

# 用运算放大器构成压控恒流源的研究

钱如竹

(淮阴师范学院, 江苏 淮安 223001)

**摘要** :从恒流源内阻和形成输出电流误差两个方面,给出用运算放大器构成压控恒流源的分析结果。

**关键词** :运算放大器;恒流源;内阻;输出电流

中图分类号:TN72

文献标识码:B

文章编号:1001-1390(2002)04-0031-03

## Analysis of voltage controlled constant-current sources on operational amplifiers

Qian Ruzhu

(Institute by Huaiyin Teachers College, Jiangsu Huaian 223001, China)

**Abstract** :Typical analysis of the constant-current resistance and the output current error, The writer gives the analysing process by means of operational amplifier.

**Key words** :operational amplifier; constant current source; internal resistance; output current

### 0 引言

通常,在校准电工仪表时,用两种方法形成具有给定计量特性电流的恒流源,电阻法和积分-微分法。一般情况下,当校准电工仪表计量电流大于或等于  $10^{-8}$ A 时,采用电阻法形成具有给定计量特性电流的恒流源,而当校准电工仪表计量电流小于  $10^{-8}$ A 时,则采用积分-微分法形成具有给定计量特性电流的恒流源。用电阻法形成具有给定计量特性电流的恒流源,其输出电流的最小电流受电路中所选用的精密电阻的最大阻值限制,与此同时,恒流源输出电流还与基准电源的电压有关。由于电路结构、工艺技术等诸多因素的影响,基准电源的电压只能处于 0.1~100V 之内。而用积分-微分法形成具有给定计量特性电流的恒流源,其组成电路复杂,制作有一定难度。

本文介绍的用运算放大器构成压控恒流源,其内阻和输出电流均能满足校准电工仪表的需要,而所组成电路中的电阻阻值较低,电路较为简单。

### 1 用运算放大器构成恒流源电路

用运算放大器构成恒流源电路如图 1 所示,由运算放大器 A1、A2 及其外接电阻组成, A1、A2 采用高阻型双运放 LM358。运算放大器 A1、A2 按理想参数及忽略电源  $V_0$  内阻对恒流源输出特性影响时,该

恒流源的有关参数计算如下。

#### 1.1 流过负载 $R_L$ 的电流 $I_L$

在图 1 电路中,运算放大器 A1、A2 均工作在线性区,且认为 A1、A2 均为理想运算放大器。A2 构成电压跟随器, A1 构成差动电压放大器(电压比较器)。设 A1 的输出电压为  $V_1$ , A2 的输出电压为  $V_2$ 。由图 1 知, A2 同相端电压为

$$V_1 R_L / (R_5 + R_L)$$

所以 A2 的输出电压  $V_2$  为

$$V_2 = V_1 R_L / (R_5 + R_L) \quad (1)$$

$V_2$  通过  $R_4$ 、 $R_2$  分压加到 A1 的同相端,根据差动放大器工作特性, A1 反相端对地电压  $V_-$  及同相端对地电压  $V_+$  分别为

$$V_- = V_0 R_3 / (R_1 + R_3) + V_1 R_1 / (R_1 + R_3) \quad (2)$$

$$V_+ = R_2 V_2 / (R_2 + R_4) \quad (3)$$

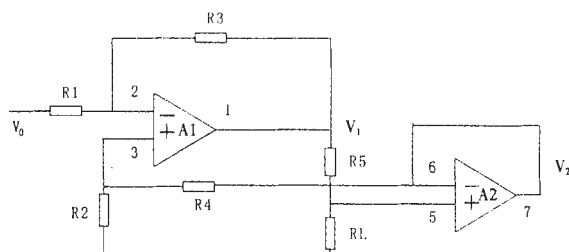


图 1 用运算放大器构成的恒流源电路

因为 A1 工作在线性区, 所以有  $V_- = V_+$

由 (2) (3) 式得

$$V_0 R_3 / (R_1 + R_3) + V_1 R_1 / (R_1 + R_3)$$

$$= R_2 V_2 / (R_2 + R_4)$$

即  $V_1 R_1 / (R_1 + R_3)$

$$= -[V_0 R_3 / (R_1 + R_3) - R_2 V_2 / (R_2 + R_4)] \quad (4)$$

将 (1) 式代入 (4) 式

$$V_1 R_1 / (R_1 + R_3)$$

$$= -[V_0 R_3 / (R_1 + R_3) - V_1 R_1 R_2 / [(R_2 + R_4) (R_5 + R_L)]]$$

即

$$V_1 R_1 / (R_1 + R_3) - V_1 R_1 R_2 / [(R_2 + R_4) (R_5 + R_L)]$$

$$= -V_0 R_3 / (R_1 + R_3) \quad (5)$$

将 (5) 式整理后可得

$$V_1 = -V_0 R_3 [(R_2 + R_4) (R_5 + R_L)] / [R_1 R_5 (R_2 + R_4) + R_L (R_1 R_4 - R_2 R_3)] \quad (6)$$

由于  $I_L = V_1 / (R_5 + R_L)$

$$(7)$$

将 (6) 式代入 (7) 式, 整理后得

$$I_L = -V_0 R_3 (R_2 + R_4) / [R_1 R_5 (R_2 + R_4) + R_L (R_1 R_4 - R_2 R_3)] \quad (8)$$

在电路图 1 中, 选择电阻, 使得  $R_1 R_4 = R_2 R_3$

则 (8) 式为

$$I_L = -V_0 R_3 / R_1 R_5 \quad (9)$$

(9) 式表明压控恒流源的输出电流与负载电阻无关。

## 1.2 恒流源电流的相对误差

$$\delta_{I_L} = [I_L (6) - I_L (9)] / I_L (9)$$

$$= \delta_{R_1} (1 + \alpha \beta) + \delta_{R_2} \alpha \beta + \delta_{R_3} (1 + \alpha \beta) + \delta_{R_4} \alpha \beta + \delta_{R_5}$$

式中  $I_L (6)$ ——电路中电阻阻值偏离额定值时的负载电流;

$I_L (9)$ ——电路中电阻阻值为额定值时的负载电流;

$$\delta_{R_1} = \Delta R_1 / R_1, \delta_{R_2} = \Delta R_2 / R_2, \delta_{R_3} = \Delta R_3 / R_3, \delta_{R_4} =$$

$\Delta R_4 / R_4, \delta_{R_5} = \Delta R_5 / R_5$   $\Delta R_1, \Delta R_2, \Delta R_3, \Delta R_4, \Delta R_5$  分别为  $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5$  相对其额定阻值的偏差;

$$\alpha = R_L / (R_2 + R_4) \quad \beta = R_4 / R_5$$

## 1.3 恒流源内阻 $R_r$

$$R_r = |R_L / \delta_{I_L}|$$

式中  $\delta_{I_L} = (I_{L1} - I_{L2}) / I_{L2}$ ;

$I_{L1}$ —— $R_L$  不等于 0 时的负载电流;

$I_{L2}$ —— $R_L$  等于 0 时的负载电流。

对于图 1 电路  $R_r = (R_2 + R_4) / 4 \beta \delta_{R_5}$

式中  $\delta_{R_1} = \delta_{R_2} = \delta_{R_3} = \delta_{R_4} = \delta_{R_5} = \delta_{R_0}$ 。

## 2 试验结果

### 2.1 输出电流与电阻 $R_5$ 间关系

输出电流与电阻  $R_5$  间关系如图 2 所示, 随着输出电流  $I_L$  的增加, 电阻  $R_5$  的取值减小, 当  $I_L$  为  $10^{-8} A$  时  $R_5$  为  $2 \times 10^8 \Omega$ , 当  $I_L$  为  $10^{-3} A$  时  $R_5$  为  $2 \times 10^3 \Omega$ 。

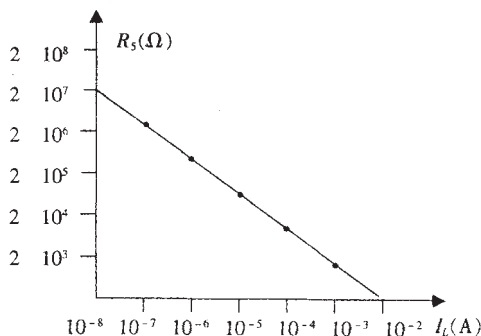


图 2 输出电流与电阻  $R_5$  的关系

### 2.2 恒流源内阻测量

恒流源内阻测量电路如图 3 所示, 图中 V 采用 UT2003 数字式电压表, 其量程为  $1 mV \sim 1000 V$ 。  $R_A$ 、  $R_B$  为测量电阻, K 为按钮开关。

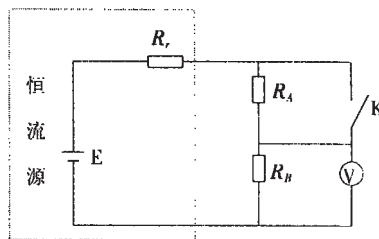


图 3 恒流源内阻测量电路

#### 2.2.1 电阻 $R_A$ 与 $R_B$ 的取值

电阻  $R_A$  与  $R_B$  的取值与恒流源的输出电流  $I_L$  有关, 其关系曲线如图 4 所示, 当  $I_L$  为  $10^{-8} A$  时  $R_A$  与  $R_B$  的取值宜分别为  $3.6 \times 10^7 \Omega$  和  $3.6 \times 10^6 \Omega$ , 当  $I_L$  为  $10^{-5} A \sim 10^{-3} A$  时  $R_A$  与  $R_B$  的取值宜分别为  $3.6 \times 10^4 \Omega$  和  $3.6 \times 10^3 \Omega$ 。

#### 2.2.2 恒流源内阻与输出电流的关系

根据恒流源内阻测量电路图 3, 按下式计算恒

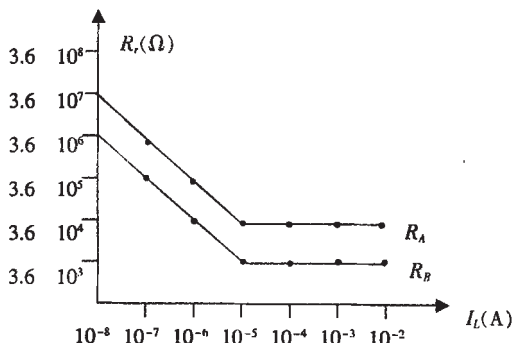


图 4  $R_A$ 、  $R_B$  的取值与输出电流的关系

流源的内阻  $R_r$

$$R_r = |R_B + R_A V_1 / \Delta V|$$

式中  $\Delta V = V_1 - V_2$

$V_1$ 、 $V_2$ ——分别为开关 K 接通和断开时数字式电压表的读数。 $R_r$  与  $I_L$  试验关系如图 5 所示,当  $I_L$  为  $10^{-8}$ A 时,恒流源内阻  $R_r$  达最大值  $5 \times 10^{10} \Omega$ ,恒流源内阻  $R_r$  最低值也可达  $5 \times 10^6 \Omega$ 。

2.2.3 恒流源内阻与线路其它电阻偏差的关系

取  $\delta_{R2} = \delta_{R3} = \delta_{R4} = \delta_{R5} = 0.001$  时,恒流源内阻  $R_r$  与

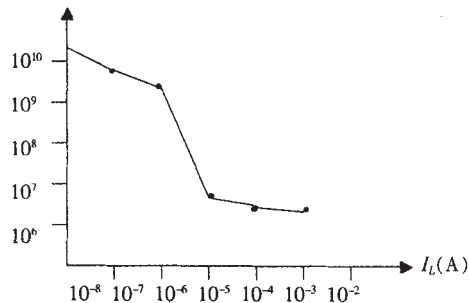


图 5 恒流源内阻  $R_r$  与输出电流  $I_L$  的关系  
 $R_r$  的偏差  $\delta_{R1}$  间试验关系列在表 1 中,由表 1 可知,随着  $\delta_{R1}$  的增加,恒流源内阻减小,当  $\delta_{R1}$  为 0.2% 时,  $R_r$  约为  $2.2 \times 10^9 \Omega$ ,当  $\delta_{R1}$  为 1% 时  $R_r$  约为  $5.6 \times 10^8 \Omega$ 。

3 结 论

根据恒流源电路图 1,选择相应电阻且电阻值较低时 ( $R_1 = R_2 = 80k\Omega$   $R_3 = R_4 = 50k\Omega$ ),试验分析表明:恒流源的内阻(即恒流源输出电阻)可达  $10^9 \sim 10^{10} \Omega$  的数量级,输出电流在  $10^{-8} \sim 10^{-3}$ A 范围。用运算放大

(上接第 8 页)

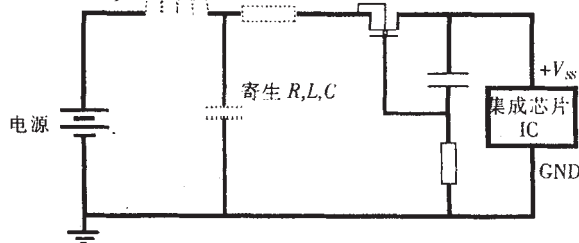


图 5 加装 PMOS 管的去耦电路

级以及源级电阻增加,使通过寄生电感的电流减少并且将会有更多的电流流过电容。这样,电容将会比传统去耦电容更有效。

参 考 文 献:

[1] C.R. Paul, Introduction to electromagnetic compatibility New York [Z], Wiley, 1992.  
[2] E. Bogatin, Design rules for microstrip capacitance [Z] IEEE Trans. Comp. Hybrids Manufact. Technol., vol. 11 no.3 p.253 Sept. 1990.  
[3] E. Bogatin, A closed form analytical model for the electrical

表 1  $R_r$  与  $R_1$  的偏差  $\delta_{R1}$  间试验关系

$R_r (\Omega)$		$\delta_{R1} (\%)$
试验值 ( $10^9$ )	计算值 ( $10^9$ )	
3.8	4.8	0.1
2.2	2.8	0.2
1.7	1.9	0.3
1.6	1.7	0.4
1.1	1.2	0.5
0.9	1.0	0.6
0.7	0.8	0.7
0.6	0.65	0.8
0.5	0.58	0.9
0.4	0.56	1.0

器构成恒流源克服了电阻法和积分—微分法组成恒流源的缺点,具有一定的实用价值,对工业变送仪表在使用压控恒流源的应用技术中,本文的分析有指导意义。

参 考 文 献:

[1] 于轮元,电气测量技术 [M] 西安交通大学出版社,1988.  
[2] 陈凯良,恒流源及其应用电路 [M] 浙江科学技术出版社,1992.  
[3] 杨兴,贾振元,郭沛飞,郭东明,可编程双向功率 MOSFET 恒流源的研制 [J] 电测与仪表,2000 (10).  
作者简介:  
钱如竹 (1940—),男,淮阳师范学院教授,长期从事电子测量仪器研究以及相关教学工作。

收稿日期 2002-02-10

(杨长江 编发)

properties of microstrip interconnects [Z] IEEE Trans. Comp. Hybrids Manufact. Technol., vol. 13 no.2 p.259 June 1990.  
[3] M.Goetz, Time and frequency domain analysis of integral decoupling capacitors [Z] IEEE Trans. Comp. Hybrids Manufact. Technol., vol. 19 no.3 p.518 Augu. 1996.  
[4] C.R.Paul, Effectiveness of multiple decoupling capacitors, IEEE Trans. Comp [Z] EMC-34 p.130, 1992.  
[5] Y.Yun, H.Yoo, S.Ham, Y.Kim, Y.Lee, A filter for low EMI and low noise [Z] IEEE AP-ASIC'99.  
[6] V. Golumbeanu, P.Svasta, D.Leonescu, The decoupling efficiency of power for low voltage logic circuits [Z] IEEE, Elec. Tech-Med'98, Vol. 1 p.120, 1998.  
[7] M. Montrose, Printed circuit board design techniques for EMC compliance [Z] 1996.  
[8] 沙斐,机电一体化系统的电磁兼容技术 [M] 中国电力出版社, 1999.  
作者简介:  
徐亮 (1977—),男,硕士生,从事电子器件以及电力系统电磁兼容方面的研究工作。

收稿日期 2002-02-05

(高力伟 编发)