

# 线性变换开关电容滤波器的新设计\*

高岩 王文焯 谷群山  
(北方交通大学, 北京)

**摘要** 本文给出了一种利用线性变换设计开关电容滤波器的新方法。它采用压控电压源等效变换,先修改原 LC 梯形滤波器,将其归纳为十六种基本节,然后将线性变换扩展到适用于含源和三端口情况,给出这十六种基本节对应的开关电容电路。用这十六种基本节可构成全部四种类型滤波器——低通、高通、带通、带阻滤波器。文中给出了它们的设计例子。一个  $N$  阶滤波器只需要  $N$  个运放,且无寄生电容影响。给出的三阶椭圆低通和六阶椭圆带通的实验结果与理论分析相符。

**关键词** 开关电容滤波器;线性变换;压控电压源;基本节

## 一、引言

1966年, Poschenrieder<sup>[1]</sup> 首先提出用开关电容代替电阻的概念。七十年代末,随着 MOS 大规模集成技术的发展,开关电容网络越来越引起人们的重视。它所具有的体积小,精度高,功耗低,温度特性好等优点为滤波器的设计和非滤波器应用的发展开辟了一条新的途径。

目前,开关电容滤波器成熟的设计方法有二阶块级联法<sup>[2,3]</sup>,信号流图法<sup>[4,5]</sup>,模拟电感法<sup>[6]</sup>,电压反向开关法<sup>[7,8]</sup>和波开关电容滤波器<sup>[9]</sup>。另外,文献[10]还讨论了一种新的设计方法——线性变换法模拟实现双终端接载梯形滤波器。这种方法最早用于有源滤波器的设计,是 A. G. Constantinides 和 H. G. Dimopoulos<sup>[11]</sup> 首先提出的,其基本原理是通过线性变换,把端口变量由  $V-I$  域变换到一个便于有源实现的新域,选用不同的变换矩阵可得到不同的结构,对设计者来说既方便,又灵活。文献[10]把端口变量变换的原理用于开关电容滤波器的设计,但对具有有限零点的滤波器来说,需要运放数量较多。本文采用了压控电压源等效变换,然后用本文中提出的扩展线性变换法进行设计,达到了减少运放数量的目的。一个  $N$  阶滤波器只需  $N$  个运放。文中给出了低通、高通、带通、带阻滤波器的设计实例和一个三阶低通和一个六阶带通的实验结果。

## 二、线性变换的基本原理

端口变换的基本原理在文献[11]中已有论述,下面作一概述并加以推广,使之适用

\* 1986年8月4日收到,1986年10月14日修改定稿。

于含源和三端口情况.

1. 线性变换<sup>1)</sup>

图 1 (a) 是一个无源两端口网络. 端口变量为  $[V_{1i} \ I_{1i}]^T$  和  $[V_{2i} \ I_{2i}]^T$ . 用变换矩阵  $S_{1i}$  和  $S_{2i}$ , 将原端口变量变为  $[x_{1i} \ y_{1i}]^T$  和  $[x_{2i} \ y_{2i}]^T$ , 如 (1) 和 (2) 式所示.

$$\begin{bmatrix} x_{1i} \\ y_{1i} \end{bmatrix} = S_{1i} \begin{bmatrix} V_{1i} \\ I_{1i} \end{bmatrix} \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix} x_{2i} \\ y_{2i} \end{bmatrix} = S_{2i} \begin{bmatrix} V_{2i} \\ I_{2i} \end{bmatrix} \tag{2}$$

图 1 (b) 给出了与原网络图 1 (a) 对应的线性变换结构.

令  $T_i$  为二端口网络图 1 (a) 的传输矩阵, 即

$$\begin{bmatrix} V_{1i} \\ I_{1i} \end{bmatrix} = T_i \begin{bmatrix} V_{2i} \\ I_{2i} \end{bmatrix} \tag{3}$$

由 (1), (2), (3) 式可得到对应的线性变换结构图 1 (b) 的传输方程为

$$\begin{bmatrix} x_{1i} \\ y_{1i} \end{bmatrix} = S_{1i} T_i S_{2i}^{-1} \begin{bmatrix} x_{2i} \\ y_{2i} \end{bmatrix} \tag{4}$$

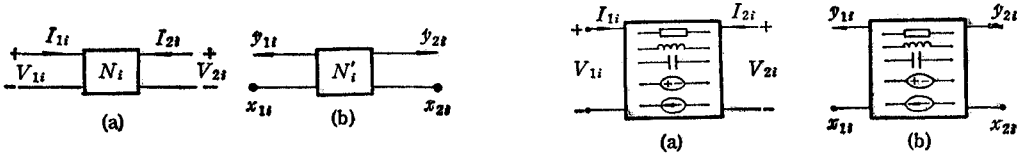


图 1 (a) 无源两端口网络, (b) 线性变换 (LT) 结构      图 2 (a) 含源两端口网络, (b) 线性变换 (LT) 结构

由于本文要用到含源和三端口情况的线性变换, 因此须对原公式进行修改. 对含源情况, 如图 2 所示, (3) 和 (4) 式修改为

$$\begin{bmatrix} V_{1i} \\ I_{1i} \end{bmatrix} = T_i \begin{bmatrix} V_{2i} \\ I_{2i} \end{bmatrix} + M_i [v_1 \cdots v_m \ i_1 \cdots i_n]^T \tag{3a}$$

$$\begin{bmatrix} x_{1i} \\ y_{1i} \end{bmatrix} = S_{1i} T_i S_{2i}^{-1} \begin{bmatrix} x_{2i} \\ y_{2i} \end{bmatrix} + S_{1i} M_i [v_1 \cdots v_m \ i_1 \cdots i_n]^T \tag{4a}$$

若  $v_1 \cdots v_m, i_1 \cdots i_n$  是端口变量, 则方程 (3a), (4a) 为

$$\begin{bmatrix} V_{1i} \\ I_{1i} \end{bmatrix} = T_i \begin{bmatrix} V_{2i} \\ I_{2i} \end{bmatrix} + \sum_{j=1}^q \sum_{p=1}^2 T_{pj} \begin{bmatrix} V_{pj} \\ I_{pj} \end{bmatrix} \tag{3b}$$

$$\begin{bmatrix} x_{1i} \\ y_{1i} \end{bmatrix} = S_{1i} T_i S_{2i}^{-1} \begin{bmatrix} x_{2i} \\ y_{2i} \end{bmatrix} + S_{1i} \sum_{j=1}^q \sum_{p=1}^2 T_{pj} S_{pj}^{-1} \begin{bmatrix} x_{pj} \\ y_{pj} \end{bmatrix} \tag{4b}$$

$q$  代表子网络的数目.

对三端口情况, 如图 3 所示, 在  $V-I$  域和  $x-y$  域中的传输方程分别为

$$\begin{bmatrix} V_{1i} \\ I_{1i} \end{bmatrix} = T_i \begin{bmatrix} V_{2i} \\ I_{2i} \end{bmatrix} + T'_i \begin{bmatrix} V_{3i} \\ I_{3i} \end{bmatrix} \tag{3c}$$

1) 变量第 2 个下标为节标号, 第一个下标为此节的端口标号.

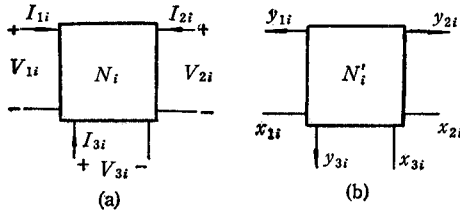


图 3 (a) 无源三端口网络, (b) 线性变换 (LT) 结构

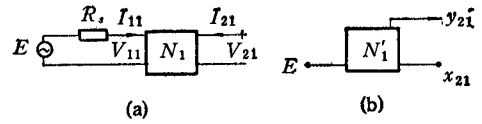


图 4 (a) 梯形滤波器的接载输入终端, (b) (a) 的线性变换 (LT) 结构

$$\begin{bmatrix} x_{1i} \\ y_{1i} \end{bmatrix} = S_{1i} T_i S_{2i}^{-1} \begin{bmatrix} x_{2i} \\ y_{2i} \end{bmatrix} + S_{1i} T'_i S_{3i}^{-1} \begin{bmatrix} x_{3i} \\ y_{3i} \end{bmatrix} \quad (4c)$$

对于如图 4 (a) 所示的输入终端, 可由下式描述

$$\begin{bmatrix} 1 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{11} \\ I_{11} \end{bmatrix} = E \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} V_{11} \\ I_{11} \end{bmatrix} = T_1 \begin{bmatrix} V_{21} \\ I_{21} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} x_{21} \\ y_{21} \end{bmatrix} = S_{21} \begin{bmatrix} V_{21} \\ I_{21} \end{bmatrix} \quad (7)$$

由 (5), (6), (7) 式导出

$$\begin{bmatrix} 1 & R_s \end{bmatrix} T_1 S_{21}^{-1} \begin{bmatrix} x_{21} \\ y_{21} \end{bmatrix} = E \quad (8)$$

对应的线性变换结构如图 4 (b). 同理, 对如图 5 (a) 所示的输出终端可得到

$$\begin{bmatrix} 1 & R_L \end{bmatrix} T_n^{-1} S_{1n}^{-1} \begin{bmatrix} x_{1n} \\ y_{1n} \end{bmatrix} = 0 \quad (9)$$

其线性变换结构如图 5 (b).

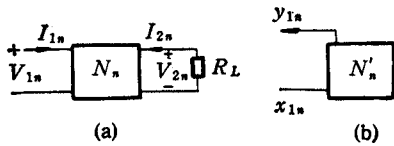


图 5 (a) 梯形滤波器的接载输出终端, (b) (a) 的线性变换 (LT) 结构

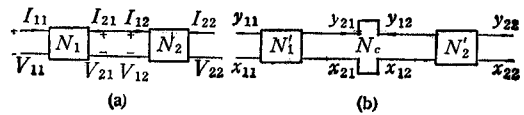


图 6 (a)  $V-I$  域中两网络的级联, (b) 对应的 LT 结构的级联

## 2. 连接条件

图 6 (a) 为  $V-I$  域中两个网络的连接, 连接的约束条件为

$$\begin{bmatrix} V_{12} \\ I_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{21} \\ I_{21} \end{bmatrix} \quad (10)$$

图 6 (b) 为对应的 LT 结构,  $N_c$  为连接网络, 由公式 (1), (2), (10) 得到对应的 LT 结构中网络  $N'_1$  和  $N'_2$  连接的约束条件为

$$\begin{bmatrix} x_{12} \\ y_{12} \end{bmatrix} = S_{12} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} S_{21}^{-1} \begin{bmatrix} x_{21} \\ y_{21} \end{bmatrix} \quad (11)$$

### 三、VCVS 等效变换和十六个基本节

在双终端接载 LC 梯形滤波器中,电感和电容并联的串臂如图 7(a) 所示. 有下面三种压控电压源 (VCVS) 等效变换: 图 7(b) 的电容拉下变换; 图 7(c) 的电感拉下变换; 图 7(d) 的并联电感、电容拉下变换. 对于如图 8(a) 所示的电感和电容串联的串臂, 存在串联的电感、电容拉下变换. 以上这些等效变换可很容易地由节点电压方程给出证明, 本文略去这一证明过程.

表 1 十六个基本节

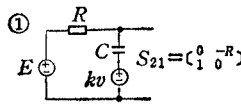
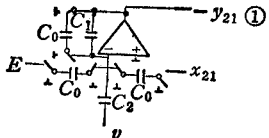
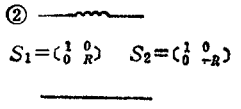
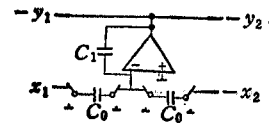
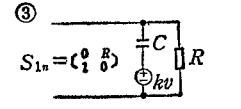
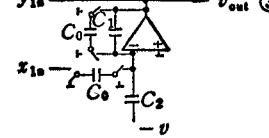
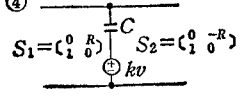
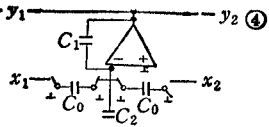
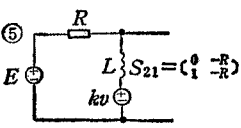
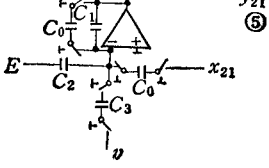
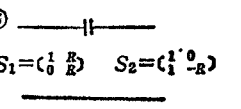
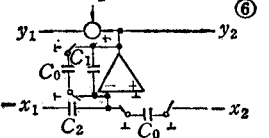
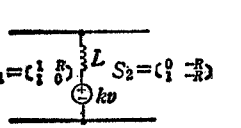
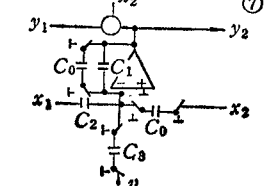
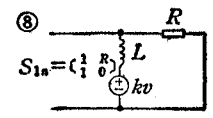
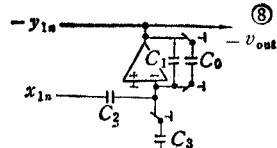
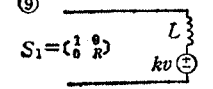
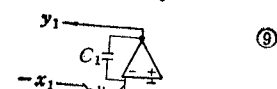
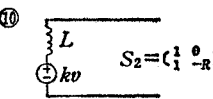
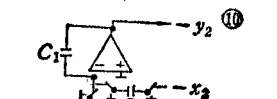
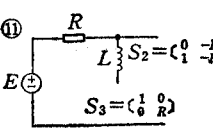
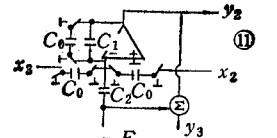
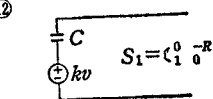
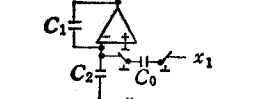
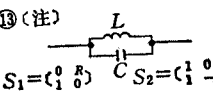
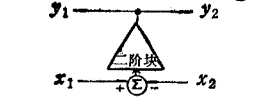
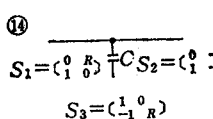
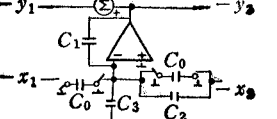
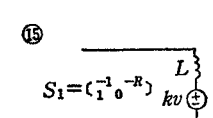
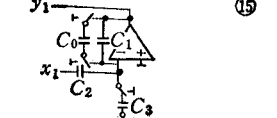
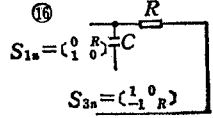
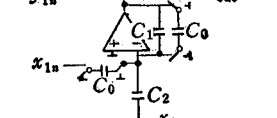
基本节和端口变换矩阵	$x$ - $y$ 域方程	SC 电路
①  $S_{21} = \begin{pmatrix} 0 & -R \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	$y_{21} = \frac{E - x_{21} + S k R C v}{1 + S R C}$ $\frac{C_1}{C_0} = \frac{R C}{T}, \quad \frac{C_2}{C_0} = \frac{k R C}{T}$	
②  $S_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \quad S_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -R \end{pmatrix}$	$y_1 = y_2 = \frac{R}{S L} (x_1 - x_2)$ $\frac{C_1}{C_0} = \frac{L}{R T}$	
③  $S_{12} = \begin{pmatrix} 0 & R \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	$y_{12} = \frac{x_{12} + S k R C v}{1 + S R C}$ $\frac{C_1}{C_0} = \frac{R C}{T}, \quad \frac{C_2}{C_0} = \frac{k R C}{T}$	
④  $S_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \quad S_2 = \begin{pmatrix} 0 & -R \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	$y_1 = y_2 = \frac{x_1 - x_2 + S k R C v}{S R C}$ $\frac{C_1}{C_0} = \frac{R C}{T}, \quad \frac{C_2}{C_0} = \frac{k R C}{T}$	
⑤  $S_{21} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{R}{S} \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	$y_{21} = \frac{x_{21} + E \frac{S L}{R} + k v}{1 + \frac{S L}{R}}$ $\frac{C_1}{C_0} = \frac{L}{R T}, \quad \frac{C_2}{C_0} = \frac{L}{R T}, \quad \frac{C_3}{C_0} = k$	
⑥  $S_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \quad S_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -R \end{pmatrix}$	$\begin{cases} y_2 = \frac{x_1 S R C + x_2}{1 + S R C} \\ y_1 = -x_2 + y_2 \end{cases}$ $\frac{C_1}{C_0} = \frac{R C}{T}, \quad \frac{C_2}{C_0} = \frac{R C}{T}$	
⑦  $S_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \quad S_2 = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{R}{S} \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{cases} y_2 = \frac{x_1 \frac{S L}{R} + x_2 + k v}{1 + \frac{S L}{R}} \\ y_1 = -x_2 + y_2 \end{cases}$ $\frac{C_1}{C_0} = \frac{L}{R T}, \quad \frac{C_2}{C_0} = \frac{L}{R T}, \quad \frac{C_3}{C_0} = k$	

表 1 (续)

基本节和端口变换矩阵	x - y 域方程	SC 电路
<p>⑧</p>  <p><math>S_{1n} = \begin{pmatrix} 1 &amp; R \\ 0 &amp; 0 \end{pmatrix}</math></p>	<p><math>y_{1n} = \frac{x_{1n} \frac{SL}{R} + kv}{1 + S \frac{2L}{R}}</math></p> <p><math>\frac{C_1}{C_0} = \frac{2L}{RT}, \frac{C_2}{C_0} = \frac{L}{RT}, \frac{C_3}{C_0} = k</math></p>	 <p>⑧</p>
<p>⑨</p>  <p><math>S_1 = \begin{pmatrix} 1 &amp; 0 \\ 0 &amp; R \end{pmatrix}</math></p>	<p><math>y_1 = \frac{x_1 - kv}{\frac{SL}{R}}</math></p> <p><math>\frac{C_1}{C_0} = \frac{L}{RT}, \frac{C_2}{C_0} = k</math></p>	 <p>⑨</p>
<p>⑩</p>  <p><math>S_2 = \begin{pmatrix} 1 &amp; 0 \\ 0 &amp; -R \end{pmatrix}</math></p>	<p><math>y_2 = \frac{-x_2 + kv}{\frac{SL}{R}}</math></p> <p><math>\frac{C_1}{C_0} = \frac{L}{RT}, \frac{C_2}{C_0} = k</math></p>	 <p>⑩</p>
<p>⑪</p>  <p><math>S_2 = \begin{pmatrix} 0 &amp; -R \\ 1 &amp; 0 \end{pmatrix}</math></p> <p><math>S_3 = \begin{pmatrix} 1 &amp; 0 \\ 0 &amp; R \end{pmatrix}</math></p>	<p><math>\begin{cases} y_2 = \frac{x_3 + x_2 + E \frac{SL}{R}}{1 + \frac{SL}{R}} \\ y_3 = y_2 - E \end{cases}</math></p> <p><math>\frac{C_1}{C_0} = \frac{L}{RT}, \frac{C_2}{C_0} = \frac{L}{RT}</math></p>	 <p>⑪</p>
<p>⑫</p>  <p><math>S_1 = \begin{pmatrix} 0 &amp; -R \\ 1 &amp; 0 \end{pmatrix}</math></p>	<p><math>y_1 = \frac{-x_1 + SkRCv}{SRC}</math></p> <p><math>\frac{C_1}{C_0} = \frac{RC}{T}, \frac{C_2}{C_0} = \frac{kRC}{T}</math></p>	 <p>⑫</p>
<p>⑬ (注)</p>  <p><math>S_1 = \begin{pmatrix} 0 &amp; R \\ 1 &amp; 0 \end{pmatrix}</math></p> <p><math>S_2 = \begin{pmatrix} 1 &amp; 0 \\ 0 &amp; -R \end{pmatrix}</math></p>	<p><math>y_1 = y_2 = \frac{\frac{1}{2} S^2 + \frac{1}{2LC}}{S^2 + S \frac{1}{2RC} + \frac{1}{LC}} (x_1 - x_2)</math></p>	 <p>⑬</p>
<p>⑭</p>  <p><math>S_1 = \begin{pmatrix} 0 &amp; R \\ 1 &amp; 0 \end{pmatrix}</math></p> <p><math>S_2 = \begin{pmatrix} 0 &amp; -R \\ 1 &amp; 0 \end{pmatrix}</math></p> <p><math>S_3 = \begin{pmatrix} 1 &amp; 0 \\ 0 &amp; R \end{pmatrix}</math></p>	<p><math>\begin{cases} y_2 = \frac{x_1 - x_2 + SRCx_2 + SRCx_3}{SRC} \\ y_1 = y_2 - x_2 \end{cases}</math></p> <p><math>\frac{C_1}{C_0} = \frac{RC}{T}, \frac{C_2}{C_0} = \frac{RC}{T}, \frac{C_3}{C_0} = \frac{RC}{T}</math></p>	 <p>⑭</p>
<p>⑮</p>  <p><math>S_1 = \begin{pmatrix} -1 &amp; -R \\ 1 &amp; 0 \end{pmatrix}</math></p>	<p><math>y_1 = \frac{-x_1 \frac{SL}{R} + kv}{1 + \frac{SL}{R}}</math></p> <p><math>\frac{C_1}{C_0} = \frac{L}{RT}, \frac{C_2}{C_0} = \frac{L}{RT}, \frac{C_3}{C_0} = k</math></p>	 <p>⑮</p>
<p>⑯</p>  <p><math>S_{1n} = \begin{pmatrix} 0 &amp; R \\ 1 &amp; 0 \end{pmatrix}</math></p> <p><math>S_{3n} = \begin{pmatrix} 1 &amp; 0 \\ 0 &amp; R \end{pmatrix}</math></p>	<p><math>y_{1n} = \frac{x_{1n} + x_{3n} SRC}{1 + SRC}</math></p> <p><math>\frac{C_1}{C_0} = \frac{RC}{T}, \frac{C_2}{C_0} = \frac{RC}{T}</math></p>	 <p>⑯</p>

1) 二阶块采用文献 [3] 中介绍的电路。图 15 给出了具体电路和元件取值。

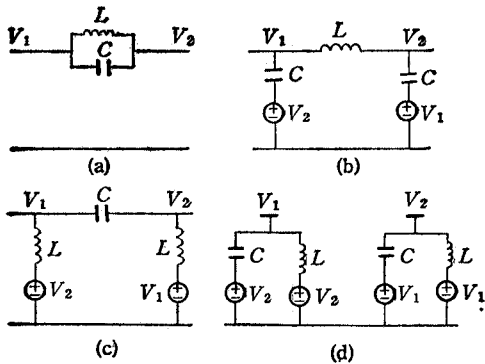


图7 VCVS 等效变换 I

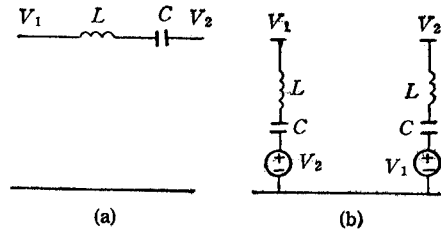


图8 VCVS 等效变换 II

在下节给出的低通、高通、带通、带阻滤波器的设计实例中可以看出,采用上面讨论的 VCVS 等效变换,某些串臂元件可合并到与它相邻的并臂中去,从而达到节省运放的目的. 另外,经过 VCVS 等效变换后的这四种滤波器可归纳为十六个基本节. 表 1 中给出了这十六个基本节、端口变换矩阵、 $x-y$  域传输方程和 LDI 变换后的 SC 电路实现. 表 1 中给出的传输方程可由公式 (4)、(4b)、(4c)、(8)、(9) 导出,本文不再加以证明.

### 四、设计举例

本节将用上面讨论过的基本原理给出低通、高通、带通、带阻滤波器的设计. 设计过程为: (1) 对原型 LC 梯形滤波器进行 VCVS 等效变换; (2) 选择合适的变换矩阵; (3) 用表 1 中的基本节实现; (4) 用连接网络连接各基本节.

#### 1. 低通滤波器的设计

图 9 (a) 为一个五阶椭圆原型低通滤波器, 图 9 (b) 给出了电容拉下 VCVS 等效变换后的等效电路, 其中

$$\begin{cases} C'_1 = C_1 + C_2 \\ C'_3 = C_2 + C_3 + C_4 \\ C'_5 = C_4 + C_5 \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} k_1 = C_2 / (C_1 + C_2) \\ k_2 = C_2 / (C_2 + C_3 + C_4) \\ k_3 = C_4 / (C_2 + C_3 + C_4) \\ k_4 = C_4 / (C_4 + C_5) \end{cases} \quad (13)$$

图 9 (b) 中虚线分出了各基本节, 图中给出了各基本节的端口变换矩阵. 第①—⑤节分别对应于表 1 中的①, ②, ④, ②, ③情况, 将各相邻的端口的端口变换矩阵代入 (11) 式, 可知各基本节间的连接网络为交叉连接网络, 如图 10 所示. 最后得到如图 9 (c) 所示的低通 SCF.

#### 2. 高通滤波器的设计

图 11 (a) 为一个五阶椭圆高通原型滤波器, 图 11 (b) 为图 11 (a) 经电感拉下变换

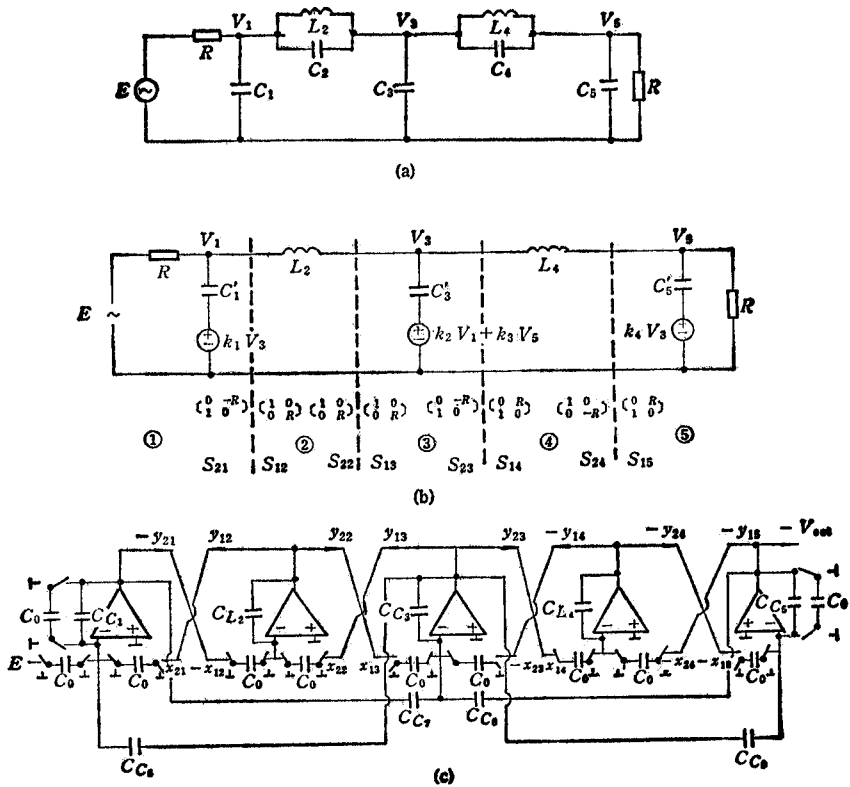


图9 (a) 五阶椭圆原型低通滤波器, (b) (a) 的 VCVS 等效电路, 图下方矩阵为对应端口的变换矩阵, (c) 五阶低通 SCF

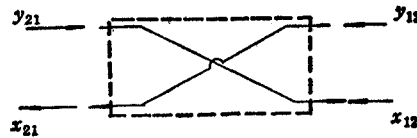


图10 连接网络  $N_c$

后的等效电路, 其中

$$\left. \begin{aligned} L'_1 &= L_1 L_2 / (L_1 + L_2) \\ L'_3 &= L_3 L_3 L_4 / (L_2 L_3 + L_3 L_4 + L_2 L_4) \\ L'_5 &= L_4 L_5 / (L_4 + L_5) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= L_1 / (L_1 + L_2) \\ k_2 &= L_3 L_4 / (L_2 L_3 + L_3 L_4 + L_2 L_4) \\ k_3 &= L_2 L_3 / (L_2 L_3 + L_3 L_4 + L_2 L_4) \\ k_4 &= L_5 / (L_4 + L_5) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

图 11 (b) 中虚线分出了各基本节, 图中给出了各基本节的端口变换矩阵, 第①—⑤节分别对应表 I 中的⑥, ⑥, ⑦, ⑧情况. 将相邻端口的端口变换矩阵代入 (11) 式, 得到的连接网络如图 10 所示. 图 11 (c) 给出了 SC 电路, 图中的加法器对 SC 电路是很容易实现

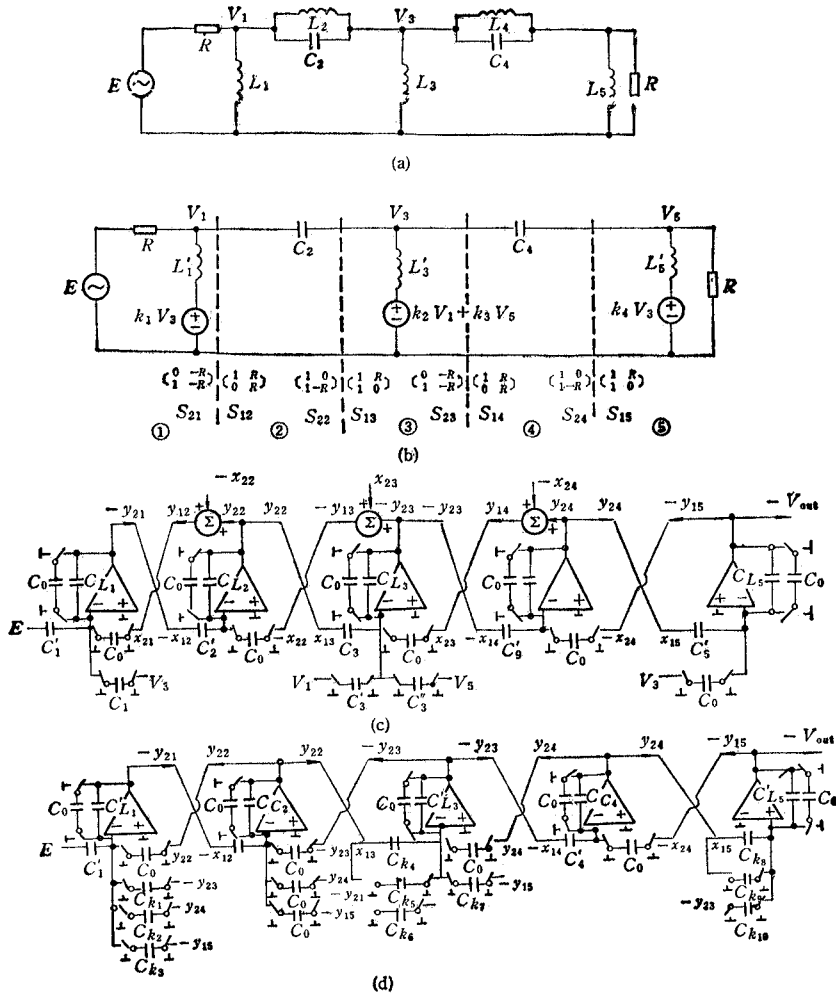


图 11 (a) 五阶椭圆高通原型滤波器, (b) (a) 的 VCVS 等效电路, 图下方矩阵为对应端口的变换矩阵, (c) 五阶高通 SCF (未整理), (d) 五阶高通 SCF

的。最后得到如图 11 (d) 所示的高通 SCF。

### 3. 带通滤波器的设计

图 12 (a) 为一个六阶椭圆原型带通滤波器, 经过电感拉下和电容拉下变换, 得到如图 12(b) 所示的等效电路。图中划分出了各基本节, 给出了各节的端口变换矩阵, 其中

$$\left. \begin{aligned} C'_1 &= C_1 + C_2 \\ C'_2 &= C_2 + C_3 \\ C'_4 &= C_3 + C_4 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

$$\left. \begin{aligned} L'_1 &= L_1 L_2 / (L_1 + L_2) \\ L'_2 &= L_2 L_3 / (L_2 + L_3) \\ L'_4 &= L_3 L_4 / (L_3 + L_4) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$



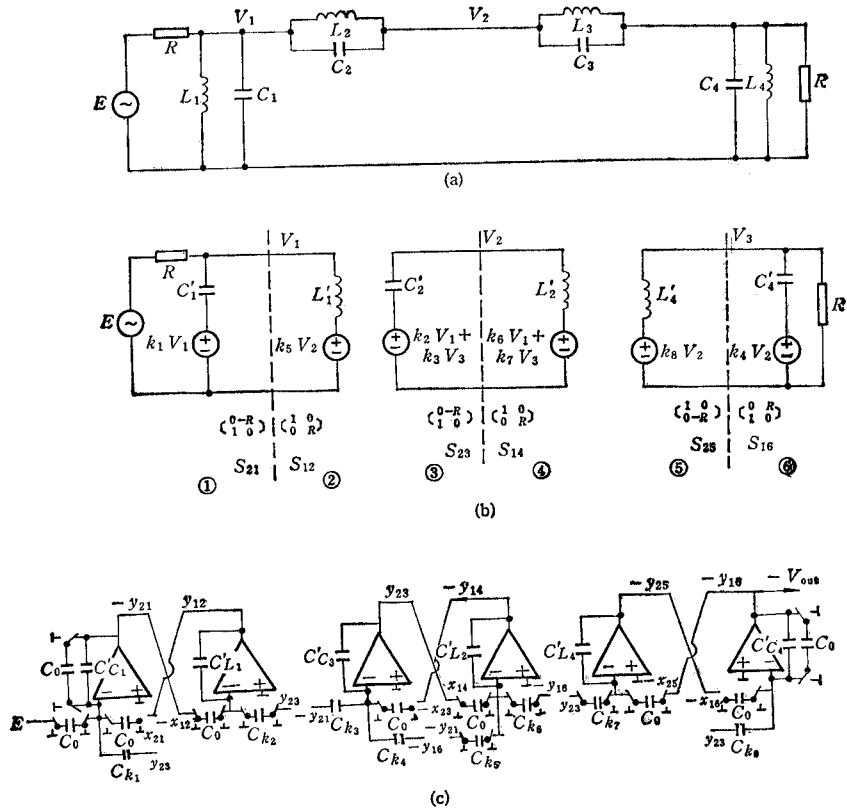


图 12 (a) 六阶带通原型滤波器, (b) (a) 的 VCVS 等效电路, 图下方矩阵为对应端口的变换矩阵, (c) 六阶带通 SCF

$$\left. \begin{aligned}
 k_1 &= C_2 / (C_1 + C_2) \\
 k_2 &= C_2 / (C_2 + C_3) \\
 k_3 &= C_3 / (C_2 + C_3) \\
 k_4 &= C_3 / (C_3 + C_4) \\
 k_5 &= L_1 / (L_1 + L_2) \\
 k_6 &= L_3 / (L_2 + L_3) \\
 k_7 &= L_2 / (L_2 + L_3) \\
 k_8 &= L_4 / (L_3 + L_4)
 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

图 12 (b) 中的第①—⑥节分别对应表 1 中的①, ⑨, ⑫, ⑨, ⑩, ③情况。把端口变换矩阵代入 (11) 式, 得到的连接网络如图 10 所示, 最后得到的带通 SCF 如图 12 (c) 所示。

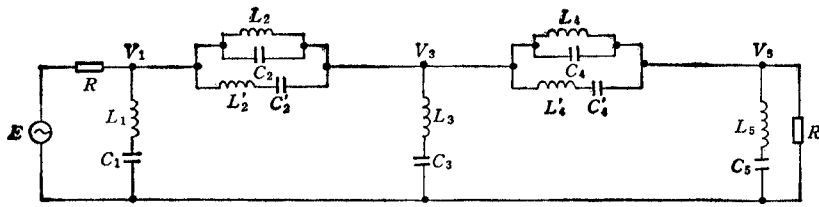
#### 4. 带阻滤波器的设计

图 13 (a) 为一个十阶带阻滤波器, 它是由五阶椭圆低通按照图 14 中低通到带阻的变换关系得到的。

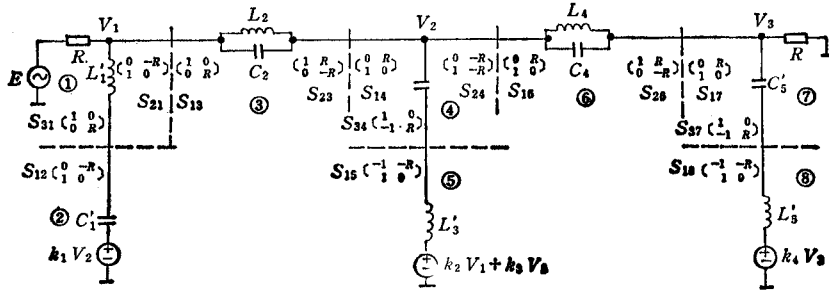
对图 13 (a) 进行串联的电感、电容拉下变换, 再利用图 14 变换中存在的关系

$$L_1 C_1 = L'_2 C'_2 = L_3 C_3 = L'_4 C'_4 = L_5 C_5 \quad (19)$$

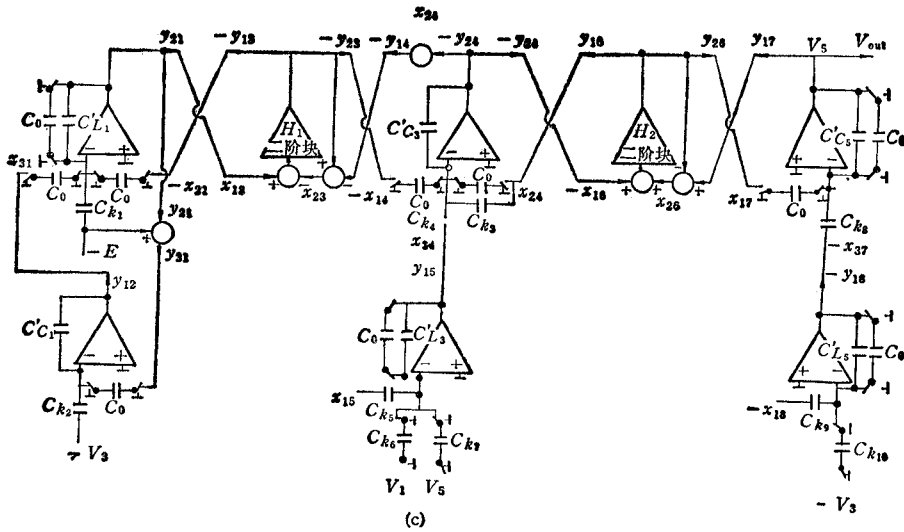
得到如图 13 (b) 所示的 VCVS 等效电路, 其中



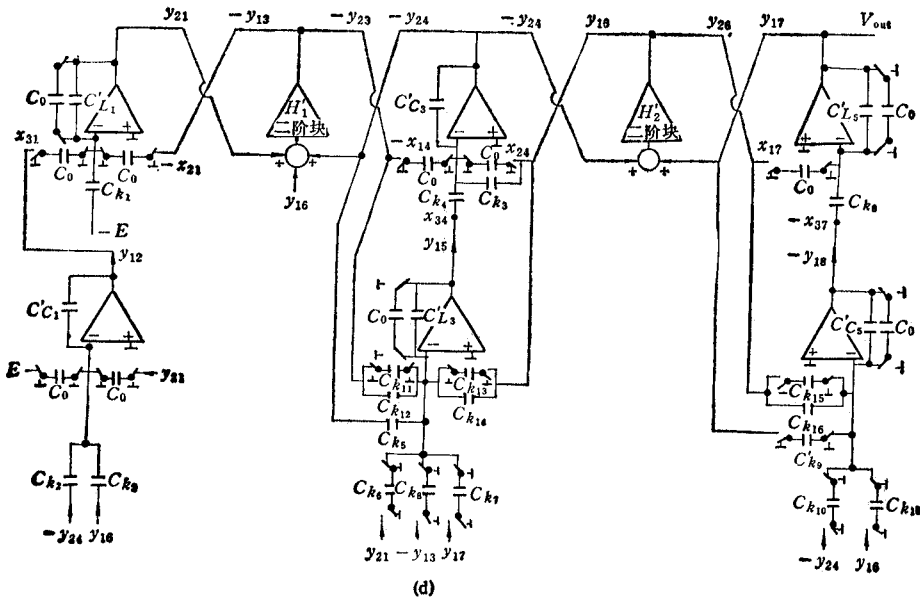
(a)



(b)



(c)



(d)

图 13 (a) 十阶椭圆原型带阻滤波器, (b) (a) 的 VCVS 等效电路及各端口的变换矩阵, (c) 十阶带阻 SCF (未整理), (d) 十阶带阻 SCF

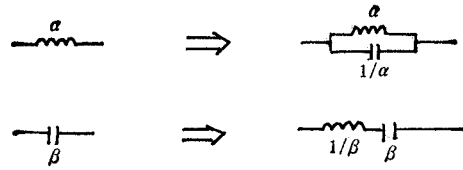


图 14 由低通到带阻间的变换关系

$$\left. \begin{aligned} L'_1 &= L_1 C_1 / (C_1 + C'_2) \\ L'_3 &= L_3 C_3 / (C'_2 + C_3 + C'_4) \\ L'_5 &= L_5 C_5 / (C'_4 + C_5) \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

$$\left. \begin{aligned} C'_1 &= C_1 + C'_2 \\ C'_3 &= C_2 + C_3 + C'_4 \\ C'_5 &= C'_4 + C_5 \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= C'_2 / (C_1 + C_2) \\ k_2 &= C'_2 / (C'_2 + C_3 + C'_4) \\ k_3 &= C'_4 / (C'_2 + C_3 + C'_4) \\ k_4 &= C'_4 / (C'_4 + C_5) \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

图 13 (b) 中划分出了各基本节, 给出了各基本节的端口变换矩阵, 第①—⑧节分别对应于表 1 中的⑪, ⑫, ⑬, ⑭, ⑮, ⑯, ⑰, ⑱情况, 由端口变换矩阵和 (11) 式可知, ①, ②节; ①, ③节; ④, ⑤节; ④, ⑥节; ⑦, ⑧节间的连接网络如图 10 所示. ③, ④节; ⑥, ⑦节间连接网络应分别满足

$$\left. \begin{aligned} x_{16} &= y_{23} \\ x_{23} &= y_{14} - y_{23} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

和

$$\left. \begin{aligned} x_{17} &= y_{26} \\ x_{26} &= y_{17} - y_{26} \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

从而得到 SC 电路, 如图 13 (c) 所示. 对图 13 (c) 进行整理, 最后得到带阻 SCF, 如图 13 (d) 所示. 其中的两个二阶块方程分别为

$$\begin{aligned} -y_{13} = -y_{23} &= -\frac{S^2 + \frac{1}{L_2 C_2}}{S^2 + S \frac{1}{RC_2} + \frac{1}{L_2 C_2}} (y_{21} - y_{14}) \\ &= H'_1 (y_{21} - y_{14}) \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} y_{16} = y_{26} &= -\frac{S^2 + \frac{1}{L_4 C_4}}{S^2 + S \frac{1}{RC_4} + \frac{1}{L_4 C_4}} (-y_{24} + y_{17}) \\ &= H'_2 (-y_{24} + y_{17}) \end{aligned} \quad (26)$$

图 13 (c) 中的  $H'_1$  和  $H'_2$  可用文献 [3] 中介绍的二阶块电路实现, 如图 15 所示, 其传递函数为

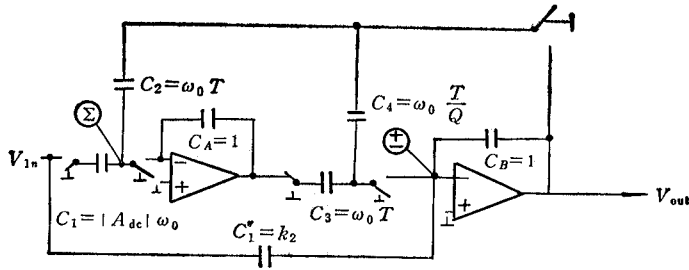


图 15 二阶块电路

$$H(S) = - \frac{k_2 S^2 + k_0}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q} S + \omega_0^2} \quad (27)$$

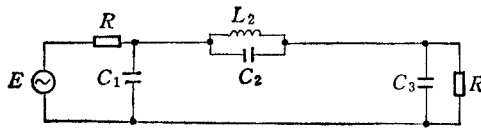
以上给出了低通、高通、带通、带阻的设计,在引言中指出过本文所介绍的方法比文献 [10] 中介绍的方法节省运放,表 2 给出了这四种滤波器采用不同方法设计时所用运放数量的比较.

表 2

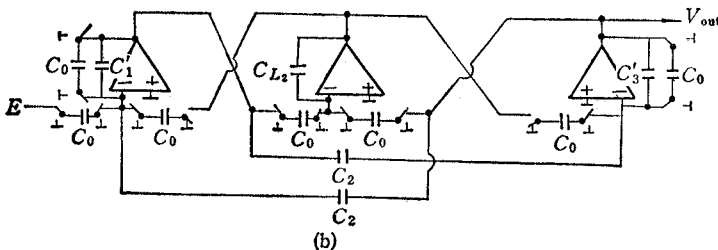
类 型	阶 数	文献 [10] 方法所需运放数量	本文方法所需运放数量
低 通	5	7	5
高 通	5	7	5
带 通	6	8	6
带 阻	10	14	10

### 五、实验结果

按以上的讨论,图 16 给出了一个三阶椭圆函数低通 SCF,原型低通为 C03-20-18,



(a)



(b)

图 16 (a) 三阶椭圆原型低通, (b) 三阶低通 SCF

指标为

通带:  $f \leq f_p = 1.236 \text{ kHz}$ , 波动  $0.177 \text{ dB}$

阻带:  $f \geq f_s = 4 \text{ kHz}$ ,  $A_{\min} \geq 40.23 \text{ dB}$

取样周期:  $T = 10 \mu\text{s}$

图 17 给出了实验测试结果,除在通带边界衰耗略有上升,在其它范围均满足设计要求,实验电路元件值比值参见表 3。

表 3

三阶低通 SCF 的电容比值				
$C_0 = 1.000$	$C_1 = 15.533$	$C_2 = 0.861$	$C_{L2} = 13.962$	$C_3 = 15.533$
六阶带通 SCF 的电容比值				
$C_0 = 1.000$	$C_{c1} = 3.220$	$C_4 = 0.739$	$C_{c3} = 1.934$	$C_{L4} = 1.819$
$C_{L4} = 1.093$	$C_{c4} = 4.758$	$C_{k1} = 0.198$	$C_{k2} = 0.364$	$C_{k3} = 0.198$
$C_{k4} = 1.736$	$C_{k5} = 0.899$	$C_{k6} = 0.102$	$C_{k7} = 0.061$	$C_{k8} = 1.736$

图 18 给出了一个六阶带通 SCF 的实验特性曲线。实验电路如图 12(c)。理论设计通带在  $3 \text{ kHz}$  到  $6 \text{ kHz}$ , 波动小于  $0.177 \text{ dB}$ 。实验电路中的元件值参见表 3, 取样率为  $50 \text{ kHz}$ 。图 18 的测试曲线与理论设计相符。

以上两个实验电路采用的运放型号为 LF347 N, 开关型号为 MC 14066, 特性曲线是由 HP3570A 网络分析仪和 HP3330B 自动综合仪测得, 由大华 XWX 记录仪绘制。

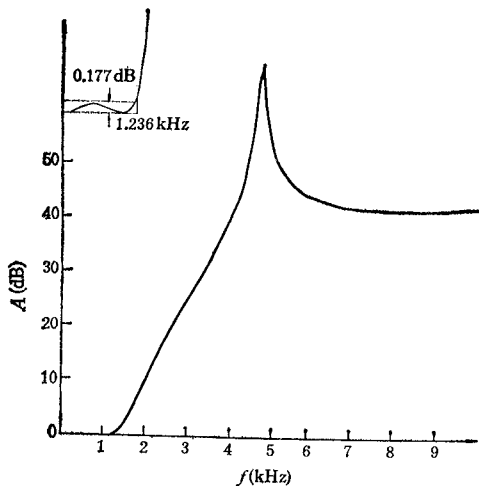


图 17 三阶椭圆低通 SCF 特性测试曲线

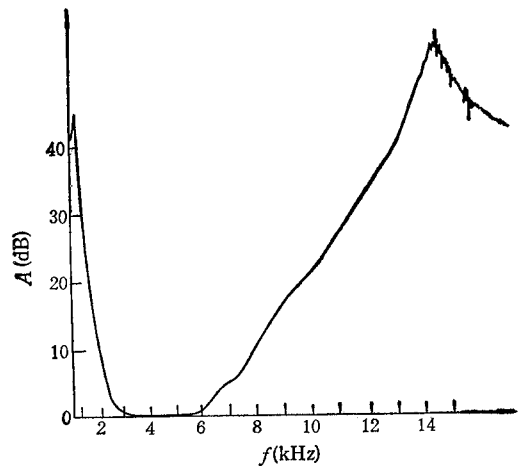


图 18 六阶带通 SCF 实验特性曲线

## 六、结 语

本文给出了一种用 VCVS 等效变换和 LT 技术设计 SCF 的方法。这种方法简单、灵活。一个  $N$  阶滤波器只需要  $N$  个运放, 且对寄生电容不灵敏。最后给出的实验结果

与理论设计相符。

本文由张世演副教授审阅,在此表示感谢。

### 参 考 文 献

- [ 1 ] W. Poschenrieder, Frequenzfieterung Durch Netzwerk Mit Perisdisch Gesteuerten Schaltern, Tagungsband NTG-Tagung, Analyse und Synthese von Netzwerken (1966), 220—237.
- [ 2 ] P. E. Fleischer, K. R. Laker, *Bell Sys. Tech. J.* 58(1979), 2235—2269.
- [ 3 ] K. Martin, *IEEE Trans. on CAS*, CAS-27(1980), 237—244.
- [ 4 ] G. M. Jacobs, D. J. Allstot, R. W. Broderon, P. R. Gray, *IEEE Trans. on CAS*, CAS-25(1978), 1014—1021.
- [ 5 ] M. S. Lee, C. Chang, *IEEE Trans. on CAS*, CAS-28(1981), 265—270.
- [ 6 ] M. S. Lee, C. Chang, *IEEE Trans. on CAS*, CAS-27(1980), 475—480.
- [ 7 ] A. Fettweis, *AEÜ* 33(1979), 13—19.
- [ 8 ] A. Fettweis, *AEÜ* 33(1979), 107—114.
- [ 9 ] S. Eriksson, Realization of Synchronous Wave Switched Capacitor Filters, Proceedings of the 1981 European Conference on Circuit Theory and Design, Hague, Netherlands, (1981), 650—654.
- [ 10 ] H. G. Dimopoulos, *Electronics Letters* 14(1985), 152—154.
- [ 11 ] A. G. Constantinides, H. G. Dimopoulos, *IEE J. Electronic Circuits and Systems*, 1(1976), 17—21.

## THE DESIGN OF A NOVEL LINEAR TRANSFORMATION SWITCHED-CAPACITOR FILTER

Gao Yan, Wang Wenxuan, Gu Qunshan

(Northern Jiaotong University, Beijing)

**ABSTRACT** A new method for switched-capacitor filter (SCF) realization by using the linear transformation technique is described. It is shown that using VCVS equivalent transformation to revise the original LC ladder filter, sixteen basic sections are obtained. By using them, it is possible to realize all four kinds of filters—lowpass, highpass, bandpass and bandstop filter. As example, the paper presents their designs. A Nth order filter only requires N amplifiers and is insensitive to the parasitic capacitors. The experimental results of 3rd order lowpass and 6th order bandpass SCF are given and agree well with the theory.

**KEY WORDS** Switched-capacitor filter; Linear transformation; VCVS; Basic section