

毛主席语录

我们不能走世界各国技术发展的老路，跟在别人后面一步一步地爬行。我们必须打破常规，尽量采用先进技术，在一个不太长的历史时期内，把我国建设成为一个社会主义的现代化的强国。



集成化运算放大器的 特性和应用



工业技术资料

第80号

上海人民出版社

工业技术资料 第 80 号

上海人民出版社出版

(上海绍兴路5号)

新华书店上海发行所发行 上海群众印刷厂印刷

1971年8月第1版 1972年1月第2次印刷 定价0.05元

出版说明

在伟大领袖毛主席的无产阶级革命路线的光辉指引下，工农业生产出现了新的跃进高潮，形势一派大好！

电子工业战线的广大工人、革命干部和革命技术人员，遵循伟大领袖毛主席关于“中国人民有志气，有能力，一定要在不远的将来，赶上和超过世界先进水平”的教导，深入开展革命大批判，彻底肃清叛徒、内奸、工贼刘少奇所推行的“洋奴哲学”、“爬行主义”反革命修正主义的流毒，一场大破电子工业“神秘论”、“特殊论”，坚决走我国自己发展电子工业道路的群众运动正在轰轰烈烈地展开。广大工人坚持“自力更生”、“艰苦奋斗”，克服一切困难，为巩固无产阶级专政，建设社会主义，为打击帝、修、反，支援世界革命，作出了巨大的贡献。

随着半导体工业中各种新材料、新器件的大量涌现，也相继出现了各种形式的新颖电子线路。遵循伟大领袖毛主席关于“无产阶级认识世界的目的，只是为了改造世界，此外再无别的目的”的教导，为了适应电子工业发展的需要，我们组织编写了电子技术方面的有关技术资料，以供广大工人、革命干部和革命技术人员参考。

顺此，我们也请广大工农兵读者对我们编辑出版工作中存在的问题提出宝贵的意见，并希望大家踊跃投稿或提供线索。

集成化运算放大器的特性和应用

上海元件五厂

一、运算放大器的基本工作原理

运算放大器是一种能够完成反相、加法、减法、乘法、积分、微分等各种运算功能的放大器。实际上它是一种加入深度负反馈的放大器。

运算放大器的一般结构如图1所示。

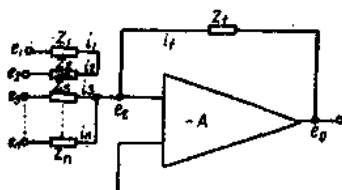


图1 运算放大器的一般结构

(一) 运算放大器的基本表达式

设图1所示的运算放大器具有“无限大”的输入阻抗 Z_{in} ，“无限小”的输出阻抗 Z_{out} ，以及数值为 $-A$ 的电压增益，则从图1可知：

$$i_f = i_1 + i_2 + i_3 + \cdots + i_n \quad (1)$$

式中： i_f 为流过反馈元件 Z_f 的电流；

$i_1, i_2, i_3, \cdots, i_n$ 分别为流过输入元件 $Z_1, Z_2, Z_3, \cdots, Z_n$ 的电流。

再设各输入端元件与反馈元件交点的电压为 e_e ，则各输入端的输入电压与输入电流之间就有如下关系：

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{1}{Z_1} (e_1 - e_s) \\ i_2 &= \frac{1}{Z_2} (e_2 - e_s) \\ i_3 &= \frac{1}{Z_3} (e_3 - e_s) \\ &\dots\dots\dots \\ i_n &= \frac{1}{Z_n} (e_n - e_s) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

由于放大器的电压增益为 $-A$ ，所以有：

$$e_0 = -Ae_s \quad (3)$$

$$i_f = \frac{1}{Z_f} (e_s - e_0) \quad (4)$$

比较(2)、(3)、(4)式，并写成(1)式的形式，则有：

$$\begin{aligned} -\frac{e_0}{Z_f} \left(\frac{1}{A} + 1 \right) &= \frac{1}{Z_1} \left(e_1 + \frac{e_0}{A} \right) + \frac{1}{Z_2} \left(e_2 + \frac{e_0}{A} \right) + \frac{1}{Z_3} \left(e_3 + \frac{e_0}{A} \right) \\ &+ \dots\dots\dots + \frac{1}{Z_n} \left(e_n + \frac{e_0}{A} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

于是：

$$\begin{aligned} &-e_0 \left[\frac{1}{Z_f A} + \frac{1}{Z_f} + \frac{1}{A} \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \dots\dots\dots + \frac{1}{Z_n} \right) \right] \\ &= \frac{e_1}{Z_1} + \frac{e_2}{Z_2} + \frac{e_3}{Z_3} + \dots\dots\dots + \frac{e_n}{Z_n} \end{aligned} \quad (6)$$

所以：

$$e_0 = - \frac{\frac{e_1}{Z_1} + \frac{e_2}{Z_2} + \frac{e_3}{Z_3} + \dots\dots\dots + \frac{e_n}{Z_n}}{\frac{1}{Z_f} + \frac{1}{A} \left(\frac{1}{Z_f} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \dots\dots\dots + \frac{1}{Z_n} \right)} \quad (7)$$

如果放大器的增益 $A \gg 1$ (或是说为“无限大”)，则就有：

$$e_0 \approx - \left(\frac{Z_f}{Z_1} e_1 + \frac{Z_f}{Z_2} e_2 + \frac{Z_f}{Z_3} e_3 + \dots\dots\dots + \frac{Z_f}{Z_n} e_n \right) \quad (8)$$

这就是说图 1 所示的运算放大器具有加法的性质。即：

$$e_0 = - \sum_{n=1}^n \frac{Z_f}{Z_n} e_n \quad (9)$$

实际上图 1 就是利用运算放大器作“加法器”的一种特殊情况，从(9)式可以知道，由于运算放大器具有“无限大”的输入阻抗和增益，以及“无限小”的输出阻抗，因而，这类放大器在接成图 1 所示的电路时，具有这样的特性：当放大器接成闭环时，其电压增益与放大器本身无关，而只取决于反馈网络。即：

$$G_{OL} = - \frac{Z_f}{Z_n} \quad (10)$$

式中：负号表示输入与输出倒相。

(二) 运算放大器闭环回路的基本表达式

运算放大器在运用时，有二种反馈方式，下面我们分别介绍这二种反馈方式的基本表达式。

图 2 所示的是具有倒相反馈结构的运算放大器示意图。图中， Z_i 为放大器固有的输入阻抗， Z_o 为输出阻抗。 R_r 为偏置电阻，其值由下式决定：

$$R_r = \frac{Z_r \cdot Z_f}{Z_r + Z_f} \Big|_{\omega=0}$$

这个放大器的闭环电压增益为：

$$G_{CL} = \frac{-Z_f}{Z_r + (Z_i + Z_r)/G_{OL}} \approx - \frac{Z_f}{Z_r} \quad (11)$$

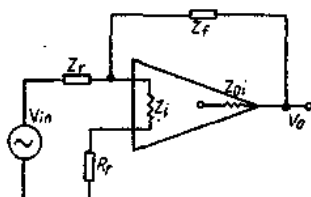


图 2 具有倒相结构的运算放大器

式中： G_{OL} 为此放大器的开环电压增益。

这个放大器的输入阻抗 Z_{in} 和输出阻抗 Z_{out} 分别为：

$$Z_{in} = Z_r + \frac{(Z_f/G_{OL}) \cdot Z_i}{(Z_f/G_{OL}) + Z_i} \approx Z_r \quad (12)$$

$$Z_{out} = Z_{ot} \frac{1 + G_{CL}}{G_{OL}} \approx \frac{Z_{ot}}{G_{OL}} \rightarrow 0 \quad (13)$$

图 3 所示的是不倒相反馈结构的运算放大器示意图。这个放大器的闭环电压增益 G_{CL} 、输入阻抗 Z_{in} 和输出阻抗 Z_{out} 分别为：

$$G_{CL} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{(Z_r + Z_f)G_{OL}}{Z_f + Z_r + G_{OL} \cdot Z_r} \approx 1 + \frac{Z_f}{Z_r} \quad (14)$$

$$Z_{in} = Z_i \left(1 + \frac{G_{OL}}{G_{CL}} \right) \quad (15)$$

$$Z_{out} = Z_{ot} \left(\frac{G_{CL}}{G_{OL}} \right) \quad (16)$$

从(12)和(15)式可知：当采用倒相反馈结构时，运算放大器的输入阻抗等于输入端的电阻(或阻抗) Z_r ；对于不倒相反馈结构，则运算放大器的输入阻抗等于放大器固有输入阻抗与环路电压增益加 1 的乘积。这种特性在某些场合是十分有用的。

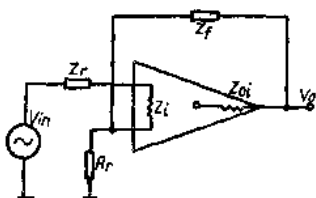


图 3 不倒相结构的运算放大器

二、集成化运算放大器——5G922

5G922 是单晶硅的集成电路，它是由两级直接耦合差分放大器和射极跟随器组合而成的一种高增益直流放大器，其电路形式如图 4 所示。

图 5 是 5G922 采用的封装形式图，它是一种具有 12 支引出

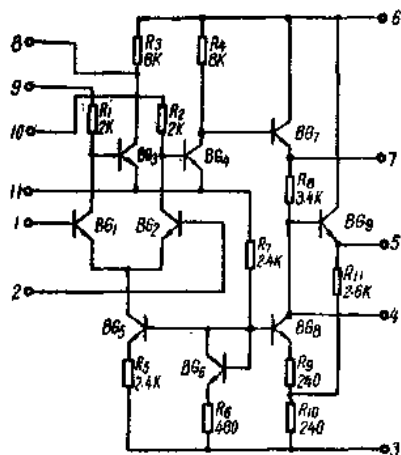


图 4 5G922 的电路形式

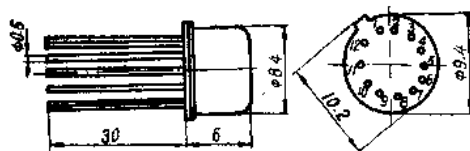


图 5 管壳外形尺寸图

线的金属壳管壳,引出线定位判别时将引线朝天,以定位点顺时针方向计算。在振动加速度大于 $5g$ 的条件下使用时,必须将管壳固紧。

(一) 5G922 的工作原理

5G922 集成化电路通常在正电源为 12 伏,负电源为 6 伏的条件下工作,分别从第⑥脚和第③脚接入,正、负电源的公共点接在第⑪脚。这时,第①脚作为倒相输入端,第②脚作为不倒相输入端,第⑤脚作为电路的输出端。第⑧、⑨、⑩三脚一般只需短接起来即可,但有时也可以作为外接调零电位器用,此时,第⑨、⑩二脚分别接电位器两端,第⑧脚接电位器中心抽头。第④脚

和第⑦脚一般在相位补偿时使用。

整个5G922集成化电路由八只晶体管、一只二极管(三极管的 b 、 e 结)和十一只电阻组成。电路中 BG_1 、 BG_2 构成了差分输入级,它们的偏置是由 BG_5 、 BG_6 接成的恒流源供给的。 BG_3 、 BG_4 是放大器的第二级,它们组成了一个平衡偏置的单端输出放大级。 BG_7 是一个射极输出器,它的偏置由 BG_8 和 BG_9 构成的恒流源供给。 BG_9 亦是一个射极跟随器,它作为电路输出级。

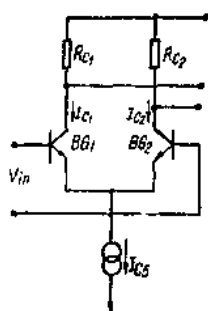


图6 输入级电路

下面,我们分别介绍各级的工作原理。

1. 输入级 由 BG_1 和 BG_2 构成的差分输入级其电原理图如图6所示。它是一个恒流偏置(即“长尾”对式差分电路)的典型差分放大器。通过适当地选取 BG_1 、 BG_2 晶体管的物理和几何参数,可以使它们保持匹配,即二管的前向压降、电流放大系数、反向漏电流等参数基本上一致,并具有良好的温度跟随,以使电路的失调电压、

温度漂移尽可能减到最小。

这个差分放大器的输入阻抗和电压增益等参数分别为:

$$Z_{in} \approx 2(h_{ie} + h_{fe} \cdot r_e) \quad (17)$$

式中: $r_e = \frac{26\text{mV}}{I_E}$ (常温下)

由(17)式可知: 差分放大器的输入阻抗是单端式放大器输入阻抗的两倍,并且其数值与放大器工作电流 I_E 的大小有关。

$$G_v(\text{dB}) = 20 \log \frac{h_{fe} R_0 R_C}{R_{in} \left(R_C + \frac{R_0}{2} \right)} \quad (18)$$

式中: R_0 为放大器的负载电阻。

若不考虑外接负载电阻 R_0 , 则差分放大器的电压增益可用近似式表示:

$$G_v \doteq \frac{R_0}{R_e} \quad (19)$$

式中: $R_e = \frac{26\text{mV}}{I_E}$ (发射极不外接电阻时)

输入级的共态抑制比为:

$$CMRR = \frac{2R_{EE}(h_{fe1} \cdot h_{fe2})}{R_b(h_{fe1} - h_{fe2})} \quad (20)$$

由(20)式可见: 如采用恒流偏置则可以大大增加 R_{EE} 的数值, 从而就提高了共态抑制比。

在(17)、(18)、(20)等式中, h_{fe} 为电流放大系数, h_{ie} 为共发射极输入阻抗, R_b 为信号源内阻。

根据图 4 所示的电路可以算出正常工作电压下的输入级工作点。

先根据图 7 所示的恒流源计算输入级的工作电流。

设 BG_1 、 RG_2 两晶体管完全匹配, 即:

$$V_{BE1} = V_{BE2} = 0.7\text{V} \text{ (硅管的前向压降为 } 0.7\text{V)}$$

$$h_{FE1} = h_{FE2}$$

则有:
$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} I_{C5}$$

由图 7 可知:

$$I_{C5} = \frac{(V_{EE} - V_{BE5}) \cdot \frac{R_6}{R_6 + R_7}}{R_5} = \frac{0.9\text{V}}{2.4\text{K}} \doteq 0.375\text{mA}$$

所以:
$$I_{C1} = I_{C2} = 0.1875\text{mA} \doteq 200\mu\text{A}$$

然后可按(17)、(19)二式分别算出它的输入阻抗、电压增益:

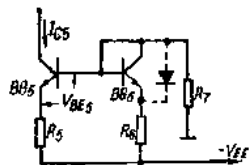


图 7 恒流源

$$Z_{in} = 2(h_{ie} + h_{fe} \cdot r_e) \approx 10 \text{ K}\Omega$$

这里, 我们设 BG_1 和 BG_2 的电流放大系数 $h_{fe} \geq 30$, 而其共发射极的输入阻抗 $h_{ie} = 1 \text{ K}\Omega$ (一般在 $1 \sim 10 \text{ K}$ 之间)。

$$G_p \approx \frac{R_C}{R_e} \approx 15$$

2. 第二级 在上述输入级匹配条件下的计算基础上, 可以利用图 8 所示的第二级电路计算第二级的工作点及其主要参数。

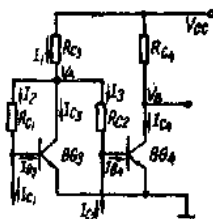


图 8 第二级电路

为了讨论方便, 设 BG_3 、 BG_4 两晶体管亦完全匹配, 且设:

$$h_{FE3} = h_{FE4} \geq 30$$

由图 8 可知:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_2 + I_3 + I_{C8} \\ &= (I_{C1} + I_{B3}) + (I_{C2} + I_{B4}) + I_{C8} \\ &= I_{C1} + \frac{I_{C8}}{h_{FE3}} + I_{C2} + \frac{I_{C4}}{h_{FE4}} + I_{C8} \\ &= I_{C1} + I_{C2} + 2 \frac{I_{C8}}{h_{FE3}} + I_{C8} \end{aligned} \quad (21)$$

$$V_{CC} = I_1 R_{C3} + I_2 R_{C1} + V_{BE3} \quad (22)$$

解(21)、(22)两式可得:

$$I_{C8} = \frac{V_{CC} - V_{BE3} - I_{C1}(2R_{C8} + R_{C1})}{\left(1 + \frac{2}{h_{FE3}}\right)R_{C3} + \frac{R_{C1}}{h_{FE3}}} \quad (23)$$

将电路元件数值代入(23)式, 则可求得:

$$I_{C8} = 0.95 \text{ mA}$$

利用 $I_{C8} = I_{C4}$ 这一特点可以算出图 8 中 BG_3 和 BG_4 的集电极电位 V_A 和 V_B :

$$\begin{aligned}
 V_A &= V_{CC} - I_1 R_{C3} \\
 &= V_{CC} - (2I_2 + I_{C3}) R_{C3} \\
 &= V_{CC} - \left[2 \left(I_{C1} + \frac{I_{C3}}{h_{FE3}} \right) + I_{C3} \right] R_{C3} \\
 &= 1.1V
 \end{aligned} \tag{24}$$

$$\begin{aligned}
 V_B &= V_{CC} - I_{C4} R_{C4} \\
 &= 4.4V
 \end{aligned} \tag{25}$$

根据 BG_3 和 BG_4 的工作电流, 就可以利用共发射极电路的电压增益公式算出 BG_3 和 BG_4 的电压增益。

$$\begin{aligned}
 G_v &= \frac{h_{fe} \cdot R_C}{(h_{ie} + R_e h_{fe})} \\
 &\approx 120
 \end{aligned} \tag{26}$$

式中:

$$h_{ie} = 2K\Omega$$

从计算可见, BG_3 和 BG_4 它们的单级电压增益在 100 以上。但对于图 8 所示的第二级电路, 由于 BG_1 和 BG_2 的输出信号除了分别由 BG_3 和 BG_4 各自放大外, BG_3 的输出信号 (即经 BG_1 倒相放大后的信号) 还经 BG_4 放大, 这就使 BG_4 全部利用了 BG_1 和 BG_2 两管的放大量, 起了差值放大的作用, 它可使总的放大大大地增加。因而, 5G922 总的电压增益可以作得很大。

3. 输出级 为了充分提高电压增益, 希望负载阻抗越大越好。通常的办法就是加入隔离缓冲作用的射极跟随器, 以获得阻抗转换, 5G922 的输出级采用这个办法。

图 9 所示的是 5G922 的输出电路。其中, BG_7 、 BG_9 为射极跟随器, BG_8 、 BG_6 为供给 BG_7 的恒流偏置电源。这个恒流电源的计算方法与前述相同, 可用下式计算:

$$I_{C8} = \frac{(V_{EE} - V_{BE0}) \cdot \frac{R_6}{R_6 + R_7}}{R_9 + R_{10}} = 0.83mA$$

与输入级的恒流电源相似, BG_6 是两个恒流源的公用补偿二极管, 它补偿了 BG_5 和 BG_8 前向压降的温度影响, 起到温度跟随和恒定工作电流的作用。

知道了 I_{OS} 的数值, 则图 9 所示的输出级电路各点的工作电压可以十分方便地算出:

$$V_{7B} = V_{C4} = 4.4V$$

$$V_{7E} = V_{7B} - V_{BE7} = 4.4 - 0.7 = 3.7V$$

$$V_{9B} = V_{7E} - I_{CS} \cdot R_8 = 3.7 - 3.4K\Omega \times 0.83mA = 0.9V$$

$$V_O = V_{9B} - V_{BE9} = 0.9 - 0.7 = 0.2V$$

从这里可以看出, 即使整个电路的各级完全匹配, 当输入端为零电位时, 输出端也不是零电位, 而是有 0.2 伏的对地电位。

因此, 考虑到输入级的不匹配在输出端就表现为电位的变化将是十分巨大的, 有时甚至使整个电路进入饱和区而不能工作, 这一点使用时必须注意到。

如果要使输出端保持在零输出电压, 则需在输入端外加一个相反的补偿电压, 如图 9 中 R_{12} 的作用, 来抵消这个前向压降的差值才行。

从以上的分析可知: 这个放大器的电压增益最低也可达数千倍, 其开环输入阻抗大于 $10K\Omega$, 而其功耗却仅在数十毫瓦左右。

这个电路的主要电性能参数列于表 1。

三、5G922 主要参数的测试

(一) 输入失调电压 V_{OS} 与输入失调电流 I_{OS} 的测试

图 10 所示的是输入失调电压 V_{OS} 的测试线路。它是将电

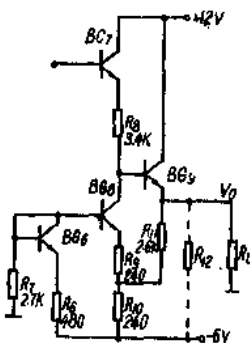


图 9 输出级电路

表1 5G922 主要电性能参数规范表

参数名称		符号	单位	测试条件	规范		
					A	B	C
输入失调电压		V_{OS}	mV	$V_{CC}=+12V$ $V_{EE}=-6V$	≤ 10	≤ 5	≤ 2
输入失调电流		I_{OS}	μA		≤ 5	≤ 2.5	≤ 0.7
输入偏置电流		I_{BI}	μA		≤ 10	≤ 5	≤ 2
输入失调电压		$\Delta V_{OS}/\Delta V_{CO}$	mV/V	$\Delta V_{CO}=\pm 1V$ $V_{EE}=-6V$	≤ 1	≤ 1	≤ 1
灵敏系数	正						
	负	$\Delta V_{OS}/\Delta V_{EE}$	mV/V	$\Delta V_{EE}=\pm 1V$ $V_{CO}=-6V$	≤ 1	≤ 1	≤ 1

交 流 参 数

开环电压增益	G_{OL}	dB	$V_{CC}=+12V$ $V_{EE}=-6V$ $f=1KHz$	≥ 60	≥ 65	≥ 65
开环带宽(-3dB)	BW_{OL}	KHz		≥ 100	≥ 100	≥ 100
共态抑制比	$CMRR$	dB		≥ 70	≥ 70	≥ 70
最大输出电压	V_{omax}	V		$\geq \pm 3$	$\geq \pm 4$	$\geq \pm 5$
输入阻抗	Z_{in}	K Ω		10	10	10
输出阻抗	Z_{out}	Ω		200	200	200

极 限 运 用 参 数

最大功耗	P_{CO}	mW		200
工作温度范围		$^{\circ}C$		-55~+125
储存温度范围		$^{\circ}C$		-65~+200
最大信号电压		V		-2, +1V
最大工作电压		V		+15, -10

路的两个输入端各串接一电阻到地,这相当于输入端为地电位。电路中 BG_1 和 BG_2 管均接上偏置。若电路中各管“完全”匹配,则输出端应有 0.2 伏的电位;若电路不匹配,即由于两输入管 BG_1 和 BG_2 的前向压降或因其他参数不一致,在电路的输出端出现就有一个大于 $|\pm 0.2|$ 伏的电位。此时,在输入端之一外加一组可正、可负的电位,使两输入端有一人为的电位差 ΔV_{in} ,于是,输出端电位就保持在 ± 0.2 以内。这一外加的电位差即为这一器件的失调电压(或称为补偿电压)。

图 10 中,作为输入端的偏置电阻 R_1 和 R_2 其数值应取得越小越好,以使输入失调电流在 B_1 和 B_2 上的压降不显著,一般取 $R_1 = R_2 = 1\Omega$ 。其次,由于一般器件的失调电压在 10 mV 以下,故 R_2 可取为 $1K\Omega$, 正、负外加电源为 $\pm 10V$, 此时, V_{os} 由下式计算:

$$V_{os} = V_E \cdot \frac{1}{1K\Omega + 1} \approx V_E \cdot \frac{1}{1000} \quad (27)$$

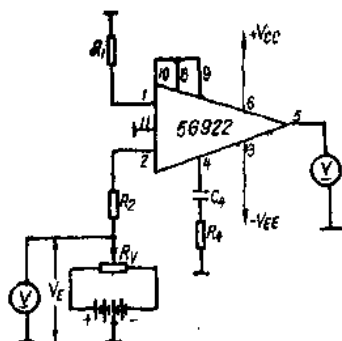


图 10 输入失调电压 V_{os} 测试线路

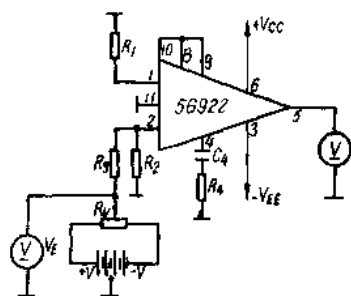


图 11 输入失调电流 I_{os} 测试线路

图 11 所示的是输入失调电流 I_{os} 的测试线路。由于输入失调电流一般只有几个微安,测试时要求电流表的灵敏度很高 ($0 \sim 10\mu A$)。因此,通常用二个较大阻值的电阻 R_1 和 R_2 (一般取

100K Ω), 并连接在任一输入端的外加一组正、负电源上, 当测试时, 只需读出 V_E 的值 (此时, 应使输出电压在 ± 0.2 伏以下), 可由下式计算输入失调电流 I_{OS} :

$$I_{OS} = \frac{V_E}{100K\Omega} \quad (28)$$

有时为了方便也可以利用运算放大器闭环回路的特点测试, 在同一电路中一次就测得 V_{OS} 和 I_{OS} 。如图 12 所示。

图中, 放大器的电压增益为 (R_S 短接):

$$G_{OL} = -\frac{R_f}{R_e}$$

此时输入失调电压为:

$$V_{OS} = \frac{V_{01}}{R_f/R_e} = \frac{R_e}{R_f} \cdot V_{01} \quad (29)$$

图 12 V_{OS} 、 I_{OS} 测试线路

式中: V_{01} 为开关 S 闭合时测出的输出电压。

若将开关 S 断开, 并读出输出电压 V_{02} , 此时输入失调电流为:

$$I_{OS} = \frac{V_{01} - V_{02}}{R_f/R_e} \cdot \frac{1}{R_S} \quad (30)$$

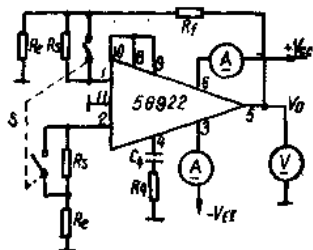
适当选择 R_f 、 R_e 和 R_S 值, 便可简化 (29)、(30) 式, 一般可取:

$$R_f = 5.1K\Omega, \quad R_e = 51\Omega, \quad R_S = 2K\Omega$$

(二) 输入偏置电流 I_{BI} 的测试

只需测出运算放大器的两输入电流即可计算出输入偏置电流 I_{BI} 。

利用上述测试 I_{OS} 的线路 (即图 11 所示的线路), 测出 R_1 上的电压, 便可按下式算出 I_{BI} :



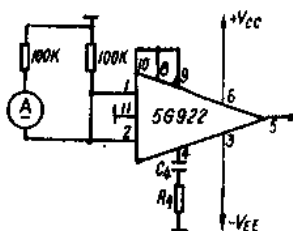


图 13 输入偏置电流 I_{B1} 测试线路

$$I_{B1} = \frac{V_{B1}}{R_1} \quad (31)$$

有时亦用图 13 所示的线路测试, 此时可以在电流表上直接读出输入偏置电流的数值。这种测试方法利用了电阻分压器的原理, 其中, 两个输入偏置电阻采用大阻值电阻。一般取 $100K\Omega$ 。

(三) 输入失调电压灵敏系数 $\frac{\partial V_{os}}{\partial T}$ 的测试

只要在上述 V_{os} 测试过程中加入两个改变运算放大器正电源 $| \pm 1V |$ 和负电源 $| \pm 1V |$, 并分别按下式便可算出 $\frac{\partial V_{os}}{\partial T}$:

正压灵敏系数:

$$\frac{\Delta V_{os}}{\Delta V_{CC}} \quad (32)$$

负压灵敏系数:

$$\frac{\Delta V_{os}}{\Delta V_{EE}} \quad (33)$$

(四) 静态功率耗散 P_{CO} 的测试

只要在器件使用的电源电压中串入电流表分别读出 I_{CO} (正电源供给的电流) 和 I_{EE} (负电源供给的电流), 即可按下式求出 P_{CO} :

$$P_{CO} = V_{CC} I_{CO} + V_{EE} I_{EE} \quad (34)$$

(五) 开环电压增益 G_{OL} 的测试

图 14 为采用三角波测试开环电压增益的线路图。一般测试频率是 $1KHz$, 利用同步示波器的 x 、 y 轴的定标进行计算。图 15 为器件在三角波输入时的输出特性。开环电压增益由下式计算: