

(21) 290-293

任意阶无漂移全极点有源低通滤波器的原理与实现

陈 涤 崔仁涛 樊德军 (山东大学电子工程系 济南 250100)

摘要 本文提出了一种有源低通滤波器的无漂移基本节电路,并将它推广到任意阶无漂移全极点有源低通滤波器的实现,给出了一般的电路结构,系统的设计方法和工程实验结果。这种滤波器具有良好的低漂移,低元件灵敏度特性,具有实际的工程应用价值。

关键词 直流漂移 有源滤波器 低通滤波器 无漂移有源低通滤波器

滤波器

The Principle and Realization of Non-drift All-pole Active Low-pass Filters

Chen Di Cui Rentao Fan Dejun (Dept. of Electronic Eng. Shandong Univ. Jinan 250100)

Abstract In this paper a new concept of non-drift active filter is proposed. The principle, circuit structure, design formulas and experiment results of n-th-order non-drift all-pole active low-pass filters are introduced in detail. The filter has not DC drift at all. It features simplicity in structure, easiness for design and fine performance, suitable for obtaining high-sensitivity and low DC drift in high-precision measuring systems.

Key words Direct current drift Active filter Low-pass filter Non-drift active low-pass filter

1 引言

在直流通道中引入低通滤波器,是抑制噪声,特别是抑制工频噪声的有效手段。但是,无源RC滤波器只能实现极点在负实轴上且为单根的一类特殊传递函数^[1],无法适应多样性的工程要求。因此,有源RC滤波器是最有效的低频域滤波系统^[2~6]。然而,如何在引入有源RC滤波器的同时,不使其中的有源部件在信道中引起新的附加漂移,却没有得到充分研究,更没见报道系统的解决方法。

本文推荐一种无信道直流漂移的RC有源低通滤波基本节电路,并将它推广到任意阶无漂移全极点有源低通滤波器的实现,给出了一般的电路结构和系统化设计方法。这种滤波器适于同时实现高测量灵敏度和低直流漂移指标的要求,具有实际的工程应用价值。

2 无漂移低通基本节电路

图1为无漂移低通滤波器基本节电路,其中A是

理想运放, R_L 为滤波器的等效负载。根据线性系统理论, $V_o(S)$ 对 $V_i(S)$ 的传递函数为:

$$H(S) = H_0 (1 + SR_1(C_1 + C_2) + S^2 R_1 C_1 C_2 [R_2 + R_3 + R_3 R_2 Y_L(S)])^{-1} \quad (1)$$

式中 $H_0 = R_L / (R_1 + R_L)$

$$R_1 = R_1 // R_L$$

取 $Y_L(S) = 0$, $R_3 = 0$, 则 $H(S)$ 为一低通二阶节传递函数; 取 $Y_L(S) = SC_3$, 则 $H(S)$ 为一低通三阶节传递函数; 一般地, 若 $Y_L(S)$ 为 S 的 n 次多项式, 则 $H(S)$ 为 $-n+2$ 阶全极点低通滤波器的传递函数。特别地, 图1中运放A的直流失调和直流漂移信号与主信道之间被电容 C_1, C_2 隔离, 因而该滤波器具有信道无漂移特征, 这一特点具有实际的工程应用价值。

3 任意阶全极点低通滤波器的有源无漂移实现

为了实现任意阶无漂移全极点低通滤波器, 需要构造一个适当的关于 S 的多项式型导纳函数 $Y_L(S)$, 为此, 考察图2所示网络, 其输入导纳为:

• 山东大学跨世纪人才基金资助项目, 本文于1997年9月收到。

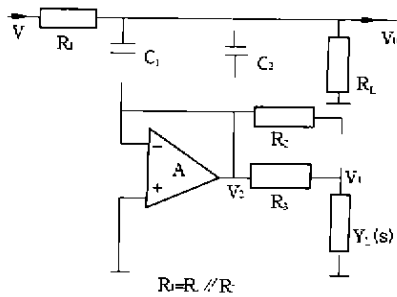


图 1 无漂移基本节电路

$$Y_L(S) = S\{(C_2 + C_1) + SC_1C_2\{(R_4 + R_3) + R_4R_3Y_L(S)\}\} \quad (2)$$

在(2)式中, 仍用图 2 网络实现 $Y_L(S)$, 可见该网络具有规则的级联特性, 级联网络的输入导纳 $Y_L(S)$

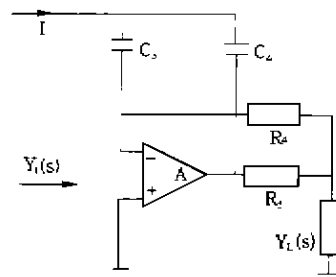


图 2 多项式型导纳函数的有源实现

为 $-m$ 次多项式, 比较式(1), (2), 于是得到任意阶全极点低通滤波器的一个有源无漂移规则电路, 示于图 3。

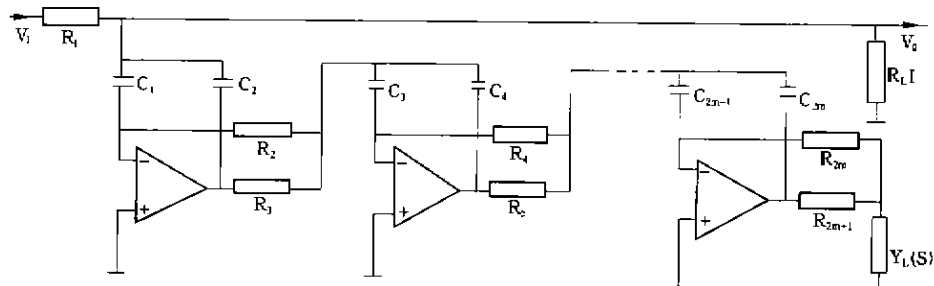


图 3 任意阶无漂移全极点有源低通滤波器的一般结构

记 $x_i = R_i C_i$, $i = 1, 2, \dots, n$

$$\text{并取, } \begin{cases} C_{2j} = \beta_{2j-1} C_{2j-1} \\ R_{2j-1} = \beta_{2j} R_{2j} \end{cases} \quad j = 1, 2, \dots, \text{INT}(\frac{n}{2}) \quad (3)$$

那么, 由式(1), (2)可直接写出 n 阶无漂移全极点有源低通滤波器的传递函数为:

$$H(S) = H_0 \left[1 + \sum_{k=1}^{n-1} (1 + \beta_k) x_1 x_2 \dots x_k S^k + x_1 x_2 x_3 \dots x_n S^n \right]^{-1} \quad (4)$$

将希望实现的 n 阶全极点低通滤波器的传递函数改写为:

$$H'(S) = \frac{H_0}{1 + a_1 S + a_2 S^2 + \dots + a_{n-1} S^{n-1} + a_n S^n} \quad (5)$$

$$\begin{cases} R_k = \frac{\beta_2 \beta_3 \dots \beta_{k-1}}{\beta_1 \beta_2 \dots \beta_{k-1}} \cdot \frac{(1 + \beta_1)^2 (1 + \beta_2)^2 \dots (1 + \beta_{k-1})^2}{(1 + \beta_2)^2 (1 + \beta_3)^2 \dots (1 + \beta_{k-2})^2} \cdot \frac{1}{1 + \beta_k a_1^2 a_2^2 \dots a_{k-1}^2} a_k R_1 & K = 2, 4, 6 \dots 2m \\ C_k = \frac{\beta_1 \beta_2 \dots \beta_{k-2} (1 + \beta_2)^2 (1 + \beta_4)^2 \dots (1 + \beta_{k-1})^2}{\beta_2 \beta_3 \dots \beta_{k-1} (1 + \beta_1)^2 (1 + \beta_3)^2 \dots (1 + \beta_{k-2})^2} \cdot \frac{1}{1 + \beta_k a_1^2 a_2^2 \dots a_{k-1}^2} a_k \left(\frac{1}{R_1} \right) & K = 1, 3, 5 \dots 2m-1 \\ C_{2m+1} = \frac{\beta_1 \beta_2 \dots \beta_{2m}}{\beta_2 \beta_3 \dots \beta_{2m}} \cdot \frac{(1 + \beta_2)^2 (1 + \beta_4)^2 \dots (1 + \beta_{2m})^2}{(1 + \beta_1)^2 (1 + \beta_3)^2 \dots (1 + \beta_{2m-1})^2} \cdot \frac{a_1^2 a_3^2 \dots a_{2m-1}^2}{a_2^2 a_4^2 \dots a_{2m}^2} a_{2m+1} \left(\frac{1}{R_1} \right) & \end{cases} \quad (8)$$

方程(3)和(8)给出了系统设计的一般公式, 其中含有 $2m+1$ 个有潜在价值的自由变量 R_1 和 β_k , 为系

令:

$$\begin{cases} (1 + \beta_k) x_1 x_2 \dots x_k = a_k & K = 1, 2, \dots, n-1 \\ x_1 x_2 x_3 \dots x_n = a_n \end{cases} \quad (6)$$

解得:

$$\begin{cases} x_1 = a_1 / (1 + \beta_1) \\ x_2 = (1 + \beta_1) / (1 + \beta_2) \cdot a_2 / a_1 \\ \vdots \\ x_{n-1} = (1 + \beta_{n-2}) / (1 + \beta_{n-1}) \cdot a_{n-1} / a_{n-2} \\ x_n = (1 + \beta_{n-1}) \cdot a_n / a_{n-1} \\ a_i \neq 0 \end{cases} \quad (7)$$

以 $2m+1$ 阶系统为例, 取 β_k 为参变量, 以 R_1 为独立变量, 则系统参数可由式(7)递推导出, 当 $n = 2m+1$ 时,

统优化提供了可能, 特别地, 令 $\beta_k = 1$, 取归一化的元件值 $R_1 = 1$, 则(8)式的归一化结果为:

$$\begin{cases} R_1 = 1 \\ R_k = \frac{2a_2^2 \cdot a_4^2 \cdots a_{k-2}^2}{a_1^2 \cdot a_3^2 \cdots a_{k-1}^2} a_k & K=2, 4, \cdots 2m \\ C_k = \frac{1}{2} \frac{a_1^2 a_3^2 \cdots a_{k-2}^2}{a_2^2 a_4^2 \cdots a_{k-1}^2} a_k & K=1, 3, \cdots 2m-1 \\ C_{2m-1} = \frac{a_1^2 \cdot a_3^2 \cdots a_{2m-1}^2}{a_2^2 \cdot a_4^2 \cdots a_{2m}^2} a_{2m-1} \end{cases} \quad (9)$$

相应地,上式中 a_k 为归一化传递函数(5)式中 S^k 项的系数。

因为 $R_1 = R_i // R_L$, 其中 R_L 为系统负载,所以设计公式中已考虑了后续电路的影响,如果滤波器具有一个非阻性负载,则需要引入缓冲器进行隔离。在大多数情况下,滤波器是一个嵌入系统,其后续电路多为系统主放大器,在低频段为一阻性负载,且常有 $R_L \gg R_i$ 。

4 灵敏度分析

对二阶系统,因有:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad Q = \sqrt{R_2/R_1} \sqrt{C_1 C_2 / (C_1 + C_2)}$$

所以当 $C_1 = C_2$ 时,有:

$$S_{C_1}^a = S_{C_2}^a = 0 \quad S_{R_1}^a = -S_{R_2}^a = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_1}^b = S_{R_2}^b = S_{C_1}^b = S_{C_2}^b = -\frac{1}{2}$$

一般地,三阶全极点低通传递函数为:

$$H(S) = H_0 \sigma_0 \omega_0^2 / [(S + \sigma_0)(S^2 + \frac{\omega_0}{Q}S + \omega_0^2)]$$

不妨取 $H_0 = 1$,将上式改写为:

$$H(S) = 1/(1 + a_1 S + a_2 S^2 + a_3 S^3)$$

式中 $a_3 = \frac{1}{\sigma_0 \omega_0^2}$

$$a_2 = \frac{1}{\omega_0} (\frac{1}{\omega_0} + \frac{1}{\sigma_0 Q})$$

$$a_1 = \frac{1}{\sigma_0} + \frac{1}{\omega_0 Q}$$

$$\text{令 } \frac{1}{\sigma_0} = X \quad \frac{1}{\omega_0^2} = Y \quad \frac{\omega_0}{Q} = Z$$

$$\text{则 } a_1 = X + YZ \quad a_2 = Y + XYZ \quad a_3 = XY$$

由灵敏度恒等式,可解得:

$$S_E^X = \frac{X a_1 S_E^1 - a_2 S_E^2 + Y S_E^3}{Y - XYZ + X^2}$$

$$S_E^Y = \frac{-X a_1 S_E^2 + a_2 S_E^3 - (XYZ - X^2) S_E^1}{Y - XYZ + X^2}$$

$$S_E^Z = \frac{Y a_1 S_E^3 - (YZ - X) a_2 S_E^1 + (YZ^2 - XY - 1) X Y S_E^2}{YZ(Y - XYZ + X^2)}$$

$$\text{于是 } S_E^1 = -S_E^X \quad S_E^2 = -\frac{1}{2} S_E^Y \quad S_E^3 = -\frac{1}{2} (S_E^1 + 2S_E^2)$$

将上式应用于图3电路实现的归一化三阶无漂移巴特沃兹低通滤波器,则

$$\begin{cases} X=Y=Z=1 & a_1=R_1(C_1+C_2)=2 \\ a_2=R_1(R_2-R_1)C_1C_2=2 & a_3=R_1R_2R_3C_1C_2C_3=1 \end{cases}$$

所以当 $C_1 = C_2, R_2 = R_1$ 时,

$$S_{R_1}^a = S_{C_1}^a = -1$$

$$S_{R_1}^b = S_{R_2}^b = S_{C_1}^b = S_{C_2}^b = 0$$

$$S_{R_1}^c = S_{C_1}^c = 0$$

$$S_{R_2}^a = S_{R_2}^b = S_{C_1}^a = S_{C_2}^a = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_2}^c = -S_{C_1}^c = -1$$

$$S_{R_3}^a = S_{R_3}^b = -S_{C_1}^a = -S_{C_2}^a = \frac{1}{2}$$

综合对二阶和三阶系统的分析可见,图3结构的无漂移低通滤波器具有良好的元件灵敏度特性。

5 设计举例

一个五阶无漂移巴特沃兹低通滤波器,其传递函数的归一化形式为:

$$H(S) = [S^5 + 3.236068S^4 + 5.236068S^3 + 5.236068S^2 + 3.236068S + 1]^{-1}$$

要求 3dB 带宽为 12Hz,并在 50Hz 干扰点具有大于 60dB 的衰减。电路由 OP07 型运放实现,元件偏差 3%。元件设计值 $R_1 = R_2 = R_3 = 100k\Omega, R_4 = R_5 = 61.80k\Omega, C_1 = C_2 = 0.2146\mu F, C_3 = C_4 = C_5 = 0.13263\mu F$, 实际测量值为: $R_1 = 100.273k\Omega, R_2 = 99.458k\Omega, R_3 = 101.556k\Omega, R_4 = 62.270k\Omega, R_5 = 61.951k\Omega, C_1 = 0.21625\mu F, C_2 = 0.21314\mu F, C_3 = 0.13213\mu F, C_4 = 0.13284\mu F, C_5 = 0.13451\mu F$ 。

该滤波器传输特性的理论值与实际结果示于图4,可见二者一致性很好。

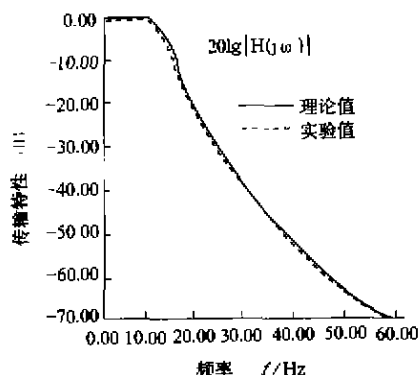


图4 五阶无漂移巴特沃兹滤波器的幅频特性

就多参数离散取值对传输特性的影响进行了统计灵敏度分析,结果示于图5。统计样本为1000个,各元件取值为满足正态分布的独立随机变量,标准差为

1%,与容差 3%的实际元件相当。图中纵轴 $S(|\Delta H|/|H|^2)$ 为 $|\Delta H|/|H|^2$ 的数学期望,这一结果表明该滤波器具有很好的系统稳定性。

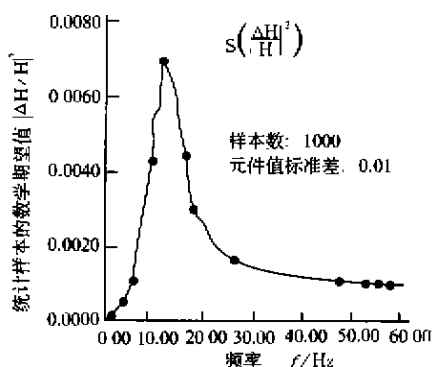


图 5 五阶无漂移巴特沃兹滤波器的多变量统计灵敏度分析

在运放正向输入端加 0~1V 的缓变信号,模拟放大器的失调和漂移,在滤波器主信道输出端用 Solartron 7075 DVM 监测不到信号变化,证实了该滤波

器的低漂移特性。

参考文献

- 1 汪文秉,邹理和.网络综合原理.国防工业出版社,1983,130~135.
- 2 M. S. Ghausi, K. R. Laker 著,刘根泉等译.现代滤波器设计——有源 RC 和开关电容.科学出版社,1989,213~250.
- 3 S. Halfin. An Optimization Method for Cascaded Filters. Bell Syst. Tech. J., 1970, 49(2):185~190.
- 4 G. Szentirmai. Synthesis of Multiple-feedback Active Filters. Bell Syst. Tech. J., 1973, 52(4):527~555.
- 5 K. R. Laker, M. S. Ghausi. Synthesis of a Low Sensitivity Multiloop Feedback Active RC Filter. IEEE Trans. Circuits Syst., March, 1974, CAS-21, 252~259.
- 6 K. R. Laker, R. Schauman, M. S. Ghausi. Multiple-loop Feedback Topologies for the Design of Low-sensitivity Active Filters. IEEE Trans. Circuits Syst., 1979, 7, CAS-26, 11~22.

(上接第 286 页)

4 定量检测仪的性能指标

在实验室条件下,针对仪器的检测性能进行了模拟检测实验。钢丝规格为:Φ1.8mm、长 20m。钢丝上制作了四处不同深度的标准模拟横向裂纹,模拟横向裂

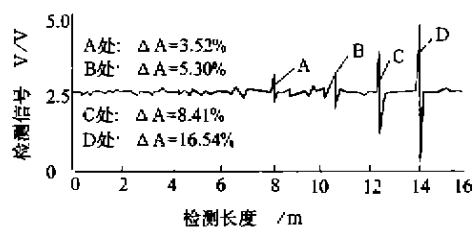


图 4 模拟裂纹的典型检测曲线

纹的宽度均为 0.2mm,重复检测 25 次,图 4 为模拟裂纹的典型检测曲线。因篇幅所限,对应的检测数据不再一一列出。对定量检测结果的统计分析表明,本仪器的

主要性能指标为:

最小检测裂纹深度:0.15mm

位置测量误差:±40mm

钢丝横截面积相对损失量测量误差:±1.5%

检测速度:0~1.5m/s

参考文献

- 1 高薇,尹万全.录井钢丝在使用过程中发生断裂原因的分析.石油机械,1989,17(10):22~28.
- 2 金建华,康宜华,卢文祥.一种基于串行口的数据采集板的设计.电子技术应用,1998,24(1):53~55.
- 3 Kalwa E, Piekarski K. Design of Hall-effect Sensors for Magnetic Testing of Steel Ropes. NDT International, 1987, 20(5):295~301.
- 4 杨叔子,康宜华等著.钢丝绳断丝定量检测原理与技术.北京:国防工业出版社,1995,99~108.

(上接第 289 页)

致 谢

本研究得到北大戴远东、王世光、王守证、李嘉璋等教授,中科院物理所陈烈、张利华研究员,Germany KFA Dr. Yi Zhang 的大力支持和帮助,在此表示衷心的感谢!

参考文献

- 1 陈文升.超导地球物理仪器原理.北京:地震出版社,1988,48.
- 2 诸邦田.电子电路实用抗干扰技术.北京:人民邮电出版社,1994,331.
- 3 张肃文等.高频电子线路.高等教育出版社,1993,492.