

减小 SCF 电容分散比的拓扑变更方法*

吴 杰

(湖南大学电气工程系 长沙 410082)

摘要 本文研究了减小开关电容滤波器 (SCF) 电容分散比的原理, 提出了两个变更拓扑方法, 并给出了这两类算法实现的例子。

关键词 电容分散比, 开关电容滤波器, 电路理论和设计

1 引言

电容分散比是开关电容滤波器 (SCF) 理论和设计的一个重要指标。如何减小电容分散比是开关电容滤波器理论和设计的关键性课题。

减小电容分散比包括两层含义: 一是拓扑结构不变, 从设计上利用优化技术寻求电容分散比最小的设计^[1,2]; 二是变更拓扑结构, 从结构上寻求可获得小电容分散比的电路^[3-6]。虽然文献中曾提出过若干减小电容分散比的电路, 但其机制尚不十分清楚。本文研究了减小电容分散比的拓扑理论, 提出了两类拓扑方法, 并给出了拓扑实现。

2 基本原理

电路设计的问题是根据电路设计要求 (ω_0 和 Q), 计算出 Z 域函数, 得到设计方程, 并从中解出各电容比参数。

一个 Z 域二阶函数的分母可表成如下形式

$$D(Z) = 1 - b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2}, \quad (1)$$

或表成如下的 P 变换形式:

$$D(P) = \xi P^2 + \lambda P + 1, \quad (2)$$

式中 $P = 1 - Z^{-1}$, 称为 P 变换, b_1, b_2 和 ξ, λ 为 Z 域函数的系数, 可由双线性变换从 S 域函数求得。它们与二阶函数的极点 ω_0 和品质因数 Q 有如下关系^[5]。

$$Q \approx \delta / (1 + \lambda), \quad (3)$$

$$\delta \approx \sqrt{\xi}, \quad (4)$$

或^[4]

$$Q \approx \omega_0 T / (1 - b_2), \quad (5)$$

$$\omega_0 T \approx \sqrt{1 + b_2 - b_1}. \quad (6)$$

由(3)–(6)式可见, 在采样频率一定的情况下, 电路所实现的 Q 值与 $(1 + \lambda)$ 或 $(1 - b_2)$

1993-8-23 收到, 1994-02-03 定稿

* 国家自然科学基金和机械部教育司基金资助课题。

吴杰 男, 1957年生, 教授, 主要从事电路、信号、系统、滤波器和神经网络的教学和科研工作。

成反比。这导致开关电容电路实现高 Q 特性时, 使 $(1 + \lambda)$ 或 $(1 - b_2)$ 值变得很小, 而它们又直接与拓扑方程相匹配, 从而使电容比参数变得很小, 致使电容分散比很大。如文献[3]中的开关电容带通电路, 其 Q 值近似为

$$Q \approx \sqrt{\alpha\beta\gamma} / [\alpha(1 + \beta + \gamma)]. \quad (7)$$

高 Q 值系数将由 $\alpha(1 + \beta + \gamma)$ 来承担, 势必使 α, γ, β 中之一的电容参数变得很小, 导致大电容分散比。文献[2]中给定 $\delta = 10, Q = 4$, 由文献[3]中导出的最小电容分散比最佳设计算出的电容分散比是 176:1。又如文献[1]中的 E 电路, 电路的 Q 值为

$$Q \approx \omega_0 T / (AE) \quad (8)$$

当 $\delta = 10, Q = 4$, 按文献[1]的算法, 算得电容分散比是 40.6:1

由上述分析可以看出, 导致大电容分散比的关键是拓扑结构匹配的设计方程。为了减小电容分散比, 可调整拓扑结构, 使之与之匹配的 Q 式分母由多个电容比值来分担, 即调整各电容比参数, 增大最小电容比, 减小最大电容比, 达到减小电容分散比的目的。基于这一原理, 提出如下两个拓扑方法。

3 拓扑方法及其实现

3.1 差 Q 算法及其实现 所谓差 Q 算法是设计拓扑结构, 使 Q 式分母出现相减项的拓扑方法, 其思想是调整拓扑结构, 使 Q 式分母具有如下方程:

$$f(\alpha_i) = \alpha_i - \alpha_j. \quad (9)$$

上式说明, 即使 Q 值很高, 使 $(1 + \lambda)$ 或 $(1 - b_2)$ 接近于零, 但仍可取 $\alpha_i \approx \alpha_j = 1$, 而 $\alpha_i \approx \alpha_j$, 电路仍可得到极小的电容分散比。

差 Q 算法使 Q 式分母由两电容比的差值来分担, 从而有效地减小电容分散比, 它是减小电容分散比中可供选择的一种较好的方法。

图 1 是实现差 Q 算法的一种拓扑结构。差 Q 的实现是由开关电容 C_2 在奇相期间的部分正反馈完成的。该电路的电压转移函数为

$$\frac{v_o^e(Z)}{v_i^e(Z)} = \frac{-C_1 C_3 (1 - Z^{-1})}{C_1 (C_3 + C_4) (1 - Z^{-1})^2 + [C_4 (C_2 + C_3) - C_1 C_3] (1 - Z^{-1}) + C_2 C_3}, \quad (10)$$

式中 v_o^e, v_i^e 分别为偶相期间的输入和输出电压。将上式与(2)式比较, 得到电路的设计方程:

$$\xi = \beta(1 + \gamma) / \alpha, \quad (11a)$$

$$\lambda = \beta + \gamma - \beta / \alpha, \quad (11b)$$

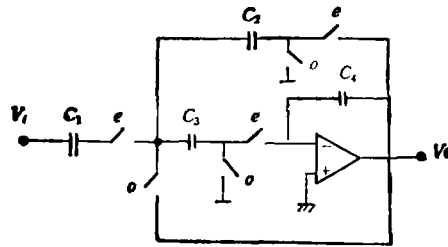


图 1 差 Q 算法开关电容电路实现

式中 $\alpha = C_4/C_1$, $\beta = C_4/C_2$, $\gamma = C_4/C_3$. 电路实现的 Q 值为

$$Q \approx \frac{\sqrt{\alpha\beta(1+\gamma)}}{\alpha(1+\beta+\gamma)-\beta} \quad (12)$$

与(7)式相比,(12)式分母出现了相减项,从而有可能实现小电容分散比.仍如上例, $\delta = 10$, $Q = 4$, 该电路的最小电容分散比设计为

$$\beta = \gamma. \quad (13)$$

由此算得

$$\beta = \gamma = (\lambda - 2 + \sqrt{8\delta^2 + \lambda^2 + 2})/4 = 7, \quad (14a)$$

$$\alpha = (1 + \gamma)\beta/\xi = 0.56. \quad (14b)$$

电容分散比为 12.5:1. 与文献[3]中电路相比,电容分散比为文献[3]中电路的 7.1%.

3.2 乘 Q 算法及其实现 所谓乘 Q 算法是设计拓扑结构,使 Q 式分母函数出现多电容比相乘的拓扑方法.即 Q 式分母具有如下形式:

$$f(\alpha_k) = \alpha_1\alpha_2 \cdots \alpha_n. \quad (15)$$

由于 $(1 + \lambda)$ 或 $(1 - b_2)$ 通常小于 1, 使上式中右边 α_i 中有一值小于 1, 所以, $\min\{\alpha_1\alpha_2 \cdots \alpha_n\} < 1$. 因此, 为了将 $\prod_{k=1}^n \alpha_k$ 中大的变小, 小的变大, 而保持乘积不变, 最佳设计是选择: $\alpha_1 = \alpha_2 = \cdots = \alpha_n$, 故有

$$\alpha_{\min} = \sqrt[n]{(1 + \lambda) \text{ 或 } (1 - b_2)}. \quad (16)$$

从而,使最小电容比增大,电容分散比被减小.图 2 是实现乘 Q 算法的一种拓扑实现,该电路的电压转移函数为

$$v_1^o(Z)/v_i^i(Z) = -K_1(1 - Z^{-1})^2/D(Z), \quad (17)$$

$$v_2^o(Z)/v_i^i(Z) = -K_1K_2Z^{-1}(1 - Z^{-1})/D(Z), \quad (18)$$

$$v_3^o(Z)/v_i^i(Z) = -K_1K_2K_3Z^{-1}/D(Z), \quad (19)$$

式中

$$D(Z) = 1 - Z^{-1}(2 - K_2K_3K_4 - K_2K_3K_5) + Z^{-2}(1 - K_2K_3K_5), \quad (20)$$

式中 K_i 为电容比系数, Z 为离散 Z 变换变量.将(16)式与(1)式比较,并代入(5), (6)式,得电路实现的 Q 值为

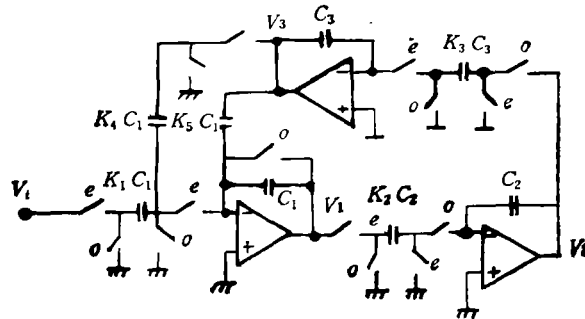


图 2 乘 Q 算法的开关电容电路实现

$$Q \approx \frac{\omega_0 T}{K_2 K_3 K_4} \quad (21)$$

可见, Q 式分母现在由三个电容的乘积来分担。仍如前例, $\delta = 10$, $Q = 4$, 由乘 Q 算法, 取 $K_2 = K_3 = K_4 = \sqrt[3]{1 - b_2} = 0.2924$, 得 $K_1 = 0.11696$, 电容分数比为 8.55。与文献[1]中的 E 电路相比, 电容分散比减小为 E 电路的 21%。

4 开关电容电路性能分析

开关电容滤波器性能除了上述讨论的电容分散比和总电容外, 灵敏度也是其重要性能之一。根据经典的对数灵敏度定义, 可得如下灵敏度算法:

$$S_{a_i}^d = S_{a_i}^e / 2, \quad (22a)$$

$$S_{a_i}^o = S_{a_i}^e - (Q/\delta) \lambda S_{a_i}^d \quad (22b)$$

或

$$S_{a_i}^{o_0} = S_{a_i}^{1+b_2-b_1} / 2 \quad (23a)$$

$$S_{a_i}^o = S_{a_i}^{o_0} + (Q/\delta) b_2 S_{a_i}^{d_2} \quad (23b)$$

经灵敏度分析可知, 差 Q 算法的 Q 灵敏度有所增加; 而乘 Q 算法的 Q 灵敏度较低, 是低灵敏度拓扑方法。

表 1 给出了本文开关电容电路与其它电路性能的比较, 可作为电路设计的参考。

表 1 开关电容滤波器性能比较

拓扑结构	Ananda Mohan 电路	Fleisher-Laker 电路	差 Q 算法电路	乘 Q 算法电路
电容分散比	176	40.6	12.5	8.55
总电容	179.7	76.08	21.5	21.76
运放数	1	2	1	3
开关数	4	10	6	13
电容器数	4	6	4	8
$\max S_{a_i}^o $	0.5	0.5	0.5	0.5
$\max S_{a_i}^d $	0.5	1	5.47	1
多功能滤波输出	1	2	1	3
寄生电容敏感度	敏感	不敏感	敏感	不敏感

5 结论

本文提出了减小电容分散比的两种拓扑方法及其实现。差 Q 算法是一种减小电容分散比的强有力的算法, 但需付出 Q 灵敏度的代价; 乘 Q 算法是一种灵敏度和电容分散比的折衷算法, 它不仅减小电容分散比, 同时也能兼顾 Q 灵敏度性能, 还可获得多滤波功能。

参 考 文 献

- [1] Fleisher P E, Laker K R. Bell Sys. Tech. J. 1979, 58(2): 2235—2269.
- [2] Sanchez-Sinencio E, et al. Computer-Aided Program for Reduction of Total Capacitance in Cascade SC Filters. Proc. of the 30th Midwest Symposium on Circuits & Systems, Philadelphia, USA: 1987, 597—599.
- [3] Ananda Mohan P V, et al. Multiple Feedback Biquadratic Switched-Capacitor Filters. Proc. of 25th Midwest Symposium on CAS, Michigan, USA: 1982, 435—439.

- [4] Bermude J C M, Bhattacharyya B B. Total Capacitance and Spread Minimization in Stray Insensitive SC Biquads. Proc. of the 30th Midwest Symposium on CAS, Philadelphia, USA:1987, 600—630.
- [5] 吴 杰,电子学报,1990,18(4): 127—128.
- [6] Wu Jie. Int. J. Electron., 1991, 70(1):135—138.

TOPOLOGICAL METHODS FOR DESIGNING SCFs WITH REDUCED CAPACITOR SPREAD

Wu Jie

(Department of Electrical Engineering, Hunan University, Changsha 410082)

Abstract Basic theory of designing SCFs with less capacitor spread is studied. Two topological methods for reducing capacitor spread of SCFs are presented. Realizations of those methods are also proposed.

Key words Capacitor spread, Switched-capacitor filter, Circuit theory and design