

6 模拟集成电路

- 6.1 模拟集成电路中的直流偏置技术
- 6.2 差分式放大电路
- 6.3 差分式放大电路的传输特性
- 6.4 集成电路运算放大器
- 6.5 实际集成运算放大器的主要参数和对应用电路的影响
- 6.6 变跨导式模拟乘法器
- 6.7 放大器中的噪声和干扰



6.1 模拟集成电路中的直流偏置技术

6.1.1 BJT电流源电路

1. 镜像电流源
2. 微电流源
3. 高输出阻抗电流源
4. 组合电流源

6.1.2 FET电流源

1. MOSFET镜像电流源
2. MOSFET多路电流源
3. JFET电流源

6.1.1 BJT电流源电路

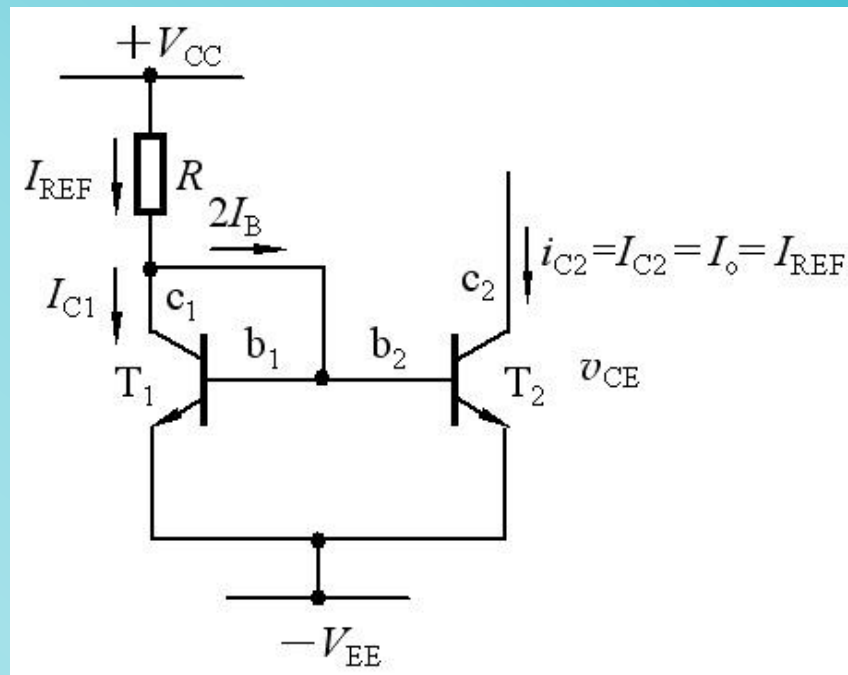
1. 镜像电流源

T_1 、 T_2 的参数全同

即 $\beta_1 = \beta_2$, $I_{CEO1} = I_{CEO2}$

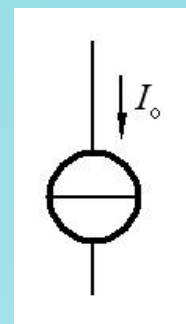
$$V_{BE2} = V_{BE1} \quad I_{E2} = I_{E1}$$

$$I_{C2} = I_{C1}$$



当BJT的 β 较大时, 基极电流 I_B 可以忽略

$$I_o = I_{C2} \approx I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - (-V_{EE})}{R} \approx \frac{V_{CC} + V_{EE}}{R}$$



代表符号

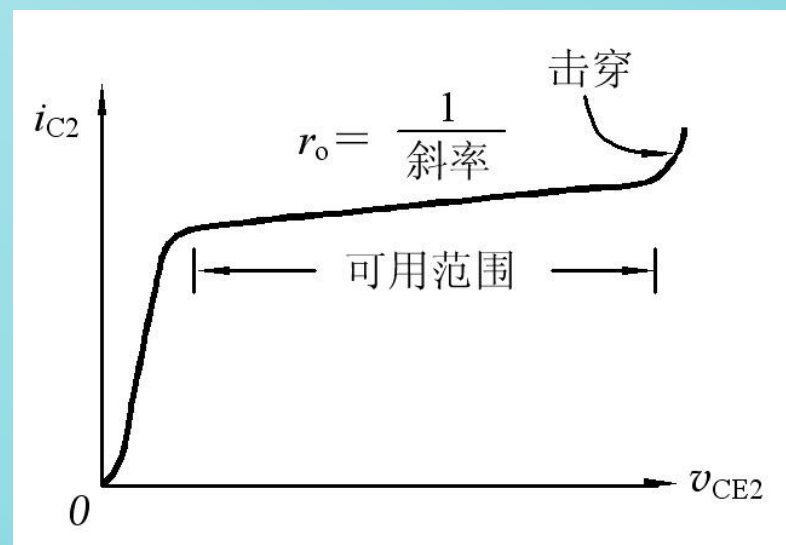
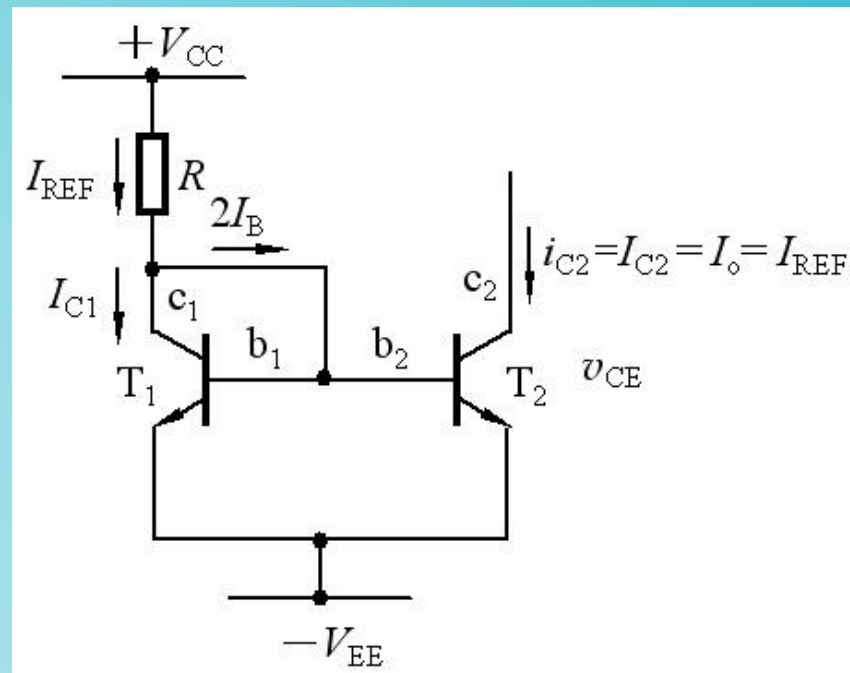
6.1.1 BJT电流源电路

1. 镜像电流源

动态电阻

$$r_o = \left(\frac{\partial i_{C2}}{\partial v_{CE2}} \right)^{-1} \Big|_{I_{B2}}$$
$$= r_{ce}$$

一般 r_o 在几百千欧以上



6.1.1 BJT电流源电路

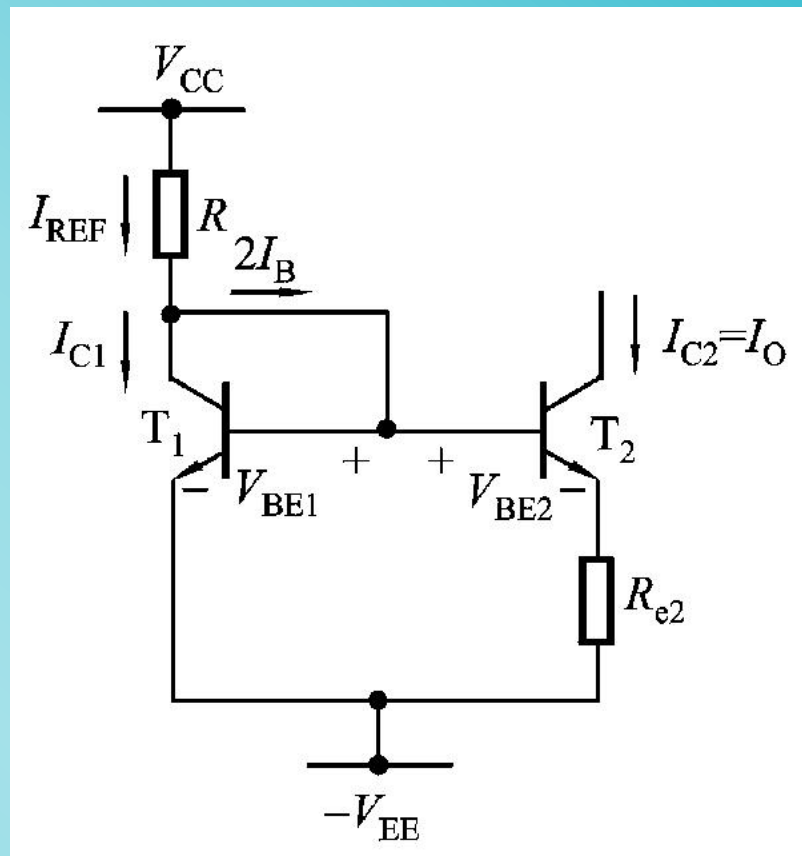
2. 微电流源

$$I_O = I_{C2} \approx I_{E2} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_{e2}} \\ = \frac{\Delta V_{BE}}{R_{e2}}$$

由于 ΔV_{BE} 很小,

所以 I_{C2} 也很小。 $r_o \approx r_{ce2} \left(1 + \frac{\beta R_{e2}}{r_{be2} + R_{e2}} \right)$

(参考射极偏置共射放大电路的输出电阻 R'_o)



6.1.1 BJT电流源电路

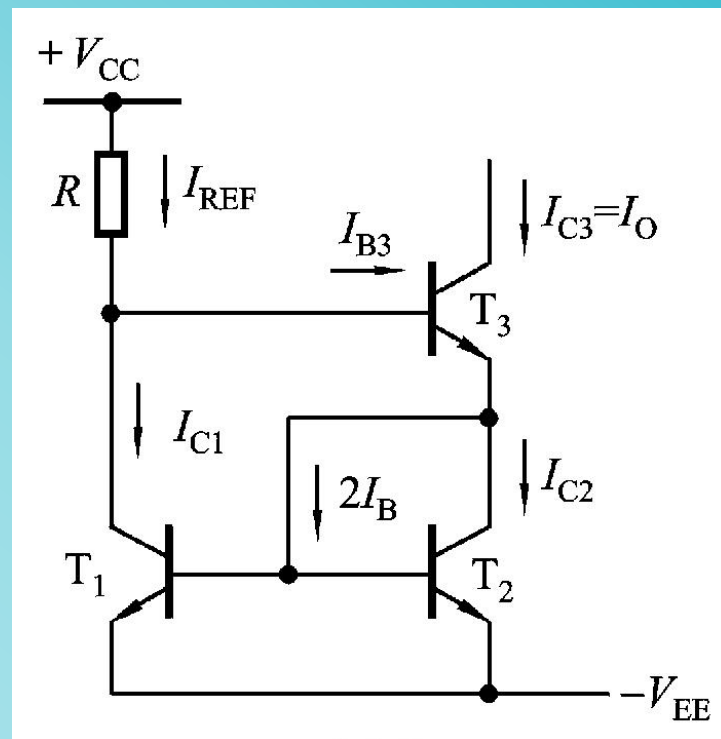
3. 高输出阻抗电流源

$$I_{\text{REF}} = \frac{V_{\text{CC}} - V_{\text{BE3}} - V_{\text{BE2}} + V_{\text{EE}}}{R}$$

$$I_{\text{O}} \approx I_{\text{C2}} = \frac{A_3}{A_1} \cdot I_{\text{REF}}$$

A_1 和 A_3 分别是 T_1 和 T_3 的相对结面积

动态输出电阻 r_o 远比微电流源的动态输出电阻为高



6.1.1 BJT电流源电路

4. 组合电流源

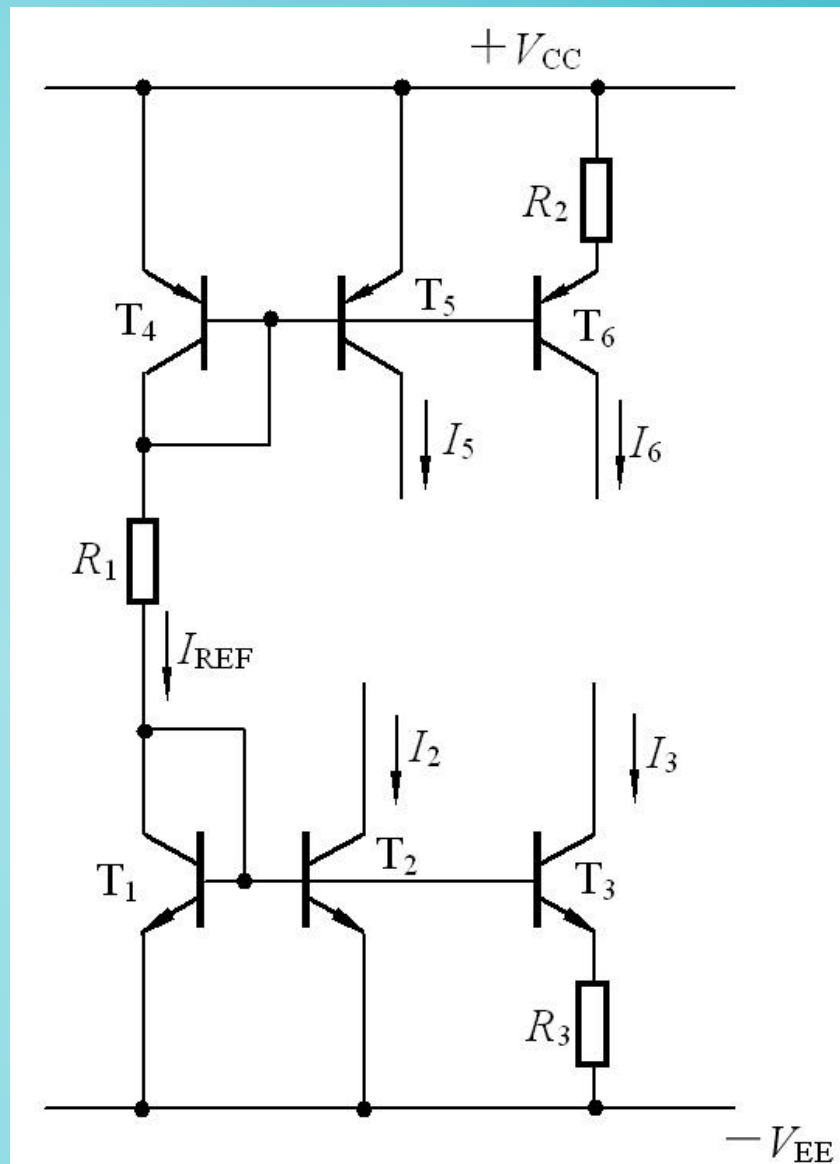
T_1 、 R_1 和 T_4 支路产生基准电流

I_{REF}

T_1 和 T_2 、 T_4 和 T_5 构成镜像电流源

T_1 和 T_3 、 T_4 和 T_6 构成了微电流源

$$I_{\text{REF}} = \frac{V_{\text{CC}} + V_{\text{EE}} - V_{\text{BE1}} - V_{\text{EB4}}}{R_1}$$



6.1.2 FET电流源

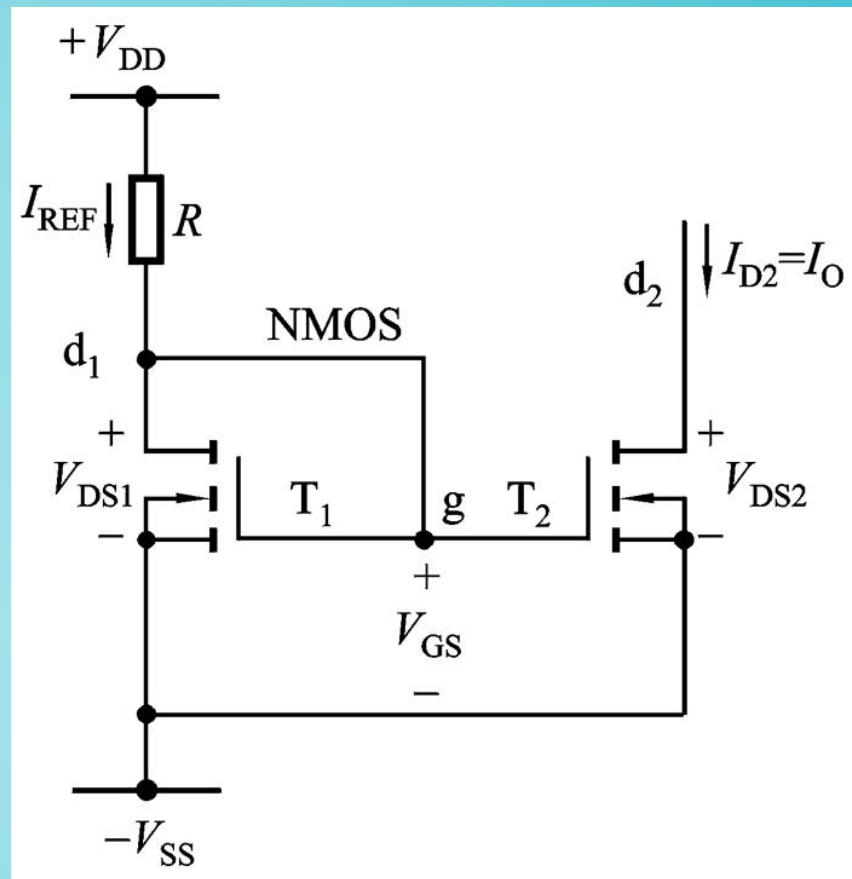
1. MOSFET镜像电流源

$$I_O = I_{D2} = I_{REF} = \frac{V_{DD} + V_{SS} - V_{GS}}{R}$$

当器件具有不同的宽长比时

$$I_O = \frac{W_2 / L_2}{W_1 / L_1} \cdot I_{REF} \quad (\lambda=0)$$

$$r_o = r_{ds2}$$



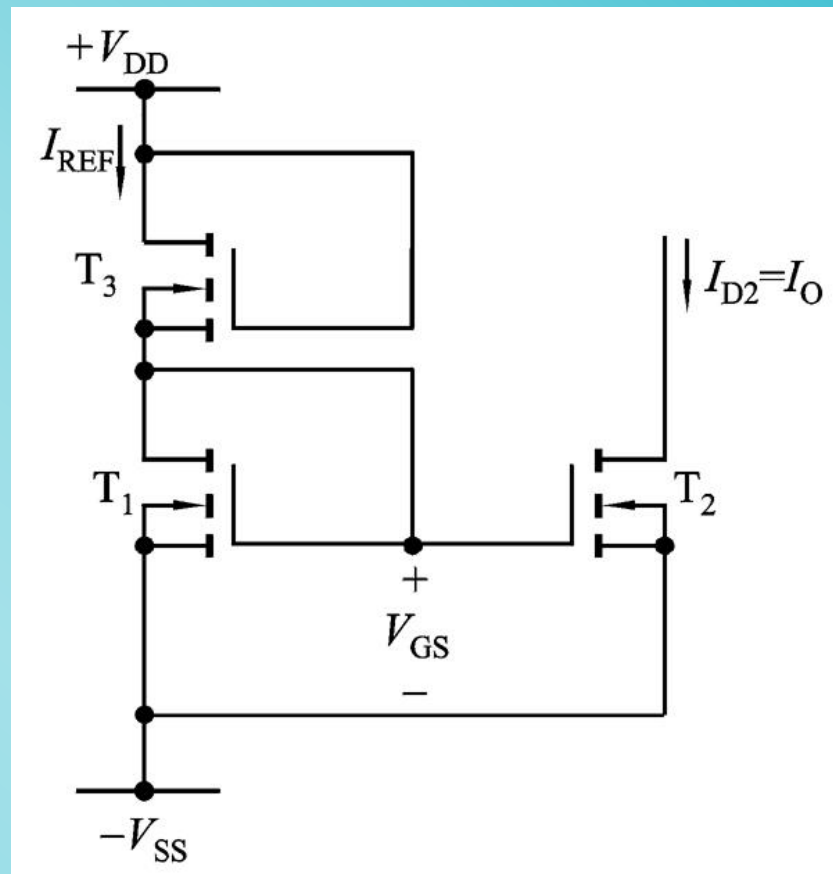
MOSFET基本镜像电路流

6.1.2 FET电流源

1. MOSFET镜像电流源

用 T_3 代替 R ， $T_1 \sim T_3$ 特性相同，且工作在放大区，当 $\lambda=0$ 时，输出电流为

$$\begin{aligned} I_{D2} &= (W/L)_2 K'_{n2} (V_{GS2} - V_{T2})^2 \\ &= K_{n2} (V_{GS2} - V_{T2})^2 \end{aligned}$$



常用的镜像电流源

6.1.2 FET电流源

2. MOSFET多路电流源

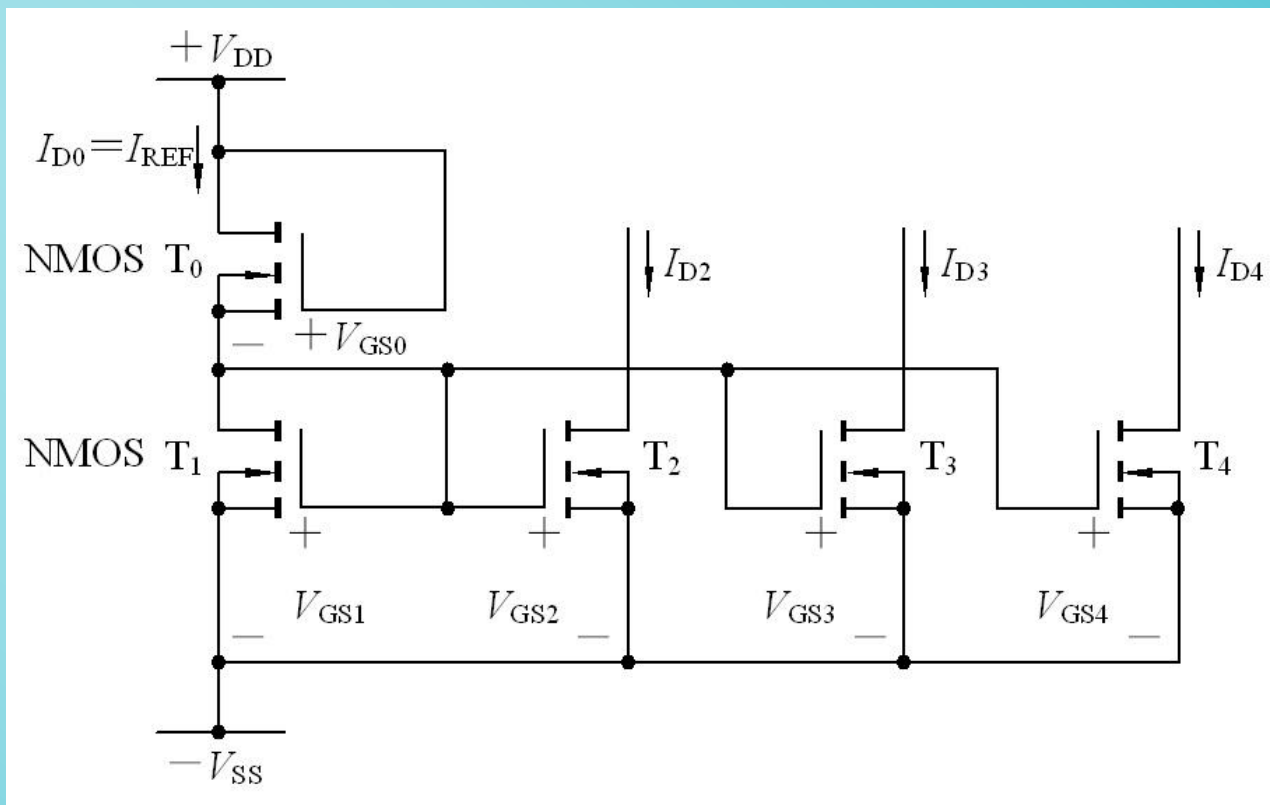
$$I_{\text{REF}} = I_{\text{D0}}$$

$$= K_{\text{n0}} (V_{\text{GS0}} - V_{\text{T0}})^2$$

$$I_{\text{D2}} = \frac{W_2 / L_2}{W_1 / L_1} I_{\text{REF}}$$

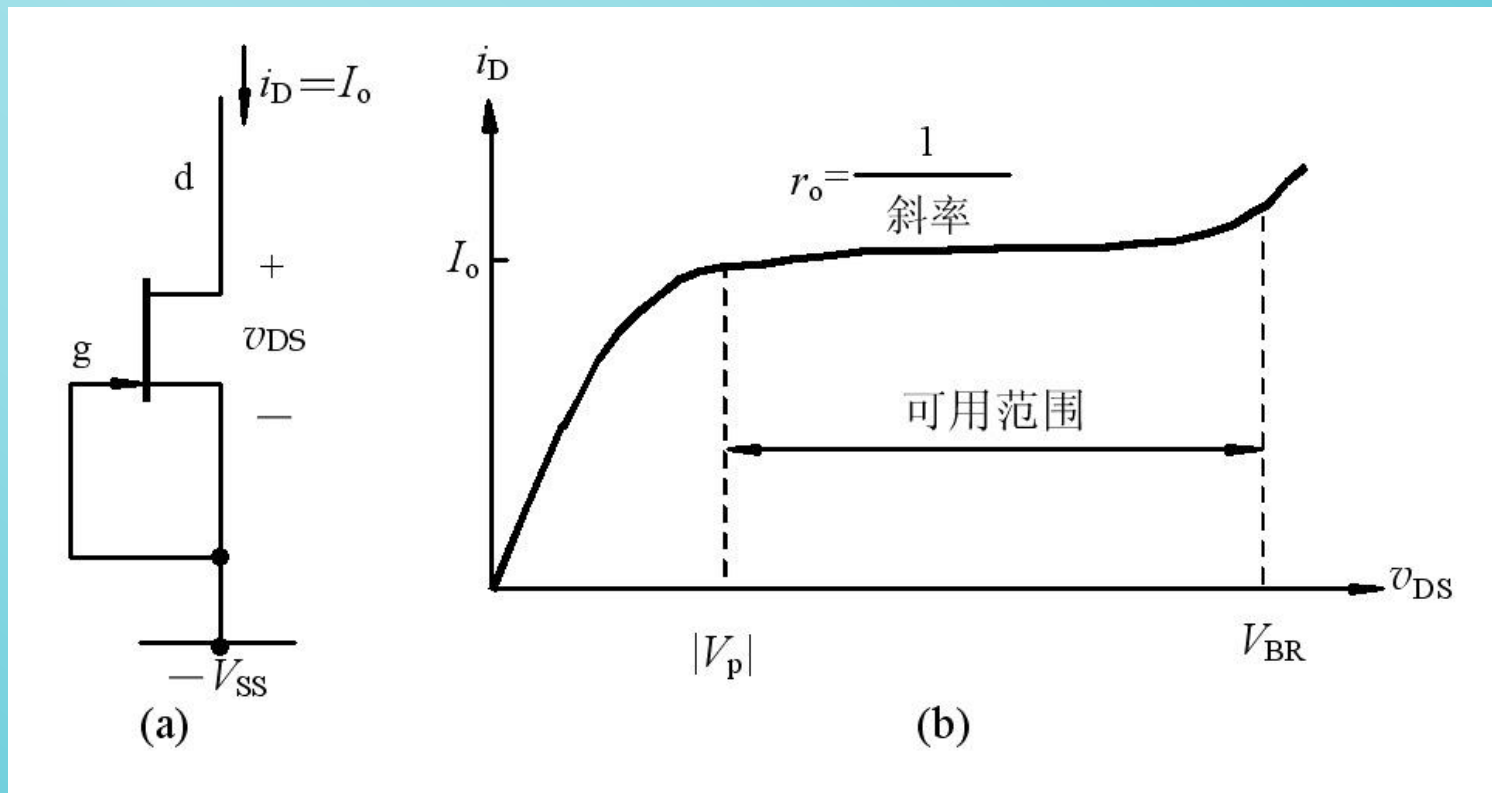
$$I_{\text{D3}} = \frac{W_3 / L_3}{W_1 / L_1} I_{\text{REF}}$$

$$I_{\text{D4}} = \frac{W_4 / L_4}{W_1 / L_1} I_{\text{REF}}$$



6.1.2 FET电流源

3. JFET电流源



(a) 电路

(b) 输出特性



6.2 差分式放大电路

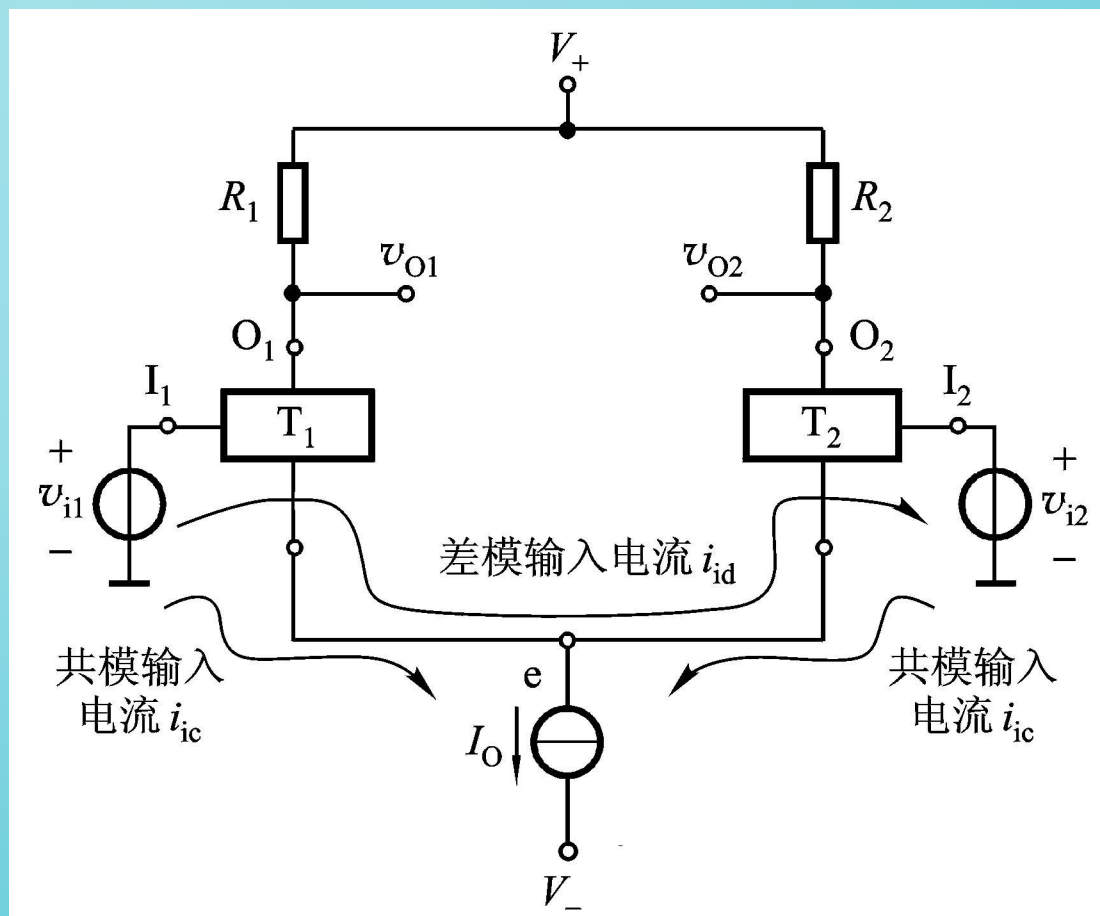
6.2.1 差分式放大电路的一般结构

6.2.2 射极耦合差分式放大电路

6.2.3 源极耦合差分式放大电路

6.2.1 差分式放大电路的一般结构

1. 用三端器件组成的差分式放大电路



6.2.1 差分式放大电路的

2. 有关概念

$$V_{id} = V_{i1} - V_{i2} \quad \text{差模信号}$$

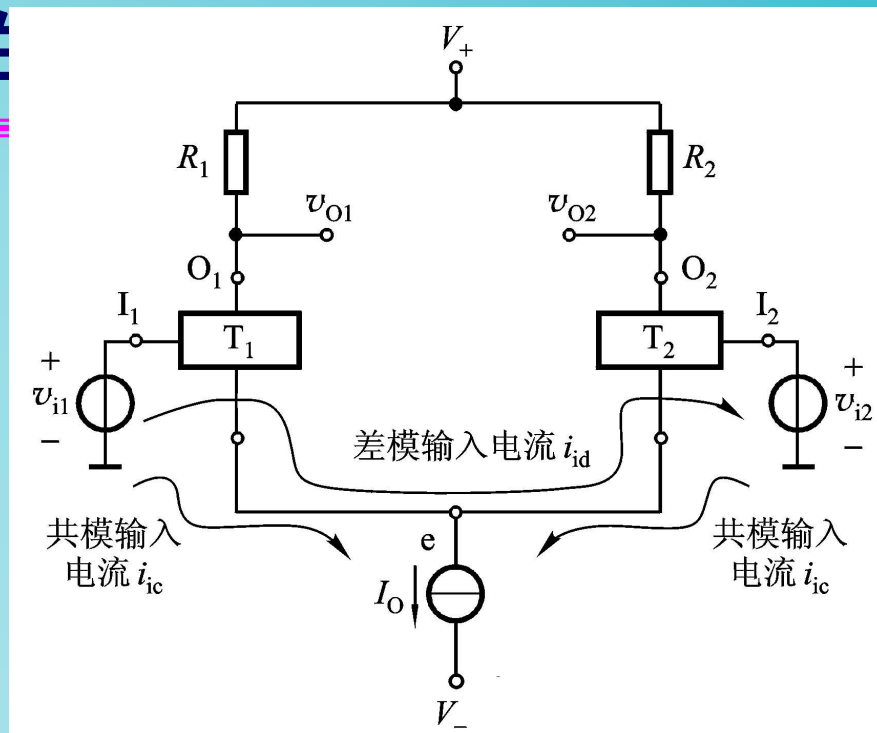
$$V_{ic} = \frac{1}{2}(V_{i1} + V_{i2}) \quad \text{共模信号}$$

$$A_{vd} = \frac{V'_o}{V_{id}} \quad \text{差模电压增益}$$

$$A_{vc} = \frac{V''_o}{V_{ic}} \quad \text{共模电压增益}$$

其中 V'_o —— 差模信号产生的输出

V''_o —— 共模信号产生的输出



总输出电压

$$V_o = V'_o + V''_o$$

$$= A_{vd} V_{id} + A_{vc} V_{ic}$$

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| \quad \text{共模抑制比}$$

反映抑制零漂能力的指标

6.2.1 差分式放大电路的

2. 有关概念

根据 $V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$

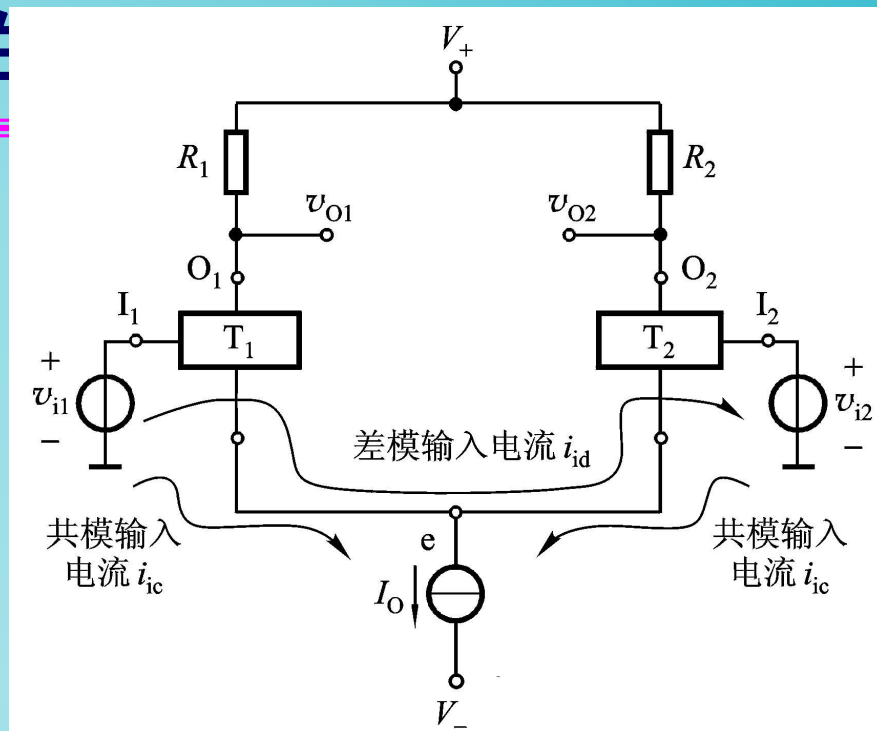
$$V_{ic} = \frac{1}{2}(V_{i1} + V_{i2})$$

有 $V_{i1} = V_{ic} + \frac{V_{id}}{2}$

$$V_{i2} = V_{ic} - \frac{V_{id}}{2}$$

共模信号相当于两个输入端信号中相同的部分

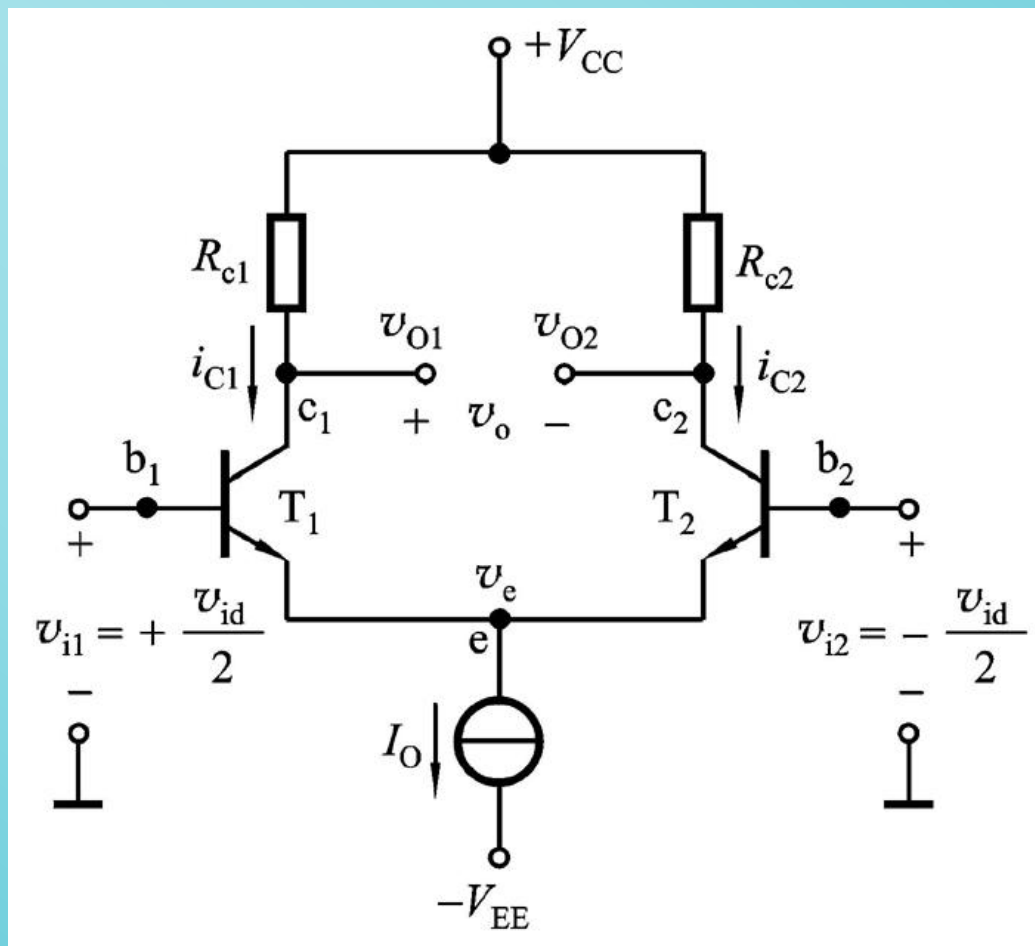
差模信号相当于两个输入端信号中不同的部分



两输入端中的共模信号
大小相等，相位相同；差模信号
大小相等，相位相反。

6.2.2 射极耦合差分式放大电路

1. 电路组成及工作原理



6.2.2 射极耦合差分式放大电路

1. 电路组成及工作原理

静态

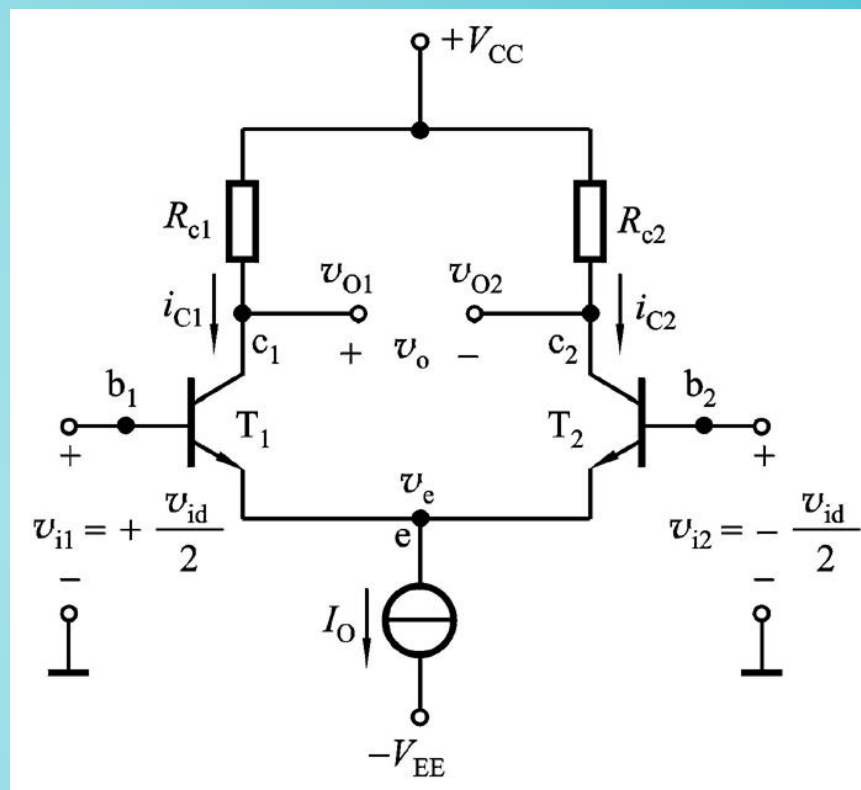
$$I_{C1} = I_{C2} = I_C = \frac{1}{2} I_O$$

$$V_{CE1} = V_{CE2}$$

$$= V_{CC} - I_C R_{c2} - V_E$$

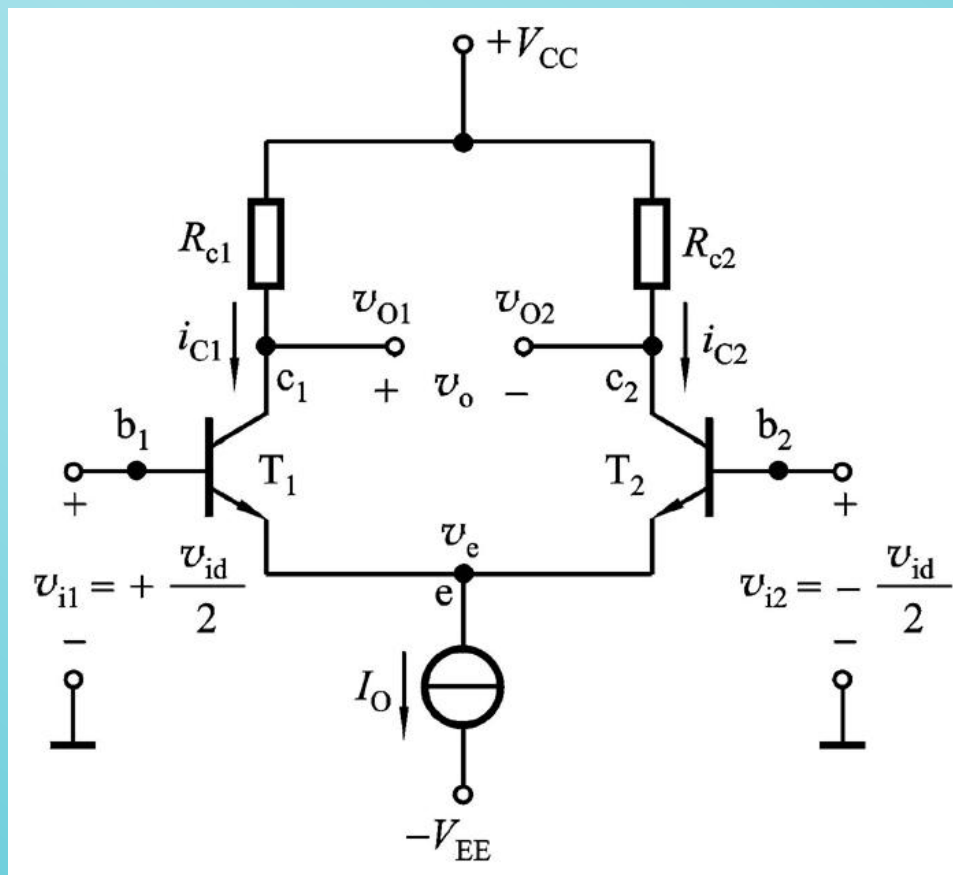
$$= V_{CC} - I_C R_{c2} - (-0.7V)$$

$$I_{B1} = I_{B2} = \frac{I_C}{\beta}$$



1. 电路组成及工作原理

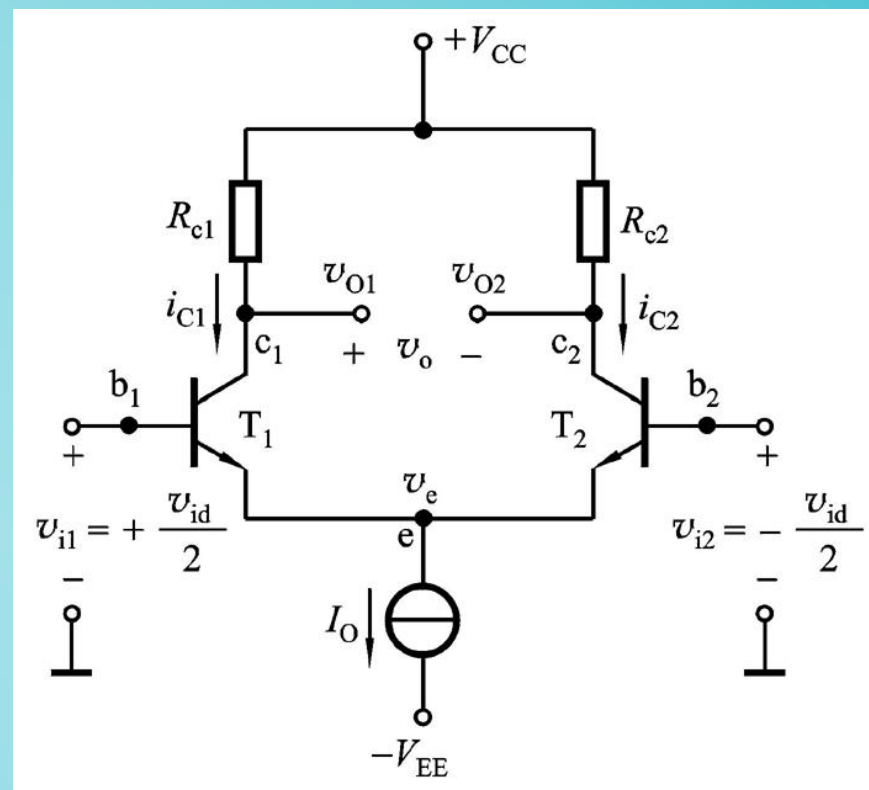
动态 仅输入差模信号， v_{i1} 和 v_{i2} 大小相等，相位相反。
 v_{O1} 和 v_{O2} 大小相等，相位相反。 $v_o = v_{O1} - v_{O2} \neq 0$ ，
信号被放大。



2. 抑制零点漂移原理

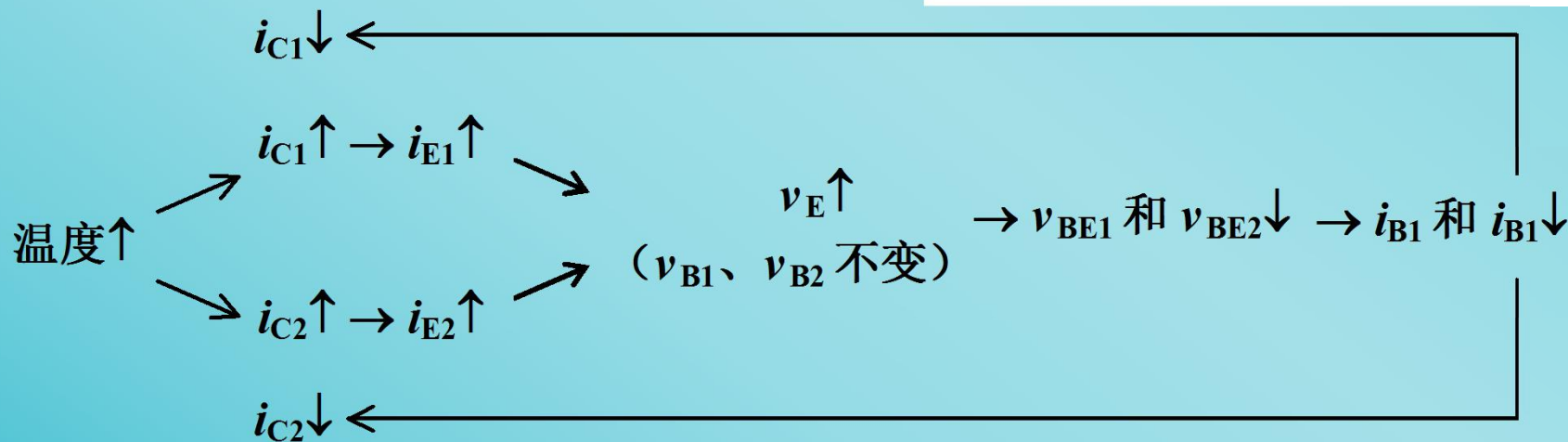
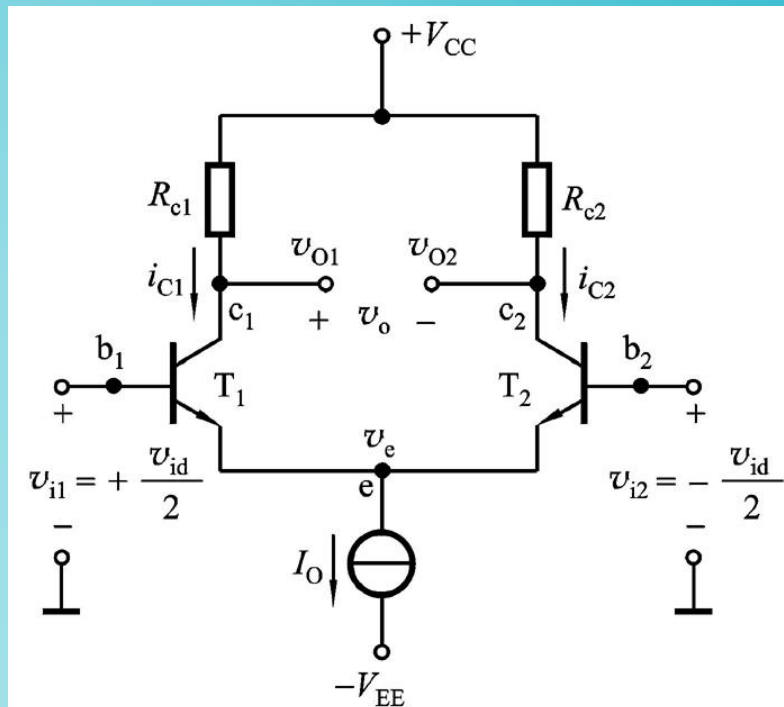
温度变化和电源电压波动，都将使集电极电流产生变化。且变化趋势是相同的，

其效果相当于在两个输入端加入了共模信号。



2. 抑制零点漂移原理

这一过程类似于分压式射极偏置电路的温度稳定过程。所以，即使电路处于单端输出方式时，仍有较强的抑制零漂能力。



差分式放大电路对共模信号有很强抑制作用

3. 主要指标计算

(1) 差模情况

<A> 双入、双出

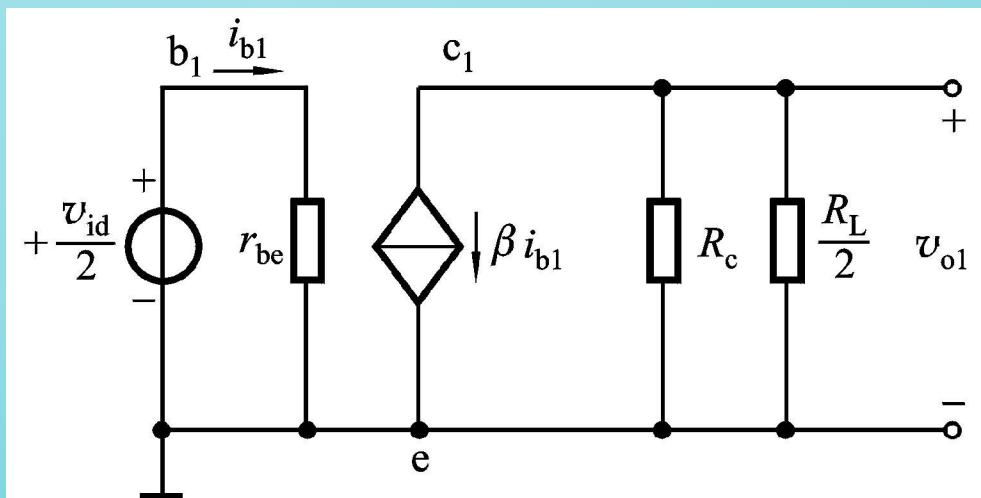
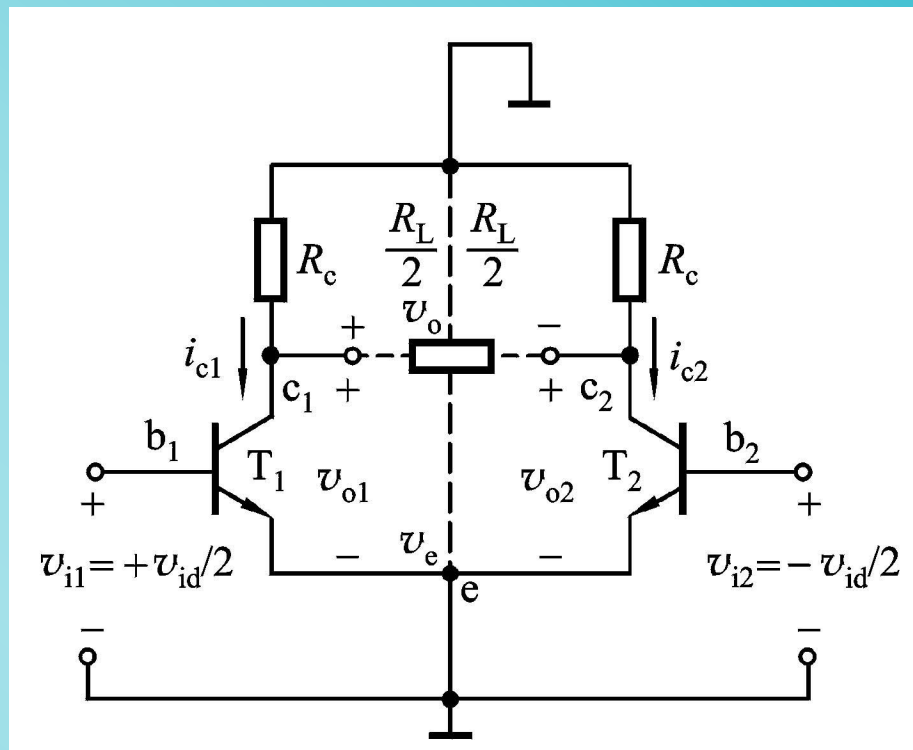
$$A_{vd} = \frac{V_o}{V_{id}} = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_{i1} - V_{i2}}$$

$$= \frac{2V_{o1}}{2V_{i1}} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}}$$

以双倍的元器件换取抑制零漂的能力

接入负载时

$$A_{vd} = -\frac{\beta(R_c \parallel \frac{1}{2}R_L)}{r_{be}}$$



3. 主要指标计算

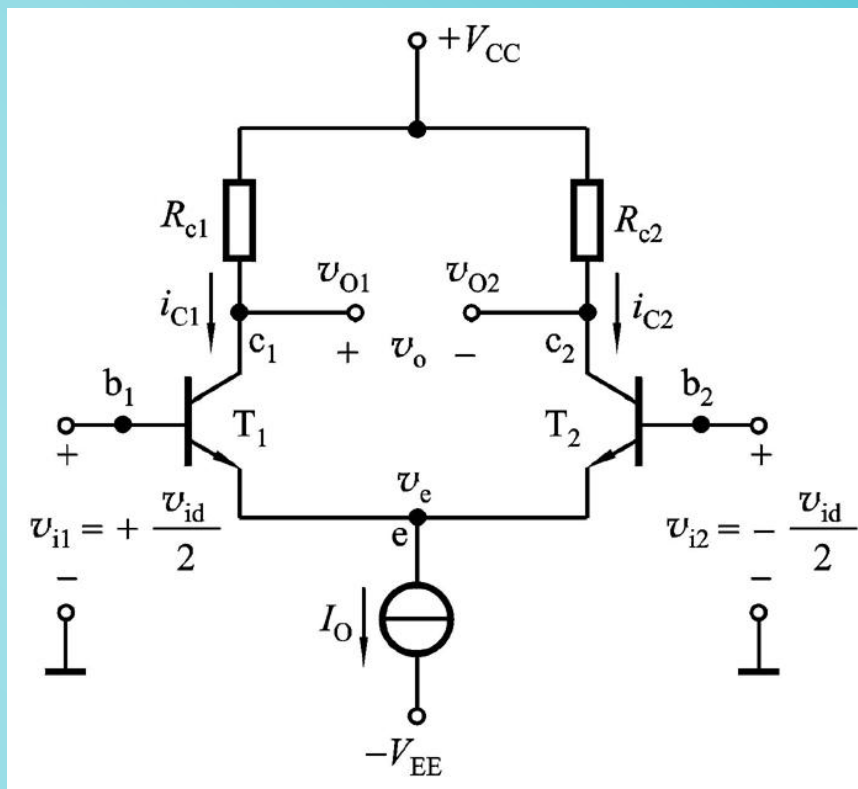
(1) 差模情况

〈B〉 双入、单出

$$\begin{aligned} A_{vd1} &= \frac{V_{o1}}{V_{id}} = \frac{V_{o1}}{2V_{i1}} \\ &= \frac{1}{2} A_{vd} = -\frac{\beta R_c}{2r_{be}} \end{aligned}$$

接入负载时

$$A_{vd} = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{2r_{be}}$$



3. 主要指标计算

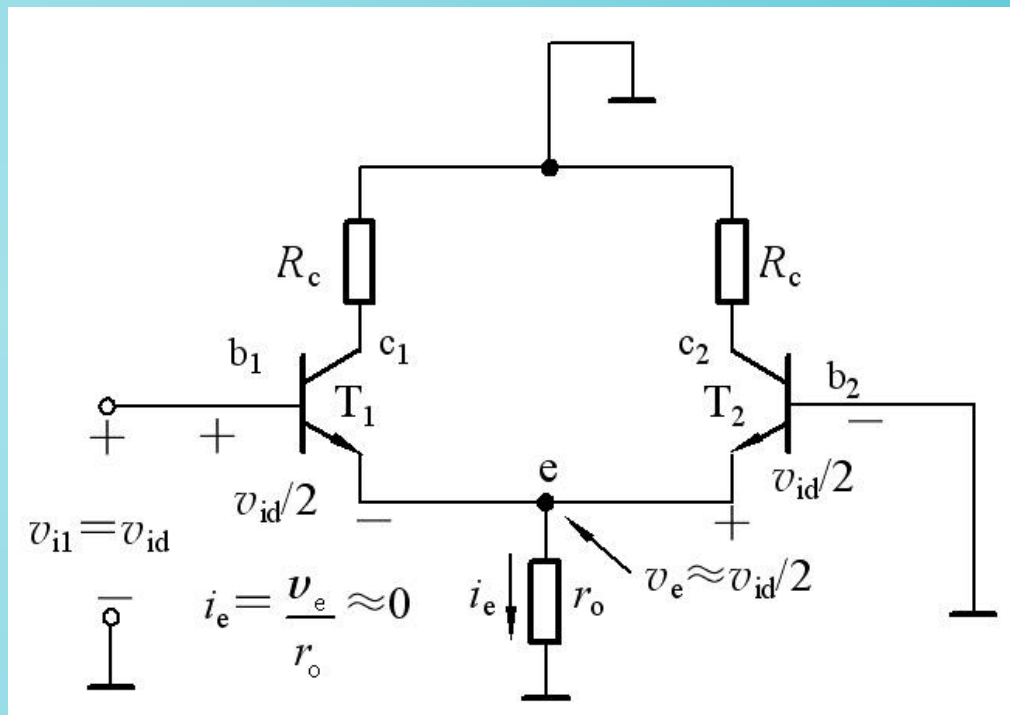
(1) 差模情况

<C> 单端输入

$$r_o \gg r_e$$

等效于双端输入

指标计算与双
端输入相同。



3. 主要指标计算

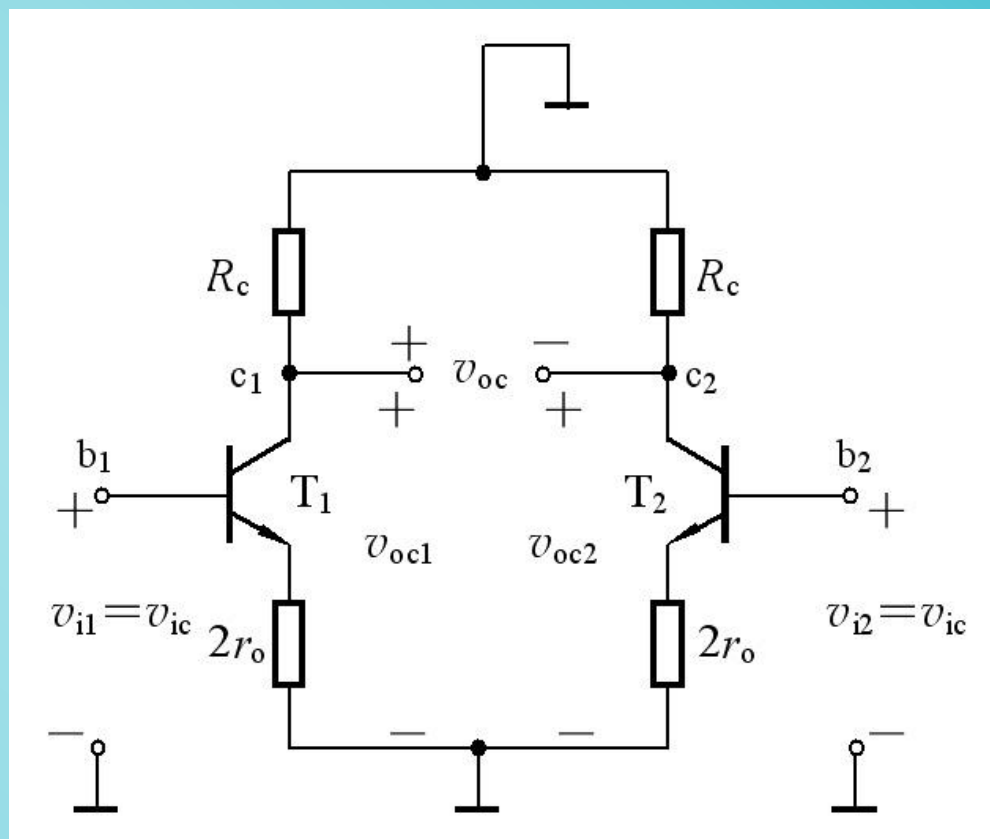
(2) 共模情况

<A> 双端输出

共模信号的输入使两管集电极电压有相同的变化。

所以 $V_{oc} = V_{oc1} - V_{oc2} \approx 0$

共模增益 $A_{vc} = \frac{V_{oc}}{V_{ic}} \approx 0$



3. 主要指标计算

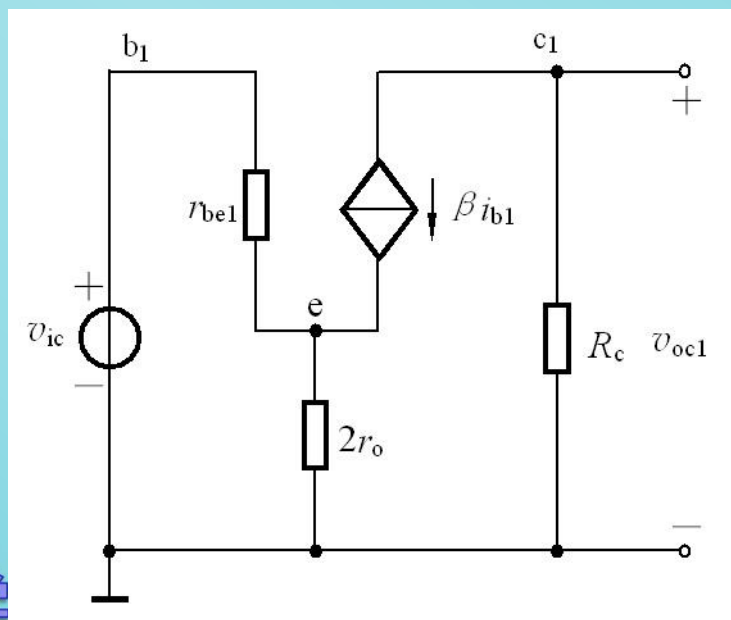
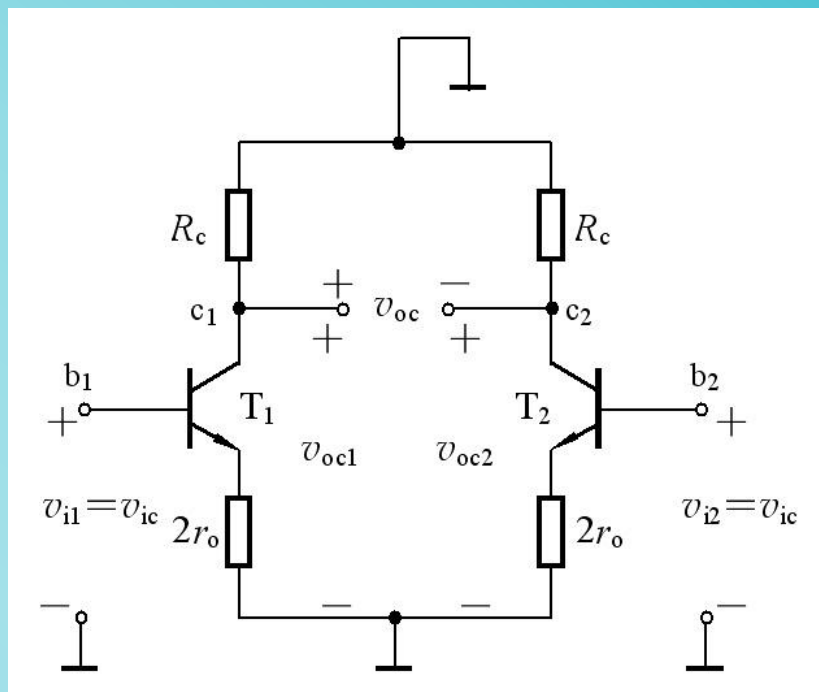
(2) 共模情况

 单端输出

$$A_{vc1} = \frac{V_{oc1}}{V_{ic}} = \frac{V_{oc2}}{V_{ic}}$$
$$= \frac{-\beta R_c}{r_{be} + (1 + \beta)2r_o} \approx -\frac{R_c}{2r_o}$$

$$r_o \uparrow \rightarrow A_{vc1} \downarrow$$

抑制零漂能力增强



(3) 共模抑制比

$$K_{\text{CMR}} = \left| \frac{A_{\text{vd}}}{A_{\text{vc}}} \right| \quad K_{\text{CMR}} = 20 \lg \left| \frac{A_{\text{vd}}}{A_{\text{vc}}} \right| \text{ dB}$$

双端输出，理想情况 $K_{\text{CMR}} = \infty$

单端输出 $K_{\text{CMR}} = \left| \frac{A_{\text{vd1}}}{A_{\text{vc1}}} \right| \approx \frac{\beta \cdot r_o}{r_{\text{be}}}$

K_{CMR} 越大，抑制零漂能力 越强

单端输出时的总输出电压 $V_{\text{o1}} = A_{\text{vd1}} V_{\text{id}} \left(1 + \frac{V_{\text{ic}}}{K_{\text{CMR}} V_{\text{id}}} \right)$

(4) 频率响应

高频响应与共射电路相同，低频可放大直流信号。

例 T_1 、 T_2 、 T_3 均为硅管，
 $\beta_1 = \beta_2 = 50$, $\beta_3 = 80$,
 当 $v_i = 0$ 时, $v_o = 0V$ 。

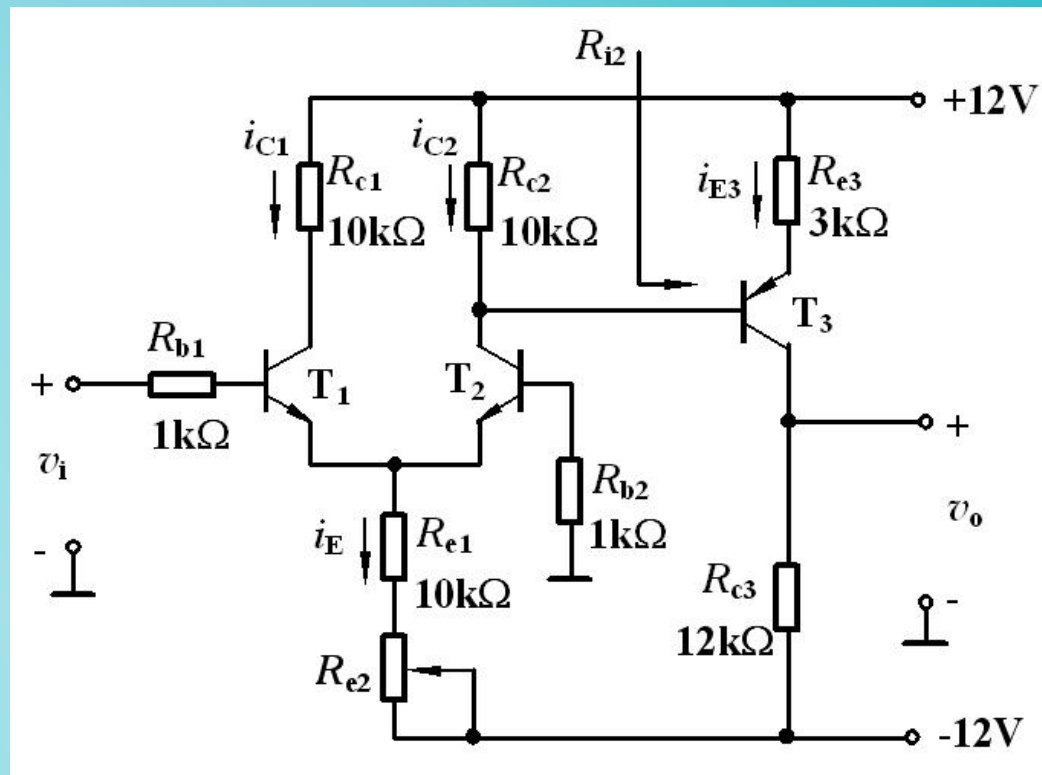
求:

(1) I_{C3} 、 I_{C2} 、 I_E 、 V_{CE3} 、 V_{CE2}
 及 R_{e2} 的值;

(2) $A_v = A_{vd2} \cdot A_{v2}$;

(3) 当 $v_i = 5mV$ 时, $v_o = ?$

(4) 当输出接一个 $12k\Omega$ 负载
 时的差模电压增益。



解: (1) 静态
$$I_{C3} = \frac{0 - (-12V)}{R_{c3}} = 1mA$$

$$V_{CE3} = V_{C3} - V_{E3} = 0 - (12V - I_{E3}R_{e3}) = -9V$$

$$I_{C2} = \frac{I_{E3}R_{e3} + V_{BE3}}{R_{c2}} = 0.37\text{mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE2} &= 12\text{V} - I_{C2}R_{c2} - V_{E2} \\ &= [12 - 0.37 \times 10 - (-0.7)]\text{V} \\ &= 9\text{V} \end{aligned}$$

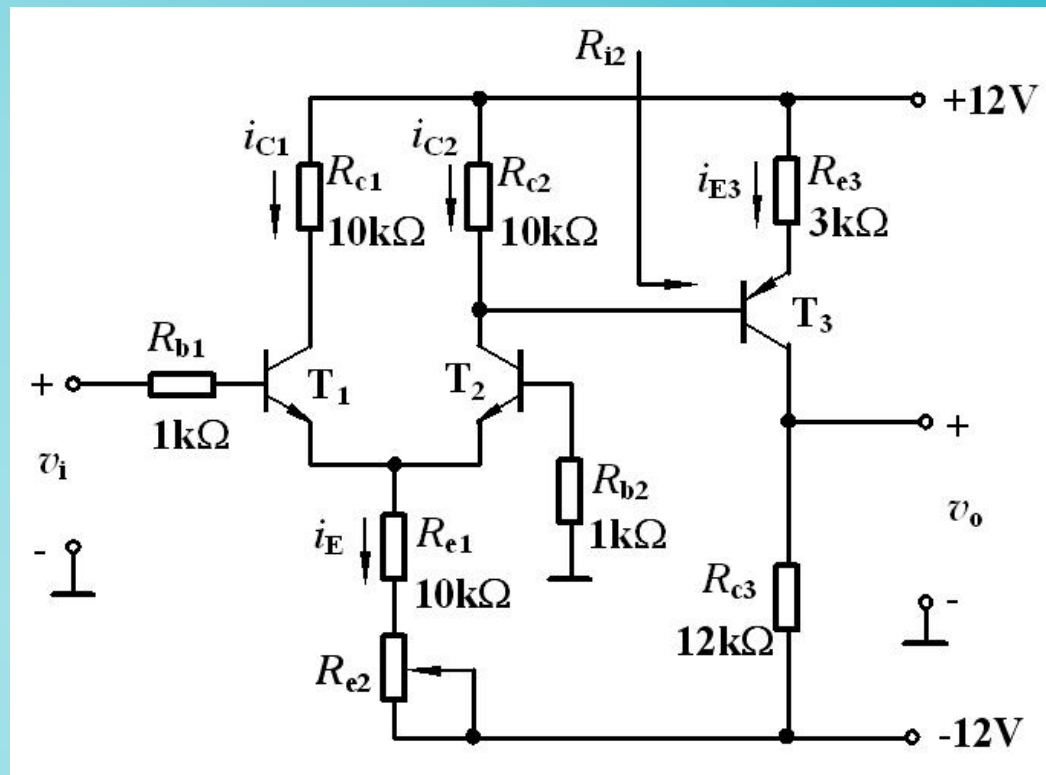
$$I_E = 2I_{E2} = 2I_{C2} = 0.74\text{mA}$$

$$\begin{aligned} R_{e2} &= \frac{V_E - I_E R_{e1} - (-12)\text{V}}{I_E} \\ &= \left(\frac{-0.7 - 0.74 \times 10 + 12}{0.74} \right) \text{k}\Omega = 5.3\text{k}\Omega \end{aligned}$$

(2) 电压增益 $r_{be3} = 200 + (1 + \beta_3) \frac{26\text{mV}}{I_{E3}} = 2.3\text{k}\Omega$

$$r_{be2} = 200 + (1 + \beta_2) \frac{26\text{mV}}{I_{E2}} = 3.78\text{k}\Omega$$

川北医学院生物医学工程





$$R_{i2} = r_{be3} + (1 + \beta_3)R_{e3}$$

$$= 245.3\text{k}\Omega$$

$$A_{vd2} = \frac{\beta_2(R_{c2} \parallel R_{i2})}{2(r_{be} + R_{b1})} \approx 50$$

$$A_{v2} = -\frac{\beta_3(R_{c3} \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta_3)R_{e3}} = -3.9$$

$$A_v = A_{vd2} \cdot A_{v2} = -195$$

(3) 差分电路的共模增益

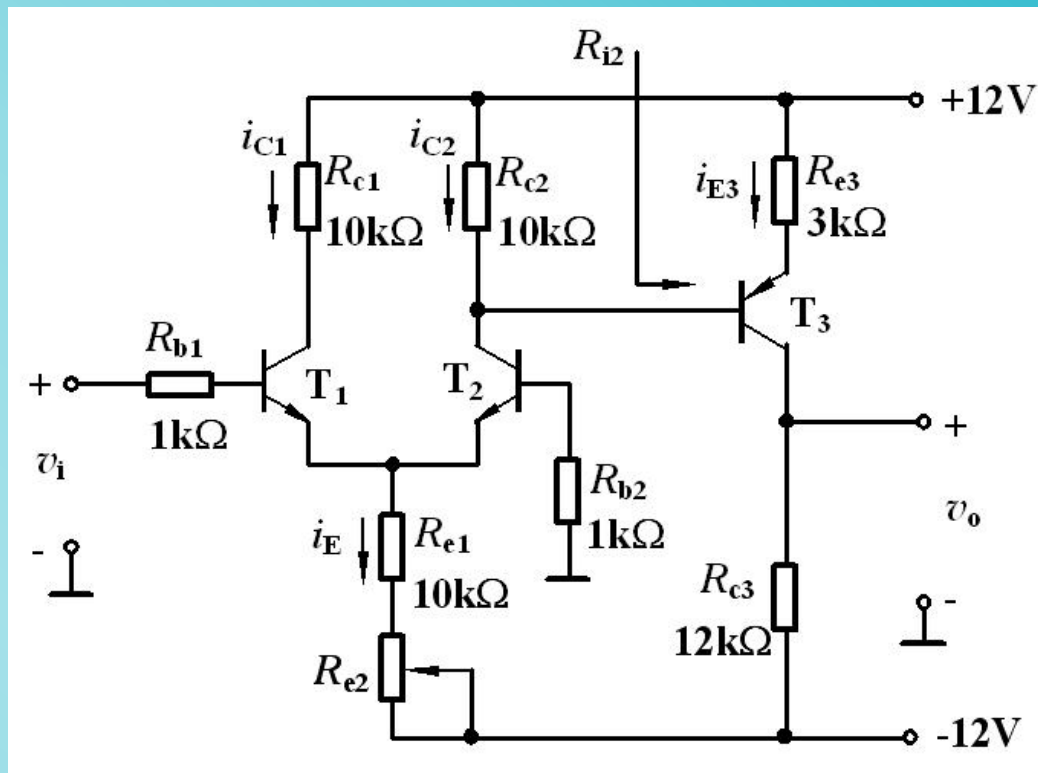
$$A_{vc2} = -\frac{\beta_2(R_{c2} \parallel R_{i2})}{r_{be} + R_{b1} + (1 + \beta_2)2(R_{e1} + R_{e2})} \approx -0.3$$

共模输入电压 $V_{ic} = \frac{1}{2}(V_{i1} + V_{i2}) = \frac{1}{2}(5\text{mV} + 0) = 2.5\text{mV}$

$$V_O = V_{O2} \cdot A_{v2} = (A_{vd2} \cdot V_{id} + A_{vc2} \cdot V_{ic}) \cdot A_{v2}$$

$$= [50 \times 5 + (-0.3) \times 2.5] \times (-3.9)\text{mV} \approx -972\text{mV}$$

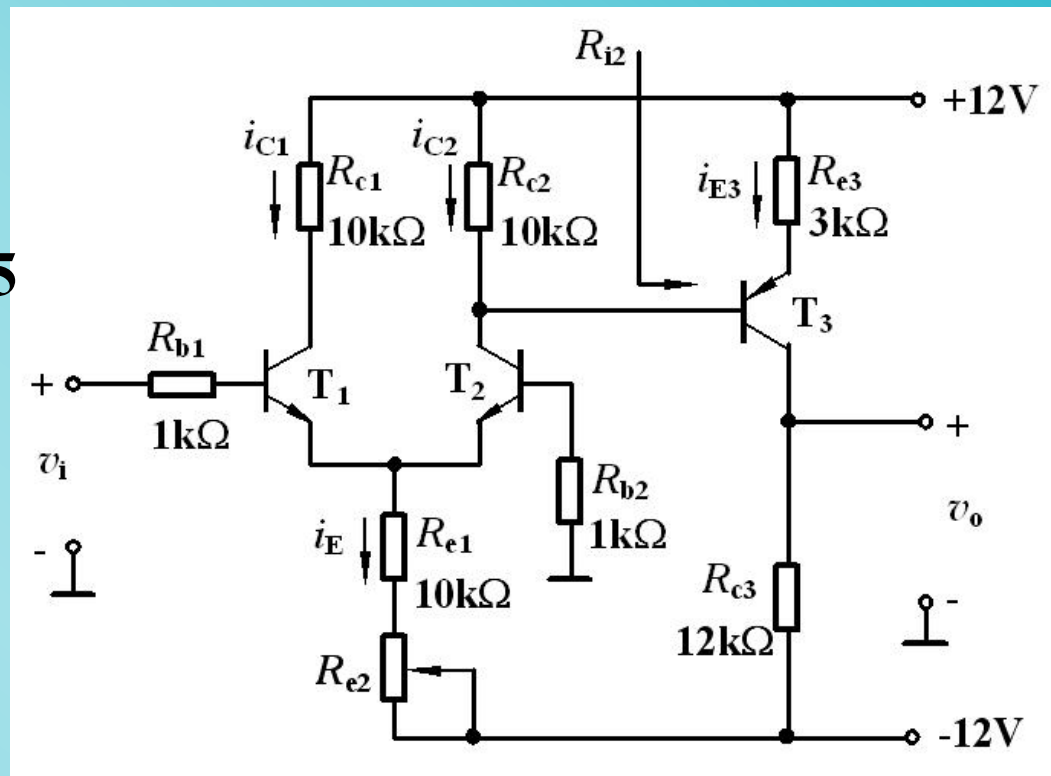
不计共模输出电压时 $v_o = -975\text{mV}$



★
(4) $R_L = 12\text{k}\Omega$ 时

$$A_{v2} = -\frac{\beta_3(R_{c3} \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta_3)R_{e3}} = -1.95$$

$$A_v = A_{vd2} \cdot A_{v2} = -97.5$$



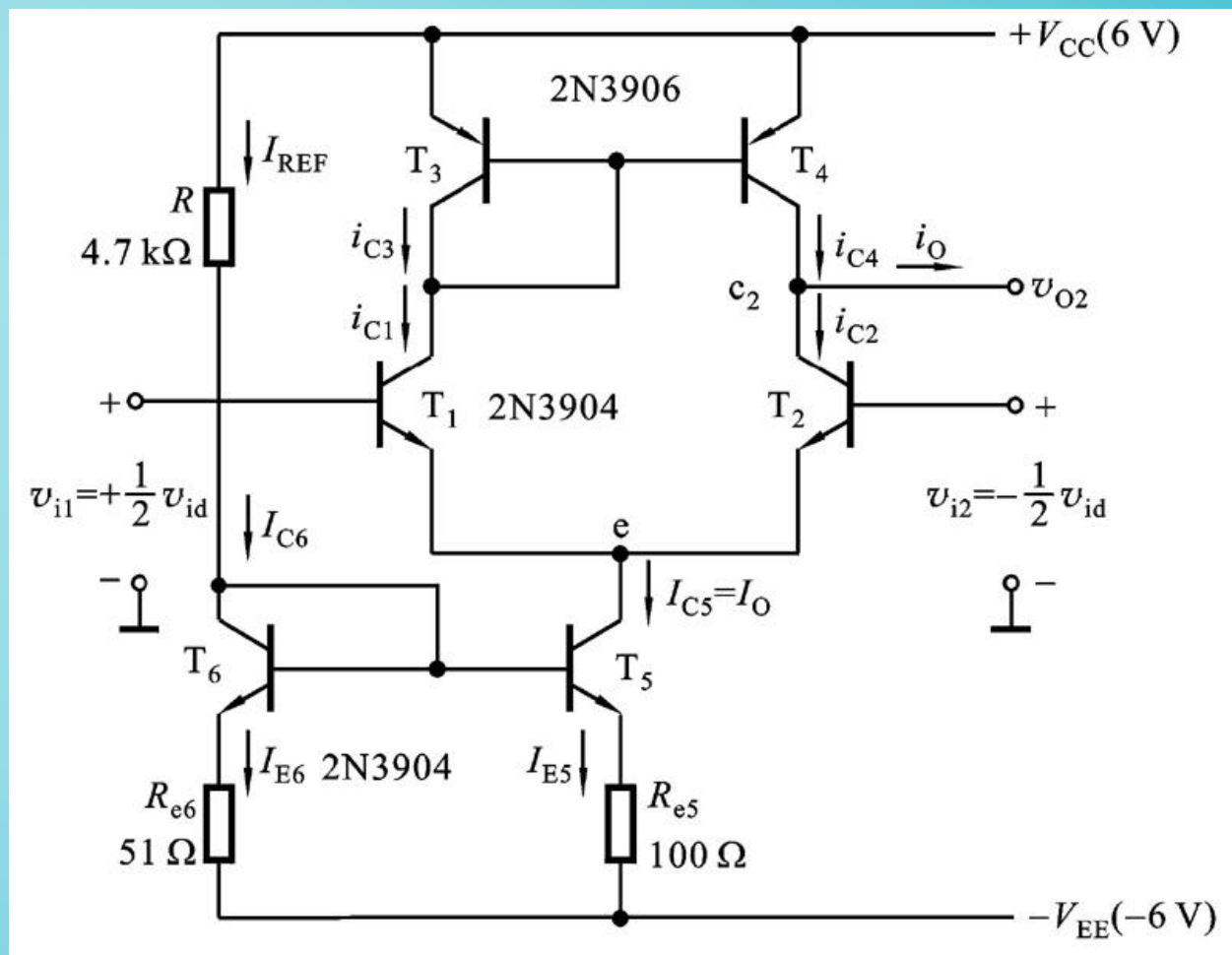
4. 带有源负载的射极耦合差分式放大电路

静态

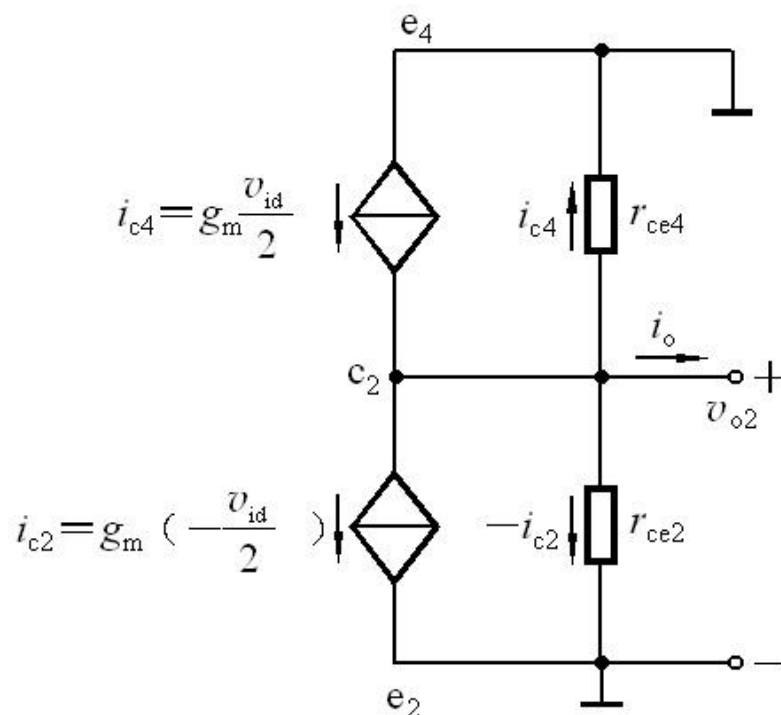
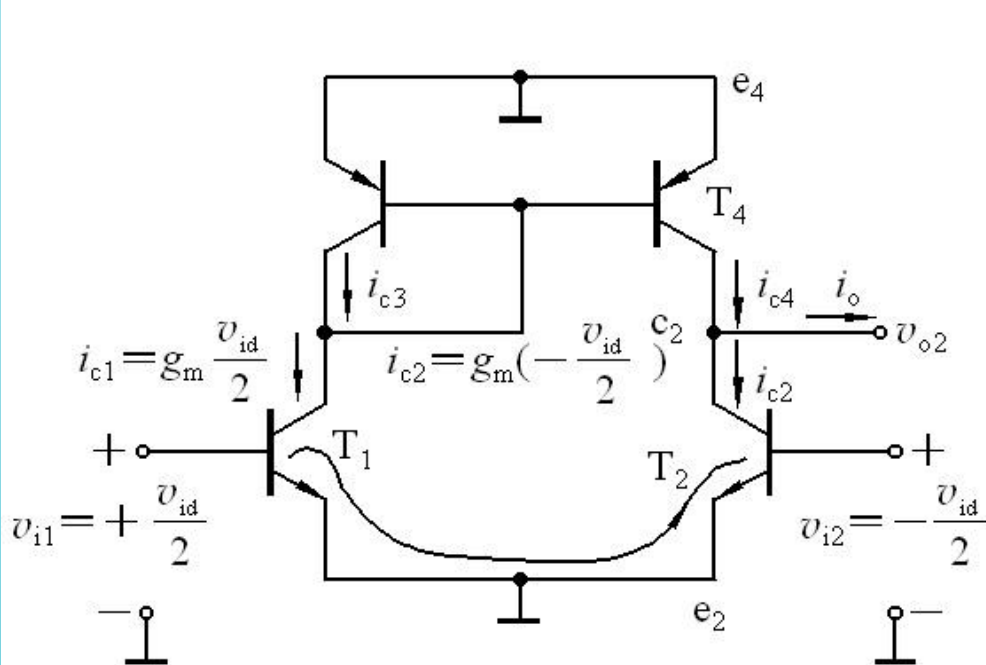
$$I_{E6} \approx I_{REF}$$

$$= \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE6}}{R + R_{e6}}$$

$$I_O = I_{E5} \approx \frac{R_{E6}}{R_{E5}} \cdot I_{E6}$$



4. 带有源负载的射极耦合差分式放大电路



差模电压增益
(负载开路)

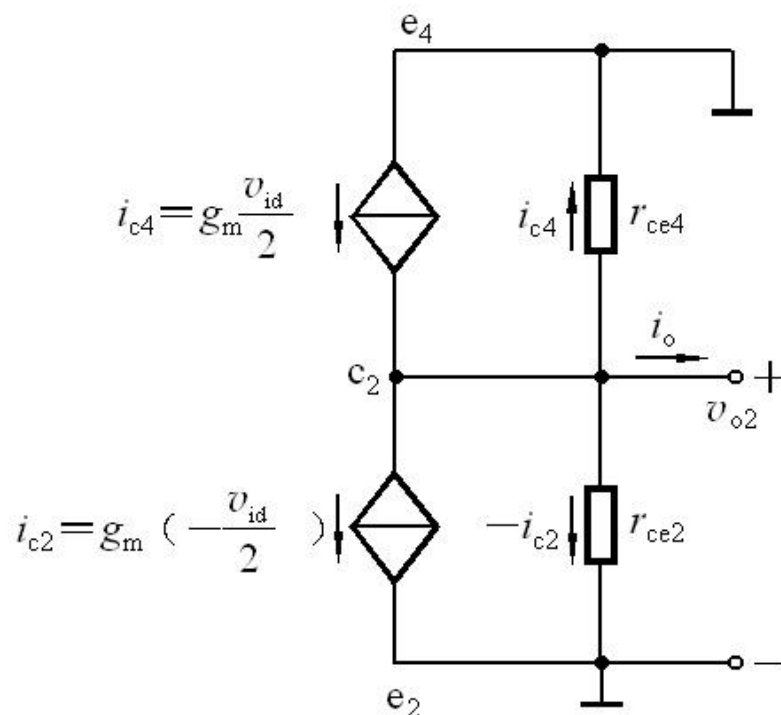
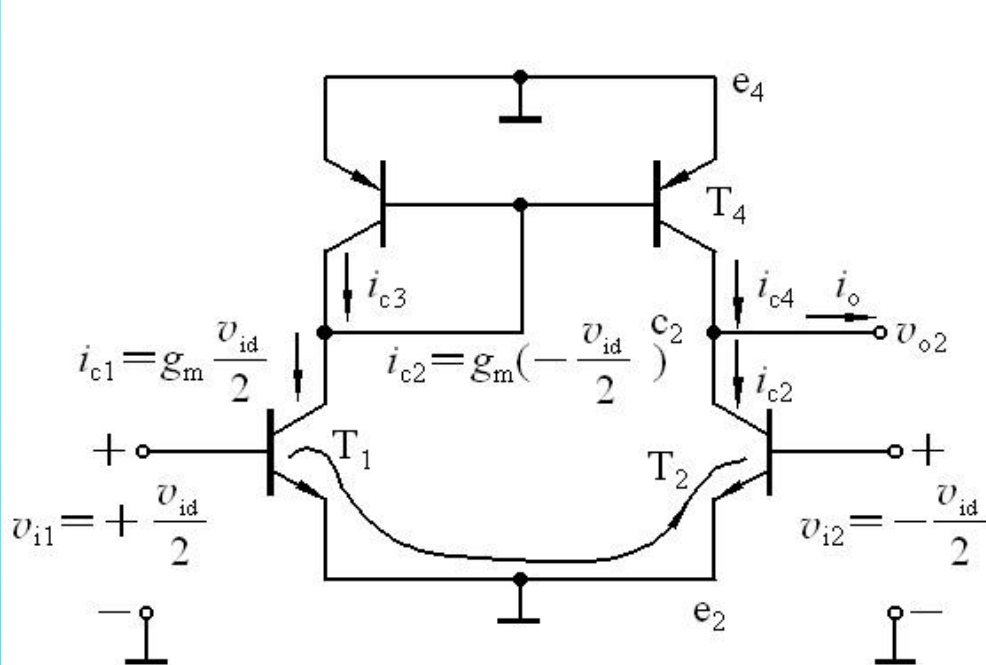
$$i_{c4} - i_{c2} - \frac{V_{o2}}{r_{ce2}} - \frac{V_{o2}}{r_{ce4}} = 0 \quad \frac{\beta V_{id}}{2r_{be}} - \left(-\frac{\beta V_{id}}{2r_{be}}\right) - \frac{V_{o2}}{r_{ce2}} - \frac{V_{o2}}{r_{ce4}} = 0$$

则

$$A_{vd2} = \frac{V_{o2}}{V_{id}} = \frac{\beta(r_{ce2} \parallel r_{ce4})}{r_{be}}$$

单端输出的电压增益接近于双端输出的电压增益

4. 带有源负载的射极耦合差分式放大电路



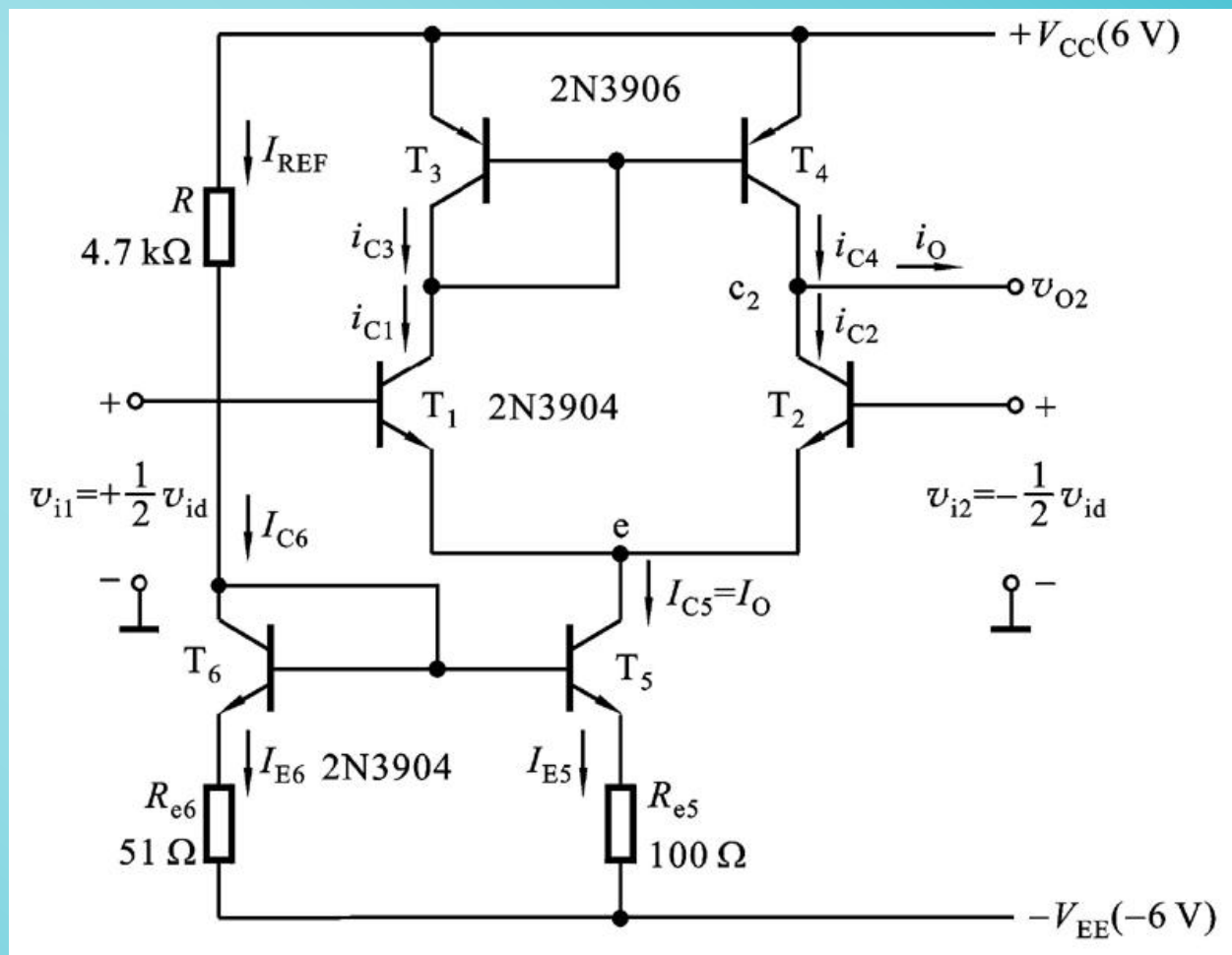
差模输入电阻 $R_{id} = 2r_{be}$

输出电阻 $R_o = r_{ce2} \parallel r_{ce4}$

4. 带有源负载的射极耦合差分式放大电路

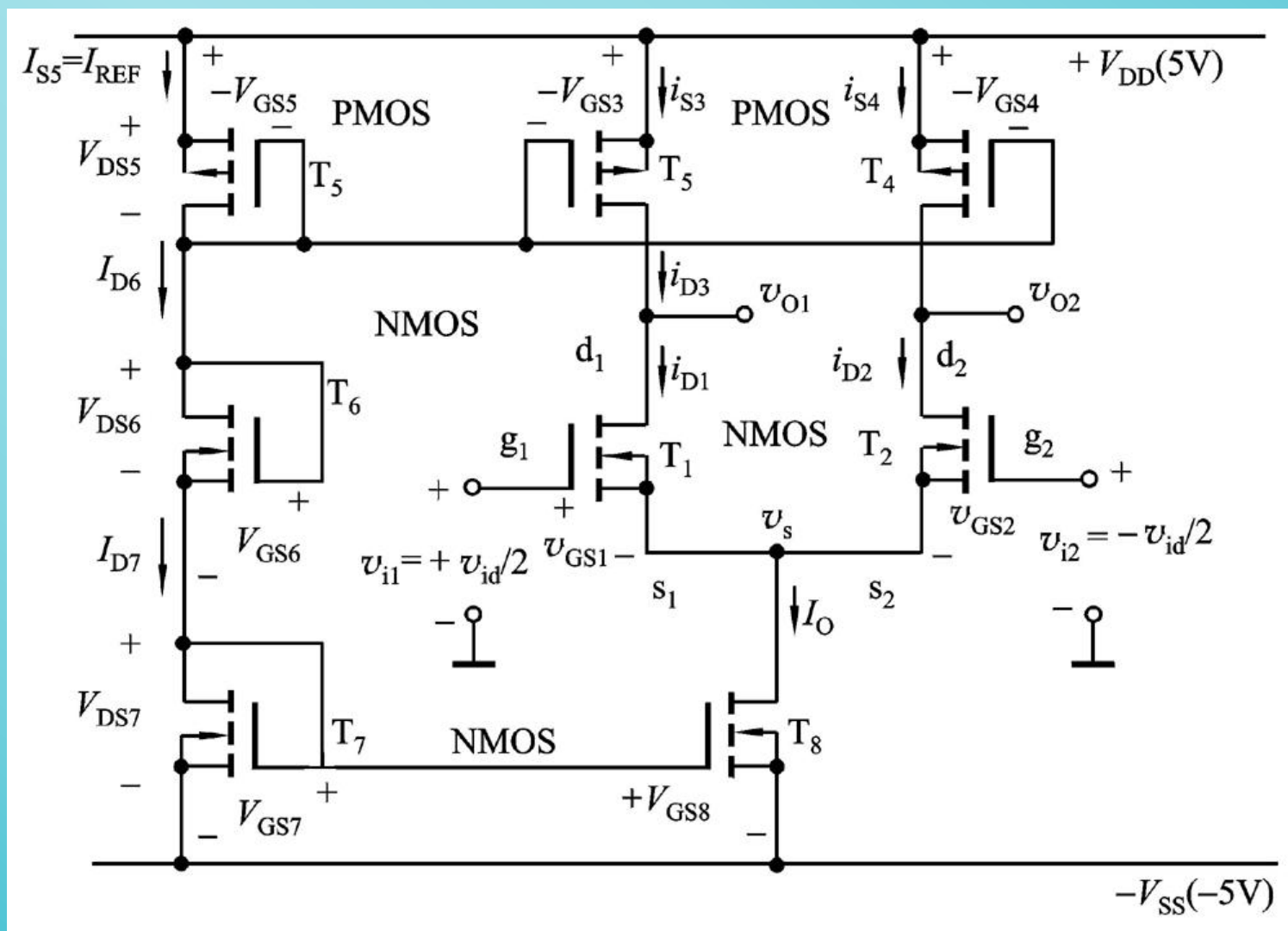
共模输入电阻

$$R_{ic} = r_{be} + 2(1 + \beta)r_{o5}$$



6.2.3 源极耦合差分式放大电路

1. CMOS差分式放大电路



6.2.3 源极耦合差分式放大电路

1. CMOS差分式放大电路

双端输出差模电压增益

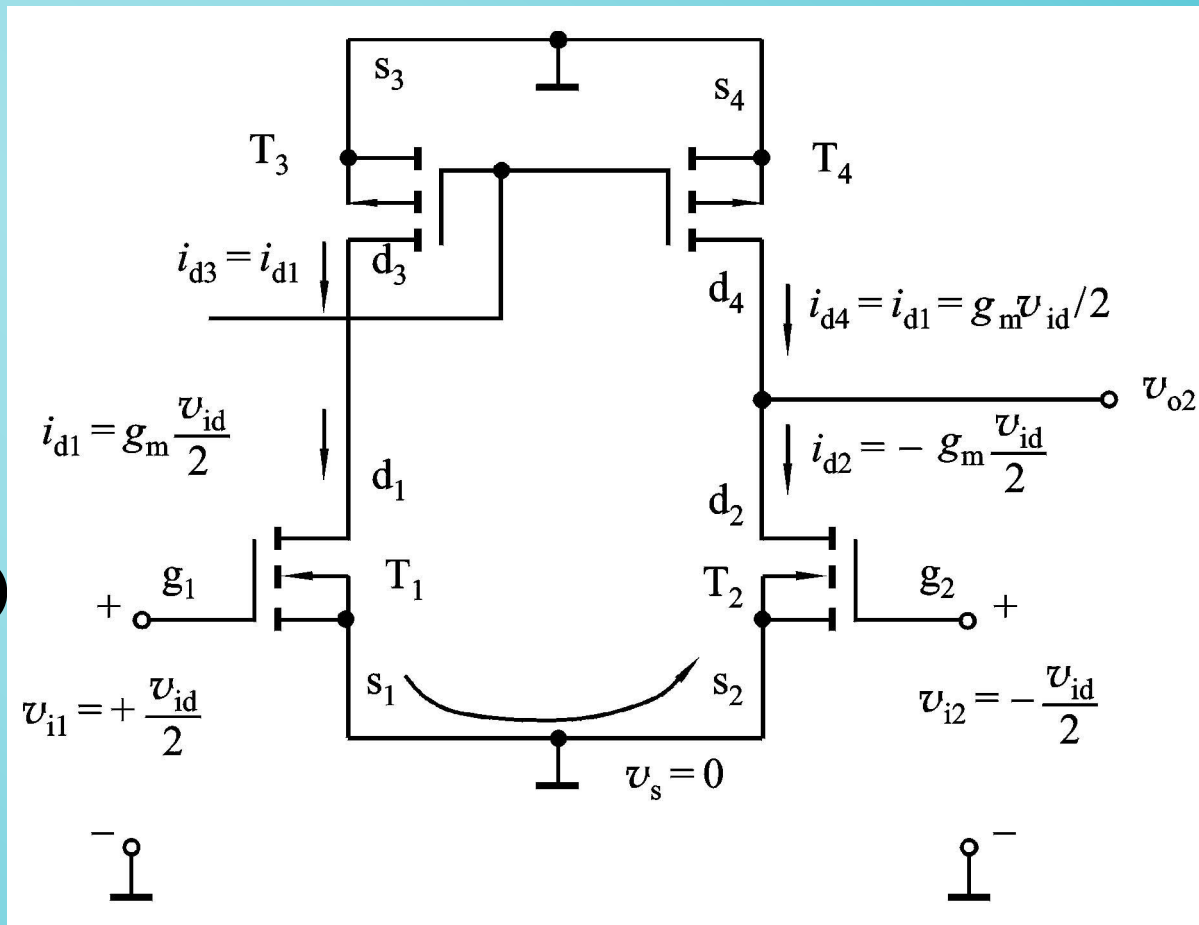
$$A_{vd} = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_{i1} - V_{i2}} = \frac{2V_{o1}}{V_{id}}$$

而：

$$\begin{aligned} V_{o1} &= -g_m V_{i1} (r_{o3} \parallel r_{o1}) \\ &= -g_m \frac{V_{id}}{2} (r_{o3} \parallel r_{o1}) \end{aligned}$$

所以：

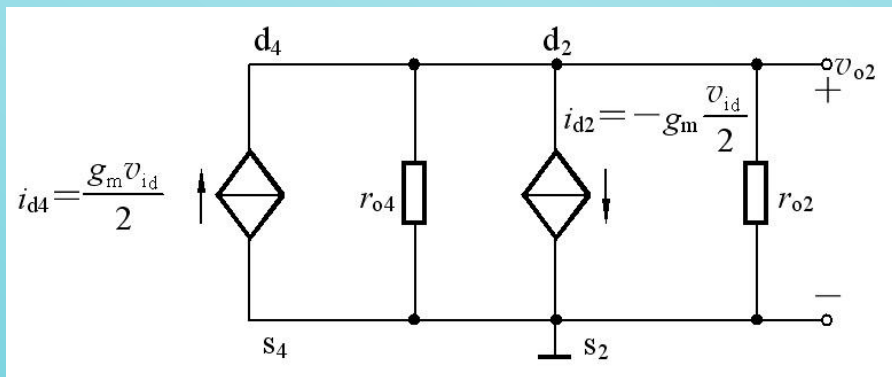
$$\begin{aligned} A_{vd} &= -g_m (r_{o3} \parallel r_{o1}) \\ &= -g_m (r_{ds3} \parallel r_{ds1}) \end{aligned}$$



6.2.3 源极耦合差分式放大电路

1. CMOS差分式放大电路

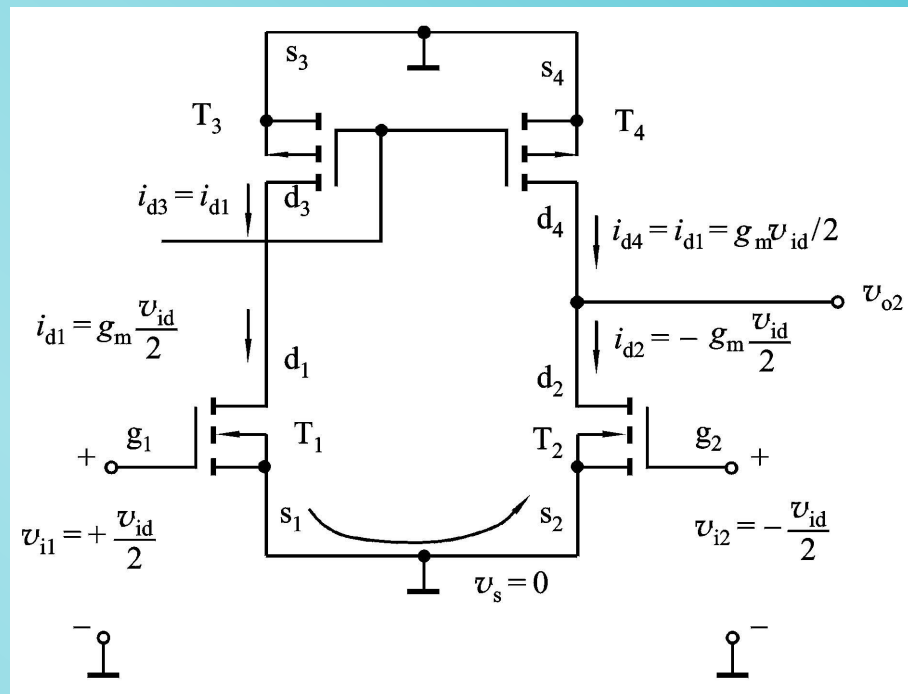
单端输出差模电压增益



$$v_{o2} = (i_{d4} - i_{d2})(r_{o2} \parallel r_{o4})$$

$$= \left[g_m \frac{V_{id}}{2} - \left(-g_m \frac{V_{id}}{2} \right) \right] (r_{o2} \parallel r_{o4})$$

$$= g_m v_{id} (r_{o2} \parallel r_{o4})$$



$$A_{vd} = \frac{v_{o2}}{v_{id}} = g_m (r_{o2} \parallel r_{o4}) = g_m (r_{ds2} \parallel r_{ds4})$$

与双端输出相同

6.3 差分式放大电路的传输特性

根据 $i_E = I_{ES} e^{v_{BE}/V_T}$

$$i_{C1} = i_{E1}, \quad i_{C2} = i_{E2}$$

$$v_{BE1} = v_{i1} = v_{id}/2$$

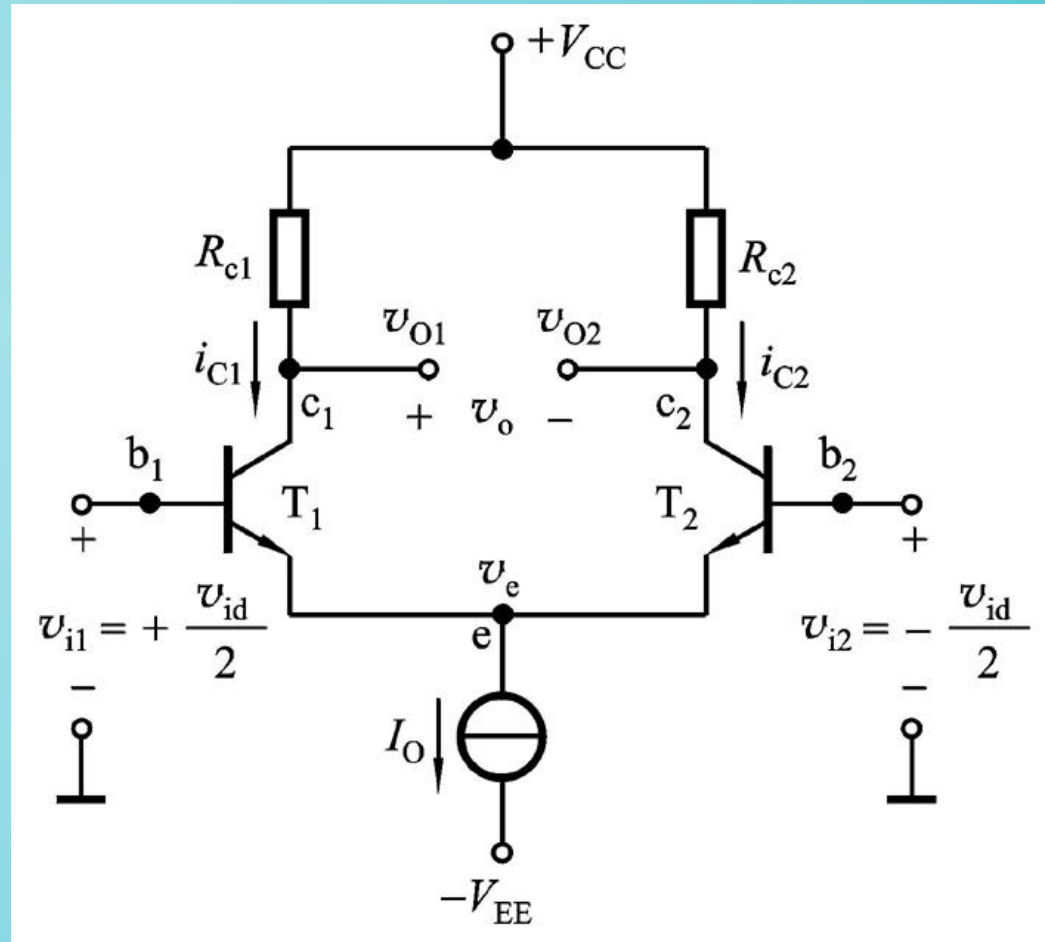
$$v_{BE2} = v_{i2} = -v_{id}/2$$

又

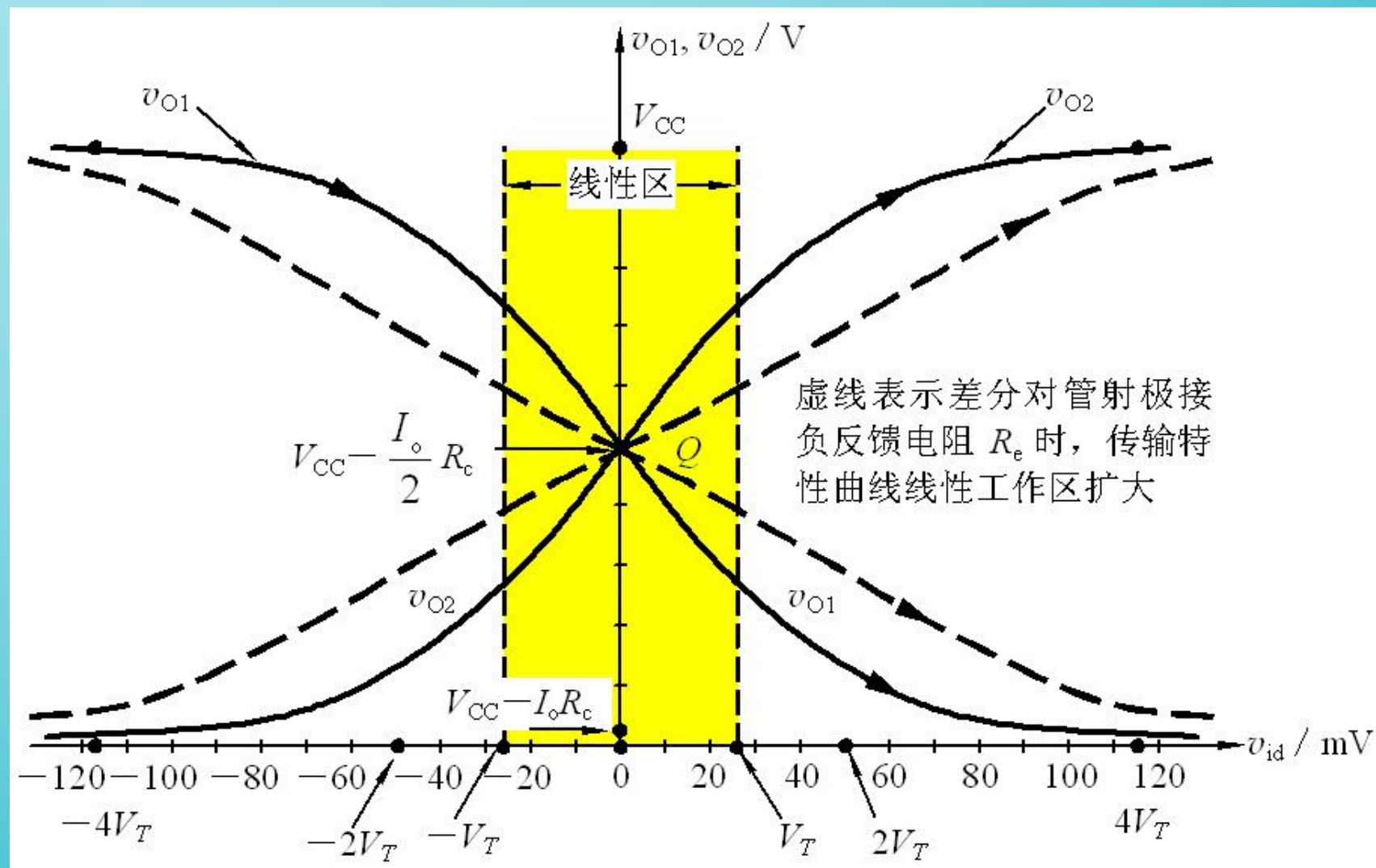
$$v_{O1} = V_{CC} - i_{C1} R_{c1}$$
$$v_{O2} = V_{CC} - i_{C2} R_{c2}$$

可得传输特性曲线

$$v_{O1}, v_{O2} = f(v_{id})$$



$v_{O1}, v_{O2}=f(v_{id})$ 的传输特性曲线





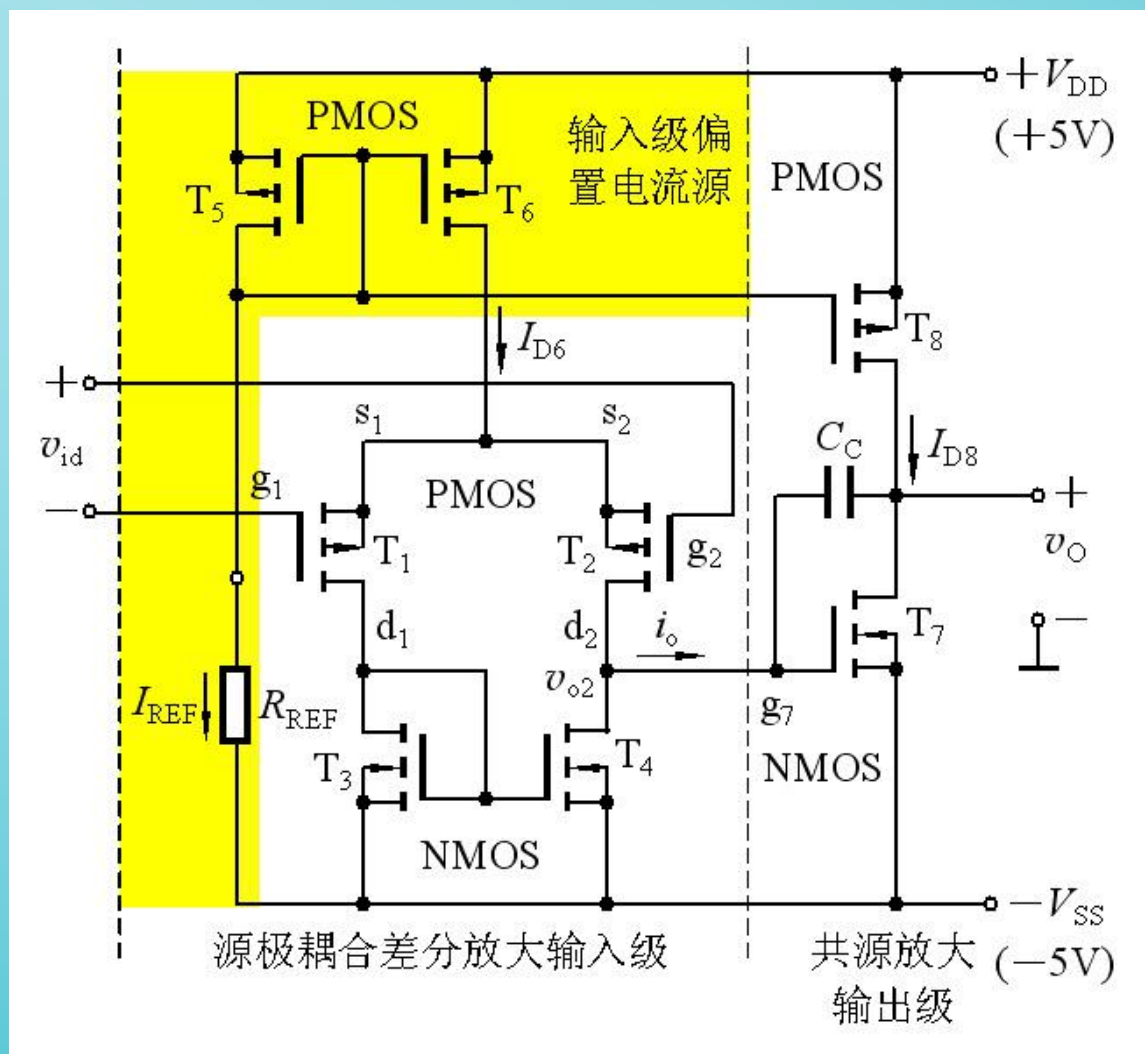
6.4 集成电路运算放大器

6.4.1 CMOS MC14573集成电路运算放大器

6.4.2 BJTLM741集成运算放大器

6.4.1 CMOS MC14573 集成电路运算放大器

1. 电路结构和工作原理



2. 电路技术指标的分析计算

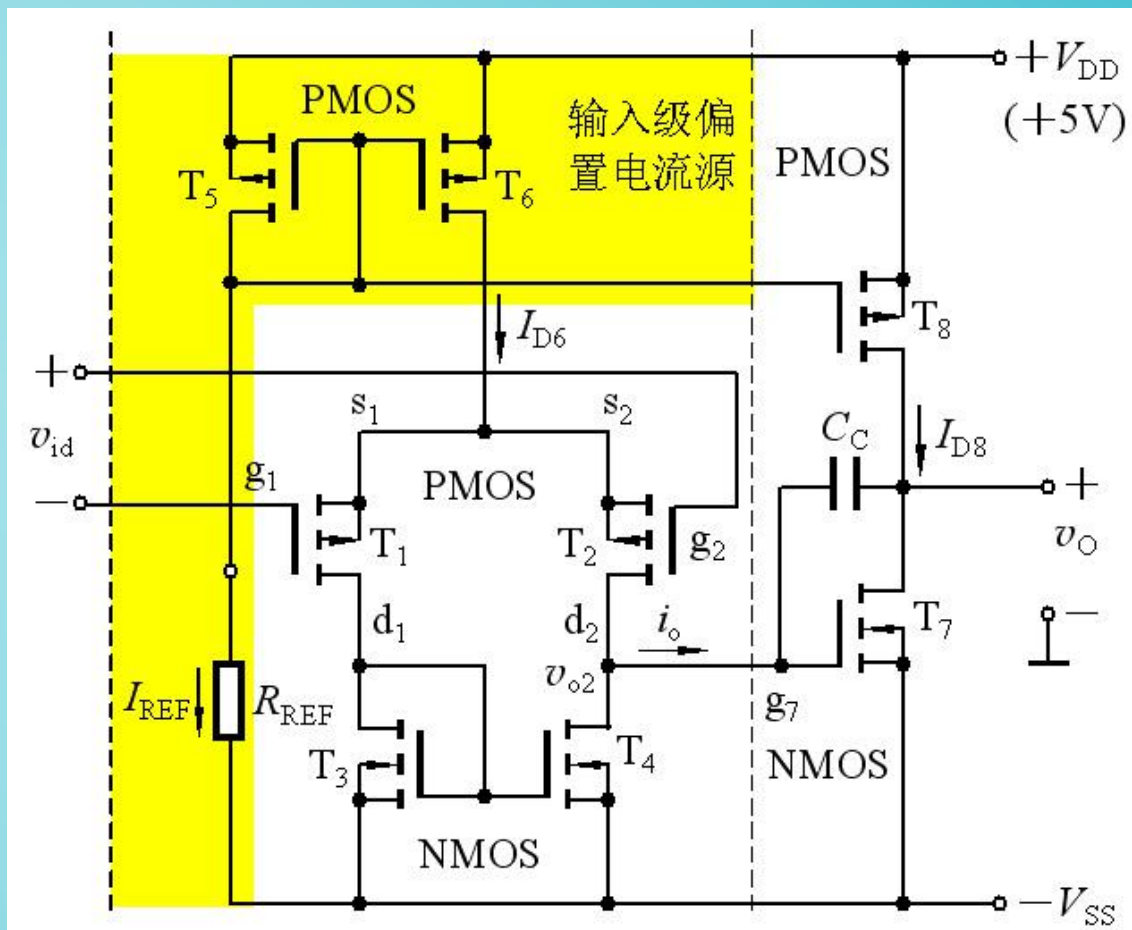
(1) 直流分析

$$\begin{aligned} I_{\text{REF}} &= I_O \\ &= \frac{V_{\text{DD}} + V_{\text{SS}} - V_{\text{SG5}}}{R_{\text{REF}}} \\ &= \frac{V_{\text{DD}} + V_{\text{SS}} + V_{\text{GS5}}}{R_{\text{REF}}} \end{aligned}$$

$$I_{\text{REF}} = K_{\text{P5}} (V_{\text{GS5}} - V_{\text{T}})^2$$

已知 V_{T} 和 K_{P5} ，可求出 I_{REF}

根据各管子的宽长比，可求出其他支路电流。



2. 电路技术指标的分析计算

(2) 小信号分析

$$V_{gs1} = -\frac{V_{id}}{2} \quad V_{gs2} = +\frac{V_{id}}{2}$$

设 $g_{m1} = g_{m2} = g_m$

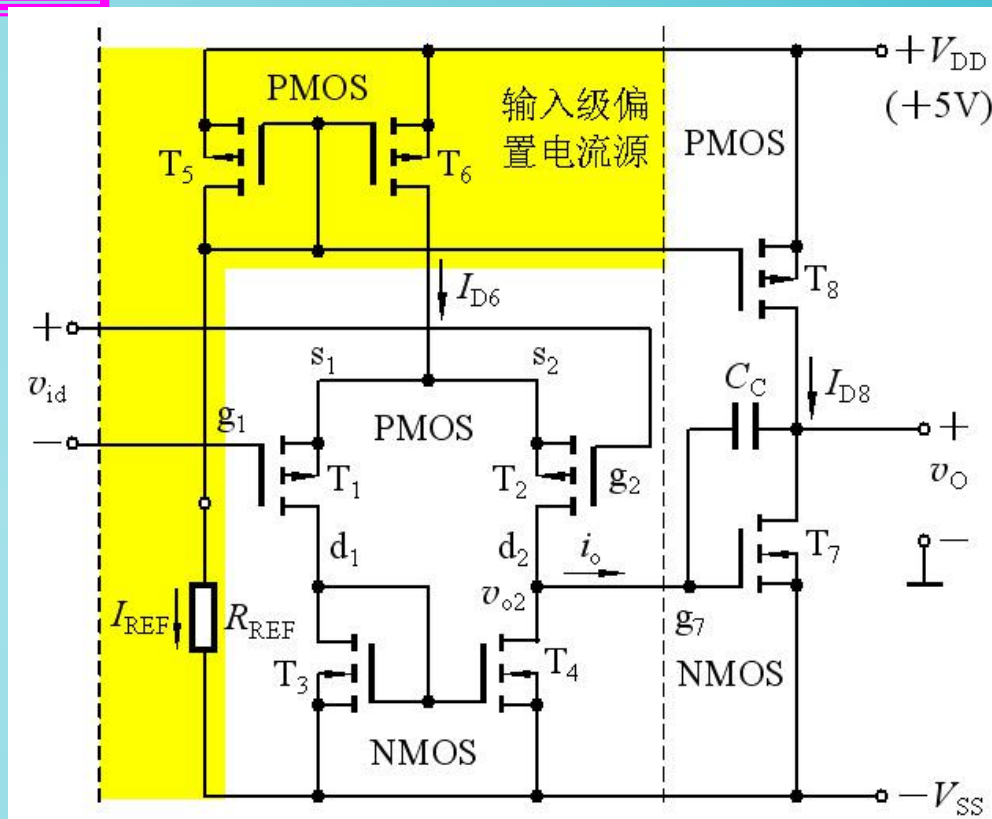
则

$$\begin{aligned} V_{o2} &= V_{gs7} = i_o (r_{o2} \parallel r_{o4}) \\ &= (i_{d4} - i_{d2})(r_{o2} \parallel r_{o4}) \\ &= (i_{d1} - i_{d2})(r_{o2} \parallel r_{o4}) \end{aligned}$$

$$= \left[g_{m1} \left(-\frac{V_{id}}{2} \right) - g_{m2} \left(+\frac{V_{id}}{2} \right) \right] (r_{o2} \parallel r_{o4}) \quad \text{输入级电压增益}$$

$$= -g_m V_{id} (r_{ds2} \parallel r_{ds4})$$

$$A_{v1} = \frac{V_{o2}}{V_{id}} = -g_m (r_{ds2} \parallel r_{ds4})$$



2. 电路技术指标的分析计算

(2) 小信号分析

第二级电压增益

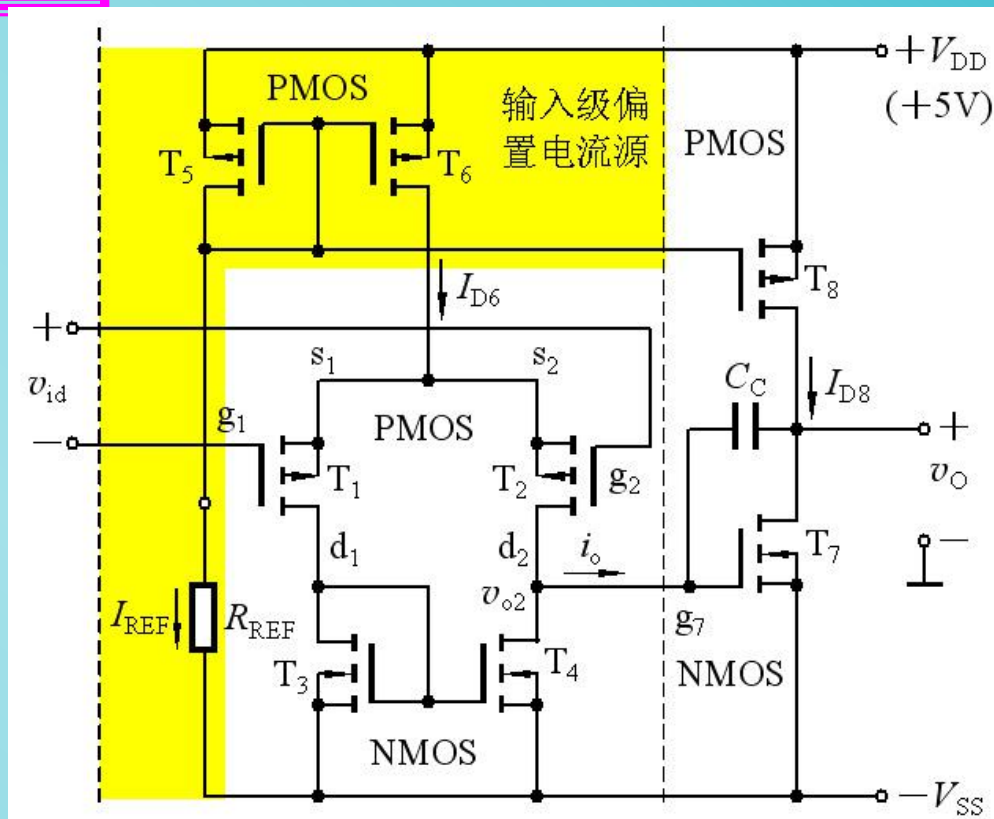
$$A_{v2} = v_o / v_{gs7} \\ = -g_{m7}(r_{ds7} \parallel r_{ds8})$$

总电压增益

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2}$$

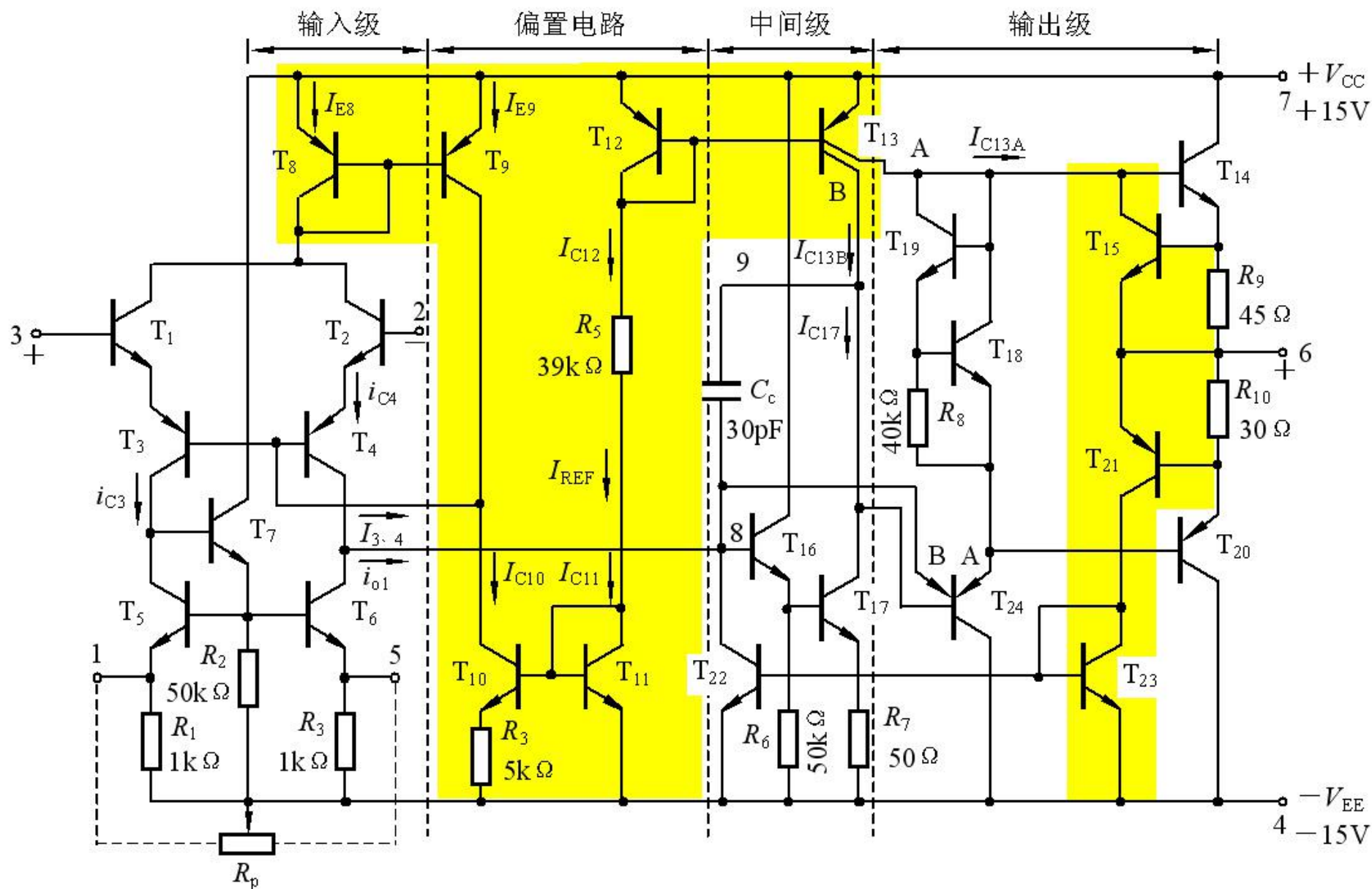
将参数代入计算得

$$A_v = 40804.8 \text{ (92.2 dB)}$$



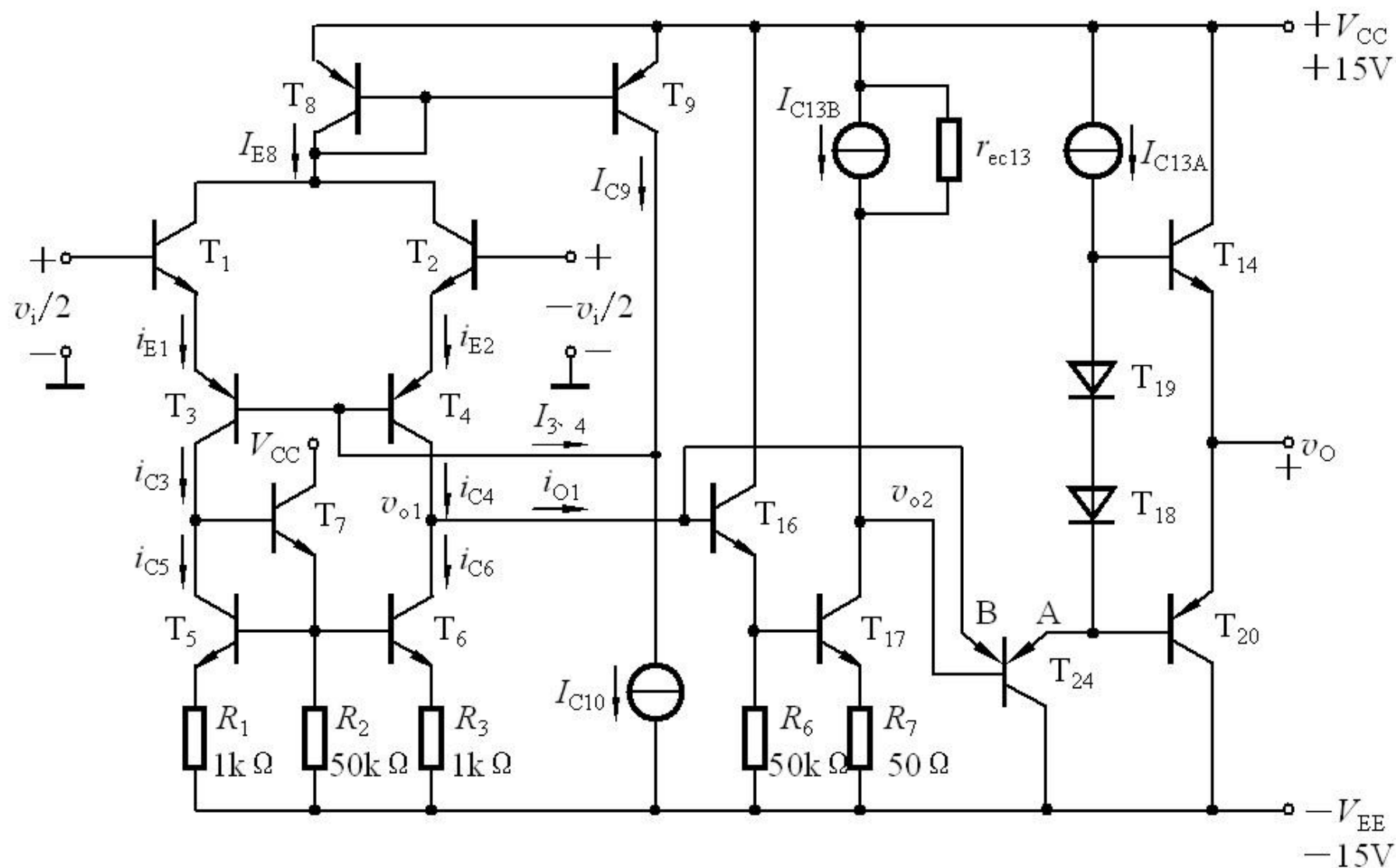
6.4.2 BJTLM741集成运算放大器

原理电路



6.4.2 BJTLM741集成运算放大器

简化电路





6.5 实际集成运算放大器的主要参数和对应用电路的影响

6.5.1 实际集成运放的主要参数

6.5.2 集成运放应用中的实际问题

6.5.1 实际集成运放的主要参数

输入直流误差特性（输入失调特性）

1. 输入失调电压 V_{IO}

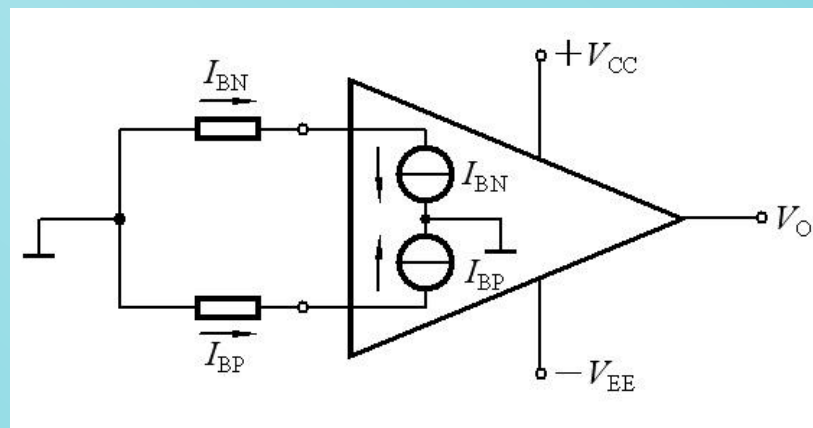
在室温（25℃）及标准电源电压下，输入电压为零时，为了使集成运放的输出电压为零，在输入端加的补偿电压叫做失调电压 V_{IO} 。一般约为 $\pm (1 \sim 10) \text{ mV}$ 。超低失调运放为 $(1 \sim 20) \mu\text{V}$ 。高精度运放OP-117 $V_{IO} = 4 \mu\text{V}$ 。MOSFET达20 mV。

2. 输入偏置电流 I_{IB}

输入偏置电流是指集成运放两个输入端静态电流的平均值

$$I_{IB} = (I_{BN} + I_{BP}) / 2$$

BJT为10 nA $\sim$ 1 μA ；MOSFET运放 I_{IB} 在pA数量级。



6.5.1 实际集成运放的主要参数

输入直流误差特性（输入失调特性）

3. 输入失调电流 I_{IO}

输入失调电流 I_{IO} 是指当输入电压为零时流入放大器两输入端的静态基极电流之差，即 $I_{IO}=|I_{BP}-I_{BN}|_{V_i=0}$

一般约为 $1\text{ nA}\sim 0.1\mu\text{A}$ 。

4. 温度漂移

(1) 输入失调电压温漂 $\Delta V_{IO} / \Delta T$

(2) 输入失调电流温漂 $\Delta I_{IO} / \Delta T$

6.5.1 实际集成运放的主要参数

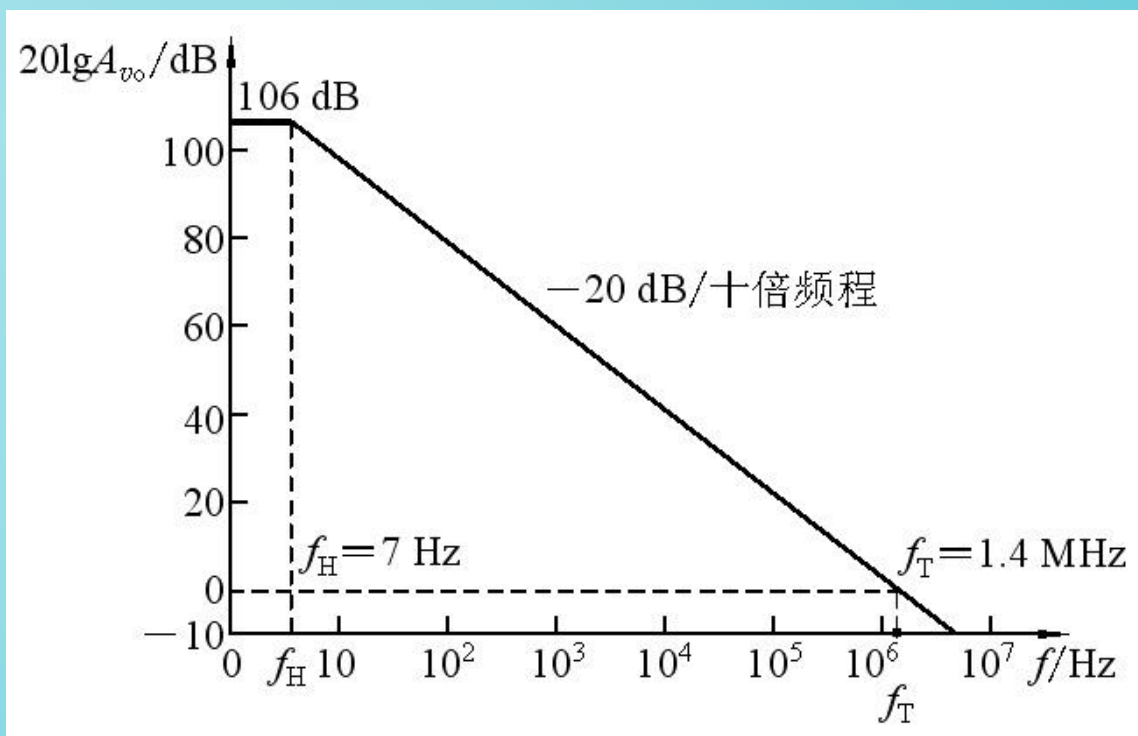
差模特性

1. 开环差模电压增益 A_{vo} 和带宽 BW

开环差模电压增益 A_{vo}

开环带宽 $BW(f_H)$

单位增益带宽 $BW_G(f_T)$



741型运放 A_{vo} 的频率响应

6.5.1 实际集成运放的主要参数

差模特性

2. 差模输入电阻 r_{id} 和输出电阻 r_o

- BJT输入级的运放 r_{id} 一般在几百千欧到数兆欧
- MOSFET为输入级的运放 $r_{id} > 10^{12} \Omega$
- 超高输入电阻运放 $r_{id} > 10^{13} \Omega$ 、 $I_{IB} \leq 0.040 \text{pA}$
- 一般运放的 $r_o < 200 \Omega$ ，而超高速AD9610的 $r_o = 0.05 \Omega$ 。

3. 最大差模输入电压 V_{idmax}

6.5.1 实际集成运放的主要参数

共模特性

1. 共模抑制比 K_{CMR} 和共模输入电阻 r_{ic}

一般通用型运放 K_{CMR} 为（80~120）dB，高精度运放可达140dB， $r_{\text{ic}} \geq 100\text{M}\Omega$ 。

2. 最大共模输入电压 V_{icmax}

一般指运放在作电压跟随器时，使输出电压产生1%跟随误差的共模输入电压幅值，高质量的运放可达 $\pm 13\text{V}$ 。

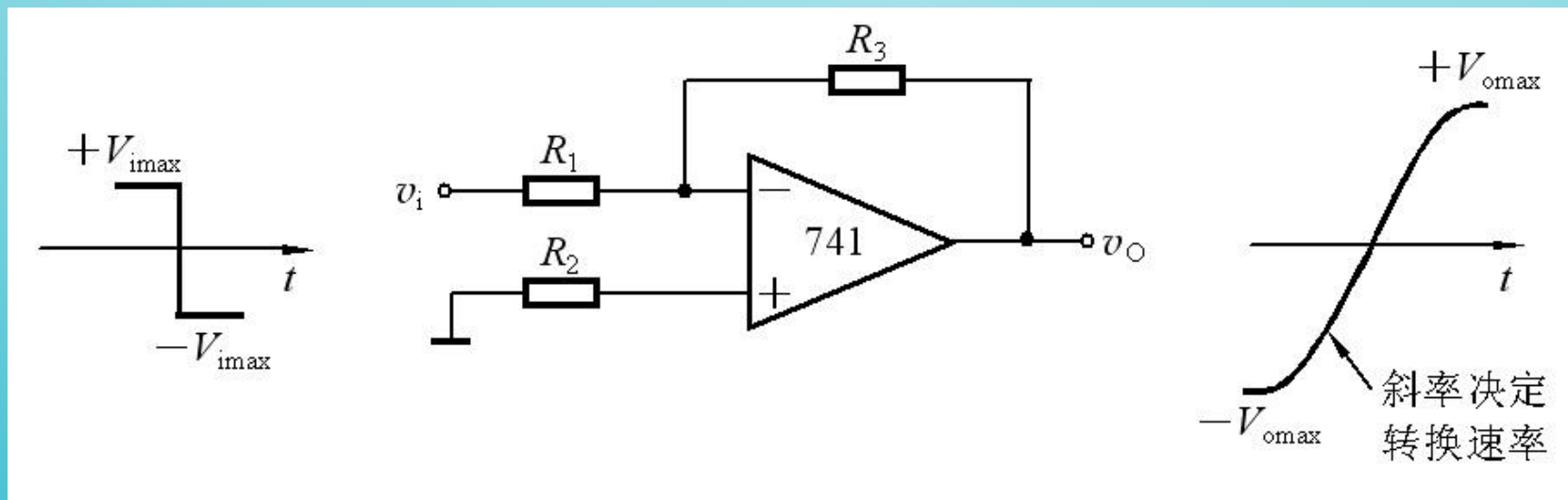
6.5.1 实际集成运放的主要参数

大信号动态特性

1. 转换速率 S_R

放大电路在闭环状态下，输入为大信号（例如阶跃信号）时，输出电压对时间的最大变化速率，即 $S_R = \left. \frac{dV_o(t)}{dt} \right|_{\max}$

若信号为 $v_i = V_{im} \sin 2\pi f t$ ，则运放的 S_R 必须满足 $S_R \geq 2\pi f_{\max} V_{om}$



6.5.1 实际集成运放的主要参数

大信号动态特性

2. 全功率带宽 BW_P

指运放输出最大峰值电压时允许的最高频率，即

$$BW_P = f_{\max} = \frac{S_R}{2\pi V_{om}}$$

S_R 和 BW_P 是大信号和高频信号工作时的重要指标。一般通用型运放 S_R 在 $nV/\mu s$ 以下，741的 $S_R=0.5V/\mu s$ ，而高速运放要求 $S_R>30V/\mu s$ 以上。目前超高速的运放如AD9610的 $S_R>3500V/\mu s$ 。

6.5.1 实际集成运放的主要参数

电源特性

1. 电源电压抑制比 K_{SVR}

衡量电源电压波动对输出电压的影响

2. 静态功耗 P_{V}

6.5.2 集成运放应用中的实际问题

1. 集成运放的选用

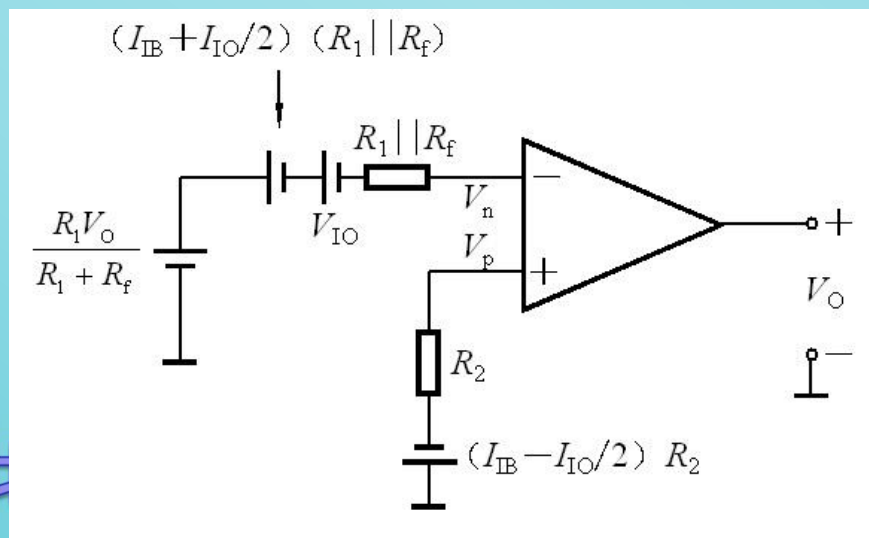
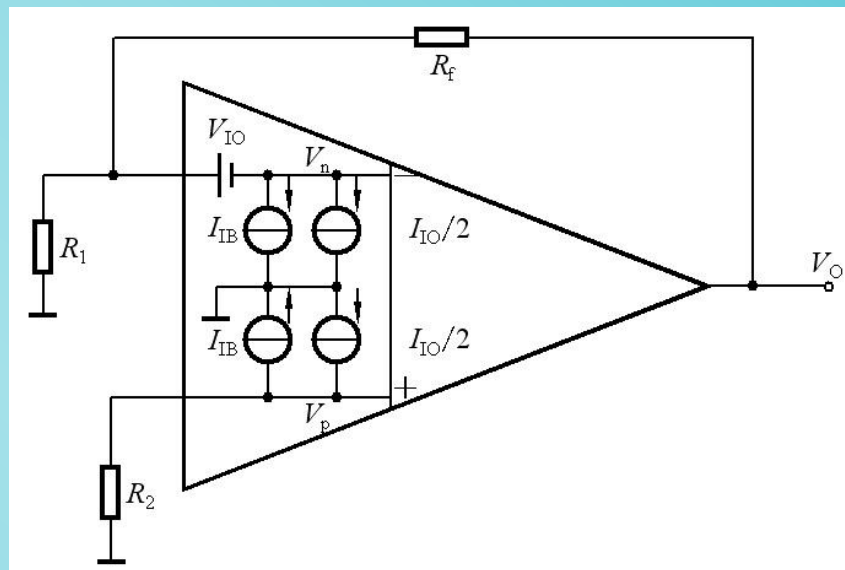
根据技术要求应首选通用型运放，当通用型运放难以满足要求时，才考虑专用型运放，这是因为通用型器件的各项参数比较均衡，做到技术性与经济性的统一。至于专用型运放，虽然某项技术参数很突出，但其他参数则难以兼顾，例如低噪声运放的带宽往往设计得较窄，而高速型与高精度常常有矛盾，如此等等。

6.5.2 集成运放应用中的实际问题

2. 失调电压 V_{IO} 、失调电流 I_{IO} 和偏置电流 I_{IB} 带来的误差

输入为零时的等效电路

$$\left\{ \begin{array}{l} V_P = -\left(I_{IB} - \frac{I_{IO}}{2}\right)R_2 \\ V_N = V_O \frac{R_1}{R_1 + R_f} \\ -\left(I_{IB} + \frac{I_{IO}}{2}\right)(R_1 \parallel R_f) \\ -V_{IO} \\ V_P \approx V_N \end{array} \right.$$



解得误差电压

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

当 $R_2 = R_1 \parallel R_f$ 时，可以消除偏置电流 I_{IB} 引起的误差，此时

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

V_{IO} 和 I_{IO} 引起的误差仍存在

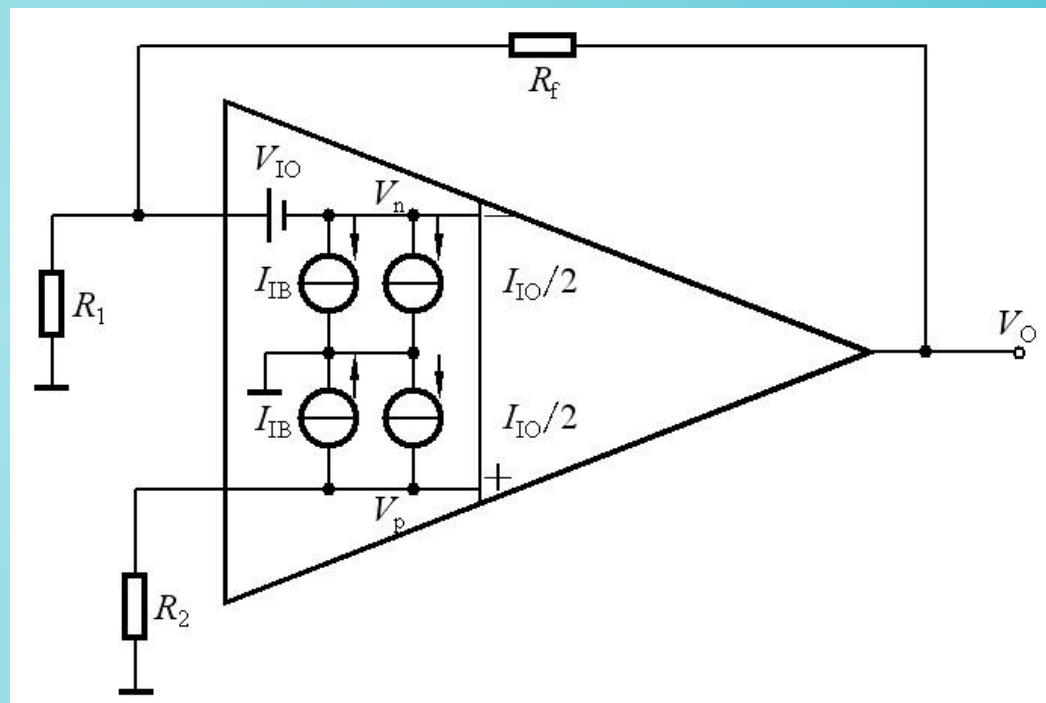
当电路为积分运算时，

即 R_f 换成电容 C ，则

$$v_O(t) = [V_{IO}(t) + I_{IO}(t)R_2] + \frac{1}{R_1 C} \left[\int V_{IO}(t) dt + \int I_{IO}(t) R_2 dt \right]$$

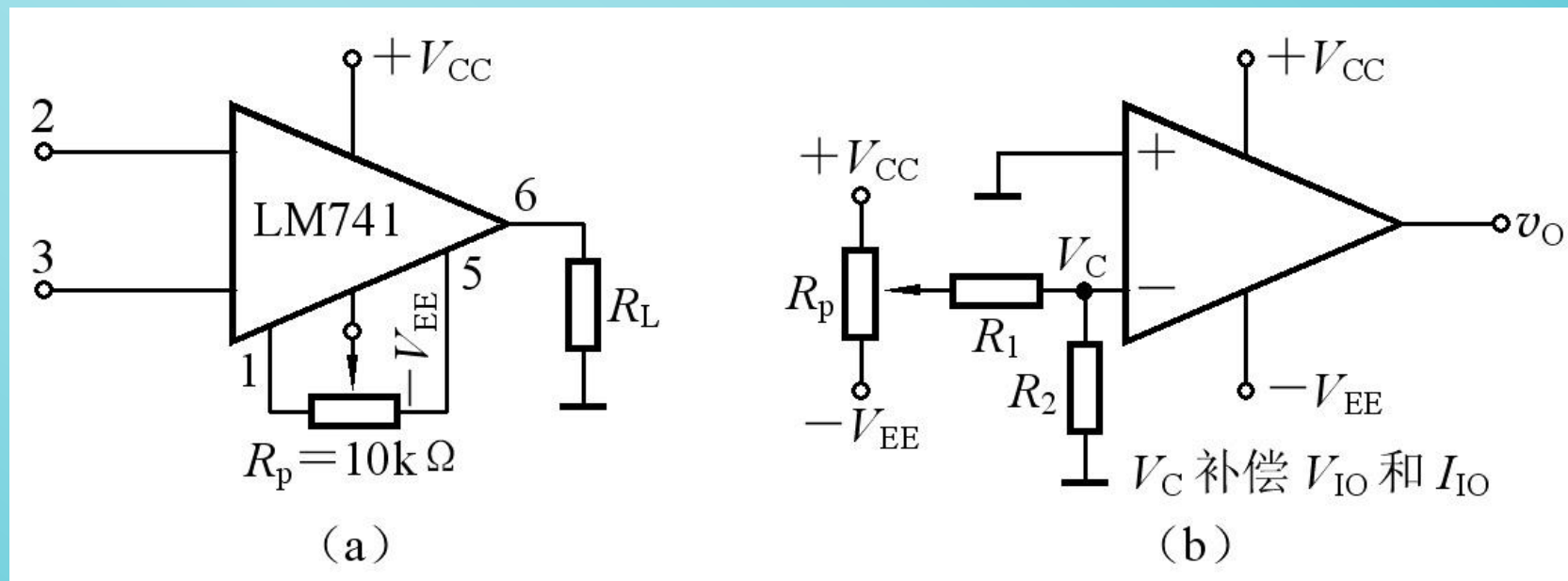
时间越长，误差越大，且易使输出进入饱和状态。

川北医学院生物医学工程



6.5.2 集成运放应用中的实际问题

3. 调零补偿



(a) 调零电路

(b) 反相端加入补偿电路



6.6 变跨导式模拟乘法器

6.6.1 变跨导式模拟乘法器的工作原理

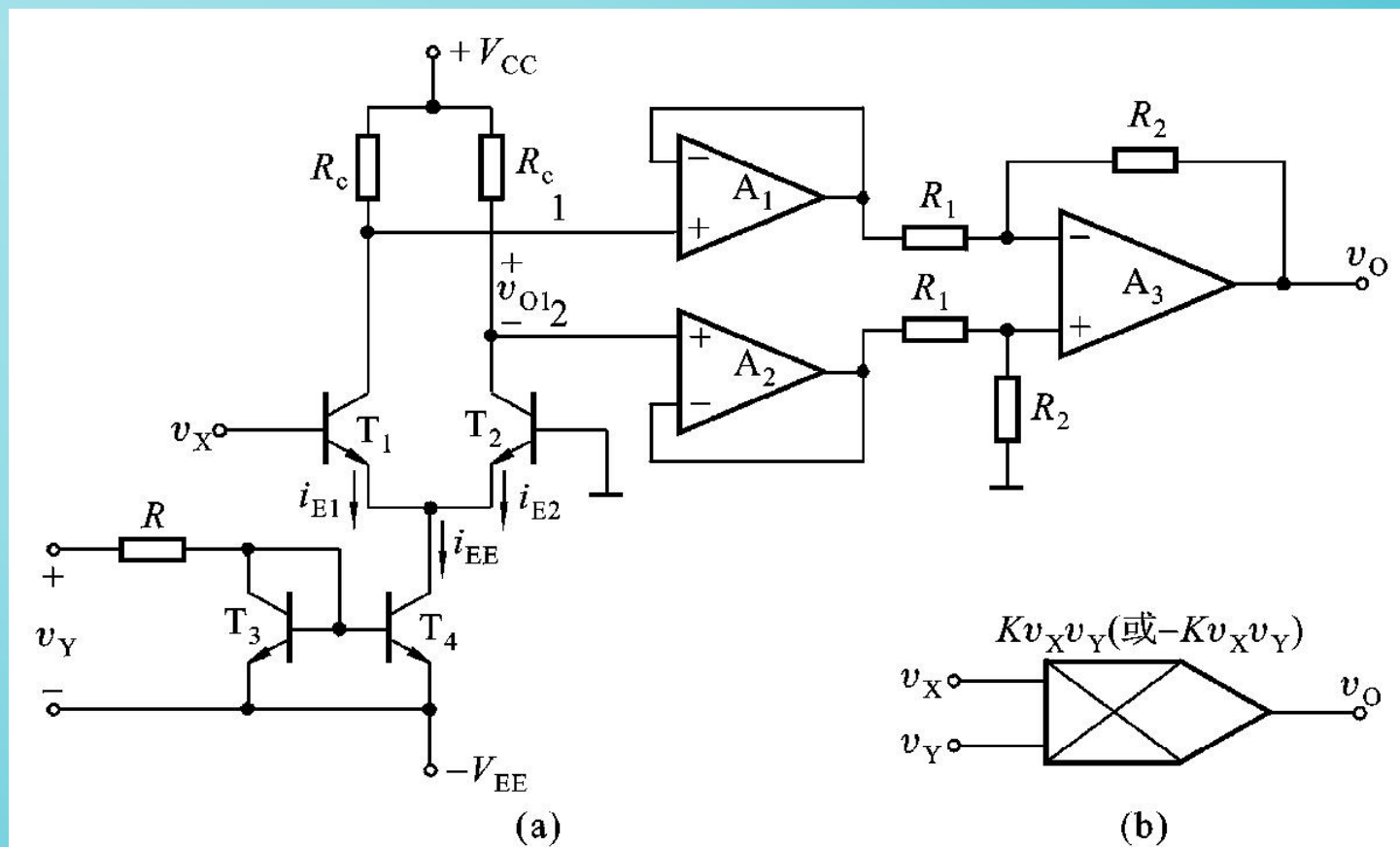
6.6.2 变跨导式模拟乘法器的应用

6.6.1 变跨导式模拟乘法器的工作原理

1. 变跨导二象限乘法器

与差分式放大电路的差别：

电流源 i_{EE} 受输入电压 v_Y 的控制



(a) 原理电路

(b) 同相（或反相）乘法器代表符号

6.6.1 变跨导式模拟乘法器的工作原理

1. 变跨导二象限乘法器

单入双出方式

$$A_{vd} = -\frac{V_{O1}}{V_X} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}}$$

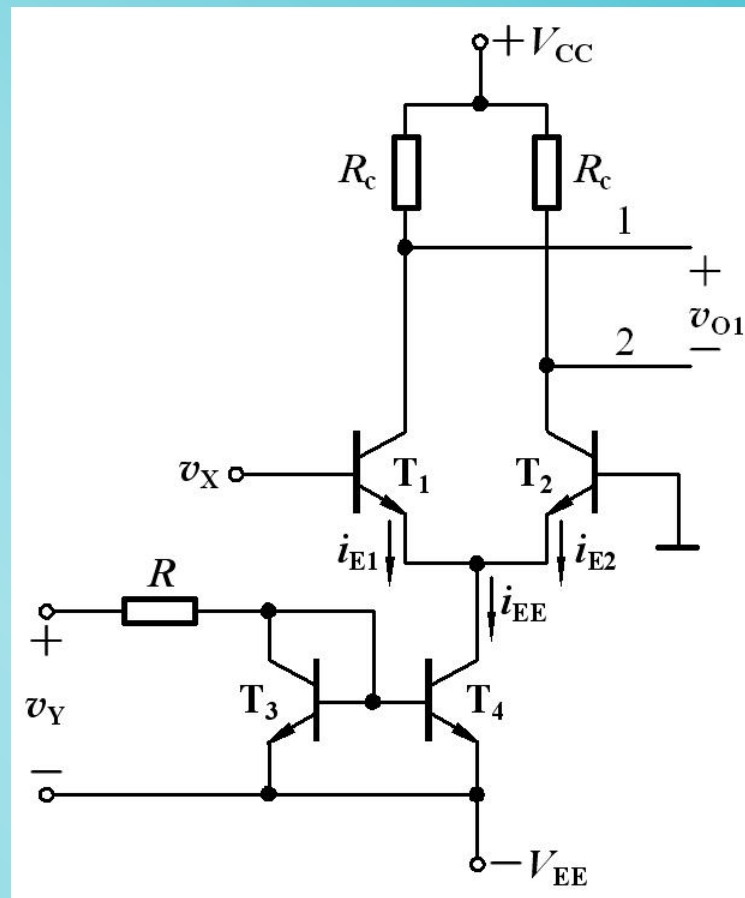
即 $V_{O1} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}} V_X$

又 $r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{EQ}}$

$$\approx (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{EQ}} = (1 + \beta) \frac{V_T}{i_{E1}}$$

$$= (1 + \beta) \frac{1}{g_m}$$

所以 $V_{O1} \approx -R_c V_X g_m$



6.6.1 变跨导式模拟乘法器的工作原理

1. 变跨导二象限乘法器

$$V_{O1} \approx -R_c V_X g_m$$

对于 T_3 、 T_4 构成的镜像电流源，当 $v_Y \gg V_{BE}$ 时

$$i_{EE} \approx \frac{V_Y}{R}$$

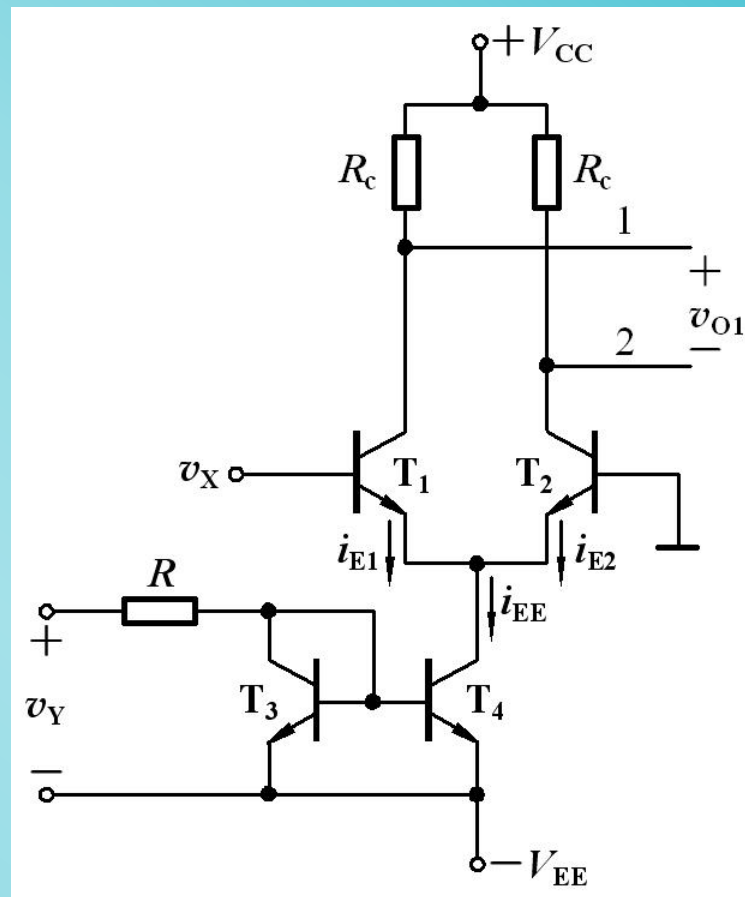
$$\text{而 } g_m = \frac{i_{E1}}{V_T} = \frac{i_{EE}}{2V_T} \approx \frac{1}{2RV_T} V_Y$$

$$\text{所以 } V_{O1} \approx -\frac{R_c}{2RV_T} V_X V_Y = -K V_X V_Y$$

(乘法运算)

$$\text{其中 } K = \frac{R_c}{2RV_T}$$

由 v_Y 控制跨导 g_m 变化，所以称为变跨导乘法器



6.6.1 变跨导式模拟乘法器的工作原理

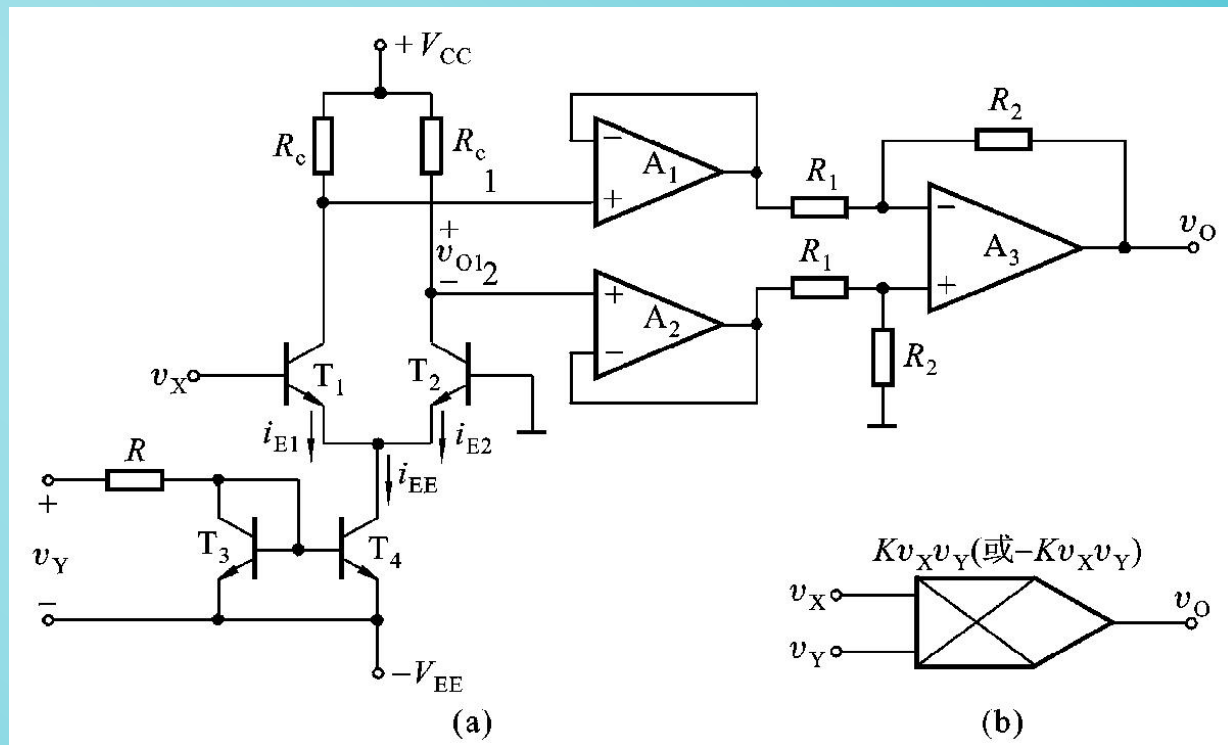
1. 变跨导二象限乘法器

电路的最后输

$$\begin{aligned} v_O &= -\frac{R_2}{R_1} v_{O1} \\ &= K \frac{R_2}{R_1} v_X v_Y \end{aligned}$$

缺点：

- 精度差
- v_Y 必须大于 0V，只能实现两个象限的乘法运算



6.6.1 变跨导式模拟乘法器的工作原理

2. 双平衡四象限乘法器

T_1 、 T_2 和 T_3 、 T_4 为两个并联的差分式电路， T_5 、 T_6 为压控电流源电路。

由于 $i_C \approx i_E = I_{ES} (e^{v_{BE}/V_T} - 1)$

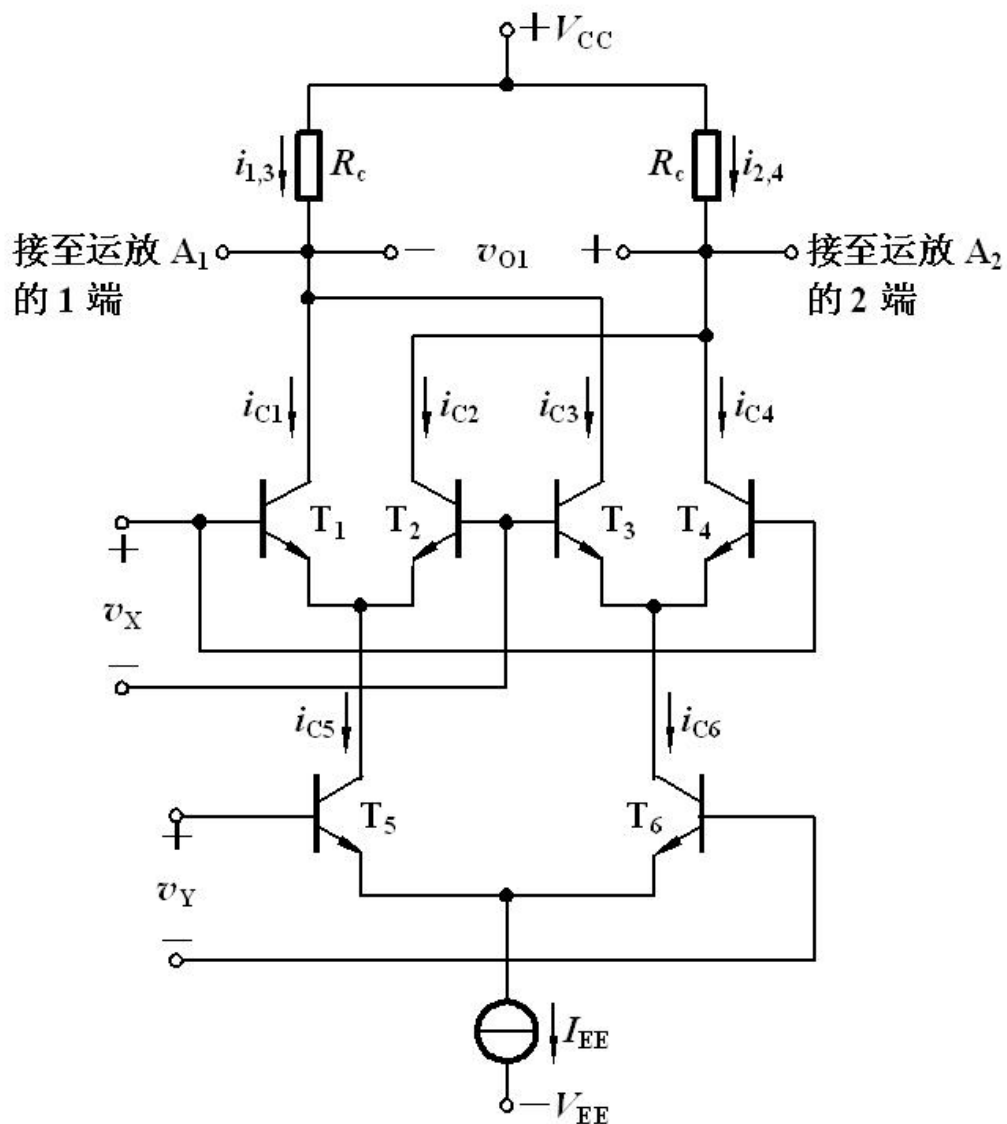
$$\approx I_{ES} e^{v_{BE}/V_T}$$

所以 $\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = e^{(v_{BE1} - v_{BE2})/V_T} = e^{v_X/V_T}$

而 $i_{C1} + i_{C2} = i_{C5}$ ， $i_{C4} + i_{C3} = i_{C6}$

$$\Rightarrow i_{C1} = \frac{e^{v_X/V_T}}{e^{v_X/V_T} + 1} i_{C5}$$

$$i_{C2} = \frac{i_{C5}}{e^{v_X/V_T} + 1}$$



6.6.1 变跨导式模拟乘法器的工作原理

2. 双平衡四象限乘法器

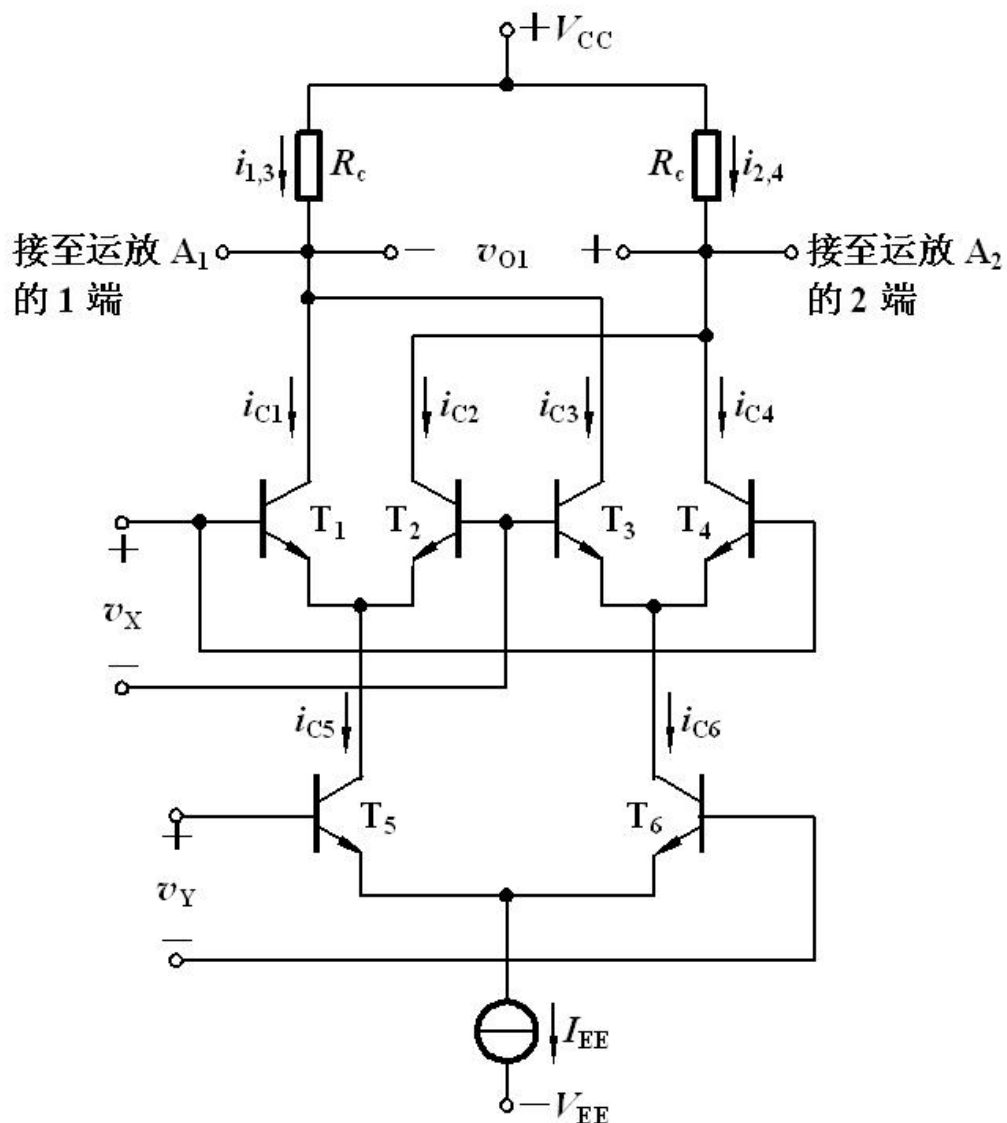
$$i_{C1} = \frac{e^{v_X/V_T}}{e^{v_X/V_T} + 1} i_{C5} \quad i_{C2} = \frac{i_{C5}}{e^{v_X/V_T} + 1}$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow i_{C1} - i_{C2} &= i_{C5} \frac{e^{v_X/V_T} - 1}{e^{v_X/V_T} + 1} \\ &= i_{C5} \operatorname{th} \frac{v_X}{2V_T} \end{aligned}$$

$$\text{同理 } i_{C4} - i_{C3} = i_{C6} \operatorname{th} \frac{v_X}{2V_T}$$

$$i_{C5} - i_{C6} = I_{EE} \operatorname{th} \frac{v_Y}{2V_T}$$

$$\text{又 } i_{1,3} = i_{C1} + i_{C3}, \quad i_{2,4} = i_{C2} + i_{C4}$$



6.6.1 变跨导式模拟乘法器的工作原理

2. 双平衡四象限乘法器

最后可得

$$\begin{aligned} V_{O1} &= (i_{1,3} - i_{2,4}) R_c \\ &= R_c I_{EE} \operatorname{th} \frac{V_X}{2V_T} \operatorname{th} \frac{V_Y}{2V_T} \end{aligned}$$

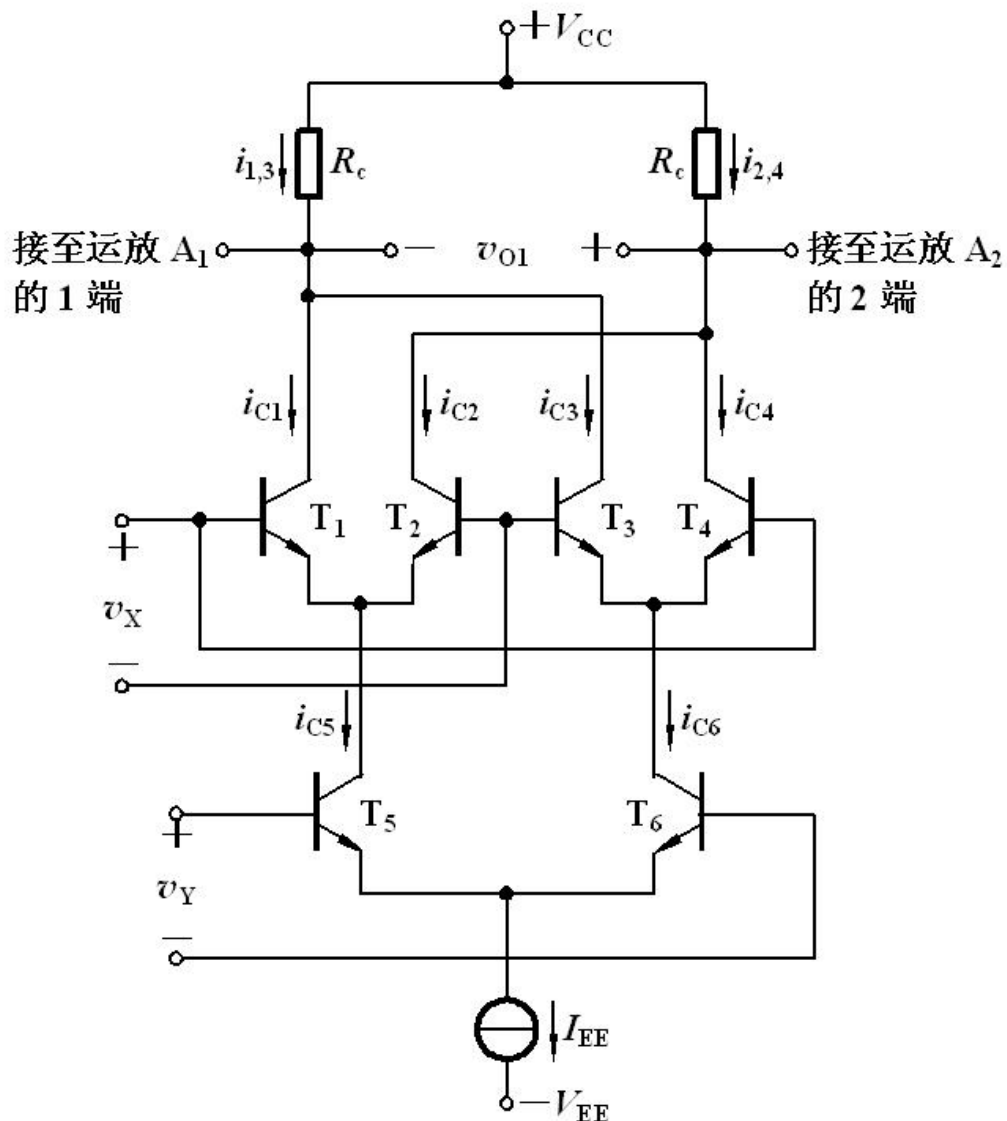
当 $v_X \ll 2V_T$ 、 $v_Y \ll 2V_T$ 时

$$\begin{aligned} V_{O1} &\approx R_c I_{EE} \cdot \frac{V_X}{2V_T} \cdot \frac{V_Y}{2V_T} \\ &= \frac{R_c I_{EE}}{4V_T^2} V_X V_Y = K V_X V_Y \end{aligned}$$

(乘法运算)

其中 $K = \frac{R_c I_{EE}}{4V_T^2}$

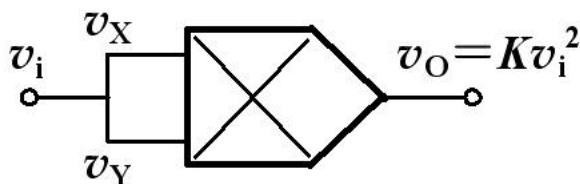
信号大时增加非线性补偿电路



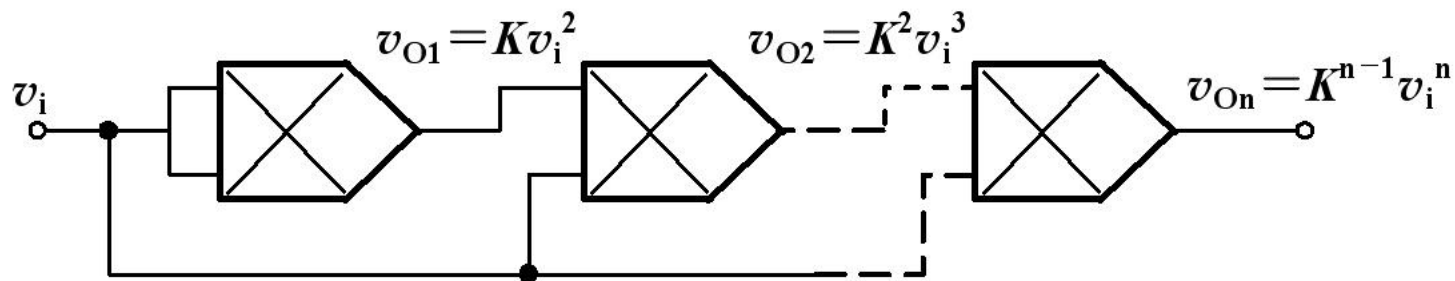
6.6.2 放模拟乘法器的应用

1. 运算电路

乘方



(a)



(b)

6.6.2 放模拟乘法器的应用

1. 运算电路

除法

利用虚短和虚断概念有

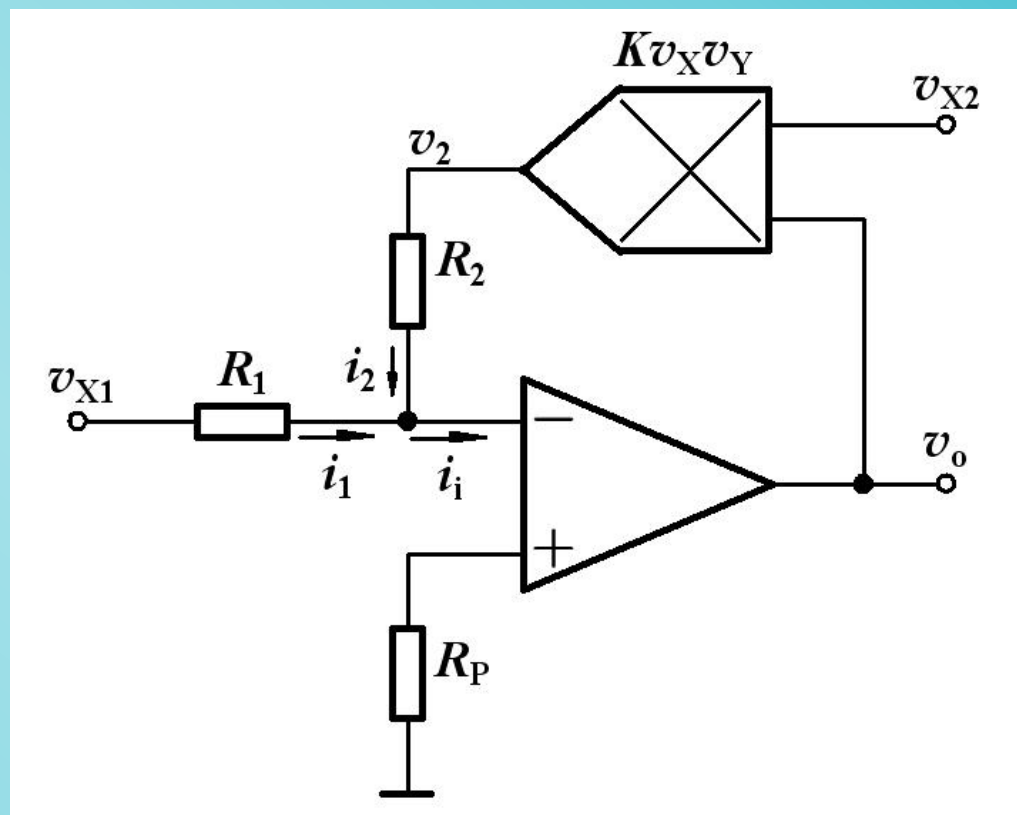
$$\frac{V_{X1}}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = 0$$

由乘法器的功能有

$$V_2 = K V_o V_{X2}$$

$$\text{得 } V_o = -\frac{R_2}{KR_1} \cdot \frac{V_{X1}}{V_{X2}}$$

只有当 V_{X2} 为正极性时，才能保证运算放大器是处于负反馈工作状态，而 V_{X1} 则可正可负，故属二象限除法器。



6.6.2 放模拟乘法器的应用

1. 运算电路

开平方

利用虚短和虚断概念有

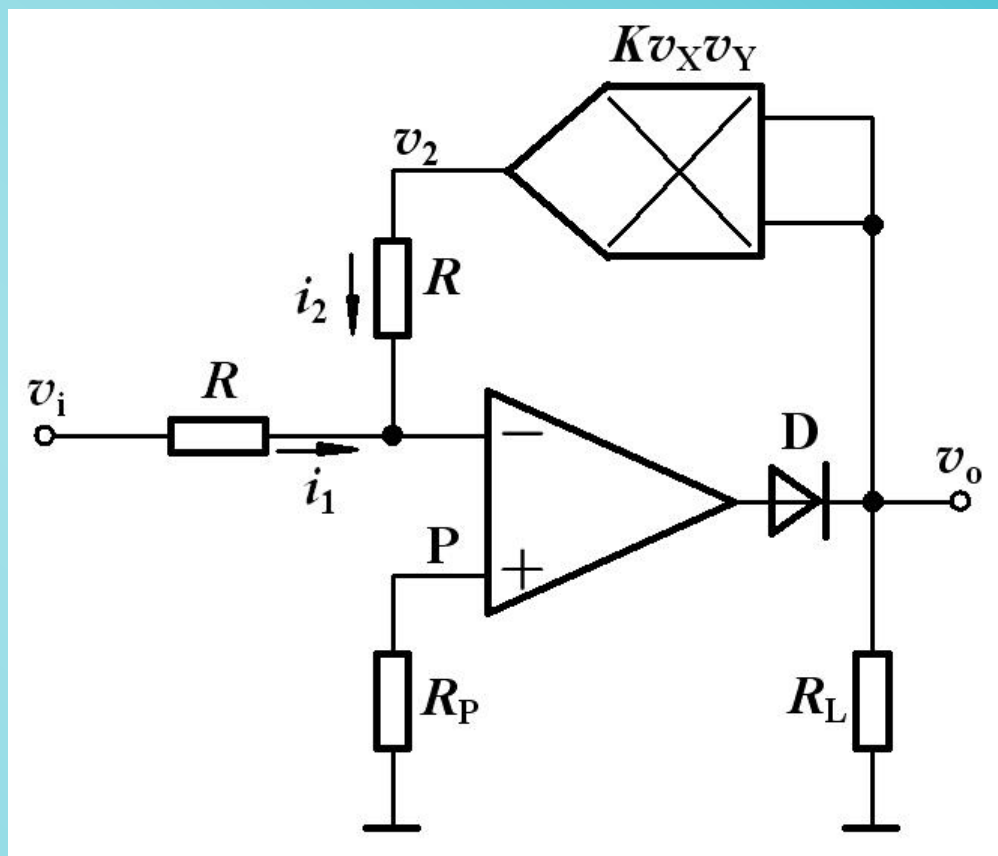
$$\frac{V_i}{R} + \frac{V_2}{R} = 0$$

由乘法器的功能有

$$V_2 = K V_o^2$$

得
$$V_o = \sqrt{-\frac{V_i}{K}}$$

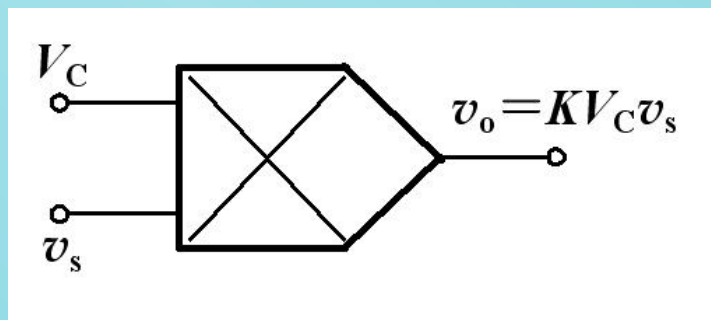
V_i 必须为负值时，电路才能正常工作。



6.6.2 放模拟乘法器的应用

2. 压控放大器

乘法器的一个输入端加一直流控制电压 V_C ，另一输入端加一信号电压 v_s 时，乘法器就成了增益为 KV_C 的放大器。当 V_C 为可调电压时，就得到可控增益放大器。



3. 调制解调

调制和解调在通信、广播、电视和遥控等领域中得到广泛的应用。利用模拟乘法器的功能很容易实现调制和解调的功能。



6.7 放大电路中的噪声与干扰

6.7.1 放大电路中的噪声

6.7.2 放大电路中的干扰

6.7.1 放大电路中的噪声

1. 噪声的种类及性质

(1) 电阻的热噪声

由电子无规则热运动而产生随时间而变化的电压称为热噪声电压。

一个阻值为 R (Ω) 的电阻未接入电路时, 在频带宽度 B 内所产生的热噪声电压均方值为

$$V_n^2 = I_n^2 R_n^2 = 4kTR \cdot B$$

K ——玻耳兹曼常数, T ——热力学温度 (K), B ——频带宽度 (Hz)。

功率和电压的形式分别为 $P_n = \frac{V_n^2}{R} = 4kTB$ $V_n = \sqrt{4kTRB}$

6.7.1 放大电路中的噪声

1. 噪声的种类及性质

(1) 电阻的热噪声

$$P_n = \frac{V_n^2}{R} = 4kTB \quad \longrightarrow \quad \frac{P_n}{B} = 4kT \quad \text{热噪声的功率频谱密度}$$

具有均匀的功率频谱的噪声称为白噪声

$$V_n = \sqrt{4kTRB} \quad \longrightarrow \quad \frac{V_n}{\sqrt{B}} = \sqrt{4kTR} \quad \text{热噪声电压密度}$$

热噪声电压本身是一个非周期变化的时间函数，它的频率范围是很宽广的。因而噪声电压 V_n 将随放大电路带宽的增加而增加。所以在设计放大电路时要综合考虑增益、带宽等诸多因素。

6.7.1 放大电路中的噪声

1. 噪声的种类及性质

(2) 三极管的噪声

① 热噪声

由于载流子不规则的热运动通过BJT内三个区的体电阻及相应的引线电阻时而产生。其中 r_{bb} 所产生的噪声是主要的。FET主要是沟道电阻的热噪声。

6.7.1 放大电路中的噪声

1. 噪声的种类及性质

(2) 三极管的噪声

② 散粒噪声

由于通过发射结注入到基区的载流子数目，在各个瞬时都不相同，因而引起发射极电流或集电极电流有一个无规则的波动，产生散粒噪声。散粒噪声电流为

$$I_n = \sqrt{2qIB}$$

q ——每个载流子所带电荷量的绝对值， I ——通过PN结电流的平均值， B ——频带宽度。

散粒噪声具有白噪声的性质

6.7.1 放大电路中的噪声

1. 噪声的种类及性质

(2) 三极管的噪声

③ 闪烁噪声

这种噪声与频率成反比，故又称为 $1/f$ 噪声或低频噪声。

JFET的噪声主要来源于沟道电阻热噪声，MOSFET的 $1/f$ 噪声较严重，因而低频时MOSFET比JFET的噪声大。一般而言，FET的噪声比BJT小。此外。电阻元件中碳膜电阻的 $1/f$ 噪声最大，绕线电阻的 $1/f$ 噪声最小。

集成运放的噪声，是由组成运放内部电路的元器件产生的噪声源以及内部电路连接的噪声源累计的结果。一般是通过实验方法进行测量。

6.7.1 放大电路中的噪声

2. 放大电路的噪声指标——噪声系数

定义 $N_F = \frac{\text{输入端信号噪声比}}{\text{输出端信号噪声比}} = \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} = \frac{1}{P_{so}/P_{si}} \cdot \frac{P_{no}}{P_{ni}} = \frac{P_{no}}{A_P P_{ni}}$

其中 A_P 为功率增益

放大电路不仅把输入端的噪声进行放大，而且放大电路本身也存在噪声。所以，其输出端的信噪比必然小于输入端信噪比。

当 N_F 用分贝（dB）表示时

$$N_F(\text{dB}) = 10 \lg \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} = 10 \lg \frac{P_{no}}{A_P P_{ni}} \quad (\text{dB})$$

6.7.1 放大电路中的噪声

2. 放大电路的噪声指标——噪声系数

$$N_F(\text{dB}) = 10 \lg \frac{P_{\text{si}}/P_{\text{ni}}}{P_{\text{so}}/P_{\text{no}}} = 10 \lg \frac{P_{\text{no}}}{A_P P_{\text{ni}}} \quad (\text{dB})$$

因为 $P_{\text{si}} = \frac{V_{\text{si}}^2}{R_{\text{i}}}$ $P_{\text{ni}} = \frac{V_{\text{ni}}^2}{R_{\text{i}}}$ $P_{\text{so}} = \frac{V_{\text{so}}^2}{R_{\text{o}}}$ $P_{\text{no}} = \frac{V_{\text{no}}^2}{R_{\text{o}}}$

当满足 $R_{\text{i}}=R_{\text{o}}$ 时, N_F 可表示为另一种形式:

$$N_F = 10 \lg \frac{P_{\text{si}}/P_{\text{ni}}}{P_{\text{so}}/P_{\text{no}}} = 10 \lg \left(\frac{V_{\text{si}}/V_{\text{ni}}}{V_{\text{so}}/V_{\text{no}}} \right)^2 = 20 \lg \frac{V_{\text{si}}}{V_{\text{ni}}} - 20 \lg \frac{V_{\text{so}}}{V_{\text{no}}} \quad (\text{dB})$$

一个无噪声放大电路的噪声系数是0dB, 一个低噪声放大电路的噪声系数应小于3dB。

6.7.1 放大电路中的噪声

3. 减小噪声的措施

- 选低噪声集成运放，如OP-27，AD745等；
- 采用滤波处理或引入负反馈以抑制噪声；
- 转换为数字信号后，借助软件方法，对数据进行处理以减小噪声的影响。

6.7.2 放大电路中的干扰

1. 杂散电磁场干扰和抑制措施

电路工作环境一般有许多电磁干扰源，常见的有工频干扰、无线电台及雷电现象等，它们所产生电磁波或尖峰脉冲，通过接线电容耦合、电感耦合或交流电源线等进入放大电路，从而引入干扰电压。

抑制措施：

- 合理布局
- 屏蔽

6.7.2 放大电路中的干扰

2. 由直流电源电压波动引起的干扰和抑制

直流电源输出的50Hz或100Hz的纹波电压使电路的电流产生波动而形成干扰电压。第一级的波动将被后续各级放大而使输出端产生较大的干扰电压。

抑制措施：

- 采用性能好的稳压电源供电，并在稳压电路的输入端和输出端分别加一足够大的电解电容或钽电容的滤波电路。
- 对于运算放大器，可在电源引脚和地端间加一钽电容（ $10\ \mu\text{F} \sim 30\ \mu\text{F}$ ）防止低频干扰，加一独石电容（ $0.01\ \mu\text{F} \sim 0.1\ \mu\text{F}$ ）防止高频干扰。

6.7.2 放大电路中的干扰

3. 由交流电源串入的干扰和抑制

4. 由接地点安排不正确而引起的干扰和正确接地