

晶体管电路

参考题解

第二册

上海市毛藤公司七·二一大学编

题 7-1 (1) 运标放大器 (图 7-2) 输入端 A 点的电压既然接近于零 (地), 那么把 A 点接地, 轨出电压的关系是否还等于电阻之比? 为什么?

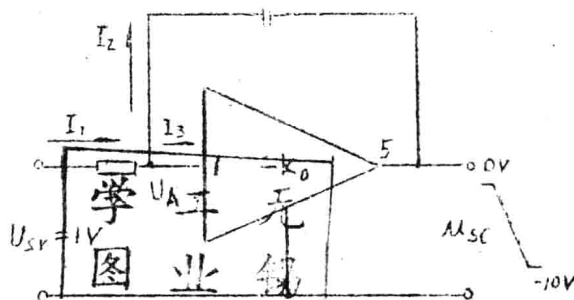
(2) 既然运标放大器输入的电流 I_3 很小 ($I_1 \approx I_2$), 那么把输入点 1 断开, 使 $I_3 = 0$, 运标放大器还能工作吗? 为什么?

答: U_A 一点电位很低, 是相对于轨出电压来讲的。∵ 运标放大器具有高放大倍数和深度负反馈的特点, ∴ 在 $U_A = -\frac{U_{sc}}{K_0}$ 式中, 当 K_0 愈大, U_A 相对于 U_{sc} 愈小, 换句话说, 轨出电压通过反馈支路向输入端引入很强的并联反馈, 迫使 U_A 低到接近于地而不等于地的电位。但是, 这不能理解为 U_A 一点就是零。在计标中, 我们利用工程上的近似性 (书中证明了近似计标的误差: $\frac{1}{K_0 F}$), 可以把 U_A 当成 0, 但是在考虑工作状态时, U_A 不能搞成 0 (譬如接地)。∵ $U_A = 0$, 就是轨入信号等于 0, 运标放大器就不工作, U_{sc} 也为零。轨入—轨出电压关系就不再等于电阻之比。

同理: 输入点断开, 输入基级电流就等于 0, 它与计标中将 I_3 近似看成零又是本质上不同的两回事。因为信号电流一旦为零, 那么运标放大器就不工作。或者在放大器内部的扰动假信号情况下工作, 此时就不能正确反映轨出轨入关系。

题 7-2 在图 7-4 中, 如果 $R = 20K\Omega$, $C = 1\mu$, $U_{sr} = 1V$, 求 U_{sc} 由起始值 0V 达到 $-10V$ 时所需要的时间是多少?

解: 根据积分运标放大器轨出电压按一定比例随时间作直线上升或下降的解析式:



$$U_{sc} = -\frac{1}{RC} \int U_{sr} dt$$

∵ 输入是一个固定电压，

$$\therefore U_{sc} = -\frac{1}{RC} U_{sr} \int dt = -\frac{U_{sr}}{RC} t$$

$$t = \frac{U_{sc} \cdot R \cdot C}{U_{sr}} = \frac{10V \times 20 \times 10^3 \times 10^{-6}}{1V} = 0.2S$$

题 7-3 在图 7-5 中

若 $R_1 = R_2 = 1M\Omega$,

$r_{sr0} = 100K\Omega$, 要求运标精度在 0.1% 以内, 运标放大器的 K_0 应该等于多少?

解: 由把 U_A 看成近似为零和理想的运标比例 $\frac{R_2}{R_1}$ 之间的相对误差解析式

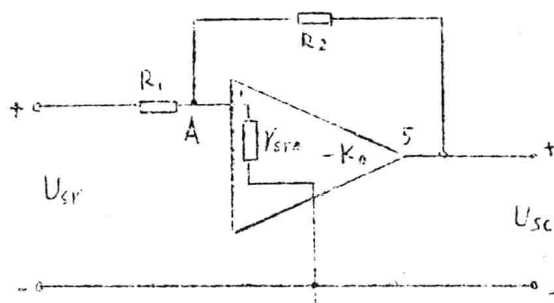


图 7-5

$$\frac{U_{sc}}{U_{sr}} \approx -\frac{R_2}{R_1} \left(1 - \frac{1}{K_0 F} \right)$$

可知 $\frac{1}{K_0 F}$ 表示相对误差: 当 $\frac{1}{K_0 F}$ 愈小, $\frac{U_{sc}}{U_{sr}}$ 就愈接近于比值

$\frac{R_2}{R_1}$, 由 $\frac{1}{K_0 F}$ 可以定量地估计出需要多大的 K_0 才能达到所要求的运

标精度。所以, 当已知 $\frac{1}{K_0 F} = 0.1\%$ 时:

$$0.001 = \frac{1}{K_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}} + \frac{1}{K_0 \frac{U_{sr0}}{R_2}} = \frac{2}{K_0} + \frac{10}{K_0} = \frac{12}{K_0}$$

∴ $K_0 > 12000$ 时, 可以达到所规定的相对误差。

题 7-4 若 $R_1 = 100\text{K}\Omega$, $R_2 = 1\text{M}\Omega$, $r_{sro} = 1\text{M}\Omega$, 要求运标精度在 0.1% 以内, 运标放大器的 K_0 应该等于多少?

解:

$$\frac{R}{K_0 \frac{10^5}{10^8 + 10^5}} + \frac{r}{K_0 \frac{10^6}{10^6}} = 0.001$$

$$\frac{11}{K_0} + \frac{1}{K_0} = 0.001$$

$$K_0 > 12000$$

题 7-5 差动式运标放大器为什么要求尽量保持输入电路的电阻相等? 若不相等对放大器有什么影响?

答: 理想的运标放大器, 当输入为零时, 输出也应为零。当差动式运标放大器输入回路的电阻相等时, 若温度变化引起基极电流变化, 只要输入电阻相等, 变化电流仍然相等, 使输出仍然平衡。若输入回路电阻有差异, 则产生零点漂移。

题 7-6 应用运标放大器可以作测量电压、电流、电阻的三用表。测电压时又获得较高的输入电阻, 测电流时可获得较低的输入电阻, 并具有输出—输入关系稳定和测量误差小等优点。试根据运标关系确定图 7-11 中各量程的参数。设运标放大器的 K_0 足够大, 输出端接 5V 满量程的电压表, 取电流 $500\mu\text{A}$ 。

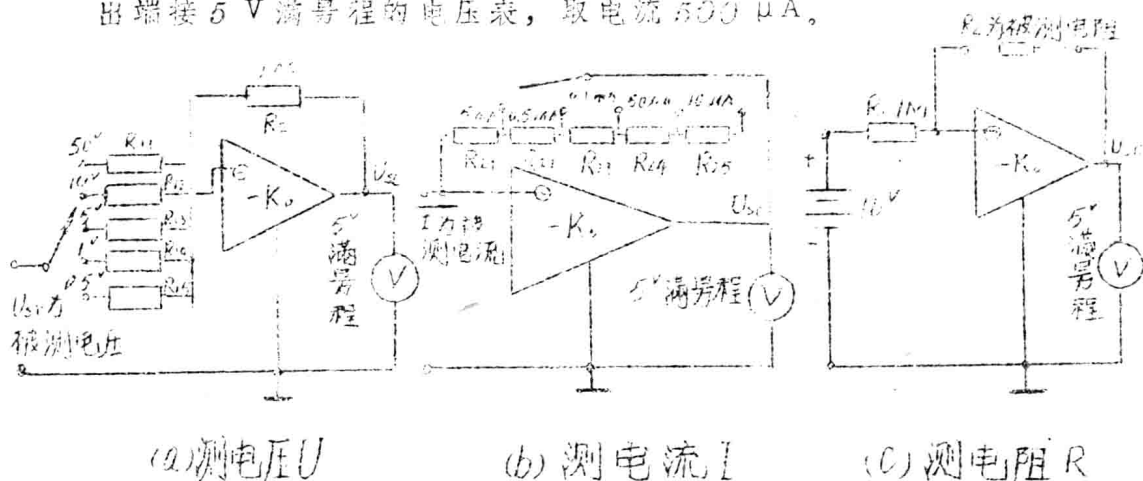


图 7-11

(1) 测电压 U 的原理如图 7-11(9) 所示, 若想在测 50V、10V、5V、1V、0.5V 五种不同量程, 求电阻 $R_{11} \sim R_{15}$ 各为多少?

(2) 测小电流的原理图如图 7-11(10) 所示, 若想在测 5mA、0.5mA、0.1mA、50μA、10μA 的电流时, 分别使表出端的 5V 电压表满量程, 求 $R_{21} \sim R_{25}$ 应为多少?

(3) 测电阻 R 的原理图如图 7-11(11) 所示, 若表出电压表指示为 5V, 问被测电阻 R_2 等于多少?

答: (1) 当放大倍数 K_0 足够大时, 负反馈放大的表出电压与表入电压之间的关系就简单地由电阻的比值 $\left(\frac{R_2}{R_{11} \sim R_{15}}\right)$ 来确定, 与

放大器本身的参数却没有多大的关系, 我们把 K 看作足够大的常数,

$$\text{那么 } K = \frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} = -\frac{R_2}{R_1}, \quad \dot{U}_{sc} = -\frac{R_2}{R_1} \dot{U}_{sr}$$

$$\therefore R_{11} = \frac{U_{sr}}{U_{sc}} \cdot R_2 = \frac{50V \cdot 1 \times 10^6}{5V} = 10 \times 10^6 \Omega$$

$$R_{12} = \frac{10V \cdot 1 \times 10^6}{5V} = 2 \times 10^6 \Omega$$

$$R_{13} = \frac{5V \cdot 1 \cdot 10^6}{5V} = 10^6 \Omega$$

$$R_{14} = \frac{1V \cdot 1 \cdot 10^6}{5V} = 0.2 \times 10^6 \Omega$$

$$R_{15} = \frac{0.5V \cdot 1 \cdot 10^6}{5V} = 100K\Omega$$

(2) 当万用表测小电流时, 由于其串接在回路中, 要求内阻小, 才能不影响被测电路的状态。图 7-11 所示这种放大器采用电压并联负反馈, 其表入电阻为 $\frac{R_{21} \sim R_{25}}{1 + K_0} \parallel r_{sr0}$, 由于 K_0 很大, 使

$R_{21} \sim R_{25}$ (反馈电阻) 基极对地实际阻抗接近于 0, 这样就实现了低阻。

用 U_A 点为虚地的概念, 并且把反馈电流看作近似等于被测电流, 那么, $R_{21} \sim R_{25} = \frac{U_{sc} - U_A}{I}$ 可以写为:

$$R_{21} = \frac{5V}{5mA} = 1K\Omega$$

$$R_{22} = \frac{5V}{0.5mA} - R_{21} = 9K\Omega$$

$$R_{23} = \frac{5V}{0.1mA} - (R_{21} + R_{22}) = 40K\Omega$$

$$R_{24} = \frac{5V}{50\mu A} - (R_{21} + R_{22} + R_{23}) = 50K\Omega$$

$$R_{25} = \frac{5V}{10\mu A} - (R_{21} + R_{22} + R_{23} + R_{24}) = 400K\Omega$$

$$(3) \because U_A \approx 0, \therefore I_1 \approx I_2 = \frac{10V}{10^6 \Omega} = 10\mu A$$

$$\because U_{sc} = 5V, U_A = 0$$

$$\therefore R_2 = \frac{U_{sc}}{I_2} = \frac{5V}{10\mu A} = 500K\Omega$$

这种用运放作万用表电阻档的电路的特点, 是由输入阻抗很高, 流过被测电阻上的电流极小, 因而可以用来测大电阻, 而且比一般万用表精确。

是
题 7-7 分析 8FC₂ 电路为什么(1)端^是反相端。

答：反相输入的定义是输入信号与输出信号的相位差 180° 。

由此，我们来分析 8FC₂ 线性组件电路。

T_1 、 T_2 组成射极输出器，以提高输入电阻，降低失调电压。 T_3 、 T_4 是第一级差动放大， T_8 、 T_9 是单端输出差动放大器， T_9 的输出加到 T_{11} 的基极。假定我们设 T_1 输入为正信号，那么 T_4 输入也为正，倒相后加到 T_9 为负， $\therefore T_9$ 输出加到 T_{11} 的基极为正。也就是说可以把前几级等效为一个正极性的信号源，撇开不相关的部分，作简图如图：

由于 T_{11} 是一个射极输出器，

同时 T_{12} 却是一个共基极放大器， $\therefore T_5$ 、 T_{10} 的基极

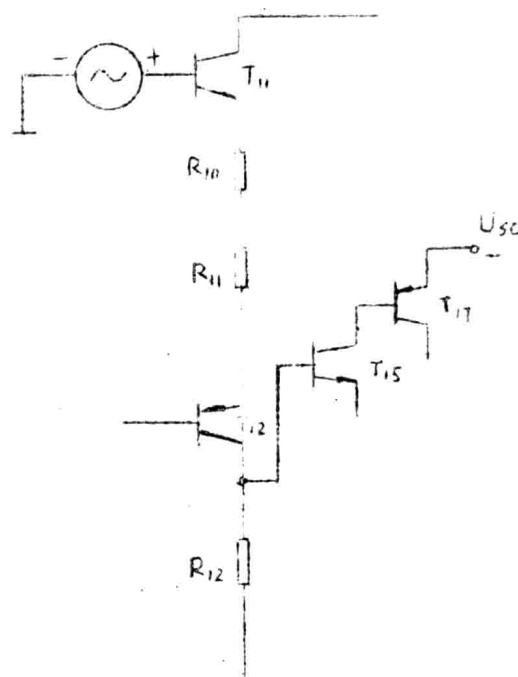
电位基本上是恒定的（它们分别是第一、第二级差动电路的恒流源） $\therefore T_{12}$ 的基极对交流信号可以视为直接¹¹地。

这样，当 T_{11} 输入为正，输出也为正的情况下，等于给共基极放大器的输入端 $e-b$ 之间加进了一个正信号，

由于共基电路与共射电路 K_v 相同，但 U_{be} 与 U_{sc} 是同相的关系，则 T_{12} 加到 T_{15}

的基极也为正信号， T_{15} 是一级放大器，将输入反相，加到 OCL 电路中使 T_{17} 导通，在(5)端收到一个负极性的输出，由于(1)端加正信号，在(5)端得负输出，所以，说明(1)端是反相端。

从电流角度来讲，当 U_{be11} 为正，使 I_{e11} 上升， T_{12} 的输入信号电流上升，则 I_{e12} 上升，在 R_{12} 上的压降上升，使 T_{15} 基极电位上升， U_{ce15} 下降， $\therefore U_{sc}$ 下降。



题 7—8 (1) 分析 T_{15} 、 R_{12} 、 R_{13} 下分工作原理。

(2) 分析 $8FC_2$ 电路中共模反馈下分的工作原理。

答： T_{15} 是 $8FC_2$ 末级放大器，组成一般的带有电流负反馈的共发电路。由于基极电位设置得很低，所以当输入为零时，输出也为零。

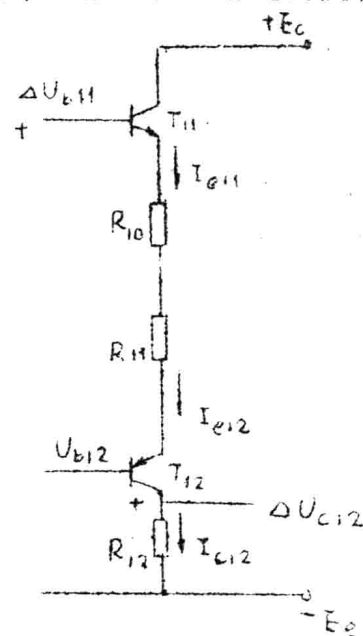
R_{12} 是前级 (T_{12}) 的负载电阻，取出 T_{15} 的基极电压，并且确定 T_{15} 的工作点。

R_{13} 上流过的电流为 ($I_{R12} + I_{c15}$)，故对 I_{R12} 和 I_{c15} 的变化均能负反馈，从而稳住了 T_{15} 的工作点，同时又是 T_{15} 的一下分偏置电阻。

从交流来说， $R_{12}' = (R_{12} + R_{13})$ ，使 i_{c12} 在 R_{12}' 上产生交流压降，使 T_{15} 得到一个反号电压， $\therefore R_{12}$ 是前级的负载电阻。

在 $8FC_2$ 中，两只恒流管分别是对第一、第二级差动电路的共模反号起强烈的负反馈作用。提高了电路的共模抑制比和第二级单端输出的零点漂移。

此外， $8FC_2$ 电路中还专门设置了 T_7 来提高对共模反号的抑制作用，其原理如下：由于某种原因，对 T_1 、 T_2 产生一个共模反号，反极性为正，那么经 T_3 、 T_4 末端输出到 T_5 。 T_5 的基极为负，在 T_3 、 T_4 的发射极形成二极共模电流，加到 T_7 的基极共模反极性也为负，经 T_7 倒相后加到 T_3 、 T_4 集电极公共电阻的下端为正。原来的共模反号使 T_3 、 T_4 的集电极电位下跌， T_7 的反馈却使它上升，是负反馈，所以有提高共模抑制比的作用。



题 7—9 (1) 分析图 7—30 的电路，什么情况下管耗最大？它的最大输出功率可以达到多少？已知 $3DG12A$ ： $P_{cm} = 700mW$ ， $I_{cm} = 300mA$ ， $B V_{ceo} = 30V$ ， $3A \times 63$ ： $P_{cm} = 500mW$ ， $I_{cm} = 300mA$ ， $B V_{ceo} (R = 500\Omega) = 60V$ 。

(2) 分析 8FC2 组件的共模输入范围

解: (1) 标管耗时, 以静态
电流计标, 电源轨出之功率:

$$P_E = E_c \cdot I_c = 15V \cdot I_c$$

电阻上消耗的功率:

$$I_c \cdot (R_{fx} + R_s) \cdot I_c$$

以上两下分功耗之差, 即为
管耗:

$$P_T = 15 \cdot I_c - I_c^2 (R_{fx} + R_s)$$

……(1)

P_T 之一阶导数等于 0 时,

就是 I_c 之极值:

图7-30 组件 8FC2 扩户输出功率

$$P'_T = 15 - 2I_c (R_{fx} + R_s) \quad \text{令 } P'_T = 0$$

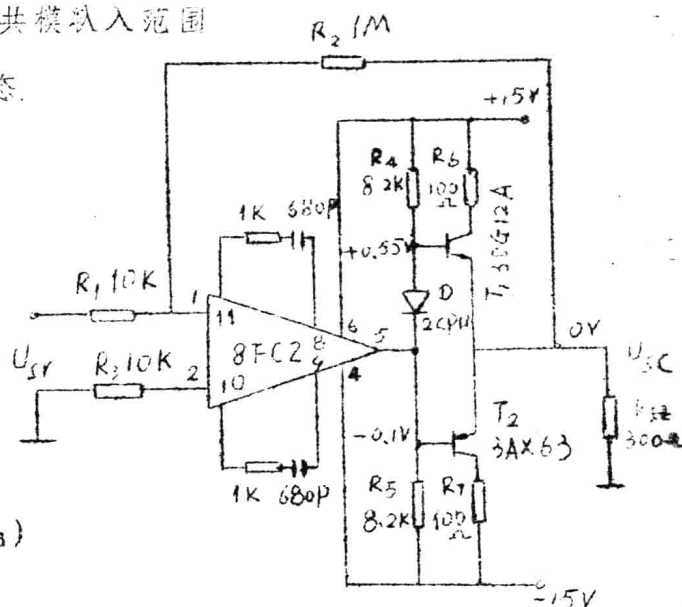
$$\therefore I_{c \max} = \frac{15}{2(R_s + R_{fx})} = \frac{15}{2(0.3 + 0.1)} = 18.75 \text{ mA}$$

代入(1)式得:

$$P_T = 15 \times 18.75 - (18.75)^2 (400) = 141 \text{ mW} \quad (\text{未超过 } 3AX63 \text{ 和 } 3DG12 \text{ 功耗})$$

(2) 假定轨出电压为最大, 那么最大轨出不可能超过电源电压值,
由于四组管子轮流导通, 那么在半个周期内最大轨出电压就等于任一
组电源和除管压降和集电极电阻上的压降, 这就是二下分电阻分压关
系, (忽略饱和压降)

$$U_{scm} = E_c \cdot \frac{R_{fx}}{R_{fx} + R_T} = 15 \cdot \frac{0.3}{0.4} = 11.2 \text{ V}$$



当正弦交流信号时，则

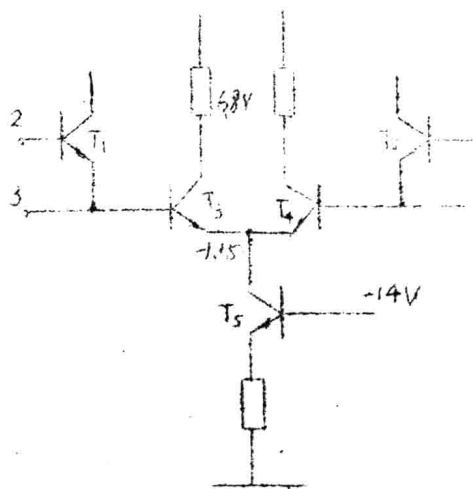
$$U_{sc} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times 11.2 \text{ V}$$

$$\therefore P_{scmax} = \frac{(U_{sc})^2}{R_{fx}} = \frac{(\frac{1}{\sqrt{2}} \times 11.2)^2}{300} = 209 \text{ mW}$$

当直流信号时，

$$P_{scmax} = \frac{U_{scm}^2}{R_{fx}} = 418 \text{ mW}$$

(3) 差动式运放放大电路是允许加共模电压的，由于对共模信号有抑制能力，因此输出基本不变。但对工作点（指电压）是有影响的。但是输入共模电压应该是有范围的，称为共模正向界限和共模负向界限，使用时不能超过这个界限，否则将使放大管处于不正常的工作状态。何时为不正常，视电路的工作点而异，其原则是超过正向界限时，将使差动管工作不正常，超过负向界限，将使恒流源工作不正常，以本题所要求的 μFEC_2 为例，我们看到 T_1 、 T_2 为射极输出，所以(2)端与(3)共模信号的幅值一样大。由于 T_3 的集电极静态电位是 6.8 V ，显然，当正向共模输入大于 6.8 V 时， T_3 处于饱和状态，故共模正向界限即为 6.8 V 。（1、2端为 $6.8 + 0.7 = 7.5 \text{ V}$ ）由于 T_5 的基极电位是 -14 V ，所以，当共模信号使 U_{sc} 为 -14 V 时，将使 T_5 饱和，故共模负向界限为 -13.3 V （1、2端为 -12.6 V ）。



我们尚可看到 T_2 发射极电位为 $-1.15V$ ，为什么不说负向界限在 $-1.15 + 0.6V = -0.55$ 呢？这是因为 $-1.15V$ 是可变的，而 $-14V$ 则是稳住的。

题 7-10 应用线性组件运放放大时，在下列几种不同接线的情况下（包括正确的和错误的），会出现什么现象？为什么？

(1) 如图 7-37 接法时（A 与 A' 接通），若 $U_{sr} = 0$ ， $U_{sc} = ?$

(2) 反馈接到 (2) 端，当 $U_{sr} = 1V$ 时， $U_{sc} = ?$
当 $U_{sr} = 0V$ 时， $U_{sc} = ?$

(3) 若 A 点和 (1) 端断开时， $U_{sc} = ?$

(4) 若 A 点和 A' 点断开， $U_{sr} = 1V$ 时， $U_{sc} = ?$
 $U_{A'} = ?$ $U_A = ?$

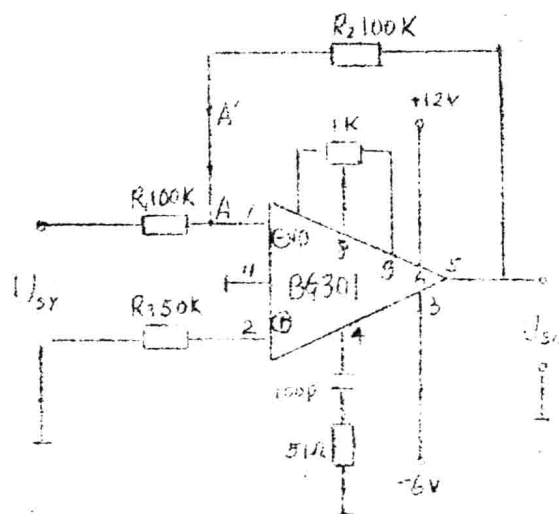


图 7-37

(5) A 点和 A' 点相接，当 $U_{sc} = ?$ $U_A = ?$ ($K_o = 2000$)

答：(1) 此时为正常接法，是反相输入， $\therefore U_{sr} = 0$ 时， $U_{sc} = 0$ ，
(2) 反馈端接到 (2) 端，但反相端继续输入一个信号，该信号在输出端反一号，若反馈到同相输入端，就变成正反馈。由于运放放大倍数 K_o 很大，再加上正反馈，其实际放大倍数则比 K_o 还大，放大器出现饱和。但是输出电压不可能超过电源电压，若输入为正 $1V$ ，由于反相端输入，输出为负，即在正反馈的情况下，最大输出不能大于负电源值 $-6V$ 。

当 $U_{sr} = 0$ 时，在电路内下有微小扰动时，还是可以产生输入信号，这时，因为扰动产生的信号是正是负不定，但在上述接法的条件下，输出正不可能超过 $12V$ ，负不可能超过负 $6V$ 。即所谓“随机”输出状态。

(3) 当 A 端和 (1) 端断开时， $I_b = 0$ ，那么 U_{c1} 就有升高的趋势，就可以一级一级朝下查看最后输出极性。也可以理解为 U_{b1} 输入了一

个负信号，由于其为反相输入，所以输出趋于截止 $U_{sc} \approx +12V$ ，但不可能超过 $+12V$ （其时反馈断开，输出可能近似于 $12V$ ）。

(4) 当反馈断开，由于 K_0 极大，在 U_{sr} 为 $+1V$ 时，输出力不大于 $-6V$ ， U_A 与输出端等电位，故 $U_A \approx -6V$ 。

U_A 的电位此时脱离“虚地”状态，由于 BG301 的静态基极电流稳定在 $-\frac{190\mu A}{\beta} \approx 6\mu A$ 左右，那么流过 R_1 $100K$ 电阻压降为 $0.6V$ ，由于输入为 $+1V$ ，则 $1 - 0.6V = 0.4V$ （书上是一 $0.4V$ ，由于 U_{sr} 为 $+$ ，不可能出现负电压）。

(5) 由于放大器的输入输出比例关系为 $U_{sc} = U_{sr} \cdot \frac{-R_2}{R_1} = 1 \cdot \frac{100K}{100K} = -1V$ ，在运标放大器正常的工作状态下， U_A 一点电位相对于输出信号可以近似为零，它与具体数值是开环放大倍数除以输入信号： $U_A = \frac{U_{sc}}{K_0} = \frac{1V}{2000} = 0.5mV$ ，相差 2000 倍。

题 7-11 分析图 7-51 运标放大器辅助通道的极性关系。当 U_{sr} 为正时，辅助通道的输出是正还是负？为什么？

答：辅助通道指 FD-2A 经过调制器和解调器一路的通道。输入信号经过辅助通道后幅度减小，幅变也大，可以改善输入的稳定性，和加大幅值。其极性由调制器和解调器的开关相位来决定。若输入为正信号，又设调制器为开关接通，则输入交流信号为正，经四级放大输出也为正，但解调器此时为开关位置是断开，使交流输出接地。总之，辅助通道的输出相位关系为反相，当 U_{sr} 为正，加到 T_6 上的极性与输入到 T_6 上的极性相反。这就说明了运标放大器的输入方式是差动输入。

题 7-12 高线性度锯齿波发生器电路和参数如图 7-17 所示, 若锯齿波的最大输出电压为 10V , 输入电压 $U_{sr} = -0.5\text{V}$, 问锯齿波的周期为多少?

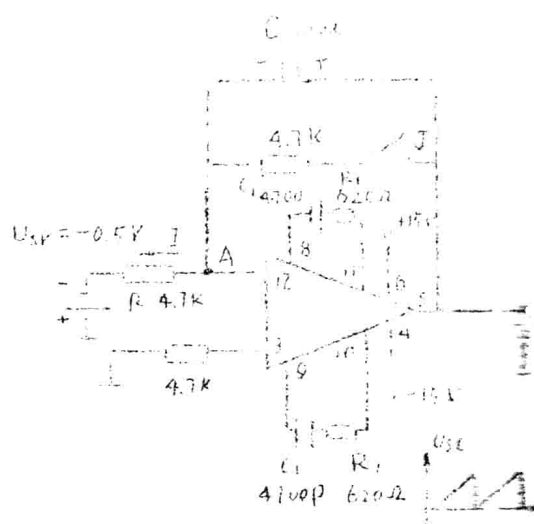
解: 这是一个积分电路, 当 J 断开时, 输出电压 U_{sc} 将保持积分的运算关系, 经电阻接点 J 过一定的时间闭合一次, 给电容 C 放电, 这时输出电压很快下降, 接点 J 打开后电容再充电, 从而产生连续不断的锯齿波, 因为要求输出为正, 符号加在反相端, 故输入必须为负。

锯齿波的一个周期为充电时间 (即 U_{sc} 上升时间) 和放电时间 (即 U_{sc} 下落到起始值的时间), 现忽略放电时间, 则充电时间为:

$$U_{sc} = -\frac{1}{RC} \int U_{sr} \cdot dt \quad \because U_{sr} \text{ 是恒定为 } -0.5\text{V},$$

$$U_{sc} = -\frac{U_{sr}}{RC} \cdot \Delta t$$

$$\Delta t = \frac{U_{sc} \cdot RC}{U_{sr}} = \frac{10\text{V} \times 4.7 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6}}{0.5} = 0.95$$



题 7-13 用运放放大器实现数学运算时, 为什么大都采用反相输入 (即电压并联反馈的形式)?

答: 运放放大器采用同相输入时, 因为反馈接到反相输入端, 因而二个输入端相当于加进一个共模信号, 尽管差动电路容许一定的共模信号输入, 但是即使不超过所容许的范围, 但是对于静态工作点的稳定是不利的, 还会有一定的共模输出, 与理想状况有差异。所以, 运放放大器一般采用反相输入方式, 而反相输入的特点是比较稳定。

题 7—14 怎样理解图 7—64 的积分时间常数比 RC 电路的时间常数增加 $(1 + \frac{r}{R} K_0)$ 倍?

答：在一个简单的 RC 积分电路中，流过电容的电流满足下述关系式：

$$RC \frac{di_c}{dt} + i_c = 0$$

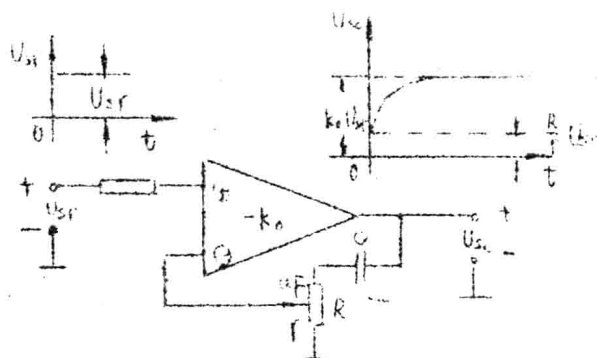


图 7—64

定性地分析简单的 RC 积分电路，我们可以知道， U_{sr} 对电容充电，开始时电流大，静态时电流为 0，按指数曲线变化，时间常数 $T = RC$ 。但是对于图 7—64 中的电路，输出信号经 RC 微分电路引回到反相端， U_{sr} 加到同相端。t = 0 时，在输入端加阶跃电压 U_{sr} ，由于电容上电压不能突变，所以 $U_c = 0$ ，整个输出电压都加到电阻 R 上，反相端的反馈电压为最大，使运放放大二个输入端之间所得到的电压最小，因此输入端加到 RC 上的电压也最小： $U_{sc}(0) = \frac{R}{r} U_{sr}$ ，所以向电容充电的电流相对于 U_{sc} 的最终值 $K_0 U_{sr}$ 是比较小的。随后电容 C 充电，反馈电压 U_F 减小，二个输入端之间的电压逐步上升，导致 U_{sc} 逐渐增长，最后电容充电到最高电压， $K_0 U_{sr}$ ， $U_F = 0$ 。在这个过程中，向电容充电的电流就逐步降下来。但是， U_{sc} 的增加导致 I_c 的下降，其下降趋势比 U_{sc} 为 $\frac{R}{r} U_{sr}$ 不变时的下降要缓和，也就是说时间常数大了。

由题： $U_{sc} = U_c + i_c R$

又： $U_{sc} = (U_{sr} - i_c r) \cdot K_0$

$\therefore U_c + i_c R = (U_{sr} - i_c r) K_0$ 两边微分得：

$$\frac{du_c}{dt} + R \frac{di_c}{dt} = \left(\frac{du_{sr}}{dt} - r \frac{di_c}{dt} \right) K_0$$

$$\frac{d u_c}{d t} + R \frac{d i_c}{d t} + r K_o \frac{d i_c}{d t} = \frac{d u_{sr}}{d t} \quad (\because i_c = C \cdot \frac{d u_c}{d t})$$

$$\frac{1}{C} i_c + (R + K_o r) \frac{d i_c}{d t} = K_o \frac{d u_{sr}}{d t}$$

$$(K_o \frac{d u_{sr}}{d t} = 0) \text{ 等式两边得:}$$

$$R C (1 + K_o \frac{r}{R}) \frac{d i_c}{d t} + i_c = 0$$

与简单的积分电路相比较, 可知时间常数由 $\tau = R C$ 增加 $(1 + \frac{r}{R} K_o)$ 倍。

题 7-15 计算图 7-70 和图 7-71 的闭环放大倍数:

$$K = \frac{U_{sc}}{U_{sr}}$$

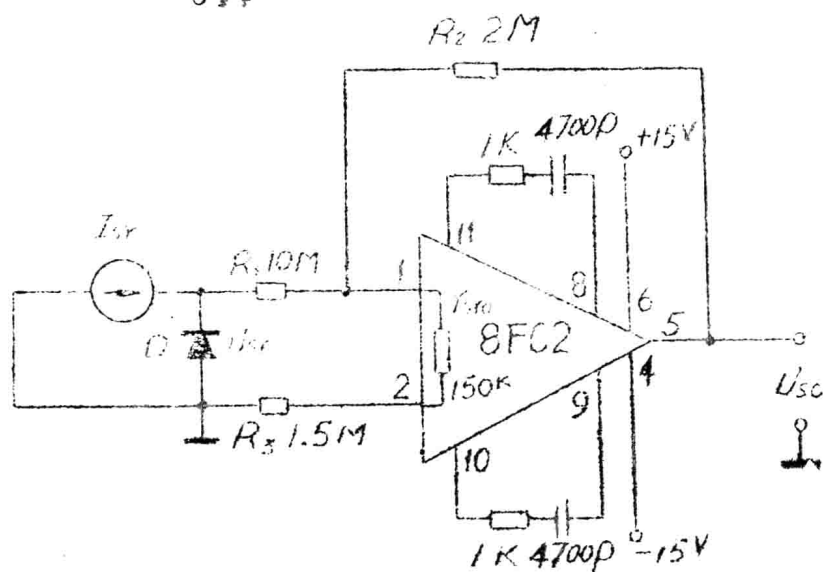


图 7-70

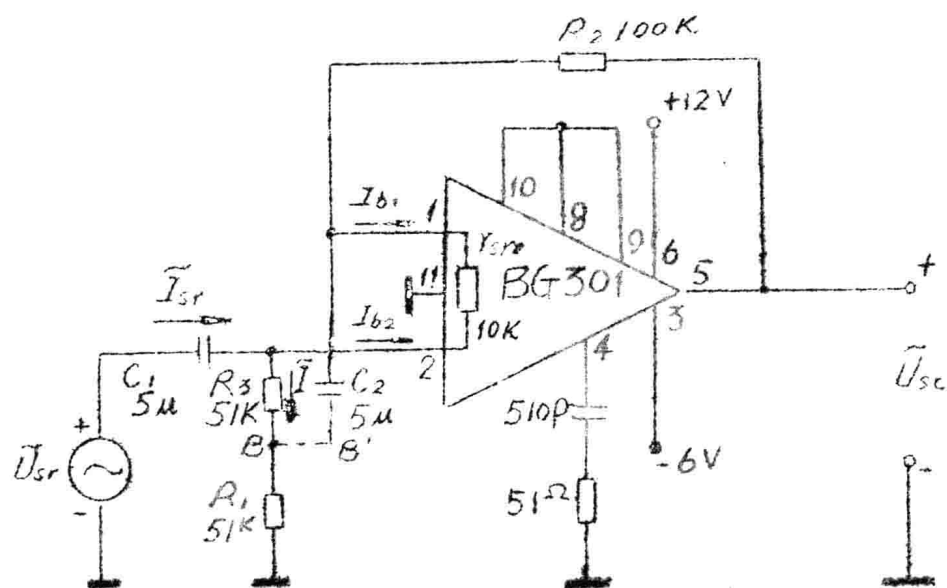


图 7-71

答：图 7-70 是反相输入，即电压并联负反馈形式，图 7-71 是同相输入，即电压串联负反馈形式，输入方式不同，输入—输出关系也不同。在图 7-70 中，就等于是 $K = \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{5}$ 。

在图 7-71 中，由于电压串联反馈接法，使 A、A' 电位接近，因此 r_{sro} 很大，可予忽略，闭环放大倍数即等于反馈系数的倒数

$$\frac{1}{F} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{100 + 51}{51} \approx +3$$

题 7-16 已知 8FC2 的 $K_0 \approx 40000$ ， $r_{sro} \approx 150K\Omega$ ，BG301 的 $K_0 \approx 2000$ ， $r_{sro} \approx 10K\Omega$ ，计算图 7-70 和图 7-71 的等效输入电阻？

答：如上所述，图 7-70 是电压并联反馈，从输入端看进去的等效输入电阻应该是 R_1 加上 R_2 与 r_{sro} 并联，为什么 R_2 与 r_{sro} 是并联关系，因为 R_2 跨在输入端与输出端，若等效到输入端来，就是与 r_{sro} 并联。由于 R_2 一端接 A 点，另一端接输出，所以流过 R_2

上的电流是：

$$I_2 = \frac{U_A - U_{sr}}{R_2} = \frac{U_A - (-K_0 U_A)}{R_2} = \frac{U_A}{R_2} (1 + K_0)$$

由式可见， I_2 是 R_2 一端接 A 点另一端接地时的 $(1 + K_0)$ 倍，所以，从输入端看进去反馈电阻 R_2 的等效电阻为 $\frac{R_2}{1 + K_0}$ ，由于 K_0 极大，故 R_2 极小，由式

$$r_{srF} = R_1 \left(\frac{R_2}{1 + K_0} \parallel r_{sr0} \right)$$

$$\text{可知, } \frac{R_2}{1 + K_0} \parallel r_{sr0} \approx \frac{R_2}{1 + K_0} \approx 0$$

$$\therefore r_{srF} \approx R_1 = 10\text{M}$$

对于图 7-7 I 所示之电路，主要靠自举电路（B、B' 接通时）来实现高输入阻抗，其闭环下等效电阻如下式：

$$r_{srF} = r_{sr0} (1 + K_0 F) \parallel R_3 (1 + K_0 F)$$

将 $K_0 = 2000$ ， $R_3 = 51\text{K}$ ， $r_{sr0} = 10\text{K}$ 代入得：

$$r_{srF} = 5.5\text{M}$$

由此可见 r_{srF} 比较大。

它是怎样实现的呢？先从 B、B' 断开讲起：

在 B、B' 断开的情况下，在串联负反馈的条件下，差动式电路的输入电阻为 $r_{sr0} (1 + K_0 F)$ ，但这个电路放大时闭环状态下的等效电阻 $r_{srF} = (R_3 + R_1) \parallel r_{sr0} (1 + K_0 F)$ 由于第二项较大，所以

$r_{srF} \approx (R_3 + R_1) = 51\text{K} + 51\text{K}$ ，输入阻抗提不高。当 B 与 B' 接上后，反馈电压分一路到同相输入端，使 U_B 电位接近于 U_A 电位，