

基于差分器的开关电流高通梯形滤波器的设计*

孟相如 邱关源

(西安交通大学电气系 西安 710049)

摘要 本文应用一种新型的双线性/前馈差分器(BFD)来设计开关电流(SI)高通梯形滤波器。这种BFD是用本文提出的SI模块,通用差分器(GD)构成的,此GD具有多种差分功能。文中按S域频带变换和Z域带变换分别介绍了两种不同的设计方法,还给出了Chebyshev高通滤波器和椭圆(Elliptic)高通滤波器设计的实例。

关键词 开关电流,梯形滤波器,电路分析和设计

1 引言

开关电流(SI: Switched Current)是近年来提出的一种新的模拟采样数据信号处理技术^[1]。它不需要线性浮地电容,而与标准数字CMOS工艺相匹配。SI电路的电流模式特性使其避免了由于电源电压降低而给电压模式电路带来的诸多不便,它的动态范围大,可望工作于高频。SI技术已成为继开关电容(SC)之后模拟信号处理的又一热点^[1-4]。

模拟集成滤波器的设计大都是以积分器为基块来进行的。但用积分器不易直接实现低灵敏度的有源梯形高通滤波器,因而在SC技术中,业已成功地采用差分器,替代积分器进行了梯形高通SCF的设计,且其性能可与用积分器实现的同类型低通滤波器相比拟^[5-8]。最近亦有用SI Euler差分器进行IIR与FIR滤波器设计的报道^[9,10]。

本文应用一种新型的双线性/前馈差分器(BFD: Bilinear/Feed-forward Differentiator)来设计SI高通梯形滤波器。这种BFD是用本文在文献[4]的基础上提出的SI模块——通用差分器(GD)构成的,此GD具有多种差分功能。文中介绍了S域频带变换和Z域频带变换两种不同的双线性(精确)设计方法,用该方法以BFD为基块去构造SI高通梯形滤波器时,无需对LC原型的状态方程或信号流图(SFG)做特殊的处理,就可方便地进行直接综合。所得电路结构简单,保持了无源梯形的低灵敏度特点。文中还给出了Chebyshev和椭圆高通滤波器设计的实例,并进行了频响和误差的机辅分析。

1993-05-24收到,1994-03-26定稿

* 国家自然科学基金资助项目

孟相如 男,1964年生,博士生,现从事模拟信号处理的研究。

邱关源 男,1924年生,教授,博士生导师,现从事电路理论的教学和研究。

2 用通用差分器构成的 BFD

为便于 SI 电路的分析和综合, 本文提出一种新的模块——SI 通用差分器 (GD: Generalised Differentiator), 其电路符号如图 1(a) 所示。该器件内部线路的两种实现方案分别如图 1(b) 和 1(c)。GD 有三个输入端和多个输出端 (图中仅画了具有代表性的三个), 其中 $\pm$ 输出端组可分别从多象电流镜的 PMOS 和 NMOS 输出级获得, 而反馈端 F 与三个输入端的不同连接, 即可实现多种差分功能, 下面结合图 1(b) 来进行说明。

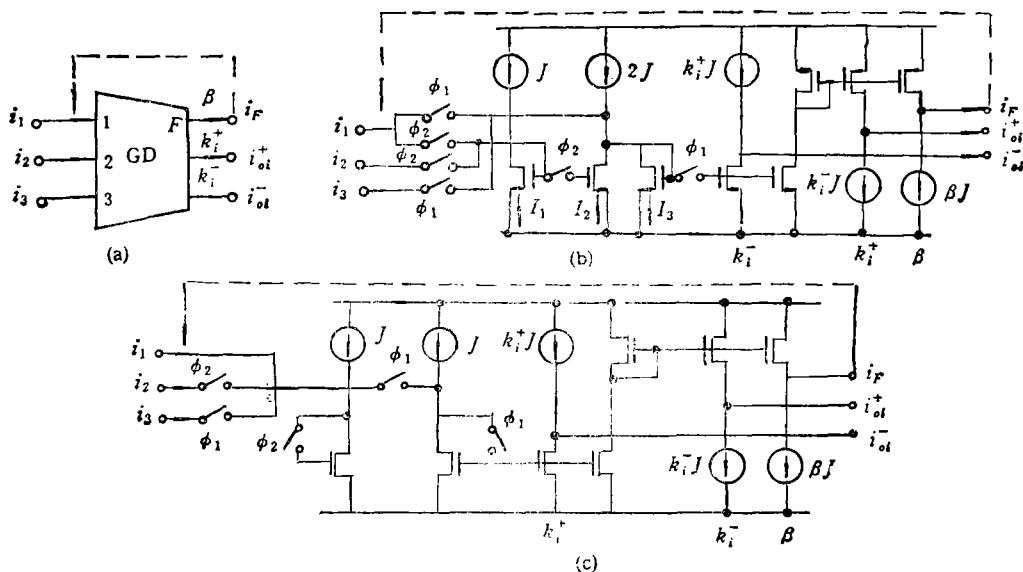


图 1 SI 通用差分器 (GD)

(a) 电路符号 (b) 以动态电流镜为单元的线路图

(c) 以电流复制器 (Copier) 为单元的线路图

设输入信号为全时钟周期采样保持信号, 且输入输出信号均为 ϕ_1 相采样。

2.1 反馈端 F 与输入端 1 相连

在这种情况下, Z 域输入输出关系可表示为 (推导见附录)

$$i_{ot}^{\pm}(Z) = \pm k_i^{\pm} \left[\frac{1 - Z^{-1}}{(1 - \beta) + \beta Z^{-1}} i_1(Z) - \frac{Z^{-1}}{(1 - \beta) + \beta Z^{-1}} i_2(Z) + \frac{1}{(1 - \beta) + \beta Z^{-1}} i_3(Z) \right]. \quad (1)$$

从上式可看出, 当 β 取不同值时, 由图 1(b) 电路可得到前、后向 Euler 和有阻尼的双线性等差分器 ($\beta = 1/2$ 时, 双线性差分器成为无耗的)。

2.2 反馈端 F 与输入端 2 相连

此时, 输入输出关系为

$$i_{ot}^{\pm}(Z) = \pm k_i^{\pm} \left[\frac{1 - Z^{-1}}{1 + \beta Z^{-1}} i_1(Z) - \frac{Z^{-1}}{1 + \beta Z^{-1}} i_2(Z) + \frac{1}{1 + \beta Z^{-1}} i_3(Z) \right]. \quad (2)$$

上式第一项即对应同/反相有阻尼差分器的双线性变换(当 $\beta = 1$ 时, 该双线性差分器为无耗的)。这种差分器与第 2.1 节中的双线性差分器完成的功能相同, 但由于它的反馈电流仅在 ϕ_2 相馈入, 因而结构较前者简单, 这点从公式中亦可看出。

2.3 双线性/前馈差分器 (BFD)

在用双线性变换进行滤波器设计时, 一种很有用的器件就是 BFD。它可用一电流镜与 GD 的级联构成, 如图 2(a), 电路符号示于图 2(b)。其输入输出关系为

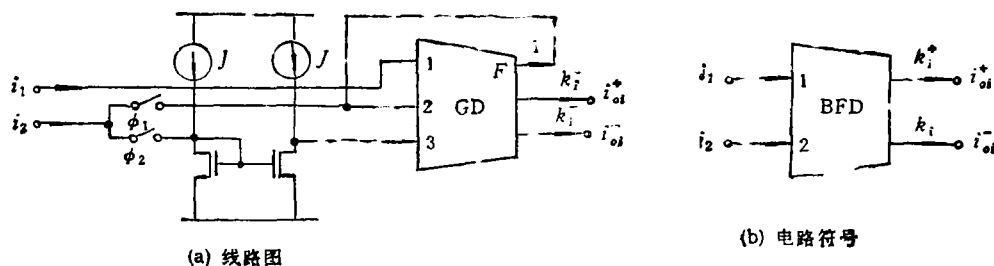


图 2 双线性/前馈差分器 (BFD)

$$i_{oi}^{\pm}(Z) = \pm k_i^{\pm} \left[\frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} i_1(Z) - i_2(Z) \right]. \quad (3)$$

从上式可见, 由 BFD 的 1 端输入得同/反相无耗差分器的双线性变换, 从 2 端输入则得到前馈功能。

同所对应的 SC 器件一样, 上面的各种差分器可作为基本模块用于高阶开关电流滤波器 (SIF) 的设计, 特别是前、后向 Euler 差分器可配对组成不同结构的 SI 双二次节。另外, 在具体电路中, 还需注意引入负反馈, 以使系统稳定。

以上结合图 1(b) 对 GD 进行了一些说明。至于图 1(c) 的工作原理与图 1(b) 类同, 以上各公式也均适用, 但因其以(单管)电流复制器 (Copier) 为单元, 采样/保持电路不存在管子匹配问题, 且 MOS 管和开关数减少, 因而比起图 1(b) 电路来性能更好。另外, 组成 GD 的电流记忆单元还可采用可调节的共栅共源电路^[4], 以提高其输出输入电阻比值, 减小沟道长度调制效应。

3 高通梯形滤波器的设计

参照数字滤波器的设计方法, SI 高通梯形滤波器可用 S 域频带变换和 Z 域频带变换两种方法来进行设计。

3.1 S 域频带变换法

S 域频带变换法的基本思想是: 先把一个归一化原型低通滤波器经 S 域低通-高通频带变换, 变成高通滤波器, 然后再通过双线性 S - Z 变换化为所需要的 SI 高通滤波器。其变换公式为

$$\bar{S} = \bar{Q}_c \Omega_c / S. \quad (4)$$

$\bar{S}, S(\bar{Q}_c, \Omega_c)$ 分别为低、高通拉氏变量(截止频率)。

$$S = (2/T)(1 - Z^{-1})/(1 + Z^{-1}), \quad (5)$$

T 为采样周期。

现以一个三阶 Chebyshev 高通滤波器为例来说明。归一化 LC 梯形低通原型经(4)式变换后,可得到图 3(a)所示的梯形高通滤波器。

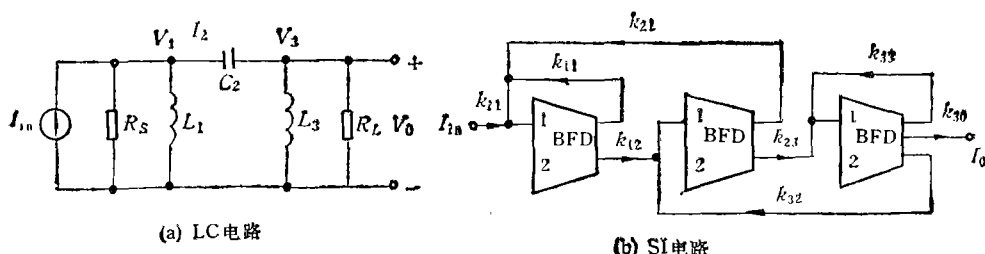


图 3 三阶 Chebyshev 梯形高通滤波器

对图 3(a) 列状态方程并经双线性变换后,经整理可得

$$\hat{I}_1 = A_1 D(Z)(I_{in} - I_2 - G_S R \hat{I}_1), \quad (6a)$$

$$I_2 = A_2 D(Z)(\hat{I}_1 - \hat{I}_3), \quad (6b)$$

$$\hat{I}_3 = A_3 D(Z)(I_2 - G_L R \hat{I}_3), \quad (6c)$$

其中

$$\hat{I}_i = \frac{V_i}{R}, (i = 1, 3), R \text{ 为定标电阻};$$

$$A_1 = \frac{2L_1}{TR}, \quad A_2 = \frac{2RC_2}{T}, \quad A_3 = \frac{2L_3}{TR}; \quad D(Z) = \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}.$$

根据(6)式,用前述的 BFD 实现的三阶 Chebyshev SI 高通滤波器如图 3(b)所示。其中各 BFD 输出电流比例因子,亦即各 BFD 输出级 MOS 管宽长比 k_{ij} 值列于表 1,输入支路上的 K 用于调整 SI 滤波器的增益。

表 1 图 3(b) 各 BFD 输出电流比例因子

k_{ij}	k_{i1}	k_{i1}	k_{21}	k_{12}	k_{32}	k_{23}	k_{33}	k_{30}
值	KA_1	$-A_1 G_S R$	$-A_1$	A_2	$-A_2$	A_3	$-A_3 G_L R$	1

3.2 Z 域频带变换法

Z 域频带变换法的基本思想是:把归一化低通原型先用双线性 $\bar{S}$ - z 变换化成 SI 低通滤波器,然后再利用 Z 域低通-高通频带变换,将后者变换成所需要的 SI 高通滤波器。其中 Z 域低通-高通变换公式为

$$z^{-1} = -\left(\frac{Z^{-1} + \alpha}{1 + \alpha Z^{-1}}\right), \quad (7a)$$

$$\alpha = -\frac{\cos\left(\frac{\bar{\omega}_c T - \omega_c T}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\bar{\omega}_c T + \omega_c T}{2}\right)}, \quad (7b)$$

$z, Z(\omega_c, \omega_c)$ 分别为 SI 低、高通离散域复变量(截止频率)

下面以一个五阶椭圆高通滤波器为例来说明。图 4(a) 为 LC 梯形低通原型, 对其列状态方程, 并进行双线性 $\bar{S}$ - z 变换, 整理后可得

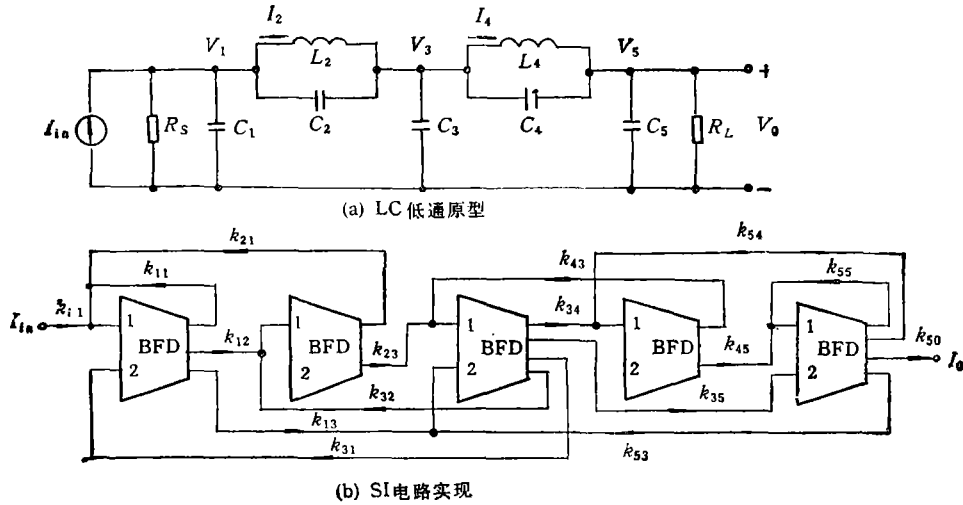


图 4 五阶椭圆高通梯形滤波器

$$\hat{f}_1 = \frac{T}{2C'_1R} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} [I_{in} - I_2 - G_s R \hat{f}_1] + \frac{C_2}{C'_1} \hat{f}_3, \quad (8a)$$

$$I_2 = \frac{TR}{2L_2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} [\hat{f}_1 - \hat{f}_3], \quad (8b)$$

$$I_3 = \frac{T}{2C'_3R} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} [I_2 - I_4] + \frac{C_2}{C'_3} \hat{f}_1 + \frac{C_4}{C'_3} \hat{f}_5, \quad (8c)$$

$$I_4 = \frac{TR}{2L_4} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} [\hat{f}_3 - \hat{f}_5], \quad (8d)$$

$$I_5 = \frac{T}{2C'_5R} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} [I_4 - G_L R \hat{f}_5] + \frac{C_4}{C'_5} \hat{f}_3, \quad (8e)$$

其中

$$\hat{f}_i = \frac{V_i}{R}, (i = 1, 3, 5), R \text{ 为定标电阻};$$

$$C'_1 = C_1 + C_2, C'_3 = C_2 + C_3 + C_4, C'_5 = C_4 + C_5.$$

(8)式即为对应的 SI 低通梯形滤波器的状态方程。

然后再将 Z 域低通-高通频带变换公式(7)式代入(8)式, 经整理可得

$$\hat{f}_1 = A_1 D(Z) [I_{in} - I_2 - G_s R \hat{f}_1] + A_{31} \hat{f}_3, \quad (9a)$$

$$I_2 = A_2 D(Z) [\hat{f}_1 - \hat{f}_3], \quad (9b)$$

$$\hat{f}_3 = A_3 D(Z) [I_2 - I_4] + A_{13} \hat{f}_1 + A_{53} \hat{f}_5, \quad (9c)$$

$$I_4 = A_4 D(Z) [\hat{f}_3 - \hat{f}_5], \quad (9d)$$

$$\hat{f}_5 = A_5 D(Z) [I_4 - G_L R \hat{f}_5] + A_{35} \hat{f}_3, \quad (9e)$$

其中

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{\beta T}{2C_1' R}, \quad A_2 = \frac{\beta T R}{2L_2}, \quad A_3 = \frac{\beta T}{2C_1' R}, \quad A_4 = \frac{\beta T}{R 2L_4}, \\ A_5 &= \frac{\beta T}{2C_5' R}; \beta = \frac{1-\alpha}{1+\alpha}; A_{31} = \frac{C_2}{C_1'}, \quad A_{13} = \frac{C_2}{C_1'}, \\ A_{53} &= \frac{C_4}{C_3}, \quad A_{35} = \frac{C_4}{C_3}; D(Z) = \frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}}. \end{aligned}$$

(9)式与(6)式的不同之处,就是增加了信号的直接馈入,这可用 BFD 的前馈功能去实现,不必另外增加 SI 器件. 实现的五阶椭圆 SI 高通滤波器电路如图 4(b),各 k_{ij} 值列于表 2.

表 2 图 4(b) 各 BFD 输出电流比例因子

k_{ij}	k_{i1}	k_{i2}	k_{i3}	k_{i4}	k_{i5}	k_{i6}	k_{i7}	k_{i8}
值	KA_1	$-A_1 G_5 R$	$-A_1$	$-A_{31}$	A_2	$-A_3$	$-A_{13}$	A_4
k_{ij}	k_{i1}	k_{i2}	k_{i3}	k_{i4}	k_{i5}	k_{i6}	k_{i7}	k_{i8}
值	$-A_5$	$-A_{53}$	A_4	$-A_4$	$-A_{35}$	A_5	$-A_5 G_L R$	1

最后,还应对用上述两种方法设计的 SI 高通滤波器进行最大动态范围的优化^[12],以确定最终的 BFD 输出级 MOS 管宽长比.

4 设计举例

现举两个例子来说明上述 SI 高通梯形滤波器的设计方法.

4.1 三阶 Chebyshev 高通滤波器 (S 域变换法)

设计指标如下:

阻带: 0~1.4kHz,最小衰减 30dB,

通带: 3~5kHz,0.5dB 波纹,

采样频率: 10kHz

采用图 3(a) 和 3(b) 电路. 各 RLC 元件值,以及经最大动态范围优化后的 k_i 值见表 3. 根据编制的 SIFS 程序,对图 3(b) 结构进行模拟所得的频响曲线如图 5 中

表 3 三阶 Chebyshev 高通设计例数表

元 件	$R_s(\Omega)$	$L_1(\mu H)$	$C_2(\mu F)$	$L_3(\mu H)$	$R_L(\Omega)$			
值	1	22.757	33.124	22.757	1			
k_{ij}	k_{i1}	k_{i2}	k_{i3}	k_{i4}	k_{i5}	k_{i6}	k_{i7}	k_{i8}
值	0.6765	-0.4551	-0.6036	0.4996	-0.3712	0.8122	-0.4551	1

实线所示。SIFS 程序可用于计算按 SFG 设计的 SI 滤波器的频响。

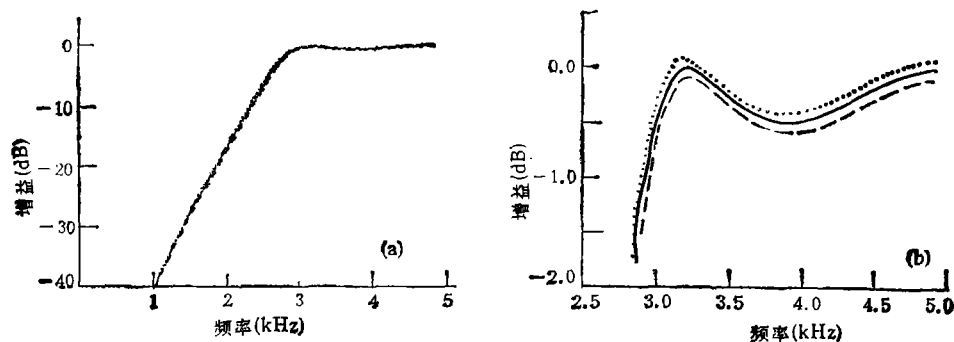


图 5 三阶 Chebyshev SI 高通滤波器频响和误差分析

(a) 全频带 (b) 通带

4.2 五阶椭圆高通滤波器 (Z 域变换法)

设计指标如下:

阻带: $0 \sim 1.2\text{kHz}$, 最小衰减 48dB

通带: $1.5 \sim 2.5\text{kHz}$, 1dB 波纹

采样频率: 5kHz

LC 梯形低通原型如图 4(a), 各 RLC 元件值, 以及图 4(b) 的 k_{ij} 值见表 4。用 SIFS 程序对图 4(b) 结构进行机辅模拟所得的频响曲线如图 6 中实线所示。

表 4 五阶椭圆高通设计例数表

元件	$R_s(\Omega)$	$C_1(F)$	$L_2(H)$	$C_2(F)$	$C_3(F)$	$L_4(H)$	$C_4(F)$	$C_5(F)$	$R_L(\Omega)$
值	1	1.9769	0.9769	0.1882	2.4916	0.7936	0.5195	1.7189	1

k_{ij}	k_{i1}	k_{i2}	k_{i3}	k_{i4}	k_{i5}	k_{i6}	k_{i7}	k_{i8}	k_{i9}
值	0.4345	-0.3356	-0.6752	-0.0965	0.3696	-0.4101	-0.0530	0.4118	
k_{ij}	k_{43}	k_{53}	k_{34}	k_{54}	k_{35}	k_{45}	k_{55}	k_{50}	
值	-0.4215	-0.0947	0.4932	-0.2878	-0.3977	1.0324	-0.3246	1	

此外, 图 5 和图 6 中上、下虚线分别为图 3(b) 和图 4(b) 的各 BFD 输出电流比例因子 k_{ij} 产生 $\pm 1\%$ 偏差时, 经计算分析所得到的频响误差。从通带来看, Chebyshev 与椭圆 SI 滤波器的频响失真分别小于 0.18dB 和 0.26dB, 且多数误差与频率无关; 阻带的情况要稍差一些, 但仍基本上保持了无源梯形电路的低灵敏度特点。

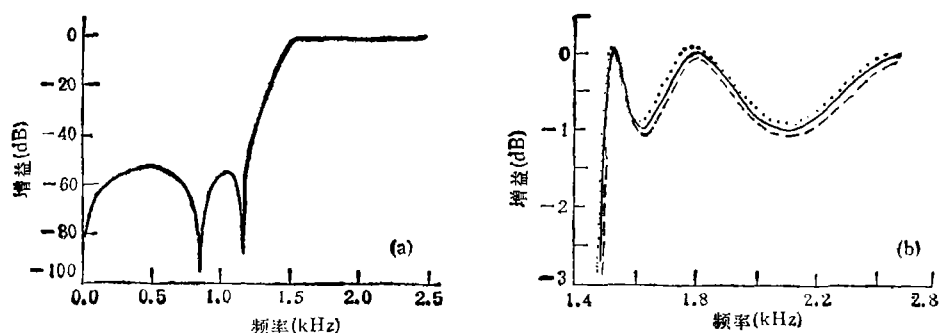


图 6 五阶椭圆 SI 高通滤波器频响和误差分析
(a) 全频带 (b) 通带

5 结 论

本文阐述了以差分器为基块的 SI 高通梯形滤波器的设计方法。提出的 SI 模块 GD, 可简化 SI 电路的分析和综合。所述的 S 域和 Z 域频带变换两种设计方法, 均以得到的 BFD 为基块, 无需对 LC 原型的状态方程做特殊的处理, 即可方便地直接进行 SI 高通滤波器的双线性(精确)设计。两个实例表明了本文的设计法简单易行, 所得电路均保持了无源梯形的低灵敏度特点。

附 录

(1) 式的推导

对于图 1(b), 当反馈端 F 与输入端 1 相连时, 在第 $n-1$ 个时钟周期的 ϕ_2 相

$$I_2(n-1) = I_1(n-1) = J + i_1(n-1) + i_2(n-1) + i_F(n-1).$$

在第 n 个时钟周期的 ϕ_1 相

$$I_3(n) = 2J + i_1(n) + i_3(n) + i_F(n) - I_2(n-1),$$

$$i_{oi}^\pm(n) = \pm[k_i^\pm I_3(n) - k_i^\pm J],$$

$$\text{而 } i_F(n) = \pm \frac{\beta}{k_i^\pm} i_{oi}^\pm(n).$$

以上四式联立可解得

$$[(1-\beta)i_{oi}^\pm(n) + \beta i_{oi}^\pm(n-1)] = \pm k_i^\pm \{[i_1(n) - i_1(n-1)] - i_2(n-1) + i_3(n)\}.$$

上式经 Z 变换后即得(1)式。

参 考 文 献

- [1] Hughes J B, et al. Switched Currents—A New Technique for Analog Sampled-Data Signal Processing. Proc. IEEE ISCAS, Portland, USA: 1989, 1584—1589.

- [2] Hughes J B, *et al.* IEE Proc.-G, 1990, 137(2):156—162.
- [3] Fiez T S, Allstot D J. IEEE J. of SC, 1990, SC-25(6): 1360—1367.
- [4] Hughes J B, *et al.* Switched-Current System Cell. Proc. IEEE ISCAS. New Orleans, USA: 1990, 303—306.
- [5] Montecchi F. Bilinear Design of High-Pass Switched-Capacitor Ladder Filters. Proc. IEEE ISCAS. Kyoto, Japan: 1985, 547—550.
- [6] Horio Y, Mori S. Electron. Lett., 1985, 21(22): 1036—1037.
- [7] Horio Y, Mori S. Electron. Lett., 1986, 22(2): 97—99.
- [8] Wu C Y, Yu T C. The Design of High-Pass and Band-Pass Ladder Filters Using Novel SC Differentiators. Proc. IEEE ISCAS. Portland, USA: 1989, 1463—1466.
- [9] Liu S I, *et al.* Int. J. Electron., 1991, 71(1): 81—91.
- [10] Chen C C, *et al.* Electron. Lett., 1992, 28(4): 419—420.
- [11] Toumazou C, *et al.* Electron. Lett., 1990, 26(5): 303—305.
- [12] Ghauri M S, Laker K R. Modern Filter Design—Active RC and Switched Capacitor. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, Inc., 1981, 320—325.

THE DESIGN OF DIFFERENTIATOR-BASED SWITCHED-CURRENT HIGH-PASS LADDER FILTERS

Meng Xiangru Qiu Guanyuan

(Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049)

Abstract This paper deals with the design of switched-current (SI) high-pass ladder filters using a novel bilinear/feed-forward differentiator (BFD). The BFD is based on SI modular block, the generalized differentiator(GD) proposed in this paper. Various differential functions can be performed by the GD. Two different design techniques employing S domain and Z domain frequency transformations are described respectively. Examples of Chebyshev and Elliptic high-pass filters are also given.

Key words Switched-current, Ladder filters, Circuit analysis and design