

11.1 运放使用中输入端的直流通路

11.1.1 为什么运放输入端需要直流通路

运算放大器输入级也是由 FET 或 BJT 构成的，同样需要合适的静态工作点才能正常工作。例如，在图 11.1.1 所示的 741 输入级中，两个输入端是 2 号和 3 号引脚，它们分别是 T_1 和 T_2 的基极。显然，如果 T_1 或 T_2 的基极没有直流通路，将使基极静态偏置电流 $I_{BQ} = 0$ ，后续的 BJT 也将无合适的静态偏置，集成运放也就无法正常工作了。所以运放的两个输入端（2、3 号引脚）到地之间一定要有直流通路，才能保证 T_1 和 T_2 的基极有合适的静态偏置电流，运放才能正常工作。对于 MOSFET 输入级的运算放大器，也有同样的要求。尽管 MOSFET 的栅极是绝缘的，几乎不需要电流，但静态的栅源电压 V_{GSQ} 是必须的。如果输入端没有直流通路，输入级的 MOSFET 也就无法获得合适的 V_{GSQ} 了。

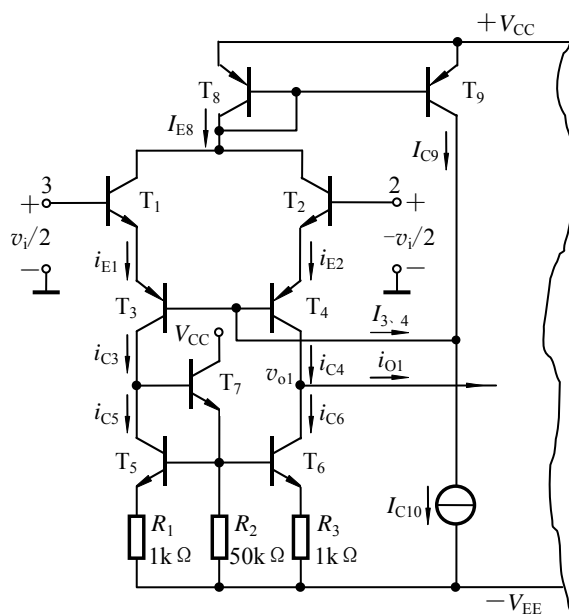


图 11.1.1 741 的输入级

运算放大器构成直接耦合放大电路时，不会出现输入端无直流通路的现象。只有在阻容耦合的交流放大电路应用中，才需要特别注意运算放大器输入端直流通路问题。例如，在图 11.1.2 所示的交流同相放大电路中，运放的同相输入端没有直流通路，741 不能正常工作。最简单的修改方法是在同相输入端到地之间接入一个电阻 R_2 如图 b 所示。

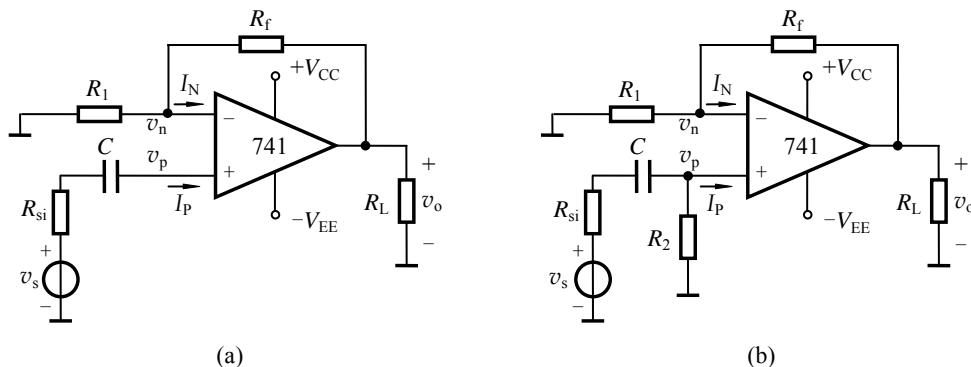


图 11.1.2 交流同相放大电路

(a) 不能正常工作的电路 (b) 修改后的电路

这里可能会产生一个困惑：既然运放的输入端有不为零的静态偏置电流，那么虚断是否还能成立？实际上，一方面，输入端的静态偏置电流相对于信号在其它支路中产生的电流来说是非常小的；另一方面，根据前续章节关于放大电路静态和动态的概念，此处从信号放大的动态电流来看，在运放两个输入端的动态电流要远小于静态偏置电流。所以，在分析信号放大时，虚断仍然是成立的。

11.1.2 交流放大电路构成

1. 交流反相放大电路

交流反相放大电路实现较为简单，只要在输入和输出端串入合适的电容即可，如图 11.1.3 所示。运放的同相输入端有直流通路（电阻 R_2 的作用将在 11.3.2 节介绍），反相输入端是通过电阻 R_f 连到输出端，再经过运放内部直流通路接到地的。对于交流来说，两个电容器相当于短路，电压增益与无电容时完全相同。实际上，如果运放采用对称的双电源供电，则静态时输出为零（假设运放无零点漂移），即使没有 C_2 ，负载 R_L 上也不会有直流电压。

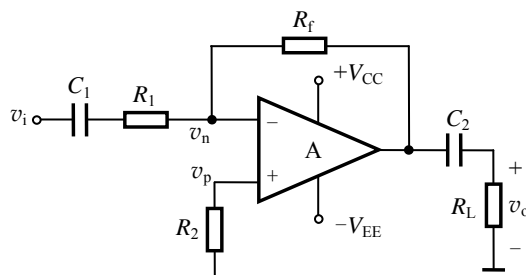


图 11.1.3 交流反相放大电路

2. 交流同相放大电路

图 11.1.2b 所示电路实际上就是交流同相放大电路。其电压增益为

$$A = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (11.1.1)$$

由上一节和第 6.4.1 节已知，实际运放都存在输入静态偏置电流、输入失调电压和失调电流。为了尽可能减小它们的影响（它们的影响在 11.3.2 节介绍），往往在 R_1 支路中串入一个电容 C_2 ，如图 11.1.4a 所示。 C_2 对直流相当于开路，所以该电路对直流来说相当于电压跟随器，增益只有 1 倍，从而将输入静态偏置电流、输入失调电压和失调电流的影响降至最低。而交流增益仍由式 (11.1.1) 决定。

由第 2 章已知，同相放大电路与反相放大电路相比，最突出的优点是输入电阻几乎为无穷大。但在图 11.1.4a 中为了提供同相输入端的直流通路，接入了电阻 R_2 ，致使同相放大电路的输入电阻大为减小，为了能继续保持同相放大电路输入电阻大的优点，可采用图 11.1.4b 所示的高输入阻抗交流同相放大电路。电路在交流时，有 $v_a \approx v_n \approx v_p$ ，即 R_2 上的交流压差约为 0V，意味着 R_2 中几乎无电流流过， v_i 端口的交流电流几乎为 0，等效输入电阻大大提高。由于电容 C_2 的作用使 R_2 上端的电压紧跟 v_i ，所以该电路也常称为自举式交流同相放大电路。

同时注意到， R_1 和 R_2 串联为运放同相输入端提供了直流通路。由于采用对称的双电源供电，所以省去了输出端的隔直电容。

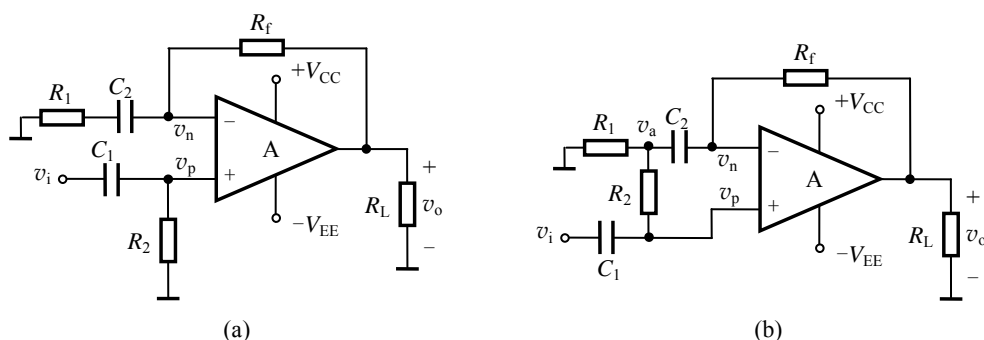


图 11.1.4 交流同相放大电路

(a) 直流增益只有 1 倍的交流放大电路 (b) 高输入阻抗交流放大电路

例 11.1.1 某同学设计的两级音频放大原理电路如图 11.1.5a 所示，电路能正常工作吗？如果不能，如何用最简单的方法改进？

解：由于 A_2 的同相输入端没有直流通路，所以电路不能正常工作。最简单的改进方法是在 A_2 同相输入端到地之间接入一个电阻 R_6 ，如图 b 所示。

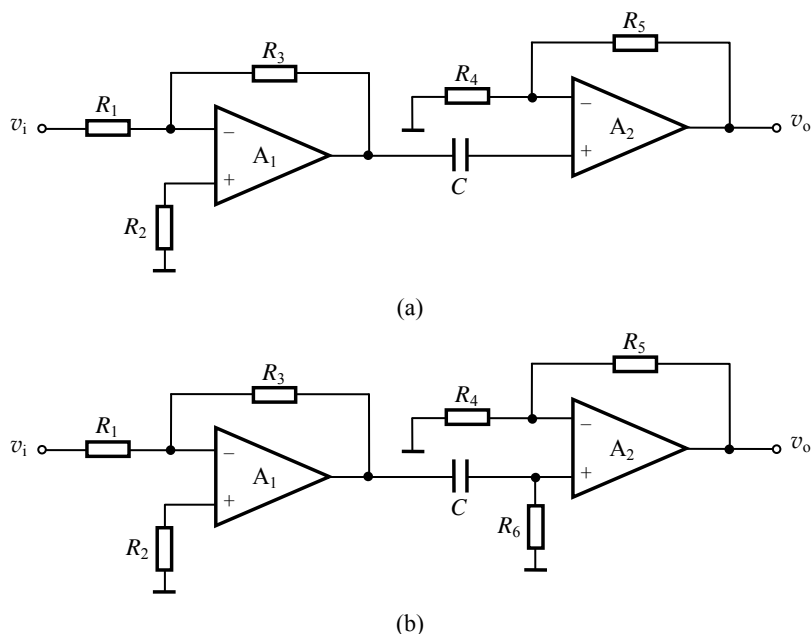


图 11.1.5 例 11.1.1 的电路及解答

(a) 原电路 (b) 改进电路

11.2 运放在单电源下工作

11.2.1 运放单电源工作时需要解决的问题

由图 2.1.1c 和 6.3 节运放内部电路所示，运算放大器有两个工作电源输入端，为运放内部电路提供对“地”来说一正一负的工作电压，以使输入电压为 0V 时输出电压也为 0V。输入输出电压即便是相对于地而言的，但运算放大器并没有接地端。

迄今为止，我们在使用运放时都为它提供的是正负对称的工作电压（如 $\pm 15V$ ），如图 11.2.1a 所示。一般运算放大器的输出电压摆幅要小于工作电压 1~2V。因为运算放大器没有接地端，所以当将两个工作电压加在一起，如图 11.2.1b 所示时，运放本身并不会感知这个变化，也就是说，它可以在非对称的单电源下工作。当然，此时输入电压和输出电压的基准线不再是 0V，而是向正电压方向移动了 15V。因此静态时，输出电压应设定在 15V 上。

运放在单电源下工作的放大电路要比对称的双电源工作方式的电路复杂些，但它更便于与数字电路联合使用。

由图 11.2.1b 可知，运放单电源工作时，关键是将输出端的静态电压设置为电源电压的一半。而且在接入信号后，也不能影响输出的静态电压。这样，输入信号的正、负半周使输出电压在 15V 的基础上上、下波动，其波动范围（摆幅）是 2V~28V

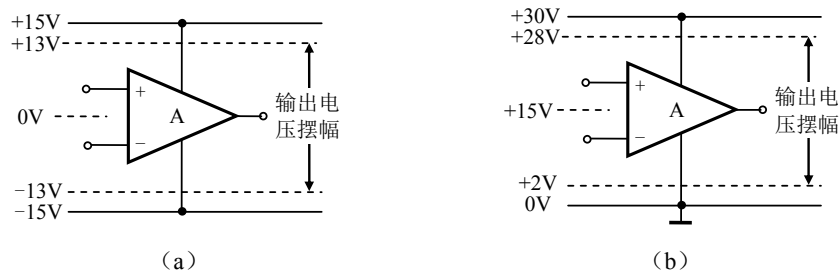


图 11.2.1 工作电压对输出电压摆幅的影响

(a) 对称的双电源工作

(b) 非对称的单电源工作

11.2.2 单电源阻容耦合放大电路

1. 反相放大电路

单电源工作运放的最简单偏置方式如图 11.2.2 所示。运放构成电压跟随器，由于 $V_P = V_{CC}/2$ ，所以静态输出电压 $V_{OQ} = V_P = V_{CC}/2$ ，满足单电源工作要求。

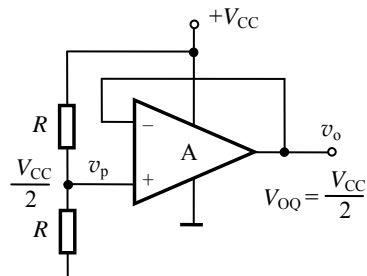


图 11.2.2 设置输出静态电压

接下来要解决信号输入输出问题，以及设计一定的放大倍数。图 11.2.3a 所示为阻容耦合单电源反相放大电路。 C_1 和 C_2 为隔直电容，避免信号源和负载接入影响单电源工作运放的静态工作点。显然，电路只能放大交流信号。设 C_1 和 C_2 的容量足够大，在交流情况下， C_1 和 C_2 看作短路，直流电压源短路（接地），得到其交流通路如图 b 所示。可见，它是典型的反相放大电路，其电压增益为 $A_v = v_o/v_i = -R_f/R_1$ 。两个 R 并联的阻值应尽量接近 R_f 的阻值（见 11.3.2 节）。

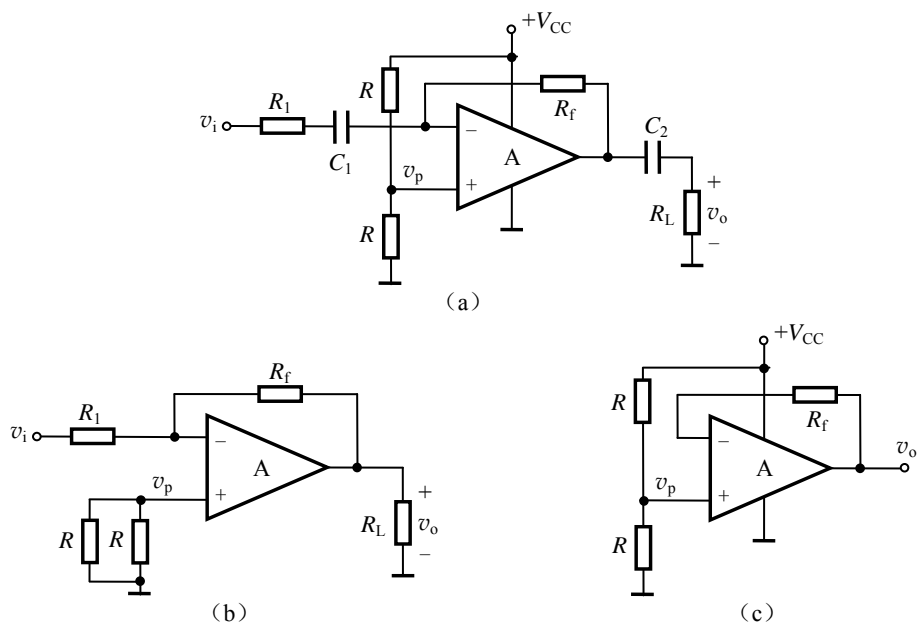


图 11.2.3 单电源阻容耦合反相放大电路

(a) 原理电路

(b) 交流通路

(c) 直流通路

当 C_1 和 C_2 开路时便得到直流通路，如图 c 所示。与图 11.2.2 相比，图 11.2.3c 直流通路仅多了一个反馈电阻 R_f ，根据虚断概念， R_f 中没有电流，所以此放大电路对 v_p 来说仍是电压跟随器，输出静态电压的设置与图 11.2.2 电路完全相同。

2. 同相放大电路

如果将图 11.2.3a 所示电路的输入信号通过隔直电容 C_3 接到同相输入端，并将 R_1 左侧接地，则得到单电源阻容耦合同相放大电路如图 11.2.4a 所示。该电路的直流通路与图 11.2.3c 完全相同，交流通路如图 11.2.4b 所示。显然，它是典型的同相放大电路，其电压增益为 $A_v = v_o/v_i = 1 + R_f/R_1$ 。需要注意，由于电阻 R 的存在，原本同相放大电路输入电阻无穷大的特点已完全丧失。

实际上可以采用与图 11.1.4b 所示电路类似的自举方式，提高电路的输入电阻。改进后的电路如图 11.2.5a 所示，图 b 是它的交流通路（电容短路，电源接地）。根据虚短和虚断，可得交流电压增益为

$$A = 1 + \frac{R_f}{R_1/2} \quad (11.2.1)$$

当电容开路时便得到图 11.2.5c 的直流通路。由虚断可知， R_2 中无电流流过，所以 a 点电压是两个 R_1 电阻对 $+V_{CC}$ 的分压，且有 $V_{OQ} = V_p = V_a = V_{CC}/2$ 。

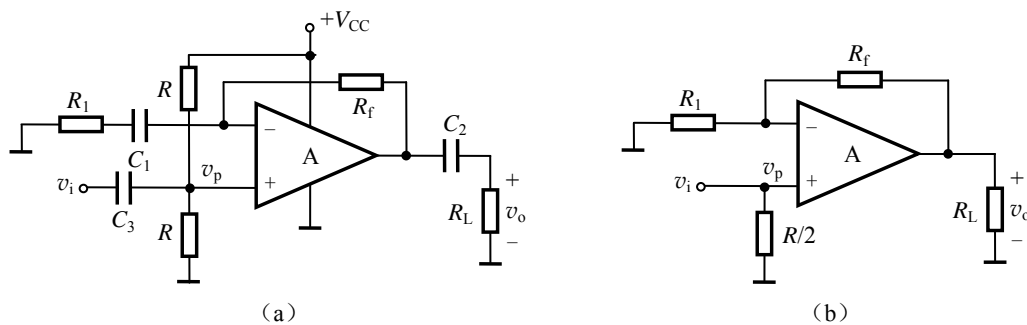


图 11.2.4 单电源阻容耦合同相放大电路

(a) 原理电路 (b) 交流通路

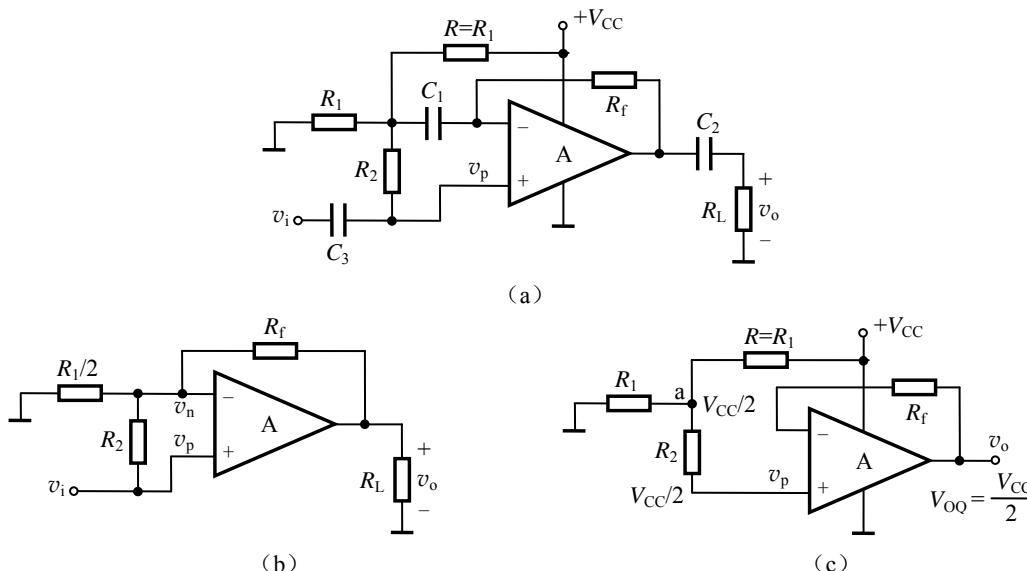


图 11.2.5 高输入阻抗单电源阻容耦合同相放大电路

(a) 原理电路 (b) 交流通路 (b) 直流通路

另外需要注意，在图 11.2.4a 和图 11.2.5a 的同相放大电路中， C_3 必不可少，否则 v_i 的接入将影响 v_p 的直流电压，从而影响输出的静态电压。

11.2.3 单电源直接耦合放大电路

直接耦合是运算放大器的突出优点，在上一节中，为了避免信号源和负载对单电源工作的运放静态输出电压造成影响，都在输入端和输出端都加入了隔直电容。同时，为了使直流和交流有不同的增益，在运放反相输入端到地的支路上也串入了隔直电容。所以上述电路无法放大频率很低的、甚至直流的信号。

1. 反相放大电路

实际上，单电源工作的运算放大器也可以构成直接耦合放大电路，如图 11.2.6 所示。该电路为反相放大电路。由于不像双电源工作那样 $v_p = 0V$ ，而是有一个直流偏置电压，所以利用叠加原理，可求出输出电压为

$$v_o = (1 + \frac{R_f}{R_1})v_p - \frac{R_f}{R_1}v_i \quad (11.2.2)$$

当 $v_i = 0V$ 时，需要使 $v_o = V_{CC}/2$ ，所以

$$\frac{V_{CC}}{2} = (1 + \frac{R_f}{R_1})v_p \quad (11.2.3)$$

而 R_2 和 R_3 分压有

$$v_p = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot V_{CC} \quad (11.2.4)$$

由式 (11.2.3) 和式 (11.2.4) 可得电阻应满足如下关系：

$$\frac{R_2}{R_2 + R_3} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_f} \quad (11.2.5)$$

将式 (11.2.5) 和式 (11.2.4) 代入式 (11.2.2) 得

$$v_o = (1 + \frac{R_f}{R_1})(\frac{1}{2} \frac{R_f}{R_1 + R_f} V_{CC}) - \frac{R_f}{R_1}v_i = \frac{1}{2}V_{CC} - \frac{R_f}{R_1}v_i \quad (11.2.6)$$

当 v_i 为正弦波时， v_o 以 $V_{CC}/2$ 为基准上下波动。由式 (11.2.6) 可得对输入电压 v_i 的动态增益为

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_f}{R_1} \quad (11.2.7)$$

由于放大电路的输出电阻很小，所以接负载时不会影响静态输出电压，但负载中将含有直流分量。

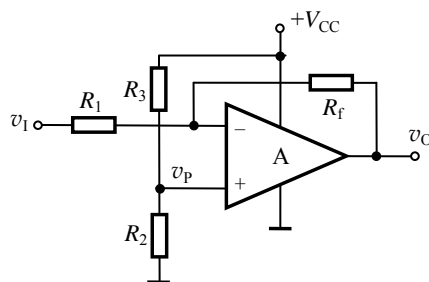


图 11.2.6 单电源直接耦合反相放大电路

如果 v_i 不是正负对称的电压波形，它仅在正电源范围变化，且设 V_I 是 v_i 变化范围的中点电压，那么，电路输入输出电压的对应关系应满足：当 $v_i = V_I$ 时，有 $v_o = V_{CC}/2$ 。将它们代入式 (11.2.2) 得

$$\frac{V_{CC}}{2} = (1 + \frac{R_f}{R_1})v_p - \frac{R_f}{R_1}V_I \quad (11.2.8)$$

将式 (11.2.4) 代入式 (11.2.8) 可得电阻应满足如下关系：

$$\left(\frac{1}{2} - \frac{R_1 + R_f}{R_1} \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) V_{CC} = -\frac{R_f}{R_1}V_I \quad (11.2.9)$$

2. 同相放大电路

一种单电源直接耦合同相放大电路如图 11.2.7 所示。由于输入信号采用直接耦合方式接入运放的同相输入端，如果仍然采用图 11.2.6 的方式提供静态输出电压，则电阻的关系将比较复杂，也不方便调整增益，而图 11.2.7 的电路则是一种较好形式。

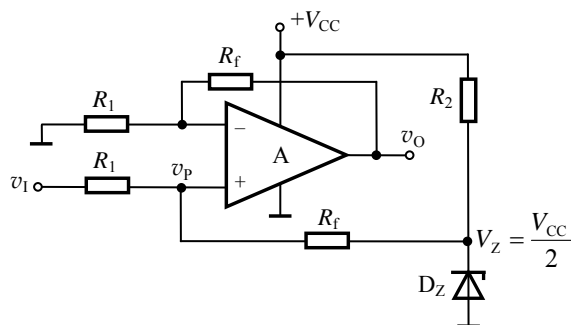


图 11.2.7 单电源直接耦合同相放大电路

该电路使用了一个齐纳二极管，提供一个稳定的直流电压 $V_Z = V_{CC}/2$ 。根据虚短、虚断和叠加原理，有

$$v_p = \frac{R_f}{R_1 + R_f} v_i + \frac{R_1}{R_1 + R_f} V_Z \quad (11.2.10)$$

而

$$v_o = (1 + \frac{R_f}{R_1}) v_p \quad (11.2.11)$$

所以

$$v_o = (1 + \frac{R_f}{R_1}) (\frac{R_f}{R_1 + R_f} v_i + \frac{R_1}{R_1 + R_f} V_Z) = \frac{R_f}{R_1} v_i + V_Z = \frac{R_f}{R_1} v_i + \frac{V_{CC}}{2} \quad (11.2.12)$$

显然，当 $v_i = 0V$ 时， $v_o = V_{CC}/2$ ，满足单电源工作时静态输出电压为二分之一电源电压的要求。由式 (11.2.12) 可得对输入电压 v_i 的动态增益为

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_f}{R_1} \quad (11.2.13)$$

由此看出，比一般同相放大电路少了加 1，增益关系很简单。当然，该同相放大电路的输入电阻不大，等于 R_1 和 R_f 的串联。

如果 v_i 不是正负对称的电压波形，它仅在正电源范围变化，且设 V_I 是 v_i 变化范围的中点电压，那么，电路输入输出电压的对应关系应满足：当 $v_i = V_I$ 时，有 $v_o = V_{CC}/2$ 。将它们代入式 (11.2.12) 可得 V_Z 电压：

$$V_Z = \frac{V_{CC}}{2} - \frac{R_f}{R_1} V_I \quad (11.2.14)$$

还有一种情况，就是 v_i 在正电源范围内变化，且要求 $v_i = 0V$ 时，有 $v_o \approx 0V$ 。此时只能用同相放大电路实现，并且要求运放的输出端与负电源端之间的饱和压降几乎为零。满足这种要求的有专为单电源工作设计的运算放大器，如 LM324、TLC084、TLC274 等。也可以采用 11.3.3 节介绍的具有轨到轨输入/输出特性的运算放大器。

例 11.2.1 单电源工作的电压跟随器如图 11.2.8 所示。问 (1) v_i 在正电压还是负电压时 v_o 才能正常跟随？(2) 输出电压的最大跟随范围受什么因素影响？(3) 如果要求 $v_i = 0V$ 时 v_o 也能跟随，对运放的什么指标有怎样的要求？

解：(1) 因为是正电压单电源工作方式，所以 v_i 在正电压时 v_o 才能正常跟随。

- (2) 输出电压的最大跟随范围受运放最大输入电压范围和输出饱和压降的限制。
 (3) 要求运放输入电压范围的下限值能达到 0V，同时输出饱和压降也接近 0V。

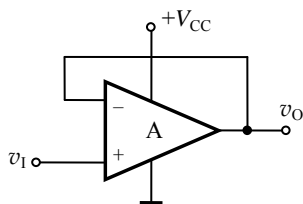


图 11.2.8 例 11.2.1 的电路

11.3 实际运放非理想参数带来的影响

由于集成运算放大器有许多近似理想的参数，所以之前讨论其应用电路时，都将它看作理想器件。但实际运算放大器终究不是理想的，在某些应用场合，它的一些非理想参数会带来较严重的影响，本节介绍几种非理想参数的具体影响，以及如何尽量减小或消除这些影响。

11.3.1 失调电压、失调电流、偏置电流的影响

由 6.4 节已知，实际集成运放的输入失调电压 V_{IO} 、输入失调电流 I_{IO} 和输入偏置电流 I_{IB} 均不为零，它们会对运放的应用带来静态误差。下面讨论输出静态误差与这些量的关系。

1. 输出静态误差

在集成运放线性应用电路中，图 11.3.1a、b 所示的同相放大电路和反相放大电路是两种最基本的应用电路，其它很多应用电路都可以在此基础上拓展而来。当输入信号为零时，两个电路都相当于图 c 的形式，理想情况下此时输出 v_O 应为零，但实际上并非如此， V_{IO} 、 I_{IO} 和 I_{IB} 将使 $v_O \neq 0$ 。

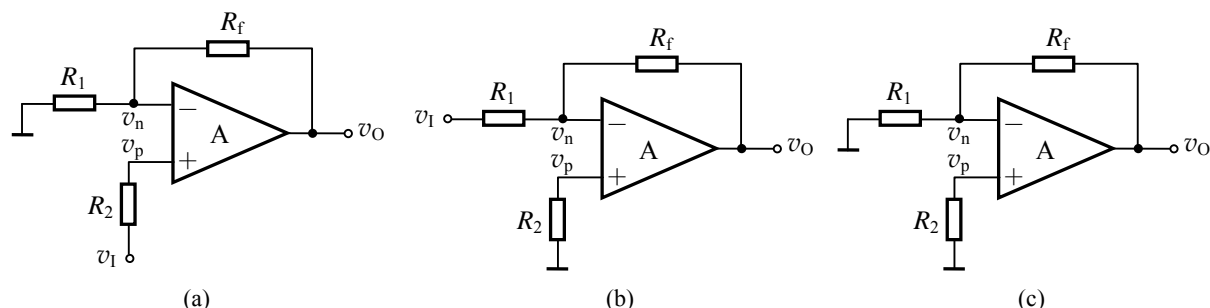


图 11.3.1 运放基本应用电路

(a) 同相放大电路 (b) 反相放大电路 (c) 输入信号为零时的电路

为便于分析，实际运放可等效为如图 11.3.2a 所示大三角符号中的电路，其中画出了输入失调电压 V_{IO} 、输入失调电流 I_{IO} 和输入偏置电流 I_{IB} 的作用。后面的小三角符号为理想运放，它的开环电压增益 A_{vo} 和输入电阻 r_i 均趋近于无限大，即在它的输入端可以应用虚短和虚断。利用戴维南定理、诺顿定理和叠加原理，可以将 V_{IO} 、 I_{IO} 、 I_{IB} 和 V_O 对小三角符号理想运放两输入端的作用等效为如图 11.3.2b 的形式。由于有虚短和虚断，可得同相输入端等效电压

$$V_p = -\left(I_{IB} - \frac{I_{IO}}{2}\right)R_2 \quad (11.3.1)$$

反相输入端等效电压

$$V_n = V_O \frac{R_1}{R_1 + R_f} - \left(I_{IB} + \frac{I_{IO}}{2}\right)(R_1 \parallel R_f) - V_{IO} \quad (11.3.2)$$

并且 $V_p \approx V_n$ ，所以由式 (11.3.1) 和 (11.3.2) 可求出由 V_{IO} 、 I_{IO} 和 I_{IB} 引起的输出误差电压为

$$V_O = (1 + R_f / R_1) \left[V_{IO} + I_{IB} (R_1 \parallel R_f - R_2) + \frac{1}{2} I_{IO} (R_1 \parallel R_f + R_2) \right] \quad (11.3.3)$$

2. 输出静态误差的消除方法

观察式 (11.3.3) 发现, 当取 $R_2 = R_1 \parallel R_f$ 时, 由输入偏置电流 I_{IB} 引起的误差电压可以消除, 此时式 (11.3.3) 可简化为

$$V_O = (1 + R_f / R_1) (V_{IO} + I_{IO} R_2), \quad (11.3.4)$$

这就是为什么在很多实际运放应用电路中, 经常看到同相输入端不是直接接地, 而是通过电阻 R_2 接地的原因。要注意, R_2 的取值等于 R_1 和 R_f 并联的阻值。 R_2 有时也称为运放输入端的平衡电阻。在 11.1 节的图 11.1.3 所示电路中, R_2 的作用与此相同。

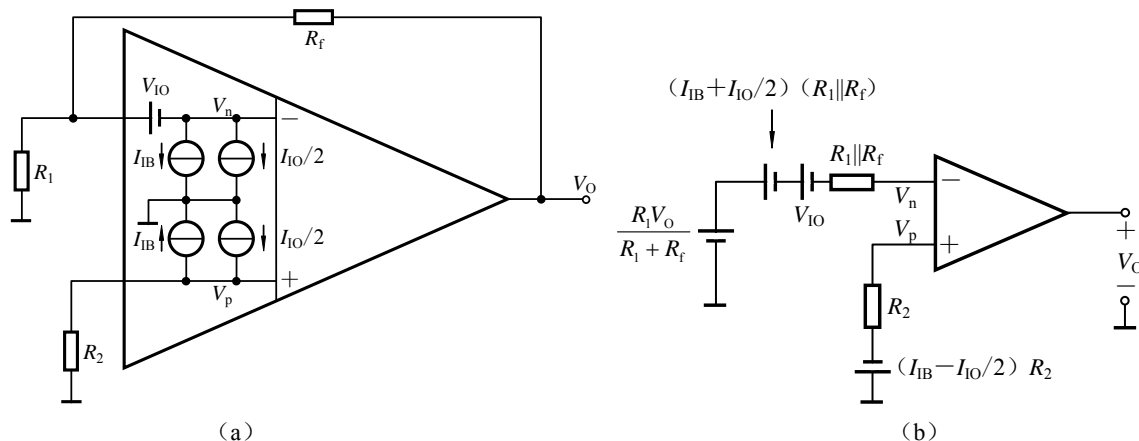


图 11.3.2 V_{IO} 和 I_{IO} 、 I_{IB} 的影响

(a) V_{IO} 和 I_{IO} 、 I_{IB} 不为零时实际运放的等效电路 (b) 两输入端的等效电压和等效电阻

在图 11.3.1a 所示电路中, 同相输入端电阻 R_2 的作用与图 b 反相放大电路中的电阻 R_2 是一样的, 都是用来克服输入偏置电流 I_{IB} 的影响的。不过稍有差别的是, 在同相放大电路中, 当信号源内阻 R_{si} 不为零时, R_2 的取值应满足 $R_{si} + R_2 = R_1 \parallel R_f$ 。这在之前所见同相放大电路中很少看到。

对于 11.2.2 节中的阻容耦合放大电路, 由于存在隔直电容, 所以输出静态误差不会反映到负载上。但是会影响静态输出电压的基准, 导致输出电压上下波动范围不对称, 严重时容易使输出波形顶部或底部出现非线性失真。因此在电阻参数设计时, 尽可能使运放两输入端电阻达到平衡。在图 11.2.3c 所示电路中, 将激励 $+V_{CC}$ 和 v_O 置零, 同相输入端到地的电阻是两个 R 并联, 而反相输入端到地的电阻只有 R_f , 所以要求运放输入端平衡电阻要求 $R_f = R/2$ 。而在图 11.2.5c 的电路中, 则要求 $R_f = R_1/2 + R_2$ 。

在图 11.2.6 所示的单电源直接耦合反相放大电路中, 为了克服输入偏置电流带来的影响, 电路中电阻除了要满足式 (11.2.5) 的关系外, 还应满足 $R_2 \parallel R_3 = R_1 \parallel R_f$ 。而图 11.2.7 所示电路中, 运放两输入端的电阻已处于平衡状态。

另外, 由式 (11.3.4) 可见, $(1 + R_f / R_1)$ 和 R_2 越大, V_{IO} 和 I_{IO} 引起的输出误差电压也越大。为尽可能减小这部分误差, 最简单的办法是选择 V_{IO} 和 I_{IO} 尽可能小的运放。也可在输入端增加一调零电路, 如图 11.3.3a 所示。通过调整电位器 R_p 将输出调为零。由于调零电路占用了一个输入端, 所以信号的输入方式受到一定限制。

有些集成运放设有专门的调零端, 只要简单地外接一个调零电位器, 就可以方便地调零。例如, 通过在运放 741 的 1 号、5 号引脚和负电源间接入调零电位器 R_p , 如图 11.3.3b 所示。在输入信号为零时, 调节 R_p 就可以将输出调为零。

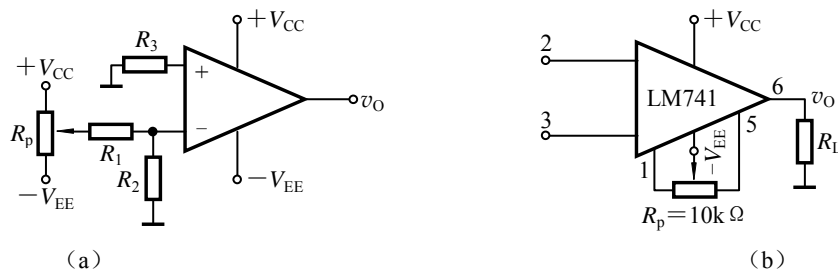


图 11.3.3 运放应用电路的输出调零

(a) 在输入端增加调零电路 (b) 利用集成运放的调零端

在对输出静态误差要求高的应用场合，首先考虑选用 V_{IO} 、 I_{IO} 和 I_{IB} 较小的运放，例如表 6.4.1 中的 OP-07A、ADA4528 和 OPA177A/E，并设计 $R_2 = R_1 \parallel R_f$ ，若仍无法满足静态误差要求，则才需要调零电路。

3. 对积分电路的影响

当用作积分运算时，用 $1/(sC)$ 代替 R_f ，如图 11.3.4a 所示，输出误差电压为

$$V_o(s) = [1 + 1/(sCR_1)] [V_{IO}(s) + I_{IO}(s)R_2]$$

在时域描述时，有

$$\begin{aligned} v_o(t) &= V_{IO}(t) + \frac{1}{R_1 C} \int V_{IO}(t) dt + I_{IO}(t)R_2 + \frac{1}{R_1 C} \int I_{IO}(t)R_2 dt \\ &= [V_{IO}(t) + I_{IO}(t)R_2] + \frac{1}{R_1 C} \left[\int V_{IO}(t) dt + \int I_{IO}(t)R_2 dt \right] \end{aligned} \quad (11.3.5)$$

由式 (11.3.5) 可以看出，积分时间常数 $\tau = R_1 C$ 越小或积分时间越长， V_{IO} 和 I_{IO} 引起的输出误差电压 $v_o(t)$ 越大。特别是在长时间不间断工作的积分电路中，这种影响是致命的，可能导致放大器进入饱和状态而无法正常工作。因此实际的积分电路中，常常在电容两端并联一个较大的电阻 R_f ，如图 11.3.4b 所示，以避免运放进入饱和状态。其原理可以由图 11.3.5 来简单说明。

当图 11.3.4a 的积分电路长时间不间断工作时，由于 V_{IO} 和 I_{IO} 是直流量，对电容 C 始终是一个方向充电，电容器上的电压不断增大，其终值就是 v_o 的饱和电压值。此时电容 C 停止充电，相当于开路，如图 11.3.5a 所示，运放已工作在开环状态， v_o 和 v_i 的线性积分运算，再也无法实现。

而对于并入电阻 R_f 后的图 11.3.4b 积分电路来说， V_{IO} 和 I_{IO} 对电容 C 充电完成时， C 相当于开路，如图 11.3.5b 所示。显然，此时电路为反相放大电路，只要适当选取 R_f 的阻值，运放就仍然工作线性区，可正常实现 v_o 和 v_i 的积分运算。

两种情况下， V_{IO} 和 I_{IO} 对电容 C 的充电过程都可看作是 C 的暂态，充电结束时达到稳态。以上分析是根据叠加原理，仅考虑了直流 V_{IO} 和 I_{IO} 激励时电容 C 的响应，关键是影响到了运算放大器的工作状态，最终影响了信号激励下电路的积分运算。

为了使图 11.3.4b 所示电路尽可能接近图 a 的积分运算关系，在保证运放 A 不进入饱和状态前提下， R_f 尽可能选择较大的阻值。

除失调电压 V_{IO} 和失调电流 I_{IO} 会引起运算放大器输出误差外，它们的温漂 $\Delta V_{IO}/\Delta T$ 和 $\Delta I_{IO}/\Delta T$ 也会产生输出误差，当温度变化时，引起输出的误差电压为

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \left(\frac{\Delta V_{IO}}{\Delta T} \Delta T + R_2 \frac{\Delta I_{IO}}{\Delta T} \Delta T \right) \quad (11.3.6)$$

这种影响难以用人工调零办法消除，主要通过选用失调和温漂小的集成运放来减小影响，也可选用具有自动稳零 (Auto-Zero) 功能的集成运放。

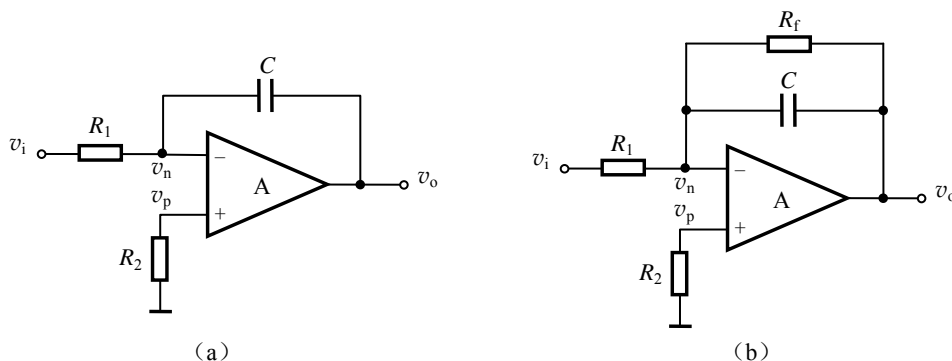


图 11.3.4 积分电路

(a) 理想运放的积分电路 (b) 实际运放的积分电路

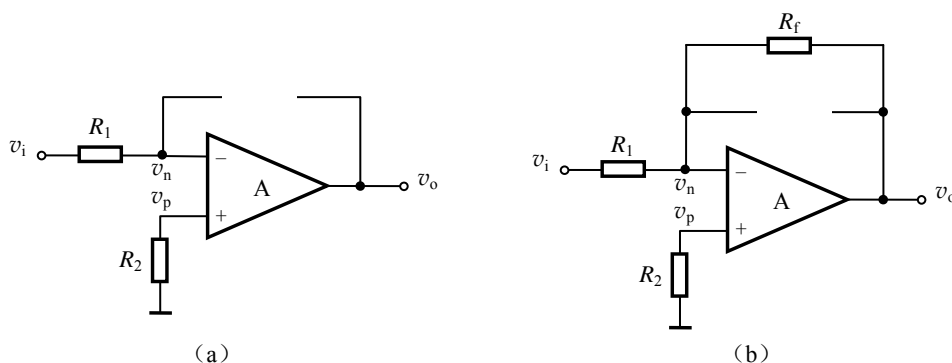


图 11.3.5 V_{IO} 和 I_{IO} 对电容 C 充电完成时的等效电路

(a) 无 R_f 时 (b) 有 R_f 时

11.3.2 有限带宽对高增益-带宽积放大电路设计的影响

实际运放与理想运放最显著的一个差别是带宽，理想运放的带宽是无穷大，而实际运放的带宽则是非常有限的。这使得频率较高的信号放大会遇到困难，特别是信号很微弱，频率又较高时，因为放大这样的信号既要有较高的增益，又要有较大的带宽。而一般通用型运放的内部电路大都采用了密勒电容补偿（参见 8.5.4 节），以避免引入负反馈时产生自激振荡，所以开环带宽都较窄。例如由图 6.4.2 可知，741 的开环带宽仅有 7Hz，单位增益带宽也只有 1.4MHz。如果用该运放将信号放大 10000 倍，根据增益-带宽积为常数的关系，可求得带宽 $BW=1.4\text{MHz}/10000=140\text{Hz}$ ，即用 741 构成 10000 倍增益的放大电路时，上限频率只有 140Hz，已经非常窄了。如果此时带宽不够，就需要选用单位增益带宽更高的运算放大器或专用型宽带运算放大器。

还有另外一种有限的解决方法，就是以同型号运放，采用两级或多级构成高增益放大电路，此时带宽将宽于单级高增益放大电路。现以两级代替单级为例进行说明。图 11.3.6a 是某运算放大器单级构成增益为 A 时的幅频响应波特图，此时带宽为 f_H ， f_T 为单位增益带宽。如果采用两个相同增益的单级构成增益为 A 的放大电路，则每级增益为 $A_1=\sqrt{A}=A^{\frac{1}{2}}$ （设 $A>0$ ）， $20\lg|A_1|=20\lg|A|/2$ ，带宽为 f_{H1} 。当用这样两个单级构成两级放大电路时，幅频响应波特图如图 11.3.6b 所示。

需要注意，两级总增益的带宽并不是 f_{H1} ，因为在该频率点处，增益下降了 6dB 而非 3dB。对应 3dB 的带宽在 f_{H2} 处。显然， $f_{H2}<f_{H1}$ ，但 $f_{H2}>f_H$ 。下面求解这几个上限频率的关系。这里假设 $A>0$ ，若 $A<0$ ，则用 $|A|$ 替换以下各式中的 A 。

在增益以 -20dB/十倍频衰减时，根据增益-带宽积为常数，有

$$A \cdot f_H = A_1 \cdot f_{H1} = A^{\frac{1}{2}} \cdot f_{H1} = f_T$$

所以

$$f_H = f_T / A \quad (11.3.7)$$

$$f_{H1} = f_T / A^{\frac{1}{2}} = f_H A^{\frac{1}{2}} \quad (11.3.8)$$

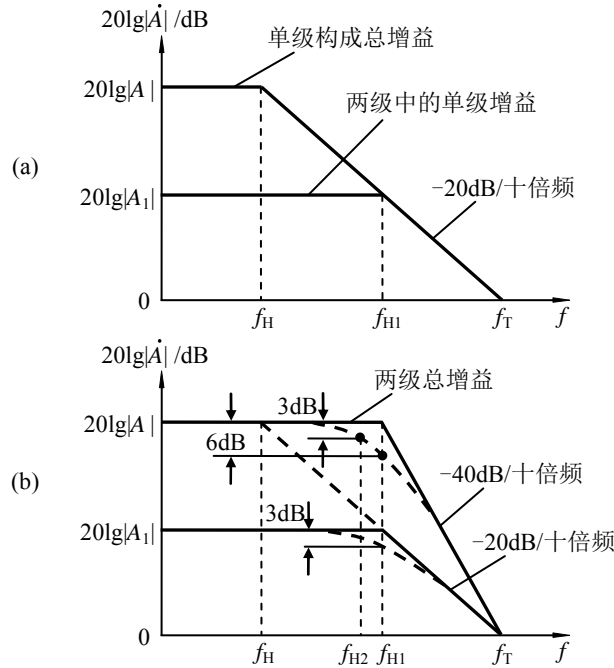


图 11.3.6 开环增益和闭环增益的幅频响应

(a) 单级构成 A 倍增益 (b) 两级构成 A 倍增益

两级放大增益的幅频响应为

$$|\dot{A}(f)| = \left(\frac{A_1}{\sqrt{1 + (f/f_{H1})^2}} \right)^2 = \frac{A}{1 + (f/f_{H1})^2} \quad (11.3.9)$$

根据上限频率定义，在 f_{H2} 处有

$$|\dot{A}(f_{H2})| = \frac{A}{\sqrt{2}}$$

将式 (11.3.9) 代入有

$$\frac{A}{1 + (f_{H2}/f_{H1})^2} = \frac{A}{\sqrt{2}}$$

所以

$$f_{H2} = (2^{\frac{1}{2}} - 1)^{\frac{1}{2}} f_{H1} \quad (11.3.10)$$

将式 (11.3.8) 和 (11.3.7) 代入得

$$f_{H2} = (2^{\frac{1}{2}} - 1)^{\frac{1}{2}} f_T / A^{\frac{1}{2}} = (2^{\frac{1}{2}} - 1)^{\frac{1}{2}} A^{\frac{1}{2}} f_H \quad (11.3.11)$$

只要满足 $(\sqrt{2} - 1)^{\frac{1}{2}} A^{\frac{1}{2}} > 1$ ，即 $A > 1/(\sqrt{2} - 1)$ ，就有 $f_{H2} > f_H$ 。例如，用 741 构成 $A=10000$ 倍的放大电路，由于 $f_T = 1.4\text{MHz}$ ，将它们分别代入式(11.3.7)、(11.3.8)和式(11.3.11)得 $f_H=140\text{Hz}$ 、 $f_{H1}=14000\text{Hz}$ 和 $f_{H2} \approx 9010\text{Hz}$ ，即用两级实现 10000 倍的放大比单级实现时的带宽加宽了约 64 倍 ($f_{H2}/f_H \approx 64$)。

推广到 n 级，每级增益均为 $A^{\frac{1}{n}}$ 时，式 (11.3.10) 可表示为

$$f_{Hn} = (2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}} f_{H1} \quad (11.3.12)$$

将式 (11.3.8 和 (11.3.7)) 代入得

$$f_{Hn} = (2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}} f_T / A^{\frac{1}{n}} = (2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}} A^{\frac{1}{n}} f_H \quad (11.3.13)$$

当满足 $(2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{1}{2}} A^{\frac{1}{n}} > 1$, 即

$$A > \frac{1}{(2^{\frac{1}{n}} - 1)^{\frac{n}{2}}} \quad (11.3.14)$$

便有 $f_{Hn} > f_H$ 。

需要注意, 并不是级数越多, 带宽会越宽。实际上恰恰相反, 两级情况下, 带宽增加最多, 随着级数的继续增加, 带宽的增加会逐渐减小。例如, 同样用 741 构成 $A = 10000$ 倍的放大电路, 根据式 (11.3.13) 计算可得, 两级时上限频率 $f_{H2} \approx 64.3 f_H$; 三级时 $f_{H3} \approx 10.8 f_H$; 四级时 $f_{H4} \approx 4.35 f_H$ 。另外, 如果总增益 A 并不高时, 这种方法提高带宽的效果也不明显。

上述提高带宽的方法最终都受到运算放大器单位增益带宽 f_T 的限制, 所以有时不得不选用增益带宽积更大的运算放大器, 例如表 6.4.1 中的 LH0032C, 此外还有 AD8058、AD8045、OPA697 和 LMH6609 等。但是上述方法同样也有借鉴作用。

11.3.3 轨到轨 (rail-to-rail) 输入/输出运放的优势

理想的运算放大器总是认为输出电压的摆幅可以达到电源电压, 但一般普通 (非轨到轨) 的运算放大器都无法达到这种理想状态, 其输出级总是有 1~2V 不等的饱和压降。例如表 6.4.1 所列的 OP-07A 和 OPA177A/E, 在 $\pm 15V$ 工作电压下, 最大输出电压分别为 $\pm 13V$ 和 $\pm 14V$, 即分别有 2V 和 1V 的饱和压降。

在 11.2 节曾提及, 工作在单电源下的放大电路更便于与数字电路联合使用。由于 +5V 甚至 +3.3V 的单一工作电压普遍用于数字电路的供电, 因此运算放大器工作在这种电压下的需求也越来越多。通常标定用于 $\pm 15V$ 工作电压的运算放大器, 也可以工作在更低的电源电压下, 如 $\pm 5V$ 。但是, 如果工作在 +5V 单电源下, 且假设运放输出级有 2V 的饱和压降, 那么运放输出电压的摆幅将只有 1V 范围, 如图 11.3.7a 所示。显然, 这样的输出范围已经没有什么用处了。

实际上, 目前已经有一类称为**轨到轨** (rail-to-rail) 的运算放大器, 广泛用于低电压供电的放大电路中。这种运放的内部电路基本上没有饱和压降, 输入电压 (共模) 和输出电压摆幅几乎可以达到正负两个工作电源电压的范围, 如图 11.3.7b 所示。可以看出, 轨到轨运算放大器即使工作在低电源电压下, 也有可观的输出电压摆幅。

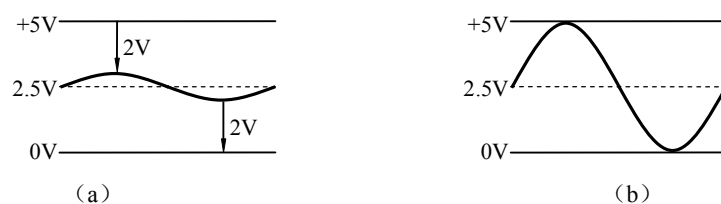


图 11.3.7 低电源电压下两种运放的电压摆幅

(a) 非轨到轨运放 (b) 轨到轨运放

轨到轨运算放大器的最大输出电压仅比工作电压小约 0.2~0.3V, 它们特别适合于单电源工作。这类运算放大器可供选用的品种已有不少, 例如表 6.4.1 所列的 ADA4528、AD8515, 此外还有 ADI 公司的 AD8527 (工作电压 2~6V)、AD8618 (工作电压 3~6V, 低失调), Maxim 公司的 MAX9916 (工作电压 2~6V), National 公司的 LMV982 (工作电压 2~5V), Texas I.公司的 OPA4340 (工作电压 3~5V) 等。