

开关电容滤波器的计算机辅助分析*

陆丽珠 周东平

(邮电部半导体研究所)

提 要

开关电容滤波器 (SCF) 在集成电路中占有极为重要的地位, 它具有集成度高, 设计精度高, 温度稳定性好, 并可采用成熟的 MOS 工艺实现等优点, 为了提高电路设计的效率和准确性, 计算机辅助分析受到越来越多的重视。

本文采用 SPICE 电路模拟程序和等效电路变换方法, 讨论了对 SCF 电路进行计算机辅助分析的步骤和方法, 并用此方法设计了一个用于脉码调制 (PCM) 电话系统的 D_0 通道的五阶椭圆低通滤波器, 所得结果与传输函数结果一致。

一、无损耗积分器的计算机模拟

开关电容滤波器 (SCF) 是一类开关电容 (SC) 电路, 它的基本构成单元是无损耗积分器, 而后者是由开关电容和理想运算放大器组成。因此, 要用计算机对 SCF 进行模拟, 基本上是实现无损耗积分器的计算机模拟。

另一方面, SCF 是两相开关时变网络, 而广泛用于电路设计的 SPICE 程序只能模拟时不变网络, 要想用 SPICE 程序分析 SCF 网络, 必须对电路进行等效变换^[1-4]。对离散的时变网络, 这种等效变换要在 z 域内进行。首先要根据给定的滤波器指标, 求出相应的 s 域的传输函数 $H(s)$, 然后选用适当的映射方法将 $H(s)$ 变换成为 z 域的传输函数 $H(z)$, 再用 z 域等效电路来实现 $H(z)$ 。

用于 SCF 的 SC 网络是两相开关网络, 电路在运行中将在两种相应的网络构形之间转换。它可以被拓扑地用两个单一的 z 变换网络来等效。这种等效的基础是一些 SC 网络单元的电荷守恒节点方程。对此方程作 z 变换后, 就可以直接得到其 z 变换等效电路。任何复杂的 SC 网络都可以由这些单元组合成。

z 域等效电路中的时延存贮单元 $Cz^{-\frac{1}{2}}$ 可以用 SPICE 程序中的无损耗传输线模型来等效。当时延存贮单元与运算放大器联接时, 这种等效模型变得特别简单。存贮单元一端联到电压源 (即运算放大器的输出), 另一端联到运算放大器的虚地, 然后用与电阻串联的时延电压源来模拟等效延时存贮单元。这样将 z 域等效电路转换为连续时间等效电路。

图 1 给出一种无损耗积分器的等效电路变换过程, 其中 ϕ_c 是偶时钟闭合开关, ϕ_0 是

* 1985 年 4 月 19 收到, 1985 年 9 月 4 日修改定稿

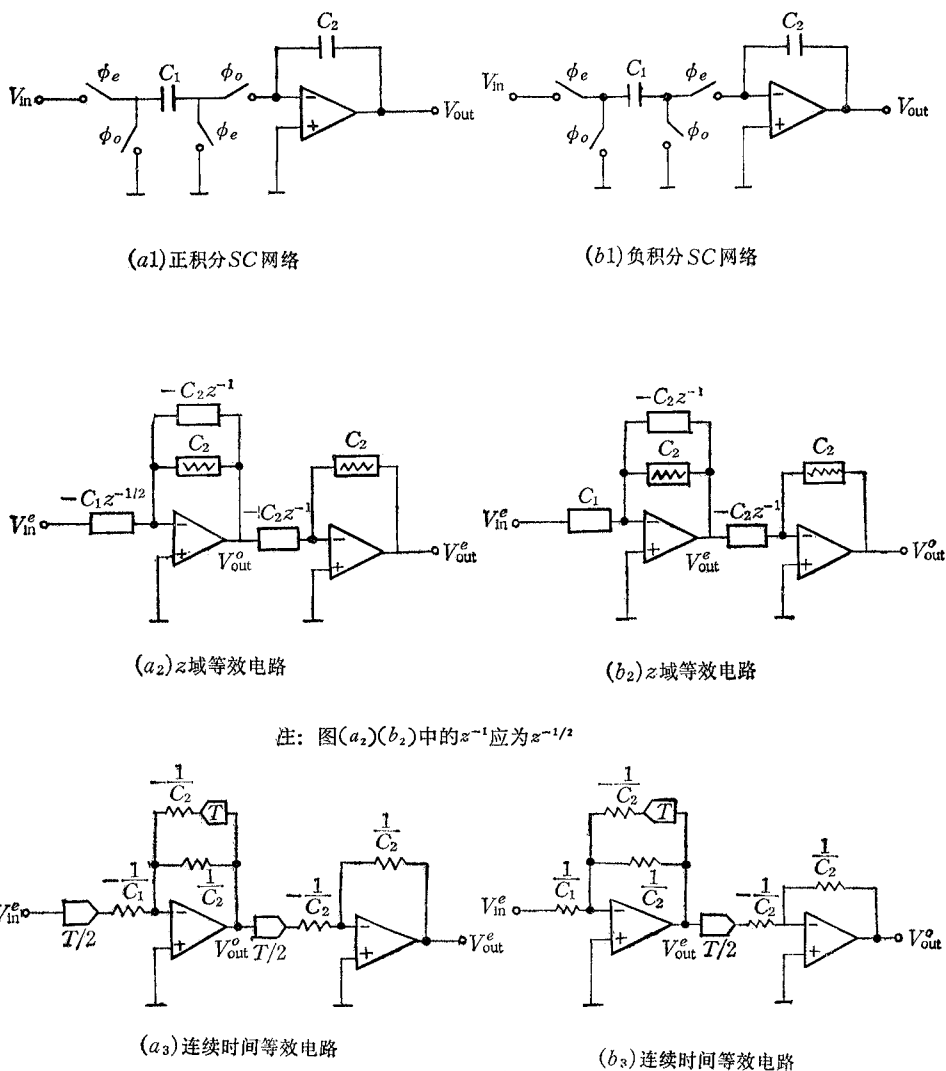


图 1 无损积分器的等效电路

奇时钟闭合开关, 由 z 域离散时间等效电路变换到 s 域连续时间等效电路时, 传输线部分的变换过程如图 2 所示, 变换中引入具有半个周期时延的存储器模型^[5]。

用 SPICE 程序模拟连续时间的正负积分等效电路给出的频率响应特性示于图 3, 结果与理想的积分器响应曲线一致。计算时取 $\frac{1}{C_1}$ 的归一化值为 $1\text{k}\Omega$, 并且 $1/C_1$ 等于 $1/C_2$ 。

二、用 SC 网络实现用于 PCM 电话系统

的 D_3 通道五阶椭圆 RC 有源滤波器^[6,7]

D_3 通道五阶椭圆 RC 有源滤波器应用于脉码调制 (PCM) 电话系统的框图如图 4 所

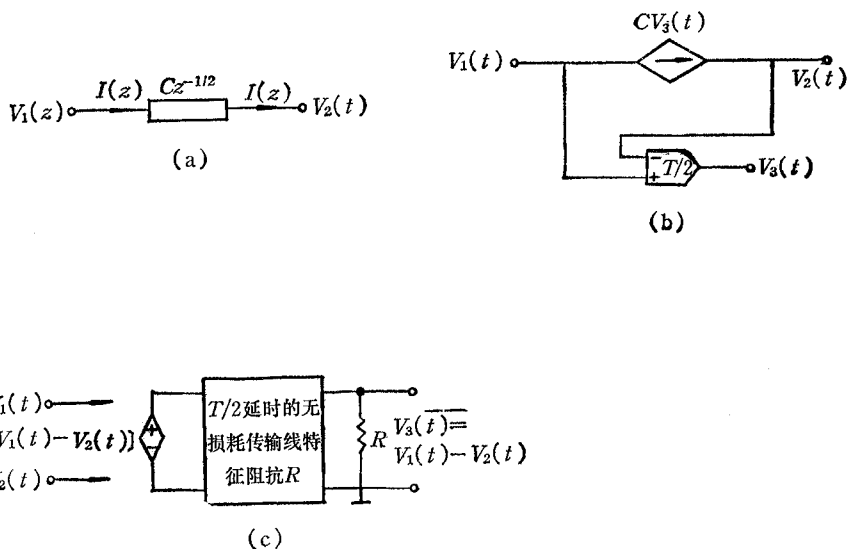


图 2 传输线部分的变换

$$V_3(t) = V_1\left(t - \frac{T}{2}\right) - V_2\left(t - \frac{T}{2}\right)$$

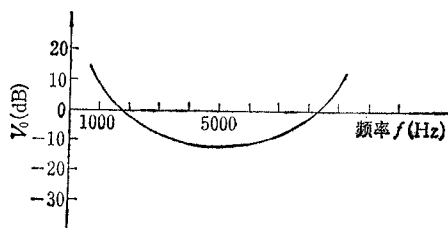


图 3 无损积分器频率响应特性的计算机模拟结果

示。该系统中的传输和接收滤波器由 60Hz/50Hz 的抑制滤波器和通带为 0—3400Hz 的五阶 RC 低通滤波器组成。它形成通带为 200—3400Hz 的带通滤波器。它可采用薄膜混合工艺,即用钽做电阻和电容,加上硅集成运放来制成。其中抑制滤波器可以由三

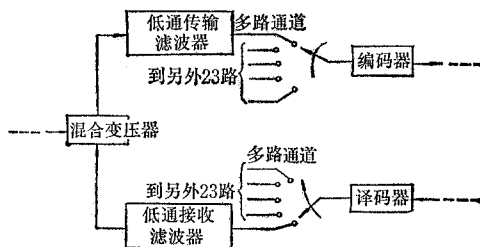
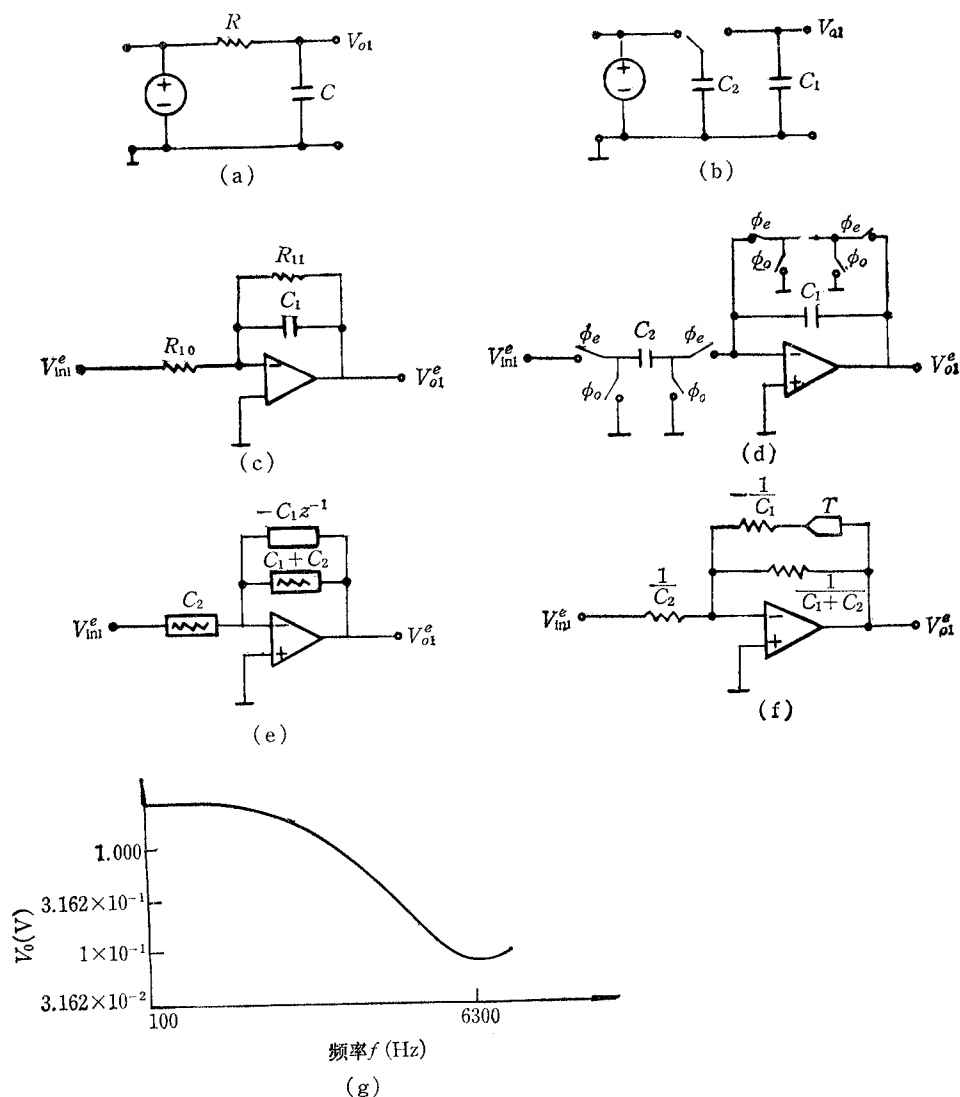


图 4 PCM 电话系统中的传输和接收滤波器

阶 RC 网络实现,而五阶低通滤波器可用开关电容网络实现。五阶低通滤波器的椭圆传递函数为:

$$H(s) = \frac{k(s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_2^2)}{(s - p_0)(s - p_1)(s - p_1^*)(s - p_2)(s - p_2^*)}, \quad (1)$$

图5 一阶低通滤波器传递函数 T_1

这里,根据设计要求,取 $\omega_1 = 4.32 \times 10^4$; $\omega_2 = 2.92 \times 10^4$; $p_0 = -1.68 \times 10^4$; $p_1, p_1^* = (-0.97 \pm j1.75) \times 10^4$; $p_2, p_2^* = (-0.236 \pm j2.224) \times 10^4$; 单位全为 rad/s . 这些参数皆取自标准传输函数参数值^[7].

我们采用将 SC 网络单元级联的方法,合成上述传递函数. 首先将 $H(s)$ 分解成一个一阶 (T_1) 和两个二阶 (T_2, T_3) 低通滤波器的传递函数:

$$H(s) = T_1 \cdot T_2 \cdot T_3$$

$$T_1 = \frac{1}{s - p_0}, \quad (2-1)$$

$$T_2 = \frac{k_1(s^2 + \omega_1^2)}{(s - p_1)(s - p_1^*)}, \quad (2-2)$$

$$T_3 = \frac{k_2(s^2 + \omega_2^2)}{(s - p_2)(s - p_2^*)} \quad (2-3)$$

在后面的计算中取 $k = k_1 \cdot k_2 = 1$, $k_1 = 1$, $k_2 = 1$.

1. 实现一阶低通滤波器的传递函数 T_1

(2-1) 式是一阶低通滤波器的传递函数。典型的一阶无源网络如图 5(a) 所示, 其 s 域传递函数为

$$\frac{V_{o1}}{V_{in1}} = \frac{\frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}} \quad (3-1)$$

与它相应的开关电容网络如图 5(b) 所示。其中 $C_1 = C$, $C_2 = 1/f_s R$, f_s 为取样频率。相应的传递函数为

$$\frac{V_{o1}}{V_{in1}} = \frac{\frac{f_s C_2}{C_1}}{s + \frac{f_s C_2}{C_1}} \quad (3-2)$$

图 5(c) 是利用积分器实现的一阶有源网络, 可以用来代替上述无源网络。其中 $R_{10} = R_{11} = R$, $C_1 = C$ 。 s 域传递函数为

$$\frac{V_{o1}}{V_{in1}} = \frac{\frac{1}{R_{10}C_1}}{s + \frac{1}{R_{11}C_1}} \quad (3-3)$$

最后, 再用开关电容积分器实现上述积分器, 并要求与无源网络具有相同的时间常数, 其电路如图 5(d) 所示。其中, $C_2 = 1/f_s R_{10} = 1/f_s R_{11}$ 。相应的传递函数为

$$\frac{V_{o1}}{V_{in1}} = \frac{\frac{f_s C_2}{C_1}}{s + \frac{f_s C_2}{C_1}} \quad (3-4)$$

与 (2-1) 式相比, 可令 $f_s C_2 / C_1 = -p_0$ 。由此可得电容比

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{-p_0}{f_s} \quad (3-5)$$

这个开关电容积分器的 z 域等效电路和连续时间等效电路分别示于图 5(e) 和 5(f), 相应的传递函数为

$$\frac{V_{o1}^c}{V_{in1}^c} = \frac{-\frac{C_2}{C_1 + C_2}}{1 - \frac{C_1}{C_1 + C_2} z^{-1}} \quad (3-6)$$

若令取样频率 $f_s = 128\text{kHz}$, $T = 1/f_s$, $p_0 = -16.8 \times 10^3$, 则 $C_2/C_1 = 0.131$, 利用 SPICE 程序进行计算机模拟, 结果示于图 5(g)。

2. 实现二阶低通滤波器的传递函数 T_2

将 (2-2) 式改写为

$$T_2 = \frac{k_1(s^2 + a_1^2)}{s^2 + b_1s + b_2}, \quad (4-1)$$

其中 a_1 、 b_1 和 b_2 值与 ω 、 p_1 和 p_1^* 有对应的关系。

采用双线性变换, 可将 T_2 由 s 域传递函数转换成能用 SC 网络实现的 z 域传递函数。在双线性变换中

$$s = \frac{2}{\tau} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad (4-2)$$

称为归一化 s , τ 为取样周期 $1/f_s$ 。将 s 代入 (4-1) 式, 得到

$$\begin{aligned} T_2 &= \left\{ \left(a_1^2 + \frac{4}{\tau^2} \times 10^{-6} \right) z^{-2} + \left(2a_1^2 - \frac{8}{\tau^2} \times 10^{-6} \right) z^{-1} \right. \\ &\quad \left. + \left(a_1^2 + \frac{4}{\tau^2} \times 10^{-6} \right) \right\} / \left\{ \left(\frac{4}{\tau^2} \times 10^{-6} + b_2 - b_1 \frac{2}{\tau} \times 10^{-3} \right) z^{-2} \right. \\ &\quad \left. + \left(2b_2 - \frac{8}{\tau^2} \times 10^{-6} \right) z^{-1} + \left(b_2 + \frac{4}{\tau^2} \times 10^{-6} + b_1 \frac{2}{\tau} \times 10^{-3} \right) \right\} \\ &= \frac{0.95077z^{-2} - 1.7966z^{-1} + 0.95077}{0.86032z^{-2} - 1.8416z^{-1} + 1}, \end{aligned} \quad (4-3)$$

式中取 $a_1 = 43.2$, $b_1 = 19.4$, $b_2 = 400.34$, $\tau = 1/128$ 。

选用图 6(a) 所示的二阶 SC 网络实现上述传递函数。其相应的 z 域等效电路和连续时间等效电路分别示于图 6(b)、(c), 传递函数为

$$T_2 = \frac{I_2 + (G_2 - I_2 - J_2)z^{-1} + J_2z^{-2}}{1 + (C_2 + E_2 - 2)z^{-1} + (1 - E_2)z^{-2}}. \quad (4-4)$$

这里已令 $A_2 = B_2 = D_2 = 1$ 。比较 (4-4) 和 (4-3) 式, 可以得到电容值:

$$I_2 = J_2 = 0.95077, \quad G_2 = 0.10494, \quad E_2 = 0.13968, \quad C_2 = 0.01872.$$

使用上述参数, 计算机模拟给出二阶低通滤波器的频率响应, 示于图 6(d)。

3. 实现二阶低通滤波器的传递函数 T_3

该二阶低通滤波器的构成与上一个完全类似。同样处理可得到:

$$T_3 = \frac{0.98732z^{-2} - 1.9241z^{-1} + 0.98732}{0.96418z^{-2} - 1.93456z^{-1} + 1}. \quad (5)$$

相应的电容值为 $E_3 = 0.03582$, $C_3 = 0.02968$, $G_3 = 0.05054$, $I_3 = J_3 = 0.98732$, $A_3 = B_3 = D_3 = 1$ 。

图 7 表示出计算机模拟得到的频率响应。

4. 五阶椭圆低通 SCF 的实现

用级联方法实现的 SCF 电路图示于图 8。其相应的 z 域等效电路和连续时间等效电路分别示于图 9(a) 和 9(b)。图 10 是计算机模拟给出的频率响应曲线(实线)。阻带衰减为 38 dB, 3dB 频率为 3400Hz。这些结果基本上符合设计的技术指标。

5. 对计算机模拟结果的讨论

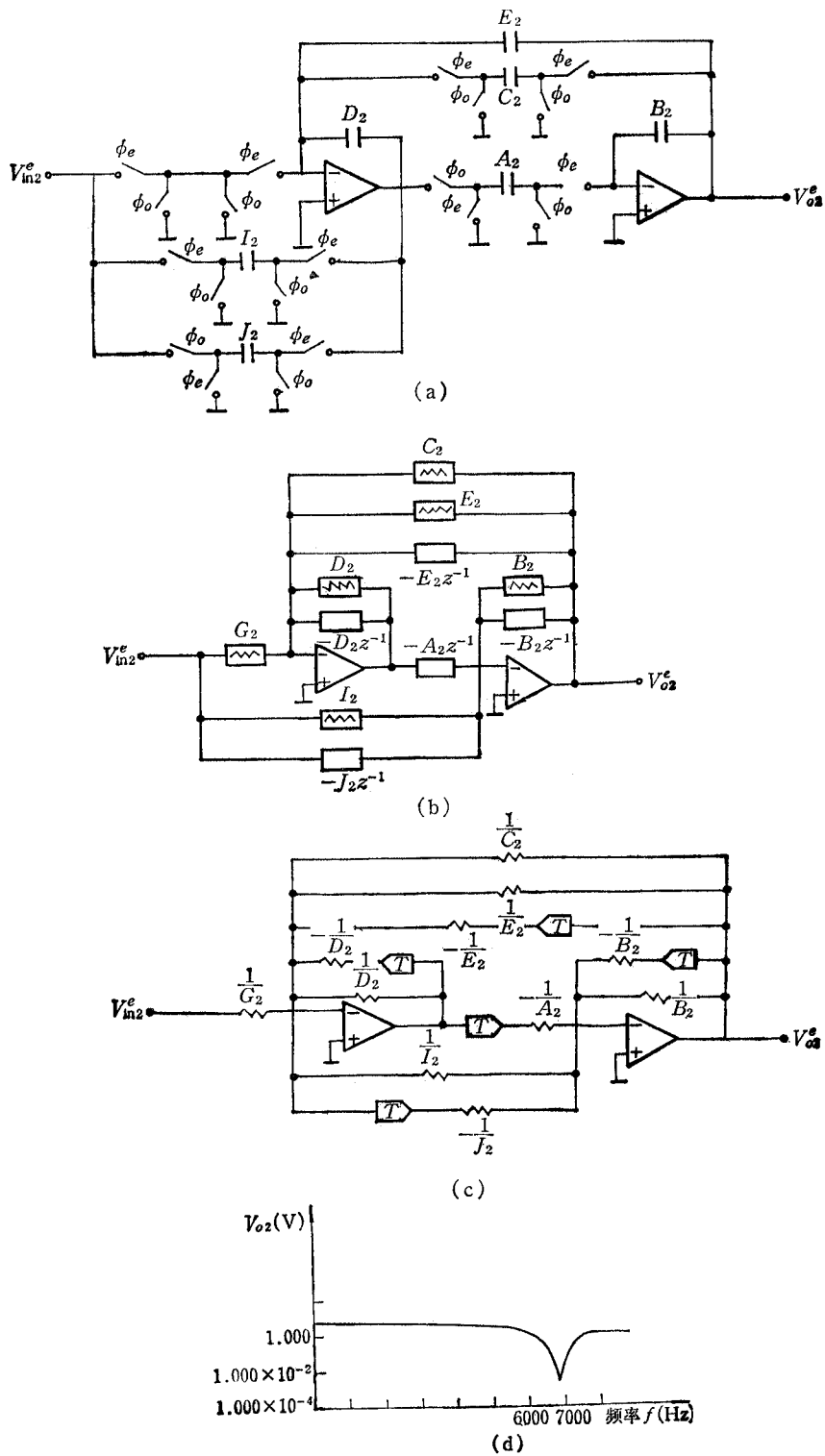


图6 二阶低通滤波器的构成

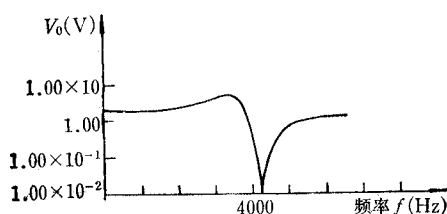
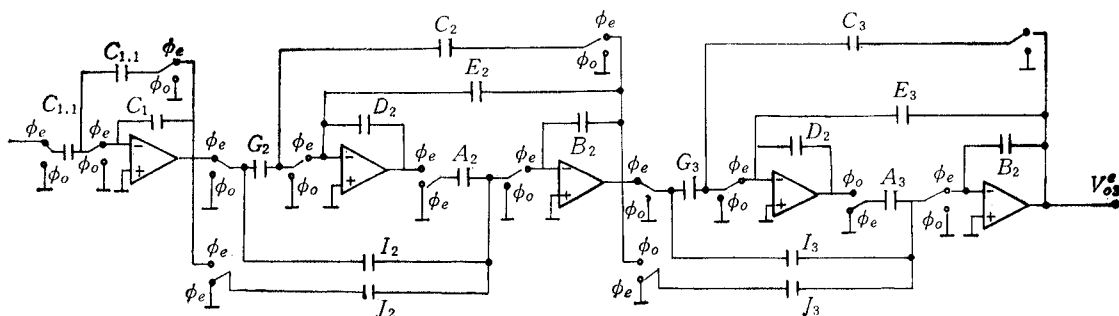
图 7 实现传递函数为 T_3 的二阶低通滤波器的频率响应

图 8 用级联方法构成的 SCF 电路

我们的计算是在日本的 ACOS500 计算机上进行的。在五阶低通滤波器的分析过程中,约占用 6k 存贮单元。SPICE 程序存贮单元为 400k,它具有高达一百阶的分析能力。目前分析过的开关电容滤波器的最高阶数为十一阶。但考虑到制造工艺上的困难,实际设计的滤波器一般为五阶或六阶。

我们把传递函数 $H(s)$ 改写成下述形式:

$$\begin{aligned}
 |H(s)| &= |H(f)| \\
 &= \frac{1}{2\pi} \cdot \{(f^2 + 4.427 \times 10^7)(2.159 \times 10^7 - f^2)\} / \\
 &\quad \{(f^2 + 7.149 \times 10^6)^{1/2}(f^4 - 1.075 \times 10^7 f^2 + 1.028 \\
 &\quad \times 10^{14})^{1/2}(f^4 - 2.478 \times 10^7 f^2 + 1.605 \times 10^{14})^{1/2}\}. \quad (6)
 \end{aligned}$$

用传递函数计算出的频率响应曲线(虚线)也示于图 10 中。阻带衰减为 34.7dB, 3dB 频率为 3600Hz, 在 4700Hz 和 6900Hz 有传输零点, 与电路模拟给出的结果符合较好。但电路模拟给出的频响在通带内略有衰减趋势, 并且 3dB 频率和零点位置稍有压缩。这种小的不一致性可能出于以下原因: 由 s 域到 z 域的传递函数的转换, 是用离散量去近似连续量, 而且 $s = \frac{2}{\tau} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$ 中, s 域的 ω 和 z 域的 $\hat{\omega}$ 是非线性关系, $\omega = \frac{2}{\tau} \operatorname{tg} \frac{\hat{\omega}\tau}{2}$, 这会产生所谓频率扭曲。在一般情况下, 当 $\omega\tau \ll 1$ 时, 这种扭曲并不明显, 电路

设计性能基本符合技术要求。对于我们的情况, $\omega\tau \approx 0.17$, 因此出现这种小的扭曲是可以料到的。要避免这一扭曲, 有几种补偿办法, 一种方法是对传递函数进行所谓预扭曲^[8]。另一种方法是用元件进行补偿。

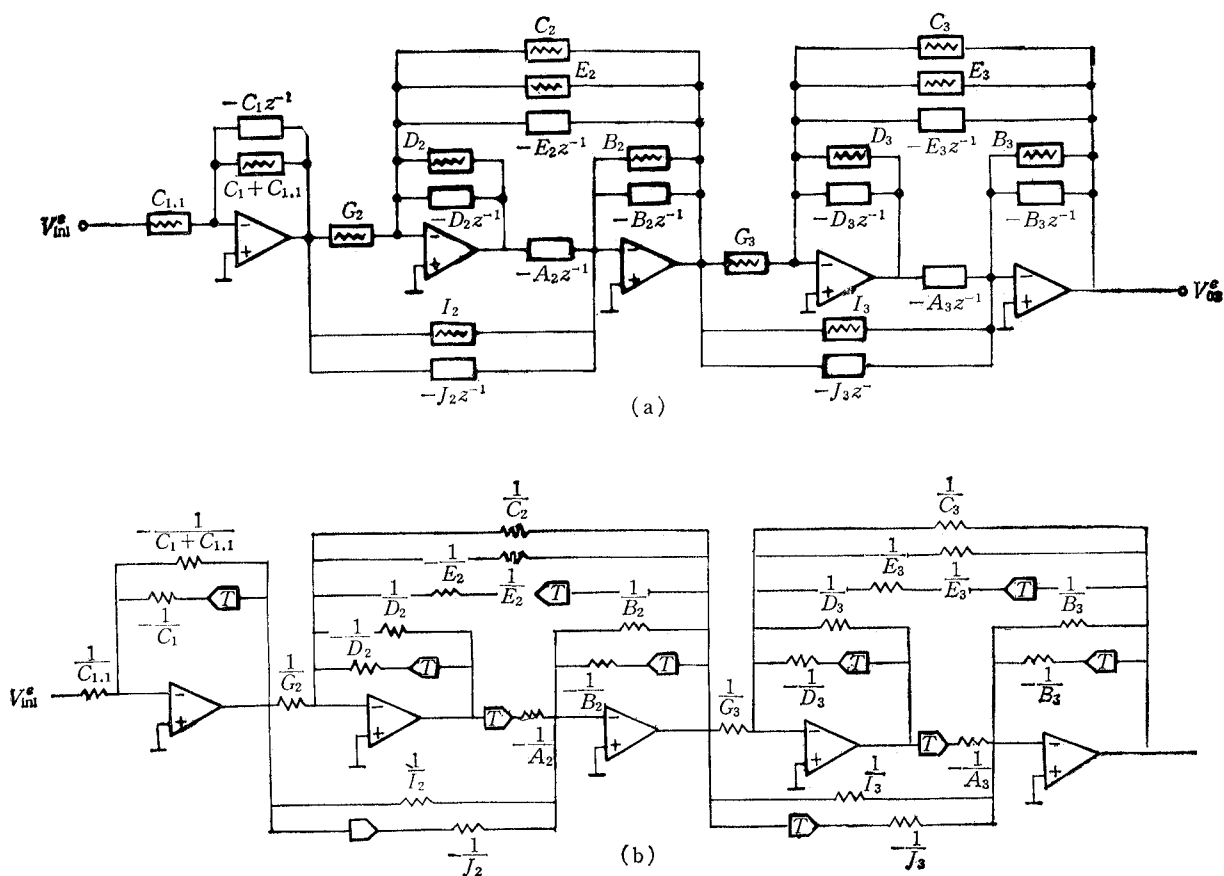


图9 SCF 的等效电路

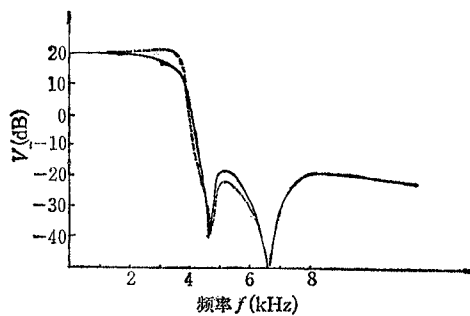


图10 计算机模拟给出的 SCF 的频率响应

在我们的模拟计算中,把运放看作理想的电压控制电压源,这仅仅在开环增益大于 60dB 时才正确,实际情况有时偏离这一条件,使制造出的器件性能略微偏离理论设计曲线。因此,对计算机辅助设计的电路需要在工艺上进行一些小的调整或在电路上进行补偿^[9]。

在我们的工作中曾取得吴炳欣和北京航空学院周宁华教授的许多帮助,在此表示感谢。

参 考 文 献

- [1] 周宁华, 蒋建飞, 电子科学技术, **10**(1983), 1.
- [2] K. R. Laker, *Bell Syst. Tech. J.*, **58**(1979), 731.
- [3] C. F. Kurth and G. S. Moschytz, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-26**(1979), 756.
- [4] C. F. Kurth and G. S. Moschytz, *ibid.*, **CAS-26**(1979), 166.
- [5] B. Nelín, *ibid.*, **CAS-30**(1983), 43.
- [6] R. A. Friedenson, R. W. Daniels, R. J. Dow and P. H. McDonald, *Bell Syst. Tech. J.*, **54**(1975), 508.
- [7] M. S. Ghausi and K. R. Laker, *Modern Filter Design*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1980.
- [8] D. J. Allstot, R. W. Brodersen and P. R. Gray, *IEEE J. of SC*, **SC-13**(1978), 807.
- [9] Bingxin Wu and J. Mavor, *Microelectronics J.* **14**(1983), 5.

COMPUTER-AIDED ANALYSIS OF SWITCHED-CAPACITOR FILTERS

Lu Lizhu, Zhou Dongping

(Semiconductor Institute, Ministry of Posts and Telecommunications)

The elementary unit of switched-capacitor (SC) network is composed of lossless integrator. According to charge conservation law, the lossless integrator can be equivalently transformed to two independent networks in z -domain. Introducing a storistor having a delay of one half switching period, the discrete time network in z -domain can be transformed to the continue time network in s -domain. Therefore if the circuit simulation program (such as SPICE) has time-delay elements, it is possible to design and analyze the SC network with computer. And a equivalent transformation process for lossless integrator is given. The result of computer analysis is also given. Using this method a five order ellipse lowpass SC filter is designed by SPICE program.