

具有混合反馈的高 Q 和/或高 f_s 开关电容带通滤波器

吴杰 龚正毅 杨叔孔
(湖南大学电气工程系)

提 要

本文提出了一种减少电容分布和总电容的高 Q 和/或高 f_s 开关电容 (SC) 带通滤波器。在传统的双二次 SC 滤波器结构中,引入部分正反馈并改变前馈网络可使总电容和电容分布得到大幅度的减少。举例说明了二阶高 Q ($=50$) SC 带通滤波器设计,并比较了不同滤波器结构的性能参数。

一、引 言

在滤波器的级联设计中,经常遇到一些高 Q 双二次函数;为了减少开关电容 (SC) 滤波器的混叠效应,减少防混叠输入级的复杂度,也希望取用较高的采样频率 (f_s)。然而,实现这种高 Q 和/或高 f_s SC 滤波器通常导致过大的电容分布和总电容。过大的电容分布不仅使总电容增大,而且使电容比的精度下降^[3]。总电容增大则意味着单片的电容面积增大。因此,对设计 SC 滤波器,尤其是高 Q 和/或高 f_s SC 带通滤波器,如何减少滤波器的电容分布和总电容无疑是很重要的。

最近, Zhou 通过增加运放的办法,提出了一个减少总电容的三运放 SC 带通滤波器^[1]。

本文的目的是提出一种采用双运放双二次 SC 拓扑的高 Q 和/或高 f_s 带通 SC 滤波器的设计方法。通过改变前馈电容和引入部分正反馈,大大减小了总电容和电容分布。

二、总 电 容

单片 SC 滤波器中所有电容值之和称为总电容。它是衡量单片集成 SC 滤波器所需面积的重要参量,并可表示为:

$$C_T = \sum_i C_i \quad (1)$$

与 SC 滤波器运放反相输入端经开关相连接的所有电容(这些电容的集合称为电容组)都乘上一个比例系数 μ , 将不改变电压转移函数。这样,若滤波器有 m 个运放,对不同的电

容组, 乘上不同的比例系数 μ_i , 则总电容可表示为:

$$C_T = \sum_{k=1}^m \sum_{i \in I_k} \frac{C_i}{\mu_k}, \quad (2)$$

式中 $I_k = \{\text{与第 } k \text{ 个运放反相输入端经开关相连接的电容下标的集合}\}$.

为了便于比较不同滤波器结构的总电容, 取 $\mu_k = \alpha_{\min} = \min\{C_i | i \in I_k\}$, 得总电容:

$$C_T = \sum_{k=1}^m \sum_{i \in I_k} \frac{C_i}{C_{\min k}}. \quad (3)$$

为了便于讨论, 令积分器电容为 C , 其它电容表示成它的倍数形式, 即 $C_i = \alpha_i C$, $C_{\min k} = \alpha_{\min k} C$, 代入 (3) 式, 得总电容:

$$C_T = \sum_{k=1}^m \sum_{i \in I_k} \frac{\alpha_i}{\alpha_{\min k}}. \quad (4)$$

由 (4) 式可知, 欲减小总电容, 必须尽可能地 (1) 增大最小电容比; (2) 使本电容组中其它电容比接近于最小电容比.

条件 (1) 可使总电容较大幅度地减小, 条件 (2) 可确保滤波器的电容分布减少.

三、设计程式

应用双线性变换, 可由模拟 S 域函数求得 Z 域转移函数. 设模拟 S 域二阶带通函数

$$H(S) = \frac{K_s \frac{\omega_0}{Q} S}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q} S + \omega_0^2} \quad (5)$$

式中 ω_0 为中心频率, Q 为品质因素, K_s 为峰值增益. 一种允许较小总电容的 Z 域二阶带通函数是 BP01^[2].

$$H(Z) = \frac{K_z Z^{-1}(1 - Z^{-1})}{1 - \alpha Z^{-1} + \beta Z^{-2}} \quad (6)$$

对 (5) 式施以双线性变换^[2]并与 (6) 式相比较, 得如下设计程式:

$$1 - \beta = \frac{\omega_0 T}{QP}, \quad (7a)$$

$$1 + \beta - \alpha \triangleq \sigma = \frac{(\omega_0 T)^2}{P}, \quad (7b)$$

$$K_z = \frac{K_s \omega_0 T}{QP} \cos \frac{\omega_0 T}{2}, \quad (7c)$$

$$P = 1 + \frac{\omega_0 T}{2Q} + \frac{(\omega_0 T)^2}{4}, \quad (7d)$$

式中 $T = 1/f_s$, f_s 为采样频率. 此处称 $1 - \beta$ 、 σ 、 K_z 为 Z 域带通函数的特征系数, 它们分别反映了带通滤波器的带宽、中心频率和峰值增益. 将这些特征系数与给定拓朴的

转移函数相比较,就可得出电路的设计方程,进而求得电容元件参数值和总电容。

由(7)式,容易观察到下列几点事实:

(1) 特征系数 $1 - \beta$ 近似反比于 Q 和 f_s/f_0 的乘积。对于高 Q 滤波器, $1 - \beta \ll 1$ 。

(2) σ 近似反比于 f_s/f_0 的平方, 对于高 f_s/f_0 应用, $\sigma \ll 1$ 。

(3) K_z 不仅反比于 Q 和 f_s/f_0 的乘积, 而且正比于 K_s 。若 $K_s \leq 1$, 则对于高 Q 滤波器来说, $K_z < 1 - \beta \ll 1$ 。

(4) 特征系数与 f_s/f_0 有关, 对于高采样频率滤波器, 特征系数有可能远小于 1。由于这些很小的特征系数直接与给定的拓朴转移函数相关, 它们限定了电路的最小电容比, 因而, 选择什么样的拓朴实现, 应有所考虑。例如图

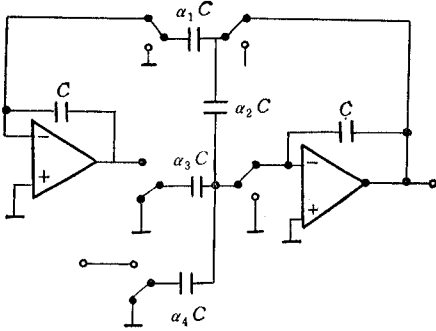


图 1 Fleisher-Laker 的 SC 带通滤波器^[2]

1 的负反馈带通滤波器结构的特征系数满足如下的设计方程:

$$1 - \beta = \frac{\alpha_2}{1 + \alpha_2}, \quad (8a)$$

$$\sigma = \frac{\alpha_3 \alpha_1}{1 + \alpha_2}, \quad (8b)$$

$$K_z = \frac{\alpha_4}{1 + \alpha_2}. \quad (8c)$$

设 $K_z > 1 - \beta$, 当 $Q \gg 1$ 时, 由于 $1 - \beta \ll 1$, 使得最小电容比 α_2 太小, 将导致总电容过大。可见要获得较小的总电容设计, 用这个电路是不适宜的。为了实现很小的特征系数, 又不致使电容比过小, 必须改变拓朴结构。一个简单的办法是, 选择拓朴结构使设计方程具有这样的特征, 即其特征系数可表现为两电容比的差值和乘积的形式。

四、结 构

在有源 RC 双二次滤波器设计中, 对于高 Q 带通滤波器, 可引入部分正反馈分量, 使带宽 (ω_0/Q) 设计方程中出现负项, 来增大元件的离散性^[2]。根据这一设想, 对有源 SC 滤波器也可引入部分正反馈分量, 再加上适当的前馈电容, 使特征系数设计方程中出现负项, 以达到增大最小电容比, 减少总电容的目的。

(1) 改变反馈——引入部分正反馈电容 $\alpha_5 C$

当特征系数 $1 - \beta$ 最小时, 可在图 1 的电路中引入正反馈开关电容 α_5 , 得到图 2 所示的 SC 带通结构 1 ($\alpha_6 = 0$)。图 2 与图 1 的电路不同, 此处的 $\alpha_1 C$ 开关反相断开了两运放输入端之间的直接耦合, 减少了有限 GB 对电路工作的影响^[4]。另外, 当 $\alpha_2 C = \alpha_3 C$, $\alpha_1 C = \alpha_5 C$ 时, 这两组电容器可分别等效为一个电容器(如虚线所连部分), 等效后的结构仍能实现稳定的带通函数。结构 1 的转移函数为:

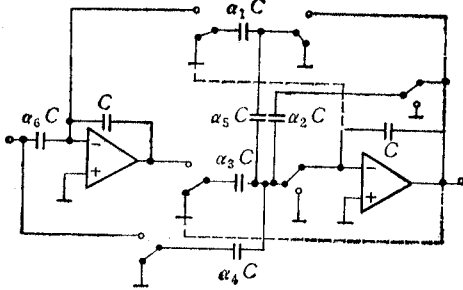
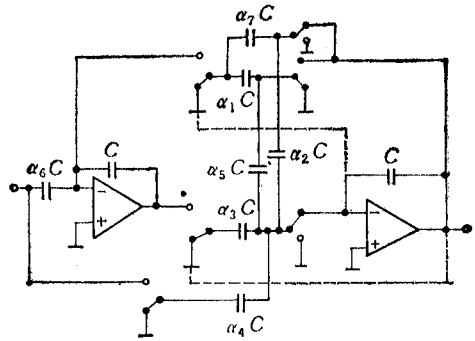


图 2 具有混合反馈的 SC 带通滤波器

结构 1 ($\alpha_4, \alpha_6, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_5$), 结构 2 ($\alpha_6, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_5$),
结构 3 ($\alpha_4, \alpha_6, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_5$). 图中 α_4, α_6 为前馈电
容器, $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_5$ 为反馈电容器.

图 3 SC 带通结构 4 ($\alpha_4, \alpha_6, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_5, \alpha_7$)

$$H(Z) = \frac{\alpha_4 Z^{-1}(1 - Z^{-1})}{1 + \alpha_2 - Z^{-1}(2 + \alpha_2 + \alpha_5 - \alpha_1 \alpha_3) + (1 + \alpha_5)Z^{-2}} \quad (9)$$

设计方程为:

$$1 - \beta = \frac{\alpha_2 - \alpha_5}{1 + \alpha_2}, \quad (10a)$$

$$\sigma = \frac{\alpha_1 \alpha_3}{1 + \alpha_2}, \quad (10b)$$

$$K_Z = \frac{\alpha_4}{1 + \alpha_2}. \quad (10c)$$

由 (10a) 式可以看出, 由于引入部分正反馈 $\alpha_5 C$, 使得很小的 $1 - \beta$ 值现在由两电容比的差值给出, 这样使最小电容比有所增大, 总电容有所减小 (参见表 1).

表 1 不同结构 SC 带通滤波器的总电容

($Q = 50$, $f_s/f_0 = 20$, $K_S = 10(\text{dB})$, 并令 $\alpha_3 = \alpha_2$)

结 构	Fleisher (图 1)	结构 1	结构 2	结构 3	结构 4
α_{\min}	0.006303	0.020084	0.132735	0.304159	0.948342
C_T	180.36	57.89	21.85	11.93	8.39

(2) 改变前馈电容器——用 $\alpha_6 C$ 代替 $\alpha_4 C$

当特征系数 K_Z 与 σ 相当时, 结构 1 的最小电容比是 α_4 , 为了增大这一最小电容比, 用无开关电容 $\alpha_6 C$ 作为前馈电容, 得到改进前馈的带通结构 2 ($\alpha_4 = 0$). 该电路的零点设计方程为:

$$K_Z = - \frac{\alpha_3 \alpha_6}{1 + \alpha_2} \quad (11)$$

极点方程与 (10) 式相同, 现在 K_Z 值取决于两电容比的乘积, 显然, 最小电容比可进一步增大.

(3) 组合前馈电容器 (α_4, α_6)

对于低增益高 Q 滤波器, 特征系数 K_Z 最小. 结构 1、结构 2 中的前馈电容器实现了反号的 K_Z 值, 把它们组合起来就得到第三种前馈形式的带通结构 3. 其零点设计方程变为:

$$K_Z = \frac{\alpha_4 - \alpha_3\alpha_6}{1 + \alpha_2}. \quad (12)$$

于是, K_Z 系数值也表为电容比的差值形式.

(4) 增加反馈电容器 $\alpha_7 C$

结构 3 可使特征系数 $1 - \beta$ 、 K_Z 用电容比的差值形式实现. 然而, 当应用高 Q 、高 f_c 时, σ 远小于 1, 为此, 可引入正反馈电容器 α_7 、 α_4 , 得到图 3 的带通结构 4. 其零点设计方程为:

$$1 - \beta = \frac{\alpha_2 - \alpha_5}{1 + \alpha_2}, \quad (13a)$$

$$\sigma = \frac{\alpha_3(\alpha_1 - \alpha_7)}{1 + \alpha_2}, \quad (13b)$$

$$K_Z = \frac{\alpha_4 - \alpha_3\alpha_6}{1 + \alpha_2}. \quad (13c)$$

可见特征系数均表成了电容比的差值形式. 电容之差实现了很小的特征系数, 并使各电容比十分接近于积分器电容, 电容分布和总电容都大幅度减少. 表 1 说明了通过改变结构减少总电容的情况.

极点相对灵敏度反映了电容比的相对变化对 SC 网络特性产生的影响, 尤其是带通滤波器. 在高 Q 、高 f_c 下, 由 (7) 式近似可得:

$$\omega_0 T \simeq \sqrt{\sigma}, \quad (14a)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\sigma}}{1 - \beta}. \quad (14b)$$

定义下列相对灵敏度:

$$S_{\alpha_i}^{\omega_0} = \frac{\alpha_i}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial \alpha_i}, \quad (15a)$$

表 2 灵敏度

双运放结构* ($\alpha_3, \alpha_1, \alpha_7, \alpha_2, \alpha_5$)	α_3	α_1	α_7	α_2	α_5
$S_{\alpha_i}^{\omega_0}$	0.5	$\frac{0.5\alpha_1}{\alpha_1 - \alpha_7}$	$-\frac{0.5\alpha_7}{\alpha_1 - \alpha_7}$	$-\frac{0.5\alpha_2}{1 + \alpha_2}$	0
$S_{\alpha_i}^Q$	0.5	$\frac{0.5\alpha_1}{\alpha_1 - \alpha_7}$	$-\frac{0.5\alpha_7}{\alpha_1 - \alpha_7}$	$-\frac{0.5\alpha_2}{1 + \alpha_2} - \frac{\alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_5}$	$\frac{\alpha_5}{\alpha_2 - \alpha_5}$
Zhou 的三运放结构 ^[1]	C_3	C_8	C_5	C_9	
$S_{c_i}^{\omega_0}$	0	0	0.5	0.5	
$S_{c_i}^Q$ **	$-\frac{C_3 C_8}{\Delta}$	$-\frac{C_3 C_8}{\Delta}$	$0.5 + \frac{C_3 C_9}{\Delta}$	$0.5 + \frac{C_3 C_9}{\Delta}$	

* 在结构 4 的灵敏度函数中分别令 $\alpha_5 = \alpha_7 = 0$ 和 $\alpha_7 = 0$, 可得到 Fleisher-Laker 结构和结构 1-3 的极点
** $\Delta = C_3 C_8 - C_3 C_9$

$$S_{\alpha_i}^Q = \frac{\alpha_i}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial \alpha_i} \quad (15b)$$

将(14)式代入(15)式,可求出灵敏度函数。表2给出了上述带通结构的灵敏度函数。

五、举 例

设计指标为 $Q = 50$, $f_c/f_0 = 20$, $K_z = 0(\text{dB})$ 的带通滤波器。

由(6)式得到 Z 域转移函数:

$$H(Z) = \frac{0.006187Z^{-1}(1 - Z^{-1})}{1 - 1.896155Z^{-1} + 0.993736Z^{-2}} \quad (16)$$

用结构1—4实现这个转移函数。表3给出了这些结构的主要性能参数。由这些结果可以看出,结构2—4与Fleisher-Laker的结构相比,它们的电容分布和总电容已有不同程度的减小。但极点 Q 的灵敏度有所增加,这是由于引入正反馈的结果。由于MOS电容比精度高,极点 Q 的偏差可以控制在容许的范围之内;另一方面,也可在灵敏度与总电容之间折衷考虑,例如,重新选择结构3的一组电容比参数,使总电容增加到15.06,这样,最大 Q 灵敏度便可下降为16.57。在最大极点灵敏度性能相同的条件下,将折衷考虑的设计结果与Zhou的三运放结构相比较,总电容仍减少近一半。此外,还减少了一个运放、两个电容和四个开关。因而,滤波器的硅面积也要小些。由于增益系数小,结构1的总电容无明显减少,这也说明,为了获得较小总电容的设计,不仅要选择合适的反馈结构,而且还须选择合适的前馈电容。

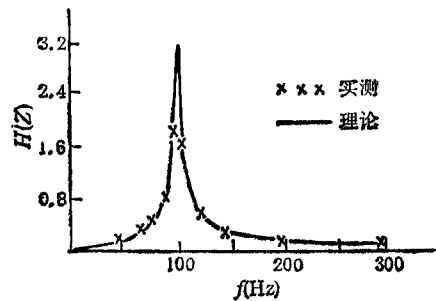


图4 计算与实测的频率响应

用分立元件做了一个模拟实验,电路采用结构2,运放采用F007,开关采用C544。图4示出了实测的频率响应。实测值与预期值是吻合的。

表3 带通SC滤波器结构的性能参数

结构*	电容	运放	开关	$\text{Max} S_{\alpha_i}^{Q0} $	$\text{Max} S_{\alpha_i}^Q $	α_{Max}	C_T
Fleisher-Laker	6	2	10	0.5	1	160.62	180.40
结构1	6	2	10	0.5	1.48	159.62	172.47
结构2	6	2	8	0.5	11.10	13.91	44.56
结构3	7	2	10	0.5	39.37	3.07	12.16
结构4	8	2	12	3	79.80	1.24	8.48
Zhou的三运放	9	3	20	0.5	16.57	5.45	30.32

* 结构1—4中,令 $\alpha_3 = \alpha_2$

六、结 论

本文阐述了减少总电容的高 Q 和/或高 f_c SC 带通滤波器的设计方法。根据不同的技术指标, 选用不同的反馈和前馈电容的带通结构, 可获得较小的电容分布和总电容设计, 从而更经济地实现单片集成。这些混合反馈 SC 带通滤波器的优点是在不附加运放的情况下使电容分布和总电容得到不同程度的减小, 这就避免了因增加运放带来的功耗、噪声等问题。因此, 可以认为这些结构为高 Q 和/或高 f_c 带通滤波器的应用提供了一个良好的选择。

参 考 文 献

- [1] Z. X. Zhou, Proc. IEEE 1984 Int. Symposium on Circuits and Systems, p. 794.
- [2] M. S. Ghausi and K. R. Laker, Modern Filter Design: Active RC and Switched-Capacitor, Prentice-Hall Inc., 1981.
- [3] R. W. Broderson et al., Modern Active Filter Design, John Wiley and Sons Inc., 1981, p. 303.
- [4] J. S. Martinez and A. S. Sedra, Proc. IEEE 1982 Int. Symposium on Circuits and Systems, p. 373.

HIGH Q AND/OR f_c SC BANDPASS FILTER WITH MIXED-FEEDBACK

Wu Jie, Gong Zhengyi, Yang Shukong

(Department of Electrical Engineering, Hunan University)

A design technique for realizing high Q and/or f_c SC bandpass filters with reduced capacitor spread and total capacitance is proposed. The significant reduction of capacitor spread and total capacitance is achieved through introducing the partial positive feedback and changing the feed in capacitors in the conventional biquadratic SC filter structures. A design example of a second order high Q ($=50$) SC bandpass filter is given and a comparison of performance parameters among the different filter structures is given also.