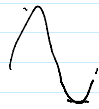
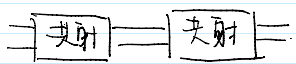


1.) 失真.



分析在何一级出现问题.
 1. 失真, 截止失真.
 2. 失真, 饱和失真.

通过判断 U_{om1} , U_{om2} , 判断失真.

2.) 选用放大电路.

① $R_i = 1 \sim 2 k\Omega$, $|A_v| \geq 3000$ < . 两级共射.

② $R_i \geq 10 M\Omega$, $|A_v| \geq 300$, 场效应管, 共集 + 共射.

③ $R_i = 100 \sim 200 k\Omega$, $|A_v| \geq 150$, 共集, 共射.

④ $R_i \geq 10 M\Omega$, $|A_v| \geq 10$, $R_o < 100 \Omega$, 共集, 共集.

注意级联之后, 两级的相互影响

7. 集成运放概述. (集成运放)

结构由一定直接耦合.

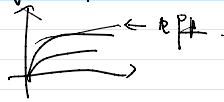
2) 对称元件具有对称性, 受温度影响变化相同, 可以制作性能良好的差分放大.

电路和恒流源电路, 差分输入, 恒流源做偏置和负载 (用于设置静态工作点)

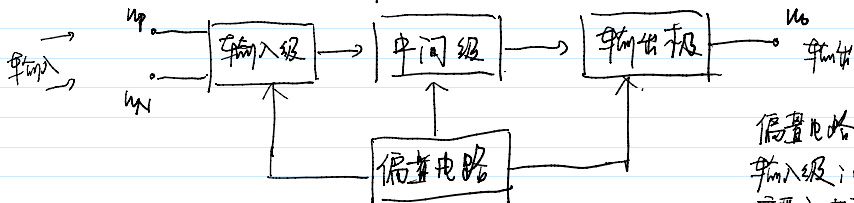
3) 可以使用复杂电路, (可靠性, 故障性)

4) 用有源元件替代无源元件 (例如, 用源极管代替集电极大电阻)

5) 带源极负载管.



组成及作用. (供电部分省略, $\pm V_{CC} = 1V$).



U_p : 同相输入端, 地均为公共端
 U_n : 反相输入端

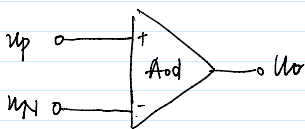
偏置电路: 设置静态工作点 (恒流源电路)

输入级: 双端输入差分放大电路, 共输入电阻大.

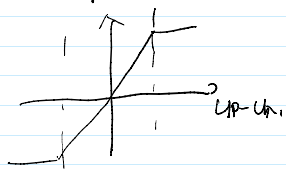
(重要) 电压放大倍数大, 抑制零点漂移 (静态电压)

中间级: 主放大级 (共射放大, 复合管, 恒流源做有源负载)

输出级: 功率级, 多采用准互补输出级, 输出电阻小, 输出电流大, U_{om} 尽可能大.



$U_o = f(U_p - U_n)$, 电压传输特性



线性区: $U_o = A_{od}(U_p - U_n)$

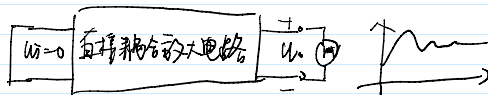
A_{od} 为开环差模放大倍数.

对于集成运放, A_{od} 为 10^5 左右, 输入电压可以是微伏.

$(U_p - U_n)$ 对输入要求高, 否则工作在非线性区 (负反馈)

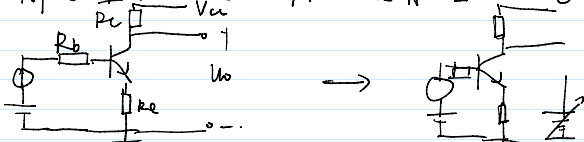
7.1. 零点漂移及差分放大电路.

零点: 漂移: 输入为 0, 输出不为 0.



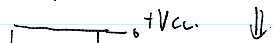
原因: 温度变化, 直流电源波动, 元件老化 (老化方向), 简称为温漂.

解决: 直接负反馈, 温补. 实用: 差分放大电路



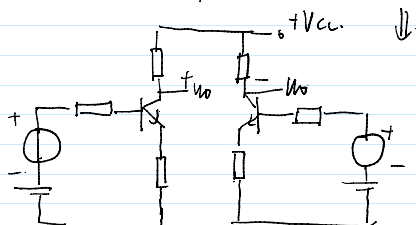
R_e 电流负反馈, 基本共射放大电路.

输出端加恒流源 (差分原理)



Re 电流负反馈, 基本共射放大电路.

输出端加接地源 (差分原理)

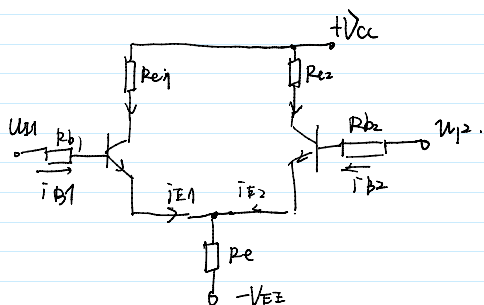


差分放大原理图 (理想对称)

交流地: 若两侧所加电压, 大小相同, 极性相同, 则为共模信号.
若两侧所加电压, 大小相同, 极性相反, 则为差模信号.

发射极电阻可以合二为一. 发射极电阻接负电源.
负电源可以仅设置静态工作点非常简单.

加差模信号时, Re 中电流变化为 0, 发射极电位无变化 (视为交流通路中可看成地).



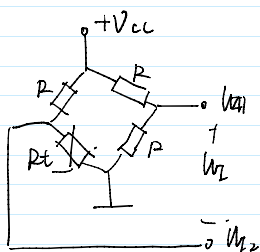
差分放大电路的性能要求

假设在某温度下 $R = R_t$, $U_{I1} = U_{I2} = V_{CC}/2$

$$U_I = U_{I1} - U_{I2} = 0$$

当温度变化, ΔU_I

放大的差模信号



测温电桥.

要求 1: 没有零点漂移. 0 输入, 0 输出.

要求 2: 抑制共模输出

要求 3: 放大差模信号

静态分析 (完全对称)

$$I_{BQ1} = I_{BQ2} = I_{BQ}$$

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = I_{CQ}$$

$$I_{EQ1} = I_{EQ2} = I_{EQ}$$

$$U_{CEQ1} = U_{CEQ2} = U_{CEQ}$$

$$U_o = U_{CEQ1} - U_{CEQ2} = 0$$

输入回路方程.

$$V_{CC} = I_{BQ} \cdot R_{B1} + 2(1+\beta)I_{EQ}R_e + U_{BEQ}$$

$$I_{EQ} \approx \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2R_e} \quad I_{BQ} \approx \frac{I_{EQ}}{1+\beta}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c + U_{BEQ}$$

在基本共射放大电路中,

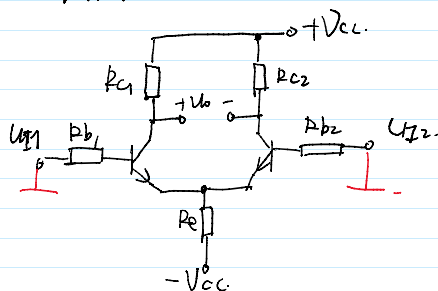
先确定 $I_{BQ} \rightarrow I_{CQ} \rightarrow U_{CEQ}$.

在差分中

先确定 $I_{EQ} \rightarrow I_{CQ} \rightarrow U_{CEQ}$.

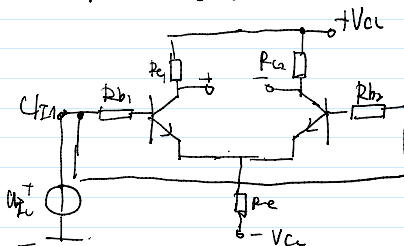
\Rightarrow 选择合适电源 V_{EE} 和 R_e , 就可以获得合适的静态工作点, 即电源的好坏

长尾式放大电路 (Re + -VEE 隔几个尾巴)



动态分析 (抑制共模信号)

$$U_{I1} = U_{I2} = U_{Ic}$$



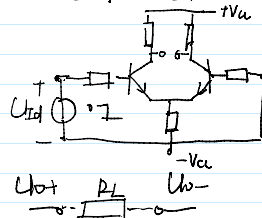
1. 共模放大倍数 $A_c = \frac{U_{oc}}{U_{ic}} = 0$ (理想时)

$T_{c1} \rightarrow I_{c1} \rightarrow I_e \rightarrow U_e \rightarrow U_{ce} \rightarrow I_{b1} \rightarrow I_{c1}$
 源上用等效为共模信号, R_e 对共模信号起负反馈.

对 β 管子, 有 $2R_e$ 起作用.

2. 差模信号:

$$U_{I1} = -U_{I2} = U_{Id}/2$$

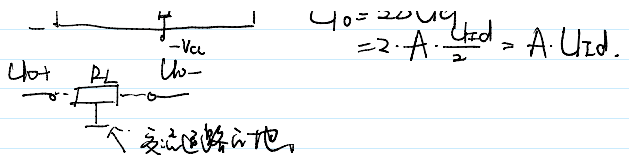


$$\Delta I_{B1} = -\Delta I_{B2}$$

$$\Delta I_{C1} = -\Delta I_{C2}$$

$$\Delta U_{C1} = -\Delta U_{C2}$$

$$U_o = 2\Delta U_{C1} = 2 \cdot A \cdot \frac{U_{Id}}{2} = A \cdot U_{Id}$$



$$U_o = 2 \cdot \frac{U_{id}}{2} = A \cdot U_{id}$$

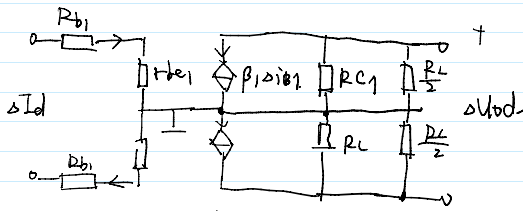
$$\Delta U_{id} = \Delta i_B \cdot 2(r_{be} + R_b)$$

$$\Delta U_{od} = \beta \Delta i_B \cdot 2 \cdot (R_c // \frac{R_L}{2})$$

$$\therefore A = \frac{\beta (R_c // \frac{R_L}{2})}{r_{be} + R_b}$$

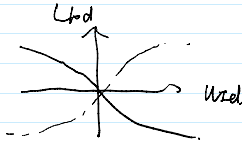
$$R_i = 2R_b + r_{be} \quad R_o = 2R_c$$

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right|, \text{共模抑制比, 理想情况 } A_c = 0, K_{CMR} = \infty$$



电压传输特性

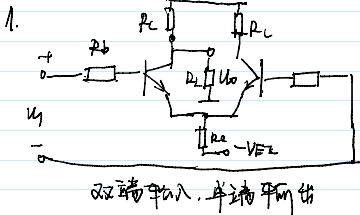
$$U_o = f(U_{id})$$



斜率为差模放大倍数

$\Delta U_{od \max}$ 取决于 V_{CC} ???

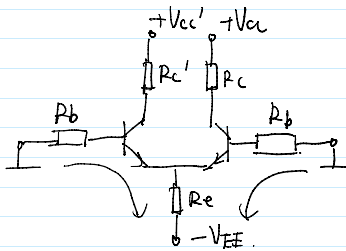
• 四种接法



$$V_{CC}' = \frac{R_L}{R_c + R_L} V_{CC}$$

$$R_c' = R_c // R_L$$

信号源内阻或负载一端接地, 可以防止干扰和满足负载需要

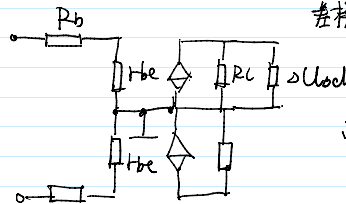


静态工作点反反取决于 $R_e, -V_{EE}$.

$$R_e U_{CE1} \approx U_{CE2}$$

$$U_{CE1} = V_{CC} - I_{C1} R_c'$$

$$U_{CE2} = V_{CC} - I_{C2} R_c$$



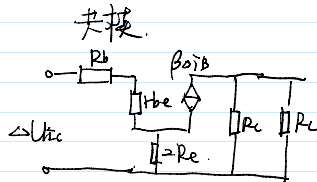
差模

$$\Delta U_{od} = -i_b \beta \cdot R_c // R_L$$

$$\Delta U_{io} = 2i_b (r_{be} + R_b)$$

$$\therefore A_d = \frac{\Delta U_{od}}{\Delta U_{id}} = -\frac{\beta (R_c // R_L)}{R_b + r_{be}}$$

$$R_o = R_c$$



共模

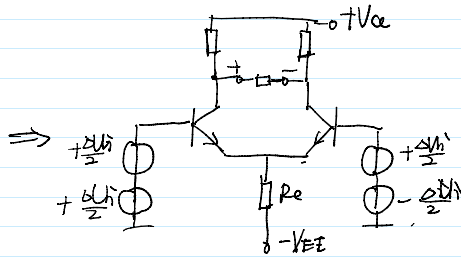
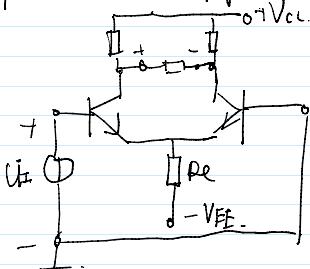
$$A_{uc} = \frac{\beta (R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1+\beta)R_e}$$

$$\therefore K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \frac{R_b + r_{be} + 2(1+\beta)R_e}{2(R_b + r_{be})}$$

$$\therefore R_e \uparrow \rightarrow A_{uc} \downarrow, K_{CMR} \uparrow$$

R_e 提高是改善共模抑制比的基本措施

2. 单端输入, 双端输出电路



$$\Delta U_o = A_d \Delta U_{id} + A_c \frac{U_{id}}{2}$$

注意这里差模信号是 ΔU_{id} , 而 A_c 是 $\frac{U_{id}}{2}$, 并不是直接上的 ΔU_{id} 和 $\frac{U_{id}}{2}$, 其原因是因为接地线不同, 接地线各点的共模电压。

" + $\frac{U_{id}}{2}$ " 例如 $a \pm = -0.5 + 1$
 " - $\frac{U_{id}}{2}$ " 例如 $a \pm = -0.5 - 1$

3. 单端输入, 单端输出

对于单端输出, 倘若忽略输出信号一边在 R_c .

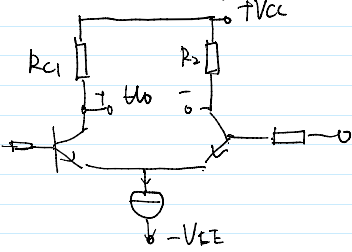
动态参数的特点归纳如下:

- 1) 输入电阻均为 $2(R_b + r_{be})$, 差模.
- 2) A_d, A_c, R_o 与输出方式有关. 双端输出时: $A_d = \frac{\beta R_c // (R_L/2)}{r_{be} + R_b}, A_c = 0, R_o = 2R_c$
 单端输出时: $A_d = \frac{\beta R_c // R_L}{2(r_{be} + R_b)}, A_c = \frac{\beta R_c // R_L}{R_b + r_{be} + 2(1+\beta)R_e}, R_o = R_c$
- 3) 单端输入时, 差模信号比共模信号大, 取决于接地线.

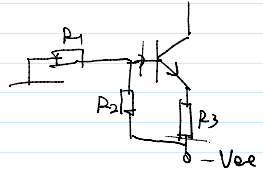
3) 单端输入时, 差模信号元件均有夹模, 取决于接地线。

• 具有恒流源口差分放大电路

R_e 可以抑制温漂, 且在差模中断路, 不影响放大倍数。所以 R_e 越大越好, 可以用恒流源, 但 R_e 和静态工作点有关, 所以直接给 R_e 恒流源。



电流源电路。



有误差, 看泊根+。

$$I_{E3} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{V_{CC} - U_{BE3}}{R_3}$$

工作在放大区, 输出电压很大。

可以取代恒流源

• 差分放大电路的改进。

1. 发射极电阻 R_w (电压器), R_w 不用太大。

仅输出为 0。对动态参数有影响。

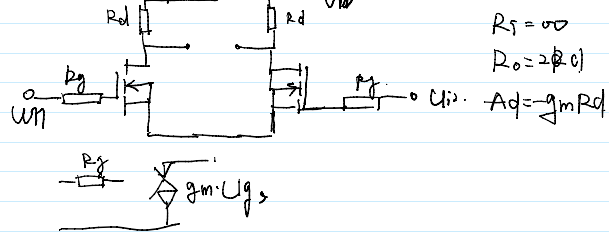
输入电阻, 放大倍数。

现在在

$$A_d = \frac{\beta R_c}{R_b + \beta R_e + (1 + \beta) R_w}$$

$$R_i = 2(R_b + \beta R_e) + (1 + \beta) R_w$$

2. 负载电阻 R_L 平内, 可以用场效应管。



$R_s = \infty$

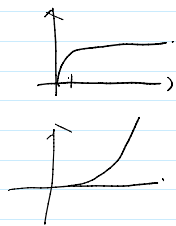
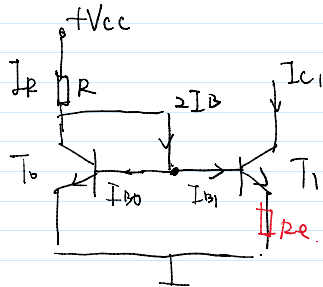
$R_o = 2r_{ds}$

$A_d = g_m R_d$

7.2 电流源:

1) 镜像电流源 (利用两极管的相似一致性, 仅 U_{BE} 电压相等, 从而仅伏法相同)

T_0 管的集电极和基极用导线连接, T_0 管工作在放大区而不可能进入饱和状态。



若 U_{ce} 和 U_{be} 相等, 则在饱和状态

$$U_{BE1} = U_{BE2} \Rightarrow i_{C1} = i_{C0}$$

$$\therefore I_R = I_{C1} + 2I_E \text{ (基极电流)}$$

I_{C1} 和是恒流源的电流

$$I_R = (\beta + 2) I_E \therefore I_C = \frac{\beta I_R}{\beta + 2} \text{ 当 } \beta \gg 2, \text{ 则 } I_C \approx I_R$$

当 $T \uparrow \rightarrow i_C \uparrow \rightarrow U_{ce} \downarrow \rightarrow U_{be} \downarrow \rightarrow I_B \downarrow$, 负反馈。

若稍调个电流 $\Phi R \downarrow$

② 增加 R_e , U_{be} 很大, $U_{ce} \downarrow$, 则 I_e 很大。

↑ 微电流源。

对于 R_e 的定量分析。

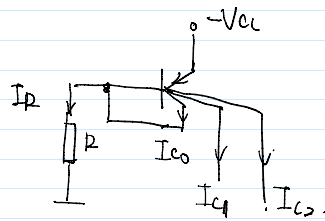
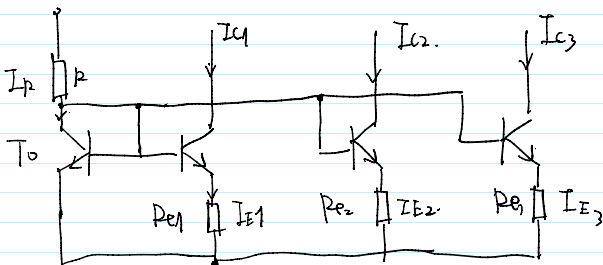
$$U_{Re} = U_{BE0} - U_{BE1}$$

$$I_E \approx I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}, I_{E0}/I_{E1} = I_S e^{(U_{BE0} - U_{BE1})/U_T}$$

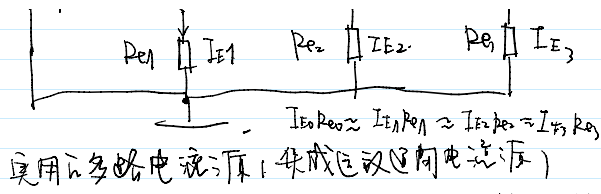
$$\therefore U_{BE0} - U_{BE1} = \frac{U_T}{I_S} \ln I_{E0}/I_{E1} = I_{E1} R_e$$

$$I_{E1} \approx I_{C1}, I_{E0} \approx I_{C0} \approx I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE0}}{R} \text{ (超越行程, 设计时先确定 } I_{E0}, I_{E1}, \text{ 然后选 } R \text{ 和 } R_e)$$

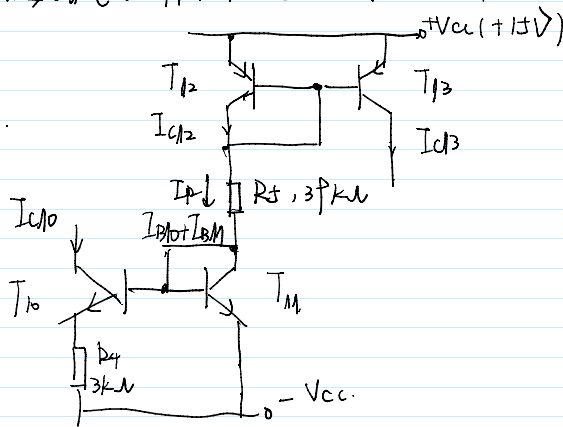
2) 多路电流源 (集成运放输入级, 中间级, 输出级都需要电流源)



控制集电极面积, 用场效应管。



$I_{C1} \approx I_{C2}$
 控制集电极电流, 同相物效应管!
 $\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{S_1}{S_2} \quad \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{S_2}{S_1}$

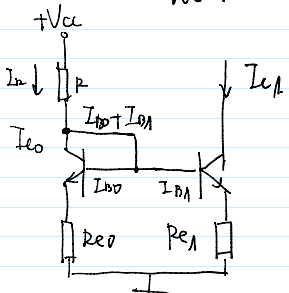


基准电流: $I_{B5}, 39k\Omega$
 $V_{CC} - V_{CE10} = U_{BE12} + U_{BE13} + U_{CE10} + U_{CE11}$
 T_{12} 和 T_{13} 是电流源 (提供给中间级)
 T_{11} 和 T_{12} 构成一个微电流源 (提供给输入级)

3) 其他电流源

① 比例电流源 (利用 $U_{BE} = U_{BD}$)

晶体管电流源的缺点, 若要求 I_{C1} 较大, 则 I_{E0} 势必增大, R_{E0} 功耗就会增加, 耗电。

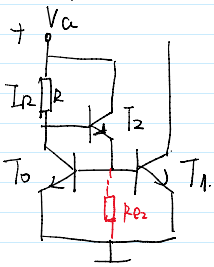


$U_{BE0} + I_{E0} \cdot R_{E0} = U_{BE1} + I_{E1} \cdot R_{E1}$
 因为 $I_E = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \rightarrow U_{BE} = U_T \ln \frac{I_E}{I_S}$
 $\therefore U_T \left(\ln \frac{I_{E0}}{I_S} - \ln \frac{I_{E1}}{I_S} \right) = I_{E1} \cdot R_{E1} - I_{E0} \cdot R_{E0}$

$U_T \ln \frac{I_{E0}}{I_{E1}} = I_{E1} \cdot R_{E1} - I_{E0} \cdot R_{E0}$
 $\therefore I_{C1} \approx \frac{R_{E0} I_{E0}}{R_{E1}} + \frac{U_T}{R_{E1}} \ln \frac{I_{E0}}{I_{E1}}$
 $\therefore I_{C1} \approx \frac{R_{E0} I_{E0}}{R_{E1}} \left[\text{假设 } U_{BE1} \approx U_{BE2} \right]$

$I_{E0} \approx \frac{V_{CC} - U_{BE0}}{R + R_{E0}}$

② 射极输出器的电流源

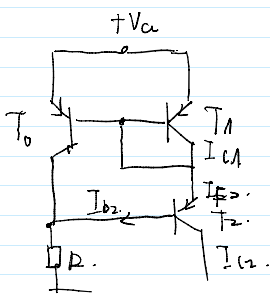


利用 T_2 的放大作用, 减小 I_R . $\beta_0 = \beta_1 = \beta_2 = \beta$
 $\therefore I_{C1} = I_{C0} = I_R - I_{B2} = I_R - \frac{I_{E2}}{1+\beta} = I_R - \frac{2I_{E0}}{1+\beta} = I_R - \frac{2I_{C1}}{1+\beta}$

$(1+\beta)I_{C1} = 1+\beta I_R - 2I_{C1}$
 \Rightarrow 若 $\beta = 10$, $I_{C1} \approx 0.92 I_R$, 误差很小。

R_{E2} 用来增大 I_{E2} 管电流, 提高 β 。

③ 成比例电流源



T_0 管 ce 中接在发射极, 等效为大电阻 R_e , 所以 I_{C2} 尚更稳定。

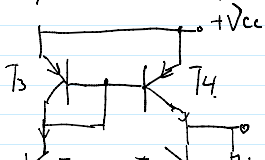
$I_{E2} = I_{C1} + 2I_{B1} = I_{C1} + \frac{2I_{C1}}{\beta}$

$\therefore I_{C1} = \frac{\beta}{\beta+2} I_{E2} = \frac{\beta}{\beta+2} \cdot \frac{1+\beta}{\beta} I_{C0} = \frac{\beta+1}{\beta+2} I_{C0}$

$I_R = I_{B2} + I_{C2} = \frac{I_{C1}}{\beta} + \frac{\beta+1}{\beta+2} I_{C2} = \frac{\beta^2 + 2\beta + 1}{\beta^2 + 2\beta} \cdot I_{C2}$

$\Rightarrow I_{C2} = \left(1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 1} \right) I_R \approx I_R$, 即使 β 很大, 也能工作

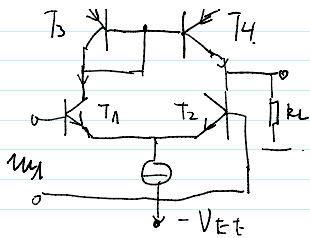
4) 有源负载放大电路 (电流源取代大电阻)



静态时 $I_{E3} \approx I_{E4}$

当 $\beta_3 = \beta_4 \gg 2$ 时。

$I_{C1} = I_{E3} \quad I_{C2} = I_{E4}$



当 $\beta_3 = \beta_4 \gg 2\beta_1$.

$I_{C1} = I_{E3}$ $I_{C2} = I_{E4}$.

$\therefore I_b \approx 0$.

差模信号 ΔU_i

$u_i = 2i_{b1} \cdot r_{be}$.

$u_o = 2i_{b1} \cdot \beta \cdot R_L \parallel R_C$

$= 2i_{b1} \cdot \beta \cdot R_L$

$\therefore A_u = \frac{2\beta \cdot R_L}{2r_{be}} = \frac{\beta \cdot R_L}{r_{be}}$


$A_{iN} = \frac{2\Delta i_{C1}}{2\Delta i_{b1} r_{be}} = \frac{\beta}{r_{be}}$

7.3 互补输出级

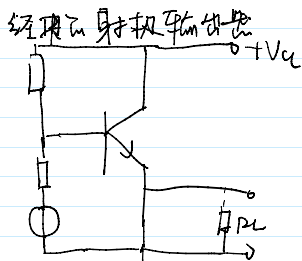
1) 组成及工作原理.

互补输出级是直接耦合的功率放大电路.

对输出级的要求: 带负载能力强 (输出电阻小, 直流功耗大, 负载电阻无直流功耗, 最大不失真输出电压最大).

射极跟随器输出电阻小. (, 负载 $\frac{r_{be} R_b}{1+\beta}$)

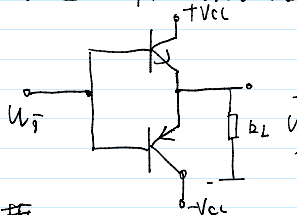
最大不失真电压最大. 双电源时接近电源电压, 单电源时接近 $1/2$ 电源电压.



缺点是输出电阻大, 带负载能力弱, 但无法很好地满足其他要求. (直接耦合无法隔绝直流)

改进: 零输入时零输出 (隔绝直流)

改进: 互补输出级的基本电路



理想对称的电路. (NPN, PNP 很匹配, 复合管!)

为3分析向中

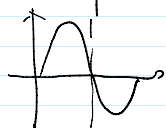
$U_{im} = 0$.

$I_s = 0$.

静态分析

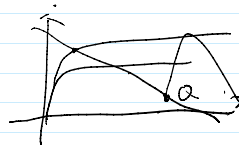
当输入为0时, $U_o = 0$ U_{im} 相同, 对称. 则 $U_o = 0$ | 满足零输入, 零输出, 功耗为0, 功耗小.

动态分析 (+Vcc, -Vcc 都等效接地).



正半周, NPN管导通, PNP管截止. $U_o = U_i$

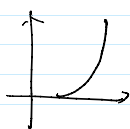
负半周, PNP管导通, NPN管截止. $U_o = U_i$



由于只有半个周期, 所以仅能靠近截止区

2) 消除交越失真: 互补输出级和推挽互补输出级.

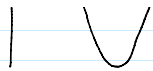
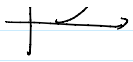
考虑存在开启电压



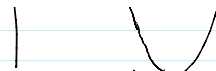
理想



交越失真



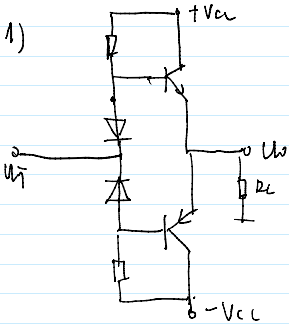
理想



交越失真

解决方法: 设置静态工作点, 设置在截止和放大的临界状态

不再出现交越失真

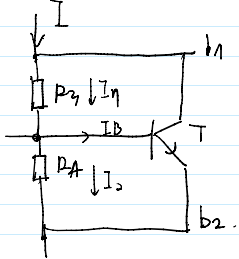


用正负导通的二极管设置电位

$$\text{静态 } U_{O1} = U_{O2} = U_{O1} + U_{O2}$$

动态 $U_{O1} \approx U_{O2} \approx U_{in}$, 二极管的静态电阻很大.

2) 倍增电路 U_{BE}



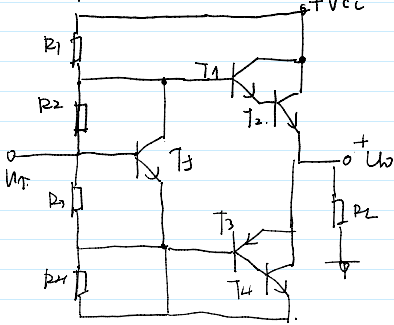
若 $I_3 \gg I_B$

$$\text{则 } U_{B1} U_{B2} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \cdot U_{BE}$$

改变 $U_{B1} U_{B2}$

R_3, R_4 尽可能小.

3) 准互补输出级 (采用复合管)



$T_1, T_2 \Rightarrow$ NPN
NPN, NPN

对于负载, T_1, T_2 都为 NPN, 所以对负载性好.
静态时:

$$U_{BE1} + U_{BE2} + U_{BE3} \approx \frac{R_3 + R_2}{R_2} \cdot U_{BE5}$$

PNP, NPN
 $T_3, T_4 \Rightarrow$ PNP

动态时

$$U_{B1} \approx U_{B3} \approx U_{in}$$

R_3, R_4 可忽略.

R_1, R_2 阻值大, R_1, R_2 可以不用恒流源.

4) 双极集成运放分析方法总结.

- ① 先找偏置电路.
- ② 输入极为差分, 判断有无源负载
- ③ 中间极为复合管.
- ④ 输出极为准互补电路.

分析输入电阻, 电压放大倍数, 输出电阻.

画出动态等效电路

电压放大倍数依靠电流源放大倍数.

- I_0 的温度 $dI_0/dT(^{\circ}C)$ $12 nA/^{\circ}C$ ∞
- 最大共模输入电压 $\pm 13V$
- 最大差模输入电压 $\pm 30V$ (极限)
- $-3dB$ 带宽 $10kHz$. (管子太多)
- 单位增益带宽 $SR = dU_o/dt |_{max}$ $0.5V/\mu s$ ∞
方向任意

均效(单)

CMOS 电路对称性高, 集成度高, 输入电阻大, 工作电源范围宽.

主要性能指标:

- 开环差模增益 A_{od} $20 \lg |A_{od}| \rightarrow dB$, $106 dB$, ∞
- 差模输入电阻 r_{id} $2M\Omega$, ∞
- 共模抑制比 K_{CMR} $90 dB$, ∞
- 输入失调电压, 仅 U_{in} 的补偿电压 $1mV$ ∞ .
- U_{10} 温度 $20\mu V/^{\circ}C$
- 输入失调电流 $I_{io} = |I_{B1} - I_{B2}|$ $20 nA$ ∞

5) 集成运放分类.

电压型, 单运放, 双运放, 四运放

5) 集成运放分类

按集成度：单运放、双运放、四运放

工艺：双极型、单极型、混合

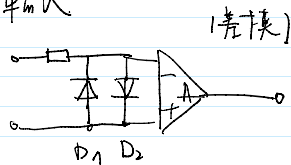
可控性：
 | 可变增益运放
 | 电压控制运放

按性能：高阻型、高速型、高精度、低功耗型(航天、航空)、高压型、专用型

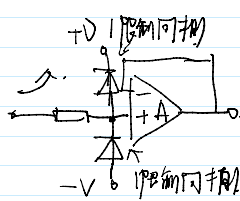
6) 保护电路, 低频等效电路

- ① 防止输入信号过大, 击穿PN结
- ② 电源接反
- ③ 输出端接成电压源, 保护

1) 输入



(差模)



(反馈)

限制同相输入电压

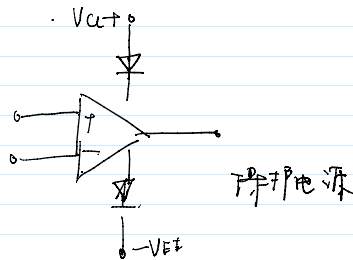
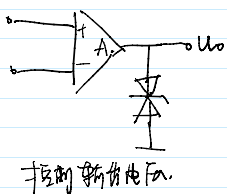
引入负反馈, 反同相, 互相无限接近

$$U_p = U_{in} ?$$

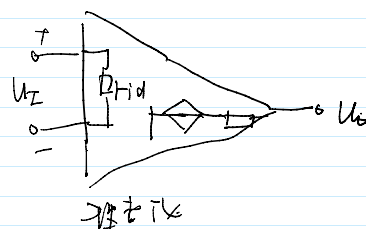
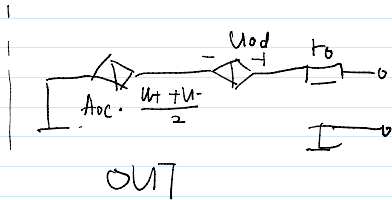
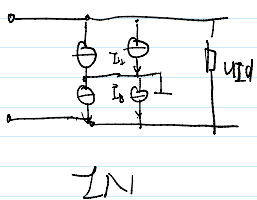
因为A大, 所以 $U_{in} \approx 1mV$. 开环电压增益 $A = \frac{1}{\epsilon}$

D1, D2 限制电流幅值, R 保护二极管

2) 输出



3) 低频等效电路



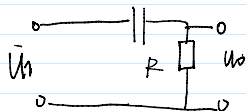
8. 频率响应

信号频率对放大倍数影响

原因: 耦合电容, 旁路电容, 极间电容

· 基础电路原理:

高通电路: $f \uparrow \quad V \rightarrow V_{input}$



$$U_i = U_{out} + i \cdot R$$

$$= U_{out} + \frac{dU_{out}}{dt} \cdot C \cdot R$$

$$\rightarrow \frac{dU_{out}}{dt} + \frac{1}{RC} U_{out} = \frac{1}{RC} U_i$$

$$q(t) = C U(t)$$

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{dU(t)}{dt}$$

若 $U = A \sin(\omega t + \phi)$

$$U = A \sin(\omega t + \phi)$$

电流领先电压 $\frac{\pi}{2}$ 个相位

且容抗为 $\frac{1}{j\omega C}$

笔记: 常微分方程
 指数变换法: 可考虑高次书或微分方程

$$U_o = \frac{R}{\sqrt{j\omega C + R}} U_i$$

$\omega \uparrow \rightarrow \frac{1}{j\omega C + R} \approx R$
 为高通电路

