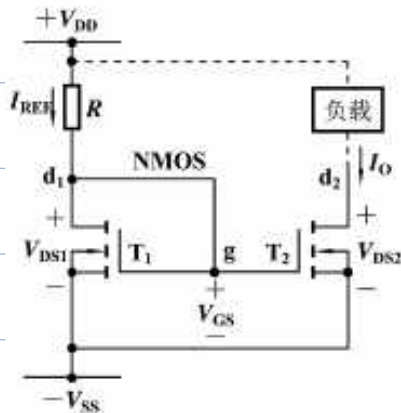


# §7 模拟集成电路

## 1 直流电流源

### (1) MOSFET 镜像电流源



$V_{DS1} = V_{GS}$  只要满足  $V_{GS} > V_{TN}$

必有  $V_{DS1} = V_{GS} > V_{GS} - V_{TN}$

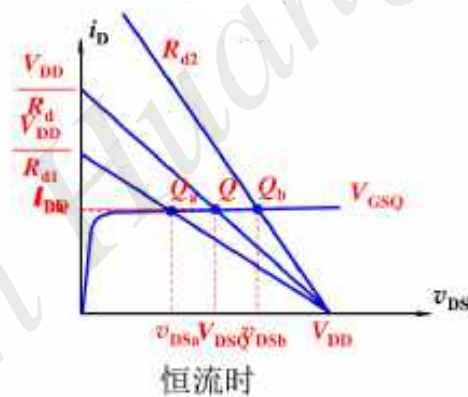
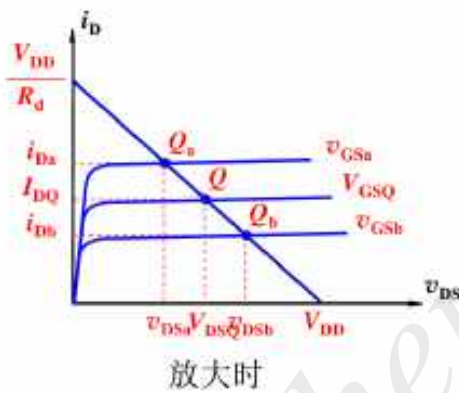
$T_1$  - 管工作在饱和区

又  $V_{GS2} = V_{GS1} = V_{GS}$ , 只要  $V_{DS2} > V_{GS} - V_{TN}$ ,

$T_2$  - 管工作在饱和区.

$$I_o = I_{D2} = I_{D1} = I_{REF} = \frac{V_{DD} + V_{SS} - V_{GS}}{R}$$

$I_o = I_{REF} = I_{D1} = K_n (V_{GS} - V_{TN})^2$  与负载无关, 表现恒流



MOSFET 做电流源需满足 ①  $V_{GS}$  保持不变

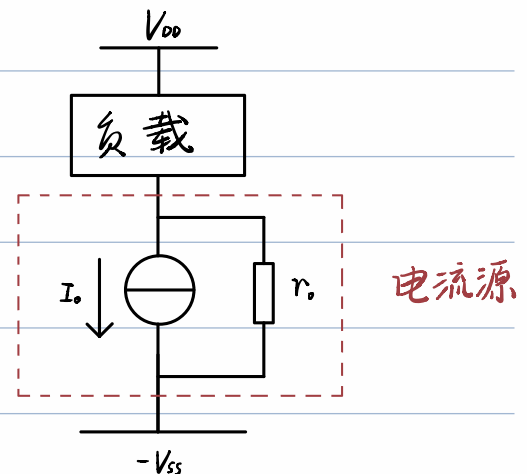
② MOS 管工作在饱和区

考虑沟道长度调制效应  $r_o = \frac{1}{\lambda I_D}$

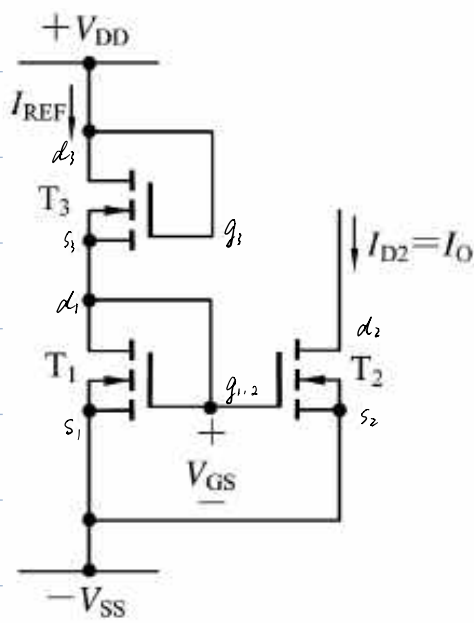
$$I_{REF} = I_{D1} = \frac{K_n'}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS} - V_{TN})^2$$

$$I_o = I_{D2} = \frac{K_n'}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS} - V_{TN})^2$$

$$\frac{I_o}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} = m \quad \text{电流传输比}$$



等效交流电阻很大



设  $T_1$  和  $T_2$  参数完全相同, 且  $\lambda=0$

$$I_{D3} = I_{D1}$$

$$V_{AS3} = V_{AS1} = V_{AS}$$

$$\text{又 } V_{DD} + V_{SS} = V_{DS3} + V_{DS1} = V_{AS3} + V_{AS1} = 2V_{AS}$$

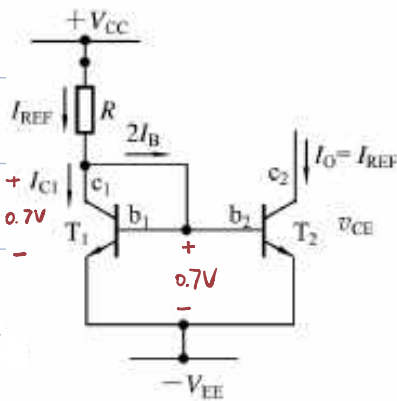
只要满足  $V_{DD} + V_{SS} > 2V_{TN}$

就一定有  $V_{AS} > V_{TN}$  和  $V_{DS} > V_{AS} - V_{TN}$

$$V_{AS} = \frac{1}{2}(V_{DD} + V_{SS})$$

$$I_0 = I_{D2} = \frac{k_n'}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{AS} - V_{TN})^2$$

## 12) BJT 电流源



$$V_{BE1} = V_{BE2}$$

若  $\beta \gg 1$ , 则

$$I_0 = I_{C2} \approx I_{C1} = I_{REF} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE}}{R} \approx \frac{V_{CC} + V_{EE}}{R}$$

## 13) 电流源作有源负载

## 2 零点漂移及差分式放大电路的一般概念和指标

### 1) 直接耦合放大电路中的零点漂移

**零点漂移**: 当放大电路的输入端短路时, 输出端仍有缓慢变化的电流产生。

产生原因: (1) 温度变化引起, 也称温漂

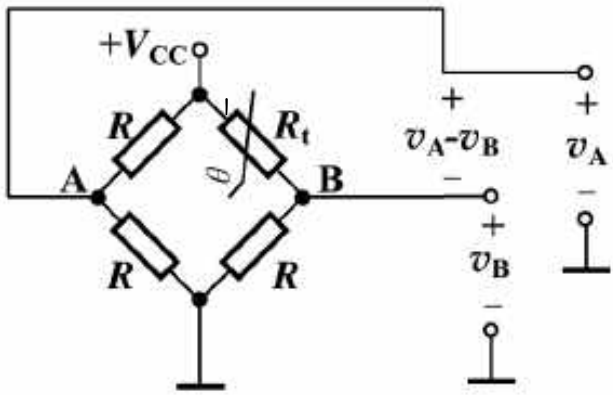
(2) 电源电压波动

$$\text{温漂指标 } \frac{\Delta V_0}{A_v} / ^\circ\text{C}$$

只有在直接耦合放大电路中才需解决零点漂移问题。

差分式放大电路 (解决放大信号和抑制零漂的矛盾)

## (2) 差分式放大电路的一般概念和指标

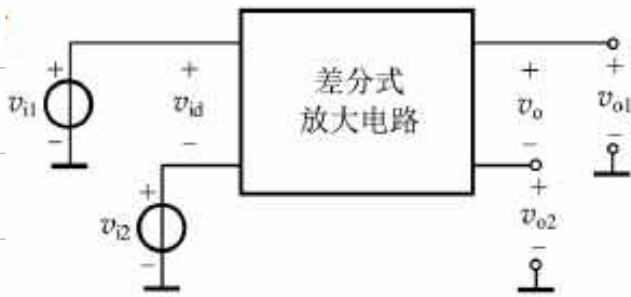


$T = 0^\circ\text{C}$  时, 电桥平衡,  $v_A - v_B = 0$

$T > 0^\circ\text{C}$  时,  $v_A - v_B \neq 0$

差值电压  $v_A - v_B$  反映温度的高低

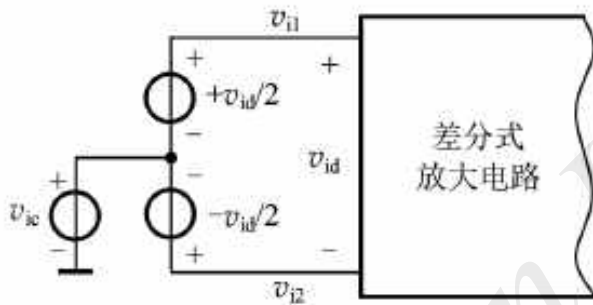
**差模信号**  $v_A - v_B$



差模输入电压  $v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$

共模输入电压  $v_{ic} = \frac{1}{2}(v_{i1} + v_{i2})$

$$\begin{cases} v_{i1} = v_{ic} + \frac{1}{2}v_{id} \\ v_{i2} = v_{ic} - \frac{1}{2}v_{id} \end{cases}$$



两输入端中,

共模信号: 大小相等, 相位相同  
差模信号: 大小相等, 相位相反

输出信号  $v_o = v_{od} + v_{oc} = A_{vd} v_{id} + A_{vc} v_{ic}$

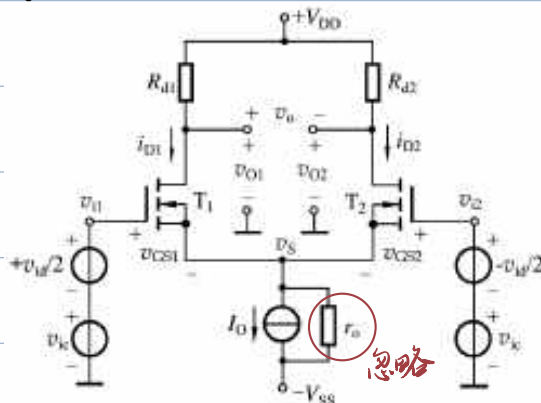
差模电压增益  $A_{vd} = \frac{v_{od}}{v_{id}}$

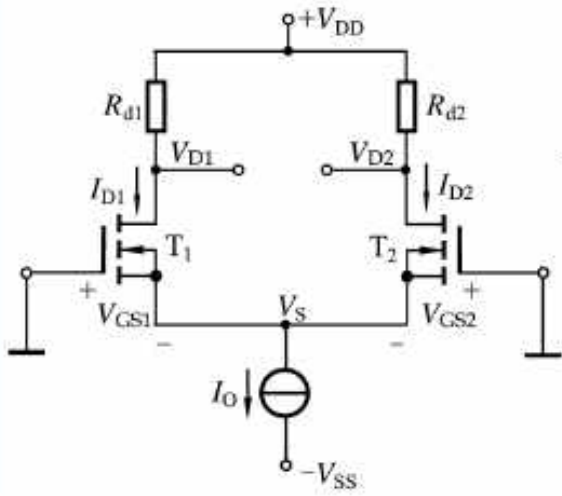
共模电压增益  $A_{vc} = \frac{v_{oc}}{v_{ic}}$

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

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

## 3 MOSFET 源极耦合差分式放大电路





静态时  $v_{i1} = v_{i2} = 0$

设电路完全对称  $R_{d1} = R_{d2} = R_d$

则  $I_{D1Q} = I_{D2Q} = I_{DQ} = \frac{1}{2} I_0$

已知MOSFET参数

$$I_{DQ} = k_n (V_{GSQ} - V_{TN})^2 \Rightarrow V_{GSQ}$$

源极电压  $V_{SQ} = 0 - V_{GSQ} = -V_{GSQ}$

漏极电压  $V_{DQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_d$

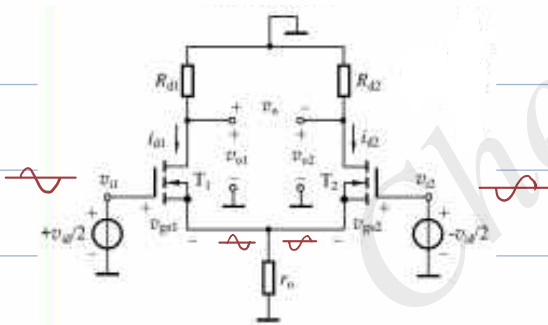
漏源压差  $V_{DSQ} = V_{DQ} - V_{SQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_d + V_{GSQ}$

检验是否满足  $V_{DS} > V_{GS} - V_{TN}$

静态时  $v_o = v_{o1} - v_{o2} = V_{D1Q} - V_{D2Q} = 0$

动态小信号分析 仅有差模信号时

直流电压源短路, 直流电压源开路并保留内阻



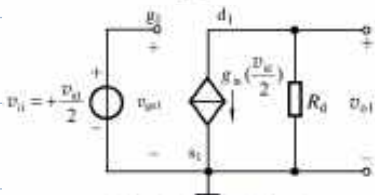
$$A_{vd1} = \frac{v_{o1}}{v_{id}} = \frac{-g_m (\frac{v_{id}}{2}) R_d}{\frac{v_{id}}{2}} = -\frac{1}{2} g_m R_d$$

$$A_{vd2} = A_{vd1}$$

$$A_{vd} = \frac{v_o}{v_{id}} = \frac{v_{o1} - v_{o2}}{v_{id}} = \frac{2v_{o1}}{v_{id}} = -g_m R_d$$

带负载时

$$A_{vd} = -g_m (R_d \parallel \frac{1}{2} R_L)$$

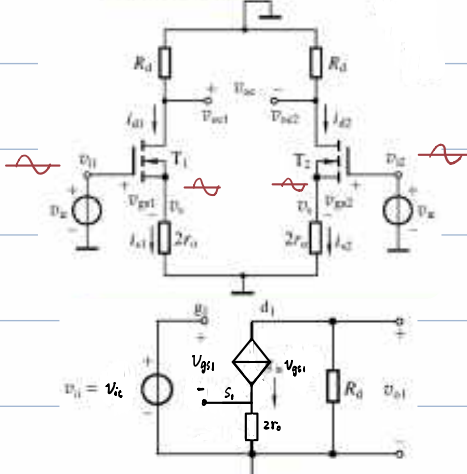


仅有共模信号时

$$A_{vc1} = \frac{v_{o1}}{v_{ic}} = \frac{-g_m v_{gs1} R_d}{v_{gs1} + g_m v_{gs1} (2r_o)} = -\frac{g_m R_d}{1 + g_m (2r_o)}$$

$$v_{ic1} = v_{ic2} = v_{ic} \Rightarrow v_{oc1} = v_{oc2}$$

$$A_{vc} = \frac{v_{oc1} - v_{oc2}}{v_{ic}} = \frac{0}{v_{ic}} = 0$$





双端输出时  $A_{vc} = 0$   $A_{vd} = -g_m(R_d \parallel \frac{1}{2}R_L)$

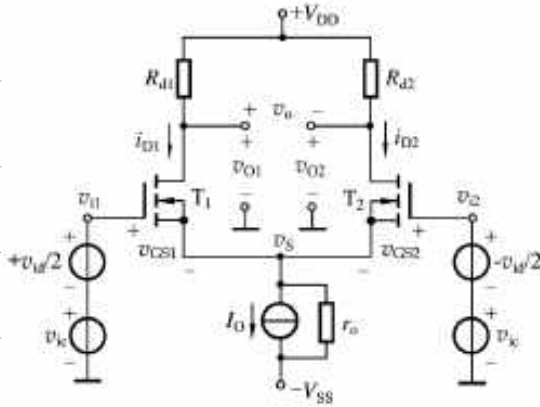
$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| \rightarrow \infty$$

单端输出时  $A_{vc1} \approx -\frac{R_d}{2r_o}$   $A_{vd1} = -\frac{1}{2}g_m R_d$

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{vd1}}{A_{vc1}} \right| = g_m r_o$$

恒流源内阻大  
提高共模抑制比

#### 4 MOSFET 差分式放大电路的传输特性



$$i_{D1} = K_n (V_{GS1} - V_{TN})^2$$

$$i_{D2} = K_n (V_{GS2} - V_{TN})^2$$

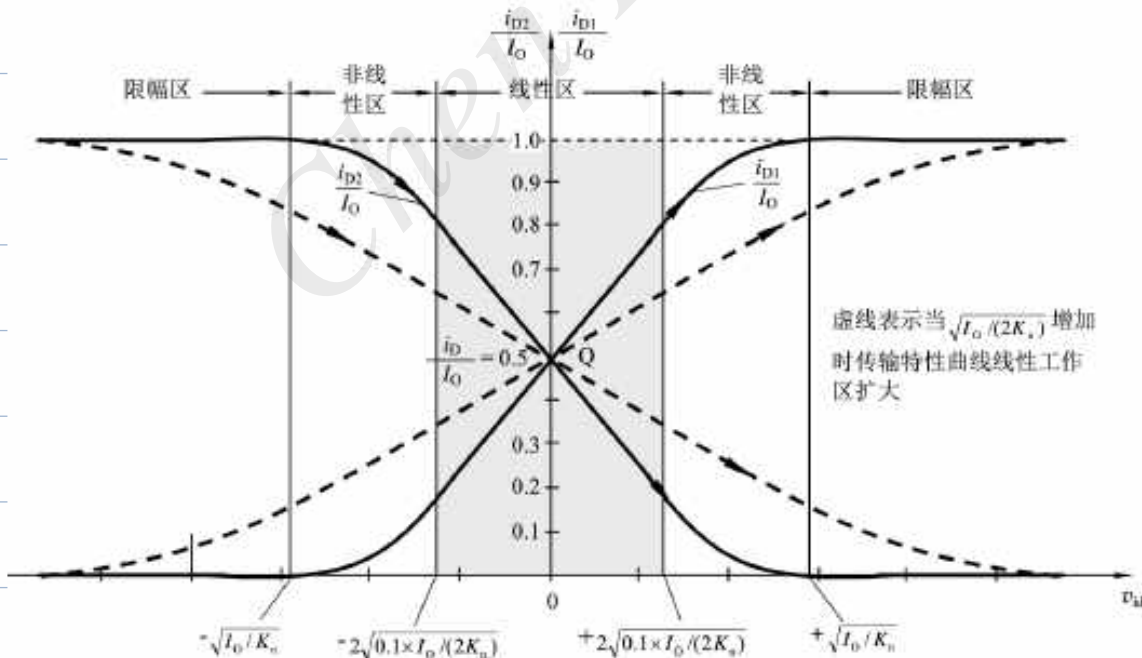
$$V_{id} = (V_{GS1} + v_s) - (V_{GS2} + v_s) \\ = V_{GS1} - V_{GS2}$$

$$i_{D1} + i_{D2} = I_o$$

$$i_{D1} = \frac{I_o}{2} + \sqrt{2K_n I_o} \left( \frac{V_{id}}{2} \right) \sqrt{1 - \frac{(V_{id}/2)^2}{I_o/(2K_n)}}$$

$$i_{D2} = \frac{I_o}{2} - \sqrt{2K_n I_o} \left( \frac{V_{id}}{2} \right) \sqrt{1 - \frac{(V_{id}/2)^2}{I_o/(2K_n)}}$$

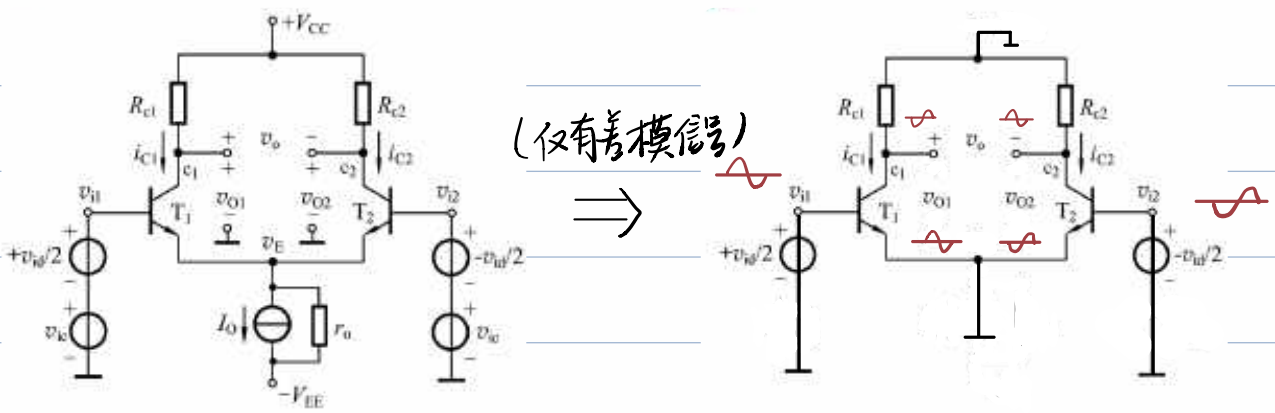
注意, 在  $|v_{id}| \leq \sqrt{\frac{I_o}{K_n}}$  时, 以上两式才成立



#### 5 BJT 差分式放大电路和带有源负载的差放

##### 1) BJT 差分式放大电路

##### 动态小信号分析



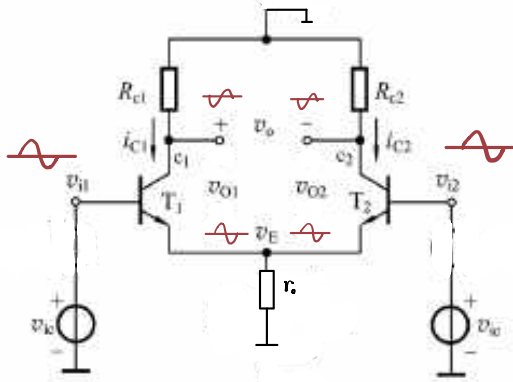
(仅有差模信号)

单端输出差模增益

$$A_{vd1} = \frac{v_{o1}}{v_{id}} = \frac{-\beta i_b R_c}{2 i_b r_{be}} = -\frac{1}{2} \frac{\beta R_c}{r_{be}}$$

双端输出差模增益

$$A_{vd} = \frac{v_o}{v_{id}} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}}$$



(仅有差模信号)

$$A_{vc1} = \frac{v_{o1}}{v_{ic}} = \frac{-\beta R_c}{r_{be} + (1+\beta)(2r_o)} \approx -\frac{R_c}{2r_o}$$

$$A_{vc} = \frac{v_o}{v_{ic}} = \frac{0}{v_{ic}} = 0$$

单端  $K_{CMR} = \left| \frac{A_{vd1}}{A_{vc1}} \right| = \frac{\beta r_o}{r_{be}}$

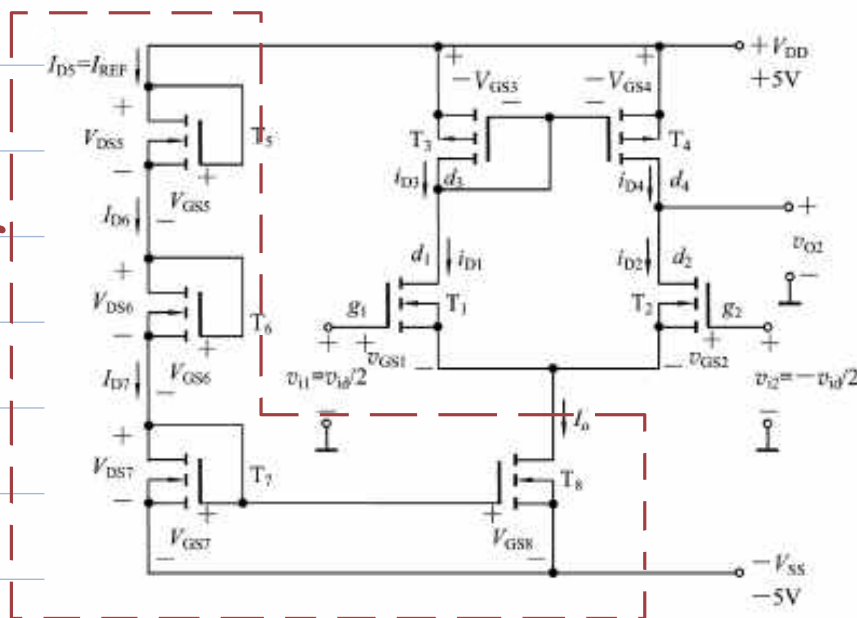
双端  $K_{CMR} = \left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right| \rightarrow \infty$

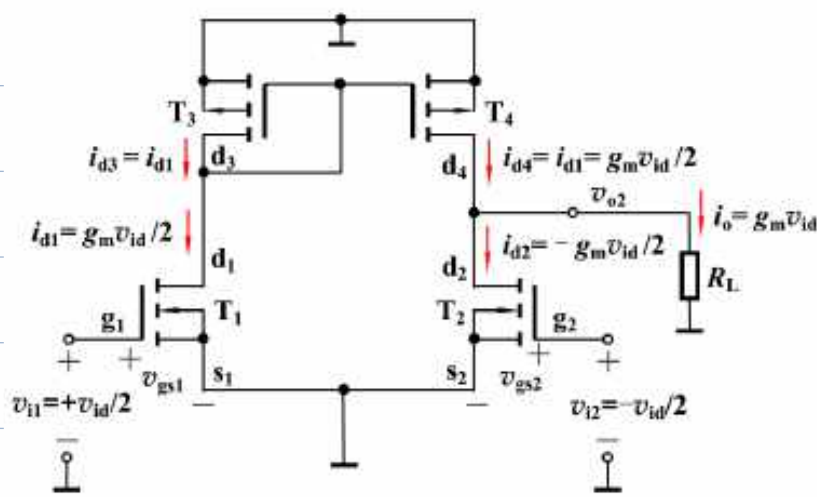
差模输入电阻  $R_{id} = 2r_{be}$

共模输入电阻  $R_{ic} = \frac{1}{2} [r_{be} + (1+\beta)(2r_o)]$

## (2) 带有源负载的差分式放大电路

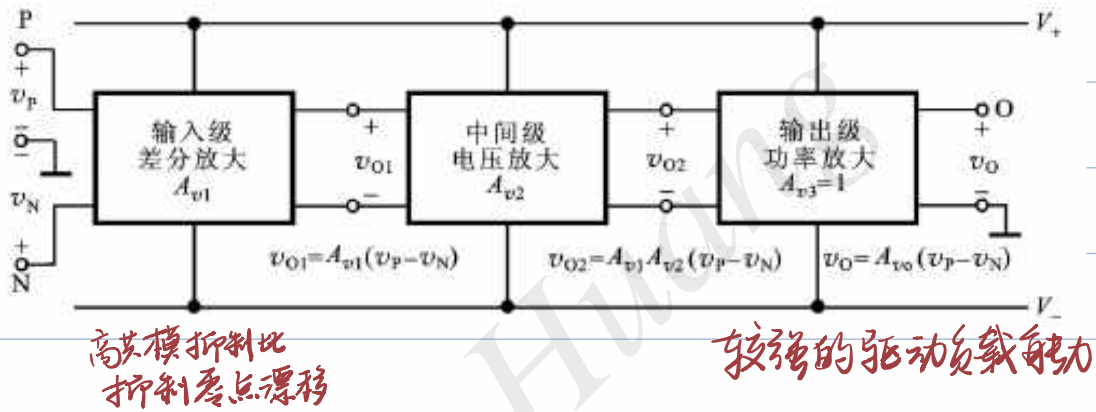
提供  
静态  
偏置





## 6 集成运算放大器简介

### 集成运算放大器的内部典型结构



### 集成运放的一般结构及特点

- ① 差分式输入级有很高的共模抑制比和很大的输入电阻
- ② 中间级提供很高的增益
- ③ 输出级有很小的输出电阻和很强的带载能力
- ④ 采用直接耦合方式
- ⑤ 电流源提供静态偏置
- ⑥ 有过载保护电路

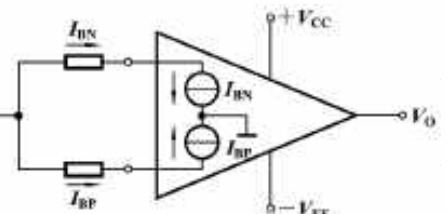
## 7 集成运放的主要参数及其在实际运用中的影响

### 1) 输入直流误差特性

① 输入失调电压  $V_{IO}$

② 输入偏置电流  $I_{IB} = \frac{1}{2}(I_{IN} + I_{BP})$

输入失调电流  $I_{IO} = |I_{IN} - I_{BP}|$   $V_i = 0$



### ③ 温度漂移

输入失调电压温漂  $\frac{\Delta V_{I0}}{\Delta T}$

输入失调电流温漂  $\frac{\Delta I_{I0}}{\Delta T}$

### (2) 差模特性

① 开环差模电压增益  $A_{vo}$

开环带宽  $BW(f_H)$

单位增益带宽  $BW_G(f_T)$

② 差模输入电阻  $r_{id}$

输出电阻  $r_o$

③ 最大差模输入电压  $V_{idmax}$

最大输出电压  $V_{omax}$

### (3) 共模特性

① 共模抑制比  $K_{CMR}$

共模输入电阻  $r_{ic}$

② 最大共模输入电压  $V_{icmax}$

### (4) 大信号动态特征

① 转换速率  $S_R = \left. \frac{dV_o(t)}{dt} \right|_{max}$

② 全功率带宽  $BW_P = f_{max} = \frac{S_R}{2\pi V_{om}}$

### (5) 电源特性

① 电源电压抑制比  $K_{SVR} = \frac{\Delta V_{I0}}{\Delta(V_{CC} + V_{EE})}$

② 静态功耗  $P_V = V_{CC} I_{C0} + V_{EE} I_{E0}$

能否消除失调电压和失调电流的影响与是否是轨到轨的运算放大器没有必然的联系，失调电压和失调电流取决于运算放大器的结构是否对称等。

需要考虑输入信号的变化范围，来决定输出静态直流电压。例如，当输入是正负对称的信号时，单电源工

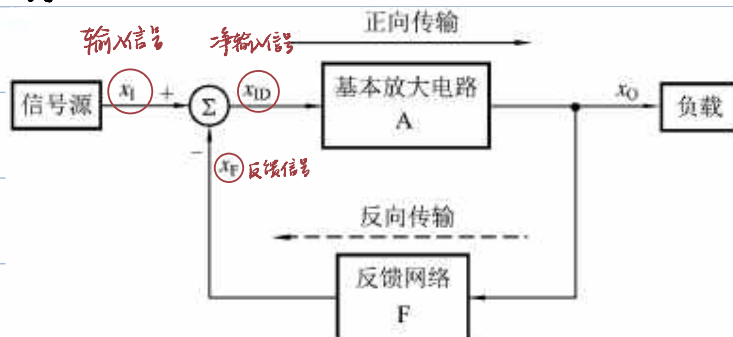
作的运放电路的输出静态电压要设置为二分之一的电源电压；而当输入在0到某一个正电压值范围内时，单电源同相放大电路的输出静态电压就要设置为0V。

# 反馈放大电路

## 1 反馈的基本概念及直流、交流反馈

无反馈：开环放大电路

有反馈：闭环放大电路

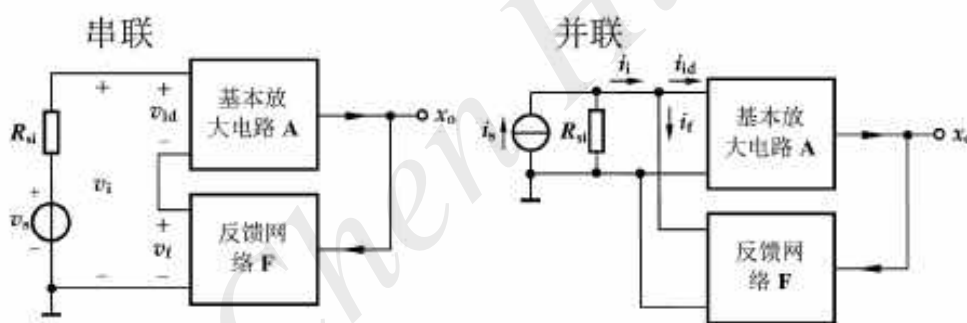


$$x_{ID} = x_I - x_F$$

理想情况下，电源线和地线不是反馈通路

## 2 串联/并联反馈 电压/电流反馈

### 1) 串联反馈 vs 并联反馈

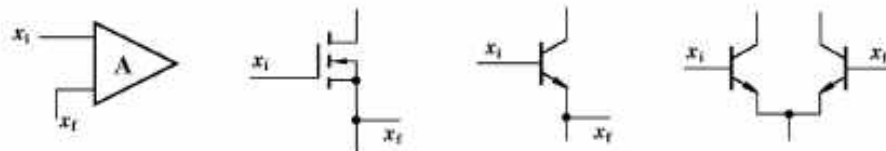


串联：  $v_{id} = v_i - v_f$  (KVL)

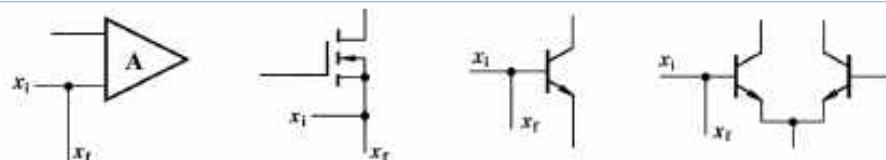
并联：  $i_{id} = i_i - i_f$  (KCL)

### 判断方法

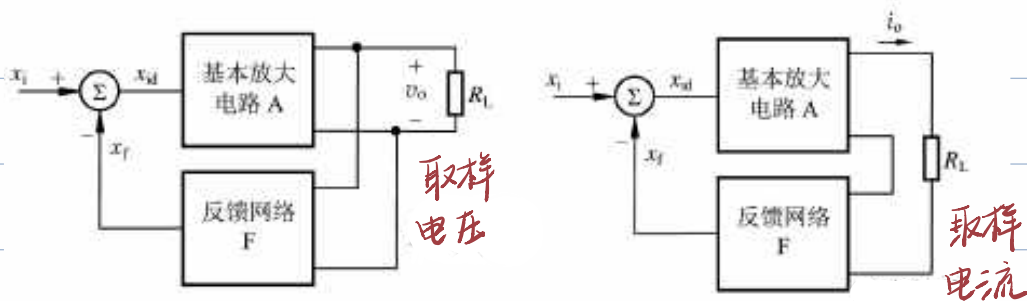
串联：输入量与反馈量接于不同的输入端



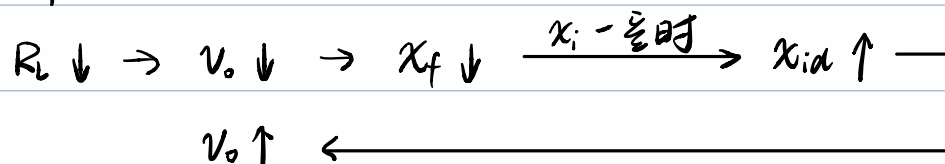
并联：输入量与反馈量接于相同的输入端



## (2) 电压反馈 vs 电流反馈

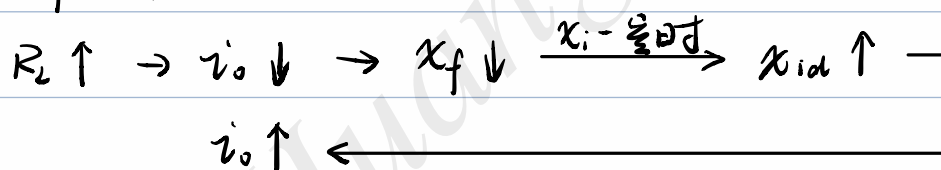


电压:  $x_f = F v_o$



作用: 稳定输出电压

电流:  $x_f = F i_o$



作用: 稳定输出电流

判断方法: 输出短路法

将输出短路,  $v_o = 0$ , 若  $x_f$  也为 0, 则为电压反馈  
若  $x_f \neq 0$ , 则为电流反馈

## 3 正反馈与负反馈

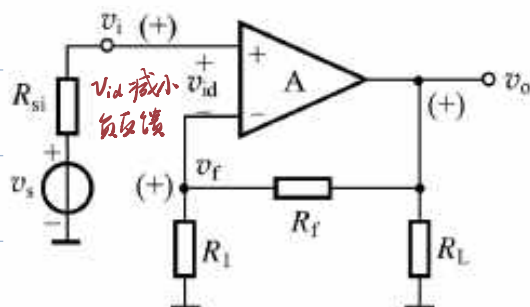
负反馈: 输入量不变时, 引入反馈后输出量变小

正反馈: 输入量不变时, 引入反馈后输出量变大

判断方法: 瞬时极性法

$\Delta$ 瞬时极性: 指某一时刻, 电路中有关节点电压的斜率

EXP:



负反馈



#### 4 负反馈放大电路的四种组态

**电压串联**  $v_{id} = v_i - v_f$ , 稳定输出电压  $\Rightarrow$  电压控制的电压源  
电压  $\rightarrow$  电压 (电压放大器) (VCVS)

**电压并联**  $v_{id} = v_i - v_f$ , 稳定输出电压  $\Rightarrow$  电流控制的电压源  
电流  $\rightarrow$  电压 (互阻放大器) (CCVS)

**电流串联**  $v_{id} = v_i - v_f$ , 稳定输出电流  $\Rightarrow$  电压控制的电流源  
电压  $\rightarrow$  电流 (互导放大器) (VCCS)

**电流并联**  $v_{id} = v_i - v_f$ , 稳定输出电流  $\Rightarrow$  电流控制的电流源  
电流  $\rightarrow$  电流 (电流放大器) (CCCS)

#### 总结

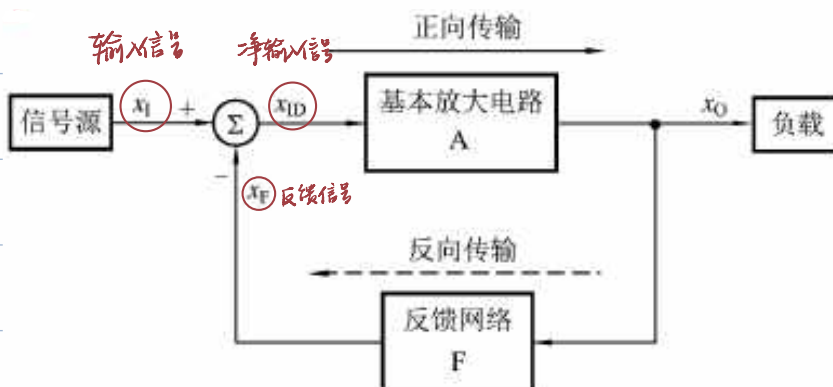
输入信号不变时  $\left\{ \begin{array}{l} \text{正反馈} \rightarrow \text{增大增益} \\ \text{负反馈} \rightarrow \text{减小增益} \end{array} \right.$

$\left\{ \begin{array}{l} \text{直流负反馈: 稳定静态工作点} \\ \text{交流/交直流反馈: 对信号放大产生影响} \end{array} \right.$

端口  $\left\{ \begin{array}{l} \text{串联: 以电压形式求和} \\ \text{并联: 以电流形式求和} \end{array} \right.$

$\left\{ \begin{array}{l} \text{电压负反馈: 稳定输出电压} \\ \text{电流负反馈: 稳定输出电流} \end{array} \right.$

#### 5 负反馈放大电路增益的一般表达式



开环增益  $A = \frac{x_o}{x_{id}}$

闭环增益  $A_f = \frac{x_o}{x_i}$

反馈系数  $F = \frac{x_f}{x_o}$

$$A_f = \frac{x_o}{x_i} = \frac{x_o}{x_{id} + x_f} = \frac{x_o}{\frac{x_o}{A} + Fx_o} = \frac{A}{1 + AF} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}F}$$

反馈深度  $1 + AF$  可能小于 1

环路增益  $AF = \frac{x_o}{x_{id}} \cdot \frac{x_f}{x_o} = \frac{x_f}{x_{id}}$   $\dot{A}F$

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{A}}{1 + AF}$$

(1) 当  $|1 + AF| > 1$  时,  $|\dot{A}_f| < |A|$ , 一般负反馈

(2) 当  $|1 + AF| \gg 1$  时, 深度负反馈,  $\dot{A}_f \approx \frac{1}{F}$

(3) 当  $|1 + AF| < 1$  时,  $|\dot{A}_f| > |A|$ , 正反馈

(4) 当  $|1 + AF| = 0$  时,  $|\dot{A}_f| \rightarrow \infty$ , 自激振荡

## 6 负反馈对放大电路性能的影响

牺牲增益, 改善其他性能指标

(1) 提高增益的稳定性

$$\frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{1}{1 + AF} \frac{\Delta A}{A} \quad \text{引入负反馈后, 增益的相对变化量减小}$$

(2) 减小非线性失真

只能减小反馈环内产生的失真

(3) 负反馈对输入电阻和输出电阻的影响

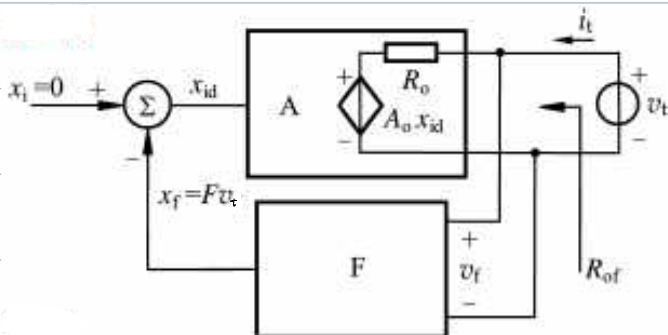
▸ 串联负反馈

$$\text{闭环输入电阻 } R_{if} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_{id} + v_f}{i_i} = \frac{v_{id} + AF v_{id}}{i_i} = (1 + AF) R_i$$

▸ 并联负反馈

$$\text{闭环输入电阻 } R_{if} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{i_{id} + i_f} = \frac{v_i}{i_{id} + AF i_{id}} = \frac{R_i}{1 + AF}$$

▸ 电压负反馈



$$\begin{cases} v_t = i_t R_o + A_o x_{id} \\ x_{id} = 0 - x_f = -F v_t \end{cases}$$

闭环输出电阻

$$R_{of} = \frac{v_t}{i_t} = \frac{R_o}{1 + A_o F}$$

▸ 电流负反馈

$$\text{闭环输出电阻 } R_{of} = \frac{v_t}{i_t} = (1 + A_s F) R_o$$

# 总结

串联负反馈增大输入电阻

并联负反馈减小输入电阻

电压负反馈减小输入电阻, 稳定输出电压

电流负反馈增大输出电阻, 稳定输出电流

注意: 对环外电阻不起作用

特性	负反馈组态			
	电压串联	电流串联	电压并联	电流并联
$x_i, x_f, x_{id}$	$v_i, v_f, v_{id}$	$v_i, v_f, v_{id}$	$i_i, i_f, i_{id}$	$i_i, i_f, i_{id}$
输出信号 $x_o$	$v_o$	$i_o$	$v_o$	$i_o$
开环增益 $A = \frac{x_o}{x_{id}}$	$A_v = \frac{v_o}{v_{id}}$ 电压增益	$A_g = \frac{i_o}{v_{id}}$ 互导增益	$A_r = \frac{v_o}{i_{id}}$ 互阻增益	$A_i = \frac{i_o}{i_{id}}$ 电流增益
反馈系数 $F = \frac{x_f}{x_o}$	$F_v$ 电压反馈系数	$F_g$ 互阻反馈系数	$F_r$ 互导反馈系数	$F_i$ 电流反馈系数
闭环增益 $A_f = \frac{x_o}{x_i}$	$A_{vf} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A_v}{1 + A_v F_v}$	$A_{gf} = \frac{i_o}{v_i} = \frac{A_g}{1 + A_g F_g}$	$A_{rf} = \frac{v_o}{i_i} = \frac{A_r}{1 + A_r F_r}$	$A_{if} = \frac{i_o}{i_i} = \frac{A_i}{1 + A_i F_i}$
负反馈对 $A_f$ 影响	$A_{vf}$ 减小, 其稳定性提高	$A_{gf}$ 减小, 其稳定性提高	$A_{rf}$ 减小, 其稳定性提高	$A_{if}$ 减小, 其稳定性提高
闭环输入电阻 $R_{if}$	增加	增加	减小	减小
闭环输出电阻 $R_{of}$	减小	增加	减小	增加
其他	减小非线性失真, 抑制干扰和噪声, 扩展通频带 (但增益-带宽积几乎不变)			

## (4) 扩展带宽

开环增益高频响应  $A_H = \frac{A_m}{1 + j(\frac{f}{f_H})}$

闭环增益高频响应  $A_{Hf} = \frac{A_m}{1 + A_m F} = \frac{A_{mf}}{1 + j(\frac{f}{f_H})}$

闭环通带增益  $A_{mf} = \frac{A_m}{1 + A_m F}$

闭环上限频率  $f_{Hf} = (1 + A_m F) f_H$  ↑ 增加带宽

闭环下限频率  $f_{Lf} = \frac{f_L}{1 + A_m F}$  ↓

增益带宽积  $|A_{mf} f_{Hf}| = |A_m f_H| = \text{const}$  (注意条件)

## 7 深度负反馈下的近似计算

### 深度负反馈的特点

$$1 + AF \gg 1 \Rightarrow A_f = \frac{A}{1+AF} \approx \frac{1}{F}$$

$$\begin{cases} A_f = \frac{x_o}{x_i} \\ F = \frac{x_f}{x_i} \end{cases} \Rightarrow x_i \approx x_f \Rightarrow x_{id} = x_i - x_f \approx 0$$

虚短 / 虚断

## 8 负反馈放大电路的稳定性

自激振荡  $|1 + \dot{A}\dot{F}| = 0 \Rightarrow \dot{A}\dot{F} = -1$

幅值条件  $|\dot{A}\dot{F}| = 1$

相位条件  $\Delta\varphi_a + \Delta\varphi_f = \pm(2n+1) \times 180^\circ \quad n=0, 1, 2, \dots$

负反馈放大电路稳定要求

$$\begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| < 1 \\ \Delta\varphi_a + \Delta\varphi_f = \pm 180^\circ \end{cases}$$

或

$$\begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| = 1 \\ \Delta\varphi_a + \Delta\varphi_f < 180^\circ \end{cases}$$

增益裕度  $G_m$

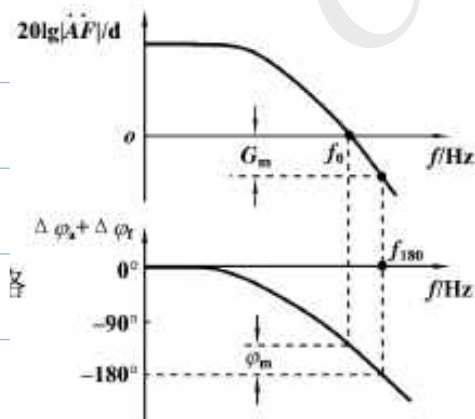
相位裕度  $\varphi_m$

$$\begin{cases} 20 \lg |\dot{A}\dot{F}| + G_m = 0 \\ \Delta\varphi_a + \Delta\varphi_f = \pm 180^\circ \end{cases}$$

或

$$\begin{cases} 20 \lg |\dot{A}\dot{F}| = 0 \\ | \Delta\varphi_a + \Delta\varphi_f | + \varphi_m = 180^\circ \end{cases}$$

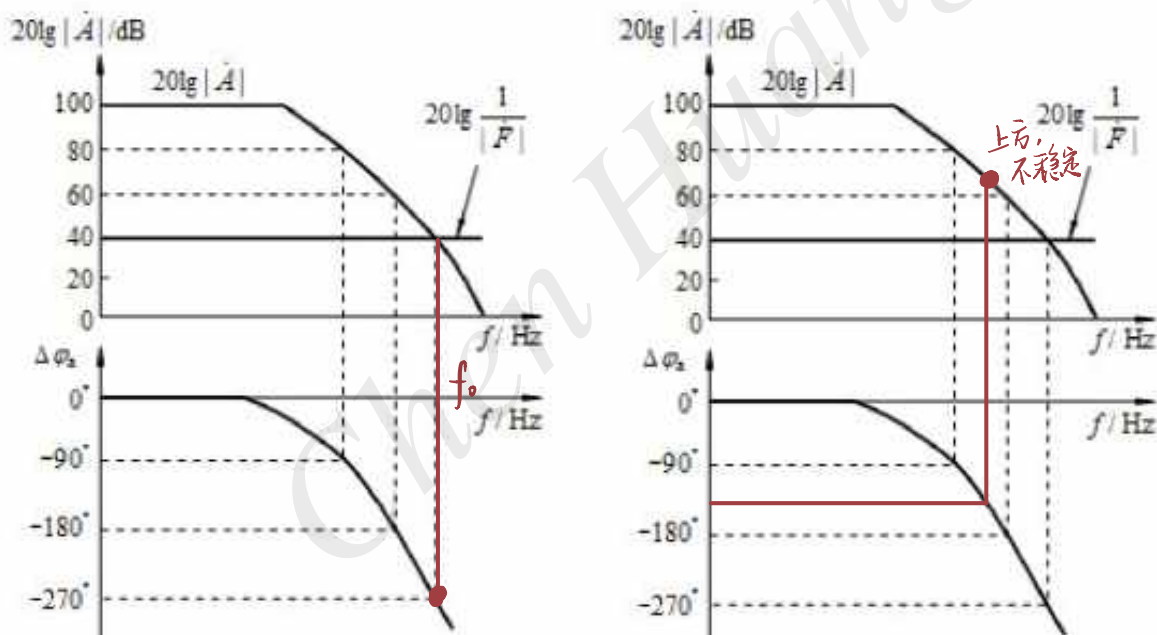
工程设计上一般要求  $G_m \geq 10\text{dB}$  或  $\varphi_m \geq 45^\circ$



## 稳定性分析的具体步骤

- (1) 作出  $A$  的幅频响应和相频响应的波特图
- (2) 作出  $20\lg|F|$  的水平线
- (3) ① 判断反馈系数的水平线与开环增益幅频响应曲线交点, 对应的附加相移是否满足相位裕度:  $\begin{cases} > 45^\circ & \text{稳定} \\ \text{otherwise} & \text{不稳定} \end{cases}$

② 对应附加相移绝对值  $135^\circ$  作垂线, 与  $A$  的幅频响应曲线相交, 若交点在水平线下方, 则环路增益  $< 1$ , 稳定.



△ 在斜率为  $-20\text{dB}/十倍频$  的线段上时, 负反馈放大电路是稳定的

# 反馈放大电路

