

DO-OTA ELEMANI İLE AKTİF DEVRE SENTEZİ

ITU MERKEZ KÜTÜPHANESİ

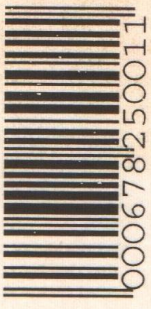
Demirbaş No: ..67825.....

Sınıflama No:

ELE
U2947
CAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk. ve Hab. Müh. Deniz CANDAN
495Y040



Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 11 Ocak 1999
Tezin Savunulduğu Tarih : 3 Şubat 1999

Tez Danışmanı :

Prof. Dr. Cevdet ACAR

Diğer Jüri Üyeleri :

Prof. Dr. Ahmet DERVİŞOĞLU A. Demirsoy 25 Şubat

Prof. Dr. Fuat ANDAY

25/2/99

ŞUBAT 1999



ÖNSÖZ

Yüksek lisans bitirme tezimin tamamlanmasında katkılarıyla beni yönlendiren değerli hocam Prof. Dr. Cevdet ACAR'a saygılarımı sunmayı bir borç bilirim ve kendisine teşekkür ederim.

ŞUBAT 1999

Elk. ve Hab. Müh. Deniz CANDAN

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	xi
ÖZET	xiii
SUMMARY	xiv

1. GİRİŞ	1
1.1. Tarihçe	3
1.2. Konuya İlişkin Çalışmalar	4
1.3. Bu Tezde Tutulan Yol	6
2. DO-OTA ELEMANI	8
2.1. Kaskod Akım Aynalı Simetrik DO-OTA	9
2.2. Kaskod Akım Aynalı Simetrik DO-OTA Tasarımı	10
2.3. İdealsizlikler Gözönüne Alınıp DO-OTA İçin Verilen Lineer Eşdeğer Devre	12
3. DO-OTA ELEMANI İLE KURULAN AKTİF YAPILAR	14
4. İKİNCİ DERECE GERÇEKLEMELER	20
4.1. Aktif-RC Gerçeklemeler	20
4.2. Akım Modu İki İntegratör İçeren DO-OTA-GC Filtreleri	24
4.3. Çok Fonksiyonlu Başka Bir İkinci Derece Akım Modu Gerçekleme	37
5. AKIM MODU YÜKSEK DERECELİ GERİBESLEMELİ FİLTRELER	41
5.1. Akım Modu Geribesleme Modeli ve Bağlantılar	41
5.2. Geribesleme Matrisi ve Filtre Yapısı	42
5.3. Genel Tasarım Prosedürü	43
5.4. Bazı n. Derece Filtre Gerçeklemeleri	45
5.5. Akım Dağıtıcı ve Toplayıcı Kullanarak Akım Modu Yüksek Derece DO-OTA-GC Filtreleri	49
6. İŞARET AKIŞ GRAFI YÖNTEMİ	54
6.1. İşaret Akış Grafi Yöntemine Dayanan Devre Sentezi	54
6.2. İşaret Akış Grafi Yöntemi Kullanılarak Bazı Özel Fonksiyonların Gerçeklenmesi	63

FİLTRELER

8. BASAMAKLI LC TİPİNDE DEVRELERİN SENTEZİ	71
8.1. RLC Filtrelerinin DO-OTA Kullanılarak Aktif Gerçeklemesi	71
8.2. Reaktans Fonksiyonunun Gerçeklenmesi	74
8.3. İki Ucu Serbest Kapasite Elemanı Gerçekleme	74
9. SONUÇLAR	76
KAYNAKLAR	78
EKLER	79
ÖZGEÇMİŞ	87

KISALTMALAR

DO-OTA	:	Dual-Output Operational Transconductance Amplifier
DO-OTA-GC	:	DO-OTA-Grounded Capacitor
İAG	:	İşaret Akış Grafi
FLF	:	Follow-the –Leader Feedback
IFLF	:	Inverse Follow-the-Leader Feedback
LF	:	Leader Feedback
LP	:	Low Pass
HP	:	High Pass
BP	:	Band Pass
BS	:	Band Stop

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1.	11
Tablo 2.2.	11
Tablo 4.1.	23
Tablo 4.2.	34
Tablo 4.3.	39
Tablo C.1.	86

Tablo 2.1. Tümdevre tasarım ve simülasyon parametreleri
transistor boyutları

Tablo 2.2. Kaskod akım aynalı simetrik DO-OTA'nın

Tablo 4.1. Admitans seçimi ve filtre türleri

Tablo 4.2. Akım modu gerçeklemelerin parametre ilişkileri

Tablo 4.3. Gerçeklenebilir filtre kazancı ve k' 'nin belirlenmesi

Tablo C.1. Tasarlanan DO-OTA'nın farklı kuyruk akımları için
 g_m , R_{in} , R_o , C_{in} , C_o değerleri ve bunların 3 dB
düşükleri frekanslar

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : DO-OTA'nın sembolü ve ideal eşdeğer devresi	8
Şekil 2.2 : DO-OTA'nın OTA ile gerçekleştirilmesi ; akım aynası ile gerçekleştirilmesi	8
Şekil 2.3 : Kaskod akım aynalı simetrik DO-OTA	10
Şekil 2.4 : DO-OTA'nın idealsizliklerini içeren lineer eşdeğeri	13
Şekil 3.1 : DO-OTA kullanarak topraklı direnç elde edilmesi	14
Şekil 3.2 : DO-OTA kullanarak iki ucu serbest direnç elde edilmesi	15
Şekil 3.3 : DO-OTA ile topraklı endüktans gerçekleştirme	15
Şekil 3.4 : DO-OTA ile iki ucu serbest endüktans elde edilmesi	16
Şekil 3.5 : DO-OTA ile jirator gerçekleştirme	16
Şekil 3.6 : DO-OTA ile negatif direnç elde edilmesi	17
Şekil 3.7 : DO-OTA ile akım integratörü gerçekleştirme	17
Şekil 3.8 : Kayıplı akım integratörü	18
Şekil 3.9 : DO-OTA'larla gerçekleştirilen akım dağıtıcı yapısı	18
Şekil 3.10 : Başka bir akım dağıtıcı yapısı	19
Şekil 4.1 : Alçak geçiren filtre konfigürasyonu	20
Şekil 4.2 : Band geçiren filtre konfigürasyonu	22
Şekil 4.3 : Al-Hashimi tarafından önerilen yapı	22
Şekil 4.4 : DO-OTA temel akım modu yapısı bloğu	26
Şekil 4.5 : DO-OTA ile direnç gerçekleştirme	26
Şekil 4.6 : Birinci derece akım modu DO-OTA-C filtre yapısı 1	26
Şekil 4.7 : Birinci derece akım modu DO-OTA-C filtre yapısı 2	26
Şekil 4.8 : Geribeslemeli kanonik alçak geçiren filtre yapısı	27
Şekil 4.9 : İki integratör kullanılan yapılar	27
Şekil 4.10 : Genel ikinci derece akım modu DO-OTA-C filtreleri	31
Şekil 4.11 : Akım modu DO-OTA-C biquadratik filtreleri	33
Şekil 4.12 : Çok fonksiyonlu başka bir akım modu DO-OTA-GC filtresi	38
Şekil 5.1 : Akım modu geribeslemeli DO-OTA-GC filtre modeli	41

Şekil 5.3 :	Başka bir üçüncü derece gerçekleştirme	45
Şekil 5.4 :	n. derece alçak geçiren akım modu DO-OTA-GC filtresi	45
Şekil 5.5 :	n. derece genel IFLF alçak geçiren filtre	46
Şekil 5.6 :	n. derece kanonik LF konfigürasyonu	46
Şekil 5.7 :	Kanonik , FLF kullanan giriş akım dağıtım ¹ lı akım modu filtre	49
Şekil 5.8 :	Kanonik , FLF kullanan çıkış akım toplamalı akım modu filtre	52
Şekil 6.1 :	Devre sentezinde kullanılacak altdevreler ve tanım bağlantıları	54
Şekil 6.2 :	Altdevrelerden elde edilen altgraflar	55
Şekil 6.3 :	İkinci dereceden filtrenin İAG’ı	55
Şekil 6.4 :	Şekil 6.3’deki İAG’ını gerçekleyen devre	56
Şekil 6.5 :	T(s)’i gerçekleyen başka bir işaret akış grafi	56
Şekil 6.6 :	Akımın integralini ağırlıklı olarak dağıtan altdevre ve buna ilişkin altgraf	57
Şekil 6.7 :	Şekil 6.5’deki İAG’ını gerçekleyen devre	57
Şekil 6.8 :	T(s)’i gerçekleyen başka bir işaret akış grafi	58
Şekil 6.9 :	Akımın integralini ağırlıklı olarak dağıtan başka bir yapı ve buna ilişkin altgraf	58
Şekil 6.10 :	Şekil 6.8’deki İAG’ını gerçekleyen devre	59
Şekil 6.11 :	T ₁ (s)’i gerçekleyen İAG’ı	60
Şekil 6.12 :	İki çıkışlı akım integratörü ve ilişkin altgraf	60
Şekil 6.13 :	T ₁ (s)’i gerçekleyen devre	60
Şekil 6.14 :	T ₂ (s)’i gerçekleyen İAG’ı	61
Şekil 6.15 :	İki çıkışlı kayıplı akım integratörü ve ilişkin altgraf	61
Şekil 6.16 :	T ₂ (s)’i gerçekleyen devre	62
Şekil 6.17 :	T ₃ (s)’i gerçekleyen İAG’ı	62
Şekil 6.18 :	Çok girişli kayıplı integratör altdevresi ve buna ait işaret akış grafi	62
Şekil 6.19 :	T ₃ (s)’i gerçekleyen devre	63
Şekil 6.20 :	Alçak geçiren filtreye ilişkin İAG’ı	63
Şekil 6.21 :	Alçak geçiren filtre devresi	64
Şekil 6.22 :	Band geçiren devre fonksiyonunu sağlayan İAG’ı	64
Şekil 6.23 :	İki çıkışlı kayıplı akım integratörü devresi ve ilişkin altgraf	64

Şekil 6.25 : Band geçiren devre fonksiyonunu gerçekleyen devre

Şekil 6.26 : Band geçiren devre fonksiyonunu gerçekleyen başka bir devre

Şekil 6.27 : Band geçiren ve alçak geçiren devre fonksiyonunu sağlayan İAG'ı

Şekil 6.28 : Band geçiren ve alçak geçiren devre fonksiyonlarını sağlayan filtre

Şekil 7.1 : Aktif devre sentezinde kullanılacak olan temel devre

Şekil 7.2 : Temel devrede $Y_1=sC_1$ ve $Y_2=sC_2$ alarak elde edilen devre

Şekil 7.3 : Alçak geçiren filtre devresi

Şekil 7.4 : Temel devrede $Y_1=g_1$ ve $Y_2=sC_2$ alarak elde edilen devre

Şekil 7.5 : Yüksek geçiren filtre devresi

Şekil 7.6 : Çok fonksiyonlu filtre devresi

Şekil 7.7 : Akım transfer fonksiyonunu gerçekleyen devre

Şekil 8.1 : 3. derece LC eliptik alçak geçiren filtre

Şekil 8.2 : 3. derece LC eliptik alçak geçiren filtrenin aktif elemanlarla kurulmuş olan gerçeklemesi

Şekil 8.3 : Devrelere ilişkin transfer fonksiyonlarının frekansla değişimleri

Şekil 8.4 : Devrelerin fazının frekansla değişimleri

Şekil 8.5 : Reaktans fonksiyonunu gerçeklemek için temel altdevre

Şekil 8.6 : Reaktans fonksiyonunun gerçekleştirilmesi

Şekil 8.7 : İki ucu serbest kapasite gerçeklemek için kullanılacak olan temel altdevre

Şekil 8.8 : İki ucu serbest kapasite elemanının aktif gerçekleştirilmesi

Şekil A.1 : Kaskod DO-OTA'nın $V_o^+ - V_{in}$ ve $V_o^- - V_{in}$ eğrisi

Şekil A.2 : Kaskod DO-OTA'nın $I_o^+ - V_{in}$ ve $I_o^- - V_{in}$ eğrisi

Şekil A.3 : Kaskod DO-OTA'nın $|Z_i|$ -Frekans eğrisi

Şekil A.4 : Kaskod DO-OTA'nın Z_{iAB} -Frekans eğrisi

Şekil A.5 : Kaskod DO-OTA'nın $|Z_o|$ -Frekans eğrisi

Şekil A.6 : Kaskod DO-OTA'nın Z_{oAB} -Frekans eğrisi

Şekil A.7 : Kaskod DO-OTA'nın $|g_m|$ -Frekans eğrisi

Şekil A.8 : Kaskod DO-OTA'nın g_{mAB} - Frekans eğrisi

Şekil B.2 :	Akım integratörü için kazanç-frekans eğrisi	83
Şekil B.3 :	DO-OTA ile topraklı direnç elde edilmesi	84
Şekil B.4 :	DO-OTA ile negatif direnç elde edilmesi	84
Şekil B.5 :	DO-OTA ile iki ucu serbest direnç gerçekleştirme	85
Şekil B.6 :	DO-OTA ile jirator gerçekleştirme	85

SEMBOL LİSTESİ

g_m	: DO-OTA geçiş iletkenliği
$M_1, M_2, \dots, M_{22}$	: Kaskod akım aynalı simetrik CMOS DO-OTA'yı oluşturan MOS transistörler
W, L	: MOS transistörlerin kanal genişliği ve kanal boyu
μ_p	: Elektron mobilitesi
C_{ox}	: Geçit oksidi kapasitesi
I_{ss}	: DO-OTA'nın kuyruk akımı
r_o	: Simetrik CMOS DO-OTA'nın çıkış direnci
r_o'	: Kaskod akım aynalı simetrik CMOS DO-OTA'nın çıkış direnci
V_{DD}, V_{SS}	: DO-OTA'nın pozitif ve negatif besleme kaynağı
R_{in}, R_o, C_{in}, C_o	: DO-OTA'nın ideallsizliklerini içeren lineer eşdeğerin giriş direnci, çıkış direnci, giriş kapasitesi, çıkış kapasitesi
C, R	: Sınırlı band genişliğini temsil edecek kutbu oluşturan direnç ve kapasite elemanları
V_+	: DO-OTA'nın pozitif giriş gerilimi
V_-	: DO-OTA'nın negatif giriş gerilimi
I_{o+}	: DO-OTA'nın pozitif çıkış akımı
I_{o-}	: DO-OTA'nın negatif çıkış akımı
I_{i+}	: DO-OTA'nın pozitif giriş akımı
I_{i-}	: DO-OTA'nın negatif giriş akımı
ω_p	: Kutup açılal frekansı
Q_p	: Kutup kalite faktörü
Y_i	: i. devre admitansı
$H(s)$	: Transfer fonksiyonu
τ_i	: i. integratöre ilişkin integrasyon sabiti
k_{ij}	: i. düğüm ve j. düğüm arasındaki geribesleme dal kazancı
$D(s), \Delta(s)$	: Karakteristik denklem
C_p	: Parazitik düğüm kapasitansı
ω_z	: Açılal sıfır frekansı
Q_z	: Sıfır kalite faktörü

- Y** : Duyarlık hesabında kullanılan devreyi belirleyen büyüklük
- S_x^Y** : Y’de meydana gelen değişimi gösteren bir parametrelili duyarlık
- I_r** : Geribesleme akımları vektörü
- I_o** : İntegratörlerin çıkış akımları vektörü
- F** : Geribesleme matrisi
- f_{ij}** : Geribesleme matrisinin i. satır ve j. sütununda bulunan eleman
- I_{in}** : Filtrenin giriş akımı
- I_{out}** : Filtrenin çıkış akımı
- T(s)** : İAG’nın kazancı veya İAG’ı sayesinde bulunan akım transfer fonksiyonu

DO-OTA KULLANILARAK AKTİF DEVRE SENTEZİ

ÖZET

Bu çalışmada DO-OTA elemanı kullanılarak aktif devre sentezi incelenmiştir. Çeşitli filtre yapıları üretilmiştir.

Birinci bölümde DO-OTA elemanının önemi ve bununla ilgili daha önce yapılan çalışmalara kısaca değinilmiştir.

İkinci bölümde DO-OTA elemanı tanıtılmış ve kaskod akım aynalı simetrik DO-OTA yapısı incelenip , tasarlanmıştır. Tasarlanan bu yapının SPICE analizi sonuçları ekler bölümünde verilmiştir.

Üçüncü bölümde DO-OTA elemanı kullanılarak elde edilen , aktif devre sentezinde yararlı olabilecek temel devreler ele alınmıştır.

Dördüncü bölümde DO-OTA kullanılarak sentezlenmiş olan aktif-RC filtreleri ve ikinci dereceden DO-OTA-GC filtreleri ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır.

Beşinci bölümde DO-OTA kullanılarak elde edilmiş yüksek dereceden gerçeklemeler anlatılmıştır. Genel tasarım formülleri ve duyarlık analizi konularına değinilmiştir.

Altıncı bölümde işaret akış graflarından faydalanarak aktif devre sentezinin nasıl yapılacağı araştırılmış ve değişik devre topolojileri üretilmiştir.

Yedinci bölümde temel bir devre kullanılarak , çeşitli filtre fonksiyonlarını ve akım transfer fonksiyonunu gerçekleyen devreler üretilmiştir.

Sekizinci bölümde basamaklı LC tipinde devrelerin aktif simülasyonu için bir metot önerilmiştir. Ayrıca bu bölümde en genel halde bir reaktans fonksiyonunu aktif olarak gerçekleyen bir metot verilmiştir. İki ucu serbest kapasite elemanının aktif gerçeklemesi yapılmıştır.

Dokuzuncu bölüm sonuç bölümü olup , DO-OTA elemanı ile kurulan filtre yapılarının avantajları ve dezavantajları anlatılmıştır. DO-OTA elemanının aktif devre sentezi açısından getirdiği yeniliklerden bahsedilmiştir.

ACTIVE CIRCUIT SYNTHESIS BY USING DO-OTA

SUMMARY

Before giving information about the details of the thesis , it is useful to explain shortly DO-OTA . DO-OTA is assumed an ideal voltage-controlled current source and can be described by the following equation

$$I_{o+} = g_m(V_+ - V_-) , \quad I_{o-} = g_m(V_- - V_+) , \quad I_{i+} = I_{i-} = 0$$

where I_{o+} , I_{o-} are dual output currents , I_{i+} , I_{i-} are input currents , V_+ and V_- denote noninverting and inverting voltage of DO-OTA , respectively. The circuit symbol of DO-OTA is shown in Fig.1a . The DO-OTA can be modelled by using two single-ended OTAs , as shown in Fig. 1b .

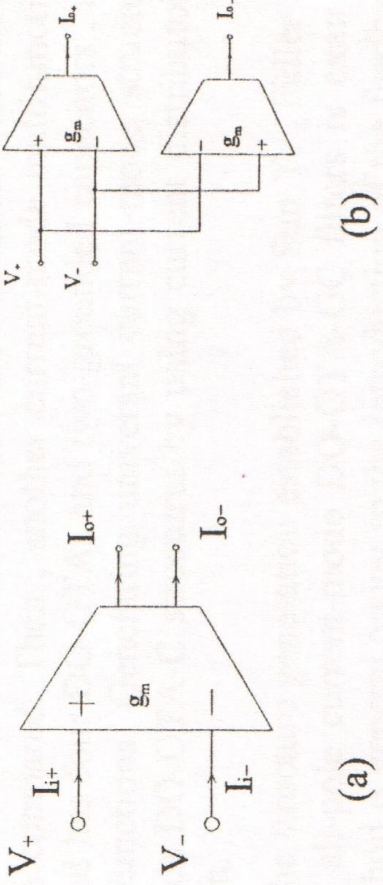


Fig.1 (a) The circuit symbol of DO-OTA ; (b) DO-OTA model by using two single-ended OTAs

In contrary to ideal DO-OTA , the actual DO-OTA represents a nonideal behaviour. The nonidealities of actual circuit can be represented as illustrated in Fig.2 where R_{in} , R_o , C_{in} and C_o represent the input and output resistance and capacitances for differential operation , respectively . The unity gain intermediate stage consisting

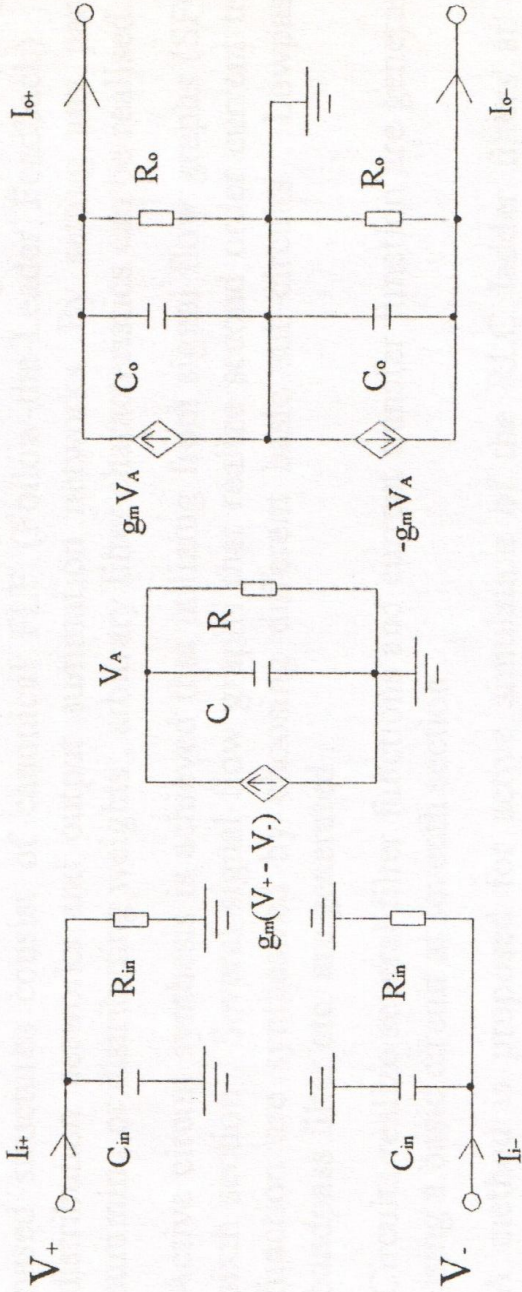


Fig. 2 Equivalent circuit for DO-OTA including nonlinearities

intended to represent the frequency dependency of OTA transconductance where $R = 1/g_m$, $C = g_m/\omega_p$ and ω_p is the pole angular frequency.

Current-mode signal processing has received considerable interest in recent years. In the generation of continuous-time current-mode filter structures, multiple-current-output building blocks have proved particularly useful for forming current feedback and facilitating current flow. In particular, dual-output operational transconductance amplifiers (DO-OTAs) or more generally multiple-output OTAs (MO-OTAs) have been successfully employed in generating current-mode continuous-time filters.

It is shortly mentioned that the importance of DO-OTA and earlier works for DO-OTAs at first section of the thesis.

DO-OTA is described and CMOS cascode DO-OTA structure is designed at second section of the thesis. The results of SPICE analysis for designed DO-OTA structure are given at the appendix A.

Basic circuits that are useful for active circuit synthesis are generated by using DO-OTAs at third section.

Second order realizations generated by Sun Y., Fidler J.K.; Al-Hashimi are given with details at fourth section. A number of novel current-mode continuous-time two integrator loop DO-OTA-C filter architectures are examined. The various features of the structures are compared. Then, another current-mode multifunctional filter are given. The biquad has four DO-OTAs and two grounded capacitors, and offers the LP, BP and HP functions. Generating universal current-mode structures based on basic current-mode DO-OTA-C structures by using current distributors and current summers is shown.

An approach to the structure generation established by Sun Y., Fidler J.K.; analysis and synthesis of all-pole current-mode DO-OTA-GC filters is examined at fifth section. The method is general owing to the introduction of the feedback matrix and the relationship between the matrix and feedback connection. Many different filter structures can be systematically generated and the minimum component realization can be achieved, which is extensively exemplified. The capacitors are grounded in all the structures and all circuits nodes in the canonical realizations have a grounded capacitor. The method also offers some design flexibility in assigning component values, even in the canonical cases. Then, two current-mode universal OTA-C filter configurations are examined and general design formulae is given. These integrator-based structures consist of canonical FLF (Follow-the-Leader Feedback), input distribution networks and output summation networks. By setting any particular summing or distributing weights, arbitrary filter characteristics can be realised.

Active circuit synthesis is achieved that utilizing from signal flow graphs (SFGs) at sixth section. Several signal flow graphs that realize second order current transfer function are synthesized by choosing different basic sub-circuits. Lowpass and bandpass filter etc. are generated.

Circuits realize several filter functions and current transfer function are generated by using a basic circuit at seventh section.

A method is proposed for active simulation of the RLC ladder filters at eighth section. Moreover at this section, a method is given for synthesizing a general reactance function. Then, the active simulation of floating capacitor is generated.

are explained . Furthermore , the benefits of using DO-OTAs for active circuit synthesis are explained .

1. GİRİŞ

Bu yüzyılın başlarında kullanılan filtrelerde temel elemanlar direnç, kondansatör ve self elemanları olup bu filtreler sürekli zamanlı işaretleri işlemekteydi. Teknoloji gelişimiyle işaretleri işlerken kuvvetlendirme olanağı da sağlandı. Transistorun keşfi ile hacim olarak geniş yer kaplayan ve hantal olan self elemanın yerine bu eleman kullanılarak aktif-RC filtreleri ortaya çıktı.

Böylelikle, filtre tasarımında eğilim, daha küçük ve daha ucuz elemanla gerçeklemeye yönelmiştir. Mikroelektronik teknolojisindeki gelişmeler dijital devreleri fiyat ve kullanılan alan bakımından analog filtrelerle karşı avantajlı hale getirdi. Analog filtrelerde zaman sabitinin doğruluğu ayrı bir problem teşkil etmekteydi.

Anahtarlama-kapasite (switched-capacitor) filtreleri yetmişli yılların sonlarında ortaya çıktı. Bu tip filtreler analog yapıda olup, ayrık zamanlı işaretleri işlemleri nedeniyle hem dijital hem de analog filtre karakteri taşırlar. Bu nedenle her ikisinde avantaj ve dezavantajlı yönlerini içerirler. Anahtarlama-kapasite filtreleri ses frekansı gibi düşük frekanslı uygulamalarda bir endüstri standardı haline gelmiştir. Bununla birlikte yüksek frekans uygulamalarında artan örnekleme frekansıyla birlikte anahtarlama, örnekle-tut vb. gibi işlemlerde sorunlar çıkmaktadır.

Aktif filtrelerin pekçoğu işlemsel kuvvetlendiricilerle gerçekleştirilmelerine karşın, işlemsel kuvvetlendiricilerden oluşmuş filtrelerin uygulamalarının sınırlı kaldığı görülmektedir. Daha da önemlisi işlemsel kuvvetlendiricinin kazancının frekansa bağlı olmasından dolayı filtre davranışında ciddi bozulmalar oluşmakta ve bu da aktif devre uygulamalarının alçak frekansla sınırlı kalmasını getirmektedir.

Son yıllarda, aktif devrelerde işlemsel kuvvetlendirici elemanı yerine OTA kullanımının artması, analog filtre teorisinde ilginin bu elemana çevrilmesine yol açtı. Pek çok araştırmacı OTA ile gerilim kontrollü filtre, kuvvetlendirici ve osilatör devreleri gerçekleştirme problemini inceledi.

değerinin lineer olarak elektronik kontrolüne borçludur. Ayrıca, sürekli zamanlı filtrelerin tek bir entegre devre halinde üretimlerinin gittikçe yaygınlaşması, kullanılan elemanların bilinen teknolojilere uygunluğunu gerekli kılmaktadır. OTA elemanının CMOS teknolojisine uygunluğu ve kolay gerçekleştirilebilirliği bu tip filtrelerin önemini artırmaktadır.

Yüksek performanslı aktif filtre tasarımı son yıllarda oldukça önem kazanmıştır. Son yıllarda gerilim modunda çalışan devreler, yerlerini akım modunda çalışan yapılara bırakmaya başlamıştır. Akım modunda çalışan devrelerin gerilim modunda çalışan devrelere sağladığı en büyük üstünlük, düşük empedans seviyelerinde çalışması nedeniyle parazitik kapasitelerin küçülmesi ve bu sebeble devrelerin daha yüksek frekanslarda çalışabilmesidir. Akım modunda çalışan yapılardan CCII yapıları sadece kapalı çevrim kazancından bağımsız bir kazanç band genişliği çarpımı sağlamakla kalmayıp yüksek bir yükselme eğimide gösterirler. Yine akım modunda çalışan elemanlardan CFA ise çıkışında tampon devre içermesi nedeniyle CCII yapısına göre önemli bir avantaja sahiptir. Ancak akım modunda çalışan bu iki elemanda kullanıldıkları sistemde direnç elemanına ihtiyaç duydukları için tümleştirmeye uygun değildir.

Son bir iki yıldır DO-OTA elemanı kullanılarak gerçekleştirilen filtre yapılarına literatürde rastlanmaktadır. DO-OTA elemanı hem yukarıda bahsedilen sorunları aşmakta hem de akım modunda çalışan devre topolojilerinin oluşturulmasına büyük kolaylıklar sağlamaktadır. DO-OTA normal OTA elemanının sahip olduğu tüm özelliklere sahip olmanın yanında avantajları da vardır. Gerilim modunda çalışan devrelerin, yerlerini akım modlu yapılara bırakmaya başlamaları ile DO-OTA elemanı ön plana çıkar. DO-OTA elemanının birden fazla akım çıkışına sahip olmasıyla kolayca akım geribesleme çevrimi oluşturulur. Bu şekilde akım modlu devre topolojilerinin gerçekleştirilmesinde büyük kolaylık sağlanır. Bu sistemlerde, devre kapasiteleri, girişi oluşturan DO-OTA'ların girişlerine gelecek DO-OTA'ların sahip olduğu parazitik kapasiteleri kompanze ederler. Bu şekilde, devrelerin band genişliğini daraltan sınırlamanın önüne geçilerek daha yüksek frekanslarda çalışma sağlanır.

Belli bir amaca uygun olarak çeşitli ölçmeler veya matematiksel işlemlerle elde edilmiş devre fonksiyonlarını sağlayan elektrik veya elektronik devrelerinin

iki bölümde incelenebilir. Sadece pasif devre elemanları kullanarak yapılan senteze pasif devre sentezi, pasif devre elemanları ile birlikte en az bir aktif devre elemanı kullanarak yapılan senteze ise aktif devre sentezi denir.

Devre sentezinin tarihi gelişimi 1917 yıllarına dayanır. Bu bölümde ilk olarak, devre sentezinin tarihi gelişiminden kısaca bahsedilmiştir. Daha sonra, DO-OTA'larla (Dual-Output Operational Transconductance Amplifier) ilgili günümüze kadar yapılan çeşitli çalışmalara kısaca değinilmiştir. Son olarak bu tezde tutulan yol anlatılmıştır.

1.1 Tarihçe

Devre sentezi, 1917 yılında Amerika'da George Campbell ve Almanya'da Karl Wagner'in elektrik filtrelerini keşfetmeleri ile başlamıştır. 1924'den 1931 yılına kadar Otto J. Zobel, Ronald M. Foster, Wilhelm Cauer, Otto Brune ve Hendrick W. Bode, 1939 yılında ise Darlington bu bilim dalına önemli katkılarda bulunmuştur. İkinci dünya savaşı, bu konuya gösterilen ilgi için bir dönüm noktası olmuştur. Savaş sonrasında; özellikle haberleşme sistemlerinde kapasite ve güvenilirliği artırmak için yeni çalışmalar yapılması gerekli görülmüştür. Bu arada 1945'de Bell Laboratuvarlarında bir araştırma grubu kurulmuştur. Grubun amacı: İletkenler, yarıiletkenler, yalıtkanlar, piezo-elektrik malzemeler ve magnetik malzemeler üzerinde temel araştırmalar yapmak, olarak tanımlanmıştır. Burada yapılan yarı iletken konusundaki çalışmalar sonucunda, Bardeen ve Brattain, 1947 yılında tanzistoru keşfetmişlerdir. 1948 yılında bir basın toplantısı yaparak bu keşfi dünyaya duyurmuşlar ve 1950 yılında ise bu yeni aktif devre elemanının patentini almışlardır. Teknolojinin geliştirilmesi sonucunda, çok sayıda direnç, diyot, tranzistor ve kapasiteden oluşan elektronik devrelerin bir bütün olarak gerçekleştirilmesi yolu bulunmuştur. Böylece ortaya tümdevreler (entegre devreler) çıkmıştır. İlk tümdevre 1960 yılında gerçekleştirilen ve 4 elemandan oluşan RTL (Resistor Transistor Logic) tipindeki lojik devredir. Bir tümdevredeki eleman sayısı 1964'de 40'a ve 1972'de 12000'e yükselmiştir. 1982'li yıllarda VLSI (Very Large-Scale Integration) olarak isimlendirilen sistemlerde 100000'ler mertebesinde eleman içeren tümdevreler

kullanılan dinamik RAM (Random-Access Memory) türü bellekler ve gelişmiş mikro-işlemcilerdir.

1960'lı yıllarda başlayan ve günümüze kadar çok hızlı bir şekilde gelişen tümdevre teknolojisi pek çok tümleşik aktif devre elemanlarının ortaya çıkmasına neden olmuştur. Bu devre elemanlarından aktif devre sentezinde kullanılanların bazıları şunlardır:

- İşlemsel Kuvvetlendiriciler (Op-Amp)
- Norton Kuvvetlendiriciler (CDA/COA)
- Transkondüktans Kuvvetlendiriciler (OTA , DO-OTA)
- Akım Taşıyıcılar (CC)

Bulunan bu tümleşik devre elemanları sayesinde aktif devre sentezinde yeni ufuklar açılmış ve bilim adamları bu devre elemanlarını kullanarak pek çok yeni sentez yöntemleri sunmuşlardır.

1.2 Konuya İlişkin Çalışmalar

Akım modu yaklaşımı analog işaret işlemede önemli bir konu olarak karşımıza çıkar. Çünkü bu yakalaşımın gerilim modu yakalaşımına göre bir takım avantajları vardır. Özellikle daha yüksek çalışma frekansları açısından ve daha basit filtre yapıları getirmeleri bakımından akım modu yaklaşımı çok faydalıdır. Ayrıca akım modu işaret işlemede toplama/çıkarma ve bir sabitle çarpma işlemleri daha basit olarak gerçekleştirilebilir. Akım modu yaklaşımının bu özelliklerinden dolayı bir çok devre sentezci bu konu hakkında çalışmalar yapmıştır.

Bir akım modu eleman işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (OTA)'dır. Aktif filtre tasarımıda OTA'ların uygulamaları ve onların gerçeklemeleri (ayrık ve tümleşik) bu zamana kadar geniş olarak araştırılmıştır. OTA'nın tek çıkışı olması nedeniyle, filtre transfer fonksiyonları sık sık gerilim oranları şeklinde ifade edilmiştir ki bu onların akım işaretlerini işleme yeteneğini sınırlar. Bu zorluğu azaltmak ve akım modu yaklaşımının avantajlarını kullanmak için DO-OTA geliştirilmiştir (Den Brinker ve Gosling , 1977). 1977 yılında yayınladıkları makalede bu eleman ile gerçekleştirilen bazı yapılar (gerilim toplayıcı, integratör,

kullanıldığı ve diğer çıkışın saf çıkış akımı sağladığı belirtilmiştir.

Fidler ve diğ. (1977) tarafından bazı aktif-RC filtre devreleri sunulmuştur. Sunulan devre yapılarının basit olduğu, düşük duyarlık performansına sahip olduğu görülmüştür. 1977 yılında yayınladıkları makalede DO-OTA ile basamaklı türden devre simülasyonu konusundada çalışmalar yapmışlardır.

Ramirez-Angulo ve diğ. (1992) tarafından akım modu sürekli zaman filtrelerini tasarlamak için iki tasarım yaklaşımı sunulmuştur. Bu yaklaşımlardan ilkinde çok çıkışlı geçiş iletkenliği kuvvetlendiricileri ve kapasiteler kullanılarak tasarım yoluna gidilmiştir. İkinci tasarım yaklaşımında akım integratörü olarak akım aynaları ve tek (sürücü) tranzistorlar kullanılmıştır.

Jie Wu (1994) tarafından akım modu yüksek dereceli sürekli zamanlı OTA-C filtrelerini gerçeklemek için yeni bir metot sunulmuştur. Bu metot n. dereceden tüm-kutup alçak geçiren transfer fonksiyonun işaret akış grafi simülasyonuna dayanmaktadır. Tek çıkışlı ve çift (dengeli) çıkışlı OTA'larla gerçeklemeler yapılmıştır. Ayrıca Wu, DO-OTA'nın gerçekleştirilmesine dair iki yöntem vermiştir.

Al-Hashimi (1996) tarafından DO-OTA kullanılarak bir akım modu filtre yapısı gerçekleştirilmiştir. Gerçeklenen bu filtrede elemanların uygun seçilmesi sayesinde yapının alçak, yüksek ve band geçiren karakteristikleri sağladığı görülmüştür.

Sun ve Fidler (1996a) tarafından bazı akım modu DO-OTA-C filtre yapıları sunulmuştur. Yapılar 2-6 DO-OTA elemanı ve sadece 2 kapasite elemanı içermektedir. Bu filtre yapılarının tümleştirmeye uygun olduğu, yüksek frekanslarda çalışabildiği ve düşük duyarlılıklara sahip olduğu belirtilmiştir. Kolaylıkla tasarlanabilir ve elektronik olarak ayarlanabilir olmalarının ayrıca bir avantaj sağladığı vurgulanmıştır.

Sun ve Fidler (1996b) tarafından DO-OTA elemanları ve bir ucu topraklı C elemanları kullanılarak çok fonksiyonlu bir ikinci derece akım modu filtre tasarlanmıştır. Filtrenin alçak, yüksek ve band geçiren karakteristikleri sağladığı belirtilmiştir. Akım transfer fonksiyonlarının sentezinin, giriş akım dağıtıcıları ve/veya çıkış akım toplayıcıları kullanılarak sağlanabileceği gösterilmiştir.

kullanılarak akım modu geribeslemeli filtrelerin nasıl sistematik olarak elde edilebileceği gösterilmiştir. Sun ve Fidler, geribesleme modeline dayanan genel bir teori geliştirmiştir. Ayrıca DO-OTA'nın idealsizlikleri ve duyarlılık analizi konusunda incelemişlerdir.

Son olarak Moniri ve Al-Hashimi (1997) blok yaklaşımı kullanarak akım modu DO-OTA filtre konfigürasyonları gerçekleştirdiler ve tasarım metotlarını araştırdılar. Bu metot filtre devrelerinin bir, iki yada üç DO-OTA kullanılarak nasıl gerçekleştirileceğini göstermiştir. Kullanılacak geribesleme sayısının, kullanılan blok sayısı ve elde edilebilen çıkış sayısı ile belirlenebileceği belirtilmiştir.

1.3 Bu Tezde Tutulan Yol

Tezin birinci bölümü giriş kısmı olup, konuya ilişkin çalışmaların kısaca anlatımını ve aktif devre sentezinin kısa bir tarihçesini içermektedir.

İkinci bölümde, sentezin temel yapı taşı olan DO-OTA elemanı tanıtılmış, tanım bağıntısı, devre sembolü ve devre modeli verilmiştir. Daha sonra DO-OTA'nın gerçekleştirilmesi için iki yöntem gösterilmiştir. Kaskod akım aynalı DO-OTA tasarlanmıştır. DO-OTA'nın idealsizliklerini içeren lineer modeli verilmiştir.

Üçüncü bölümde, DO-OTA elemanı kullanarak bir takım temel devre yapıları üretilmiştir.

Dördüncü bölümde, DO-OTA kullanılarak daha önceden üretilmiş olan ikinci dereceden filtre yapılarından bahsedilmiştir.

Beşinci bölümde, DO-OTA kullanılarak daha önceden gerçekleştirilmiş yüksek dereceden filtre yapıları anlatılmıştır.

Altıncı bölümde, işaret akış grafi yöntemi kullanılarak aktif devre sentezine gidilmiştir. Çeşitli devre topolojileri üretilmiştir.

Yedinci bölümde temel bir devre kullanılarak, çeşitli filtre fonksiyonlarını ve akım transfer fonksiyonunu gerçekleyen devreler üretilmiştir.

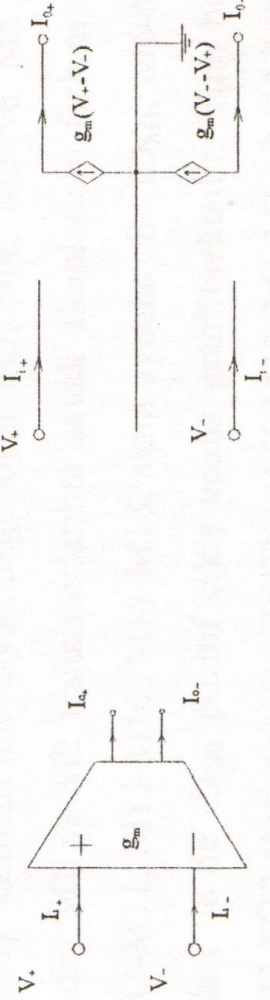
Sekizinci bölümde basamaklı LC tipinde devrelerin aktif simülasyonu için bir metot önerilmiştir. Ayrıca bu bölümde en genel halde bir reaktans fonksiyonunu aktif

gerçeklemesi yapılmıştır.

Dokuzuncu bölüm sonuç bölümü olup, DO-OTA elemanı ile kurulan filtre yapılarının avantajları ve dezavantajları anlatılmıştır. DO-OTA elemanın aktif devre sentezi açısından getirdiği yeniliklerden bahsedilmiştir.

2. DO-OTA ELEMANI

DO-OTA (Simetrik çıkışlı geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi), giriş uçlarındaki gerilim farkıyla orantılı olarak çıkışında 180° faz farkına sahip iki çıkış akımı veren bir elemandır. Sembol olarak gösterilimi şekil 2.1 'de gösterilmiştir.



Şekil 2.1 DO-OTA'nın sembolü ve ideal eşdeğer devresi

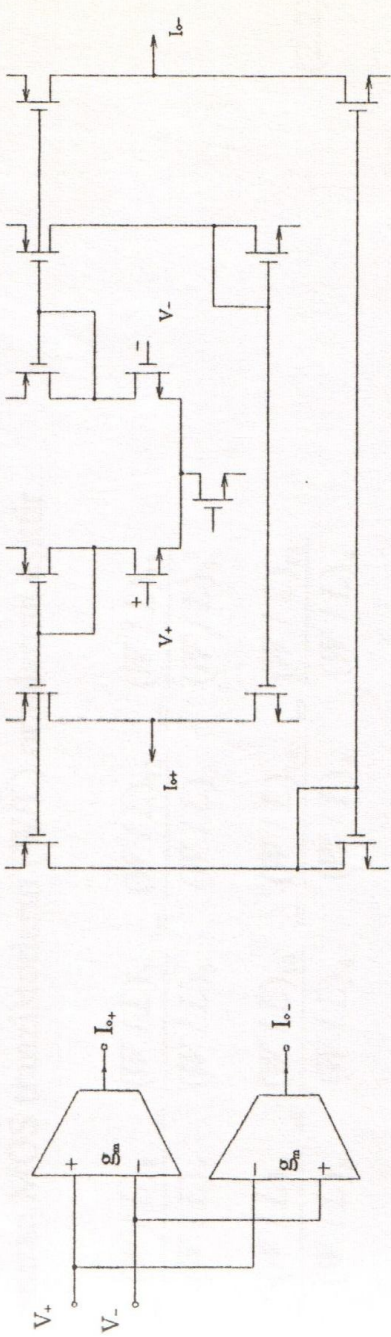
DO-OTA'nın tanım bağıntısı ideal halde,

$$I_{o+} = g_m(V_+ - V_-), \quad I_{o-} = g_m(V_- - V_+)$$

$$I_{i+} = 0, \quad I_{i-} = 0$$

(2.1)

biçiminde verilir. DO-OTA elemanını gerçekleştirmenin iki yolu aşağıdaki şekilde gösterilmiştir (Wu, 1994).



Şekil 2.2 DO-OTA'nın OTA ile gerçekleştirilmesi ; akım aynası ile gerçekleştirilmesi

DO-OTA elemanı, şekil 2.2'de iki OTA'nın giriş terminallerinin paralel bağlanmasıyla ve akım aynalarının kullanılması ile elde edilmiştir. Böylece çıkış uçlarında birbirleriyle zıt polariteye sahip iki akım elde edilmiştir.

salınabileceği aralık sonsuz, çıkış geriliminin salınabileceği aralık sonsuz, eğimin değiştirilebileceği aralık sonsuzdur. Ancak pratikte böyle bir DO-OTA'yı gerçekleştirmek mümkün değildir.

2.1 Kaskod Akım Aynalı Simetrik DO-OTA

Kaskod akım aynalı simetrik DO-OTA'nın yapısı şekil 2.3'de gösterilmiştir. Şekil 2.3'deki yapıda M1 ve M2 transistörleri bir fark kuvvetlendirici oluştururlar. Bunların çıkış akımları ile diyot bağlı olan M3, M4, M5 ve M6 transistörleri sürülmektedir. M1 ve M2 transistörlerinin savak akımlarının farkını almak üzere, M5-M7, M3-M11, M15-M16, M17-M18, akım aynaları ile ID_{M1} , M6-M9, M4-M13 akım aynaları ile de ID_{M2} pozitif çıkış ucuna getirilmektedir. Yine benzer şekilde M5-M8, M3-M12 akım aynaları ile ID_{M1} , M6-M10, M4-M14, M19-M20, M21-M22 akım aynaları ile de ID_{M2} negatif çıkış ucuna getirilmektedir.

Akım aynaları, giriş akımları olan ID_{M1} ve ID_{M2} 'yi bir B katsayısı ile çarparak yansıtırlar. Burada B katsayısı M5-M7, M3-M11, M6-M9, M4-M13, M3-M12, M6-M10, M4-M14 transistör çiftlerinin birbirlerine bağlı olarak boyutları ve geçiş iletkenliği parametrelerine bağlıdır. Doymadaki PMOS transistörler için V_{GS} kaynak-geçit gerilimleri eşit olduğundan; B, savak akımları arasındaki oran yalnızca geçiş iletkenliği parametrelerine bağlı olur. Her bir PMOS transistör için μ_p ve C_{ox} parametrelerinin aynı olduğu gözönüne alınırsa, B katsayısı yalnızca akım aynasını oluşturan MOS transistörlerin (W/L) oranlarına eşittir.

$$\begin{aligned} B &= \frac{(W/L)_8}{(W/L)_5} = \frac{(W/L)_7}{(W/L)_5} = \frac{(W/L)_{12}}{(W/L)_3} = \frac{(W/L)_{11}}{(W/L)_3} \\ B &= \frac{(W/L)_9}{(W/L)_6} = \frac{(W/L)_{10}}{(W/L)_6} = \frac{(W/L)_{14}}{(W/L)_4} = \frac{(W/L)_{13}}{(W/L)_4} \end{aligned} \quad (2.2)$$

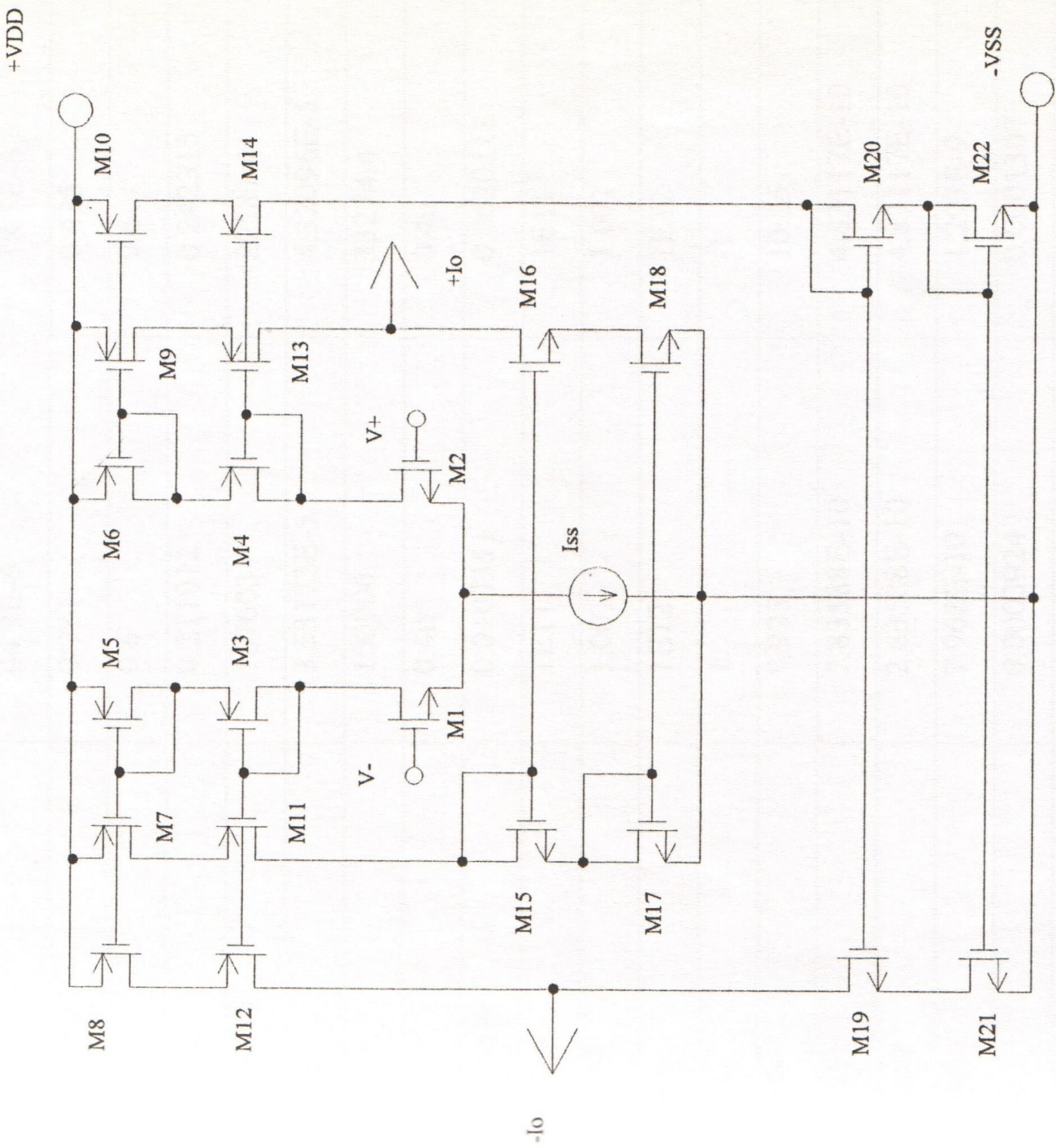
$\Delta V_i = 0$ civarındaki eğim (2.3)'de verilmiştir.

$$g_m = \left. \frac{\partial [B \Delta I_D]}{\partial \Delta V_i} \right|_{V_i=0} = \pm B \sqrt{I_{SS} b_n} = \pm B \sqrt{\mu_n C_{ox} (W/L)_1} I_{SS} \quad (2.3)$$

CMOS DO-OTA için, çıkış dugumierindeki tranzistorların çıkış dirençlerinin paralelidir ve (2.4) bağıntısı ile verilir. Kaskod akım aynalı simetrik DO-OTA'da ise çıkış direnci (2.5)'teki gibidir.

$$r_o = r_{o13} // r_{o16} = r_{o12} // r_{o19} \quad (2.4)$$

$$r'_o = (1 + g_m r_o) r_o \quad (2.5)$$



Şekil 2.3 Kaskod akım aynalı simetrik DO-OTA

2.2 Kaskod Akım Aynalı Simetrik DO-OTA Tasarımı

Tasarlanan kaskod akım aynalı simetrik DO-OTA yapısı şekil 2.3'de verilmiştir. SPICE simülasyonu için kullanılan parametreler tablo 2.1'de, devrede kullanılan

	NMOS	PMOS
Level	2	2
Ld	0.414747u	0.580687u
Tox	505.0E-10	432.0E-10
Nsub	1.35634E16	1E16
Vto	0.864893	-0.944048
Kp	44.9E-6	18.5E-6
Gamma	0.981	0.435
Phi	0.6	0.6
Uexp	0.211012	0.242315
Ucrit	107603	20581.4
Delta	3.53172E-5	4.32096E-5
Vmax	100000	33274.4
xj	0.4u	0.4u
Lambda	0.0107351	0.0620118
Nfs	1E11	1E11
Neff	1.001	1.001
Nss	1E12	1E12
Tpg	1	-1
Rsh	9.925	10.25
Cgdo	2.83588E-10	4.83117E-10
Cgso	2.83588E-10	4.83117E-10
Cgbo	7.968E-10	1.293E-9
Cj	0.0003924	0.0001307
Mj	0.4563000	0.4247
Cjsw	5.284E-10	4.613E-10
Mjsw	0.3199	0.2185
Pb	0.7	0.75
Xqc	1	1
Uo	656	271

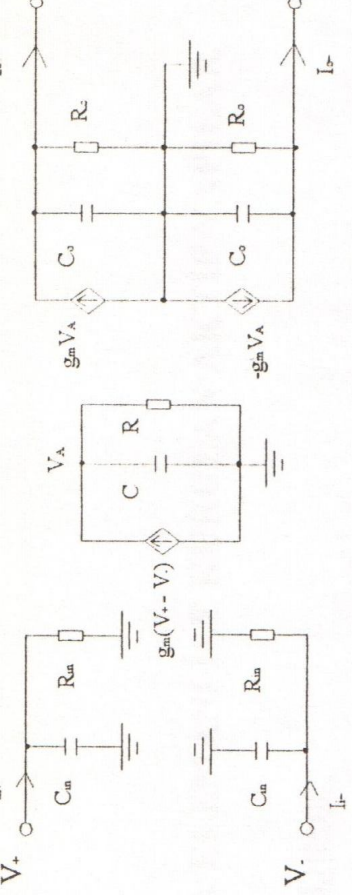
	W(μm)	L(μm)		W(μm)	L(μm)
M1	30	3	M12	12	3
M2	30	3	M13	12	3
M3	12	3	M14	12	3
M4	12	3	M15	5	3
M5	12	3	M16	5	3
M6	12	3	M17	5	3
M7	12	3	M18	5	3
M8	12	3	M19	5	3
M9	12	3	M20	5	3
M10	12	3	M21	5	3
M11	12	3	M22	5	3

Kaskod simetrik DO-OTA'daki akım aynalarının birbirine seri şekilde gelen tranzistorlardan oluşması nedeniyle, akım aynalarındaki her bir tranzistorun doymada çalışmasını garantilemek açısından besleme gerilimlerini basit CMOS DO-OTA'nın besleme geriliminin iki katı almakta fayda vardır. Bu yüzden kaskod akım aynalı simetrik DO-OTA için besleme gerilimleri +10V, -10V olarak seçilmiştir.

Spice analizlerinde $I_{ss} = 600\mu\text{A}$, $V_{DD} = +10\text{V}$, $V_{SS} = -10\text{V}$ olarak alınmıştır. Farklı I_{in} akımları için sonuçlar ek C'de yer alan tabloda verilmiştir. Tüm spice analizi sonuçları ek A ve ek B bölümlerinde gösterilmiştir.

2.3 İdealsizlikler Gözönüne Alınıp DO-OTA İçin Verilen Lineer Eşdeğer Devre

İdeal DO-OTA elemanı giriş ve çıkış direnci sonsuz, çıkış akımının salınabileceği aralık sonsuz, band genişliği sonsuz, eğiminin değiştirilebileceği aralık sonsuz olan bir elemandır. Fakat gerçekte durum böyle değildir. Bu yüzden idealsizlikler gözönüne alınarak yeni bir model sunulmuştur (Kuntman ve Özpınar, 1998). Bu model şekil 2.4'de gösterilmiştir. Birim kazançlı hücre sınırlı band genişliği etkisini belirler. R_o çıkış direncini; R_{in} giriş direncini; C_o çıkış kapasitesini; C_{in} giriş kapasitesini göstermektedir. C ve R birlikte sınırlı band genişliğini temsil edecek kutbu oluşturan direnç ve kapasite elemanlarıdır.



Şekil 2.4 DO-OTA'nın idealsizliklerini içeren lineer eşdeğeri

DO-OTA'nın geçiş iletkenliğinin frekans bağımlılığı aşağıda verildiği gibi tek kutuplu transfer fonksiyonu biçiminde modellenebilir:

$$R = \frac{1}{g_m}, \quad C = \frac{g_m}{\omega_p} \quad (2.6)$$

$$\omega_p = \frac{1}{RC} \quad (2.7)$$

$$g_m(s) = \frac{g_m}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (2.8)$$

Düşük frekanslarda geçiş iletkenliği yaklaşık olarak g_m kabul edilebilir. Bu eşdeğer çalışma noktası civarında küçük işaretler için geçerlidir. Çalışma noktasını DO-OTA'nın kuyruk akımı (I_{ss}) belirler. Büyük işaretler açısından bu model kullanılmaz.

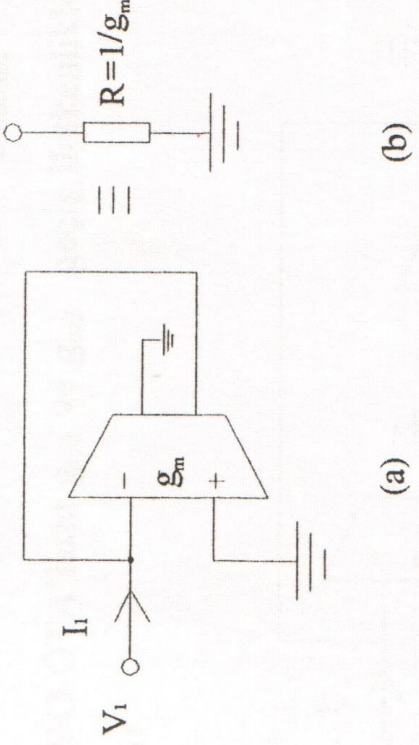
3. DO-OTA ELEMANI İLE KURULAN AKTİF YAPILAR

1. Topraklı Direnç:

Şekil 3.1 (a)'da verilen bir kapılının giriş gerilimi ve giriş akımı arasında

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{1}{g_m} \quad (3.1)$$

bağıntısı vardır ve dolayısıyla, bir kapılı, değeri $R=1/g_m$ olan şekil 3.1 (b)'deki elemana eşittir. DO-OTA'nın geçiş iletkenliği ayarlanarak direnç değeri istenilen değere getirilebilir.



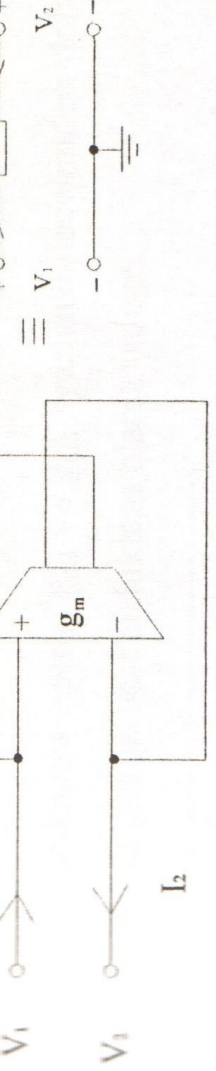
Şekil 3.1 DO-OTA kullanarak topraklı direnç elde edilmesi

2. İki Ucu Serbest Direnç:

Şekil 3.2 (a)'da verilen iki kapılının giriş gerilimleri ve giriş akımları arasında

$$I_1 = I_2 = g_m(V_1 - V_2) \quad (3.2)$$

bağıntısı vardır ve dolayısıyla, iki kapılı, değeri $R=1/g_m$ olan şekil 3.2 (b)'deki elemana eşittir. DO-OTA'nın geçiş iletkenliği ayarlanarak direnç değeri istenilen değere getirilir. Eğer tek çıkışlı OTA'lar kullanılıp yapı gerçekleştirilse idi iki OTA kullanmak gerekirdi. Bu açıdan bakıldığında bu durum bir avantaj sağlamaktadır.



(a)

(b)

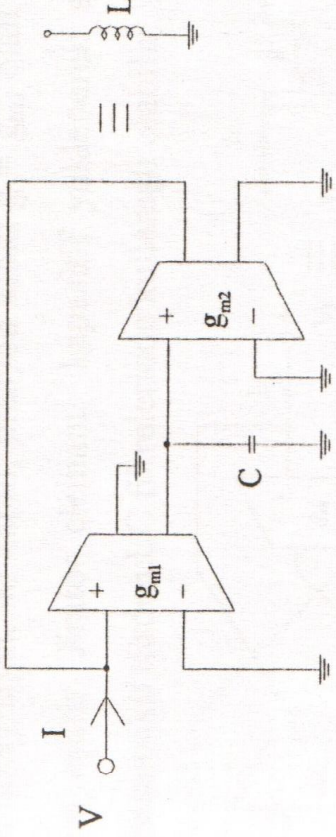
Şekil 3.2 DO-OTA elemanı kullanarak iki ucu serbest direnç elde edilmesi

3. Topraklı Endüktans:

Şekil 3.3 (a)'da verilen bir kapılın giriş gerilimi ve giriş akımı arasında

$$\frac{V}{I} = \frac{sC}{g_{m1}g_{m2}} \quad (3.3)$$

bağıntısı vardır ve dolayısıyla, bir kapılı, değeri $L = \frac{C}{g_{m1}g_{m2}}$ olan Şekil 3.3 (b)'deki endüktansa eşittir. DO-OTA'ların g_{m1} ve g_{m2} geçiş iletkenlikleri ayarlanarak L 'nin değeri değiştirilebilir.



(a)

(b)

Şekil 3.3 DO-OTA ile topraklı endüktans gerçekleştirme

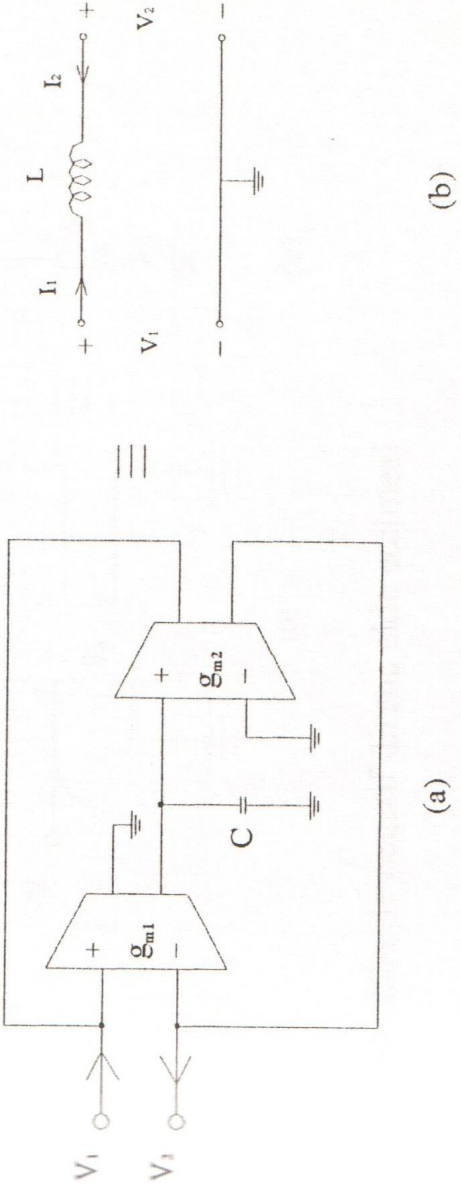
4. İki Ucu Serbest Endüktans:

Şekil 3.4 (a)'da verilen iki kapılın giriş gerilimleri ve giriş akımları arasında

$$I_1 = I_2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{sC} (V_1 - V_2) \quad (3.4)$$

bağıntısı vardır ve dolayısıyla, iki kapılı, değeri $L = \frac{C}{g_{m1}g_{m2}}$ olan şekil 3.4 (b)'deki

iki ucu serbest endüktansa eşittir. g_{m1} ve g_{m2} ayarlanabileceğinden dolayı devre bir gerilim kontrollü iki ucu serbest endüktans olarak çalışır.



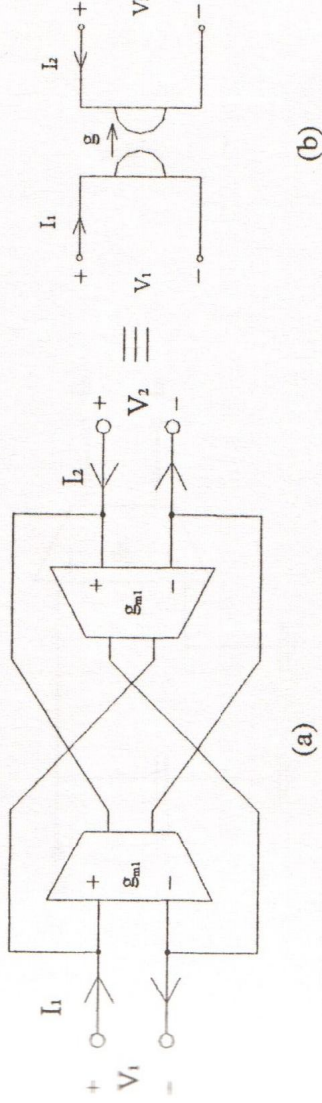
Şekil 3.4 DO-OTA ile iki ucu serbest endüktans gerçekleştirme

5. Jirator:

Şekil 3.5 (a)'da verilen iki kapılı giriş gerilimleri ve akımları arasında

$$\begin{aligned} I_1 &= g_{m1} V_2 \\ I_2 &= -g_{m1} V_1 \end{aligned} \quad (3.5)$$

ilişkisi vardır ve dolayısıyla, iki kapılı, jirasyon sabiti $g = g_{m1}$ olan şekil 3.5 (b)'deki jirator elemanına eşittir. Jirator elemanı kapasitif yüklenerek self elemanı elde edilebilir. Bu basamaklı türden LC filtrelerinde kullanışlı olabilir.



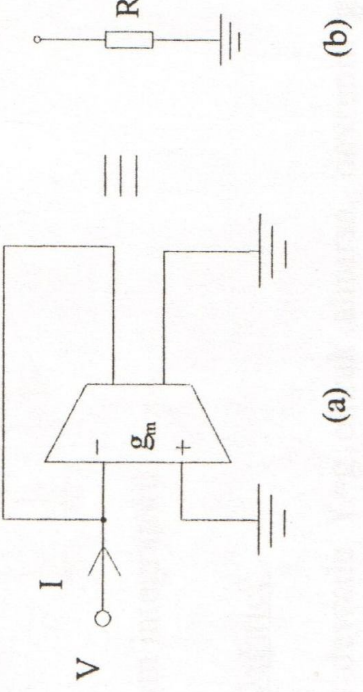
Şekil 3.5 DO-OTA ile jirator gerçekleştirme

6. Negatif Direnç:

Şekil 3.6 (a)'da verilen bir kapılı giriş gerilimi ve giriş akımı arasında

$$-\frac{V}{I} = \frac{1}{g_m} \quad (3.6)$$

negatif dirence eşittir. Bu sayede filtre karakteristiklerindeki negatif katsayılar gerçekleştirilebilir.



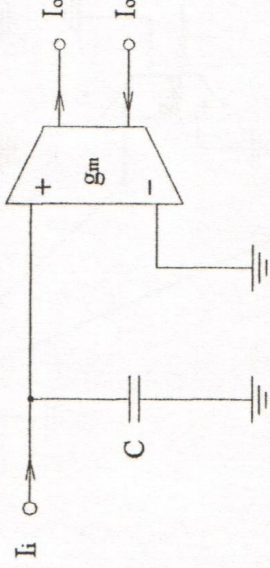
Şekil 3.6 DO-OTA ile negatif direnç elde edilmesi

7. Akım İntegratörü:

Şekil 3.7’de verilen devrenin giriş ve çıkış akımı arasında

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{g_m}{sC} \quad (3.7)$$

bağıntısı vardır ve dolayısıyla bu devre bir akım integratörü olarak davranır. Kapasite elemanı yerine bir direnç elemanı kullanılırsa bu durumda akım kuvvetlendirici elde edilir. Şayet kapasite elemanı yerine birbirine paralel direnç ve kapasite elemanları kullanılırsa bu durumda kayıplı integratör elde edilir.



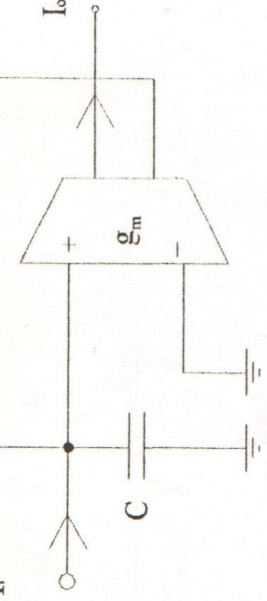
Şekil 3.7 DO-OTA ile akım integratörü gerçekleştirme

8. Birinci Derece Alçak Geçiren Filtre:

Şekil 3.8’de verilen devrenin giriş ve çıkış akımı arasında

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{g_m}{g_m + sC} \quad (3.8)$$

bağıntısı vardır ve dolayısıyla bu devre bir kayıplı akım integratörü olarak çalışır.



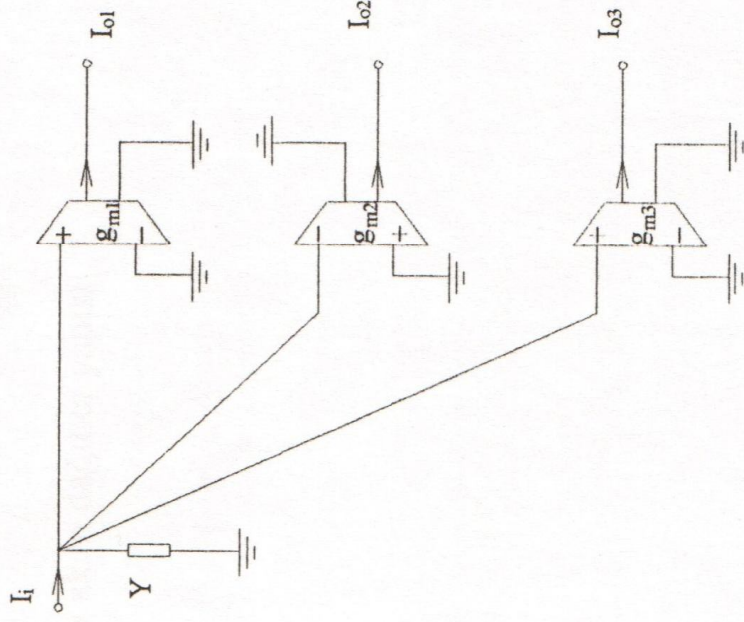
Şekil 3.8 Kayıplı akım integratörü

9. Ağırlıklı Akım Dağıtıcı:

Şekil 3.9'da verilen devrede $Y=g$ olarak alınırsa, devrenin giriş ve çıkış akımları arasında

$$\frac{I_{o1}}{I_i} = \frac{g_{m1}}{g}, \quad \frac{I_{o2}}{I_i} = -\frac{g_{m2}}{g}, \quad \frac{I_{o3}}{I_i} = \frac{g_{m3}}{g} \quad (3.9)$$

bağıntısı vardır ve dolayısıyla bu devre bir akım dağıtıcı olarak çalışır. Akım dağıtıcı blok bir akım girişini çeşitli devre düğümlerine dağıtmada kullanılır. Akım aynaları ile gerçekleştirilebileceği gibi bazı tek girişli çok çıkışlı akım kuvvetlendiricileri ile de gerçekleştirilebilir. Başka bir akım dağıtıcı yapısı aşağıda şekil 3.10'da gösterildiği gibi olabilir.



Şekil 3.9 DO-OTA'larla gerçekleştirilen akım dağıtıcı yapısı

Şekil 3.10'daki devrede $Y=g_{m1}+g_{m2}+g_{m3}+g$ alırsak, devrenin giriş akımı ve çıkış akımları arasında

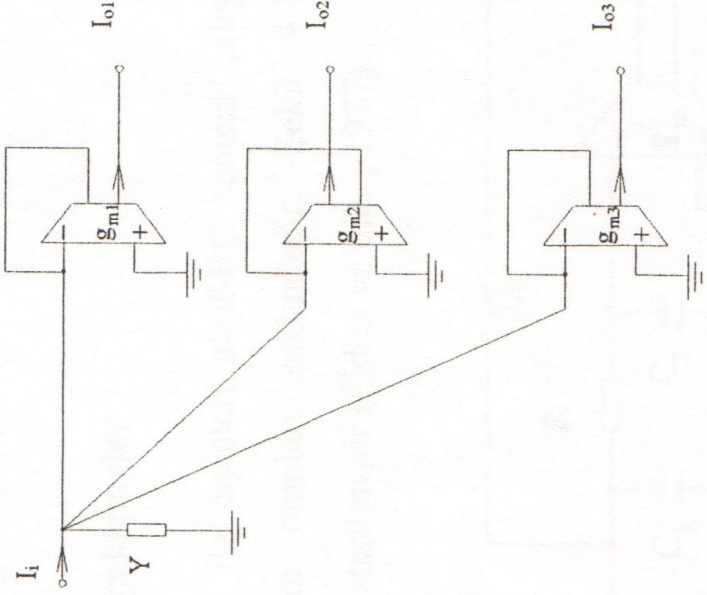
$$\frac{I_{o1}}{I_i} = \frac{g_{m1}}{g_{m1} - g_{m2} + g_{m3} - Y} = \frac{g_{m1}}{g}$$

$$\frac{I_{o2}}{I_i} = \frac{-g_{m2}}{g_{m1} - g_{m2} + g_{m3} - Y} = -\frac{g_{m2}}{g}$$

$$\frac{I_{o3}}{I_i} = \frac{g_{m3}}{g_{m1} - g_{m2} + g_{m3} - Y} = \frac{g_{m3}}{g}$$

(3.10)

bağıntısı vardır. Dolayısıyla bu devre bir akım dağıtıcı olarak çalışır.



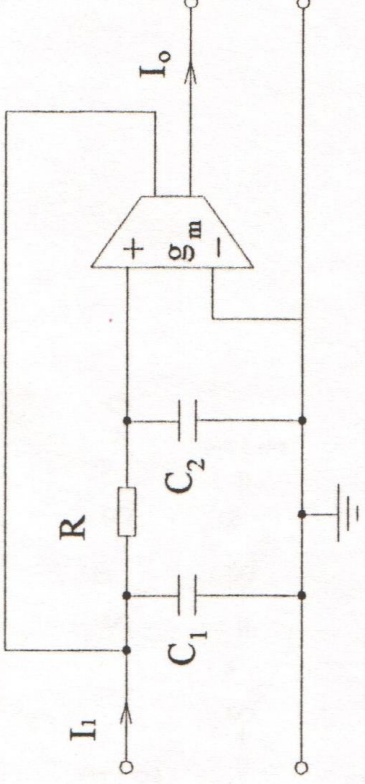
Şekil 3.10 Başka bir akım dağıtıcı yapısı

4. İKİNCİ DERECE GERÇEKLEMELER

Bu kısımda DO-OTA kullanılarak daha evvelden gerçekleştirilmiş ikinci dereceden filtre yapıları anlatılmıştır. İlk çalışmalar aktif-RC sentezi ile ilgilidir. Daha sonraki çalışmalar , DO-OTA ve topraklı kapasite elemanı kullanılarak ikinci dereceden filtre sentezi üzerinde yoğunlaşmıştır.

4.1 Aktif-RC Gerçeklemeler

DO-OTA elemanı ile önceleri aktif-RC sentezi çalışmaları yapılmıştır. Transfer fonksiyonları akım oranları şeklindedir. Şekil 4.1 de alçak geçiren filtre konfigürasyonu gösterilmiştir (Fidler ve diğ. , 1977).



Şekil 4.1 Alçak geçiren filtre konfigürasyonu

Devrenin akım transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde verilebilir:

$$\frac{I_o}{I_1}(s) = \frac{g_m}{s^2 C_1 C_2 + s(C_1 + C_2) + g_m} \quad (4.1)$$

Burada g_m , DO-OTA'nın frekansa bağımlı olan geçiş iletkenliği olup dışarıdan devreye bağlanan bir direnç vasıtasıyla ayarlanır. Bu yapının DC kazancı , birim kazançtır. Alçak geçiren transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi verilebilir:

$$H_i(s) = \frac{N_i(s)}{s^2 + \frac{\omega_{oi}}{Q}s + \omega_{oi}^2} \quad (4.2)$$

$$C_1 = C_2 = 1F$$

$$R = \frac{2Q}{\omega_{oi}}$$

$$g_m = 2Q\omega_{oi} \quad (4.3)$$

olarak bulunur. $C_1 = C_2$ eşitliğini kurmak pratik uygunluğu sağlamaktan öte kapasitör tasarım değerlerindeki sapmaların duyarlılığını azaltır. Filtre devrelerindeki duyarlılık (y parametresinin x bileşenine göre bağıl duyarlılığı) aşağıdaki biçimde hesaplanır:

$$S_x^y = \frac{x}{y} \frac{\partial y}{\partial x} \quad (4.4)$$

Böylece x parametresindeki %p'lik bir sapma y parametresinde $S_x^y \cdot p\%$ lik bir sapmaya neden olur. İkinci dereceden filtrelerde y genel olarak Q veya ω_o olarak alınır ve şekil 4.1'deki devre için

$$S_{g_m}^Q = S_R^Q = \frac{1}{2} \quad ; \quad S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = 0 \quad (4.5)$$

$$S_{g_m}^{\omega_o} = -S_R^{\omega_o} = -S_{C_1}^{\omega_o} = -S_{C_2}^{\omega_o} = \frac{1}{2} \quad (4.6)$$

eşitlikleri bulunur. Bu sonuçlar diğer ikinci dereceden gerçeklemelerle karşılaştırıldığında üstün duyarlılık performansı verdiği görülür. Bunun ötesinde , DO-OTA'nın sonlu band genişliği ω_b 'nin etkisinin , Q ve ω_o 'da kesirsel sapmalarının aşağıdaki şekilde verilebildiği gösterilebilir:

$$\frac{\Delta Q}{Q} = \frac{\omega_o Q}{\omega_b} \quad ; \quad \frac{\Delta \omega_o}{\omega_o} = 0 \quad (4.7)$$

Filtre kısmındaki genlik cevabında , en büyük sapmayı daha çok ω_o 'ın gösterdiği göz önüne alınırsa bu yapının ilginç bir özelliği olduğu görülür.

Akım transfer fonksiyonunu değiştirerek sonlu DO-OTA giriş ve çıkış empedansları (kaynak çıkış empedansları dahil olmak üzere) tasarım prosedürüne katılabilir. Benzer şekilde C_1 'e paralel olmak üzere bir direnç kovarak ve girişte

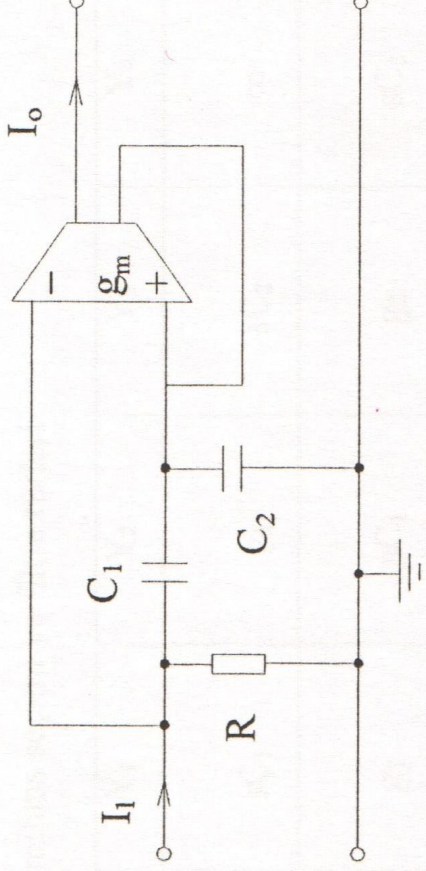
norton-thevenin kaynak dönüşümü kullanarak , gerilim girişli filtre elde edilir. Ayrıca çıkışa direnç koyulursa gerilim çıkışı da elde edilir.

Yüksek geçiren akım transfer fonksiyonu şekil 4.1'deki devrede bir R-C içdeğişimi yapılarak basitçe elde edilebilir. Burada g_m geçişiletkenliği dışarıdan bağlanan bir kapasite elemanı ile ayarlanır.

Şekil 4.2 band geçiren konfigürasyonu göstermektedir. Bu yapı için akım transfer fonksiyonu

$$\frac{I_o(s)}{I_1} = \frac{-s g_m C_2 R}{s^2 C_1 C_2 R + s(C_1 + C_2) + g_m} \quad (4.8)$$

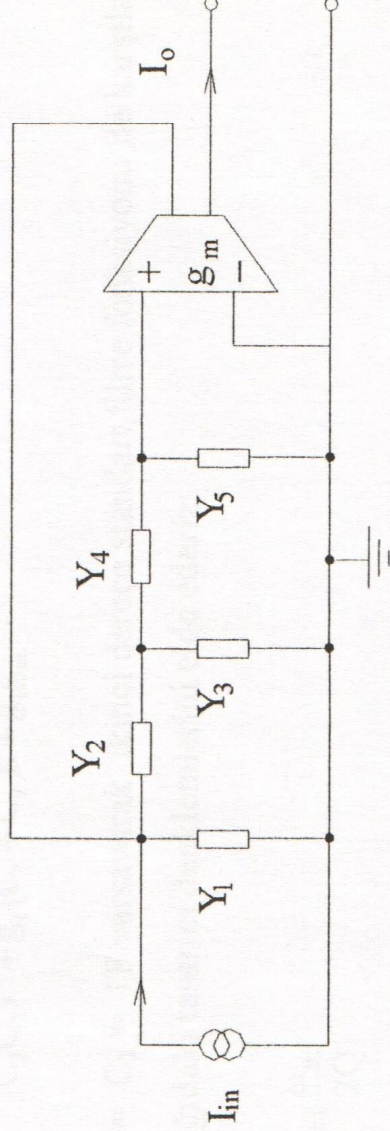
şeklindedir.



Şekil 4.2 Band geçiren filtre konfigürasyonu

Band geçiren filtre için tasarım denklemleri ve duyarlık performansı alçak geçiren filtredeki benzeridir.

Al-Hashimi (1996) tarafından DO-OTA elemanı kullanılarak yeni bir akım modu filtre yapısı tanımlanmıştır. Sunulan bu yapı şekil 4.3 'de gösterilmiştir.



Şekil 4.3 Al-Hashimi tarafından önerilen yapı

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{Y_2 Y_4 g_m}{Y_1 Y_4 (Y_2 + Y_3 + Y_5) + Y_2 Y_4 (Y_3 + Y_5 + g_m) Y_1 Y_5 (Y_2 + Y_3) + Y_2 Y_3 Y_5} \quad (4.9)$$

olarak elde edilir.

Burada g_m , DO-OTA'nın geçiş iletkenliğini, Y_1 'den Y_5 'e kadar olanlar admitansları göstermektedir. DO-OTA'nın iki çıkışı iki fonksiyonu icra etmektedir. Çıkışlardan biri kompleks kutupları sağlamak amacıyla geribesleme yapar. Diğer çıkış ise saf çıkış akımı sağlar ki bu bir sonraki kata giriş olarak kullanılabilir. Özel ikinci derece alçak geçiren, band geçiren ve yüksek geçiren filtreler admitansların uygun seçilmesi suretiyle elde edilebilir:

Tablo 4.1. Admitans seçimi ve filtre türleri

	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5
Alçak geçiren	sC_1	g_1	sC_2	∞	0
Yüksek geçiren	g_1	sC_1	g_2	sC_2	g_3
Band geçiren	g_1	g_2	sC_1	sC_2	g_3

Filtre transfer fonksiyonları;

(i) *Alçak geçiren filtre:*

$$\frac{I_o}{I_{in}} = \frac{g_1 g_m}{C_1 C_2 s^2 + g_1 (C_1 + C_2) s + g_1 g_m} \quad (4.10)$$

$C_1 = C_2 = 1F$ varsayarak ikinci derece standart filtre fonksiyonu ile karşılaştırsak aşağıdaki tasarım denklemlerini elde ederiz:

$$g_1 = \frac{\omega_o}{2Q}$$

$$g_m = 2Q\omega_o \quad (4.11)$$

(ii) *Yüksek geçiren filtre:*

$C_1 = C_2 = 1F$ varsayarak ve $g_1 = g_2 = g_3 = g$ alarak aşağıdaki transfer fonksiyonu bulunur:

$$\frac{I_o}{I_m} = \frac{g_m s^2}{(3g + g_m)s^2 + 4g^2 s + g^3} \quad (4.12)$$

Buradan tasarım denklemleri

$$g = 4Q\omega_o, \quad g_m = 4Q\omega_o(16Q^2 - 3) \quad (4.13)$$

olarak elde edilir.

(iii) *Band geçiren filtre:*

$C_1 = C_2 = 1F$ ve $g_1 = g_2 = g_3 = g$ alınarak band geçiren transfer fonksiyonu

$$\frac{I_o}{I_m} = \frac{g_m s}{2s^2 + (5g + g_m)s + g^2} \quad (4.14)$$

bulunur. Tasarım denklemleri

$$g = \sqrt{2}\omega_o$$

$$g_m = \omega_o \left(5\sqrt{2} - \frac{2}{Q} \right) \quad (4.15)$$

olarak elde edilir.

Yukarda anlatılan yapılar direnç içermesinden dolayı tümleştirme açısından uygun değildir. Fakat düşük duyarlılıklara sahiptirler.

4.2 Akım Modu İki İntegratör İçeren DO-OTA-GC Filtreleri:

Yüksek frekans sürekli zamanlı tümleşik filtre tasarımı OTA-C yaklaşımı en başarılı metotlardan biridir. Normal gerilim modu OTA-C filtreleri genel olarak OTA gerilim integratörlerine ve gerilim kuvvetlendiricilerine dayanır. Bireysel akım integratörlerini ve kuvvetlendiricilerini gerçeklemek için tek çıkışlı OTA kullanılabilmesine rağmen bu OTA akım bloklarını akım işareti işleyen filtrelerde kullanmak pek uygun değildir. Çünkü biz hazır olarak lokal ya da

bütün akım çıkışlarını kuramayız ya da tek çıkışlı OTA'yla akım geribeslemesi sağlıyamayız. Çok çıkışlı OTA'lar (MO-OTA'lar) birçok akım çıkışı nedeniyle akım modu işaret işlemede kolaylık sağlar. Tek veya çift DO-OTA kullanan akım modu filtre yapılarından yukarda kısaca bahsedilmişti. Bu DO-OTA-RC filtreleri akım işaretlerini işleyebilir fakat dirençlerin kullanımı nedeniyle tam olarak tümleştirmeye uygun değildir. OTA-C yaklaşımının monolitik tümleştirilebilmesi ve DO-OTA-RC metodunun akım işleme yeteneğinin kullanılması sayesinde akım modu tümleştirilmiş MO-OTA-C filtreleri araştırma konusu olmuştur (Ramirez-Angulo ve diğ. , 1992). Akım modu MO-OTA-C tekniğinin sürekli zaman filtrelerindeki yüksek performansı kayda değerdir .

Temel DO-OTA tabanlı akım modu yapı bloğu şekil 4.4'de gösterilmiştir ve $I_{o1} = \left(\frac{g_1}{Y} \right) (I_{i1} + I_{i2} + I_{i3})$ transfer ilişkisine sahiptir (Sun ve Fidler , 1996a). İdeal integratör ve kuvvetlendirici ; $Y = sC_1$ ve $Y = g_2$ 'ye tekabül eder. Akım toplama basitçe devre düğümünde gerçekleştirilir. Direnç ($1/g_2$) , uygun şekilde yerleştirilmiş DO-OTA ile şekil 4.5'de görüldüğü gibi gerçekleştirilebilir.

Birinci dereceden akım modu filtreleri şekil 4.6 ve 4.7 'de gösterildiği gibi geribeslemesiz kayıplı integratör veya geribeslemeli kayıpsız integratör kullanarak yapılabilir. $\tau_1 = C_1/g_1$ ve $k_{11} = g_2/g_1$ ile şekil 4.6 aşağıdaki alçak geçiren transfer fonksiyonuna sahiptir:

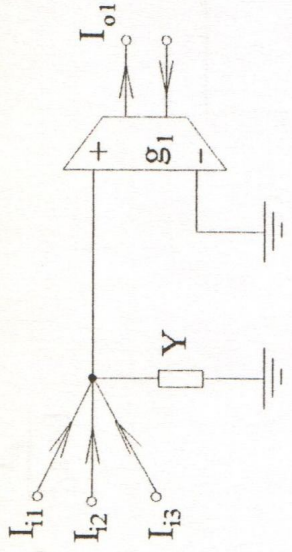
$$I_{o1} = \frac{I_{i1}}{\tau_1 s + k_{11}} \quad (4.16)$$

Şekil 4.7 , $\tau_1 = C_1/g_1$ ve $k_{11} = g_2/g_3$ olmak üzere

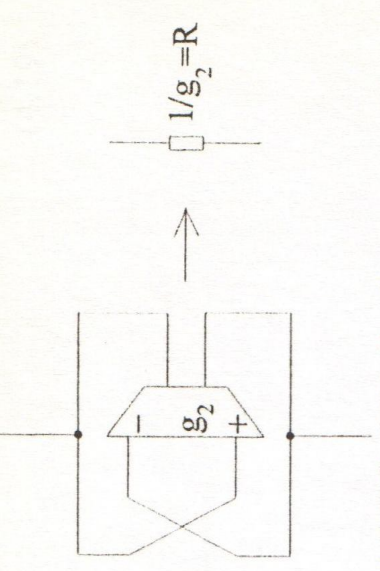
$$I_{o1} = \frac{I_{i1} - k_{11} I_{i2}}{\tau_1 s + k_{11}} \quad (4.17)$$

$$I_{o2} = \frac{k_{11} I_{i1} + k_{11} \tau_1 s I_{i2}}{\tau_1 s + k_{11}} \quad (4.18)$$

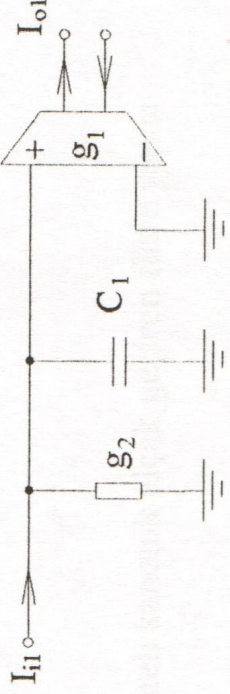
alçak geçiren ve yüksek geçiren transfer fonksiyonlarına sahiptir.



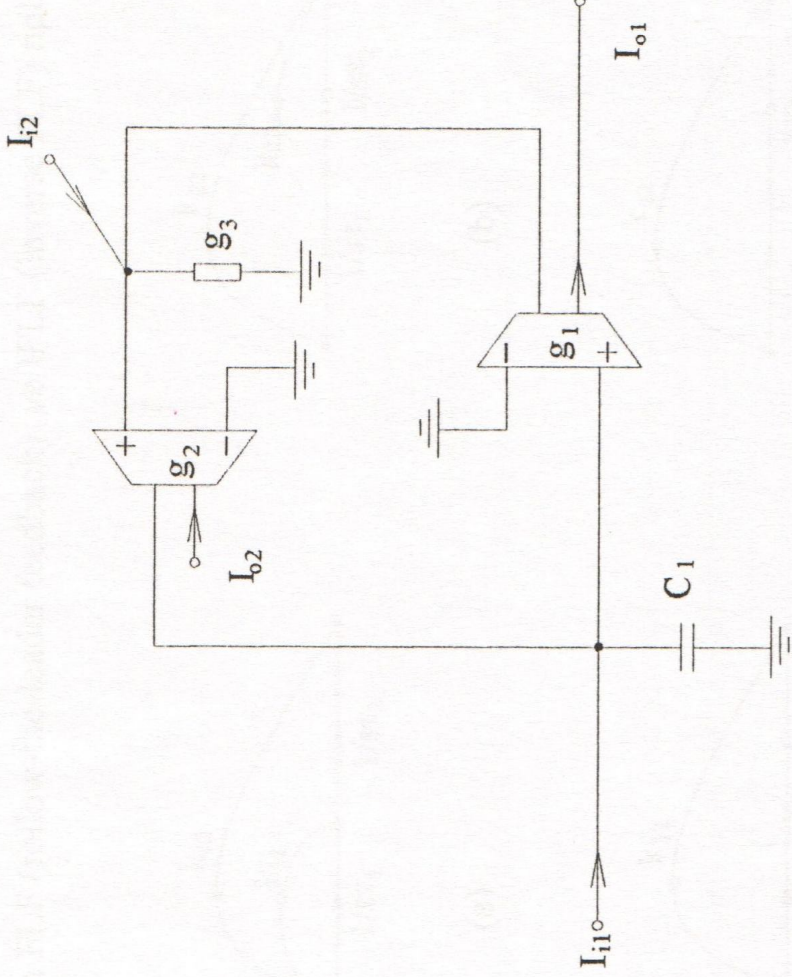
Şekil 4.4 DO-OTA temel akım modu yapı bloğu



Şekil 4.5 DO-OTA ile direnç gerçekleştirme

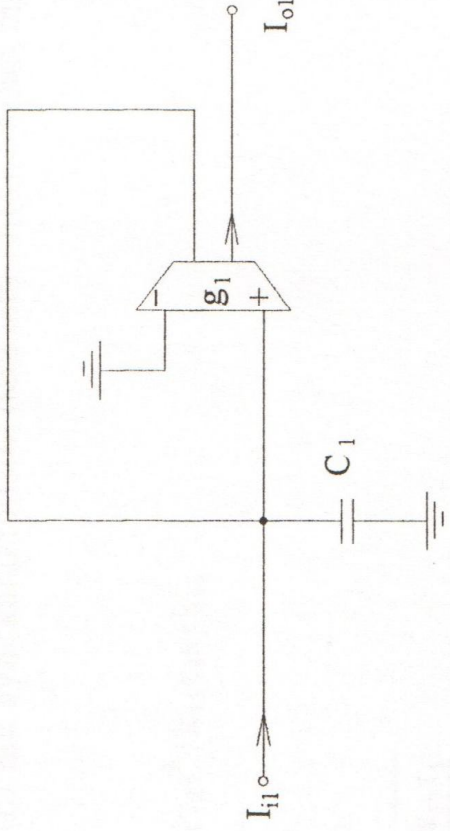


Şekil 4.6 Birinci derece akım modu DO-OTA-C filtre yapısı 1



Şekil 4.7 Birinci derece akım modu DO-OTA-C filtre yapısı 2

Geri beslemeli kanonik alçak geçiren filtre yapısı şekil 4.8’de görüldüğü gibi direkt bir bağlantı ($k_{11} = 1$) ile sağlanır ve buna ilişkin transfer fonksiyonu aşağıdaki şekildedir.



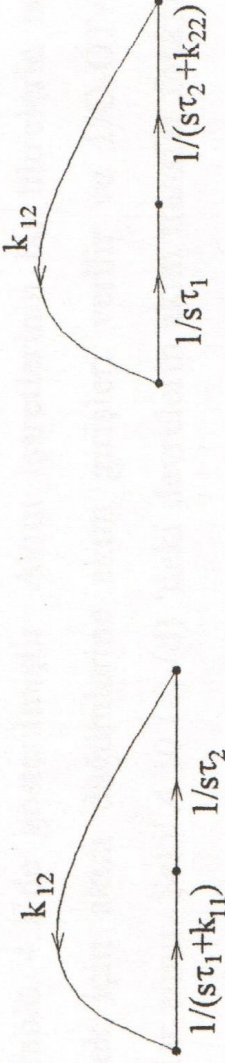
Şekil 4.8 Geribeslemeli kanonik alçak geçiren filtre yapısı

İki integratör kullanılan konfigürasyonları incelerken 4 değişik yapıyı gösteren şekil 4.9'u dikkate almak faydalı olacaktır. Şekil 4.9 (a) ve (b) iki ideal integratör ve iki kuvvetlendiriciden oluşan iki geribesleme çevrimine sahiptir ve sırasıyla FLF (follow-the-leader feedback) ve IFLF (inverse FLF) tiplerine sahiptir.



(a)

(b)



(c)

(d)

Şekil 4.9 İki integratör kullanılan yapılar

Şekil 4.9 (c) ve (d) tek bir geri besleme çevriminde bir ideal integratör ve bir kayıplı integratöre sahiptir ve ileri volda bu iki integratörün sırası farklıdır. Şekil 4.9

(b)'nin , τ_1 ve τ_2 'nin yerdeğiştirilmesiyle ve k_{22} 'nin yerini k_{11} 'in almasıyla şekil 4.9 (a)'nin transpozu olduğu açıktır. Benzer şekilde şekil 4.9 (d)'de şekil 4.9 (c)'nin transpozudur. Kutup açısıl frekansı ω_o ve kutup kalite faktörü Q olmak üzere şekil 4.9 (a) ve (c)'nin aynı karakteristik denklem $D_1(s)$ 'e sahip olduğu bellidir ve aşağıda verilmiştir:

$$D_1(s) = \tau_1 \tau_2 s^2 + k_{11} \tau_2 s + k_{12}$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_{12}}{\tau_1 \tau_2}} \quad (4.20)$$

$$Q = \frac{1}{k_{11}} \sqrt{\frac{k_{12} \tau_1}{\tau_2}}$$

Benzer şekilde şekil 4.9 (b) ve (d)'de aşağıda verildiği gibi aynı karakteristik denklem ve parametrelere sahiptir:

$$D_2(s) = \tau_1 \tau_2 s^2 + k_{22} \tau_1 s + k_{12}$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_{12}}{\tau_1 \tau_2}} \quad (4.21)$$

$$Q = \frac{1}{k_{22}} \sqrt{\frac{k_{12} \tau_2}{\tau_1}}$$

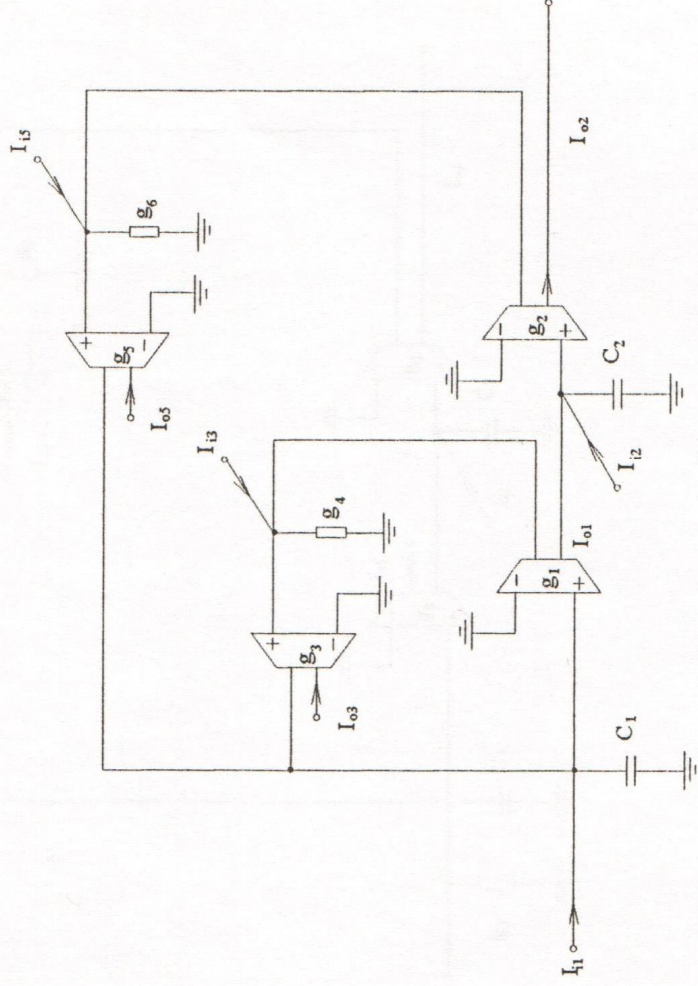
Şekil 4.4 ve 4.5 'deki temel akım yapı blokları ve şekil 4.6 , 4.7 ve 4.8 'de verilen birinci derece akım devreleri sayesinde şekil 4.9'u akım domeninde gerçekleyebiliriz. Şekil 4.10 (a)-(d)'deki devreler şekil 4.9 (a)-(d)'ye ilişkindir. (4.20) ve (4.21)'deki ω_o , ω_o/Q , Q ve diğer parametre ilişkileri tüm gerçeklemeler için tablo 4.1'de gösterilmiştir. Akım işaretlerinin bu filtrelerle nasıl işlendiğini görmek için akım düğümlerine akım girişleri verilir ve DO-OTA çıkışlarından akımlar alınır. Şekil 4.10 (a)-(d) 'deki devrelerin akım transfer fonksiyonları (4.22)-(4.25)'de formüle edilmiştir. $D_1(s)$ ve $D_2(s)$, ilgili τ_j ve k_{ij} için (4.20) ve (4.21)'den bulunabilir. (4.22)'deki ifadelerle bakarak , özellikle I_{o3} ve $I_{o3}+I_{o5}$ için olanlara , I_{i3} 'ün etkisini gözönüne aldığımız zaman şekil 4.10 (a)'nın LP , HP , BP , BS filtre fonksiyonlarını gerçekleyebileceğini görürüz. $I_{o3}+I_{o5}$, ilgili iki terminalin basit bir şekilde bağlanması ile elde edilebilir.

$$\begin{aligned}
D_1(s)I_{o1} &= \tau_2 s I_{i1} - k_{12} I_{i2} + k_{11} \tau_2 s I_{i3} + k_{12} \tau_2 s I_{i5} \\
D_1(s)I_{o2} &= I_{i1} + (\tau_1 s + k_{11}) I_{i2} + k_{11} I_{i3} + k_{12} I_{i5} \\
D_1(s)I_{o3} &= -k_{11} \tau_2 s I_{i1} + k_{11} k_{12} I_{i2} + k_{11} (\tau_1 \tau_2 s^2 + k_{12}) I_{i3} - k_{11} k_{12} \tau_2 s I_{i5} \\
D_1(s)I_{o5} &= -k_{12} I_{i1} - k_{12} (\tau_1 s + k_{11}) I_{i2} - k_{11} k_{12} I_{i3} + (k_{12} \tau_1 \tau_2 s^2 + k_{11} k_{12} \tau_2 s) I_{i5} \\
D_1(s)(I_{o3} + I_{o5}) &= - (k_{11} \tau_2 s + k_{12}) I_{i1} - k_{12} \tau_1 s I_{i2} + k_{11} \tau_1 \tau_2 s^2 I_{i3} + k_{12} \tau_1 \tau_2 s^2 I_{i5}
\end{aligned} \tag{4.22}$$

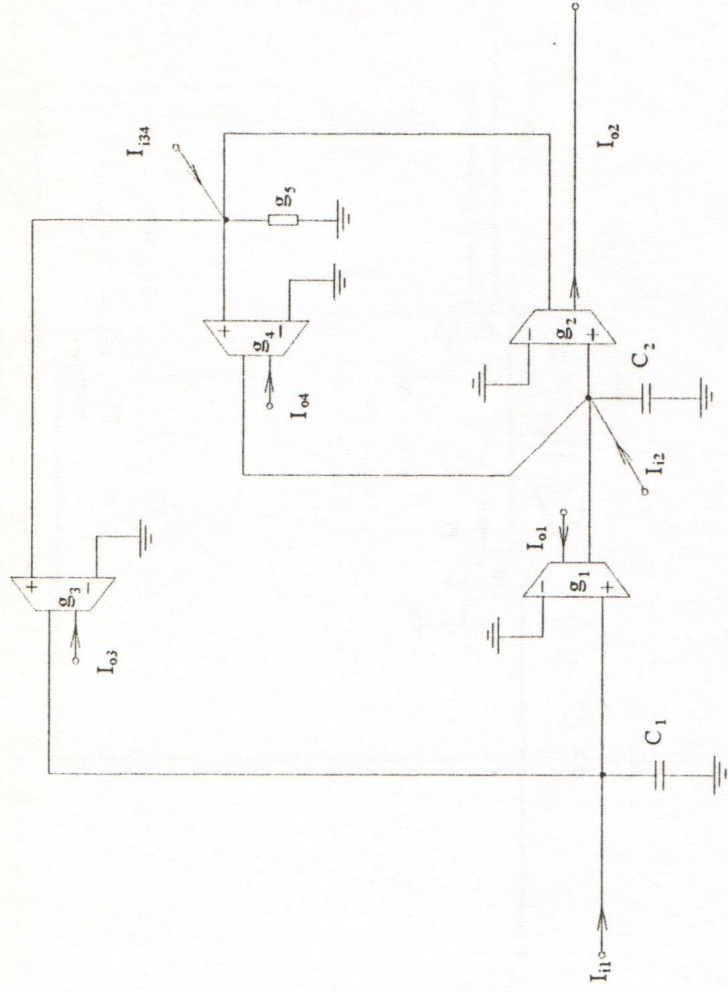
$$\begin{aligned}
D_2(s)I_{o1} &= (\tau_2 s + k_{22}) I_{i1} - k_{12} I_{i2} + k_{12} \tau_2 s I_{i34} \\
D_2(s)I_{o2} &= I_{i1} + \tau_1 s I_{i2} + (k_{22} \tau_1 s + k_{12}) I_{i34} \\
D_2(s)I_{o3} &= -k_{12} I_{i1} - k_{12} \tau_1 s I_{i2} + k_{12} \tau_1 \tau_2 s^2 I_{i34} \\
D_2(s)I_{o4} &= -k_{22} I_{i1} - k_{22} \tau_1 s I_{i2} + k_{22} \tau_1 \tau_2 s^2 I_{i34}
\end{aligned} \tag{4.23}$$

$$\begin{aligned}
D_1(s)I_{o1} &= \tau_2 s I_{i1} - k_{12} I_{i2} + k_{12} \tau_2 s I_{i4} \\
D_1(s)I_{o2} &= I_{i1} + (\tau_1 s + k_{11}) I_{i2} + k_{12} I_{i4} \\
D_1(s)I_{o4} &= -k_{12} I_{i1} - (k_{12} \tau_1 s + k_{11} k_{12}) I_{i2} + (k_{12} \tau_1 \tau_2 s^2 + k_{11} k_{12} \tau_2 s) I_{i4}
\end{aligned} \tag{4.24}$$

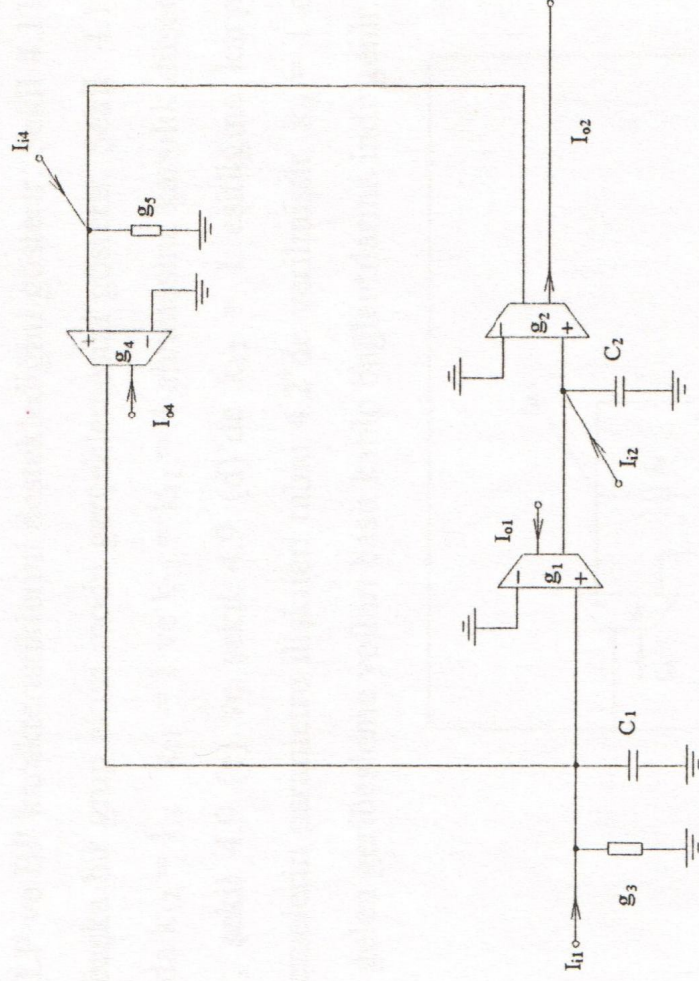
$$\begin{aligned}
D_2(s)I_{o1} &= (\tau_2 s + k_{22}) I_{i1} - k_{12} I_{i2} + k_{12} (\tau_2 s + k_{22}) I_{i4} \\
D_2(s)I_{o2} &= I_{i1} + \tau_1 s I_{i2} + k_{12} I_{i4} \\
D_2(s)I_{o4} &= -k_{12} I_{i1} - k_{12} \tau_1 s I_{i2} + (k_{12} \tau_1 \tau_2 s^2 + k_{12} k_{22} \tau_1 s) I_{i4}
\end{aligned} \tag{4.25}$$



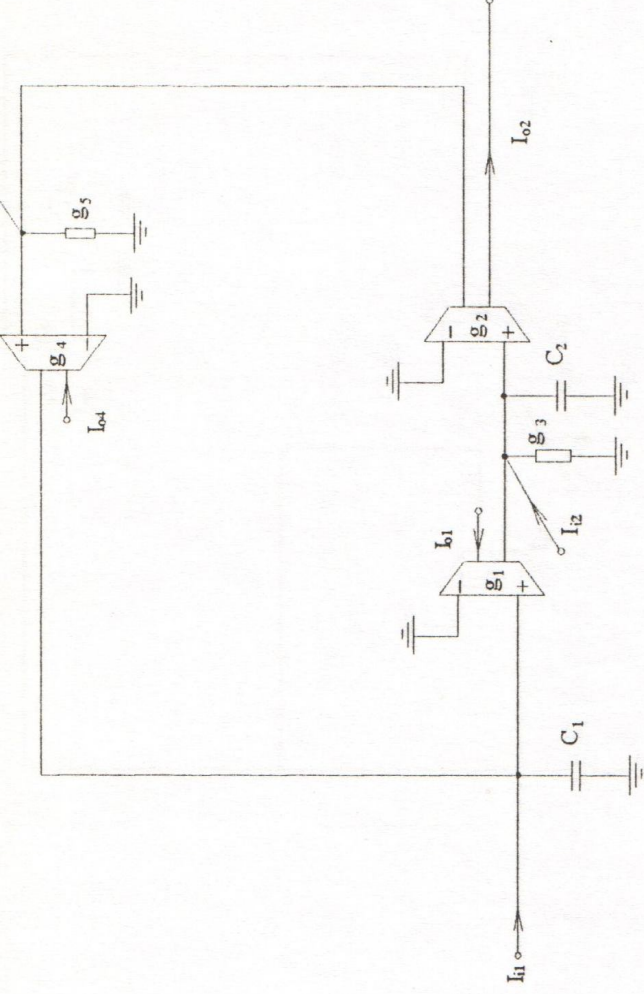
(a)



(b)



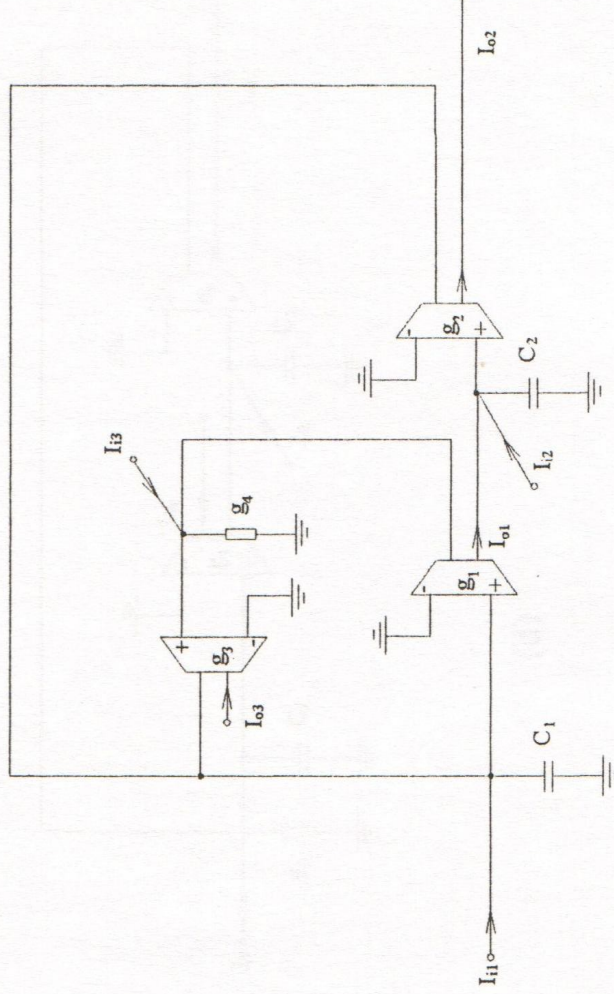
(c)



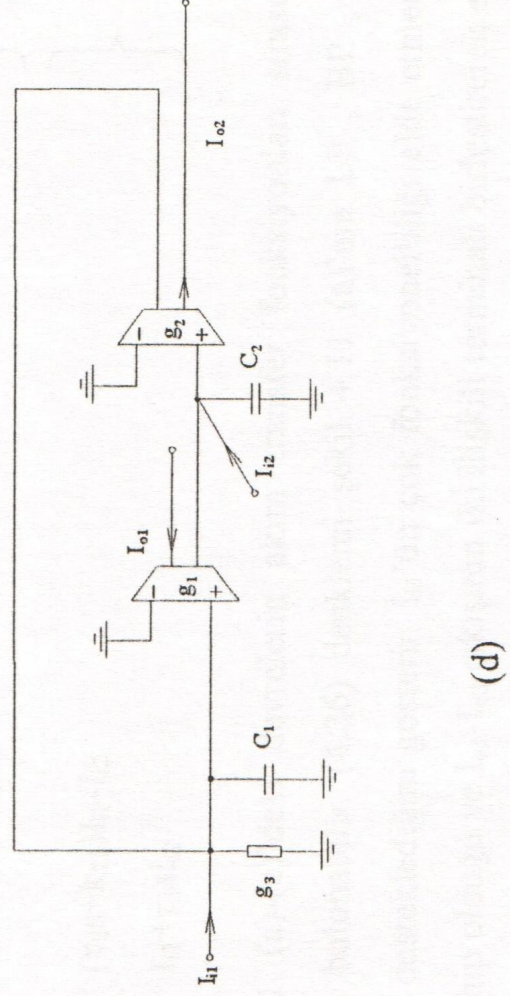
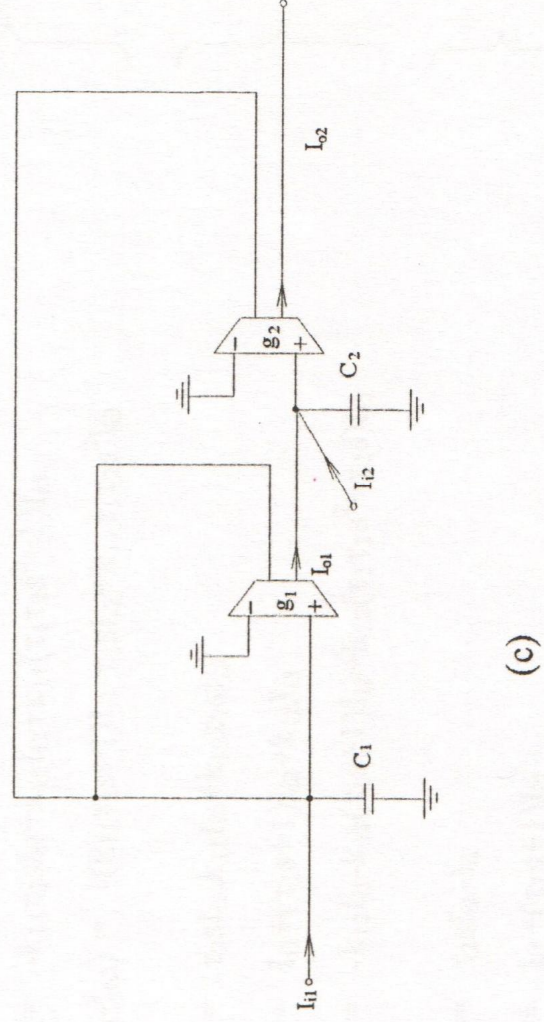
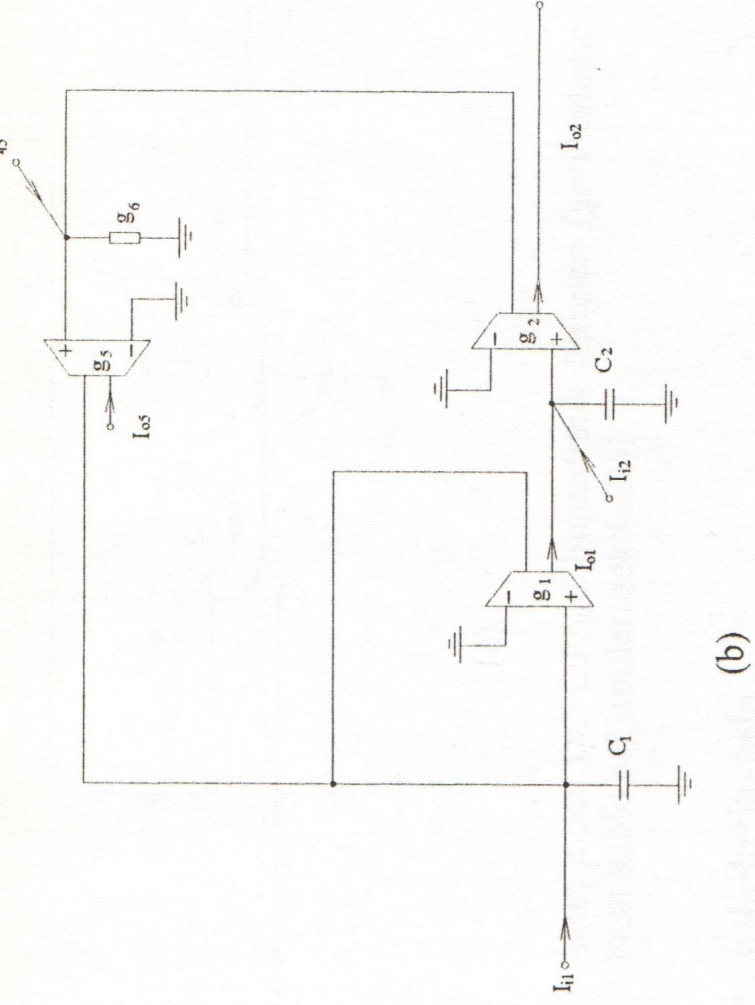
(d)

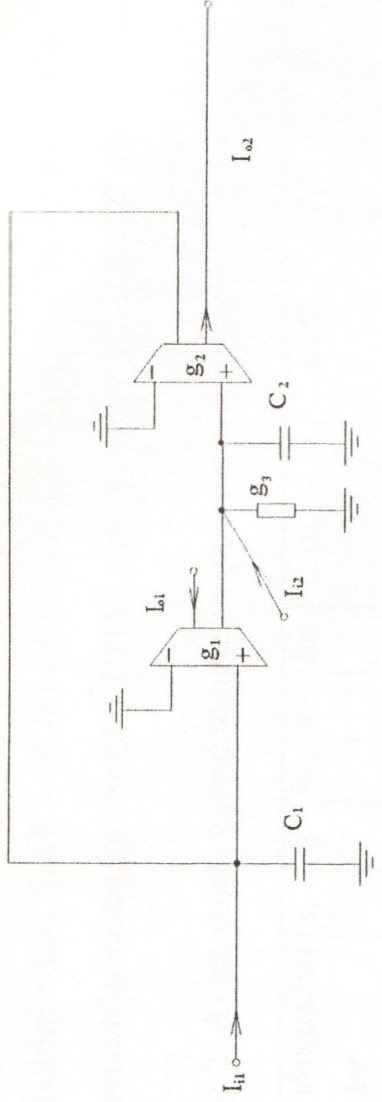
Şekil 4.10 Genel ikinci derece akım modu DO-OTA-C filtreleri

(4.23)'teki denklemlerde girişi I_{i34} çıkışı I_{o3} veya I_{o4} almak çok fonksiyonluluk için HP katkısı yapar. Buradan (4.23) denklemleri Şekil 4.10 (b)'in LP, BP ve HP filtrelerini desteklediğini gösterir. (4.24) ve (4.25) denklemleri de Şekil 4.10 (c) ve (d)'nin LP ve BP karakteristiklerini desteklediğini gösterir. Şekil 4.11 (a)-(e) , Şekil 4.9'un başka bir grup akım modu gerçekleştirmesini gösterir. Şekil 4.11 (a)-(c) ; Şekil 4.9 (a)'da $k_{12} = 1$, $k_{11} = 1$ ve $k_{12} = k_{11} = 1$ alınmasına karşılık düşer. Şekil 4.11 (d) ve (e) ; Şekil 4.9 (c) ve Şekil 4.9 (d)'de $k_{12} = 1$ eşitliğine karşılık gelir. Tüm gerçeklemelerin parametre ilişkileri tablo 4.2'de verilmiştir. $k_{ij} = 1$ olduğunda buna karşılık gelen geribesleme yolları basit kablo bağlantılarına indirgenir.



(a)





(e)

Şekil 4.11 Akım modu DO-OTA-C biquadratik filtreleri (geribesleme bağlantıları basit kablo bağlantıları şeklinde)

$$D_1(s)I_{o1} = \tau_2 s I_{i1} - I_{i2} + k_{11} \tau_2 s I_{i3} \quad (4.26)$$

$$D_1(s)I_{o2} = I_{i1} + (\tau_1 s + k_{11}) I_{i2} + k_{11} I_{i3}$$

$$D_1(s)I_{o3} = -k_{11} \tau_2 s I_{i1} + k_{11} I_{i2} + k_{11} (\tau_1 \tau_2 s^2 + 1) I_{i3}$$

$$D_1(s)(I_{o3} - I_{o2}) = -(k_{11} \tau_2 s + 1) I_{i1} - \tau_1 s I_{i2} + k_{11} \tau_1 \tau_2 s^2 I_{i3}$$

$$D_1(s)I_{o1} = \tau_2 s I_{i1} \cdot k_{12} I_{i2} + k_{12} \tau_2 s I_{i5}$$

$$D_1(s)I_{o2} = I_{i1} + (\tau_1 s + 1) I_{i2} + k_{12} I_{i5}$$

$$D_1(s)I_{o5} = -k_{12} I_{i1} - k_{12} (\tau_1 s + 1) I_{i2} + k_{12} (\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_2 s) I_{i5}$$

$$D_1(s)I_{o1} = \tau_2 s I_{i1} - I_{i2}$$

$$D_1(s)I_{o2} = I_{i1} + (\tau_1 s + 1) I_{i2} \quad (4.28)$$

$$D_1(s)I_{o1} = \tau_2 s I_{i1} - I_{i2}$$

$$D_1(s)I_{o2} = I_{i1} + (\tau_1 s + k_{11}) I_{i2} \quad (4.29)$$

$$D_2(s)I_{o1} = (\tau_2 s + k_{22}) I_{i1} - I_{i2}$$

$$D_2(s)I_{o2} = I_{i1} + \tau_1 s I_{i2} \quad (4.30)$$

Şekil 4.11 (a)-(e)'deki devrelerin akım transfer fonksiyonları sırasıyla (4.26)-(4.30)'dan bulunabilir. (4.26) denklemi Şekil 4.11 (a)'nın LP, BP, HP ve BS filtrelerini desteklediğini gösterir. I_{i3} 'ün çok fonksiyonluluğu elde etmede çok özel bir role sahip olduğu ve $I_{o3} - I_{o2}$ çıkışının iki ilişkili terminali birleştirilerek elde edildiği önemli noktalar. (4.27)-(4.30)'denklemleri Şekil 4.11 (b)-(e)'in LP, BP fonksiyonlarını sağladığını gösterir. Yapı ilgili özellik gereksinimlerine uygun olarak

seçilmelidir. Mesela önerilen fonksiyonların çeşitliliği ve gereken DO-OTA'ların sayısı bakımından. Şekil 4.10 (a)-(d) ve şekil 4.11 (a)-(e)'deki tüm yapılar LP ve BP karakteristiklerini sağlar. Şekil 4.10 (a), (b) ve şekil 4.11 (a) HP çıkışını verir.

Tablo 4.2. Akım modu gerçekleştirme parametre ilişkileri

İşaret akış grafları & Devreler	τ_1	τ_2	k_{11}	k_{22}	k_{12}	ω_o	ω_o/Q	Q
Şekil 4.9 (a) & Şekil 4.10 (a)	$\frac{C_1}{g_1}$	$\frac{C_2}{g_2}$	$\frac{g_3}{g_4}$		$\frac{g_5}{g_6}$	$\sqrt{\frac{g_5 g_1 g_2}{g_6 C_1 C_2}}$	$\frac{g_3 g_1}{g_4 C_1}$	$\frac{g_4}{g_3} \sqrt{\frac{g_5 g_2 C_1}{g_6 g_1 C_2}}$
Şekil 4.9 (b) & Şekil 4.10 (b)	$\frac{C_1}{g_1}$	$\frac{C_2}{g_2}$		$\frac{g_4}{g_5}$	$\frac{g_3}{g_5}$	$\sqrt{\frac{g_3 g_1 g_2}{g_5 C_1 C_2}}$	$\frac{g_4 g_2}{g_5 C_2}$	$\frac{1}{g_4} \sqrt{\frac{g_3 g_5 g_1 C_2}{g_2 C_1}}$
Şekil 4.9 (c) & Şekil 4.10 (c)	$\frac{C_1}{g_1}$	$\frac{C_2}{g_2}$	$\frac{g_3}{g_1}$		$\frac{g_4}{g_5}$	$\sqrt{\frac{g_4 g_1 g_2}{g_5 C_1 C_2}}$	$\frac{g_3}{C_1}$	$\frac{1}{g_3} \sqrt{\frac{g_4 g_1 g_2 C_1}{g_5 C_2}}$
Şekil 4.9 (d) & Şekil 4.10 (d)	$\frac{C_1}{g_1}$	$\frac{C_2}{g_2}$		$\frac{g_3}{g_2}$	$\frac{g_4}{g_5}$	$\sqrt{\frac{g_4 g_1 g_2}{g_5 C_1 C_2}}$	$\frac{g_3}{C_2}$	$\frac{1}{g_3} \sqrt{\frac{g_4 g_1 g_2 C_2}{g_5 C_1}}$
Şekil 4.9 (a) & Şekil 4.11 (a)	$\frac{C_1}{g_1}$	$\frac{C_2}{g_2}$	$\frac{g_3}{g_4}$		1	$\sqrt{\frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}}$	$\frac{g_3 g_1}{g_4 C_1}$	$\frac{g_4}{g_3} \sqrt{\frac{g_2 C_1}{g_1 C_2}}$
Şekil 4.9 (a) & Şekil 4.11 (b)	$\frac{C_1}{g_1}$	$\frac{C_2}{g_2}$	1		$\frac{g_5}{g_6}$	$\sqrt{\frac{g_5 g_1 g_2}{g_6 C_1 C_2}}$	$\frac{g_1}{C_1}$	$\sqrt{\frac{g_5 g_2 C_1}{g_6 g_1 C_2}}$
Şekil 4.9 (a) & Şekil 4.11 (c)	$\frac{C_1}{g_1}$	$\frac{C_2}{g_2}$	1		1	$\sqrt{\frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}}$	$\frac{g_1}{C_1}$	$\sqrt{\frac{g_2 C_1}{g_1 C_2}}$
Şekil 4.9 (c) & Şekil 4.11 (d)	$\frac{C_1}{g_1}$	$\frac{C_2}{g_2}$	$\frac{g_3}{g_1}$		1	$\sqrt{\frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}}$	$\frac{g_3}{C_1}$	$\frac{1}{g_3} \sqrt{\frac{g_1 g_2 C_1}{C_2}}$
Şekil 4.9 (d) & Şekil 4.11 (e)	$\frac{C_1}{g_1}$	$\frac{C_2}{g_2}$		$\frac{g_3}{g_2}$	1	$\sqrt{\frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}}$	$\frac{g_3}{C_2}$	$\frac{1}{g_3} \sqrt{\frac{g_1 g_2 C_2}{C_1}}$

Şekil 4.10 (a) ve şekil 4.11 (a) bundan öte BS fonksiyonunu gerçekleştirir. Şekil 4.10 (a)'nın 6 DO-OTA ihtiva ettiği, şekil 4.10 (b)-(d)'nin 5 DO-OTA'ya gereksinim

duyduğu ve şekil 4.11 (a) ve (b)'nin 4 , şekil 4.11 (d) ve (e)'nin 3 ve şekil 4.11 (c)'nin 2 tane DO-OTA'ya ihtiyacı olduğu görülür(direnç bir DO-OTA gibi alınmıştır bkz. şekil 4.5). Eğer gerekirse , şekil 4.10 (a) ve şekil 4.11 (a)-(c)'deki g_1 DO-OTA'sı aynı g_1 geçiş iletkenliğine sahip 3 çıkışlı OTA'yla gerçekleştirilebilir ve direkt akım çıkışı I_{o1} sağlanır.

Tablo 4.2'deki ifadelerden tüm filtrelerin elektronik ayarlanabilirlik , düşük duyarlılık özelliklerine sahip olduğu görülür. ω_o , ω_o/Q ve Q kuyruk akımlarını değiştirmek suretiyle yani g_j geçiş iletkenlikleri kontrol edilerek ayarlanabilir. $Y = \omega_o$, ω_o/Q , Q 'nun $x = C_j$, g_j 'ye göre duyarlılıkları sıfır , +/- 0.5 veya +/- 1 olarak hesaplanabilir

DO-OTA fark çıkışı geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi kullanılarak gerçekleştirilebilir. Ayrıca tek çıkışlı geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisini takip eden akım aynası kullanılarak da gerçekleştirilebilir. Sonlu giriş ve çıkış empedansları nedeniyle ve geçiş iletkenliğinin frekansa bağımlılığından dolayı DO-OTA idealsizlikleri mevcuttur. Bu etkileri hesaplamak için ideal karakteristiği aşağıda verilen I_{i1} girişli ve I_{o2} çıkışlı şekil 4.11 (c)'daki kanonik LP filtreyi göz önüne alacağız.

$$\left. \begin{aligned} H(s) &= \frac{\omega_o^2}{s^2 + s \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} \\ \omega_o &= \sqrt{\frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}} \\ Q &= \sqrt{\frac{g_2 C_1}{g_1 C_2}} \end{aligned} \right\} \quad (4.31)$$

DO-OTA giriş kapasitanslarını C_i olarak alırken , çıkış iletkenlikleri g_o ve çıkış kapasitansları C_o , parazitik düğüm kapasitansları C_p (CMOS teknolojisinde giriş iletkenlikleri göz ardı edilebilir) olarak gösterildiğinde , $C_1' = C_1 + C_{i1} + C_{p1}$ ve $C_2' = C_2 + C_{i2} + C_{p2}$ olarak ifade edilebilir ve gerçek devre transfer fonksiyonu aşağıdaki şekle girer.

$$H'(s) = K \frac{s^2 + s \frac{\omega_z}{\omega_p} + \omega_z^2}{s^2 + s \frac{\omega_p}{\omega_z} + \omega_p^2} \quad (4.32)$$

$$K = \frac{C_{o2} (C_2' + C_{o1})}{(C_1' + C_{o2})(C_2' + C_{o1}) + C_2' C_{o1}} \quad (4.33)$$

$$\omega_z = \sqrt{\frac{g_2 (g_1 + g_{o1}) + g_{o1} g_{o2}}{C_{o2} (C_2' + C_{o1})}} \quad (4.34)$$

$$\omega_p = \frac{\sqrt{[g_2 (g_1 + g_{o1}) + g_{o1} g_{o2}] [C_{o2} (C_2' + C_{o1})]}}{g_2 C_{o1} + g_{o2} (C_2' + C_{o1}) + g_{o1} C_{o2}} \quad (4.35)$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{g_2 (g_1 + g_{o1}) + g_{o1} g_{o2}}{(C_1' + C_{o2})(C_2' + C_{o1}) + C_2' C_{o1}}} \quad (4.36)$$

$$\omega_p = \frac{\sqrt{[g_2 (g_1 + g_{o1}) + g_{o1} g_{o2}] [(C_1' + C_{o2})(C_2' + C_{o1}) + C_2' C_{o1}]}}{(g_1 + g_{o1}) C_2' + g_2 C_{o1} + g_{o1} (C_1' + C_{o2}) + g_{o2} (C_2' + C_{o1})} \quad (4.37)$$

(4.32)'den (4.37)'ye kadar olan denklemler performansın ideal durumdan saptığını gösterir. Kutup açılal frekansı ve kalite faktörü tümünden değişmiştir ve ideal karakteristik iki sıfırlı genel duruma gelmiştir. DC kazanç $H'(0) = K \omega_z^2 / \omega_p^2 = 1$ yani $H(0)$ olarak kalmış, ∞ 'daki genlik $H'(\infty) = K$ değerini almıştır ($H(\infty) = 0$ halini almamıştır).

Tüm filtre yapılarında DO-OTA'ların bir giriş ucu topraklanmışır. Bütün düğümlerinde kapasitör bulunan şekil 4.11 (c)-(e)'deki yapılar için sonlu DO-OTA giriş ve parazitik düğüm kapasitansı öndistorsiyon tasarımı ile kompanze edilebilir. Şekil 4.10 (a)-(d) ve şekil 4.11 (a) ve (b)'deki yapılarda DO-OTA'ların ileri besleme yönündeki giriş kapasitansları ve kapasitör içeren düğümlerdeki parazitik düğüm kapasitansları ilişkin devre kapasitansları tarafından absorbe edilir. Ancak, geribesleme yollarındaki rezistif düğümlere ilişkin parazitik düğüm kapasitansları ve ideal olmayan DO-OTA giriş kapasitansları sistem derecesi üzerinde bir artmaya neden olur ve bu değişiklik filtre karakteristiklerini yüksek frekans tasarımlarında etkiler. DO-OTA çıkış kapasitansları ve iletkenlikleri parazitik sınırlara neden olabilir (Özellikle şekil 4.10 (a), şekil 4.11 (a)-(c)'deki yapılarda g_1 DO-OTA'sının çıkış

empedansı buna örnek olabilir). Şekil 4.10 (a)-(d) ve şekil 4.11 (a) ve (b)'deki yapılarda rezistif düğümlerle ilgili çıkış kapasitansları parazitik kutuplara neden olabilir.

$\omega_b = 1/T_b$ OTA'nın sonlu band genişliği olmak üzere , tek kutup modeli $g(s) = \frac{g}{1+sT_b}$ kullanarak , geçiş iletkenliğinin frekansa bağımlılığının filtre fonksiyonunda etkisi aşağıdaki biçimde olur ve bu (4.31)'den bir sapmayı işaret eder.

$$H'(s) = \frac{\omega_o^2}{s^4 T_{b1} T_{b2} + s^3 (T_{b1} + T_{b2}) + s^2 \left(1 + \frac{T_{b2} \omega_o}{Q} \right) + s \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} \quad (4.38)$$

Genel olarak bu tür etkiler devredeki DO-OTA'ların sayısı ile artar ve uygun filtre yapısı seçiminde göz önüne alınması gerekir.

Ayrıca şunu belirtmekte de fayda vardır: Bazı gerilim modu OTA-C ve akım modu DO-OTA-C filtreleri arasında bir ek devre ilişkisi var olabilir. Gerilim modu devrede fark girişli ve tek çıkışlı OTA , akım modu devrede fark çıkışlı ve tek girişli OTA'ya ilişkin olabilir.

4.3 Çok Fonksiyonlu Başka Bir İkinci Derece Akım Modu Gerçekleme

İki integratör kullanılarak , 4 DO-OTA ve 2 topraklı kapasiteden oluşan akım modu DO-OTA-GC filtre yapısı şekil 4.12'de verilmiştir. Bu yapı temel LP , BP , HP fonksiyonlarını gerçekleştirir. Filtre yapısında çok fonksiyonluluğu sağlamak için akım dağıtıcıları ya da çıkış akım toplayıcıları kullanmak gerekmektedir (Sun ve Fidler , 1996b).

Akım modunda genel biquadratik fonksiyonu gerçeklemek için bir akım girişini bir çok devre düğümlüne uygulamamız ya da çeşitli çıkışları bir düğümlerde toplamamız gerekir. Bunu akım dağıtıcı ya da akım toplayıcı ile sağlayabiliriz.

Yapı için $\tau_1 = C_1/g_1$, $\tau_2 = C_2/g_2$ ve $k = g_3/g_4$ olmak üzere

$$I_{o1} = \frac{(I_{i1} + I_{o3})}{s\tau_1} , I_{o2} = \frac{(I_{i2} + I_{o1})}{s\tau_2} , I_{o3} = (I_{i3} - I_{o1} - I_{o2})k \quad (4.39)$$

elde edilir. (4.39)'u çözerek akım transfer ilişkileri

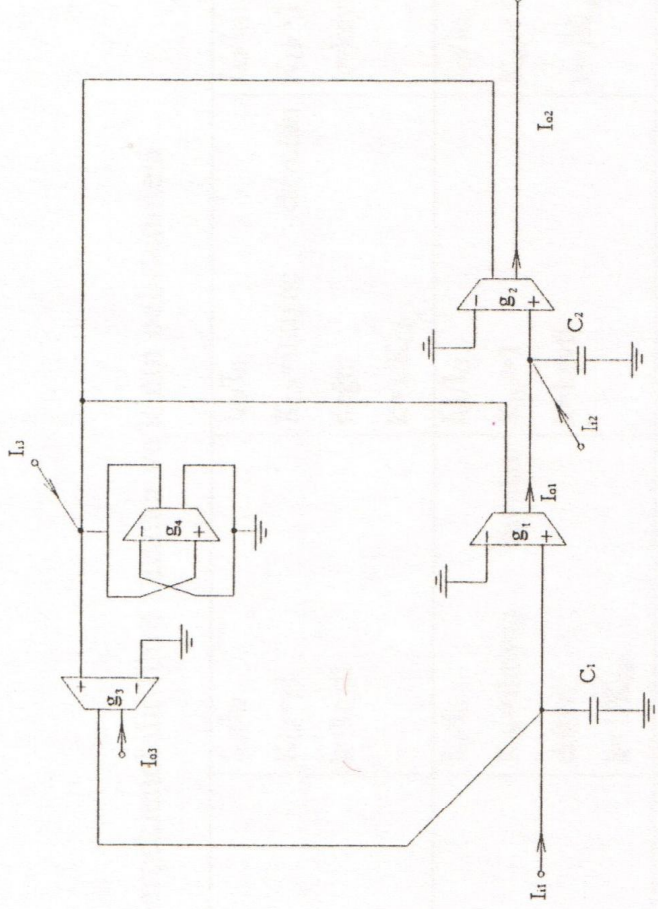
$$\Delta(s)I_{o1} = \tau_2 s I_{i1} - k I_{i2} + k \tau_2 s I_{i3} \quad (4.40)$$

$$\Delta(s)I_{o2} = I_{i1} + (\tau_1 s + k) I_{i2} + k I_{i3} \quad (4.41)$$

$$\Delta(s)I_{o3} = -k(\tau_2 s + 1) I_{i1} - k \tau_1 s I_{i2} + k \tau_1 \tau_2 s^2 I_{i3} \quad (4.42)$$

$$\Delta(s) = \tau_1 \tau_2 s^2 + k \tau_2 s + k \quad (4.43)$$

olarak bulunur.



Şekil 4.12 Çok fonksiyonlu başka bir akım modu DO-OTA-GC filtresi

LP, BP, HP karakteristikleri genel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$H_{LP}(s) = \frac{K_{LP} \omega_o^2}{D(s)}, \quad H_{BP}(s) = \frac{K_{BP} \left(\frac{\omega_o}{Q} \right) s}{D(s)}, \quad H_{HP}(s) = \frac{K_{HP} s^2}{D(s)} \quad (4.44)$$

$$D(s) = s^2 + (\omega_o/Q)s + \omega_o^2 \quad (4.45)$$

(4.40)'dan (4.43)'e kadar olan denklemler (4.44) ve (4.45) ile karşılaştırılırsa, şekil 4.12'nin LP (I_{o1}/I_{i2} , I_{o2}/I_{i1} , I_{o2}/I_{i3}), BP (I_{o1}/I_{i1} , I_{o1}/I_{i3} , I_{o3}/I_{i2}) ve HP (I_{o3}/I_{i3}) karakteristikleri verdiği görülür.

(4.45) ve (4.45)'i karşılaştırılarak

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k}{\tau_1 \tau_2}}, \quad \frac{\omega_o}{Q} = \frac{k}{\tau_1}, \quad Q = \sqrt{\frac{\tau_1}{k \tau_2}} \quad (4.46)$$

elde edilir. (4.46)'dan kutupları gerçeklemek için tasarım formülü

$$\tau_1 = \frac{kQ}{\omega_o}, \quad \tau_2 = \frac{1}{\omega_o Q} \quad (4.47)$$

elde edilir. Tablo 4.3 gerçekleştirilebilir filtre kazancı ve k 'nın belirlenmesini göstermektedir. k giriş/çıkış fonksiyonuna, ihtiyaç duyulan karakteristik ve kazançla bağlıdır.

Tablo 4.3. Gerçeklenebilir filtre kazancı ve k 'nın belirlenmesi

LP	I_{o1}/I_{i2} $K_{LP} = -1$ $k = \text{keyfi}$	I_{o2}/I_{i1} $K_{LP} = \text{ihtiyaç}$ değer $k = 1/K_{LP}$	I_{o2}/I_{i3} $K_{LP} = 1$ $k = \text{keyfi}$
BP	I_{o1}/I_{i1} $K_{BP} = \text{ihtiyaç}$ değer $k = 1/K_{BP}$	I_{o1}/I_{i3} $K_{BP} = 1$ $k = \text{keyfi}$	I_{o3}/I_{i2} $K_{BP} < 0$ $k = K_{BP} /Q^2$
HP	I_{o3}/I_{i3} $K_{HP} = \text{ihtiyaç}$ değer $k = K_{HP}$		

Şekil 4.12'de verilen devrenin duyarlılıkları çok düşüktür. Kutup parametrelerinin duyarlılıkları

$$S_{\tau_1}^{\omega_o} = S_{\tau_2}^{\omega_o} = -S_k^{\omega_o} = -0.5 \quad (4.48)$$

$$S_{\tau_1}^Q = -1, \quad S_{\tau_2}^Q = 0, \quad S_k^Q = 1 \quad (4.49)$$

$$-S_{\tau_1}^Q = S_{\tau_2}^Q = S_k^Q = -0.5 \quad (4.50)$$

olarak bulunabilir.

Şayet I_{o1} çıkışı gerekliyse, yapıda g_1 DO-OTA'sı yerine g_1 DO-OTA'sı ile aynı geçiş iletkenliğine sahip üç çıkışlı bir OTA kullanılabilir. Şekil 4.12'deki devre akım integratörlerine ve kuvvetlendiricilerine dayanılarak inşa edilmiş olup iki kapasitif ve bir rezistif düğüme sahiptir. Devrede kullanılan tüm DO-OTA'ların giriş terminallerinden biri topraklıdır. g_1 ve g_2 DO-OTA'larının parazitik giriş kapasiteleri devre kapasiteleri tarafından absorbe edilir. Ancak g_3 ve g_4 DO-OTA'larının parazitik giriş kapasiteleri rezistif düğüm nedeniyle sistem derecesini artırabilir. Ayrıca DO-OTA çıkış kapasitansları ve iletkenlikleri bazı iki ucu serbest çıkış uygulamalarında rezistif düğüm nedeniyle kazançlarda, kutuplarda ve sıfırlarda sapmaya neden olabilir.

Ağırlıklı akım dağıtıcının bir gerçekleştirilmesi daha önce şekil 3.9'da verilmişti. Ağırlıklı akım dağıtıcının tanım bağıntısı

$$I_{o1} = -k_{i1}I_i, \quad I_{o2} = k_{i2}I_i, \quad I_{o3} = k_{i3}I_i \quad (4.51)$$

olarak verilir. Şekil 4.12'ye dayanan transfer fonksiyonu sentezi, devreye giriş akım dağıtıcı eklenerek elde edilir. Eğer akım dağıtıcı şekil 4.12'deki devreye eklenir ve çıkış olarak I_{o3} alınırsa

$$\frac{I_{o3}}{I_i} = \frac{[k_{i3}k_{\tau_1\tau_2}s^2 - (k_{i2}k_{\tau_1} - k_{i1}k_{\tau_2})s + k_{i1}k]}{\Delta(s)} \quad (4.52)$$

genel transfer fonksiyonu elde edilmiş olur. (4.52) her istenen biquadratik fonksiyonu gerçekleyebilir. Örneğin (4.53)'de verilen BS ve AP fonksiyonlarını (4.52)'i kullanarak elde edebiliriz:

$$H_{BS} = \frac{K_{BS}(s^2 + \omega_o^2)}{D(s)}, \quad H_{AP}(s) = \frac{\left[s^2 - \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)s + \omega_o^2\right]}{D(s)} \quad (4.53)$$

Buradan şu sonuçlara ulaşırız:

$$k_{i3} = K_{BS}/k, \quad k_{i2} = K_{BS}/(Q^2k), \quad k_{i1} = K_{BS} \rightarrow \text{BS için} \quad (4.54)$$

$$k_{i3} = 1/k, \quad k_{i2} = 2/(Q^2k), \quad k_{i1} = 1 \rightarrow \text{AP için} \quad (4.55)$$

Her durumda k keyfi olarak seçilebilir.

5. AKIM MODU GERİBESLEMELİ YÜKSEK DERECELİ FİLTRELER

Bu bölümde DO-OTA elemanı kullanılarak daha önce gerçekleştirilmiş olan yüksek dereceden filtre yapıları anlatılacaktır. Bu gerçeklemeler Sun ve Fidler (1997, 1996c) tarafından üretilmiştir.

5.1 Akım Modu Geribesleme Modeli ve Bağlıntılar:

Sürekli zaman geribeslemeli DO-OTA-GC filtrelerinin genel modeli şekil 5.1'de verilmiştir. İki kısımdan oluşan bu modelin yapısal özelliği şudur:

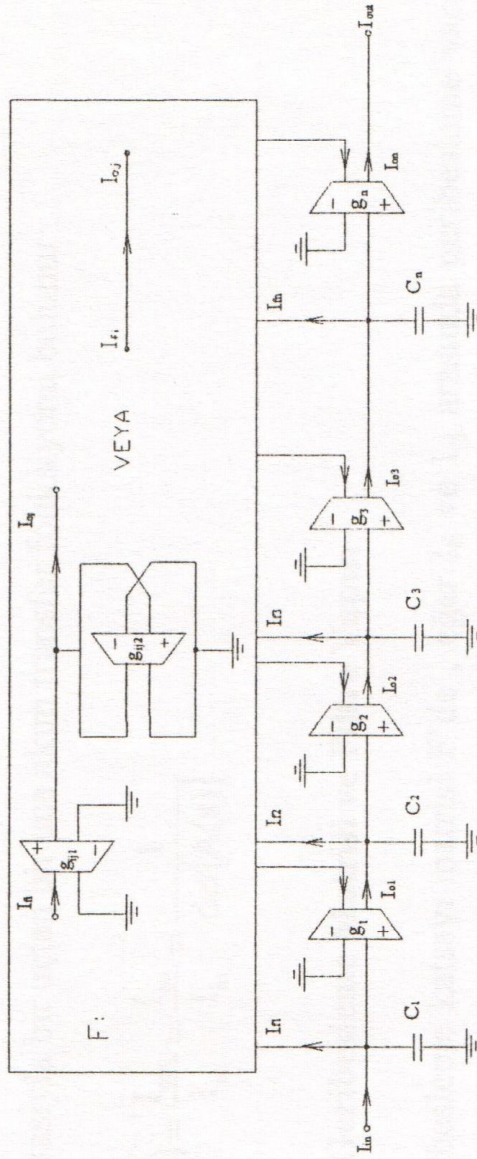
- İleribesleme devresi: Bu kısımda n tane akım modu DO-OTA-GC integratörü kaskad olarak bağlanmıştır.
- Geri besleme devresi: Bu kısım ise DO-OTA tabanlı akım kuvvetlendiricilerinden oluşur.

Modelin devre denklemlerini üretmek için, akım geribesleme devresi

$$I_f = FI_o \quad (5.1)$$

şeklinde tanımlanır.

$I_o = [I_{o1} \ I_{o2} \ \dots \ I_{on}]^T$ integratörlerin çıkış akımları vektörünü, $I_f = [I_{f1} \ I_{f2} \ \dots \ I_{fn}]^T$ de geribesleme akımları vektörünü göstermektedir. $F = [f_{ij}]_{n \times n}$ geribesleme matrisidir.



Şekil 5.1 Akım modu geribeslemeli DO-OTA-GC filtre modeli

Verilen bir derece için filtre mimarisi ve geribesleme matrisi F arasındaki bire bir ilişkinliğe göre , filtre yapılarının üretimi F'in sıfır olmayan elemanlarının bütün kombinasyonları bulunarak elde edilebilir (Eğer her integratörün çıkış akımı belli bir devre düğümüne geribesleme yaparsa , F her bir sütununda sadece bir tane sıfır olmayan elemana sahiptir. Böylece genel n. derece durumda n! mümkün kombinasyon vardır.).

Minimum elemanlı ya da kanonik gerçekleştirilmede (yani her kutup için bir DO-OTA ve bir C) birim kazançlı n. derece tüm-kutup karakteristiğini gerçeklemek için bütün sistemde n DO-OTA ve n kapasitör elemanı gerekir.

5.3 Genel Tasarım Prosedürü

İstenen tüm-kutup filtre karakteristiği

$$H_d(s) = \frac{a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + 1} \quad (5.9)$$

gerçeklemek için aşağıdaki prosedür uygulanır:

- Bütün filtre yapılarının üretimi (bütün geribesleme olanakları düşünülerek)
- Pratik problemler göz önünde tutularak yapının seçimi
- (5.8) eşitliğini kullanarak transfer fonksiyonunun belirlenmesi
- (5.8) ve (5.9) eşitliklerinden katsayı eşleme denklemlerinin elde edilmesi
- Katsayı eşleme denklemlerinin çözülerek buradan τ_j ve f_{ij} 'lerin bulunması (çok düşük dereceli ve bazı yüksek dereceli yapılar için kapalı çözümler elde edilebilir.)
- C_j ve g_j 'lerin τ_j 'lerden ; g_{ij1} ve g_{ij2} 'lerin f_{ij} 'lerden bulunması (tüm geçiş iletkenlikleri aynı veya kapasite değerleri eş seçilebilir.)

Bu tasarım prosedürünü üçüncü derece filtre yapılarına uygulayabiliriz. Üçüncü derece filtreler için

$$A(s) = \begin{bmatrix} s\tau_1 + f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ -1 & s\tau_2 + f_{22} & f_{23} \\ 0 & -1 & s\tau_3 + f_{33} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

olarak verilir. (5.10) ve (5.8) eşitliği kullanılarak genel transfer fonksiyonu

$$H(s) = \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3 s^3 + (\tau_1 \tau_2 f_{23} + \tau_1 \tau_3 f_{22} + \tau_2 \tau_3 f_{11}) s^2 + [\tau_1 (f_{22} f_{33} + f_{23}) + \tau_2 f_{11} f_{33} + \tau_3 (f_{11} f_{22} + f_{12})] s + (f_{11} f_{22} f_{33} + f_{11} f_{23} + f_{12} f_{33} + f_{13})} \quad (5.11)$$

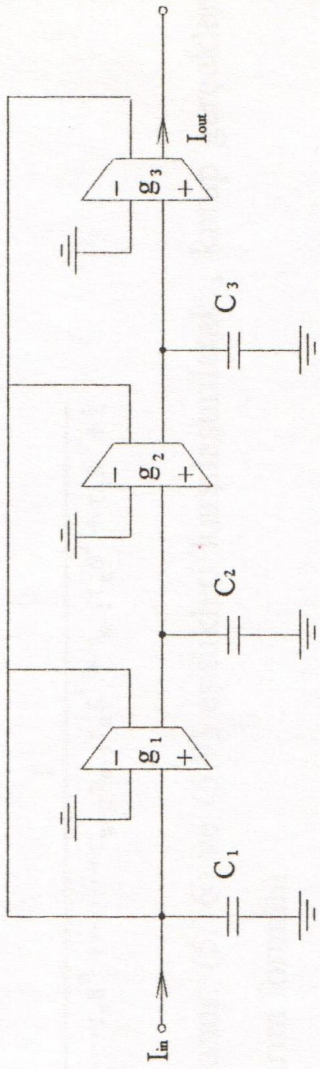
elde edilir. Kanonik gerçekleştirme için $f_{11} = f_{12} = f_{13} = 1$ seçilirse şekil 5.2’de gösterilen konfigürasyona ulaşılır. Bu devre için transfer fonksiyonu

$$H(s) = \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3 s^3 + \tau_2 \tau_3 s^2 + \tau_3 s + 1} \quad (5.12)$$

olarak bulunur. (5.9)’da $a_0 = 1$ olarak katsayı eşlemesi yapılırsa

$$\tau_3 = b_1, \quad \tau_2 = b_2/b_1, \quad \tau_1 = b_3/b_2 \quad (5.13)$$

eşitlikleri elde edilir.



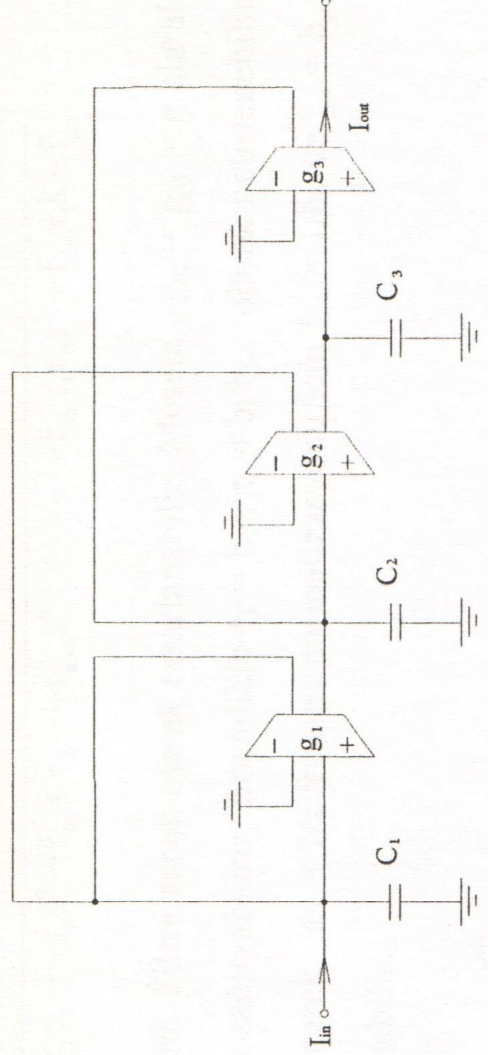
Şekil 5.2 Üçüncü derece kanonik akım modu DO-OTA-GC filtresi

$f_{11} = f_{12} = f_{23} = 1$ seçersek , devre şekil 5.3’deki biçimi alır. Bu gerçekleştirme için transfer fonksiyonu ve tasarım formülü

$$H(s) = \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3 s^3 + \tau_2 \tau_3 s^2 + (\tau_1 + \tau_3) s + 1} \quad (5.14)$$

$$\tau_1 = b_3/b_2, \quad \tau_2 = b_2/(b_1 - b_3/b_2), \quad \tau_3 = b_1 - b_3/b_2 \quad (5.15)$$

elde edilir. Daha değişik bir çok yapı f_{ij} ’ler ayarlanarak üretilebilir. Şekil 5.3’de verilen devre 3. dereceden alçak geçiren filtre fonksiyonunu gerçekleştirir.



Şekil 5.3 Başka bir üçüncü derece gerçekleştirme

5.4 Bazı n. Derece Filtre Gerçeklemeleri

Şekil 5.4'deki kanonik FLF (Follow - the - Leader Feedback) yapısı $f_{li} = 1$, $i = 1, 2, \dots, n$ durumu içindir. Transfer fonksiyonu , bu yapıya ilişkin $\det[A(s)]$ 'in bulunması sayesinde

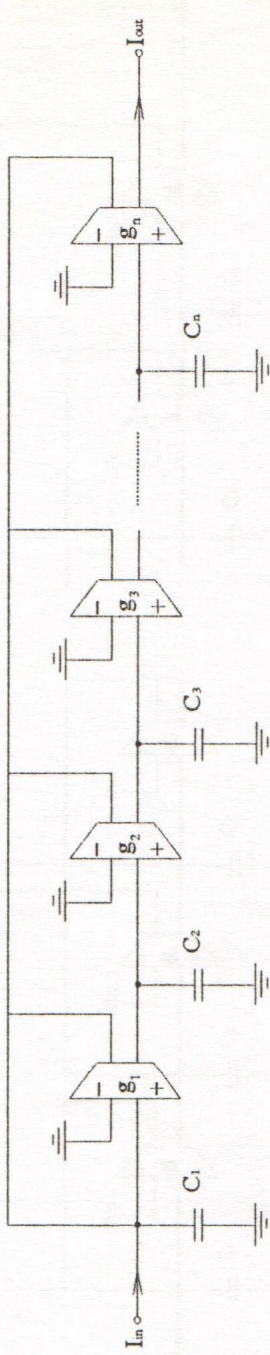
$$H(s) = \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_n s^n + \dots + \tau_{n-2} \tau_{n-1} \tau_n s^3 + \tau_{n-1} \tau_n s^2 + \tau_n s + 1} \quad (5.16)$$

olarak bulunur. (5.16) ve (5.9) eşitlikleri karşılaştırılarak , kutup gerçeklemek için kapalı tasarım formülü

$$\tau_n = b_1, \quad \tau_{n+1-j} = b_j/b_{j-1} \quad j = 2, 3, \dots, n$$

bulunur.

$$(5.17)$$

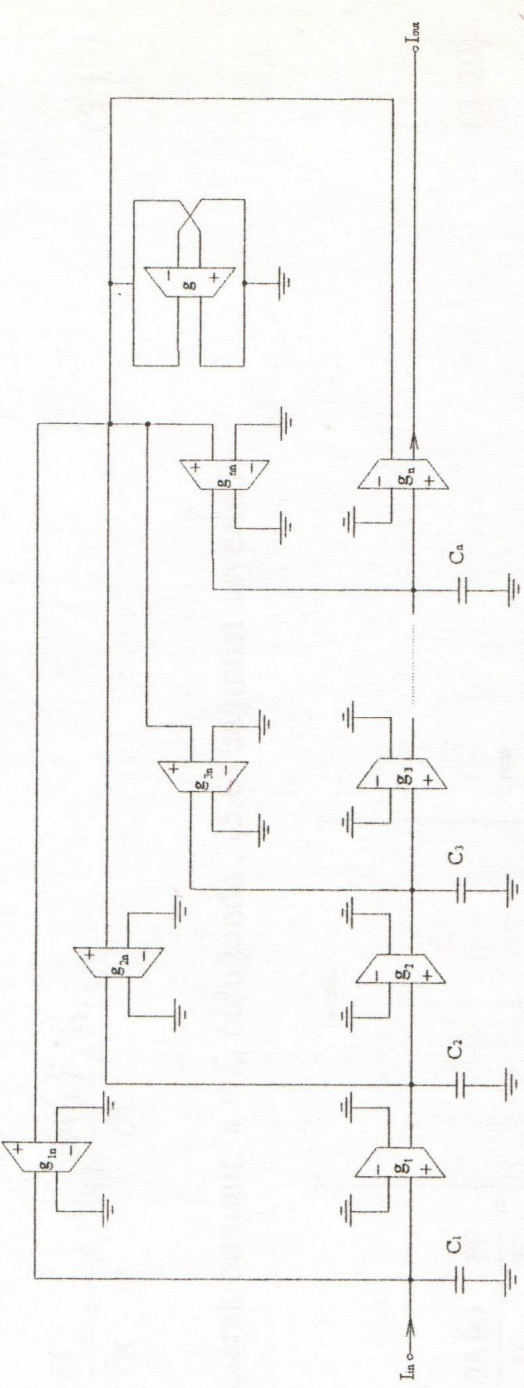


Şekil 5.4 n. derece alçak geçiren akım modu DO-OTA-GC filtresi

Eğer $f_{in} = g_{jm}/g$, $j = 1, 2, \dots, n$ seçersek şekil 5.5'teki genel IFLF (Inverse Follow-the-Leader Feedback) yapısı ortaya çıkar. Bu yapı için transfer fonksiyonu , $\det[A(s)]$ sayesinde bulunursa

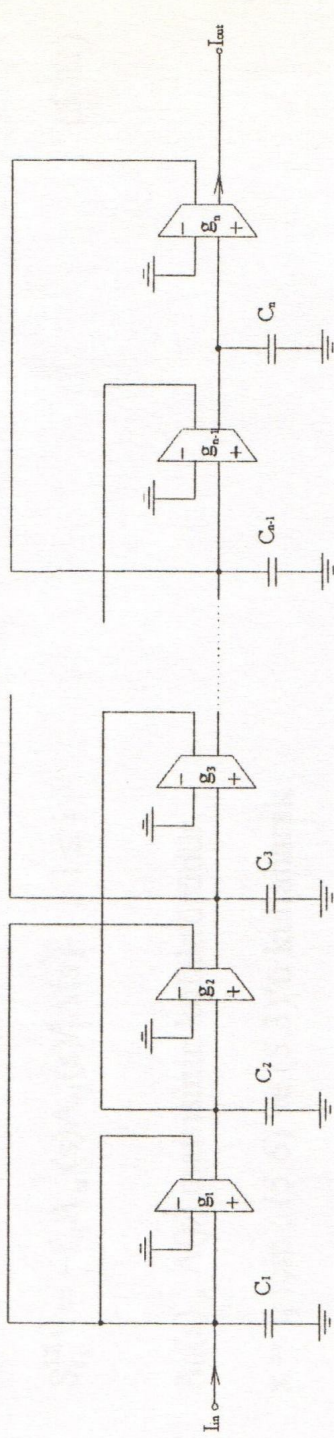
$$H(s) = \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_n s^n + f_m \tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n-1} s^{n-1} + \dots + f_{3n} \tau_1 \tau_2 s^2 + f_{2n} \tau_1 s + f_{1n}} \quad (5.18)$$

elde edilir. Filtre esnek olarak tasarlanabilir. Mesela, $g_{in} = g$ olarak $f_{in} = f_{jn} = 1$ olmasını sağlayabiliriz. Böylelikle $\tau_1 = b_1$, $\tau_j = b_j/b_{j-1}$ olarak belirlenebilir. Veya $\tau_i = \tau_j = \tau$ seçerek, $\omega_o = 1/\tau$ frekans normalizasyonu için $f_{1n} = 1/b_n$ ve $f_{jn} = b_{j-1}/b_n$ olarak hesaplanabilir.



Şekil 5.5 n. derece genel IFLF (Inverse Follow-the-Leader Feedback) alçak geçiren filtre

Şekil 5.6 'da kanonik LF (Leader Feedback) konfigürasyonu $f_{11} = 1$; $f_{ij} = 1, j = i+1$ için gösterilmektedir. Kanonik kaskad biquad yapısı $F = \text{diag} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right\}$ olduğu zaman ortaya çıkar.



Şekil 5.6 n. derece kanonik LF (Leader Feedback) konfigürasyonu

Bütün filtreler için filtre performansının, yapıya veya geribesleme matrisine bağlı olduğu (5.6) eşitliğinden görülebilir. Y 'nin x parametresine göre duyarlık fonksiyonu en genel biçimde $S_x^y = \frac{x}{Y} \frac{\partial Y}{\partial x}$ olarak tanımlanır. Üretilen yapıların

duyarlık fonksiyonu bu formül ile bulunabilir. Fakat şekil 5.1'de gösterilen genel geribesleme modeli denklemlerine dayanan duyarlık formüllerini elde etmek büyük fayda sağlayacaktır. Bu genel duyarlık ifadeleri kullanılarak , her konfigürasyonun (devrelerin transfer fonksiyonlarını yazmadan doğrudan F matrisini yerine koyarak) duyarlık analizi kolayca yapılabilir.

Ters matris fark formülü kullanılarak integratör çıkış akımları I_o 'nun x devre parametresine göre türevi (5.7) eşitliğinden

$$\frac{\partial I_o}{\partial x} = -A^{-1}(s) \frac{\partial A(s)}{\partial x} A^{-1}(s) I_i \quad (5.19)$$

olarak bulunur. $x = f_{ij}$ olduğunda , (5.6) bağıntısı sayesinde

$$\frac{\partial A(s)}{\partial f_{ij}} = \frac{\partial F}{\partial f_{ij}} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} j. \text{ sütun} \\ \\ \\ i. \text{ satır} \\ \end{matrix} \quad (5.20)$$

elde edilir. (5.20) eşitliği (5.19)'da yerine konur ve (5.6) eşitliği ile (5.4) hesaba katılırsa $\frac{\partial H(s)}{\partial f_{ij}}$ 'yi tanımlayabiliriz. Böylece bağıl duyarlık fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunur:

$$S_{f_{ij}}^{H(s)} = -f_{ij} A_{im}(s) A_{ij}(s) / A(s) \quad , \quad i \leq j \quad (5.21)$$

$A_{ij}(s)$, $A(s)$ matrisinin kofaktörüdür.

$x = \tau_j$ için , (5.6) ve (5.3)'ü kullanarak

$$\frac{\partial A(s)}{\partial \tau_j} = \frac{\partial M(s)}{\partial \tau_j} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} j. \text{ sütun} \\ \\ \\ i. \text{ satır} \\ \end{matrix} \quad (5.22)$$

eşitliği elde edilir. (5.22) ve (5.19) eşitlikleri kullanılarak aşağıdaki sonuca ulaşılır:

$$S_{c_j}^{H(s)} = -s\tau_j A_{in}(s)A_{ij}(s)/A(s), j = 1, 2, \dots, n \quad (5.23)$$

Gerçekte DO-OTA idealsizlikleri (sonlu giriş ve çıkış empedansları , geçiş iletkenliğinin frekansa bağımlılığı) filtre performansı üzerinde bir etkidir. Parazitik etkilerin miktarı yapıya bağlıdır(kullanılan eleman sayısı , bağlantı şekli).

Kanonik yapılar (elemanların minimum kullanımı nedeniyle) her bir düğümünde bir kapasite içermesi nedeniyle bütün sonlu DO-OTA giriş kapasiteleri bir öndorsiyon tasarımı sayesinde kompanse edilebilir. Çünkü bütün DO-OTA'ların bir giriş terminali topraklıdır. Parazitik DO-OTA çıkış kapasiteleri iç geribesleme etkilerine sahiptir. Fakat kanonik konfigürasyonlar için bu parazitik kapasiteler sistem derecesini arttırmaz. Çünkü devredeki her parazitik kapasitans bazı devre kapasitansları ile bir kapasitans çevrimi kurar ve böylece sistem derecesi değişmez. Daha çok elemanla kurulan kanonik olmayan gerçeklemeler biraz tasarım esnekliği sunabilir ve bunun sonucu olarak daha fazla gerçekleştirme elde edilebilir. Fakat geribesleme devresinde bazı integre edilemeyen düğümler vardır ve her parazitik kapasite(bunlara DO-OTA giriş ve çıkış kapasiteleride dahil) bu düğümler üzerinde ekstra parazitik kutuplara yol açacaktır. Daha çok OTA kullanılması keza OTA'nın aşırı faz etkilerini , çip alanını ve güç tüketimini arttırır.

DO-OTA filtre yapıları (bir DO-OTA'nın , tek çıkışlı aynı geçiş iletkenliğine sahip fakat zıt polariteli iki OTA'ya denk olduğu düşünülürse) tek çıkışlı OTA filtre yapılarına dönüştürülebilir. Fakat bazı DO-OTA tabanlı yapılarda sonlu çıkış kapasitelerinin istenmeyen işaret yollarına neden olduğu belirtilmişse de , tek çıkışlı OTA filtre yapılarında eleman sayısı iki katına çıkar. Bu açıdan bakıldığında DO-OTA kullanmak eleman sayısı açısından bir kazanç sağlar.

Şekil 5.1'deki dengesiz genel model ve üretilen filtre yapıları , integratörlerde iki girişli dört çıkışlı OTA'lar kullanılarak ve geribesleme devresini aynalayarak dengeli yapılara dönüştürülebilir. Sonuçlanan devreler CMMR'yi arttırabilir ; çift derece harmonik distorsiyonu ve besleme kaynağı gürültüsünü azaltabilir. Ancak OTA'nın istenen giriş ve çıkışları vermesi için tekrar tasarlanması gerekir.

OTA-GC Filtreleri

Burada ele alınan filtre yapıları , giriş dağıtıcı ya da çıkış toplama devresi içeren kanonik , FLF (Follow-the-Leader Feedback) konfigürasyonu kullanılarak elde edilir. Giriş dağıtım ya da çıkış toplama ağırlıkları (geçiş iletkenlikleri) ayarlanarak keyfi filtre karakteristikleri gerçeklemek mümkün olur (Sun ve Fidler, 1996c).

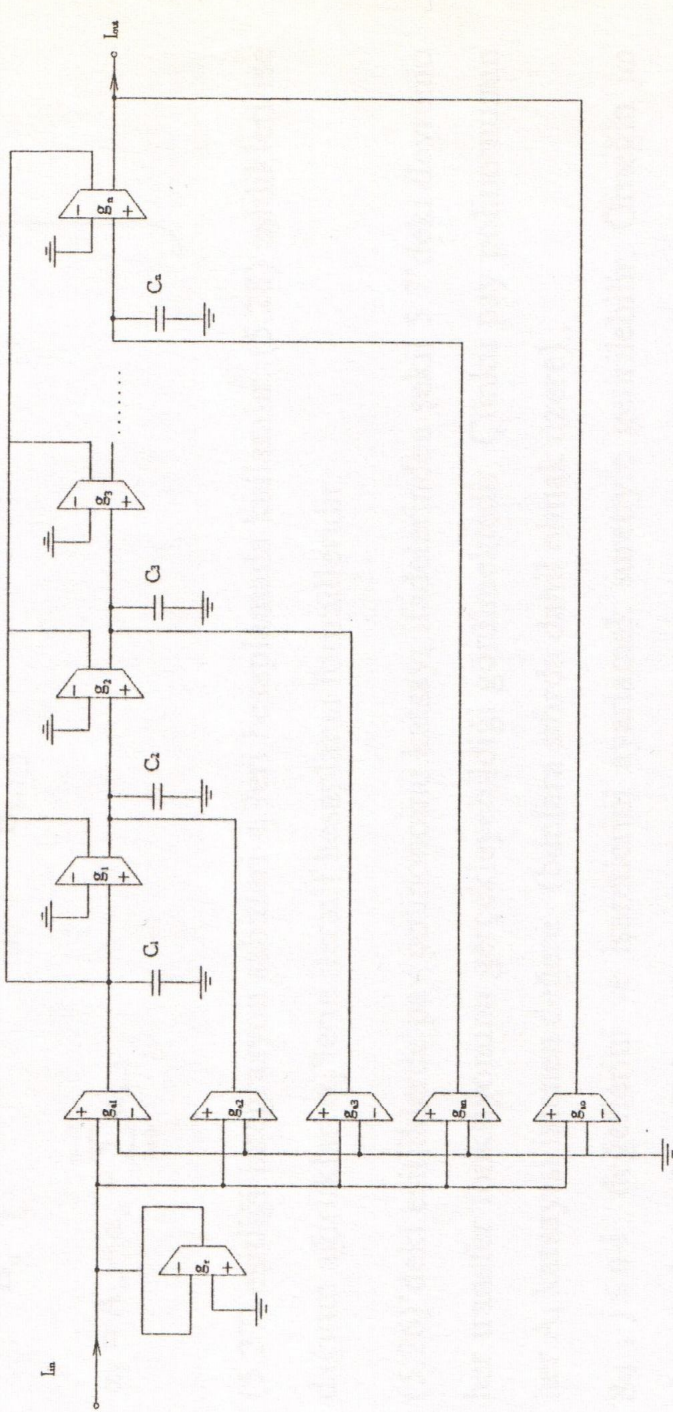
Genel n. derece transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi düşünülebilir:

$$H_d(s) = \frac{A_n s^n + \dots + A_2 s^2 + A_1 s + A_0}{B_n s^n + \dots + B_2 s^2 + B_1 s + 1} \quad (5.24)$$

Bu transfer fonksiyonunu gerçeklemek için iki yol verilmiştir:

a) *Kanonik , FLF kullanan ve giriş dağıtım akım modu filtre:*

Bu yapıda geribesleme içeren bölüm DO-OTA'larla kurulmuş olup , akım dağıtıcı kısım OTA'larla kurulmuştur. DO-OTA'ların bir nevi OTA olduğu daha önce belirtilmişti. Dolayısıyla gerçekleştirme bir OTA-C filtresi gibi düşünülebilir. Geribeslemeler doğrudan bir bağlantı şeklinde yapılmıştır. Yapı şekil 5.7'de görülmektedir.



Şekil 5.7 Kanonik , FLF kullanan giriş akım dağıtım akım modu filtre

j. integratörün akım integrasyon sabiti $\tau_j = C_j/g_j$ ile gösterilir. j. integratörün girişine gelen giriş dağıtım katsayısı $\alpha_j = g_{aj}/g_r$ ile gösterilir($\alpha_o = g_{ao}/g_r$ girişten çıkışa

(5.24)'le karşılaştırılırsa aşağıda verilen katsayı eşleme denklemleri elde edilir:

$$B_j = \prod_{i=1}^j \tau_{n-j+i} \quad (j = n, n-1, \dots, 1) \quad (5.25)$$

$$\left. \begin{aligned} A_n &= \alpha_0 \prod_{i=1}^n \tau_i \\ A_j &= \alpha_0 \prod_{i=1}^j \tau_{n-j+i} + \sum_{i=0}^{n-j-1} \left(\alpha_{n-i} \prod_{h=0}^{j-1} \tau_{n-j-i+h} \right) \quad (j = n-1, n-2, \dots, 1) \\ A_0 &= \alpha_0 + \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_{n-i} \end{aligned} \right\} \quad (5.26)$$

Devre parametreleri τ_j ve α_j , A_j ve B_j cinsinden belirlenebilir.

$$\tau_n = B_1, \quad \tau_j = B_{n-j+1}/B_{n-j} \quad (j = n-1, n-2, \dots, 1) \quad (5.27)$$

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 &= A_n/B_n \\ \alpha_n &= \frac{B_1}{B_n} (A_{n-1} - \alpha_0 B_{n-1}) \\ \alpha_j &= \frac{B_{n-j+1}}{B_n} \left[A_{j-1} - \alpha_0 B_{j-1} - \sum_{i=0}^{n-j-1} \alpha_{n-i} \frac{B_{j+i}}{B_{1+i}} \right] \quad (j = n-1, n-2, \dots, 2) \\ \alpha_1 &= A_0 - \alpha_0 - \sum_{i=0}^{n-2} \alpha_{n-i} \end{aligned} \right\} \quad (5.28)$$

(5.27) eşitliği integrasyon sabitleri τ_j 'leri hesaplamada kullanılır. (5.28) eşitlikleri ise dağıtım ağırlıkları α_j 'lerin iteratif hesaplama formülleridir.

(5.26)'deki eşitliklerde pay polinomunu katsayı ifadelerinden şekil 5.7'deki devrenin her transfer fonksiyonunu gerçekleyebildiği görülmektedir. Çünkü pay polinomunun her A_i katsayısı istenen değere (bunlara sıfırda dahil olmak üzere), g_{aj} , $j \leq n-i$ değerlerini ve işaretlerini ayarlamak suretiyle getirilebilir. Örneğin j_0 ekseninde sonlu sıfırları olan tek dereceli alçak geçiren filtreler (tek dereceli eliptik ve $A_j = 0$, $j = 1, 3, 5, \dots, n$ katsayı özelliklerine haiz ters Chebyshev yaklaşımları gibi), (5.28) eşitlikleri sayesinde kolaylıkla gerçekleştirilebilir.

$n = 2$ için genel ikinci derece modelin transfer fonksiyonu şekil 5.7'den elde edilirse

$$H(s) = \frac{\alpha_o \tau_1 \tau_2 s^2 + (\alpha_o \tau_2 + \alpha_2 \tau_1) s + \alpha_o + \alpha_1 + \alpha_2}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_2 s + 1} \quad (5.29)$$

bulunur. Bu biquad filtre; alçak geçiren , yüksek geçiren , band geçiren vb. karakteristikleri destekler. Genel tasarım formülleri

$$\tau_2 = B_1 , \quad \tau_1 = B_2/B_1 \quad (5.30)$$

$$\alpha_o = A_2/B_2 , \quad \alpha_2 = \frac{B_1}{B_2} [A_1 - \alpha_o B_1] , \quad \alpha_1 = A_o - \alpha_o - \alpha_2 \quad (5.31)$$

olarak elde edilir.

Benzer olarak şekil 5.7 aracılığıyla üçüncü dereceden modelin genel akım transfer fonksiyonu hesaplanırsa

$$H(s) = \frac{\alpha_o \tau_1 \tau_2 \tau_3 s^3 + (\alpha_o \tau_2 \tau_3 + \alpha_3 \tau_1 \tau_2) s^2 + (\alpha_o \tau_3 + \alpha_3 \tau_2 + \alpha_2 \tau_1) s + \alpha_o + \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3}{\tau_1 \tau_2 \tau_3 s^3 + \tau_2 \tau_3 s^2 + \tau_3 s + 1} \quad (5.32)$$

bulunur. Katsayı eşlemesi yapılarak

$$\tau_3 = B_1 , \quad \tau_2 = B_2/B_1 , \quad \tau_1 = B_3/B_2 \quad (5.33)$$

$$\left. \begin{aligned} \alpha_o &= A_3/B_3 , \quad \alpha_3 = \frac{B_1}{B_3} [A_2 - \alpha_o B_2] , \quad \alpha_2 = \frac{B_2}{B_3} \left(A_1 - \alpha_o B_1 - \alpha_3 \frac{B_2}{B_1} \right) \\ \alpha_1 &= A_o - \alpha_o - \alpha_2 - \alpha_3 \end{aligned} \right\} \quad (5.34)$$

eşitlikleri bulunur. jω ekseni sıfırlarını gerçeklemek için ($A_3 = A_1 = 0$) , üçüncü derece filtre kullanılırsa aşağıdaki formüller elde edilir:

$$\alpha_o = 0 , \quad \alpha_3 = \frac{B_1}{B_3} A_2 , \quad \alpha_2 = -\alpha_3 \frac{B_2^2}{B_1 B_3} , \quad \alpha_1 = A_o - \alpha_3 - \alpha_2 \quad (5.35)$$

Genel olarak α_j negatifse , bu g_{aj} OTA'sının iki giriş terminali kendi aralarında yer değiştirilerek sağlanır. Eğer $\alpha_j = 0$ ise o zaman g_{aj} OTA'sı devreden kaldırılır.

b) Kanonik , FLF kullanan çıkış toplamalı akım modu filtre:

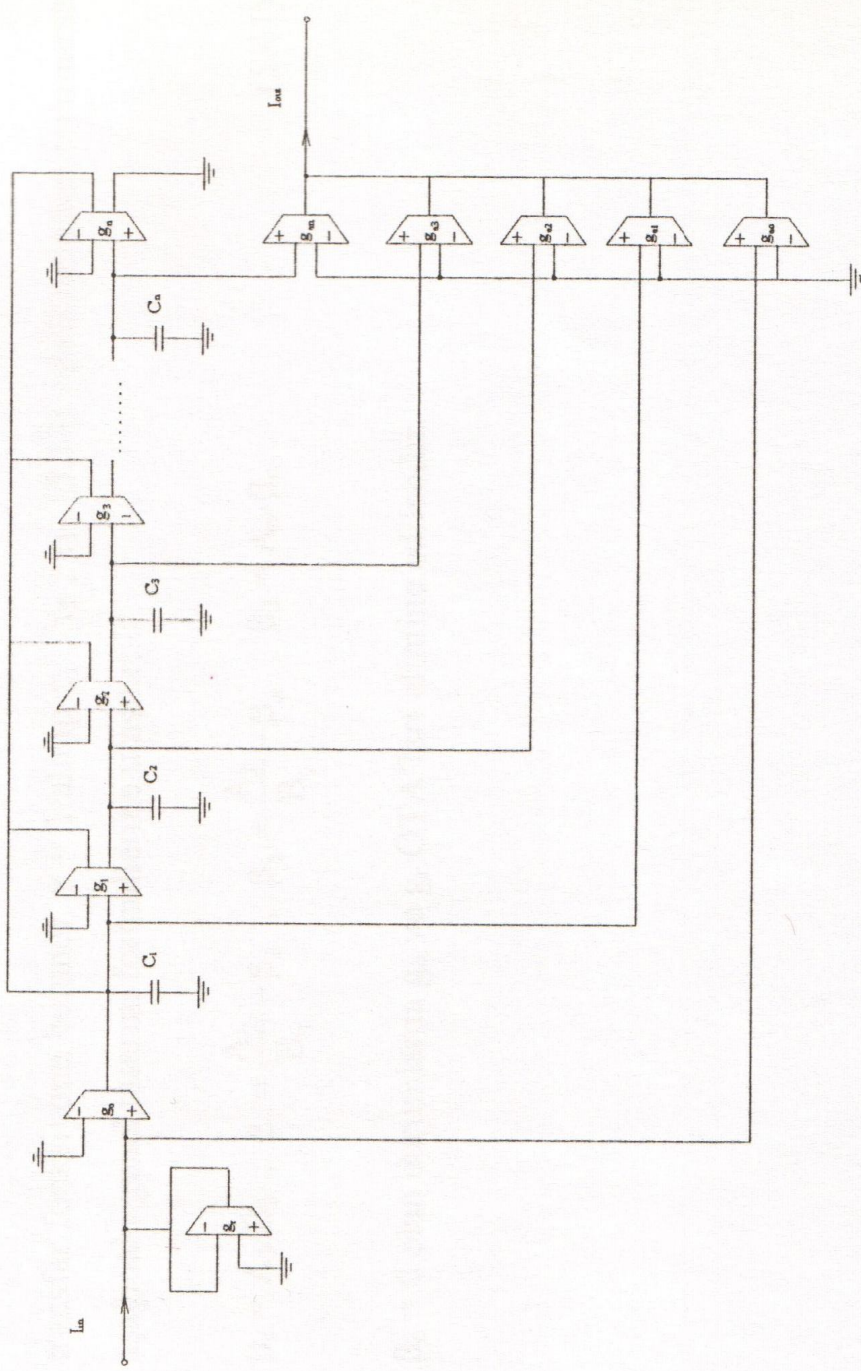
Yapı şekil 5.8'de gösterilmiştir. $\gamma = g_o/g_r$, $\beta_o = g_{ao}/g_o$, $\beta_j = g_{aj}/g_j$ olmak üzere akım transfer fonksiyonu

$$H(s) = \gamma \frac{\beta_o \tau_1 \tau_2 \cdots \tau_n s^n + \sum_{j=1}^{n-1} (\beta_o + \beta_j) \tau_{j-1} \tau_{j-2} \cdots \tau_n s^{n-j} + (\beta_o + \beta_n)}{\tau_1 \tau_2 \cdots \tau_n s^n + \tau_2 \tau_3 \cdots \tau_n s^{n-1} + \cdots + \tau_{n-2} \tau_{n-1} \tau_n s^3 + \tau_{n-1} \tau_n s^2 + \tau_n s + 1} \quad (5.36)$$

olarak bulunur. $\gamma = 1$ alarak ve τ_j 'ler (5.27) eşitliği vasıtasıyla bulunarak (5.36) eşitliği ile (5.24) eşitliği karşılaştırılırsa

$$\beta_o = A_n/B_n, \beta_j = \frac{A_{n-j}}{B_{n-j}} - \beta_o, j = 1, 2, \dots, n-1, \beta_n = A_o - \beta_o \quad (5.37)$$

eşitlikleri elde edilir



Şekil 5.8 Kanonik , FLF kullanan çıkış akım toplamalı akım modu filtre

g_{aj} 'ler kullanılarak β_j dağıtım ağırlıkları ayarlanır ve bu sayede her filtre geçiş karakteristiği elde edilebilir. İstenen katsayı değerleri (5.37) eşitliklerinde yerine konarak ilişkin devre parametreleri belirlenebilir.

sonuçlar bulunur:

$$H(s) = \gamma \frac{\beta_o \tau_1 \tau_2 s^2 + (\beta_o + \beta_1) \tau_2 s + (\beta_o + \beta_2)}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_2 s + 1} \quad (5.38)$$

$\gamma = 1$ alınıp, τ_1 ve τ_2 (5.30) eşitliklerinden bulunursa

$$\beta_o = A_2/B_2, \quad \beta_1 = \frac{A_1}{B_1} - \beta_o, \quad \beta_2 = A_o - \beta_o \quad (5.39)$$

genel tasarım formülleri bulunur.

Benzer olarak üçüncü derece filtreler için

$$H(s) = \gamma \frac{\beta_o \tau_1 \tau_2 \tau_3 s^3 + (\beta_o + \beta_1) \tau_2 \tau_3 s^2 + (\beta_o + \beta_2) \tau_3 s + (\beta_o + \beta_3)}{\tau_1 \tau_2 \tau_3 s^3 + \tau_2 \tau_3 s^2 + \tau_3 s + 1} \quad (5.40)$$

transfer fonksiyonu bulunur. $\gamma = 1$ alınıp τ_1, τ_2, τ_3 (5.33) eşitliklerinden bulunursa aşağıdaki genel tasarım formüllerine ulaşılır:

$$\beta_o = A_3/B_3, \quad \beta_1 = \frac{A_2}{B_2} - \beta_o, \quad \beta_2 = \frac{A_1}{B_1} - \beta_o, \quad \beta_3 = A_o - \beta_o \quad (5.41)$$

$\beta_o = 0$ olan durumlarda g_o ve g_r OTA'ları elimine edilebilir.

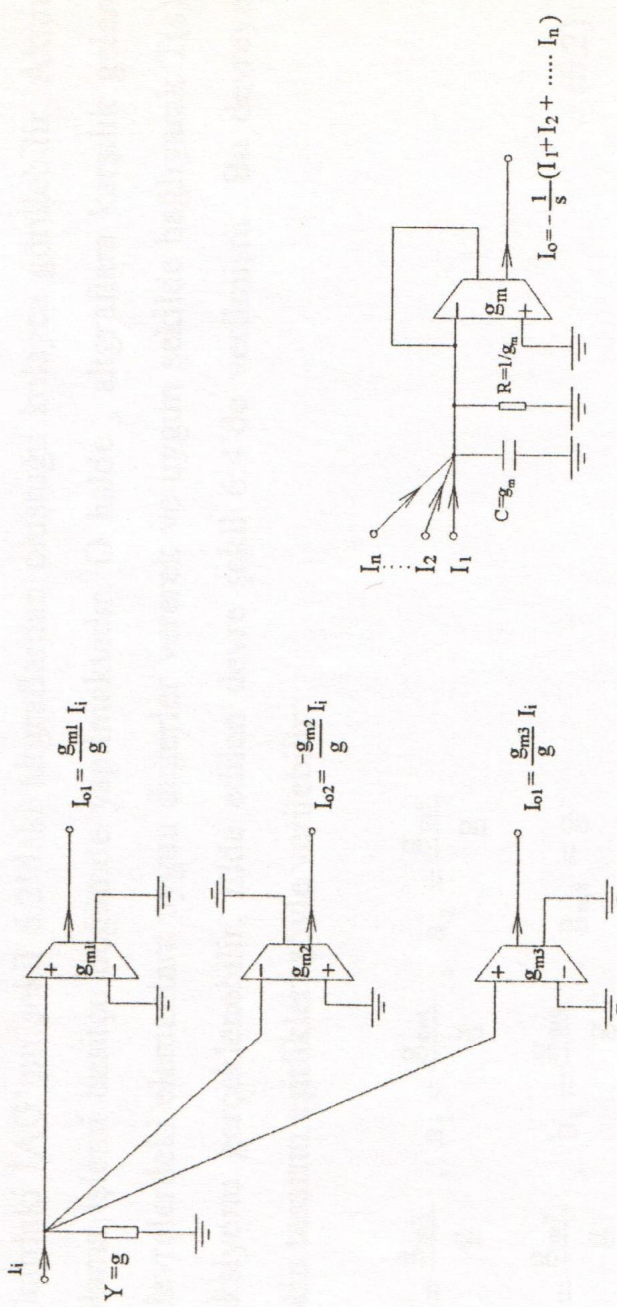
6. İŞARET AKIŞ GRAFI YÖNTEMİ

Devre veya devre modelinin önceden seçilmediği yöntemler kullanarak da devre sentezini gerçeklemek mümkündür. Bu şekilde önceden uygun bir topolojiyi seçme zorunluluğundan da kaçınılmış olunur. İşaret akış grafları (İAG) bu türden gerçekleştirmede büyük kolaylıklar sağlar.

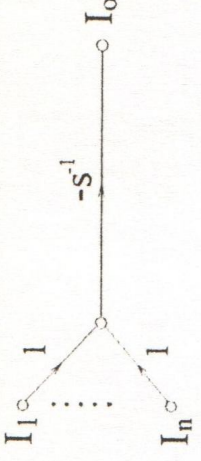
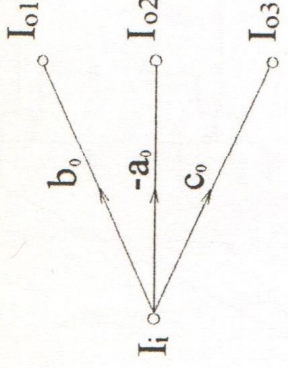
6.1 İşaret Akış Grafi Yöntemine Dayanan Devre Sentezi

Bilindiği gibi , İAG'ı yönteminde önceden aktif temel altdevreler seçilir ve buna ilişkin altgraflar elde edilir. Gerçekleştirilmesi istenen devre fonksiyonuna ilişkin , bu altgraflardan oluşan , akış grafi elde edilmeye çalışılır. Altgraf-altdevre arasındaki dönüşüm kurallarına dikkat ederek devre fonksiyonu gerçekleştirilir.

Sentezde kullanılacak altdevreler şekil 6.1'deki gibi olsun. Bu altdevrelerin akış grafları yani altgraflar şekil 6.2'de verilmiştir. Bu altgraflar devre sentezinde kullanılacaktır. Altdevrelerden biri ağırlıklı akım dağıtıcı diğeri ise eviren tür çok girişli akım integratörüdür. Akım toplama işlemi ise basitçe devre düğümünde gerçekleştirilecektir.



Şekil 6.1 Devre sentezinde kullanılacak altdevreler ve tanım bağıntıları

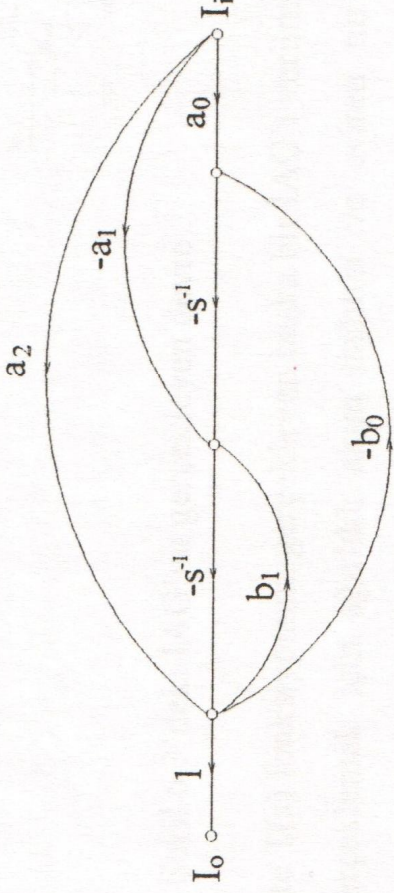


Şekil 6.2 Altdevrelerden elde edilen altgraflar ($b_0 = \frac{g_{m1}}{g}$, $a_0 = \frac{g_{m2}}{g}$, $c_0 = \frac{g_{m3}}{g}$)

Gerçeklemek istenilen devre fonksiyonu

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} \quad (6.1)$$

olsun. $T(s)$ fonksiyonuna ilişkin bir İAG'ı şekil 6.3'te verilmiştir.

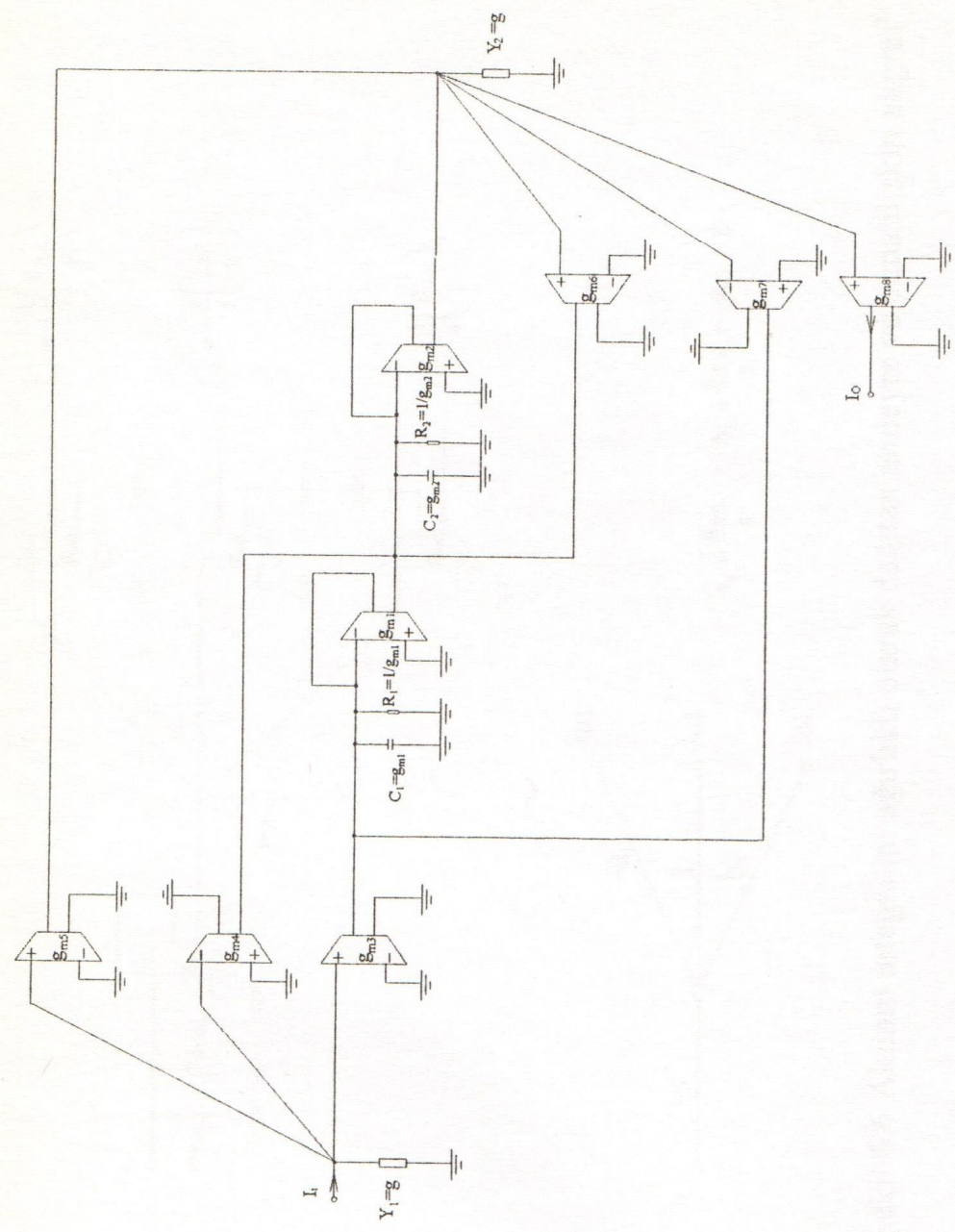


Şekil 6.3 İkinci dereceden filtrenin İAG'ı

Yukardaki İAG'nın şekil 6.2'deki altgraflardan oluştuğu kolayca görülebilir. Akım toplama işlemi basitçe düğümde yapılmaktadır. O halde , altgraflara karşılık gelen altdevrelerdeki elemanlara uygun değerler vererek ve uygun şekilde bağlayarak $T(s)$ fonksiyonu gerçekleştirilebilir. Elde edilen devre şekil 6.4'de verilmiştir. Bu devreye ilişkin tasarım eşitlikleri şöyle verilebilir:

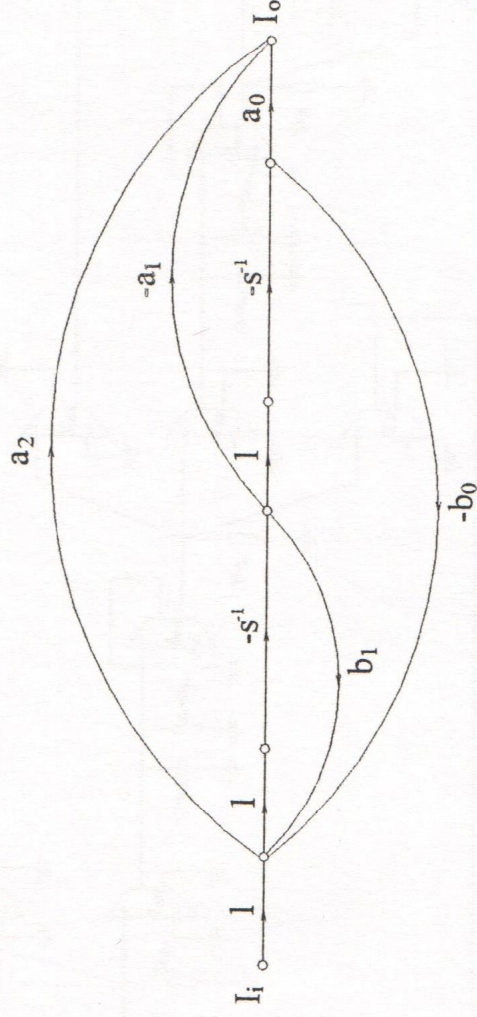
$$a_0 = \frac{g_{m3}}{g} , a_1 = \frac{g_{m4}}{g} , a_2 = \frac{g_{m5}}{g}$$

$$b_0 = \frac{g_{m7}}{g} , b_1 = \frac{g_{m6}}{g} , g_{m8} = g \quad (6.2)$$

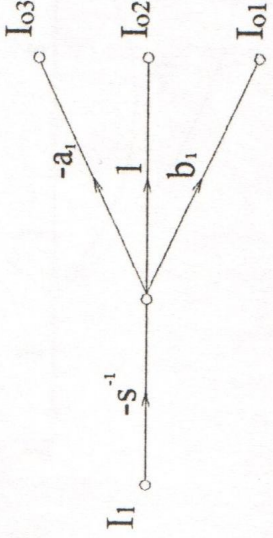
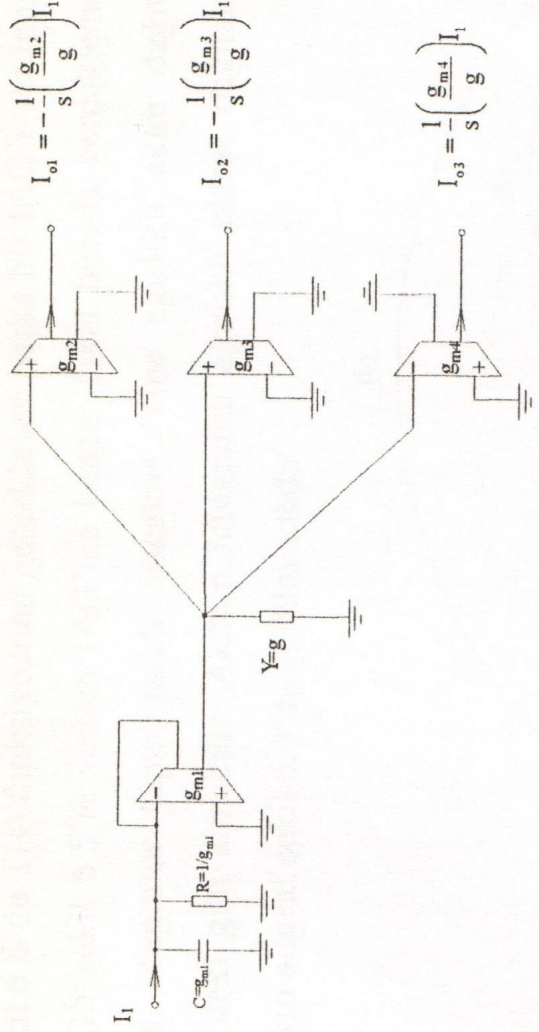


Şekil 6.4 Şekil 6.3'deki İAG'ını gerçekleyen devre

Şekil 6.5'te $T(s)$ fonksiyonunu gerçekleyen başka bir İAG'ı verilmiştir. Bu işaret akış grafini gerçeklemek için ağırlıklı akım dağıtıcı ve eviren tür çok çıkışlı akım integratörüne ihtiyacımız vardır. Akım toplama işlemi ise yine devre düğümünde gerçekleştirilecektir. Ağırlıklı akım dağıtıcı yapısı şekil 6.1'de verilmiştir. Akımın integralini alıp belirli bazı ağırlıklarla dağıtan altdevre ve bu altdevreye ilişkin işaret akış grafi şekil 6.6'da görülmektedir.



Şekil 6.5 $T(s)$ 'i gerçekleyen başka bir işaret akış grafi

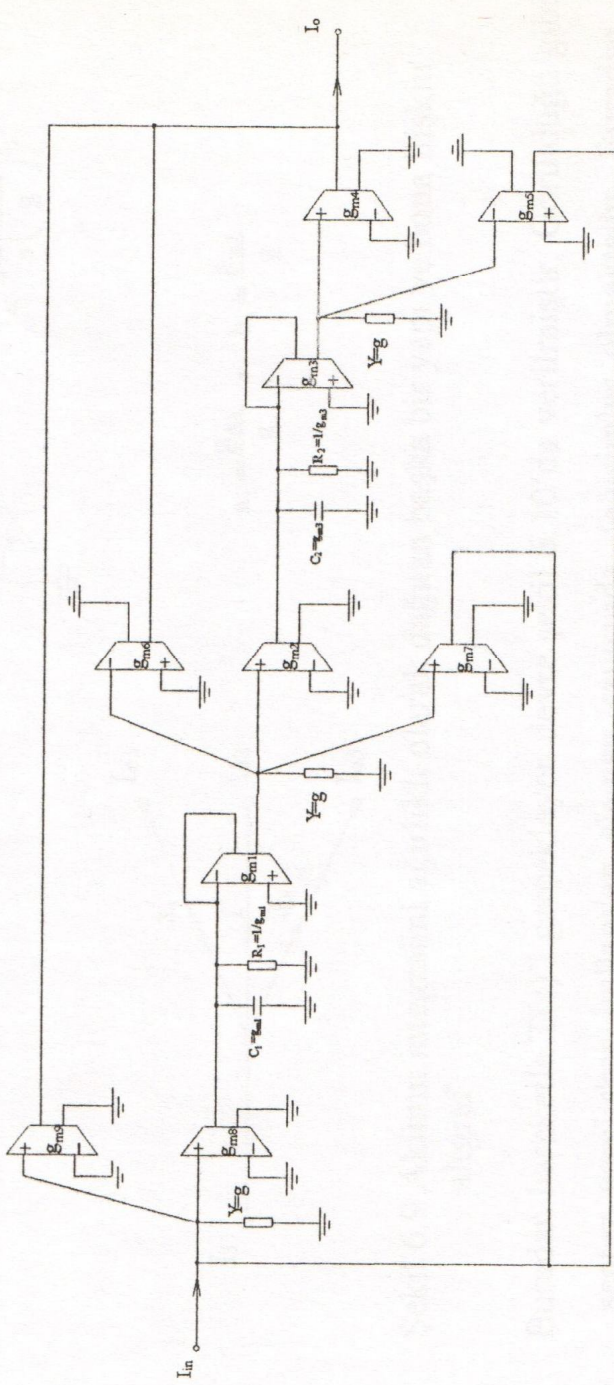


$$a_1 = \frac{g_{m4}}{g}, \quad b_1 = \frac{g_{m2}}{g}, \quad g_{m3} = g$$

Şekil 6.6 Akımın integralini ağırlıklı olarak dağıtan altdevre ve buna ilişkin altgraf

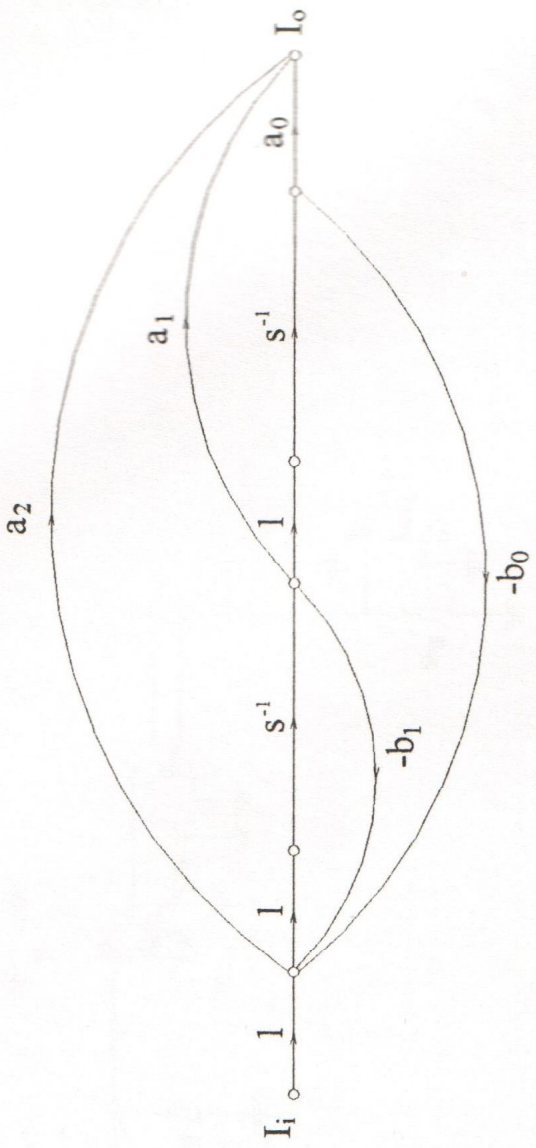
Şekil 6.5'deki işaret akış grafinin şekil 6.2'de verilen akım dağıtıcıya ilişkin altgraf ve şekil 6.6'da verilen altgrafdan meydana geldiği kolayca görülebilir. Gene altgraf-altdevre ilişkisinden yola çıkarak, bu İAG'ına karşılık gelen devre kolayca elde edilebilir. Bu devre şekil 6.7'de verilmiştir. Bu devreye ilişkin tasarım eşitlikleri şöyle verilebilir:

$$a_2 = \frac{g_{m9}}{g}, \quad a_1 = \frac{g_{m6}}{g}, \quad a_0 = \frac{g_{m4}}{g}, \quad b_1 = \frac{g_{m7}}{g}, \quad b_0 = \frac{g_{m5}}{g}, \quad g_{m8} = g_{m2} = g \quad (6.3)$$

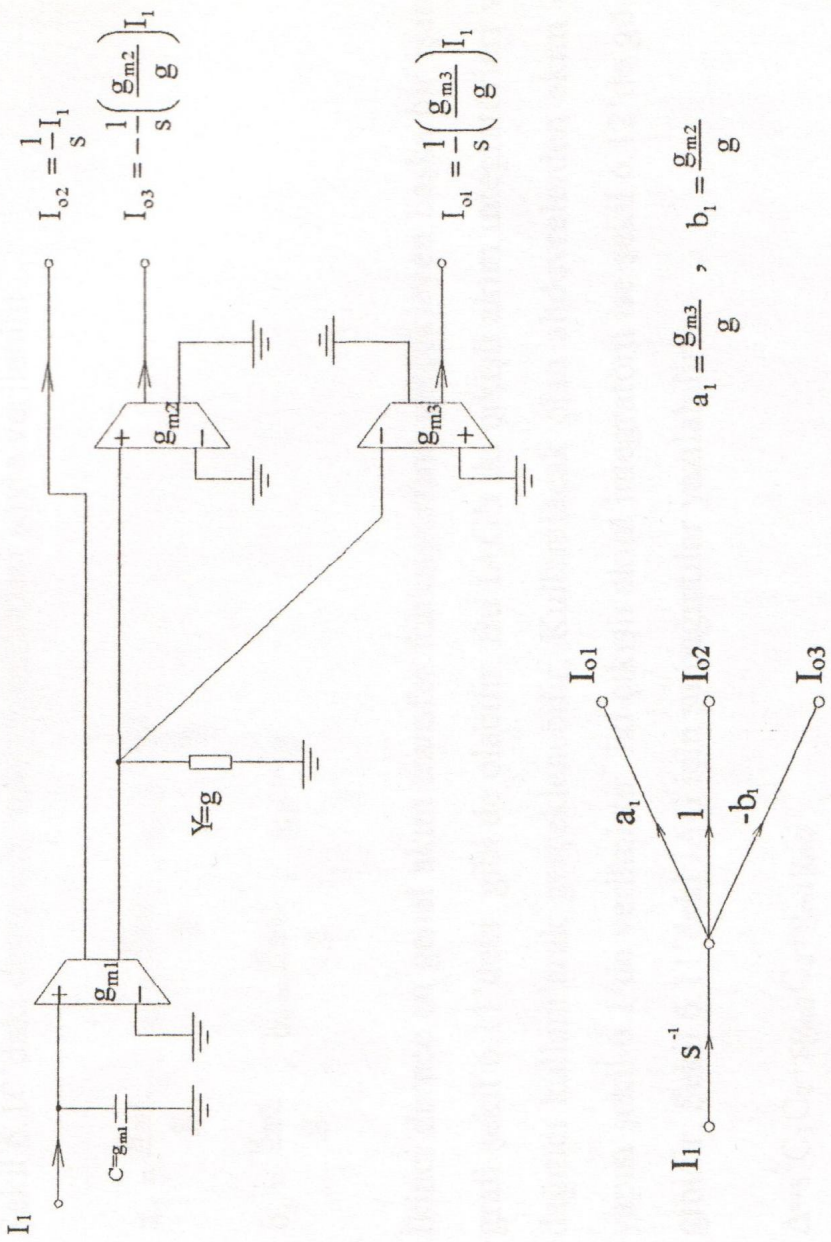


Şekil 6.7 Şekil 6.5'teki işaret akış grafini gerçekleyen devre

Şekil 6.8 de $T(s)$ fonksiyonunda gerçekleştirilen başka bir İAG'ı verilmiştir. Esaslıca bu İAG'ı Şekil 6.5'te verilen İAG'ına benzer fakat burada gerçekleştirilmede kullanılacak olan integratör yapısı farklı olacaktır. Yine ağırlıklı akım dağıtıcı yapısı Şekil 6.1'deki gibi alınabilir. Akımın integralini ağırlıklı olarak dağıtan devre ve buna ilişkin altgraf Şekil 6.9'da görülmektedir.



Şekil 6.8 $T(s)$ 'i gerçekleyen başka bir işaret akış grafi



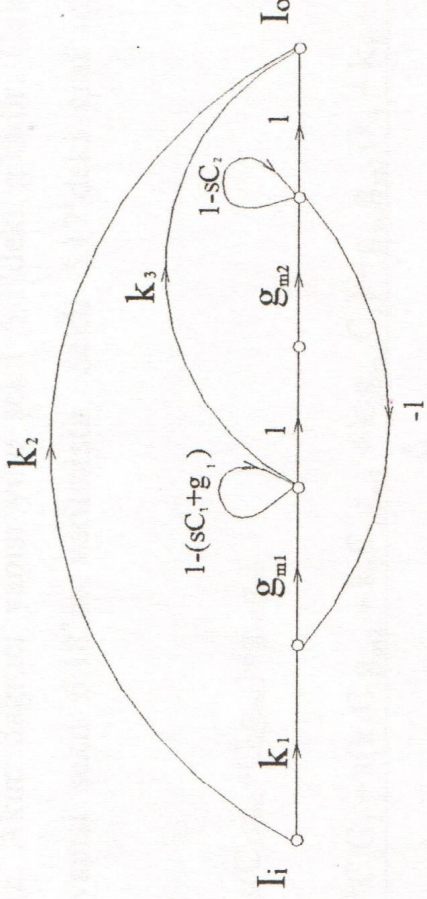
Şekil 6.9 Akımın integralini ağırlıklı olarak dağıtan başka bir yapı ve buna ilişkin altgraf

Buradan hareketle $T(s)$ 'i gerçekleyen devre Şekil 6.10'da verilmiştir. Görüldüğü gibi, sentez yapılırken kullanılan eleman sayısında değişimler olmaktadır. Buradan, devre fonksiyonunu gerçekleyen İAG'ının ve altdevrelerin seçiminde çok dikkatli

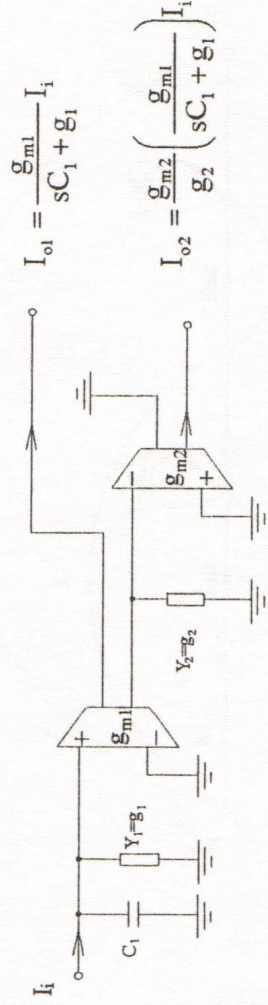
Şimdi de ikinci derece en genel akım transfer fonksiyonunu gerçekleyen şekil 6.14'te verilen işaret akış grafini gözönüne alalım. Bu işaret akış grafi ağırlıklı akım dağıtıcı, iki çıkışlı kayıplı akım integratörü ve iki çıkışlı akım integratörü kullanılarak gerçekleştirilecektir. Akım dağıtıcı şekil 6.1'de , iki çıkışlı akım integratörü şekil 6.12'de gösterilmiştir. İki çıkışlı kayıplı akım integratörü ise şekil 6.15'de verilmiştir. İşaret akış grafi için şu bağıntılar verilebilir:

$$\Delta = s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_1 + g_{m1} g_{m2} \quad (6.7)$$

$$T_2(s) = \frac{k_2 s^2 C_1 C_2 + s(k_2 C_2 g_1 + k_3 k_1 g_{m1} C_2) + k_2 g_{m1} g_{m2} + k_1 g_{m1} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_1 + g_{m1} g_{m2}} \quad (6.8)$$



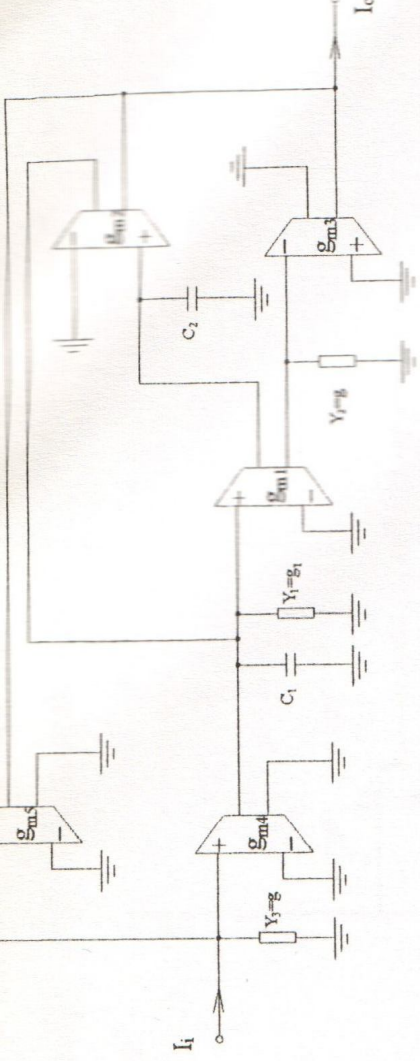
Şekil 6.14 $T_2(s)$ 'i gerçekleyen işaret akış grafi



$$k_3 = \frac{g_{m2}}{g_2}$$

Şekil 6.15 İki çıkışlı kayıplı akım integratörü ve ilişkin altgraf

Altdevreler ve altgraflar sayesinde şekil 6.14'te verilen İAG'yı gerçekleştirilebilir. Elde edilen devre şekil 6.16'de görülmektedir.

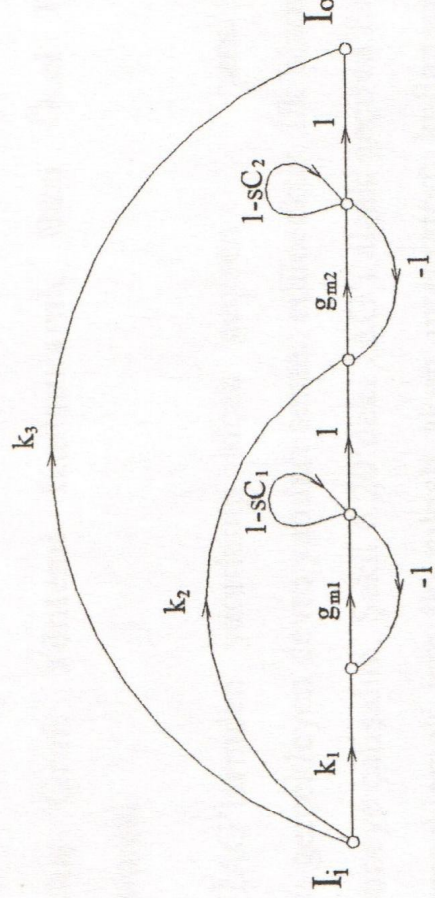


Şekil 6.16 $T_2(s)$ 'i gerçekleyen devre ($k_1 = \frac{g_{m4}}{g}$, $k_2 = \frac{g_{m5}}{g}$, $k_3 = \frac{g_{m3}}{g}$)

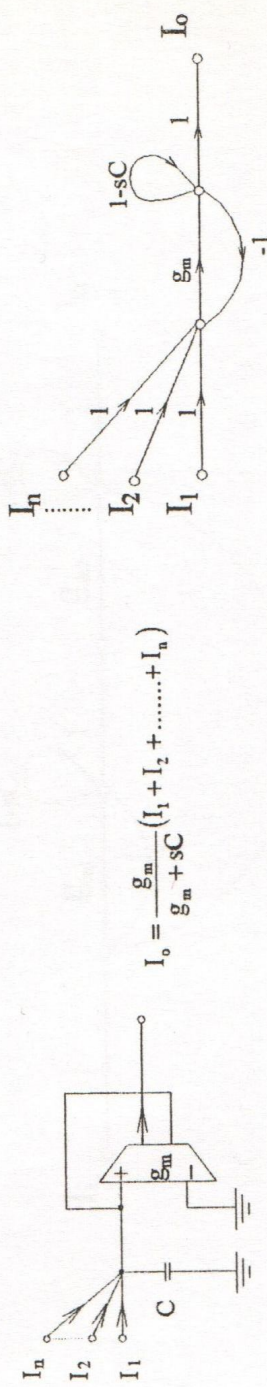
Aşağıda ikinci derece akım transfer fonksiyonunu gerçekleyen başka bir işaret akış grafi görülmektedir. Burada iki adet çok girişli kayıplı integratörü kaskad bağlayacağız. Akım dağıtıcı yapısı yine şekil 6.1'deki gibidir. Çok girişli kayıplı integratör yapısı şekil 6.18'de verilmiştir. Şekil 6.17'deki graf için şu eşitlikler yazılabilir:

$$\Delta = s^2 C_1 C_2 + s(C_1 g_{m2} + C_2 g_{m1}) + g_{m1} g_{m2} \quad (6.9)$$

$$T_3(s) = \frac{k_3 s^2 C_1 C_2 + s(k_3 C_1 g_{m2} + k_2 C_2 g_{m1}) + g_{m1} g_{m2} (k_1 + k_2 + k_3)}{\Delta} \quad (6.10)$$

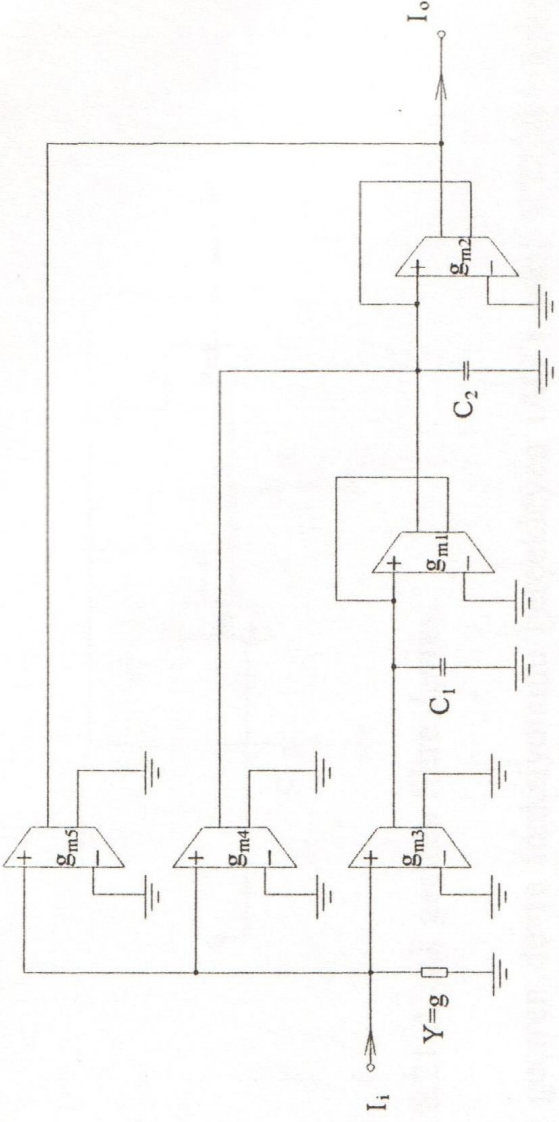


Şekil 6.17 $T_3(s)$ 'i gerçekleyen işaret akış grafi



Şekil 6.18 Çok girişli kayıplı integratör altdevresi ve buna ait işaret grafi

Şekil 6.17'deki İAG'ın altdevrelere ilişkin atgrarıardan oluştuğu nemi görülebilir. Buna dayanarak devre sentez edilirse Şekil 6.19'da verilen devreye ulaşılır.

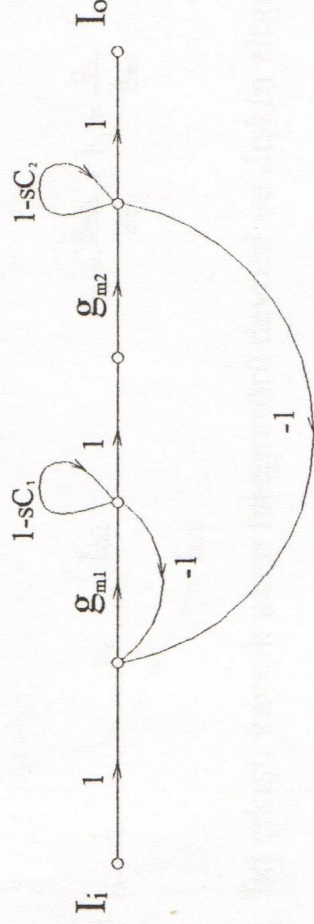


Şekil 6.19 $T_3(s)$ 'i gerçekleyen devre ($k_1 = \frac{g_{m3}}{g}$, $k_2 = \frac{g_{m4}}{g}$, $k_3 = \frac{g_{m5}}{g}$)

Görüldüğü gibi İAG'ı yöntemi devre sentezinde metodik şekilde modüler devreler elde etmeyi mümkün kılan , devre modeli veya devreyi önceden seçme zorluğunu ortadan kaldıran bir yöntemdir. Sentezlenen bütün devrelerde , kullanılan direnç elemanı DO-OTA ile gerçekleştirilebilir. Ayrıca negatif direnç elemanı da DO-OTA kullanılarak elde edilebilir.

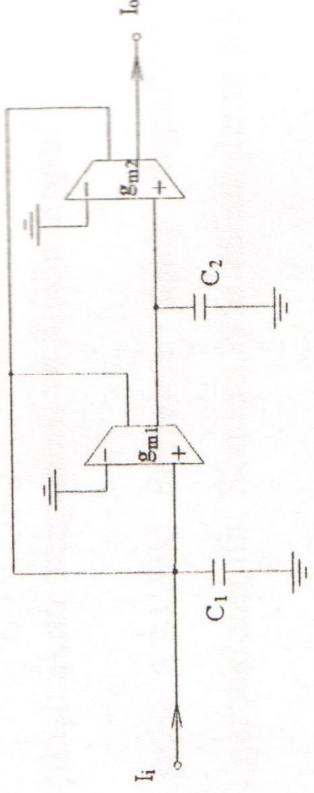
6.2 İşaret Akış Grafi Yöntemi Kullanılarak Bazı Özel Fonksiyonların Gerçeklenmesi

Bu kısımda İAG'larından yararlanıp alçak geçiren , band geçiren devre fonksiyonlarını gerçekleyen devre yapıları sentez edilecektir. İlk olarak alçak geçiren devreyi elde etmeye çalışalım. Şekil 6.20'deki İAG'ı alçak geçiren filtreye ilişkindir. Bu İAG'ını gerçeklemek için iki çıkışlı akım integratörü kullanacağız. İki çıkışlı akım integratörü devresi ve işaret akış grafi Şekil 6.12'de görüldüğü gibidir.



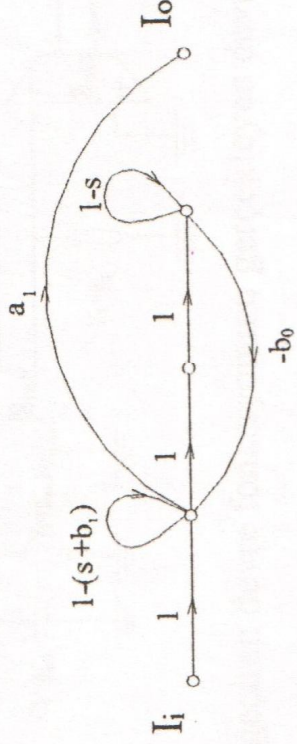
Şekil 6.20 Alçak geçiren filtreye ilişkin işaret akış grafi

görülmektedir. Dolayısıyla buna dayanarakten devre sentez edilirse şekil 6.21'de verilen topolojiye ulaşılır.

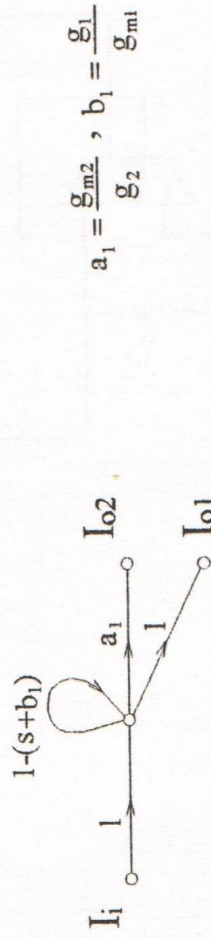
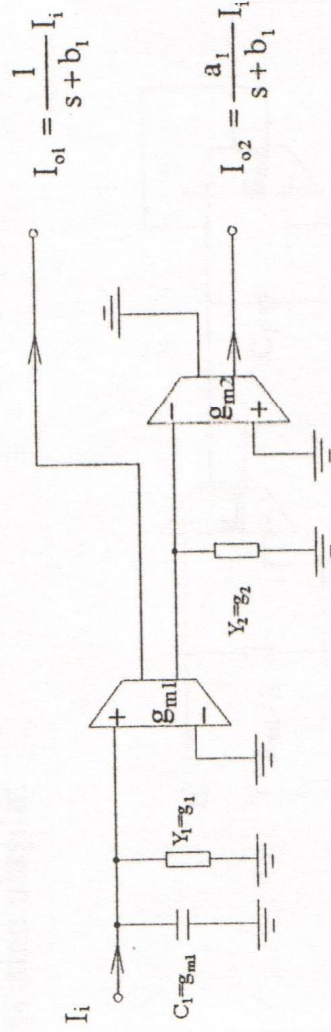


Şekil 6.21 Alçak geçiren filtre devresi

Band geçiren devre fonksiyonunu gerçekleyen İAG'ı şekil 6.22'de verilmiştir. Bu İAG'ı iki çıkışlı kayıplı akım integratörü ve tek çıkışlı akım integratörü kullanılarak gerçekleştirilecektir. İki çıkışlı kayıplı akım integratörü yapısı şekil 6.23'de , tek çıkışlı akım integratörü yapısı şekil 6.24'de görülmektedir.

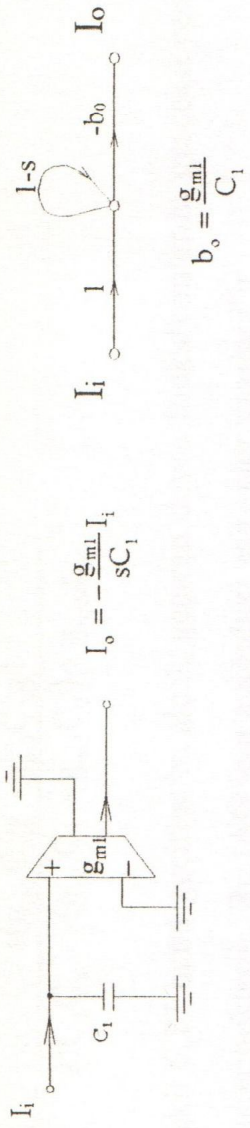


Şekil 6.22 Band geçiren devre fonksiyonunu sağlayan İAG'ı



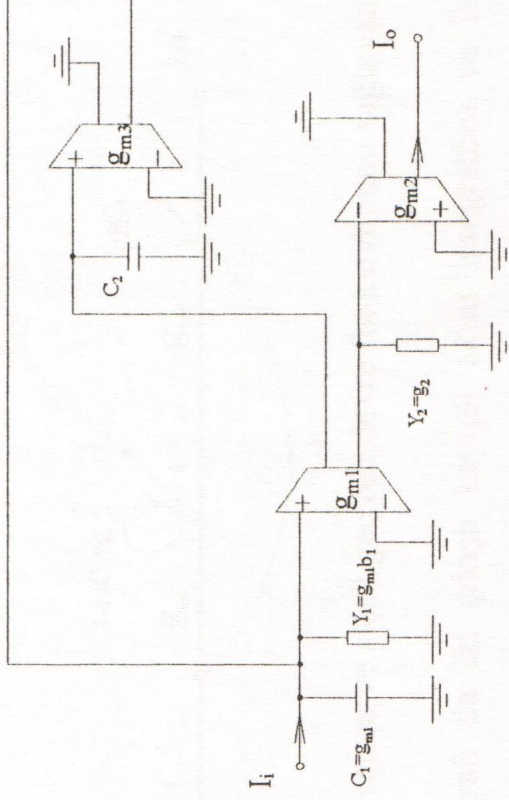
$$a_1 = \frac{g_{m2}}{g_2}, \quad b_1 = \frac{g_1}{g_{m1}}$$

Şekil 6.23 İki çıkışlı kayıplı akım integratörü devresi ve ilişkin altgraf



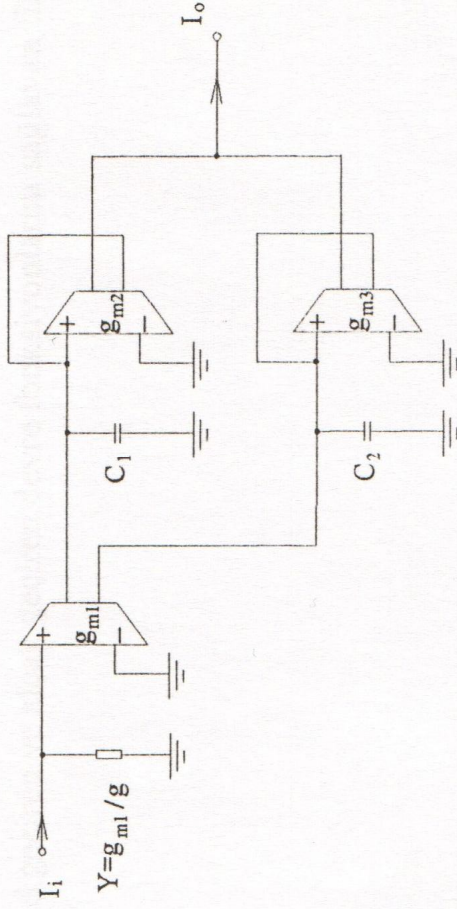
Şekil 6.24 Tek çıkışlı akım integratörü ve ilişkin altgraf

Şekil 6.23 ve şekil 6.24'deki devrelere ilişkin altgraflardan yararlanarak şekil 6.22'deki İAG'ı gerçekleştirilebilir. Sonuçta elde edilen devre şekil 6.25'de verilmiştir.



Şekil 6.25 Band geçiren devre fonksiyonunu gerçekleyen devre

Band geçiren devre fonksiyonunu gerçekleyen daha basit bir devre şekil 6.26'da verilmiştir. Bu devrenin analizi yapıldığı takdirde (6.11)'de verilen giriş çıkış ilişkisine ulaşılır.



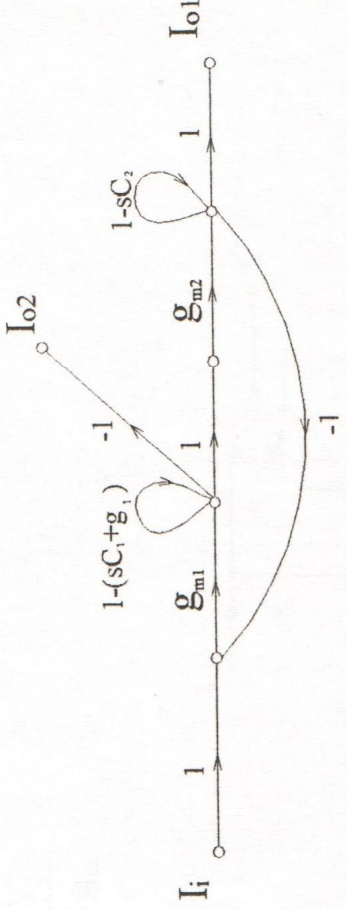
Şekil 6.26 Band geçiren devre fonksiyonunu gerçekleyen başka bir devre

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{s(g_{m2}C_3g - g_{m3}C_2g)}{s^2C_2C_3 + s(g_{m2}C_3 + g_{m3}C_2) + g_{m2}g_{m1}} \quad (6.11)$$

Şekil 6.27 band geçiren ve alçak geçiren devre fonksiyonlarını gerçekleyen İAG'ı göstermektedir. Bu İAG için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir

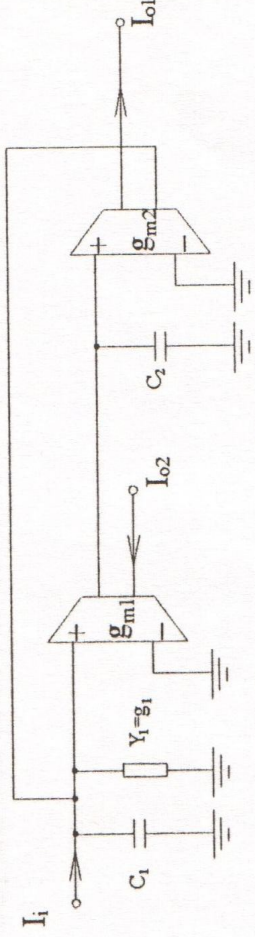
$$\Delta = s^2C_1C_2 + sC_2g_1 + g_{m1}g_{m2} \quad (6.12)$$

$$\frac{I_{o1}}{I_i} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{\Delta}, \quad \frac{I_{o2}}{I_i} = \frac{-g_{m1}sC_2}{\Delta} \quad (6.13)$$



Şekil 6.27 Band geçiren ve alçak geçiren devre fonksiyonunu sağlayan İAG'ı

Bu işaret akış grafi da iki çıkışlı kayıplı akım integratörü ve iki çıkışlı akım integratörü sayesinde sentez edilirse şekil 6.28 'de verilen devreye ulaşılır.

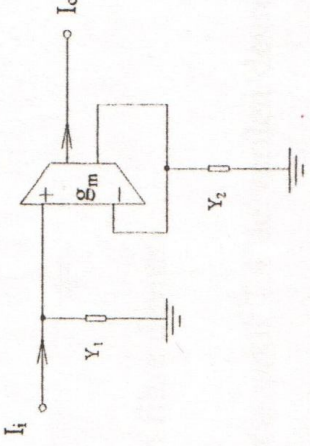


Şekil 6.28 Band geçiren ve alçak geçiren devre fonksiyonlarını sağlayan filtre

7. TEMEL BİR DEVRE KULLANILARAK ELDE EDİLEN FİLTRELER

Bu alt bölümde temel bir devre kullanarak aktif devre sentezi gerçekleştirilecektir. Kullanılacak temel devre şekil 7.1’de görülmektedir. Bu devrenin girişi ve çıkışı arasında aşağıdaki bağıntı vardır:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{Y_2}{Y_2 + g_m} \quad (7.1)$$

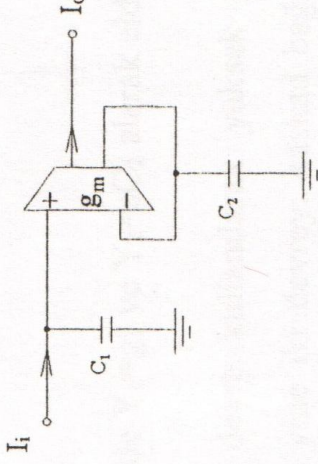


Şekil 7.1 Aktif devre sentezinde kullanılacak olan temel devre

$Y_1 = sC_1$ ve $Y_2 = sC_2$ alınırsa şekil 7.2’de verilen devreye ulaşılır. Bu devrenin girişi ile çıkışı arasında

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{C_2}{C_1} \frac{g_m}{g_m + sC_2} \quad (7.2)$$

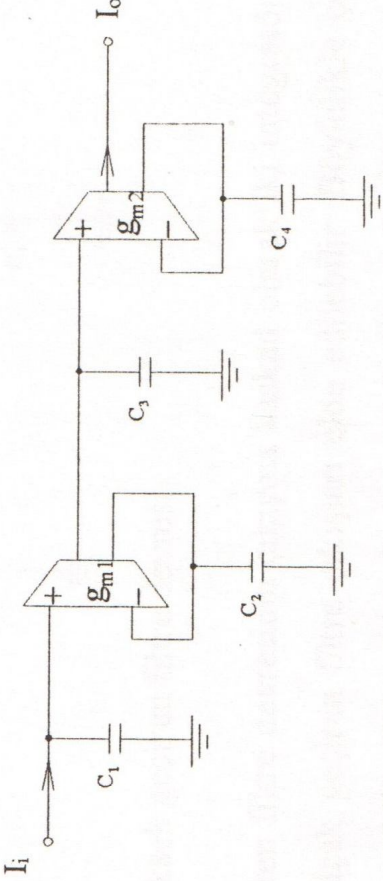
bağıntısı vardır.



Şekil 7.2 Temel devrede $Y_1 = sC_1$ ve $Y_2 = sC_2$ olarak elde edilen devre

Şekil 7.2’de elde edilen devre kullanılarak alçak geçiren filtre sentezi yapılabilir. Bunun için iki devre kaskad bağlanmalıdır. Elde edilen alçak geçiren filtre şekil 7.3’de verilmiştir. Bu devreye ilişkin alçak geçiren filtre fonksiyonu (7.3)’de verilmiştir. Ancak bu devre ile her Q’yu sağlayamayız (Q : Kayıp Faktörü).

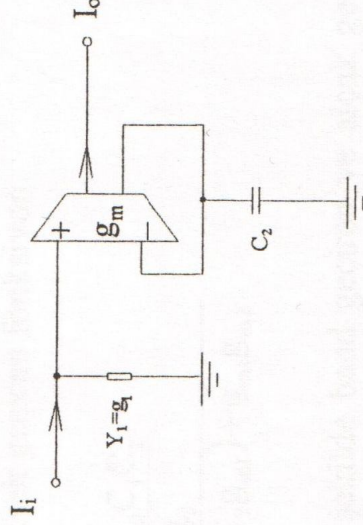
$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{g_{m1}g_{m2} \frac{C_2C_4}{C_1C_3}}{s^2C_2C_4 + s(C_2g_{m2} + C_4g_{m1}) + g_{m1}g_{m2}} \quad (7.3)$$



Şekil 7.3 Alçak geçiren filtre devresi

$Y_1=g_1$ ve $Y_2=sC_2$ alınırsa şekil 7.4’de verilen devreye ulaşılır. Bu devrenin girişi ve çıkışı arasında şu ilişki bulunmaktadır:

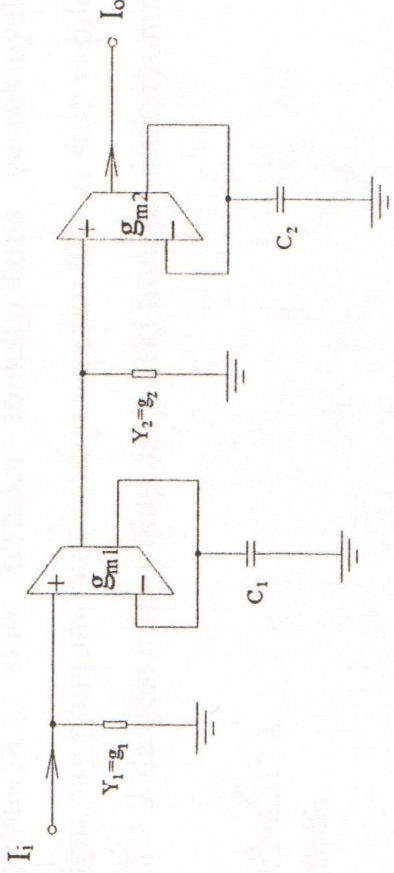
$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{s \frac{g_m C_2}{g_1}}{g_m + sC_2} \quad (7.4)$$



Şekil 7.4 Temel devrede $Y_1=g_1$ ve $Y_2=sC_2$ alarak elde edilen devre

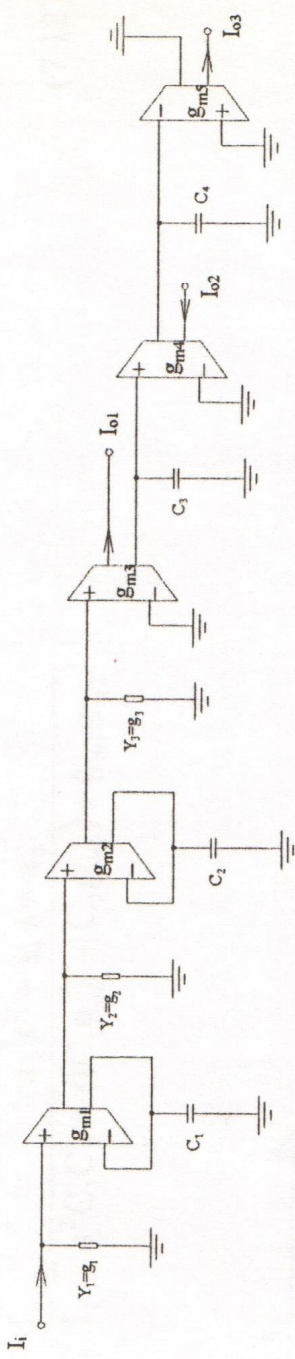
Şekil 7.4’de verilen devre kullanılarak yüksek geçiren devre fonksiyonu elde edilebilir. Bunun için yine iki devreyi kaskad bağlarız. Sonuçta elde edilen devre şekil 7.5’te verilmiş olup, aşağıdaki giriş –çıkışı ilişkisine sahiptir:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{s^2 \underline{g_{m1}g_{m2}C_1C_2}}{s^2C_1C_2 + s(C_1g_{m2} + C_2g_{m1}) + g_{m1}g_{m2}} \quad (7.5)$$



Şekil 7.5 Yüksek geçiren filtre devresi

Yüksek geçiren filtre devresinin çıkışına kaskad olarak iki integratör bağlayıp band geçiren ve alçak geçiren filtre çıkışları elde edilebilir. Böylelikle çok fonksiyonlu filtre gerçekleştirilebilir. Elde edilen devre şekil 7.6'da verilmiştir.



Şekil 7.6 Çok fonksiyonlu filtre devresi

Devrenin gerçeklediği yüksek geçiren fonksiyon

$$\frac{I_{o1}}{I_i} = \frac{s^2 \underline{g_{m1}g_{m2}g_{m3}C_1C_2}}{s^2C_1C_2 + s(C_1g_{m2} + C_2g_{m1}) + g_{m1}g_{m2}} \quad (7.6)$$

olarak verilebilir. Benzer şekilde band geçiren ve alçak geçiren filtre fonksiyonları sırasıyla şöyledir:

$$\frac{I_{o2}}{I_i} = \frac{s \underline{g_{m1}g_{m2}g_{m3}g_{m4}C_1C_2}}{s^2C_1C_2 + s(C_1g_{m2} + C_2g_{m1}) + g_{m1}g_{m2}} \quad (7.7)$$

$$\frac{I_{o3}}{I_i} = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}g_{m4}g_{m5}C_1C_2}{g_1g_2g_3C_3C_4 + s^2C_1C_2 + s(C_1g_{m2} + C_2g_{m1}) + g_{m1}g_{m2}} \quad (7.8)$$

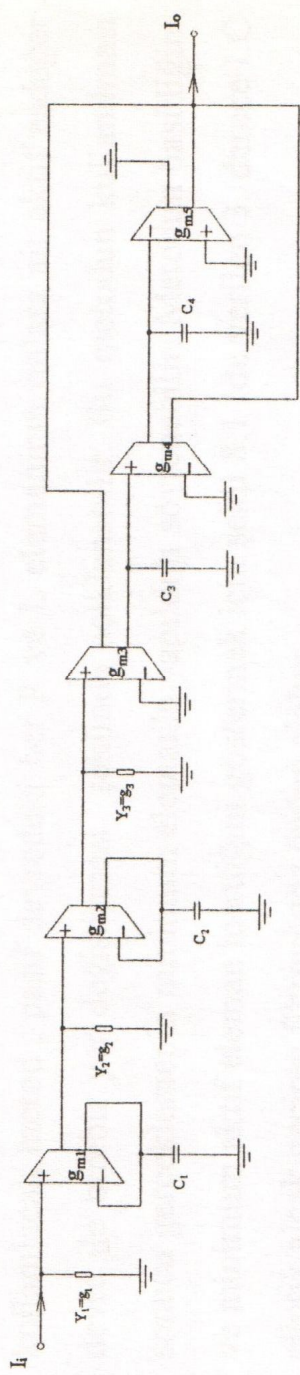
Şayet çok fonksiyonlu filtrenin üç çıkışı birleştirilirse yani çıkış akımları tek bir düğümden toplanırsa , akım transfer fonksiyonunu gerçekleyebiliriz. Fakat bu gerçekleştirme için pay polinomunun katsayılarından hiçbiri sıfır yapılamaz. Elde edilen bu devre şekil 7.7’de gösterilmiş olup aşağıdaki transfer fonksiyonunu gerçekler:

$$a_2' = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}C_1C_2}{g_1g_2g_3} \quad (7.9)$$

$$a_1' = a_2' \frac{g_{m4}}{C_3} \quad (7.10)$$

$$a_0' = a_1' \frac{g_{m5}}{C_4} \quad (7.11)$$

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{a_2' s^2 + a_1' s + a_0'}{s^2C_1C_2 + s(C_1g_{m2} + C_2g_{m1}) + g_{m1}g_{m2}} \quad (7.12)$$



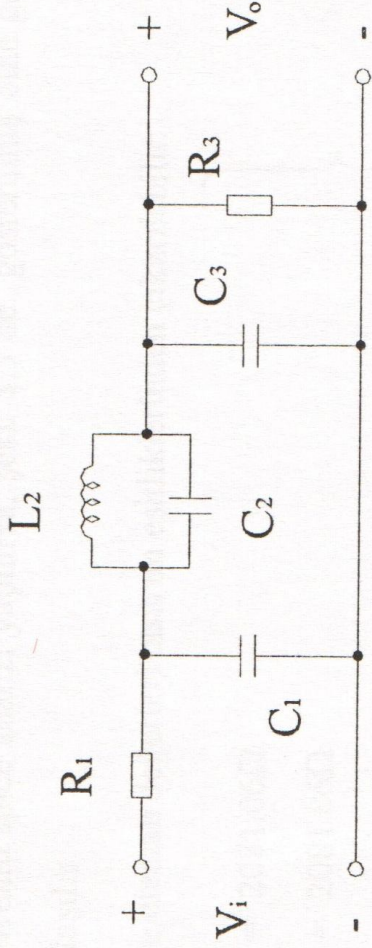
Şekil 7.7 Akım transfer fonksiyonunu gerçekleyen devre

8. BASAMAKLI LC TİPİNDE DEVRELERİN SENTEZİ

Bilindiği gibi , basamaklı LC devrelerinin geçirme bandında devre parametrelerine olan duyarlılığı çok iyidir. Bu tipten devrelerin aktif simülasyonu sonucunda elde edilen devrelerin de geçirme bandında devre parametrelerine olan duyarlılığının iyi olduğunu söylemek mümkündür. Bu nedenle , bu alt bölümde basamaklı LC devrelerinin simülasyonunu , DO-OTA kullanarak gerçekleştirme imkanı araştırılacaktır. Burada gerçekleştirilmek istenen devre fonksiyonu büyüklükleri gerilim olarak alınacaktır. Bu nedenle , giriş ve çıkış büyüklükleri gerilim olan basamaklı LC devrelerinden , bu alt bölümde önerilen simülasyon yöntemi uygulanarak elde edilen aktif devrenin giriş ve çıkış büyüklüğü gerilim olacaktır.

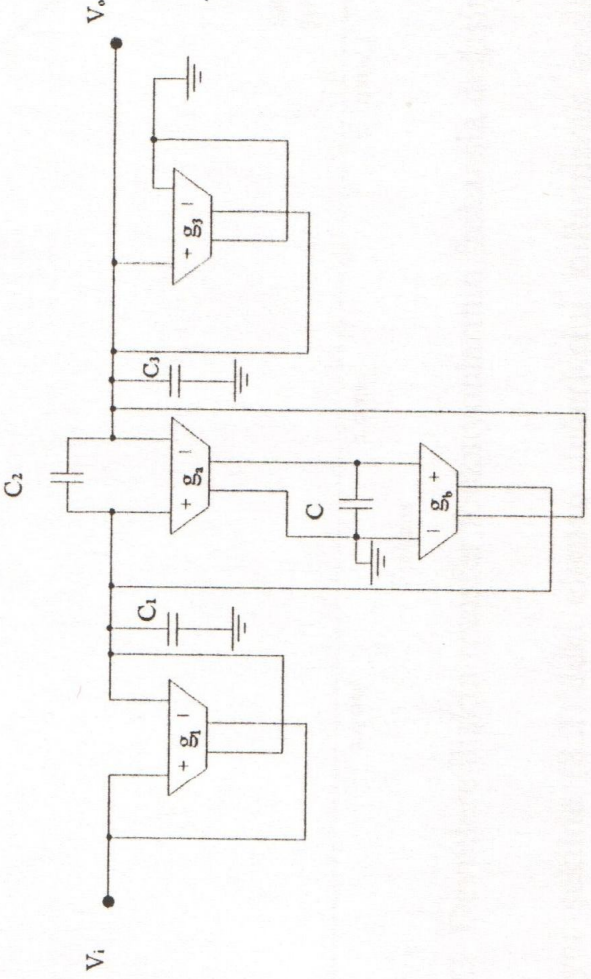
8.1 RLC Filtrelerinin DO-OTA Kullanılarak Aktif Gerçeklemesi

Daha önce 3. bölümde verilen aktif yapı taşları bu sentezin temelini oluşturur. 3. bölümde iki ucu serbest endüktans , iki ucu serbest direnç , jirator , topraklı direnç ve topraklı endüktans vb. elemanların aktif karşılıkları elde edilmiştir. Burada kullanılacak metod , pasif devredeki her R ve L elemanının onlara ait aktif eşdeğer devre ile birebir yer değiştirmesi şeklinde açıklanabilir. Bu metodun kullanılması sonucu gerçekleştirilen minimum elemanla yapıldığı söylenebilir. Metodun basitliğini ve minimum aktif eleman içerdiğini göstermek için şekil 8.1 'de verilen 3. derece LC eliptik alçak geçiren filtreyi göz önüne alalım.



Şekil 8.1 3. derece LC eliptik alçak geçiren filtre

Bu filtreye ilişkin DO-OTA-C filtresi şekil 8.2'de görülmektedir. Bu yapıda kullanılan aktif eleman sayısı sadece dördür. Bu özellik iki ucu serbest direnç ve iki ucu serbest endüktans elemanlarının minimum sayıda DO-OTA kullanılarak elde edilmesinden kaynaklanmaktadır. Şayet şekil 8.1'deki filtre tek çıkışlı OTA'larla kurulsaydı kullanılan aktif eleman sayısı daha fazla olacaktı.



Şekil 8.2 3. derece LC eliptik alçak geçiren filtrenin aktif elemanlarla kurulmuş olan gerçekleştirilmesi

Devreye ilişkin tasarım eşitlikleri şöyle verilebilir:

$$R_1 = 1/g_1, L_2 = C/g_a g_b, R_3 = 1/g_3 \quad (8.1)$$

Jirator elemanı kapasitif yüklenerek endüktans elemanı elde etmekte mümkündür. Bu özellik kullanılarak basamaklı merdiven topolojisinde olan devrelerin sentezi yapılabilir.

$g_1 = g_a = g_b = g_3 = 480.524 \mu A/V$, $C_1 = C_2 = C_3 = C = 1nF$ alınıp şekil 8.2'de verilen devrenin spice analizi yapılırsa, şekil 8.3'de gösterilmiş olan genlik-frekans eğrisine ulaşılır.

Pasif devre eleman değerleri tasarım eşitliklerinden çıkarılabilir:

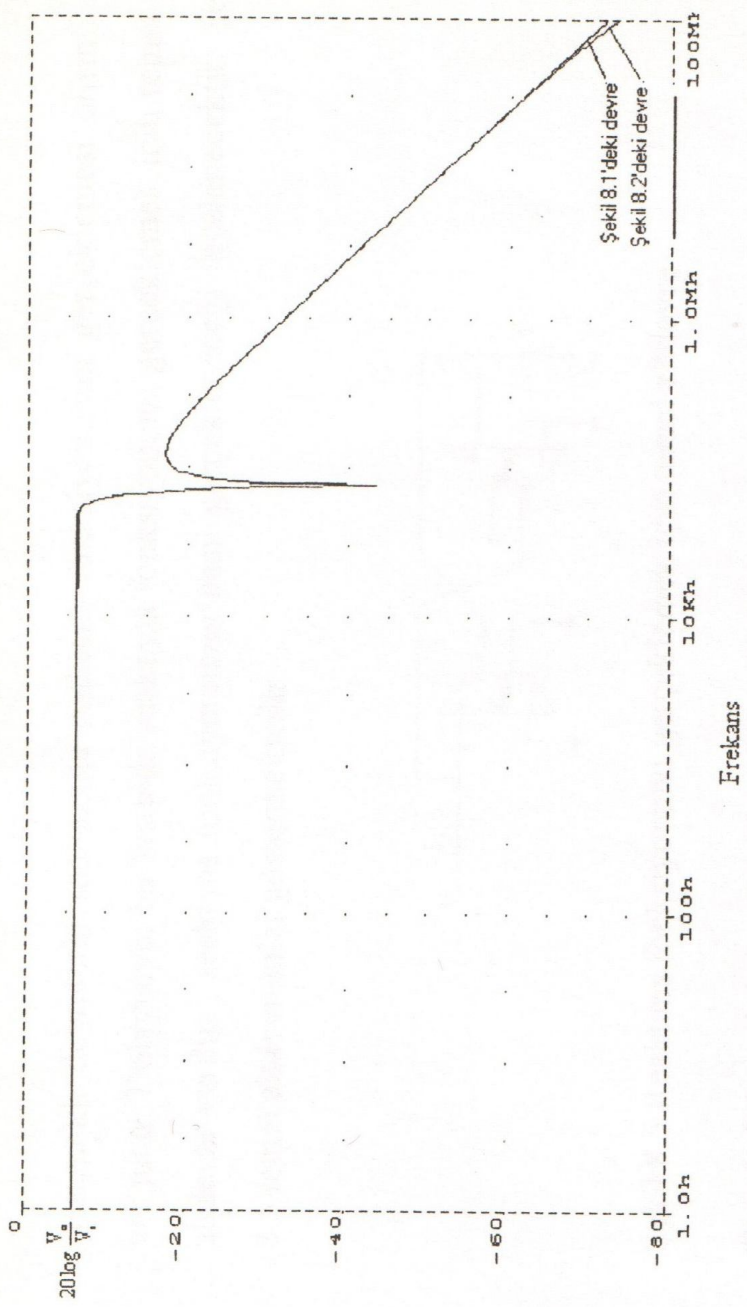
$$R_1 = 1/g_1 = 2081.06 \Omega$$

$$R_3 = 1/g_3 = 2081.06 \Omega$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = 1nF$$

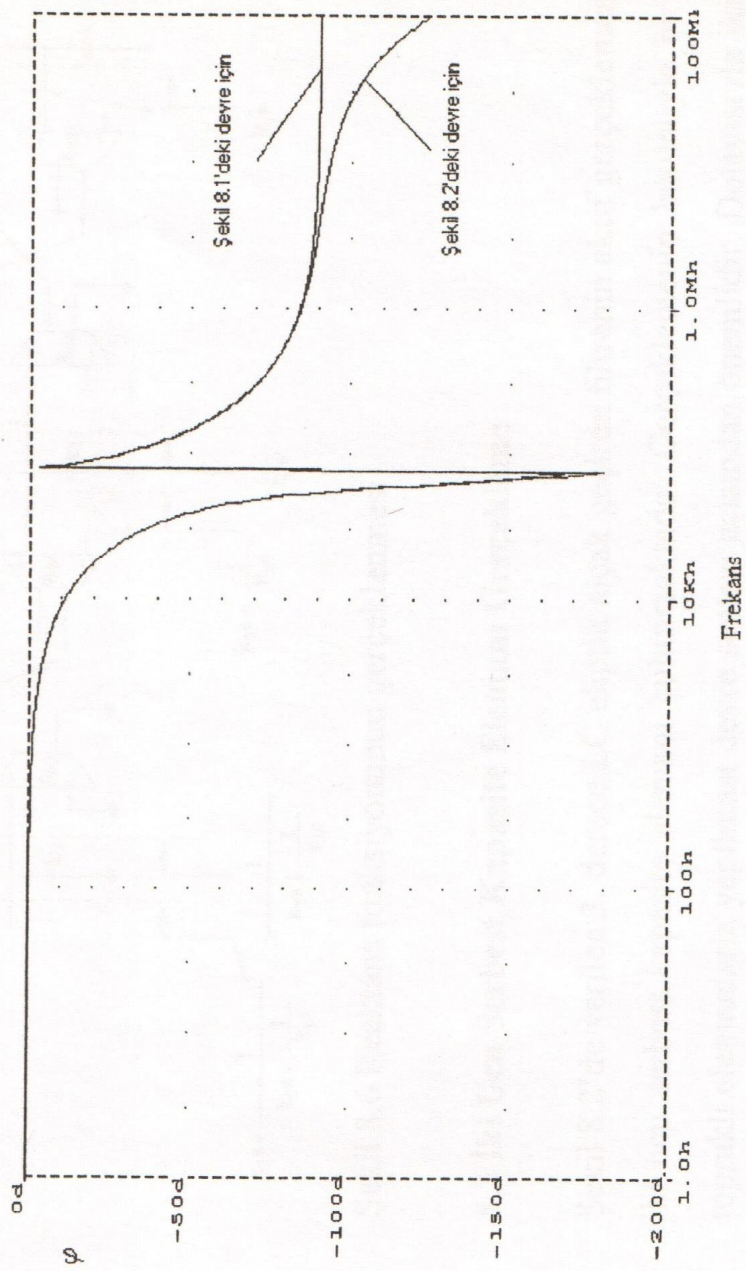
$$L_2 = C/g_a g_b = 4.3308mH$$

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= 1/g_1 = 2081.06 \Omega \\ R_3 &= 1/g_3 = 2081.06 \Omega \\ C_1 &= C_2 = C_3 = 1nF \\ L_2 &= C/g_a g_b = 4.3308mH \end{aligned} \right\} \quad (8.2)$$



Şekil 8.3 Devrelere ilişkin transfer fonksiyonlarının frekansla değişimleri

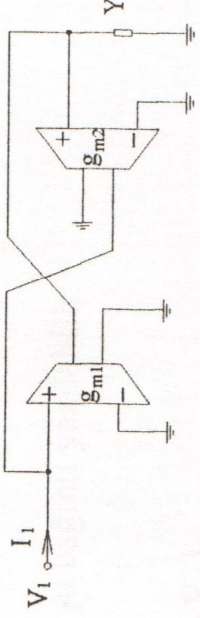
Yine aynı şekilde (8.2)'deki eleman değerlerini kullanılarak şekil 8.1'deki devre spice analiz programı ile analiz edilirse, şekil 8.3'de gösterilmiş olan genlik-frekans eğrisine ulaşılır. Bu elde edilen iki eğri karşılaştırıldığında hemen hemen aynı oldukları görülür. Dolayısıyla bu örnek bize pasif basamaklı merdiven türü devrelerin , minimum sayıda DO-OTA elemanı kullanılarak gerçekleştirilebileceğini gösterir.



Şekil 8.4 Devrelerin fazının frekansla değişimleri

8.2 Reaktans Fonksiyonunun Gerçeklenmesi

Basamaklı devrelerin sentezinde reaktans fonksiyonunun gerçekleştirilmesi önemli bir yer tutar. Dolayısıyla bu kısımda reaktans fonksiyonunu gerçeklemek için temel bir altdevre verilip , reaktans fonksiyonunun nasıl gerçekleştirileceği incelenecektir. Şekil 8.5 temel altdevremizi göstermektedir.

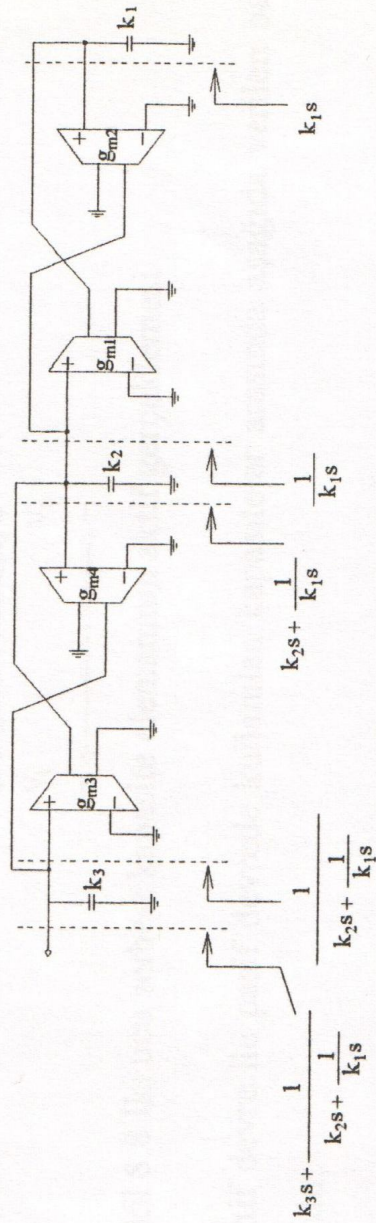


Şekil 8.5 Reaktans fonksiyonunu gerçeklemek için temel altdevre

Temel altdevre için aşağıdaki eşitlik verilebilir:

$$\frac{I_1}{V_1} = Y_m = \frac{g_{m1}g_{m2}}{Y} \quad (8.3)$$

Temel altdevreden yararlanıp reaktans fonksiyonunun gerçekleştirilmesi yapılabilir. Bu şekil 8.6'da gösterilmiştir. Dolayısıyla istediğim her reaktans fonksiyonunu böyle gerçekleyebilirim.

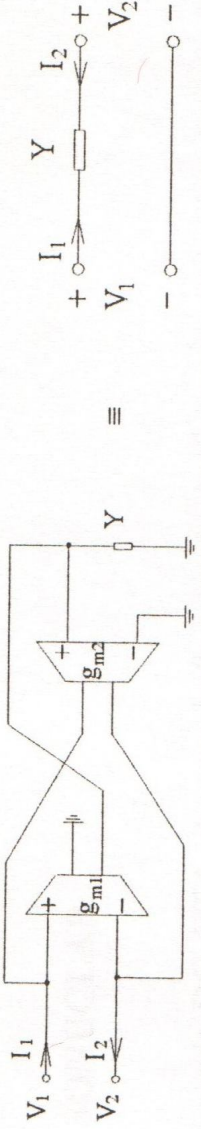


Şekil 8.6 Reaktans fonksiyonunun gerçekleştirilmesi

8.3 İki Ucu Serbest Kapasite Elemanı Gerçekleme

Şekil 8.2'de verilen 3. derece LC eliptik alçak geçiren filtrenin aktif gerçekleştirilmesinde iki ucu serbest kapasite elemanı bulunmaktadır. Gerçeklemenin bütünüyle bir ucu topraklı elemanlarla yapılması devre sentezi açısından önemlidir. Dolayısıyla iki ucu

verilen temel altdevre kullanılacaktır.

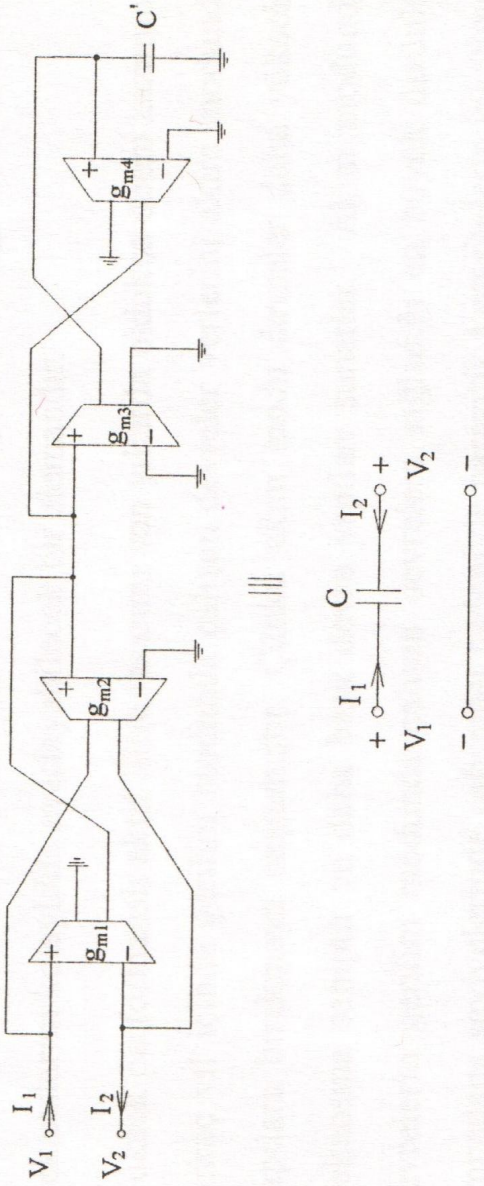


Şekil 8.7 İki ucu serbest kapasite gerçeklemek için kullanılacak olan temel altdevre

Bu temel altdevre için şu bağıntı yazılabilir:

$$I_1 = I_2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{Y}(V_1 - V_2) \quad (8.4)$$

Bu temel altdevreden yararlanıp iki ucu serbest kapasite şekil 8.8'de gösterildiği şekilde gerçekleştirilebilir.



Şekil 8.8 İki ucu serbest kapasite elemanının aktif gerçekleştirilmesi

Aktif devre ile pasif devrede kullanılan kapasiteler arasında aşağıda verilen bağıntı vardır:

$$C = \frac{g_{m1}g_{m2}}{g_{m3}g_{m4}}C' \quad (8.5)$$

9. SONUÇLAR

Bu tezde DO-OTA elemanı kullanılarak aktif devre sentezi incelenmiştir. İşaret akış grafi yöntemi kullanılarak akım transfer fonksiyonu sentezi gerçekleştirilmiştir. Daha sonra temel bir devre kullanılıp çeşitli filtre fonksiyonlarının ve akım transfer fonksiyonunun sentezine gidilmiştir. Son olarak basamaklı LC tipinde devrelerin aktif olarak sentezi için bir metot sunulmuştur. Reaktans fonksiyonunun nasıl gerçekleştirileceği gösterilmiş ve iki ucu serbest kapasite elemanının aktif bir gerçekleştirilmesi verilmiştir.

DO-OTA elemanı yüksek performanslı aktif filtrelerde kullanılabilecek ve geçiş iletkenliği devrenin yapısı değiştirilmeden ayarlanabildiği için filtrelerin köşe frekanslarını kolaylıkla ayarlayabilecek bir elemandır.

Yüksek performanslı aktif filtre tasarımı son yıllarda oldukça önem kazanmıştır. Son birkaç yıl içinde gerilim modunda çalışan devreler yerlerini akım modunda çalışan yapılara bırakmaya başlamıştır. Çünkü akım modu devreler daha yüksek çalışma frekansına sahiptir ve daha basit devre yapıları sunarlar. Akım modunda çalışan devrelerin gerilim modunda çalışan devrelere sağladığı en büyük üstünlük düşük empedans seviyelerinde çalışması nedeniyle parazitik kapasitelerin küçülmesi ve bu sebeple devrelerin daha yüksek frekanslarda çalışabilmesidir. DO-OTA elemanı akım modunda çalışan devre topolojilerinin oluşturulmasına büyük kolaylıklar sağlamaktadır. DO-OTA normal OTA elemanının sahip olduğu tüm özelliklere sahip olmanın yanında avantajları vardır. Gerilim modunda çalışan devrelerin , yerlerini akım modlu yapılara bırakmaya başlamaları ile DO-OTA elemanı daha önemli bir konuma gelmiştir. Çünkü DO-OTA elemanı birden fazla akım çıkışı vermesinden dolayı akım geribesleme çevrimi oluşturmak daha kolay hale gelmiştir. Bu sayede akım modu devre yapılarının gerçekleştirilmesi kolaylıkla yapılır. DO-OTA filtre yapılarında , devre kapasiteleri girişte bulunan DO-OTA'nın girişine gelecek parazitik giriş kapasitelerini kompanze ederler. Bu şekilde , devrelerin band genişliğini daraltan sınırlamanın önüne geçilerek daha yüksek frekanslarda çalışma sağlanmış olur.

DO-OTA tabanlı filtreler elektronik ayarlanabilirlik ve düşük duyarlık özelliklerine sahiptir. Gerçekte DO-OTA idealsizlikleri (sonlu giriş , sonlu çıkış empedansları ve kapasiteleri ; geçiş iletkenliğinin frekansa bağımlılığı) filtre performansı üzerinde etkilidir. Parazitik etkilerin miktarı yapıya bağlıdır. Tüm filtre yapılarında DO-OTA'ların bir giriş ucu topraklanmışır. Bütün düğümlerinde kapasitör bulunan yapılar için sonlu DO-OTA giriş ve parazitik düğüm kapasitansı öndistorsiyon tasarımı ile kompanse edilebilir. Geribesleme yollarındaki rezistif düğümlere ilişkin parazitik düğüm kapasitansları sistem derecesi üzerinde bir artmaya neden olabilir. Dolayısıyla bu yüksek frekans tasarımlarında filtre cevabını etkiler. Ayrıca bazı filtrelerde DO-OTA çıkış kapasitansları ve iletkenlikleri parazitik sıfırlara neden olabilir. Geçiş iletkenliğinin frekansa bağımlılığında filtre fonksiyonunu etkileyebilir. Bu etki kullanılan DO-OTA sayısı ile artar.

DO-OTA tabanlı filtre yapılarında sonlu çıkış kapasitelerinin istenmeyen işaret yollarına neden olduğu belirtilmişse de , OTA tabanlı filtrelere göre eleman sayısı bakımından bir azalma vardır. Bu açıdan bakıldığı takdirde DO-OTA kullanmak eleman sayısını azaltacaktır.

Tezde gerçekleştirilmiş filtre topolojileri , devrede kullanılan bütün kapasitelerin topraklı olmasından dolayı monolitik tümleştirme teknolojisi ve ince film fabrikasyonu açısından çok çekici devrelerdir. Ayrıca parazitik kapasiteler devre kapasitelerine paraleldir. Direnç elemanının tek bir DO-OTA ile gerçekleştirilmesi nedeniyle , sentezlenen yapılarda rezistif düğümler yok edilebilir.

Sentezlenen yapılar aslında akım modu devrelerdir. Bu devrelerde çıkış niceliği akımdır. Yüke bağlı olarak çıkış gerilimi ayarlanabilir (Bu yüksek frekanslarda da geçerlidir). Akım modu çalışma sayesinde , çıkışa uygun yük dirençleri bağlanıp yüksek çıkış gerilimi genlikleri elde edilebilir (Bu yüksek frekanslarda da geçerlidir). Yapılarda çıkış akım genliği sabittir. Çıkış gerilimi genliği çıkış akımı ve yük direncinin çarpımı ile belirlenir. Çıkış akımı yük direncinden bağımsız farzedilebilir.

Tek çıkışlı OTA-C topolojilerinde , çıkış işaret seviyesi , yükselme eğimi (slew-rate) etkisi nedeniyle sınırlanır. Hatta bu etki yüksek frekanslarda genliği birkaç yüz milivoltlar mertebesinde azaltır. Burada sentezlenen topolojiler rezistif yükten dolayı meydana gelen bu sınırlamaları ortadan kaldırır.

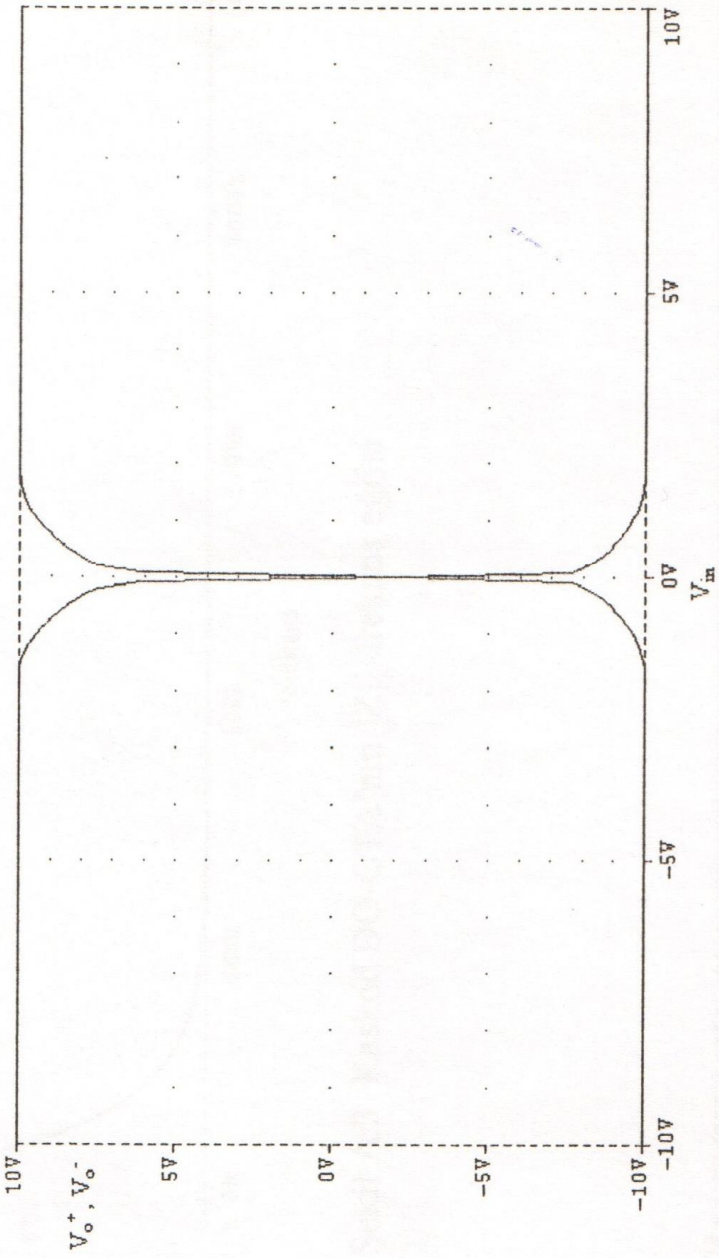
KAYNAKLAR

- Al-Hashimi, B., 1996. Current mode filter structure based on dual output transconductance amplifiers, *Electronics Letters*, **32**, 25-26.
- Den Brinker, C.S. and Gosling, W., 1977. The development of the voltage-to-current transactor, *Microelectronics*, **8**, 9-18.
- Ertemli, E., 1997. DO-OTA elemanında idealsizlik etkileri, *Lisans Bitirme Tezi*, İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi, İstanbul.
- Fidler, J.K., Mack, R.J. and Noakes, P.D., 1977. Active filters incorporating the voltage-to-current transactor, *Microelectronics*, **8**, 19-22.
- Kuntman, H. and Özpınar, A., 1998. On the realization of DO-OTA-C oscillators, *Microelectronics Journal*, **29**, 991-997.
- Moniri, M. and Al-Hashimi, B., 1997. Systematic generation of current mode dual-output OTA filters using a building block approach, *Int. J. Electronics*, **83**, 37-48.
- Özpınar, A., 1998. Yeni DO-OTA-C osilatör topolojileri, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Ramirez-Angulo, J., Robinson, M. and Sanchez-Sinencio, E., 1992. Current-mode continuous-time filters: Two design approaches, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, **39**, 337-341.
- Sun, Y. and Fidler, J.K., 1996a. Structure generation of current-mode two integrator loop dual output-OTA grounded capacitor filters, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, **43**, 659-663.
- Sun, Y. and Fidler, J.K., 1996b. Design of current-mode multiple output OTA and capacitor filters, *Int. J. Electronics*, **81**, 95-99.
- Sun, Y. and Fidler, J.K., 1996c. Current-mode OTA-C realisation of arbitrary filter characteristics, *Electronics Letters*, **32**, 1181-1182.
- Sun, Y. and Fidler, J.K., 1997. Current-mode multiple-loop feedback filters using dual-output OTAs and grounded capacitors, *Int. Journal of Circuit Theory and Applications*, **25**, 69-80.
- WU, J., 1994. Current-mode high-order OTA-C filters, *Int. J. Electronics*, **76**, 1115-1120.

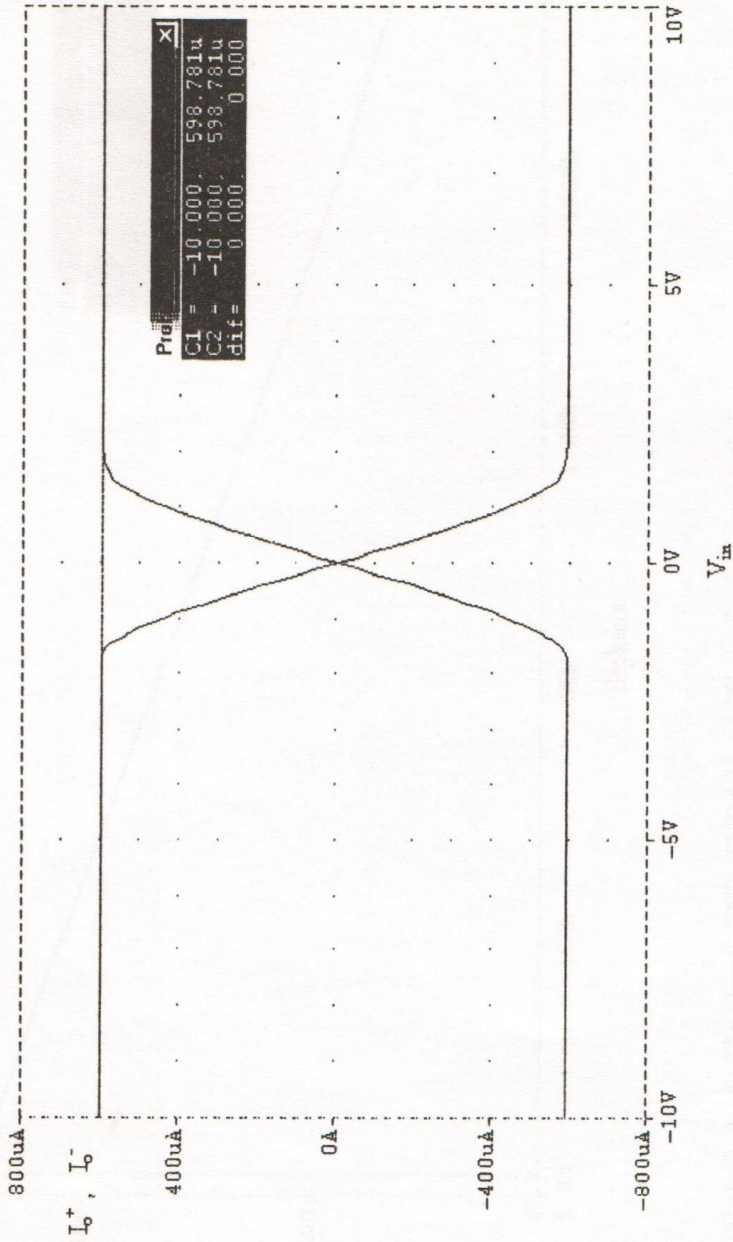
EKLER

EK A

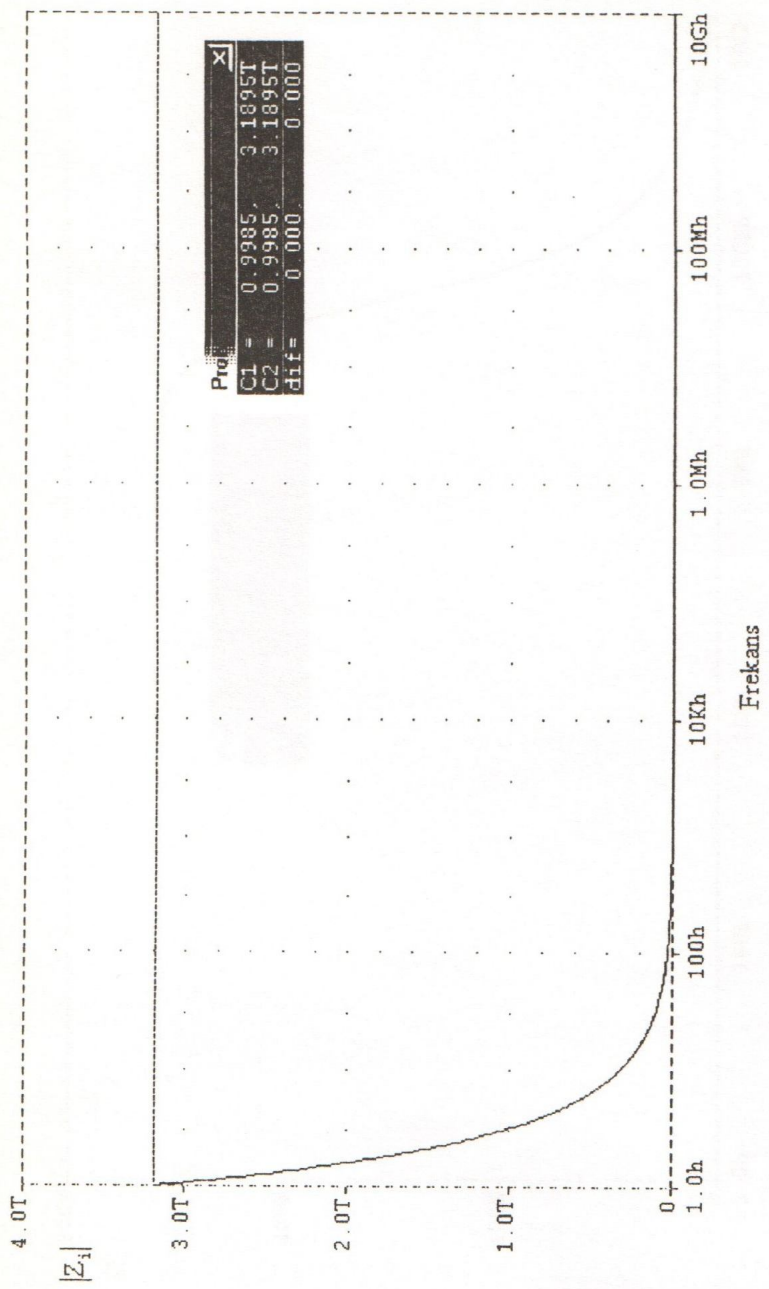
TASARLANAN KASKOD DO-OTA'NIN SPICE ANALİZİ SONUÇLARI



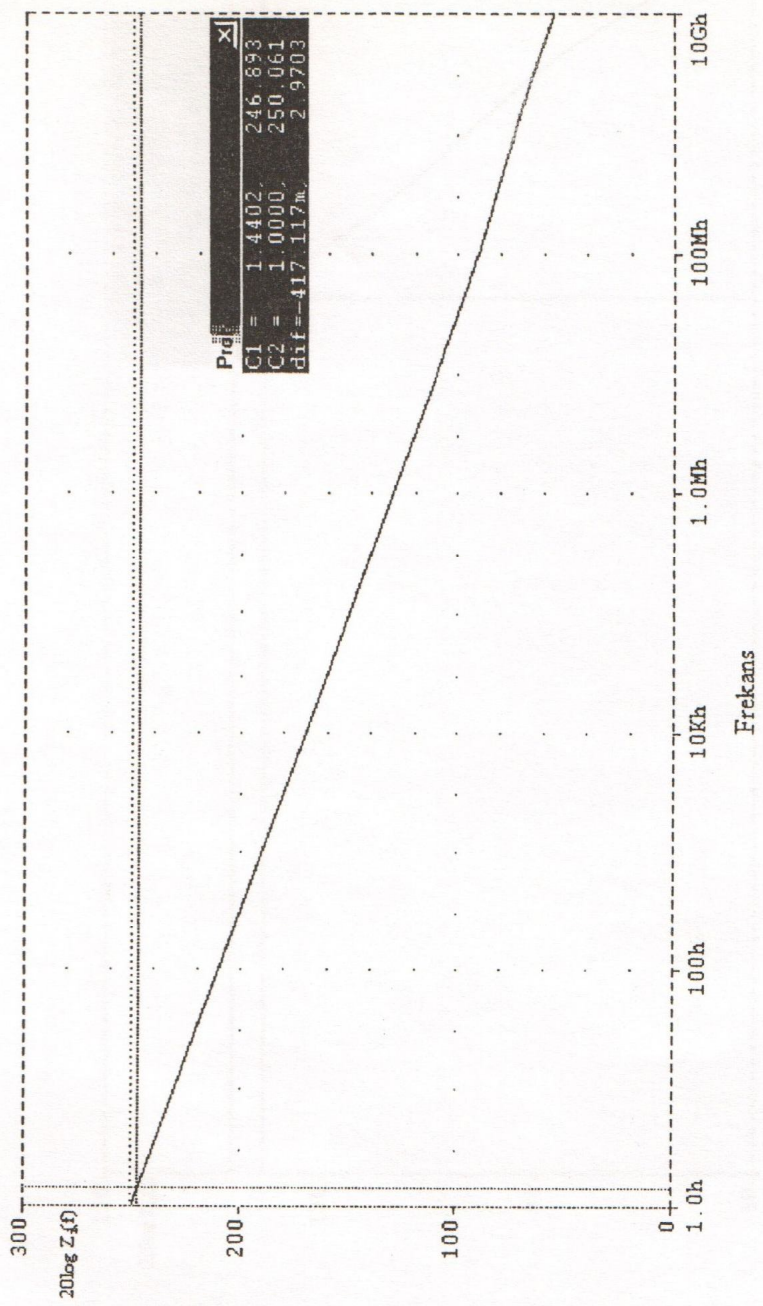
Şekil A.1 Kaskod DO-OTA'nın $V_o^+ - V_{in}$ ve $V_o^- - V_{in}$ eğrisi (0.1V aralıklarla analiz yapılmıştır.)



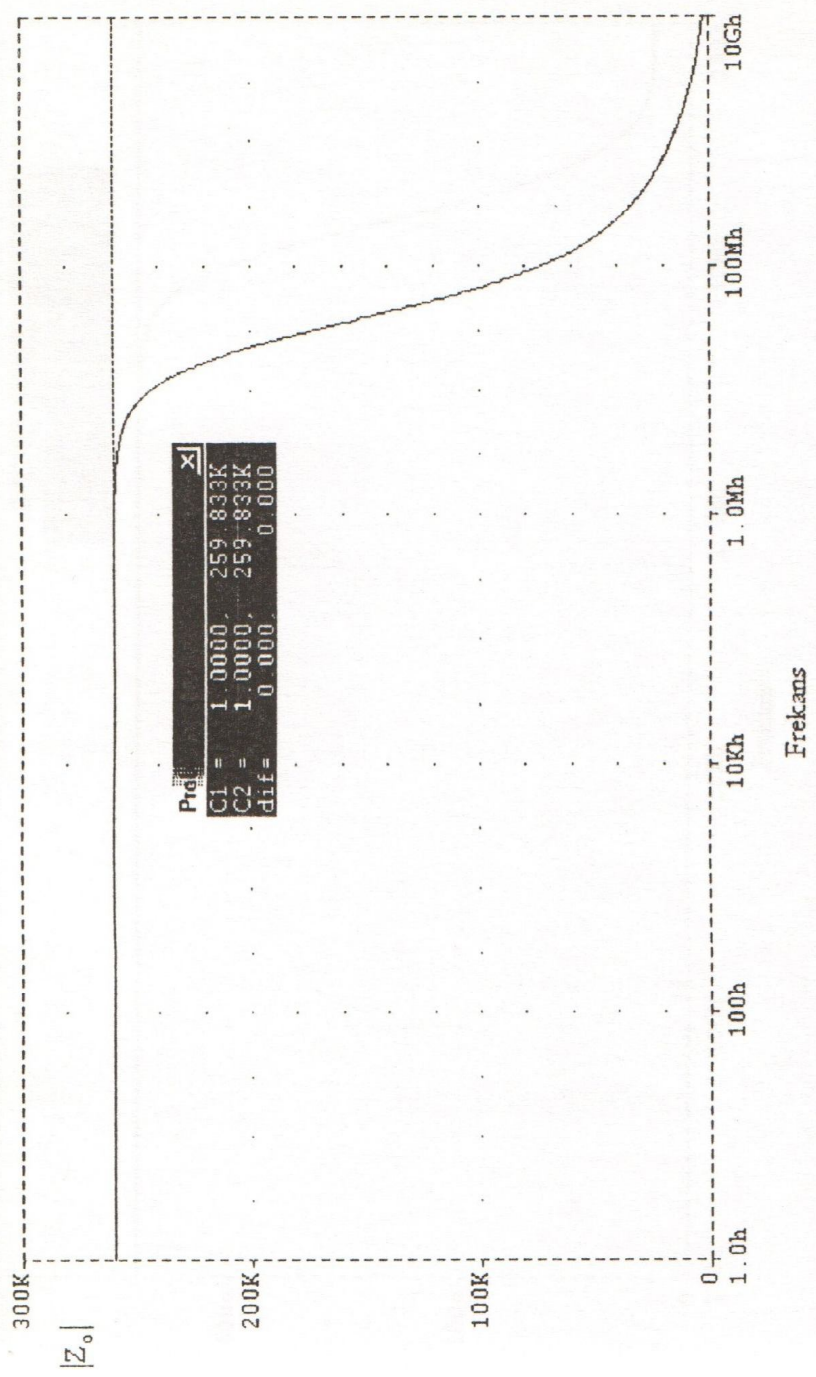
Şekil A.2 Kaskod DO-OTA'nın $I_o^+ - V_{in}$ ve $I_o^- - V_{in}$ eğrisi (0.1V aralıklarla analiz yapılmıştır.)



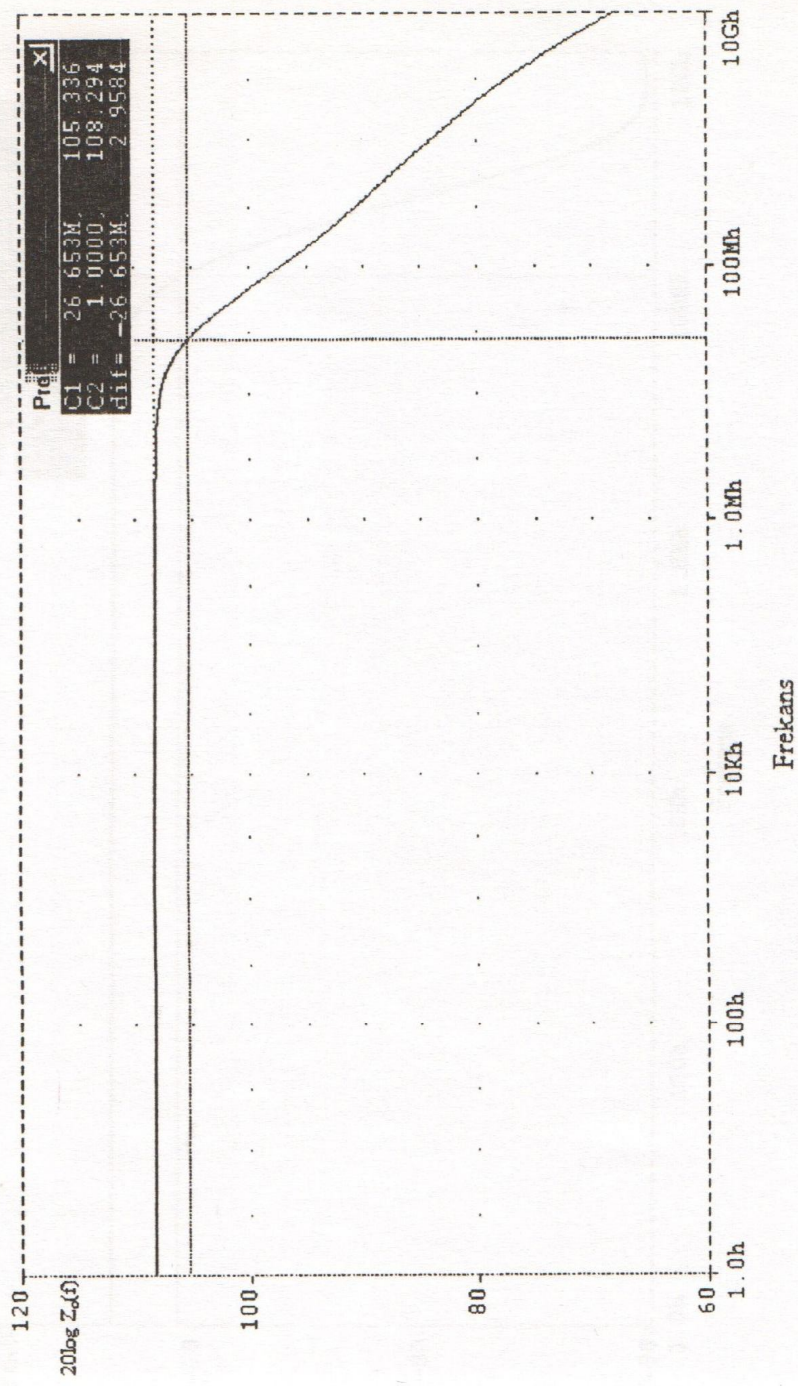
Şekil A.3 Kaskod DO-OTA'nın $|Z_i|$ -frekans eğrisi



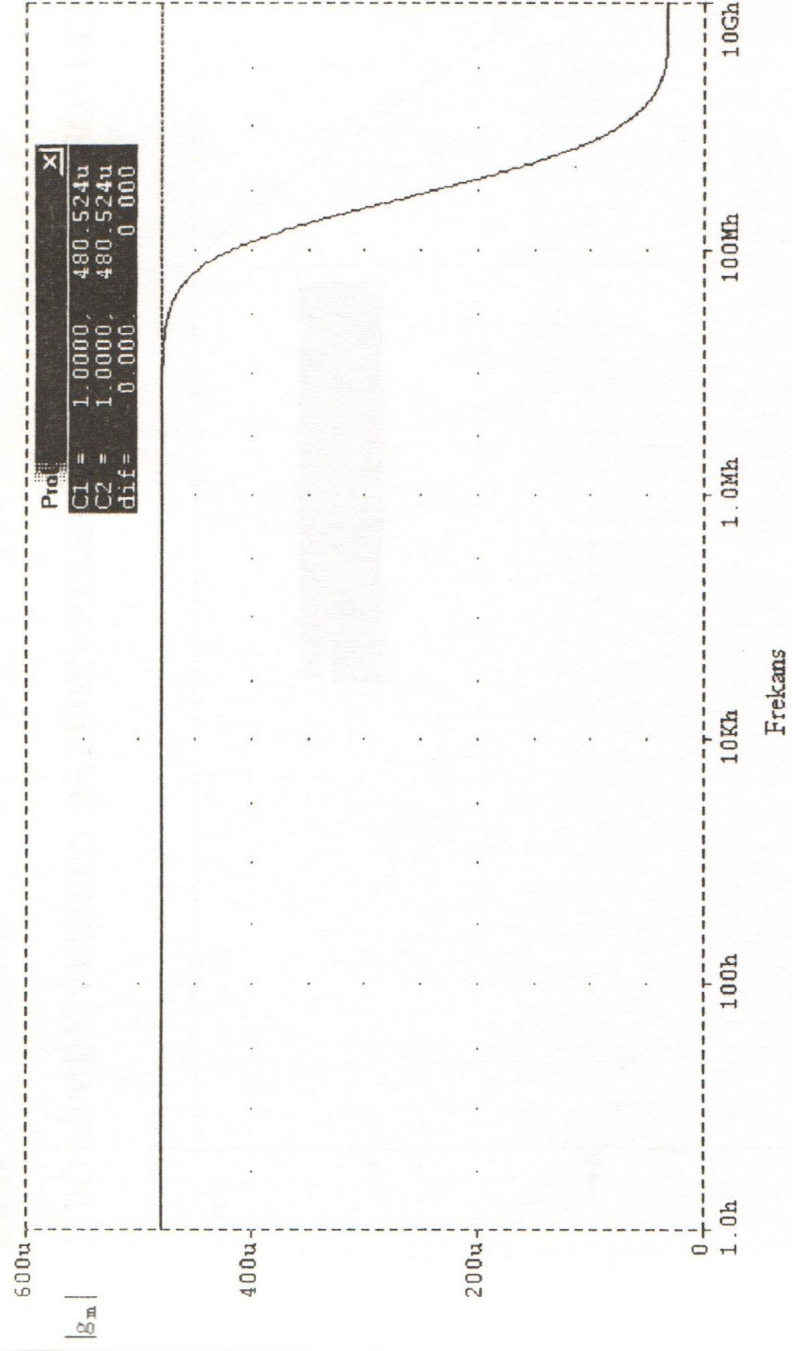
Şekil A.4 Kaskod DO-OTA'nın Z_{iAB} -frekans eğrisi



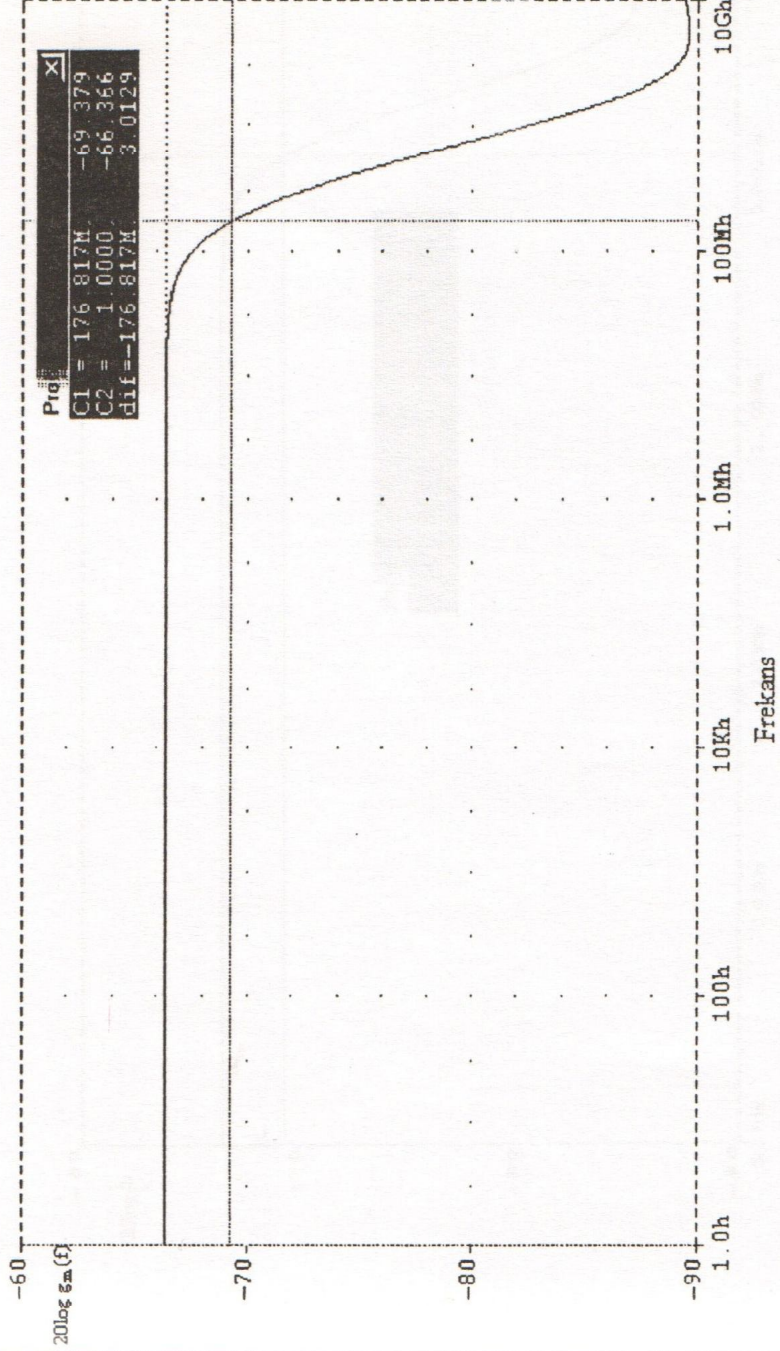
Şekil A.5 Kaskod DO-OTA'nın $|Z_o|$ -frekans eğrisi



Şekil A.6 Kaskod DO-OTA'nın Z_{oAB} -frekans eğrisi

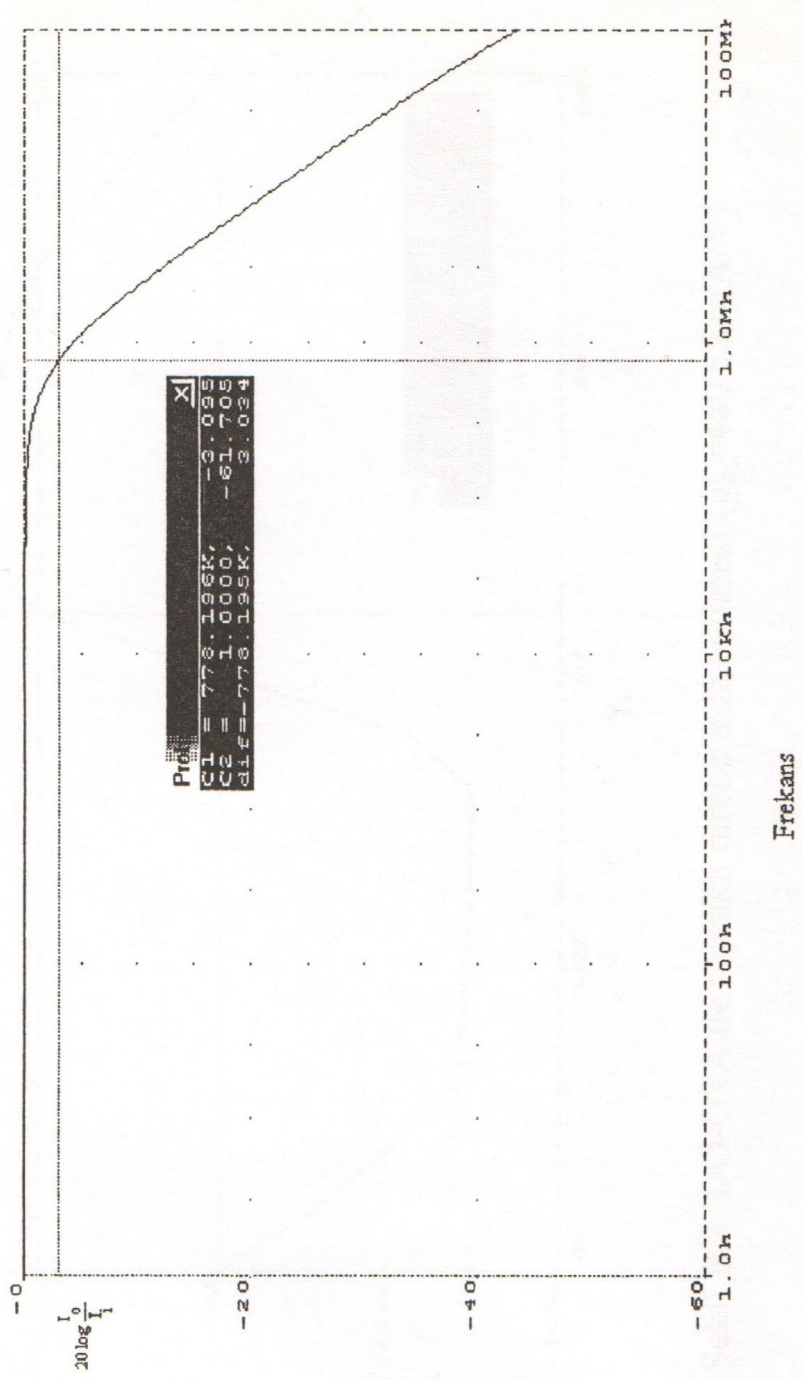


Şekil A.7 Kaskod DO-OTA'nın $|g_m|$ -frekans eğrisi

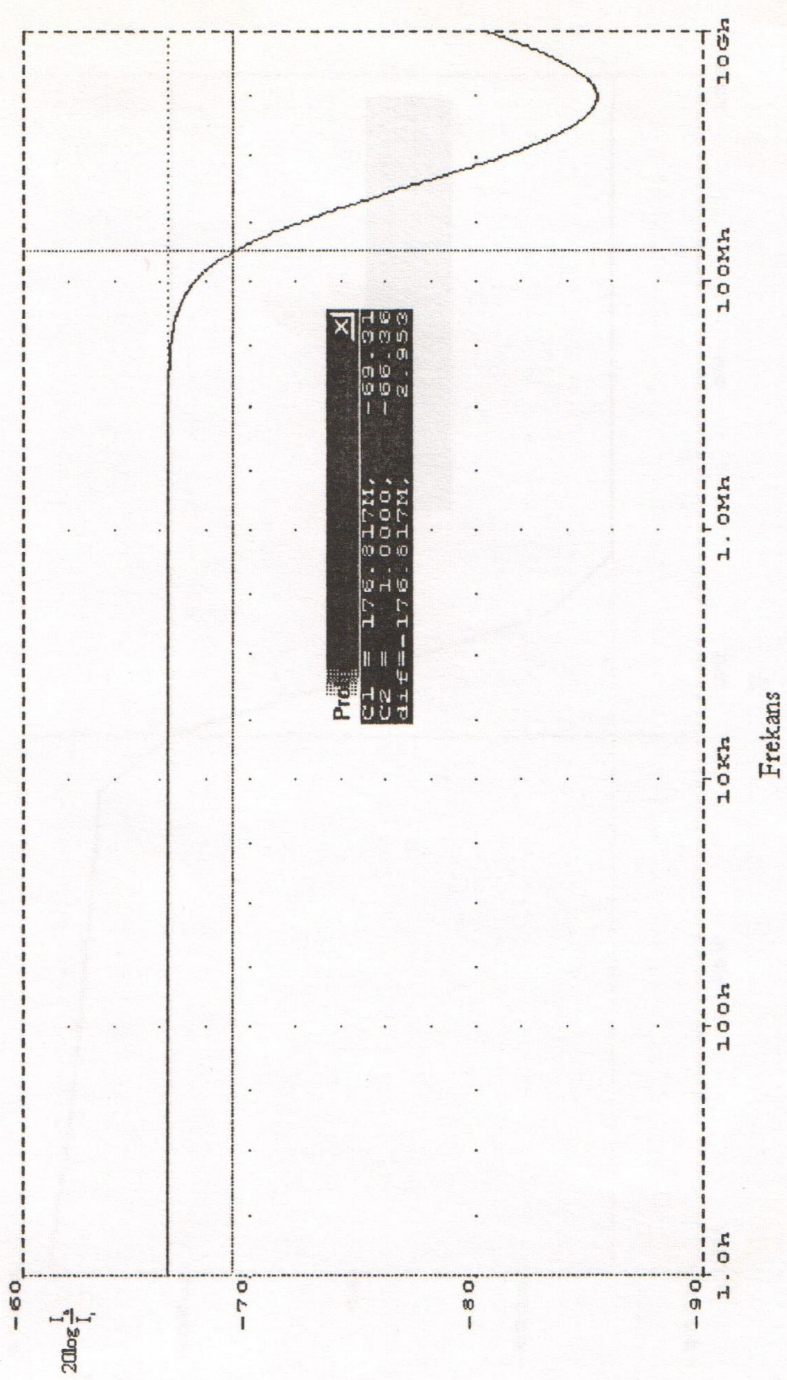


Şekil A.8 Kaskod DO-OTA'nın gm_{dB} -frekans eğrisi

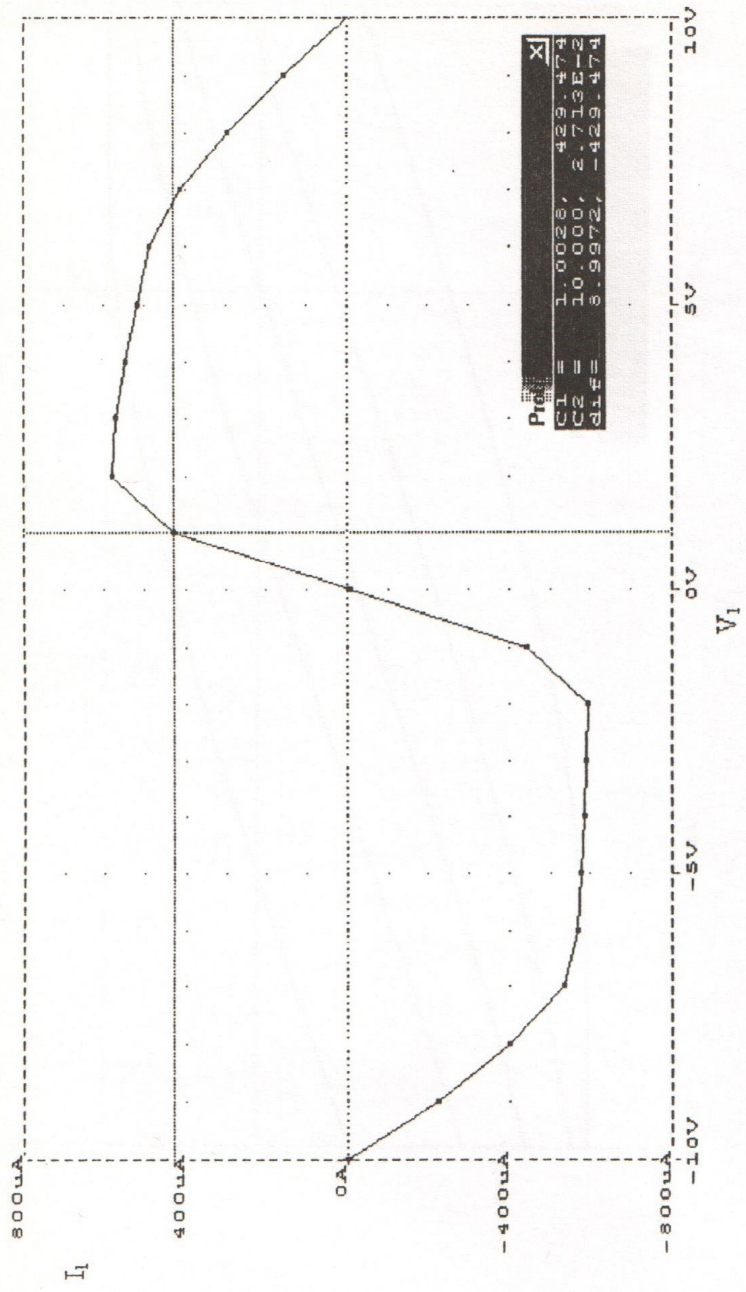
3. BÖLÜMDE VERİLEN BAZI DEVRELERİN SPICE ANALİZ SONUÇLARI



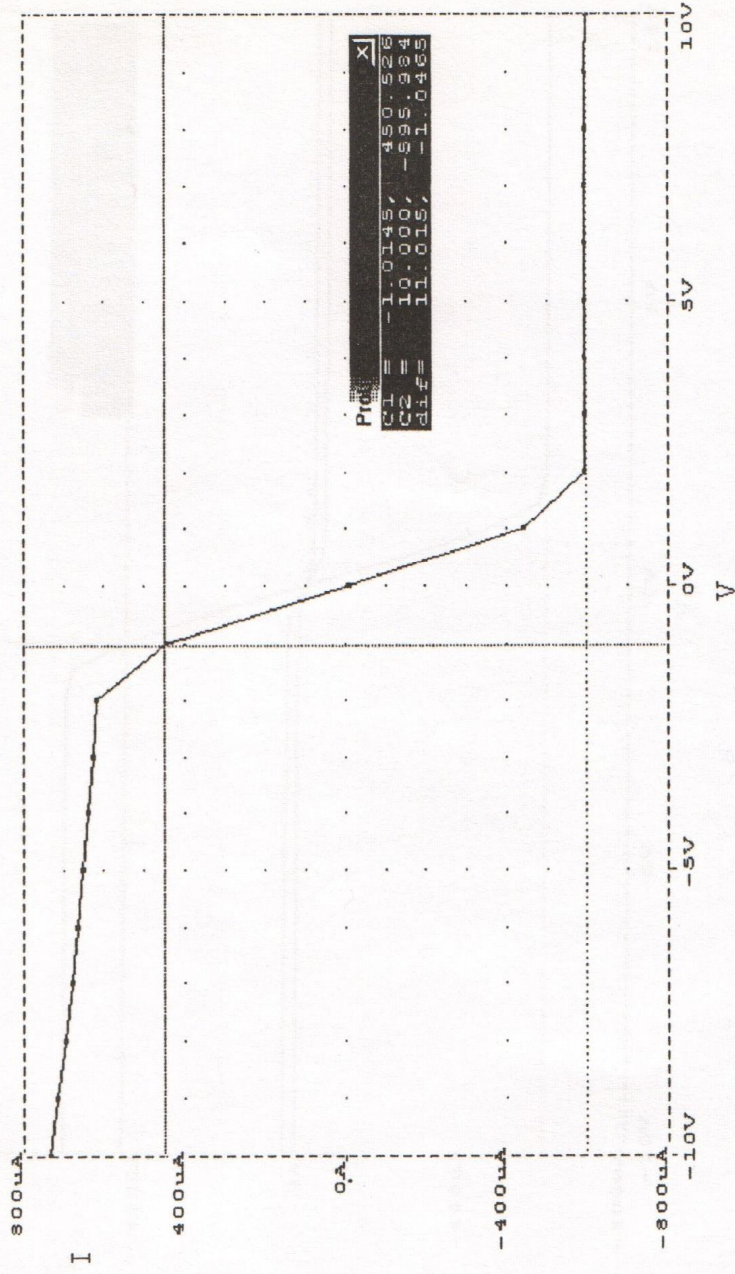
Şekil B.1 Birinci derece alçak geçiren filtre için kazanç-frekans değişimi ($C=100\text{pF}$, $V_{in}=100\text{mV}$, $g_m=480.524\mu\text{A/V}$)



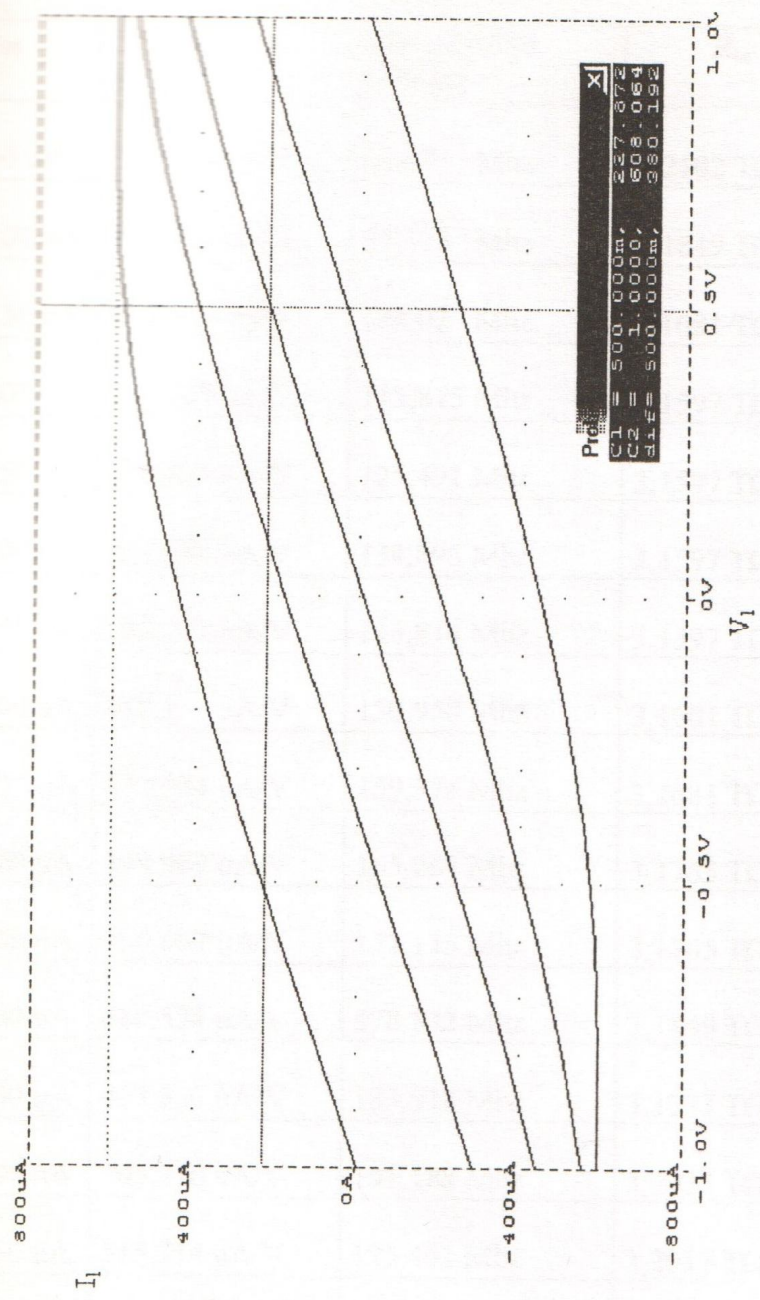
Şekil B.2 Akım integratörü için kazanç-frekans eğrisi ($C=100\text{pF}$, $g_m=480.524\mu\text{A/V}$, $I_{in}=1\mu\text{A}$, $R=1\Omega$)



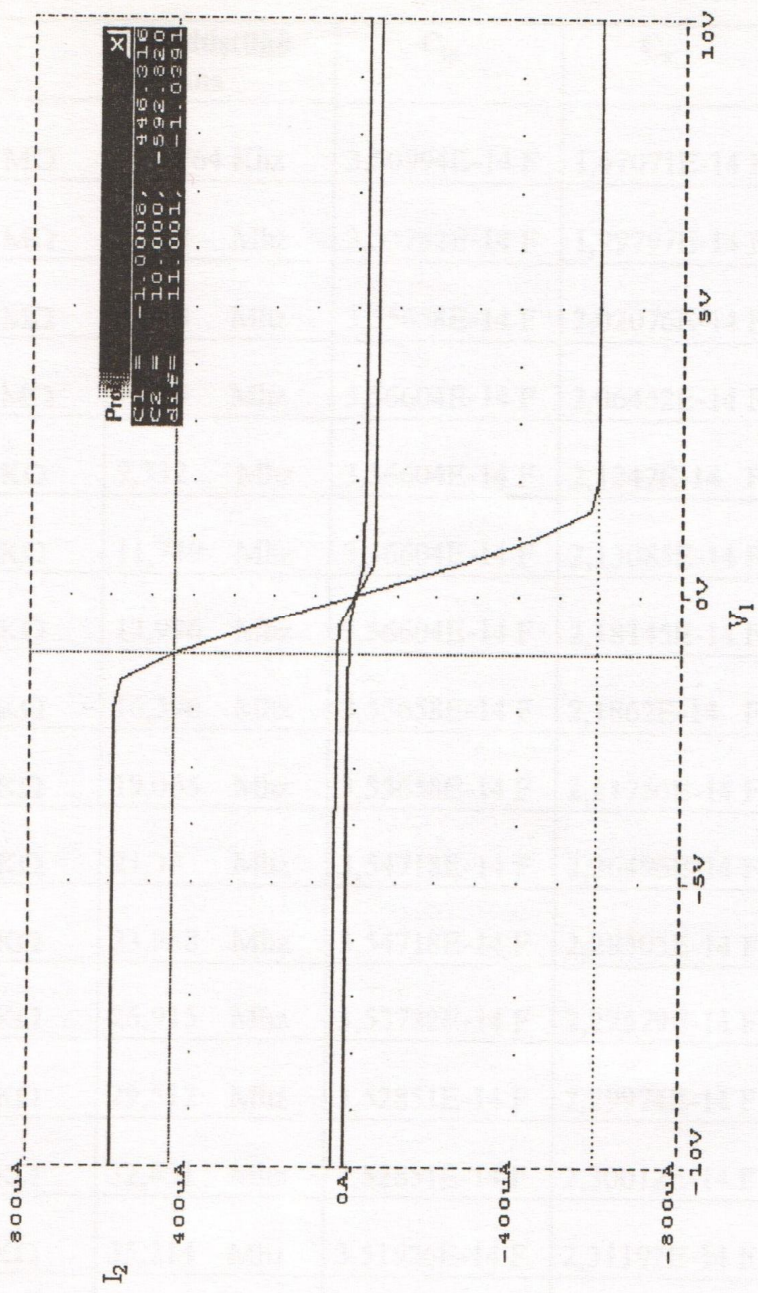
Şekil B.3 DO-OTA ile topraklı direnç elde edilmesi ($g_m=480.524\mu\text{A/V}$)



Şekil B.4 DO-OTA ile negatif direnç elde edilmesi ($g_m=480.524\mu\text{A/V}$)



Şekil B.5 DO-OTA ile iki ucu serbest direnç elemanı gerçekleştirme ($g_m=480.524\mu A/V$
 $V_2=-1V, -0.4V, 0V, 0.4V, 1V$ için çizdirilmiştir.)



Şekil B.6 DO-OTA ile jirator gerçekleştirme (Yük olarak çıkışa 1Ω , 400Ω , $1K$
bağlanmıştır, $g_{m1}=g_{m2}=480.524\mu A/V$)

Tablo C.1 Tasarlanmış olan DO-OTA'nın , farklı kuyruk akımları için g_m , R_{in} , R_o , C_o , C_{in} değerleri ve bunların 3 dB düştükleri frekanslar

I_{ss}	g_m	3dB düştüğü frekans	R_{in}	3dB düştüğü frekans	R_o	3dB düştüğü frekans	C_{in}	C_o	C
50 uA	153,358 uA/V	68,67 Mhz	3,2102 TΩ	1,4125 Hz	11,453 MΩ	831,764 Khz	3,50994E-14 F	1,67071E-14 F	2,31768E-15 F
100 uA	216,482 uA/V	89,125 Mhz	3,1849 TΩ	1,4125 Hz	2,519 MΩ	3,162 Mhz	3,53782E-14 F	1,99797E-14 F	1,17857E-15 F
150 uA	264,094 uA/V	104,02 Mhz	3,1681 TΩ	1,4125 Hz	1,536 MΩ	5,128 Mhz	3,55658E-14 F	2,02076E-14 F	1,53004E-15 F
200 uA	303,149 uA/V	115,875 Mhz	3,1597 TΩ	1,4125 Hz	1,064 MΩ	7,244 Mhz	3,56604E-14 F	2,06452E-14 F	1,37351E-15 F
250 uA	335,821 uA/V	125,491 Mhz	3,1597 TΩ	1,4125 Hz	802,646 KΩ	9,332 Mhz	3,56604E-14 F	2,1247E-14 F	1,26826E-15 F
300 uA	364,486 uA/V	134,896 Mhz	3,1597 TΩ	1,4125 Hz	635,722 KΩ	11,749 Mhz	3,56604E-14 F	2,13085E-14 F	1,17983E-15 F
350 uA	389,711 uA/V	143,814 Mhz	3,1597 TΩ	1,4125 Hz	521,279 KΩ	13,996 Mhz	3,56604E-14 F	2,18145E-14 F	1,10667E-15 F
400 uA	412,1 uA/V	150,958 Mhz	3,1681 TΩ	1,4125 Hz	438,659 KΩ	16,596 Mhz	3,55658E-14 F	2,1862E-14 F	1,0543E-15 F
450 uA	432,084 uA/V	159,374 Mhz	3,1681 TΩ	1,4125 Hz	328,664 KΩ	19,055 Mhz	3,55658E-14 F	2,21756E-14 F	9,98623E-16 F
500 uA	449,989 uA/V	165,264 Mhz	3,1765 TΩ	1,4125 Hz	376,648 KΩ	21,38 Mhz	3,54718E-14 F	2,26496E-14 F	9,63035E-16 F
550 uA	466,067 uA/V	172,118 Mhz	3,1765 TΩ	1,4125 Hz	290,612 KΩ	23,988 Mhz	3,54718E-14 F	2,28303E-14 F	9,24685E-16 F
600 uA	480,524 uA/V	178,832 Mhz	3,1849 TΩ	1,4125 Hz	259,833 KΩ	26,915 Mhz	3,53782E-14 F	2,27579E-14 F	8,89969E-16 F
650 uA	493,526 uA/V	183,918 Mhz	3,1933 TΩ	1,4125 Hz	234,5 KΩ	29,512 Mhz	3,52851E-14 F	2,29974E-14 F	8,65358E-16 F
700 uA	505,216 uA/V	191,188 Mhz	3,1933 TΩ	1,4125 Hz	213,358 KΩ	32,431 Mhz	3,52851E-14 F	2,30012E-14 F	8,32453E-16 F
750 uA	515,714 uA/V	195,461 Mhz	3,2017 TΩ	1,4125 Hz	195,493 KΩ	35,214 Mhz	3,51926E-14 F	2,31192E-14 F	8,14254E-16 F
800 uA	525,126 uA/V	200,843 Mhz	3,2101 TΩ	1,4125 Hz	180,233 KΩ	38,019 Mhz	3,51005E-14 F	2,32266E-14 F	7,92435E-16 F

ÖZGEÇMİŞ

Deniz CANDAN 1974 yılında Gökçeada'da doğdu. 1990 yılında Zonguldak Fener Lisesi'nden mezun oldu. Aynı yıl İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Bölümü'nde lisans eğitime başladı. 1994 yılında lisans eğitimini başarıyla tamamladı. 1994-1995 yılları arasında Datasistem Bilgisayar Hizmetleri A.Ş.'de servis mühendisi olarak çalıştı. 1995 yılında İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı'nda yüksek lisans eğitimine başladı.