

# 一种高精度恒流源的设计与分析

李宏生

(华中理工大学机械学院CAM室, 武汉 430074)

万德钧

(东南大学仪器系, 南京 210018)

**摘要** 介绍一种负载悬浮的高精度恒流源, 详细阐述其电路组成与工作原理, 分析研究电路的温度特性、频率特性和稳定性补偿问题, 寻求最佳补偿参数。线路输出电流幅值精度高, 温度稳定性好。所有参数均已经过调试, 可以直接使用。

**关键词:** 恒流源; 稳定性; 温度特性; 频率特性

## 1 引言

随着电子技术向各个领域的渗透, 许多场合, 尤其是高精度测控系统需要高精度的电压源与电流源。微电子工艺的高度发展, 给我们提供了许多小型化、集成化的高精度电压源, 但电流源, 特别是工作电流大的高精度电流源仍需使用者自行设计实现。本文借助于高精度电压源和闭环反馈, 设计一种负载悬浮的高精度恒流源, 并分析研究其精度、温度特性、频率特性和稳定性补偿问题。

## 2 电路组成与工作原理

图1为恒流源线路原理图。其中  $Z$  为高精度电压基准,  $IC_1$  向  $Z$  提供恒定工作电流, 采样电阻  $R_s$  将恒流源输出电流变换为电压,  $IC_2$  检测这一电压与基准电压之差并加以放大,  $T_1$ 、 $T_2$  组成差动放大器将放大倍数进一步提高, 同时进行电平移位,  $T_3$ 、 $T_4$  组成镜像电流源对  $T_1$ 、 $T_2$  作恒流偏置,  $T_5$ 、 $T_6$  组成复合调整管以提供较大的输出电流,  $R_L$  为悬浮负载。

$Z$  为国家半导体公司的精密电压基准 LM 399, LM 399 自带内部温度稳定器和热保温罩, 具有 1 ppm/ 的温度稳定性和 20 ppm/ 1000 hrs 的时间稳定性。

$C_1$  用于抑制  $Z$  的齐纳噪声。

IC<sub>1</sub>为国家半导体公司的三端可调电流源 LM334, R<sub>1</sub>用于设置 LM334的工作电流  $I_{set}$ , R<sub>2</sub>、D<sub>1</sub>用于零温度系数补偿。LM399的实际工作电流  $I = 2I_{set}$ , 在约0.8 mA 以上, LM399的输出特性非常平坦, 同时, LM344的设置电流在1 mA 以下时特性最好, 选择 R<sub>1</sub>, 使  $I_{set} = 0.56$  mA。

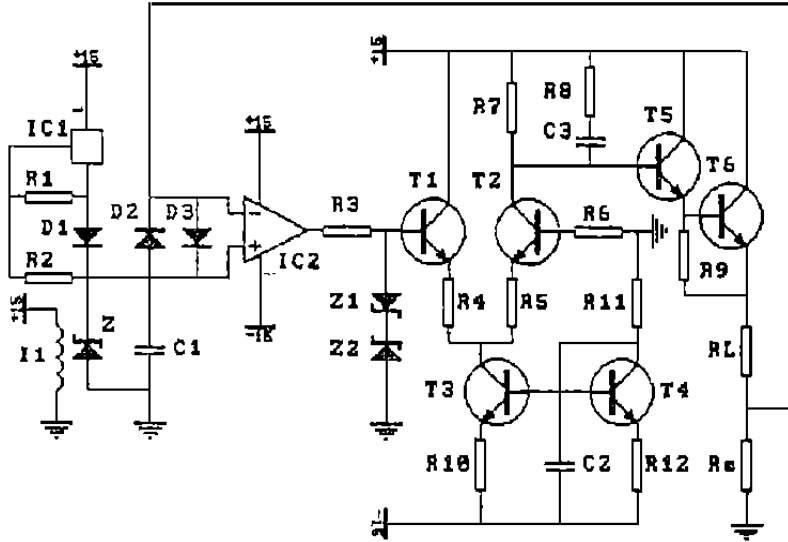


Fig.1 Schematic diagram of the constant current source

线路要求 IC<sub>2</sub>具有高开环增益, 高共模抑制比, 高输入阻抗, 宽频带, 低失调和漂移。但宽频带与低漂移是矛盾的, 权衡利弊, 以漂移较为重要。选用高精度运放 OP-07, D<sub>2</sub>、D<sub>3</sub>对 IC<sub>2</sub>作输入保护, R<sub>3</sub>对 IC<sub>2</sub>作输出保护。

T<sub>1</sub>和 T<sub>2</sub>、T<sub>3</sub>和 T<sub>4</sub>均要求特性匹配, 选用 RCA 的集成晶体管阵列 CA3183, CA3183内含五个 NPN 管, 对管匹配0.5 mV 和0.8 μA。R<sub>4</sub>、R<sub>5</sub>用于改善温度特性, Z<sub>1</sub>、Z<sub>2</sub>为反向串接稳压管, 用作 T<sub>1</sub>的输入保护, 输出取自同相端。

R<sub>8</sub>、C<sub>3</sub>是回路的稳定性补偿网络。

T<sub>5</sub>取自 CA3183内, R<sub>9</sub>用于改善 T<sub>5</sub>的工作点, T<sub>6</sub>取国产高频大功率管3DA122, 集电极最大电流700 mA, 额定功耗5 W。

采样电阻与基准电压同等重要, 选0.1%高精度电阻, 温度稳定性5 ppm/°C。

各电阻取值见表1。D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>、D<sub>3</sub>为硅开关管1N4148, C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>均为0.1 μF, Z<sub>1</sub>、Z<sub>2</sub>击穿电压4.3

V。

Table 1 Values of resistors used in the circuit

unit: kΩ

| resistor | R <sub>1</sub> | R <sub>2</sub> | R <sub>3</sub> | R <sub>4</sub> | R <sub>5</sub> | R <sub>6</sub> | R <sub>7</sub> | R <sub>9</sub> | R <sub>10</sub> | R <sub>11</sub> | R <sub>12</sub> |
|----------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| value    | 0.12           | 1.2            | 0.1            | 0.15           | 0.15           | 1.1            | 3.3            | 0.1            | 1.5             | 10              | 7.5             |

### 3 回路的稳定性分析与补偿

注意到 IC<sub>2</sub> 开环工作, 回路增益很高, 这是高稳态精度的要求。高增益回路的稳定性尤为重要, 必须具有较大的稳定余量以保证在元件参数或环境条件变化时回路可靠稳定。为此有必要建立回路的传递模型, 分析其稳定性并确定补偿参数。

设回路传递函数  $G(s) = G_1(s) G_2(s) G_3(s) G_4(s) F(s)$

$G_1(s)$  为 IC<sub>2</sub> 的开环传递函数:

$$G_1(s) = \frac{4 \times 10^5}{(1 + 0.106s)(1 + 0.265 \times 10^{-6}s)}$$

$G_2(s)$  为 IC<sub>2</sub> 输出端至 T<sub>2</sub> 发射极的传递函数, 镜像电流源动态阻抗很大, 将其视作交流开路。

$$G_2(s) = \frac{R_6 + R}{R_6 + R + (1 + \beta_2)(R + R_4 + R_5)}$$

其中:

$$R = \frac{kT}{qI_{E1}}, \quad R = (1 + \beta_2) \frac{kT}{qI_{E2}}$$

由 T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub> 的静态工作点并取绝对温度  $T = 300 \text{ K}$

$$G_2(s) = 0.066$$

$G_3(s)$  为 T<sub>2</sub> 发射极至集电极的传递函数

$$G_3(s) = \frac{Z_L(g_2 Z_1 + SR_6 C + SR_6 C g_2 Z_1)}{(R_6 + Z_1) + S(R_6 + Z_L) C Z_1 + SR_6 C (1 + g_2 Z_1) Z_L}$$

其中  $g_2$  为 T<sub>2</sub> 的跨导,  $Z_L$  为 T<sub>2</sub> 的集电极负载。

$$Z_L = \frac{R}{1 + SR C}$$

$C$ 、 $C$  分别为 T<sub>2</sub> 的集电结和发射结电容。

$$G_3(s) = \frac{150(1 + 5.5 \times 10^{-9}s + 6.9 \times 10^{-18}s^2)}{1 + 9.1 \times 10^{-7}s + 10^{-15}s^2}$$

$G_4(s)$  为复合调整管 T<sub>5</sub>、T<sub>6</sub> 的传递函数, 它们均工作于共集组态,  $G_4(s) = 1$ 。

$F(s)$  为反馈系数, 设给调整管保留 4 V 的最小压降, 则有  $7/11 < F(s) < 1$ , 取  $F(s) = 2/3$ 。

$$G(s) = \frac{2.64 \times 10^6(1 + 5.5 \times 10^{-9}s + 6.9 \times 10^{-18}s^2)}{(1 + 0.106s)(1 + 0.265 \times 10^{-6}s)(1 + 9.1 \times 10^{-7}s + 10^{-15}s^2)}$$

图 2 为未补偿回路的开环频率特性, 显然是不稳定的, 中低频段近似于一二极点系统, 要使回路稳定必须引入零点。为此加入补偿网络  $R_8$ 、 $C_3$ , 则 T<sub>2</sub> 的集电极负载成为:

$$Z_L = \frac{R_7(1 + sR_8 C_3)}{1 + s(R_7 + R_8) C_3}$$

零点的引入同时改变了回路原有的极点分布, 为确定合适的零点频率, 将  $Z_L$  代入  $G_3(s)$ , 以  $R_8 C_3$  作参变量对  $G(s)$  作数值仿真, 结果见表 2。

**Table 2 Simulation results of circuit performance versus compensation parameters**

| chosen zero frequency (kHz)                   | 10   | 15   | 20   | 30   | 40   | 50   | 60  | 70   | 80  |
|---|------|------|------|------|------|------|-----|------|-----|
| phase margin(°)                               | 23.8 | 39.3 | 47.3 | 54.2 | 55.5 | 53.3 | 50  | 44.1 | 41  |
| gain margin(dB)                               | 7    | 11.5 | 14   | 18   | 21   | 23.5 | 25  | 27   | 28  |
| open-loop unity-gain crossing frequency (kHz) | 410  | 327  | 273  | 208  | 164  | 138  | 125 | 111  | 105 |

表 2 说明,随着引入的零点频率增高,增益余度加大,但开环截止频率降低,而相位余度具有极值点。为确保回路稳定并赋予其良好的动态性能,应保留较大的稳定余量。取相位余度 45°,增益余度 20 dB,则 40~60 kHz 的零点均可满足要求。现取 40 kHz,以获得最大带宽。

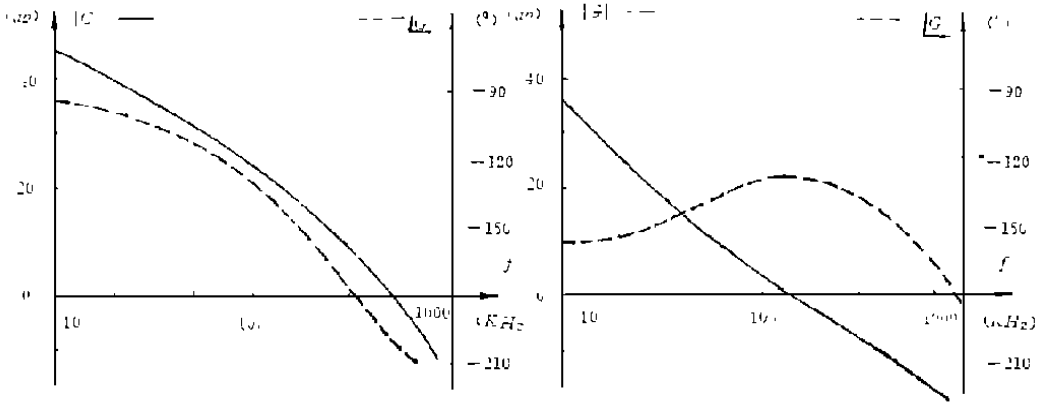


Fig. 2 Open-loop frequency characteristic of the uncompensated loop

Fig. 3 Open-loop frequency characteristic of the compensated loop

图 3 为补偿后回路的开环频率特性。中频区域较宽,相频特性平坦,预示着回路动态性能良好,补偿效果理想。

## 4 输出电流精度与温度特性分析

温度是影响电子线路主要环境因素,其表现是使线路参数漂移,对高精度线路的影响尤为严重。在多级线路中,又以第一级的温度漂移最为重要,为此,以  $IC_2$  的线性参数模型代替  $IC_2$ ,以增益  $G_2G_3G_4$  代替差动放大器和调整管,得图 1 的等效模型图 4,以分析输出电流的静态误差及其温度特性。

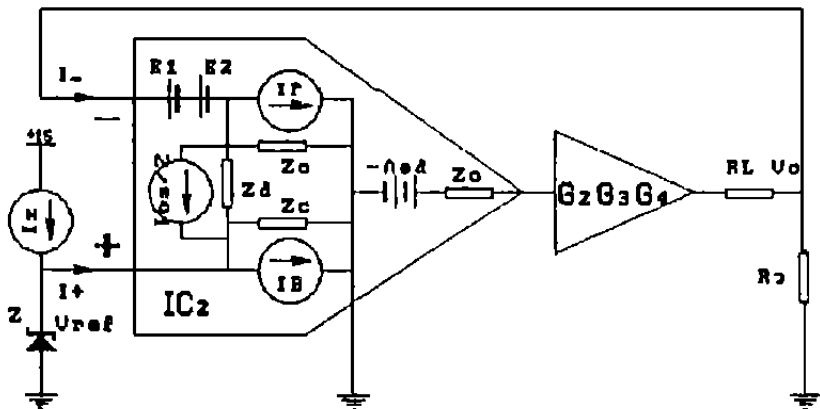


Fig. 4 Equivalent model of the constant current source

令 IC<sub>2</sub> 内部有效差动输入电压即 Z<sub>d</sub> 两端压降为 e<sub>d</sub>, Z<sub>0</sub> = 60 Ω 相对于后级差放的输入阻抗足以忽略, 则有:

$$V_0 = -A_e G_2 G_3 G_4 F$$

$$\text{又: } V_0 = V_{ref} + E_1 + E_2 + e_d$$

$$e_d = \frac{1}{G} (V_{os} + V_{ref} + \frac{V_{ref}}{X})$$

其中  $G = A G_2 G_3 G_4 F$  为静态回路增益。

$$V_0 = (1 - \frac{1}{G}) (V_{os} + V_{ref} + \frac{V_{ref}}{X})$$

实际输出电流

$$I_L = \frac{V_0}{R_s} + I = (1 - \frac{1}{G}) \frac{1}{R_s} (V_{os} + V_{ref} + \frac{V_{ref}}{X}) + \frac{1}{2} I_{os} + I_{\beta} + \frac{V_{ref}}{Z_c} \quad (1)$$

理想输出电流  $I_I = \frac{V_{ref}}{R_s}$

相对误差

$$\epsilon = \frac{I_L - I_I}{I_I} = -\frac{1}{G} + (1 - \frac{1}{G}) \frac{V_{os}}{V_{ref}} + (1 - \frac{1}{G}) \frac{1}{X} + \frac{I_{os} R_s}{2V_{ref}} + \frac{I_{\beta} R_s}{V_{ref}} + \frac{R_s}{Z_c}$$

表 3 列出了 IC<sub>2</sub> 各项参数的典型值的极限值, 相应地,  $\epsilon$  各项的典型值和极限值列于表 4。

Table. 3 Parameters of IC<sub>2</sub>

| parameter | $V_{os}$ | $\frac{dV_{os}}{dt}$ | $I_{os}$ | $\frac{dI_{os}}{dt}$ | $I_{\beta}$ | $\frac{dI_{\beta}}{dt}$ | $Z_d$ | $A$  | $X$ | $Z_c$ |
|-----------|----------|----------------------|----------|----------------------|-------------|-------------------------|-------|------|-----|-------|
| unit s    | μV       | μV/                  | nA       | pA/                  | nA          | pA/                     | MΩ    | V/mV | bB  | GΩ    |
| typ       | 85       | 0.5                  | 1.6      | 12                   | 2.2         | 18                      | 33    | 400  | 120 | 120   |
| max/min*  | 250      | 1.8                  | 8.0      | 50                   | 9.0         | 50                      | 8°    | 100° | 97° |       |

Table 4 Quiescent relative error

| item  | G                     | $V_{os}$             | X                    | $I_{os}$             | $I_{\beta}$          | $Z_c$                |
|-------|-----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| typ   | $-0.4 \times 10^{-6}$ | $1.2 \times 10^{-5}$ | $10^{-6}$            | $1.2 \times 10^{-8}$ | $3 \times 10^{-8}$   | $0.8 \times 10^{-9}$ |
| limit | $-1.5 \times 10^{-6}$ | $3.6 \times 10^{-5}$ | $1.4 \times 10^{-5}$ | $6 \times 10^{-8}$   | $1.3 \times 10^{-7}$ |                      |

由表 4, 输出电流相对误差  $\epsilon_{\text{typ}} 1.310^{-5}$ ,  $\epsilon_{\text{max}} 5 \times 10^{-5}$

表 4 同时说明, 由于回路增益很高, 输出电流的误差主要取决于误差检测放大器 IC<sub>2</sub> 的输入失调电压  $V_{os}$  和共模抑制比 X, 这就为进一步提高输出电流的精度指明了方向。

由式(1), 输出电流温度系数

$$\begin{aligned} \frac{dI_L}{dt} = & \frac{\partial I_L}{\partial V_{ref}} \frac{dV_{ref}}{dt} + \frac{\partial I_L}{\partial V_{os}} \frac{dV_{os}}{dt} + \frac{\partial I_L}{\partial R_s} \frac{dR_s}{dt} + \frac{\partial I_L}{\partial I_{os}} \frac{dI_{os}}{dt} \\ & + \frac{\partial I_L}{\partial I_B} \frac{dI_B}{dt} + \frac{\partial I_L}{\partial X} \frac{dX}{dt} + \frac{\partial I_L}{\partial Z_c} \frac{dZ_c}{dt} + \frac{\partial I_L}{\partial G} \frac{dG}{dt} \end{aligned} \quad (2)$$

前七项均为元器件参数, 由  $G = A G_2 G_3 G_4 F$

$$\begin{aligned} \frac{dG}{dt} = & \frac{\partial G}{\partial A} \frac{dA}{dt} + \frac{\partial G}{\partial (G_2 G_3)} \frac{d(G_2 G_3)}{dt} + \frac{\partial G}{\partial G_4} \frac{dG_4}{dt} + \frac{\partial G}{\partial F} \frac{dF}{dt} \\ = & 6.6 \frac{dA}{dt} + 2.67 \times 10^5 \frac{d(G_2 G_3)}{dt} + 2.64 \times 10^6 \frac{dG_4}{dt} + 3.96 \times 10^6 \frac{dF}{dt} \end{aligned}$$

由 IC<sub>2</sub> 的增益温度特性,  $\frac{dA}{dt} = 5000/$

差动放大器低频增益

$$G_2 G_3 = \frac{R_1 g_2 R}{R_6 + R + (1 + \beta_2)(R + R_4 + R_5)}$$

鉴于晶体管参数的温度系数远大于固定电阻的温度系数, 又差动放大器已处于第二级, 故略于后者。

$$\begin{aligned} \frac{d(G_2 G_3)}{dt} = & \frac{\partial (G_2 G_3)}{\partial g_2} \frac{dg_2}{dt} + \frac{\partial (G_2 G_3)}{\partial \beta_2} \frac{d\beta_2}{dt} + \frac{\partial (G_2 G_3)}{\partial R} \frac{dR}{dt} + \frac{\partial (G_2 G_3)}{\partial R} \frac{dR}{dt} \\ = & 123.5 \frac{dg_2}{dt} + (-0.08) \frac{d\beta_2}{dt} - 0.03 \frac{dR}{dt} + 6.6 \times 10^{-3} \frac{dR}{dt} \end{aligned}$$

$$\frac{dg_2}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{qI_{E2}}{kT} \right) = 38.65 \frac{dI_{E2}}{dt} - 2.68 \times 10^{-4} - 2.68 \times 10^{-4}$$

由  $T_2$  的  $\beta$ -T 曲线,  $\frac{d\beta_2}{dt} = 0.4$

$$\frac{dR}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{kT}{qI_{E2}} \right) = 0.04 - 5445 \frac{dI_{E1}}{dt} \quad 0.04$$

$$\frac{dR}{dt} = \frac{d}{dt} \left[ (1 + \beta_2) \frac{kt}{qI_{E2}} \right] = 9.8 - 6.94 \times 10^5 \frac{dI_{E2}}{dt} \quad 9.8$$

显然,  $R_4, R_5$  的作用使  $I_{E1}, I_{E2}$  的温度系数不会超过  $\mu A/$  数量级, 以上三个近似等式均能成立。

$$\frac{d(G_2 G_3)}{dt} = -1.62 \times 10^{-3}$$

调整管  $T_5$ 、 $T_6$  的低频增益

$$G^4 = \frac{(R_L + R_S)(1 + g_6 R_0)}{Y_{e5} + R_0 + (R_L + R_S)(1 + g_6 R_0)}$$

其中  $R_0 = R_9 [(1 + \beta_6) Y_{e6}]$ ,  $Y_{e5} = \frac{kT}{qI_{E5}}$ ,  $Y_{e6} = \frac{kT}{qI_{E6}}$ ,  $g_6 = \frac{I}{Y_{e6}}$  为  $T_6$  的跨导。

用类似的方法并设  $I_{E6} = I_L$  可以求得:

$$\frac{dG^4}{dt} = -5.8 \times 10^{-6} + 4.4 \times 10^{-2} \frac{dI_L}{dt}$$

因不考虑固定电阻的温度系数,  $\frac{dF}{dt} = 0$

$$\frac{dG}{dt} = 3300 - 432 - 15 + 1.16 \times 10^5 \frac{dI_L}{dt}$$

即使  $I_L$  具有  $10^{-3} A/$  数量级的温度系数, 上式中各项的数量级关系也足以说明: 回路增益的温度系数主要取决于误差检测放大器  $IC_2$  开环增益的温度系数, 其后各级影响甚微, 因此忽略其中各固定电阻的温度系数对分析结果不会产生严重影响。

输出电流的温度稳定性

$$\frac{dI_L/dt}{I_L} = \frac{dI_L/dt}{I_1} = \frac{R_S}{V_{ref}} \frac{dI_L}{dt}$$

参照表 3 和式 2,  $\frac{dI_L/dt}{I_L}$  各项结果列于表 5。

| Table. 5 Temperature stability of the output current                            |                     | unit: ppm/       |                     |                        |                      |                 |                      |                       |
|---|---------------------|------------------|---------------------|------------------------|----------------------|-----------------|----------------------|-----------------------|
| [ · ]   | $V_{ref}$           | $R_S$            | $V_{os}$            | $I_{os}$               | $X$                  | $G$             | $Z_C$                | $I_\beta$             |
| $\frac{\partial I_L}{\partial [\cdot]} \frac{R_S}{V_{ref}}$                     | $\frac{1}{V_{ref}}$ | $-\frac{1}{R_S}$ | $\frac{1}{V_{ref}}$ | $\frac{R_S}{2V_{ref}}$ | $-\frac{1}{X^2}$     | $\frac{1}{G^2}$ | $-\frac{R_S}{Z_C^2}$ | $\frac{R_S}{V_{ref}}$ |
| $\frac{\partial I_L}{\partial [\cdot]} \frac{R_S}{V_{ref}} \frac{d[\cdot]}{dt}$ | TYP                 | 0.3              | -5                  | 0.07                   | $8.6 \times 10^{-5}$ | 0.005           |                      | $2.610^{-4}$          |
|   | Lim it              | 2                | -10                 | 0.25                   | $3.6 \times 10^{-4}$ | 0.16            |                      | $7 \times 10^{-4}$    |

虽然缺乏共模抑制比  $X$  和共模输入阻抗  $Z_C$  的温度系数, 但它们对输出电流温度稳定性的影响与各自的平方成反比, 而各自的值又很大, 故其影响很小。

$$\left| \frac{dI_L/dt}{I_L} \right|_{typ} < 5 \text{ ppm/}$$

$$\left| \frac{dI_L/dt}{I_L} \right|_{max} < 8 \text{ ppm/}$$

表 5 说明: 由于  $IC_2$  采用了高精度运放且回路增益很高, 输出电流的温度稳定性主要取决于基准电压和采样电阻的温度稳定性, 这同样为进一步提高输出电流的温度稳定性指明了方向。

## 5 结 束 语

综合观察图 1, 本设计的本质在于: 用一个几乎具有零温度系数的恒定小电流驱动一个高稳定度的电压基准, 借助于很高的回路增益, 使高稳定度采样电阻上的压降极为逼近这一基

准。高精度的实质是高稳定性和很小的稳态误差。

改变采样电阻即可改变输出电流,但采样电阻和负载电阻的压降之和不可过高,以保证 $T_6$ 上有足够的调整压降( $> 3 \sim 4 \text{ V}$ )。扩展输出电流的方法有二:

1) 用两个与采样电阻品质相同的电阻将 $V_{ref}$ 分压,不仅获得了较大的输出电流,而且降低了 $IC_2$ 的共模电压。

2) 将差动放大器和调整管的工作电压提高,这也是用差放作电平移位的主要目的之一。对CA3183,其最大集衬电压为 $50 \text{ V}$ ,差放正电源提至 $30 \text{ V}$ 是可以的,这样即使不对 $V_{ref}$ 分压,净负载压降也可提到 $18 \text{ V}$ 左右。

线路的布线也是一个不可忽视的环节。可能的话,将电压基准和采样电阻同置于恒温槽内,或者对全部线路作温控。合理的设计、安装和调试才能最大限度地发挥线路潜在的性能。

### 参 考 文 献

- [1] 依昌. 多斯泰尔, 运算放大器. 北京: 中国计量出版社, 1987
- [2] 谢嘉奎, 电子线路. 北京: 高等教育出版社, 1987
- [3] RCA. Linear Integrated Circuits and MOS/FET's. 1986.
- [4] National Semiconductor Corp. Linear Databook. 1984.

## Design and Analysis of a High Precision Constant Current Source

Li Hongsheng

(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074)

Wan Dejun

(Southeast University, Nanjing 210018)

### Abstract

In this paper, a developed high precision constant current source is proposed and analysed including the circuit composition and working principle description, the frequency and temperature characteristics analysis, the stability compensation method selection and the compensation parameters optimization. The amplitude of its output current possesses high precision and good temperature stability. All given parameters have been adjusted and may be used without being modified.

**Key words:** Constant current source, Stability, Temperature characteristics, Frequency characteristics

李宏生 男, 1964年8月生, 1994年毕业于东南大学, 获博士学位, 专业方向: 精密仪器及机械, 现在华中理工大学机械学院作博士后研究, 专业方向: 机械制造。