

# R有源双二次型标准部件

陈 鈞 量

(无线电电子学系)

## 摘 要

本文提出一个实现R有源双二次电压传递函数,线路简单.分析指出,该网络对全部无源参量和有源参量都呈现十分低的灵敏度.对低通、带通和低通带阻传输,可以得到 $|S_{op}| \leq \frac{1}{2}$ .改变电阻比值可以独立调节 $\omega_p$ 和 $Q_p$ ,并适合高频和中等Q值的运用.最后,给出实验结果.

RC有源滤波器的应用是从五十年代中期开始的<sup>[1]</sup>.目前采用薄膜或厚膜电阻电容元件的混合集成工艺,可以造成高质量的RC有源滤波器,但是由于运放的极点,严重地限制了这些滤波器的工作频率范围,对高增益运放采用负反馈,可以获得高极点Q和低灵敏度的RC有源滤波器,但是,这仅限于较低的工作频段,而利用正反馈的线路将适合于高频工作,可惜,这些线路的极点参数对无源参量呈现高灵敏度.

七十年代初期, M.A. Soderstand<sup>[2]</sup>提出一个新概念,是利用运放本身的极点(寄生电容)和外接电阻可以造成滤波器,称之为R有源滤波器,此后,应用这新概念造出一定功能的有源滤波器<sup>[3-5]</sup>,其明显的优点是,工作频率高,低灵敏度和免除外接电容,这对有源滤波器的集成化是很有利的.

最近, A.K.Mitra和V.K. Aatre<sup>[6]</sup>提出一个多功能的R有源滤波器,及H.K.Kim等人<sup>[7]</sup>提出一个无外接电容有源双二次型标准部件,他们的线路都使用了较多的电阻元件数目.

本文提出一个新的R有源双二次型标准部件,不但减少了较多电阻元件数目,而且极点Q的灵敏度 $S_{op}$ 将得到进一步的改善,为降低集成有源滤波器的造价创造条件.

## 一、一个双二次型标准部件

### 1. 分析

设运放增益

$$A_i(s) = \frac{GB_i}{s + \omega_{oi}}, \quad i = 1, 2,$$

式中 $GB_i$ 是运放的增益带宽积,  $\omega_{oi}$ 是运放开环三分贝的带宽,在滤波器中,常取

$$A_i(s) \cong \frac{GP_i}{s}, \quad i = 1, 2, \quad (\omega \gg \omega_{oi})$$

分析图一(a)和(b)的子网络可得,

$$V_2 = -\frac{\beta_0 \omega_1}{S + \omega_1} V_1 - \frac{\beta_1 \omega_1}{S + \omega_1} V_4, \tag{1}$$

$$V_4 = -\frac{H_1 \omega_2}{S + \omega_2} V_1 + \frac{H_2 \omega_2}{S + \omega_2} V_2, \tag{2}$$

式中

$$\beta_0 = \frac{R_2}{R_1}, \quad \beta_1 = \frac{R_2}{R_7}, \quad \beta_2 = \frac{R_3}{R_4}, \quad \beta_3 = \frac{R_6}{R_5} \tag{3}$$

及

$$\omega_1 = \frac{GB_1}{1 + \beta_0 + \beta_1} \tag{4}$$

$$\omega_2 = \frac{GB_2}{1 + \beta_3} \tag{5}$$

合并图 1 (a) 和 (b) 的子网络为总网络 (c), 并得到下面的电压传递函数

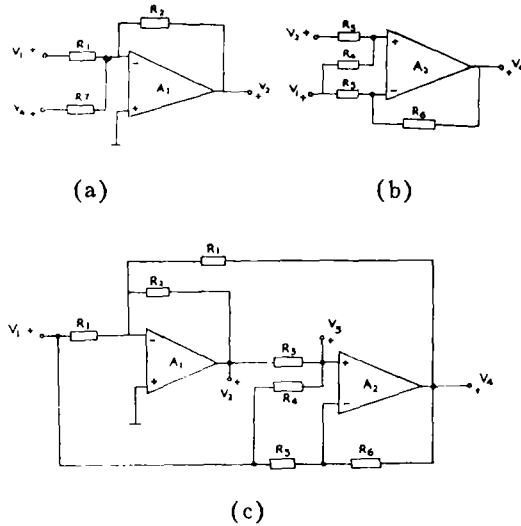


图 1 R 有源双二次型标准部件(a)子网络(b)子网络(c)总网络

$$\frac{V_4}{V_1} = -\frac{H_1 \omega_2 S + (H_1 + \beta_0 H_2) \omega_1 \omega_2}{S^2 + (\omega_1 + \omega_2) S + (1 + \beta_1 H_2) \omega_1 \omega_2} \tag{6}$$

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{H_0 S^2 - (H_3 \omega_1 - H_0 \omega_2) S + H_0 (H_4 - H_5) \omega_1 \omega_2}{S^2 + (\omega_1 + \omega_2) S + (1 + \beta_1 H_2) \omega_1 \omega_2} \tag{7}$$

式中

$$H_0 = \frac{\beta_2}{1 + \beta_2}, \quad H_3 = \frac{\beta_0 - \beta_2}{1 + \beta_2}, \tag{8}$$

$$H_4 = 1 + \beta_1 H_2 = 1 + \beta_1 \left( \frac{1 + \beta_3}{1 + \beta_2} \right),$$

$$H_5 = \frac{1}{\beta_2} \left( \beta_0 - \beta_1 \frac{\beta_3 - \beta_2}{1 + \beta_2} \right).$$

我们观察(6)式, 当 $H_1 = 0$ 时, 可以得到低通传递函数, 当 $H_1 + \beta_0 H_2 = 0$ 时, 可以得到带通传递函数, 再观察(7)式, 当 $H_3 \omega_1 = H_0 \omega_2$ 及 $H_4 = H_5$ 时, 可以得到高通传递函数; 当 $H_3 \omega_1 = H_0 \omega_2$ 时, 可以得到低通带阻传递函数; 又当 $(H_3 \omega_1 - H_0 \omega_2)/H_0 = \omega_1 + \omega_2$ 及 $1 + \beta_1 H_2 = H_4 - H_5$ 时, 可以得到全通传递函数。

**2. 灵敏度**

由

$$D(S) = S^2 + (\omega_1 + \omega_2)S + H_4 \omega_1 \omega_2 = S^2 + \frac{\omega_P}{Q_P} S + \omega_P^2 \tag{9}$$

故极点频率和极点Q分别为

$$\omega_P = \sqrt{H_4 \omega_1 \omega_2} \tag{10}$$

$$Q_P = \frac{\sqrt{H_4 \omega_1 \omega_2}}{\omega_1 + \omega_2} \tag{11}$$

将(4), (5)和(8)式代入(10)和(11)式, 根据 $S_x^y = \frac{\partial(\ln y)}{\partial(\ln x)}$ , 可以计算出极点频率

$\omega_P$ 和极点 $Q_P$ 对全部元源参量和有源参量的灵敏度如下:

$$\begin{aligned} S_{GB_1}^{\omega_P} &= S_{GB_2}^{\omega_P} = \frac{1}{2}, & S_{R_1}^{\omega_P} &= \frac{1}{2} \frac{\beta_0}{1 + \beta_0 + \beta_1} \\ S_{R_2}^{\omega_P} &= \frac{1}{2} \left( \frac{1}{1+a} - \frac{1}{1+b} \right), \\ S_{R_3}^{\omega_P} &= -S_{R_4}^{\omega_P} = -\frac{1}{2} \frac{\beta_2}{1 + \beta_2} \frac{1}{1+a}, \\ S_{R_5}^{\omega_P} &= -S_{R_6}^{\omega_P} = \frac{1}{2} \left( \frac{\beta_3}{1 + \beta_3} - \frac{1}{1+c} \right), \\ S_{R_7}^{\omega_P} &= \frac{1}{2} \left( \frac{\beta_1}{1 + \beta_0 + \beta_1} - \frac{1}{1+a} \right), \end{aligned} \tag{12}$$

及

$$\begin{aligned} S_{GB_1}^{Q_P} &= \frac{1}{2} - \frac{1}{1+d}, & S_{GB_2}^{Q_P} &= \frac{1}{2} - \frac{1}{1+1/d} \\ S_{R_1}^{Q_P} &= \frac{\beta_0}{1 + \beta_0 + \beta_1} \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{1+d} \right), \\ S_{R_2}^{Q_P} &= \frac{1}{2} \frac{1}{1+a} + \frac{1}{1+b} \left( \frac{1}{1+d} - \frac{1}{2} \right), \\ S_{R_3}^{Q_P} &= S_{R_3}^{\omega_P}, & S_{R_4}^{Q_P} &= S_{R_4}^{\omega_P}, \\ S_{R_5}^{Q_P} &= -S_{R_6}^{Q_P} = \frac{\beta_3}{1 + \beta_3} \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{1+1/d} \right) - \frac{1}{2} \frac{1}{1+c}, \\ S_{R_7}^{Q_P} &= \frac{\beta_1}{1 + \beta_0 + \beta_1} \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{1+d} \right) - \frac{1}{2} \frac{1}{1+a}, \end{aligned} \tag{13}$$

式中,

$$\begin{aligned} a &= \frac{1 + \beta_2}{\beta_1(1 + \beta_3)}, & b &= \frac{1}{\beta_0 + \beta_1}, & c &= \frac{1 + \beta_1 + \beta_2}{\beta_1 \beta_3}, \\ d &= \frac{G B_2}{G B_1} \frac{1 + \beta_0 + \beta_1}{1 + \beta_3}, \end{aligned} \tag{14}$$

将(14)式代入(12)和(13)式, 我们得到

$$|S^{\omega_p}| \leq \frac{1}{2}, \text{ 及 } |S^{Q_p}| \leq 1 \quad (15)$$

若取  $d=1$ , 则进一步得到

$$S_{GB_1}^{Q_p} = S_{GB_2}^{Q_p} = S_{R_1}^{Q_p} = 0$$

$$\text{及 } |S^{Q_p}| \leq \frac{1}{2} \quad (16)$$

由(12)和(13)式得

$$\Sigma S^{\omega_p} = 1 \text{ 和 } \Sigma S^{Q_p} = 0$$

此结果是符合齐次函数的 Euler 公式的。<sup>(8)</sup>

在半导体集成工艺中, 电阻比值  $\beta_i$  ( $i=0, 1, 2, 3$ ) 可维持准确, 而  $GB_1$  和  $GB_2$  之绝对值是随电源电压和温度变化而改变的, 由(10)式得到

$$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} = \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta GB_1}{GB_1} + \frac{\Delta GB_2}{GB_2} \right) \quad (17)$$

可知, 若采用具有温度补偿的运放及稳压电源, 纵使滤波器工作于温度变化的条件下,  $\Delta\omega_p/\omega_p$  值是很小的。

## 二、设计

由(10)和(11)式得到

$$Q_p^2 = \frac{H_4}{2+d+1/d} \quad (18)$$

取  $d=1$  时(即  $\omega_1=\omega_2$ ),  $Q_p$  得到最大, 同时(16)式成立, 由(9)式得到

$$2\omega_1 = \frac{\omega_p}{Q_p}$$

将(4)式代入上式得

$$1 + \beta_0 + \beta_1 = \frac{2Q_p}{\omega_p} GB_1 \quad (19)$$

又用(5)式代入

$$2\omega_2 = \frac{\omega_p}{Q_p}$$

中去得

$$1 + \beta_3 = \frac{2Q_p}{\omega_p} GB_2 \quad (20)$$

将(18)式改写为

$$\beta_1 \left( \frac{1 + \beta_3}{1 + \beta_2} \right) = 4Q_p^2 - 1 \quad (21)$$

于是, 给定极点参数和运放的  $GB_i$  值, 由(19), (20)和(21)式与要求实现的传输特性, 可以确定低通网络, 带通网络和低通带阻网络的各个电阻比值, 而高通网络和全通网络的电阻比值, 由(10)和(11)式与相应的传输特性的要求来确定。

### 1. 低通网络

由(6)式要求  $H_1=0$ , 即

$$\beta_2 = \beta_3 \quad (22)$$

由(20)式确定

$$\beta_3 = \frac{2Q_p GB_2}{\omega_p} - 1 \quad (23)$$

合并(21)和(22)式得,

$$\beta_1 = 4Q_p^2 - 1 \quad (24)$$

合并(19)和(24)式得,

$$\beta_0 = 2Q_p \left( \frac{GB_1}{\omega_p} - 2Q_p \right) \quad (25)$$

$$\text{滤波器的增益 } G_L = \frac{-\beta_0}{1 + \beta_1} \quad (26)$$

由于 $\beta_3, \beta_0 > 0$ , 从(23)和(25)式解得

$$\frac{1}{2} \frac{\omega_p}{GB_2} < Q_p < \frac{1}{2} \frac{GB_1}{\omega_p} \quad (27)$$

由此得

$$\omega_p^2 < GB_1 GB_2 \quad (28)$$

我们观察(24)式知道, 用 $\beta_1 = \frac{R_2}{R_7}$ 可以调节 $Q_p$ , 由(25)式知道, 用 $\beta_0 = \frac{R_2}{R_1}$ 可作 $\omega_p$ 的微调。

## 2. 带通网络

由(6)式要求 $H_1 + \beta_0 H_2 = 0$ , 即

$$\beta_2 - \beta_3 = \beta_0 (1 + \beta_3) \quad (29)$$

由(19) - (21)式和(29)式, 对于 $4Q_p^2 \gg 1$ 时, 联立解出,

$$\beta_0 = \frac{GB_1}{2Q_p \omega_p} - 1 \quad (30a)$$

$$\beta_1 = \frac{2Q_p}{\omega_p} GB_1 \quad (30b)$$

$$\beta_2 = \frac{GB_1 GB_2}{\omega_p^2} - 1 \quad (30c)$$

$$\beta_3 = \frac{2Q_p}{\omega_p} GB_2 - 1 \quad (30d)$$

$$\text{滤波器的增益 } G_0 = \frac{1}{2} \frac{\beta_2 - \beta_3}{1 + \beta_2}, \quad (30e)$$

为使 $\beta_0, \beta_2$ 和 $\beta_3 > 0$ , 要求满足(27)和(28)式。

我们观察(30c)式, 用 $\beta_2 = R_3/R_4$ 可调节 $\omega_p$ , 对3db带宽 $\frac{\omega_p}{Q_p} = \omega_1 + \omega_2$ 不会引起变化, 但 $G_0$ 受到影响, 由(30b)式知道, 用 $\beta_1 = R_2/R_7$ 可以调节 $Q_p$ , 对 $G_0$ 不会引起变化, 但3db带宽受到影响。

现在对滤波器增益 $G_0$ 的灵敏度计算如下:

$$\begin{aligned} S_{GB_1}^{G_0} &= S_{GB_2}^{G_0} = S_{R_1}^{G_0} = S_{R_2}^{G_0} = S_{R_7}^{G_0} = 0 \\ S_{R_3}^{G_0} &= -S_{R_4}^{G_0} = \frac{\beta_2}{\beta_2 - \beta_3} - \frac{\beta_2}{1 + \beta_2} \\ S_{R_5}^{G_0} &= -S_{R_6}^{G_0} = \frac{\beta_3}{\beta_2 - \beta_3} \end{aligned} \quad (31)$$

显然,  $\Sigma S^{G_0} = 0$

### 3. 高通网络

由(7)式要求  $H_3\omega_1 = H_0\omega_2$  及  $H_4 = H_5$ , 即

$$(\beta_0 - \beta_2) \frac{GB_1}{1 + \beta_0 + \beta_1} = \beta_2 \frac{GB_2}{1 + \beta_3} \quad (32)$$

$$\text{及 } \beta_0 = \beta_2 + \beta_1\beta_3 \quad (33)$$

将(4), (5)和(8)式代入(10)和(11)式得

$$\omega_p^2 = \left(1 + \beta_1 \frac{1 + \beta_3}{1 + \beta_2}\right) \frac{GB_1}{1 + \beta_0 + \beta_1} \cdot \frac{GB_2}{1 + \beta_3} \quad (34)$$

$$Q_p = \frac{\omega_p}{\frac{GB_1}{1 + \beta_0 + \beta_1} + \frac{GB_2}{1 + \beta_3}} \quad (35)$$

当满足下列不等式时

$$\frac{GB_2}{GB_1} \ll 1 \quad \text{和} \quad \frac{GB_2}{\omega_p Q_p} < 1$$

对(32)一(35)式联立解出

$$\beta_3 = \sqrt[3]{\left(\frac{GB_2}{\omega_p}\right)^2 - \frac{2}{3}}, \quad (36a)$$

$$\beta_2 = \frac{GB_1 GB_2}{\omega_p^2} \frac{1}{\sqrt[3]{\left(\frac{GB_2}{\omega_p}\right)^2 + \frac{1}{3}}} - 1 \quad (36b)$$

$$\beta_1 = \frac{\beta_2}{\beta_3} \frac{GB_2 Q_p}{\omega_p \left(\sqrt[3]{\left(\frac{GB_2}{\omega_p}\right)^2 + \frac{1}{3}}\right) - GB_2 Q_p} \quad (36c)$$

$$\beta_0 = \beta_2 + \beta_1\beta_3 \quad (36d)$$

因为 $\beta_3, \beta_2$ 和 $\beta_1 > 0$ , 由(36a)一(36c)式分别求得下面不等式

$$\omega_p < \frac{3}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} GB_2 \quad (37a)$$

$$GB_1 > \omega_p \left( \sqrt[3]{\frac{\omega_p}{GB_2}} + \frac{\omega_p}{3GB_2} \right) \quad (37b)$$

$$\text{及 } Q_p < \left( \sqrt[3]{\frac{\omega_p}{GB_2}} + \frac{\omega_p}{3GB_2} \right) \quad (37c)$$

给定 $\omega_p$ , 由(37a)式确定 $GB_2$ , 并由(37b)式确定 $GB_1$ , 再由(37c)式确定 $Q_p$ . 最后, 由(36a)一(36d)式求出各个电阻比值, 观察(36a)式知道, 用 $\beta_3 = R_6/R_5$ 作 $\omega_p$ 微调, 又由

(36c)式知道, 用 $\beta_1 = R_2/R_7$ 作 $Q_p$ 微调.

#### 4. 低通带阻网络

由(7)式要求  $H_3\omega_1 = H_0\omega_2$

取 $\omega_1 = \omega_2$ , 则

$$\beta_0 = 2\beta_2 \tag{38}$$

当满足下列不等式时,

$$GB_i > \frac{\omega_p}{2Q_p}, \text{ 和 } Q > 1 \quad (i = 1, 2)$$

对(19)一(21)式和(38)式联立求解得,

$$\beta_3 = \frac{2Q_p}{\omega_p} GB_2 - 1 \tag{39a}$$

$$\beta_2 = \frac{GB_1 GB_2 Q_p}{\omega_p (GB_2 + \omega_p Q_p)} \tag{39b}$$

$$\beta_0 = 2\beta_2 \tag{39c}$$

$$\beta_1 = 2Q_p^2 \frac{GB_1}{GB_2 + \omega_p Q_p} \tag{39d}$$

#### 5. 全通网络

由(7)式要求

$(H_3\omega_1 - H_0\omega_2)/H_0 = \omega_1 + \omega_2$  及  $1 + \beta_1 H_2 = H_4 - H_6$ , 即

$$\left(\frac{\beta_0}{2\beta_1} - 1\right) \frac{GB_1}{1 + \beta_0 + \beta_1} = \frac{GB_2}{1 + \beta_3} \tag{40a}$$

及 
$$\beta_0 = \beta_1 \frac{\beta_3 - \beta_2}{1 + \beta_2} \tag{40b}$$

当满足下列不等式时,

$$\omega_p < \sqrt{GB_1 GB_2} \text{ 和 } \omega_p < \frac{GB_1}{Q_p},$$

由(34), (35), (40a)和(40b)式联立求解得

$$\beta_3 = \frac{GB_1 GB_2}{\omega_p^2} - 1 \tag{41a}$$

$$\beta_2 = \frac{GB_1 GB_2 Q_p}{\omega_p (2GB_2 + \omega_p Q_p)} \tag{41b}$$

$$\beta_0 = 2\beta_2 \frac{GB_1}{GB_1 - \omega_p Q_p} \tag{41c}$$

$$\beta_1 = \beta_0 \frac{1 + \beta_2}{\beta_3 - \beta_2} \tag{41d}$$

现在将(7)式改写为下式,

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{S^2 - \frac{\omega_z}{Q_z} S + \omega_z^2}{S^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} S + \omega_p^2} \tag{42}$$

$$\text{式中, } \omega_z = \left[ \left( 1 + \frac{\beta_1 \beta_3}{\beta_2} - \frac{\beta_0}{\beta_2} \right) \frac{GB_1}{1 + \beta_0 + \beta_1} \cdot \frac{GB_2}{1 + \beta_3} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$Q_z = \frac{\omega_z}{\frac{\beta_0 - \beta_2}{\beta_2} \frac{GB_1}{1 + \beta_0 + \beta_1} - \frac{GB_2}{1 + \beta_3}} \quad (43)$$

由(43)式, 可以求出零点参数对有源参量 and 无源参量的灵敏度如下:

$$S_{GB_1}^{\omega_z} = S_{GB_2}^{\omega_z} = \frac{1}{2},$$

$$S_{R_1}^{\omega_z} = \frac{1}{2} \left( \frac{\beta_0}{1 + \beta_0 + \beta_1} + \frac{\beta_0}{\beta_1 \beta_3 + \beta_2 - \beta_0} \right),$$

$$S_{R_2}^{\omega_z} = \frac{1}{2} \left( \frac{e}{1 + e} - \frac{1}{1 + b} \right),$$

$$S_{R_3}^{\omega_z} = -S_{R_4}^{\omega_z} = -\frac{1}{2} \frac{e}{1 + e}, \quad (44)$$

$$S_{R_5}^{\omega_z} = -S_{R_6}^{\omega_z} = \frac{1}{2} \left( \frac{\beta_3}{1 + \beta_3} - \frac{1}{1 + f} \right),$$

$$S_{R_7}^{\omega_z} = \frac{1}{2} \left( \frac{\beta_1}{1 + \beta_0 + \beta_1} - \frac{1}{1 + f} \right)$$

$$\text{式中 } b = \frac{1}{\beta_0 + \beta_1}, \quad e = \frac{\beta_1 \beta_3 - \beta_0}{\beta_2}, \quad f = \frac{\beta_2 - \beta_0}{\beta_1 \beta_3},$$

及

$$S_{GB_1}^{Q_z} = \frac{1}{2} - \frac{1}{1 + g}, \quad S_{GB_2}^{Q_z} = \frac{1}{2} - \frac{g}{1 + g},$$

$$S_{R_1}^{Q_z} = S_{R_1}^{\omega_z} - \frac{1}{1 + g} \left( \frac{\beta_0}{1 + \beta_0 + \beta_1} + \frac{\beta_0}{\beta_2 - \beta_0} \right)$$

$$S_{R_2}^{Q_z} = S_{R_2}^{\omega_z} + \frac{1}{1 + g} \left( \frac{1}{1 + b} + \frac{\beta_0}{\beta_2 - \beta_0} \right) \quad (45)$$

$$S_{R_3}^{Q_z} = -S_{R_4}^{Q_z} = S_{R_3}^{\omega_z} - \frac{1}{1 + g} \frac{\beta_0}{\beta_2 - \beta_0},$$

$$S_{R_5}^{Q_z} = -S_{R_6}^{Q_z} = S_{R_5}^{\omega_z} - \frac{g}{1 + g} \frac{\beta_3}{1 + \beta_3}$$

$$S_{R_7}^{Q_z} = S_{R_7}^{\omega_z} - \frac{1}{1 + g} \frac{\beta_1}{1 + \beta_0 + \beta_1}$$

$$\text{式中 } g = d \frac{\beta_2}{\beta_2 - \beta_0}$$

$$d = \frac{GB_2}{GB_1} \frac{1 + \beta_0 + \beta_1}{1 + \beta_3}$$

可见,  $|S^{\omega_z}|$  和  $|S^{Q_z}|$  是很小的. 并同样有

$$\sum S^{\omega_z} = 1 \quad \text{和} \quad \sum S^{Q_z} = 0$$

### 三、实验结果

根据我们实验室的条件. 采用两个国产运放FOO7A, 当电源为 $\pm 15$ 伏时, 测量其 $GB_1 = GB_2 = 2\pi 600 \text{ Krad/s}$ . 采用仪器有,  $\times D1$ 信号发生器,  $PB-2$ 十进频率仪,  $DA2$

超高频电压表, SBE-20型二踪通用示波器和实验室自制直流稳压电源。我们分别设计低通、带通和低通带阻滤波器, 它们的实验结果如下。

1. 低通滤波器

根据(27)式, 取设计值 $\omega_p = 2\pi 30 \text{ Krad/s}$ 和 $Q_p = 5$ , 将给定值 $GB_1, GB_2, \omega_p$ 和 $Q_p$ 代入(22)一(26)式, 分别求出

$$\beta_2 = \beta_3 = 199,$$

$$\beta_1 = 99$$

$$\beta_0 = 100,$$

和  $G_L = -1$

采用电阻的计算值和实验值见表 1, 低通滤波器传输特性的实验结果见图 2。

表 1 滤波器电阻的计算值和实验值

电阻元件	低通滤波器		带通滤波器		低通带阻滤波器	
	计算值	实验值	计算值	实验值	计算值	实验值
$R_1(K\Omega)$	2	2	100	100	1	1
$R_2(K\Omega)$	200	200	100	100	32.72	33
$R_3(K\Omega)$	199	200	399	400	16.36	16
$R_4(K\Omega)$	1	1	1	1	1	1
$R_5(K\Omega)$	1	1	1	1	1	1
$R_6(K\Omega)$	199	200	199	200	59	60
$R_7(K\Omega)$	2.02	2	0.5	0.51	1.199	1.2

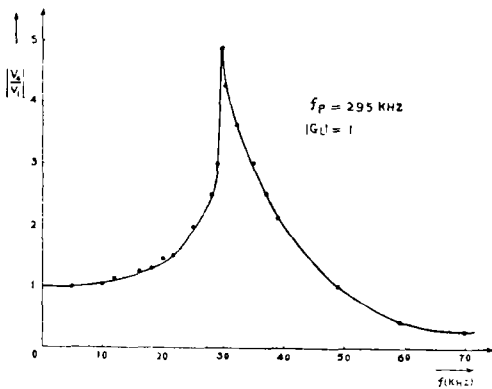


图 2 低通滤波器的频率响应

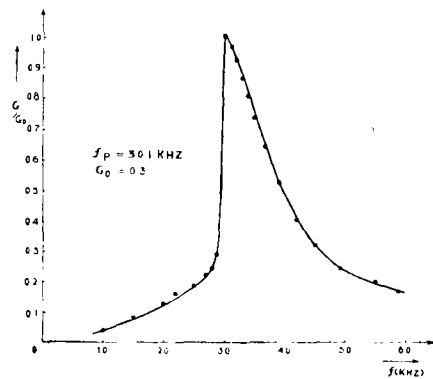


图 3 带通滤波器的频率响应

2. 带通滤波器

根据(27)式, 取设计值 $\omega_p = 2\pi 30 \text{ Krad/s}$ 和 $Q_p = 5$ , 将给定值 $GB_1, GB_2, \omega_p$ 和 $Q_p$ 代

入(30a)–(30e)式, 分别求出

$$\begin{aligned} \beta_0 &= 1, & \beta_1 &= 200 & \beta_2 &= 399 \\ \beta_3 &= 199, & \text{和 } G_0 &= \frac{1}{4}, \end{aligned}$$

采用电阻的计算值和实验值见表1, 带通滤波器传输特性的实验结果如图3所示。

### 3、低通带阻滤波器

根据  $GB_i > \omega_p / 2Q_p$  和  $Q_p > 1$ , 取设计值

$$\omega_p = 2\pi 100 \text{Krad/s} \text{ 和 } Q_p = 5,$$

由39(a)——39(d)或分别求得

$$\begin{aligned} \beta_3 &= 59, & \beta_2 &= 16.36, \\ \beta_0 &= 32.72, & \beta_1 &= 27.27. \end{aligned}$$

采用电阻的计算值和实验值见表1, 低通带阻滤波器传输特性的实验结果见图4。

从图2和图3可知, 低通和带通滤波器的测量结果和设计值是良好符合的。图4的低通带阻滤波器测量结果与设计值有一定偏离, 出现这些偏离与下面因素有关:

- ① 两个运放FOO7A的GB值测量不够准确。
- ② 滤波器电阻采用标称值。
- ③ 全部电阻元件是用普通的炭膜电阻, 均未精密测量其阻值。

应当指出, 除低通带阻滤波器外, 其他几种滤波器, 当  $GB_1 > GB_2$  时均可实现, 这时电阻比值  $\beta_i$  可以降低, 同时, 对  $GB_2$  的要求也降低, 这样有利于集成化。

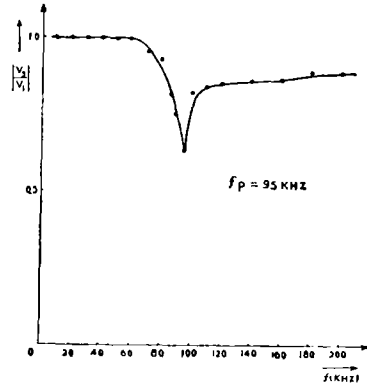


图4 低通带阻滤波器的频率响应

## 四、结 论

本文提出的R有源双二次型标准部件, 只需用两个运放和七个电阻元件, 能提供低通、带通、高通, 带阻和全通特性。网络的极点参数灵敏度十分低。

对于低通, 带通和低通带阻网络, 可以得到

$$S_{GB_1}^{OP} = S_{GB_2}^{OP} = S_{R_1}^{OP} = 0 \text{ 和 } |S_F^{OP}| \leq \frac{1}{2}$$

的极低灵敏度。在带通网络中, 用  $\beta_2 = R_3/R_4$  调节  $W_p$ , 而3分贝带宽维持不变, 但增益  $G_0$  受到影响, 用  $\beta_1 = R_2/R_7$  调节  $Q_p$ ,  $G_0$  维持不变, 但3分贝带宽受到影响, 对于全通网络, 其零点参数灵敏度是很小的。

本部件适用于中等Q值和高频运用(但高通网络的Q值较低而频率更高)。改变  $\beta_1 = R_2/R_7$  值可以调节  $Q_p$ 。改变其他电阻比值, 可以独立调节  $\omega_p$ , 最后, 给出的实验结果与设计值是基本符合的。

## 参 考 文 献

- [1] R. P. Sallen and E. L. Key, *IRE Trans. Circuit Theory*. CT-2 (1955), 1,74.
- [2] M. A. Soderstand, *Active R Filter: A New Concept in Active Filter Design*, Sandia Lab. Tech. Rep., SCL-DR-720066, Oct., 1972.
- [3] K. R. Rao and S. Srinivasan, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, (1973), 245.
- [4] K. R. Rao. etc., *IEEE*, CAS-21, (1974), 260.
- [5] S. Venkateswaran, *Electronics Letters*, 14, (1978), 23, 741.
- [6] A. K. Mitra and V. K. Aatre, *IEEE*, CAS-23. (1976), 670.
- [7] H. K. Kim etc., *IEEE*, CAS-24, (1977), 689.
- [8] C. Belove. *IEEE Trans. Circuit Theory*. CT-11 (1964), 171.

## Active R Biquadratic Building Block

Chen Jun liang

## Abstract

A circuit that realizes the active R biquadratic voltage transfer function is proposed, and it is simple. It is shown analytically that the sensitivities of the network to all active and passive elements are very low.  $|S_p^{Q_p}| \leq \frac{1}{2}$  for low-pass, band-pass and low-pass-notch transmission may be obtained.  $\omega_p$  and  $Q_p$  can be independently tuned by changing the resistance ratios, and the circuit is suitable for high frequency and medium Q applications. Finally, the experimental results are given.