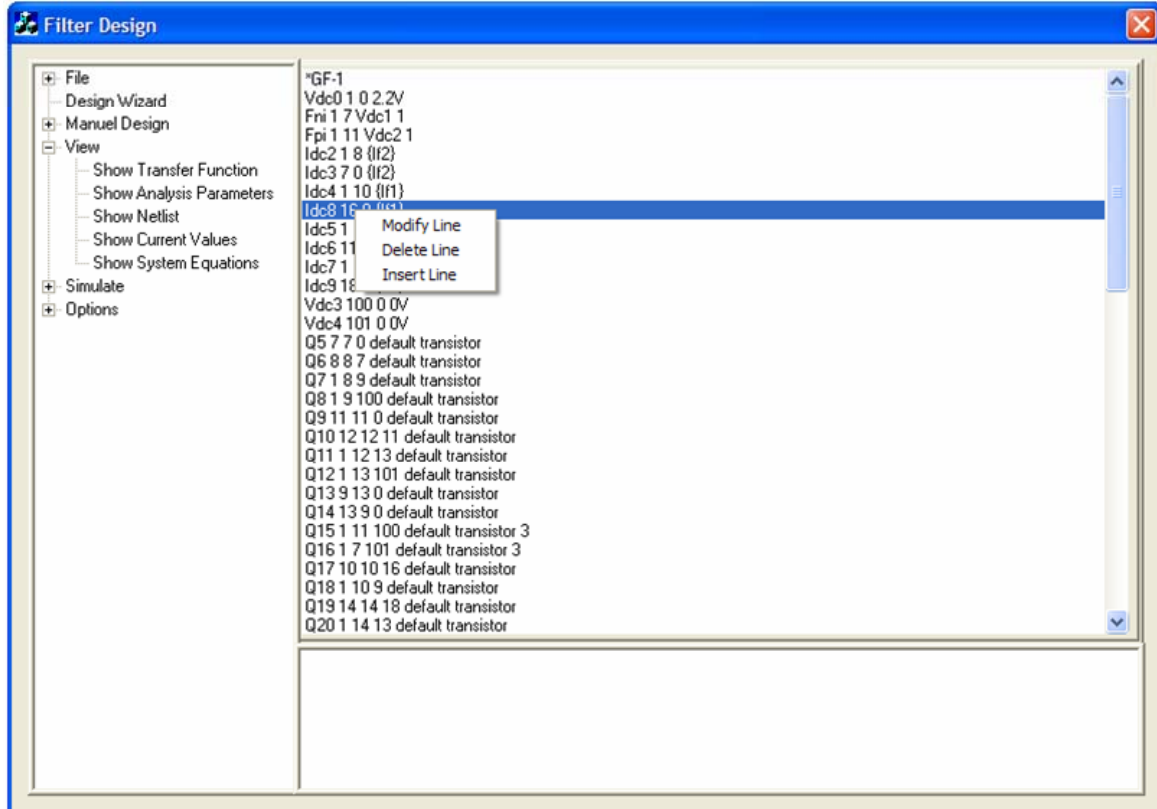
Şekil 7.9’da görülen *Netlist*’in görüntülediği menüde seçilen bir satırın üzerine sağ tuşla tıklanarak, seçilen satırın değiştirilmesi veya silinmesi ve yeni satır eklenmesi mümkündür (Şekil 7.12). Bu şekilde kullanıcı *netlist*’i PSpice’da çalıştırmadan önce değiştirme şansına sahip olmaktadır.



Şekil 7.10: Akım değerlerini göster menüsü



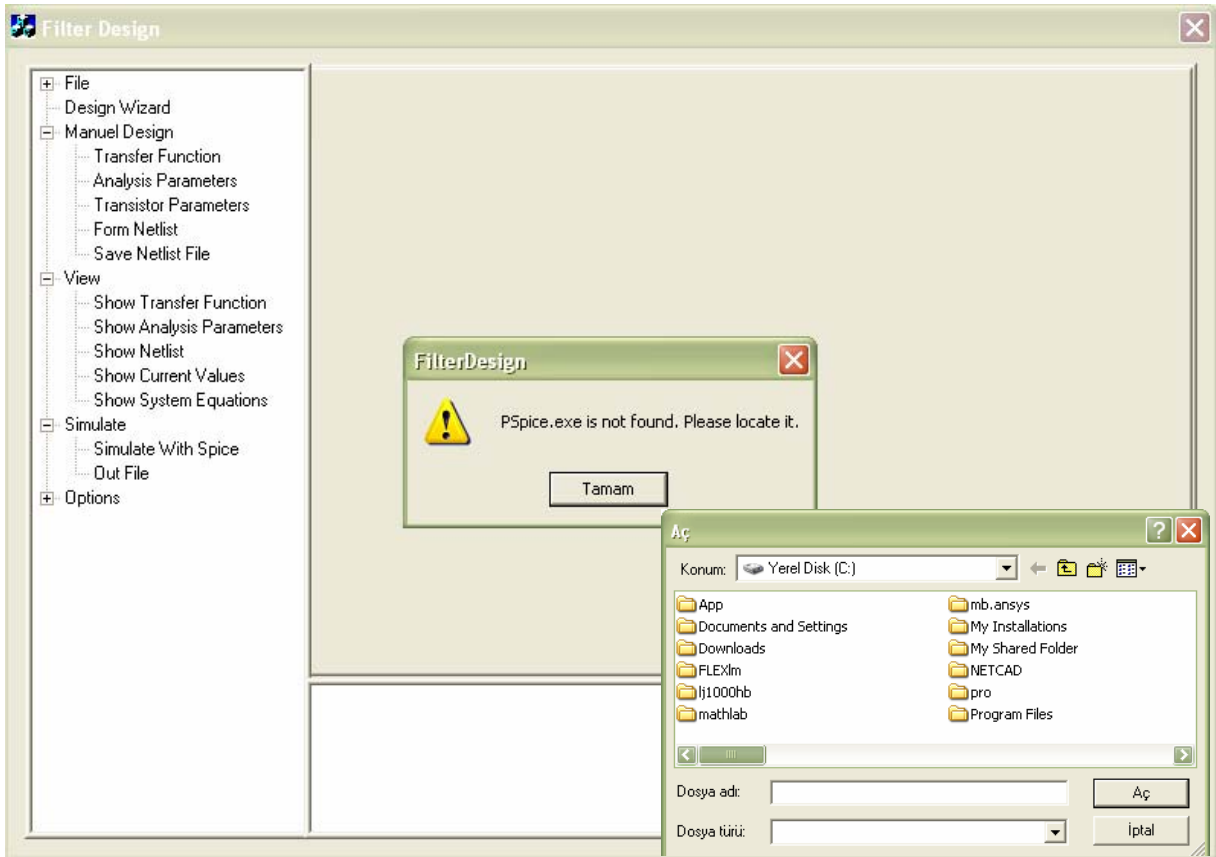
Şekil 7.11: Sistem denklemlerini göster menüsü



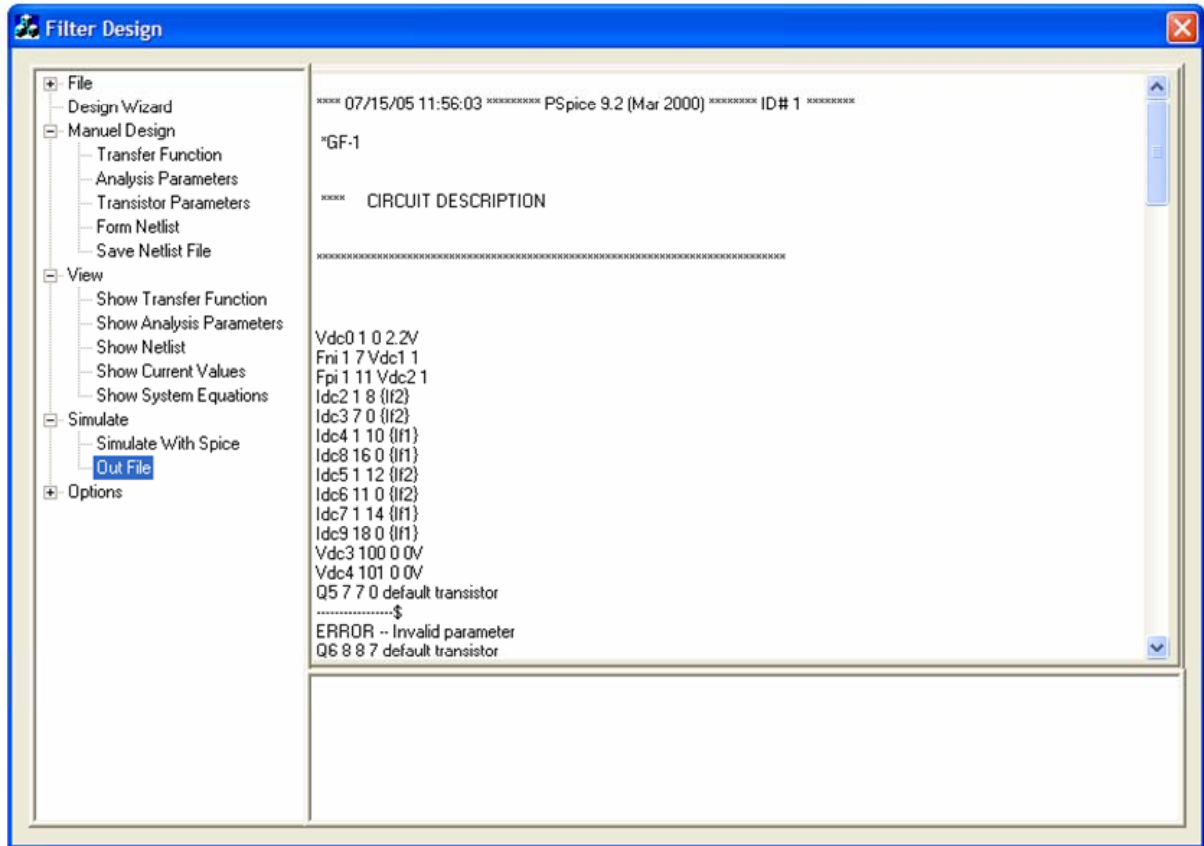
Şekil 7.12: Netlist'in düzenlenmesi

Bu işlem adımlarının devamında kullanıcı Spice ile devrenin simülasyonunu yapabilir. Bunun için simülasyon (Simulate) menüsünden “Simulate with PSpice” komutu kullanılır. Program Spice programının bulunabileceği muhtemel klasörlere bakarak programı çalıştırır ve simülasyonu yapar. Ancak, Spice’in bulunamadığı durumda kullanıcıdan “pspice.exe” dosyasının konumlandırılması istenir (Şekil 7.13). Kullanıcı dosyanın yerini gösterdikten sonra simülasyon yapılır.

Simülasyonun yapılmasından sonra PSpice’in çıktı dosyasının açılması ve sonuçların izlenmesi mümkündür. “Out File” komutuyla görüntülenen örnek bir menü Şekil 7.14’de görülmektedir.



Şekil 7.13: PSpice’in bulunamaması durumundaki uyarı mesajı ve çözümü



Şekil 7.14: PSpice çıktı dosyasının açılması

SEKİZİNCİ BÖLÜM

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

8.1. Sonuçlar

Bu çalışmada AB sınıfı fark alıcı yapıda birinci ve ikinci dereceden logaritmik ortam filtrelerinin durum uzayı metodu ile Seevinck tipi geçici girişler kullanılarak sentezi hakkında teorik olarak çalışılmış ve bu sentezi hızlı ve güvenilir şekilde yapabilen ve tasarlanan devreyi PSpice kullanarak analizini yapabilen bir yazılım geliştirilmiştir.

Microsoft Visual C++ 6.0 programı kullanılarak geliştirilen yazılım ile ilk olarak, kullanıcıdan tasarımı yapılması istenen filtre devresine ait transfer fonksiyonu, simülasyon için gerekli olan analiz parametreleri ve eleman özellikleri girdi olarak alınmaktadır. Daha sonra bu transfer fonksiyonuna sentez işlemi ve gerekli eşlemeler uygulanarak istenilen tasarım gerçekleştirilmektedir. Yapılan program ile istenilen filtre devresine ait gerekli kodlar PSpice simülasyon programına uygun formatta elde edilmiş ve dolayısıyla programdaki bir komut vasıtasıyla, elde elden tasarımın PSpice programında analizi doğrudan yapılabilir duruma getirilmiştir. Bu şekilde kullanıcının istediği şekilde analiz sonuçlarına ulaşmasına olanak sağlanmıştır.

Geliştirilen program; birinci ve ikinci dereceden filtre devrelerine ait herhangi bir transfer fonksiyonunu giriş bilgisi olarak alırken; tasarlanan devreye ait sistem denklemleri, devrenin netlist formu, PSpice programı analiz sonuçları ve çıkış dosyasını da çıktılar olarak sunmaktadır.

Yapılan bu çalışma ile alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren, tüm geçiren, band söndüren gibi istenilen herhangi bir transfer fonksiyonuna ait logaritmik ortam filtre devresi *netlist* formatında doğrudan elde edilebileceği gibi, tasarlanan devrelerin

istenildiği gibi çalışıp çalışmadığı da PSpice programı vasıtasıyla kontrol edilebilecektir. Ayrıca geliştirilen bu yazılım ile, birinci ve ikinci dereceden farklı transfer fonksiyonları ya da bir transfer fonksiyonundaki farklı pay ve payda parametreleri, değişik transistör modelleri ve farklı özelliklerde kullanıcı tarafından oluşturulmuş transistörler için, elde edilen filtre devrelerinin çalışmaları, PSpice programı ile analiz edilerek karşılaştırılabilecektir.

Program geliştirilirken birinci ve ikinci dereceden mevcut olabilecek tüm transfer fonksiyonları göz önünde bulundurulmuş ve sentez yöntemi olarak durum uzayı sentez yöntemi kullanılmıştır. Bunun yanında filtre türü temel filtre türlerinden olmayan bazı transfer fonksiyonlarının logaritmik ortamda sentezi yapılarak devre yapıları elde edilmiş ve programa eklenmiştir. Program gerçekleştirilirken elde edilen devre yapılarının doğru çalışıp çalışmadığını kontrol etmek amacı ile, devreler PSpice ile analiz edilerek genlik ve faz eğrileri elde edilmiş, giriş transfer fonksiyonunun matematiksel olarak genlik ve faz eğrilerini çizdiren küçük bir Matlab programı yazılmış ve tüm PSpice çıktıları matematiksel analiz sonuçları ile bire bir karşılaştırılarak kontrol edilmiştir.

8.2. Öneriler

Yapılan bu çalışma ilerleyen zamanlarda daha fazla transistör modeli ve özellikleri eklenerek çeşitli parametrelerin etkilerini inceleyebilmek açısından geliştirilebilir. Ayrıca şu anda programda bulunmayan gürültü ve bozulma analizleri için gerekli parametrelerin programa adapte edilmesi ile devrelerin daha ayrıntılı incelenmesine olanak sağlanabilir.

Devam eden çalışmalarda aynı transfer fonksiyonlarının farklı sistem denklemleri ve dolayısıyla farklı tasarımları konusunda çalışılarak farklı devre alternatiflerinin çalışmaları ve birbirleri ile karşılaştırmaları yapılabilir. Benzer şekilde ilerleyen çalışmalarda blok modelleme ile logaritmik ortam filtrelerinin tasarımını yapan bir

yazılım geliştirilerek bir çok transfer fonksiyonu için yapılan tasarımlar ve analiz sonuçları karşılaştırılabilir.

Ayrıca bu çalışmanın devamında farklı sentez yöntemleri ya da farklı sınıflarda devre tasarımlarına yer verilerek yapılan program ile karşılaştırılmasını yapmak mümkündür. Yapılan programın bir çok filtre devresi ve transfer fonksiyonu için kullanılması ile AB sınıfı fark alan devre yapısının üstünlük ve eksiklikleri devreler ve analiz sonuçları üzerinden tespit edilebilir.

KAYNAKLAR

Adams, R. W., Filtering in Log Domain, 63 rd AES Conf., pp. 1470, 1979.

Arslanalp, R., Eliptik Filtre Yaklaşımının Logaritmik Ortamda Gerçeklenmesi Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yüksek Lisans tezi, Denizli, 2003.

Baki, A. R., Log-Domain Filtering: Disk-Drive Applications and Distortion Analysis, McGill University, Montreal, June 2001.

Baki, A. R. and El-Gamal, M. N., A Low-Power 5-70-MHz Seventy-Order Log-Domain Filter With Programmable Boost, Group Delay, and Gain for Hard Disk Drive Applications, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.38, no.2, 2003.

Deliyannis, T., Sun, Y. and Fidler, J. K., Continuous-Time Active Filter Design, (1nd Ed.) CRC Press LLC, ISBN- 0-8493-2573-0, 1999.

Edwards, R.T. and Cauwenberghs, G., Synthesis of Log-domain Filters from First-Order Building Blocks, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 22, pp. 177-186, 2000.

El-Gamal, M. and Roberts W.G., LC Ladder-Based Synthesis of Log Domain Bandpass Filters, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 1997, vol. 1, pp. 105-108, 1997.

El-Gamal, M. and Roberts, G.W., A 1.2V NPN-Only Log-Domain Integrator, Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems Orlando, Florida, 30 May-2 June 1999, vol. 2, pp. 681-684, 1999.

- El-Gamal, M. and Roberts, G.W., A 1.2-V NPN Only Integrator for Log-Domain Filtering, IEEE Transaction on Circuits and Systems-II, Analog and Digital Signal Processing, vol. 49, no.4, pp. 257-265, 2002.
- El-Masry, I. E., Wu, J., Low Voltage Micropower Log-Domain Filters, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 22, No.2-3, pp. 209-220, March 2000.
- 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.
- Frey, D. R., Log-Domain Filtering: An Approach To Current-Mode Filtering, IEE Proceeding, vol. 140, pp. 406-416, 1993a.
- Frey, D. R., A General Class of Current Mode Filters, IEEE international Symposium Circuits Systems, vol. 2, pp. 1435-1438, 1993b.
- Frey, D. R., Current Mode Class AB Second Order Filter, Electronics Letters, vol. 30, no. 3, pp. 205-206, 1994.
- Frey D.R., Log Domain Using Gytrators, Electronics Letters, vol. 32, no. 1, 1996a.
- Frey D.R., Log Domain Filtering for RF Applications, IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 31, no. 10, 1996b.
- Frey, D. R., State Space Synthesis and Analysis of Log Domain Filters, IEEE Transaction on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 45, pp. 1205-1211, 1998.
- 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, pp. 306-314, 1999.

- Frey, D. R., Distortion Compensation in Log-Domain Filters Using State-Space Techniques, IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 46, no. 7, 1999.
- Gilbert, B., Translinear Circuits: A Proposed Classification, Electronics Letters, vol. 11, pp. 14-16, 1975.
- Johnson D. E., Introduction to Filter Theory, Prentice-Hall, ISBN: 0 13 483776 2, 1976
- Krishnapura, N., Large Dynamic Range Dynamically Biased Log-Domain Filters, Columbia University, 2000.
- Krishnapura, N. and Tsvividis, Y., A Micropower Log-Domain Filter Using Enhanced Lateral PNP's in a 0.25 μ m CMOS Process, 2001 Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers, pp. 179-182, 14-16 June 2001.
- Kuntman, H., Sayın, O. K., CMOS ECCII ile Yüksek Dereceden Akım Modlu Ayarlanabilir Süzgeç Tasarımı, ELECO 2004, s.11-16, Bursa 2004
- Leung, V. W., Analysis and Compensation of Log Domain Filter Deviations due to Transistor Nonidealities, McGill University, Montreal 1998.
- Lopez-Martin, A. J., Fernandez, R., de la Cruz Blas, C. A., Carlosena, A., A 1V Micropower FGMOS Class AB Log-Domain Filter, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 41, No. 2-3, pp. 137-145, December 2004.
- Mahattanakul, J. and Toumazou, C., Modular Log-Domain Filter, Electronics Letters vol. 33, Issue. 13, pp. 1130–1131, 1997.
- Mahattanakul, J. and Piputtawutchai, Y., Fully-Differential Log-Domain Integrator with Orthogonal Common-Mode and Differential-Mode Responses, Circuits and Systems,

2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on , 25-28 May 2003, pp. I-553 - I-556 vol. 1, 2003

Mulder, J., Van der Woerd, A. C., Serdijn, W. A. and van Roermund, A. H. M., Current-Mode Companding \sqrt{x} -Domain Integrator, Electronics Letters, vol. 32, pp. 198-199, 1996.

Ngarmnil, J., Linearity Analysis of a Log-domain Filter using MOSFET, The 20th Electrical Engineering Conference Bangkok, 1997, vol. 1, pp. 180-184, 1997.

Özoğuz S., Simple Log-Domain Chaotic Oscillator, Electronics Letters, vol. 37, no. 23, pp. 1378-1379, 2001

Özoğuz, S. and Şengör, N. S., On the Realization of NPN-Only Log-Domain Chaotic Oscillators, IEEE Transaction on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, vol. 50, no. 2, pp. 291-294, 2003.

Perry, D. and Roberts, G. W., Log-Domain Filters Based on LC Ladder Synthesis, IEEE International Symposium On Circuits and Systems, vol. 1, pp. 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, pp. 763-774, 1996.

Pookaiyudom, S., Log Domain Oscillator, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, June 9-12, 1997 Hong Kong, pp. 497-500, 1997.

Psychalinos, C. and Vlassis, S., On the Exact Realization of Log Domain Elliptic Filters Using the Signal Flow Graph Approach, IEEE Transaction on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 49, pp. 770-774, 2002.

Sedra, A. S., Smith, K. C., *Microelectronics Circuits*, (4nd Ed.) Oxford University Press, ISBN 0-19-511663-1, 1237 p, 1998.

Seevinck, E., *Compadding Current-mode Integrator: A New Circuit Principle for Continuous-time Monolithic Filters*, *Electronics Letters*, Vol. 26, pp. 2046-2047, 1990.

Thanachayanont, A., Pookaiyudom, S. and Toumazou, C., *State-Space Synthesis of Log-Domain Oscillators*, *Electronics Letters*, Vol. 31, No. 21, pp. 1797-1799, 1995.

Tola, A. T., *A Study of Nonideal Log Domain and Differential Class AB Filters*, Lehigh University, 1999.

Tola, A. T. and Frey, D. R., *A study of Different Class AB Log Domain First Order Filters*, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Vol. 22, pp. 57-70, 2000.

Tola, A. T., Arslanalp, R., Ünal, M. ve Surav Yılmaz, Ş., *T Tipi Logaritmik Ortam Filtresinin Bilgisayar Destekli Olarak Tasarlanması ve Laboratuvar Ortamında Gerçeklenmesi*, Eleco'04, 1-5. s, Bursa, 2004.

Toth, L., Efthivoulidis, G. and Tsvividis, Y. P., *Noise Analysis Of Externally Linear Systems*, *IEEE Transaction on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 47, pp. 1365-1377, 2000.

Toumazou, C., *Analogue Signal Processing: The "Current" Way of Thinking*, *International Journal of High Speed Electronics*, Vol.3, Nos. 3&4(1992) 297-336, 1992.

Tsvividis, Y. P., Gopinathan, V. and Toth, L., *Compadding in Signal Processing*, *Electronics Letters*, Vol. 26, pp. 1331-1332, 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, pp. 65-85, 1997.

Tsividis, Y. P., Externally Linear Integrators, IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 45, pp. 1181-1187, 1998.

Wilson, B., Recent Developments in Current Conveyors and Current-Mode Circuits, IEE Proceedings, Vol. 137, No.2, 1990.

Yu, G., Liu, B., Hsu, Y. C. and Huang, C., Design of Log Domain Low-Pass Filters by MOSFET Square Law, ASICs 2000. AP-ASIC 2000. Proceedings of the Second IEEE Asia Pacific Conference on, 28-30 Aug. 2000, pp. 9–12, 2000.

Ekler

Ek-1

```
clc
```

```
clear
```

```
x=Menu('Filtre Derecesi Giriniz','1)Birinci Derece','2)Ikinci Derece');
```

```
if x==1
```

```
    a0=input('a0=');
```

```
    fprintf('%f\n',a0)
```

```
    a1=input('a1=')
```

```
    fprintf('%f\n',a1)
```

```
    b0=input('b0=')
```

```
    fprintf('%f\n',b0)
```

```
    num=[a1 a0];
```

```
    den=[1 b0];
```

```
    w=logspace(-3,50,100);
```

```
    bode(num,den,w);
```

```
else if x==2
```

```
    a0=input('a0=');
```

```
    fprintf('%f\n',a0)
```

```
    a1=input('a1=')
```

```
    fprintf('%f\n',a1)
```

```
    a2=input('a2=')
```

```
    fprintf('%f\n',a2)
```

```
    b0=input('b0=')
```

```
    fprintf('%f\n',b0)
```

```
    b1=input('b1=')
```

```
    fprintf('%f\n',b1)
```

```
num=[a2 a1 a0];  
den=[1 b1 b0];  
p0=input('Start Time=')  
fprintf('%f\n',p0)  
p1=input('Final Time=')  
fprintf('%f\n',p1)  
p2=input('Step Ceiling=')  
fprintf('%f\n',p2)  
w=logspace(p0,p1,p2);  
bode(num,den,w);  
  
end  
end
```

ÖZGEÇMİŞ

Adı, soyadı: Şaziye SURAV YILMAZ

Anne adı: Ayşe

Baba adı: Ömer

Doğum yeri ve tarihi: Adagide/ÖDEMİŞ, 21.01.1981

Lisans eğitimi ve mezuniyet tarihi: Pamukkale Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Bölümü, 2001

Çalıştığı yer: Pamukkale Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi

Bildiği yabancı dil, aldığı belgeler: İngilizce

Mesleki etkinlikleri: EMO (Elektrik Mühendisleri Odası) üyeliği