

14181

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANALOG AKTİF TÖM-GEÇİREN FİLTRELERİN

GERÇEKLENMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Alp TÖZÖN

Tezin Enstitüye Verildiđi Tarih: 4 Haziran 1990

Tezin Savunulduđu Tarih : 25 Haziran 1990

Tez Danışmanı : Prof.Dr. Cevdet ACAR

Diğer Jüri Üyeleri : Prof.Dr.Fuat ANDAY

Yrd.Doç.Dr.Sait TÖRKÖZ

Y. G.
Yükseköğretim Kurulu
Dokümantasyon Merkezi

HAZİRAN 1990

ÖNSÖZ

Filtreler ve filtre fonksiyonları, Devreler Teorisi'nde önemli bir yere sahiptir. Bu çalışmada da, tüm-geçiren fonksiyonların sentezi ve tüm-geçiren filtre tasarımı konusunda yeni bir yöntem önerilmiştir.

Bu çalışmanın verililişi ve hazırlanışı sırasında yardım ve katkılarını esirgemeyen sayın hocam Prof.Dr.Cevdet ACAR'a teşekkürü bir borç bilirim.

Alp TÖZÜN
Haziran 1990

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
SUMMARY	v
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
BÖLÜM 2. YÖNTEMİN TANITILMASI	4
BÖLÜM 3. YÖNTEMDE KULLANILAN TEMEL YAPILARIN GERÇEKLENMESİ	13
3.1. İşlemsel Kuvvetlendirici ile Tasarım	13
3.1.1. Tüm-Geçiren Yapının Gerçeklenmesi	13
3.1.2. Kafes Yapının Gerçeklenmesi	17
3.2. OTA ile Tasarım	23
3.2.1. Tüm-Geçiren Yapının Gerçeklenmesi	24
3.2.2. Kafes Yapının Gerçeklenmesi	25
BÖLÜM 4. UYGULAMALAR	30
4.1. Genel Katsayılı Fonksiyonlar	30
4.2. Sayısal Bir Örnek Üzerinde Uygulamalar	36
4.3. İkinci Dereceden Band-Geçiren ve Band-Söndüren Filtrelerin Gerçeklenmesi	41
BÖLÜM 5. DUYARLIKLAR	46
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	49
KAYNAKLAR	51
ÖZGEÇMİŞ	53

ÖZET

Tüm-geçiren filtreler özellikle gecikme elemanı ya da faz eşitleyici (phase equalizer) olarak elektronik mühendisliğinde geniş bir kullanım alanına sahiptirler. Bu yüzden, tüm-geçiren filtreler ile ilgili gerek aktif gerekse pasif devreler için pek çok sentez ve tasarım yöntemi geliştirilmiştir ve optimum tasarım koşullarını elde edebilmek için araştırmalar sürdürülmektedir.

Bu çalışmada, tüm-geçiren filtreler ile bazı makalelerden ve lineer sistemlerin kararlılığını inceleyen bir test prosedüründen hareketle, analog tüm-geçiren filtrelerin gerçekleştirilmesi ile ilgili bir yöntem önerilmiş ve buna bağlı olarak m'inci dereceden bir tüm-geçiren fonksiyonun aktif-RC ve OTA-RC devreleri ile tasarımı konusunda bir yöntem geliştirilmiştir.

Değişik dereceli fonksiyonların farklı devreler ile tasarım örnekleri verilmiş, ayrıca aynı fonksiyonun aynı yapıda fakat farklı sayıda eleman ile de gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir.

Devre elemanlarına bağlı duyarlıklar incelenmiş ve olumlu sonuçlar elde edildiği ortaya konmuştur.

Ayrıca, iki ayrı tüm-geçiren fonksiyonun toplam ve farkından ikinci dereceden band-geçiren ve band-söndüren filtre fonksiyonlarının sağlandığı gösterilmiştir.

SUMMARY

REALIZATION OF ANALOG ACTIVE ALL-PASS FILTERS

Filters, whether theoretically or practically, have been a great and significant part of electronics engineering for several decades. Because they can take part almost in every electronic circuit, they also constitute one of the mostly researched areas.

All-pass filters form a sub-section of this area. In continuous-time domain, they can be represented with the transfer function $A_m(s)$ ("A" for all-pass and "m" for the order of the function) which has a constant magnitude for all ω , namely unity.

Properties of $A_m(s)$ are as follows:

1. $A_m(s) = \frac{D(-s)}{D(s)}$ $A_m(j\omega) = \frac{D^*(j\omega)}{D(j\omega)}$
2. $A_m(s) \cdot A_m(-s) = 1$, for all s .
3. If $A_m(s)$ has a zero at $s=a_0$, then it has a pole at $s=-a_0$.
4. If $A_m(s)$ has a zero at $s=a_1+jb_1$, then it has a pole at $s=-a_1+jb_1 \iff$ the poles and zeros of $A_m(s)$ are negative complex conjugate.

Because all-pass filters provide constant magnitude of unity, they can be used as delay elements or phase-shifters. Like other types of filters, all-pass filters can be realized with active or passive components in continuous- or discrete-time domain.

Studies to obtain optimum conditions for filter design are carried on and new methods are brought out.

Today, we have a large choice for realization. It has been achieved through different research operations and development stages:

Going back to early 70's, a new method for realizing active all-pass filters using Wien's bridge [15] can be taken into consideration. The circuit that was proposed for realization combined

the structure of Wien's bridge with operational amplifiers and different versions of RLC circuits.

Another design method used a single transistor for active elements. It was based on the connection of series RLC circuits between collector-base junction of the common-emitter circuit consisting of the single transistor. The number of parallel connections of series RLC circuits denoted the order of the function (for further information, the reader is referred to [10].).

Together with the progress in integrated circuit technology, the use of inductive elements in filter design became more and more inconvenient because those elements were not suitable for integration and for low-frequency circuits. Therefore, active-RC and active-C circuits which could easily be produced applying this technology replaced them and proved themselves very suitable for filter design. Like for other types of filters, active-RC and active-C filters are among the most popular ones in analog all-pass filtering. Many researches have been carried out on subjects like dynamic performance, sensitivity performance and obtaining a broad frequency range. These studies are carried out today, too.

A simulation of the inductor resulted in obtaining a synthesis method using only capacitors and gyrators as active elements.

Another active element used in all-pass filter circuits is the current conveyor [8], [12]. Besides, there are also circuits that use dependent sources like voltage-controlled voltage source or voltage-controlled current source as active elements. Their advantage to other active elements (especially to operational amplifiers) is that they can be controlled via an external signal (which is not possible for operational amplifiers).

The tendency to produce analog active filters as a single chip led scientists and engineers to elements which were suitable for that technology. As a result of this, OTAs (operational transconductance amplifier) started to be used more commonly in active filter design procedures. This preferability comes from the good performance of the OTA at high frequencies and linear controllability of its transconductance gain via an external signal. OTA element can easily be applied to MOS-technology, especially to CMOS structures, and that increases its significance in filter design. An earthed capacitor forms a suitable element pair with OTA because of its convenience in integrated circuit technology. Using OTA elements, it is possible to remove undesirable effects in the filter characteristics by controlling its transconductance gain.

In this study, the design procedure is carried out with active-RC circuits and with OTA-earthed RC circuits which can easily be turned to OTA-earthed capacitor equivalents by replacing resistors

with OTA elements.

This work presents a method for realizing analog active all-pass filters, obtaining an analog of an algorithm to realize digital transfer functions. The method is based on the realization with lossless two-pairs [14] in a cascaded lattice form. The circuit realized with this method consists of basic cells connected in cascade whereas every element has the same value with the exception of a few elements which have to be calculated separately for every basic cell.

The main idea of the circuit is to obtain another all-pass function of one order less in every basic cell. The reduction process goes up to zero-th order. The all-pass function of zero-th order is 1 (or -1 according to the sign of the given transfer function). Therefore, the output terminals of the last lattice cell representing the first order are connected together. As a result, a given all-pass transfer function of m -th order is realized with m lattice cells connected in cascade and the output terminals of the last cell connected together. So, the input and the output variables are the input and the output voltages at the input terminal of the first lattice cell.

The way to obtain a transfer function of one order less results in finding out a coefficient k_m which can be achieved by taking $s=a_m$ in the given m -th order transfer function $G_m(s)$. a_m can be any positive real constant. The multiplication of a reversed all-pass function of first order with the difference of $G_m(s)$ and k_m divided by one minus $G_m(s)$ times k_m gives another all-pass function of $m-1$ -st order. This process is carried out calculating k_{m-1} , k_{m-2} etc. until the transfer function is found as unity (For further details, the reader is referred to [4], [7] and [14].).

The design process has been carried out both for op. amp.-RC circuits and for OTA-RC circuits. It resulted in six different prototypes of the main lattice cell from which only two-one of op. amp.-RC building blocks, another of OTA-RC building blocks-have a practical significance.

Because of the order-reduction process and the connections in cascade this method requires a great number of active and passive elements in total which may seem as a problem. But in fact, the advantages of the method are supposed to overcome its drawbacks. For example, the circuits realized with this method have a good sensitivity performance. Especially, the sensitivity of $G_m(s)$ with respect to k_m and a_m comes out to be purely imaginary. This means that choosing any real positive number as a_m and thus finding any constant as k_m does not affect the magnitude of the given function. Besides, by choosing a_m equal to a positive real zero of the function-if there exists one-it is possible to eliminate a

part of the lattice cell and so, to decrease the number of the elements realizing the circuit.

The chosen OTA-RC structure is more convenient from practical point of view though the other op.amp.-RC structure realizes the circuit with less elements. The reason for this is, that OTA's are more suitable for integration and that their performance at higher frequencies are better than operational amplifiers. It is also possible to replace resistors with their OTA-equivalents so that one can achieve OTA-earthed capacitor circuits which is preferred in integrated circuit technology. Besides, this method provides a simple topology of the circuits. This facilitates their mass-production.

Another possible drawback which may appear while applying the method is that the coefficients k_i happen to be negative. This problem may arise as a result of the arrangement of the coefficients in the all-pass transfer function. One solution may be found by increasing the values given to a_i 's and by controlling whether there exists a positive value of the coefficients k_i . If there is none, one can try to realize negative resistors (by using negative-impedance converter etc.).

Concerning second-order functions, pole frequency ω_p and quality factor Q_p are functions of k_1 and k_2 so that it is possible to change their values by changing k_1 and k_2 . The sum of unity with a second-order all-pass function gives a band-reject filter of second order and the difference of unity and a second-order all-pass filter provides a band-pass filter of second order. The dependence of ω_p and Q_p on k_1 and k_2 plays an important role here, because by changing the center frequencies and quality factors of the notch filters through k_1 and k_2 , their magnitude functions can be adjusted until the desired conditions are achieved.

This study, in general, proposes a realization method with more positive properties than possible drawbacks and consists of five sections.

The second section of the work includes the theoretical concepts the given method is based on and gives the building blocks to realize the all-pass functions.

The third section presents some types of circuits which are used in the design procedure and explains how the given building blocks can be realized with these circuits.

On the fourth section, applications on filter functions either with general or numerical coefficients are given in order to make clear how the method works. It also explains how second-order notch

filters can be obtained from second-order all-pass filters. A discussion on the dependence of ω_p and Q_p on k_1 and k_2 and on its results is included.

The last section concerns with sensitivity considerations and examines the convenience of the circuits from that point of view.



BÖLÜM 1. GİRİŞ

Filtreler, gerek teorik gerekse pratik açıdan elektronik mühendisliğin önemli ve kapsamlı bölümlerinden birini oluştururlar. Hemen her türden elektronik devrede yer aldıklarından, aynı zamanda üzerinde en çok araştırma yapılan alanlardandır. Tüm-geçiren filtreler de bu geniş bölümün parçalarından biridir. Tüm-geçiren fonksiyonların genliğinin sabit, yalnızca fazının değişken oluşu, bu tür filtrelerin genellikle gecikme elemanı olarak ya da giriş işaretinin fazını 0 ile 2π veya $-\pi$ ile π arasında ayarlayan faz kaydırma devrelerinin gerçekleştirilmesinde kullanılmasını sağlamıştır. Diğer filtre türlerinde olduğu gibi, aktif ve pasif devrelerden ya da analog ve sayısal yapılardan seçilmek üzere, çok geniş bir gerçekleştirme alanına sahiptir.

Günümüzdeki bu geniş gerçekleştirme seçeneğine değişik araştırma ve geliştirme aşamalarından geçilerek ulaşılmıştır. Önce pasif elemanlar ile başlanan gerçekleştirme aşaması, transistör ve işlemsel kuvvetlendiricilerin yaygınlaşması ile aktif gerçeklemeye dönüşmüş ve kısa sürede gelişip geniş bir tasarım alanına sahip olmuştur. Örneğin, genellikle düşük frekanslı osilatörlerde kullanılan Wien köprüsünü işlemsel kuvvetlendirici ile bir araya getirerek oluşturulan tüm-geçiren filtre devresi, 70'li yılların başında kullanılan aktif tasarım yöntemlerinden biri idi [15]. Diğer bir ilginç aktif tasarım yöntemi de, tek transistörden oluşan ortak emetörlü devrenin kollektör-baz jonksiyonu arasına seri RLC devrelerinin, fonksiyonun derecesi kadar sayıda paralel kombinasyonunun bağlanması ile, m'inci dereceden tüm-geçiren filtre elde edilmesini sağlamakta idi [10].

Tümleşik devre teknolojisi geliştikçe, bu konuda ve düşük frekanslardaki uygulamalarda elverişli olmayan endüktans elemanının kullanımı minimum düzeye indi ve aktif-RC ve özellikle bu teknolojiye uygun olan aktif-C devreleri geniş bir kullanım alanına sahip oldu. Bu arada, tüm-geçiren filtrelerdeki endüktans elemanının simülasyonu

sonucunda, yalnızca kapasite-jirator çiftlerinden oluşan değişik sentez yöntemleri de geliştirildi [5].

Diğer analog filtre türlerinde olduğu gibi, tüm-geçiren filtrelerde de en yaygın türlerden biri, aktif-RC filtreleridir. Bu filtrelerin duyarlık hesaplarından frekans bandının genişletilmesine kadar pek çok konuda araştırma yapılmış ve birçok farklı devre yapısı geliştirilmiştir. Bu araştırmalar günümüzde de sürdürülmektedir.

Tüm-geçiren filtrelerde kullanılan diğer bir aktif eleman da akım taşıyıcısıdır (current conveyor) [8], [12]. Bunun dışında, bağımlı kaynakları aktif eleman olarak kullanan devreler, tüm-geçiren filtre tasarımıyla önemli bir yere sahiptir. Aynı şekilde, tümdevre teknolojisine uygunluğu yüksek olan OTA'lar da, aktif tüm-geçiren filtrelerin tasarımıyla giderek artan bir kullanım alanı bulmaktadır.

Analog tüm-geçiren aktif filtre tasarımı konusundaki araştırmalar, genel olarak, 1960'lı yılların sonları ile 1970'li yılların ortaları arasında yoğunlaşmaktadır. Bu tarihten itibaren, aynı konuda sayısal filtrelerin tasarlanması ile ilgili çalışmalar ağırlık kazanmaya başlamış ve bu ağırlığını artırarak günümüze kadar gelmiştir.

Yapılan tez çalışması da, bu tür sayısal tüm-geçiren fonksiyonların gerçekleştirilmesi ile ilgili bir algoritmadan yola çıkarak bu fonksiyonları analog filtreler ile gerçekleyen bir yöntem geliştirilip çeşitli yönlerden incelenmesinden oluşmaktadır.

Çalışmanın ikinci bölümünde, önerilen yöntemin dayandığı teorik esaslar ortaya konmakta, yöntemin uygulanabilirliği için gerekli şartlar incelenmekte ve yöntemi gerçekleyecek olan yapı blokları verilmektedir.

Üçüncü bölümde, tasarım aşamasında kullanılan devre tipleri tanımlanarak verilen yapı blokları bu devreler ile gerçekleştirilmektedir.

Dördüncü bölüm, yöntemin işleyişi hakkında fikir vermek için, genel katsayılı ve sayısal filtre fonksiyonları üzerindeki uygulamalara yer vermekte, ayrıca iki ayrı tüm-geçiren fonksiyondan band-

geçiren ve band-söndüren filtreleri elde eden bir yöntemi içermektedir.

Beşinci bölümde duyarlık konusu ele alınmakta ve oluşturulan devrelerin bu açıdan elverişlilikleri incelenmektedir.



BÖLÜM 2. YÖNTEMİN TANITILMASI

Tez konusu olan yöntem, birkaç makalede öne sürülen görüşlerden hareket ederek geliştirilmiştir. Bu makalelerin ortak noktası, doğrudan ya da dolaylı olarak tüm-geçiren yapılar veya fonksiyonlar ile ilgili olmaları ve her tüm-geçiren sistemin ard arda bağlı kayıpsız "iki-çift" yapılar yardımı ile sentez edilip gerçekleştirilebileceği fikrinden hareket etmeleridir.

Bu tezde, herhangi bir sayısal transfer fonksiyonunu gerçekleştirmek için geliştirilmiş olan bir algoritma, s-domeninde reel katsayılı tüm-geçiren fonksiyonlara uyarlanmış, bu yeni algoritma doğrultusunda farklı aktif devreler tasarlanmış ve bu devreler üretim açısından en elverişli olanları saptamak amacıyla aralarında çeşitli yönlerden karşılaştırılmıştır.

Burada sözü edilen kayıpsızlık özelliği, gerçekte kararlı tüm-geçiren transfer fonksiyonlarının sağladığı koşullara eşdeğerdir: Herhangi bir $G(Z)$ fonksiyonu sınırlı-giriş, sınırlı-çıkış kararlılığına sahipse, reel Z değerleri için reel ise ve

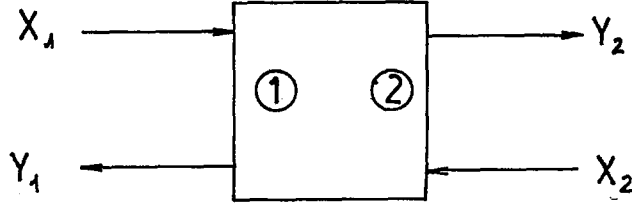
$$G^*(e^{j\omega}).G(e^{j\omega})=1 \quad (2.1)$$

eşitliğini tüm ω değerleri için sağlıyorsa, o fonksiyon "kayıpsız sınırlı reel" (lossless bounded real) bir fonksiyondur. Bu özellikleri doğal olarak sağlayan tüm-geçiren transfer fonksiyonları aynı zamanda,

$$G(Z^{-1}).G(Z)=1 \quad (2.2)$$

eşitliğini de tüm Z değerleri için sağlarlar.

Sayısal filtrelerin gerçekleştirilmesi için önerilmiş olan algoritmanın [7] temel yapı bloğu, "iki-çift" (two-pair) [14] adı verilen ve Şekil 2.1'de gösterilmiş olan iki girişli iki çıkışlı bir sistemdir.



Şekil 2-1 "iki-çift" yapı.

Giriş değişkenleri olan X_1 ve X_2 ile çıkış değişkenleri Y_1 ve Y_2 arasındaki bağıntı, zincir matrisi ile,

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Y_2 \\ X_2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

biçiminde ya da transfer matrisi ile,

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

biçiminde ifade edilebilir.

(Bu bağıntılar gerek ayrık-zaman gerekse sürekli-zaman sistemleri için geçerli olduklarından, değişkenler kapalı biçimde verilmiştir.)

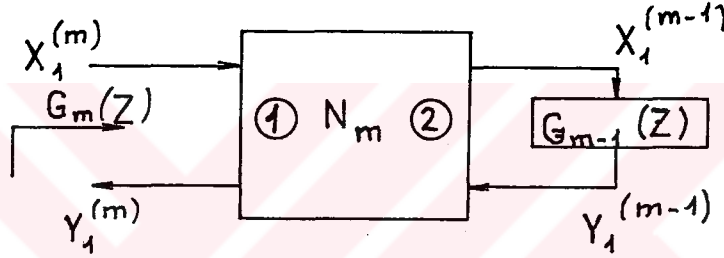
Algoritmanın fonksiyon gerçekleştirme yöntemi, "iki-çift" yapı bloklarının ard arda bağlanmasına dayanmaktadır. Bu tip sistemlerde, transfer fonksiyonunun hesaplanması açısından, zincir matrisi ifadesi daha elverişlidir. m 'inci dereceden verilmiş herhangi bir $G_m(Z) = Y_1^{(m)} / X_1^{(m)}$ transfer fonksiyonu Şekil 2-2'de olduğu gibi bir N_m iki-çifti ile gerçekleştirilir ve ②'deki giriş ve çıkış değişkenleri $X_1^{(m-1)}$ ve $Y_1^{(m-1)}$ arasında

$$Y_1^{(m-1)} = G_{m-1}(Z) X_1^{(m-1)} \quad (2.5)$$

biçiminde bir bağıntı tanımlanırsa, (2.3) bağıntısından yararlanarak,

$$G_m(Z) = \frac{Y_1^{(m)}}{X_1^{(m)}} = \frac{C_m + D_m \frac{Y_1^{(m-1)}}{X_1^{(m-1)}}}{A_m + B_m \frac{Y_1^{(m-1)}}{X_1^{(m-1)}}} = \frac{C_m + D_m G_{m-1}(Z)}{A_m + B_m G_{m-1}(Z)} \quad (2.6)$$

olarak elde edilir. Burada, A_m , B_m , C_m ve D_m N_m iki-çiftinin zincir parametreleridir.



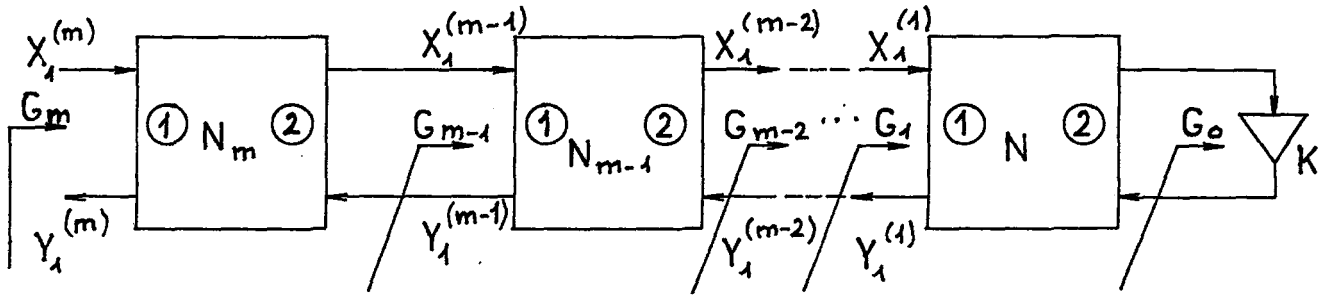
Şekil 2-2 m'inci dereceden transfer fonksiyonu $G_m(Z)$ 'in gerçekleştirilmesinin ilk aşaması.

(2.6)'dan $G_{m-1}(Z)$ çekilirse,

$$G_{m-1}(Z) = \frac{Y_1^{(m-1)}}{X_1^{(m-1)}} = \frac{C_m - A_m G_m(Z)}{B_m G_m(Z) - D_m} \quad (2.7)$$

eşitliği elde edilir. Burada, temel nokta, G_{m-1} fonksiyonunun derecesinin G_m 'in derecesinden bir düşük, yani $m-1$ olmasıdır.

$G_{m-1}(Z)$ fonksiyonu da $G_m(Z)$ 'in tanımlandığı biçimde ve çıkışta derecesi $G_{m-1}(Z)$ 'inkinden bir eksik olan $G_{m-2}(Z)$ bulunacak şekilde elde edilir. Bu işlem, Şekil 2-3'te görüldüğü gibi, transfer fonksiyonu sabit bir sayıya indirgeninceye dek sürdürülür.



Şekil 2-3 $G_m(Z)$ fonksiyonunun kaskad bağlı iki-çiftler ile gerçekleştirilmesi.

Bu algoritmanın uygulanabilmesi, iki-çift yapılar için uygun A_i , B_i , C_i ve D_i parametrelerinin bulunması ve $G_m(Z)$ ile aynı yapıda fakat derecesi bir eksik olan $G_{m-1}(Z)$ fonksiyonunun elde edilmesine bağlıdır.

Problemin bir çözümü, aynı yöntemden yararlanarak ayrık-zaman sistemlerinin kararlılığını denetleyen Schur-Cohn Test'inde uygulanmak üzere E.J. Jury tarafından ortaya konmuştur. Tezde değinilen tasarım aşamaları ile olan benzerlikler açısından testin uygulanışından kısaca bahsetmek yararlı olacaktır:

Herhangi bir ayrık-zaman $H(Z)=P(Z)/D(Z)$ transfer fonksiyonu verilmiş olsun ($P(Z)$ ile $D(Z)$ arasında ortak çarpan olmadığı ve bu polinomların reel katsayılı olduğu varsayılmaktadır).

$$H(Z) = \frac{P(Z)}{D(Z)} = \frac{p_0 + p_1 Z^{-1} + \dots + p_m Z^{-m}}{1 + d_1 Z^{-1} + \dots + d_m Z^{-m}} \quad (2.8)$$

biçiminde m 'inci dereceden bir fonksiyon ise, bu fonksiyondan m 'inci dereceden bir tüm-geçiren fonksiyon türetilir:

$$G_m(Z) = \frac{N_m(Z)}{P_m(Z)} = \frac{Z^{-m} D(Z^{-1})}{D(Z)} = \frac{d_{m,m} + d_{m,m-1} Z^{-1} + \dots + Z^{-m}}{1 + d_{m,1} Z^{-1} + \dots + d_{m,m} Z^{-m}} \quad (2.9)$$

Burada $d_{m,k} \triangleq d_k$ 'dir ve (2.8) ve (2.9) bağıntılarındaki payda polinomları aynı olduğundan, $G_m(Z)$ fonksiyonunun kararlılığı $H(Z)$ 'in

kararlılığına eşdeğerdir.

$G_m(Z)$ 'in kararlı olabilmesi için $D(Z)$ 'in tüm köklerinin çarpımının genliği olan $|d_{m,m}|$ 'in 1'den küçük olması gerektiği (2.9)'dan görülmektedir. Böylece,

$$k_m \triangleq G_m(\infty) = d_{m,m} \quad (2.10)$$

ile tanımlanan k_m katsayısının 1'den küçük olması, kararlılık için gerekli koşulu oluşturmaktadır. Bundan sonra, yeni bir transfer fonksiyonu olarak,

$$Z^{-1}G_{m-1} = \frac{G_m(Z) - k_m}{1 - k_m G_m(Z)} \quad (2.11)$$

oluşturulur. Hesaplanırsa, $G_{m-1}(Z)$ 'in $m-1$ 'inci dereceden olduğu ve

$$G_{m-1}(Z) = \frac{d_{m-1,m-1} + \dots + d_{m-1,1} Z^{-(m-2)} + Z^{-(m-1)}}{1 + d_{m-1,1} Z^{-1} + \dots + d_{m-1,m-1} Z^{-(m-1)}} \quad (2.12)$$

biçiminde bir tüm-geçiren fonksiyon olduğu görülür. Bu kez de $k_{m-1} \triangleq G_{m-1}(\infty) = d_{m-1,m-1}$ katsayısının 1'den küçük olup olmadığını kontrol edilir. Bu işlem, $G_m(Z)$, $G_{m-1}(Z)$, ..., $G_1(Z)$ ve $G_0(Z)=1$ biçiminde bir tüm-geçiren fonksiyonlar dizisi ve bunlardan çıkarılan $k_m, k_{m-1}, \dots, k_2, k_1$ katsayılarının hesaplanması ile yürütülür. Eğer tüm k_i katsayılarının genliği 1'den küçük ise, $G_m(Z)$ (ve dolayısıyla $H(Z)$) fonksiyonu kararlıdır (Bu konuda daha ayrıntılı bilgi edinmek için [6] ve [14] kaynaklarına başvurulabilir).

(2.7) ile verilen bağıntının pay ve paydası (-1) ile çarpılırsa,

$$G_{m-1}(Z) = \frac{Y_1^{(m-1)}}{X_1^{(m-1)}} = \frac{A_m G_m(Z) - C_m}{D_m - B_m G_m(Z)} \quad (2.7')$$

biçiminde bir ifade elde edilir. (2.7') ile (2.11) denklemlerinin sağ tarafları birbirine eşitlendiğinde tüm-geçiren fonksiyonların

iki-çift yapılar ile gerçekleştirilmesini sağlayan zincir parametreleri,

$$\left. \begin{array}{l} A_i = 1 \\ B_i = k_i \\ C_i = k_i \\ D_i = 1 \end{array} \right\} \quad i=m, m-1, \dots, 2, 1$$

olarak bulunur.

(2.7') ifadesi, genel anlamda derece düşürmeyi sağlayan algoritmayı vermektedir. Görüldüğü gibi, aynı ifade tüm-geçiren fonksiyonlar için Z-domeninde ve $k_m \triangleq G_m(\infty)$ olarak alındığı zaman,

$$G_{m-1}(Z) = Z \cdot \frac{G_m(Z) - k_m}{1 - k_m \cdot G_m(Z)} \quad (2.11')$$

biçimine dönüşmektedir.

Bu çalışma ile ortaya konan yöntem, sürekli-zaman fonksiyonlarının gerçekleştirilmesine yönelik olduğundan ve pratik uygulamalar açısından da elverişli olması hedeflendiğinden, $k_m \triangleq G_m(\infty)$ olarak seçilmesi mümkün değildir. Çünkü bu durumda k_m her zaman 1'e eşit olacak ve kararlılık için gerekli olan $|k_m| < 1$ koşulu sağlanamayacaktır. Ayrıca, her aşamada fonksiyonun derecesini düşürmek de mümkün olmayacaktır. Gerekli koşulları sağlamak üzere, bu çalışmada

$$k_m \triangleq G_m(a_m) \quad (2.13)$$

olarak yeniden tanımlanmıştır. Buradaki a_m , herhangi bir pozitif reel sayıdır. Bu şekilde oluşturulan $G_{m-1}(s)$ fonksiyonunun derecesi, $G_m(s)$ 'inkinden bir eksik olmalıdır. Derece düşürmeyi sağlamak için, oluşturulan fonksiyonun başka bir fonksiyon ile çarpılması gerekmektedir ve bunun için de

$$\frac{G_m(s) - k_m}{1 - k_m G_m(s)}$$

fonksiyonunun özelliklerinden yararlanılır. $[G_m(s) - k_m]$ 'in $s=a_m$

değerinde bir sıfırı vardır. Bunun dışında, $G_m(s)$ bir tüm-geçiren fonksiyon olduğundan $G_m(a_m)G_m(-a_m)=1$ 'dir. (Bu, (2.2) ifadesinin s -domenindeki eşdeğeridir); bu durumda $[1-k_m G_m(s)]$ 'in $(s+a_m)$ biçiminde bir katsayısı mevcuttur. Sonuç olarak, $G_m(s)$ eğer m 'inci dereceden bir tüm-geçiren fonksiyon ise, $m-1$ 'inci dereceden bir tüm-geçiren fonksiyon

$$G_{m-1}(s) = \left(\frac{a_m+s}{a_m-s} \right) \cdot \left[\frac{G_m(s)-k_m}{1-k_m G_m(s)} \right] \quad (2.14)$$

biçiminde elde edilebilir. Buradan $G_m(s)$ çekilecek olursa,

$$G_m(s) = \frac{k_m + \frac{a_m-s}{a_m+s} G_{m-1}(s)}{1 + k_m \frac{a_m-s}{a_m+s} G_{m-1}(s)} \quad (2.15)$$

ifadesi bulunur. Bu ifade, tasarım aşamasında önemli rol oynayacaktır.

$G_{m-1}(s)$ fonksiyonunun tüm-geçiren olduğu kolayca kanıtlanabilir:

$G_m(s)$ 'in tüm-geçiren olduğu bilindiğine göre, $G_m(s)=\bar{D}/D$ biçiminde birbirinin eşleniği olan iki polinomun oranı olarak gösterilebilir. Buna göre,

$$\frac{G_m(s)-k_m}{1-k_m G_m(s)} = \frac{\frac{\bar{D}}{D}-k_m}{1-k_m \frac{\bar{D}}{D}} = \frac{\bar{D}-k_m D}{D-k_m \bar{D}} = \frac{(\bar{D}-k_m \bar{D})}{D-k_m \bar{D}} \quad (2.16)$$

biçimine dönüşebilir. Bu da, bir tüm-geçiren fonksiyon ifadesidir. Aynı şekilde, $a_m+s/a_m-s=X/\bar{X}$ olarak belirtilebilir.

$$\frac{G_m(s)-k_m}{1-k_m G_m(s)} \text{ fonksiyonunun } \frac{a_m-s}{a_m+s} \text{ gibi bir katsayısı olduğu bi-}$$

lindiğine göre,

$$\frac{\overline{D} - k_m \overline{D}}{D - k_m \overline{D}} = \frac{\overline{X} \cdot \overline{Y}}{X \cdot Y} \quad \text{biçiminde ifade edilebilir. Böylece,}$$

$$G_{m-1}(s) = \frac{X}{\overline{X}} \cdot \frac{\overline{X}}{X} \cdot \frac{\overline{Y}}{Y} = \frac{\overline{Y}}{Y} \quad \text{biçimini alır ki, bu ifade m-1'inci}$$

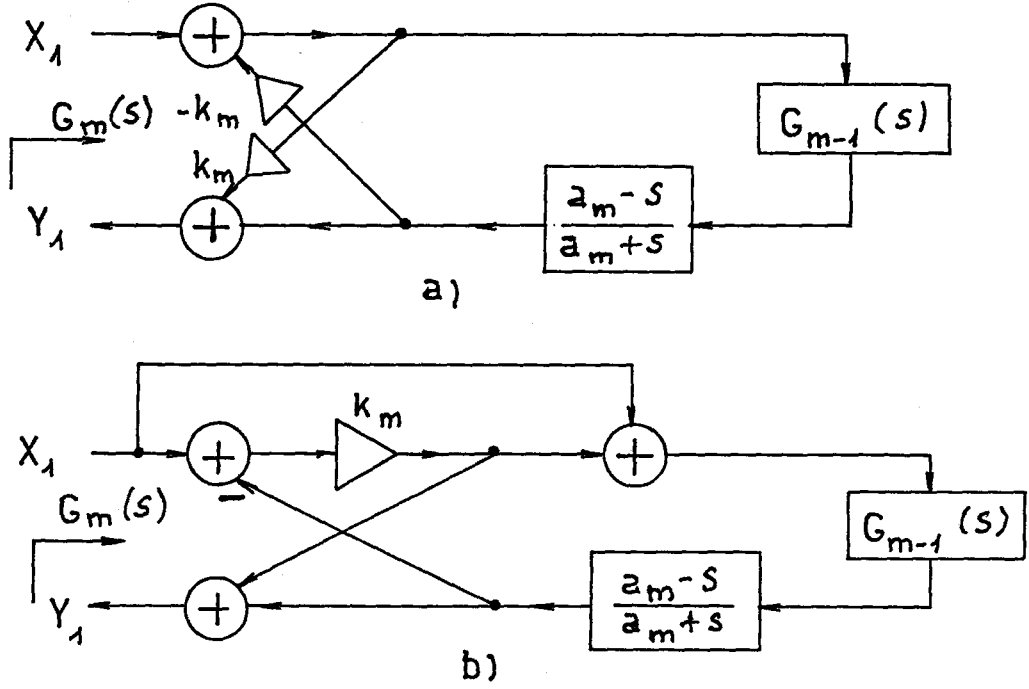
dereceden bir tüm-geçiren fonksiyonu gösterir. Elde edilecek fonksiyonlar $D(-s)/D(s)$ biçiminde olacağı için, her aşamada $|k_i| < 1$ koşulu sağlanacaktır.

Jury'nin önerdiği biçimde, $G_m(s)$ fonksiyonundan (2.14) bağıntısının yardımı ile $G_{m-1}(s)$ elde edilecek, $G_{m-1}(s)$ 'e aynı yöntem uygulanmak suretiyle fonksiyonun derecesi bir daha azaltılacak ve bu şekilde, verilen $G_m(s)$ tüm-geçiren fonksiyonu seçilen a_i ve bulunan k_i değerleri ile sıfırdan bir dereceye kadar indirgenecektir. Sıfırdan dereceden tüm-geçiren fonksiyon ($G_m(s)$ 'in işaretine bağlı olarak) 1 ya da -1 değerindedir.

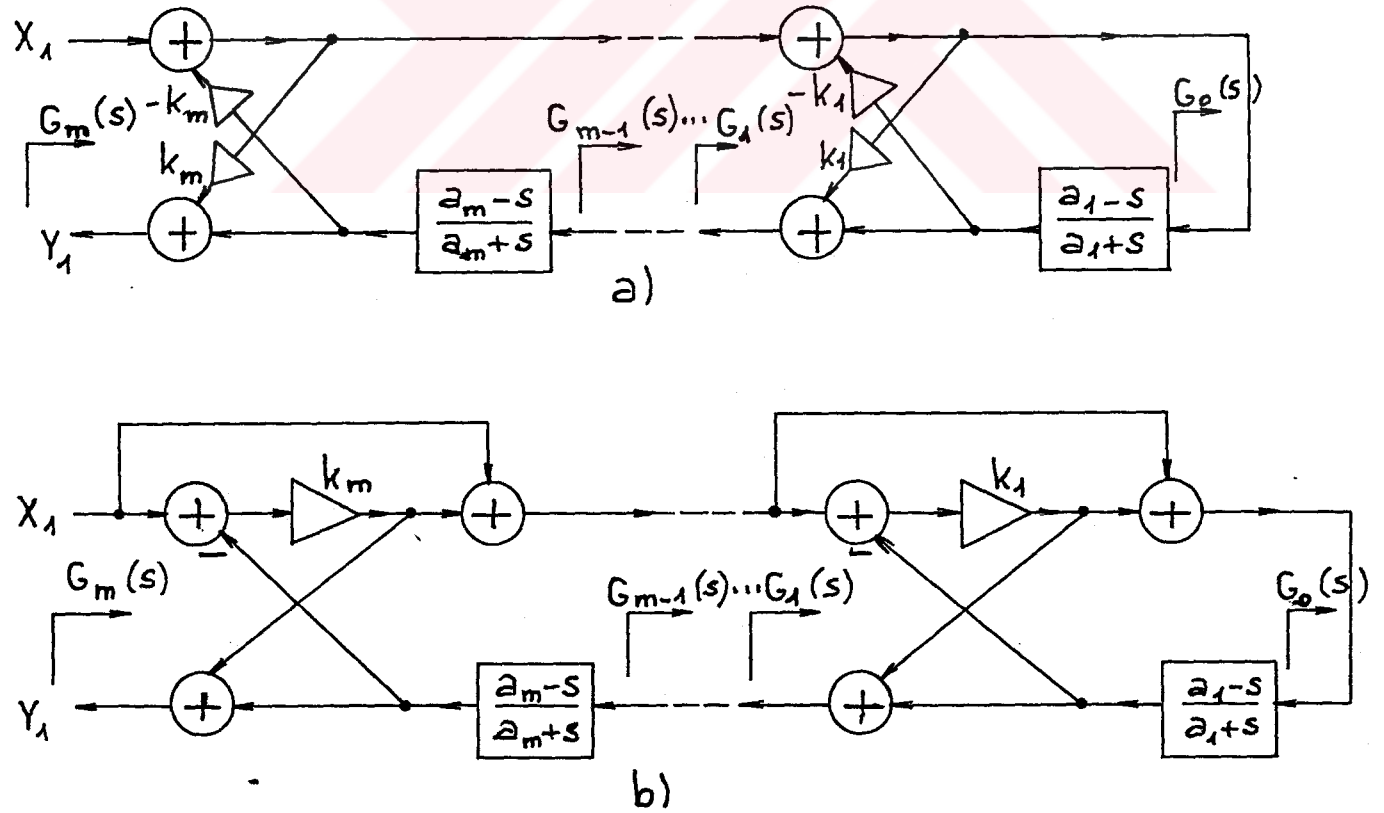
Ortaya konan yöntemle göre tüm-geçiren filtre fonksiyonlarını gerçekleyen en elverişli yapı, A.H.Gray ve J.D.Markel tarafından önerilmiş olan kafes yapısıdır [4]. Bu yapı, her biri birinci dereceden bir tüm-geçiren filtreyi içeren iki ayrı iki-çift yapının oluşturduğu temel hücreler ile gerçekleştirilebilmektedir. Bu iki temel hücre Şekil 2-4'te verilmiştir.

Verilen m'inci dereceden bir $G_m(s)$ tüm-geçiren fonksiyon, m adet temel kafes hücresinin kaskad biçimde bağlanması ile oluşur. Şekil 2-5'te bu fonksiyonu iki ayrı hücre tipi ile gerçekleyen devrelerin blok şemaları görülmektedir.

(Z-domeninde çarpıcı elemanına karşı düşen k_m , aynı blok şemas-domeninde ele alındığında kuvvetlendiriciye dönüşmektedir. Daha sonra, tasarım aşamasında k_m 'in bir direnç ya da kapasite değerine indirgendiği görülecektir. Blok şemalarda son katın kısa devre edilmesi $G_0(s)=1$ olmasındandır.)



Şekil 2-4 $G_m(s) = Y_1(s)/X_1(s)$ fonksiyonunu gerçekleyen a) çift kuvvetlendiricili b) tek kuvvetlendiricili temel kafes hücre.



Şekil 2-5 m'inci dereceden tüm-geçiren fonksiyonun a) Çift kuvvetlendiricili b) Tek kuvvetlendiricili temel hücrelerden oluşan blok şeması.

BÖLÜM 3. YÖNTEMDE KULLANILAN TEMEL YAPILARIN GERÇEKLENMESİ

İkinci . Bölüm'de ele alınan yöntem ve yapılardan tasarım aşamasına geçiş, sağladığı kolaylık açısından, işaret-akış grafindan yararlanarak yapılmıştır. İşaret-akış graflarının tüm kazançları Mason Kazanç Bağıntısı'na göre hesaplanmıştır.

Tasarım, aktif filtreler için ve her iki temel hücre üzerinden, gerek işlemsel kuvvetlendirici gerekse OTA'lı devreler ele alınarak ayrı ayrı yapılmış; tasarlanan devreler pratiğe uygunluk açısından aralarında karşılaştırılmıştır.

3.1. İşlemsel Kuvvetlendirici ile Tasarım

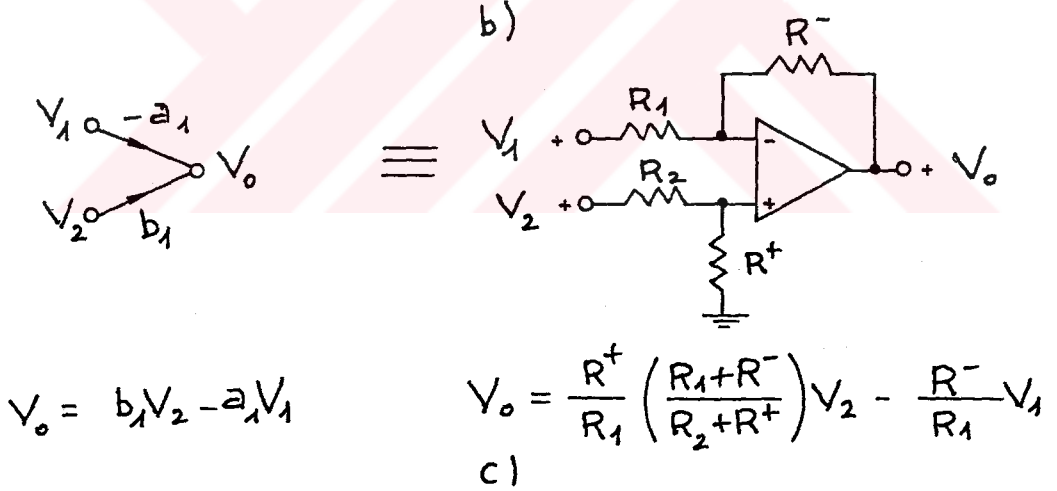
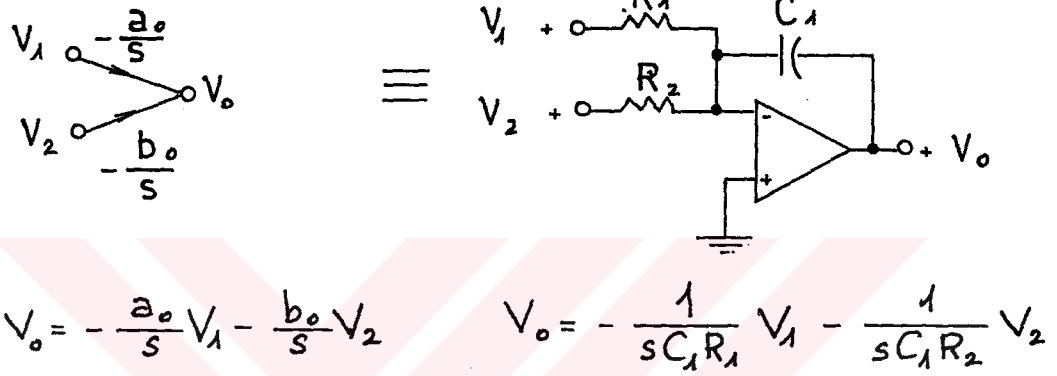
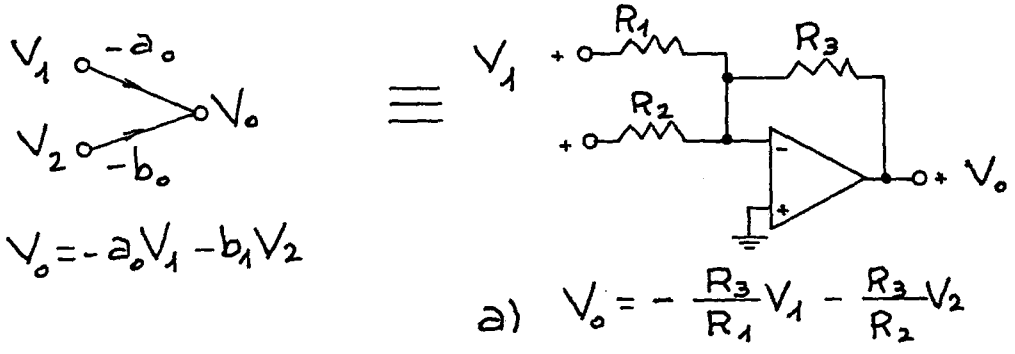
Bu bölümde önerilen tasarımlardaki tüm işlemsel kuvvetlendiriciler ideal, yani sonsuz kazançlı, giriş direnci sonsuz ve çıkış direnci sıfır olacak şekilde alınmıştır.

İşaret-akış graflarında kullanılan graf parçaları ve karşı düşen yapı blokları Şekil 3-1-1'de gösterilmiştir.

3.1.1. Tüm-Geçiren Yapının Gerçeklenmesi

Bu yapının da iki ayrı devre ile gerçekleştirilmesi mümkündür. Bunlardan ilkinin işaret-akış grafi Şekil 3-1-1-1'deki gibidir.

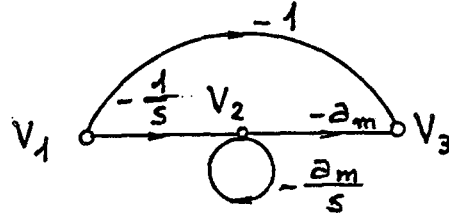
V_1 düğümü giriş, V_3 düğümü çıkış gerilimi olarak alınırsa, graf kazancı,



Şekil 3-1-1 a) Faz çeviren toplayıcı, b) integral alıcı, c) Fark alıcı işaret-akış grafları ve karşı düşen işlemsel kuvvetlendirici yapı blokları.

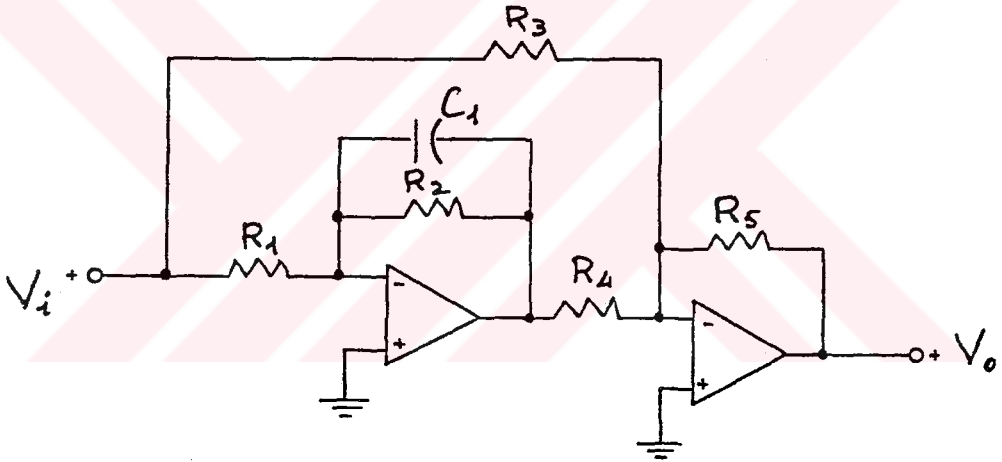
$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{\frac{a_m}{s} - 1}{\frac{a_m}{s} + 1} = \frac{a_m - s}{a_m + s} \quad (3.1.1.1)$$

olarak bulunur.



Şekil 3-1-1-1 Birinci dereceden tüm-geçiren fonksiyonu gerçekleyen bir işaret-akış grafi.

Şekil 3-1-1-1'deki işaret-akış grafi Şekil 3-1-1'deki yapı blokları ile gerçekleştirildiğinde aktif-RC eşdeğeri Şekil 3-1-1-2'deki gibi elde edilir.



Şekil 3-1-1-2 Birinci dereceden tüm-geçiren fonksiyonu gerçekleyen bir aktif-RC devresi.

İlgili çevre ve düğüm denklemleri kurulup çözüldüğünde, devrenin transfer fonksiyonu

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_5}{R_3} \left[\frac{(R_2 R_3 - R_1 R_4) - s C_1 R_1 R_2 R_4}{R_1 R_4 (1 + s C_1 R_2)} \right] \quad (3.1.1.2)$$

biçiminde elde edilir.

(3.1.1.2) denklemi ile (3.1.1.1) denklemi birbirine eşitlenirse, ortaya dört eşitlik çıkar:

$$R_5(R_2R_3 - R_1R_4) = a_m \quad (1) \quad C_1R_1R_2R_4R_5 = 1 \quad (2)$$

$$R_1R_3R_4 = a_m \quad (3) \quad C_1R_1R_2R_3R_4 = 1 \quad (4)$$

(2) ve (4)'ten $R_3 = R_5 = R$ elde edilir.

(1) ve (3)'ten $R_2R - R_1R_4 = R_1R_4$ $R_2R = 2R_1R_4$ bulunur.

Buradan (2) ya da (4)'e geçilirse $2C_1R_1^2R_4^2 = 1$ bulunur.

$R_1 = R_4 = 1$ alınır,

$R_3 = R_5 = a_m$, $R_2 = 2/a_m$ ve $C_1 = 1/2$ değerleri, seçilen k_m katsayısına göre bir uygun çözüm oluştururlar. Görüldüğü gibi, bu bölümde seçilen tüm değerler normalize edilmiştir.

Birinci dereceden tüm-geçiren filtreler Şekil 3-1-1-3'teki gibi tek işlemsel kuvvetlendiricili bir devre ile de gerçekleştirilebilir. Bu devrenin transfer fonksiyonu,

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 - sC_1R_2R_3}{R_1(1 + sC_1R_2)} = \frac{R_1/C_1R_2R_3 - s}{R_1/C_1R_2R_3 + sR_1/R_3} \quad (3.1.1.3)$$

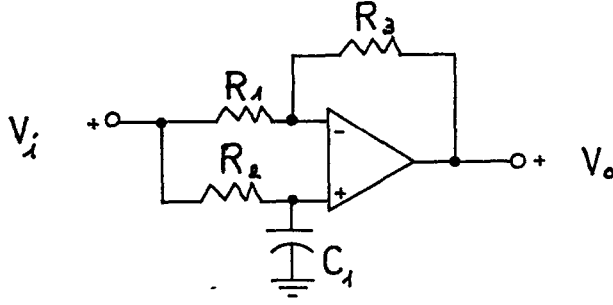
biçiminde olup (3.1.1.1) ile eşitlendiğinde,

$$\frac{R_1}{C_1R_2R_3} = a_m \quad (1) \quad \frac{R_1}{R_3} = 1 \quad (2) \text{ koşulları elde edilir.}$$

(2)'yi (1)'e uygularsak $1/C_1R_2 = a_m$ sonucuna ulaşırız.

Buna göre, $R_1 = R_2 = R_3 = 1$ ve $C_1 = 1/a_m$ değerleri bir uygun çözüm oluştururlar.

Görüldüğü gibi, tek işlemsel kuvvetlendirici ve daha az sayıda

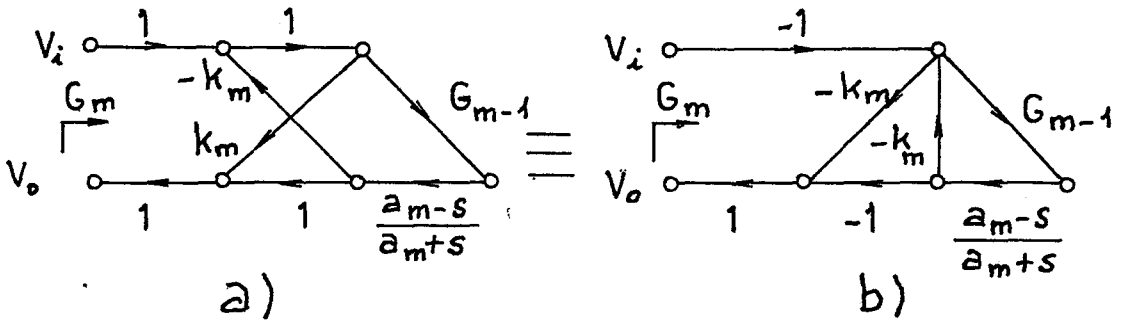


Şekil 3-1-1-3 Birinci dereceden tüm-geçiren aktif-RC filtre devresi.

eleman ile aynı fonksiyonu sağlayabilen bu devre, ekonomik ve kolay gerçekleştirilebilir olması açısından diğer devreye göre daha elverişlidir.

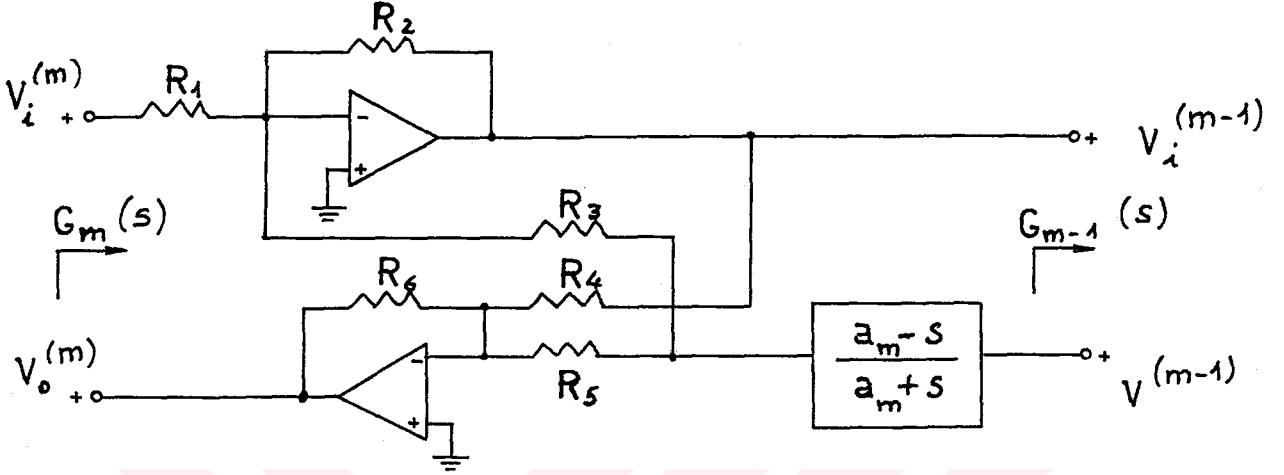
3.1.2. Kafes Yapının Gerçeklenmesi

İkinci Bölüm'deki (2.15) ifadesi de, önerilen iki ayrı temel kafes hücreye göre, iki farklı aktif-RC devresi ile gerçekleştirilebilir. İlk olarak Şekil 2.4a'daki çift kuvvetlendiricili hücre ele alınır. Şekil 3-1-2-1a'daki işaret-akış grafi ve Şekil 3-1-2-1b'deki işlem sel kuvvetlendirici ile tasarıma uygun biçime getirilmiş eşdeğer işaret-akış grafi bulunur. Her iki grafin kazancı da (2.15) bağıntısına eşittir.



Şekil 3-1-2-1 a) Çift kuvvetlendiricili kafes hücreyi gerçekleyen işaret-akış grafi ve b) aynı grafin değiştirilmiş eşdeğeri.

Şekil 3-1-2-1b'deki işaret-akış grafi, bölümün başında verilmiş olan yapı blokları ile tasarlandığında Şekil 3-1-2-2'deki devre elde edilir.



Şekil 3-1-2-2 Genel yapıyı gerçekleyen bir devre.

Şekil 3-1-2-2'deki devrenin gerilim transfer fonksiyonu,

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2 R_3 R_6}{R_1 R_4 R_5} \left[\frac{R_5 + R_4 \left(\frac{a_m - s}{a_m + s} G_{m-1} \right)}{R_3 + R_2 \left(\frac{a_m - s}{a_m + s} G_{m-1} \right)} \right] \quad (3.1.2.2)$$

olarak bulunur ve (2.15) ifadesi ile eşitlendiğinde, aşağıdaki bağıntılar elde edilir.

$$R_2 R_3 R_5 R_6 = k_m \quad (1), \quad R_2 R_3 R_4 R_6 = 1 \quad (2)$$

$$R_1 R_3 R_4 R_5 = 1 \quad (3), \quad R_1 R_2 R_4 R_5 = k_m \quad (4)$$

$$(1) \text{ ve } (4)' \text{ten: } R_3 R_6 = R_1 R_4 \quad (5)$$

$$(2) \text{ ve } (3)' \text{ten: } R_2 R_6 = R_1 R_5 \quad (6)$$

$$(5) \text{ ve } (6)' \text{dan: } R_6 / R_1 = R_4 / R_3 = R_5 / R_2 \quad (7)$$

$R_3 = R_4 = 1$ alınırsa: $R_6 = R_1 = R'$ ve $R_5 = R_2 = R''$ olur. Bunlar (2) ve

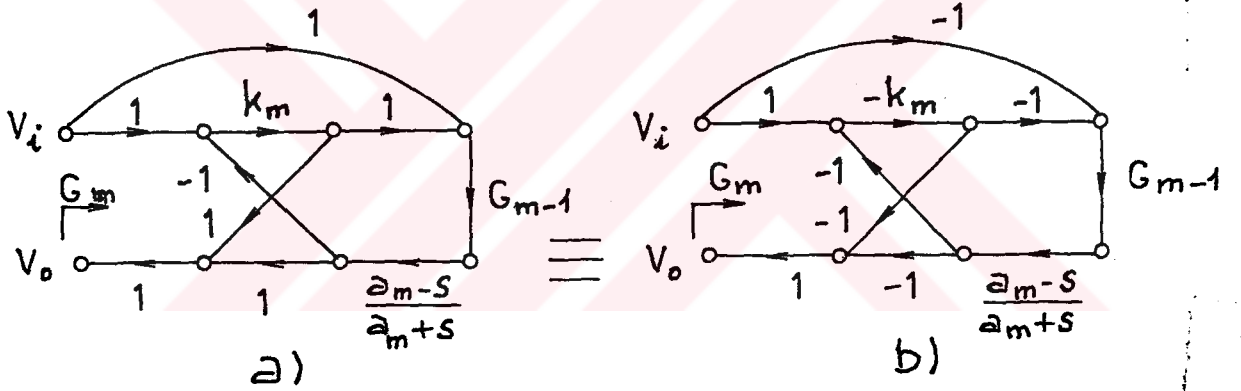
(4)'e uygulanırsa:

$R'R''=1$ ve $R'(R'')^2=k_m$ olur ki, buradan da:

$R_2=R_5=k_m$, $R_1=R_6=1/k_m$ ve $R_3=R_4=1$ tasarım eşitlikleri, seçilecek k_m değerlerine göre uygun çözümü oluşturur.

Şekil 2.4b'deki tek kuvvetlendiricili hücreye ait işaret-akış grafi ve aynı şekilde tasarım koşullarına uygun hale getirilmiş eşdeğeri Şekil 3-1-2-3'tedir. Yine her iki grafin kazancı (2.15) bağıntısına eşittir.

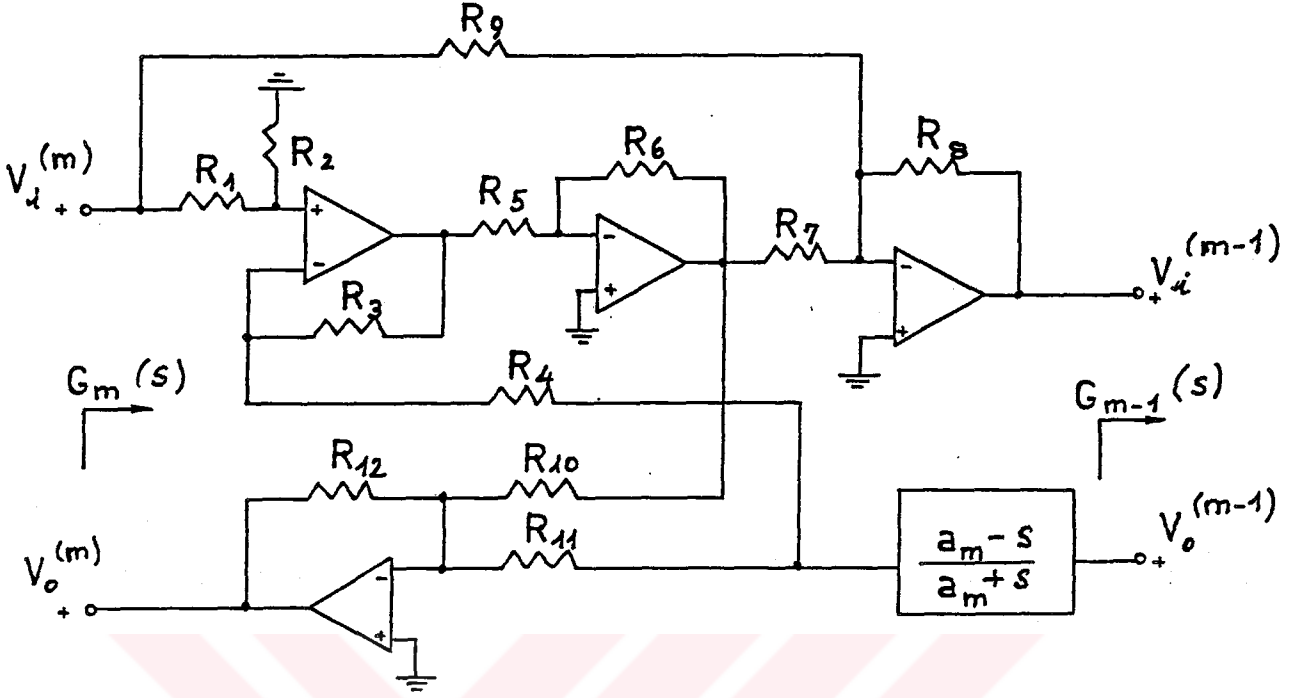
Şekil 3-1-2-3b'deki işaret akış grafini gerçekleyen aktif-RC devresi Şekil 3-1-2-4'te verilmiştir.



Şekil 3-1-2-3 a) Tek kuvvetlendiricili kafes hücreyi gerçekleyen işaret-akış grafi ve b) Aynı grafin değiştirilmiş eşdeğeri.

Aşağıdaki devrenin gerilim transfer fonksiyonu,

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_{12} \left\{ R_2 R_6 R_7 R_9 R_{11} (R_3 + R_4) + R_8 \left[(R_1 + R_2) (R_3 R_6 R_7 R_{11} + R_4 R_5 R_7 R_{10}) - \right. \right.}{1} \\ \left. \left. - R_2 R_6 R_9 R_{10} (R_3 + R_4) \right] \frac{a_m - s}{a_m + s} G_{m-1} \right\}}{R_9 R_{10} R_{11} (R_1 + R_2) (R_4 R_5 R_7 + R_3 R_6 R_8 \frac{a_m - s}{a_m + s} G_{m-1})}$$



Şekil 3-1-2-4- Genel yapıyı gerçekleyen diğer bir devre.

biçimindedir ve (2.15) bağıntısı ile eşitlendiğinde, aşağıdaki tasarım eşitlikleri bulunur:

$$R_2 R_6 R_7 R_9 R_{11} R_{12} (R_3 + R_4) = k_m \quad (1), \quad R_3 R_6 R_8 R_9 R_{10} R_{11} (R_1 + R_2) = k_m \quad (2)$$

$$R_8 R_{12} \cdot \left[(R_1 + R_2) (R_3 R_6 R_7 R_{11} + R_4 R_5 R_7 R_{10}) - R_2 R_6 R_9 R_{10} (R_3 + R_4) \right] = 1 \quad (3)$$

$$R_4 R_5 R_7 R_9 R_{10} R_{11} (R_1 + R_2) = 1 \quad (4)$$

$$(1) \text{ ve } (2)' \text{ den : } R_3 R_8 R_{10} (R_1 + R_2) = R_2 R_7 R_{12} (R_3 + R_4)$$

$$(2) \text{ ve } (4)' \text{ ten : } R_3 R_6 R_8 / R_4 R_5 R_7 = k_m$$

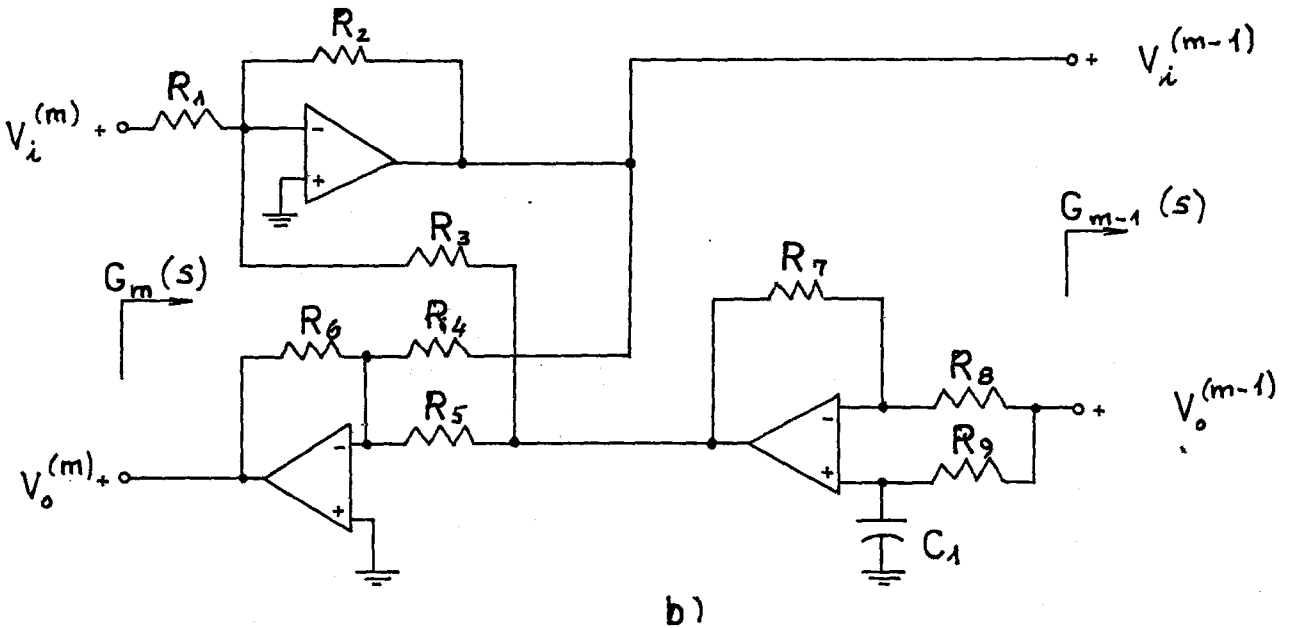
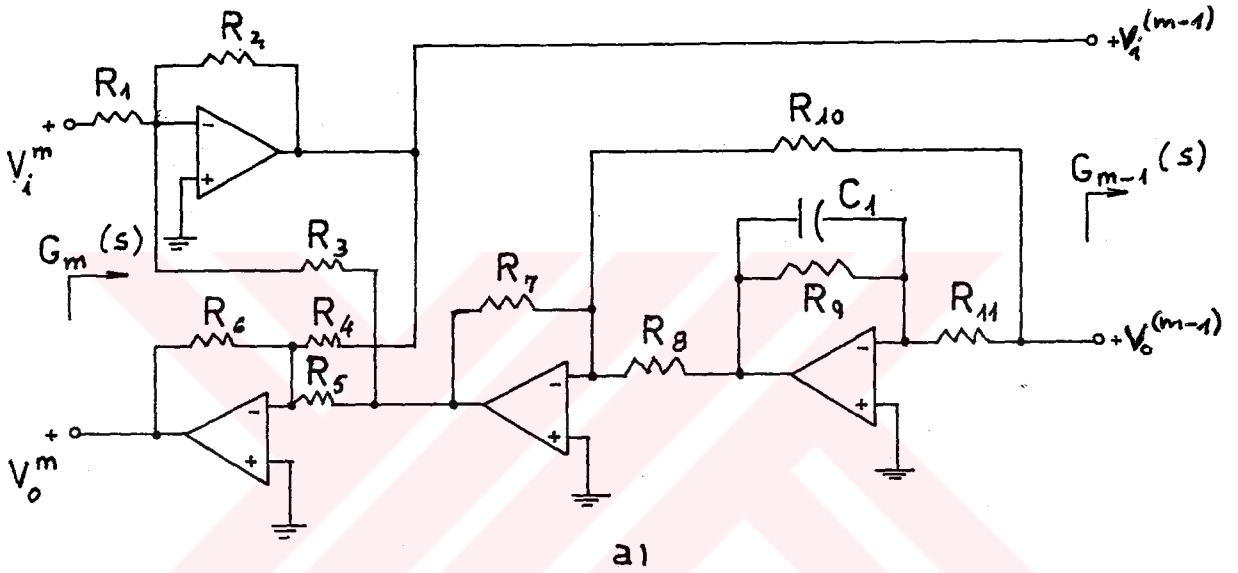
$R_1 + R_2 = R_3 + R_4$ kabul edilir ve $R_5 = 1$, $R_6 = k_m$ alınırsa,

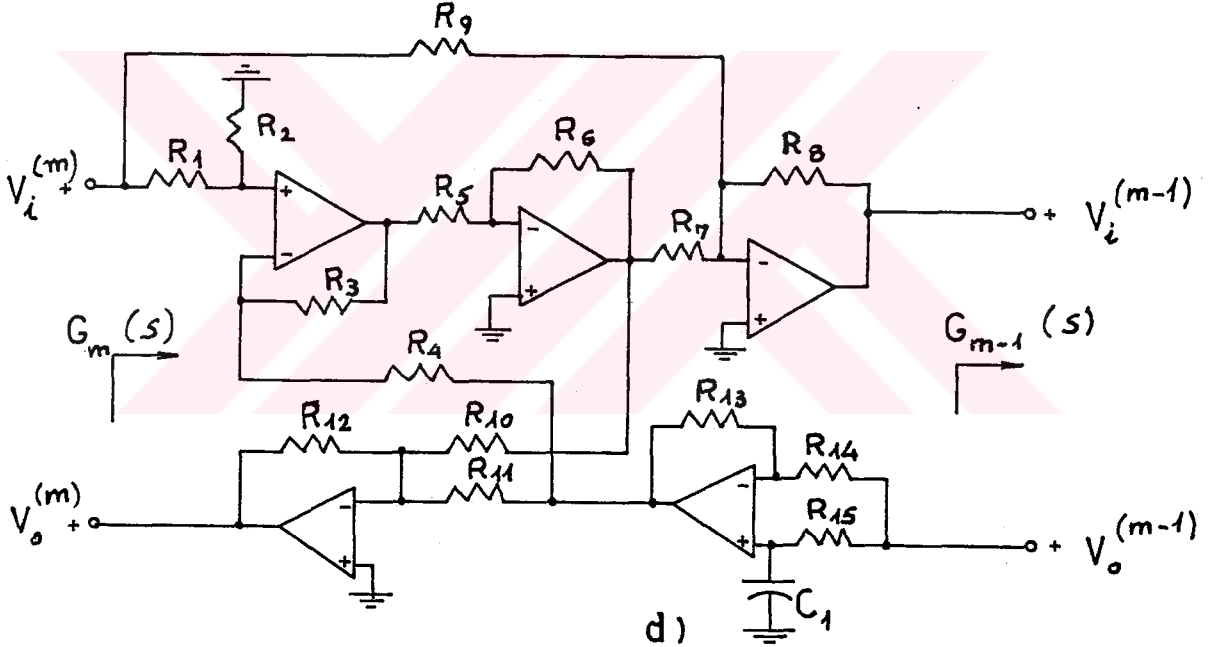
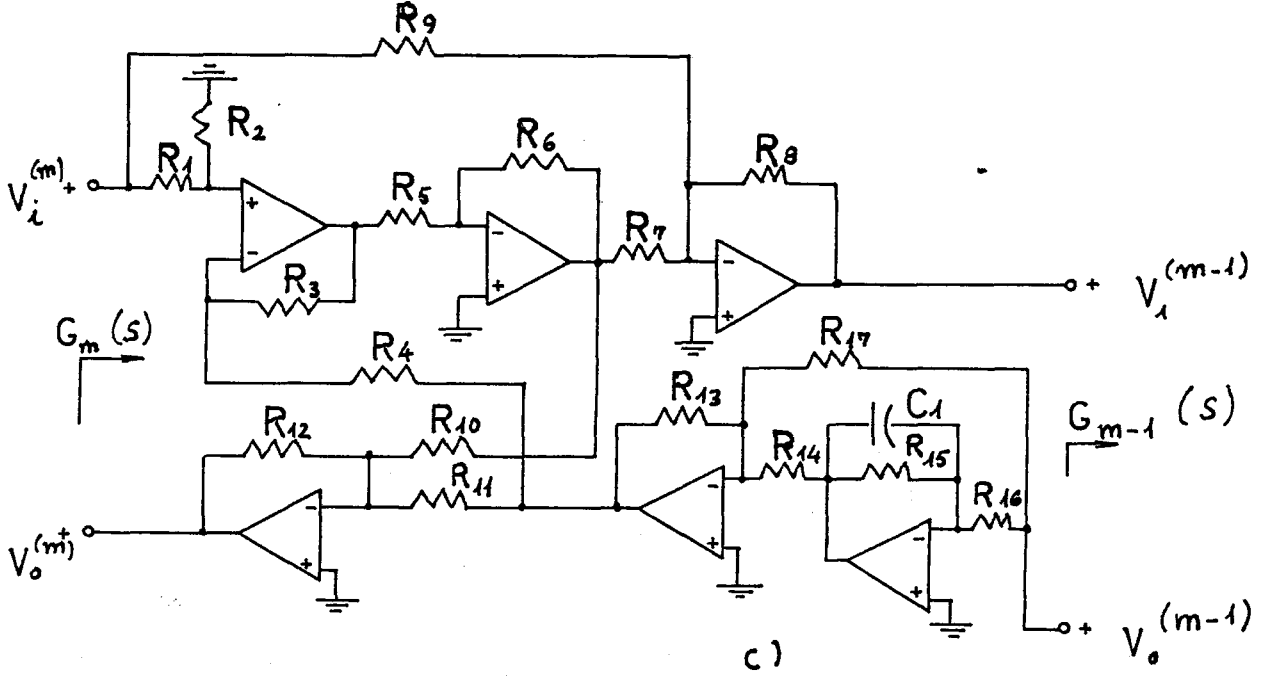
$$R_1 = R_3 = 1/4\sqrt{3} \quad R_2 = R_4 = 1/2\sqrt{3} \quad R_5 = 1 \quad R_6 = k_m$$

$R_7 = R_9 = R_{11} = 2 \quad R_8 = 4 \quad R_{10} = R_{12} = 1$ değerleri uygun çözümü oluşturur

(Burada, oldukça uzun ve ayrıntılı olduğundan, tasarım eşitliklerinin çözümü ayrıca verilmemiştir).

Tasarımı yapılan devreler ile dört farklı temel hücre oluşturulabilir. Bu hücreler Şekil 3-1-2-5'te görülmektedir. Herhangi bir tüm-geçiren fonksiyon, derecesi kadar sayıdaki temel hücrenin ard arda bağlanmasıyla gerçekleştirilmekte ve her yeni hücrede fonksiyonun derecesi bir eksilmektedir.





Şekil 3-1-2-5 a), b), c), d) Temel kafes hücreyi farklı topoloji ve eleman sayısı ile gerçekleyen aktif-RC devreleri.

Kafes filtre yapısı, aynı tip hücrelerin ard arda bağlanması ile oluşturulduğundan, temel hücredeki eleman sayısının az olması ve devre topolojisinin basitliği, uygulanabilirlik açısından en önemli kriterlerdir. Beşinci Bölüm'de incelenmekte olan eleman duyarlılıkları bir yana bırakılacak olursa, bu iki kriter açısından en uygun olanı, Şekil 3-1-2-5b'deki devredir. Dört devre arasında minimum sayıda eleman içermesi ve rezistif kısmının simetrik oluşu, bu devreyi diğerlerine göre tercih edilir duruma getirmektedir.

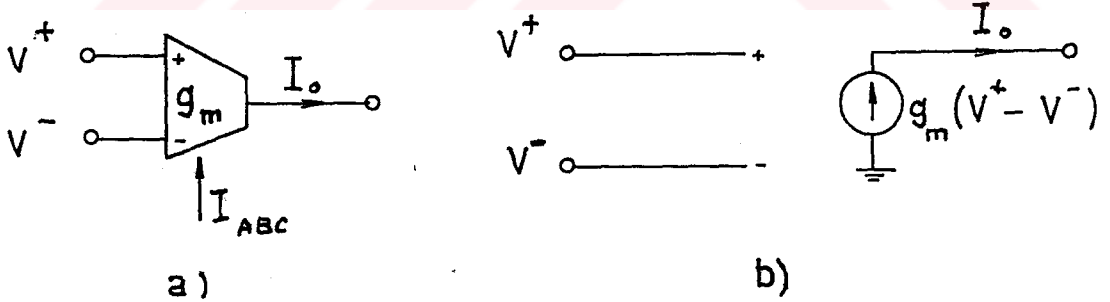
3.2. OTA ile Tasarım

"İşlemsel Geçiş İletkenliği Kuvvetlendiricisi" olarak adlandırılabilir OTA (operational transconductance amplifier), özellikle işlemsel kuvvetlendiricili devrelere göre tasarım kolaylığı sağladığı, programlanabilir oluşu ve düşük sayıda eleman ile gerçeklemeleri mümkün kıldığı için, son yıllarda giderek artan bir kullanım alanına sahip olmuştur. Bu bölümde, yukarıdaki özelliklerinin yanında, tümleşik devre olarak üretilmeye elverişli olan OTA ile yapılan tasarımlar yer almaktadır.

OTA'nın sembolü ve ideal küçük işaret eşdeğeri Şekil 3-2-1'de gösterilmektedir. Geçiş iletkenliği g_m , kutuplama akımı I_{ABC} ile ayarlanabilmektedir. OTA'nın tanım bağıntısı

$$I_o = g_m (V^+ - V^-) \quad (3.2.1)$$

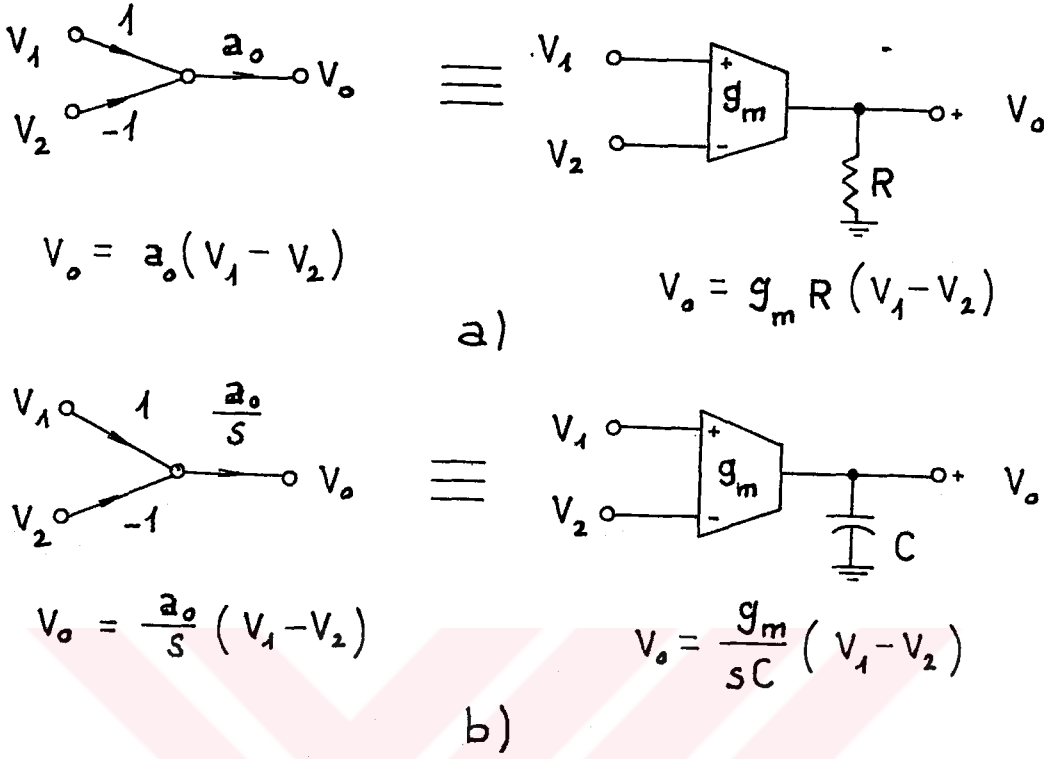
biçimindedir. Küçük işaret eşdeğerinden de anlaşıldığı üzere, OTA,



Şekil 3-2-1 OTA'nın a)Sembolü, b)ideal küçük işaret eşdeğeri.

çıkış uçlarından biri topraklanmış bir gerilim kontrollü akım kaynağıdır (GKAK).

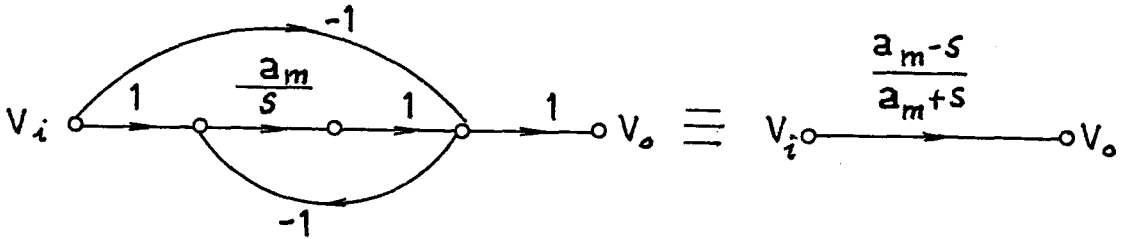
İşaret-akış graflarında yer alan graf parçaları ve eşdeğer OTA'lı yapı blokları Şekil 3-2-2'de verilmiştir.



Şekil 3-2-2 a) Fark alıcı, b) fark integral alıcı işaret-akış grafları ve karşı düşen OTA'lı yapı blokları.

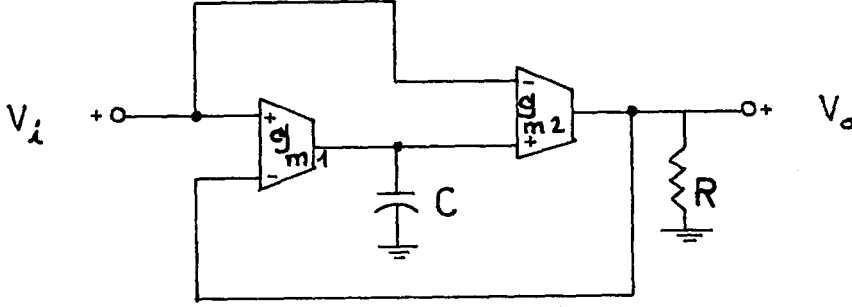
3.2.1. Tüm-Geçiren Yapının Gerçeklenmesi

Fonksiyonu tasarlamak için gereken işaret-akış grafi Şekil 3-2-1-1'deki gibidir ve graf kazancı (3.1.1.1) ifadesinin aynıdır.



Şekil 3-2-1-1 Birinci dereceden tüm-geçiren fonksiyonu gerçekleyen bir işaret-akış grafi.

Yukarıdaki işaret-akış grafi Şekil 3-2-2'deki yapı blokları ile gerçekleştirilirse, Şekil 3-2-1-2'deki devre elde edilir.



Şekil 3-2-1-2 Birinci dereceden tüm-geçiren fonksiyonu gerçekleyen OTA'lı devre.

Devrenin gerilim transfer fonksiyonu aşağıdadır:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{g_{m1} - s g_{m2} RC}{g_{m1} g_{m2} R + s C} = \frac{\frac{g_{m1}}{g_{m2} RC} - s}{\frac{g_{m1}}{C} + s \frac{1}{g_{m2} R}} \quad (3.2.1.1)$$

(3.2.1.1) ile (3.1.1.1) ifadeleri birbirine eşitlenirse,

$$\frac{g_{m1}}{g_{m2} RC} = a_m \quad (1), \quad \frac{g_{m1}}{C} = a_m \quad (2), \quad \frac{1}{g_{m2} R} = 1 \quad (3)$$

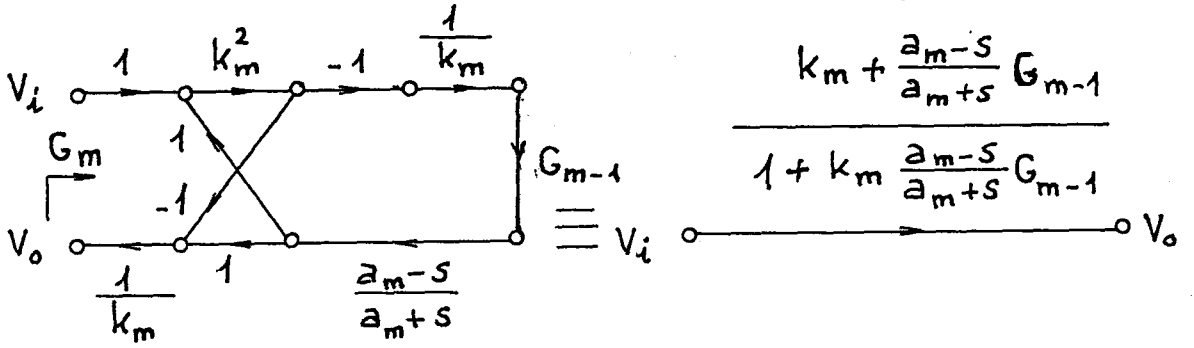
koşulları bulunur.

$g_{m1} = a_m$ ve $R=1$ seçilirse $g_{m2}=1$ ve $C=1$ sonuçları elde edilir ve bir uygun çözüm takımı oluşturulur.

3.2.2. Kafes Yapının Gerçeklenmesi

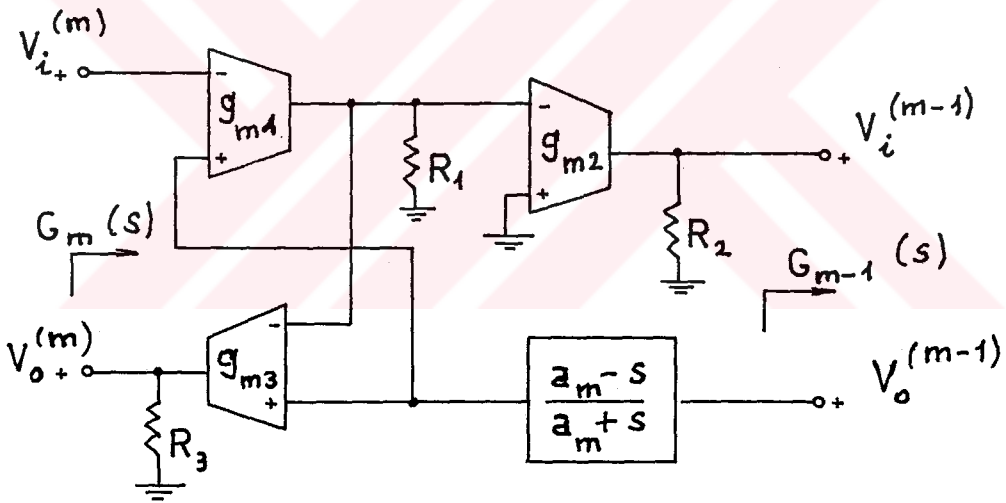
Bu bölümde de, işlemsel kuvvetlendiriciler ile tasarım aşamasında olduğu gibi, gerçekleştirme işlemi iki kafes hücre modeli için ayrı ayrı yürütülecektir. Şekil 2-4a'daki çift kuvvetlendiricili modelin Şekil 3.1.2.1a'da verilen işaret-akış grafi, kazancı

değiştirilmeden OTA ile tasarıma uygun biçime dönüştürülmüş ve elde edilen graf Şekil 3-2-2-1'de verilmiştir.



Şekil 3-2-2-1 Çift kuvvetlendiricili kafes hücreyi gerçekleyen bir işaret-akış grafı.

Verilen işaret-akış grafına göre tasarlanan devre Şekil 3-2-2-2 de görülmektedir.



Şekil 3-2-2-2 Kafes kapıyı OTA ile gerçekleyen bir devre.

Bu devrenin gerilim transfer fonksiyonu şöyledir:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{g_{m1}g_{m3}R_1R_3 \left[1 + g_{m2}R_2 \left(\frac{a_m-s}{a_m+s} G_{m-1} \right) \right]}{1 + g_{m1}g_{m2}R_1R_2 \left(\frac{a_m-s}{a_m+s} G_{m-1} \right)} \quad (3.2.2.1)$$

Bu fonksiyon (2.15) bağıntısı ile eşitlendiğinde bulunan koşullar şunlardır:

BÖLÜM 4. UYGULAMALAR

Bu bölümde, yöntemin açıklanması amacı ile, ikisi genel katsayılı, biri de sayısal olmak üzere üç fonksiyon üzerinde uygulamalar yapılmıştır. Ayrıca, ikinci dereceden Notch filtrelerin, ikinci dereceden tüm-geçiren filtrelerin yardımı ile gerçekleştirilebileceği gösterilerek elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.

4.1. Genel Katsayılı Fonksiyonlar

Burada, ikinci ve üçüncü dereceden genel katsayılı fonksiyonların tasarımı gerçekleştirilmektedir. Kolaylık sağlaması açısından a_1 katsayıları 1 olarak seçilmiştir.

İkinci dereceden genel katsayılı bir tüm-geçiren fonksiyon göz önüne alınsın. Bu fonksiyon, aşağıdaki biçimde olacaktır:

$$G_2(s) = \frac{s^2 - A_1 s + A_0}{s^2 + A_1 s + A_0} \quad (4.1.1)$$

$$a_2=1 \text{ seçildiğinde, } k_2=G_2(1)=\frac{1-A_1+A_0}{1+A_1+A_0} \text{ olarak bulunur.}$$

$$\text{Buradan } G_1(s) = \left(\frac{a_2-s}{a_2+s} \right) \frac{G_2(s)-k_2}{1-k_2 G_2(s)} \text{ bağıntısı ile elde edilir.}$$

$$G_1(s) = \left(\frac{1+s}{1-s} \right) \frac{(s^2 - A_1 s + A_0)(1 + A_1 + A_0) - (s^2 + A_1 s + A_0)(1 - A_1 + A_0)}{(s^2 + A_1 s + A_0)(1 + A_1 + A_0) - (s^2 - A_1 s + A_0)(1 - A_1 + A_0)} = \frac{A_0 - s}{A_0 + s}$$

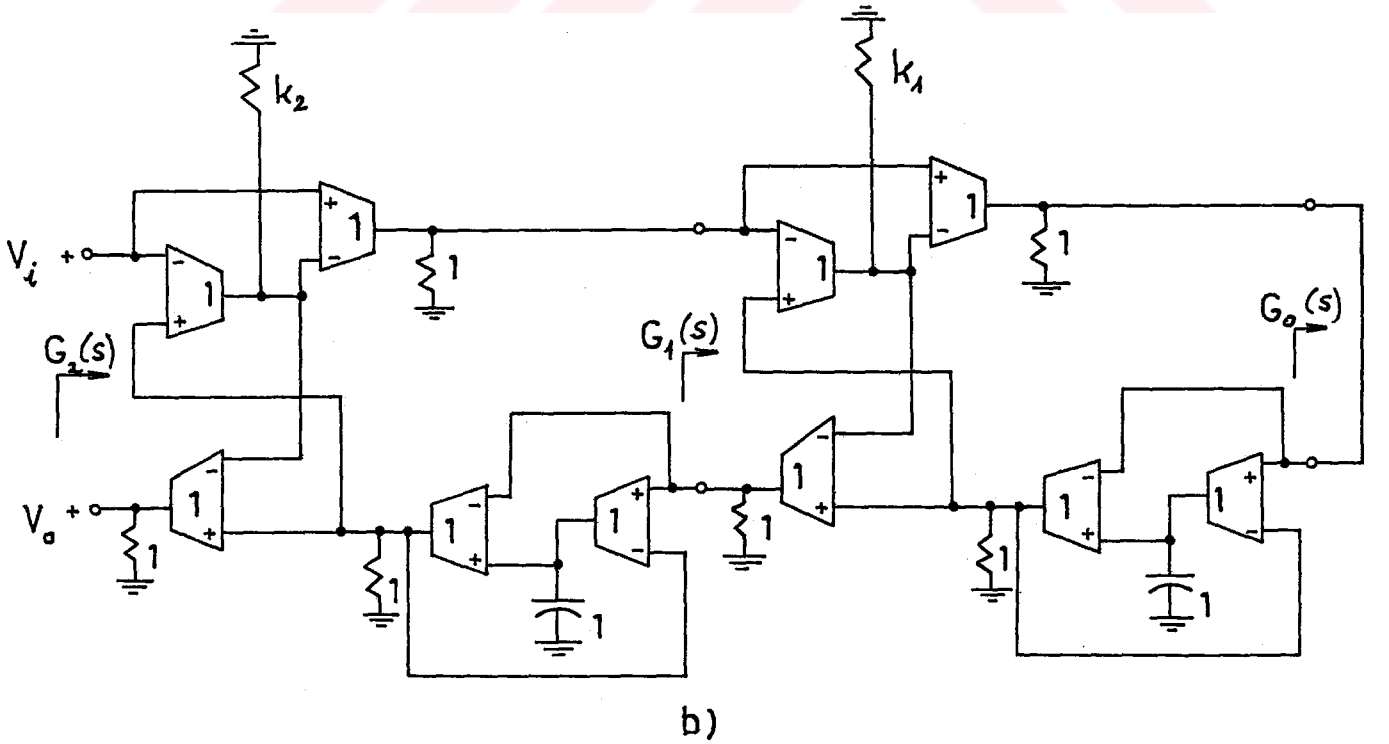
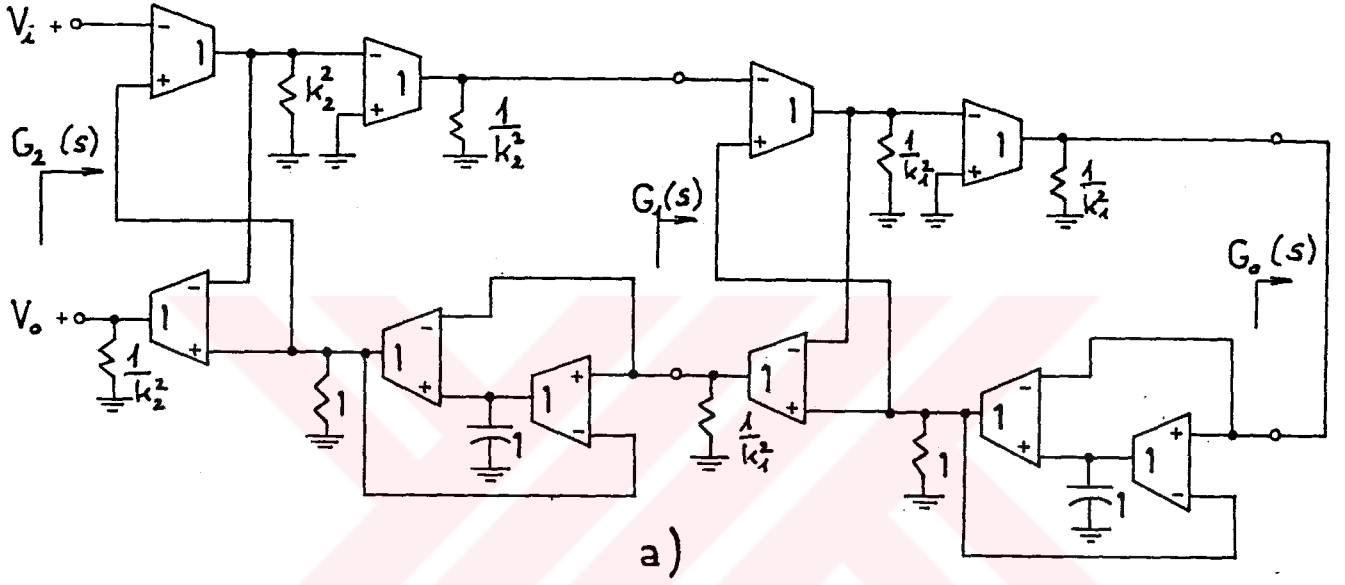
$$a_1=1 \text{ alınırsa } k_1=A_0-1/A_0+1 \text{ olarak çıkartılır.}$$

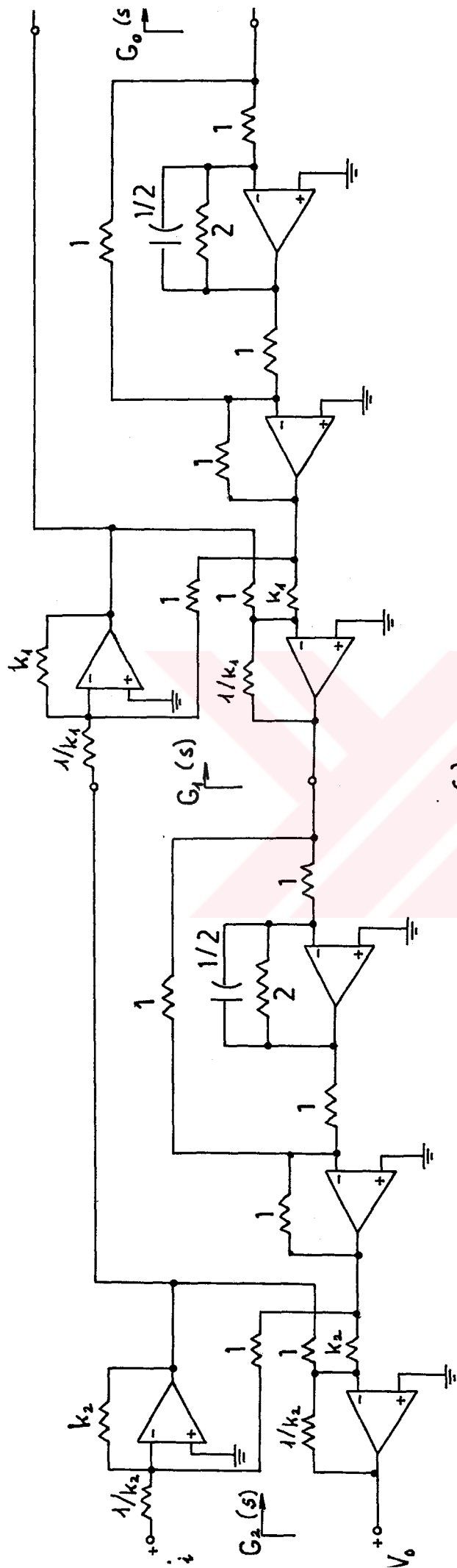
(A_0 ve A_1 katsayılarının k_1 ve k_2 sıfırdan farklı olacak biçimde

seçildikleri varsayılmaktadır. Bu takdirde k_1 ve k_2 direnç değerlerinin 1'den küçük oldukları görülmektedir.)

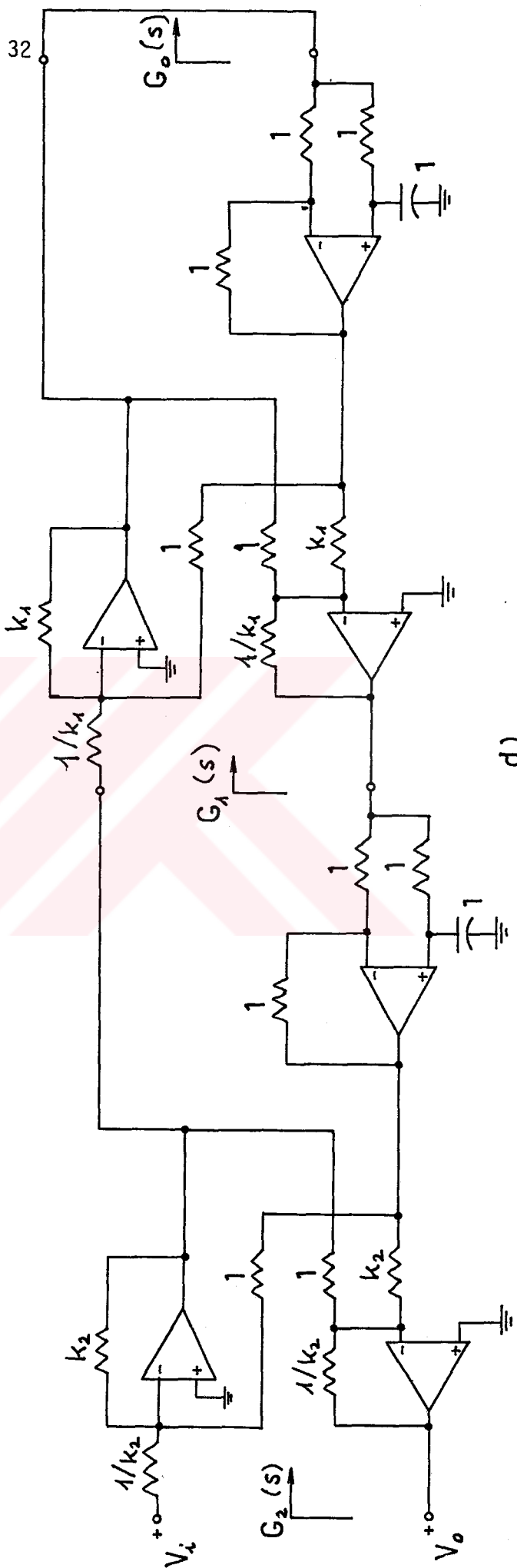
$$G_o(s) = \left(\frac{1+s}{1-s} \right) \frac{G_1(s) - k_1}{1 - k_1 G_1(s)} = 1 \text{ bulunur.}$$

Şekil 4-1-1'de, bu fonksiyonun önceki bölümde incelenmiş olan altı değişik yapıda devre ile gerçekleştirilmesi gösterilmiştir.

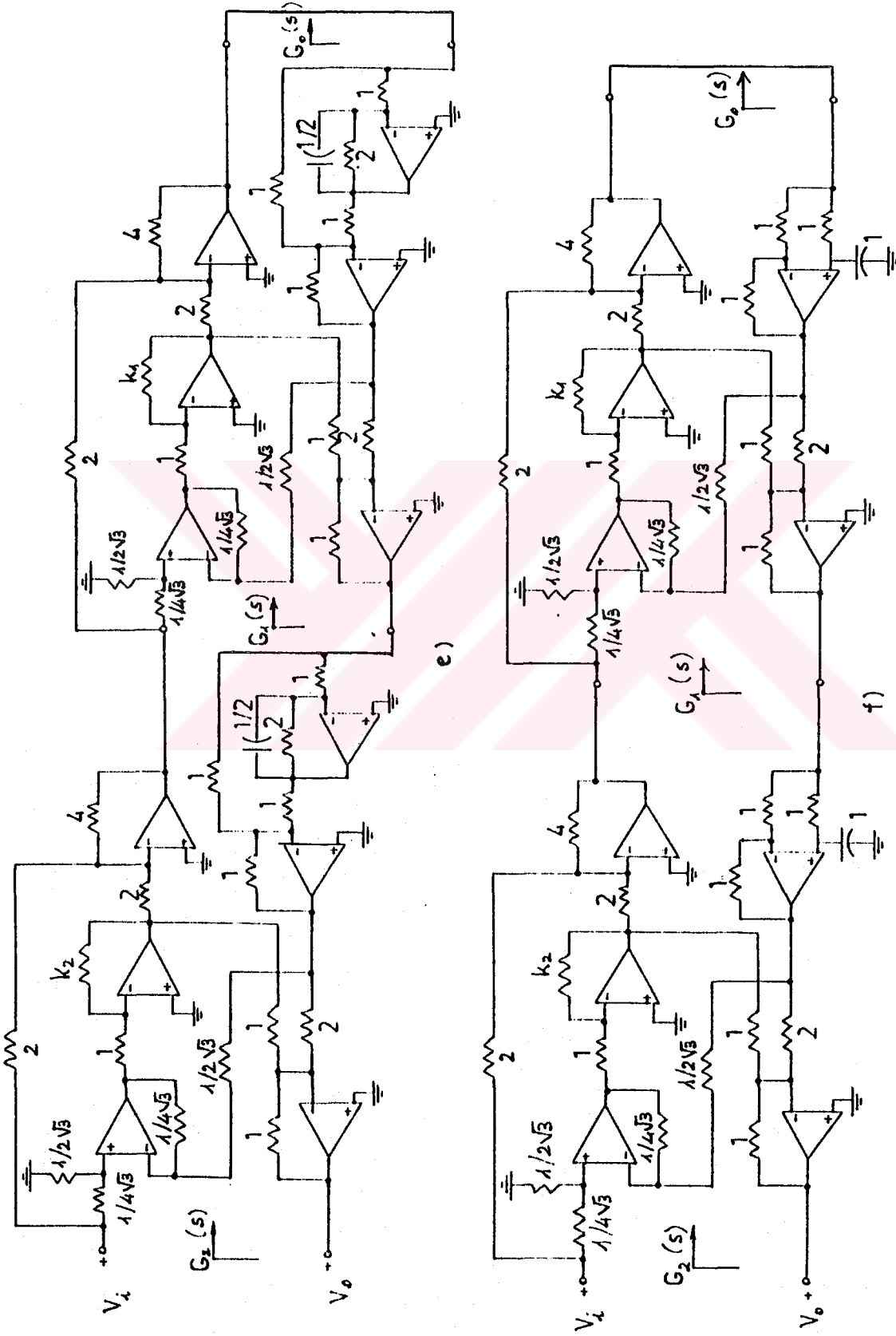




c)



d)



Şekil 4-1-1 a), b), c), d), e), f) İkinci dereceden genel katsayılı tüm-geçiren fonksiyonu gerçekleyen farklı topolojiye sahip filtre devreleri.

İncelenecek ikinci genel katsayılı tüm-geçiren fonksiyon, üçüncü derecedendir ve aşağıdaki biçimde tanımlanmıştır:

$$G_3(s) = \frac{-s^3 + B_2 s^2 - B_1 s + B_0}{s^3 + B_2 s^2 + B_1 s + B_0} \quad (4.1.2)$$

$$a_3=1 \text{ seçildiğinde } k_3 = \frac{-1+B_2-B_1+B_0}{1+B_2+B_1+B_0} \text{ olarak elde edilir.}$$

$$G_2(s) = \left(\frac{1+s}{1-s} \right) \frac{G_3(s) - k_3}{1 - k_3 G_3(s)} = \frac{s^2 - \left(\frac{B_1 B_2 - B_0}{B_2 + B_0} \right) s + \left(\frac{1+B_1}{B_2 + B_0} \right) B_0}{s^2 + \left(\frac{B_1 B_2 - B_0}{B_2 + B_0} \right) s + \left(\frac{1+B_1}{B_2 + B_0} \right) B_0}$$

biçiminde çıkartılır. $a_2=1$ seçilirse,

$$k_2 = \frac{(B_2 + B_0) - (B_1 B_2 - B_0) + B_0(1+B_1)}{(B_2 + B_0) + (B_1 B_2 - B_0) + B_0(1+B_1)} = \frac{B_2(1-B_1) + B_0(3+B_1)}{(B_2 + B_0)(1+B_1)} \text{ olur.}$$

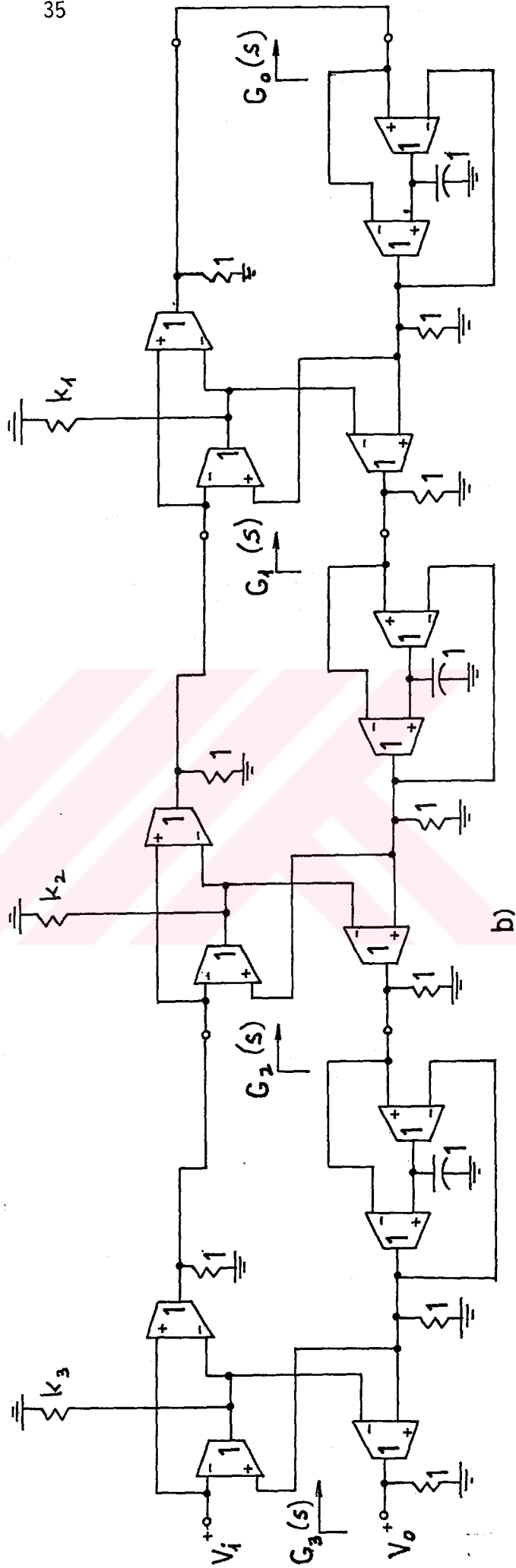
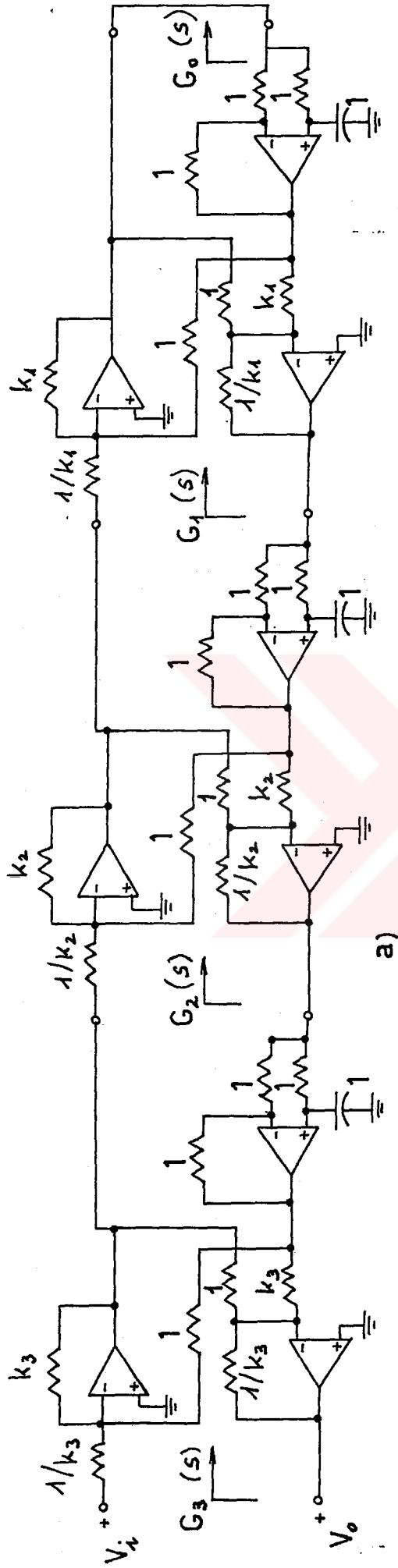
$$\text{Buradan } G_1(s) = \left(\frac{1+s}{1-s} \right) \frac{G_2(s) - k_2}{1 - k_2 G_2(s)} = \frac{B_0 \left(\frac{1+B_1}{B_2 + B_0} \right) - s}{B_0 \left(\frac{1+B_1}{B_2 + B_0} \right) + s}$$

olarak bulunur.

$$a_1=1 \text{ alınırsa, } G_0(s)=1 \text{ olarak çıkartılır.}$$

Görüldüğü gibi, verilen herhangi bir dereceden tüm-geçiren fonksiyon, seçilen a_i ve bulunan k_i değerlerinin yardımıyla ve her aşamada dereceyi bir azaltmak suretiyle yeni fonksiyonlara indirgenir ve bu işlem fonksiyon değeri olarak 1 sayısı bulunana dek sürdürülür. Daha yüksek dereceli tüm-geçiren fonksiyonların gerçekleştirilmesi de yukarıdakilere benzer biçimdedir.

Şekil 4-1-2'de bu genel katsayılı fonksiyonu gerçekleyen ve pratiğe en uygun yapıya sahip iki devre verilmiştir.



Şekil 4-1-2 Üçüncü dereceden tüm-geçiren fonksiyonu gerçekleyen a)Aktif-RC devresi, b)OTA-RC devresi.

4.2. Sayısal Bir Örnek Üzerinde Uygulamalar

Bu bölümde, üçüncü dereceden bir tüm-geçiren fonksiyon, iki ayrı biçimde gerçekleştirilmekte ve tasarımda belirli a_i katsayılarının seçilmesinin devre yapısı üzerindeki etkileri incelenmektedir.

Ele alınan üçüncü dereceden tüm-geçiren

$$G_3(s) = \frac{-s^3 + 12s^2 - 60s + 120}{s^3 + 12s^2 + 60s + 120}$$

fonksiyonunu ilk olarak a_i katsayılarını 1 seçerek gerçekleyelim. Bu gerçekleştirme, önceki bölümde ele alınan genel katsayılı $G_3(s)$ fonksiyonununun sayısal bir eşdeğeri olacaktır.

Sırasıyla, $a_3=a_2=a_1=1$ alınarak,

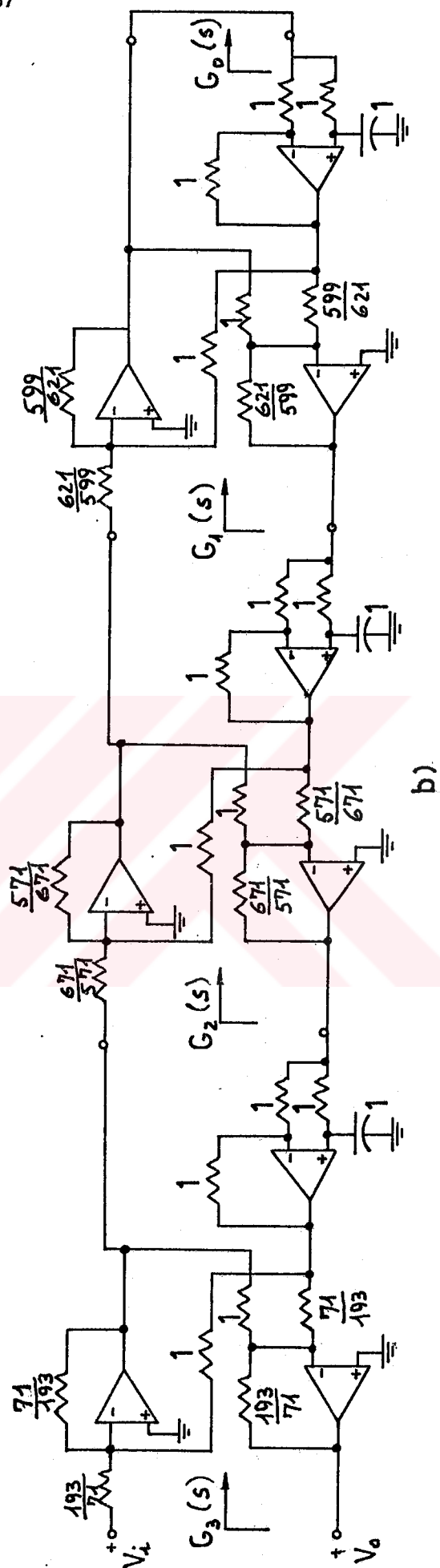
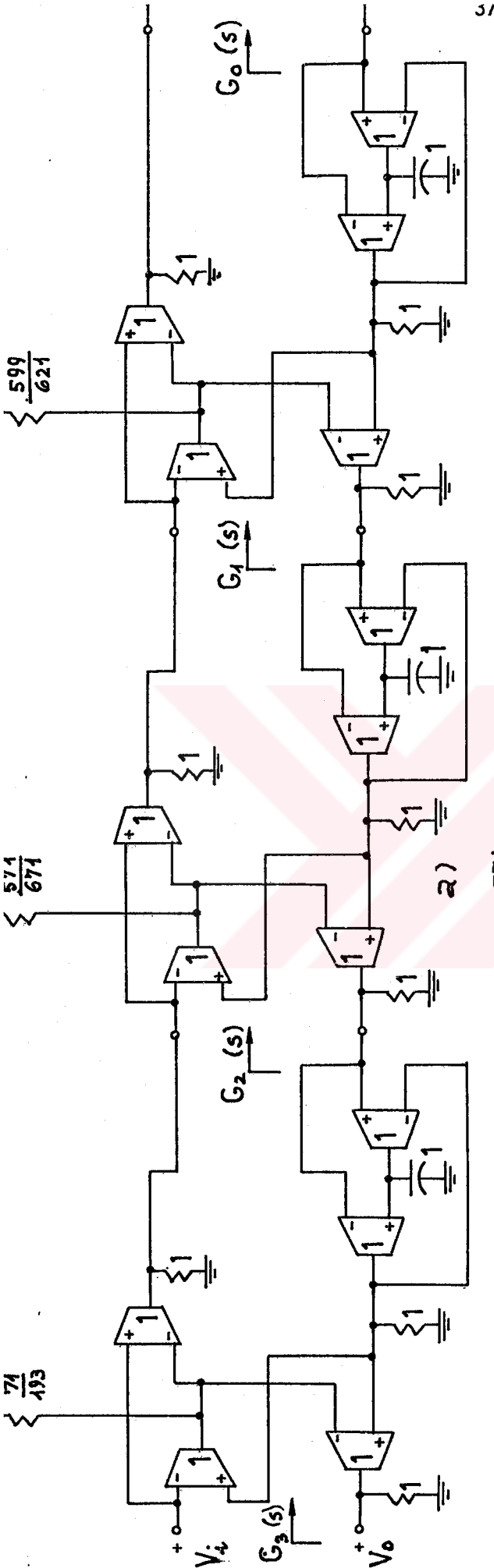
$$k_3 = \frac{71}{193}, \quad G_2(s) = \left(\frac{1+s}{1-s} \right) \frac{G_2(s) - k_2}{1 - k_2 G_2(s)} = \frac{s^2 - \frac{50}{11}s + \frac{610}{11}}{s^2 + \frac{50}{11}s + \frac{610}{11}},$$

$$k_2 = \frac{571}{671}, \quad G_1(s) = \left(\frac{1+s}{1-s} \right) \frac{G_1(s) - k_1}{1 - k_1 G_1(s)} = \frac{\frac{610}{11} - s}{\frac{610}{11} + s},$$

$$k_1 = \frac{599}{621} \text{ ve } G_0(s) = 1 \text{ sonuçları elde edilir.}$$

Fonksiyonu gerçekleyen filtre devresi, aktif-RC ve OTA-RC tipi devrelere örnek olarak, eleman sayısı ve değerleri açısından optimum özelliklere sahip birer yapı ile Şekil 4-2-1'de gösterilmektedir.

Aynı $G_3(s)$ fonksiyonunun $(s-4,644370709)$ biçiminde bir çarpanı vardır. Dolayısıyla $a_3=4,644370709$ seçilirse, $k_3=0$ bulunacaktır. (2.15) bağıntısında $k_m=0$ alındığında,



Şekil 4-2-1 $G_3(s) = \frac{-s^3 + 12s - 60}{s^3 + 12s + 120}$

Fonksiyonunun a) OTA-RC yapıları ile, b) Aktif-RC yapıları ile gerçekleyen birer devre.

$$G_m(s) = \frac{a_m - s}{a_m + s} G_{m-1} \quad (4.2.1)$$

biçimine indirgenmektedir. Bu yüzden üçüncü dereceden kafes hücrede yalnızca $a_3 - s/a_3 + s$ fonksiyonunu gerçekleyen devre bulunacaktır. Bu durumda,

$$G_2(s) = \frac{s^2 - 7,355629291 s + 25,83773078}{s^2 + 7,355629291 s + 25,83773078} \quad \text{olarak elde edilir.}$$

$G_2(s)$ 'in reel sıfırı olmadığı için $a_2 = 1$ alınarak

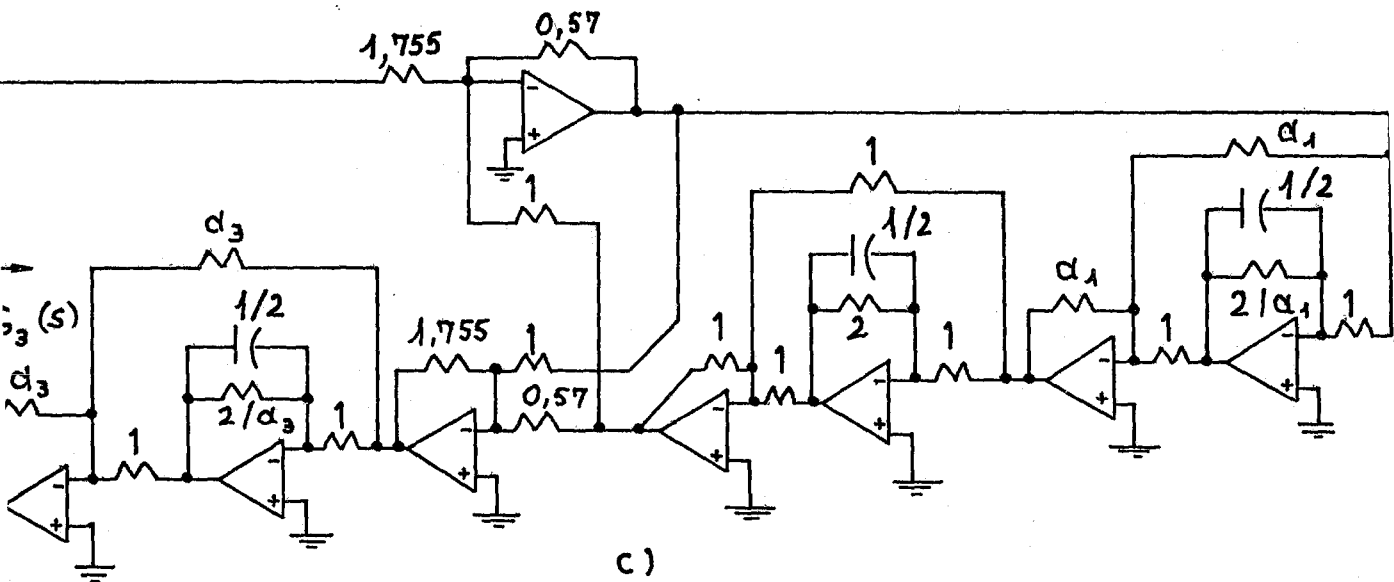
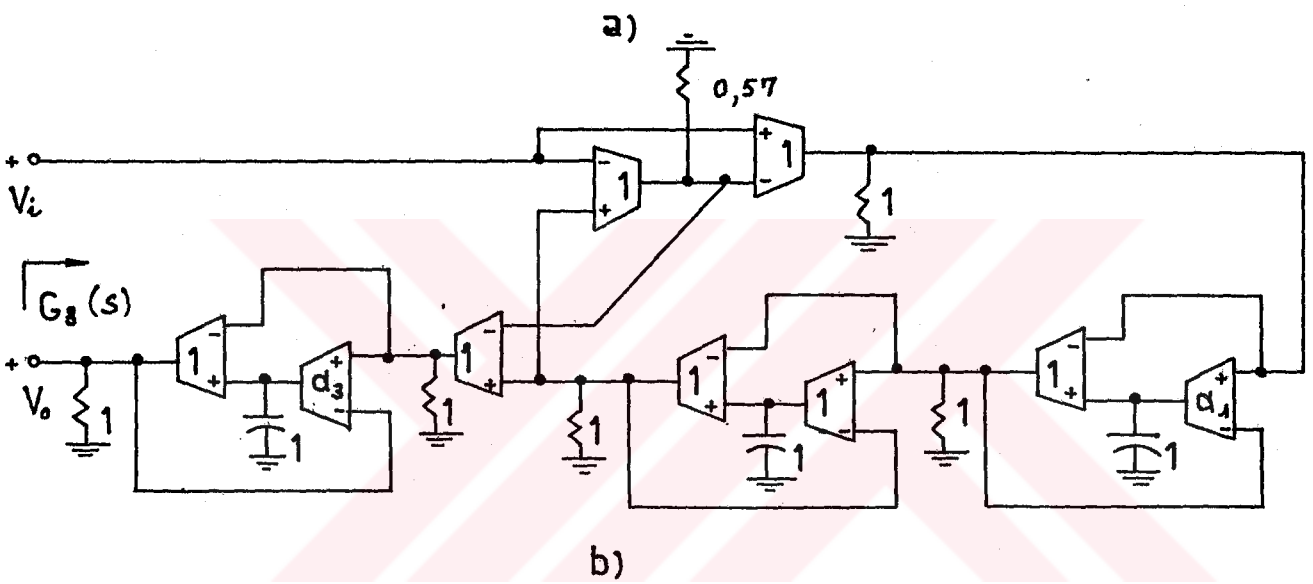
$$k_2 = \frac{19,48210149}{34,19336007} \approx 0,57 \quad \text{olarak bulunur ve buradan da}$$

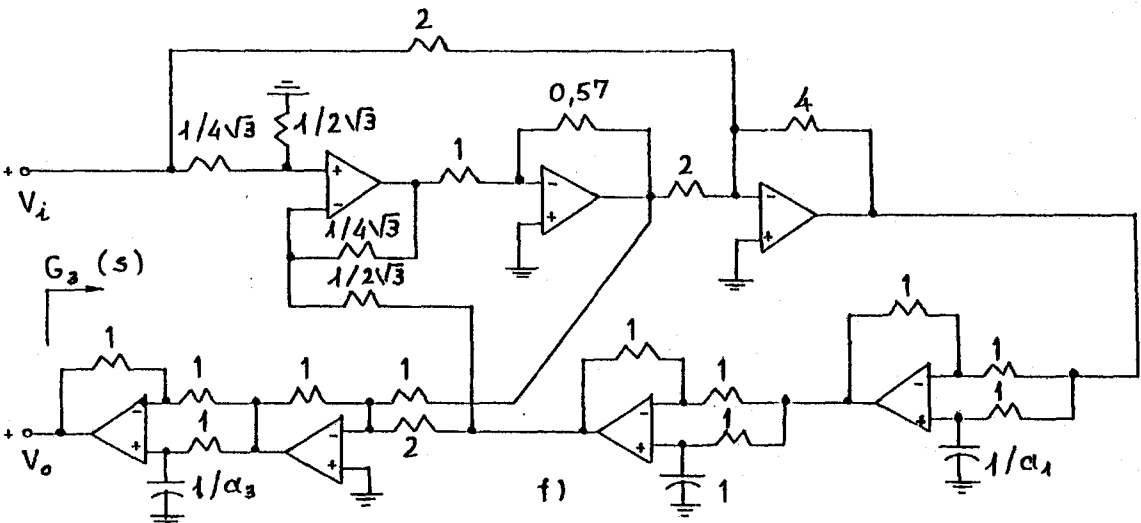
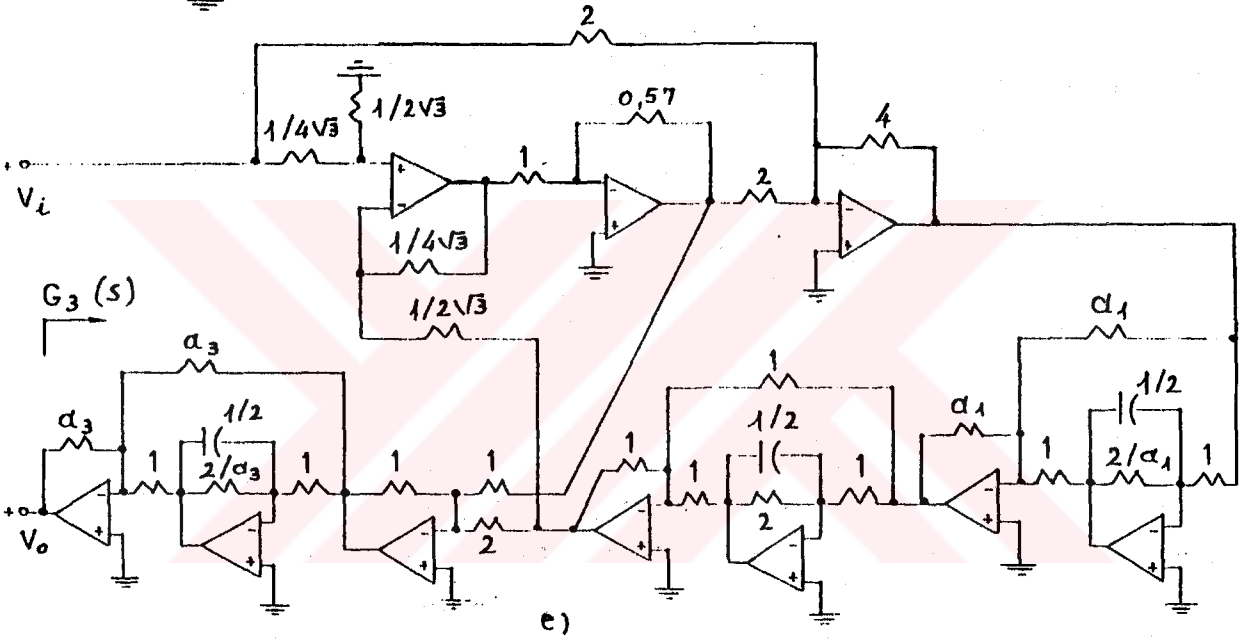
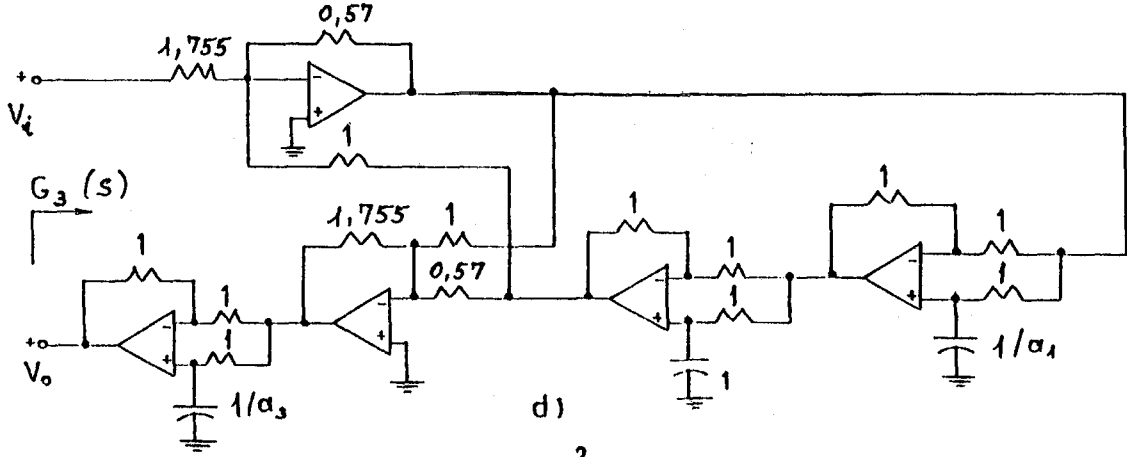
$$G_1(s) = \frac{25,83773078 - s}{25,83773078 + s} \quad \text{biçiminde çıkartılır. } a_1 = 25,83773078$$

olarak seçildiğinde $k_1 = 0$ olacak ve birinci dereceden kafes hücrede de yalnızca $a_1 - s/a_1 + s$ birinci dereceden tüm-geçiren filtre devresi bulunacaktır.

Görüldüğü gibi, yöntem, pozitif reel sıfırları olan fonksiyonlar açısından daha da avantajlıdır ve a_i katsayıları bu sıfırlardan seçildiğinde devrenin belirli katlarını iptal ederek önemli ölçüde eleman tasarrufu sağlamaktadır.

$G_3(s)$ 'in yukarıdaki biçimde gerçeklemesi, incelenen tüm yapılar üzerinden Şekil 4-2-2'de verilmiştir. Aynı fonksiyonu gerçekleyen devrelerin aralarındaki toplam eleman sayısı farkını görmek amacıyla Şekil 4-2-1'deki devreler ile ya da Şekil 4-1-1'deki devrelere birer kat daha ekleyerek karşılaştırma yapılabilir.





Şekil 4-2-2 a), b), c), d), e), f) Üçüncü dereceden bir tüm-geçiren fonksiyonu, reel sıfırlarından yararlanarak gerçekleyen filtre devreleri.

4.3. İkinci Dereceden Band-Geçiren ve Band-Söndüren Filtrelerin Gerçeklenmesi

Bu alt bölümde, ikinci dereceden tüm-geçiren fonksiyonların yapısal özelliklerinden kaynaklanan bazı sonuçlar, geliştirilmiş olan yöntem ile birleştirilerek incelenmiştir.

İnceleme konularından ilki, ikinci dereceden fonksiyonlarda kutup frekansı ω_p ve değer katsayısı Q_p 'nin k_2 ve k_1 'e olan bağımlılıklarıdır. Bunun için, birinci alt bölümde verilmiş olan genel kat sayılı ikinci dereceden tüm-geçiren fonksiyonu yeniden ele alalım ve aşağıdaki eşitliği kuralım:

$$G_2(s) = \frac{s^2 - A_1 s + A_0}{s^2 + A_1 s + A_0} = \frac{s^2 - \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (4.3.1)$$

(4.3.1)'den $A_1 = \omega_p / Q_p$ ve $A_0 = \omega_p^2$ olduğu görülmektedir. Aynı örnekte,

$$k_2 = \frac{1 - A_1 + A_0}{1 + A_1 + A_0} \quad \text{ve} \quad k_1 = \frac{A_0 - 1}{A_0 + 1} \quad \text{olarak elde edilmiştir.}$$

k_1 'i veren ifadede $A_0 = \omega_p^2$ konursa,

$$k_1 = \frac{\omega_p^2 - 1}{\omega_p^2 + 1} \quad (4.3.2) \text{ ifadesi bulunur.}$$

Buradan da ω_p çekilecek olursa,

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1+k_1}{1-k_1}} = \sqrt{\frac{(1+k_1)(1-k_1)}{(1-k_1)^2}} = \frac{\sqrt{1-k_1^2}}{1-k_1} \quad (4.3.3)$$

şeklinde hesaplanır. Aynı şekilde k_2 'yi veren ifadede $A_1 = \omega_p / Q_p$ alınır ve Q_p çekilecek olursa,

$$Q_p = \frac{\omega_p (1+k_2)}{(1+\omega_p^2)(1-k_2)} = \frac{\sqrt{1-k_1^2} (1+k_2)}{(1-k_1) \left[1 + \frac{1-k_1^2}{(1-k_1)^2} \right] (1-k_2)} =$$

$$Q_p = \frac{1}{2} \sqrt{1-k_1^2} \left(\frac{1+k_2}{1-k_2} \right) \quad (4.3.4)$$

olarak bulunur. Görüldüğü gibi, k_1 ve k_2 değiştirilmek suretiyle kutup frekansı ve değer katsayısının istenildiği şekilde ayarlanması mümkündür. (Bu inceleme, $a_2=a_1=1$ seçilerek yapılmıştır. a_i katsayılarının 1'den farklı seçilmesi gerektiği durumlarda ortaya çıkacak bağıntılar, aynı biçimde bulunabilir.).

İncelenen ikinci konu, ikinci dereceden tüm-geçiren filtrelerin yardımı ile yine ikinci dereceden band-geçiren ve band-söndüren filtrelerin elde edilmesidir. Band-geçiren filtre fonksiyonu iki ayrı tüm-geçiren fonksiyonun farkı ile, band-söndüren filtre fonksiyonu da iki tüm-geçiren fonksiyonun toplamı ile türetilmektedir. Toplam ve fark sonucunda bulunacak fonksiyonların derecelerinin iki olabilmesi için de, bu tüm-geçiren fonksiyonlardan birinin derecesinin iki, diğerinin derecesinin sıfır olması, yani bir sabit olması gerekmektedir. Sabit değer 1 olarak seçildiğinde, gerekli koşullar sağlanmış olur. Buna göre:

$$H_{BG}(s) = K \cdot [1 - G_2(s)] \quad (4.3.5a) \quad (BG=Band-geçiren)$$

$$H_{BS}(s) = K \cdot [1 + G_2(s)] \quad (4.3.5b) \quad (BS=Band-söndüren)$$

genel ifadelerine ulaşılır (Burada K bir sabittir ve $K=1/2$ seçilirse, katsayısı 1 olan band-geçiren ve band-söndüren filtre fonksiyonları elde edilecektir).

Tüm-geçiren fonksiyonu k_1 ve k_2 cinsinden göstermek için

$$\frac{\omega_p}{Q_p} = \frac{\frac{\sqrt{1-k_1^2}}{1-k_1}}{\frac{1}{2} \sqrt{1-k_1^2} \left(\frac{1+k_2}{1-k_2} \right)} = \frac{2(1-k_2)}{(1+k_2)(1-k_1)} \quad (4.3.6) \quad \text{bulunur,}$$

K=1/2 alınır ve (4.3.1) ifadesi k_2 ve k_1 'in fonksiyonuna dönüştürülürse, (4.3.5a) ve (4.3.5b) ifadeleri aşağıdaki şekle girer:

$$H_{BG}(s) = \frac{1}{2} \left[\frac{s^2 - \frac{2(1-k_2)}{(1+k_2)(1-k_1)} s + \frac{1-k_1^2}{(1-k_1)^2}}{s^2 + \frac{2(1-k_2)}{(1+k_2)(1-k_1)} s + \frac{1-k_1^2}{(1-k_1)^2}} \right] =$$

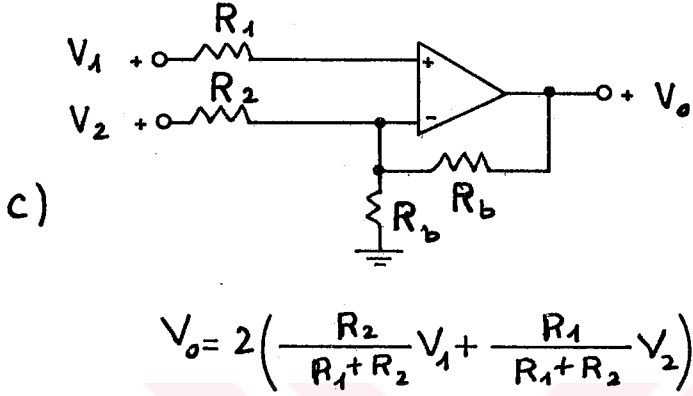
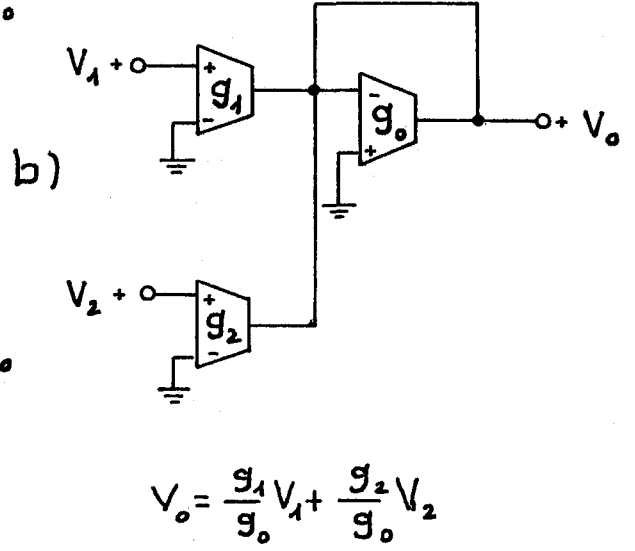
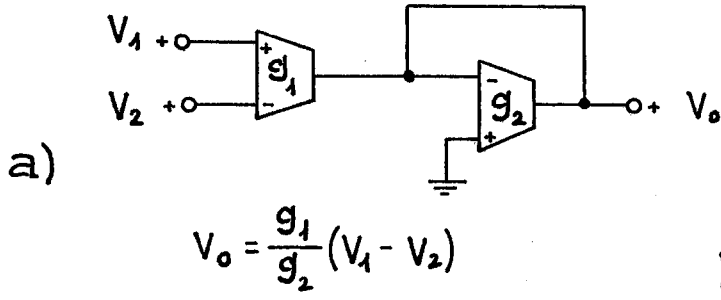
$$= \frac{\frac{2(1-k_2)}{(1+k_2)(1-k_1)} s}{s^2 + \frac{2(1-k_2)}{(1+k_2)(1-k_1)} s + \frac{1-k_1^2}{(1-k_1)^2}} \quad (4.3.7a)$$

$$H_{BS}(s) = \frac{1}{2} \left[\frac{s^2 - \frac{2(1-k_2)}{(1+k_2)(1-k_1)} s + \frac{1-k_1^2}{(1-k_1)^2}}{s^2 + \frac{2(1-k_2)}{(1+k_2)(1-k_1)} s + \frac{1-k_1^2}{(1-k_1)^2}} \right]$$

$$= \frac{s^2 + \frac{1-k_1^2}{(1-k_1)^2}}{s^2 + \frac{2(1-k_2)}{(1+k_2)(1-k_1)} s + \frac{1-k_1^2}{(1-k_1)^2}} \quad (4.3.7b)$$

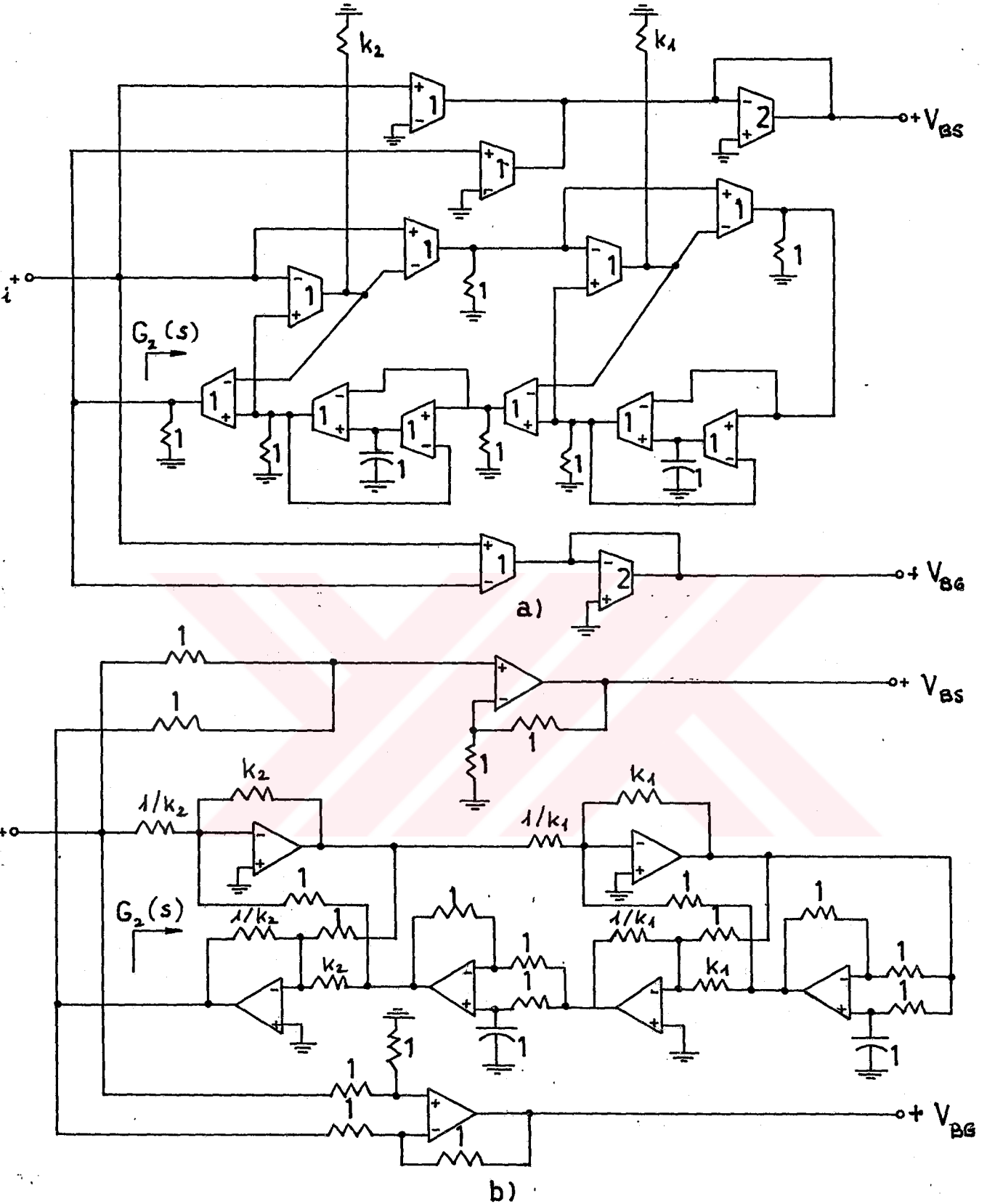
Yukarıdaki ifadelerden anlaşılacağı gibi, k_1 ve k_2 'ye farklı değerler vermek suretiyle geçirme bandı ve söndürme-bandı merkez frekansları ile değer katsayılarının değiştirilmesi; dolayısı ile filtrelerin genlik fonksiyonlarının istenen koşullar doğrultusunda ayarlanması mümkün olmaktadır.

(4.3.7a) ve (4.3.7b) bağıntılarını gerçekleyen OTA-RC ve aktif-RC devrelerini vermeden önce, bu devrelerde kullanılan yeni yapı blokları Şekil 4.3.1'de görülmektedir.



Şekil 4-3-1 a) OTA fark alıcı yapı bloğu, b) OTA toplayıcı yapı bloğu, c) işlemsel kuvvetlendirici faz çevirmeyen toplayıcı yapı bloğu.

$H_{BG}(s)$ ve $H_{BS}(s)$ fonksiyonları, $G_2(s)$ üzerinden bir adet OTA yapı bloklu, bir adet de işlemsel kuvvetlendirici yapı bloklu aktif devre ile gerçekleştirilmiş ve bu devreler Şekil 4-3-2'de verilmiştir.



Şekil 4-3-2. İkinci dereceden tüm-geçiren filtreden türetilen band-şöndüren ve band-geçiren filtreleri gerçekleyen
a) OTA-RC, b) Aktif-RC devreleri.

BÖLÜM 5. DUYARLIKLAR

Önceki bölümlerde yapılan incelemelerde, her aşamada elde edilen indirgenmiş tüm-geçiren fonksiyonların genliğinin a_i ve k_i katsayılarına bağımlı olmadığı saptanmıştı. Bunun duyarlık analizi yöntemi ile de kanıtlanması gerekir. X 'in Y 'ye göre duyarlılığı, genel anlamda S_Y^X biçiminde temsil edilir ve

$$S_Y^X = \frac{Y}{X} \frac{dX}{dY} \quad (5.1)$$

ifadesiyle gösterilir.

Buna bağlı olarak, herhangi bir tüm-geçiren fonksiyon olan G_m 'in k_m 'e göre duyarlılığını inceleyelim. (2.15) ifadesine göre, G_m fonksiyonu k_m ve G_{m-1} cinsinden ifade edilebiliyordu ve G_{m-1} 'in de tüm-geçiren fonksiyon olduğu kanıtlanmıştı. Buradan hareketle,

$$G_m = \frac{k_m + \frac{\bar{C}}{C}}{1 + k_m \frac{\bar{C}}{C}} = \frac{k_m C + \bar{C}}{C + k_m \bar{C}} = \frac{\bar{D}}{D} \quad (5.2)$$

biçiminde gösterilebilir.

Bu durumda, G_m 'in k_m 'e olan duyarlılığı,

$$S_{k_m}^{G_m} = \frac{k_m}{G_m} \frac{dG_m}{dk_m} = \frac{k_m D}{\bar{D}} \cdot \frac{C(C + k_m \bar{C}) - \bar{C}(k_m C + \bar{C})}{D^2}$$

$$S_{k_m}^{G_m} = \frac{k_m}{D\bar{D}} (C^2 - \bar{C}^2) \quad (5.3)$$

şeklinde bulunur. $C=A+jB$ ise $C^2 - \bar{C}^2 = j4AB$ 'dir. Buradan, (5.3) ifadesinin saf sanal olduğu görülür. G_{m-1} 'in k_m 'e göre duyarlılığı da hesaplandığında, saf sanal fakat negatif çıkar.

G_m 'in a_m katsayılarına olan duyarlılığını saptamak için yine (2.15) ifadesine başvurulur ve bu ifade

$$G_m = \frac{k_m + \frac{a_m - s}{a_m + s} \frac{\bar{Y}}{Y}}{1 + k_m \frac{a_m - s}{a_m + s} \frac{\bar{Y}}{Y}} = \frac{k_m Y(a_m + s) + \bar{Y}(a_m - s)}{Y(a_m + s) + k_m \bar{Y}(a_m - s)}$$

$$G_m = \frac{a_m(k_m Y + \bar{Y}) - s(\bar{Y} - k_m Y)}{a_m(Y + k_m \bar{Y}) + s(Y - k_m \bar{Y})} = \frac{\bar{D}}{D} \quad (5.3)$$

biçimine dönüştürülür.

(5.3) ifadesinden duyarlık hesaplanırsa,

$$S_{a_m}^{G_m} = \frac{j\omega a_m K(1 - k_m^2)}{D\bar{D}} = j\omega a_m K'(1 - k_m^2) \quad (5.4)$$

olarak elde edilir. K' bir sabit olduğuna göre, bu duyarlık da saf sanaldır.

Yöntemin duyarlık performansının elverişliliği bu şekilde kanıtlandıktan sonra, eleman duyarlıkları toplu olarak temel kafes hücreyi gerçekleyen devrelerden birinin yardımı ile verilecektir. Örnek devre olarak Şekil 3-2-2-5b'deki devre alınmıştır. Duyarlık hesapları yapılırken tasarım eşitlikleri açısından sağlanması gereken koşullara uyulacaktır. Kolaylık açısından bu koşulları tekrarlamakta yarar vardır:

$$g_{m2}R_2 = g_{m3}R_3 = 1, \quad g_{m1}R_1 = k_m, \quad g_{m5}R_4 = 1$$

$$G_m = \frac{\bar{D}}{D}, \quad G_{m-1} = \frac{\bar{Y}}{Y}, \quad \frac{a_m - s}{a_m + s} G_{m-1} = \frac{\bar{C}}{C}$$

Bu notasyon ve koşullara uyularak elde edilen G_m fonksiyonunun elemanlara olan duyarlıkları aşağıda verilmiştir:

$$S_{g_{m3}}^{G_m} = S_{R_3}^{G_m} = 1 \quad (5.5a)$$

$$S_{g_{m1}}^{G_m} = S_{R_1}^{G_m} = \frac{g_{m1} R_1 (C^2 - \bar{C}^2)}{D\bar{D}} = j\omega k_m K_1 \quad (5.5b)$$

$$S_{g_{m2}}^{G_m} = S_{R_2}^{G_m} = \frac{g_{m2} R_2 C \bar{C} (1 - k_m^2)}{D\bar{D}} = K_2 (1 - k_m^2) \quad (5.5c)$$

$$S_{g_{m4}}^{G_m} = -S_{C_1}^{G_m} = \frac{j\omega g_{m4} C_1 Y \bar{Y} (1 - k_m^2)}{D\bar{D}} = j\omega g_{m4} C_1 K_3 (1 - k_m^2) \quad (5.5d)$$

$$S_{g_{m5}}^{G_m} = S_{R_4}^{G_m} = \frac{g_{m5} R_4 Y \bar{Y} (\omega^2 C_1^2 - g_{m4}^2) (1 - k_m^2)}{D\bar{D}} = K_3 (\omega^2 C_1^2 - g_{m4}^2) (1 - k_m^2) \quad (5.5e)$$

Diğer devrelerin eleman duyarlılıkları da benzer şekilde bulunabilir.

Görüldüğü gibi, duyarlık açısından olumlu sonuçlar elde edilmektedir. Özellikle, a_i katsayılarının (pozitif reel olmak koşuluyla) istenilen değerde seçilebileceği ve bu şekilde bulunan k_i 'lerin (genlikleri 1'den küçük olduğu sürece) tüm-geçiren fonksiyonun genliğini etkilemeyeceği, bu yolla saptanmış olmaktadır.

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, tüm-geçiren filtre fonksiyonlarını oluşturan yeni bir algoritma ve bu algoritma ile filtre gerçeklemek için kafes yapıda, OTA-topraklı RC ya da aktif-RC devrelerinden oluşan yeni bir tasarım yöntemi önerilmiş; bu yöntem çeşitli yönleri ile incelenmiş ve uygulamalı olarak açıklanmıştır.

Sistem, basit yapılıdır ve tümdevre teknolojisi ile üretime elverişlidir. k_i ve a_i değerleri dışında, sistem tümüyle birbiri ile eş yapıda katlardan meydana gelmektedir. Sistemin sakınca olarak nitelenebilecek bir özelliği, çok sayıda aktif eleman içermesidir. Bu yüzden, tasarım, temel hücrede en az sayıda eleman bulunduracak şekilde yapılmış ve uygulamaların çoğunda, tasarlanan altı ayrı temel hücre içinde toplam eleman sayısı minimum olan ve pratik açıdan elverişliliği en yüksek olan, biri OTA'lı, diğeri işlemsel kuvvetlendiricili iki hücrenin oluşturduğu devreler temel alınmıştır. Ayrıca, pozitif reel sıfırları olan fonksiyonlarda a_i katsayılarının bu sıfır değerlerine eşit seçilmesi, bu devrelerdeki eleman sayısını daha da azaltacak ve yöntemin bu sakıncasını en aza indirgeyecektir.

Dirençlerin yerine de OTA eşdeğerlerinin konmasıyla, OTA-RC devreleri, günümüzde oldukça yaygın ve tümleştirmeye uygun olan OTA-topraklı kapasite devrelerine dönüştürülebilir.

Yöntemde ortaya çıkabilecek muhtemel bir sakınca da, k_i değerlerinin negatif olmasıdır. Tüm-geçiren fonksiyonların katsayılarının sıralanışı sonucunda bu durum ile karşılaşılabilir. Bu takdirde, a_i değerlerini artırarak pozitif bir k_i değerinin mevcut olup olmadığı kontrol edilebilir. Aksi halde negatif direnç gerçekleştirme yoluna gidilmelidir. (Negatif empedans çevirici kullanmak v.b. yöntemlere başvurulabilir).

Seçilen a_i ve bulunan k_i değerlerinin fonksiyonun genliğini

etkilememesi de, yöntemin olumlu özelliklerinden biridir. Bunun sonucunda istenilen ya da uygun görülen her pozitif reel a_i değerinin seçilmesi mümkündür ve bu yolla elde edilen her k_i değeri ile yöntem uygulanabilir. Fonksiyonun a_i ve k_i katsayılarına olan duyarlılıklarının saf sanal oluşu, bunu kanıtlamaktadır.

Yöntemin diğer bir özelliği de ikinci dereceden fonksiyonların değer katsayısı ve kutup frekanslarını k_1 ve k_2 katsayılarına bağımlı kılmasıdır. Özellikle, tüm-geçiren fonksiyonlardan elde edilen Notch filtrelerin söndürme ve geçirme bandı merkez frekansları ile değer katsayılarının k_2 ve k_1 ile ayarlanabilmesi, filtrelerin genliğinin kontrolünü mümkünleştirmektedir.

Bir genelleştirme yapılacak olursa, olumlu özellikleri muhtemel sakıncalarına ağır basan ve tümleştirme yoluyla üretime uygunluk gösteren yeni bir yöntem, bu çalışma ile tanıtılmıştır.

KAYNAKLAR

- [1] ANDAY, F., "Active Realization of n-th Order Allpass Transfer Functions", Electron. Letters, vol. 8, pp. 399-400, 1972
- [2] FABRE, A., ROCHEGUDE, P., "Allpass Filters Using a Current-Controlled Current Source", Electron. Letters, vol. 21, No 25/26, pp. 1205-1207, 1985
- [3] GEIGER, R.L., SINENCIO, E.S., "Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifiers: A Tutorial", IEEE Circuits and Dev. Mag., pp. 26-31, 1985
- [4] GRAY, A.H., MARKEL, D.J., "Digital Lattice and Ladder Filter Synthesis", IEEE Trans. Audio Electroacoust., vol. AU-21, pp. 491-500, 1973.
- [5] HAYAMARA, E., "Synthesis of an Active Allpass Network", IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-22, No 5, pp. 405-407, 1975
- [6] JURY, G.J., Theory and Applications of the Z-Transform Method, New York, N.Y.: Wiley, 1974
- [7] MITRA, S.K., "Cascaded Lattice Realization of Digital Filters", Int.J. Circuit Theory Appl., vol. 5, pp. 3-11, 1977
- [8] PAL, K., "Inductorless Current Conveyor Allpass Filter Using Grounded Capacitors", Electron. Letters, vol. 18, No.1, p. 47, 1982
- [9] REGALIA, P.A., MITRA, S.K., VAIDYANATHAN, P.P., "The Digital Allpass Filter: A Versatile Signal Processing Building Block", Proc. IEEE, vol. 76, pp. 19-36, 1988
- [10] RUBIN, H., EVEN, R.K., "Single Transistor Allpass Networks", IEEE Trans. Circuit Theo., vol. CT-20, No 1, pp. 24-30, 1973
- [11] SOLIMAN, A.M., "Realization of Operational Amplifier Allpass Networks", Electron. Letters, Vol. 9, No 3, pp. 67-68, 1973
- [12] SOLIMAN, A.M., "Inductorless Realization of an Allpass Transfer Function Using the Current Conveyor", IEEE Trans. Circuit Theo., pp. 80-81, 1973
- [13] VAIDYANATHAN, P.P., MITRA, S.K., NEUVO, Y., "A New Approach to the Realization of Low-Sensitivity IIR Digital Filters",

IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. Assp. 34, No.2, pp. 350-361, 1986

- [14] VAIDYANATHAN, P.P., MITRA, S.K., "A Unified Structural Interpretation of Some Well-Known Stability-Test Procedures for Linear Systems", Proc. IEEE, vol. 75, pp. 478-497, 1987
- [15] WILLIAMS, P., "Allpass Networks Using Wien's Bridge", Electron. Letters, vol. 6, No. 6, pp. 183-185, 1970

ÖZGEÇMİŞ

Alp TOZUN (İstanbul, 1965) 1984 yılında İstanbul Alman Lisesi'nden, 1988 yılında İ.T.Ü. Elektronik ve Haberleşme Bölümü'nden mezun olmuş ve aynı yıl, aynı bölümde yüksek lisans öğrenimine başlamıştır.

