

减小 SC 滤波器中 GB 效应的新结构*

邱 新

(东南大学,南京)

摘要 本文讨论了在开关电容(SC)滤波器中如何减少增益带宽积(GB)效应的问题,提出了一个减少 GB 效应的新的双二次拓扑结构,此结构对寄生电容不敏感,并且具有很低的无源 W_0, Q 灵敏度. 以低通 SC 滤波器为例,给出了减小 GB 效应的具体设计方法. 并用设计实例和实验结果证明了所得结论的正确性.

关键词 滤波器; SC 滤波器; GB 效应

一、引 言

在滤波器的研究中,发现当时钟频率在运放的单位增益频率的1/4以下时,有限增益带宽积(GB)对滤波器性能的影响可略去不计,当时钟频率继续增加时,则 GB 的影响越来越大,甚至会影响到滤波器的稳定性. 运放的有限增益带宽已成为开关电容(SC)滤波器向高频发展的一大障碍.

如何扩展 SC 滤波器的频率范围,目前引起了人们的广泛注意,除了发展新的生产技术以增加运放的速度,达到高速 SC 滤波器性能外,减小 GB 效应也是一个很重要的方面.

E. Sanchez-Sinencio^[1]对减小 GB 效应的问题进行了讨论,但根据他的讨论难以获得对电路 GB 效应的较大的改善. 本文提出了减少 GB 效应的设计思想,给出了一种减小 GB 效应的新结构,并以低通滤波器为例阐述了设计方法,得到了较好的结果.

二、减弱 GB 效应的设计思想

在理想 SC 滤波器的分析中,我们认为电路中每个运放的负输入端都是虚地点,即 $V_{pi} = 0$. 当运放为非理想元件时, $V_{pi} \approx 0$,由此我们可以看到,要使 SC 滤波器 GB 效应的影响小,就要使运放的负输入端电压尽量低,这是本文的出发点.

假设运放的模型是 $A(s) = -\frac{GB}{s}$,从文献[2]的讨论中,我们可以得到,对 SC 网络中第*i*个子网络中的运放而言,它的负输入端电压为:

$$V_{pi}^{1,2} = A_{opi}^{11,22} V_{oi}^{1,2} + A_{opi}^{12,21} V_{oi}^{2,1} + \sum B_{pai}^{11,22} V_{aji}^{1,2} + \sum B_{pai}^{12,21} V_{aji}^{2,1} \quad (1)$$

* 1987年2月4日收到,1987年8月24日修改定稿.

这里:

$$\begin{aligned} A_{opi}^{11,22} &= -\frac{\alpha_{koi}\lambda_{ki}}{1-\lambda_{ki}}; & A_{opi}^{12,21} &= -Z^{-1/2}A_{opi}^{11,22} \\ B_{paji}^{11,22} &= -\frac{\alpha_{kaji}\lambda_{ki}}{1-\lambda_{ki}}; & B_{paji}^{12,21} &= -Z^{-1/2}B_{paji}^{11,22} \\ k &= 1, 2; & i &= 1, 2, \dots, m \quad (m \text{ 为运放个数}) \\ \lambda_{ki} &= e^{-K_{ki}T/2}; & K_{ki} &= GB_i\alpha_{koi} \end{aligned}$$

V_{oi} 是运放的输出电压; V_{aji} 是在分裂第 i 个子网络的过程中得到的中间节点 aj (aj 可能是源节点, 其它运放的输出节点或其它的中间节点) 的电压。对(1)式我们可以写成如下的形式:

$$\begin{aligned} V_{pi}^{1,2} &= [V_{oi}^{1,2} V_{oi}^{2,1}] \begin{bmatrix} A_{opi}^{11,22} \\ A_{opi}^{12,21} \end{bmatrix} + \Sigma [V_{aji}^{1,2} V_{aji}^{2,1}] \begin{bmatrix} B_{paji}^{11,22} \\ B_{paji}^{12,21} \end{bmatrix} \\ &= V_{oi} \times A + \Sigma V_{aji} \times B \end{aligned} \quad (2)$$

从(2)式, 我们可以看到: (1)在 SC 网络中每一个运放的负输入端电压可以看成由二部分组成, 一部分是本级运放输出的反馈量, 另一部分是 SC 网络中的其它节点的馈入量; (2)要减少电路的 GB 效应, V_{pi} 需要尽可能的小, 也就是说要求 $V_{oi} \times A$ 和 $V_{aji} \times B$ 尽可能的小。

$V_{oi} \times A$ 和 $V_{aji} \times B$ 是取决于 $A_{opi}^{11,22}$ 和 $B_{paji}^{11,22}$ 的, 下面我们对 $A_{opi}^{11,22}$ 和 $B_{paji}^{11,22}$ 这两个量进行讨论。

$$\begin{aligned} A_{opi}^{11,22} &= -\frac{\alpha_{koi}\lambda_{ki}}{1-\lambda_{ki}} = -\frac{\alpha_{koi}e^{-GB_i\alpha_{koi}T/2}}{1-e^{-GB_i\alpha_{koi}T/2}} \\ &= \frac{-1}{GB_iT/2 + \frac{1}{2!}GB_i^2\frac{T^2}{4}\alpha_{koi} + \frac{1}{3!}GB_i^3\frac{T^3}{8}\alpha_{koi}^2 + \dots} \end{aligned} \quad (3)$$

这里

$$\alpha_{koi} = \frac{\Sigma C_{ikj}}{\Sigma C_{ikn}}; \quad i = 1, 2, \dots, m; \quad j = 1, 2;$$

ΣC_{ikj} 是在第 k 相直接连在运放反相输入端和输出端之间的反馈电容之和; ΣC_{ikn} 是在第 k 相接到运放反相输入端的所有电容之和, $0 < \alpha_{koi} \leq 1$ 。

$$\begin{aligned} B_{paji}^{11,22} &= -\frac{\alpha_{kaji}\lambda_{ki}}{1-\lambda_{ki}} = -\frac{\alpha_{kaji}e^{-GB_i\alpha_{koi}T/2}}{1-e^{-GB_i\alpha_{koi}T/2}} \\ &= \frac{-\alpha_{kaji}}{\alpha_{koi} \left(GB_i\frac{T}{2} + \frac{1}{2!}GB_i^2\alpha_{koi}\frac{T^2}{4} + \frac{1}{3!}\alpha_{koi}^2GB_i^3\frac{T^3}{8} + \dots \right)} \end{aligned} \quad (4)$$

这里 $\alpha_{kaji} = \frac{\Sigma C_{ikaj}}{\Sigma C_{ikn}}$, ΣC_{ikaj} 是在第 k 相直接接在节点 aj 和运放的反相输入端之间的所有电容之和, ΣC_{ikn} 是在第 k 相接到运放反相输入端的所有电容之和, $0 \leq \alpha_{kaji} < 1$ 。

从(3),(4)式, 我们有下面的结论: (1)如果 α_{koi} 越大, α_{kaji} 越小, 则 V_{pi} 越小, GB 效应对电路的影响也越小。(2) α_{koi} 对 V_{pi} 的影响比 α_{kaji} 对 V_{pi} 的影响要大得多。

(3) 增加反馈电容 ΣC_{ikf} 将使 α_{koi} 增大, 使 α_{kaji} 减少; 减少 ΣC_{ikaj} 能使 α_{kaji} 减少, 使 α_{koi} 增大. (4) $\min \alpha_{kaji} = 0$, α_{kaji} 为零时, 意味着从节点 aj 到运放反相输入端之间没有直接的馈入量.

由此, 我们可以看到: 改变网络的拓扑结构, 即增加电容比 α_{koi} 的量和减少电容比 α_{kaji} 的量能达到减少 GB 的目的.

三、新的双二次拓扑结构

一个标准的 z 域双二次函数具有下面的形式:

$$H(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{\gamma z^2 + \varepsilon z + \delta}{z^2 + \alpha z + \beta} \quad (5)$$

1984 年, J. C. M. Bermudez^[4] 从一个一般的双二次出发, 推出了 34 种实现双二次传递函数的结构. 但实际上这并不包括全部, 在这里我们提出一个 Bermudez 没有考虑到的新的实现双二次传递函数的结构, 并对这个结构进行灵敏度分析. 结构提出的目的在于能为我们在电容比分布、采样频率、灵敏度、功耗及有源元件非理想特性等因素之间的最佳选择提供更多的可能性. 从这个结构我们能得到在减少电路 GB 效应上具有特殊意义的各种滤波器设计.

新结构如图 1 所示. 此结构与以前提出的结构的一个不同在于第一级运放中加入了本地负反馈 $\alpha_{10}C_0$.

图 1 所示结构的理想的转移函数为

$$H(z) = - \frac{\alpha'_5}{1 + \alpha_8} \cdot \frac{z^2 - z(\alpha_5 + \alpha'_5 + \alpha_5\alpha_{10} - \alpha_1\alpha_2)/\alpha'_5(1 + \alpha_{10}) + \alpha_5/\alpha'_5(1 + \alpha_{10})}{z^2 + z(\alpha_2\alpha_7 - 2 - \alpha_8 - \alpha_{10})/[(1 + \alpha_8)(1 + \alpha_{10})] + 1/[(1 + \alpha_8)(1 + \alpha_{10})]} \quad (6)$$

在这里:

$$1 + \alpha + \beta = \frac{\alpha_2\alpha_7 + \alpha_8\alpha_{10}}{(1 + \alpha_8)(1 + \alpha_{10})} > 0$$

由上式可见, $H(z)$ 在任何条件下都是稳定的.

利用文献[3]的结论, 我们有:

$$W_0 = \frac{1}{T} \sqrt{(\alpha_2\alpha_7 + \alpha_8\alpha_{10})/(1 + \alpha_8)(1 + \alpha_{10})} \quad (7)$$

$$Q = \sqrt{(\alpha_2\alpha_7 + \alpha_8\alpha_{10})(1 + \alpha_8)(1 + \alpha_{10})/(\alpha_8 + \alpha_{10} + \alpha_8\alpha_{10})} \quad (8)$$

此结构的无源 W_0, Q 灵敏度为:

$$\begin{aligned} S_{\alpha_2}^{W_0} &= S_{\alpha_7}^{W_0} = \alpha_2\alpha_7/2(\alpha_2\alpha_7 + \alpha_8\alpha_{10}) \\ S_{\alpha_2}^Q &= S_{\alpha_7}^Q = \alpha_2\alpha_7/2(\alpha_2\alpha_7 + \alpha_8\alpha_{10}) \\ S_{\alpha_8}^{W_0} &= - \frac{\alpha_8}{2(1 + \alpha_8)} \cdot \frac{\alpha_2\alpha_7 - \alpha_{10}}{\alpha_2\alpha_7 + \alpha_8\alpha_{10}} \\ S_{\alpha_8}^Q &= \frac{\alpha_8\alpha_{10}}{2(\alpha_2\alpha_7 + \alpha_8\alpha_{10})} + \frac{\alpha_8}{2(1 + \alpha_8)} - \frac{\alpha_8(1 + \alpha_{10})}{\alpha_8 + \alpha_{10} + \alpha_8\alpha_{10}} \end{aligned} \quad (9)$$

$$S_{\alpha_{10}}^{W_0} = -\frac{\alpha_{10}}{2(1+\alpha_{10})} \cdot \frac{\alpha_2\alpha_7 - \alpha_8}{\alpha_2\alpha_7 + \alpha_8\alpha_{10}}$$

$$S_{\alpha_{10}}^Q = \frac{\alpha_8\alpha_{10}}{2(\alpha_2\alpha_7 + \alpha_8\alpha_{10})} + \frac{\alpha_{10}}{2(1+\alpha_{10})} - \frac{\alpha_{10}(1+\alpha_8)}{\alpha_8 + \alpha_{10} + \alpha_8\alpha_{10}}$$

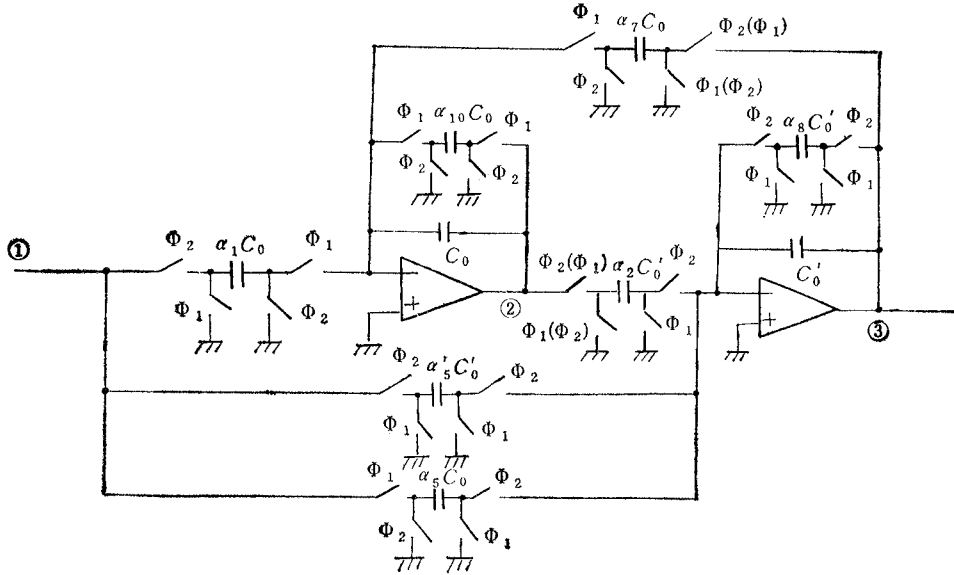


图 1

从灵敏度函数可见， $\alpha_{10}C_0$ 的引入使电路 W_0, Q 灵敏度降低了。

从上述可以看到，这个双二次电路的特点是：(1) 能实现任意稳定的双二次 z 域函数。(2) 在减小电路 GB 效应上具有特殊的意义(后面将具体讨论) (3) 对寄生电容不敏感。(4) 电路具有很低的无源 W_0, Q 灵敏度特性。(5) $\alpha_{10}C_0$ 的引进使最小电容比降低，即总电容增加，在总电容和电路的 GB 之间有一个折衷问题(具体的折衷方法我们将另文讨论)。

图 1 中 α_2 用的是负馈元件^[5]， α_7 是正馈元件^[5]， $\alpha_{1aj1} = 0$ ($aj = 3$ ，即为第二个运放的输出节点)

$$\alpha_{2aj2} = \frac{\alpha_2}{1 + \alpha_2 + \alpha_5 + \alpha_5' + \alpha_8}$$

($aj = 2$ ，即为第一个运放的输出)。

如果我们采用图 1 中括号内所示的开关相位的结构，也就是说 α_2 用的是正馈元件， α_7 是负馈元件，这种情况下， $\alpha'_{1aj1} = \frac{\alpha_7}{1 + \alpha_1 + \alpha_7 + \alpha_{10}}$ ($aj = 3$ ，第二个运放的输出节点)； $\alpha'_{2aj2} = 0$ ($aj = 2$ ，第一个运放的输出节点)。这种结构的理想转移函数为：

$$H'(z) = \frac{-\alpha_5'}{1 + \alpha_8} \cdot \frac{z^2 - z(\alpha_5 + \alpha_5' + \alpha_5\alpha_{10} + \alpha_1\alpha_2)/\alpha_5'(1 + \alpha_{10}) + \alpha_7/\alpha_5'(1 + \alpha_{10})}{z^2 + z(\alpha_2\alpha_7 - 2 - \alpha_8 - \alpha_{10})/(1 + \alpha_8)(1 + \alpha_{10}) + 1/(1 + \alpha_8)(1 + \alpha_{10})}$$

(10)

(10)式和(6)式对极点的理想的设计方程完全相同,因此灵敏度函数完全相同,利用这一结构我们也可得到减小电路 GB 效应的设计.

四、减小电路 GB 效应的双运放 SC 二阶滤波器的设计方法

LP01 是一种可以得到较小总电容的 z 域二阶低通函数,在这里以它为例阐述减小电路 GB 效应的设计方法.

LP01 理想的转移函数为:

$$H(z) = Kz^{-1}/(1 + \alpha z^{-1} + \beta z^{-2}) \quad (11)$$

设计 1 考虑用图 2 的负反馈 SC 双二次结构实现,得到的理想转移函数为:

$$H(z) = -\frac{\alpha_1\alpha_2}{1 + \alpha_8} z^{-1} \cdot \frac{1}{1 + z^{-1} \frac{\alpha_2\alpha_7 - 2 - \alpha_8}{1 + \alpha_8} + \frac{1}{1 + \alpha_8} z^{-2}} \quad (12)$$

电路的设计方程:

$$\begin{aligned} \frac{\alpha_1\alpha_2}{1 + \alpha_8} &= |K| \\ \frac{\alpha_2\alpha_7}{1 + \alpha_8} &= 1 + \alpha + \beta = \gamma \\ \frac{1}{1 + \alpha_8} &= \beta \end{aligned} \quad (13)$$

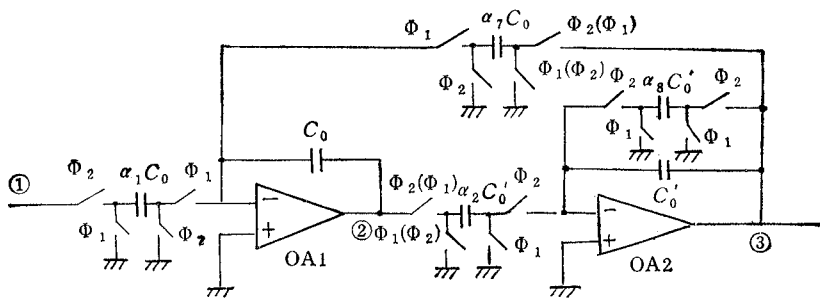


图 2

为标明是设计 1, 取 $\alpha_1, \alpha_7, \alpha_2, \alpha_8$ 为 $\alpha_1^{(1)}, \alpha_7^{(1)}, \alpha_2^{(1)}\alpha_8^{(1)}$, 反映图示电路 GB 效应的指标为:

$$\alpha_{101}^{(1)} = \frac{1}{1 + \alpha_1^{(1)} + \alpha_7^{(1)}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta\alpha_2^{(1)}}(|K| + \gamma)}$$

$\alpha_{12j1}^{(1)} = 0$ ($aj = 3$, 即第二个运放的输出节点)

$$\alpha_{202}^{(1)} = \frac{1 + \alpha_8^{(1)}}{1 + \alpha_2^{(1)} + \alpha_8^{(1)}} = \frac{1}{1 + \beta\alpha_2^{(1)}}$$

$$\alpha_{2aj2}^{(1)} = \frac{\alpha_2^{(1)}}{1 + \alpha_2^{(1)} + \alpha_8^{(1)}} = \frac{\alpha_2^{(1)}}{\alpha_2^{(1)} + 1/\beta} \quad (aj = 2, \text{即第一个运放的输出节点})$$

如果采用的相位如图 2 中括号内所示, 则反映这样一种电路结构的 GB 效应的指标为:

$$\alpha'_{101} = \frac{1}{1 + \alpha_1^{(1)} + \alpha_7^{(1)}} = \alpha_{101}^{(1)}$$

$$\alpha'_{1aj1} = \frac{\alpha_7^{(1)}}{1 + \alpha_1^{(1)} + \alpha_7^{(1)}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\gamma}(|K| + \beta\alpha_2^{(1)})}$$

($aj = 3$, 即第二个运放的输出节点)

$$\alpha'_{202} = \alpha_{202}^{(1)} = \frac{1 + \alpha_8^{(1)}}{1 + \alpha_2^{(1)} + \alpha_8^{(1)}}$$

$\alpha'_{2aj2} = 0$ ($aj = 2$, 即第一个运放的输出节点)

设计 2 利用前面我们提出的新结构, 考虑用图 3 的双本地负反馈 SC 双二次结构实现 LP01 型低通滤波器。这种设计与设计 1 的不同就在于在第一级运放中引入了本地负反馈 $\alpha_{10}C_0$ 。

图 3 电路的理想转移函数为:

$$H(z) = \frac{-\alpha_1\alpha_2}{(1 + \alpha_8)(1 + \alpha_{10})} z^{-1}.$$

$$\frac{1}{1 + \frac{\alpha_2\alpha_7 - (2 + \alpha_8 + \alpha_{10})}{(1 + \alpha_8)(1 + \alpha_{10})} z^{-1} + \frac{1}{(1 + \alpha_8)(1 + \alpha_{10})} z^{-2}} \quad (14)$$

这个电路的设计方程为:

$$\frac{\alpha_1\alpha_2}{(1 + \alpha_8)(1 + \alpha_{10})} = |K|$$

$$\frac{\alpha_8\alpha_{10} + \alpha_2\alpha_7}{(1 + \alpha_8)(1 + \alpha_{10})} = 1 + \alpha + \beta = \gamma \quad (15)$$

$$\frac{1}{(1 + \alpha_8)(1 + \alpha_{10})} = \beta$$

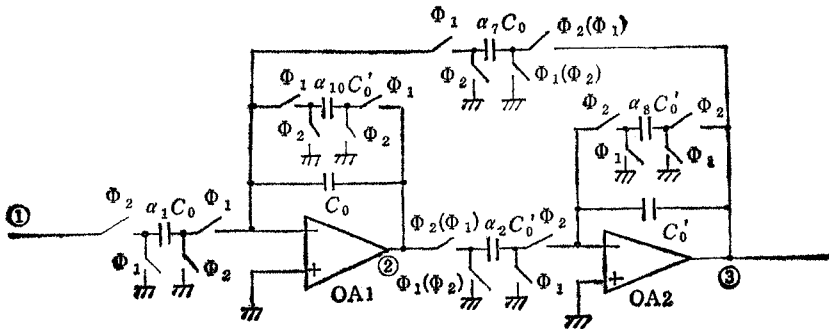


图 3

在这里令 $\frac{1}{1 + \alpha_8} = \beta'$, 为区别于设计 1, 取 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_7, \alpha_8, \alpha_{10}$ 为 $\alpha_1^{(2)}, \alpha_2^{(2)}, \alpha_7^{(2)}, \alpha_8^{(2)}, \alpha_{10}^{(2)}$. 此设计与设计 1 的不同在于在第一级运放中引入了本地负反馈 $\alpha_{10}C_0$, 下面我们具体说明它的引入对电路 GB 效应的影响, 在此设计中令:

$$\beta' \alpha_2^{(2)} = \beta \alpha_2^{(1)} \quad (16)$$

在(16)式的假定下, 图 3 电路反映 GB 效应的指标为:

$$\alpha_{101}^{(2)} = \frac{1 + \alpha_{10}^{(2)}}{1 + \alpha_{10}^{(2)} + \alpha_1^{(2)} + \alpha_7^{(2)}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta \alpha_2^{(1)}} \left(|K| + \gamma - \frac{(1 - \beta')(\beta' - \beta)}{\beta} \right)}$$

因为 $\frac{(1 - \beta')(\beta' - \beta)}{\beta} > 0$ 所以 $\alpha_{101}^{(2)} > \alpha_{101}^{(1)}$

$\alpha_{1aj1}^{(2)} = 0$ ($aj = 3$, 即为第二个运放的输出节点)

$$\alpha_{202}^{(2)} = \frac{1 + \alpha_8^{(2)}}{1 + \alpha_8^{(2)} + \alpha_2^{(2)}} = \frac{1}{1 + \beta' \alpha_2^{(2)}} = \frac{1}{1 + \beta \alpha_2^{(1)}} = \alpha_{202}^{(1)}$$

$$\begin{aligned} \alpha_{2aj2}^{(2)} &= \frac{\alpha_2^{(2)}}{1 + \alpha_8^{(2)} + \alpha_2^{(2)}} = \frac{\alpha_2^{(2)}}{1/\beta' + \alpha_2^{(2)}} = \frac{\beta \alpha_2^{(1)}}{\beta'} / \left(\frac{1}{\beta'} + \frac{\beta}{\beta'} \alpha_2^{(1)} \right) \\ &= \frac{\alpha_2^{(1)}}{1/\beta + \alpha_2^{(1)}} = \alpha_{2aj2}^{(1)} \quad (aj = 2, \text{即为第一个运放的输出节点}) \end{aligned}$$

如果采用的相位如图 3 中括号内所示, 则反映这样一种电路结构的 GB 效应的指标为:

$$\alpha'_{101}{}^{(2)} = \alpha_{101}^{(2)}$$

$$\alpha'_{1aj1}{}^{(2)} = \frac{\alpha_7^{(2)}}{1 + \alpha_1^{(2)} + \alpha_7^{(2)} + \alpha_{10}^{(2)}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\gamma - \frac{(1 - \beta')(\beta' - \beta)}{\beta}} [|K| + \beta \alpha_2^{(1)}]}$$

($aj = 3$, 即为第二个运放的输出节点)

因为 $\frac{(1 - \beta')(\beta' - \beta)}{\beta} > 0$ 所以 $\alpha'_{1aj1}{}^{(2)} < \alpha'_{1aj1}{}^{(1)}$

$$\alpha'_{202}{}^{(2)} = \alpha_{202}^{(2)} = \alpha_{202}^{(1)}$$

$\alpha'_{2aj2}{}^{(2)} = 0$ ($aj = 2$, 即为第一个运放的输出节点)

从上面的分析可见, 在第一级运放中引入负反馈 $\alpha_{10}C_0$, 可使 $\alpha_{101}^{(2)}$ (或 $\alpha'_{101}{}^{(2)}$) $> \alpha_{101}^{(1)}$ (或 $\alpha'_{101}{}^{(1)}$), $\alpha'_{1aj1}{}^{(2)} < \alpha'_{1aj1}{}^{(1)}$, $\alpha_{10}C_0$ 的引入可达到改善电路 GB 效应的目的.

类似地利用所示方法我们还可以得到减小 GB 效应的其它类型的滤波器设计.

五、设计实例和实验结果

在这里仍以低通滤波器 LP01 为例. 低通滤波器的设计指标是: 中心频率与抽样频率之比为 1.993 kHz/10kHz, 品质因数 $Q = 4$, 零频增益为 $K_0 = 0$ (dB), 由此得到的低通 LP01 的理想的传递函数为:

$$H(z) = \frac{1.2351z}{z^2 - 0.5524z + 0.7875} \quad (17)$$

下面将第四节中的两种设计方案进行比较。给定它们的电容比的设计参数为：

设计 1 $\alpha = 1.651, \alpha_7 = 1.651, \alpha_2 = 0.950, \alpha_8 = 0.270$, 总电容 $S = 12.583$

设计 2 $\alpha_1 = 1.858, \alpha_7 = 1.839, \alpha_2 = 0.844, \alpha_8 = 0.128, \alpha_{10} = 0.126$, 总电容 $S = 53.795$

两种设计的无源灵敏度列于表 1。可见, $\alpha_{10}C_0$ 的引入使电路的无源灵敏度降低了。

表 1 对电容比 α_i 的 W_0, Q 灵敏度

	结 构	α_i 的 值				
		α_2	α_7	α_8	α_1	α_{10}
$S_{\alpha_i}^{W_0}$	设计 1	0.5	0.5	-0.106	0	—
	设计 2	0.495	0.495	-0.052	0	-0.051
$S_{\alpha_i}^Q$	设计 1	0.5	0.5	-0.894	0	—
	设计 2	0.495	0.495	-0.473	0	-0.464

表 2

相位	结 构	α_{kai1}	α_{kai2}	α_{koi1}	α_{koi2}
		OA2 输出到 OA1 输入的馈入	OA1 输出到 OA2 输入的馈入	OA1 的本地反馈	OA2 的本地反馈
Φ_1 $k = 1$	图 2	0	0	0.2325	1
	图 2 Δ	0.3838	0	0.2325	1
	图 3	0	0	0.2334	1
	图 3 Δ	0.3838	0	0.2334	1
Φ_2 $k = 2$	图 2	0	0.4280	1	0.5720
	图 2 Δ	0	0	1	0.5720
	图 3	0	0.4280	1	0.5720
	图 3 Δ	0	0	1	0.5720

反映图 2,3 所示电路结构的 GB 效应的电容比参数 $\alpha_{koi}, \alpha_{kai}$ 列于表 2。从表 2 可见,图 2 Δ ¹⁾,3 Δ ²⁾ 所示电路的 α_{kai1} 比相应的图 2,3 所示电路的 α_{kai2} 要小,因此它们具有较小的 GB 效应,也就是说改变极间反馈通道的相位可以减小 GB 效应对电路的影响,在文献[1]中也得出了这样的结论。下面我们主要对图 2 Δ ,3 Δ 所示的电路进行讨论。

在 $GB = 227.3\text{kHz}$ 和 $GB = 175.9\text{kHz}$ 两种情况下进行了理论计算和实验。

假设考虑 GB 效应后,低通滤波器的中心频率为 W'_0 以及对应于 W'_0 的幅值为 $D(W'_0)$,则 $\frac{\Delta W_0}{W_0}$ (即 $\frac{W_0 - W'_0}{W_0}$) 和 $\frac{|\Delta D|}{|D|}$ (即 $\frac{|D(W'_0) - D(W_0)|}{|D(W_0)|}$) 也可反映不同电路结构的 GB 效应的大小,表 3 列出了图 2 Δ 、图 3 Δ 所示电路在 $GB = 227.3\text{kHz}$ 和 $GB =$

1),2) 图 2 Δ ,3 Δ 分别表示在图 2,3 中,相位采用括号内的相位。

175.9kHz 的情况下 $\frac{\Delta W_0}{W_0}$ 和 $\frac{|\Delta D|}{|D|}$ 值的大小.

表 3

	GB = 227.3kHz		GB = 175.9kHz	
	$\frac{\Delta W_0}{W_0}$	$\frac{ \Delta D }{ D }$	$\frac{\Delta W_0}{W_0}$	$\frac{ \Delta D }{ D }$
图 2 _A	0.039	2.83×10^{-2}	0.049	6.84×10^{-2}
图 3 _A	0.015	1.79×10^{-2}	0.033	4.99×10^{-2}

实验和理论计算的结果反映了如下事实: (1) 实验结果与理论计算值基本吻合. (2) 负反馈 $\alpha_{10}C_0$ 的引入降低了电路的无源灵敏度. (3) 在文献[1]中, 是通过改变极间通道中的开关电容的相位来减少电路的 GB 效应的, 实际上就是通过使 α_{kaji} 减小来使 GB 减小的, 因此这种方法难以获得 GB 效应的较大改进. 在本文中, 负反馈 $\alpha_{10}C_0$ 的引入有效地改善了电路的 GB 效应, 这是因为 $\alpha_{10}C_0$ 的引入不但能使 α_{kaji} 减小, 而且使 α_{koi} 增大, 从前面的讨论得到的结论中有: α_{koi} 对电路 GB 效应的影响比 α_{kaji} 对电路 GB 效应的影响更大得多. 因此 α_{koi} 的增大能使电路的 GB 效应有较大的减小. 在文献[1]中, E. Sanchez-Sinencio 以带通滤波器为例进行了实验, 频率偏差只改善了百分之零点几; 而本文通过引进本地负反馈使低通滤波器的频率偏差改善了百分之十几到百分之几十. 本文的方法是行之有效的.

六、结 语

本文对 SC 电路中减小 GB 效应的问题进行了讨论, 并提出了能减小电路 GB 效应的新的双二次拓扑结构; 以低通滤波器为例, 阐述了减小 GB 效应的设计方法. 所做的努力使电路的 GB 效应有较大的改善.

本文得到江南大学龚正毅教授和湖南大学杨叔孔副教授的指导和帮助, 在此谨致谢意.

参 考 文 献

- [1] E. Sanchez-Sinencio, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-31**(1984), 876—883.
- [2] B. B. Bhattacharyya, *IEE Proc. Pt. G*, **130**(1983), 114—123.
- [3] M. S. Ghauri, K. R. Laker, *Modern Filter Design; Active RC and Switched Capacitor*, Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, NJ, 1981.
- [4] J. C. M. Bermudez, B. B. Bhattacharyya, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-32**(1985), 767—783.
- [5] K. Martin, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-27**(1980), 515.

NEW STRUCTURE OF SC FILTERS WITH REDUCED GB EFFECT

Qiu Xin

(Southeast University, Nanjing)

ABSTRACT In this paper, the problem how to reduce the GB effect in SC filter is discussed. A new general biquadratic SC structure in which the GB effect is reduced is developed. The structure is strays-insensitive, has very low W_0 and Q sensitivities. Using the low-pass SC filter for example, the method of reducing GB effect has been shown in detail

KEY WORDS Filter, SC filter; GB effect