

## 集成运放应用技巧 (二)

◆ 张国华

(接上期)

### 二、运放电路设计技巧

目前举办的各种电子竞赛选题中,相关的模拟电路部分一般会首选运算放大器的应用问题;而扩展部分也必然牵扯到集成运放的使用技巧和灵活运用。因而相关集成运放电路的设计技巧是我们应该关注的首要问题。下面我们通过几个例子来说明运放电路设计中的一些具体技巧问题。

[例1] 假设需设计一交流放大器,要求放大倍数  $A_u=500$ , 输入电阻  $r_i \geq 100\text{k}\Omega$ 。电路设计的第一步是方案选择,可以采用反相,也可以采用同相输入。那么,用哪种更好呢?

如用反相输入,电路可如图9(a)所示。为保证输入电阻  $r_i=R_i \geq 100\text{k}\Omega$ , 则  $R_i$  至少取  $100\text{k}\Omega$ ; 为保证  $A_u=500$ , 则应有  $R_f=500 \times R_i=500\text{k}\Omega$ 。且有  $R_B=R_i // R_f=100\text{k}\Omega // 500\text{k}\Omega \approx 100\text{k}\Omega$ 。

如采用同相输入,电路可如图9(b)所示。由于同相输入阻抗近似无穷大,因此选多大的  $R_i$  和  $R_B$  都可以。例如取  $R_i=1\text{k}\Omega$ , 则  $R_f=499\text{k}\Omega$  即可满足  $A_u=500$ ,  $R_B$  也近似取  $1\text{k}\Omega$  即可。

这两种方案有什么优缺点,各适用于什么场合呢?

采用反相输入的优点是:运放不管有无输入信号,其两输入端电位始终近似为零。两输入端之间只有  $\mu\text{V}$  级的差动信号(或称差分信号、差模信号)。而在同相输入形式中,因  $U_{N^+}=U_{N^-}=U_i$ , 在  $U_i$  不为零

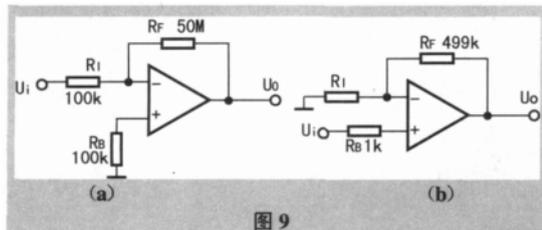


图9

时运放两输入端间除有极小的差模信号(例如  $U_{N^+}-U_{N^-}=5.00001\text{V}-4.99999\text{V}=20\mu\text{V}$ )外,还同时存在较大的共模电压  $(U_{N^+}+U_{N^-})/2=(5.00001\text{V}+4.99999\text{V})/2=5\text{V}$ 。集成运放虽有较高的共模抑制能力,但其共模放大倍数总是大于零的,因此多少总会带来一点误差,这是同相输入的缺点。但本例要求放大器有较高的输入电阻和较大的放大倍数,如采用反相输入形式,则  $R_i$  和  $R_f$  至少要取到  $100\text{k}\Omega$  和  $500\text{k}\Omega$ 。而在运放电路中,通常不希望使用这么大的电阻,因为哪怕是微扰的干扰电流(如随温度而漂移的失调电流)流经大的电阻,也会形成较大的干扰电压,并影响整个电路的工作精度。因此,本例还是以取同相输入形式为好。

第二个常引起初学者困惑的问题是:取  $R_i=1\text{k}\Omega$ 、 $R_f=499\text{k}\Omega$  或是  $R_i=1\Omega$ 、 $R_f=499\Omega$ ;  $R_i=100\text{k}\Omega$ 、 $R_f=499\text{k}\Omega$  都能保证放大倍数  $A_u=500$ 。那么  $R_i$  和  $R_f$  是取大一些、还是小一些好呢?

前面我们已经分析了  $R_i$ 、 $R_f$  过大可能会带来较大的电流漂移干扰,那么  $R_i$ 、 $R_f$  是不是越小越好呢?答案也是否定的。从减小偏置电流、失调电流及其漂移所造成的误差来看,  $R_i$ 、 $R_f$  取小些好。但在电路中  $R_i$ 、 $R_f$  同时也是放大器的负载,当输出电压不为零时,运放输出端除向负载提供电流外,也同时向  $R_f$  支路提供电流。例如,若取  $R_i+R_f=500\Omega$ , 则当输出电压  $U_o=10\text{V}$  时,就将有  $20\text{mA}$  的电流自运放流入  $R_f$ 、 $R_i$ , 而集成运放的最大输出电流通常只有  $\pm 10\text{mA}$  左右。过重的负载不仅会使运放提前进入饱和,输出动态范围减小,还可能使管耗增大、发热,甚至造成器件的损坏。因此  $R_i$  和  $R_f$  的阻值既不宜过大,也不宜过小。在适当的阻值范围内,  $R_i$ 、 $R_f$  取大一些、小一些均无所谓,只要其比例关系符合要求,例

如取  $100\Omega$ 、 $49.9k\Omega$ 、 $1k\Omega$ 、 $499k\Omega$  等均可。

第三个需要解决的问题是：应如何选取  $R_1$ 、 $R_F$ 、 $R_B$  的精度等级。在对放大倍数要求不严格的应用场合，如一般音响电路的前置放大级，选取一级精度（±5%）已足够用，甚至  $49.9k\Omega$  的电阻亦可用  $51k\Omega$  标称阻值代替。如果对放大倍数要求极严，例如要求  $A_u$  的精度为 ±1%，则  $R_1$ 、 $R_F$  至少应选 ±0.5% 的精度才能保证  $A_u$  的精度要求。而且要查阅 0.5% 精度系列标称值是否有你所需的计算阻值，如  $100\Omega$ 、 $49.9k\Omega$ 。如没有，可在保证比例关系的基础上适当增大或减小  $R_1$ 、 $R_F$  的阻值，直至找出合适的标称系列值，或在相近阻值电阻中用欧姆表挑选合适的阻值使用。

高精度电阻的温度系数也较小，通常在  $100ppm/^\circ C$ （ppm 表示某个数值的百万分之一，即  $10^{-6}$ ）以下，这种电阻在温度每变化一度时，其阻值的相对变化量小于其实际值的万分之一（ $100 \times 10^{-6} = 10^{-4}$ ）。选用低温系数电阻可以减小放大器因温度变化而产生的输出漂移。

比例器的基本电路虽然只有反相、同相输入两种，但只要电路设计上稍加变化，就可以派生出千千万万各具特色的电路来，这也是通用运放应用的巧妙和极具魅力之处。

〔例 2〕假设需要一个增益为 500，输入电阻  $\geq 100k\Omega$  的直流放大器，且要求输入、输出反相（输入电压为正值时，输出电压为负）。这里当然应该取反相输入方式。那么，如何解决反馈电阻高达  $50M\Omega$  的问题呢？大家不妨看看图 10 所示电路。它巧妙地解决了这个难题。

图 10 电路中反馈电阻  $R_F$  接至输出端  $R_1$ 、 $R_2$  分压器中点 A，分压比  $R_1 / (R_1 + R_2) = 1 / 500$ ，且有

$R_1 \ll R_F$ 。由“虚短”、“虚断”不难分析出  $I_1 = U_i / 100k\Omega = I_F$ ，并有  $U_A = -U_i$ 。由 A 点可列出节点电流方程  $I_1 + I_F = I_2$  及  $I_1 = (0 - U_A) / R_1 = U_i / 100\Omega$ ，故  $I_2 = (U_i / 100\Omega) + (U_i / 100k\Omega) \approx U_i / 100\Omega$ 。

由此可求出  $U_o = U_A - I_2 R_2 = -U_i (U_i / 100\Omega) 49.9k\Omega = -500U_i$ ，即图 10 电路的放大倍数  $A_u \approx -(R_F / R_i)(R_1 + R_2) / R_1$ ，在图示参数下  $A_u \approx -500$ 。计算中略去  $I_F$  虽会造成误差，但因  $R_F \gg R_1$ ， $I_F$  在本例中仅为  $I_1$  的千分之一，故这种近似通常是能容许的。若不想略去  $I_F$ ，也可计算出精确的  $R_1$ 、 $R_2$  分压值，并通过可变电阻精确调出所需的增益。

此例中如需输出、输入同相，可采用同相输入方式如图 11 所示。读者不妨自行推导其电压放大倍数表达式，并分析图 11(a)、(b) 电路的优缺点。如果让你选择的话，你更喜欢哪一个，为什么？

在前面所举例子中，输入信号都是单端对地的信号。而实际应用中常常会碰到来自电桥的差动信号，如各种硅压阻式压力传感器、各种热敏电阻组成的测温电桥等，示意图如图 12 所示。这种信号源的特点是：它有两个都不接地的输出端，当电桥平衡，即无信号时，有  $U_A = U_B \neq 0$ ；而当压力或温度变化时，电桥不平衡，使  $U_A \neq U_B$ ，这里真正有用的信号是  $U_A$  和  $U_B$  之间的微小差值，即  $U_i = U_A - U_B$ ，称为差模信号，我们又常把  $U_A$  和  $U_B$  的平均值，即  $U_{CM} = (U_A + U_B) / 2$  称为共模信号。例如大量使用的硅压阻式压力传感器的共模电压一般为 3~5V，而差模信号  $U_i$  只有 10~150mV，我们希望放大器只放大有用的微弱差模信号、又能抑制很大的无用共模信号。图 9、图 10 所示电路对此无能为力，而图 13 所示电路就非常巧妙地解决了这个问题。

〔例 3〕已知压力传感器在零信号时有

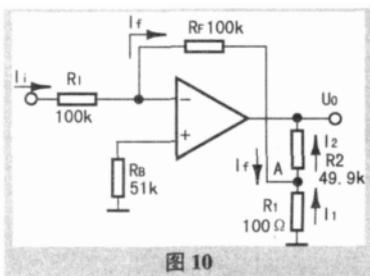


图 10

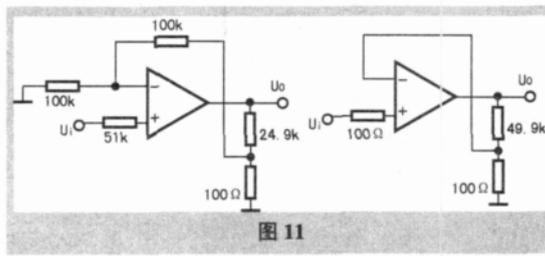


图 11

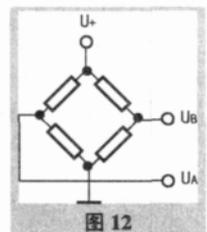


图 12

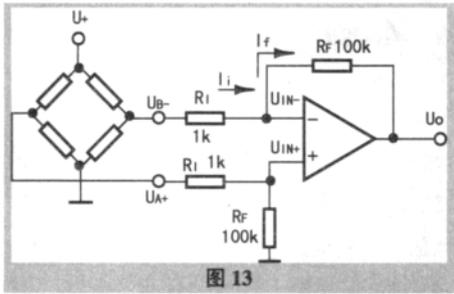


图 13

$U_A=U_B=4V$ , 在最大压力时有  $U_A-U_B=100mV$ 。希望放大器在压力为零时输出  $U_o=0$ ; 最大压力时输出  $U_o=+10V$ 。即要求放大器:

(1) 对共模信号  $U_{CM}=(U_A+U_B)/2=4V$  不放大, 即共模放大倍数  $A_{u_{CM}}=0$ ;

(2) 对差模信号放大 100 倍, 即差模增益  $A_{u_{CD}}=U_o/U_i=10V/100mV=100$ , 图 5 所示电路只要取  $R_f/R_i=100$  即可实现上述要求。

当  $U_A=U_B=4V$  时, 由同相端“虚断”、可求出  $U_{IN+}=U_A R_f / (R_i + R_f) = 400V / 101$ ; 由“虚短”、可得  $U_{IN-} = U_{IN+} = 400V / 101$ 。

由反相端“虚断”, 可求出  $I_f = (U_B - U_{IN-}) / R_f = [4V - (400V / 101)] / 1k\Omega = 4V / 101k\Omega = (4 / 101)mA$ 。

因  $I_f = I_i$ , 故有  $U_o = U_{IN-} - I_f R_f = (400 / 101)V - (4 / 101)mA \times 100k\Omega = 0$ 。说明共模放大倍数  $A_{u_{CM}} = 0 / 4V = 0$ 。

当压力最大并有 100mV 差模信号时, 有  $U_A=4.05V$ 、 $U_B=3.95V$ , 它包含 4V 的共模信号和 100mV 的差模信号。同样计算可得:

$$U_{IN+} = \frac{100}{101} \cdot 4.05V = U_{IN-}$$

$$I_f = \frac{3.95V - \frac{100}{101} \cdot 4.05V}{1k\Omega} = -\frac{6.05}{101} mA = I_i$$

式中负号说明此时  $I_i$ 、 $I_f$  的实际流向已与图 5 所示相反。

$$U_o = U_{IN-} - I_f R_f = \frac{100}{101} \cdot 4.05V - (-\frac{6.05}{101}) mA \times$$

$$100k = \frac{405}{101} V + \frac{605}{101} V = 10V$$

以上计算说明图 13 电路在放大差模信号的同时抑制了共模信号。上述结论的推出, 是图 13 电路在“理想”的(即两只  $R_i$ 、两只  $R_f$  都绝对相等, 运算放大器也是“理想”器件, 具有真正的“虚短”、“虚

断”特性)条件下得到的。而通过实际测试就会发现, 放大器对共模信号的抑制能力并不是完美无缺的。在差模信号为零、仅仅改变共模信号时, 放大器的输出电压并不总是为零, 而是随  $U_{CM}$  的变化而变化。这说明实际放大器对共模信号也有一定的放大能力, 即  $A_{u_{CM}} \neq 0$ 。我们通常就将该放大器对有用差模信号的放大倍数  $A_{u_D}$  与对无用共模信号放大倍数  $A_{u_{CM}}$  的比值称为共模抑制比(CMRR), 用来衡量这种放大器的优势。对图 13 所示电路, 若要提高其共模抑制能力, 除应选用高共模抑制比的集成运放外, 选用严格对称的电阻是非常重要的。通常应选用高精度电阻, 必要时可采用挑选配对的办法以提高电阻的匹配精度。

图 13 所示电路的另一个缺点是它的差模输入电阻  $r_i = 2R_i$  只有  $2k\Omega$  (增大  $R_i$  虽能提高输入电阻, 但随之增大的  $R_f$  也是我们所不希望的), 而一般的电桥式传感器均有一定的内阻, 且其内阻会随环境温度而变。例如硅压阻式压力传感器的电桥内阻约  $5 \sim 10k\Omega$ , 并有约  $0.22\% / ^\circ C$  的温度系数, 如果与其接口的放大器输入电阻过小, 对传感器的工作是极为不利的, 这是因为:

(1) 任何传感器都希望只输出电压信号, 而不希望放大器向它索取电流。因为信号电流流过传感器对传感器的工作将造成电、磁、热等的干扰, 并影响传感器的线性度、迟滞和温漂, 因此都希望与之连接的放大器具有尽可能高的输入电阻。

(2) 假定信号源的内阻为  $8k\Omega$ , 如图 14 所示。由“虚短”有  $U_{IN+} = U_{IN-}$ , 则信号输入回路总电阻为  $8k\Omega + 1k\Omega + 1k\Omega = 10k\Omega$ , 100mV 的信号将产生  $10\mu A$  信号电流, 并在内阻上造成 80mV 的压降, 而真正送到放大器输入端的差模信号  $U_i$  只剩下 20mV, 即有 80% 的信号被信号源内阻“吃”掉了。若放大器的内阻趋于无穷大, 使信号电流趋于零, 不仅

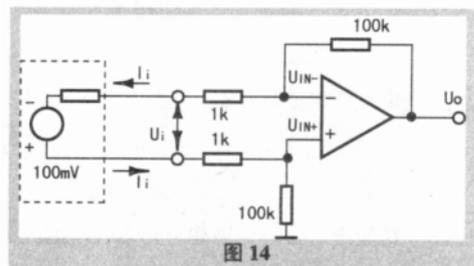


图 14

对传感器干扰小,且 100mV 信号可全部作为  $U_i$  送入放大器。

(3) 若输入电阻小的影响仅仅是信号被衰减倒不可怕,只要相应提高放大器的增益即可补偿过来。讨厌的是在压力不变、传感器信号源电势 100mV 不变的情况下,仅仅温度变化致使传感器内阻变化时,由图 14 可看出放大器输入端电压  $U_i$  将随温度变化,并造成电路的温漂而大大降低了系统的精度。

综上所述,具有高输入阻抗的差动放大器才是我们更感兴趣的。图 15 所示由三个集成运放组成的放大器就是具有这种特点的电路。

运放 A、B 组成差动输入、差动输出的第一级放大器。A、B 均采用同相输入方式。由于“虚断”故有极高的输入电阻(可认为近似等于无穷大)。

由“虚断”及“虚短”可看出  $R_1$  两端压降即为输

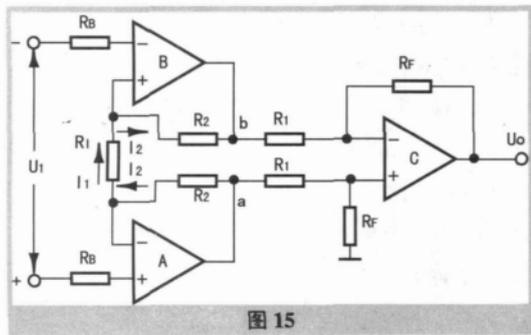


图 15

(上接 66 页)

是单独使用输出电流(或电压)很小,需要加放大电路。适用于通信及光电控制等电路。

光电二极管的检测可用万用表  $R \times 1K$  挡,避光测正向电阻应  $10 \sim 200 k\Omega$ ,反向应  $\infty$ ,去掉遮光物后向右偏转角越大,灵敏度越高。

(2) 光电三极管:教材阅读材料中将光电三极管视为一个光电二极管和一个三极管的组合元件,由于具有放大功能,所以其暗电流、光电流和光电灵敏度比光电二极管要高得多,但结构的原因使结电容加大,响应特性变坏。广泛应用于低频的光电控制电路。

图 3 是光电三极管的结构与基本电路图 (a)是

入电压  $U_i$ ,并有  $I_1=U_i/R_{i0}$ 。再由“虚断”及节点电流定律有  $I_2=I_1$ ,据此可求出第一级差动放大器输出电压  $U_{ab}=I_1(R_2+R_1+R_2)=U_i(R_1+2R_2)/R_1$ ;及差动放大倍数  $A_{u1}=U_{ab}/U_i=(R_1+2R_2)/R_1$ 。

第一级差放输出信号  $U_{ab}$  再送入与图 13 相同的第二级差放电路,且  $U_o=U_{ab} \times R_f/R_{i0}$ 。这种由三个运放组成的电路因大量应用于仪表测量系统,故常称之为“仪表放大器”或“仪用放大器”,其增益  $A_u=(\frac{R_1+2R_2}{R_1})R_f/R_{i0}$ 。这种电路主要靠第二级差放电路抑制共模信号。因为在差动信号  $U_i=0$  而具有共模信号时,由“虚短”、“虚断”可推出第一级差放输出端 a、b 将与输入端等电位,即共模信号将 1:1 地送到 a、b 端。因此设计这种电路时应遵循如下原则:

运放 C 应选用高共模抑制比( $K_{CMR}$ )的运放。

运放 A、B 的参数(主要指失调电压  $U_{i0}$ 、失调电流  $I_{i0}$ 、及其漂移  $\alpha_{U_{i0}}$ 、 $\alpha_{I_{i0}}$ )应尽可能对称。

所有匹配电阻阻值和温度系数应尽可能相等。

所需的电压增益应尽量由第一级差放承担,以提高仪表放大器的共模抑制比。

掌握了集成运放电路的基本分析和计算方法,再根据应用电路的具体要求,就可以灵活地选择不同输入方式和不同结构的电路,并计算出所需电阻的阻值及精度要求。(未完待续)

光电三极管的结构图,与普通三极管一样具有两个 PN 结,但大多数光电三极管的基极无引线。图 3(b)是光电三极管的表示符号。图 3(c)是基本电路,根据基本电路,我们也可以从另外一个角度理解光电三极管的工作原理,即当有光照射时光电三极管的 c、e 之间电阻变小(相当导通),使集电极电流增加。无光照射时,处于截止状态 c、e 之间电阻变大。

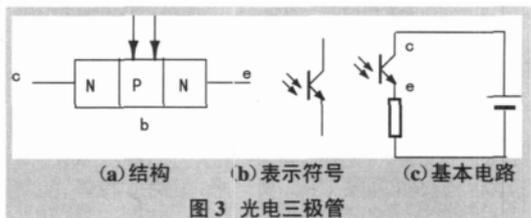


图 3 光电三极管