

**AKIM TAŞIYICI KULLANAN DEVRELERİN
GERÇEKLEŞTİRİLMESİNDE YENİ YÖNTEMLER
VE SONUÇLAR**

**DOKTORA TEZİ
Y. Müh. Serdar ÖZOĞUZ
(504950019012)**

İ.C. YIKILANCIYI KULLANAN
DOKÜMANIYON MERRA

100816

100816

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 17 Ocak 2000

Tezin Savunulduğu Tarih : 8 Haziran 2000

Tez Danışmanı :

Prof.Dr.Cevdet ACAR

Diğer Jüri Üyeleri

Prof.Dr. Fuat ANDAY (İ.T.Ü.)

Prof.Dr. Hakan KUNTMAN (İ.T.Ü.)

Prof.Dr. Avni MORGÜL (B.Ü.)

Doç.Dr. Oğuzhan ÇİÇEKOĞLU (B.Ü.)

HAZİRAN 2000

ÖNSÖZ

Doktora çalışmam sırasında beni bu konuya yönlendiren ve engin deneyimi ile bana yol gösteren sayın hocam Prof. Dr. Cevdet Acar'a teşekkür etmeyi bir borç bilirim. Bunun yanında, bu süre zarfında ilgilendiğim konularla ilgili çeşitli düşünceleriyle, beni yönlendiren sayın Doç. Dr. Ali Toker'e ve sayın Yar. Doç. Dr. Neslihan Serap Şengör'e, ayrıca Devreler ve Sistemler Anabilim Dalı araştırma görevlilerine teşekkür ederim.

Ocak 2000

Serdar ÖZOĞUZ



İÇİNDEKİLER

TABLO LİSTESİ	IV
ŞEKİL LİSTESİ	V
SEMBOL LİSTESİ	VIII
ÖZET	IX
SUMMARY	XII
1. GİRİŞ	1
1.1. Konu ile ilgili çalışmalar	2
1.2 Bu çalışmada izlenen yol	7
2. AKIM TAŞIYICI ELEMANI	9
2.1. Akım taşıyıcının tanım bağıntısı	9
2.2. Akım taşıyıcının ideal ve ideal olmayan lineer eşdeğerleri	10
2.3. Akım taşıyıcının lineer çalışma koşullarının belirlenmesi	19
3. AKIM TAŞIYICI KULLANARAK İKİ-UCU SERBEST GİRİŞ FONKSİYONLARININ GERÇEKLENMESİ	25
3.1. Akım taşıyıcılı devrelerle ilgili bazı tanım ve özellikler	27
3.2. İki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen devrelerin sadece iki-ucu serbest pasif elemanlar ile gerçekleştirilmesi	31
3.3 İki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen devrelerin topraklı pasif elemanlar ile gerçekleştirilmesi	47
3.4 Deneysel sonuçlar ve tartışma	60
4. AKIM TAŞIYICI KULLANARAK AKIM TRANSFER FONKSİYONLARININ GERÇEKLENMESİ	74
4.1. Akım taşıyıcı kullanan akım modlu devrelerde, giriş ile toprağın yerlerinin değiştirilmesiyle elde edilen gerçeklemeler	75
4.2. Akım taşıyıcı kullanan akım modlu devrelerin duyarlıklarını azaltan dönüşüm yöntemleri	87
5. SONUÇLAR	103
KAYNAKLAR	106
EK	112
ÖZGEÇMİŞ	115

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1. Akım taşıyıcı modelindeki parametre değerleri	16
Tablo 2.2. Akım taşıyıcı modelindeki parametre değerleri (CMOS iç yapı için)	18
Tablo 2.3. Şekil 2.6 ve 2.9'da verilmiş akım taşıyıcıların lineer çalışma bölgeleri.....	24
Tablo 4.1. Şekil-4.14b'de verilmiş olan devrenin farklı nülör gerçeklemeleri için elde edilen ideal olmayan karakteristik polinomları	98
Tablo 4.2. Tablo-4.1'de verilmiş olan karakteristik polinomlara karşı gelen merkez frekansı ve kutup değer katsayılarındaki bağıl değişimler .	98



ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : Akım taşıyıcının devre sembolü	10
Şekil 2.2 : Akım taşıyıcının bağımlı kaynaklar ile elde edilen eşdeğer devreleri. a) Pozitif tipten akım taşıyıcı. b) Negatif tipten akım taşıyıcı.....	11
Şekil 2.3 : Akım taşıyıcının nülör eşdeğerleri	11
Şekil 2.4 : $Y_V(s)$ fonksiyonunu elde etmek için kullanılacak ölçüm düzeni .	13
Şekil 2.5 : Ele alınan akım taşıyıcının lineer kayıplı eşdeğer devresi	14
Şekil 2.6 : a) Pozitif tipten akım taşıyıcı iç yapısı. b) Negatif tipten akım taşıyıcı iç yapısı. ($I_0=500\mu A$, $V_{CC}=-V_{EE}=5V$) (Fabre 1984)	15
Şekil 2.7 : a) Parazitik R_Z direncinin etkili olduğu temel yapı b) Parazitik R_X direncinin etkili olduğu temel yapı	16
Şekil 2.8 : Akım taşıyıcının idealsizliklerinin ilerideki bölümlerde elde edilen devrelere etkisinin incelenmesi için kullanılacak eşdeğer devre .	17
Şekil 2.9 : Pozitif tipten CMOS akım taşıyıcı iç yapısı. ($I_0=100\mu A$, $V_{b1}=-V_{b2}=2.8V$, $V_{DD}=-V_{SS}=5V$) (Bruun 1993)	18
Şekil 2.10 : Şekil 2.6'daki akım taşıyıcı yapısına ait eğri aileleri a) V_X-V_Y (I_X değişken) b) V_X-V_Y (V_Z değişken) c) I_Z-I_X (V_Z değişken) d) I_Z-I_X (V_Y değişken).....	21
Şekil 2.11 : (2.10) bağıntılarına karşı gelen eğriler	23
Şekil 3.1 : (3.1) bağıntısındaki iki-ucu serbest giriş fonksiyonunu gerçekleyen 2-kapılı	25
Şekil 3.2 : Keyfi bir $Y_g(s)$ giriş fonksiyonunu gerçekleyen 1-kapılı	26
Şekil 3.3 : İşlemsel kuvvetlendirici ve topraklı olmayan pasif elemanlar içeren devre	32
Şekil 3.4 : Akım taşıyıcı ve topraklı olmayan pasif elemanlar içeren devre	33
Şekil 3.5 : a) Şekil 3.2'deki devreden elde edilen yeni n-kapılı. b) Bu devreden elde edilen 2-kapılı	34
Şekil 3.6 : a) N_a ve N_b altdevrelerine ayrıştırılabilen N 1-kapılısı. b) $I_{ou}=0$ olması için, Özellik 3.3 uyarınca elde edilen yeni devre	36
Şekil 3.7 : a) N_a ve N_b altdevrelerine ayrıştırılabilen N 1-kapılısı. b) $I_{ou}=0$ olması için, Özellik 3.4 uyarınca elde edilen yeni devre	37
Şekil 3.8 : a) Topraklı endüktans eşdeğeri b) Nülör eşdeğeri c-f) Özellik 3.3 ve 3.4'den yararlanarak elde edilen iki-ucu serbest endüktans eşdeğerleri	39
Şekil 3.9 : a) Topraklı FDNR eşdeğeri b-e) Özellik 3.3 ve 3.4'den yararlanarak elde edilen iki-ucu serbest FDNR eşdeğerleri	41
Şekil 3.10 : Topraklı ve iki-ucu serbest paralel R-L devreleri	42
Şekil 3.11 : Topraklı ve iki-ucu serbest seri R-L devreleri	43
Şekil 3.12 : a) Genel giriş fonksiyonu gerçekleyen 1-kapılı. b) İkinci dereceden egalizör devresi. c-d) (3.33) bağıntısını gerçekleyen devreler	44
Şekil 3.13 : a) İkinci-derece keyfi transfer fonksiyonunu gerçekleyen devre. b) İkinci-derece keyfi giriş fonksiyonunu gerçekleyen devre ..	46

Şekil 3.14	: $I_1/V_1=Y_1$ giriş fonksiyonunu gerçekleyen 1-kapılı	48
Şekil 3.15	: (3.36) bağıntısını sağlayan 3-kapılı	49
Şekil 3.16	: a) (3.42) bağıntısında verilen giriş fonksiyonu gerçekleyen 1-kapılı. b) Önerilen yöntem uyarınca elde edilen iki-ucu serbest giriş fonksiyonunu gerçekleyen devre.....	53
Şekil 3.17	: a) Genel bir giriş elemanına eşdeğer devre. b) İki-ucu serbest genel bir giriş elemanını gerçekleyen devre	54
Şekil 3.18	: a) (3.45) bağıntısında verilen giriş empedans fonksiyonunu gerçekleyen devre. b) Aynı bağıntıyı iki-ucu serbest olarak gerçekleyen 2-kapılı	56
Şekil 3.19	: I_C kontrollü akım kaynağının farklı bir şekilde gerçekleşmesi	57
Şekil 3.20	: a) İkinci derece yüksek geçiren süzgeç öndevresi. b) Bu devreye karşı gelen aktif-RC devresi. c) Tümüyle tümleştirilmeye uygun MOSFET-C süzgeç devresi	59
Şekil 3.21	: a) Seri RLM ile üçüncü derece alçak geçiren süzgeç gerçekleşmesi b) Paralel CDE ile üçüncü derece alçak geçiren süzgeç gerçekleşmesi	61
Şekil 3.22	: Şekil 3.21a'daki devreyi gerçekleyen aktif-RC devresi	61
Şekil 3.23	: Şekil-3.22'de verilen devrenin teorik, simülasyon ve deneysel sonuçları	65
Şekil 3.24	: a) Giriş fonksiyonu gerçeklemek için kullanılabilen 1-kapılı. b) Şekil-3.21b'deki paralel CDE 2-uçlusunu gerçeklemek için kullanılacak devre	67
Şekil 3.25	: Şekil-3.21b'de verilen devrenin teorik, simülasyon ve deneysel sonuçları	68
Şekil 3.26	: a) Basamaklı tipten pasif devre. b) Bu devreyi simüle eden aktif-RC devresi	69
Şekil 3.27	: Çift çıkışlı akım taşıyıcıları gerçekleştirmek için kullanılan iç yapı	72
Şekil 3.28	: İki ucu dirençle sonlandırılmış basamaklı tipten LC devresi için ölçüm sonuçları	72
Şekil 3.29	: İkinci derece yüksek geçiren süzgeç devresi için ölçüm sonuçları	73
Şekil 4.1	: a) $t_1(s)$ ve $t_2(s)$ transfer fonksiyonlarını gerçekleyen akım modlu süzgeç devresi. b) Teorem 4.1'de tarif edilen dönüşüm	75
Şekil 4.2	: (4.14) bağıntısını gerçekleyen genel yapı	79
Şekil 4.3	: (4.14) bağıntısını gerçekleyen devrenin derecesinin artırılması.	79
Şekil 4.4	: (4.14) bağıntısını $n=1$ için gerçekleyen devre	81
Şekil 4.5	: İkinci dereceden süzgeç devresi	81
Şekil 4.6	: Üçüncü derece tümgeçiren türden süzgeç devresi	83
Şekil 4.7	: İkinci dereceden süzgeç devresinin ölçüm sonuçları	84
Şekil 4.8	: Üçüncü dereceden tümgeçiren süzgeç devresinin ölçüm sonuçları	85
Şekil 4.9	: Tümgeçiren altbloklar kullanılarak çeşitli devre fonksiyonları gerçeklemek için kullanılan sistem (Mitra ve diğ. 1985)	85
Şekil 4.10	: Beşinci dereceden alçak geçiren Chebyshev süzgecinin Monte-Carlo analizi sonuçları	86
Şekil 4.11	: a) $t_1(s)$ fonksiyonunu gerçekleyen akım modlu devre. b) $t_1(s)$ fonksiyonunu gerçekleyen ilk eşdeğer devre. c) Aynı transfer fonksiyonunu gerçekleyen ikinci eşdeğer devre	88
Şekil 4.12	: N devresinden elde edilen n -uçlu	89

Şekil 4.13 : Her iki kapısı da topraklı olan nülör elemanın a) Devre gösterilimi. b) AKAK kullanılarak gerçekleştirilmesi ($r_c \approx 0, Z_c \approx \infty$). c) GKAK kullanılarak gerçekleştirilmesi ($r_c \approx 0$). d) GKKG kullanılarak gerçekleştirilmesi ($r_c \approx 0, Z_c \approx \infty$). e) AKKG kullanılarak gerçekleştirilmesi ($Z_c \approx \infty$)	92
Şekil 4.14 : a) α parametresine göre duyarlılığı yüksek olan akım modlu devre. b) Şekil 4.11c'de $i=1$ alınarak elde edilen ilk devre. c) Şekil 4.11c'de $i=3$ alınarak elde edilen ikinci devre	93
Şekil 4.15 : a) β parametresine göre duyarlılığı yüksek olan akım modlu devre. b) Şekil 4.11b'de $i=1$ alınarak elde edilen devre. c) Şekil 4.11b'de $i=4$ alınarak elde edilen devre	95
Şekil 4.16 : Akım taşıyıcının δ parametresini azaltan düzen	97
Şekil 4.17 : Şekil 4.14'de verilmiş olan devrelerin ideal ve ölçüm sonuçları. ($f_0=73\text{kHz}, Q=10$) — İdeal —▲— Şekil 4.14a O Şekil 4.14b Δ Şekil 4.14c .	100
Şekil 4.18 : Şekil 4.14b'deki devrenin dört farklı nülör gerçekleştirilmesi kullanılarak elde edilmiş simülasyon sonuçları ($f_0=79.5\text{KHz}, Q=5$)	101
Şekil 4.19 : Şekil 4.15'de verilmiş olan devrelerin ideal ve simülasyon sonuçları. ($f_0=80\text{kHz}, Q=10$) — İdeal —---- Şekil 4.15a ---- Şekil 4.15b Şekil 4.15c	102

SEMBOL LİSTESİ

SYB	: Satır yarı belirsiz türden matris
BST	: Birim satır toplamı özelliği
FDNR	: Frekansa bağlı negatif direnç (Frequency dependent negative resistor)
FDPR	: Frekansa bağlı pozitif direnç (Frequency dependent positive resistor)
NIC	: Negatif empedans çeviricisi (Negative immitance converter)
AKAK	: Akım kontrollü akım kaynağı
GKGK	: Gerilim kontrollü gerilim kaynağı
GKAK	: Gerilim kontrollü akım kaynağı
AKGK	: Akım kontrollü gerilim kaynağı
α	: Akım taşıyıcının birim akım kazancı
β	: Akım taşıyıcının birim gerilim kazancı
δ	: Akım taşıyıcıda y- ve x-uç akımları arasındaki oran
ε_i	: Akım taşıyıcının birim akım kazancındaki takip hatası
ε_v	: Akım taşıyıcının birim gerilim kazancındaki takip hatası

AKIM TAŞIYICI KULLANAN DEVRELERİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİNDE YENİ YÖNTEMLER VE SONUÇLAR

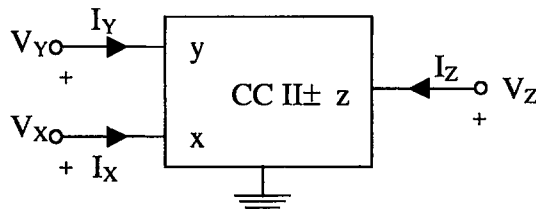
ÖZET

Uzun yıllardır aktif filtrelerin gerçekleştirilmesinde sadece işlemsel kuvvetlendirici elemanı kullanılmıştır. Ancak bu durum, ikinci kuşaktan akım taşıyıcının (bundan sonra sadece akım taşıyıcı terimi kullanılacaktır) tanıtılmasından beri değişmeye başlamıştır. Ayrıca, son on yıldır literatürde pek çok akım taşıyıcı iç yapısı verilmiş ve bu da bu elemanın çeşitli devre yapılarında işlemsel kuvvetlendirici yerine kullanılabileceğini göstermektedir. Akım taşıyıcı elemanının geniş bandgenişliği, yükselme eğimi sınırlamasından bağımsız olma gibi bilinen avantajlarının yanısıra, çok iyi bilinmeyen yararlı bir özelliği daha vardır. Bu satır yarı belirsizlik özelliğidir.

Akım taşıyıcı ilk olarak Sedra ve Smith tarafından 1970 yılında önerilmiştir. Devre sembolü Şekil 1'de verilmiş bu beş-uçlu elemanın tanım bağıntısı aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix}$$

Bu denklemin son satırındaki (+) işareti pozitif tipten, (-) işareti ise negatif tipten akım taşıyıcı elemanını tanımlamaktadır.



Şekil 1 Akım taşıyıcının devre sembolü.

Bu bağıntıdan, akım taşıyıcının birim kazançlı bir akım kontrollü akım kaynağı ile gene birim kazançlı bir gerilim kontrollü gerilim kaynağından oluştuğu görülmektedir.

Bu birim kazançlı kaynaklar elemanın basit bir şekilde geniş bandgenişlikli olarak gerçekleşmesini sağlamaktadır. Yani, bu tanım bağıntıları açık-çevrimde çalışan basit devre blokları ile kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir. Bu durum, karasızlık sorunlarını önlemek amacıyla kullanılacak kompanzasyon devresini gereksiz kılmakta, ve akım taşıyıcının klasik işlemsel kuvvetlendiricinin aksine geniş bandlı olmasını sağlamaktadır. Ayrıca, literatürde önerilen pek çok akım taşıyıcı iç yapısı pratik olarak yükselme eğimi sınırlamasından etkilenmezler. Ayrıca, akım taşıyıcılardan oluşmuş kazanç katları içeren devrelerde bandgenişliği sabit olup, kazançtan bağımsızdır. Tüm bu avantajlar araştırmacıların akım taşıyıcıya olan ilgilerini açıklamaya yetmektedir. Ancak, yıllardır süregelen çalışmalarda anlaşılmıştır ki, akım taşıyıcı elemanı devre sentezlemeye çok uygun olup, bu eleman ile çok çeşitli devre yapıları gerçekleştirilebilmektedir. Bu durum, akım taşıyıcılı devrelerin satır yarı belirsiz türden olmalarının bir sonucudur.

Eğer bir matrisin her satırındaki elemanların toplamı sıfır oluyor ise, bu matrise satır yarı belirsiz türden matris denir. Bir matrisin satır yarı belirsiz türden olabilmesi için, belirsiz türden olmaması gerekmektedir. Düğüm admitans matrisi satır yarı belirsiz türden olan devrelere de satır yarı belirsiz türden devreler denmektedir. Bu türden devrelerin özellikleri ilk olarak 1982 yılında, Bryson and Wierzba tarafından verilmiştir. Daha sonraki yıllarda Rathore'un 1980'de ve Singh'in 1988 yaptığı çalışmaların sonuçlarından, akım taşıyıcılı tüm devrelerin satır yarı belirsiz türden devreler oldukları sonucuna varılabilir.

Bu tezin ikinci bölümünde, akım taşıyıcı elemanının avantajları, tanım bağıntısı, ideal ve ideal olmayan lineer kayıplı eşdeğerleri verilmiştir. Devre filtre cevabını etkileyebilecek parazitik etkileri de incelenmiştir. Ayrıca, akım taşıyıcılı devrelerinin girişine uygulanabilecek maksimum işaret seviyesinin belirlenebilmesi amacıyla, kapı büyüklüklerinin anlık büyüklüklerinin sağlamaları gereken şartlar incelenmiş ve özel bir akım taşıyıcı iç yapısı için, bu şartlar belirlenmiştir.

Üçüncü bölümde, akım taşıyıcılı yapıların satır yarı belirsiz devreler olmalarından yararlanılarak, gene iki ucu serbest giriş fonksiyonunu gerçekleyen devrelerin sistematik olarak elde edilebilmesi için yeni yöntemler verilmiştir. Bu yöntemlerle bilinen ve topraklı türden bir giriş fonksiyonu gerçekleyen devre, iki ucu serbest hale dönüştürülebilmektedir. Literatürde bu türden pek çok topraklı devre olduğundan, bu dönüşüm yöntemler ile farklı yapılarda iki-ucu serbest devreler elde edilebilir. Öte yandan, önerilen dönüşüm yöntemlerinin şu avantajları bulunmaktadır: i) önerilen yöntemler başta ele alınan ve topraklı giriş fonksiyonu gerçekleyen devrenin yapısını bozmamaktadır. Yani, bu devrenin pasif eleman eşleme şartından bağımsız olma,

kapasite sayısının minimum olması gibi temel özellikleri elde edilen iki-ucu serbest devrede de korunmaktadır. ii) Bu dönüşüm yöntemleri pasif eleman sayısını arttırmamakta, sadece elde edilen devrelerde aktif eleman sayısı bir artmaktadır. Bunun dışında bu yöntemler literatürde verilmiş olan ve görünürde birbirleriyle ilişkili olmayan devrelerin aralarındaki ilişkileri de ortaya çıkarmaktadır. Ancak, bu dönüşüm yöntemleriyle elde edilmiş olan devrelerin içerdiği tüm pasif elemanlar iki-ucu serbest haldedir. İki-ucu serbest pasif elemanların tümdevre teknolojisinde gerçekleşmesinin zor olduğu dikkate alınır, bu durum önerilen yöntemin bir eksikliği olarak karşımıza çıkmaktadır.

Yukarıda açıklanmış sorunu gidermek için, satır yarı-belirsiz devrelerin şu ana kadar bilinmeyen bir özellikleri anıtılmıştır. Bu özellik sayesinde, içindeki pasif elemanların bazılarının topraklı olduğu iki ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen devrelerin elde edilmesini imkan veren yeni bir dönüşüm yöntemi önerilmiştir. Bu yöntem önceki yöntemin tüm avantajlarına sahip olmakta ayrıca elde edilen iki-ucu serbest devrede kullanılan aktif eleman sayısı dönüştürülen devre ile aynı olmaktadır. Ayrıca, elde edilen devrelerin içerdiği aktif elemanların bir kısmı topraklı olmakta, bu da bu devrelerin tümdevre içinde daha kolay gerçekleştirilebileceğini göstermektedir.

Yukarıdaki yöntemlerin geçerlilikleri deneysel sonuçlarla da doğrulanmıştır.

Dördüncü bölümde, satır yarı-belirsizlik özelliği kullanılarak akım-modlu filtrele uygulanabilen bir dönüşüm daha verilmiştir. Dönüşüm akım-modlu filtrelerin giriş ile topraklarının yer değiştirilmesine dayanmaktadır. Bu yöntemle yararlı bir çok-fonksiyonlu süzgeç elde edilebilmektedir. Bu çok-fonksiyonlu süzgeç kullanılarak n'inci dereceden tümgeçiren, alçak geçiren, band ve yüksek geçiren süzgeç karakteristikleri kolaylıkla gerçekleştirilebilir.

Dördüncü bölümde gene satır yarı-belirsizlik özelliği kullanılarak iki farklı dönüşüm yöntemi daha tanıtılmıştır. Bu yöntemler kullanılarak bilinen bir devreden idealde aynı, ancak içerdiği akım taşıyıcıların idealsizlikleri dikkate alındığında daha iyi duyarlılık özelliğine sahip devreler elde edilebilir. Bu yöntem literatürde yüksek duyarlılık olarak bilinen iki farklı filtreye uygulanmış ve bunlardan duyarlılıkları daha iyi olan yeni devreler elde edilmiştir. Teorik sonuçları doğrulayan deneysel sonuçlar da teze eklenmiştir.

Sonuç olarak, bu çalışmada, akım taşıyıcılı devrelerin satır yarı-belirsiz türden olma özellikleri kullanılarak, aktif devre sentezinde yeni tasarım olanakları araştırılmıştır.

NEW PROCEDURES FOR THE REALISATIONS OF CURRENT CONVEYOR-BASED NETWORKS AND SOME RELATED RESULTS

SUMMARY

Conventional voltage operational amplifiers has predominated the development of active filters for a long time. However, with the introduction of the second-generation current conveyors (which will be simply named current conveyor hereafter), this phenomenon seems to be changed. Moreover, several implementations of current conveyors proposed in the literature for over a decade, verify that this active element is now well established for use as the active building block in various active networks design and can succesfully be used to replace operational amplifiers in these applications. Besides all of its advantages such as higher bandwidth, larger dynamic range or being free from slew-rate limitations, current conveyors have an additional covert asset. This is the row-semi indefinite property.

The current conveyor has first proposed by Sedra and Smith, in 1970. This five-terminal active element whose circuit symbol is given in Fig. 1 is defined by the following defining equations:

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix}$$

In the third row of this equation, (+) sign refers to positive type current conveyor whereas (-) sign refers to negative one.

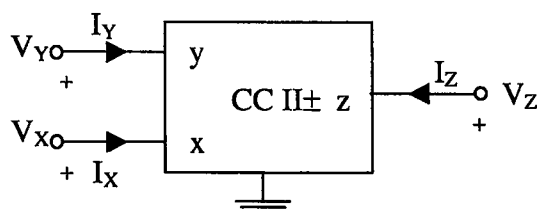


Fig. 1 Second-generation current conveyor

From this equation, one may verify that current conveyor is composed of two dependent controlled sources with unity gains: a current controlled current source and a voltage controlled voltage source.

The unity gains in these sources bring simplicity, wide bandwidth and high performance to current conveyor's implementation. That is, the realisations of its defining equations can easily be achieved using analog sections operating in open-loop. This fact eliminates the necessity of any compensation network unlike conventional operational amplifiers, which would otherwise degrade the frequency performance of the current conveyor. Moreover, it has been shown that many current conveyors implementations are practically free from slew-rate limitations. Finally, it has been shown that amplifiers stages implemented around current conveyors offer constant bandwidth almost independent of the gain. All these advantages could be sufficient to explain the growing interest in using this active element in various analog signal processing applications. But, over the years, the versatility of this element is also verified. This fact follows from the row-semi indefinite property of any current conveyors based networks.

The row-semi indefinite matrix is the one in which the sum of the entries in any row is zero. It should be noted that in order that a matrix be row-semi indefinite, it should not be indefinite. Any network whose admittance matrix is of this type are named as row-semi indefinite network. The theory of the row-semi indefinite networks are first introduced by Bryson and Wierzbica in 1982. From the results presented by Rathore in 1980 and Singh in 1988, it follows that all the current conveyor-based networks have row semi-indefinite admittance matrix.

In the second section, first the reasons of introducing current conveyor concepts, its defining equations, its ideal and nonideal linear models are provided. Its important parasitics which may affect the filter frequency responses are also given. Furthermore, in order to determine the maximum input signal level in the current conveyor-based filters, the constraints on the port variables of this element are studied and for a specific current conveyor topology, these constraints are determined.

In the third section, owing to the row semi-indefinite property of current conveyors-based networks, it is shown that general floating immittances can be systematically derived from grounded immittances using new transformation procedures proposed in this thesis. Considering large amount of grounded immittances known in the literature, these procedures are expected to lead to various floating immittance topologies. On the other hand, it should be noted the following merits of these

transformations procedures: i) they do not modify the basic form of the initial grounded immittance, that is any special features of the grounded immittance would be retained in the resulting floating immittance such as canonicity with regards to the capacitors, single-element tunability, or being free from passive component matching conditions. ii) the procedures do not increase the number of passive components and increase the number of active elements by one. Therefore the resulting floating immittances would not suffer from excessive number of active elements. Moreover, these transformations are found to be useful in order to understand the relations between some apparently unrelated floating immittances known in the literature. However, the floating immittances obtained according to the proposed approach inevitably employ only floating passive components. Considering the fact that grounded passive components are preferable from integration point of view, this feature can be considered as a drawback.

In order to overcome this drawback, a property of row semi-indefinite networks not known in the open literature is presented. Owing to this property, another transformation procedure allowing the derivation of floating immittances partly employing grounded passive components is proposed. The new procedure offers all the advantages of the previous one as well as the followings: the number of active elements in the grounded immittance remains same in the floating one, and the resulting floating immittances partly use grounded passive components, hence are more suitable for integration purposes.

The validity of the above given procedures are verified by experimentally testing a number of the floating immittance circuits obtained according these methods.

In the fourth section, by using the basic row semi-indefinite property, first a network transformation method which can be applied to current-mode current conveyor-based filters is given. The method is based on exchanging the input and the ground of a current-mode filter. This method allows the realisation of a versatile current-mode multifunction filter which can be used to derive current conveyor-based current-mode filters of specific types including n th-order allpass and n th-order all-pole lowpass filters as well as n th-order bandpass and highpass filters.

Furthermore, in the fourth section, two more transformation methods, which are based on the row semi-indefinite property are presented. According to these procedures, one may derive new topologies realising the same transfer function as a given filter but offering better sensitivity performances when the active nonidealities of the CCIs are considered. These methods are applied to two different current-mode filters already known in the literature, which have large sensitivities with

respect to the active nonidealities of the involved current conveyors. As expected, it is noted that the resulting filters have small sensitivities with respect to these active parameters. Experimental results verifying theoretical analysis are also included.

In brief, in this thesis, by using row semi-indefinite property of current conveyor-based networks which is the underlying reason of its versatility, new opportunities in the active filter design are investigated.



1. GİRİŞ

Akım taşıyıcı elemanı, literatürde ilk olarak Smith ve Sedra (1968) tarafından sunulmuştur. Bundan çok kısa bir süre sonra aynı kişiler ikinci kuşak akım taşıyıcı olarak adlandırdıkları yeni bir devre elemanı tanımlamışlardır (Sedra ve Smith 1970). Akım taşıyıcı elemanı aktif devre sentezindeki önemi son otuz yılda yapılmış çalışmalarla ortaya çıkmış olan beş uçlu bir devre elemanıdır. Ancak, önerildiği dönemi takip eden ilk on yılda, bu elemanın o dönemde pekçok uygulamada kullanılmakta olan işlemsel kuvvetlendiriciye göre üstünlüğünü ortaya koyacak pratiğe uygun bir gerçekleştirilmesi önerilememiştir. Bu durum, akım taşıyıcı elemanının seksen'li yılların başlarına kadar kavramsal bir eleman olarak değerlendirilmesine neden olmuştur. Ancak, tümdevre teknolojisinde bu dönemden sonra ortaya çıkan yenilikler sayesinde, akım taşıyıcının tümdevre içinde de kolaylıkla gerçekleştirilebileceği anlaşılmıştır. Bu dönemden sonraki çalışmaların önemli bir bölümü, bu elemanın ve bu elemanı içeren devrelerin tümüyle tümleşik devre tasarımına uygun olarak gerçekleştirilmesi üzerine yapılmıştır. Bu durum, o zamana kadar akım taşıyıcı ile ilgili yapılmış olan teorik çalışmaların o tarihten sonra göreceli olarak azalmasına neden olmuştur. Yine de son otuz yılda akım taşıyıcı elemanı üzerine yapılmış olan tüm bu teorik çalışmalar, bu elemanın aktif devre sentezindeki öneminin sadece tümdevre içinde kolaylıkla gerçekleştirilebilmesinden kaynaklanmadığını göstermektedir. Gerçekten de aktif devre sentezinde çok yararlı olan pekçok devre bloğu, akım taşıyıcı elemanı ile örneğin işlemsel kuvvetlendirici ile olduğundan çok daha kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir. Sözgelimi, parametre eşleme şartından bağımsız olarak iki-ucu serbest endüktans elemanını gerçekleyen eşdeğer bir devre işlemsel kuvvetlendirici elemanı ile gerçekleştirilemezken, böyle bir devre akım taşıyıcılar kullanılarak verilebilmiştir (Senani 1986).

Akım taşıyıcı elemanının devre tasarımında bu kadar yaygın olarak kullanılmasının çok önemli iki nedeni bulunmaktadır. Bu özelliklerden biri, akım taşıyıcının birim kazançlı kontrollü kaynaklardan oluşmasıdır. Bu durum, akım taşıyıcının basit ve geniş bantlı bir iç yapıyla gerçekleştirilmesine imkan vermektedir. Bu özellik sayesinde, akım taşıyıcının tanım bağıntıları, işlemsel kuvvetlendiricisinde olduğunun aksine, çok büyük gerilim kazançlı devrelere ihtiyaç duyulmadan gerçekleştirilebilmektedir. Gerçekten de, işlemsel kuvvetlendiricinin tanım

bağıntılarını gerçeklemek için, çok yüksek gerilim kazancı sağlayan bloklara ihtiyaç duyulmaktadır. Bu ise, işlemsel kuvvetlendiricinin kullanıldığı devrelerin kararlılığını sağlamak amacıyla, bu elemanın çalışabildiği frekans bandının sınırlandırılmasını zorunlu kılmaktadır. Ancak, akım taşıyıcının tanım bağıntılarını açık çevrimde çalışan düşük kazançlı devre bloklarıyla gerçekleştirmek mümkün olduğundan, bu blokların çalışabildiği frekans bandını özellikle sınırlandırmaya gerek duyulmamaktadır. İşte bu nedenle, akım taşıyıcı elemanı işlemsel kuvvetlendiriciye göre daha basit ve daha geniş bandlı bir iç yapıyla gerçekleştirilebilmektedir.

İkinci bölümde de açıklanacağı gibi, birinci, ikinci ve üçüncü kuşak akım taşıyıcı olarak adlandırılan ve tanım bağıntıları birbirlerinden çok az fark eden üç tür akım taşıyıcı elemanı bulunmaktadır. Devre sentezinde özellikle kullanılanı, ikinci kuşak akım taşıyıcı yapısıdır. İşte bu ikinci kuşak akım taşıyıcının diğer önemli özelliği, bu eleman kullanılarak gerçekleştirilmiş olan devrelerin düğüm admitans matrislerinin satır yarı belirsiz türden (Bryson ve Wierzba 1982) olmalarıdır. İşlemsel kuvvetlendiricili devrelerde de bulunan bu özellik, bu elemanın aktif devre sentezinde bu kadar yaygınlıkla kullanılmasının altında yatan belki de en önemli nedendir. Bu özellik sayesinde, özellikle iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen devreler akım taşıyıcı ile çok kolaylıkla gerçekleştirilebilmiştir. Bu tezde de, bu özellik kullanılarak, hem iki-ucu serbest giriş fonksiyonu, hem de akım transfer fonksiyonu gerçekleyen devrelerin sentezinde bazı yeni olanaklar araştırılmıştır.

1.1 Konu ile ilgili çalışmalar

Literatürde, akım taşıyıcılar ile iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçeklemek için pekçok devre yapısı önerilmiştir. Bunlardan önemli bir bölümü, aktif-devre sentezinde büyük yararları olan endüktans, kapasite, FDNR (Frequency Dependent Negative Resistor (Bruton 1969) elemanlarını yüksek performanslı devrelerle gerçekleştirmek amacıyla önerilmiştir.

İlk olarak, Senani (1979) iki-ucu serbest akım taşıyıcılı bir endüktans eşdeğeri önermiştir. Minimum sayıda pasif elemanın (bir kapasite ve iki direnç) ve tek akım taşıyıcının kullanıldığı bu devrenin eşdeğeri birbirlerine paralel olarak bağlanmış bir endüktans ile bir direnç elemanından oluşmaktadır. Bu paralel direncin değeri çok büyük seçilerek, bu devre ile yaklaşık olarak bir endüktans elemanı gerçekleştirilebilir. Bu devre Soliman (1978) tarafından daha önceden önerilmiş olan ve aynı giriş fonksiyonunu topraklı olarak gerçekleyen bir devreden türetilmiştir.

Aynı dönemde, bu sefer Singh (1979a) iki-ucu serbest kayıplı bir endüktans eşdeğer devresi önermiştir. Devrede minimum sayıda pasif eleman ve iki adet akım taşıyıcı elemanı kullanılmaktadır. Ancak devrede parametre eşleme şartı bulunmakta, kullanılan iki direncin değerinin eşit olarak alınması gerekmektedir. Bu durumda devre birbirlerine seri olarak bağlı bir direnç ve bir endüktans elemanını gerçeklemektedir.

Aynı yıl Singh (1979b) bu sefer tek akım taşıyıcı ve minimum sayıda pasif eleman içeren ve iki-ucu serbest seri RL devresini parametre eşleme şartı olmadan gerçeklemek için kullanılabilen yeni bir devre önermiştir.

Senani (1980a) herbiri iki akım taşıyıcı ve beş pasif eleman içeren ve pasif eleman eşleme şartı olmadan iki-ucu serbest seri RL eşdeğer devresini gerçekleyen iki adet devre önermiştir. Bu devrelerin birinde kullanılan kapasite elemanının değeri çok küçük olabilmekte, bu durum ise devrenin tümdevre tasarımında daha küçük bir alanda gerçekleştirilmesine imkan vermektedir.

Aynı yıl, sadece iki akım taşıyıcı ile parametre eşleme şartına gerek duyulmadan iki-ucu serbest kayıpsız endüktans elemanını gerçekleyen bir devre yapısı önerilmiştir (Patrananis ve Paul 1980). Bu yapı literatürde bilinen en düşük sayıda aktif eleman kullanan endüktans gerçeklemesidir. Ancak devrede bir kapasite ile beraber, dört tane de direnç elemanının kullanılmasının gerekmektedir. Tümdevre içinde direnç elemanının gerçekleştirilmesinin zor olduğu düşünülürse, devrenin bu kadar yüksek sayıda direnç elemanı gerektirmesi bir dezavantaj olarak değerlendirilebilir.

Parametre eşleme şartından bağımsız olarak iki-ucu serbest L, seri RL ve paralel RL elemanlarını gerçekleyen akım taşıyıcılı üç devre yapısı Senani (1980b) tarafından önerilmiştir. Tüm bu devreler minimum sayıda pasif eleman içermekte olup, kayıpsız endüktans gerçekleyen devre üç akım taşıyıcı, diğerleri ise iki akım taşıyıcı elemanı içermektedirler. Bu çalışmada, bu aktif eleman sayılarına değinilerek, kayıpsız elemanları gerçekleştirmenin, kayıplıları gerçekleştirmekten daha zor olduğu düşüncesi de ortaya atılmıştır.

Şu ana kadar değinilen tüm çalışmalarda devrelerde sadece iki-ucu serbest pasif elemanlar kullanılmıştır. Ancak, bu durum tümdevre gerçeklemesinde istenilmeyen bir özelliktir (Bhusman ve Newcomb 1967). Literatürde bu sorunun olmadığı ilk iki-ucu serbest endüktans devresi Pal (1981) tarafından önerilmiştir. Dört akım taşıyıcı, beş pasif eleman kullanılan devredeki tüm pasif elemanlar topraklıdır. Ancak, devrede direnç sayısının fazla olması, devreyi tümdevre açısından gerçeklemeyi zorlaştırmaktadır. Öte yandan, devrede pasif eleman eşleme şartı da bulunmaktadır.

Topraklı kapasite elemanı ile iki-ucu serbest endüktans gerçekleyen bir diğer devre yapısı da Senani (1982) tarafından önerilmiştir. Bu devrede minimum sayıda pasif eleman ile dört adet akım taşıyıcı elemanı kullanılmakta ve istenilen fonksiyonu sağlamak için pasif eleman eşleme zorunluluğu gerekmemektedir. Ancak, devrede üç farklı türden akım taşıyıcının kullanılması, devrenin tümdevre içinde tasarımını zorlaştırmaktadır.

Aynı yıl, yarı-belirsiz admitans matrislerinin teorisi ortaya konulmuş ve bu teorelin sonuçları kullanılarak işlemsel kuvvetlendiricili devrelerle iki-ucu serbest giriş fonksiyonlarının sistematik olarak nasıl elde edilebileceği gösterilmiştir (Bryson ve Wierzba 1982).

Üç akım taşıyıcı, minimum sayıda pasif eleman kullanılarak elde edilmiş bir iki-ucu serbest FDNR eşdeğeri Nandi ve diğ. (1983) tarafından önerilmiştir. Devrede pasif eleman eşleme şartı bulunmamakta birlikte, kullanılan akım taşıyıcıların farklı tiplerden olmaları, devrenin tümdevre içinde tasarlanmasını zorlaştırmaktadır.

Bir yıl sonra, bu sefer Senani (1984) bir iki-ucu serbest FDNR devresi önermiştir. Bu devrede sadece iki akım taşıyıcı kullanılmakta, ancak devre beş pasif eleman kullanılmasını gerektirmektedir.

Aynı yıl, bir başka iki-ucu serbest FDNR devresi daha önerilmiştir (Nandi ve diğ. 1984). Bu devre, aynı kişilerin 1983'de önermiş oldukları FDNR devresi ile çok benzer yapıda olup, devrede minimum sayıda pasif eleman ve ikisi pozitif tipten olmak üzere üç akım taşıyıcı elemanı kullanılmaktadır. Bunun üzerine yapılmış olan bir diğer çalışmada ise, iki-ucu serbest FDNR elemanının üç tane negatif tipten akım taşıyıcı ile gerçekleştirilebileceği belirtilmiştir (Abdalla 1985). Aynı tipten akım taşıyıcılar kullanılarak gerçekleştirilebilmesi nedeniyle, bu yeni devrenin tümdevre içindeki tasarımının Nandi ve diğ. tarafından önerilen devreye göre daha kolay olacağı düşünülmektedir.

Bir yıl sonra Higashimura ve Fukui (1986), herbiri iki akım taşıyıcı, bir birim gerilim kazancı sağlayan tampon devresi ve minimum sayıda pasif eleman ile gerçekleştirilebilen iki farklı iki-ucu serbest FDNR devresi önermiştir.

1987 yılında, iki negatif tipten akım taşıyıcı ve beş pasif elemanın kullanıldığı ve iki-ucu serbest endüktans ve FDNR elemanlarını gerçeklemek için kullanılabilecek üç farklı genel devre yapısı önerilmiştir (Senani 1986). Bu devrelerden pasif elemanlar uygun tipte seçilerek 1980 yılında Patranabis ve Paul tarafından önerilmiş olan

FDNR gerçeklemesi de elde edilebilmektedir. Bu yapılar literatürde kayıpsız endüktans ve FDNR elemanlarını en az akım taşıyıcı ile gerçekleştiren devrelerdir.

Aynı yıl, iki-ucu serbest kayıplı/kayıpsız endüktans ve FDNR elemanlarını gerçeklemek için kullanılabilir ve sistematik olarak elde edilmiş iki farklı devre yapısı verilmiştir (Higashimura ve Fukui 1987a). Herbiri dört akım taşıyıcı ve dört pasif eleman kullanılarak gerçekleştirilebilen bu devrelerin parametre eşleme şartı gerektirmeleri bir dezavantaj olarak değerlendirilebilir.

Bu çalışmadan hemen sonra, Higashimura ve Fukui (1987b), ikisi akım taşıyıcı ve biri de akım eviren tipten negatif immitans çevirici olmak üzere, üç aktif eleman ve minimum sayıda pasif eleman ile gerçekleştirilen iki farklı iki-ucu serbest FDNR devresi önermiştir.

Aynı yıl, Senani (1987a) ilk defa nülör kavramını akım taşıyıcılı iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen devrelerin sentezinde kullanmış ve kayıplı endüktans elemanını simüle eden pekçok devre önermiştir.

Hou ve diğ. (1993a) gene nülör kavramı yardımıyla, keyfi dereceden iki-ucu serbest giriş fonksiyonlarının nasıl gerçekleştirileceğini açıklamışlar ve tamamen negatif akım taşıyıcı elemanlarının kullanıldığı devre yapıları elde etmişlerdir. Elde edilen genel devre yapıları parametre eşleme şartından bağımsız olarak istenilen giriş fonksiyonlarını gerçeklemektedir.

Aynı kişiler, bu sefer topraklı pasif elemanlar da içeren ve iki-ucu serbest keyfi giriş fonksiyonların gerçekleştirilmesinde kullanılabilecek akım taşıyıcılı genel bir devre yapısı önermişlerdir (Hou ve diğ. 1993b). Ancak bu çalışmadan elde edilen tüm iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçeklemelerinde iki pasif elemanın değerlerinin birbirlerine eşit olması gerekmekte, bu ise devrenin tümdevre olarak gerçeklemesinde özel önlemlerin alınmasını zorunlu kılmaktadır.

Özoğuz ve Acar (1998) keyfi bir iki-ucu serbest giriş fonksiyonunu gerçeklemek için akım taşıyıcılı genel iki devre yapısı önermişler ve bu yapıları kullanarak, literatürde daha önceden verilmiş olan bazı iki-ucu serbest endüktans ve FDNR gerçeklemelerinin sistematik olarak elde edilebileceğini göstermişlerdir. Ayrıca, bu çalışmada önerilen devrelerin, daha önce aynı konuda yapılmış olan diğer çalışmada önerilmiş olana göre (Hou ve diğ. 1993b) daha basit yapıda olduğu belirtilmiştir.

Son olarak, Hou ve Wang (1998) sadece pozitif tipten akım taşıyıcılarla gerçekleştirilmiş ve en genel iki-ucu serbest giriş fonksiyonlarını gerçeklemek için kullanılabilecek bir devre yapısı önermiştir.

Tüm bunların dışında, literatürde akım-modlu devrelerin gerçekleştirilmesi için de akım taşıyıcı elemanı sıklıkla kullanılmıştır.

1989 yılında, akım-modlu devrelerin avantajlarının sıralandığı çalışmada, gerilim transfer fonksiyonu gerçekleyen devrelerden akım transfer fonksiyonu gerçekleyen devrelere geçmek için bir yöntem önerilmiştir (Roberts ve Sedra 1989).

Bundan bir yıl sonra, Higashimura ve Fukui (1990), birinci-dereceden tümgeçiren akım-modlu transfer fonksiyonlarını gerçekleştiren iki devre vermişlerdir. Devreler tek akım taşıyıcı ve dört pasif eleman içermekte ve yüksek çıkış empedansları nedeniyle, empedans uyumlaştırma evresine gerek duymadan ard arda bağlanabilmektedirler.

Aynı yıl, Liu ve diğ. (1991) tek akım taşıyıcılı ile gerçekleştirilebilen akım modlu bir devre yapısı önermişlerdir. Bu devrenin yüksek empedanslı tek bir akım çıkışı bulunmaktadır. Bu durumun yüksek dereceden süzgeçlerin kaskad olarak gerçekleştirilmesinde önemli bir avantaj olduğu düşünülmektedir.

Hou ve diğ. (1991) akım-modlu birinci ve ikinci derece süzgeçlerin gerçekleştirilebilmesi için tek akım taşıyıcılı bir devre yapısı önermişlerdir. Bu yapı ile alçak, yüksek ve band geçiren türden süzgeç fonksiyonları gerçekleştirilebilmektedir.

Chang ve Chen (1991a) akım-modlu akım taşıyıcılı süzgeçlerin gerilim modlu yapılardan elde edilebilmesi için bir dönüşüm yöntemi vermişlerdir. Bu yöntem, gerilim modlu bir devrenin blok diyagramının çizilerek, bunun ek diyagramının elde edilmesine dayanmaktadır.

Aynı yıl, Chang ve Chen (1991b) üç girişli, tek çıkışlı akım-modlu universal bir süzgeç devresi vermişlerdir. Beş akım taşıyıcı ve hepsi topraklı olan sekiz pasif eleman ile gerçekleştirilebilen bu devrenin, tümleştirilmeye uygun olduğu düşünülmektedir.

Bu tarihten sonra araştırmacılar daha ziyade birden fazla ikinci derece devre fonksiyonu aynı anda, parametre eşleme şartından bağımsız olarak gerçekleyen süzgeç yapılarını elde etmek için çalışmışlardır. Bu konuda ilk önemli çalışma, ikinci ve birinci kuşak akım taşıyıcıların birarada kullanıldığı ve ikinci dereceden alçak,

band ve yüksek geçiren devre fonksiyonlarını aynı anda gerçekleyen akım-modlu süzgeç devresidir (Senani 1992). Ancak, bu devrede yedi tane aktif eleman kullanılması önemli bir dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır. Hemen ertesi yıl, Chang (1993) aynı fonksiyonları daha az sayıda akım taşıyıcı ile gerçekleyen yeni bir devre yapısı önermiştir.

Fabre ve Alami (1995), paralel pasif RLC devresini akım taşıyıcılarla simüle ederek, yeni ve basit bir akım taşıyıcılı universal süzgeç yapısı vermişlerdir. Bu devre, akım çıkışları yüksek empedanslı olacak şekilde değiştirilirse beş akım taşıyıcı elemanı kullanılmaktadır. Ancak, devrede kullanılan akım taşıyıcıların hepsinin pozitif tipten olmaları önemli bir avantaj olarak ortaya çıkmaktadır.

Ertesi yıl, Senani (1996) aynı anda birden fazla devre fonksiyonunu gerçekleyen devrelerin sistematik olarak elde edilmesi üzerine bir çalışma yayınlamıştır. Bu çalışmada, literatürde ilk defa dört akım taşıyıcı ile, ikinci dereceden alçak, band ve yüksek geçiren devre fonksiyonlarını aynı anda ve kaskadlanabilecek şekilde yükek empedanslı düğümlerden sağlayan bir devre yapısı önerilmiştir. Ancak, bu devrenin bir dezavantajı, sözkonusu bu devre fonksiyonlarını gerçekleyebilmek için parametre eşleme şartı gerektirmesidir. Bundan sonra, Özoğuz ve Acar (1997) ve Özoğuz ve diğ. (1999) tarafından yapılan çalışmalarda, dört akım taşıyıcı elemanı kullanılarak ve parametre eşleme şartı olmadan ikinci derece alçak, band ve yüksek geçiren devre fonksiyonlarını aynı anda sağlayan universal akım-modlu süzgeç devreleri önerilmiştir. Bu devreler, şu ana kadar bilinen en düşük sayıda aktif ve pasif eleman kullanılarak gerçekleştirilen universal akım-modlu süzgeç yapılarıdır.

1.2 Bu çalışmada izlenen yol

İlk olarak, ikinci bölümde, akım taşıyıcı elemanı kısaca tanıtılmıştır. Bu amaçla, akım taşıyıcının tanım bağıntıları verilmiş ve özellikle ikinci kuşak akım taşıyıcı olarak bilinen elemana karşı düşen ideal eşdeğer devreler çizilmiştir. Gene ikinci kuşak akım taşıyıcı elemanına karşı düşen lineer ve kayıplı bir eşdeğer devre verilmiş ve ele alınan bir ikinci kuşaktan akım taşıyıcı iç yapısı için bu kayıplı devredeki parazitik elemanların değerleri hesaplanmıştır. Tüm bu verilerin ışığında, bu iç yapı ile gerçekleştirilen aktif devrelerin akım taşıyıcının idealsizliklerinden ne şekilde etkileneceği tartışılmıştır. Bu bölümde son olarak, akım taşıyıcının hangi şartlar altında lineer çalıştığı incelenmiş ve ele alınan ikinci kuşak akım taşıyıcı yapısı için lineer çalışma koşullarını nasıl belirleneceği tartışılmıştır.

Üçüncü bölümde ikinci kuşak akım taşıyıcı yapısı ile iki-ucu serbest genel giriş fonksiyonlarının önceden bir devre yapısı önerme zorunluluğu olmadan nasıl elde edilebileceği açıklanmıştır. Bu şekilde, literatürde topraklı giriş fonksiyonu gerçeklemek amacıyla verilmiş olan akım taşıyıcılı devrelerden aynı giriş fonksiyonlarını iki-ucu serbest halde gerçekleyen devreler sistematik olarak elde edilebilmiştir. Bu durumun akım taşıyıcılı devrelerin düğüm admitans matrislerinin satır yarı belirsiz matris olma özelliğinden kaynaklandığı ispatlanmıştır. Bu yaklaşımla sadece yeni devre yapıları elde edilmekte kalınmamış ayrıca literatürde bilinen bazı devreler de sistematik olarak elde edilmiş ve görünürde birbirleriyle ilişkili olmayan bu devrelerin aralarındaki ilişkiler ortaya çıkarılmıştır. Öte yandan, satır yarı belirsiz admitans matrisine sahip devrelerle ilgili bir diğer özellikten yararlanarak, içerdiği pasif elemanların bazılarının topraklı olduğu ve pasif eleman eşleme şartı gerektirmeyen iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçeklemelerinin nasıl elde edilebileceği de açıklanmıştır. Elde edilen devrelerin bazılarının deneysel sonuçları verilerek bunların pratik olarak gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir.

Dördüncü bölümde ise, yine akım taşıyıcılı devrelerin düğüm admitans matrislerinin satır yarı belirsiz matris olma özellikleri kullanılarak akım taşıyıcılı akım modunda çalışan devrelere uygulanabilen iki yeni dönüşüm önerilmiştir. Bunlardan ilki sayesinde, keyfi dereceden akım transfer fonksiyonlarını gerçekleyen bir devrenin nasıl elde edilebileceği gösterilmiştir. Bu genel devreyi ikinci dereceden seçerek, literatürde bilinenlere göre bir takım avantajlar sağlayan ve aynı anda alçak geçiren, band geçiren ve yüksek geçiren türden transfer fonksiyonlarını sağlayabilen ikinci derece universal bir akım-modlu süzgeç devresi elde edilmiştir. Ayrıca, bu dönüşüm sayesinde, geçirme bandında düşük duyarlıklı devrelerin elde edilmesi için sıklıkla kullanılan yapısal tümgeçiren türden süzgeç fonksiyonları, akım taşıyıcılı devreler ile sistematik olarak gerçekleştirilebilmiştir. Bu bölümde ayrıca, akım taşıyıcıların ideal olmayan birim akım ve gerilim kazançlarına göre yüksek duyarlıklı olan devrelerden, bu parametrelere göre duyarlıkları düşük olan devrelerin elde edilmesine imkan veren bir başka dönüşüm daha verilmiştir. Bu dönüşümün aktif devre sentezindeki yararını göstermek amacıyla, bu dönüşüm literatürde yüksek duyarlıklı olarak bilinen iki devre yapısına uygulanmış ve bunlardan düşük duyarlıklı yeni devreler elde edilmiştir. Elde edilen devrelerden birinin deneysel sonuçları verilmek suretiyle, önerilen dönüşüm uyarınca elde edilen devrelerin pratik olarak kolaylıkla gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir.

Ek bölümde ise, dördüncü bölümdeki bazı teoremlerin ispatlanması için kullanılmış olan satır yarı belirsiz türden matrislerle ilgili önemli bir özdeşlik gösterilmiştir.

2. AKIM TAŞIYICI ELEMANI

Bu bölümde, akım taşıyıcı elemanı, aktif devre sentezinde sağladığı yeni olanaklar araştırılmaya başlamadan önce kısaca tanıtılmış, devre sembolü, ideal ve ideal olmayan devre modelleri verilmiştir.

Akım taşıyıcı elemanı, ilk olarak Smith ve Sedra (1968) tarafından ortaya atılmıştır. Aynı kişiler, iki yıl sonra, yapısı biraz daha değiştirilmiş ve sonraki yıllarda yapılan çalışmalarla da doğrulanacağı gibi daha fonksiyonel bir eleman olan ikinci kuşak akım taşıyıcı elemanını tanıtmışlardır (Sedra ve Smith 1970). Son yıllarda ise, Fabre (1995) tarafından, üçüncü kuşak akım taşıyıcı olarak adlandırılan yeni bir eleman ortaya atılmıştır.

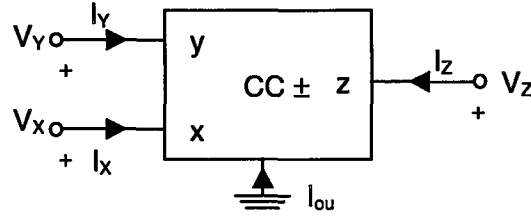
Akım taşıyıcı elemanının tanıtıldığı ilk yıllarda, araştırmacılar daha çok işlemsel kuvvetlendirici elemanının tasarımı üzerine yoğunlaşmışlardı. Bu durum, akım taşıyıcının işlemsel kuvvetlendiricilere göre üstünlüklerinin anlaşılmasını geciktirmiştir. Ancak, seksen'li yılların başından itibaren, akım taşıyıcıların tümdevre olarak gerçekleştirilmesinde kullanımı neredeyse zorunlu olan dikine tümleştirilmiş PNP (vertically integrated PNP) transistorların tümdevre içinde gerçekleştirilebilmesiyle, analog tasarımcılar bu elemanın pratikte uygulanabilirliğini anlamışlar ve önemini kavramaya başlamışlardır.

2.1 Akım taşıyıcının tanım bağıntısı

Akım taşıyıcı, uygun devre yapılarında, analog işaret işleme fonksiyonlarından çoğunu gerçekleyen, dört-uçlu bir elemandır. Devre sembolü, Şekil 2.1'de verilmiş olan bu eleman, aşağıdaki hibrit eşitlikle tanımlanabilir:

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Bu eleman, $a=1$ için birinci kuşaktan akım taşıyıcı, $a=0$ için ikinci kuşaktan akım taşıyıcı ve $a=-1$ için ise üçüncü kuşaktan akım taşıyıcı olarak adlandırılır. Öte



Şekil 2.1 Akım taşıyıcının devre sembolü.

yandan, $I_z = \pm I_x$ eşitliğindeki katsayı 1 ise, akım taşıyıcı pozitif, -1 ise akım taşıyıcı negatif tiptendir denir ve bu elemanlar sırasıyla CC+ ve CC- olarak gösterilir. Şekil 2.1'de I_{ou} ile gösterilen akım, akım taşıyıcının ortak uç akımıdır. İkinci kuşaktan akım taşıyıcılar için, bu akım, (2.1) yardımıyla

$$I_{ou} = -2kI_x \quad (2.2)$$

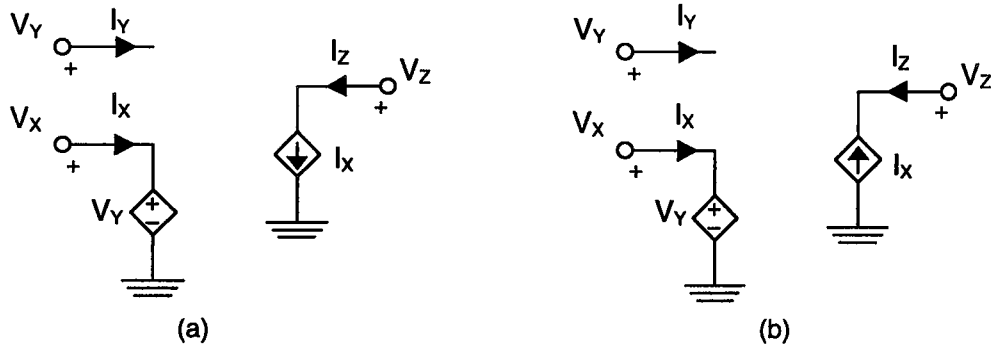
olarak elde edilir. Burada pozitif tipten akım taşıyıcı için $k=1$, negatif tipten akım taşıyıcı için ise $k=0$ olmaktadır. Bu eşitlik ilerideki bölümlerde kullanılacaktır.

Özellikle Fabre tarafından birinci ve üçüncü kuşak akım taşıyıcılar üzerine yapılan çalışmalarda, bu elemanların daha ziyade akım modlu devrelerde herhangi bir pasif eleman akımını yüksek empedanslı düğümlerden elde etmek için kullanılabileceği vurgulanmıştır (Fabre 1991, 1995). Birinci kuşak akım taşıyıcıların devre sentezinde yararlı olabileceğini gösteren bazı ilginç çalışmalar bulunsa da (Aronhime ve diğ. 1990), uzun yıllar boyunca yapılan araştırmalar sonucunda, ikinci kuşak akım taşıyıcının diğer akım taşıyıcı tiplerine göre devre sentezine daha uygun bir aktif eleman olduğu sonucuna varılmıştır.

Sonuç olarak, bu tezde de, büyük oranda ikinci kuşaktan akım taşıyıcılar kullanılarak devre sentezinde yeni olanaklar araştırılmıştır. Bundan sonra, aksi belirtilmedikçe, akım taşıyıcı terimi ikinci kuşaktan akım taşıyıcı yerine kullanılmıştır.

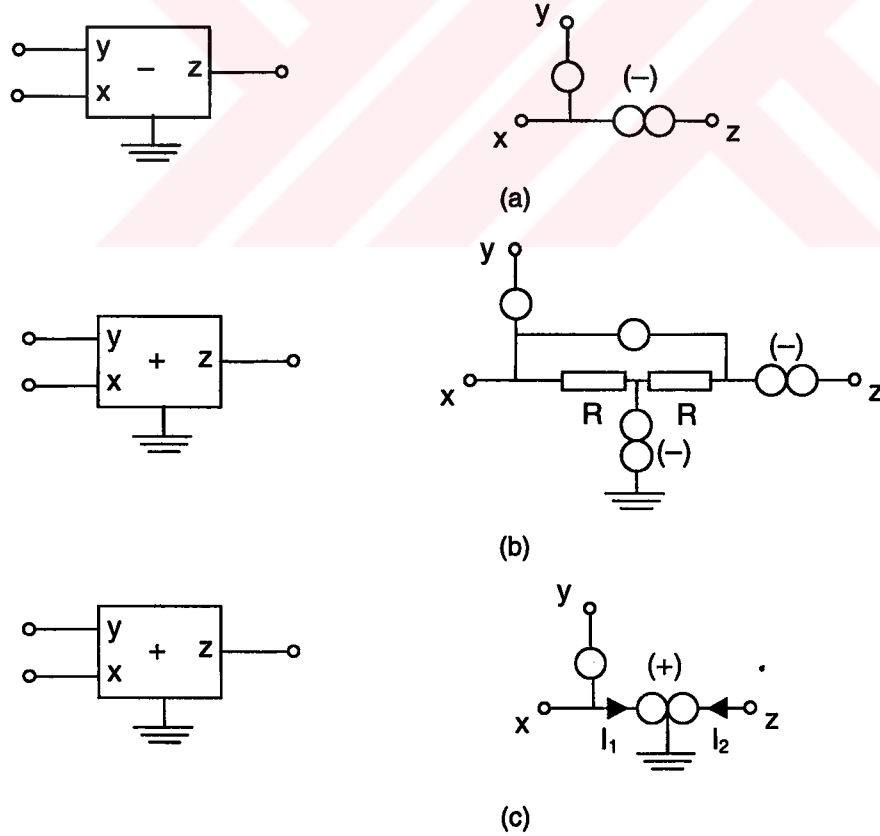
2.2 Akım taşıyıcının ideal ve ideal olmayan lineer eşdeğerleri

Bu altbölüme, bu tezde elde edilen devrelerin analizinde kullanılmak amacıyla, akım taşıyıcının ideal ve ideal olmayan modelleri verilecektir. (2.1) bağıntısından da kolaylıkla görülebileceği gibi, akım taşıyıcının ideal modeli bağımlı kaynaklar kullanılarak kolaylıkla verilebilir. Bu şekilde elde edilmiş eşdeğer devreler, pozitif ve negatif tipten akım taşıyıcı için sırasıyla Şekil 2.2a ve Şekil 2.2b'de verilmiştir. Öte yandan, ideal akım taşıyıcıyı devre analizinde büyük kolaylık sağlayan bir eleman olan nulor elemanı (Davies 1967) ile de modellemek mümkündür. Şekil 2.3a'da



Şekil 2.2 Akım taşıyıcının bağımlı kaynaklar ile elde edilen eşdeğer devreleri. a) Pozitif tipten akım taşıyıcı. b) Negatif tipten akım taşıyıcı.

negatif tipten akım taşıyıcının nülör eşdeğeri çizilmiştir. Burada negatif tipten akım taşıyıcının eşdeğerinin 3-uçlu olduğuna dikkat etmekte yarar vardır. Tek bir nülör elemanı kullanarak pozitif tipten akım taşıyıcıyı modellemek mümkün değildir. Şekil 2.3b'de pozitif akım taşıyıcının iki nülör ve iki direnç elemanını ile gerçekleştirilmiş eşdeğer devresi görülmektedir. Öte yandan, pozitif tipten akım taşıyıcıyı genelleştirilmiş nülör olarak adlandırılan bir yapı ile de modellemek mümkündür (Higashimura ve Fukui 1988b). Şekil 2.3c'de verilen bu eşdeğer devrede kullanılan nülör elemanı, Şekil 2.3a'daki nülör elemanında kullanılan nülör elemanı ile



Şekil 2.3 Akım taşıyıcının nulör eşdeğerleri.

aynı bağıntıları sağlamaktadır. Ancak, bu şekilde görünen norator elemanı, bundan sonra üç-uçlu norator adını vereceğimiz ve alışlageldik norator elemanından farklı bir elemandır. Bilindiği gibi, iki-uçlu bir eleman olan alışlageldik norator elemanının tanım bağıntısı yoktur (Davies 1967). Ancak üç-uçlu norator elemanı için aşağıda verilen bağıntı geçerli olmaktadır:

$$I_1 = I_2 \quad (2.3)$$

Dikkat edilirse, üç-uçlu bir elemanı tek denklem ile tanımlamak mümkün değildir. Bu durumda eksik olan bir denklem nulator elemanının bağıntılarından gelecektir. Sonuç olarak, üç-uçlu norator içeren bir devrenin çözümünün olabilmesi için, norator elemanına eşit sayıda nulator elemanının bulunması gerekmektedir. Yani, aynı klasik nulor elemanında olduğu gibi, genelleştirilmiş nulor elemanı içeren bir devrede de çözümünün olabilmesi için, bu devrede kullanılan nulator ve norator elemanlarının sayılarının eşit olması gerekmektedir.

Bundan sonra, bu tezde çizimlerde basitlik sağlamak amacıyla, akım taşıyıcıların ortak uçları ile üç-uçlu noratorlerin referansa bağlı olan uçları çizilmeyecektir. Ayrıca, klasik iki-uçlu norator ile üç-uçlu norator elemanlarını birbirlerinden ayırmak için, Şekil 2.3'de de yapıldığı gibi, bunlardan birincisi (-), ikincisi de (+) sembolü ile gösterilecektir.

Akım taşıyıcının yukarıda verilen ideal eşdeğer devreleri, bu elemanın kullanıldığı devrelerin analiz ve sentezinde sıklıkla kullanılmaktadır (Senani 1987a, 1987b, Svoboda 1989). Ancak, akım taşıyıcının kullanıldığı devrelerin ideal öngörülerden sapmalarını analiz edebilmek için, bu elemanın ideal olmayan eşdeğer devresinin de bilinmesi gerekmektedir. Aşağıda, akım taşıyıcının ideal olmayan davranışını modelleyen, lineer zamanla değişmeyen bir devre ele alınmıştır. Bu devre, ilerideki bölümlerde elde edilecek akım taşıyıcılı yapıların idealden sapmalarını hesaplamak için kullanılacaktır.

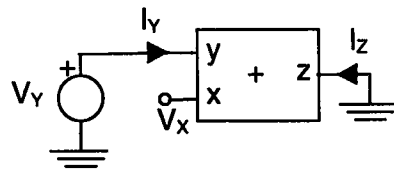
Akım taşıyıcının ideal olmayan lineer modeli, bu elemanın (2.1)'de verilen ideal bağıntılarından yola çıkarak elde edilebilir. Aşağıda, akım taşıyıcı elemanını tanımlamak amacıyla, (2.1) bağıntısından daha genel bir denklem takımı verilmiştir:

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_Y(s) & \delta(s) & Y_b(s) \\ \beta(s) & Z_X(s) & T_b(s) \\ Y_f(s) & \alpha(s) & Y_o(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

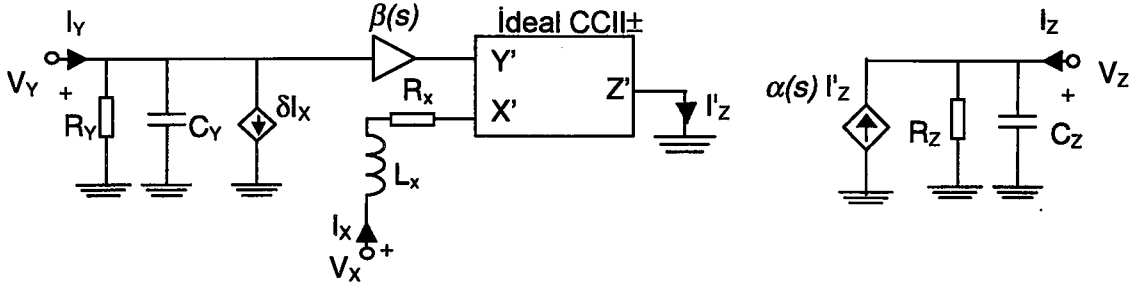
(2.4) bağıntısındaki görülen matematiksel modeldeki matrisin elemanlarına uygun değerler vererek (2.1) bağıntısının elde edilebileceği kolaylıkla görülebilir. (2.4) bağıntısında verilen matrisin elemanlarını elde ettikten sonra, bu matematiksel modeli gerçekleyen devre akım taşıyıcının ideal olmayan eşdeğeri olacaktır.

Akım taşıyıcının (2.4)'de verilen ideal olmayan denklemlerini elde etmek için, bu eleman ile ilgili simülasyon veya ölçüm sonuçlarından yararlanılabilir. Örneğin, bu bağıntıdaki matrisin birinci satır, birinci sütun elemanı olan $Y_V(s)$ fonksiyonunu hesaplamak için, akım taşıyıcının I_V/V_V karakteristiği, I_x ve V_z uç büyüklükleri sıfır iken elde edilmelidir. Bu şekilde elde edilen ölçüm düzeneği Şekil 2.4'de verilmiştir. Bu devrede $Y_V(s)$ fonksiyonu, I_V akımının frekansla değişimi ölçülerek bulunacaktır. (2.4)'deki matematiksel modelde görünen tüm matris elemanları, benzer şekilde tasarlanan ölçüm düzenlerinin frekans karakteristiklerinden çıkarılacaktır. Dikkat edilirse, bu matrisin birinci sütununda bulunan tüm elemanların elde edilebilmesi için, I_x ve V_z uç büyüklükleri sıfır olarak alınmalıdır. O halde, sadece Şekil 2.4'de verilen ölçüm düzeneğinden I_V/V_V , V_x/V_V ve I_z/V_V karakteristikleri çıkarılarak (2.4)'deki matrisinin birinci sütunundaki her üç idealsızlık terimi de elde edilebilir. Benzer bir yaklaşımla, matrisin ikinci ve üçüncü sütun elemanları da kolaylıkla bulunabilir. Ancak, burada genel olarak s kompleks değişkeninin fonksiyonları halinde olan bu matrisin elemanlarının, simülasyon veya ölçüm sonucunda elde edilen frekans karakteristiklerinden yararlanarak nasıl elde edileceği ve elde edilen bu fonksiyonları birarada gerçekleyen eşdeğer devrenin nasıl sentezleneceği önemli bir sorun olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu sorunu ortadan kaldırmak için genel olarak kullanılan bir yaklaşım (Fabre 1997, Tarım ve diğ. 1998), bu matris elemanlarını gerçekleyen devrelerin önceden önerilmesi ve bu ideal olmayan eşdeğer devrelerdeki parametrelerin ölçüm veya simülasyon sonuçlarından çıkarılmasıdır. Açıktır ki, bu yaklaşımın önemli bir zorluğu, ideal olmayan akım taşıyıcı eşdeğerinin önceden bilinmesini gerektirmesidir.

Şekil 2.5'de, akım taşıyıcı elemanı için lineer zamanla değişmeyen kayıplı bir eşdeğer devre verilmiştir. Bu devre, literatürde akım taşıyıcı elemanının kayıplarını modellemek için verilmiş olan üç farklı eşdeğer devreden yararlanılarak elde edilmiştir (Fabre ve diğ. 1995, Fabre 1997, Tarım ve diğ. 1998). Buradaki $\beta(s)$ ve



Şekil 2.4 $Y_V(s)$ fonksiyonunu elde etmek için kullanılacak ölçüm düzeni.



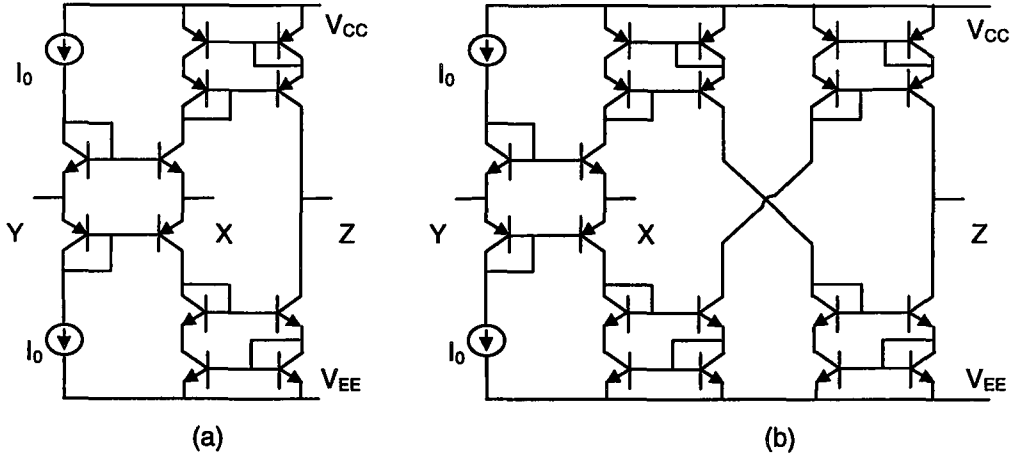
Şekil 2.5 Ele alınan akım taşıyıcının lineer kayıplı eşdeğer devresi.

$\alpha(s)$ akım taşıyıcının ideal olmayan ve genel olarak frekansa bağlı birim gerilim ve akım kazançlarını modellemektedir. Bunların daha açık ifadeleri aşağıdaki gibi verilebilir (Fabre ve diğ. 1995, Tarım ve diğ. 1998):

$$\beta(s) = \frac{\beta_0 \omega_v^2}{s^2 + s \frac{\omega_v}{Q_v} + \omega_v^2}, \quad \alpha(s) = \frac{\alpha_0 \omega_i}{s + \omega_i} \quad (2.5)$$

Buradaki β_0 ve α_0 değerlerini daha açık olarak, ε_v ve ε_i akım taşıyıcının gerilim ve akım takip hatalarını göstermek üzere (Fabre ve diğ. 1995), sırasıyla $(1-\varepsilon_v)$ ve $(1-\varepsilon_i)$ ($|\varepsilon_v| \ll 1$, $|\varepsilon_i| \ll 1$) olarak da ifade etmek mümkündür. Yukarıdaki açıklamalar doğrultusunda, önce literatürde bilinen bir akım taşıyıcı yapısı seçilecek ve daha sonra bu yapının simülasyon veya ölçüm sonuçlarından yararlanılarak, Şekil 2.5'deki modelde kullanılan elemanların sayısal değerleri bulunacaktır. Bu amaçla, Şekil 2.6'da verilmiş olan pozitif ve negatif tipten akım taşıyıcı iç yapıları (Fabre 1984) ele alınmış ve bunların SPICE simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Bu sonuçlar elde edilirken, bipolar transistörler için ATT ALA200 model parametreleri kullanılmıştır.

Burada okuyucu neden bu akım taşıyıcı yapılarının ele alındığını merak edebilir. İlk defa tanıtıldığı 1970 yılından günümüze kadar, literatürde pekçok farklı akım taşıyıcı iç yapısı önerilmiştir. Bu devrelerin birbirleriyle karşılaştırmaları veya ne tür uygulamalarda hangi akım taşıyıcı iç yapılarının daha iyi sonuç verdiği mevcut literatürde henüz araştırılmamıştır. Öte yandan, böyle bir inceleme bu tezin kapsamının dışındadır. Bizim Şekil 2.6'daki akım taşıyıcı gerçeklemelerini seçmemizin nedeni, hem bu yapıların basitlikleri nedeniyle literatürde farklı araştırmacılar tarafından sıklıkla kullanılması, hem de ilerideki bölümlerde deneysel sonuçların elde edilmesi amacıyla bizim de kullandığımız bir akım taşıyıcı gerçekleştirilmesi olan AD844 (Analog Devices 1990) tümdevresinin bu yapıda olmasıdır.



Şekil 2.6 a) Pozitif tipten akım taşıyıcı iç yapısı. b) Negatif tipten akım taşıyıcı iç yapısı. ($I_0=500\mu A$, $V_{CC}=-V_{EE}=5V$) (Fabre 1984)

Şekil 2.6'da verilmiş olan akım taşıyıcı için, Şekil 2.5'de verilen eşdeğer modeldeki parametrelerin değerleri SPICE simülasyon programı yardımıyla elde edilmiş ve Tablo 2.1'de verilmiştir. Bu değerlerden aşağıdaki sonuçlar kolaylıkla elde edilebilir:

- i) Her iki türden akım taşıyıcı için de, I_Y akımının I_X akımına değeri -0.016 olan bir δ parametresi ile bağlı olduğu görülmektedir. Bu durumda, akım taşıyıcının x-ucuna dışarıdan bir R_X direnci bağlandığında, y-ucundan görülen eşdeğer iletkenlik, Şekil 2.5 yardımıyla

$$G_{y\text{eş}} = G_Y - \delta G_X \quad (2.6)$$

olarak bulunabilir. Bunun anlamı, x-ucuna dışarıdan bağlanan R_X direncinin yaklaşık $1/0.016=62.5$ katındaki bir parazitik direnç akım taşıyıcının y-ucunda gözükmektedir. Akım taşıyıcının y-ucuna dışarıdan bağlanan bir direncin değerinin bu uçtaki parazitik direncin onda birinden küçük olması gerektiği düşünülürse, aynı akım taşıyıcının y- ve x-uçlarına bağlanan direnç oranlarının 5-6'dan küçük olması gerektiği sonucuna varılabilir. Dolayısıyla, Tablo 2.1'deki δ parametresi, direnç oranlarını sınırlamakta ve akım taşıyıcılarla yüksek kazançlı devre bloklarının ve yüksek değer katsayılı süzgeç devrelerinin gerçekleştirilmesini zorlaştırmaktadır.

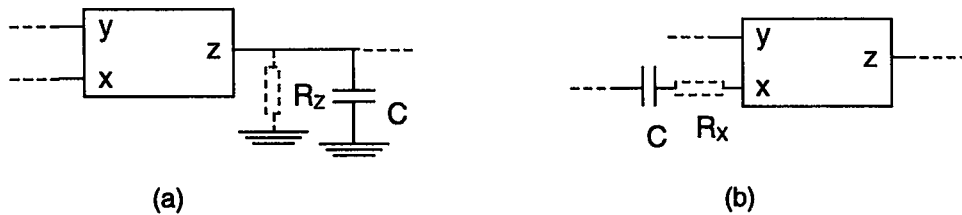
- ii) Akım taşıyıcılı bir devrede kullanılan direnç değerleri en az bir kilo Ω 'lar mertebesinde olmalıdır. Zira, yüz Ω 'lar mertebesinde direnç değerleri için, birkaç voltluk gerilim salınımlarında devreden on miliamperler mertebesinde akımlar akacaktır ki, Şekil 2.6'daki akım taşıyıcıların kutuplama akımlarının $500\mu A$ olduğu gözönüne alınırsa, bu durum devrenin lineer bölgeden çıkması anlamına gelmektedir (Bkz. Tablo 2.2). Öte yandan, Tablo 2.1'den akım taşıyıcının değişik uçlarında gözükten parazitik kapasitelerin değerlerinin 1.5-2pF mertebesinde olduğu

Tablo 2.1 Akım taşıyıcı modelindeki parametre değerleri

	CCII+	CCII-
β_0, Q_v, f_v	0.9986, 0.7, 2.39GHz	0.9986, 0.7, 2.5GHz
α_0, f_i	0.99, 450MHz	1.01, 506MHz
R_y, C_y	1,2337M Ω , 1.3pF	1,2339M Ω , 1.3pF
R_z, C_z	529k Ω , 2pF	531k Ω , 2pF
R_x, L_x	28 Ω , 4nH	28 Ω , 4nH
δ	-0,016	-0,016

görülmektedir. Akım taşıyıcıların uçlarına dışarıdan bağlanan kapasitelerin bu parazitik kapasitelerin en az on katı büyüklüğünde yani 15-20 pF olması gerektiği düşünülürse, Şekil 2.6'da verilmiş akım taşıyıcılarla gerçekleştirilen süzgeç devrelerinde olabilecek en büyük kutup frekanslarının ancak birkaç MHz civarında olabileceği görülebilir. Dikkat edilirse, akım taşıyıcıların ideal birim akım ve gerilim kazançlarının frekansa bağıllığını modellemek için kullanılan f_v, f_i parametrelerinin değerleri 450MHz'den daha büyük olmaktadır. Oysa ki, bu frekanslar, akım taşıyıcının yukarıda açıklanan birkaç MHz'lik kutup frekansından çok daha büyüktür. O halde, bu birim gerilim ve akım kazançlarının frekansa bağımlılığının akım taşıyıcılı devrelerin frekans karakteristikleri üzerindeki bozucu etkileri ihmal edilebilecek düzeydedir. Aynı şekilde, akım taşıyıcının x-ucuna dışarıdan bağlanan direnç değerlerinin yukarıda açıklanan nedenlerden dolayı birkilo Ω 'dan daha büyük olduğu varsayalım. O halde, bu uçtaki parazitik eşdeğer L_x empedansı ile buna dışarıdan seri olarak bağlanan bu direnç nedeniyle devrede birkaç GHz'lere karşı gelen bir zaman sabiti oluşacaktır. Bu ise birkaç MHz'lik kutup frekanslı devreler için rahatlıkla ihmal edilebilecek düzeydedir.

iii) Akım taşıyıcının y- ve z-uçlarındaki parazitik R_z ve R_y dirençlerinin süzgeç fonksiyonlarına etkisi ayrı bir çalışmada incelenmiştir (Tarım ve diğ. 1998). Bu çalışmadan da görülebileceği gibi, bu eşdeğer dirençler süzgeç devrelerinde sıklıkla kullanılan ve Şekil 2.7a'daki yapıda olan integral alıcı blokların ideal halde sonsuz olması gereken DC kazançlarını sınırlamakta, bunun sonucunda band ve yüksek geçiren türden süzgeç devrelerinin alçak frekans bölgesinde, öngörülenden daha düşük bir zayıflatma sağlamalarına neden olmaktadır. Bu durum, bu türden integral

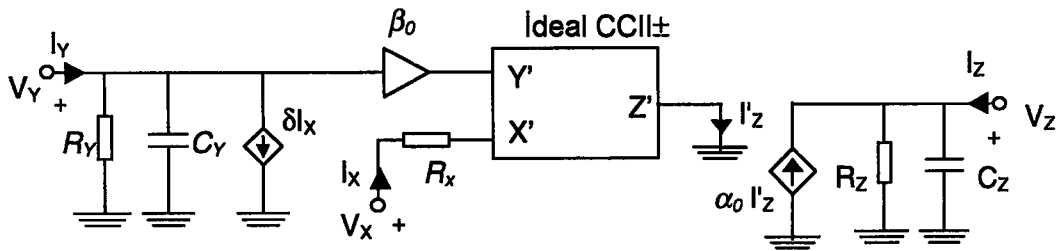


Şekil 2.7 a) Parazitik R_z direncinin etkili olduğu temel yapı b) Parazitik R_x direncinin etkili olduğu temel yapı.

alıcılı devrelerde parazitik R_Z ve/veya R_Y dirençlerine paralel olarak bağlanmış olan bir C kapasitenin bulunmasından kaynaklanmaktadır. Öte yandan, gene bu eşdeğer dirençlerin, yüksek değer katsayılı süzgeç gerçeklemelerinde değer katsayısının azaltıcı bir etkisi olmaktadır. Bu etkileri azaltmak için, bu kayıpsız integral alıcılarda kullanılan kapasite değerleri mümkün olduğunca büyük seçilmelidir. Öte yandan, akım taşıyıcılı bir devrede, Şekil 2.7b'de gösterildiği gibi herhangi bir akım taşıyıcının x -ucuna seri olarak bağlanmış bir C kapasitesi varsa, bu eleman x -ucundaki parazitik R_x direnci ile beraber $1/R_x C$ frekansında bir sıfır oluşturacaktır. Bu sıfırın devre fonksiyonunda yüksek frekanslarda etkili olacağı bilinmektedir (Fabre 1995). Ayrıca gene yüksek değer katsayılı süzgeç gerçeklemelerinde R_x parazitik direnci kendisine seri bağlanmış bu kapasite elemanı ile beraber, değer katsayısının tasarlanan değerden daha küçük çıkmasına neden olmaktadır. Bu durumda R_x direncinin etkisinin azaltılması için, R_x 'e seri bağlı olan C kapasitesinin değeri mümkün olduğunca küçük seçilmelidir. Bu açıklamalardan da anlaşılacağı gibi, geniş bandlı çalışması beklenen bir devrede, akım taşıyıcı elemanlarının z -uçları ile toprak arasında paralel ve x -uçlarında seri bağlanmış saf kapasite elemanı bulunmamalıdır. Ancak, aktif devre sentezinde sıklıkla kullanılan akım taşıyıcılı integral ve türev alıcı blokları bu tür yapılardır (Sedra ve Smith 1970).

Açıktır ki, akım taşıyıcılı bir devrede herhangi bir akım taşıyıcının x -ucuna seri olarak bağlanmış ya da y - veya z -uçlarına paralel olarak bağlanmış bir direnç elemanı bulunuyorsa ve bu direncin değeri bu uçlardaki R_x , R_Y ve R_Z parazitik dirençlerinin değerleri dikkate alınarak uygun şekilde değiştirilirse, sözkonusu bu parazitik dirençlerin devre performansı üzerindeki etkileri tamamen ortadan kaldırılabilir.

Yukarıda yapılan tartışmaların ışığında, akım taşıyıcının Şekil 2.5'de verilmiş lineer kayıplı modelinde bulunan bazı idealsizliklerinin, akım taşıyıcılı devreler üzerinde ihmal edilebilecek düzeyde etkileri olduğu sonucuna varılabilir. Bu durumu dikkate alarak, bu modelden sözkonusu idealizliklere karşı düşen elemanlar çıkarılmış ve bu tezde de elde edilen devrelerin idealden sapmalarını öngörmek için kullanılacak olan yeni bir akım taşıyıcı eşdeğer devresi Şekil 2.8'de verilmiştir.



Şekil 2.8 Akım taşıyıcının idealsizliklerinin ilerdeki bölümlerde elde edilen devrelere etkisinin incelenmesi için kullanılacak eşdeğer devre.

2.3 Akım taşıyıcının lineer çalışma koşullarının belirlenmesi

Altbölüm 2.2'de akım taşıyıcının idealsizlikleri lineer bir eşdeğer devre yardımıyla modellenmişti. Ancak, aktif elemanlardan oluşan lineer bir devrenin kendisinden beklenen fonksiyonları tam olarak gerçekleyebilmesi için devre içindeki tüm aktif elemanların lineer olarak çalışması gerekmektedir. Daha açık olarak, devredeki herhangi bir aktif elemanın uçlarındaki akım ve gerilimlerin zamana bağlı değişimleri belli şartları sağlamaz ise, artık o eleman lineer olarak çalışamaz ve bu durumda devrenin çıkışındaki işaretler bozulmuş olarak, yani ancak yüksek distorsiyonlu olarak elde edilebilir (Acar ve Kuntman 1996, 1999). Bu yüzden, lineer devrenin girişine uygulanan işaretin genliği ve/veya frekansı devredeki aktif elemanların lineer bölgeden çıkmayacağı şekilde seçilmelidir. Şekil 2.8'deki kayıplı eşdeğer devreden söz etmek, ancak devrede kullanılan tüm aktif elemanların lineer bölgede çalışması halinde, mümkün olmaktadır.

Bu altbölümde de Şekil-2.6'da verilmiş olan akım taşıyıcı elemanının hangi şartlar altında lineer olarak çalıştığı incelenmiştir. Bu inceleme sonucunda elde edilmiş veriler kullanılarak, bundan sonraki bölümlerde elde edilmiş olan kimi devrelerin girişlerine uygulanmış işaretlerin genlikleri ve frekansları üzerinde ne tür sınırlamaların olduğu araştırılacaktır.

Şekil 2.6'da verilmiş olan pozitif ve negatif tipten akım taşıyıcı iç yapılarının hangi şartlar altında lineer bölgede çalıştığı, SPICE devre analizi programı kullanılarak aşağıda incelenmiştir. Bu amaçla, daha önceki bazı çalışmalarda karşılaşılanlara (Tarım ve diğ. 1998, Sedef 1993) benzer bir yol tutulmuştur.

Akım taşıyıcı elemanının ideal tanım bağıntısı (2.1)'de verilmişti. Şekil 2.3'ten de görüldüğü gibi, bu elemanı iki bağımlı kaynak ile modellemek mümkündür. Akım taşıyıcının lineer bölgeden kalma şartı, aslında her iki bağımlı kaynağın da lineer bölgede kalmasını gerektirmektedir. Bu bağımlı kaynaklar ise, (2.1)'deki ideal ve lineer modelin ikinci ve üçüncü satırlarındaki denklemlere karşı gelmektedir. Aşağıda bu denklemler yeniden verilmiştir.

$$V_x = V_y, I_z = I_x \quad (2.7)$$

Ancak (2.7) bağıntıları ancak bu ifadelerde görünen uç büyüklüklerinin küçük değişimleri için geçerli olmaktadır. Aslında, bu uç büyüklüklerini birbirlerine bağlayan ve daha büyük değişimler için geçerli olan bir lineer olmayan fonksiyon takımı bulunmakta ve (2.7) bağıntıları bu fonksiyonların ancak birinci dereceden

yaklaşıklıkları olmaktadır. Öte yandan, (2.1) bağıntısında, örneğin ikinci satırda V_x geriliminin sadece V_Y 'e değil, aynı zamanda I_x ve V_Z 'e de bağlı olduğu görülmektedir. O halde, (2.7) bağıntısındaki lineer eşitliklere karşı gelen lineer olmayan fonksiyonlarda da bu büyüklükler görülmelidir. O halde, bu fonksiyonlar aşağıdaki gibi olmalıdır:

$$V_x = f_x(V_Y, I_x, V_Z), I_z = f_z(V_Y, I_x, V_Z) \quad (2.8)$$

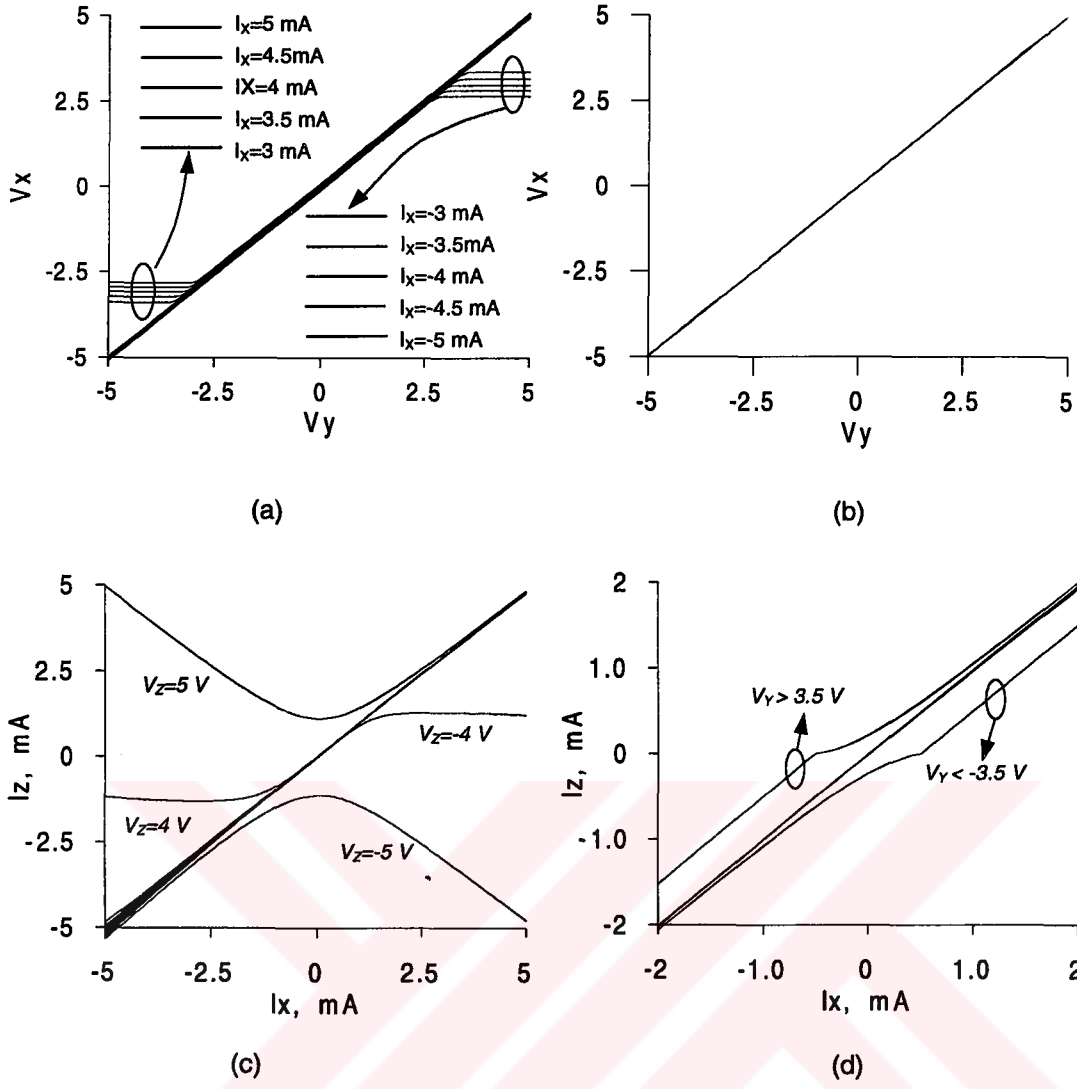
Akım taşıyıcının lineer bölgede kalma koşullarını belirlemek için, (2.8)'de verilmiş olan $f_x(\bullet)$ ve $f_z(\bullet)$ fonksiyonlarının lineer davrandıkları bölge incelenmelidir. Bu ise iki tane üç değişkenli fonksiyonun değişimini incelemek anlamına gelmektedir. Ancak bunun yerine, daha kolay bir yol tutulabilir. Örneğin f_x üç boyutlu fonksiyonunun değişimini incelemek yerine, bu fonksiyonun argümanlarından, (2.7)'deki bağımlı kaynakta görülen kontrol büyüklüğü (V_Y) hariç geri kalan büyüklüklerinden (I_x , V_Z) önce biri, sonra diğeri sabit olarak alınır ve bu şekilde elde edilen iki tane çift değişkenli fonksiyonun değişimi incelenir. Açıktır ki, benzer inceleme (2.8)'de görülen $f_z(\bullet)$ fonksiyonu için yapılmalıdır. Bu düşünceye uygun olarak, burada da (2.8) bağıntılarındaki her bir fonksiyon yerine

$$V_x = f_x(V_Y, I_x, V_{Z,sbt}), V_x = f_x(V_Y, I_{x,sbt}, V_Z), \quad (2.9a)$$

$$I_z = f_z(V_Y, I_x, V_Z), I_z = f_z(V_Y, I_x, V_{Z,sbt}) \quad (2.9b)$$

iki boyutlu fonksiyonları incelenmiştir. Örneğin (2.9a)'daki $f_x(V_Y, I_x, V_{Z,sbt})$ fonksiyonunu incelemek amacıyla, V_Z sabit bir değere mesela sıfıra eşit alınmakta, I_x 'in uygun bazı değerleri için, V_x - V_Y karakteristiği çıkarılmakta ve bu karakteristiğe ait bir eğri ailesi elde edilmektedir. V_x - V_Y karakteristiği çıkarılırken de, daha önceki çalışmalarda da yapıldığı gibi (Sedef 1993, Tarım ve diğ. 1998) SPICE devre analizi programındaki DC tarama işleminden yararlanılmıştır. SPICE ile sözkonusu yapıların analizleri gerçekleştirilirken, sabit alınması gereken tüm akım ve gerilimlerin değerleri sıfır olarak seçilmiştir.

(2.9) bağıntısına karşı gelen dört eğri ailesi, Şekil 2.6a'da verilmiş olan pozitif akım taşıyıcı için yukarıda açıklandığı gibi elde edilmiş ve Şekil 2.10'da verilmiştir. Bu eğrilerden Şekil 2.10a'da verilmiş olanında, farklı I_x akımları için, V_x - V_Y ilişkisi elde edilmiştir. Aynı ilişkiye karşı gelen eğri aileleri, bu sefer farklı V_Z gerilimleri için Şekil



Şekil 2.10 Şekil 2.6'daki akım taşıyıcı yapısına ait eğri aileleri. a) V_x - V_y (I_x değişken) b) V_x - V_y (V_z değişken) c) I_z - I_x (V_z değişken) d) I_z - I_x (V_y değişken) ($V_{CC} = V_{EE} = 5$ V)

2.10b'de verilmiştir. Bu iki şekilde verilmiş olan karakteristiklerin (2.9a)'daki bağıntılara karşı geldiğine dikkat etmekte fayda vardır. Şekil 2.10b'de verilmiş olan eğrilerden V_x - V_y karakteristiğinin V_z geriliminin değerine bağlı olmadığı açıkça görülmektedir. Ancak, Şekil 2.10a'daki eğrilerden, lineer çalışma için V_y geriliminin genliğinin sağlaması gereken şartın, I_x akımına bağlı olduğu görülmektedir. Yani, akım taşıyıcının x-ucundan geçen I_x akımının değeri büyüdükçe, $V_x = V_y$ lineer ilişkisinin sağlanabildiği V_y değerinin de üst sınırı küçülmektedir. Akım taşıyıcının lineer çalışma koşullarının belirlenmesinde açıktır ki, bu durum dikkate alınmalıdır.

Öte yandan, Şekil 2.10c ve 2.10d'de ise, bu sefer akım taşıyıcının (2.9b) bağıntılarına karşı gelen I_z - I_x karakteristikleri verilmiştir. Bunlardan Şekil 2.10c'de verilmiş olanı farklı V_z gerilim değerleri için, Şekil 2.10d'de verilmiş olanı ise farklı V_y gerilim değerleri için elde edilmişlerdir. Şekil 2.10c'deki eğri ailesinden, V_z geriliminin

yaklaşık 4V'dan daha büyük ve -4V'dan daha küçük olduğu durumlarda, akım taşıyıcının I_z ve I_x akımı arasındaki lineer ilişkinin sağlanamadığı görülmektedir. Şekil 2.10'de verilmiş olan eğrilerden ise, akım taşıyıcının V_y geriliminin değerinin 3.5 V'da büyük ve -3.5 V'dan daha küçük olarak alınması halinde, gene I_z - I_x karakteristiğindeki lineerliğin bozulduğu açıkça görülmektedir.

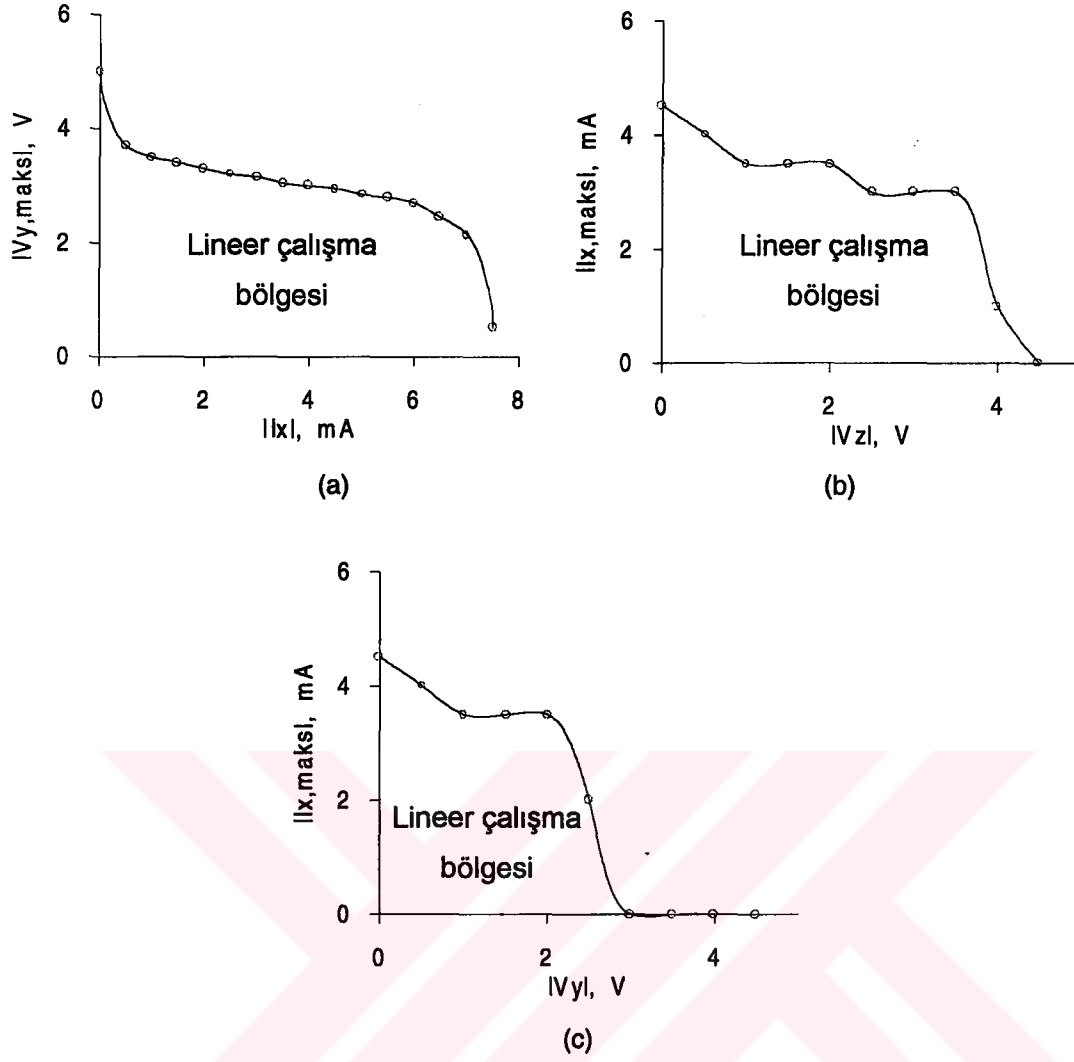
Tüm bu açıklamaların ışığında, akım taşıyıcının lineer bölgede çalışabilmesi için, bu elemanın y-ucundaki $v_y(t)$ işaretinin alabileceği en büyük değerinin ($|V_{y,maks}|$), $i_x(t)$ akımının en büyük değerine ($|I_{x,maks}|$) bağlı olduğu, ve gene x-ucundan geçen $i_x(t)$ akımının lineer çalışma için alabileceği en büyük değerin ise ($|I_{x,maks}|$), y- ve z- uçlarındaki, $v_y(t)$ ve $v_z(t)$ gerilimlerinin maksimum değerlerine ($|V_{y,maks}|$, $|V_{z,maks}|$) bağlı olduğu açıkça görülmektedir. Bu ilişkiler daha açık olarak (2.10) bağıntılarında verilmişlerdir:

$$|V_{y,maks}| = f(|I_x|) \quad (2.10a)$$

$$|I_{x,maks}| = f(|V_y|, |V_z|) \quad (2.10b)$$

(2.10)'da verilmiş ilişkiler deneysel olarak veya herhangi bir simülasyon programı yardımıyla kolaylıkla elde edilebilir. Bu amaçla, örneğin V_y - V_x arasındaki ilişkiye karşı gelen (2.10a)'daki ilk ilişkiyi elde etmek için, akım taşıyıcının y-ucuna saf sinüsoidal bir işaret uygulanır ve bu işaretin genliği, x-ucundaki $v_x(t)$ işaretinin lineersizliğini gösteren toplam harmonik distorsiyonu önceden belirlenmiş bir değeri, sözcülemi %1'i geçmeyecek şekilde artırılır. Y-ucuna uygulanan sinüsoidal işaretinin $v_x(t)$ 'deki lineersizliğin bu değere ulaştığındaki değeri bize $|V_{y,maks}|$ değerini verir. Bu işlem, değişik I_x değerleri için yapılırsa, $|V_{y,maks}| = f(|I_x|)$ eşitliğine karşı gelen bir eğri elde edilmiş olur. Bu şekilde elde edilmiş (2.10b) bağıntısındaki $|I_{x,maks}| = f(|V_y|, |V_z|)$ eşitliğine karşı gelen eğriler de aynı şekilde elde edilebilir.

Şekil 2.6a'daki pozitif tipten akım taşıyıcıya elemanı için (2.10) bağıntılarında karşı gelen eğriler SPICE simülasyon programı yardımıyla yukarıda açıklandığı gibi elde edilmiş ve bunlar Şekil 2.11'de verilmişlerdir. Şekil 2.11a'da verilmiş olan eğri, farklı I_x akımlarında, akım taşıyıcının x-ucundaki işaretin %1'den daha küçük distorsiyona sahip olması için, akım taşıyıcının y-ucuna uygulanan $v_y(t)$ sinüzoidal işaretinin genliğinin alabileceği maksimum değeri göstermektedir. Açık ki, bu akım taşıyıcının V_x - V_y karakteristiğindeki lineersizlikten kaynaklanan sınırlamaları göstermektedir. Aynı şekilde, Şekil 2.11b ve 2.11c'de verilmiş olan eğriler, akım taşıyıcının z-ucundan geçen $i_z(t)$ işaretinin, z- ve y-uçlarındaki farklı gerilim



Şekil 2.11 (2.10) bağıntılarına karşı gelen eğriler.

değerlerinde %1'den daha küçük distorsiyona sahip olması için, x-ucundaki $i_x(t)$ sinüzoidal işaretinin genliğinin alabileceği maksimum değerleri göstermektedir. Dikkat edilirse, 2.10'da verilmiş şekillerdeki eğrilerin belirlediği alanlar, akım taşıyıcı elemanının lineer çalışabilmesi için, uç büyüklüklerinin almaları gereken değerleri göstermektedir. Öte yandan, Şekil 2.11a ve 2.11c'deki eğrilerin her ikisi de I_x ve V_y büyüklükleri arasındaki ilişkiyi belirlemektedir. Açıkça ki, akım taşıyıcının lineer olarak çalışabilmesi için, $v_y(t)$ ve $i_x(t)$ işaretlerinin her t anı için aldığı değerlerinin bu eğrilerin belirlediği lineer çalışma bölgelerinin ikisinin de içinde bulunması gerekmektedir. Bu şekiller dikkatle incelenirse, Şekil 2.11c'deki eğrinin, Şekil 2.11a'dakine göre çok daha sınırlayıcı olduğu görülebilir. Yani Şekil 2.11c'deki eğrinin belirlediği alanın içinde kalan her $v_y(t)$, $i_x(t)$ işaretleri, Şekil 2.11a'daki lineer çalışma bölgesinin de içinde kalacaktır. O halde, akım taşıyıcının lineer çalışması için, uç büyüklüklerinin ani değerlerinin sağlamaları gereken şartlar belirlenirken,

Şekil 2.11b ve 2.11c'de verilmiş olan eğrilerin dikkate alınması yeterli olacaktır. Sonuç olarak bu eğrilerden, akım taşıyıcıların $v_y(t)$, $i_x(t)$ ve $v_z(t)$ işaretlerinin anlık değerleri üzerinde bir takım sınırlamaların olduğu ortaya çıkmaktadır.

Akım taşıyıcı elemanın kullanıldığı devrenin yapısına bağlı olarak, bu elemanın uçlarına dışarıdan bir takım elemanlar bağlanacak ve bu elemanlar yukarıda verilmiş uç değişkenleri arasında bazı matematiksel ilişkiler tanımlayacaklardır. İşte bu durumda, artık $v_y(t)$, $i_x(t)$ ve $v_z(t)$ değişkenleri birbirleri arasında bağımsız olamayacak ve devrenin lineer bölgede kalma şartlarının belirlenmesi sırasında, bu değişkenlerin hepsinin sınırlarının incelenmesine gerek kalmayacaktır. Bir başka deyişle, akım taşıyıcının lineer çalışabilmesi için, bu uç büyüklüklerinin anlık değerleri üzerindeki sınırları sayısal olarak belirleyebilmek amacıyla, uç değişkenleri arasındaki bu matematiksel bağıntıların, Şekil 2.11'deki karakteristiklerle beraber değerlendirmesi gerekmektedir. Sözelimi, devre yapısı nedeniyle, akım taşıyıcının x-ucu ile toprak arasına dışarıdan bir R_x direncinin bağlandığını varsayalım. Bu durumda, bu R_x direnci $v_y(t)$ gerilimi ve $i_x(t)$ akımı arasında matematiksel bir ilişki tanımlayacaktır. Bu ilişki Şekil 2.11c'deki karakteristiğin üzerine çizilirse, bunun bu şekildeki eğriyi kestiği noktalar bize $i_x(t)$ ve $v_y(t)$ ani değerlerinin lineer çalışma için üst sınırlarını verecektir. Ancak, lineer çalışma koşullarının belirlenmesinde, sözkonusu bu uç değişkenlerinin üst sınırlarını akım taşıyıcılı devrenin yapısından bağımsız olarak da bulabilmek mümkündür. Açıkta böyle bir yaklaşım olabilecek en kötü durumu dikkate alarak yapılmalıdır. İlerideki bölümlerde verilen devrelerin incelenmesinde kolaylık sağlamak amacıyla, aşağıda akım taşıyıcılı devre yapısından bağımsız bazı sınır değerler elde edilmiştir. Bu değerler elde edilirken akım taşıyıcının x-ucundan geçen $i_x(t)$ akımın üst sınırı 3mA olarak belirlenmiştir. Bu kabulden yola çıkarak, Şekil 2.6a'daki pozitif akım taşıyıcı yapısı için Tablo 2.2'de verilmiş olan sınır değerler elde edilebilir. Bu tabloda görülen $I_{x,maks}$, $V_{y,maks}$ ve $V_{z,maks}$, akım taşıyıcının lineer çalışması için, ilgili uçlardaki zamana bağlı işaretlerin değerlerinin alabilecekleri üst sınırları göstermektedir.

Şu ana kadar yapılmış olan tartışmanın ışığında, Şekil 2.6 b ve Şekil 2.9'daki akım taşıyıcılar için de sınır değerleri elde edilmiş ve bunlar yine Tablo 2.2'de verilmiştir.

Tablo 2.3 Şekil 2.6 ve 2.9'da verilmiş akım taşıyıcıların lineer çalışma bölgeleri.

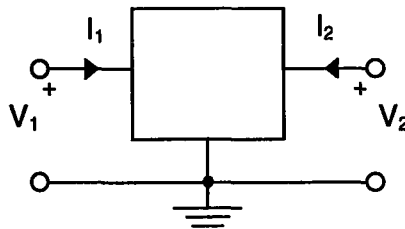
	CCII+, Şekil 2.6a	CCII-, Şekil 2.6b	CCII+, Şekil 2.9
$I_{x,maks}$	3 mA	3 mA	450 μ A
$V_{y,maks}$	2.3 V	2.3 V	2 V
$V_{z,maks}$	3.5 V	3.4 V	3 V

3. AKIM TAŞIYICI KULLANARAK İKİ-UCU SERBEST GİRİŞ FONKSİYONLARININ GERÇEKLENMESİ

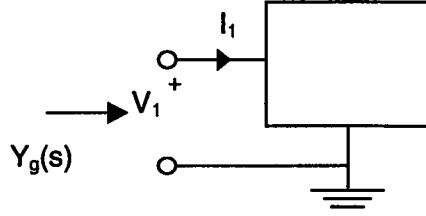
Literatürde, yüksek frekanslarda çalışmaya uygun bir eleman olan akım taşıyıcı ile, iki-ucu serbest giriş fonksiyonlarını gerçeklemek için pek çok aktif devre yapısı önerilmiştir. Bu yapıların önemli bir bölümü, aktif-devre sentezinde büyük yararları olan self, kapasite, FDNR (Frequency Dependent Negative Resistor (Bruton, 1969)), FDPR (Frequency Dependent Positive Resistor (Pookaiyaudom ve Srisarakham 1979)) elemanlarını sentezlemek amacıyla önerilmiştir. Buna karşın, s kompleks değişkeninin reel rasyonel fonksiyonu halindeki keyfi giriş fonksiyonlarını akım taşıyıcılı devreler ile gerçeklemek için çok az çalışma bulunmaktadır (Hou ve diğ. 1993b, Hou ve Wang 1998, Özoğuz ve Acar 1998a). Bu çalışmalarda da, bu türden fonksiyonları gerçeklemek için önceden akım taşıyıcılı genel bir devre yapısı önerilmektedir. Ancak, bu yaklaşım uyarınca herhangi bir iki-ucu serbest giriş fonksiyonunu gerçekleyen ancak tek bir devre yapısı elde edilebilmekte ve bu da bu yaklaşımın esnek olmadığını göstermektedir.

Bu bölümde, iki-ucu serbest giriş fonksiyonlarının, önceden bir devre yapısı önerme zorunluluğu olmadan akım taşıyıcılı devrelerle gerçekleştirilebilmesi için yeni yöntemler verilmiştir. Bir başka deyişle, gerçekleştirilecek keyfi giriş fonksiyonu $Y_g(s)$ ise, tanım bağıntısı (3.1)'de verildiği gibi olan ve Şekil 3.1'de gösterilmiş akım taşıyıcılı 2-kapılı, önceden bilinen bir devre yapısına bağlı kalmadan sentezi için yeni yöntemler önerilecektir.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_g(s) & -Y_g(s) \\ -Y_g(s) & Y_g(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$



Şekil 3.1 (3.1) bağıntısındaki iki-ucu serbest giriş fonksiyonunu gerçekleyen 2-kapılı.



Şekil 3.2 Keyfi bir $Y_g(s)$ giriş fonksiyonunu gerçekleyen 1-kapılı.

Bu amaca uygun olan bir yaklaşım, Şekil 3.2'de gösterilmiş olan ve $Y_g(s)$ giriş fonksiyonunu bir ucu topraklı halde gerçekleyen 1-kapılıyı istenilen 2-kapılıya dönüştürmektir (Bryson ve Wierzbza 1982, The ve Yanagisawa 1977, Senani 1987b, Singh 1988b). Bu bölümde de, bu yaklaşım akım taşıyıcılı devrelere uygulanmış ve keyfi bir giriş fonksiyonunu topraklı olarak gerçekleyen akım taşıyıcılı bir 1-kapılıyı istenilen 2-kapılıya dönüştürmek için yeni yöntemler elde edilmiştir. Bu yaklaşım ile ilgili bir sorun, Şekil 3.2'deki 1-kapılının önceden bilinmesini gerektirir. Ancak, topraklı en genel halden giriş fonksiyonlarının akım taşıyıcılı devrelerle gerçekleştirilmesi için mevcut literatürde pek çok devre yapısı verilmiştir (Sedra ve Smith 1970, Higashimura ve Fukui 1988a). Şu halde, yukarıdaki yaklaşım bize önemli bir sınırlama getirmemektedir. Ayrıca, bu yaklaşım ile elde edilebilen devre yapıları, bu amaçla önceden genel bir devre yapısının önerildiği daha önceki çalışmalarda elde edilebilen devrelere göre, daha büyük çeşitlilik arzedecektir (Hou ve diğ. 1993, Hou ve Wang. 1998, Özoğuz ve Acar, 1998a).

$Y_g(s)$ giriş fonksiyonunu gerçekleyen 1-kapılıdan, aynı fonksiyonu iki-ucu serbest halde gerçekleyen 2-kapılıya geçmek için bu bölümde tutulan yol iki aşamadan oluşmaktadır. Birinci aşamada, tanım bağıntısı $I_1/V_1=Y_g(s)$ şeklinde verilen Şekil 3.2'deki 1-kapılıdan, kısa-devre parametreleri aşağıda verilen 2-kapılıya geçilmektedir:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_g(s) & -Y_g(s) \\ -Y_g(s) & Y_g(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

İkinci aşamada ise, (3.2) bağıntısını gerçekleyen 2-kapılıya uygun bir altdevre ekleyerek (3.1) bağıntısında tanımlanan iki-ucu serbest giriş fonksiyonunu gerçekleyen 2-kapılı elde edilmektedir.

Bölüm 3.1'de, önerilen yöntemlerin daha kolay takip edilebilmesi amacıyla bazı tanımlar verilmiş ve akım taşıyıcılı devrelerin bazı özellikleri gösterilmiştir. Bölüm 3.2'de sadece topraklı olmayan pasif elemanlar kullanarak, iki-ucu serbest giriş

fonksiyonu gerçekleyen yapıların elde edilmesiyle ilgili iki yöntem verilmiştir. Bölüm 3.3'de ise, akım taşıyıcılı devrelerin literatürde ilk defa verilen bir özellikleri sayesinde, içerdikleri pasif elemanların bir kısmının topraklı olduğu iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçeklemelerinin elde edilebilmesini sağlayan yeni bir yöntem önerilmiştir.

3.1 Akım taşıyıcılı devrelerle ilgili bazı tanım ve özellikler

Tanım 3.1: Herhangi bir $m \times n$ boyutlu $\mathbf{Y} = [Y_{ij}]$ matrisinde,

$$\sum_{j=1}^n Y_{ij} = 0, \quad i = 1, \dots, m \quad (3.3a)$$

ve

$$\sum_{i=1}^m Y_{ij} = 0, \quad j = 1, \dots, n \quad (3.3b)$$

oluyor ise, $\mathbf{Y}$ matrisine belirsiz türden matris denir (Moshytz 1974).

Tanım 3.2: Herhangi bir $m \times n$ boyutlu ve belirsiz türden olmayan $\mathbf{Y} = [Y_{ij}]$ matrisinde,

$$\sum_{j=1}^n Y_{ij} = 0, \quad i = 1, \dots, m \quad (3.4)$$

oluyor ise, $\mathbf{Y}$ matrisine satır yarı belirsiz (SYB) türden matris denir (Bryson ve Wierzba 1982).

Tanım 3.3: $m \times n$ boyutlu SYB türden $\mathbf{Y}$ matrisini ele alalım. Herhangi bir $k < n$ pozitif tamsayısı için,

$$\sum_{j=1}^k Y_{ij} = 0, \quad i = 1, \dots, m \quad (3.5a)$$

veya

$$\sum_{j=k+1}^n Y_{ij} = 0, \quad i = 1, \dots, m \quad (3.5b)$$

oluyorsa, $\mathbf{Y}$ matrisi, $m \times k$ ve $m \times (n-k)$ boyutlu SYB türden iki alt matrise ayrıştırılabilir denir.

Tanım 3.4: Bir devrenin akım ve düğüm gerilimleri arasında,

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y} \mathbf{V} \quad (3.6)$$

şeklinde bir ilişki yazıldığını varsayalım. Burada $\mathbf{Y}$ $n \times n$ boyutlu düğüm admitans matrisi olsun.

Şimdi, $\mathbf{I}$ akım vektörünün i 'inci elemanını (I_i) sıfır alalım ve $\mathbf{V}$ gerilim vektörünün i 'inci elemanı (V_i) ile ilgilenmeyelim.

Bu durumda bu yeni devre için

$$\mathbf{I}' = \mathbf{Y}' \mathbf{V}' \quad (3.7)$$

yazılabilir.

Burada, $(n-1) \times (n-1)$ boyutlu $\mathbf{Y}'$ matrisine $\mathbf{Y}$ nin indirgenmiş matrisi, $\mathbf{Y}$ matrisine de $\mathbf{Y}'$ matrisinin arttırılmış matrisi denir (McMillan 1999).

Özellik 3.1: Bir devrede $\mathbf{Y}$ admitans matrisinin SYB türden iki altmatrise ayrıştırılabilir olması için gerek ve yeter koşul $\mathbf{Y}'$ indirgenmiş matrisinin SYB türden iki altmatrise ayrıştırılabilir matris olmasıdır.

İspat:

Gerek koşul: $m \times n$ boyutlu SYB türden $\mathbf{Y}$ matrisi ayrıştırılabilir olsun. Bir başka deyişle, herhangi bir $k < n$ pozitif tamsayısı için,

$$\sum_{j=1}^k Y_{ij} = 0, \quad i = 1, \dots, m \quad (3.8a)$$

ve

$$\sum_{j=k+1}^n Y_{ij} = 0, \quad i = 1, \dots, m \quad (3.8b)$$

olsun.

Admitans matrisi $\mathbf{Y}'$ olan devrede, $I_i=0$ alınmaktadır.

O halde, V_i geriliminin değeri,

$$V_i = -\frac{1}{Y_{ii}} \sum_{\substack{j=1 \\ (j \neq i)}}^n Y_{ij} V_j \quad (3.9)$$

olarak bulunur. Bu değer yerine konulursa, (3.7) ifadesi daha açık olarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$I_l = \sum_{\substack{j=1 \\ (j \neq i)}}^n (Y_{lj} - (\frac{Y_{li}}{Y_{ii}})Y_{ij})V_j, \quad l = 1, \dots, i-1, i+1, \dots, m. \quad (3.10)$$

Genelliği bozmadan, $i < k$ varsayımı altında, ilk $(k-1)$ ve son $(n-k)$ terimi ayrı ayrı gösterirsek,

$$I_l = \sum_{\substack{j=1 \\ (j \neq i)}}^k (Y_{lj} - (\frac{Y_{li}}{Y_{ii}})Y_{ij})V_j + \sum_{j=k+1}^n (Y_{lj} - (\frac{Y_{li}}{Y_{ii}})Y_{ij})V_j, \quad l = 1, \dots, i-1, i+1, \dots, m. \quad (3.11)$$

denklemleri elde edilir. (3.11)'deki V_j terimlerinin çarpanları $\mathbf{Y}'$ matrisinin katsayılarını oluşturmaktadırlar:

(3.8) bağıntıları, (3.11) bağıntısında kullanılırsa,

$$\sum_{\substack{j=1 \\ (j \neq i)}}^k (Y_{lj} - (\frac{Y_{li}}{Y_{ii}})Y_{ij}) = 0, \quad (3.12a)$$

$$\sum_{j=k+1}^n (Y_{lj} - (\frac{Y_{li}}{Y_{ii}})Y_{ij}) = 0 \quad (3.12b)$$

olduğu gösterilebilir. (3.12) bağıntılarından da kolaylıkla $\mathbf{Y}'$ matrisinin ayrıştırılabilir bir matris olduğu görülebilir. Yani $\mathbf{Y}$ matrisinin ayrıştırılabilir olması, $\mathbf{Y}'$ matrisinin de ayrıştırılabilir olmasını gerektirir.

Yeter koşul: $\mathbf{Y}$ matrisi ayrıştırılabilir olmasın. Bir başka deyişle, her $k < n$ pozitif tam sayısı ve en az bir l için

$$\sum_{j=1}^k Y_{lj} \neq 0 \quad (3.13a)$$

veya

$$\sum_{j=k+1}^n Y_{lj} \neq 0 \quad (3.13b)$$

olsun.

Y' matrisi için, $i < k$ varsayımı altında, aşağıdaki ifadeler kolaylıkla yazılabilir:

$$I_l = \sum_{\substack{j=1 \\ (j \neq i)}}^k (Y_{lj} - (\frac{Y_{li}}{Y_{ii}})Y_{ij})V_j + \sum_{j=k+1}^n (Y_{lj} - (\frac{Y_{li}}{Y_{ii}})Y_{ij})V_j, \quad l = 1, \dots, i-1, i+1, \dots, m \quad (3.14)$$

Y' nün ayrıştırılabilir olması, ilk k terimin toplamı olan

$$\sum_{\substack{j=1 \\ (j \neq i)}}^k (Y_{lj} - (\frac{Y_{li}}{Y_{ii}})Y_{ij}) = 0, \quad l = 1, \dots, i-1, i+1, \dots, m \quad (3.15)$$

ifadelerinin sağlanmasına denktir.

(3.15) bağıntısına Y_{ii} terimi bir eklenip, bir çıkartılır ve bu bağıntı yeniden düzenlenirse, aşağıdaki eşitlik kolaylıkla yazılabilir:

$$\sum_{j=1}^k Y_{lj} = \frac{Y_{li}}{Y_{ii}} \sum_{j=1}^k Y_{ij}, \quad l = 1, \dots, i-1, i+1, \dots, m \quad (3.16)$$

Burada

a) $Y_{li} = 0$ ise, her l için, soldaki toplam terimi sıfır olmalıdır. Ancak, **Y** matrisi ayrıştırılabilir olmadığından en az bir l için bu terim sıfırdan farklıdır.

b) $Y_{li} \neq 0$ için bu ifade aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\frac{1}{Y_{li}} \sum_{j=1}^k Y_{lj} = \frac{1}{Y_{ii}} \sum_{j=1}^k Y_{ij}, \quad l = 1, \dots, i-1, i+1, \dots, m \quad (3.17)$$

Ancak, bu eşitliğin sol tarafı I 'ye bağlı, sağ tarafı ise I 'den bağımsızdır. O halde, bu eşitlik sağlanamaz.

Yukarıdaki a) ve b) ifadeleri de, (3.16) eşitliğinin sağlanamayacağını söyler. Sonuçta, Y matrisi ayrıştırılabilir değil ise, Y' de ayrıştırılabilir bir matris değildir. Yani Y' nün ayrıştırılabilir olması, Y matrisinin ayrıştırılabilir olmasına yeter.

Özellik 3.2: Bir devrenin Y admitans matrisi SYB türden ise, bunun indirgenmiş matrisi olan Y' matrisi de SYB türden matristir.

İspat: Özellik 3.1'in gerek koşul kısmı gibi kolaylıkla ispatlamak mümkündür.

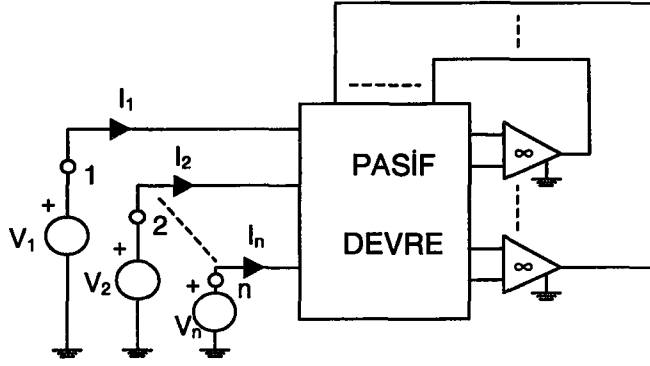
Yukarıdaki ispatları verilmiş olan özellikler, akım taşıyıcılı iki-ucu serbest giriş fonksiyonlarının gerçekleşmesi için aşağıdaki altbölümlerde önerilecek yöntemlerin ispatlanmasında kullanılacaktır.

3.2 İki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen devrelerin sadece iki-ucu serbest pasif elemanlar ile gerçekleşmesi

Bu altbölümde iki-ucu serbest keyfi $Y_g(s)$ giriş fonksiyonunu gerçekleyen akım taşıyıcılı devrelerin elde edilmesine çalışılmıştır. Bu amaçla daha önceden işlemsel kuvvetlendiricili ve nulor elemanları içeren devrelere uygulanmış olan bir yaklaşım ele alınmıştır (Bryson ve Wierzba 1982, The ve Yanagisawa 1977, Senani 1987b, Singh 1988b). Bu yaklaşım uyarınca, iki-ucu serbest $Y_g(s)$ fonksiyonu iki adımda elde edilmektedir. İlk adımda, topraklı $Y_g(s)$ fonksiyonunu gerçekleyen 1-kapılıdan, (3.2) bağıntısındaki gibi SYB türden bir admitans matrisi ile tanımlanabilen bir 2-kapılı elde edilir. İkinci adımda ise, bu 2-kapılı istenilen iki-ucu serbest $Y_g(s)$ fonksiyonunu gerçekleyen 2-kapılıya dönüştürülür. Bu bölümde de, bu yaklaşım akım taşıyıcılı devrelere uygulanmış ve iki-ucu serbest $Y_g(s)$ 'i gerçekleyen akım taşıyıcılı 2-kapılıların elde edilmesi için, ilk başta verilen 1-kapılı devre yapısına bağlı olarak iki farklı yöntem geliştirilmiştir.

Aşağıda verilmiş teoremler yardımıyla, bu yaklaşımdaki ilk adımının kolaylıkla gerçekleştirilebileceği gösterilecektir.

Teorem 3.1: Şekil 3.3'te verilmiş olan, topraklı eleman içermeyen bir N pasif altdevresi ile keyfi sayıda işlemsel kuvvetlendiriciden oluşan devreyi ele alalım. Bu devre için, m tane düğüm gerilimlerinden oluşmuş sütun matrisi V_d , n tane kaynak geriliminden oluşan sütun matrisi V ile gösterilsin. Bu durumda, şekildeki devre için aşağıdaki ilişki yazılabilir:



Şekil 3.3 İşlemsel kuvvetlendirici ve topraklı olmayan pasif elemanlar içeren devre.

$$\mathbf{V_d} = \mathbf{T} \mathbf{V}. \quad (3.18)$$

Burada $m \times n$ boyutlu $\mathbf{T} = [T_{ij}]$ gerilim transfer matrisinin her satırındaki elemanların toplamı 1'e eşittir. Bir başka deyişle, bu matrisin elemanları

$$\sum_{j=1}^n T_{ij} = 1, \quad i = 1, \dots, m \quad (3.19)$$

eşitliklerini sağlar. Yukarıdaki eşitliklerle tanımlanmış özelliğe Birim Satır Toplamı (BST) özelliği denir. (Hilberman 1973)

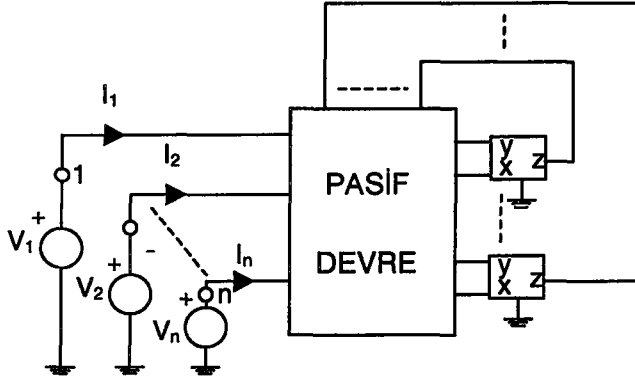
Sonuç teorem 3.1: Şekil 3.3'te verilmiş olan ve BST özelliğinde olduğu bilinen devrede, bağımsız gerilim kaynaklarının akımlarından oluşmuş sütun matrisi $\mathbf{I}$ ve kaynak gerilimlerinden oluşmuş sütun matrisi $\mathbf{V}$ arasında aşağıdaki ilişki yazılabilir:

$$\mathbf{I} = \mathbf{YV} \quad (3.20)$$

Burada $\mathbf{Y}$, $n \times n$ boyutlu SYB türden bir matristir. (Singh 1988a).

Teorem 3.2: Topraklı eleman içermeyen bir N pasif altdevresi ile keyfi sayıda akım taşıyıcılardan oluşmuş, Şekil 3.4'te verilmiş olan devreyi ele alalım. Bu devrenin (3.17) bağıntısında verildiği gibi tanımlanan gerilim transfer matrisi $\mathbf{T}$, BST özelliğini sağlar. (Rathore 1980)

Teorem 3.3: Şekil 3.4'te verilmiş olan devrede kaynak gerilimlerinin akımlarından oluşmuş sütun matrisi $\mathbf{I}$ ve kaynak gerilimlerinden oluşmuş sütun matrisi $\mathbf{V}$ arasında (3.20) bağıntısındaki gibi bir ilişki yazılabilir. Burada $\mathbf{Y}$, $n \times n$ boyutlu SYB türden bir matristir.



Şekil 3.4 Akım taşıyıcı ve topraklı olmayan pasif elemanlar içeren devre.

Teorem 3.3'ün ispatı, teorem 3.1, teorem 3.2 ve sonuç teorem 3.1'in sonuçları kullanılarak hemen verilebilir. Ancak, bu çok önemli özelliğin ispatını aşağıdaki gibi de yapmak mümkündür.

İspat: Akım taşıyıcılı herhangi bir devrenin düğüm admitans matrisini (3.21) denkleminde verildiği gibi yazmak için, aşağıdaki adımları uygulamak yeterlidir (Bryson ve Wierzb 1982, Wang ve diğ. 1992).

Devredeki tüm akım taşıyıcıların açık devre edildiğini varsayalım. Bu durumda elde edilen devre tamamen iki-uçlulardan oluşmuştur ve bu devrenin toprağa bağlı hiçbir ucu bulunmamaktadır. Bu devrenin düğüm denklemleri

$$\mathbf{I} = \mathbf{YV} \quad (3.21)$$

şeklinde elde edilebilir. Bu devredeki elemanların hiçbirisi toprağa bağlı olmadığı için, $\mathbf{Y}$ matrisi belirsiz bir matristir; yani $\mathbf{Y}$ matrisinin tüm satır ve sütun elemanların toplamı sıfırdır.

Şimdi devreden çıkarmış olduğumuz akım taşıyıcıları yeniden devreye bağlayalım ve bu devrenin bağıntılarını (3.21) yardımıyla yazmaya çalışalım. Şekil 3.4'deki devredeki bir akım taşıyıcının y ve x uçları i ve j düğümlerine bağlı ise, $\mathbf{Y}$ matrisinde i sütunu j sütununa eklenir ve bu matristen i sütunu kaldırılır. Bu şekilde elde edilen yeni admitans matrisinin gene belirsiz bir matris olduğu kolaylıkla görülebilir.

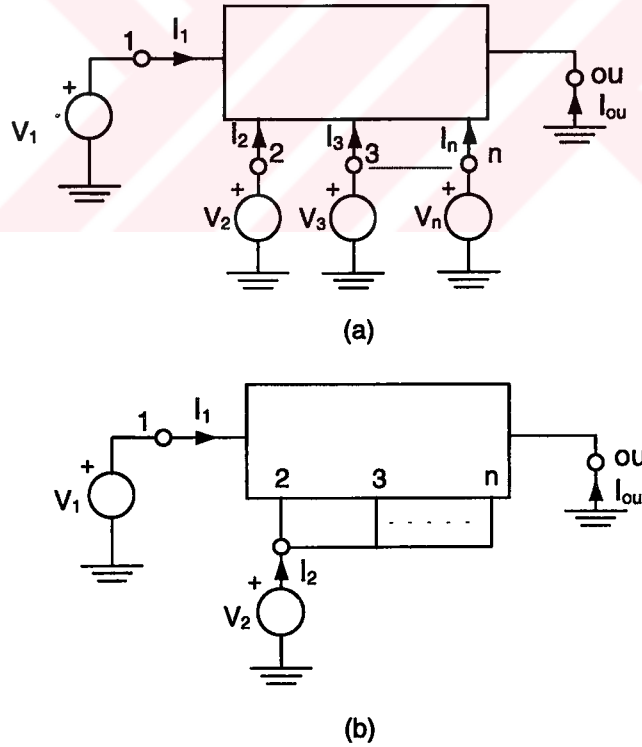
Şekil 3.4'deki devredeki bir akım taşıyıcının x ve z uçları i ve j düğümlerine bağlı olsun. Eğer bu akım taşıyıcı negatif tipten ise $\mathbf{Y}$ matrisinde i satırı j satırına eklenir ve i satırı bu matristen kaldırılır. Bu şekilde elde edilen yeni admitans matrisi hala belirsiz bir matristir. Bu akım taşıyıcı pozitif tipten ise, o zaman $\mathbf{Y}$ matrisinde i satırı

'j' satırından çıkarılır ve 'i' satırı bu matristen silinir. Bu durumda $\mathbf{Y}$ matrisi artık belirsiz bir matris olamayacağından SYB türden bir matristir.

Yukarıda açıklandığı gibi, pozitif ve negatif tipten akım taşıyıcılar içeren Şekil 3.4'teki devrede, düğüm admitans matrisi genel olarak SYB türden bir matristir. (3.20) bağıntısındaki $\mathbf{Y}$ matrisi de, bu düğüm admitans matrisinin bir indirgenmiş matrisi olduğundan, Özellik 3.2 uyarınca SYB türden bir matristir.

Şimdi, Teorem 3.3'den yararlanarak, (3.1) bağıntısını gerçekleyen 2-kapılıların sistematik olarak elde edilmesi için iki yeni yöntem verilecektir.

Öncelikle, Şekil 3.2'de verilmiş olan ve I_1 , V_1 büyüklükleri arasında bir topraklı $Y_g(s)$ fonksiyonunu gerçekleyen 1-kapılıyı ele alalım. Bu devre genel olarak akım taşıyıcı, direnç ve kapasitelerden oluşmaktadır. Genel olarak, bu devrenin içindeki bazı pasif elemanlar ile akım taşıyıcıların x-, y- ve z-uçlarından bazıları toprağa bağlıdır. Şimdi bu elemanların toprağa bağlı olan uçlarını, toprağa bir gerilim kaynağı üzerinden bağlayalım ve bu gerilim kaynaklarını sırasıyla $V_2, V_3, \dots, V_n$ olarak isimlendirelim. Bu durumda, Şekil 3.5a'da verilmiş olan n-kapılı devre elde edilir. Bu devrenin SYB türden bir düğüm admitans matrisine sahip olduğu Teorem 3.3'den bilinmektedir.



Şekil 3.5 a) Şekil 3.2'deki devreden elde edilen yeni n-kapılı. b) Bu devreden elde edilen 2-kapılı.

Öte yandan, Şekil 3.5a'daki devreye dışarıdan bağlanan gerilim kaynaklarının akımlarının oluşturdukları sütun matris I , bu elemanların gerilimlerinin oluşturdukları sütun matris V ise, bu iki büyüklük arasında aşağıdaki ilişki vardır:

$$I=YV. \quad (3.22)$$

Bu şekilde tanımlanmış Y admitans matrisinin, SYB türden olduğunu Teorem-3.3'den biliyoruz. Şimdi Şekil 3.5a'daki devrede $V_2, V_3, \dots, V_n$ gerilim kaynaklarının bağlı olduğu uçlara aynı gerilim kaynağını, örneğin V_2 kaynağını bağlayalım. Bu değişiklik ile elde edilen ve Şekil 3.5b'de verilen 2-kapılının denklemi, (3.22) bağıntısındaki Y admitans matrisinin 2, 3 ,..., n'inci sütunlarının 2'inci sütuna ve 2, 3 ,..., n'inci satırların 2'inci satıra eklenmesiyle elde edilen bir Y' matrisi yardımıyla,

$$I'=Y'V' \quad (3.23)$$

veya daha açık olarak

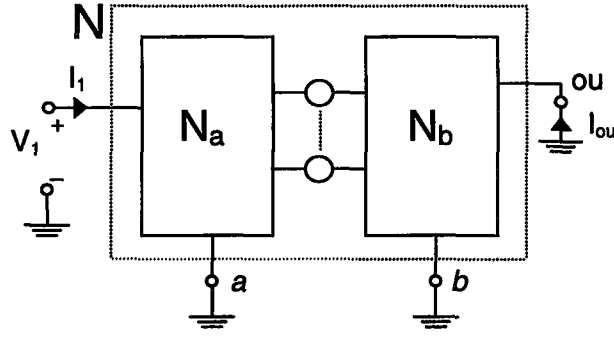
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_g(s) & -Y_g(s) \\ -Y_2(s) & Y_2(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

olarak yazılabilir.

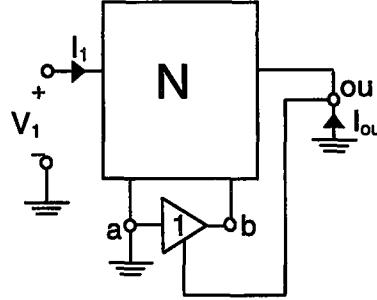
Sonuç olarak, Şekil 3.2'de verilen bir 1-kapılıdan, (3.2) bağıntısını gerçekleyen 2-kapılıya geçmek için tutulacak bir yol, önce bu 1-kapılının içindeki elemanların toprağa bağlı olan uçları topraktan kaldırmak ve sonra bu uçları, Şekil 3.5b'de gösterildiği gibi, sonradan oluşturulan bir ikinci kapiya bağlamak olmaktadır.

Bu aşamadan sonra, iki-ucu serbest $Y_g(s)$ fonksiyonunu gerçekleyen 2-kapılıyı elde etmek amacıyla, Şekil 3.5b'de elde edilen ve (3.2) bağıntısını sağlayan 2-kapılıya hangi dönüşümlerin uygulanacağı tartışılmıştır. Bu amaçla, aşağıda akım taşıyıcı devrelerin iki özelliği verilmiş ve daha sonra bunlardan yararlanarak bu dönüşümlerin nasıl yapılabileceği açıklanmıştır. Söz konusu iki özellik verilirken, akım taşıyıcılar Bölüm 2'de verilmiş olan genelleştirilmiş nullor eşdeğerleriyle gösterilmiştir.

Özellik 3.3: Keyfi bir topraklı $Y_g(s)$ fonksiyonunu gerçekleyen ve genelleştirilmiş nullor, direnç ve kapasite elemanlarını içeren N 1-kapılısı, Şekil 3.6a'da gösterildiği



(a)

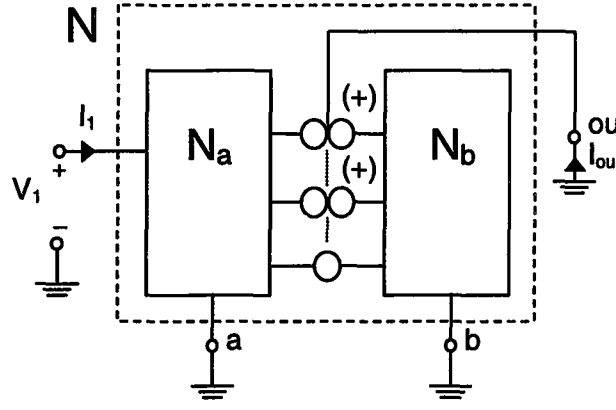


(b)

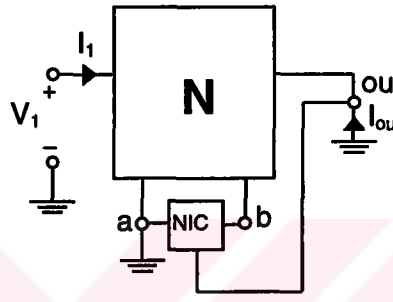
Şekil 3.6 a) N_a ve N_b altdevrelerine ayrıştırılabilen N 1-kapılısı. b) $I_{ou}=0$ olması için, Özellik 3.3 uyarınca elde edilen yeni devre.

gibi sadece nulotorlar ile birbirlerine bağlanmış N_a ve N_b altdevrelerine ayrıştırılabilir olsun ve N_a altdevresinde sadece 2-uçlu noratorler kullanılmış olsun. Şekil 3.6a'daki 1-kapılının toprağa kısa devre elemanları ile bağlı olan üç düğümü bulunmaktadır. 'ou' ile gösterilen düğüm, N_b altdevresindeki 3-uçlu noratorların ortak uçlarını, 'a' ve 'b' ile gösterilen düğümler ise, sırasıyla N_a ve N_b altdevrelerinin içindeki, eğer varsa, topraklı elemanların topraklanmış uçlarını göstermektedir. Bu durumda, devreye fazladan bir birim gerilim kazancı sağlayan bir eleman Şekil 3.6b'de gösterildiği gibi bağlanır ise, bu elde edilen devrede, 'ou' ile gösterilen düğüme akan akım yani I_{ou} sifıra eşit olur.

Özellik 3.4: Keyfi bir topraklı $Y_g(s)$ fonksiyonunu gerçekleyen ve genelleştirilmiş nulor, direnç ve kapasite elemanlarını içeren bir N 1-kapılısı, Şekil 3.7a'da gösterildiği gibi sadece 3-uçlu norator ve nulotor elemanları ile birbirlerine bağlanmış ve herbiri sadece nulotor, 2-uçlu norator ve pasif 2-uçlulardan oluşmuş olan N_a ve N_b altdevrelerine ayrıştırılabilir olsun. Bu durumda, devreye fazladan bir akım eviren tipten bir negatif empedans çeviricisi (NIC) Şekil 3.7b'de gösterildiği gibi bağlanır ise, bu elde edilen devrede, 'ou' ile gösterilen düğüme akan akım yani I_{ou} sifıra eşit olur.



(a)



(b)

Şekil 3.7 a) N_a ve N_b altdevrelerine ayrıştırılabilen N 1-kapılısı. b) $I_{ou}=0$ olması için, Özellik 3.4 uyarınca elde edilen yeni devre.

Şimdi (3.2) bağıntısını, Şekil 3.5b'de verilen tipten bir 2-kapılı ile gerçekleştirmeyi düşünelim. Bu 2-kapılıda toprağa akan akımın sıfır olması, $I_1 = -I_2$ olmasını gerektirir. Açıkta ki, bu durum, (3.2) bağıntısındaki admitans matrisinin elemanları arasında $Y_2(s) = Y_g(s)$ şeklinde bir ilişki olması anlamına gelmektedir. Bu durumda, Şekil 3.5b'deki devre (3.1) bağıntısını sağlamakta, ya da bir başka deyişle bu devre iki-ucu serbest keyfi $Y_g(s)$ fonksiyonunu gerçeklemektedir.

Yukarıdaki bu açıklamalardan, Şekil 3.6b ve 3.7b'deki devrelere, Şekil 3.5'te tanımlanmış olan dönüşümün uygulanmasıyla, iki-ucu serbest keyfi giriş fonksiyonu gerçekleyen devrelerin sistemli bir şekilde elde edilebileceği anlaşılmaktadır. Birim gerilim kazancı sağlayan eleman, akım eviren tipten NIC ve genelleştirilmiş nülörün akım taşıyıcılar kullanarak gerçekleştirildiği gözönüne alınırsa (Sedra ve Smith 1970), işaret edilen bu dönüşüm ile tamamen akım taşıyıcıların kullanıldığı iki-ucu serbest devreler elde edilebilir.

Yukarıda özetlenen ve iki aşamadan oluşan yöntem ile elde edilen devrelerin bazı önemli avantajları bulunmaktadır. Bu devreler, önceden verilen 1-kapılı devreler ile

aynı yapıda olmakta, yani bu dönüşüm ile pasif elemanların kanonik olması, gerçekleşen fonksiyonun parametre eşleme şartına bağlı olmaması gibi önemli özellikler korunmaktadır.

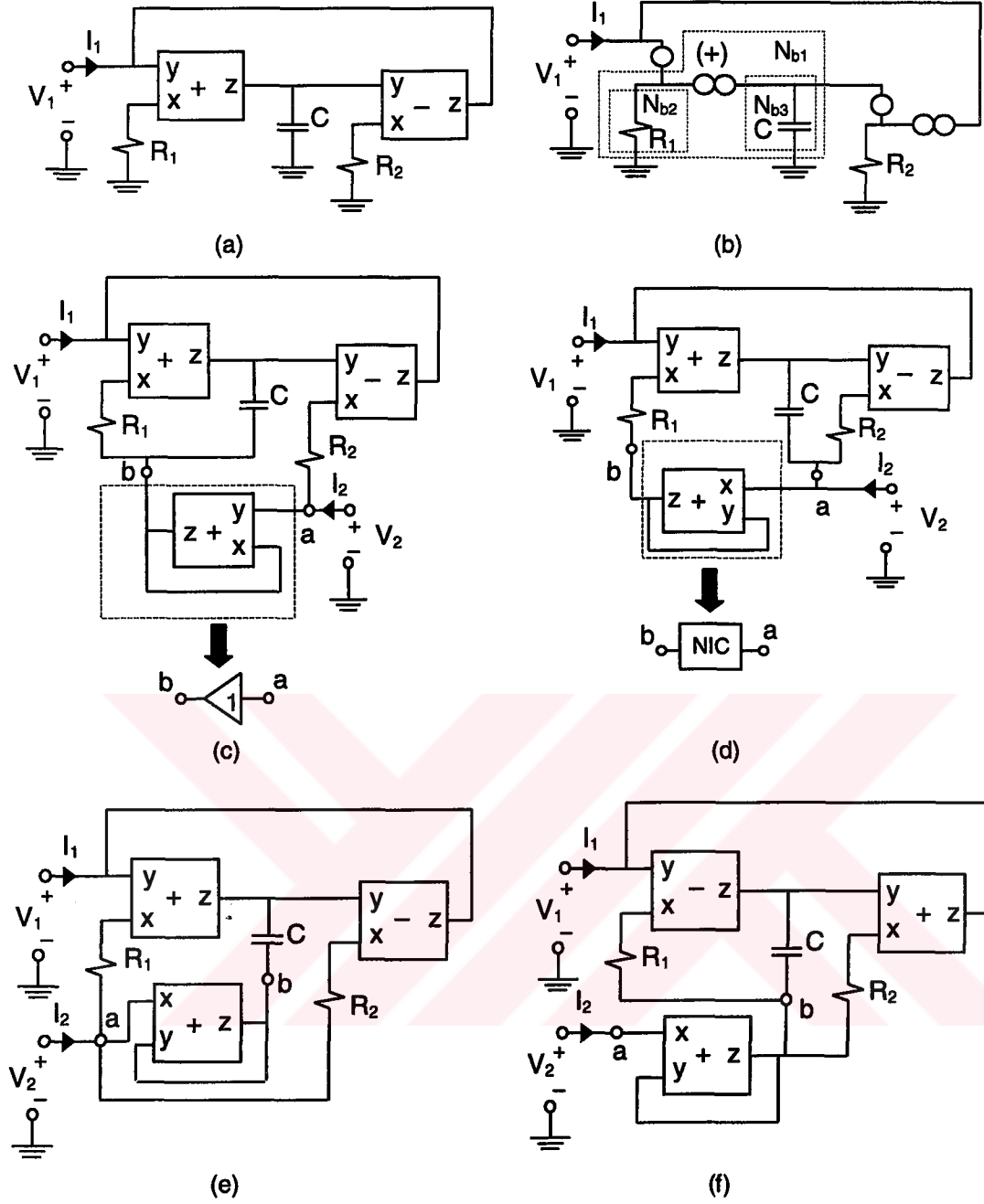
Ancak önerilen yöntemin bazı sınırlamaları da bulunmaktadır. Bunlardan ilki, gerçekleşmek istenilen keyfi giriş fonksiyonunu topraklı halde gerçekleyen 1-kapılının önceden bilinmesinin gerekmesidir. Ancak, mevcut literatürde bu türden 1-kapılıları akım taşıyıcılarla gerçeklemek için pek çok devre yapısı bulunmaktadır. Bu yapıların çok önemli bir bölümü, minimum sayıda pasif eleman kullanan ve pasif eleman değeri eşleme şartı gerektirmeyen devrelerdir (Sedra ve Smith 1970, Higashimura ve Fukui 1988a). Dolayısıyla, bu sınırlamanın, bu yöntemle elde edilecek iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçeklemelerinin özelliklerini etkilemeyeceği beklenmektedir. Bir diğer sınırlama ise, dönüştürülecek 1-kapılının devre yapısıyla ilgilidir. Özellik 3.3 ve özellik 3.4 de belirtildiği gibi, bu 1-kapılıların Şekil 3.6a'da ve 3.6b'de gösterilen yapıda olmaları gerekmektedir. Ancak aşağıda verilecek olan örneklerden de anlaşılacağı gibi, literatürde bilinen topraklı giriş fonksiyonu gerçeklemelerinin pek çoğu bu türden yapılara sahiptir. Dolayısıyla, bu sınırlama da bu yöntemle elde edilebilecek giriş fonksiyonu gerçeklemelerinin özelliklerini büyük ölçüde etkilemeyecektir. Buna karşın elde edilen devrelerin önemli bir dezavantajı bulunmaktadır. Bu yöntem uyarınca elde edilen devrelerde kullanılan pasif elemanların hiçbirisi topraklı olmamaktadır. Tümdevre teknolojisinde, topraklı pasif elemanların iki-ucu serbest olanlara göre daha kolay gerçekleştirildiği bilindiğinden (Bhusman ve Newcomb 1967), bu durum önemli bir dezavantaj olmaktadır.

Bu altbölümde sunulan yöntem uyarınca elde edilen iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen akım taşıyıcılı devrelerin bazıları aşağıda tanıtılmıştır. Çizimlerde kolaylık olması için, akım taşıyıcıların ve 3-uçlu noratorların ortak uçları bundan sonraki şekillerde gösterilmemiştir.

Şekil 3.8a'da verilen devre, Sedra ve Smith (1970) tarafından önerilmiş jirator devresini kapasite ile sonlandırarak elde edilmiş topraklı endüktans eşdeğer devresidir (Black ve diğ. 1971). Rutin analizler yapılırsa, bu devrenin giriş empedans fonksiyonu

$$\frac{V_1}{I_1} = sCR_1R_2 \quad (3.25)$$

şeklinde elde edilir.



Şekil 3.8 a) Topraklı endüktans eşdeğeri b) Nulor eşdeğeri c-f) Özellik 3.3 ve 3.4'den yararlanarak elde edilen iki-ucu serbest endüktans eşdeğerleri.

Şekil 3.8b'de aynı devre, akım taşıyıcıların nulor eşdeğerleri kullanılarak verilmiştir. Burada, kesikli çizgilerle üç altdevre gösterilmiştir. Bunlardan, N_{b1} ile gösterilmiş olanı, Şekil 3.6a'daki, N_{b2} ve N_{b3} ile gösterilenleri ise Şekil 3.7a'daki N_b altdevresine karşı gelmektedir. N_{b1} ile gösterilmiş olan ve R_1 , C ve bir 3-üçlü noratordan oluşmuş olan altdevre kullanılırsa, Özellik 3.3 uyarınca, devreye fazladan bir birim gerilim kazancı sağlayan eleman bağlanarak, iki-ucu serbest endüktans eşdeğeri elde edilebilir. Bu şekilde elde edilen eşdeğer devre Şekil 3.8c'de verilmiştir. Bu şekildeki kesikli çizgi ile gösterilen ve bir pozitif akım taşıyıcıdan oluşmuş altdevre, birim

gerilim kazancı sağlayan elemanı gerçeklemektedir. Şekil 3.8b'de verilmiş olan devrede, N_{b2} ve N_{b3} ile gösterilen altdevreler dikkate alınırsa, özellik 3.4 uyarınca, fazladan bir NIC bağlanarak bu devreden iki-ucu serbest eşdeğer devreler elde edilebileceği görülebilir. Bu şekilde elde edilen endüktans eşdeğerleri Şekil 3.8d'de ve Şekil 3.8e'de verilmişlerdir. Şekil 3.8d'de verilen devrede kesikli çizgilerle gösterilmiş olan altdevre, NIC elemanını gerçeklemektedir (Sedra ve Smith 1970). Şu halde, önerilen yaklaşım uyarınca, Şekil 3.8a'da verilmiş olan ve literatürde özellikleri çok iyi bilinen topraklı bir eşdeğer endüktans devresinden, üç farklı iki-ucu serbest endüktans devresi elde edilmiştir. Ayrıca, Şekil 3.8a'daki devredeki pozitif ve negatif akım taşıyıcılar, sırasıyla negatif ve pozitif akım taşıyıcılarla değiştirilirse, elde edilen yeni devrenin de (3.25) bağıntısını gerçeklediği kolaylıkla görülebilir. Bu şekilde elde edilen yeni devre özellik 3.4'de tanımlanmış yapıdadır ve bu devreye bir NIC bağlanarak Şekil 3.8f'deki iki-ucu serbest endüktans eşdeğeri elde edilebilir.

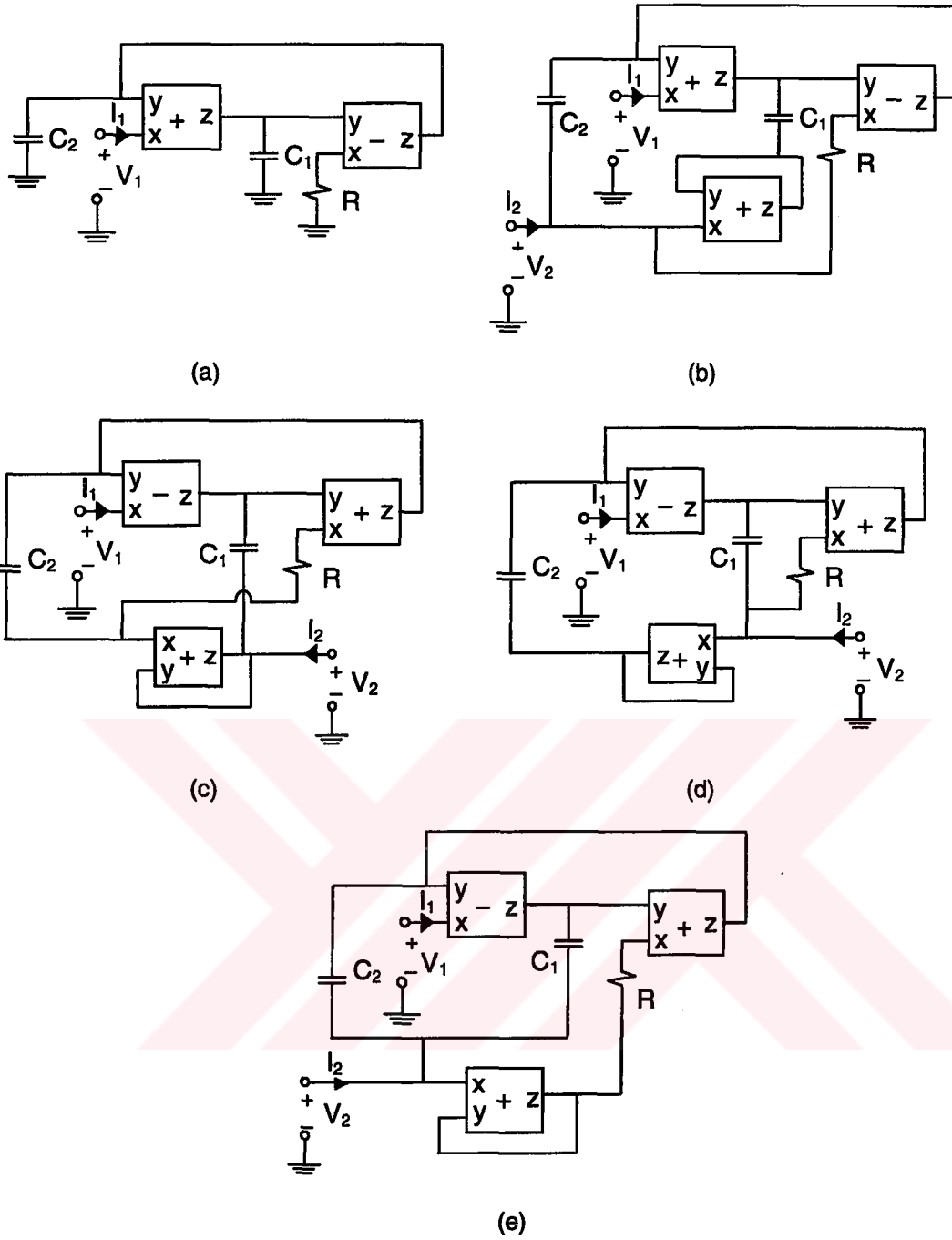
Şekil 3.8a'daki devreye Bruton dönüşümü uygulandığında (Bruton 1969), yani tüm dirençler kapasite ve tüm kapasiteler direnç ile yer değiştirildiğinde elde edilen 1-kapılı

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{1}{s^2 C_1 C_2 R} \quad (3.26)$$

bağıntısını sağlar. Dolayısıyla bu devre bir FDNR (Bruton 1969) elemanı gerçeklemektedir. Ancak, bu devrede türev alıcı bloklardan oluşmuş bir geribesleme bulunmaktadır. Nyquist kriteri yardımıyla gösterilebilir ki, türev alıcılardan oluşmuş veya genel olarak kazancı frekans ile artan geribeslemeler içeren devreler ancak şartlı kararlı olabilmektedirler (Toker ve diğ. 1999). Sonuç olarak bu şekilde elde edilen bir FDNR gerçeklemesi uygulamada kullanılmamaktadır. Ancak, Şekil 3.8a'daki devre yardımıyla, böyle bir sakıncası olmayan değişik bir FDNR eşdeğeri kolaylıkla elde edilebilir. Şekil 3.8a'daki devrede R_1 direncini devreden çıkarırsak, geriye kalan devre bir 2-kapılıdır ve bunun h-parametreleri aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1/sCR_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

Bu bağıntıdan, bu devrenin, akım dönüştürme oranı $1/sCR_2$ olan bir genelleştirilmiş pozitif empedans dönüştürücü (GPIC) olduğu görülmektedir (Huelsman ve Allen 1980). O halde, bu devrenin 1-kapısına bir C_2 kapasitesi bağlanır ise, 2-kapısından görülen giriş fonksiyonu (3.26) bağıntısını sağlar. Bu şekilde elde edilen devre Şekil



Şekil 3.9 a) Topraklı FDNR eşdeğeri b-e) Özellik 3.3 ve 3.4'den yararlanarak elde edilen iki-ucu serbest FDNR eşdeğerleri.

3.9a'da verilmiştir. Bu devreye önerilen yöntem uygulanırsa, Şekil 3.9b-e'de verilmiş olan iki-ucu serbest eşdeğer FDNR devreleri elde edilebilir.

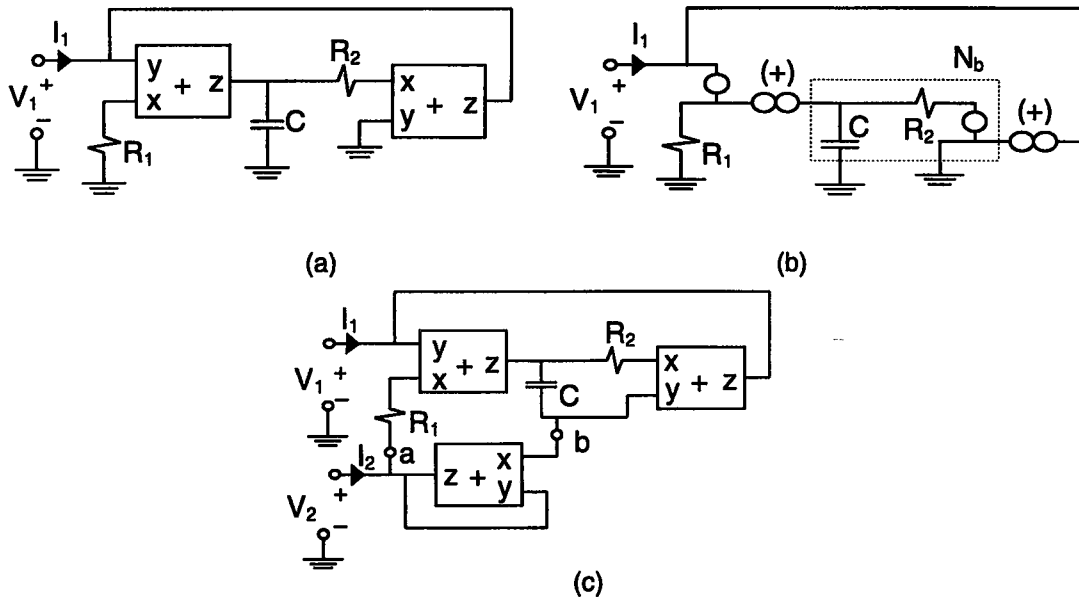
Şekil 3.8'de ve Şekil 3.9'da verilmiş olan iki-ucu serbest endüktans/FDNR gerçeklemelerinin hepsinde, minimum sayıda pasif eleman ve ikisi pozitif tipten olmak üzere üç akım taşıyıcı kullanılmakta olup, bu devreler pasif eleman eşleme şartı gerektirmemektedir. Minimum sayıda pasif eleman ve üç akım taşıyıcı kullanan literatürde bilinen eşdeğer endüktans/FDNR gerçeklemelerinin (Senani 1980b,

Nandi ve diğ. 1983, 1984, Abdalla 1985, Hiihashimura ve Fukui 1986, 1987a, 1987b, Senani ve Malhotra 1994), Abdalla (1985) ile Senani ve Malhotra (1994) tarafından önerilenler hariç geri kalanları Şekil 3.8 ve Şekil 3.9'da elde edilmiş devrelerdir. Burada görünürde birbirleriyle ilişkili olmayan yukarıda atıfta bulunulmuş çalışmaların hepsinin, Şekil 3.8a'daki Sedra-Smith topraklı endüktans/FDNR eşdeğer devresinden yola çıkarak gerçekleştirilebileceği görülmektedir. Farklı topraklı endüktans/FDNR gerçeklemelerinden yola çıkılarak da, değişik iki-ucu serbest eşdeğer devreleri elde edilebileceği açıktır.

Endüktans ve FDNR elemanlarının aktif eşdeğerleri temel işaret işleme devrelerinde sıklıkla kullanılan bloklardır. Ancak, kayıplı endüktans (seri/paralel R-L) ve buna karşı gelen FDNR temelli (seri/paralel FDNR-C) eşdeğerler kullanılarak devre fonksiyonları gerçekleştirildiğinde, daha basit iç yapı ve daha iyi frekans performansına sahip devreler elde edilebilmektedir (Senani 1987a). Bu nedenle, son yıllarda, paralel/seri R-L eşdeğer devrelerin süzgeç tasarımında kullanılması ile varolan süzgeç devrelerine göre daha basit iç yapıya sahip yeni devreler ortaya çıkmıştır. Bu bölümde önerilen yöntem ile bu tür iki-ucu serbest kayıplı endüktans eşdeğerlerinin de elde edilebileceği açıktır.

Şekil 3.10a'da Fabre ve Alami (1995) tarafından önerilen bir topraklı paralel R-L devresi verilmiştir. Bu 1-kapılının giriş admitans fonksiyonu

$$\frac{I_1}{V_1} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{sCR_1R_2} \quad (3.28)$$



Şekil 3.10 Topraklı ve iki-ucu serbest paralel R-L devreleri.

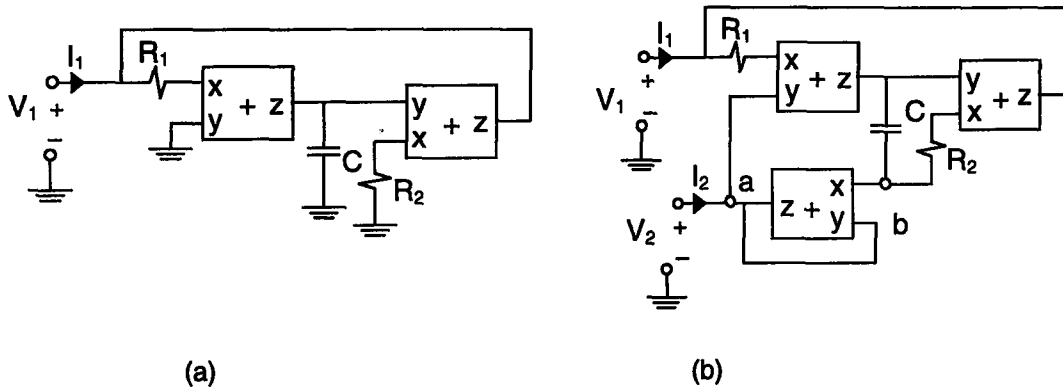
şeklinde verilebilir. Bu devrenin önemli bir avantajı eşdeğer paralel direnç ile endüktansın değerlerinin birbirlerinden bağımsız olarak ayarlanabilmeleridir (Senani 1987a). Bir başka deyişle, (3.27) bağıntısından görüldüğü gibi, R_1 direnci ile eşdeğer direncin, R_2 veya C kapasitesi ile de eşdeğer endüktansın değerleri ayarlanabilmektedir. Şekil 3.10a'daki devre akım taşıyıcıların nülör eşdeğerleri kullanılarak yeniden çizilmiş ve Şekil 10b'de verilmiştir. Bu devrenin Şekil 7a'daki yapıda olduğu açıktır. Nülör eşdeğerleri ile gösterilmiş bu devreye özellik 3.4 uyarınca önerilen yöntem uygulanırsa, Şekil 3.10c'de çizilmiş olan devre elde edilir.

Şekil 3.11a'da bir topraklı seri R-L eşdeğer devresi verilmiştir (Özoğuz ve Acar 1998a). Bu devrenin giriş empedans fonksiyonu

$$\frac{V_1}{I_1} = R_1 + sCR_1R_2 \quad (3.29)$$

olarak elde edilebilir. Görüldüğü gibi, bu devrede de eşdeğer direnç ve endüktans değerleri bağımsız olarak ayarlanabilmektedir. Bu devre özellik 3.4 uyarınca, fazladan bir NIC bağlanarak iki-ucu serbest hale dönüştürülebilir. Elde edilen devre Şekil 3.11b'de verilmiştir.

Literatürde bilinen en basit iki-ucu serbest paralel/seri R-L gerçeklemeleri Senani (1987a) tarafından önerilmiştir. Bu devrelerin herbiri minimum sayıda pasif eleman ve iki negatif tipten akım taşıyıcı içermekte ve eşdeğer direnç ile endüktans değerlerinin bağımsız ayarına imkan vermektedir. Şekil 3.10c ve 3.11b'de elde edilen devrelerde bu devrelere göre fazladan bir akım taşıyıcı kullanılmaktadır. Ancak kullanılan akım taşıyıcıların hepsinin pozitif tipten olmaları ve pozitif akım taşıyıcıların negatif akım taşıyıcılara göre genel olarak daha basit iç gerçekleştirme ve daha iyi frekans özelliklerine sahip olmaları nedeniyle (Higashimura ve Fukui 1996),



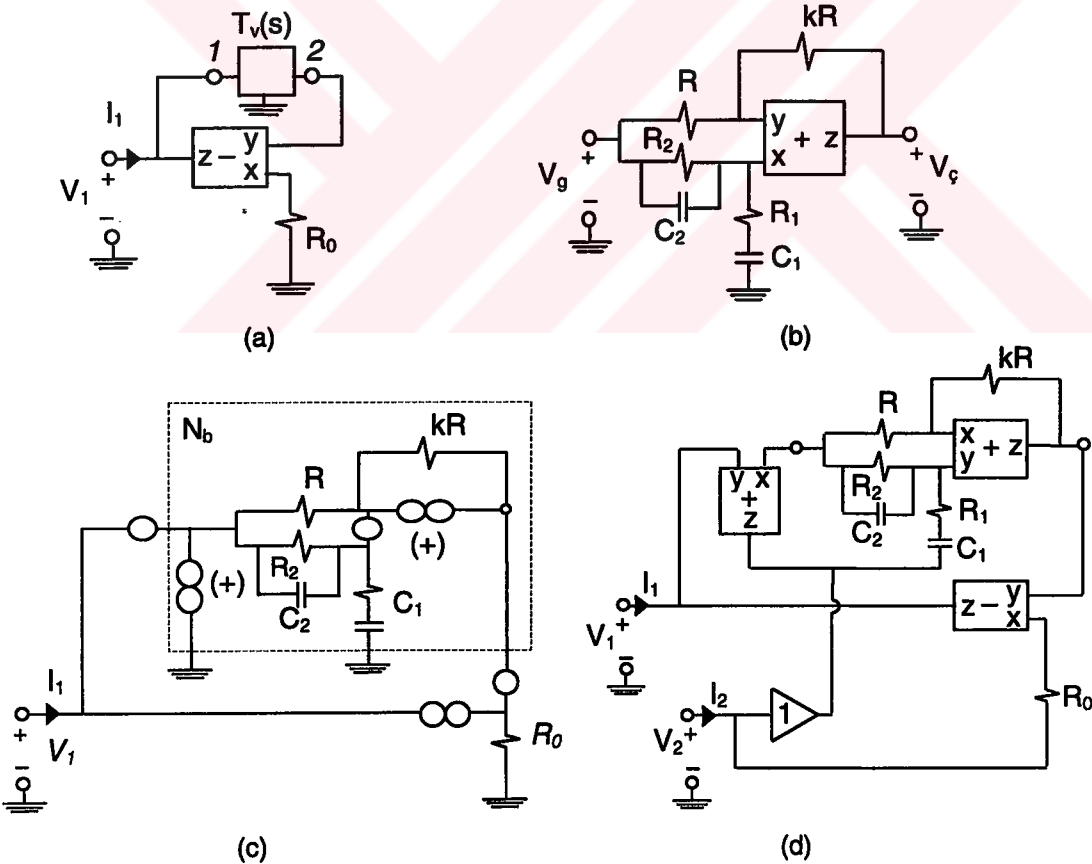
Şekil 3.11 Topraklı ve iki-ucu serbest seri R-L devreleri.

Şekil 3.10c ve 3.11b'deki yapıların gerçeklemelerinin, Senani tarafından önerilen iki negatif akım taşıyıcılı devrelere göre daha avantajlı olacağı düşünülmektedir.

Şekil 3.8a'daki devreden Şekil 3.9a'ya geçilirken tutulan yol yardımıyla, yukarıda elde edilmiş iki-ucu serbest seri/paralel R-L eşdeğerlerinden, seri/paralel FDNR-C eşdeğerleri de elde edilebilir.

Şu ana kadar, devre sentezinde belli yararları bulunan bazı önemli elemanların iki-ucu serbest eşdeğer devreleri elde edilmiştir. Ancak, keyfi bir topraklı $Y_g(s)$ giriş fonksiyonunu gerçekleyen ve özellik 3.3 ve özellik 3.4'de tanımlanan yapıda akım taşıyıcılı devreler biliniyorsa, iki-ucu serbest keyfi $Y_g(s)$ giriş fonksiyonunun dgerçekleştirilebileceğini bu bölümde göstermiştik. Bunun bir uygulaması olarak, mevcut literatürde bilinen topraklı keyfi giriş fonksiyonu gerçekleyen bir devreyi, aynı keyfi fonksiyonunu iki-ucu serbest olarak gerçekleyen 2-kapılıya dönüştüreceğiz.

Bu amaçla, Şekil 3.12a'da verilmiş olan devreyi ele alalım (Higashimura ve Fukui 1988a). Bu devrede $T_v(s)$ ile gösterilen blok, tanım bağıntısı



Şekil 3.12 a) Genel giriş fonksiyonu gerçekleyen 1-kapılı. b) İkinci dereceden egalizör devresi. c-d) (3.33) bağıntısını gerçekleyen devreler.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ T_v(s) & x(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

olarak verilmiş olan ve bir keyfi $T_v(s)$ gerilim transfer fonksiyonunu gerçekleyen aktif altdevredir. (3.30) bağıntısından görüldüğü gibi, bu 2-kapılının V_2 gerilimi ve I_2 akımı arasında genel olarak frekansa bağlı olan bir $x(s)$ bağıntısı bulunmaktadır. Bunun anlamı, bu altdevrenin çıkış empedansının sıfır olmasının gerekmediğidir. Ancak, yapının 1 nolu kapı akımı sıfır olmalı, yani bu altdevrenin girişi yüksek empedanslı olmalıdır. Bunlar dikkate alınır, devrenin gerçeklediği giriş empedans fonksiyonu

$$\frac{V_1}{I_1} = Z_g(s) = \frac{R_0}{T_v(s)} \quad (3.31)$$

olarak elde edilebilir. Açıkta ki, bu devre yardımıyla, giriş fonksiyonu sentezi gerilim transfer fonksiyonu sentezine dönüştürülmüştür. Şekil 3.12a'daki $T_v(s)$ altdevresi olarak, Şekil 3.12b'de verilmiş olan devreyi ele alalım (Soliman 1973). Bu devrenin gerilim transfer fonksiyonu

$$T_v(s) = \frac{V_C}{V_G} = \frac{s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + s(C_1 R_1 + C_2 R_2 - k C_1 R_2) + 1}{s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + s(C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_1 R_2) + 1} \quad (3.32)$$

olarak elde edilebilir. Bu devre ikinci dereceden bir egalizör devresidir. (3.32) bağıntısında görülen k parametresini değiştirerek, transfer fonksiyonunun kutup ve sıfır değer katsayılarının oranı ayarlanabilmekte ve bunun sonucunda merkez frekansında farklı zayıflatmalar elde edilebilmektedir.

Bu devre, Şekil 3.12a'da kullanılırsa, gerçekleştirilen giriş fonksiyonu, (3.31) bağıntısı yardımıyla

$$Z_g(s) = R_0 \frac{s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + s(C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_1 R_2) + 1}{s^2 C_1 R_1 C_2 R_2 + s(C_1 R_1 + C_2 R_2 - k C_1 R_2) + 1} \quad (3.33)$$

olarak elde edilebilir. Bu devrenin nülör eşdeğerleriyle çizilmiş hali Şekil 3.12c'de gösterilmiştir. Özellik 3.3'de belirtilen N_b devresi kesikli çizgi ile gösterilen altdevre olarak alınır, önerilen yöntem uyarınca, (3.33) bağıntısını gerçekleyen 2-kapılı Şekil 3.12d'de verildiği gibi elde edilebilir.

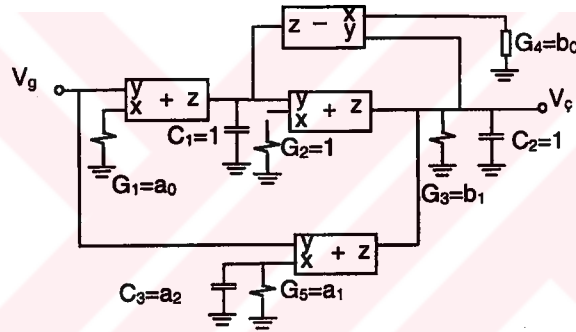
Şekil 3.13a'da, ikinci-dereceden keyfi katsayılı gerilim transfer fonksiyonunu gerçekleyen akım taşıyıcılı bir devre verilmiştir (Anday ve Güneş 1992). Bu devrenin gerçeklediği transfer fonksiyonu

$$\frac{V_c}{V_g} = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} \quad (3.34)$$

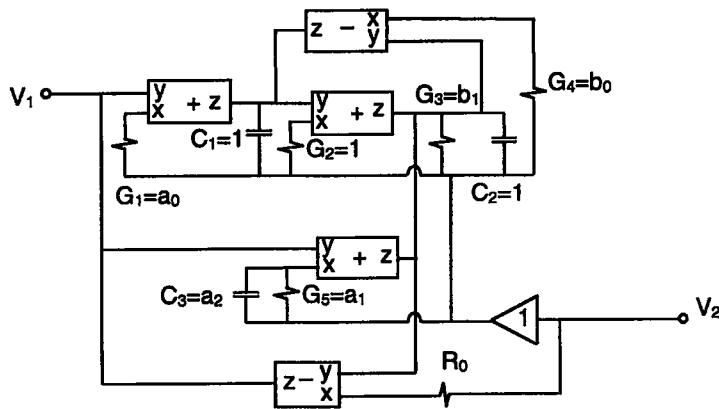
şeklinde verilmektedir. Bu yapı Şekil 3.12a'daki devrede kullanılırsa, elde edilen 1-kapılının giriş empedans fonksiyonu, (3.31) bağıntısı uyarınca

$$\frac{V_1}{I_1} = R_0 \frac{s^2 + b_1 s + b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3.35)$$

şeklinde olmaktadır. Bu 1-kapılı çizilirse, devrenin hem özellik 3.3, hem de özellik 3.4'de belirtilen yapıda olduğu görülebilir. Dolayısıyla, bu altbölümde önerilen



(a)



(b)

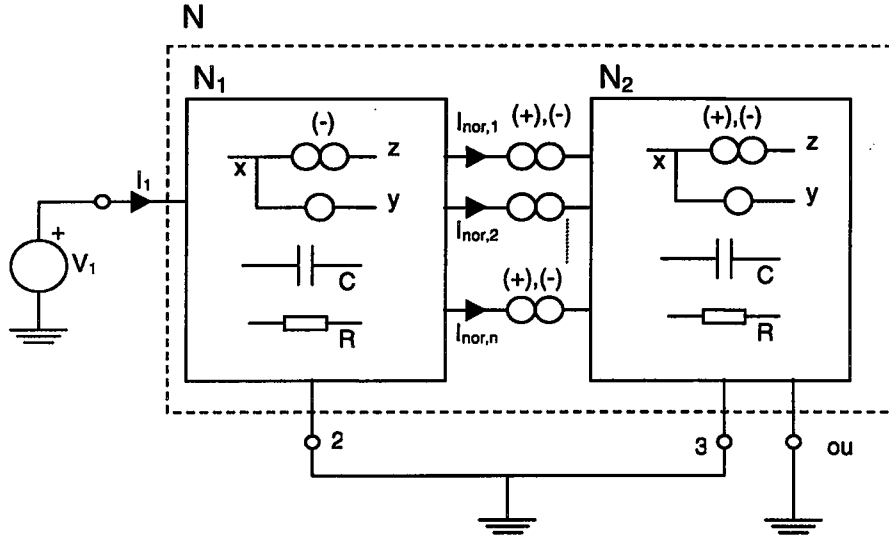
Şekil 3.13 a) İkinci-derece keyfi transfer fonksiyonunu gerçekleyen devre. b) İkinci-derece keyfi giriş fonksiyonunu gerçekleyen devre.

yöntem uyarınca, bu devreden (3.35) bağıntısında verilen iki-ucu serbest giriş fonksiyonunu gerçekleyen farklı devre yapıları elde edilebilir. Bunlardan sadece biri, Şekil 3.13b'de verilmiştir. Bu elde edilen devrede, topraklı giriş fonksiyonunu gerçekleyen devreye göre sadece fazladan bir birim gerilim kazancı sağlayan eleman kullanılmıştır. Ancak, önceden belirtildiği gibi, devredeki tüm pasif elemanların iki-ucu serbest halde olmaları tümleştirme açısından bir dezavantaj oluşturmaktadır.

Dikkat edilirse, yukarıda özetlenen yaklaşımla elde edilen 2-kapılılarda, başlangıçta ele alınan 1-kapılıların pasif eleman sayıları, parametre eşleme şartından bağımsız olmaları gibi çok önemli özellikleri korunmaktadır. Ayrıca elde edilen 2-kapılılardaki akım taşıyıcı sayıları, bunların ele alınan 1-kapılılardaki sayılarından en fazla bir tane daha fazla olabilir. Şu halde, önerilen yöntem uyarınca elde edilen 2-kapılı gerçeklemelerinin, 1-kapılılarınkine göre çok daha zor olmayacağı düşünülmektedir.

3.3 İki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen devrelerin topraklı pasif elemanlar ile gerçekleştirilmesi

İki-ucu serbest giriş fonksiyonlarını gerçekleyen devreleri elde etmek için literatürde tutulmuş olan bir yolun, bu devreleri aynı giriş fonksiyonunu topraklı halde gerçekleyen 1-kapılılardan uygun bir dönüşüm yöntemiyle elde etmek olduğu, üçüncü bölümde açıklanmıştı. Bölüm 3.2'de, bu yaklaşım akım taşıyıcılı devrelere uygulanmıştı. Ancak, hem bu yaklaşımı kullanan literatürdeki çalışmalarda önerilen, hem de Bölüm 3.2'de elde edilmiş olan devrelerin önemli bir sakıncası, içerdikleri pasif elemanların hiçbirinin topraklı olmamasıdır. Bu özelliğe sahip devrelerin tümdevre olarak gerçekleştirilmesinin zor olduğu bilinmektedir (Bhusman ve Newcomb 1967). Bu altbölümde, iki-ucu serbest giriş fonksiyonlarının, içerdikleri pasif elemanların bazılarının topraklı olduğu akım taşıyıcılı devrelerle gerçekleştirilebilmesi için yeni bir yöntem verilmiştir. Önceki altbölümde olduğu gibi, bu yöntemde de, giriş fonksiyonunu topraklı halde gerçekleyen bir 1-kapılıya dönüşüm uygulanmaktadır. Ancak akım taşıyıcılı devrelerin literatürde henüz verilmemiş olan bir özelliği uyarınca, bu yöntem uygulandığında elde edilen 2-kapılıların içerdikleri pasif elemanların bazıları topraklı olmaktadır. Ayrıca, bu yöntemin öncekilerden bir diğer farkı da elde edilen devrelerde kullanılan akım taşıyıcıların bazılarının çift-çıkışlı akım taşıyıcılar (Soliman 1997b) olmasıdır. Ancak, çift çıkışlı akım taşıyıcıların, klasik 4-uçlu akım taşıyıcılara benzer iç gerçeklemelere sahip olmaları nedeniyle, bu durum elde edilen devrelerin tümdevre olarak gerçeklemeleri açısından bir sorun oluşturmamaktadır.



Şekil 3.14 $I_1/V_1=Y_1$ giriş fonksiyonunu gerçekleyen 1-kapılı.

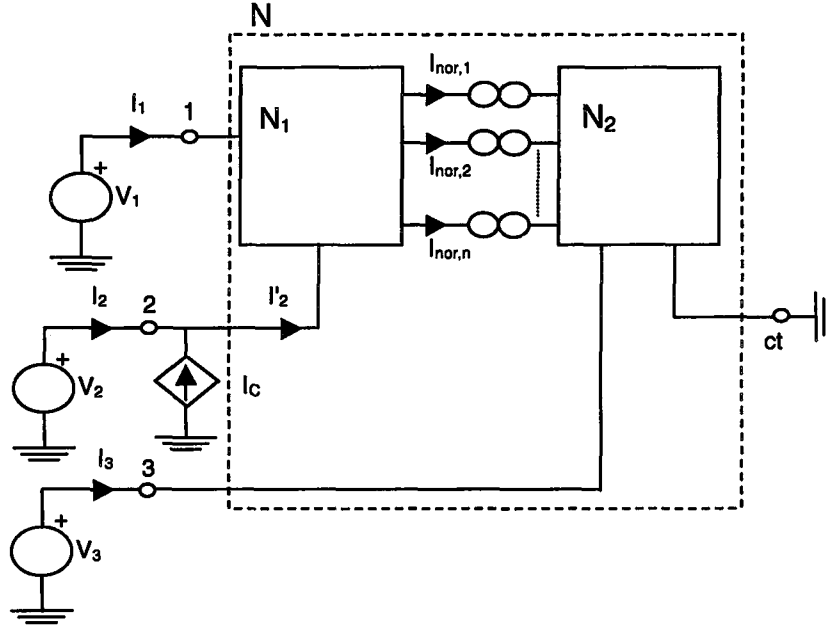
Keyfi bir giriş fonksiyonunu gerçekleyen ve akım taşıyıcı, direnç ve kapasite elemanları içeren bir N tek-kapılısını ele alalım. Bu tek-kapılı, Şekil 3.14'de verilen yapıda olsun ve $I_1/V_1=Y_1$ bağıntısını sağlasın. Şekil 3.14'deki devredeki akım taşıyıcılar, Bölüm 2'de gösterilen nülör eşdeğerleriyle gösterilmiştir.

N devresinin aşağıdaki özelliklerle belirlenen devre yapısında olduğunu varsayıyoruz:

- N devresi birbirlerine sadece noratorlarla bağlanmış olan N_1 ve N_2 altdevrelerine ayrıştırılabilmektedir.
- N devresinde kullanılan hiçbir 3-uçlu norator N_1 altdevresinin içinde bulunmamaktadır.

Şekil 3.14'de '2' ve '3' düğümleri ile gösterilen uçlar, sırasıyla N_1 ve N_2 altdevrelerindeki topraklı direnç, kapasite, nülör ve norator elemanlarının toprağa bağlı olan uçlarına karşı gelmektedir. Ayrıca, 'ou' ile gösterilen düğüm, N_2 altdevresindeki 3-uçlu noratorların ortak uçlarına karşı gelmektedir. Dikkat edilirse, N_1 devresinin ii) de belirtildiği gibi, hiçbir 3-uçlu norator elemanı içermemesi nedeniyle, bu altdevreden 'ou' düğümüne hiçbir uç çıkarılmamıştır. Bu şekilde, gösterimde basitlik sağlamak amacıyla, N_1 ve N_2 altdevrelerini birbirlerine bağlayan 3-uçlu noratorların ortak uçları çizilmemiştir.

Şekil 3.15'da, yukarıda sözü edilen N devresinden elde edilmiş olan bir 3-kapılı gösterilmiştir. Bu 3-kapılı, N devresinin '2' ve '3' uçlarını topraktan kaldırıp, bu uçlara sırasıyla V_2 ve V_3 ile gösterilen bağımsız gerilim kaynaklarını bağlayarak elde edilmiştir. Ayrıca bu şekilde, kullanıma amacı ileride açıklanacak olan bir bağımlı



Şekil 3.15 (3.36) bağıntısını sağlayan 3-kapılı.

akım kaynağı görülmektedir. Şekil 3.15'deki N 3-kapılısı aşağıdaki kısa-devre parametreleri ile tanımlanabilir:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I'_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Burada $y_{11}=Y_1$ olmaktadır. N devresi sadece akım taşıyıcı ve topraklı olmayan pasif elemanlardan oluştuğuna göre, Bölüm 3.2'de verilmiş olan Teorem 3.3'den, (3.36) bağıntısındaki admitans matrisinin SYB türden bir matris olduğunu biliyoruz.

Şimdi Şekil 3.15'de gösterilen N devresinin içerdiği N_1 (N_2) altdevresinin n_1 (n_2) düğümlü olduğunu ve m_1 (m_2) adet nulator elemanı içerdiğini varsayalım. Bu durumda aşağıdaki özellik gösterilebilir.

Özellik 3.5: Şekil 3.15'de verilmiş olan N devresinin Y düğüm admitans matrisi cinsinden tanım bağıntıları

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y} \mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_a & \mathbf{Y}_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_a \\ \mathbf{V}_b \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

şeklinde yazılabilir.

Burada $\mathbf{Y}$, $(n_1+n_2-m_1-m_2) \times (n_1-m_1)$ ve $(n_1+n_2-m_1-m_2) \times (n_2-m_2)$ boyutlu SYB türden $\mathbf{Y}_a$ ve $\mathbf{Y}_b$ altmatrislerine ayrıştırılabilir türden bir matris olmaktadır. Ayrıca Şekil 3.15'de '1' ve '2' ile gösterilen kapılara ait gerilimler, (3.37) bağıntısında $\mathbf{V}_a$, '3' ile gösterilen kapiya ait düğüm ise $\mathbf{V}_b$ vektörlerinin içinde görülecektir.

İspat: N devresinin düğüm admitans matrisi elde edilirken önce devredeki tüm nulator elemanları açık devre edilir ve devrenin düğüm admitans matrisi yazılır. Daha sonra herhangi bir i ve j düğümü arasında bir nulator elemanı varsa, bu matrisin j 'inci sütunu i 'inci sütuna eklenir ve j 'inci sütun matristen kaldırılır. Aynı şekilde, herhangi bir i ve j düğümü arasında bir norator elemanı varsa, bu matrisin j 'inci satırı norator 2-uçlu ise i 'inci satıra eklenir, 3-uçlu ise i 'inci satırdan çıkarılır ve j 'inci satır bu matristen kaldırılır.

Bu işlemler yapıldığı takdirde, Şekil 3.15'de verilmiş olan devrenin tanım bağıntıları (3.37) deki gibi elde edilebilir.

SYB türden iki-altmatrise ayrıştırılabilen matrislerin, indirgenmiş matrislerinin de ayrıştırılabilir olduğunu Özellik 3.1'den biliyoruz. Şekil 3.15'de verilmiş olan devrede, sadece '1', '2' ve '3' kapıları gerilim kaynakları ile sürülmüş olduğundan, bu devrenin (3.36)'da verilmiş olan admitans matrisi, yukarıdaki $\mathbf{Y}$ matrisinin indirgenmiş matrisidir. Şu halde, (3.36)'da verilmiş olan admitans matrisi de SYB iki alt matrise ayrıştırılabilir bir matristir.

Özellik 3.5'de '1' ve '2' ile gösterilen düğümlerin gerilimlerinin, (3.37) bağıntısında $\mathbf{Y}_a$ matrisine çarpan olarak gelen $\mathbf{V}_a$ vektörünün elemanları olduğu belirtilmişti. Bu gerilimler, SYB türden iki altmatrise ayrıştırılabilen (3.36)'daki indirgenmiş matriste de, aynı SYB altmatrise çarpan olarak gelirler. Bu ise, (3.36) bağıntısındaki matris elemanları arasında

$$y_{i1}+y_{i2}=0, \quad i=1,2,3 \quad (3.38)$$

şeklinde bir ilişki olduğunu göstermektedir.

Bu durumda, $V_3=0$ alınırsa, yani Şekil 3.15'deki devrede '3' ucu toprağa bağlanırsa, elde edilen 2-kapılının admitans matrisi SYB matristir ve bu 2-kapılının akım-gerilim ilişkisi aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I}'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 & -\mathbf{Y}_1 \\ \pm \mathbf{Y}_2 & \mp \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \end{bmatrix}. \quad (3.39)$$

Öte yandan, yukarıdaki N devresinin ii) özelliğinde belirtilen yapıda olması sonucunda, N_1 altdevresinin $(n+2)$ -uçlu bir devre olduğu anlaşılmaktadır. Bunun sonucunda, $I_{nor,j}$ Şekil 3.15'da N_1 ve N_2 altdevrelerini birbirlerine bağlayan j'inci norator elemanının akımı olmak üzere, I_c kontrollü akım kaynağının değeri

$$I_c = \sum_{i=1}^n I_{nor,i} \quad (3.40)$$

olarak seçilirse, I_2 akımı $-I_1$ değerine eşit olmaktadır. Bu durumda, N devresine değeri (3.40) bağıntısı ile tanımlanmış bir I_c kontrollü kaynağı bağlanarak ve bu devrede $V_3=0$ alınarak elde edilen 2-kapılı aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 & -Y_1 \\ -Y_1 & Y_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}. \quad (3.41)$$

Sonuç olarak, önerilen bu yöntem uyarınca, Şekil 3.14'de verilmiş olan ve bir $Y_1(s)$ giriş fonksiyonunu topraklı olarak gerçekleyen 1-kapılıdan, aynı giriş fonksiyonunu iki-ucu serbest halde gerçekleyen 2-kapılıya geçilebilmiştir.

Kısaca, önerilen yöntem aşağıdaki adımlardan oluşmaktadır:

1. İstenilen giriş fonksiyonunu topraklı olarak gerçekleyen ve devre yapısı yukarıda verilmiş olan iki özelliği sağlayan 1-kapılıyı, sadece N_1 altdevresi içindeki topraklı elemanları topraktan kaldırarak, SYB türden admitans matrisine sahip bir iki-kapılıya dönüştür.

2. Değeri (3.40) bağıntısında verilmiş olan akım kontrollü akım kaynağını, Şekil 3.15'de gösterildiği gibi 1.)'de elde edilmiş olan 2-kapılıya ekleyerek, istenilen iki-ucu serbest giriş fonksiyonunu gerçekleyen devreyi elde et.

İleride de görüleceği gibi, literatürde bilinen pek çok topraklı giriş fonksiyonu gerçekleyen akım taşıyıcılı devre, Şekil 3.14'deki devre yapısında olmaktadır. Dolayısıyla, bu önerilen yöntem tüm bu devre yapılarına uygulanabilir.

Bu noktada, I_c kontrollü akım kaynağının nasıl gerçekleştirileceğini açıklamamız gerekmektedir. (3.40) bağıntısından görüldüğü gibi, I_c akımı devrede N_1 ve N_2 altdevrelerini birbirlerine bağlayan norator akımlarının toplamına eşittir. Bu akımlar, gerçekte bu noratorlara karşı gelen akım taşıyıcıların z-akımlarına eşittir. Bunun sonucunda, I_c akımını gerçeklemenin bir yolu, bu noratorlara karşı gelen akım taşıyıcıları, çift çıkışlı akım taşıyıcılarla değiştirmektir. Bu türden akım taşıyıcılar, z

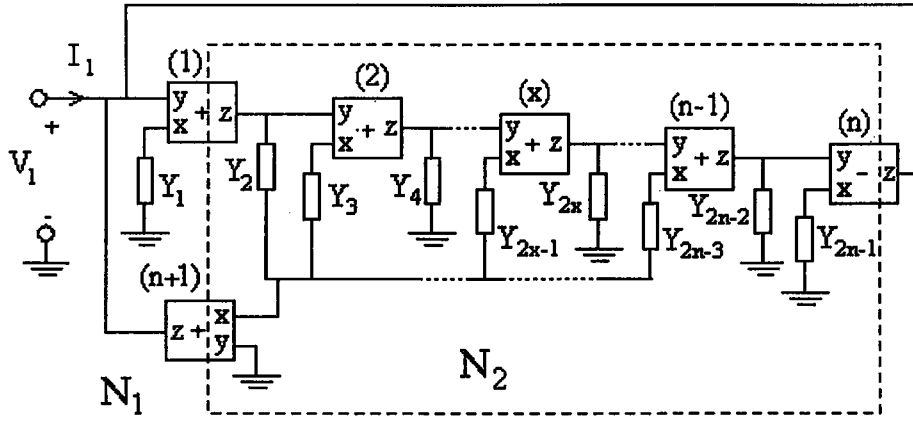
akımının bir kopyasını, akım taşıyıcının tipine göre aynı ya da zıt fazda sağlamaktadırlar (Soliman 1997b). Şu halde bu noratorlara karşı gelen akım taşıyıcılar yerine, çift çıkışlı akım taşıyıcılar kullanılarak elde edilen bu fazladan akım çıkışlarını birbirlerine bağlamak suretiyle toplayarak I_C akımı elde edilebilir. Bu çift çıkışlı akım taşıyıcıların çıkış akımlarının birbirleri ile hangi fazda olacakları Şekil 3.14'deki devre incelenerek bulunabilir. Bu devrede N_1 ve N_2 altdevrelerini birbirlerine bağlayan bir noratorun N_1 'e bağlı olan ucu, bu noratora karşı gelen akım taşıyıcının x-ucu ise ve bu akım taşıyıcı negatif tipten ise, bu akım taşıyıcı yerine akım çıkışları birbirleri ile aynı fazda olan bir çift çıkışlı akım taşıyıcı bağlanmalı, diğer durumlarda ise, bağlanacak olan çift çıkışlı akım taşıyıcının akım çıkışları birbirlerine zıt fazlı olmalıdır.

Dikkat edilirse, Şekil 3.14 verilen 1-kapılıdaki N_2 altdevresinin içindeki tüm topraklı pasif elemanlar, dönüşümden sonra gene topraklı halde kalmıştır. Bu durum, elde edilen iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçeklemelerinin tümleştirilmeye daha uygun olacağını göstermektedir. Ayrıca, ilk baştaki devrenin pasif ve aktif eleman sayısı, giriş fonksiyonunu parametre eşleme şartından bağımsız olarak gerçekleştirme gibi bazı önemli özellikleri, elde edilen 2-kapılılarda olduğu gibi korunmuştur. Bu yöntem uyarınca elde edilen devrelerde çift çıkışlı akım taşıyıcılar kullanılmasına rağmen, dönüşüm ile aktif eleman sayısının artmaması, önerilen yöntemin, literatürde bulunan ve benzer bir dönüşümden sonra aktif eleman sayısının iki katına kadar çıktığı bazı yöntemlere göre üstünlüğünü göstermektedir (Singh 1988b).

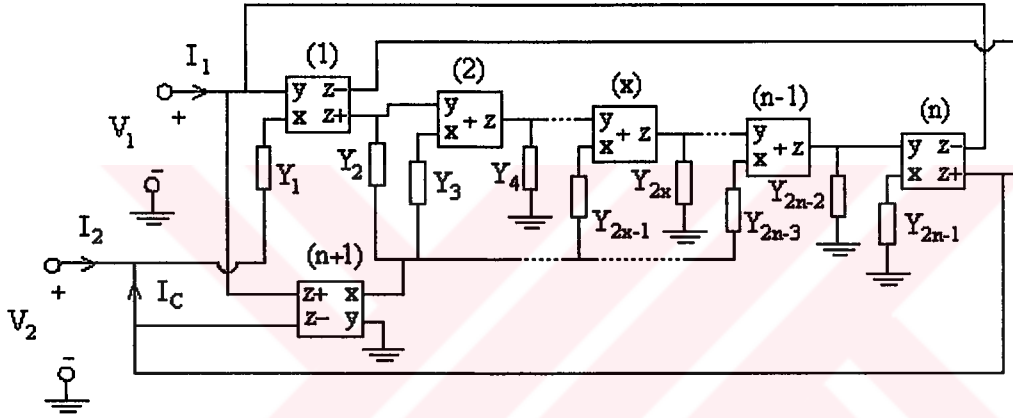
Aşağıda, önerilen yöntem bilinen giriş fonksiyonu gerçekleyen akım taşıyıcılı devrelere uygulanmış ve bazı yeni devreler elde edilmiştir. Bu devrelerin arasında içerdiği tüm kapasitelerin topraklı olduğu genel bir iki-ucu serbest giriş elemanına eşdeğer olan bir devre ile tümüyle tümleştirmeye uygun olan bir devre bulunmaktadır.

Şekil 3.16, 3.17 ve 3.18'de bazı topraklı giriş fonksiyonu gerçekleyen devreler ve bunlardan önerilen yöntem uyarınca elde edilen iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen devreler verilmiştir.

Şekil 3.16a, 3.17a ve 3.18a'da görülen kesikli çizgiler, bu yapılarda görülen N_1 , N_2 ve bu altdevreleri birbirlerine bağlayan norator elemanlarını göstermek için kullanılmışlardır. Daha açıkcası, bu devrelerde tüm akım taşıyıcılar nülör eşdeğerleriyle çizilir ve bu kesikli çizgilerin kestiği noratorlar bu devrelerden kaldırılırsa, herbir devre iki ayrı devreye ayrılır. Bunlardan, kesikli çizgilerin belirlediği kutucukların içinde kalanları N_2 , diğeri N_1 altdevresini oluşturmakta olup,



(a)



(b)

Şekil 3.16 a) (3.42) bağıntısında verilen giriş fonksiyonu gerçekleyen 1-kapılı. b) Önerilen yöntem uyarınca elde edilen iki-ucu serbest giriş fonksiyonunu gerçekleyen devre.

biraz önce devreden kaldırılan norator elemanları da, bu altdevreleri birbirlerine bağlayan norator elemanları olmaktadır.

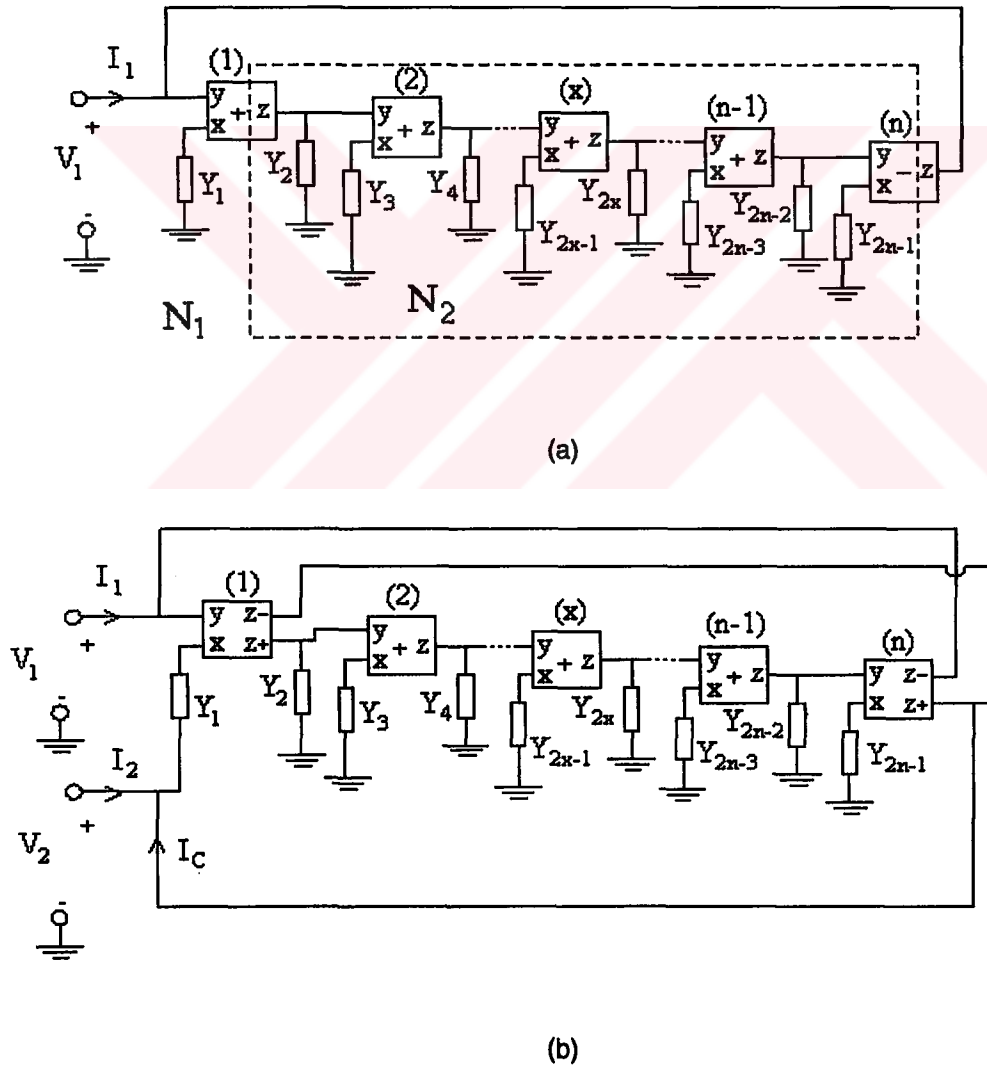
Şekil 3.16a'de verilmiş olan devrenin gerçeklediği topraklı giriş admitans fonksiyonu

$$Y_G = \frac{I_1}{V_1} = Y_1 + \frac{Y_1 Y_3}{Y_2} + \dots + \frac{Y_1 Y_3 \dots Y_{2n-3} Y_{2n-1}}{Y_2 Y_4 \dots Y_{2n-2}} \quad (3.42)$$

olarak elde edilebilir. Burada Y_i ($i = 1, \dots, 2n - 1$) terimleri devrede kullanılan pasif elemanların parametreleridir. Bu devre Ishida ve diğ. (1988) tarafından önerilmiş olan devrede ufak bir değişiklik yapılarak elde edilmiştir.

Bu devreye önerilen yöntem uygulanırsa, Şekil 3.16b'de verilen ve (3.42) bağıntısındaki giriş admitans fonksiyonunu iki-ucu serbest halde gerçekleyen devre elde edilebilir. Bu devreyi elde etmek için, N_1 altdevresinde bulunan tüm topraklı elemanlar, ki bu durumda sadece Y_1 iki-uçlusu, topraktan kaldırılarak SYB türden iki-kapılı elde edilmiştir. Daha sonra devreye, N_1 ve N_2 altdevrelerini birbirlerine bağlayan noratorlara karşı gelen akım taşıyıcılar yerine, çift çıkışlı akım taşıyıcılar bağlanmış ve bunların ikinci akım çıkışları I_c akımı gerçeklemek üzere ikinci kapıya bağlanmıştır. Dikkat edilirse, Şekil 3.16a'da Y_1 hariç tüm topraklı elemanlar, Şekil 3.16b'de de topraklı kalmıştır.

Bu devrede, örneğin, $Y_{2x-1} = G_{2x-1}$, $Y_{2x} = sC_{2x}$ ($x = 1, \dots, n-1$) ve $Y_{2n-1} = G_{2n-1}$ alınır, Şekil 3.16b'deki devre (3.43)'de verilmiş olan genel admitans fonksiyonunu gerçeklemektedir:



Şekil 3.17 a) Genel bir giriş elemanına eşdeğer devre. b) İki-ucu serbest genel bir giriş elemanını gerçekleyen devre.

$$Y_G = \frac{I_1}{V_1} = G_1 + \frac{G_1 G_3}{s C_2} + \dots + \frac{G_1 G_3 \dots G_{2n-3} G_{2n-1}}{s^{n-1} C_2 C_4 \dots C_{2n-2}}. \quad (3.43)$$

Dikkat edilirse, bu devrede $Y_2 = sC_2$ hariç tüm kapasiteler topraklı olmakta ve bu yüzden, bu devrenin önceki bölümde elde edilen veya literatürde bilinen diğer gerçeklemelere göre tümleştirilmeye daha uygun olduğu söylenebilir. Ayrıca, devrede minimum sayıda kapasite kullanılması ve aktif eleman sayısının aynı giriş fonksiyonunu topraklı halde gerçekleyen Şekil 3.16a'daki devreye eşit olması nedeniyle, devrenin eleman sayısı da düşük olmaktadır. Bunların sonucunda, devrenin tümdevre olarak gerçekleştirilmeye uygun olduğu söylenebilir.

Şekil 3.17a'da görülen devre, Ishida ve diğ. (1988) tarafından önerilmiş olan, $s=0$ 'da keyfi sayıda kutbu olan bir giriş elemanını gerçekleyen devredir. Önerilen yöntem uyarınca bu devrenin gerçeklediği aynı giriş fonksiyonunu iki-ucu serbest halde gerçeklemek amacıyla elde edilen devre Şekil 3.17b'de verilmiştir.

Bu devrede, pasif elemanlar $Y_{2x-1} = G_{2x-1}$, $Y_{2x} = sC_{2x}$ ($x = 1, \dots, n-1$) ve $Y_{2n-1} = G_{2n-1}$ alınırsa, Şekil 3.17'de görülen devrelerin gerçeklediği giriş admitans fonksiyonu

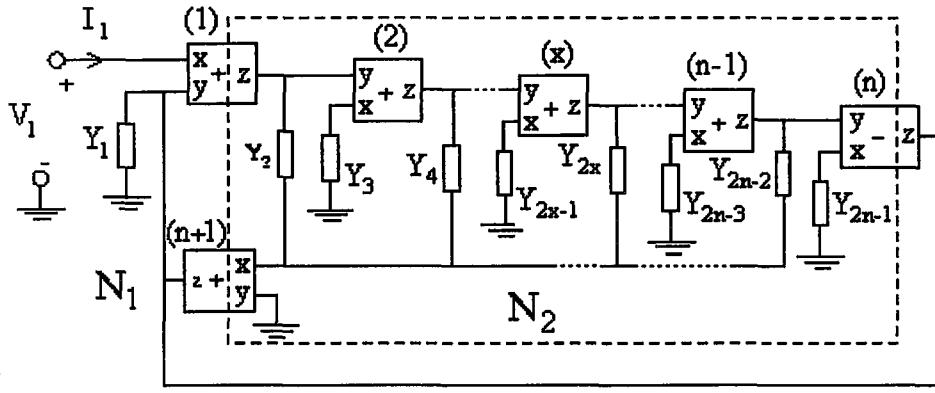
$$Y_G = \frac{I_1}{V_1} = \frac{G_1 G_3 \dots G_{2n-3} G_{2n-1}}{s^{n-1} C_2 C_4 \dots C_{2n-2}} \quad (3.44)$$

olarak yazılabilir. Bu durumda, Şekil 3.17b'de verilmiş olan iki-ucu serbest giriş elemanını gerçekleyen devredeki tüm kapasitelerin topraklı olduğuna dikkat etmekte fayda vardır. Ayrıca yapıda minimum sayıda pasif eleman kullanılması da önemli bir avantajdır. Bu devrede, $n=2$ alındığında, aktif devre sentezinde çok büyük yararları olan iki-ucu serbest bir endüktans gerçekleştirilmesi de elde edilmektedir.

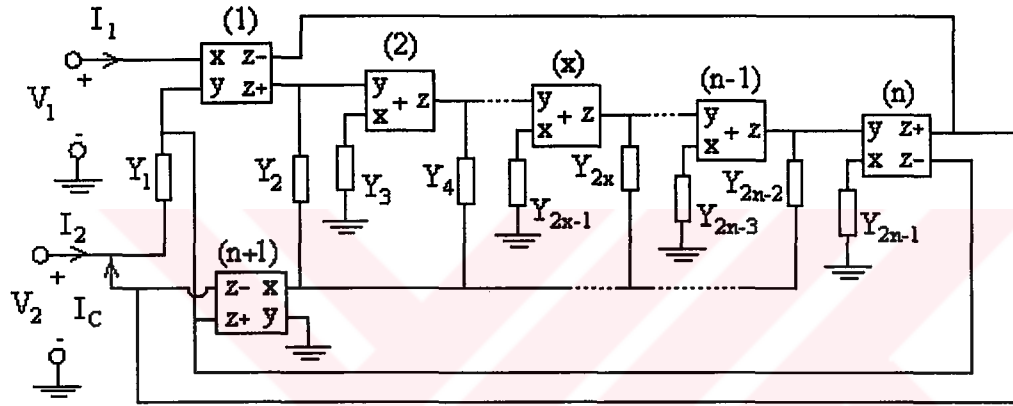
Şekil 3.16a'daki devrede, Y_1 iki-uçlusu devreden çıkarıldığında elde edilen iki-kapılı, genelleştirilmiş bir empedans çevirici olmaktadır. Y_1 iki-uçlusu bu iki-kapılının diğer kapısına bağlanır ve Y_{2x} ($x = 2, \dots, n-1$) ile gösterilen topraklı elemanlar yerine, Y_{2x-1} ile gösterilen elemanlar topraklanırsa, Şekil 3.18a'da gösterilmiş olan devre elde edilir. Bu topraklı devrenin gerçeklediği giriş empedans fonksiyonu

$$Z_G = \frac{V_1}{I_1} = \frac{1}{Y_1} + \frac{Y_3}{Y_1 Y_2} + \dots + \frac{Y_3 \dots Y_{2n-3} Y_{2n-1}}{Y_1 Y_2 Y_4 \dots Y_{2n-2}} \quad (3.45)$$

olarak verilebilir.



(a)



(b)

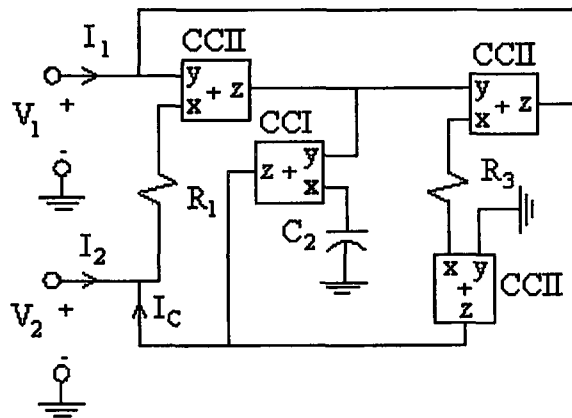
Şekil 3.18 a) (3.45) bağıntısında verilen giriş empedans fonksiyonunu gerçekleyen devre. b) Aynı bağıntıyı iki-ucu serbest olarak gerçekleyen 2-kapılı.

Önerilen yöntem uyarınca elde edilen iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen devre Şekil 3.18b'de verilmiştir. Burada, $Y_1 = sC_1$, $Y_2 = sC_{2x}$ and $Y_{2x+1} = G_{2x+1}$ ($x=1, \dots, n-1$) seçilirse, bu devre aşağıdaki giriş fonksiyonunu gerçeklemektedir:

$$Z_G = \frac{V_1}{I_1} = \frac{1}{sC_1} + \frac{G_3}{s^2 C_1 C_2} + \dots + \frac{G_3 \dots G_{2n-3} G_{2n-1}}{s^n C_1 C_2 C_4 \dots C_{2n-2}}. \quad (3.46)$$

Dikkat edilirse, bu durumda tüm dirençler topraklı olmaktadır ve bu dirençler yerine değeri elektronik olarak kontrol edilebilen topraklı eşdeğer direnç devreleri kullanılarak (Elwan ve Soliman 1996, Wilson ve Chan 1989), elektronik kontrollü empedans gerçekleyen devreler elde edilebilir.

Yukarıdaki iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçeklemelerinde, I_C bağımlı akım kaynağının gerçekleştirilmesi için, çift çıkışlı akım taşıyıcılar kullanılmıştır. Bu aktif eleman, tümdevre teknolojisinde kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir (Soliman 1997b). Çift çıkışlı akım taşıyıcıların gerçekleştirilmesinde, klasik akım taşıyıcıların çıkışlarındaki akım aynalarının paralel olarak fazladan yeni akım taşıyıcılar bağlanmaktadır. Ancak, fazladan bağlanan bu akım aynaları devrede yeni parazitik elemanların oluşmasına ve akım taşıyıcıların bandgenişliklerinin azalmasına neden olabilir. Bu durumu gözönüne alarak, I_C bağımlı akım kaynağını gerçekleştirmek için, ilk başta verilen topraklı giriş fonksiyonunu sağlayan devrenin yapısına bağlı olarak değişik yaklaşımlar geliştirilebileceğini bir örnek üzerinde göstermek istiyoruz. Bu örnekte, I_C bağımlı akım kaynağını sadece klasik dört uçlu akım taşıyıcılar kullanarak gerçeklemek mümkün olabilmektedir. Şekil 3.17a'da verilmiş olan ve $s=0$ 'da keyfi sayıda kutbu gerçekleyen giriş elemanına eşdeğer olan bir devreyi ele alalım. Burada, $n=2$, $Y_1=G_1$, $Y_3=G_3$ ve $Y_2=sC_2$ alınırsa, elde edilen devre eşdeğer bir topraklı endüktans devresi olmaktadır. Bu devrede, N_1 ve N_2 altdevrelerini birleştiren norator akımları, C_2 ve G_3 ile gösterilen pasif elemanların akımlarına eşit olmaktadır. Bu durumda, I_C kontrollü akım kaynağı Şekil 3.19'da gösterildiği gibi elde edilebilir. Burada, birinci kuşak akım taşıyıcı ve y-ucu toprağa bağlanmış ikinci kuşak akım taşıyıcı, sırasıyla C_2 ve G_3 elemanlarının akımlarını toplayarak, ikinci kapiya bağlayabilmek için kullanılmışlardır. Bu yeni elde edilen iki-ucu serbest endüktans eşdeğer devresinde kullanılan kapasite elemanı topraklıdır ve bu devre tümleştirmeye uygundur. Literatürde, aynı sayıda pasif ve aktif eleman içeren başka eşdeğer endüktans devreleri önerilmiş olmasına rağmen (Senani 1982), bu yaklaşım, hem sistematik olması, hem de Şekil 3.17a'daki genel devreye uygulanabilmesi açısından burada sözedilmeye değer bulunmuştur.



Şekil 3.19 I_C kontrollü akım kaynağının farklı bir şekilde gerçekleştirilmesi.

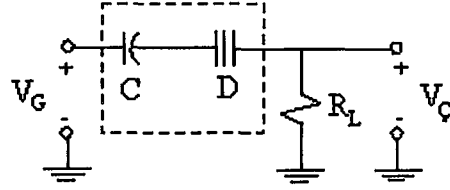
İki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen devrelerin içerdikleri direnç elemanları eğer topraklı iseler, bu dirençlerin yerine MOS transistorlarla gerçekleştirilmiş topraklı direnç eşdeğerleri kullanılabilir (Elwan ve Soliman 1996, Wilson ve Chan 1989) ve bu şekilde tümüyle tümleştirmeye uygun devreler elde edilebilmektedir. Ancak, iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen devrelerde kullanılan dirençlerin tümü topraklı ise, bunları daha önce önerilen bir MOSFET-C filtresinde kullanılan bir yöntem ile de (Mahmoud ve Soliman 1998) tümüyle tümleşik hale getirmek mümkün olmaktadır. Bu durum, aşağıda iki-ucu serbest bir seri FDNR-C eşdeğer devresinin kullanıldığı yüksek-geçiren süzgeç devresine uygulanarak açıklanmıştır.

Şekil 3.20a'daki bir kapasite, değeri D ile verilmiş bir FDNR ve bir direnç elemanı içeren ve aşağıdaki yüksek geçiren transfer fonksiyonunu gerçekleyen devreyi ele alalım:

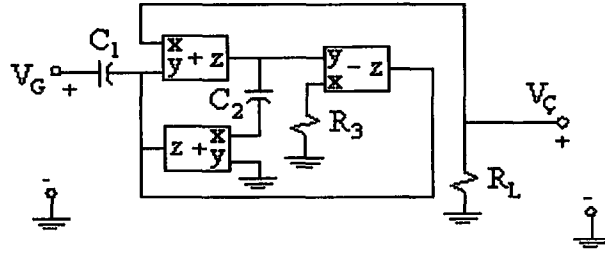
$$\frac{V_C}{V_G} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{s}{R_L C} + \frac{1}{R_L D}} \quad (3.47)$$

Bu devreye karşı gelen aktif-RC devresi, iki ucu serbest seri FDNR-C devresinin yerine aktif eşdeğerini koyarak elde edilebilir. Bu eşdeğer devre, Şekil 3.18b'de verilmiş olan devrede, $n=2$ ve Y_1 ile Y_2 'yi kapasite, Y_3 ise direnç elemanı olarak elde edilebilir. Dikkat edilirse, Şekil 3.20a'da verilmiş olan devrede, eşdeğer FDNR-C devresi bağımsız bir gerilim kaynağı tarafından sürülmektedir ve bu durumda bu kaynaktan çekilen akım, devrenin gerçeklediği gerilim transfer fonksiyonu açısından önemli olmamaktadır. Bunun sonucunda, bu seri FDNR-C devresinin yerine konulacak iki-kapılının admitans parametrelerinin (3.2) bağıntısında verildiği gibi olması, yani bu iki kapılının admitans matrisinin SYB türden olması yeterli olmaktadır. Bu altbölümde açıklanan yöntem gözden geçirilirse, buradan, I_C kontrollü akım kaynağını gerçeklemenin artık gerekli olmadığı sonucu çıkarılabilir. Bu şekilde elde edilen ve (3.47) bağıntısında verilen gerilim transfer fonksiyonunu gerçekleyen aktif-RC devresi Şekil 3.20b'de verilmiştir. Şimdi, içerdiği tüm direnç elemanlarının topraklı olduğu bu devrenin, direnç elemanlarının MOS transistorlarla gerçekleştirildiği, tümüyle tümleşik bir devreye nasıl dönüştürüleceğini göstereceğiz.

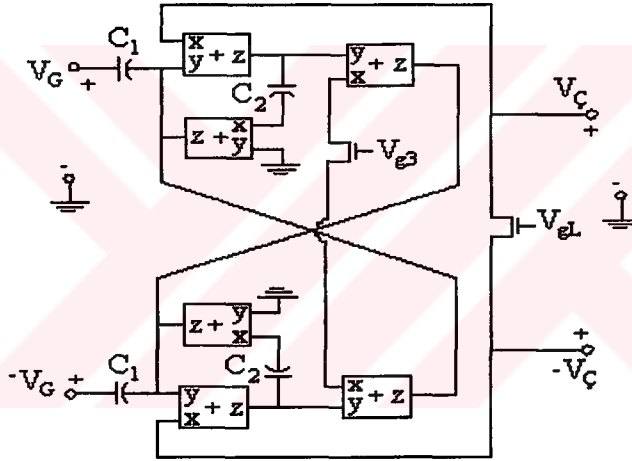
Şekil 3.20c'de gösterilmiş olan akım taşıyıcı MOSFET-C devresini ele alalım. Bu devre, Şekil 3.20b'de verilmiş olan devrenin dengeli moda dönüştürülmesi ve direnç elemanları yerine MOS transistorların bağlanmasıyla elde edilmiştir. Burada dengeli çalışma nedeniyle, triod bölgesinde çalışan MOS transistorların lineer olmayan



(a)



(b)



(c)

Şekil 3.20 a) İkinci derece yüksek geçiren süzgeç öndevresi. b) Bu devreye karşı gelen aktif-RC devresi. c) Tümüyle tümleştirilmeye uygun MOSFET-C süzgeç devresi.

terimleri yok olmakta ve nMOS transistörler kullanılması halinde, bu transistörler değeri

$$R_x = \frac{1}{2\mu\mu_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{Gx} - V_T)} \quad (3.48)$$

olarak ifade edilen eşdeğer bir direnç gerçeklemektedirler. Burada L ve W transistorların kanal boyunu ve genişliğini, μ hareket yeteneğini, C_{ox} alan başına düşen oksit kapasiteyi, V_T belli bir taban gerilimi için eşik gerilimini ve V_{Gx} de eşdeğer direnç değerini ayarlamak için kullanılan geçit gerilimini göstermektedir.

Şekil 3.20c'deki devrenin analizi yapılırsa, bu devrenin gerçeklediği gerilim transfer fonksiyonu

$$\frac{V_C}{V_G} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{s}{R_L C_1} + \frac{1}{R_3 C_1 R_L C_2}} \quad (3.49)$$

şeklinde elde edilebilir. Bu ifadede görülen direnç değerleri (3.48) bağıntısında tanımlandığı gibidir.

Bu örnekten de görüldüğü gibi, sadece topraklı direnç elemanların kullanıldığı akım taşıyıcılı iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçeklemeleri, yukarıda açıklanan yaklaşım uyarınca tümüyle tümleştirilmeye uygun bir hale dönüştürülebilir.

3.4 Deneysel sonuçlar ve tartışma

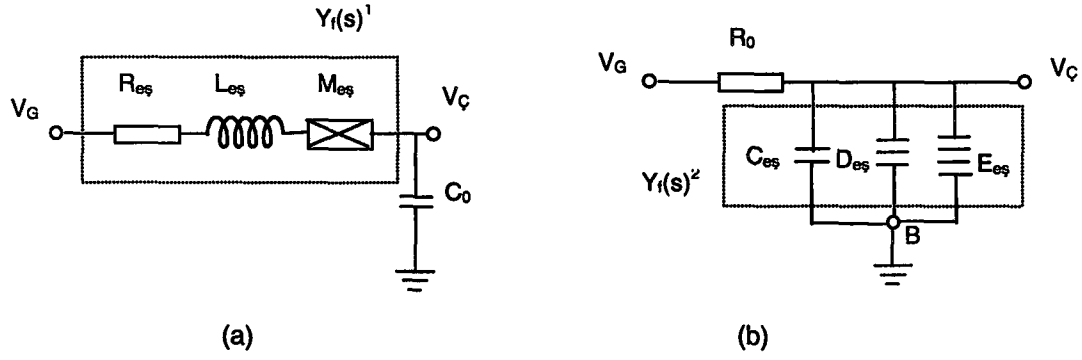
Önerilen yöntemler kullanılarak elde edilen devrelerin pratik olarak gerçekleştirilebildiğini göstermek amacıyla, birçok simülasyon ve deney sonuçları elde edilmiştir. Bu sonuçlardan bazıları bu altbölümde verilecektir.

Önce, Şekil 3.21a ve 3.21b'de gösterilmiş olan ve herbiri üçüncü derece alçak geçiren süzgeç fonksiyonlarını gerçekleyen iki temel devre akım taşıyıcılı aktif-RC devreleriyle gerçeklenmek istensin. Açık ki, bu devrelerde kesikli çizgilerle gösterilmiş olan 2-uçlular akım taşıyıcılı devrelerle gerçekleştirilebilirse, bu devrelerin gerçeklediği üçüncü derece alçak geçiren süzgeç fonksiyonlarını da akım taşıyıcılı devrelerle sentezlenebilecektir.

Şekil 3.21a'daki devrede, kesikli çizgilerle gösterilmiş olan 2-uçlu, iki ucu serbest seri direnç, endüktans, süper-endüktans ($Z(s)=s^2M$) (seri R-L-M) devresidir.

Bu devrenin analizi yapılırsa, giriş-çıkış bağıntısı aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\frac{V_C}{V_G} = \frac{1}{1 + R_{eş} C_0 s + L_{eş} C_0 s^2 + M_{eş} C_0 s^3} \quad (3.50)$$

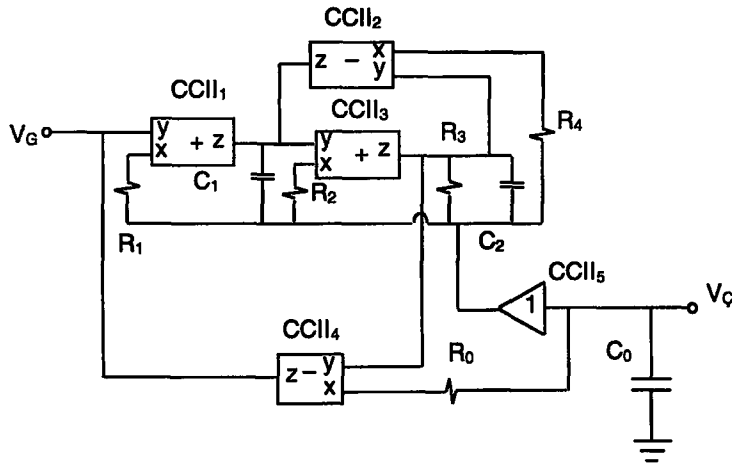


Şekil 3.21 a) Seri RLM ile üçüncü derece alçak geçiren süzgeç gerçekleştirilmesi
b) Paralel CDE ile üçüncü derece alçak geçiren süzgeç gerçekleştirilmesi

Şekil 3.21a'daki iki-ucu serbest seri R-L-M devresinin admitans fonksiyonu

$$Y_f(s)^1 = \frac{1}{R_{es} + L_{es}s + M_{es}s^2} \quad (3.51)$$

olarak verilebilir. Bu türden bir giriş fonksiyonunu, Şekil 3.13b'de verilmiş olan devreyle gerçeklemek mümkündür. Gerçekten de, (3.35) ve (3.51) bağıntıları karşılaştırıldığında görülmektedir ki, bu bağıntıyı gerçekleyen 2-kapılı, Şekil 3.13b'deki devrede $C_3=G_5=0$ ($a_1=a_2=0$) alınarak kolaylıkla elde edilebilir. Burada dikkat edilirse, C_3 ve G_5 değerlerini sıfır almak, aslında bu elemanları devreden çıkarmak demektir. Bu durumda, Şekil 3.13b'de bu elemanların x-ucuna bağlı olduğu akım taşıyıcı da devreden çıkarılabilir. Bu şekilde elde edilmiş olan devre Şekil 3.22'de verilmiştir. Buradan birim gerilim kazancı tampon devresinin de CCII₅ ile göstermiş bir akım taşıyıcı kullanılarak gerçekleştirildiği anlaşılmaktadır.



Şekil 3.22 Şekil 3.21a'daki devreyi gerçekleyen aktif-RC devresi.

Akım taşıyıcının Şekil 2.8'de verilmiş olan lineer kayıplı modelinde görülen bazı idealsizliklerinin devre frekans cevabı üzerindeki etkilerini azaltmak, yukarıda açıklandığı gibi elde edilen devrede kullanılan pasif elemanlara uygun değerler vererek mümkündür. Gerçekten de, Şekil 3.13b'den, her bir akım taşıyıcının x-ucuna seri olarak dışarıdan bir direnç elemanının bağlı olduğu görülmektedir. O halde, dışarıdan bağlanan bu pasif elemanların değerleri akım taşıyıcıların parazitik R_x dirençlerinden çok daha büyük seçilirse, bu parazitik dirençlerin devre üzerindeki etkileri azaltılabilir. Aynı şekilde, x-uçlarına dışarıdan seri olarak bağlanmış olan bu dirençlerin değerleri ideal değerleri yerine, bu değerlerin α_0 (ideal olmayan akım kazancı) faktörü ile çarpılmışlarına eşit alınırsa, bu akım taşıyıcıların akım hatalarının frekans cevabı üzerindeki etkilerinin de teorik olarak ortadan kaldırılabileceği gösterilebilir. Diğer idealsizliklerin etkilerini de, Svoboda (1991) tarafından da açıklandığı gibi, devrenin empedans normalizasyon katsayısını uygun seçerek iyileştirmek mümkündür. Devre için optimum normalizasyon katsayısı bilgisayar simülasyon programları yardımıyla bulunabilir.

Öte yandan, yukarıdaki şekilde gerçekleşmiş olan devrenin lineer olarak çalışabilmesi için, devrede kullanılan akım taşıyıcıların uç büyüklükleri Tablo 2.2'de verilmiş olan sınır şartların belirlediği lineer çalışma bölgesinde kalmalıdır. Bunun için Şekil 3.21a'daki devreye karşı gelen aktif-RC devresinin girişine uygulanan işaretin alabileceği maksimum değerler belirlenmeli ve devreye bu sınır değerinden daha büyük genlikli işaretler uygulanmamalıdır.

Bir süzgeç devresinin girişinde sinüzoidal bir işaretin bulunması varsayımı altında, bu devrenin lineer olarak çalışabilmesi için, devredeki tüm akım taşıyıcıların uç büyüklüklerinin

$$\|I_x\|_{\infty} \leq I_{x,\text{maks}}, \quad \|V_Y\|_{\infty} \leq V_{Y,\text{maks}}, \quad \|V_Z\|_{\infty} \leq V_{Z,\text{maks}} \quad (3.52)$$

şartlarını sağlaması gerekmektedir. Bu bağıntıda görülen $\|I_x\|_{\infty}$, $\|V_Y\|_{\infty}$, $\|V_Z\|_{\infty}$ büyüklükleri ilgili değişkenlerin fazörlerinin genliklerinin $[0, \infty)$ frekans aralığında aldıkları üst sınırları göstermektedir (Acar ve Kuntman 1996, 1999, Schaumann ve diğ. 1990). $I_{x,\text{maks}}$, $V_{Y,\text{maks}}$ ve $V_{Z,\text{maks}}$ değerleri ise Tablo 2.2'de verilmiştir. Bu devrede akım taşıyıcıların y- ve z-uçlarındaki gerilimlerin ve x-ucundan geçen akımların fazörler genliklerinin maksimum değerleri devrenin girişi ile bu büyüklükler arasındaki geçiş fonksiyonlarının hesaplanmasıyla kolaylıkla bulunabilir. Bu geçiş fonksiyonları T_{Yi} (i'inci akım taşıyıcının y-ucundaki gerilimin giriş gerilimine oranı), T_{Xi} (i'inci akım taşıyıcının x-ucundaki gerilimin giriş gerilimine oranı) ve Y_{Xi} (i'inci akım taşıyıcının x-ucundaki akımının giriş gerilimine oranı) olarak tanımlanırsa,

yukarıdaki açıklamaların ışığında, bu devrenin girişine uygulanabilecek işaretin maksimum değeri

$$|v_{G,maks}| = \min \left\{ \frac{V_{Y,maks}}{\|T_{Yi}\|_{\infty}}, \frac{V_{Z,maks}}{\|T_{Zi}\|_{\infty}}, \frac{I_{X,maks}}{\|Y_{Xi}\|_{\infty}} \right\}, \quad i = 1, \dots, n \quad (3.53)$$

olarak elde edilebilir (Acar ve Kuntman 1996, 1999).

Şekil 3.22'deki devre için bu geçiş fonksiyonları,

$$K = \frac{R_4}{R_1}, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{C_1 R_4 C_2 R_2}, \quad \frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{C_2 R_3}, \quad \tau_0 = R_0 C_0$$

kullanılarak s-kompleks değişkeni cinsinden tanımlanmış

$$A(s) = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}, \quad B(s) = \frac{\frac{R_2}{R_3} KQ\omega_0(s + \frac{\omega_0}{Q})}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

$$C(s) = \frac{K\omega_0^2/\tau_0}{s^3 + s^2\frac{\omega_0}{Q} + s\omega_0^2 + K\omega_0^2/\tau_0}$$

yardımcı rasyonel fonksiyonları cinsinden, aşağıdaki gibi ifade edilebilmektedir:

$$T_1 = T_{Y1} = T_{Z4} = 1, \quad T_2 = T_{Y2} = T_{Y4} = T_{Z3} = A(s) + (1 - A(s))C(s) \Big|_{s=j\omega}$$

$$T_3 = T_{Z1} = T_{Z2} = T_{Y3} = B(s) + (1 - B(s))C(s) \Big|_{s=j\omega}, \quad T_{Y5} = C(s) \Big|_{s=j\omega}$$

$$Y_{X1} = \frac{1 - C(s)}{R_1} \Big|_{s=j\omega}, \quad Y_{X2} = \frac{A(s)(1 - C(s))}{R_4} \Big|_{s=j\omega}, \quad Y_{X3} = \frac{B(s)(1 - C(s))}{R_2} \Big|_{s=j\omega}$$

$$Y_{X4} = \frac{A(s)(1 - C(s))}{R_0} \Big|_{s=j\omega}, \quad Y_{X5} = 2(Y_{X1} + Y_{X3}). \quad (3.54)$$

Yukarıdaki tanımlamalarda $C(s)$ ile gösterilen yardımcı polinom Şekil 3.22'deki devrenin transfer fonksiyonundan başka bir şey değildir. (3.50)'de de verilmiş olan bu fonksiyonun, birim kazançlı Butterworth türü karakteristiği sağlayacak şekilde

tasarlandığı düşünülürse, (3.54) ifadelerinde kullanılan K ve Q büyüklüklerinin değerleri sırasıyla 1 ve 0.707 olmaktadır. Ayrıca, B(s)'in ifadesinde görülen R_2/R_3 oranı da bir olacak şekilde R_2 ve R_3 dirençlerini değerlerinin seçildiği varsayılırsa, (3.54) bağıntılarında verilmiş olan geçiş fonksiyonlarının genliklerinin $[0, \infty)$ aralığındaki maksimum değerleri MATLAB programı yardımıyla

$$\|T_1\|_{\infty}=1, \|T_2\|_{\infty}=1.7, \|T_3\|_{\infty}=1.45, \|Y_{x1}\|_{\infty}=1.55/R_1$$

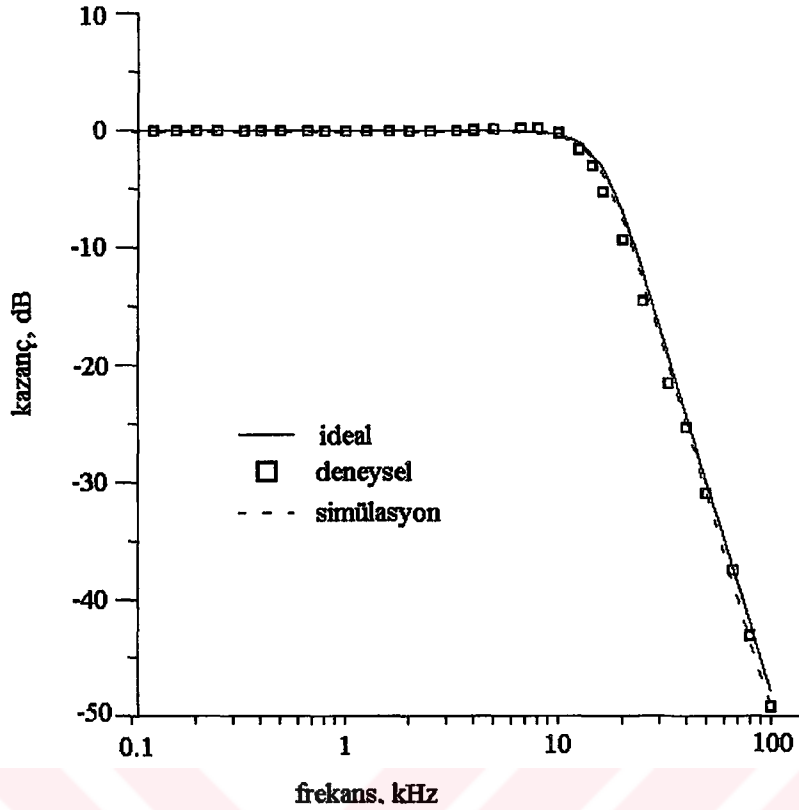
$$\|Y_{x2}\|_{\infty}=1.4/R_4, \|Y_{x3}\|_{\infty}=1.6/R_3, \|Y_{x4}\|_{\infty}=1.4/R_0, \|Y_{x5}\|_{\infty}=1.7/R_1 \quad (3.55)$$

olarak bulunur. Şekil 3.22'deki devrenin girişine uygulanabilecek işaretin maksimum genliği ise (3.53) ve (3.55) bağıntıları yardımıyla,

$$\left| v_{G, maks} \right| = \min \left\{ 2.3, 1.35, 1.58, 1.94 \times 10^{-3} R_1, 2.1 \times 10^{-3} R_4, 1.9 \times 10^{-3} R_3, 2.14 \times 10^{-3} R_0, 1.76 \times 10^{-3} R_1 \right\} \quad (3.56)$$

eşitliği yardımıyla bulunabilir. Bu ifade dikkatle incelendiğinde, devrede kullanılan dirençlerin en az $1k\Omega$ değerinde oldukları varsayılırsa, giriş işaretindeki sınırlamanın Şekil 3.22'de CCII₂ ve CCII₄ ile gösterilmiş akım taşıyıcıların y-ucundaki gerilim salınımlarından kaynaklandığı görülebilir. Bu durumda, devrenin girişindeki izin verilen maksimum işaret seviyenin değeri 1.35V olmaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken husus, şu ana kadar yapılan analizlerin en kötü hal analizi olduğu ve bu elde edilen değer, olabilecek en kötü duruma karşı geldiğidir. Bunun sonucunda, giriş işaretindeki maksimum salınımın bu değer biraz daha üzerinde olması beklenmektedir.

Şekil 3.22'de gösterilen devrenin pratik olarak gerçekleştirilebildiğini gösterebilmek amacıyla, bu devre ayırık elemanlar ve AD844 tümdevresi (Analog Devices 1990) kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Devre önce kesim frekansı 15.9kHz olan Butterworth tipten frekans karakteristiğine sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Bu amaçla, bu şekilde görülen devredeki pasif eleman değerleri $R_0=R_2=R_4=2k\Omega$, $R_1=R_3=1k\Omega$, $C_0=C_1=C_2=5nF$ olarak seçilmiştir. Burada parazitik R_z ve R_y dirençlerinin devrenin frekans cevabı üzerindeki etkilerini azaltmak için, devre de kullanılan direnç elemanların değerlerinin özellikle küçük seçilmiştir. Bu şekilde elde edilen devrenin, akım taşıyıcılar yerine AD844 elemanının bir makromodeli kullanılarak SPICE simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Son olarak da devre AD844 tümdevresi kullanılarak kurulmuştur. Devrede kullanılan pozitif tipten akım taşıyıcılar tek bir AD844 ile, negatif akım taşıyıcılar ise iki AD844 ile gerçekleştirilmiştir (Güneş 1998).



Şekil 3.23 Şekil 3.22'de verilen devrenin teorik, simülasyon ve deneysel sonuçları.

Simülasyon ve ölçü sonuçlarında elde edilen frekans karakteristikleri Şekil 3.23'de verilmiştir. Bu şekilden de açıkça görüldüğü gibi, teorik öngörülerle, simülasyon ve ölçü sonuçları birbirleri ile uyum halindedir.

Şekil 3.21b'de gösterilen devrede, kesikli çizgilerle gösterilmiş ve topraklı paralel kapasite, FDNR, süper kapasite ($Y(s)=s^3E$) (paralel C-D-E) elemanına eşdeğer olan bir 2-uçlu kullanılmaktadır.

Bu devrenin gerçekleştirdiği transfer fonksiyonu

$$\frac{V_C}{V_G} = \frac{1}{1 + C_{eq}R_0s + D_{eq}R_0s^2 + E_{eq}R_0s^3} \quad (3.57)$$

olarak elde edilebilir. Bu devrede kesikli çizgilerle gösterilmiş olan topraklı paralel CDE devresinin giriş admitans fonksiyonu

$$Y_f(s)^2 = C_{eq}s + D_{eq}s^2 + E_{eq}s^3 \quad (3.58)$$

olmaktadır.

Teorik olarak, bu 2-uçluyu gerçeklemek için Şekil 3.13b'de verilen devre kullanılabilir. (3.58) ve (3.35) bağıntıları bu amaçla karşılaştırılırsa, (3.35) bağıntısındaki pay polinomunun s^2 'li ve s 'li terimlerdeki katsayıların sıfır olması ve R_0 direncinin yerine de bir kapasite elemanının bağlanması gerektiği görülebilir. Ancak deneysel olarak da doğrulanmıştır ki, bu değişiklikler yapılırsa, Şekil 3.13b'deki devre kararsız olmaktadır. Bu durum, bu şekilde elde edilen devrenin geribesleme çevrimlerinde türev alıcı katların bulunmasından kaynaklanmaktadır.

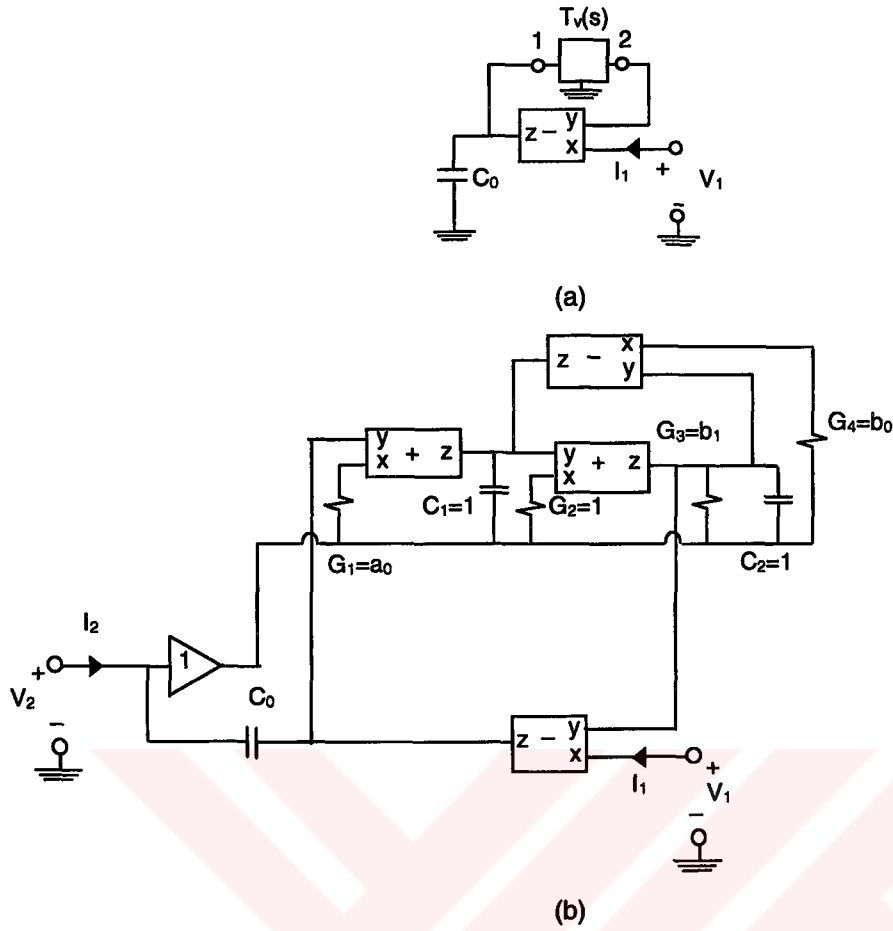
(3.58) bağıntısıyla tanımlanan 2-uçluyu gerçeklemek amacıyla Şekil 3.24a'da gösterilmiş olan devreyi ele alalım. Bu devrede, tanım bağıntısı (3.30)'da verildiği gibi olan bir 2-kapılı kullanılmakta olup, bu devrenin gerçeklediği giriş empedans fonksiyonu

$$\frac{V_1}{I_1} = Z_g(s) = \frac{T_v(s)}{sC_0} \quad (3.59)$$

olmaktadır. Şimdi burada, $T_v(s)$ ile gösterilen blok yerine, Şekil 3.13a'da verilmiş olan altdevreyi kullanalım. Elde edilen devre Şekil 3.24b'de gösterilmiştir. Bu devrenin gerçeklediği giriş empedans fonksiyonu

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{a_2s^2 + a_1s + a_0}{s^2 + b_1s + b_0} \frac{1}{sC_0} \quad (3.60)$$

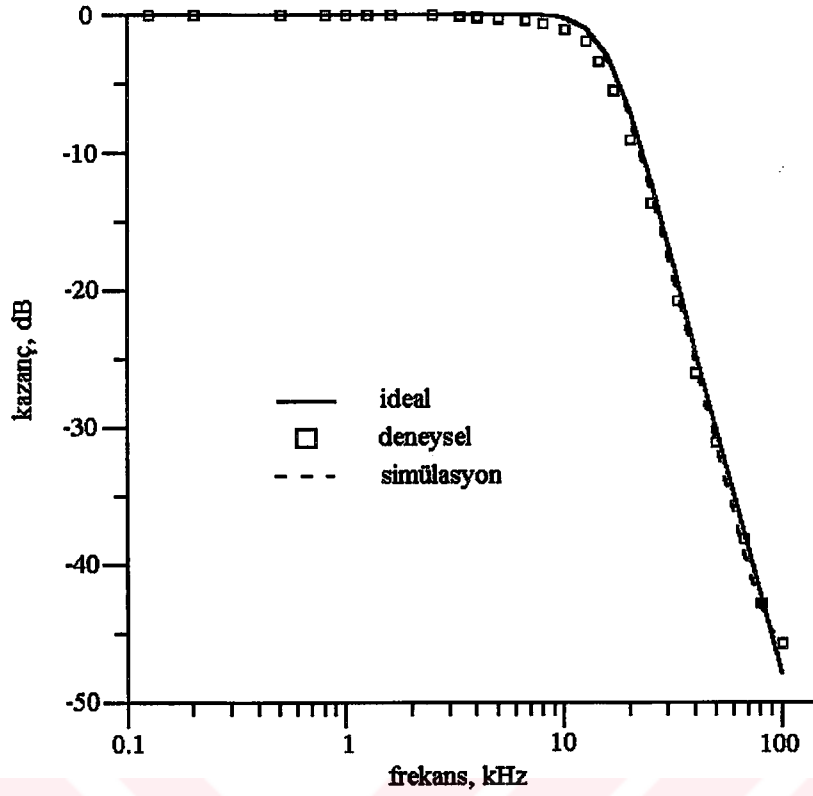
olmaktadır. Bu bağıntıdan, bu devre ile (3.58)'de tanımlanmış 2-uçluyu gerçeklemek için, $a_1=a_2=0$ almanın yeterli olduğu görülebilir. Öte yandan, dikkat edilirse, Şekil 3.21b'deki seri C-D-E 2-uçlusunun bir ucu topraklı iken, Şekil 3.24b'de biraz önce elde edilen devrenin gerçeklediği eşdeğer 2-uçlunun iki ucu serbesttir. Ancak açıktır ki, bu son devre kolaylıkla topraklı 2-uçluların gerçekleştirilmesi için kullanılabilir. Nitekim, Şekil 3.21b'deki seri C-D-E devresi, bu devrenin ikinci kapısının topraklanmasıyla elde edilmiştir. Bu şekilde elde edilmiş olan devrenin lineer bölgede kalması için maksimum giriş işaret seviyesi daha önceden açıklanan yöntemle araştırılmış ve üçüncü dereceden Butterworth türünden devre fonksiyonunun gerçekleştirildiği ve devrede $1k\Omega$ 'dan büyük dirençlerin kullanıldığı varsayımı altında, 2.2V olarak belirlenmiştir. Bu değer, Tablo 2.2'de görülen akım taşıyıcının y-ucundaki 2.3 voltluk sınır değere çok yakın olması devrenin dinamik davranışının iyi olduğunun bir göstergesidir. Elde edilen bu devre, pasif eleman değerlerini $R_0=R_2=R_4=10k\Omega$, $R_1=R_3=5k\Omega$, $C_0=C_1=C_2=1nF$ alarak, kesim frekansı 15.9kHz olan üçüncü derece alçak geçiren Butterworth türden süzgeç fonksiyonu sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. Devrede kullanılan akım taşıyıcılar AD844



Şekil 3.24 a) Giriş fonksiyonu gerçeklemek için kullanılabilen 1-kapılı. b) Şekil 3.21b'deki paralel CDE 2-uçlusunu gerçeklemek için kullanılacak devre.

elemanı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Devrenin SPICE simülasyonları yapılmış, deneysel sonuçları elde edilmiştir ve bu sonuçlar Şekil 3.25'te verilmiştir. Bu şekilden, simülasyon ve deneysel sonuçların teorik öngörülerle uyum içinde olduğu açıkça görülmektedir.

Şimdi de, Şekil 3.26a'da verilmiş olan iki ucu dirençle sonlandırılmış basamaklı tipten pasif LC devresi akım taşıyıcılı aktif bir devreyle simüle edilmek istensin. Bu devreye eşdeğer bir aktif-RC devresi bulabilmek için tutulabilen bir yol, seri koldaki endüktans elemanı yerine, bu elemanın aktif eşdeğerini kullanmaktır. Bu aktif eşdeğer devre, Şekil 3.17b'deki devrede, $n=2$ alıp, Y_1 , Y_2 ve Y_3 iki uçlularını uygun türden pasif elemanlar seçerek elde edilebilir. Bu şekilde elde edilen eşdeğer devre pasif LC devresinde kullanılırsa, Şekil 3.26b'de verilmiş olan devre elde edilebilir. Bu devrede A ve B uçları arasına bağlanmış olan iki-ucu serbest altdevrenin devresinin gerçeklediği eşdeğer endüktansın değeri $L=C_L.R_{L1}.R_{L2}$ olmaktadır.

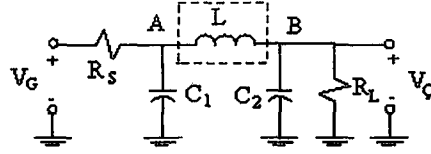


Şekil 3.25 Şekil 3.21b'de verilen devrenin teorik, simülasyon ve deneysel sonuçları.

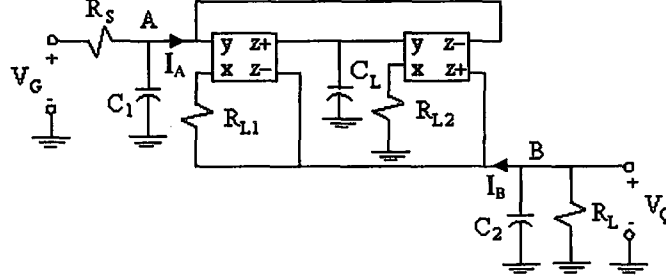
Çift çıkışlı akım taşıyıcıların iç yapıları alışlageldik akım taşıyıcılarınkilerle çok benzerdir. Bu durumda, bunların idealsizliklerinin Şekil 2.8'de verildiği gibi olduğu düşünülebilir. Şekil 3.26b'deki akım taşıyıcıların bu idealsizliklerinin devre frekans cevabı üzerindeki etkileri aşağıdaki gibi olacaktır:

i) Akım taşıyıcıların x-uçlarına dışarıdan seri olarak R_{L1} ve R_{L2} dirençleri bağlanmıştır. O halde, bu dirençler, akım taşıyıcıların x-uçlarındaki parazitik R_x dirençlerinden çok daha büyük seçilirlerse, R_x 'in devre performansı üzerindeki etkileri azaltılabilir. Öte yandan, R_{L1} ve R_{L2} dirençlerinin nominal değerleri $R_{L1,nom}$ ve $R_{L2,nom}$ iseler, bunların değerlerini sırasıyla $(R_{L1,nom}-R_x)$ ve $(R_{L2,nom}-R_x)$ olarak alınmak suretiyle R_x dirençlerinin frekans cevabı üzerindeki etkilerini ortadan kaldırılmak mümkündür. Ancak, bu yaklaşım açıktır ki, R_x direncinin değerinin önceden belli bir yaklaşıklıkla bilinmesini gerektirmektedir.

ii) Bu devrede kullanılan iki-ucu serbest endüktans eşdeğerinin analizi akım taşıyıcıların ideal olmayan birim akım ve gerilim kazançları α_0 ve β_0 dikkate alarak yeniden yapılırsa, bu iki-uçlunun kısa-devre parametreleri aşağıdaki gibi bulunabilir:



(a)



(b)

Şekil 3.26 a) Basamaklı tipten pasif devre. b) Bu devreyi simüle eden aktif-RC devresi.

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{sL_{kyp}} & -\frac{1}{sL_{kyp}} \\ -\frac{1}{sL_{kyp}} & \frac{1}{sL_{kyp}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{\epsilon_i}{R_{L1}} & \frac{\epsilon_i}{R_{L1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{\epsilon_v}{sL_{kyp}} & 0 \\ \frac{\epsilon_v}{sL_{kyp}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

Burada, L bu iki-uçlunun ideal durumda gerçeklediği endüktansın değeri olmak üzere, $L_{kyp} = L / \alpha_0^2 \beta_0^2$ olmakta, ayrıca ϵ_i ve ϵ_v akım taşıyıcının sırasıyla akım ve gerilim takip hatalarını göstermektedir. (3.61) eşitliğinde sağ taraftaki ilk terim bu devre ile gerçekleştirilen eşdeğer endüktansın değerinin L yerine L_{kyp} olduğunu göstermektedir. Açıkta ki, devredeki kapasite ve dirençlerin değerlerinde küçük ayarlamalar yapmak suretiyle, bu hata ortadan kaldırılabilir. İkinci terim ise, akım taşıyıcının akım takip hatasından kaynaklanmakta ve bu terimden kaynaklanan hata R_{L1} direncinin değerini büyük seçerek azaltılabilmektedir. Son terim ise, akım taşıyıcının gerilim takip hatasından kaynaklanmaktadır. Ancak, Şekil 2.6'daki akım taşıyıcı iç yapısı için bu gerilim takip hatasının değeri, Tablo 2.1'den de görülebileceği gibi çok küçük ($< \% 0.15$) olmaktadır. Bu durumda bu son terimin etkisi de ihmal edilebilir. Sonuç olarak, devredeki akım taşıyıcıların gerilim ve akım kazançlarındaki hatalar nedeniyle, devrenin çalışmasında idalden büyük bir sapma olacağı düşünülmemektedir.

(3.56) bağıntısıyla ilgili dikkat edilmesi gereken önemli bir husus, sağ taraftaki ikinci ve üçüncü idealsizlik terimlerinin sözkonusu olan bu eşdeğer iki-uçlu endüktansın iki-uçlu olma özelliğini bozduğuudur. Gerçekten de (3.61) bağıntısındaki ikinci ve

üçüncü terimler iki-ucu serbest bir iki uçluya ait olamazlar. Şimdi bu istenilmeyen durumun nasıl basit bir yöntemle ortadan kaldırılabileceğini göstereceğiz. Şekil 3.26b'deki devrede A-B uçları arasında görülen akım taşıyıcılı eşdeğer endüktans devresine paralel olarak aynı eşdeğer devreyi ancak bu sefer uçlarını yer değiştirerek bağlayalım. Bu durumda bu iki eşdeğer devreyi paralel bağlayarak elde edilen yeni eşdeğer devrenin kısa-devre parametreleri

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{sL_{kyp}} & -\frac{2}{sL_{kyp}} \\ -\frac{2}{sL_{kyp}} & \frac{2}{sL_{kyp}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\epsilon_i}{R_{L1}} & -\frac{\epsilon_i}{R_{L1}} \\ -\frac{\epsilon_i}{R_{L1}} & \frac{\epsilon_i}{R_{L1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{\epsilon_v}{sL_{kyp}} & \frac{\epsilon_v}{sL_{kyp}} \\ \frac{\epsilon_v}{sL_{kyp}} & -\frac{\epsilon_v}{sL_{kyp}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

olarak elde edilebilir. Buradan da görüldüğü gibi, bu yeni eşdeğer devre gerçek bir iki-uçludur ve gerçeklediği eşdeğer empedans, $Z_{eş}$

$$Z_{eş} = \frac{\frac{sL_{kyp}}{2(1 - \epsilon_v/2)}}{1 + \frac{sL_{kyp}}{2(1 - \epsilon_v/2)} \frac{\epsilon_i}{R_{L1}}} \quad (3.63)$$

olarak verilebilir. Buradan da görüldüğü gibi, L_{kyp} değerini ayarlayarak akım taşıyıcıların gerilim takip hatalarının etkilerini teorik olarak ortadan kaldırmak mümkündür. Ayrıca, (3.63) bağıntısından yaklaşık olarak

$$f_{3dB} \approx \frac{2R_{L1}}{L_{kyp}\epsilon_i} \approx \frac{2}{C_L R_{L2}\epsilon_i} \quad (3.64)$$

frekansına kadar, bu yeni devrenin bir endüktans elemanı gibi davrandığı görülebilir. Şu halde, C_L ve R_{L2} elemanlarının oluşturduğu zaman sabitinin değerini küçük seçmek suretiyle, akım taşıyıcıların akım takip hatalarından oluşan bu idealsizliğin etkisi azaltılabilir.

Son olarak, bu son yaklaşım ile, eşdeğer devrede kullanılan pasif ve aktif eleman sayısının Şekil 3.26b'de görüleninkinin iki katı olduğunu belirtmekte fayda vardır. Bu sakınca nedeniyle, bu yaklaşımın pratik yararı bu eşdeğer devre için tartışmalıdır. Nitekim, bu altbölümde verilen deneysel sonuçlarda da bu yaklaşım kullanılmamıştır.

iii) Son olarak Şekil 3.26b'de verilmiş olan devrede kullanılan akım taşıyıcıların parazitik R_Y ve R_Z dirençlerinin etkileri araştırılacaktır. Bu devredeki eşdeğer aktif

endüktansın analizi bu parazitik dirençler dikkate alınarak yeniden yapılırsa, sözkonusu R_Y ve R_Z dirençleri nedeniyle Şekil 3.26b'de A ve B düğümleri ile toprak arasına değerleri sırasıyla

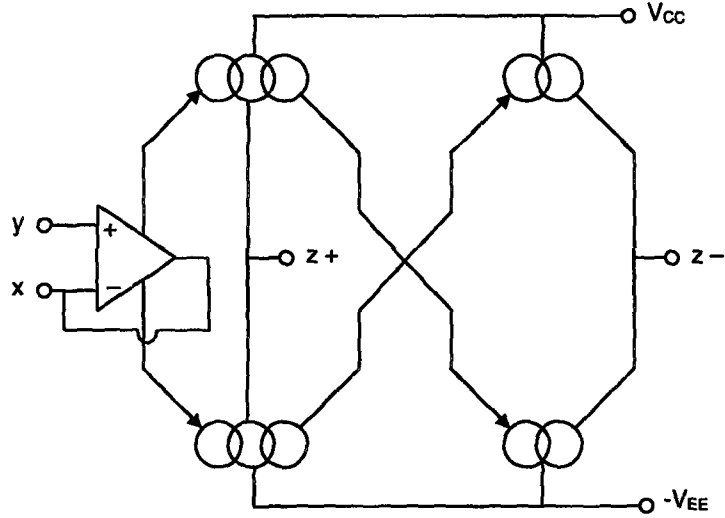
$$G_{A,kyp} = \frac{1}{R_Y} + \frac{1}{R_Z}, \quad G_{B,kyp} = \frac{1}{R_Z} \quad (3.65)$$

olarak verilen eşdeğer kayıp dirençleri geldiği görülebilir. Gene aynı parazitik dirençler nedeniyle bu iki-uçlunun gerçeklediği endüktans elemanına seri olarak değeri

$$R_{seri,kyp} = R_{L1} R_{L2} \left(\frac{1}{R_Y} + \frac{1}{R_Z} \right) \quad (3.66)$$

bir kayıp $R_{seri,kyp}$ direnci gelmektedir. Şekil 3.26b'deki devre dikkatle incelenirse, (3.65) ve (3.66) bağıntılarında verilmiş olan kayıp dirençlerin devrede kullanılan kapasitelere paralel ve endüktanslara seri gelerek bu kayıpsız elemanların ideal durumda sonsuz olması gereken değer katsayılarını düşürdüğü görülebilir. Basamaklı türden LC devrelerinin gerçekleştirilmesi sırasında, sonlu ve pozitif değer katsayılı kapasite ve endüktans elemanlarının kullanılmasının bu devrelerin frekans cevaplarını ne şekilde etkilediği bilinmektedir (Schaumann ve diğ. 1990). Bu çalışmalara göre, özellikle yüksek değer katsayılı devre gerçeklemelerinde bu türden idealsizlikler devrenin değer katsayısının düşürmektedir. Sonuç olarak, Şekil 3.26b'deki devre için, özellikle yüksek değer katsayılı ve yüksek seçili devre tasarımlarında, R_Y ve R_Z parazitik dirençlerinin büyük olduğu akım taşıyıcı iç yapılarının seçilmesi kullanılması gerektiği sonucu çıkarılabilir. Yine de, (3.66) bağıntılarından da görüldüğü gibi, eşdeğer endüktans elemanının seri kayıp direnci R_{L1} ve R_{L2} elemanlarının değerlerini düşürerek küçültülebilir.

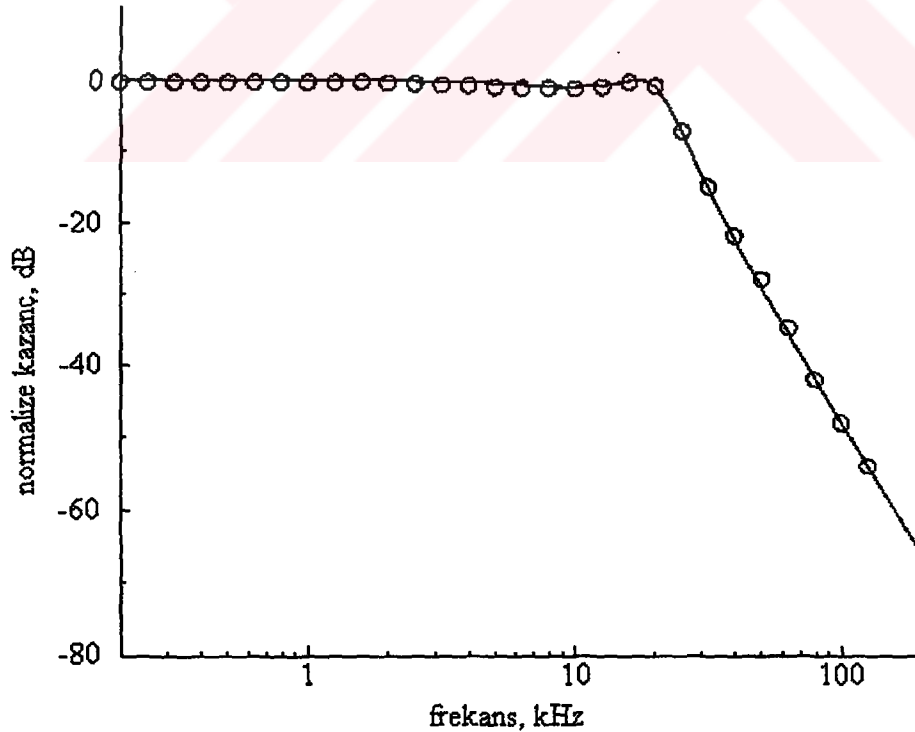
Şekil 3.26b'deki devre ile, pasif eleman değerlerini $R_S=R_{L1}=R_L=10k\Omega$, $R_{L2}=4.912k\Omega$, $C_1=C_2=C_L=1.61nF$ seçerek, üçüncü dereceden 20kHz kesim frekanslı ve geçirme bandındaki maksimum dalgalılığı 1dB olan Chebyshev tipi alçak geçiren süzgeç tasarlanmıştır. Devrede kullanılan çift çıkışlı akım taşıyıcılar, Şekil 3.27'da gösterilmiş olan ve Wilson (1984) tarafından önerilen akım taşıyıcı iç gerçeklemede ufak bir değişiklik yaparak elde edilmiş olan yapı ile gerçekleştirilmiştir. Bu iç yapıda, BC557B ve BC550B bipolar transistörleri ile gerçekleştirilmiş olan kaskod akım aynaları kullanılmıştır. Yapıda kullanılan işlemsel kuvvetlendirici LF441 tipi JFET girişli bir işlemsel kuvvetlendiricidir. Devrenin



Şekil 3.27 Çift çıkışlı akım taşıyıcıları gerçekleştirmek için kullanılan iç yapı.

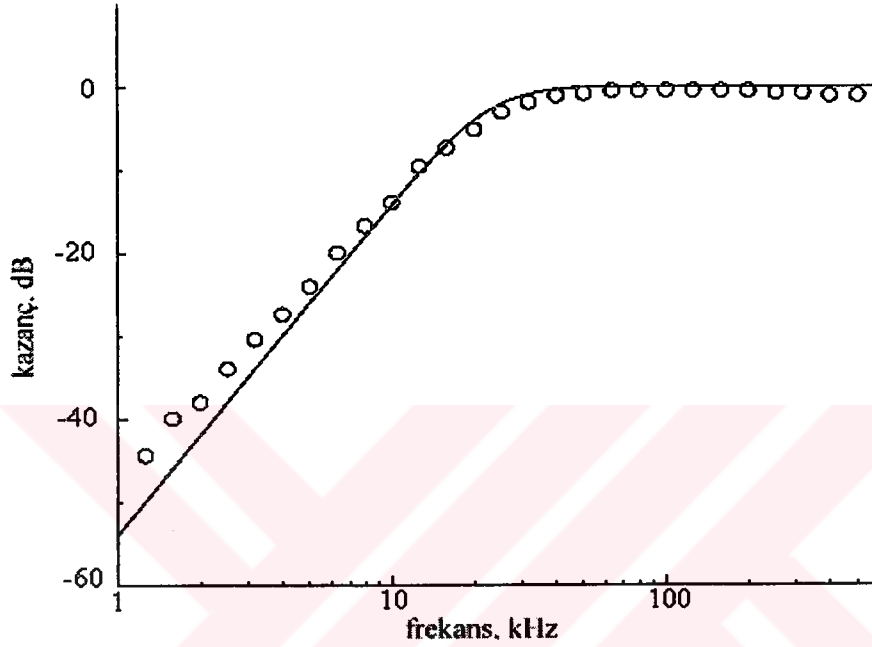
besleme gerilimi ± 12 Volt alınmıştır. Şekil 3.28'de verilen ölçüm sonuçları teorik analizleri doğrulamaktadır.

Son olarak, Şekil 3.20c'de verilmiş olan akım taşıyıcı MOSFET-C devresi ayrık elemanlar ile kurulmuş ve ölçüm sonuçları verilmiştir. Devrede kullanılan akım taşıyıcılar AD844 tümdevresi, MOS transistörler ise, CD4007 MOS transistör dizisi ile gerçekleştirilmiştir. Devrede pMOS transistörler kullanılmış ve tüm transistörler



Şekil 3.28 İki ucu dirençle sonlandırılmış basamaklı tipten LC devresi için ölçüm sonuçları.

1k Ω luk eşdeğer dirençleri gerçekleyecek şekilde kutuplanmışlardır. Daha sonra $C_1=5\text{nF}$, $C_2=10\text{nF}$ alınarak, kesim frekansı 22508Hz olan, Butterworth tipten yüksek geçiren süzgeç karakteristiği elde edilmeye çalışılmıştır. Şekil 3.29'de verilmiş olan ölçüm sonuçları ile teorik öngörüler büyük bir uyum içindedir. Ayrıca bu devrenin toplam harmonik distorsiyonu (THD) da ölçülmüş ve $\pm 5\text{V}$ 'luk besleme gerilimlerinde, tepeden tepeye 2V'luk bir giriş işaretine kadar, THD'nin %0.4'den küçük kaldığı ölçülmüştür.



Şekil 3.29 İkinci derece yüksek geçiren süzgeç devresi için ölçüm sonuçları.

4. AKIM TAŞIYICI KULLANARAK AKIM TRANSFER FONKSİYONLARININ GERÇEKLENMESİ

Bilindiği gibi, devre tasarımcıları uzun yıllardır giriş ve çıkış büyüklükleri gerilim olan, yani gerilim modunda çalışan devre bloklarının tasarımı üzerinde yoğunlaşmışlardır. Ancak bu türden devrelerde bulunan yüksek empedanslı düğümler, bunlara paralel olarak ortaya çıkan parazitik kapasitelerle beraber büyük zaman sabitleri oluşturmakta, bu da gerilim modlu devrelerin çalışma frekanslarını sınırlamaktadır (Wilson 1986). Oysa, son yıllarda tasarımları ile ilgili yoğun araştırmaların yapıldığı akım modlu, yani giriş ve çıkış büyüklükleri akım olan devreler, genelde düşük empedans seviyelerinde çalıştırılmakta, dolayısıyla söz konusu bu devrelerde bu türden sınırlamalar bulunmamaktadır. Ayrıca akım modunda çalışan yarıiletken elemanların daha geniş bantlı oldukları bilinmektedir. Sonuç olarak, uygun tasarımda, akım modunda çalışan devrelerin gerilim modunda çalışan eşdeğerlerine göre daha büyük kazanç-band genişliğine, daha düşük distorsiyona ve daha düşük güç sarfiyatına sahip oldukları bilinmektedir (Roberts ve Sedra 1989, Wilson 1990).

Bu bölümde de, akım taşıyıcılı devrelerin admitans matrislerinin SYB türden olma özellikleri kullanılarak, akım taşıyıcılı devrelere uygulanabilecek iki dönüşüm verilmiştir. Bu dönüşümleri kullanarak akım modunda çalışan ve literatürde bilinenlere göre birtakım avantajlara sahip olan yeni devrelerin elde edilmesi amaçlanmıştır.

Bu dönüşümlerin ilkinde akım modunda çalışan akım taşıyıcılı bir devrede giriş ile toprağın yeri değiştirilmekte ve bu şekilde elde edilen yeni devrenin transfer fonksiyonu, dönüşüm uygulanan devrenin transfer fonksiyonu cinsinden yazılmaktadır. Bölüm 4.1'de, bu iki devrenin transfer fonksiyonları arasındaki ilişkidten yararlanılarak, akım modunda devre sentezi için yeni olanaklar araştırılmıştır. İkinci önerilen dönüşüm ise, akım modunda çalışan bir akım-taşıyıcılı süzgeç devresinden yeni eşdeğer devreler elde etmek için kullanılmıştır. Ancak, bu eşdeğer devrelerin süzgeç parametrelerinin akım taşıyıcıların aktif idealsizliklerine olan duyarlıkları dönüşümün uygulanan ilk devreye göre daha iyi olabilmektedir. Bölüm 4.2'de, bu dönüşüm kullanılarak, literatürde yüksek duyarlıklılı olarak bilinen devrelerden, daha iyi duyarlıklılı yeni devreler elde edilmeye çalışılmıştır.

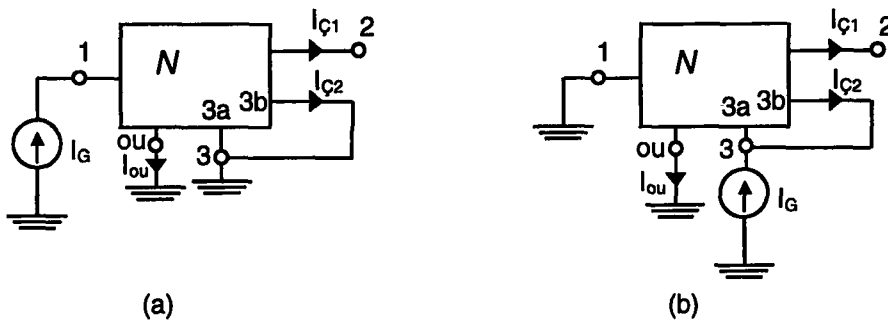
4.1 Akım taşıyıcı kullanan akım modlu devrelerde, giriş ile toprağın yerlerinin değiştirilmesiyle elde edilen gerçeklemeler

Literatürde yeni devre yapıları elde etmek amacıyla işlemsel kuvvetlendiricili devrelere uygulanmış olan bir dönüşüm, bu altbölümde akım modlu akım taşıyıcılı devrelere uygulanmıştır. Hilberman teoremi ile ifade edilmiş olan bu dönüşüm Teorem 3.1'de verilmiştir. Bu teorem uyarınca, gerçekleştiği gerilim transfer fonksiyonu $t_v(s)$ olan işlemsel kuvvetlendiricili bir devrede, giriş ile toprak uçları yer değiştirilirse (yani önceden girişin uygulandığı uç toprağa bağlanır, buna karşılık önceden toprağa bağlı olan uca giriş işareti uygulanırsa), elde edilen yeni devrenin gerçekleştiği gerilim transfer fonksiyonu $1-t_v(s)$ olmaktadır. Bu durum aslında, işlemsel kuvvetlendiricili devrelerin düğüm admitans matrislerinin SYB özellikte olmasından kaynaklanmaktadır.

Bu dönüşümün akım taşıyıcılı akım modlu devrelere uygulanmasıyla nasıl bir dönüşüm kuralının elde edileceği aşağıda Teorem 4.1'de verilmiştir.

Teorem 4.1: Şekil 4.1a'da verilmiş olan akım modunda çalışan N devresini ele alalım. Bu devre keyfi sayıda akım taşıyıcı, direnç ve kapasite elemanı içersin ve aynı anda I_{C1} ve I_{C2} çıkış akımları ile sırasıyla $t_1(s)$ ve $t_2(s)$ akım transfer fonksiyonlarını gerçeklesin. Ayrıca, I_{C1} akımının sağlandığı '2' nolu uç yüksek empedanslı olsun. Şekilden de görüldüğü gibi, I_{C2} çıkış akımı yüksek empedanslı olması gerekmeyen bir uçtan sağlanmaktadır. Şekil 4.1a'da 'ou' ile gösterilen uç, N devresinin içindeki akım taşıyıcıların ortak uçlarını göstermektedir. Bu durumda, $I_{ou}=0$ ise, bu devrenin giriş ve toprağını değiştirerek elde edilen Şekil 4.1b'deki devre aşağıdaki akım transfer fonksiyonlarını gerçekler: (Özoğuz ve Acar 1998b)

$$\frac{I_{C1}}{I_G} = \frac{-t_1(s)}{1-t_1(s)}, \quad \frac{I_{C2}}{I_G} = \frac{-t_2(s)}{1-t_1(s)}. \quad (4.1)$$



Şekil 4.1 a) $t_1(s)$ ve $t_2(s)$ transfer fonksiyonlarını gerçekleyen akım modlu süzgeç devresi. b) Teorem 4.1'de tarif edilen dönüşüm.

İspat: Şekil 4.1a'da verilmiş olan N süzgeç devresinde, şekilde görülmeyen düğümleri 4, 5,... şeklinde numaralayalım ve devrenin '2' ve '3' nolu uçlarına sırasıyla V_2 ve V_3 bağımsız gerilim kaynaklarını bağladıktan sonra $I_G=I_1=0$ için bu devrenin düğüm admitans matrisini yazalım:

$$YV = \begin{bmatrix} y_{11} & \cdots & y_{1n} \\ \vdots & & \vdots \\ y_{n1} & & y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ I_{v2} \\ I_{v3} \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$(3).$$
(4.2)

N devresinde aktif eleman olarak sadece akım taşıyıcı elemanı kullanıldığından, bu bağıntıdaki Y admitans matrisinin SYB türden bir matris olduğunu Bölüm 3'den biliyoruz. Bu bağıntıdaki I_{v2} ve I_{v3} akımları sırasıyla V_2 ve V_3 bağımsız gerilim kaynaklarının akımlarını göstermektedir. N devresinde I_{c1} çıkış akımının sağlandığı ucun yüksek empedanslı olduğu yani I_2 akımının V_2 geriliminden bağımsız olduğu belirtilmişti. Bu durum, (4.2) bağıntısındaki admitans matrisinin ikinci sütun elemanlarının tümünün sıfır olduğu anlamına gelmektedir. Şimdi bu elde edilen devrede, '3' düğümü ile toprak arasına bir R_∞ direnci bağlanır ve $V_2=0$ alınırsa, herhangi bir V_k gerilimi ile V_3 geriliminin değerleri, (4.2) bağıntısının da yardımıyla

$$V_k = \frac{Y_{22,3k}}{Y_{22} + G_\infty Y_{22,33}} I_{v3}, \quad V_3 = \frac{Y_{22,33}}{Y_{22} + G_\infty Y_{22,33}} I_{v3} \quad (4.3)$$

olarak bulunur. Burada Y_{22} ve Y_{33} , Y matrisinin sırasıyla (2,2) ve (3,3) elemanlarının kofaktörleri, $Y_{22,3k}$ ise (2,2) ve (3,k) elemanlarının

$$Y_{22,3k} = \text{sgn}(2-3) \cdot \text{sgn}(2-k) \cdot (-1)^{(2+2+3+k)} \cdot C_{22,3k} \quad (4.4)$$

şeklinde tanımlanan ikinci kofaktördür (Moshtytz 1974). Burada $C_{22,3k}$, Y matrisinden (2,2) ve (3,k) elemanları çıkarıldığında elde edilen altmatrisin determinantıdır. $\text{sgn}(\bullet)$ fonksiyonu ise argümanı sıfır ve pozitif iken +1, aksi halde -1 değerini veren işaret fonksiyonudur. $Y_{22,33}$ kofaktörü de benzer şekilde elde edilebilir.

(4.3) bağıntısından V_k ve V_3 arasındaki oran düzenlenir ve devreye önceden eklenmiş olan R_∞ direnci devreden çıkartılırsa ($G_\infty=0$), aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$V_k = \frac{Y_{22,3k}}{Y_{22,33}} V_3 \quad (4.5)$$

Öte yandan, SYB türden matrisler için

$$Y_{ni,jk} = Y_{nn,jk} - Y_{nn,ji} \quad (4.6)$$

eşitliğinin doğruluğu gösterilmiştir (Bkz. Ek A). Buradan $n=2$ ve $i=j=3$ için

$$Y_{23,3k} = Y_{22,3k} - Y_{22,33} \quad (4.7)$$

yazılabilir.

Dikkat edilirse, Y matrisinin 2'nci sütununun tüm elemanları sıfırdır. O halde, $Y_{23,3k}$ kofaktörünün değeri her $k \neq 2$ için sıfır olmaktadır. O halde (4.5) ve (4.7) bağıntılarından, $k \neq 2$ için,

$$V_k = V_3 \quad (4.8)$$

olarak bulunur.

Buradan $I_1 = V_2 = 0$ için, devredeki tüm düğüm gerilimlerinin V_3 'e eşit olduğu anlaşılmaktadır ki, bunun anlamı devredeki tüm akımların sıfır olmasıdır.

Bu durum, I_2 akımı için de doğru olduğundan

$$\left. \frac{I_2}{V_3} \right|_{I_1=0, V_2=0} = 0 \quad (4.9)$$

ifadesi kolaylıkla yazılabilir. (4.9) bağıntısı ile beraber, $I_{ou}=0$ eşitliği de kullanılırsa, Şekil 4.1a'daki devrenin tanım bağıntısı

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bullet & \bullet & 1 \\ -t_1(s) & 0 & 0 \\ t_1(s)-1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

olarak yazılabilir.

(4.10) bağıntısı kapalı formda yazılır ve bundan, I_1 , I_2 ve V_3 büyüklükleri çekilirse

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{1-t_1(s)} \\ 0 & 0 & \frac{t_1(s)}{1-t_1(s)} \\ 1 & \bullet & \bullet \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

eşitliği bulunur. Dikkat edilirse, bu eşitlik Şekil 4.1b'deki devrenin tanım bağıntısından başka birşey değildir.

Sonuç olarak, $I_{\zeta 1} = -I_2$ olduğundan (4.11) yardımıyla, Şekil 4.1b'deki devre için

$$\frac{I_{\zeta 1}}{I_G} = \frac{-t_1(s)}{1-t_1(s)} \quad (4.12)$$

olduğu kolaylıkla görülebilir.

Yukarıdakine benzer şekilde,

$$\frac{I_{\zeta 2}}{I_G} = \frac{-t_2(s)}{1-t_1(s)} \quad (4.13)$$

bağıntısının doğruluğu da kolaylıkla gösterilebilir.

Teorem 4.1'den görüldüğü gibi, akım modunda çalışan akım taşıyıcılı bir devrede giriş ile toprak uçları yer değiştirilirse, yeni elde edilen devre (4.1) bağıntısında verilen akım transfer fonksiyonunu gerçeklemektedir. Dikkat edilirse, bu türden bir dönüşümün yapılabilmesi için Şekil 4.1'deki devrede $I_{ou}=0$ olması gerekmektedir. Bu türden devrelere örnek olarak, akım taşıyıcıların (2.2)'de verilen tanım bağıntılarından da kolaylıkla görülebileceği gibi sadece negatif tipten akım taşıyıcı içeren devreler ile özellik 3.3 ve özellik 3.4'de tanımlanan yapıdaki devreler verilebilir.

Teorem 4.1'de verilmiş olan dönüşüm tek bir negatif akım taşıyıcının kullanıldığı özel bir devre yapısı için daha önceden incelenmişti (Desai ve diğ.1995, Soliman 1997a). Ancak, keyfi sayıda akım taşıyıcı içeren devreler için bu dönüşümün doğruluğu, ilk defa Özoğuz ve Acar (1998b) tarafından gösterilmiştir.

Teorem 4.1'in devre sentezindeki yararını göstermek amacıyla, aşağıda akım modunda çalışan ve ninci dereceden birden fazla fonksiyonu aynı anda gerçekleyen akım taşıyıcılı bir devre sentezlenecektir.

$$\frac{I'_{Gj}}{I'_G} = \frac{N'_j(s)}{D_{n-1}(s)} = \frac{b'_j s^j}{b'_{n-1} s^{n-1} + b'_{n-2} s^{n-2} + \dots + 1}, \quad j=0,1,\dots,n-1 \quad (4.15)$$

bağıntılarını gerçeklemektedir.

Ayrıca bu şekilde N_1 ile gösterilen devre, gerçeklediği transfer fonksiyonu aşağıda verilmiş olan bir integral alıcıdır:

$$\frac{I_{C0}}{I'_{C0}} = -\frac{1}{sR_{k+1}C_{k+1}} \quad (4.16)$$

Burada $R_{k+1}C_{k+1}=b'_n$ olmaktadır. Bu iki devreyi ardarda bağlayarak elde edilen yeni devre

$$\frac{I_{C0}}{I'_G} = \frac{-1}{b'_n s(b'_{n-1} s^{n-1} + b'_{n-2} s^{n-2} + \dots + 1)} \quad (4.17)$$

bağıntısını sağlamaktadır.

Dikkat edilirse, N_{n-1} ile gösterilen devre sadece negatif tipten akım taşıyıcı içeriyorsa, Şekil 4.3'deki devreye, Teorem 4.1'de açıklanan dönüşüm uygulanabilir.

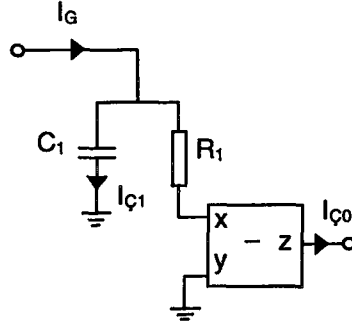
Bu dönüşüm şekildeki devreye uygulanırsa yani bu devrenin giriş ile toprak uçları yer değiştirilirse ve

$$I_{Cj} = -I'_{Cj-1}, \quad j=1,2,\dots,n \quad (4.18.a)$$

$$b_j = b'_n \cdot b'_{j-1}, \quad j=1,2,\dots,n \quad (4.18.b)$$

olarak tanımlanırsa, yeni elde edilen devre (4.14) bağıntısını gerçekleyen, ninci dereceden çok fonksiyonlu süzgeç devresi olmaktadır.

Sonuç olarak Şekil 4.2'de gösterilmiş olan (n-1)inci dereceden çok fonksiyonlu süzgeç devresine kaskad olarak N_1 integral alıcı devresi bağlanırsa ve bu devrenin giriş ile toprak uçları Teorem 4.1'de açıklandığı gibi yer değiştirilirse, elde edilen devre ninci dereceden çok fonksiyonlu süzgeç devresi olmaktadır. O halde, bu yöntem (4.14) bağıntılarını sağlayan devrenin derecesini bir arttırmaktadır.

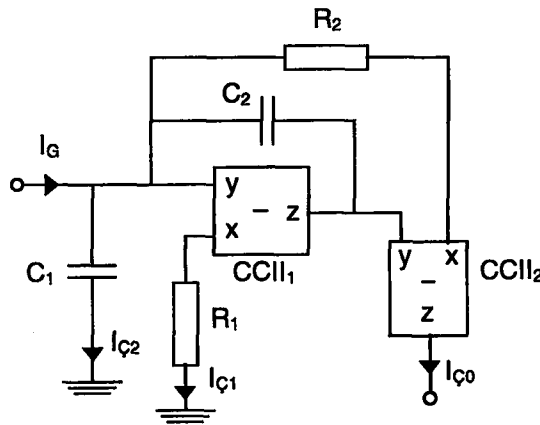


Şekil 4.4 (4.14) bağıntısını $n=1$ için gerçekleyen devre.

Şimdi Şekil 4.4'de verilmiş olan devreyi ele alalım. Bu devre (4.14) bağıntılarını sağlayan birinci dereceden çok fonksiyonlu süzgeç devresidir. O halde, bu devreye Şekil 4.2'de gösterilen N_1 devresi kaskad olarak bağlanır ve bu elde edilen yeni devreye Teorem 4.1'de açıklanan yöntem uygulanırsa, ikinci derece çok fonksiyonlu süzgeç devresi elde edilir. Bu işlem bu şekilde ardarda tekrar edilirse, (4.14) bağıntılarını sağlayan istenilen dereceden çok fonksiyonlu süzgeç devreleri kolaylıkla elde edilebilir.

Aşağıda bu şekilde elde edilen ve ikinci dereceden alçak, yüksek ve band geçiren süzgeç karakteristiklerinin hepsini aynı sağlayan akım modu bir devre ile üçüncü derece akım modlu tümgeçiren türden bir süzgeç devresi verilmiştir.

Şekil 4.4'de verilen birinci dereceden çok fonksiyonlu süzgeç devresini ele alalım. Bu devreye N_1 devresi kaskad olarak bağlanır ve elde edilen devrenin giriş ve toprağı değiştirilirse, Şekil 4.5'de verilmiş olan devre elde edilir. Bu elde edilen devre ikinci dereceden çok fonksiyonlu bir süzgeç devresidir (Özoğuz ve Acar 1997). Bu süzgeç devresi, aynı anda ikinci derecede alçak, band ve yüksek geçiren süzgeç fonksiyonlarını, literatürde aynı özelliğe sahip olan devrelere göre daha az sayıda akım taşıyıcı elemanı kullanılarak gerçekleştirilebilen bir devredir.



Şekil 4.5 İkinci dereceden süzgeç devresi.

Bu devrenin çıkış akımlarına ilişkin transfer fonksiyonları yazılırsa

$$\begin{aligned}\frac{I_{\zeta 0}}{I_G} &= \frac{1/R_1 C_1 R_2 C_2}{s^2 + s/R_1 C_1 + 1/R_1 C_1 R_2 C_2}, \\ \frac{I_{\zeta 1}}{I_G} &= \frac{s/R_1 C_1}{s^2 + s/R_1 C_1 + 1/R_1 C_1 R_2 C_2}, \\ \frac{I_{\zeta 2}}{I_G} &= \frac{s^2}{s^2 + s/R_1 C_1 + 1/R_1 C_1 R_2 C_2},\end{aligned}\quad (4.19)$$

olarak elde edilir. Buradan açıkça görüldüğü gibi, devre $I_{\zeta 0}$ çıkışından alçak geçiren, $I_{\zeta 1}$ çıkışından band geçiren ve $I_{\zeta 2}$ çıkışından yüksek geçiren devre fonksiyonlarını gerçeklemektedir. Ayrıca, $I_{\zeta 0}$ ve $I_{\zeta 2}$ çıkış akımları, bu çıkışlara karşı gelen uçlar birbirlerine bağlanmak suretiyle toplanırsa, çentik karakteristiği gerçekleşmektedir. Önceden de açıklandığı gibi, bu yapıdan $I_{\zeta 1}$ çıkışının evriğini alarak tümgeçiren karakteristik elde etmek de mümkündür. Burada $I_{\zeta 1}$ çıkışının evriğini almak için Şekil 4.5'de görülen ikinci akım taşıyıcıyı pozitif tipten bir akım taşıyıcı ile değiştirmek yeterlidir.

(4.19) bağıntılarından, önemli süzgeç parametreleri olan kutup doğal frekansı, ω_0 ve kutup değer katsayısı, Q

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \quad (4.20)$$

şeklinde ifade edilebilir. (4.20)'den bu parametrelerin tüm pasif elemanlara göre olan duyarlıklarının mutlak değerce 0.5 olduğu görülmektedir. Bu durum devrenin düşük pasif duyarlıklılı olduğunu göstermektedir.

Bu devrede, akım taşıyıcıların Bölüm 2'de tanımlanmış olan birim gerilim ve akım kazançlarındaki idealsizlikleri dikkate alınırsa, devrenin karakteristik polinomu

$$D(s) = s^2 + \frac{s}{R_1 C_1} \left[\beta_1 \alpha_1 + (1 - \beta_2) \frac{R_1}{R_2} \right] + \frac{\beta_1 \alpha_1 \beta_2}{R_1 C_1 R_2 C_2} \quad (4.21)$$

şeklinde yazılabilir. Bu bağıntıdan da görülebileceği gibi, devrenin önemli süzgeç parametrelerinin akım taşıyıcılarının aktif idealsizliklere göre olan duyarlıkların tümü,

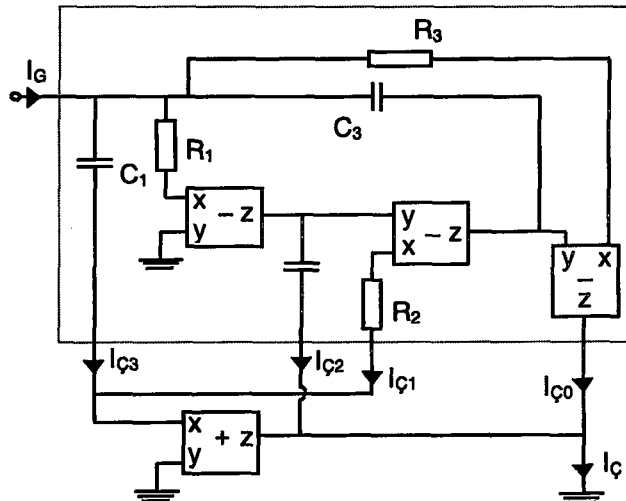
$$S_{\beta_2}^Q = 0.5 + R_1/R_2 \quad (4.22)$$

şeklinde verilen Q duyarlığı hariç, mutlak değerce 0.5'den küçük kalmaktadır. (4.22)'de verilen duyarlık da, $R_1 < 0.5 R_2$ şartı altında birden küçük yapılabilir.

Öte yandan, devrede tüm akım taşıyıcıların x-uçlarındaki parazitik dirençlere seri olarak R_1 ve R_2 dirençlerinin bağlı olduğuna dikkat etmekte fayda vardır. Açıkta ki, bu durumda bu dirençlerin değerleri parazitik dirençlere göre yeterince yüksek seçilirse, bunların devre performansı üzerindeki etkileri azaltılabilir. Bölüm 2'de de açıklandığı gibi, bu parazitik dirençlerin değerleri yaklaşık olarak biliniyorsa, R_1 ve R_2 'nin değerlerini bu parazitik dirençlerin değerleri kadar azaltarak, bunların devre performansı üzerindeki etkilerini de tam olarak ortadan kaldırmak mümkündür. Bilindiği gibi akım taşıyıcının önemli bir ideallsizliği de y- ve z-uçlarındaki parazitik dirençlerdir. Ancak, bunların etkileri Svoboda (1991) tarafından da açıklandığı gibi, devredeki empedans normalizasyon katsayısını uygun seçerek azaltılabilir.

Şimdi, Şekil 4.5'de verilen devreye kaskad olarak N_1 devresini bağlayıp, bu şekilde elde edilen devreye yukarıda açıklanan dönüşümü uygulayalım. Bu durumda, Şekil 4.6'da kesikli çizgiler içinde gösterilmiş olan ve (4.13) bağıntısını $n=3$ için gerçekleyen üçüncü dereceden çok fonksiyonlu süzgeç devresi elde edilir. Daha önce de açıklandığı gibi, devrede tek indisli akım çıkışları evrilerek ve daha sonra tüm akım çıkışları toplanarak, üçüncü derece tümgeçiren türden transfer fonksiyonunu gerçekleyen bir devre elde edilir. Bu elde edilen devre Şekil 4.6'da verilmiştir. Şekil 4.6'da görünen pozitif tipten akım taşıyıcı, tek indisli akım çıkışlarını evirmek için kullanılmıştır.

Devrenin analizi yapılırsa, gerçekleştirilen akım transfer fonksiyonu



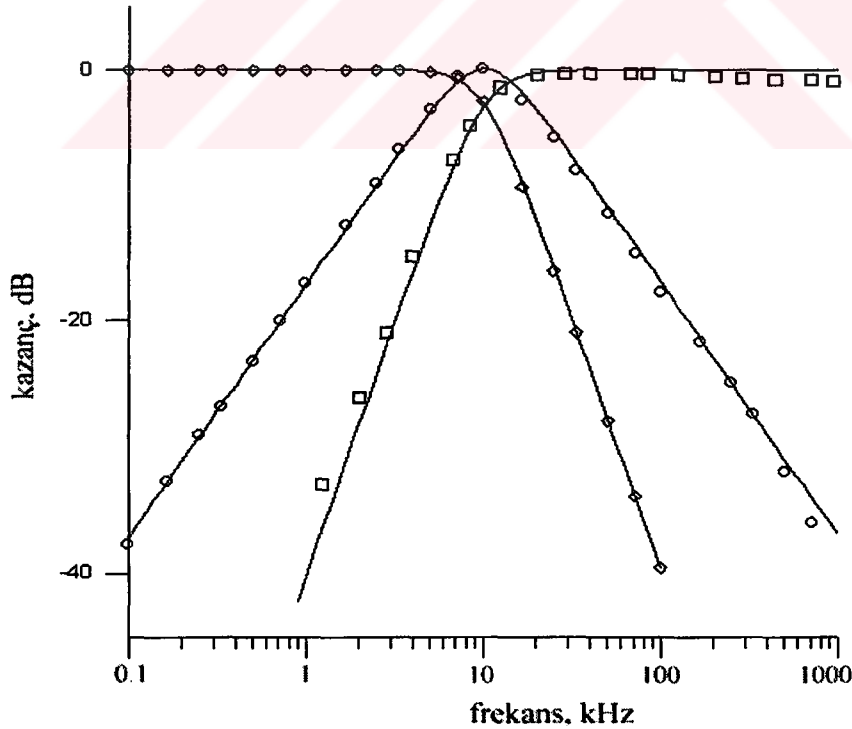
Şekil 4.6 Üçüncü derece tümgeçiren türden süzgeç devresi.

$$\frac{I_C}{I_G} = \frac{-s^3 R_1 C_1 R_2 C_2 R_3 C_3 + s^2 R_2 C_2 R_3 C_3 - s R_3 C_3 + 1}{s^3 R_1 C_1 R_2 C_2 R_3 C_3 + s^2 R_2 C_2 R_3 C_3 + s R_3 C_3 + 1} \quad (4.23)$$

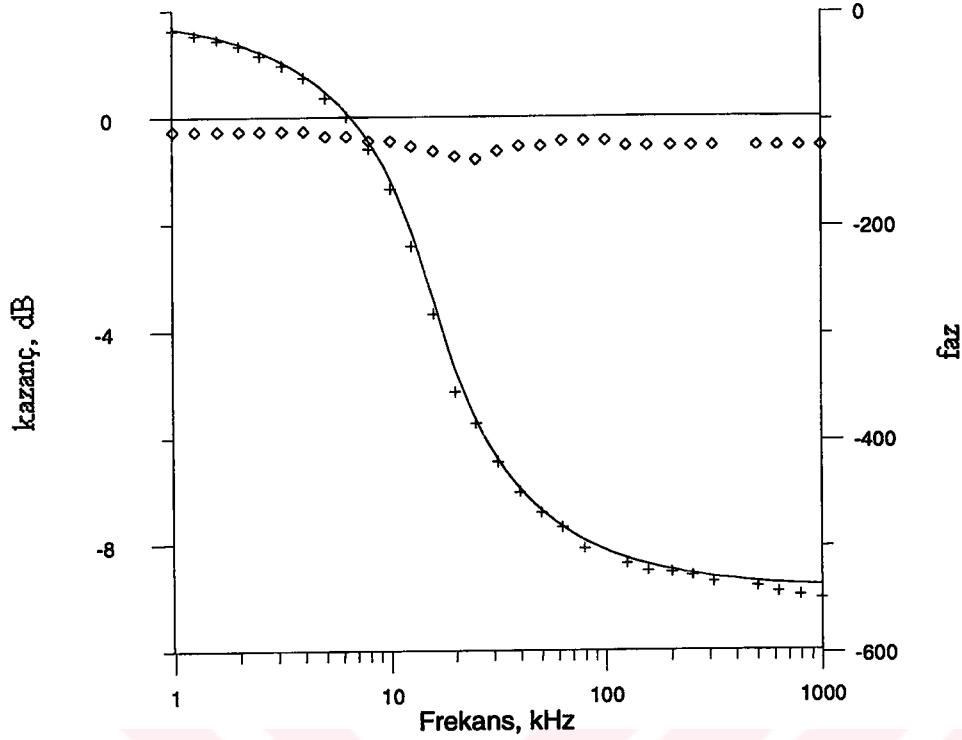
şeklinde elde edilebilir. Bu transfer fonksiyonu dikkatle incelenirse, devrenin, tümgeçiren süzgeç karakteristiğini, pasif eleman değerlerinden bağımsız olarak sağladığı görülebilir. Bunun anlamı (4.23)'de verilen transfer fonksiyonunun genliğinin pasif elemanlara göre duyarlılığının sıfır olduğudur. Bu türden devreler yapısal tümgeçiren süzgeçler olarak adlandırılmakta olup, geçirme bandında düşük duyarlıklı süzgeç devrelerinin gerçekleştirilmesinde kullanılmaktadır (Regalia ve diğ. 1988).

Yukarıda elde edilen devreler ile ilgili simülasyon ve deney sonuçları aşağıda verilmiştir.

İlk olarak, Şekil 4.5'de verilmiş olan ikinci derece süzgeç devresi, AD844 tümdevresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Devredeki negatif tipten akım taşıyıcılar iki AD844 tümdevresini ardarda bağlayarak gerçekleştirilmiştir. Kutup frekansı 10.2kHz olan Butterworth tipinden payda polinomuna sahip karakteristikler elde etmek için, devredeki pasif elemanlar $R_1=11k\Omega$, $R_2=22k\Omega$, $C_1=C_2=1nF$ olarak seçilmiştir. $\pm 12V$ doğru gerilim ile beslenen devrenin deneysel sonuçları Şekil 4.7'de verilmiştir. Bu sonuçlar devrenin gerçekleştirilmeye uygun olduğunu göstermektedir.

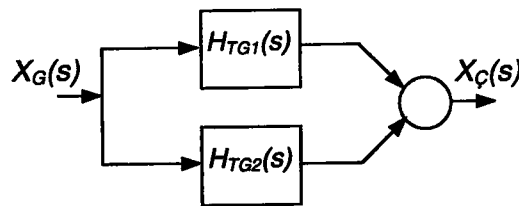


Şekil 4.7 İkinci dereceden süzgeç devresinin ölçüm sonuçları.

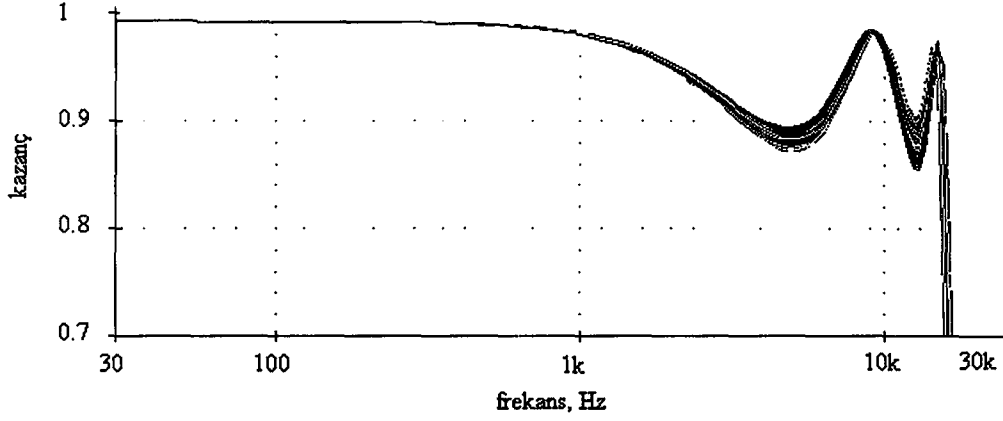


Şekil 4.8 Üçüncü dereceden tümgeçiren süzgeç devresinin ölçüm sonuçları.

İkinci olarak, Şekil 4.6'da verilen üçüncü dereceden tümgeçiren devre fonksiyonu gerçekleyen devre, yine AD844 tümdevresi ile gerçekleştirilmiştir. Butterworth tipinden bir payda polinomu gerçeklemek için, devrenin pasif elemanları $R_1=5k\Omega$, $R_2=10k\Omega$, $R_3=20k\Omega$ ve $C_1=C_2=C_3=1nF$ olarak alınmıştır. Devrede kullanılan aktif elemanların besleme gerilimleri $\pm 12V$ alınmıştır. Bu şekilde kurulan devre ile ilgili ölçüm sonuçları Şekil 4.8'de verilmiştir. Deneysel sonuçlarda görülen idealden sapmalar AD844 elemanının birim akım kazançlarındaki idealsizlikten kaynaklanmaktadır. Son olarak, Şekil 4.6'da verilen yapısal tümgeçiren süzgeç devresi kullanılarak, düşük duyarlıklı devrelerin gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir. Literatürde bilindiği gibi, pek çok standart süzgeç fonksiyonu, örneğin Butterworth, Chebyshev, eliptik alçak geçiren ve bunlardan bilinen frekans dönüşümleri kullanılarak elde edilen band-geçiren, yüksek geçiren, band-söndüren karakteristikler, iki tümgeçiren karakteristiğe sahip



Şekil 4.9 Tümgeçiren altbloklar kullanılarak çeşitli devre fonksiyonları gerçeklemek için kullanılan sistem (Mitra ve diğ. 1985).



Şekil 4.10 Beşinci dereceden alçak geçiren Chebyshev süzgecinin Monte-Carlo analizi sonuçları.

altdevrenin, Şekil 4.9'da gösterildiği gibi paralel bağlanmasıyla sentezlenebilir (Mitra ve diğ. 1985). Bu şekilde $H_{TG1}(s)$ ve $H_{TG2}(s)$ tümgeçiren karakteristiği gerçekleyen altdevreleri, $H_d(s)$ ise sentezlenecek transfer fonksiyonunu göstermektedir. Ayrıca Regalia ve diğ. (1988) göstermişlerdir ki, eğer $H_{AP1}(s)$ ve $H_{AP2}(s)$ altdevreleri yapısal tümgeçiren türden iseler, yani bunların genlik fonksiyonlarının devrede kullanılan direnç, kapasite gibi parametrelere göre duyarlılıkları sıfır ise, gerçekleşen $H_d(s)$ transfer fonksiyonun genliğinin bu parametrelere göre duyarlılığı geçirme bandında çok küçük olmaktadır. Şekil 4.6'da verilmiş olan devre de aynı şekilde düşük duyarlıklı devrelerin gerçekleştirilmesi için kullanılabilir. Bunu göstermek amacıyla, beşinci dereceden Chebyshev türünden alçak geçiren bir süzgeç, iki tümgeçiren türden süzgecin paralel bağlanması ile gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. Devreler alçak geçiren süzgecin kesim frekansı 15.9kHz, geçirme bandındaki maksimum dalgalılığı 1dB olacak şekilde tasarlanmıştır. Gerekli tümgeçiren altdevreler, Mitra ve diğ. (1985) tarafından verilen yöntemle tasarlanmış ve bir üçüncü, bir de ikinci dereceden tümgeçiren süzgeç devresine ihtiyaç duyulduğu görülmüştür. Bu devreler, Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da verilmiş olan devreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan devrenin SPICE simülasyonları AD844 tümdevresinin bir makromodeli (Analog Devices 1990) kullanılarak yapılmıştır. Devrenin düşük duyarlılığını göstermek amacıyla, yapının Monte-Carlo analizi yapılmıştır. Bu analizde, tümgeçiren altdevrelerde kullanılan pasif elemanların toleransları %1.732 ($\sigma = 1$) olarak alınmıştır. 100 iterasyon sonucunda elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 4.10'da verilmiştir. Alçak geçiren karakteristiğin maksimum değerlerini aldığı frekanslarda, pasif elemanlara göre olan duyarlılıklarının sıfır olması, devrenin gerçekleymesinde kullanılan tümgeçiren altdevrelerin yapısal tümgeçiren özellikte olduklarını doğrulamaktadır (Regalia ve diğ. 1988).

4.2 Akım taşıyıcı kullanan akım modlu devrelerin duyarlıklarını azaltan dönüşüm yöntemleri

Literatürde verilmiş olan akım-taşıyıcılı devre gerçeklemeleri dikkatle incelendiğinde, bu devrelerde kullanılan akım taşıyıcıların genelde açık-çevrimde çalıştığı görülmektedir. Ancak bu durumda, bu türden devrelerle akım taşıyıcıların birim akım ve gerilim kazançları yeterince doğru olarak gerçekleştirilememektedir. Öte yandan, düşük sayıda aktif elemanın kullanıldığı bazı süzgeç devrelerinde, bu süzgeç parametrelerinin akım taşıyıcıların idealsizliklerine olan duyarlıkları kutup değer katsayısına bağlı olabilmektedir. Bu iki durumun sonucu olarak, özellikle yüksek-Q'lu süzgeç gerçeklemelerinde, söz konusu bu süzgeç parametreleri ideal değerlerinden kabul edilemez ölçüde sapmaktadır.

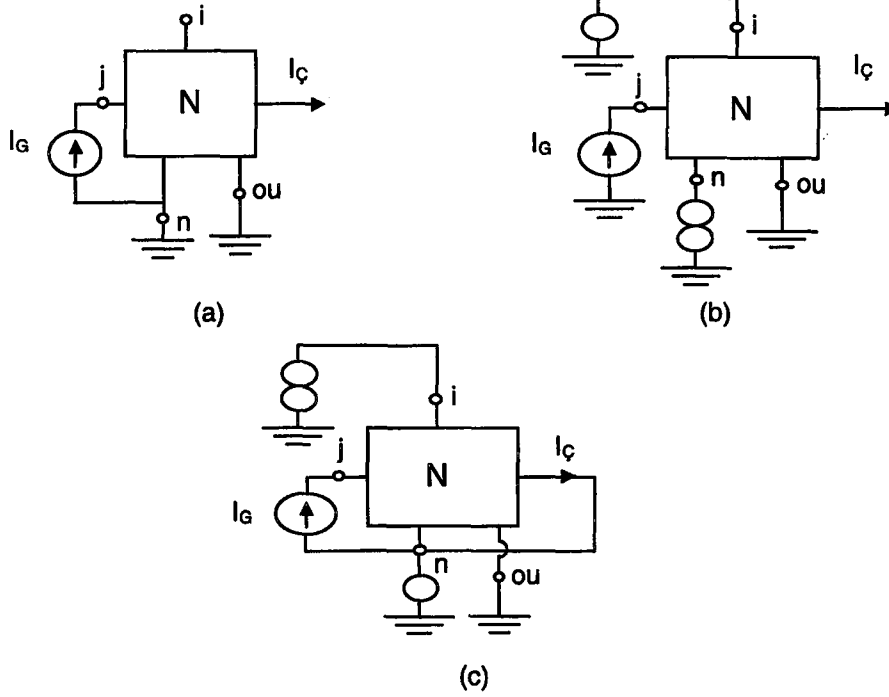
Bu altbölümde, akım taşıyıcılı devrelerin admitans matrislerinin SYB türden olma özellikleri kullanılarak, bu türden akım modlu devrelere uygulanabilecek iki farklı dönüşüm verilmiştir. Bu dönüşümler kullanılarak bilinen bir devre ile aynı akım transfer fonksiyonunu gerçekleyen yeni devreler elde edilebilmektedir. Ancak, akım taşıyıcıların idealsizlikleri dikkate alınır, elde edilen devrelerin açık çevrimde çalışan akım taşıyıcıların idealsizliklerine göre olan duyarlıkları dönüşüm uygulanan ilk devreye göre daha iyi olabilmektedir.

Önerilen dönüşümler, akım taşıyıcıların ideal olmayan birim akım ve gerilim kazançlarına göre duyarlılığı yüksek olan iki devreye uygulanmış ve bu devrelerden dört farklı devre yapısı elde edilmiştir. Elde edilen yeni devrelerin duyarlık analizleri yapılmış ve bunların açık-çevrimde çalışan akım taşıyıcıların ideal olmayan akım ve gerilim kazançlarına göre duyarlıklarının düşük olduğu görülmüştür. Elde edilen devrelerin bu özellikleri deneysel olarak da doğrulanmıştır.

Akım taşıyıcılı devreler ile ilgili olarak aşağıda verilmiş olan teorem kullanılarak, bu altbölümde önerilen dönüşüm yöntemleri elde edilecektir.

Teorem 4.2: Şekil 4.11a'da verilmiş olan ve I_G akımı ile yüksek çıkış empedanslı I_C akımı arasında $t_i(s)$ fonksiyonunu gerçekleyen N devresini ele alalım. Keyfi sayıda kapasite, direnç ve akım taşıyıcı içeren ve düğüm sayısı n olan N devresinden

- i) Şekil 4.11b'de görüldüğü gibi fazladan bir nülör elemanı kullanılarak elde edilen yeni akım modlu devre yine $t_i(s)$ fonksiyonunu gerçekler;
- ii) Fazladan bir nülör elemanı kullanılarak Şekil 4.11c'de görüldüğü gibi elde edilen akım modlu yeni devre, N devresinde sadece negatif tipten akım taşıyıcılar kullanılmış ise, yine $t_i(s)$ fonksiyonunu gerçekler.



Şekil 4.11 a) $t(s)$ fonksiyonunu gerçekleyen akım modlu devre. b) $t(s)$ fonksiyonunu gerçekleyen ilk eşdeğer devre. c) Aynı transfer fonksiyonunu gerçekleyen ikinci eşdeğer devre.

Şekil 4.11'deki i düğümü, devredeki herhangi bir düğümü göstermektedir.

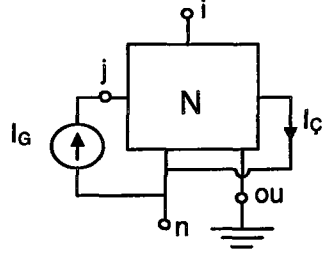
İspat: Önce teoremin i) de verilen kısmını ispatlayalım.

Şekil 4.11a'daki devrenin n 'inci düğümü, Şekil 4.12'de gösterildiği gibi, topraktan kaldırılsın. Bu yeni elde edilen devrenin tanım bağıntısı, Y düğüm admitans matrisi yardımıyla, aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & \dots & y_{1n} \\ \vdots & & \vdots \\ y_{n1} & \dots & y_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} I_{in} \quad (4.24)$$

Bu devre, genel olarak pozitif ve negatif akım taşıyıcılar içerdiğinden, Y admitans matrisi SYB türden bir matristir.

Şekil 4.12'deki devrede, n düğümüne topraklı bir nulator elemanı ve topraklı bir norator elemanı bağlanırsa Şekil 4.11a'da verilmiş olan devre elde edilmektedir.



Şekil 4.12 N devresinden elde edilen n-uçlu.

Birbirlerine paralel bağlanmış nulator ve noratorun kısa devre elemanına karşı geldiğine dikkat ediniz. Şekil 4.11b'deki devre ise, Şekil 4.12'deki devreden n düğümüne topraklı bir norator, i düğümüne de topraklı bir nulator bağlanarak elde edilebilir.

Şimdi Şekil 4.11a ve Şekil 4.11b'de verilmiş olan devrelerin herhangi bir k'inci düğüm gerilimini sırasıyla V_k^a ve V_k^b olarak tanımlayalım. Şekil 4.12 ile Şekil 4.11'deki devreler arasındaki yukarıda verilmiş olan ilişki dikkate alınarak, bu k'inci düğüm gerilimleri, giriş akımı cinsinden

$$V_k^a = \frac{Y_{nn,jk}}{Y_{nn}} I_G, \quad V_k^a = \frac{Y_{ni,jk}}{Y_{ni}} I_G, \quad k = 1, \dots, n, \quad (4.25)$$

olarak yazılabilir. Burada, Y_{nn} , Y matrisinin n'inci satır ve n'inci sütundaki elemanına karşı gelen kofaktördür. $Y_{nn,jk}$ Y matrisinin n'inci satır, n'inci sütun ile j'inci satır, k'inci sütuna karşı gelen elemanlarına ilişkin ikinci kofaktör olup, (4.4) bağıntısında verildiği gibi tanımlanmaktadır. $Y_{ni,jk}$ da aynı şekilde tanımlanabilir.

Satır yarı-belirsiz matrisler için aşağıdaki özdeşliğin doğru olduğu bilinmektedir (Su ve diğ. 1993)

$$Y_{nn} = Y_{ni}, \quad i = 1, \dots, n \quad (4.26)$$

Ayrıca, (4.6) özdeşliği ile (4.25) ve (4.26) beraber kullanılırsa,

$$V_k^b = V_k^a - V_i^a \quad (4.27)$$

olduğu kolaylıkla gösterilebilir.

Bu bağıntıdan anlaşılacağı gibi, Şekil 4.11b'deki devredeki n'inci düğüm de dahil tüm düğüm gerilimleri, aynı düğümlerin Şekil 4.11a'daki devredeki değerlerine göre, sabit bir V_i^a kadar ötelenmiştir. Şekil 4.11a'daki devredeki herhangi bir direnç ya da kapasite akımı, bu şekilde 1'den n'ye kadar numaralanmış düğümlerden herhangi ikisinin farkının bu elemanın iletkenliği ile çarpılmasından elde edilmektedir. Çıkış akımı da bu şekilde yazılan akımların toplamına eşit olmaktadır. Açık ki gerilim farkları sözkonusu olunca, (4.27) bağıntısındaki V_i^a ile gösterilen ötelenme ortadan kalkmakta ve herhangi iki düğüme ilişkin gerilim farkı her iki devrede de aynı olmaktadır. Bunun sonucunda, her iki devrede de tüm eleman akımları, çıkış akımı ve gerçekleşen transfer fonksiyonları aynı kalmaktadır.

Şimdi de teoreminin ii) de verilen kısmını ispatlayalım. Şekil 4.11a'da verilmiş olan devredeki negatif tipten akım taşıyıcıları devreden çıkaralım ve yerine bunların Şekil 2.3a'daki nulor eşdeğerlerini bağlayalım. Bu durumda yeni elde edilen devre önceki devreye eşdeğerdir. Artık direnç, kapasite ve nulor elemanı içeren bu devre bir n-uçludur ve bu devrenin n-ucu referans düğümü olmaktadır. Şimdi bu yeni n-uçluda referans düğümünü n düğümü değil, i düğümü alalım. Bu Şekilde elde edilen devre bir öncekine eşdeğerdir. Şimdi bu devredeki nulorların yerine tekrar negatif tipten akım taşıyıcıları bağlanır ve bu son elde edilen devreye, Şekil 4.11b'de verilmiş olan dönüşüm uygulanırsa, Şekil 4.11c'deki devre elde edilir ki bu devre ilk başta verilen devreyle aynı akım transfer fonksiyonunu sağlar.

Teorem 4.2'de 'i' düğümü 1'den n'ye kadar n farklı değer alabildiği için, her bir dönüşüm için, bilinen bir N devresinden n farklı eşdeğer devre elde edilebilmektedir. Ancak, $i=n$ için elde edilen devrelerde, n düğümüne bağlı olarak topraklı bir nulator ve nulator elemanı bulunmakta olduğundan, bu devreler ilk başta verilen devreye eşdeğer olmaktadır. Şu halde, her bir dönüşüm için, N devresi ile aynı transfer fonksiyonunu gerçekleyen n-1 farkı devre elde edilmektedir. Ancak ileride de açıklanacağı gibi, akım taşıyıcıların idealsizlikleri dikkate alınır, bu dönüşüm yöntemleri ile aktif duyarlıkları daha iyi olan devreler elde edilebilmektedir.

Akım modunda çalışan bilinen bir devrenin, içinde kullanılan herhangi bir akım taşıyıcının ideal olmayan gerilim kazancı, β 'ya veya ideal olmayan akım kazancı, α 'ya göre duyarlı olduğunu varsayalım. Şekil 4.11'de gösterilen dönüşüm yöntemlerinde, i'yi uygun seçerek, bu devre ile aynı transfer fonksiyonunu, sözkonusu akım taşıyıcının aktif idealsizliğine göre sıfır duyarlılıkla gerçekleyen yeni bir devre elde edilebilir.

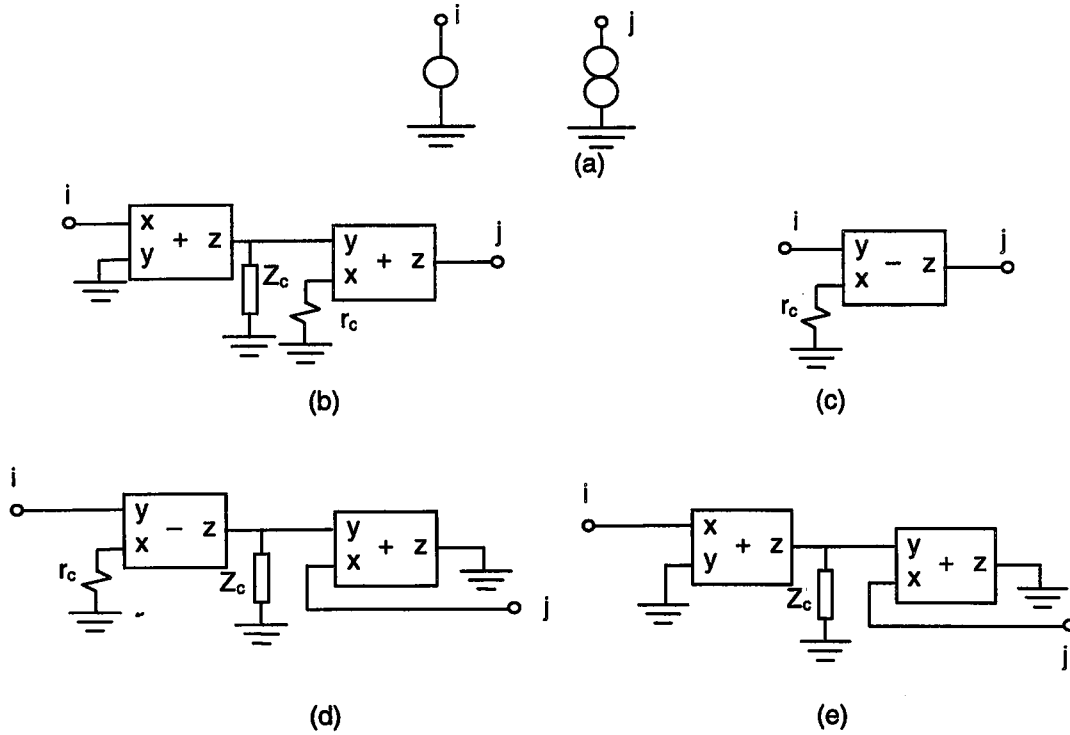
Bu durumu daha ayrıntılı olarak açıklayalım. Şekil 4.11a'daki devre, y- veya x-ucu i düğümüne bağlı olan bir akım taşıyıcının β olarak tanımlanmış parametresine göre

yüksek duyarlıklı olsun. Dikkat edilirse, Şekil 4.11b'de gösterilen devrede, i düğümü görünürde toprak potansiyelinde yani bu akım taşıyıcının y - veya x -ucu sıfır gerilim potansiyelinde olmaktadır. Dolayısıyla, bu β parametresi devre bağıntılarında görülmeyecek ve Şekil 4.11b uyarınca elde edilen yeni devrenin bu parametreye göre duyarlığı sıfır olacaktır.

Bu sefer de, Şekil 4.11a'daki devrenin, x - veya z -ucu i düğümüne bağlı olan bir akım taşıyıcının α parametresine göre duyarlı olduğunu varsayalım. Şekil 4.11c'de elde edilen devrede, i düğümüne topraklı bir norator elemanı bağlıdır. Bu durumda, i düğümü için yazılan düğüm denklemi sadece bu norator akımını belirler yani, devrenin akım transfer fonksiyonunu yazmak için bu denkleme gerek yoktur. Şu halde, kolaylıkla görülebilir ki, bu akım taşıyıcının ya I_x ya da I_z akımı I_ϕ çıkış akımının ifadesinde görülmeyecek ve devrenin akım transfer fonksiyonu α parametresine göre sıfır duyarlığa sahip olacaktır.

Şekil 4.11'den görüldüğü gibi, önerilen dönüşüm ile bilinen akım modlu devreye fazladan bir topraklı nülör elemanı bağlanmıştır. Ancak, nülör elemanının gerçekleşmesinde büyük bir belirsizlik vardır. Gerçekten de, topraklı bir nülör elemanı hem işlemsel kuvvetlendirici, hem de akım taşıyıcı kullanılarak gerçekleştirilebilir. Ancak, açıktır ki, bu iki gerçekleştirme sonucunda elde edilen devrelerin pek çok özellikleri birbirlerinden farklı olacaktır. Örneğin, bu nülör elemanı bir işlemsel kuvvetlendirici ile gerçekleştirirse, elde edilen devrelerde yükselme eğimi sınırlaması oluşurken, akım taşıyıcılı gerçekleştirilmesinde bu türden bir sınırlama olmayacaktır. Bu durumun sonucu olarak, nülör elemanının ne şekilde gerçekleştirileceği elde edilen devrenin performansı açısından çok önemli olabilmektedir.

Literatürden bilinmektedir ki, nülör elemanı, herhangi bir kontrollü kaynağının, yani gerilim kontrollü gerilim kaynağı (GKGK), akım kontrollü akım kaynağı (AKAK), gerilim kontrollü akım kaynağı (GKAK), akım kontrollü gerilim kaynağı (AKGK) elemanlarından herhangi birinin kazanç parametresinin sonsuza götürülmesi ile gerçekleştirilebilmektedir (Cabeza ve diğ 1994, Cabeza ve Carlosena 1995). Ayrıca, Huijsing (1990) tarafından verilmiş olan işlemsel kuvvetlendiricili bir yapı da nülör gerçekleştirilmesi için sıklıkla kullanılmaktadır. Ancak, Huijsing tarafından önerilen yapı, içerdiği işlemsel kuvvetlendiricinin yükselme eğimi ve yüksek frekans sınırlamalarına sahip olması nedeniyle bu altbölümde ele alınmamıştır. Sonuç olarak, iki kapısı topraklı olan bir nülör elemanının akım taşıyıcı ile gerçekleştirilmiş kontrollü kaynaklar ile mümkün olan tüm gerçekleştirmeleri Şekil 4.13'de verilmiştir. Bu şekillerde görülen r_c ve Z_c elemanları kontrollü kaynakların idealde sonsuz olan



Şekil 4.13 Her iki kapısı da topraklı olan nulor elemanın a) Devre gösterilimi. b) AKAK kullanılarak gerçekleştirilmesi ($r_c \approx 0$, $Z_c \approx \infty$). c) GKAK kullanılarak gerçekleştirilmesi ($r_c \approx 0$). d) GKGK kullanılarak gerçekleştirilmesi ($r_c \approx 0$, $Z_c \approx \infty$). e) AKGK kullanılarak gerçekleştirilmesi ($Z_c \approx \infty$).

kazanç parametrelerini kararlılık amacıyla yüksek frekanslarda sınırlamak için konulmuş olup, Z_c iki uçlusu paralel bağlanmış bir direnç ile bir kapasite elemanından oluşmaktadır (Cabeza ve diğ 1994).

Aşağıda, önerilen yöntem, yüksek aktif duyarlıklı iki farklı devreye uygulanmıştır. Açık çevrimde çalışan akım taşıyıcıların ideal olmayan gerilim ve akım kazançlarına göre duyarlılıkları yüksek olan bu iki devreden, aktif duyarlılıkları düşük olan dört farklı devre elde edilmiştir.

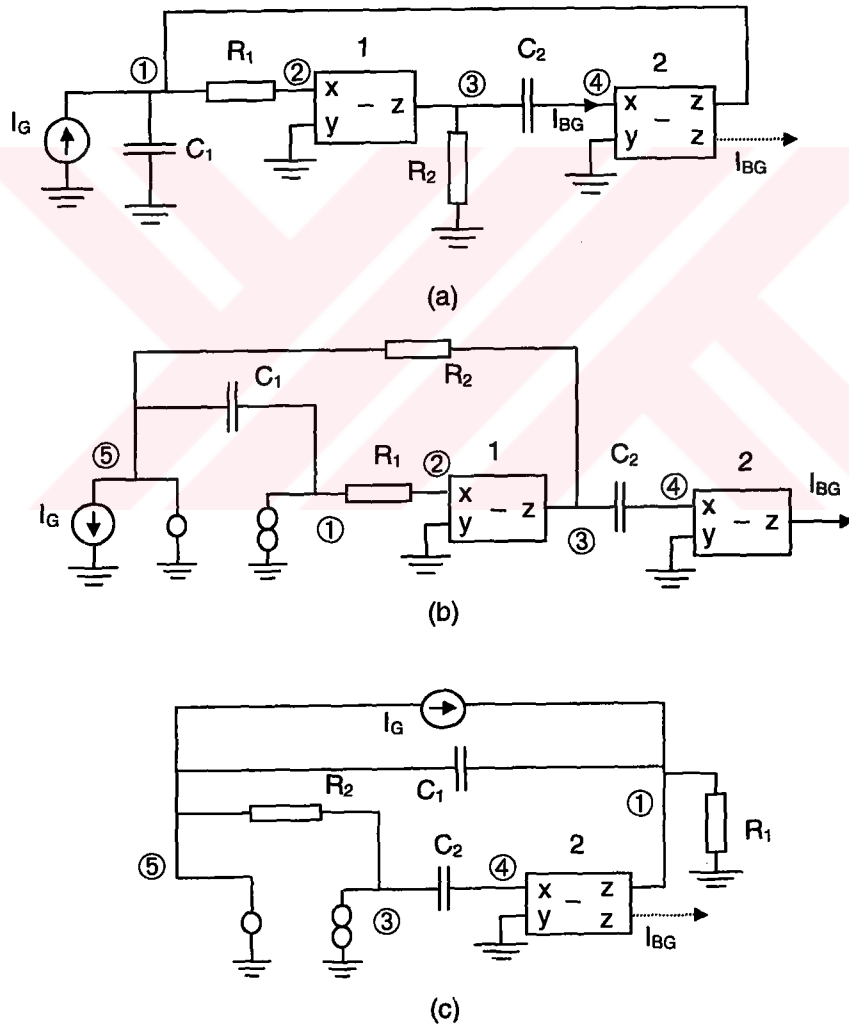
İlk olarak, Şekil 4.14a'da verilmiş olan devreyi ele alalım. Bu devre, Drakakis ve Karybakas (1999) tarafından önerilmiş olan yapıdan ufak bir değişiklikle elde edilmiş olan akım modlu bandgeçiren süzgeç devresidir. Akım taşıyıcıların ideal olmayan akım ve gerilim kazançları dikkate alınarak devrenin analizi yapılırsa, devrenin gerçeklediği akım transfer fonksiyonu

$$\frac{I_{BG}}{I_G} = \frac{\alpha_1 \frac{s}{\tau_1}}{s^2 + \frac{s}{\tau_2} (1 + \frac{\tau_2}{\tau_1} (1 - \alpha_1 \alpha_2)) + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (4.28)$$

olarak elde edilir. Burada, $\tau_i = R_i C_i$ ($i=1, 2$) olmaktadır. Ayrıca, α_1 ve α_2 Şekil 4.14a'daki devrede sırasıyla birinci ve ikinci akım taşıyıcıların ideal olmayan akım kazançlarını göstermektedir. (4.28) bağıntısından da kolaylıkla görülebileceği gibi devrenin payda polinomunda fark terimi bulunmakta, bu yüzden de devrenin aktif duyarlıkları süzgeç parametrelerine bağlı olmaktadır. (4.28) ifadesinden, devrenin kutup değer katsayısı, Q'nün α_1 ve α_2 parametrelerine olan duyarlığı

$$S_{\alpha_1}^Q = S_{\alpha_2}^Q = Q^2 \quad (4.29)$$

olarak bulunur. Bu bağıntıdan görüldüğü gibi, devrenin kutup değer katsayısının duyarlıkları yüksek-Q'lu süzgeç gerçeklemeleri için büyük değerler almakta ve bu durumda, değer katsayısını doğru olarak gerçeklemek için, α_1 ve α_2 akım



Şekil 4.14 a) α parametresine göre duyarlığı yüksek olan akım modlu devre. b) Şekil 4.11c'de $i=1$ alınarak elde edilen ilk devre. c) Şekil 4.11c'de $i=3$ alınarak elde edilen ikinci devre.

kazançlarındaki hatanın mümkün olduğunca küçük tutulması gerekmektedir. Ancak, akım taşıyıcıların açık çevrimde çalışması, bunların yeterince doğru olarak gerçekleşmesini zorlaştırmaktadır.

Yukarıda verilen devre akım taşıyıcıların ideal olmayan akım kazançlarına göre yüksek duyarlıklılı olduğundan ve sadece negatif tipten akım taşıyıcılar içerdiğinden, bu devreye Şekil 4.11c'de gösterilen dönüşüm uygulanabilir. Dikkat edilirse, devre akım taşıyıcıların akım kazançlarına göre yüksek duyarlıklılı olduğu için, dönüşümde norator elemanının bağlanacağı i düğümü, Şekil 4.14a'daki akım taşıyıcıların ya x-uçları, ya da z-uçlarından biri seçilmelidir. Gerçekten de, i=1 ve i=3 alınırsa, sırasıyla Şekil 4.14b ve Şekil 4.14c'de verilmiş olan devreler elde edilmektedir. Elde edilen bu devrelerde kullanılan topraklı nutor elemanı, teorik olarak, Şekil 4.13'de verilmiş olan yapılardan herhangi biriyle gerçekleştirilebilir. Açık çevrimde çalışan akım taşıyıcıların idealsizlikleri dikkate alınır, Şekil 4.14b ve Şekil 4.14c'de verilen devrelerin payda polinomları sırasıyla

$$D_1(s) = s^2 + \frac{s}{\tau_2} + \frac{\alpha_1}{\tau_1 \tau_2} \quad (4.30a)$$

$$D_2(s) = s^2 + \frac{s}{\tau_2} + \frac{1}{\alpha_2 \tau_1 \tau_2} \quad (4.30b)$$

olarak elde edilebilir. Bu ifadelerden de görüldüğü gibi, payda polinomlarında yüksek aktif duyarlıklılara neden olan fark terimleri ortadan kalkmış ve açık çevrimde çalışan akım taşıyıcıların ideal olmayan kazançlarına göre düşük duyarlıklılı iki yeni devre elde edilmiştir. Ayrıca, devrenin önemli süzgeç parametreleri, ω_0 ve Q'nün açık çevrimde çalışan akım taşıyıcıların ideal olmayan akım kazançlarına olan duyarlıklılı ya bire eşit ya da birden küçüktür. Ayrıca, (4.28) ve (4.30) ifadeleri karşılaştırılırsa, elde edilen devreler pasif duyarlıklılılarının, Şekil 4.14a'daki devreninkilerle aynı olduğu görülebilir.

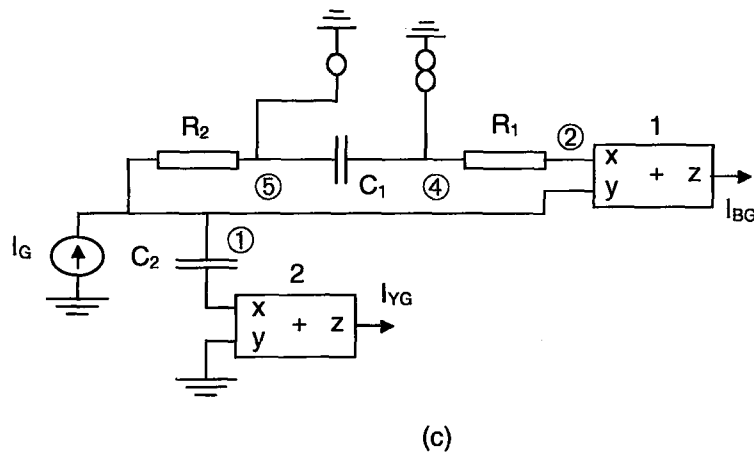
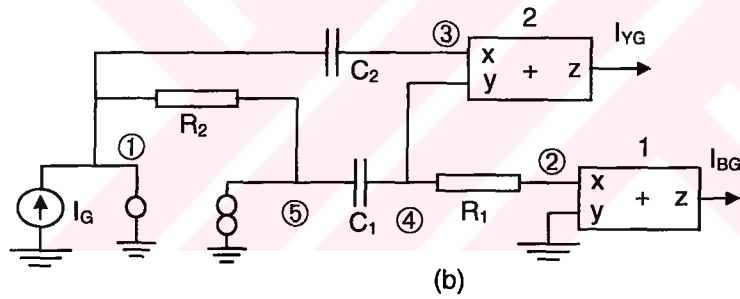
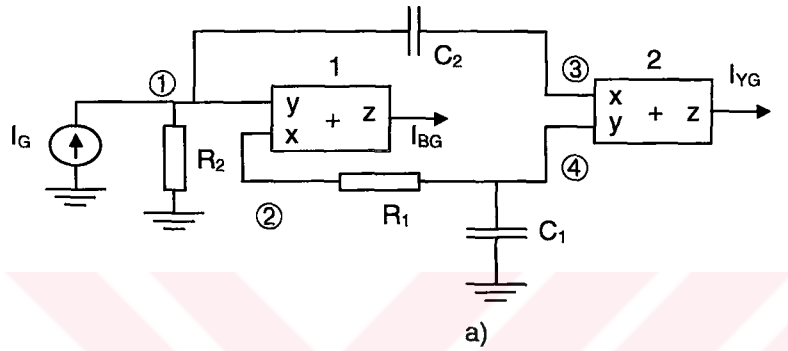
Bu arada, i=1 alınarak elde edilen Şekil 4.14b'deki devrenin α_1 'e, i=3 alınarak elde edilen Şekil 4.14c'deki devrenin de α_2 'ye göre sıfır duyarlığa sahip olduğuna dikkat ediniz.

Şimdi de, ikinci-derece bandgeçiren ve yüksek geçiren süzgeç karakteristiklerinin aynı anda gerçekleyen Şekil 4.15a'da verilmiş olan devreyi ele alalım. Bu devre,

daha önceden literatürde önerilmiş bir devreden elde edilmiştir (Özoğuz ve diğ. 1998). Devrenin analizi yapılırsa,

$$\frac{I_{BP}}{I_G} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\frac{s}{C_2 R_1}}{s^2 + \frac{s}{\tau_2} \left(1 + \frac{\tau_2}{\tau_1} (1 - \beta_1 \beta_2)\right) + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}}, \quad (4.31a)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_G} = \frac{-s^2}{D(s)}, \quad (4.31b)$$



Şekil 4.15 a) β parametresine göre duyarlılığı yüksek olan akım modlu devre. b) Şekil 4.11b'de $i=1$ alınarak elde edilen devre. c) Şekil 4.11b'de $i=4$ alınarak elde edilen devre.

bağıntıları kolaylıkla elde edilebilir. Payda polinomundaki fark terimlerinden devrenin bazı süzgeç parametrelerinin yüksek duyarlıklı olabileceği düşünülebilir. Gerçekten de, devrenin kutup değer katsayısı, Q'nün, akım taşıyıcıların ideal olmayan birim gerilim kazançları, β 'ya göre olan duyarlıkları hesaplanırsa,

$$S_{\beta_1}^Q = S_{\beta_2}^Q = Q^2 \quad (4.32)$$

ifadeleri elde edilebilir. Açıktır ki, bu devrenin de değer katsayısı Q, yüksek-seçicili, yüksek-Q'lü süzgeç gerçeklemlerinde ancak belirli bir hatayla gerçekleştirilebilir. Ancak önerilen yöntem ile bu sakıncayı önlemek mümkündür. Gerçekten de, Şekil 4.15a'daki devre β katsayısına göre duyarlıdır ve Şekil 4.11b'de verilen yöntem kullanılarak bu devreden düşük duyarlıklı yeni devreler elde etmek olasıdır. Şekil 4.11b'de gösterilen dönüşümde, $i=1$ ve $i=4$ alındığında, sırasıyla Şekil 4.15b ve Şekil 4.15c'de verilmiş olan devreler elde edilmektedir.

Açık çevrimde çalıştırılan akım taşıyıcıların ideal olmayan gerilim ve akım kazançları dikkate alınır, Şekil 4.15b ve Şekil 4.15c'deki devrelerin payda polinomları sırasıyla,

$$D_3(s) = s^2 + \frac{s}{\tau_2 \beta_2} + \frac{I}{\tau_1 \tau_2 \beta_2}, \quad (4.33a)$$

$$D_4(s) = s^2 + \frac{s}{\tau_2} + \frac{\beta_1}{\tau_1 \tau_2}, \quad (4.33b)$$

olarak elde edilebilir.

Bu bağıntılardan da kolaylıkla hesaplanabileceği gibi, devrenin önemli süzgeç parametreleri, ω_0 ve Q'nün akım taşıyıcıların ideal olmayan gerilim ve akım kazançlarına olan duyarlıkları ya bire eşit ya da birden küçük kalmaktadır.

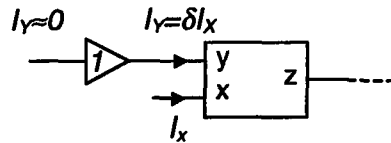
Dikkat edilirse, Şekil 4.11'deki genel yapılarda kullanılan topraklı nülör elemanın idealsizliklerinin, bu genel yapıların performansları üzerindeki etkileri henüz tartışılmamıştır. Nülör elemanın kavramsal bir eleman olması ve işlemsel kuvvetlendirici, OTA (operational transconductance amplifier) ve akım taşıyıcı gibi birbirlerine göre çok farklı özellikleri olan aktif elemanlarla gerçekleştirilmesi nedeniyle, bu elemanın idealsizliklerinin Şekil 4.11'deki genel yapıların üzerindeki etkilerini önceden kolaylıkla öngörmek mümkün olmamaktadır. Aşağıda, sadece

Şekil 4.14b'de verilen devreki topraklı nülör gerçeklemelerinin idealsizlik etkileri incelenmiştir. Benzer incelemeler diğer devreler için de kolaylıkla yapılabilir.

Şekil 4.13b-d'de verilmiş olan nülör gerçeklemelerinde bir akım taşıyıcının x-ucu toprağa değeri çok küçük olan bir r_c direnci üzerinden bağlanmıştır. Bölüm 2'de akım taşıyıcıların idealsizlikleri incelenmiş ve Şekil 2.8'de de bu idealsizliklerinin modellendiği bir eşdeğer devre verilmişti. Bu eşdeğer devrede I_x akımındaki değişimin I_y akımı üzerindeki etkisini gösteren bir δ parametresi bulunmaktadır. Bu parametrenin değeri Şekil 2.6'daki türden akım taşıyıcı iç yapılarında oldukça büyük değerler almakta ve ikinci bölümde de açıklandığı gibi, akım taşıyıcılı devrelerde direnç değerlerinin oranlarına bir üst sınır getirmektedir. Bu türden nülör gerçeklemelerinin kullanıldığı devrelerde, r_c direncinin değerinin çok küçük olması nedeniyle, diğer direnç elemanlarının da pratiğe uygun değerler aldığı varsayımı altında, direnç değerlerinin oranı bu üst sınırı rahatlıkla aşacaktır. Bu durumu önlemek için Şekil 2.6'daki akım taşıyıcı iç yapısında I_y akımının I_x akımına bağımlılığını azaltacak önlemler alınmalıdır. Bunun için bir yaklaşım akım taşıyıcının y-ucuna Şekil 4.16'da gösterildiği gibi birim gerilim kazançlı bir ayırıcı kat bağlamaktır. Bu çalışmada sonuçları verilen deneylerde de, Şekil 4.13'de verilmiş olan nülör gerçeklemelerinde kullanılan akım taşıyıcıların δ parametrelerinin değerleri, gerektiği takdirde Şekil 4.16'da görüldüğü gibi düşürülmüştür.

Şekil 4.13'de verilmiş olan nülör gerçeklemelerinin en önemli idealsizlikleri, kullanılan kontrollü kaynakların sonsuz olan kazanç parametrelerini sınırlamak amacıyla (kararsızlık sorununu önlemek için) kullanılmış olan Z_c ve r_c elemanlarından kaynaklanmaktadır. Yani bu kontrollü kaynakların kazanç parametreleri gerçekte sonlu olmakta, ayrıca yüksek frekanslarda bir kutupa sahip olmaktadır. Bu amaçla Z_c iki-uçlusu paralel olarak birbirlerine bağlı bir R_t direnci ile C_t kapasitesinden oluşmaktadır. Bu nülör gerçeklemesi kullanılarak gerçekleştirilmiş olan devrelerin performansları da açıktır ki, bu sonlu ve frekansa bağımlı kazançlardan etkilenecektir. Aşağıda, bu kazanç parametrelerinin Şekil 4.14b'deki devreyi nasıl etkilediği incelenmiştir.

Şekil 4.14b'deki devre, Şekil 4.13'deki nülör gerçeklemelerinin idealsizlikleri dikkate alınarak yeniden analiz edilmiş ve herbir nülör gerçeklemesi için elde edilen



Şekil 4.16 Akım taşıyıcının δ parametresini azaltan düzen.

Tablo 4.1 Şekil 4.14b'de verilmiş olan devrenin farklı nülör gerçeklemeleri için elde edilen ideal olmayan karakteristik polinomları

Nülör gerçeklemesi	Karakteristik polinom, D(s)
AKAK (Şekil 4.13b)	$s_n^2 + \frac{s_n}{Q} + 1 + s_n^3 C_1 r_c + s_n^2 C_1 r_c (Q + \frac{1}{Q}) + s_n (C_1 r_c + \frac{r_c Q}{R_1})$
GKAK (Şekil 4.13c)	$s_n^2 + \frac{s_n}{Q} \frac{(1+Q^2 \frac{r_c}{R_1})}{1+\frac{r_c}{R_1}+\frac{r_c}{R_2}} + \frac{1}{1+\frac{r_c}{R_1}+\frac{r_c}{R_2}}$
GKGK (Şekil 4.13d)	$s_n^2 + \frac{s_n}{Q} + 1 + s_n^3 C_1 r_c + \frac{s_n^2 C_1}{C_1} + s_n (\frac{R_1 Q}{R_1} + \frac{C_1}{C_1 Q})$
AKGK (Şekil 4.13e)	$s_n^2 + \frac{s_n}{Q} (1 + Q^2 \frac{R_1}{R_1}) + \frac{1 + R_1 / R_1}{1 + C_1 / C_1}$

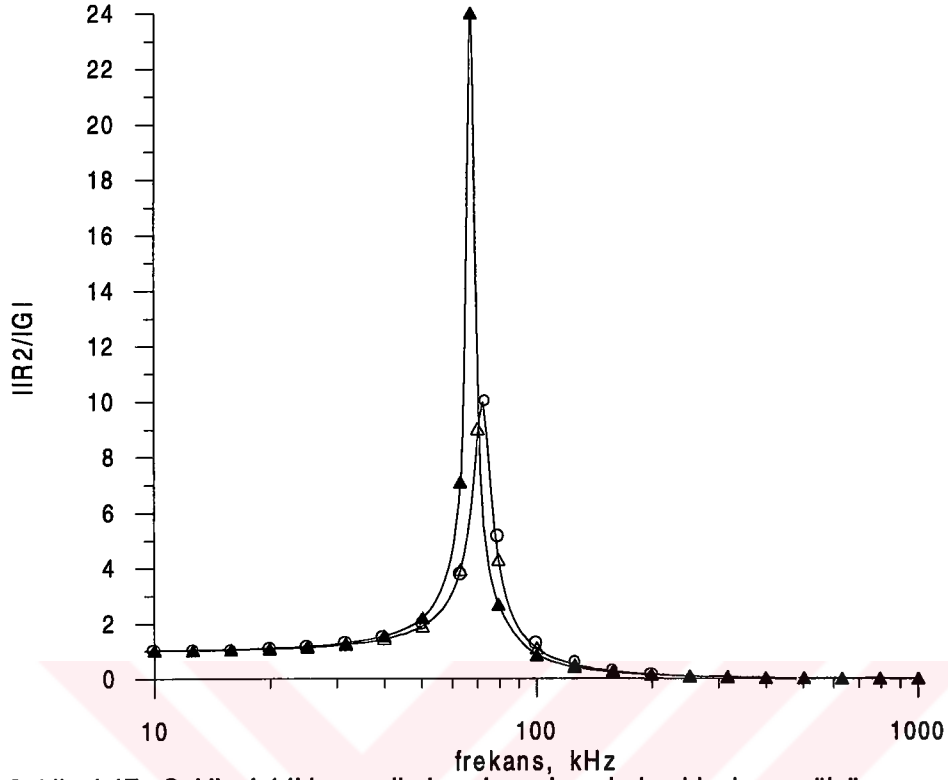
karakteristik polinomlar Tablo 4.1'de verilmiştir. Yukarıda da açıklandığı gibi, bu analizlerde devrede kararlılık amacıyla kullanılmış olan ve r_c ve Z_c (paralel R_1 ve C_1) ile gösterilmiş iki uçlulardan dikkate alınmıştır. Beklenildiği gibi, bu ifadelerden bu devrelerin performanslarının dışarıdan bağlanan elemanlara olduğu kadar, bu iki uçlularının değerlerine de bağlı olduğu açıkça görülmektedir. AD844 tümdevresi kullanılarak elde edilen deneysel sonuçlarla gösterilmiştir ki, kararlılık açısından, r_c direnci için 50Ω – 100Ω , paralel bir direnç ve kapasiteden oluşan R_1 ve C_1 için de sırasıyla $3M\Omega$ ve $4.5pF$ değerlerini kullanmak yeterli olmaktadır. Dikkat edilirse, bu değerler, akım taşıyıcı elemanın parazitik elemanlarının değerleri mertebesinde. Tablo 4.1'deki karakteristik polinomlara karşı gelen kutup frekansı ve kutup değer katsayısındaki yaklaşık bağıl değişimler Tablo 4.2'de verilmiştir. Bu bağıl değişimler hesaplanırken, sadece birinci mertebeden etkiler dikkate alınmıştır. Tablo 4.2'deki değerler dikkate alınırsa, tüm nülör gerçeklemeleri için devrenin kutup kesim frekansındaki bağıl sapmanın çok düşük olduğu, kutup değer katsayısının değişiminin ise sadece Şekil 4.13b'deki gerçekleştirme için çok iyi olduğu görülebilir.

Tablo-4.2 Tablo-4.1'de verilmiş olan karakteristik polinomlara karşı gelen merkez frekansı ve kutup değer katsayılarındaki bağıl değişimler

Nülör gerçeklemesi	$\Delta\omega_0/\omega_0$	$\Delta Q / Q$
AKAK	0	0
GKAK	$-0.5(\frac{r_c}{R_1} + \frac{r_c}{R_2})$	$-0.5(\frac{r_c}{R_1} + \frac{r_c}{R_2}) - \frac{Q^2 r_c}{R_1}$
GKGK	$-\frac{C_1}{2C_1}$	$-\frac{Q^2 R_1}{R_1} - \frac{C_1}{2C_1}$
AKGK	$\frac{R_1}{2R_1} - \frac{C_1}{2C_1}$	$\frac{R_1}{2R_1} - \frac{C_1}{2C_1} - \frac{R_1}{R_1} Q^2$

Diğer nülör gerçeklemeleri için ise, kutup değör katsayısındaki bağıl değışim önerilen dönüşümüm uygulandığı Şekil 4.14a'daki devrede olduğu gibi Q^2 ile orantılı olmaktadır. Ancak, Şekil 4.14'deki devre açık çevrimde çalışan akım taşıyıcılarda akım kazancında hatalara göre yüksek duyarlılıktı ve bu hata standart tümdevre gerçeklemelerinde genellikle %1'in üzerinde olmaktadır. Oysa, Tablo 4.2'den görüldüğü gibi, Şekil 4.13c-d'deki nülör gerçeklemeleri için Q^2 'nin çarpan terimi r_c/R_1 ve R_1/R_t olmaktadır. $r_c \approx 50\Omega$, $R_1 \approx 5k\Omega$ ve $R_t \approx 5M\Omega$ yaklaşık değeri için, r_c/R_1 oranı %1, R_1/R_t oranı ise %0.1 mertebesinde olmaktadır. Açık ki, bu durumda Şekil 4.13d ve 4.13e'deki nülör gerçeklemeleri ile devrenin kutup değör katsayısındaki bağıl değışiminin küçük olacağı, Şekil 4.13c'deki nülör gerçeklemesi ile ise bu değışimin biraz daha büyük olacağı öngörülebilir.

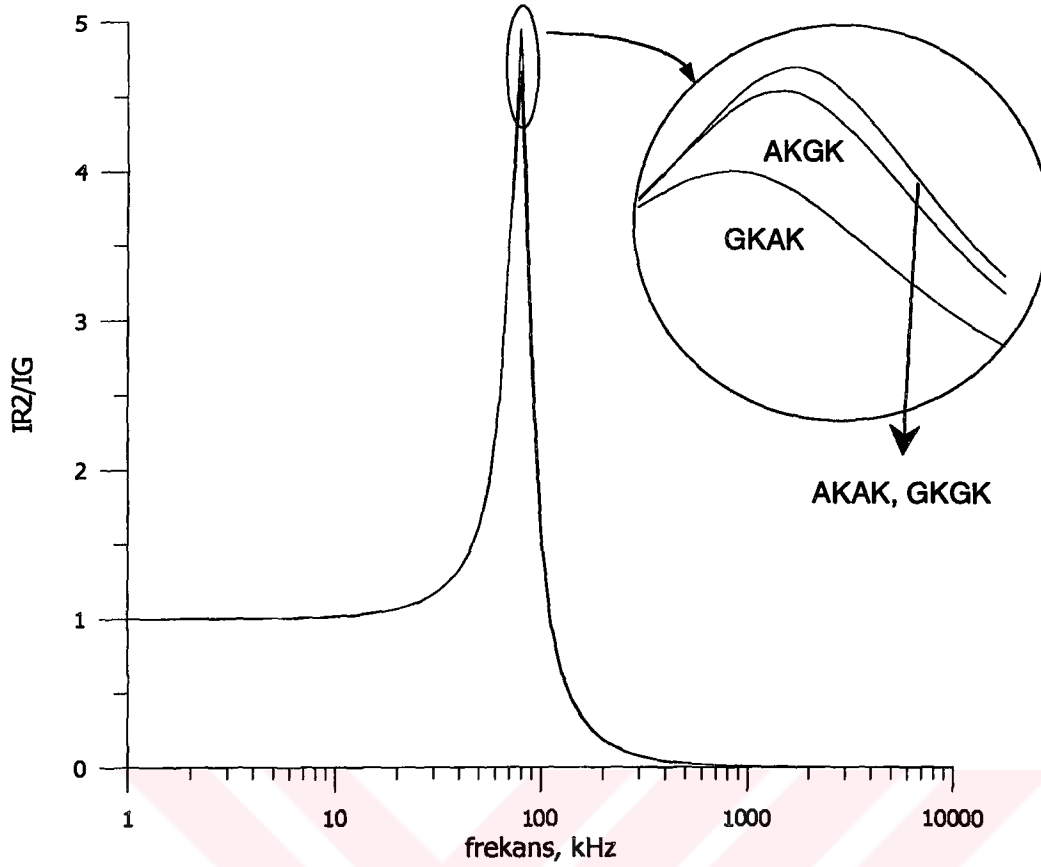
Tüm bu analiz sonuçlarından, akım kontrollü akım kaynağı kullanılarak gerçekleştirilmiş olan Şekil 4.13b'deki nülör gerçeklemesinin devre performansı açısından en iyi sonucu verdiği düşünölmektedir. Gerçekten de, Şekil 4.14a ve Şekil 4.14b'deki devreler AD844 tümdevresi ile kurulmuş ve $R_1=2.2k\Omega$, $R_2=22k\Omega$, $C_1=100pF$, $C_2=1nF$ elemanları kullanılarak, kesim frekansı 72kHz, kutup değör katsayısı 10 olan bir süzgeç devresi tasarlanmıştır. Şekil 4.14b'deki devredeki topraklı nülör elemanı akım kontrollü akım kaynağı kullanılarak yani Şekil 4.13b'deki devre ile gerçekleştirilmiştir. Burada kullanılan r_c elemanı 100Ω olarak alınmış, Z_c elemanı için ise dışarıdan hiç bir eleman bağlanmamış, AD844 tümdevresinin kendi iç direnç ve kapasitesinin kompanzasyon için yeterli olduğu görölmüştür. Şekil 4.14a ve Şekil 4.14b'deki negatif tipten akım taşıyıcılar ise, iki AD844 tümdevresinin ardarda bağlanmasıyla elde edilmişlerdir. Bilindiğı gibi değör katsayısı beşten daha büyük olan alçak geçiren türden genlik fonksiyonlarında, kesim frekansındaki kazancın, DC'deki kazanca oranı, büyük bir yaklaşıklıkla değör katsayısına eşit olmaktadır. Bu özellik bu türden devrelerin değör katsayılarının frekans eğrisi yardımıyla kolaylıkla ölçölmesine imkan vermektedir. Şekil 4.14a ve Şekil 4.14b'deki devrelerin analizleri yapılırsa, R_2 direncinin akımı ile I_G giriş akımının oranının alçak geçiren türden bir transfer fonksiyonu olduğu görölebilir. O halde bu devrelerde bu transfer fonksiyonunun genliğinin frekansla değışimi çizilirse, her iki devrenin önemli süzgeç parametreleri, yani kesim frekansı ve kutup değör katsayısı görsel olarak karşılaştırılabilir. Bu amaçla, Şekil 4.14a ve b'deki devrelerin ölçüm sonuçları elde edilmiştir. Şekil 4.14a'da verilmiş olan devrenin kutup kesim frekansı 67kHz, kutup değör katsayısı 25 olarak ölçölümüştür. Şekil 4.14b'deki devrenin ölçüm sonuçları, ideal eğri ile birlikte Şekil 4.17'de verilmiştir. Bu şekilden de görölebileceğı gibi, önerilen yöntem ile elde edilmiş olan devrenin değör katsayısı 10 olarak ölçölümüş ve 25 olarak ölçölün Şekil 4.14a'daki devrenin değör katsayısına göre önemli ölçüde iyileşmiştir.



Şekil 4.17 Şekil 4.14'de verilmiş olan devrelerin ideal ve ölçüm sonuçları.
($f_0=73\text{kHz}$, $Q=10$)
— İdeal —▲— Şekil 4.14a O Şekil 4.14b △ Şekil 4.14c

Ayrıca, Şekil 4.14c'deki devre, içerdiği topraklı nülör elemanının akım kontrollü akım kaynağı ile gerçekleştirildiği halde ölçülmüş, elde edilen deneysel sonuçlar gene Şekil 4.17'ye verilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü gibi, bu devrenin de frekans cevabı dönüşüm uygulanan ilk devreye göre belirgin bir şekilde iyileşmiştir.

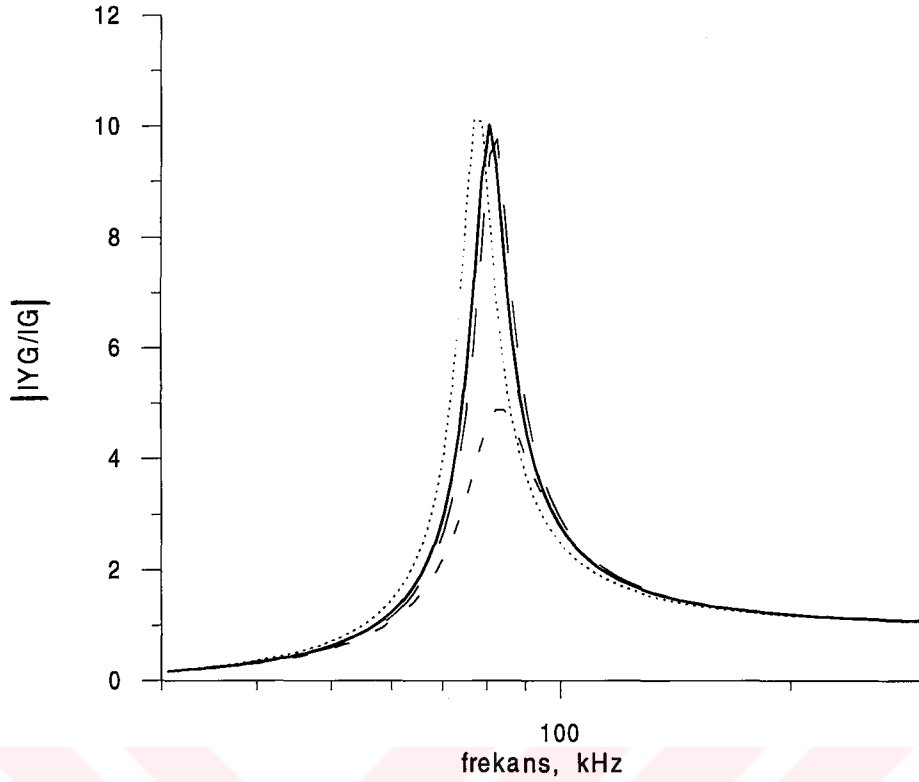
Yukarıda verilen deneysel sonuçlarla, Şekil 4.13b'deki nülör gerçekleştirilmesinin performansının beklenildiği gibi çok iyi olduğu gösterilmiştir. Ancak, hangi tür nülör elemanı kullanılırsa kullanılsın, önerilen yöntemin ile elde edilen devrelerin Şekil 4.14a'daki devreye göre önemli iyileştirmeler sağladığı, aşağıda verilen SPICE simülasyonları ile gösterilecektir. Şimdi, Şekil 2.6'da verilmiş olan akım taşıyıcı iç yapılarını ele alalım. SPICE devre analizi programında, bipolar transistörler için ATT ALA200 npn1x ve pnp1x "best case" model parametreleri kullanılırsa, ± 5 VDC besleme geriliminde, bu pozitif ve negatif akım taşıyıcıların idealde bir olması gereken akım kazançları ölçülmüş ve bunlar sırasıyla 1.012 ve 1.02 olarak bulunmuştur. Şekil 4.14a ve b'deki devreler bu akım taşıyıcılarla gerçekleştirilmiş ve kesim frekansı 79.5KHz ve kutup değer katsayısı 5 olan bir süzgeç devresi gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla pasif eleman değerleri $R_1=2\text{k}\Omega$, $R_2=10\text{k}\Omega$, $C_1=200\text{pF}$,



Şekil 4.18 Şekil 4.14b'deki devrenin dört farklı nülör gerçeeklemesi kullanılarak elde edilmiş simülasyon sonuçları ($f_0=79.5\text{KHz}$, $Q=5$).

$C_2=1\text{nF}$ olarak seçilmiştir. Devrelerin SPICE simülasyon sonuçlarından Şekil 4.14a'daki devrenin kutup değeri katsayısı 24 olarak, yani yaklaşık %400'lük bir bağıl hata ile ölçülmüştür. Topraklı nülör gerçeeklemeleri ile elde edilen devrelerin simülasyon sonuçları ise Şekil 4.18'de verilmiştir. Burada belirtmek istediğimiz bir husus, Tablo 4.2'deki sonuçlar yorumlanırken de açıklandığı gibi, Şekil 4.13c'deki nülör gerçeeklemesine karşı gelen devrede bulunan kutup değeri katsayısındaki bağıl hatanın, diğer nülör gerçeeklemelerine karşı gelen devrelerdekine göre daha büyük olmasıdır. Bunun nedeni r_0/R_1 oranının %0.5'e yakın olması yani nispeten büyük bir hata terimi getirmesidir. Yine de, Şekil 4.13'deki nülör gerçeeklemelerinden hangisi kullanılırsa kullanılsın, kutup değeri katsayısındaki hata, ilk başta verilen Şekil 4.14a'daki devredeki hataya göre çok belirgin şekilde azalmıştır.

Aynı şekilde Şekil 4.15'deki devrelerin de deneysel sonuçları elde edilmiş ve bu devrelerin performansları birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Deneysel sonuçlar elde edilirken, Şekil 4.15'de görülen topraklı nülör gerçeeklemeleri için Şekil 4.13b'deki AKAK temelli yapı kullanılmıştır. Deneyler gerçeekleştirilirken kullanılmış olan AD844 tümdevre elemanının önemli bir avantajı β parametresini ideale çok yakın olarak gerçeeklemesiydi. Bunun sonucu olarak yapılan deneylerde, β 'ya göre duyarlılığı



Şekil 4.19 Şekil 4.15'de verilmiş olan devrelerin ideal ve simülasyon sonuçları.
($f_0=80\text{kHz}$, $Q=10$)

— Ideal - - - - Şekil 4.15a - . - . - Şekil 4.15b Şekil 4.15c

yüksek olan Şekil 4.15a'daki devre ile diğer devreler arasında önemli bir performans farkı ölçülemedi. Ancak, bu devrelerin karşılaştırılmaları Şekil 2.8'deki basit eşdeğer model kullanılarak yapılabilir. Bu modelde tüm eleman değerleri Tablo 2.1'e uygun alınmış, sadece β parametresinde %1'lik bir hatanın olduğu kabul edilmiştir. Bu şekilde elde edilen akım taşıyıcı eşdeğer modeli kullanılarak, Şekil 4.15'deki devrelerin simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Şekil 4.19'da verilmiş olan bu simülasyon sonuçlarından, önerilen yöntemin bu devreler için de önemli bir iyileşme sağladığı açıkça görülmektedir.

Sonuç olarak, şu ana kadar verilmiş olan deneysel ve simülasyon sonuçlarından önerilen yöntemin yararlı bir yöntem olduğu ancak farklı nülör gerçeklemleri için elde edilen devrelerin performanslarının bir ölçüde değişebileceği görülmektedir. Bu açıdan, bu bölümde önerilen yöntemle elde edilmiş devrelerde kullanılan ve kavramsal bir eleman olan nülör elemanının iç gerçeklemlerinin seçilirken dikkatli olunması gerektiği düşünülmektedir.

5. SONUÇLAR

Bu bölümde, bu çalışmada elde edilen bazı sonuçlar özetlenmiş ve bunların ortaya çıkardığı yeni araştırma olanakları tartışılmıştır.

Bu çalışmada, akım taşıyıcılı devrelerin düğüm admitans matrislerinin satır yarı belirsiz türden olma özellikleri kullanılarak, iki-ucu serbest giriş fonksiyonu ve akım transfer fonksiyonu gerçekleyen akım taşıyıcılı devrelerin sentezlenmesinde yeni olanaklar araştırılmıştır.

Bu amaçla, ikinci bölümde, önce akım taşıyıcı elemanı kısaca tanıtılmış ve bu elemana karşı gelen ideal ve ideal olmayan devre modelleri verilmiştir. İdeal olmayan devre modeli kullanılarak akım taşıyıcının idealsizliklerinin süzgeç devrelerinin frekans cevapları üzerinde ne şekilde etkili olabileceği tartışılmıştır. Bu tartışma sonucunda, akım taşıyıcının R_x , R_y ve R_z parazitik dirençlerinin bu elemanın uçlarına dışarıdan seri veya paralel olarak bağlanmış kapasitelerle beraber hem devrenin band genişliğini daralttığı, hem de yüksek-Q'lü devrelerde değer katsayısının öngörülenden daha küçük olmasına neden olduğu sonucuna varılmıştır. Gene bu bölümde işaret edilen önemli bir husus, akım taşıyıcının I_y akımı I_x akımı arasında bir ilişki tanımlayan δ parametresinin, akım taşıyıcılı devrelerde kullanılan dirençlerin oranlarının belli bir değerden daha büyük tutulmasını engellemesidir. Ayrıca bu bölümde, akım taşıyıcının lineer olarak çalışabilmesi için, uç büyüklükleri üzerinde ne tür sınırlamaların bulunduğu tartışılmış ve özel olarak seçilmiş bir akım taşıyıcı iç yapısı için bu sınırlar sayısal olarak bulunmuştur.

Üçüncü bölümde, iki-ucu serbest keyfi giriş fonksiyonlarının akım taşıyıcılı devrelerle gerçekleştirilmesi için bazı yeni yöntemler önerilmiştir. Bunlar literatürde daha önceden kullanılmış benzer yöntemlerin dayandıkları bir yaklaşımı temel almaktadır (Bryson ve Wierzba 1982, The ve Yanagisawa 1977, Senani 1987, Singh 1988). Bu yaklaşımda önce gerçekleştirilmek istenilen giriş fonksiyonunu topraklı halde gerçekleyen 1-kapılı ele alınır ve buna uygun bir dönüşüm uygulanarak aynı giriş fonksiyonunu iki-ucu serbest halde gerçekleyen 2-kapılı elde edilir. Bu bölümde, bu dönüşümün uygulanabilmesi için farklı yöntemler önerilmiştir. Öncelikle akım taşıyıcılı bir 1-kapılıdan, kısa-devre parametreleri satır yarı belirsiz türden olan 2-

kapılıya sistematik olarak nasıl geçileceği literatürde ilk defa açık olarak bu çalışmada verilmiştir. Daha sonra, bu 2-kapılıdan iki-ucu serbest 2-kapılıya geçmek için, iki dönüşüm yöntemi verilmiştir. Bu yöntemlerin uygulanabilmesi için, ele alınan 1-kapılının devre yapısının bazı koşulları sağlaması gerekmektedir. Ancak, önerilen yöntemler literatürde bilinen farklı 1-kapılılara uygulanabilmiş ve bu şekilde bu yöntemlerin uygulanabilirliği gösterilmiştir. Bu yöntemlerin uygulanmasıyla, sadece literatürde bilinen bazı iki-ucu serbest endüktans, FDNR gerçeklemeleri sistematik olarak elde edilmemiş, aynı zamanda yeni ve yararlı yeni devre yapılarının da önerilmesi mümkün olmuştur. Bu yöntemle sistematik olarak elde edilen 2-kapılılarda, ilk başta ele alınan 1-kapılıların pasif eleman sayısı, parametre eşleme şartından bağımsızlık gibi bazı önemli özellikleri korunmaktadır. Ancak bu yöntem ile elde edilen devrelerin önemli bir dezavantajı, bu devrelerde kullanılan pasif elemanların hiçbirisinin topraklı olmamasıdır. Bu durum, tümdevre gerçekleştirilmesi açısından tercih edilmemektedir (Bhusman ve Newcomb 1967).

Bu olumsuzluk dikkate alınarak, iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçekleyen devrelerin kısmen topraklı pasif elemanlar kullanılarak gerçekleştirilmesine imkan verecek yeni bir yöntem sunulmuştur. Satır yarı belirsiz admitans matrisli devrelerin şu ana kadar bilinmeyen ve ilk defa bu çalışmada verilen bir özellikleri sayesinde, kısmen topraklı pasif elemanlar ile gerçekleştirilebilen iki-ucu serbest devreler sistematik olarak elde edilebilmiştir. Bu şekilde verilmiş olan dönüşüm yöntemi ile, ilk başta ele alınan topraklı giriş fonksiyonunu gerçekleyen 1-kapılının pasif ve aktif eleman sayıları, iki-ucu serbest devrede de aynen korunmaktadır. Önerilen yöntem ile tamamen topraklı direnç elemanları ile gerçekleştirilebilen iki-ucu serbest bir FDNR devresi de elde edilmiş ve bu devreye literatürde bilinen bir dönüşüm uygulanarak tümüyle tümleştirilmeye uygun akım taşıyıcılı bir MOSFET-C süzgeç devresi elde edilmiştir. Bu çalışmada elde edilmiş olan iki-ucu serbest giriş fonksiyonu gerçeklemelerinin pratik olarak da gerçekleştirilebileceğini göstermek amacıyla, bazı devreler AD844 tümdevresi kullanılarak deneysel olarak test edilmiş ve bunların deneysel sonuçları teorik öngörülerle karşılaştırılmıştır. Elde edilen bu deneysel sonuçlar genel olarak önerilen yöntemlerin pratik yararlarını göstermektedir.

Dördüncü bölümde, akım taşıyıcılı devrelerin satır yarı belirsiz düğüm admitans matrislerine sahip olma özellikleri kullanılarak, akım-modlu devrelerle uygulanabilen yeni bazı dönüşümler önerilmiştir. Bu dönüşümlerin ilkinde akım modunda çalışan akım taşıyıcılı bir devrede giriş ile toprağın yeri değiştirilmekte ve bu şekilde elde edilen yeni devrenin transfer fonksiyonu, dönüşüm uygulanan devrenin transfer fonksiyonu cinsinden yazılmaktadır. Bu dönüşümü önce birinci

dereceden basit bir devreye uygulayarak, ikinci dereceden, daha sonra bu elde edilen devreye ardışıl olarak uygulayarak daha yüksek dereceden alçak, band ve yüksek geçiren süzgeç fonsiyonları elde edilebilmektedir. Bu şekilde ikinci dereceden üniversal bir akım modlu süzgeç devresi ile n inci dereceden aynı anda alçak, band (n çift için) ve yüksek geçiren yeni bir akım modlu süzgeç devresi elde edilmiştir. Öte yandan, önerilen bu yöntem sayesinde, n inci dereceden tümgeçiren türden süzgeç devreleri de elde edilebilmektedir. Bu şekilde elde edilen süzgeç devrelerinin yapısal tümgeçiren türden olmaları, bunların uygulama alanlarını genişletmektedir (Regalia ve diğ. 1988).

Dördüncü bölümde önerilen bir başka dönüşüm ise, bilinen bir devre ile aynı akım transfer fonksiyonunu gerçekleyen yeni devrelerin elde edilmesine imkan vermektedir. Ancak, dönüşüm o şekilde uygulanabilmektedir ki, elde edilen devrelerde, süzgeç parametrelerinin açık çevrimde çalışan yani parametrelerindeki hataların büyük olduğu akım taşıyıcıların aktif idealsizliklerine göre olan duyarlıkları özellikle sıfır yapılabilir. Bu şekilde, içerdiği akım taşıyıcılardan birinin aktif idealsizliklerine göre duyarlılığı yüksek olan akım-modlu bir devreden, bu parametreye göre duyarlılığı sıfır olan ve ideal akım taşıyıcılar için aynı akım transfer fonksiyonunu gerçekleyen yeni bir devre elde edilebilmektedir. Bu dönüşüm sayesinde, literatürde yüksek duyarlıkları olarak bilinen iki devreden dört farklı yeni devre elde edilmiştir. Bu devrelerin açık çevrimde çalışan akım taşıyıcılara göre duyarlıklarının çok düşük olduğu gösterilmiştir. Dönüşüm sonucunda devreye eklenmesi gereken topraklı nülör elemanın fiziksel olarak kolaylıkla ve başarıyla gerçekleştirilebildiği, seçilen örnek bir devrenin detaylı analizleri yapılarak gösterilmiştir. Bu örnek devrenin ölçüm sonuçları elde edilmiş ve bu devrenin frekansı cevabının dönüşüm uygulanan devreninkinden beklenildiği gibi, çok daha iyi olduğu görülmüştür. Bu durum nedeniyle, topraklı nülör elemanın fiziksel gerçekleştirilmesi sonucunda oluşan idealsizliklerinin, elde edilen yeni devrelerin performanslarını önemli ölçüde etkilememesi beklenmektedir.

Sonuç olarak, bu tezde akım taşıyıcılı devrelerin satır yarı belirsiz düğüm admitans matrisine sahip olmaları nedeniyle, akım taşıyıcılı devre sentezinde yeni birtakım olanakların ortaya çıktığı görülmüştür. Bu özelliğe sahip ve günümüz tümdevre şartlarında akım taşıyıcıya göre belki de daha kolaylıkla gerçekleştirilebilecek yeni aktif elemanların literatürde önerilmesi mutlaka yararlı olacaktır. Bugün, bu türden yeni aktif elemanların önerilmesi ve satır yarı belirsizlik özelliğinin bu elemanlar kullanılarak yapılacak devre sentezinde ne tür yeni olanaklar doğuracağı, mutlaka araştırılması gereken bir konu olarak karşımıza çıkmaktadır.

KAYNAKLAR

- Abdalla Y. A. N.**, 1985, Comment on "Novel floating ideal tunable FDNR simulation using current conveyors", *IEEE Trans.*, **CAS-32**, 303.
- Acar, C. and Kuntman, H.**, 1996. Limitations on input signal level in current-mode active-RC filters using CCII's, *Electronics Letters*, 32, 1461-1462.
- Acar, C. and Kuntman, H.**, 1999. Limitations on input signal level in voltage-mode active-RC filters using current conveyors, *Microelectron. J.*, **30**, 69-76.
- Anday, F. and Güneş, E. O.**, 1992. Realization of nth-order Transfer Functions Using Current Conveyors, *Int. J. Circuit Theory Appl.*, **20**, 693-696.
- Analog Devices.** 1990. Linear products data book, Norwood, MA, U.S.A.
- Aronhime, P., Nelson D. and Adams, C.**, 1990. Application of a first-generation current conveyor in current-mode circuits, *Electron. Lett.*, **26**, 1456-1457.
- Black, G.G., Friedmann, R.T. and Sedra, A.S.**, 1971. Gyrator implementation with integrable current conveyors, *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-6, 396-399.
- Bhusman, M. and Newcomb, R. W.**, 1967. Grounding of capacitors in integrated circuits, *Electron. Lett.*, **3**, 148-149.
- Bruton, L. T.**, 1969. Network transfer function using the concepts of frequency-dependent negative resistance, *IEEE Trans.*, **CT-16**, 406-408.
- Bruun, E.**, 1993. CMOS high speed, high precision current conveyor and current feedback amplifier structures, *Int.J.of Electron.*, **74**, 93-100.
- Bryson, P. R., Wierzba, G. M.**, 1982. Theory and application of semi indefinite networks, *IEE Proc. Pt. G*, **129**, 285-290.
- Cabeza R., Carlosena A. and Serrano L.**, 1994. Unified approach to the implementation of universal active devices, *Electron. Lett.*, **30**, 618-620.
- Cabeza R. and Carlosena A.**, 1995. Design considerations for practical nullors, *Proceeding of European Conference on Circuit Theory and Design*, Istanbul, Turkey, August 1995, 839-842.
- Chang, C.M. and Chen, P. C.**, 1991a. Realisation of current-mode transfer function using second-generation current conveyors, *Int.J.of Electron.*, **71**, 809-815.

- Chang, C.M. and Chen, P. C.**, 1991b. Universal active current filter with three inputs and one output using current conveyors, *Int.J.of Electron.*, **71**, 817-819.
- Chang, C.M.**, 1993. Novel universal current-mode filter with single input and three outputs using only five current conveyors, *Electron. Lett.*, **29**, 2005-2007.
- Davies, A.C.**, 1967. The significance of nullators, norators and nullors in active network theory, *Radio & Electron. Eng.*, **34**, 259-267.
- Desai, M., Aronhime, P. and Zurada, J.**, 1994. Current-mode network transformations, *IEEE Int. Symp. on Circuits and Syst., ISCAS'94*, London, England, June 1994, 599-602.
- Drakakis E.M. and Karybakas, C.A.**, 1999, Multiple output active filter based on current followers, *Int.J.of Electron.*, **86**, 141-151.
- Elwan, O. E. and Soliman, A. M.**, 1996. A novel CMOS current conveyor realization with an electronically tunable current mode filter suitable for VLSI, *IEEE Trans. -II*, **CAS-43**, 663-670.
- Fabre, A.** 1984. Wideband translinear current convertor, *Electron. Lett.*, **20**, 241-242.
- Fabre, A.**, 1991. Insensitive current-mode bandpass filter implemented from two current conveyors, *Electron. Lett.*, **27**, 897-899.
- Fabre, A.**, 1995. Third-generation current conveyor: a new helpful active element, *Electron. Lett.*, **31**, 338-339.
- Fabre, A. and Alami, M.**, 1995. Universal current mode biquad implemented from two second generation current conveyors, *IEEE Trans.*, **CAS-42**, 383-385.
- Fabre, A., Saaid, O. and Barthelemy, H.**, 1995. On the frequency limitations of the circuits based on second generation current conveyors, *Analog Int. Circuits Sign. Process.*, **7**, 113-129.
- Fabre, A.**, 1997. A precise macromodel for second generation current conveyors, *IEEE Trans.-I*, **44**, 639-642.
- Güneş, E.O.**, 1998. Akım taşıyıcılar ve akım taşıyıcı tabanlı aktif elemanlarla transfer fonksiyonlarının gerçekleştirilmesi, *Doktora Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Higashimura, M. and Fukui, Y.** 1986. Novel lossless tunable floating FDNR simulation using two current conveyors and a buffer, *Electron. Lett.*, **22**, 938-939.
- Higashimura, M. and Fukui, Y.** 1987a. Novel method for realising lossless floating immittances using current conveyors, *Electron. Lett.*, **23**, 498-499.
- Higashimura, M. and Fukui, Y.** 1987b. Novel lossless tunable floating FDNR simulation using two current conveyors and an INIC, *Electron. Lett.*, **23**, 529-530.

- Higashimura, M. and Fukui, Y.** 1988a. Type 1 mutator using current conveyor and its applications to immittance simulation, *Int. J. Electron.*, **64**, 377-383.
- Higashimura, M. and Fukui, Y.** 1988b. Realization of impedance function using current conveyors, *Int. J. Electron.*, **65**, 223-231.
- Higashimura, M. and Fukui, Y.** 1990. Realization of current-mode all-pass networks using a current conveyor, *IEEE Trans.*, **CAS-37**, 660-661.
- Higashimura, M. and Fukui, Y.** 1996. Universal filter using plus-type CCIs, *Electron. Lett.*, **32**, 810-811.
- Hilberman, D.**, 1973. Input and ground as complements in active filters, *IEEE Trans.*, **CT-20**, 540-547.
- Hou, C. L., Chen, R. D., Wu, Y. P. and Hu, P. C.**, 1993a, Synthetic methods for floating immittances of one-ports and z and y parameters of multiports using CCII-, *Int. J. Electron.*, **74**, 577-586.
- Hou, C. L., Chen, R. D., Wu, Y. P. and Hu, P. C.**, 1993b, Realization of grounded and floating immittance function simulators using current conveyors, *Int. J. Electron.*, **74**, 917-923.
- Hou, C. L. and Wang, W. Y.**, 1998. Realization of floating immittance function simulators using CCII+, *Microelectron. J.*, **29**, 59-63.
- Hou, C. L., Wu, Y. P. and Liu, S. L.**, 1991, New configuration for single-CCII first-order and biquadratic current-mode filters, *Int. J. Electron.*, **71**, 637-644.
- Huelsman, L.P. and Allen, P.E.**, 1980. Introduction to the theory and design of active filters, p. 275, McGraw-Hill series in electrical and computer engineering, U.S.A.
- Huijsing J. H.**, 1990. Operational floating amplifier (OFA), *IEE Proc. Pt. G.*, **137**, 131-136.
- Ishida, M., Higashimura, M., Fukui, Y. and Ebisutani, K.**, 1988. Synthesis of immittance function using current conveyors, *IEEE Int. Symp. on Circuits and Syst.*, *ISCAS'88*, Helsinki, Finland, June 1988, 2681-2684.
- Kerwin, W, Huelsman, L.P. and Newcomb, R.**, 1967. State variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions, *IEEE J. Solid-State Circuits*, **SC-2**, 87-92
- Liu, S. I.**, 1991. New Configurations for Single CCII Biquads, *Int. J. Electron.*, **70**, 609-622.
- Mahmoud, S. A., Soliman, A. M.**, 1998. Novel MOS-C balanced-input balanced-output filter using the current feedback operational amplifier, *Int. J. Electron.*, **84**, 479-485.
- Mcmillan, B.**, 1999. Structure of quasi-primitive multiports, *IEEE Trans.-I*, **CAS-45**, 22-30.
- Mitra, S.K., Damonte A.J., Fujii N. and Neuvo Y.**, 1985. Tunable active crossover networks, *J. Audio Eng. Soc.*, **33**, 762-769.

- Moschytz, G.S.**, 1974. Linear Integrated Networks: Fundamentals, pp. 117-134, Bell Laboratories series, USA.
- Nandi, S., Jana, P. B. and Nandi, R.**, 1983. Floating ideal FDNR using current conveyors, *Electron. Lett.*, **19**, 251.
- Nandi, S., Jana, P. B. and Nandi, R.**, 1984. Novel floating ideal tunable FDNR simulation using current conveyors, *IEEE Trans.*, **CAS-31**, 402-403.
- Özoğuz, S. and Acar, C.**, 1997. Universal current-mode filter with reduced number of active and passive components, *Electron. Lett.*, **33**, 948-949.
- Özoğuz, S. and Acar, C.**, 1998a. On the realization of floating immittance function simulators using current conveyors, *Int. J. Electron.*, **85**, 463-475.
- Özoğuz, S. and Acar, C.**, 1998b. On the current-mode current-conveyor based high-order filter realisations, *Proceedings of the International Conference on Electron., Circuits and Syst.*, Lisbon, Portugal, Sept. 1998, 127-131.
- Özoğuz, S., Toker, A. and Çiçekoğlu, O.** 1998. High output impedance current-mode multifunction filter with minimum number of active and reduced number of passive components, *Electron. Lett.*, **34**, 1807-1809.
- Özoğuz, S., Toker, A. and Çiçekoğlu, O.** 1999. New current-mode universal filters using only four (CCII+)'s, *Microelectron. J.*, **30**, 255-258.
- Pal, K.**, 1981. Novel floating inductance using current conveyors, *Electron. Lett.*, **17**, 638.
- Patranabis, D. and Paul A. N.**, 1980. Floating inductor with two current conveyors, *Int. J. Circuit Theory Appl.*, **8**, 457-468.
- Pookaiyaudom, S. and Srisarakham, W.**, 1979. Realization of stable current-controlled frequency-dependent positive resistance. *Proc. of IEEE*, **67**, 1660-1662.
- Rathore, T. S.**, 1980. Active complementary networks, *IEEE Trans.*, **CAS-27**, 1278-1280.
- Regalia, P. A., Mitra, S.K. and Vaidyanathan, P. P.**, 1988. The digital all-pass filter: a versatile signal processing building block, *Proc. IEEE*, **76**, 19-37.
- Roberts, G. W., Sedra, A. S.**, 1989. All current-mode frequency selective circuits, *Electron. Lett.*, **25**, 759-761.
- Schaumann, R., Ghausi, M.S. and Laker, K. R.**, 1990. Design of analog filters: Passive, active RC and switched capacitor, p. 323, *Prentice Hall Series in Electrical and Computer engineering*, New Jersey, U.S.A., 1990.
- Sedef, H.**, 1993. Akım taşıyıcı kullanarak aktif devre sentezinde yeni olanaklar, *Doktora Tezi*, Y. T. Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Sedra, A. S. and Smith, K. C.** 1970. A second-generation current conveyor and its applications. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, **17**, 132-134.

- Senani, R.**, 1979. Novel active-RC circuit for floating inductor simulation, *Electron. Lett.*, **15**, 679-680.
- Senani, R.**, 1980a, Novel active RC realisations of tunable floating inductors, *Electron. Lett.*, **16**, 154-155.
- Senani, R.**, 1980b, New tunable synthetic floating inductors, *Electron. Lett.*, **16**, 382-383.
- Senani, R.**, 1982, Novel lossless synthetic floating inductor employing grounded capacitor, *Electron. Lett.*, **18**, 413-414.
- Senani, R.** 1984, Floating ideal FDNR using only two current conveyors, *Electron. Lett.*, **20**, 205-206.
- Senani, R.** 1986, On the realization of floating active elements, *IEEE Trans.*, **CAS-33**, 323-324.
- Senani, R.**, 1987a. Floating immittance realisation: nullor approach, *Electron. Lett.*, **24**, 403-404.
- Senani, R.**, 1987b. A novel application of four-terminal floating nullors, *Proc. IEEE*, **75**, 1544-1546.
- Senani, R.**, 1992. New current-mode biquad filter, *Int. J. of Electron.*, **73**, 735-742.
- Senani, R.**, 1996. A simple approach of deriving single-input-multiple-output current-mode biquad filters, *Frequenz*, **50**, 124-127.
- Senani, R. and Malhotra, J.**, 1994. Minimal realisations of a class of Operational-Mirrored-Amplifier-based floating impedances, *Electron. Lett.*, **30**, 1113-1114.
- Singh, V.**, 1979a. Realization of floating inductance using current conveyor, *Proc. IEEE*, **67**, 1573-1574.
- Singh, V.**, 1979b. A new active RC circuit realization of floating inductance, *Proc. IEEE*, **67**, 1659-1660.
- Singh, V.**, 1988a. On Hilberman's theorem and the characterization of ideal opamp semi-indefinite networks, *IEEE Trans.*, **CAS-35**, 251.
- Singh, V.**, 1988b. New floating point impedance simulation using operational amplifiers, *Proc. IEE Pt. G*, **135**, 116-118.
- Smith, K. C. and Sedra, A. S.**, 1968. The current conveyor-a new circuit building block, *IEEE Proc.*, **56**, 1368-1369.
- Soliman A. M.**, 1973. Inductorless realization of an all-pass transfer function using the current conveyor, *IEEE Trans.*, **CT-20**, 80-81.
- Soliman A. M.**, 1978. Ford-Girling equivalent circuit using second-generation current conveyor, *Electron. Lett.*, **14**, 721-722.
- Soliman A. M.**, 1997a. Theorems relating to port interchange in current mode CCII circuits, *Int. J. Electronics*, **82**, 585-604.

- Soliman A. M.**, 1997b. New current mode filters using current conveyors, *AEÜ, Int. J. Electron. and Comm.*, **51**, 275-278.
- Su, W. J., Zhu, Q. S. and Lidgey, F. J.**, 1993. Novel applications of row semi-indefinite networks, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS'93*, Chicago, U.S.A., May 1993, 2275-2278.
- Svoboda, J. A.**, 1989. Current conveyors, operational amplifiers and nullors, *IEE Proc. Pt. G*, **136**, 317-322.
- Svoboda, J. A., McGory, L. and Webb, S.**, 1991. Applications of a commercially available current conveyor, *Int. J. Electron.*, **70**, 159-164.
- Tarım, N., Yenen B. and Kuntman, H.**, 1998. Simple and accurate non-linear current conveyor macromodel suitable for simulation of active filters using CCII's, *Int. J. Circuit Theory Appl.*, **26**, 27-38.
- The L.Q., Yanagisawa, T.**, 1977. Some new lossless floating inductance circuits, *Proc. IEEE*, **65**, 1071-1072.
- Toker, A., Çiçekoğlu O. and Kuntman, H. H.**, 1999. New active gyrator circuit suitable for frequency-dependent negative resistor implementation, *Microelectron. J.*, **30**, 59-62.
- Wang, H.Y., Su, W.J. and Chen, W. K.**, 1992. The indefinite-admittance matrix of a constrained active network, *J. Franklin Inst.*, **329**, 333-346.
- Wilson, B.**, 1984. High-performance current-conveyor implementation, *Electron. Lett.*, **20**, 990-991.
- Wilson, B.**, 1986. Using current conveyors, *Electron. wireless world*, **20**, 28-32.
- Wilson, B.**, 1990. Recent developments in current conveyors and current-mode circuits, *IEE Proc. Pt. G*, **132**, 63-77.
- Wilson G., Chan P. K.**, 1989. Novel voltage controlled grounded resistor, *Electron. Lett.*, **25**, 1725-1726.

EK A: (4.6) BAĞINTISININ ELDE EDİLMESİ

Satır yanı belirsiz türden bir Y matrisinin $C_{nn,jk}$ ve $C_{nn,ji}$ minörlerinin farklarını aşağıdaki gibi oluşturalım.

$$C_{nn,jk} - C_{nn,ji} = \begin{vmatrix} y_{11} & \cdots & y_{1(k-1)} & y_{1(k+1)} & \cdots & y_{1(n-1)} \\ \vdots & & & & & \\ y_{(j-1)1} & & & & & \vdots \\ y_{(j+1)1} & & & & & \vdots \\ \vdots & & & & & \\ y_{(n-1)1} & \cdots & & \cdots & y_{(n-1)(n-1)} \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} y_{11} & \cdots & y_{1k} & \cdots & y_{1(i-1)} & y_{1(i+1)} & \cdots & y_{1(n-1)} \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(j-1)1} & & & & & & & \vdots \\ y_{(j+1)1} & & & & & & & \vdots \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(n-1)1} & \cdots & & \cdots & & \cdots & & y_{(n-1)(n-1)} \end{vmatrix} \quad (A.1)$$

Eşitliğin sağ tarafındaki ikinci matrisin k 'inci sütunu (3.4) bağıntısı yardımıyla, diğer sütunlar cinsinden yazılabilir ve

$$C_{nn,jk} - C_{nn,ji} = \begin{vmatrix} y_{11} & \cdots & -(y_{11} + y_{12} + \cdots + y_{1(k-1)} + y_{1(k+1)} + \cdots + y_{1i} + \cdots + y_{1n}) & \cdots & y_{1(i-1)} & y_{1(i+1)} & \cdots & y_{1(n-1)} \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ y_{(j-1)1} & & & & & & & \vdots \\ y_{(j+1)1} & & & & & & & \vdots \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(n-1)1} & \cdots & & \cdots & & \cdots & & y_{(n-1)(n-1)} \end{vmatrix} \quad (A.2)$$

k

eşitliği yazılabilir. Bu son elde edilen matristeki tüm sütunlar k 'inci sütuna eklenirse,

$$C_{nn,jk} - C_{nn,ji} = \begin{vmatrix} y_{11} & \cdots & -(y_{11} + y_{1n}) & \cdots & y_{1(i-1)} & y_{1(i+1)} & \cdots & y_{1(n-1)} \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ y_{(j-1)1} & & & & & & & \vdots \\ y_{(j+1)1} & & & & & & & \vdots \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(n-1)1} & \cdots & & \cdots & & \cdots & & y_{(n-1)(n-1)} \end{vmatrix} \quad (A.3)$$

k

eşitliği elde edilmektedir.

(A.3) bağıntısını aşağıdaki gibi yeniden düzenlemek mümkündür:

$$C_{nn,jk} - C_{nn,ji} = \begin{vmatrix} y_{11} & \cdots & -y_{1i} & \cdots & y_{1(i-1)} & y_{1(i+1)} & \cdots & y_{1(n-1)} \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(j-1)1} & & & & & & & \\ y_{(j+1)1} & & & & & & & \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(n-1)1} & \cdots & -y_{(n-1)i} & \cdots & & & y_{(n-1)(n-1)} \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} y_{11} & \cdots & -y_{1n} & \cdots & y_{1(i-1)} & y_{1(i+1)} & \cdots & y_{1(n-1)} \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(j-1)1} & & & & & & & \\ y_{(j+1)1} & & & & & & & \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(n-1)1} & \cdots & & & & & & y_{(n-1)(n-1)} \end{vmatrix} \quad (A.4)$$

Şimdi de Y satır yarı belirsiz matrisinin, $Y_{nn,jk}$ ve $Y_{nn,ji}$ kofaktörlerinin farklarını oluşturalım. Bu farkı oluşturmak için, (A.4) bağıntısındaki minörlerin önüne (4.4) bağıntısında verildiği gibi uygun işaretlerin koyulması gerekmektedir. Bu işlem yapılır ve

$$s_1 = \text{sgn}(n-j) \cdot \text{sgn}(n-k) \cdot (-1)^{(2n+j+k)} \quad (A.5a)$$

$$s_2 = \text{sgn}(n-j) \cdot \text{sgn}(n-i) \cdot (-1)^{(2n+j+i)} \quad (A.5b)$$

olarak tanımlanırsa, bu kofaktörlerin farkları

$$Y_{nn,jk} - Y_{nn,ji} = s_1 C_{nn,jk} - s_2 C_{nn,ji} =$$

$$s_1 \begin{vmatrix} y_{11} & \cdots & y_{1(k-1)} & y_{1(k+1)} & \cdots & y_{1(n-1)} \\ \vdots & & & & & \\ y_{(j-1)1} & & & & & \\ y_{(j+1)1} & & & & & \\ \vdots & & & & & \\ y_{(n-1)1} & \cdots & & & & y_{(n-1)(n-1)} \end{vmatrix} - s_2 \begin{vmatrix} y_{11} & \cdots & -y_{1i} & \cdots & y_{1(i-1)} & y_{1(i+1)} & \cdots & y_{1(n-1)} \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(j-1)1} & & & & & & & \\ y_{(j+1)1} & & & & & & & \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(n-1)1} & \cdots & -y_{(n-1)i} & \cdots & & & & y_{(n-1)(n-1)} \end{vmatrix} \quad (k)$$

$$-s_2 \begin{vmatrix} y_{11} & \cdots & -y_{1n} & \cdots & y_{1(i-1)} & y_{1(i+1)} & \cdots & y_{1(n-1)} \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(j-1)1} & & & & & & & \\ y_{(j+1)1} & & & & & & & \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(n-1)1} & \cdots & & & & & & y_{(n-1)(n-1)} \end{vmatrix} \quad (k) \quad (A.6)$$

olarak yazılabilir. (A.6) ifadesine temel sütun işlemleri uygulanırsa, eşitliğin sağındaki üç matristen ilk ikisinin birbirlerine eşit olduğu ve $Y_{nn,jk}$ ve $Y_{nn,ji}$ kofaktörlerinin farkının aşağıdaki gibi yazılabileceği görülebilir:

$$Y_{nn,jk} - Y_{nn,ji} = s_2 \begin{vmatrix} y_{11} & \cdots & -y_{1n} & \cdots & y_{1(i-1)} & y_{1(i+1)} & \cdots & y_{1(n-1)} \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(j-1)1} & & & & & & & \vdots \\ y_{(j+1)1} & & & & & & & \\ \vdots & & & & & & & \\ y_{(n-1)1} & \cdots & & \cdots & & & & y_{(n-1)(n-1)} \end{vmatrix} \quad (k) \quad (A.7)$$

Öte yandan,

$$s_3 = \text{sgn}(n-j) \cdot \text{sgn}(i-k) \cdot (-1)^{(n+i+j+k)} \quad (A.8)$$

olmak üzere, $Y_{ni,jk}$ kofaktörü,

$$Y_{ni,jk} = s_3 C_{ni,jk} = s_3 \begin{vmatrix} y_{11} & \cdots & y_{1(k-1)} & y_{1(k+1)} & \cdots & y_{1(i-1)} & y_{1(i+1)} & \cdots & y_{1n} \\ \vdots & & & & & & & & \\ y_{(j-1)1} & & & & & & & & \vdots \\ y_{(j+1)1} & & & & & & & & \\ \vdots & & & & & & & & \\ y_{(n-1)1} & & & & & & & & y_{(n-1)n} \end{vmatrix} \quad (A.9)$$

şeklinde yazılabilmektedir.

(A.7) denkleminde temel sütun işlemleri uygulanırsa, bunun (A.9)'daki ifadeye özdeş olduğu görülebilir. Bu durumda, (4.6) ifadesinde görülen

$$Y_{ni,jk} = Y_{nn,jk} - Y_{nn,ji} \quad (A.10)$$

bağıntısının doğruluğu da gösterilmiş olmaktadır.

ÖZGEÇMİŞ

Serdar ÖZOĞUZ, 1968 yılında İstanbul'da doğmuştur. Orta öğrenimini 1987 yılında Saint-Joseph Fransız Lisesinde tamamlayan ÖZOĞUZ, aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi'nin Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümüne girmiştir. Mühendis ünvanını alarak mezun olduğu 1991 yılında, aynı üniversitenin, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimine başlamıştır. 1993 yılında yüksek mühendis ünvanı almıştır. 1995 yılında askerlik görevini tamamladıktan sonra, yine İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda doktora çalışmasına başlamıştır.

1995 yılında Devreler ve Sistemler Anabilim Dalı'nda araştırma görevlisi olan ÖZOĞUZ, halen bu görevini sürdürmektedir.