

# BiCMOS

---

## 设计基础

陈晓飞 2006.9.15

# Chapter 1 概述

---

1.1 电路要处理什么？

1.2 信号源的电表示形式

1.3 信号的时域和频域表达

1.4 放大器

1.5 放大器的四种类型

1.6 几个基本概念

1.7 放大器的频率响应

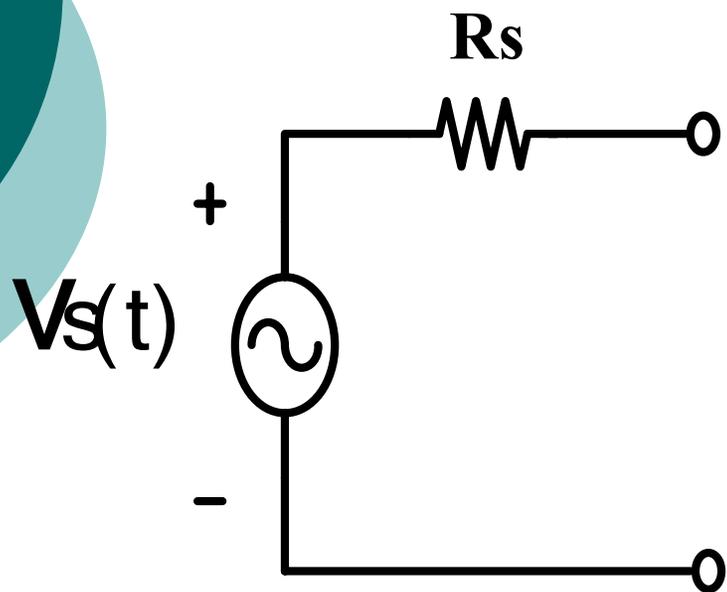
# 1.1 电路要处理什么？

---

——信号。

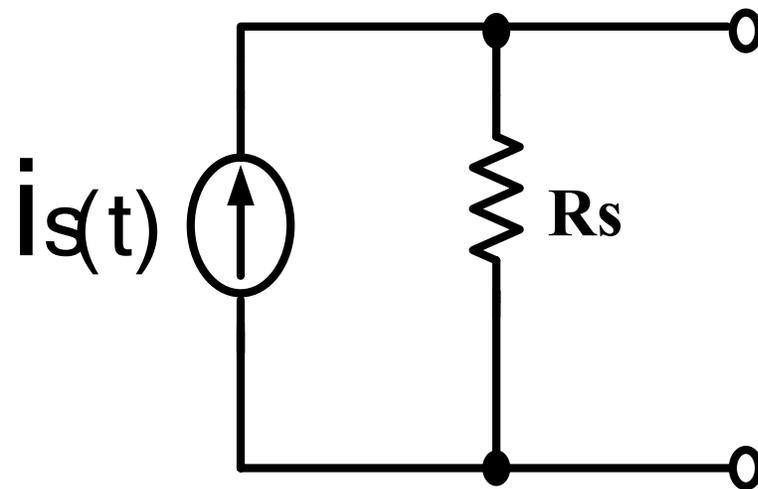
物理世界是一个信号的世界。信号的放大、缩小、存贮与传输大部分依靠电子系统来完成。

## 1.2 信号源的电表示形式



Ideal  $R_s \rightarrow 0$

戴维南形式



Ideal  $R_s \rightarrow \infty$

诺顿形式

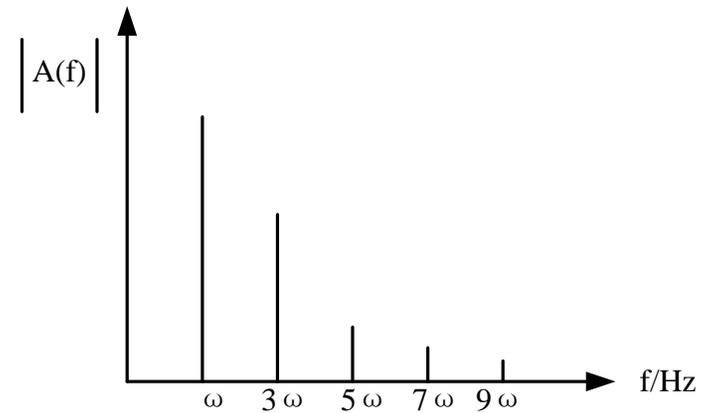
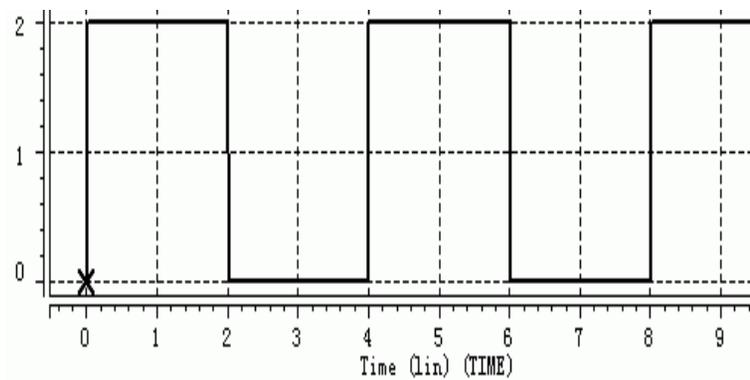
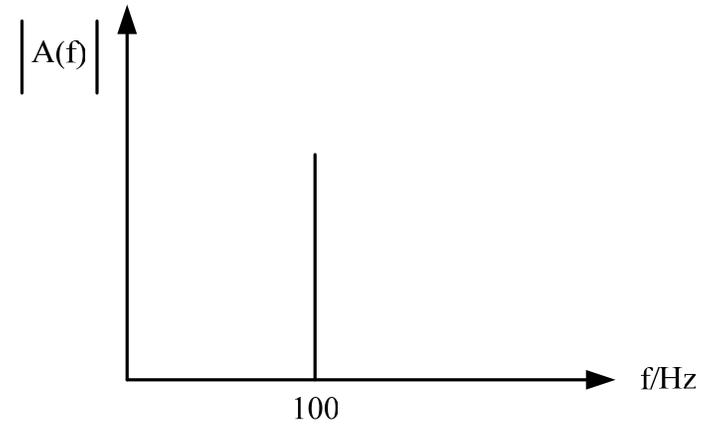
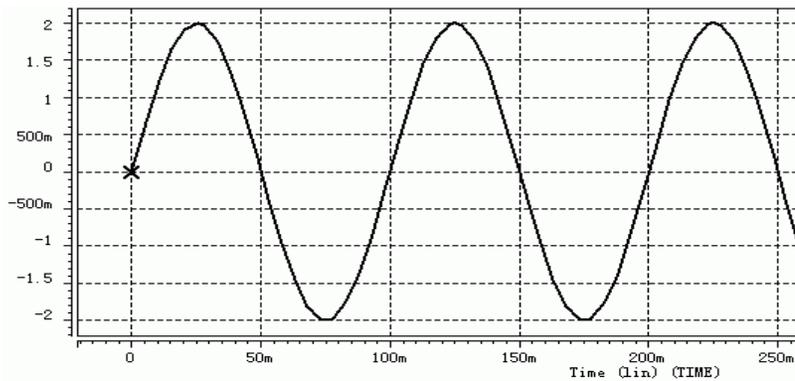
## 1.3 信号的时域和频域表达

---

- 为什么要讲信号的频谱特性？

在进行信号处理时，信号在时域中的波形变化，表现在频域中就是某些频谱成分的信号得到加强或减弱或不变。严格地说，任何一个系统都是一个滤波器。

# 时域和频域波形举例



## • 正弦信号

---

- 正弦信号是现实生活中最常用的一种电信号，也是能从电源插座得到的电源信号。正弦波的表达式是：

$$v = A \sin(\omega t + \varphi)$$

其中， $A$ 为振幅， $\omega$ 是角频率（弧度/秒）  
 $= 2\pi f$ 。 $f$ 是频率（次/秒，即赫兹）

## ● 频率响应

---

- 正弦波的最大优点是，它恰好是描述自然界中许多现象以及线性电路特性的微分方程的解。一个线性电路具有这样的特性，即两个输入信号之和激励的输出响应等于单个输入分别激励的输出响应之和。由正弦波激励的线性电路总是输出一个正弦波响应，尽管一般其相位与振幅会发生变化。而其他任何信号不会如此。事实上，我们通常用“**频率响应**”来描述一个电路的特性。这个频率响应指的是电路使输出正弦波的幅度特性随输入正弦波频率的函数关系而变化。例如一个高保真度的音频放大器应当具有一个至少在20Hz到20KHz频率范围的“平坦的频率响应”。

## 1.4 放大器

---

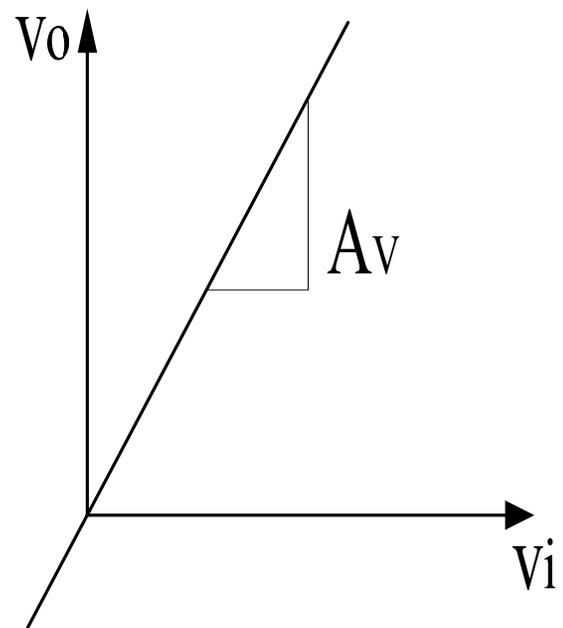
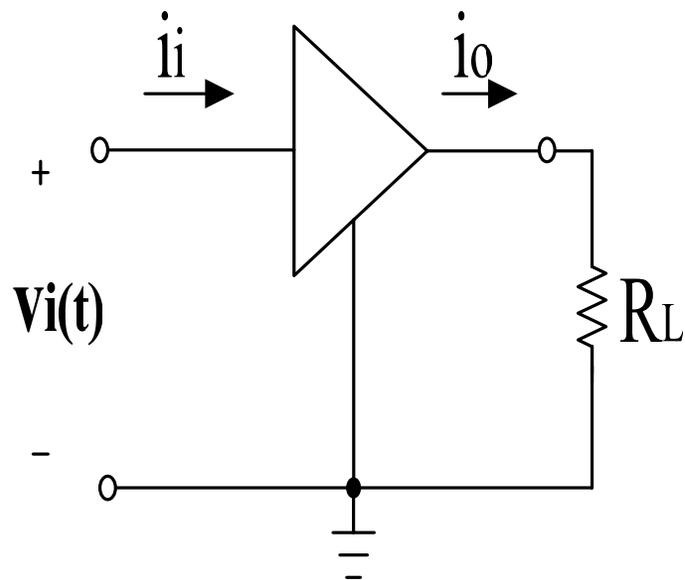
- 放大几乎是所有电子系统中处理信号的共有形式。
- 线性要求：放大要求除信号幅度变化外，保留信号所有信息，也不能增加信息。否则，会产生信号失真。

$$v_o(t) = Av_i(t)$$

放大倍数**A**须恒定

## 1.4 放大器（续）

- 增益



## 增益（续）

---

电压增益:  $A_v = \frac{v_o}{v_i}$        $20 \log A_v = 20 \log \frac{v_o}{v_i}$

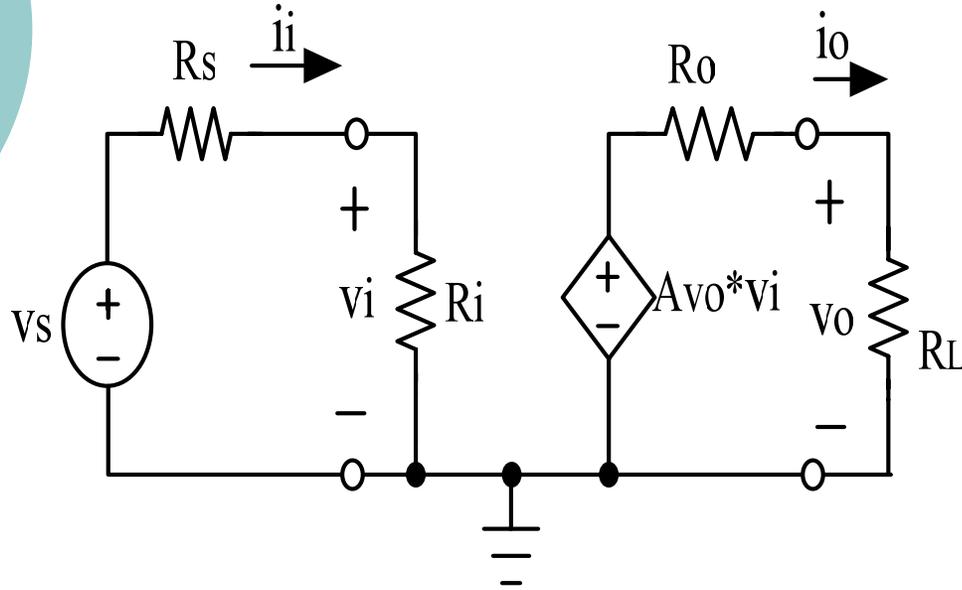
电流增益:  $A_i = \frac{i_o}{i_i}$        $20 \log A_i = 20 \log \frac{i_o}{i_i}$

功率增益:  $A_p = \frac{v_o i_o}{v_i i_i}$        $10 \log A_p = 10 \log \frac{v_o i_o}{v_i i_i}$

对于放大器而言，功率增益必须 **> 1**

# 1.5 放大器的四种类型

## 1.5.1 电压放大器



$$v_i = v_s \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

**R<sub>i</sub>**: 反映了放大器从信号源中抽取电流的情况;

**R<sub>o</sub>**: 表示放大器的输出电压随负载电流变化而变化的量

## 1.5.2 电压放大器（续）

---

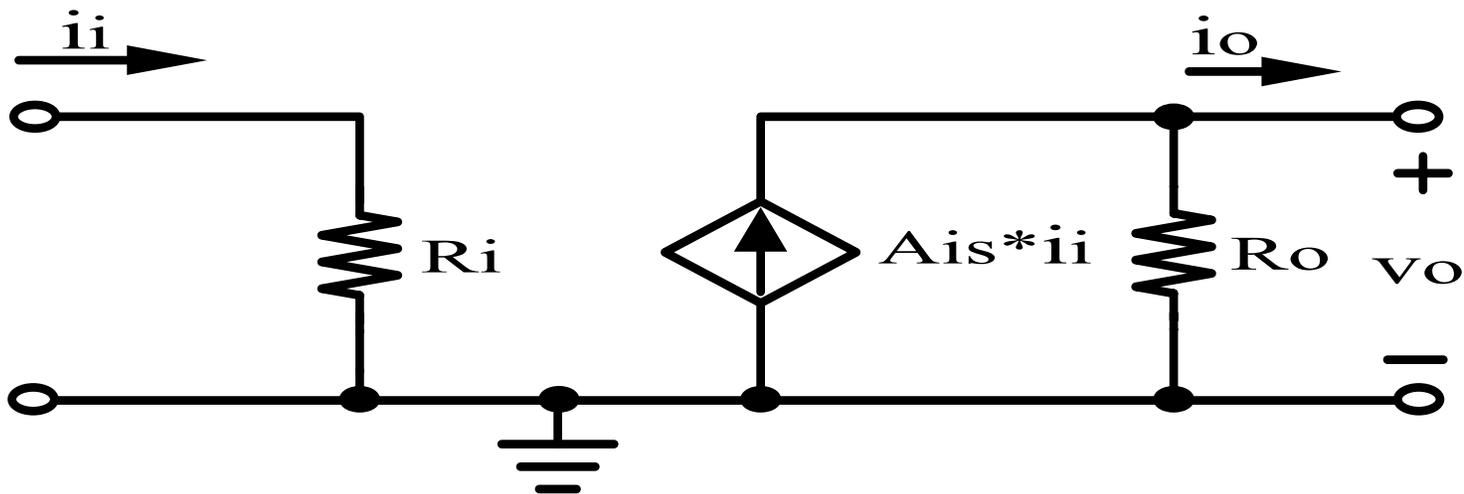
讨论：1.  $R_L \rightarrow \infty$ ：无负载， $A_V = A_{VO}$  开环电压增益

2. 理想情况： $R_i \rightarrow \infty$ ， $R_o \rightarrow 0$ ：电流增益和功率增益  $\rightarrow$  无穷大

3. 有限 $R_i$ ：

$$v_i = v_s \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

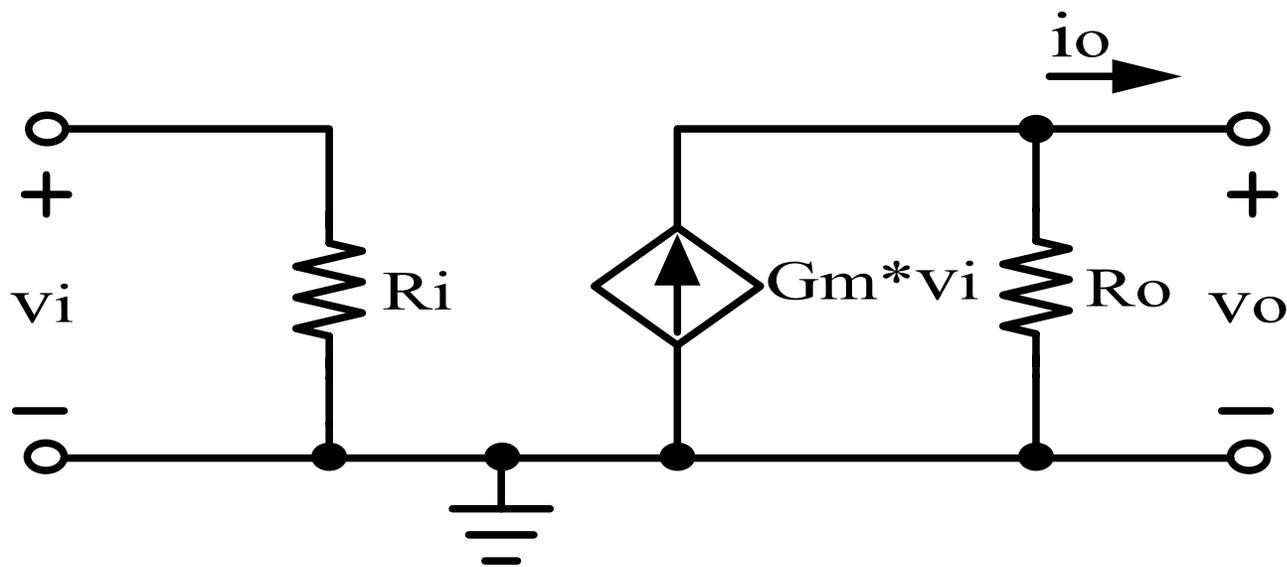
## 1.5.2 电流放大器



短路电流增益: 
$$A_{is} = \frac{i_o}{i_i} \Big|_{v_o = 0} \quad (\text{A/A})$$

Ideal:  $R_i = 0$ ,  $R_o = \infty$

## 1.5.3 跨导放大器

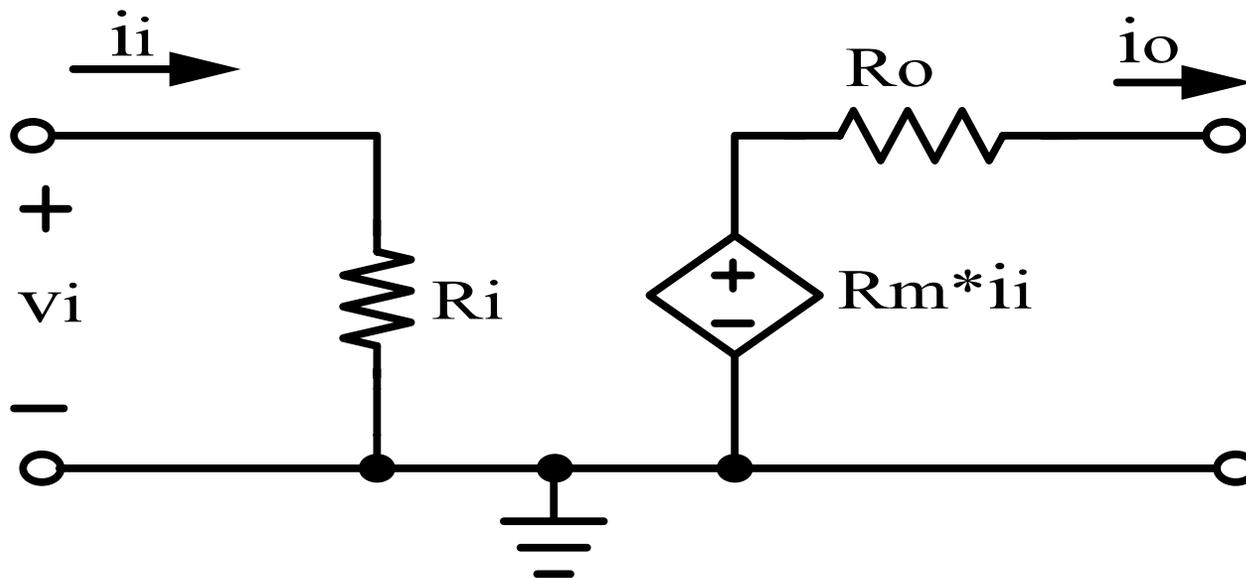


短路跨导:

$$G_m = \frac{i_o}{v_i} \Big|_{v_o=0}$$

**Ideal:  $R_i = \infty$  ,  $R_o = \infty$**

## 1.5.4 跨阻放大器



开环跨阻: 
$$R_m = \left. \frac{v_o}{i_i} \right|_{i_o = 0}$$

**Ideal:  $R_i = 0$  ,  $R_o = 0$**

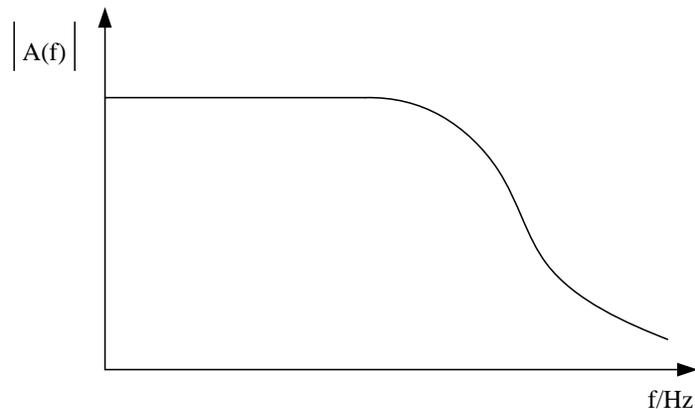
## 1.6 几个基本概念

---

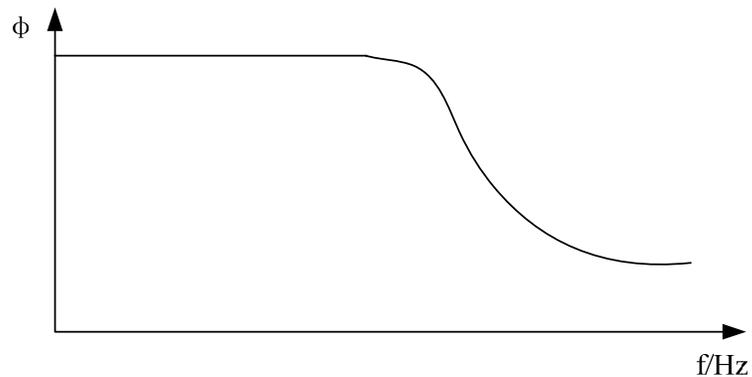
- **输入电阻**：输入端加测试电压与引起的输入端电流的比值
- **输出电阻**：输入端置0(意味着,电压输入信号接地或者电流输入信号开路)，输出端加测试电压与引起的输出电流的比值
- **器件的跨导**：输入 ( $V_{gs}$  or  $V_{be}$ ) 电压的变化引起的输出电流 ( $I_d$  or  $I_c$ ) 的变化
- **电路的跨导**：输入电压的变化引起的输出短路电流的变化

# 1.7 放大器的频率响应

- 幅频特性



- 相频特性



# Chapter2 基本放大电路

---

2.1 为什么要用双极型器件？

2.2 学习方法

2.3 PN结

2.4 双极晶体管

2.5 小信号分析法——线性近似

2.6 基本放大电路

2.7 共射—共基（共源—共栅）放大器

## 2.1 为什么要用双极型器件？

---

- 双极型（BJT）工艺能提高模拟电路的性能：
  1. 相同偏置电流下，Bipolar比MOS有更高的 $g_m$ ；
  2. Bipolar比MOS有更好的高频特性；
  3. 差分使用时，BJT输入电压漂移小（约1mV），而CMOS输入电压漂移约10mV。

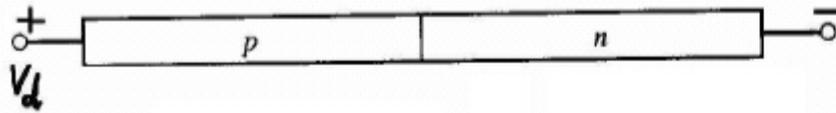
.....

## 2.2 学习方法

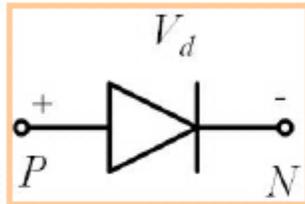
---

- 对电路的理解不仅仅是那些由复杂方程推导出来的东西，更重要的是自己对电路如何发挥作用的**理解**。
- 常常不关心晶体管的哪一个特性参数可以值得信赖，更主要的是看哪一个参数能在**大范围内变化**。

# 2.3 PN结



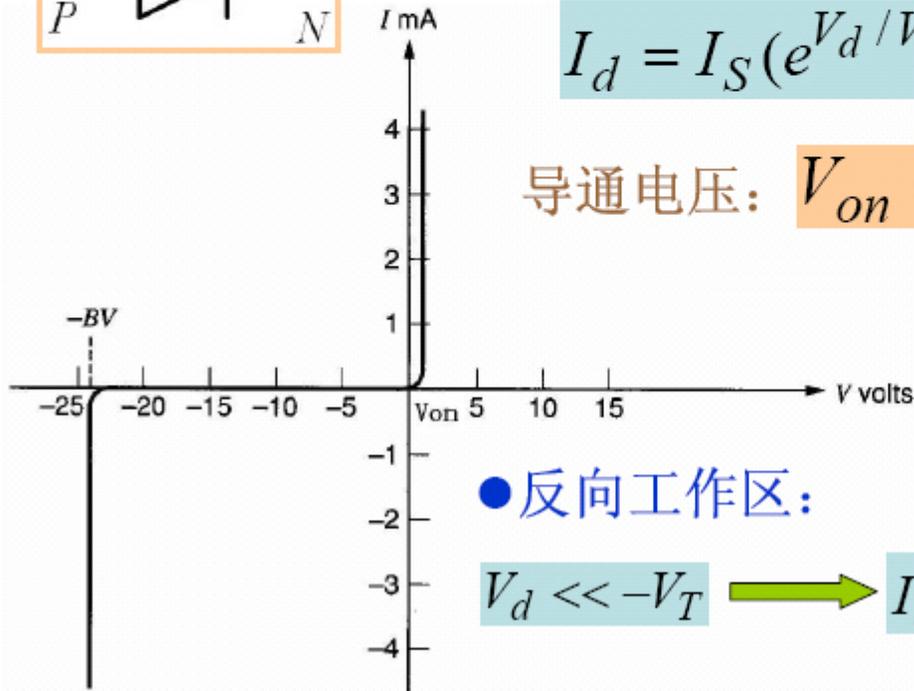
二极管的伏安特性



● 正向工作区:  $V_d \gg V_T = \frac{kT}{q}$

$$I_d = I_S (e^{V_d/V_T} - 1) \approx I_S e^{V_d/V_T}$$

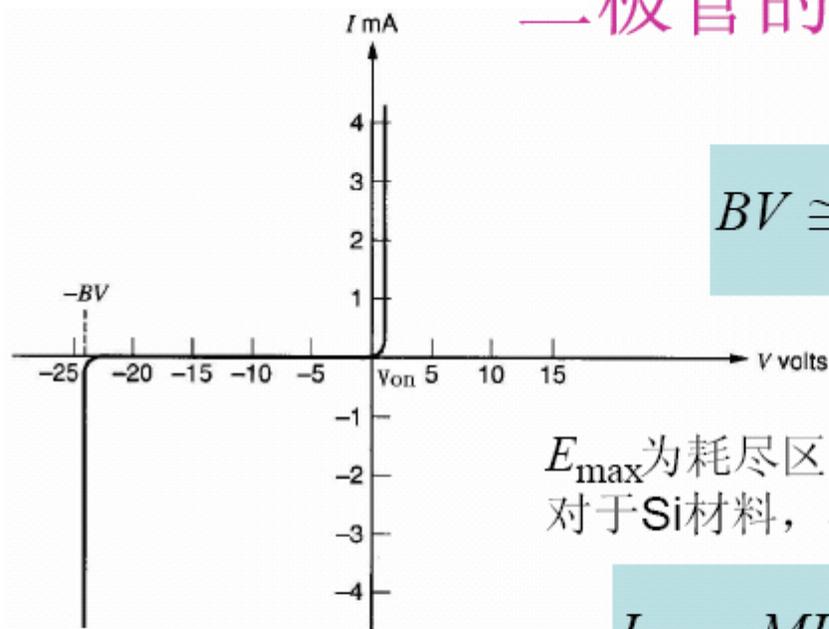
导通电压:  $V_{on} \approx 0.6V \sim 0.7V$



● 反向工作区:

$V_d \ll -V_T \longrightarrow I_d = I_S (e^{V_d/V_T} - 1) \approx -I_S$

## 二极管的伏安特性:击穿



$$BV \cong \frac{\epsilon(N_A + N_D)}{2qN_A N_D} E_{\max}^2$$

$E_{\max}$ 为耗尽区可以承受的最大电场强度，  
对于Si材料，其值约为 $3 \times 10^5 V/cm$

$$I_{RA} = MI_R = \frac{1}{1 - (|V_d|/BV)^n} I_R$$

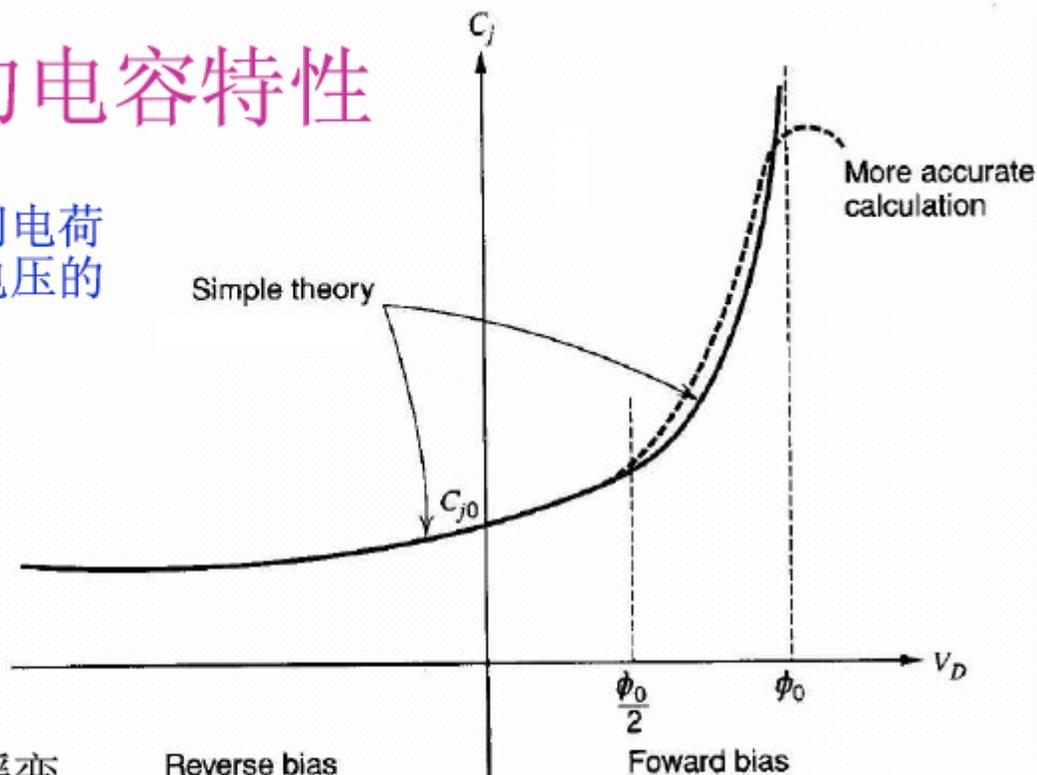
$I_R$ 为没有击穿机制发生时的反向电流

$$n=3 \sim 6$$

# 二极管的电容特性

- 势垒电容：空间电荷区电荷随外加电压的变化

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt[n]{1 - \frac{V_d}{\phi_0}}}$$

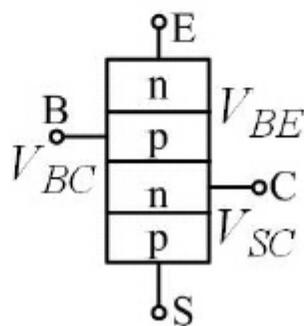
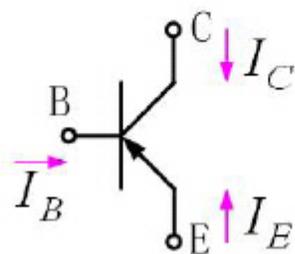
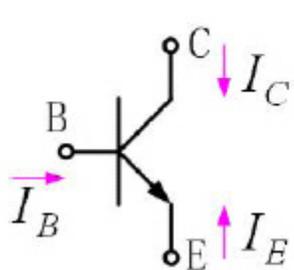
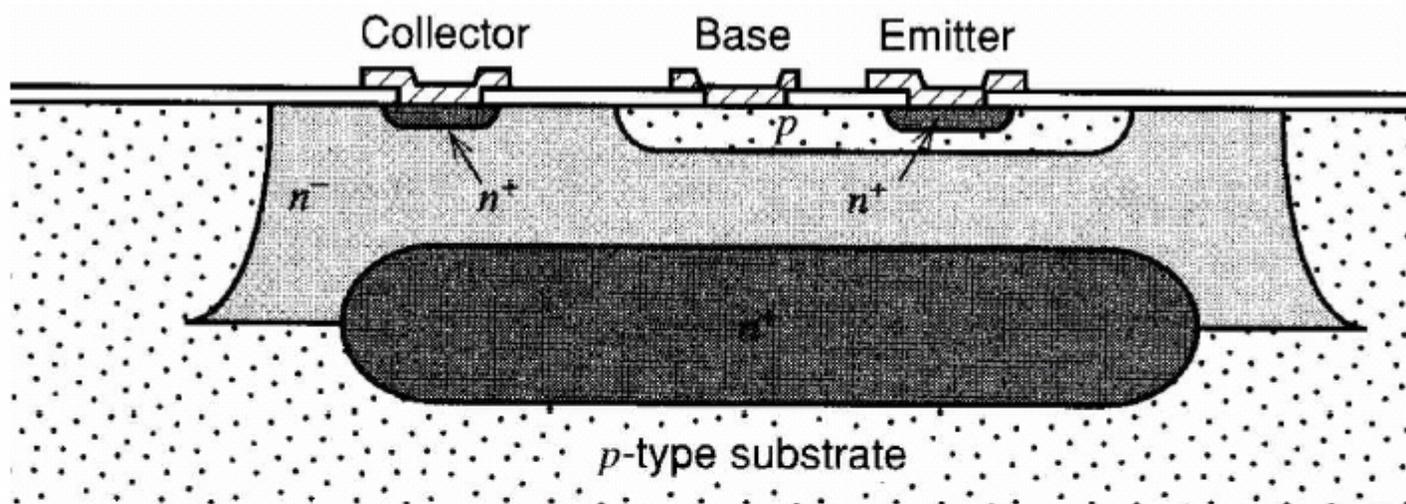


- ◆ 对于突变结， $n=2$ ；对于缓变结， $n=3$ ； $C_{j0}$ 为没有外加电压时的势垒电容

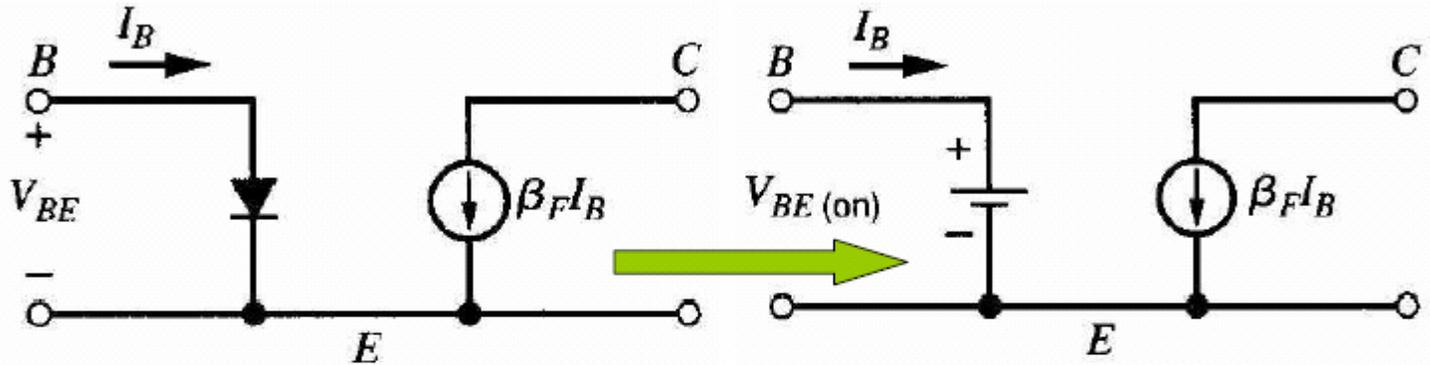
- ◆  $\phi_0$  为内建电势  $\phi_0 = V_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}$

- 扩散电容：空间电荷区以外大约一个扩散长度范围内过剩载流子随外加电压变化，仅在正向偏压下有显著作用

## 2.4 双极晶体管



# npn管在正向工作区的大信号模型

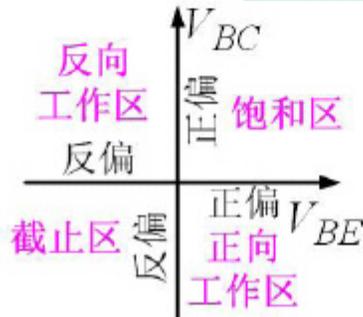
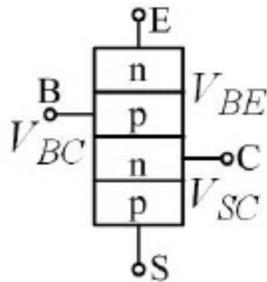


$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F}$$

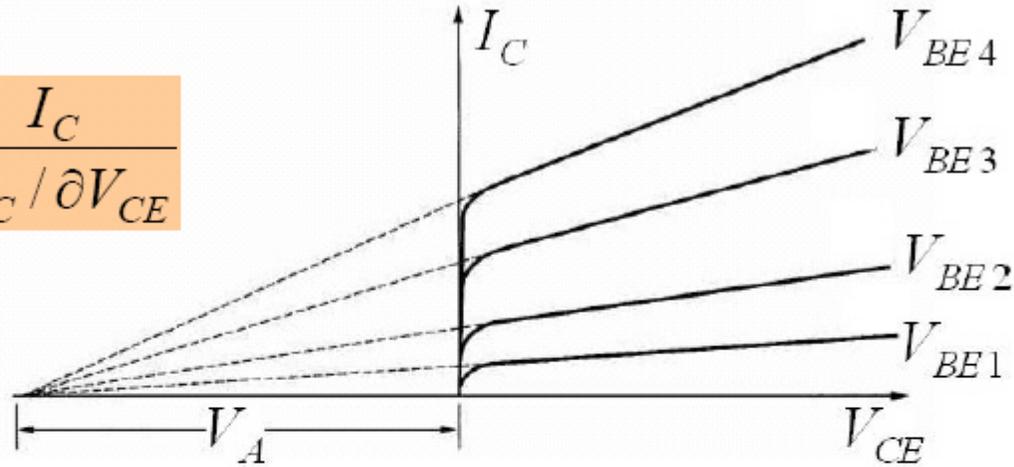
$$I_E = -(I_C + I_B) = -\frac{I_C}{\alpha_F}$$

$$\alpha_F = \frac{\beta_F}{1 + \beta_F}$$



## npn管的Early效应

$$V_A = \frac{I_C}{\partial I_C / \partial V_{CE}}$$

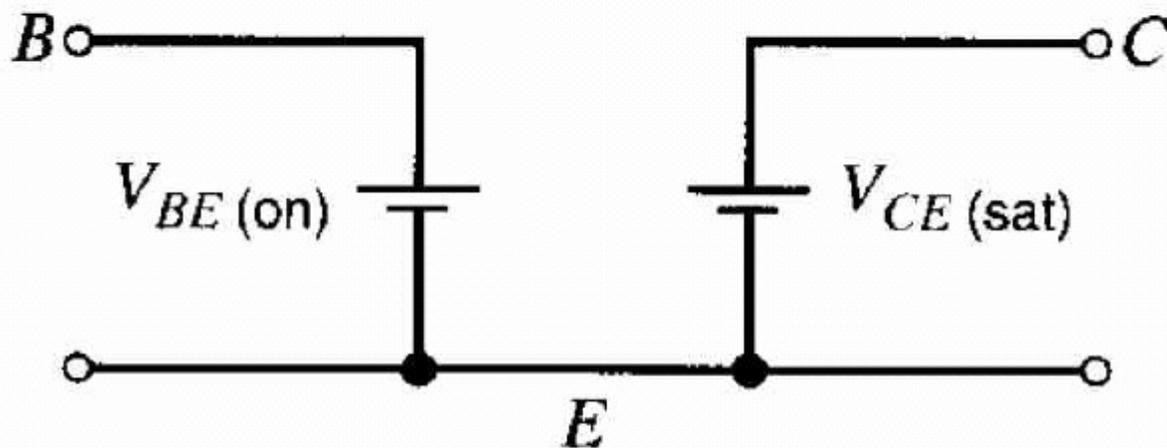


$$\frac{\Delta I_C}{V_{CE}} = \frac{I_C|_{V_{CE}=0}}{V_A} \Rightarrow \frac{\Delta I_C + I_C|_{V_{CE}=0}}{V_{CE} + V_A} = \frac{I_C}{V_{CE} + V_A} = \frac{I_C|_{V_{CE}=0}}{V_A}$$

$$I_C|_{V_{CE}=0} = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$I_C = I_S \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

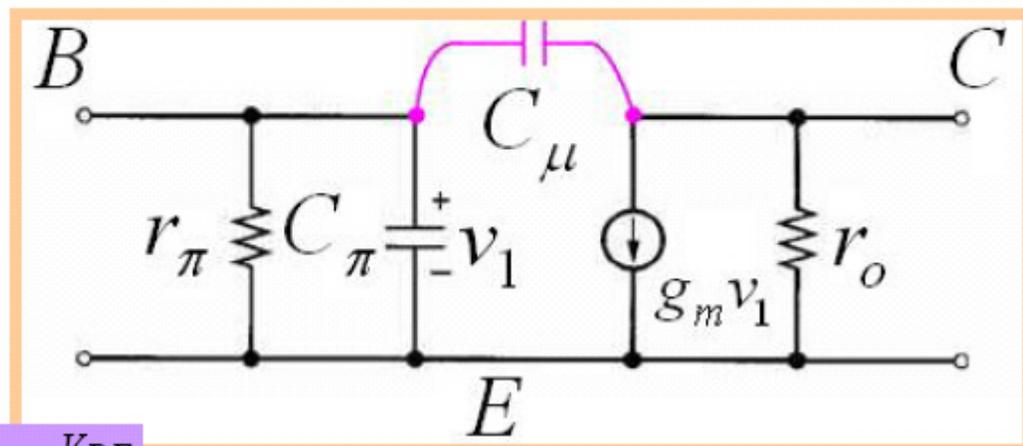
## npn管在饱和区的大信号模型



$$V_{BE} = V_{BE(on)}$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} = V_{BE} - V_{BC} = V_{CE(sat)} \sim (0.05 \sim 0.3V)$$

## 双极晶体管的小信号等效模型



$$I_C = I_S \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

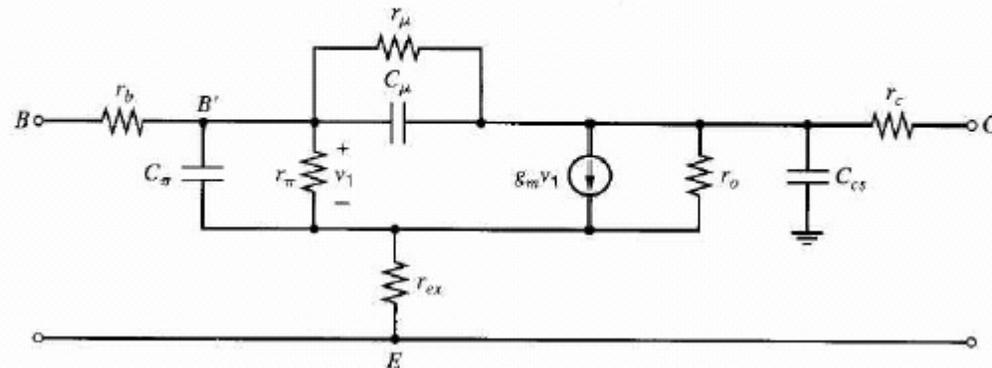
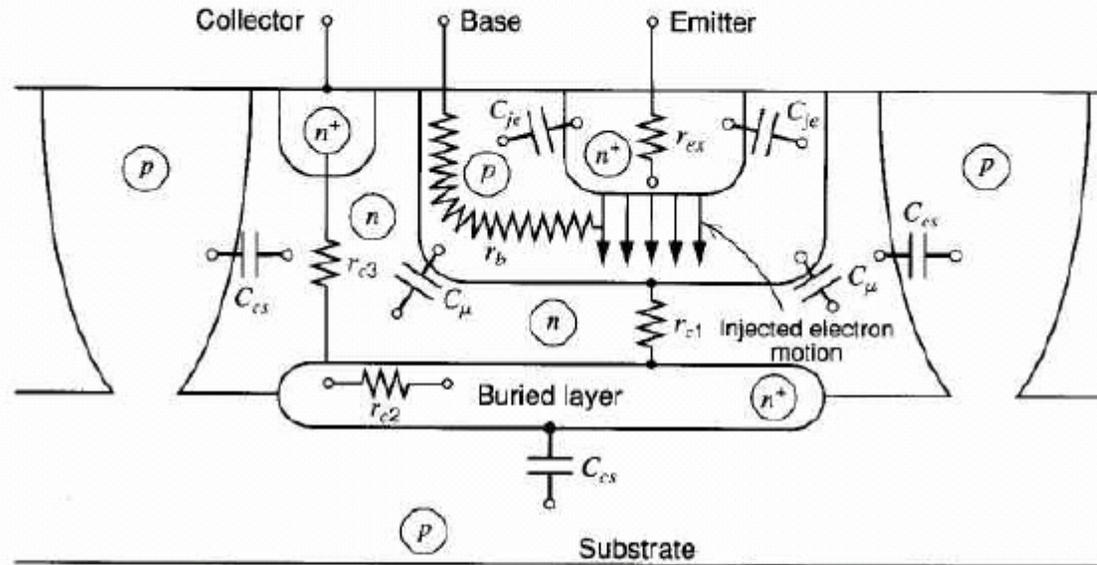
$$C_\pi = C_b + C_{je} = \tau_F g_m + C_{je}$$

$$r_\pi = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_C / \beta_0} = \frac{\beta_0}{g_m}$$

$$g_m = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = \frac{I_C}{V_T}$$

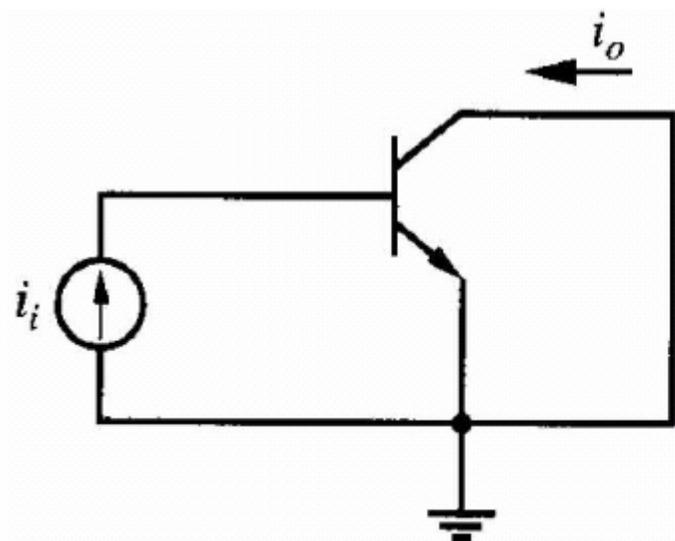
$$r_o = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{V_A}{I_C}$$

# 双极晶体管的寄生效应



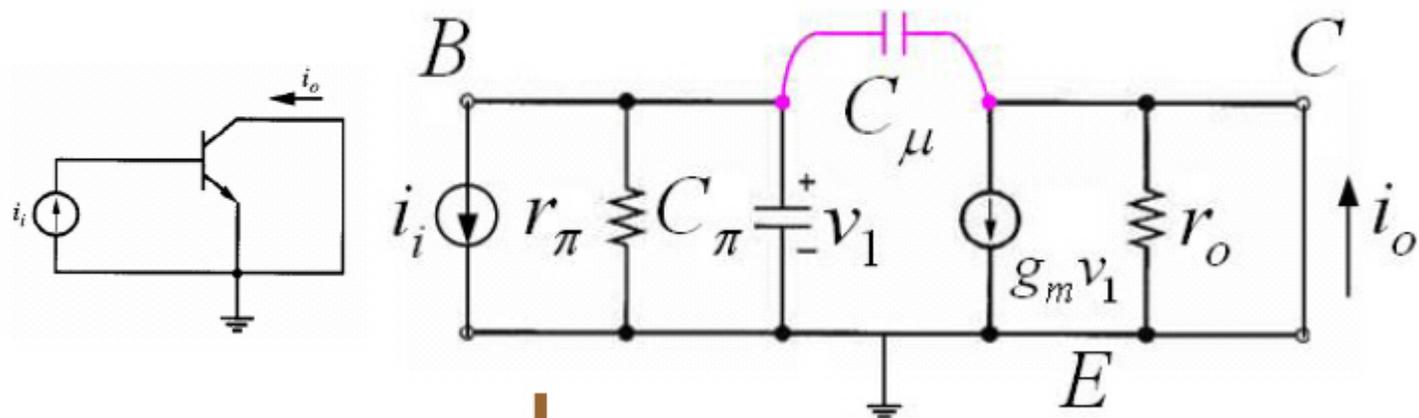
## 双极晶体管的特征频率

- 输出短路的共发射极放大器的电流增益降低为一时的工作频率，表示了晶体管作为放大器使用时的最高可用频率



$$\left| \frac{i_o(j\omega_T)}{i_i(j\omega_T)} \right| = 1$$

## 双极晶体管的特征频率



$$v_1 = \frac{r_\pi}{1 + r_\pi(C_\pi + C_\mu)s} i_i$$

$$i_o \approx g_m v_1$$

$$i_o \approx i_i \frac{g_m r_\pi}{1 + r_\pi(C_\pi + C_\mu)s}$$

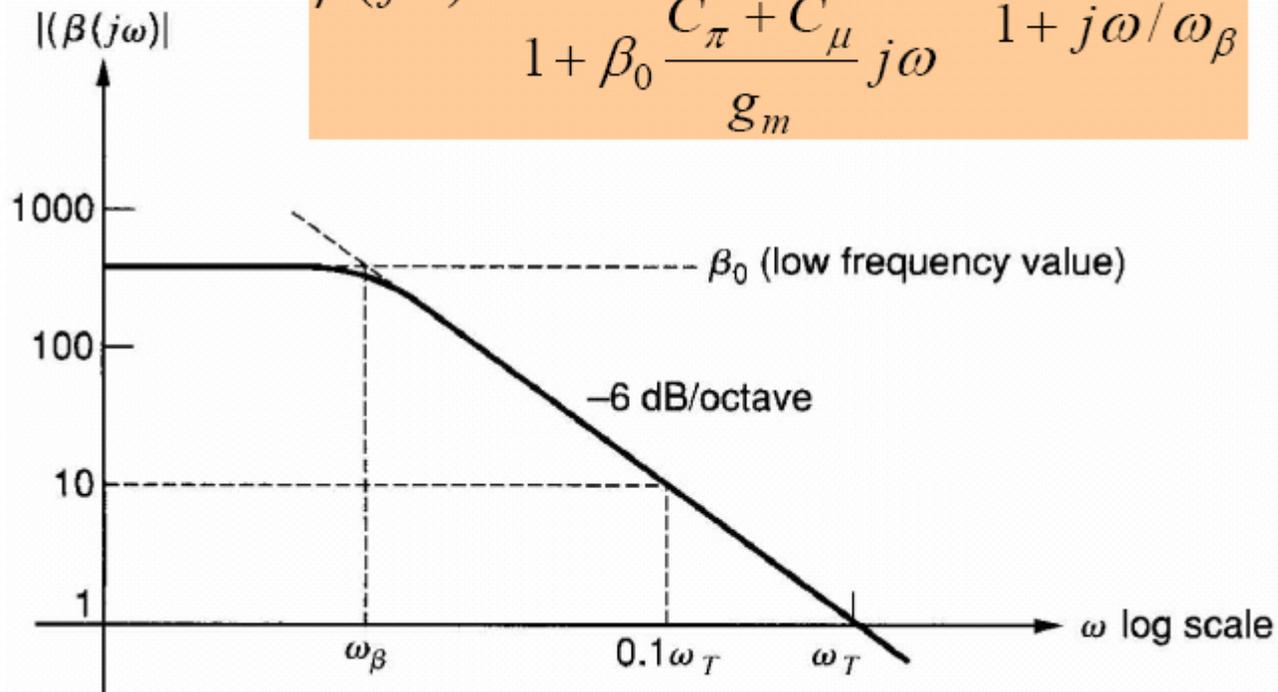
$$\beta(j\omega) = \frac{i_o(j\omega)}{i_i} = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0 \frac{C_\pi + C_\mu}{g_m} j\omega}$$

$$\beta(j\omega) \approx \frac{g_m}{j\omega(C_\pi + C_\mu)}$$

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} \quad f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu}$$

## 双极晶体管的特征频率

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0 \frac{C_\pi + C_\mu}{g_m} j\omega} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega/\omega_\beta}$$



## 2.5 小信号分析法——线性近似

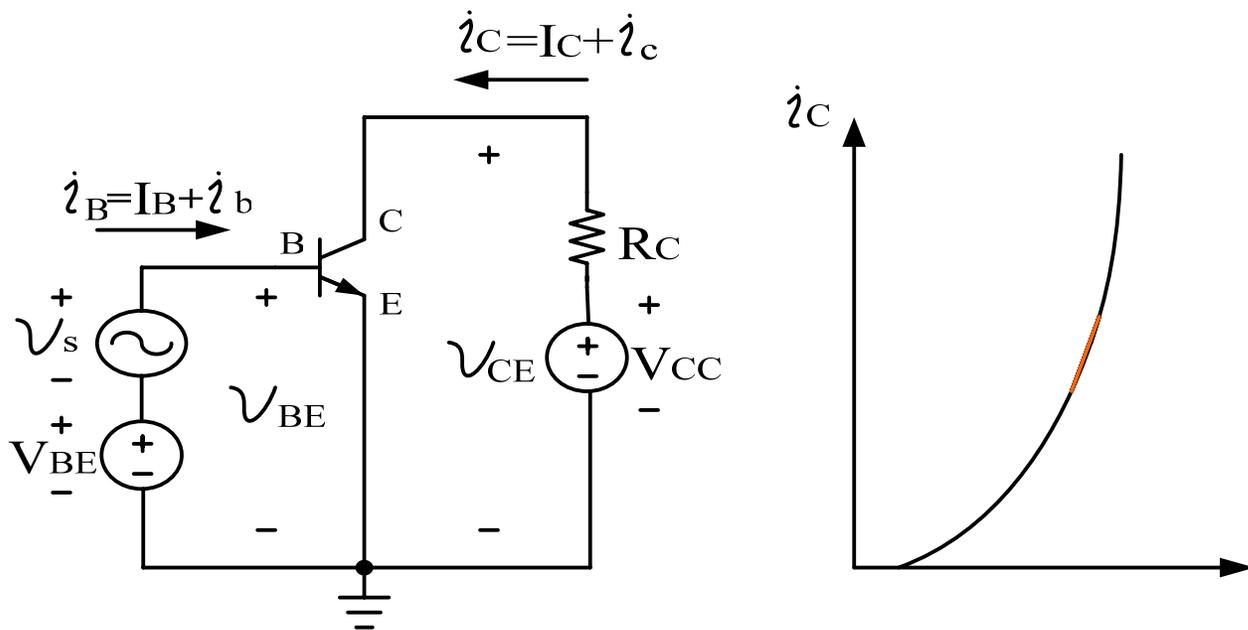
---

### 大信号分析与小信号分析

- **大信号分析：从电流—电压基本方程进行分析**
  - ◆ 可以提供电路的非线性特性
  - ◆ 从其斜率也可以得到增益
  - ◆ 分析过程很复杂，分析结果不能突出主要的设计参数对性能的影响
  - ◆ 信号摆幅与偏置相比，具有足够大的值，对晶体管的直流工作点的影响不可忽略时必须使用大信号分析
- **小信号分析：信号摆幅与偏置相比很小，对晶体管的直流工作点的影响可忽略；使用小信号等效电路进行分析**
  - ◆ 需要确定直流工作点
  - ◆ 不能分析电路的非线性特性

# • 小信号分析法——线性近似

共射BJT的小信号等效模型



$V_s = 0$ ,  $V_{BE}$ ,  $V_{CE}$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ : 静态偏置电流和电压

$V_s \neq 0$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $v_{be}$ ,  $v_{ce}$  均是在静态上叠加交流瞬时值  
 $i_b$ ,  $i_c$ ,  $v_{be}$ ,  $v_{ce}$

## • 小信号分析法——线性近似

---

若 $v_s$ 是小信号，则在BJT输入和输出特性曲线上， $v_s$ 作用范围内的那段曲线均可视为直线，因而可将BJT用一个线性电路来代替，即可把工作在小信号条件下的BJT等效为线性四端网路。

## • 什么样的信号叫小信号？

---

- 小信号条件 （分析前提：器件工作在放大区）
- 对MOS管而言：

$$v_{gs} \ll V_{GS} - V_{TH}$$

? 请作为练习自己推导

## • NPN放大的小信号近似

---

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be} = V_{BE} + v_s$$

$$i_C = I_S \exp \frac{V_{BE} + v_s}{V_T} = I_S \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \exp \frac{v_s}{V_T}$$

$$= I_C \exp \frac{v_s}{V_T}$$

在信号  $v_s = V_{sm} \sin \omega t$  的幅度  $V_{sm} < V_T$  时，  
上式中的指数项可展开为幂级数：

$$i_C = I_C \left[ 1 + \frac{v_s}{V_T} + \frac{1}{2!} \left( \frac{v_s}{V_T} \right)^2 + \frac{1}{3!} \left( \frac{v_s}{V_T} \right)^3 + \dots \right]$$

与  $v_s$  相应集电极交流电流  $i_c$  :

$$i_c = \frac{I_C}{V_T} v_s + \frac{I_C}{2} \left(\frac{v_s}{V_T}\right)^2 + \frac{I_C}{6} \left(\frac{v_s}{V_T}\right)^3 + \dots$$

若  $v_s \ll V_T = 26mV$  ( $T = 300K$ ), 则上式化简为:

$$i_c \approx \frac{I_C}{V_T} v_s = g_m v_s$$

$i_c$  与  $v_s$  是线性关系。

使用小信号的判据: 300k下,  $V_{sm} \approx \frac{V_T}{10} = 2.6mV$

## •2.6 基本放大电路

---

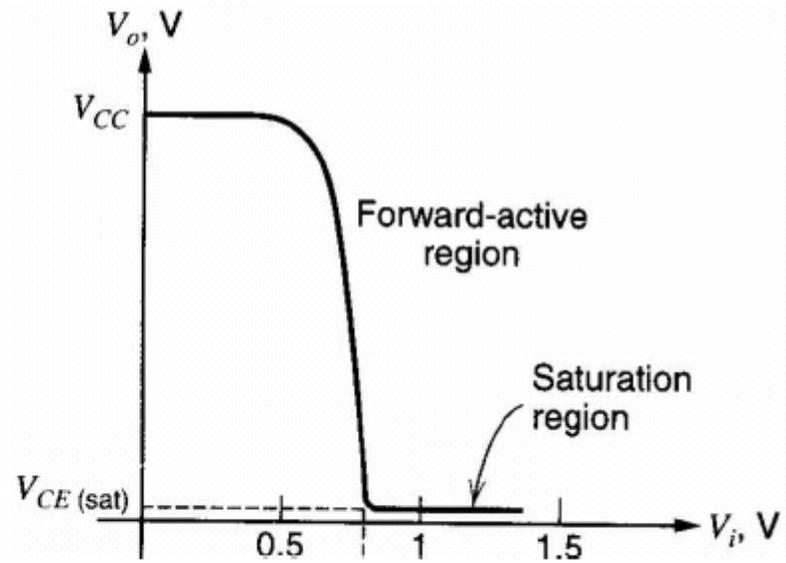
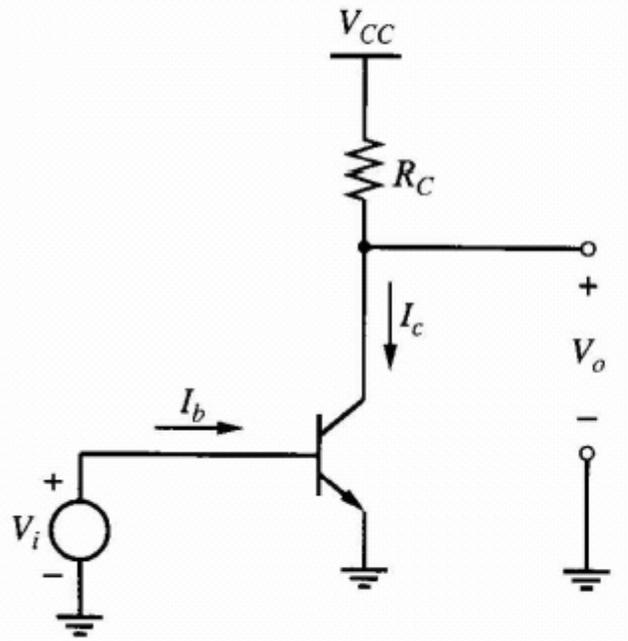
- 共射（共源）放大
- 共基（共栅）放大
- 共集（共漏）放大
- 射级（源级）负反馈共射（共源）放大
- 共射—共基（共源—共栅）放大

# • 电路设计与电路分析方法

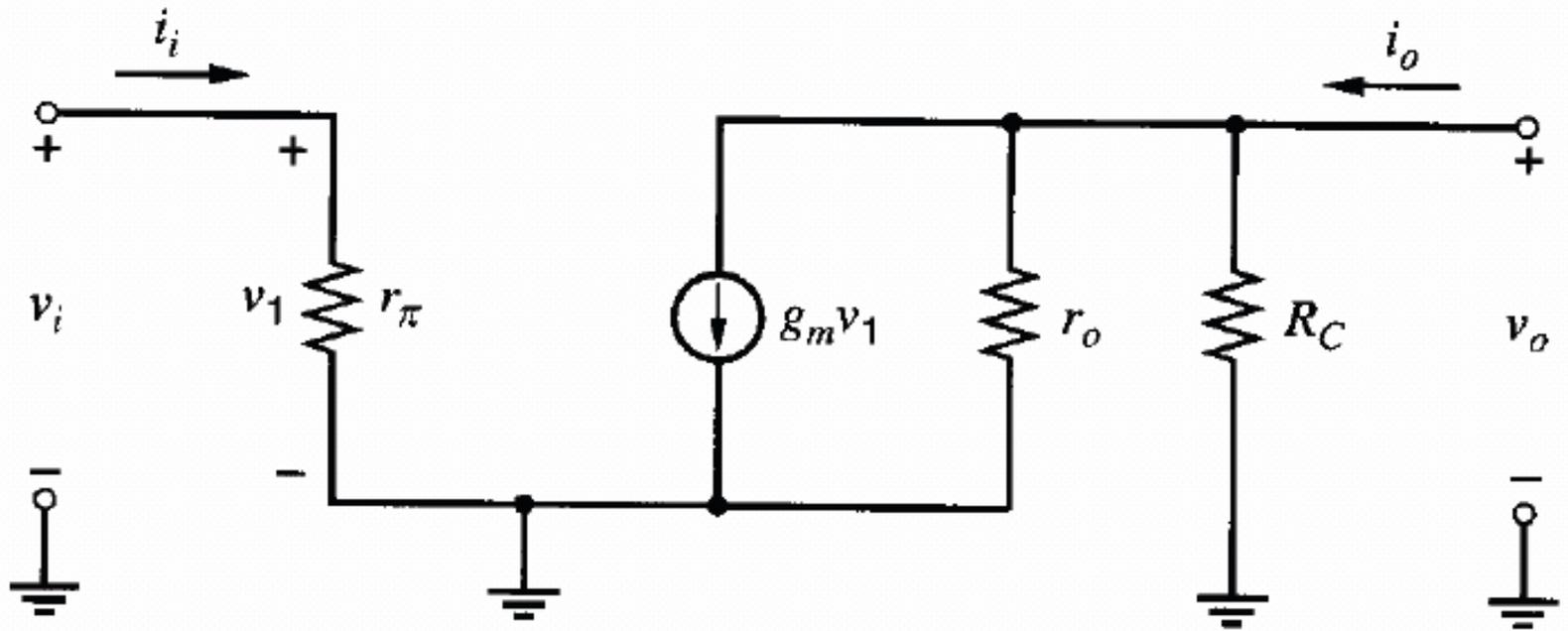
---

1. 直流通路：计算直流偏置状态，首先是分析电路是否工作在放大状态，其次是为进一步定量分析放大器性能参数提供依据。因为BJT的参数 $g_m$ ， $r_{\pi}$ ， $r_{ce}$ 和 $r_{\mu}$ 均由静态偏置电流 $I_C$ 决定。
2. 交流分析：小信号等效电路分析

# 共发射极放大器



# 共射极放大器小信号等效电路

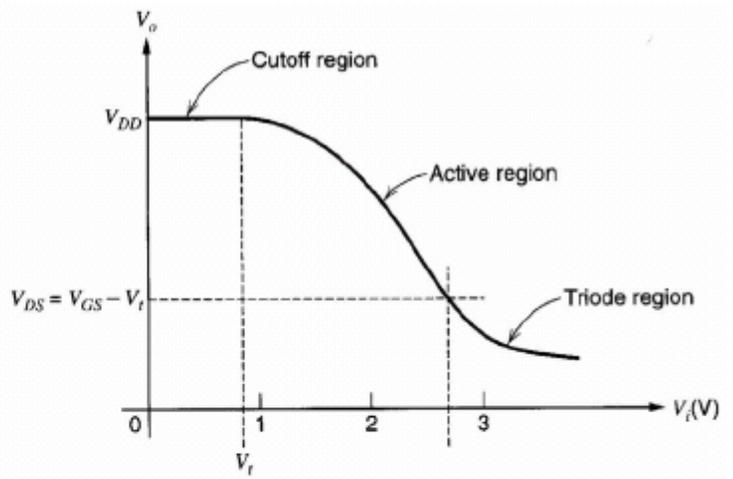
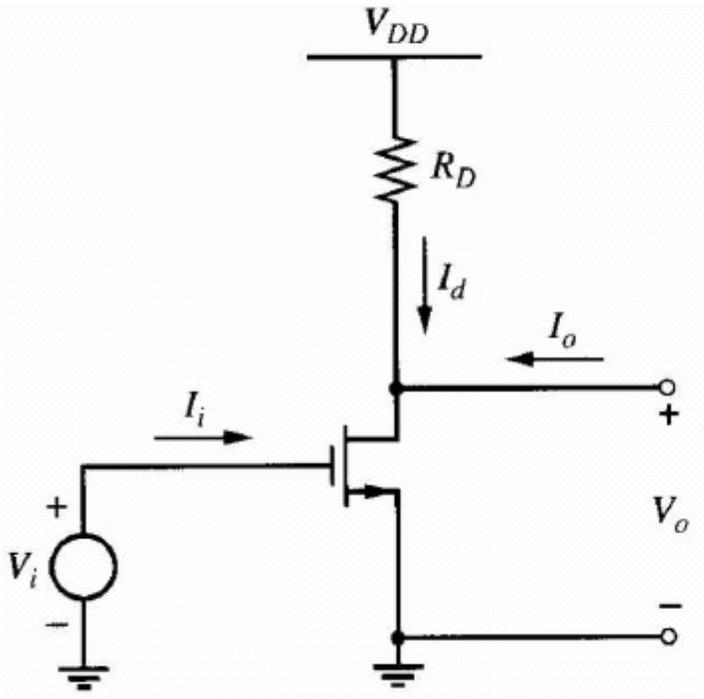


## 共发射极放大器

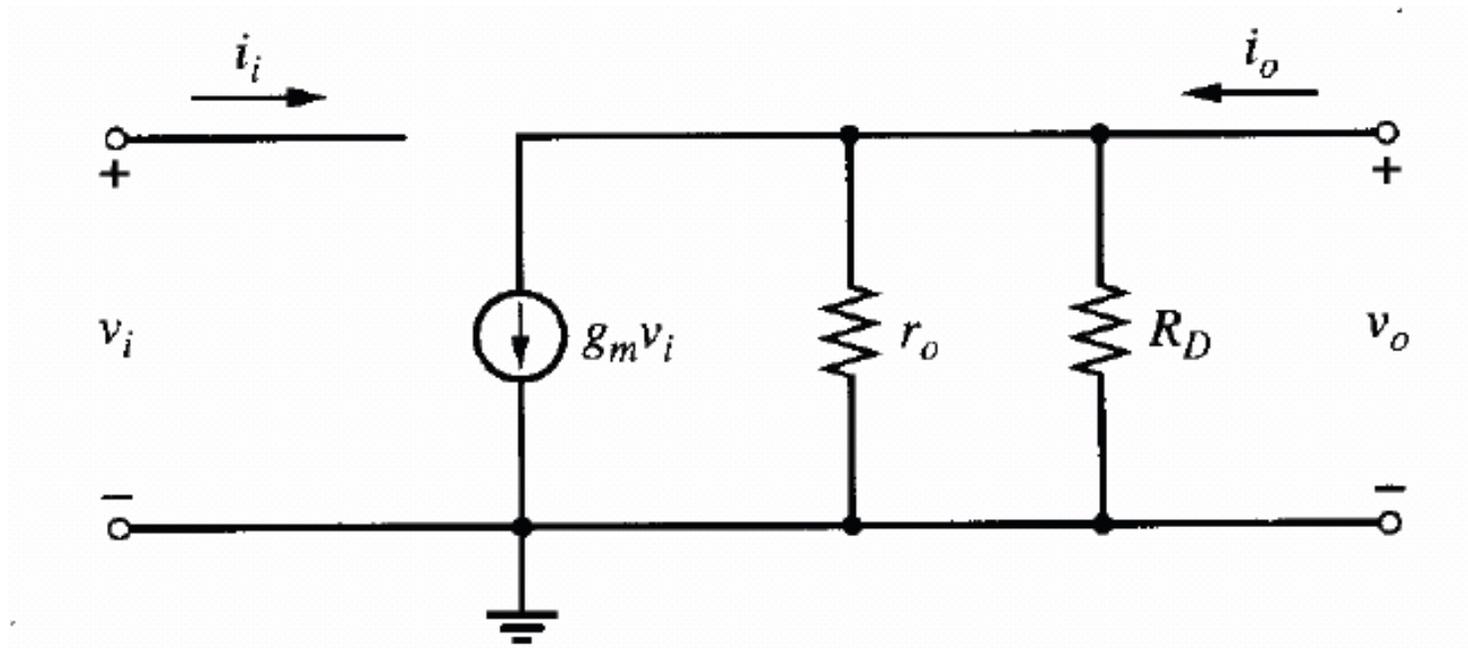
$$R_i = r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} \quad G_m = g_m$$

$$R_o = R_c \parallel r_o \quad a_v = -g_m (r_o \parallel R_c)$$

# 共源极放大器



# 共源级放大器小信号等效电路



## 共源极放大器

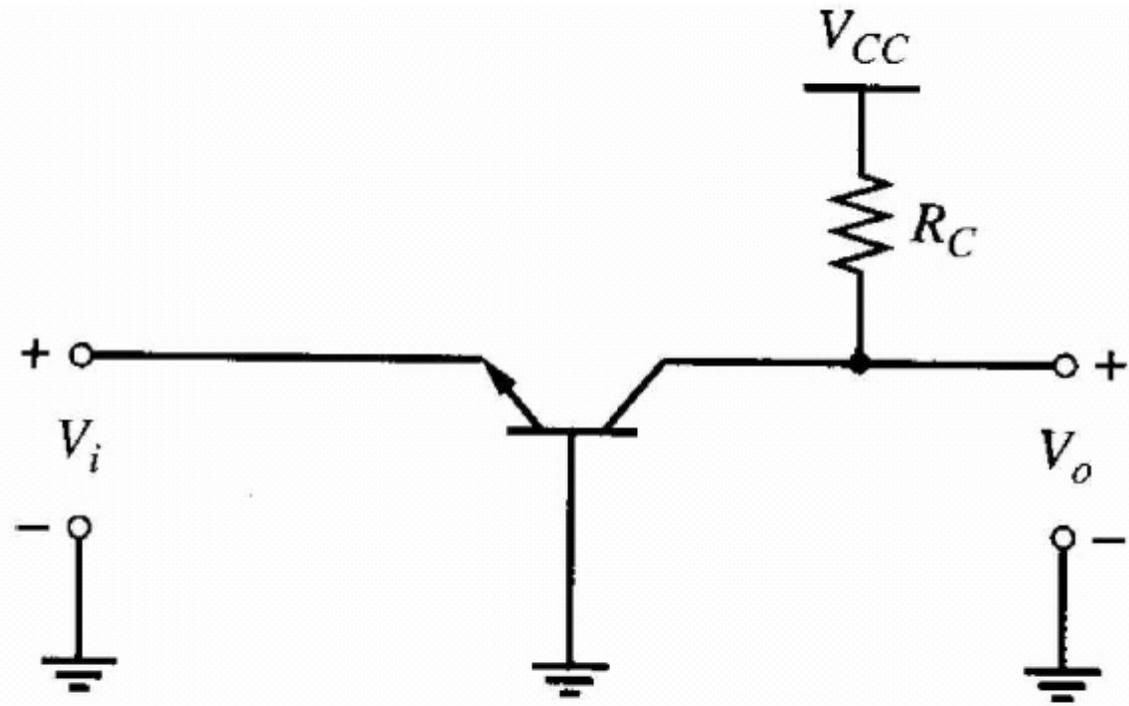
$$R_i \rightarrow \infty$$

$$G_m = g_m$$

$$R_o = R_D \parallel r_o$$

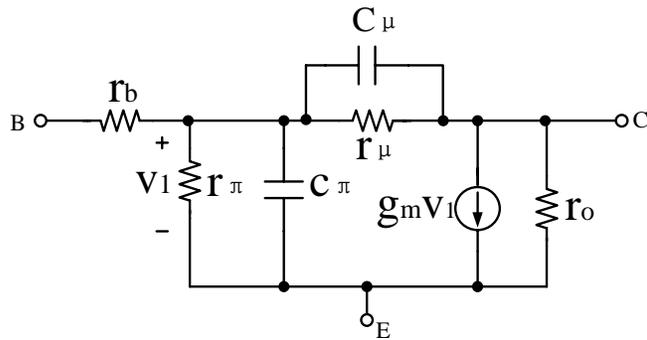
$$a_v = -g_m (r_o \parallel R_D)$$

## 共基极放大器（电流缓冲器）

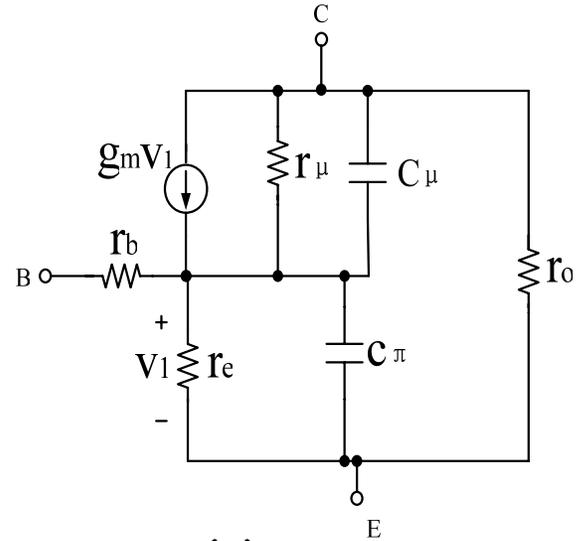


- 高频特性好（没有电容Miller效应）
- 输入阻抗低，输出阻抗高，可做电流源

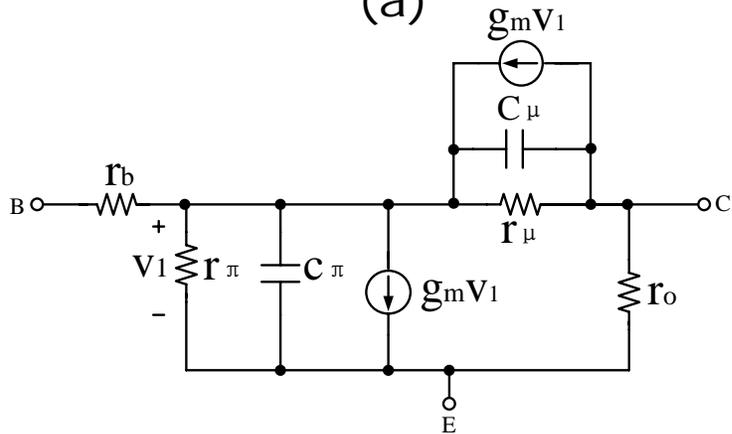
# • 晶体管的T模型



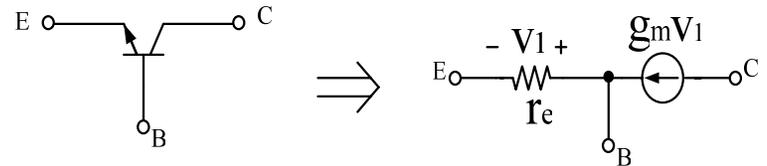
(a)



(c)



(b)



(d)

# 共基放大器

---

忽略 $r_b, r_\pi, r_o$  (即 $r_b \rightarrow 0, r_\pi \rightarrow \infty, r_o \rightarrow \infty$ )

$$R_i = r_e = \frac{a_0}{g_m} = \frac{\beta_0}{(1 + \beta_0) g_m} = \frac{r_\pi}{1 + \beta_0}$$

$$G_m = g_m$$

$$R_o = R_C$$

$$A_v = G_m R_o$$

# 共基放大器

---

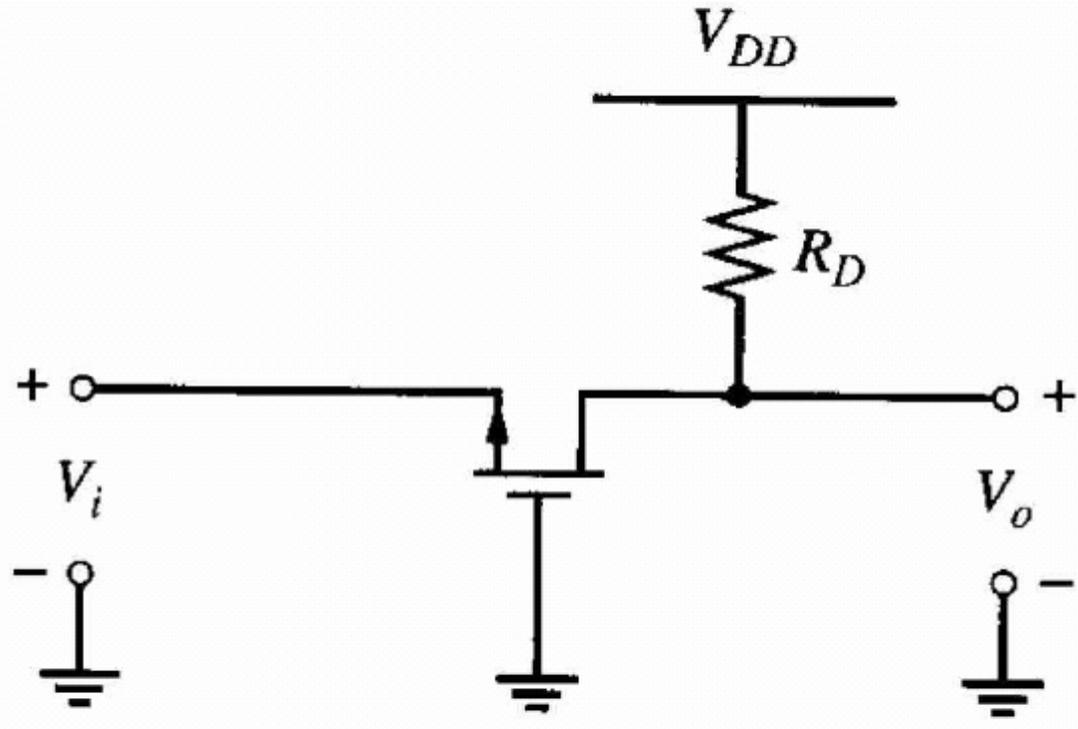
- 考虑 $r_o$ 的作用(电路的输入和输出双向溃通)

$$R_i \approx \frac{\alpha_0}{g_m} + \frac{\alpha_0(R_C \parallel R_L)}{g_m r_o} = r_e + \frac{\alpha_0(R_C \parallel R_L)}{g_m r_o}$$

$$G_m = g_m$$

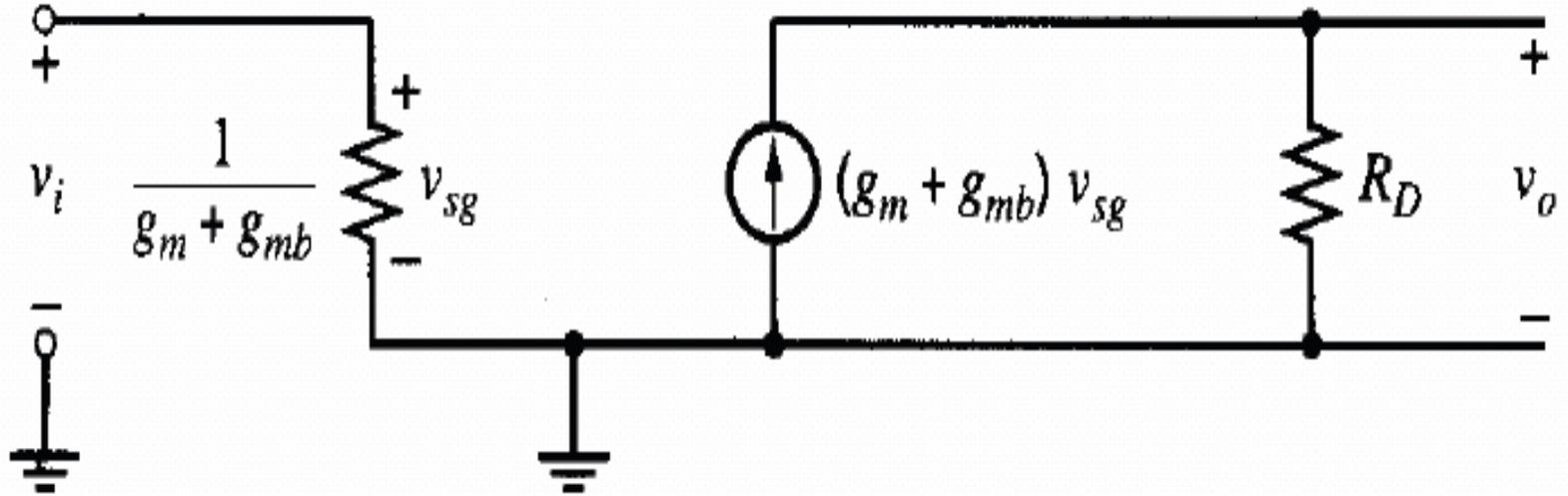
$$R_o \approx R_C \parallel \left( \frac{g_m r_o}{\alpha_0} \right) R_S$$

## 共栅极放大器



- 高频特性好（没有电容Miller效应）
- 输入阻抗低，输出阻抗高，可做电流源

# 共栅极放大器小信号等效电路



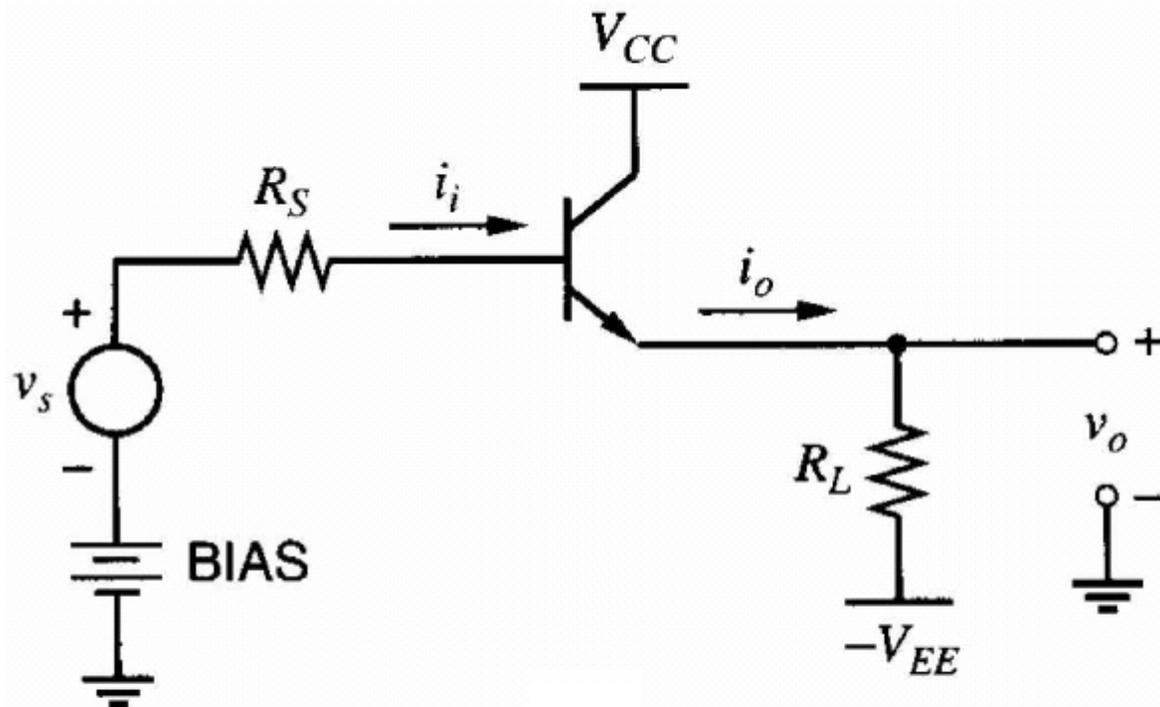
## 共栅极放大器

$$R_i = \frac{1}{g_m + g_{mb}} + \frac{R_D \parallel R_L}{(g_m + g_{mb})r_o}$$

$$G_m = g_m + g_{mb}$$

$$R_o \approx R_D \parallel (g_m + g_{mb})r_o R_S$$

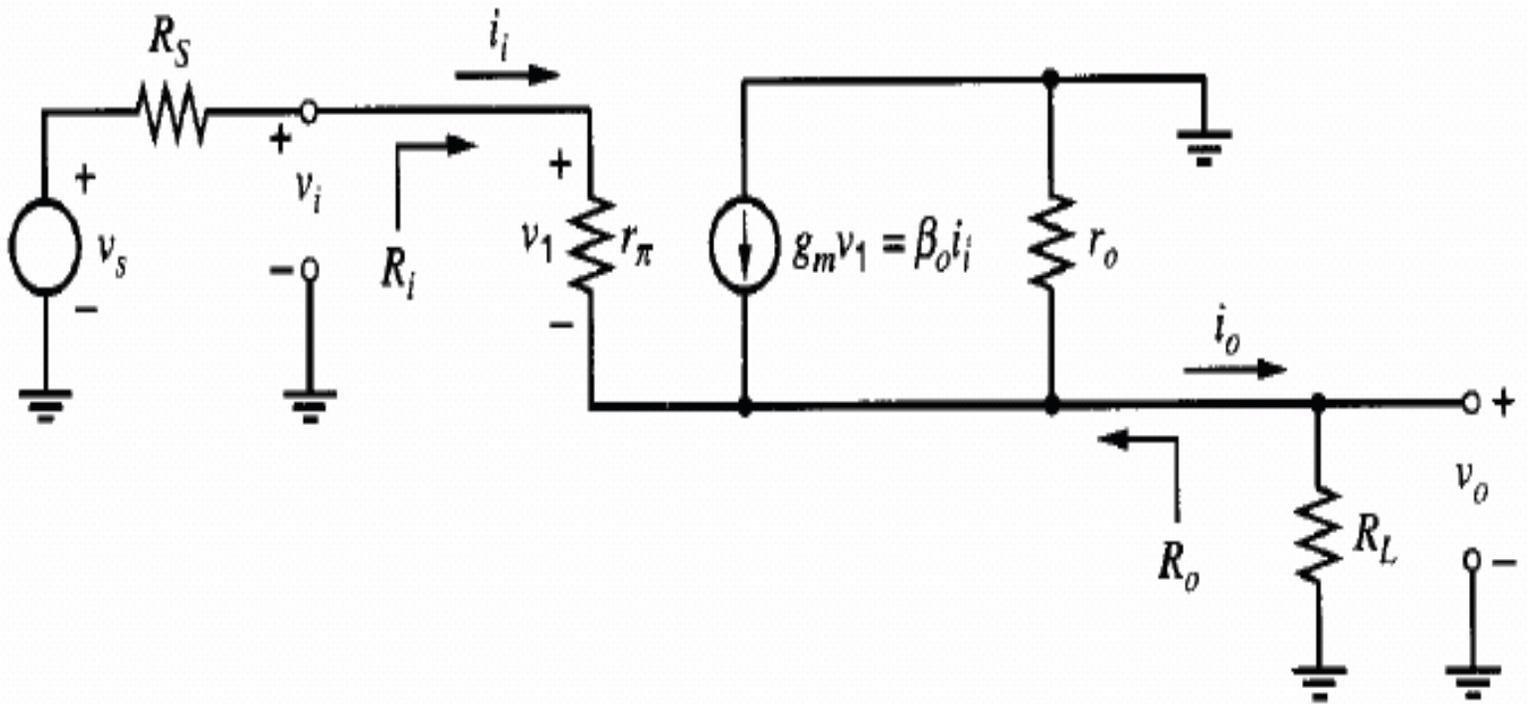
## 共集电极放大器（发射极跟随器）



- 高输入阻抗、低输出阻抗
- 单位增益缓冲器

- 阻抗变换器
- 电平级移电路（级移量为  $V_{BE}$ ）

# 发射极跟随器小信号等效电路



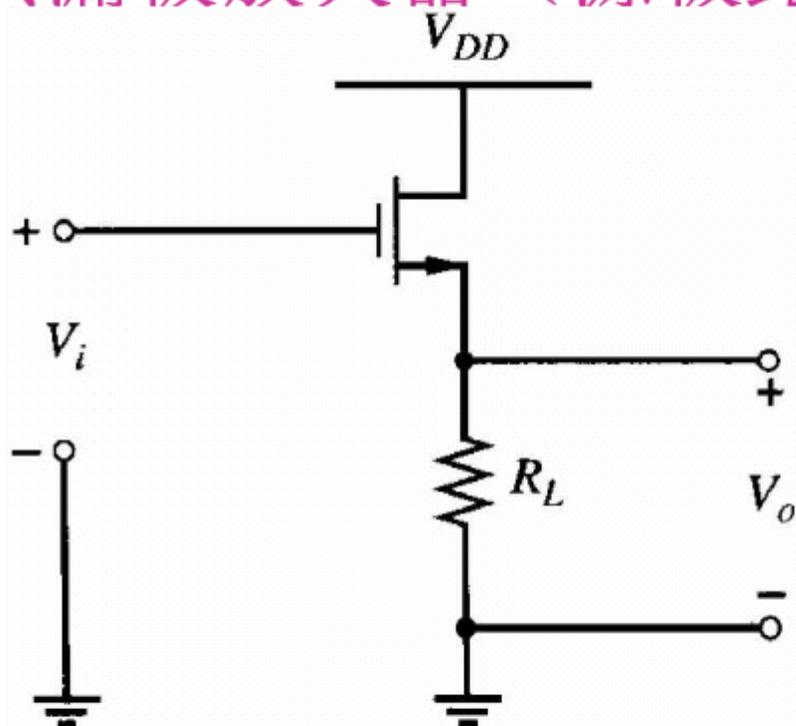
## 共集电极放大器（发射极跟随器）

$$R_i = r_{\pi} + (\beta_0 + 1)(R_L \parallel r_o)$$

$$G_m \approx g_m$$

$$R_o \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_S}{\beta_0 + 1}$$

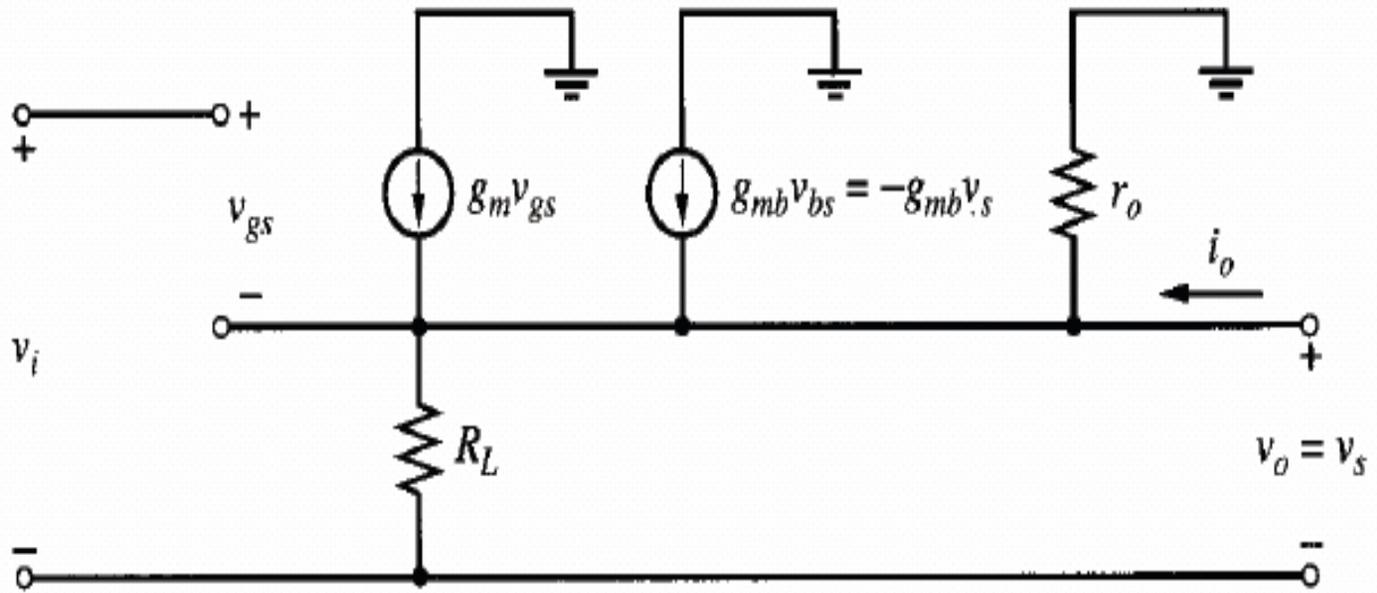
## 共漏极放大器（源极跟随器）



- 高输入阻抗、低输出阻抗
- 单位增益缓冲器

- 阻抗变换器
- 电平级移电路（级移量为 $V_{GS}$ ）

# 源极跟随器小信号等效电路



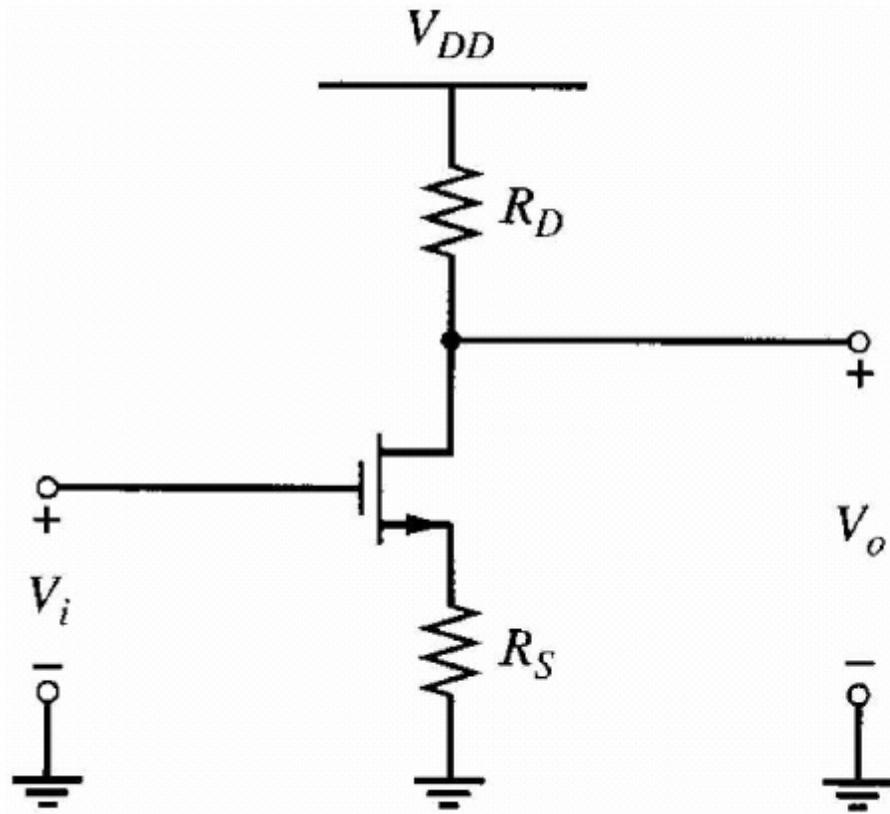
## 共漏极放大器（源极跟随器）

$$G_m = g_m$$

$$R_o = \frac{1}{g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_L}}$$

$$a_v = \frac{g_m}{g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_L}} \xrightarrow{R_L \rightarrow \infty} \frac{g_m r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o} \approx \frac{1}{1 + \chi}$$

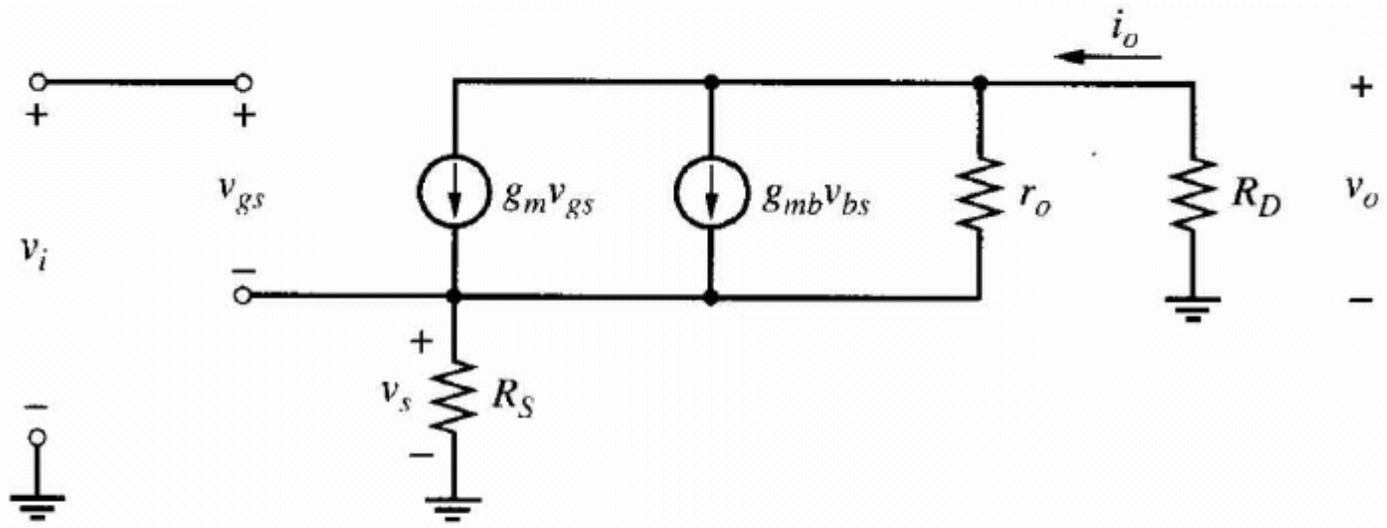
# 源简并共源放大器



## ● 负反馈

- 降低跨导
- 增加输出阻抗
- 提高线性度

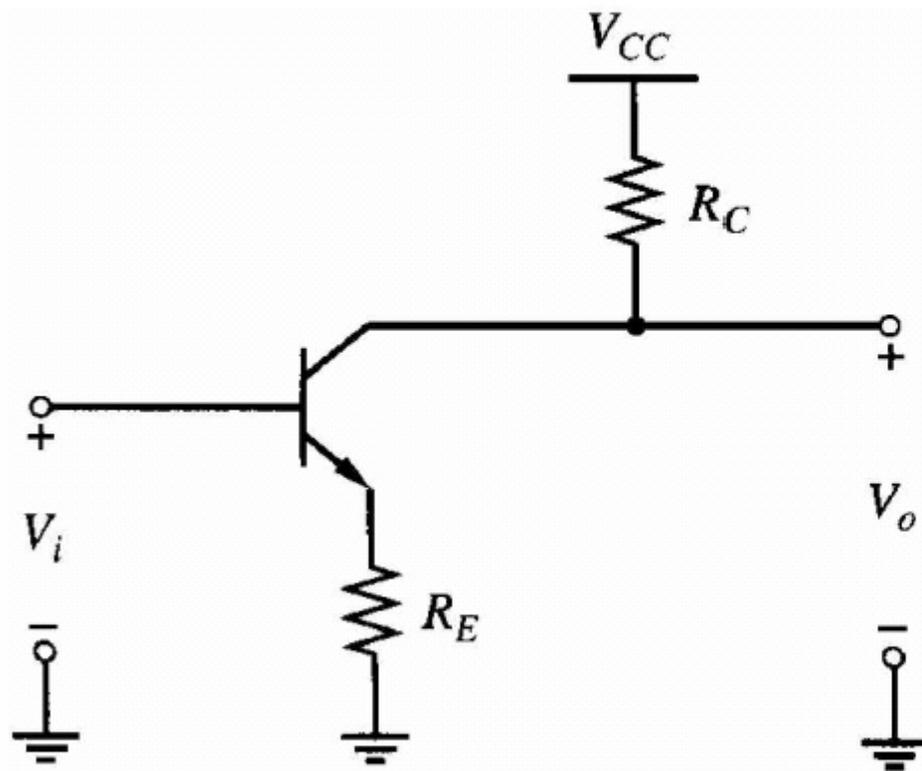
## 源简并共源放大器



$$G_m \approx \frac{g_m}{1 + (g_m + g_{mb})R_S}$$

$$R_O = R_S + r_o [1 + (g_m + g_{mb})R_S]$$

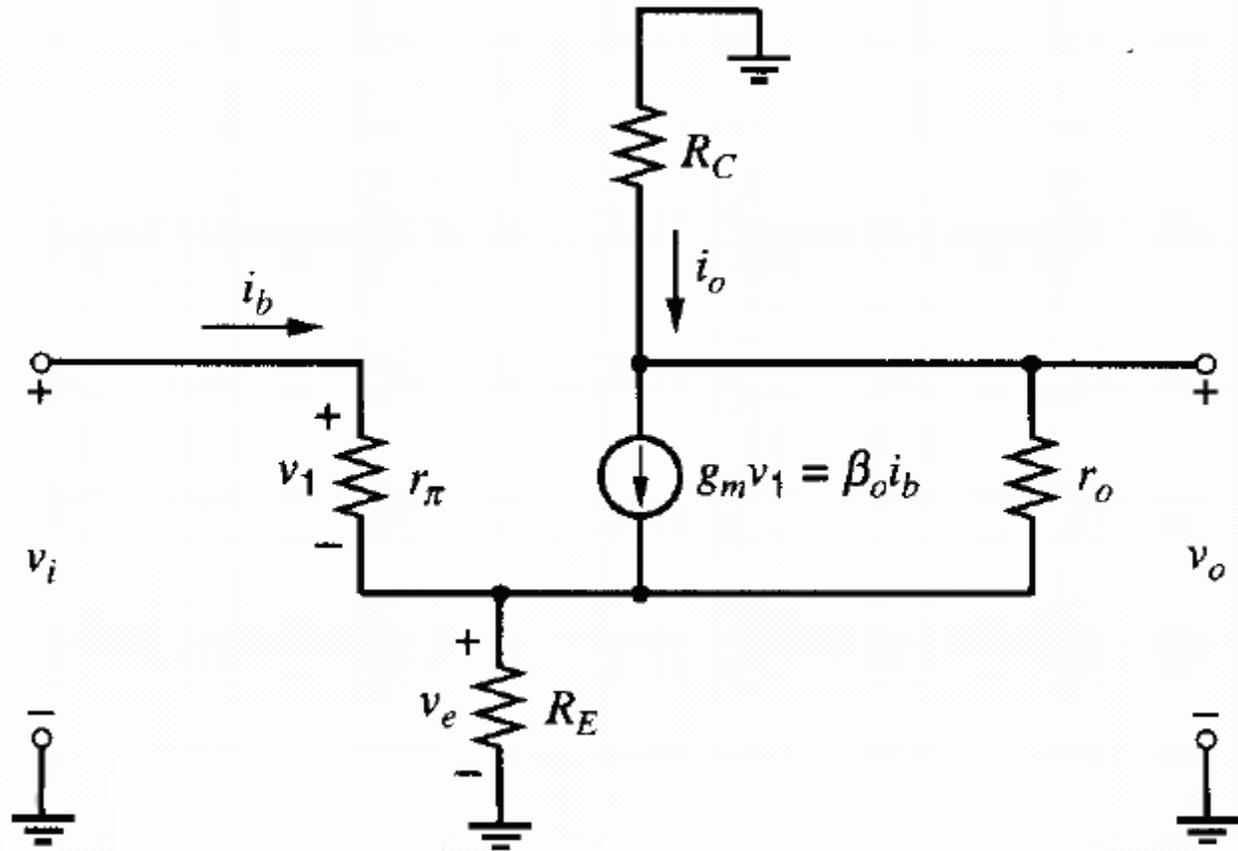
## 发射极简并共发射极放大器



### ● 负反馈

- 降低跨导
- 增加输出阻抗
- 增加输入阻抗

# 源级负反馈共发射极放大器小信号等效电路



## 发射极简并共发射极放大器

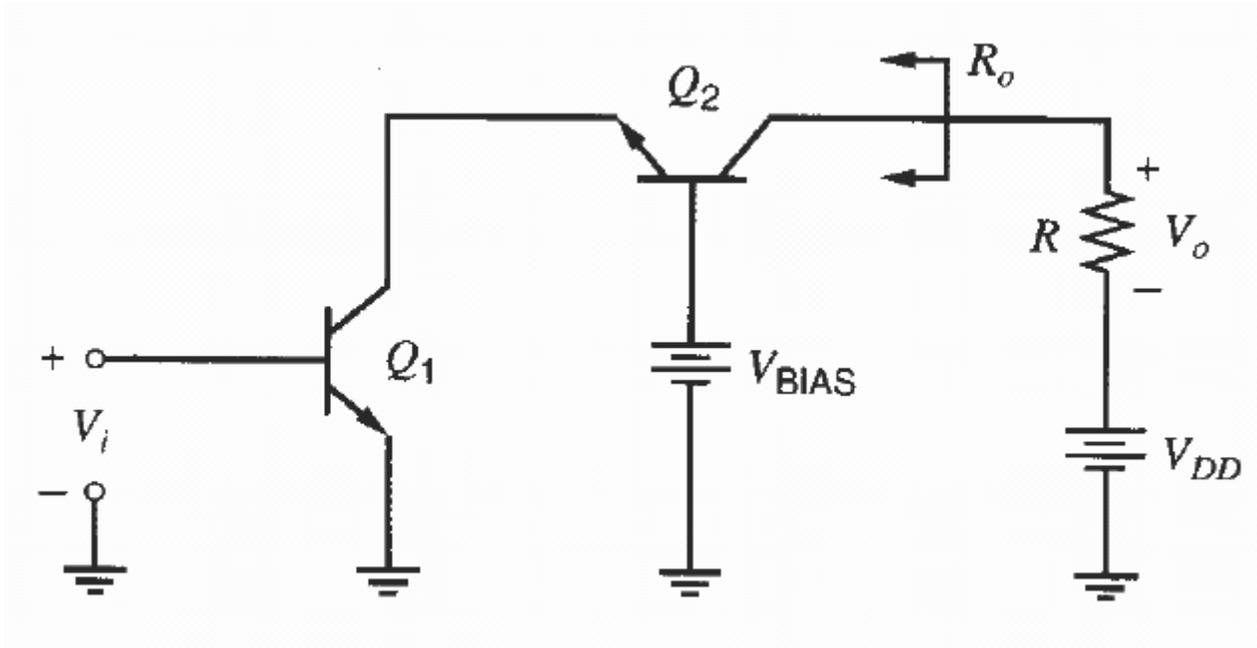
$$R_i \approx r_{\pi} (1 + g_m R_E)$$

$$R_o \approx r_o (1 + g_m R_E)$$

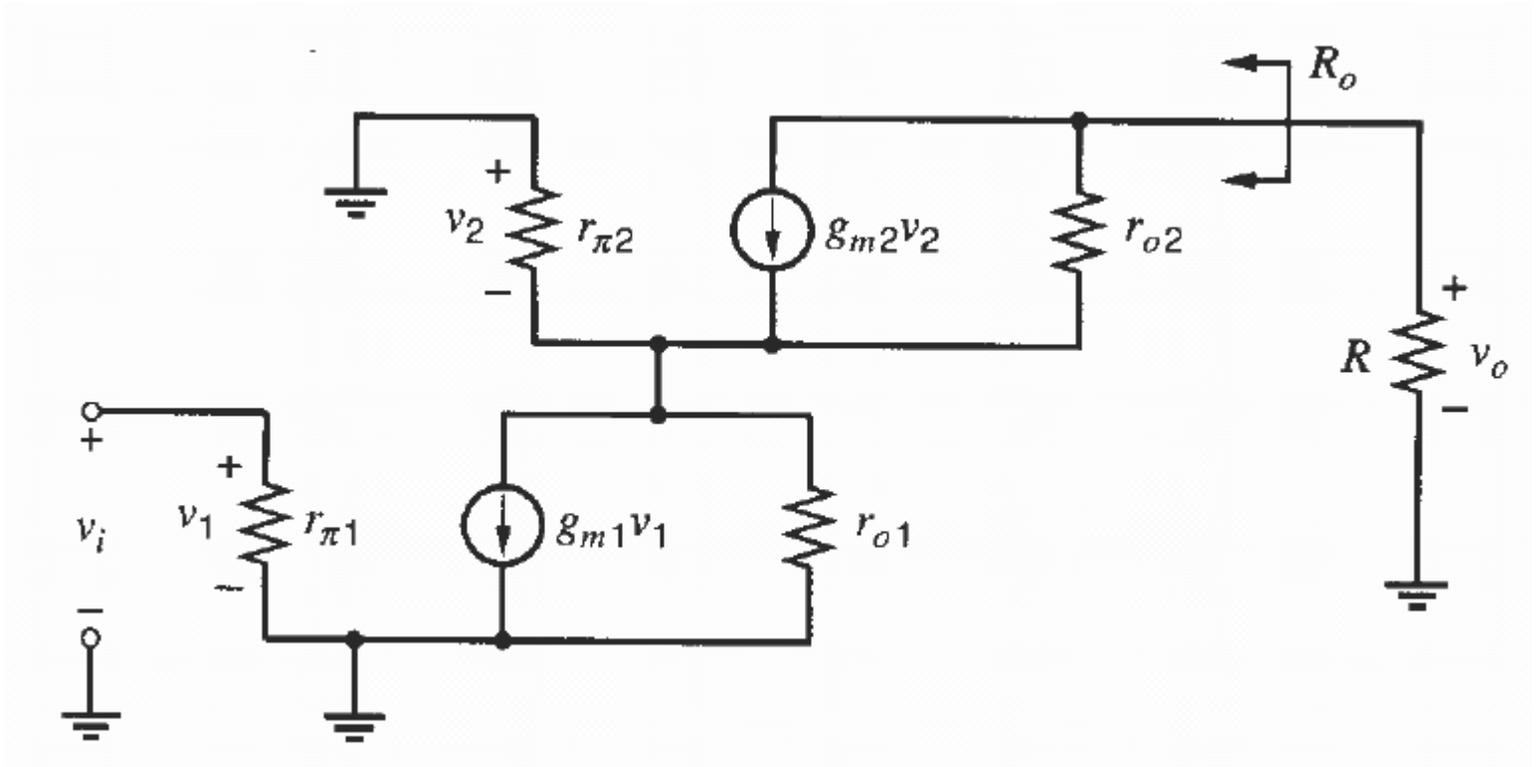
$$G_m \approx \frac{g_m}{1 + g_m R_E}$$

## 2.7 共射—共基（共源—共栅）放大器

### 2.7.1 共射—共基（CE-CB）放大



# • CE-CB的小信号等效电路



- CE-CB

---

$$R_i = r_{\pi 1}$$

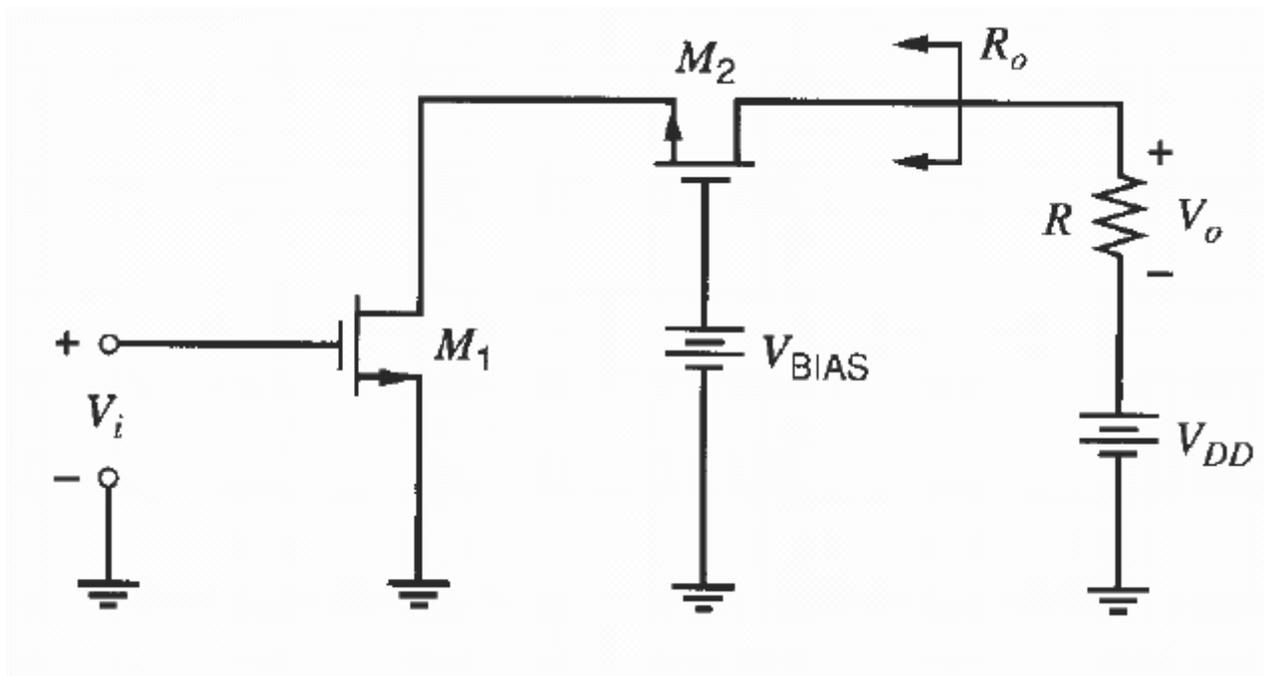
$$G_m \simeq g_{m1}$$

$$R_o \simeq r_{o2} \left( 1 + \frac{g_{m2} r_{o1}}{1 + \frac{g_{m2} r_{o1}}{\beta_0}} \right)$$

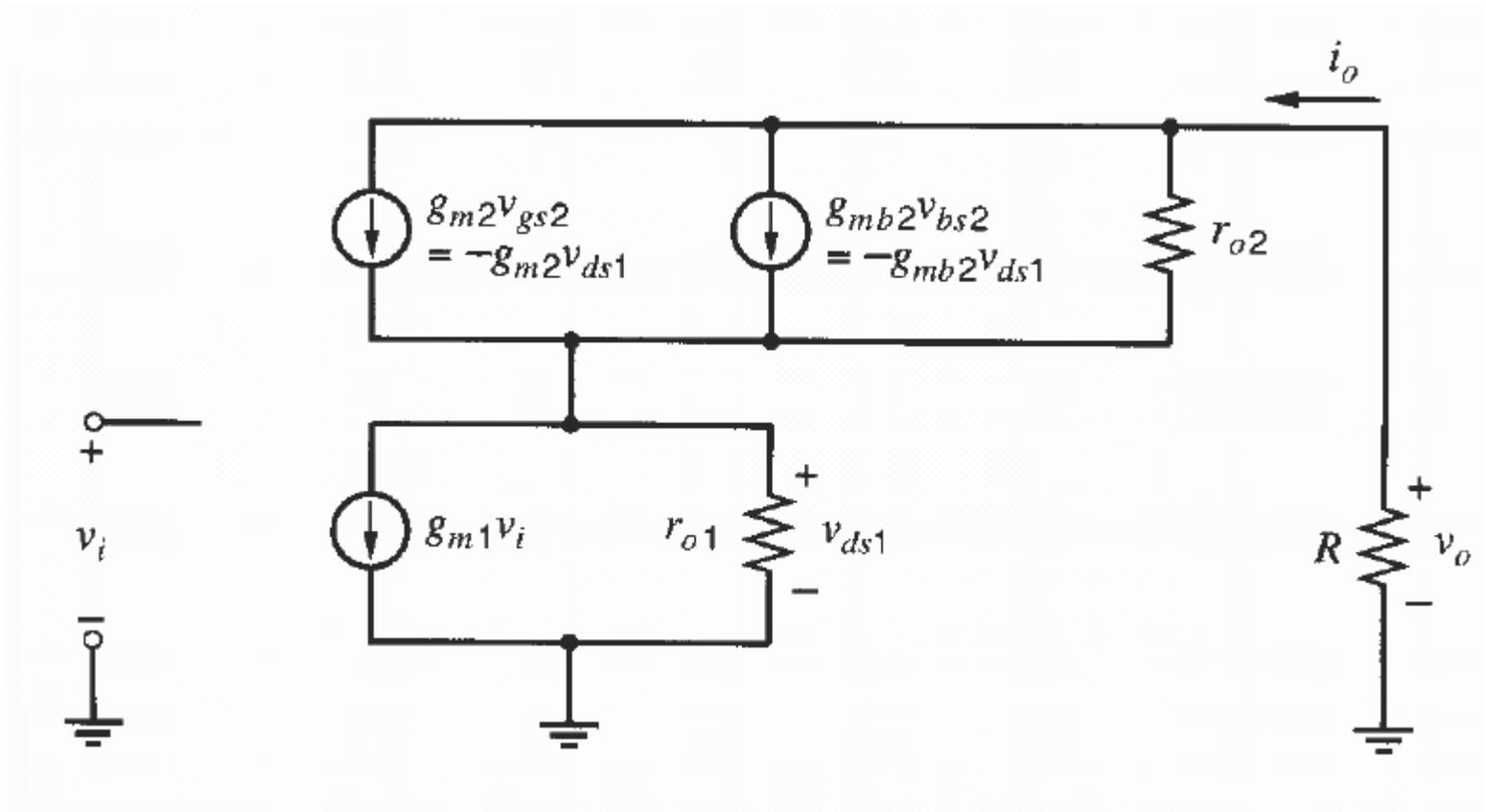
$$\simeq \beta_0 r_{o2} \quad (g_{m2} r_{o1} \gg \beta_0 \text{ and } \beta_0 \gg 1)$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -G_m R_o \simeq -g_{m1} r_{o2} \beta_0 = -\frac{\beta_0}{\eta}$$

## 2.7.2 共源—共栅(CS-CG)放大器



# • CS-CG 的小信号等效电路



- CS-CG

---

$$G_m = \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{v_o=0} \stackrel{R_i \rightarrow \infty}{=} g_{m1} \left( 1 - \frac{1}{1 + (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o1} + \frac{r_{o1}}{r_{o2}}} \right) \approx g_{m1}$$

$$R_o = r_{o1} + r_{o2} + (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o1} r_{o2} \approx (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o1} r_{o2}$$

# Chapter3 BiCMOS放大电路

---

3.1 为什么要用BiCMOS?

3.2 BiCMOS放大电路举例

3.2.1 BiCMOS基本放大器

3.2.2 BiCMOS双共源一共基恒流源

3.2.3 BiCMOS差动放大器

## 3.1 为什么要用BiCMOS?

---

- **BiCMOS**—双极器件结合CMOS器件高输入阻抗低功耗的特点可以做出具有最大带宽的模数相结合的集成电路；低噪声电路以及功率电路常用BiCMOS工艺。
- 在数字电路设计中BiCMOS技术特别有用。

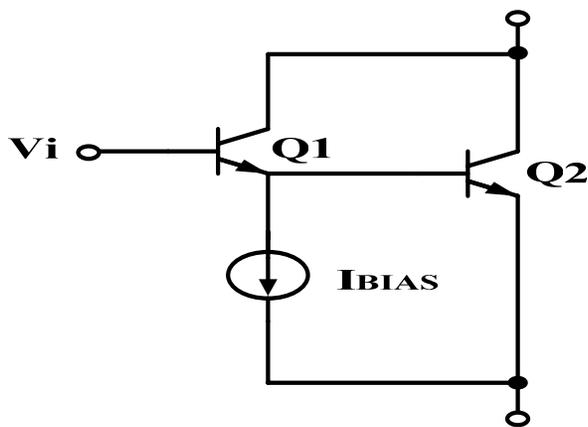
## 3.2 BiCMOS放大电路举例

---

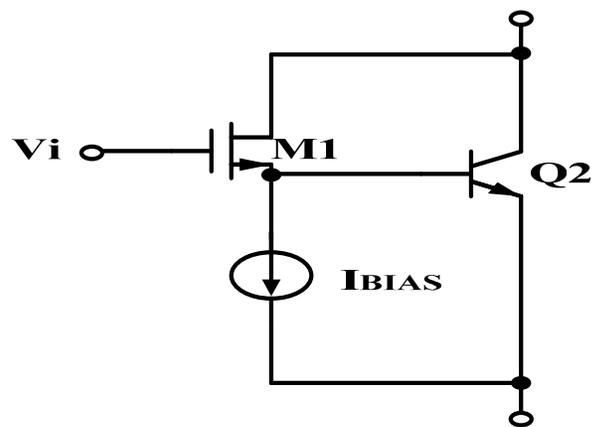
- 3.2.1 BiCMOS基本放大器
- 3.2.2 BiCMOS双共源一共基恒流源
- 3.2.3 BiCMOS差动放大器

## 3.2.1 BiCMOS基本放大器

- BiCMOS复合晶体管对



(a) 双极型复合晶体管对结构

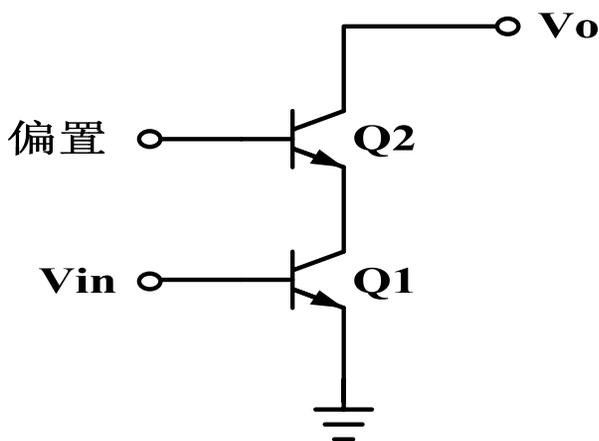


(b) BiCMOS复合晶体管对结构

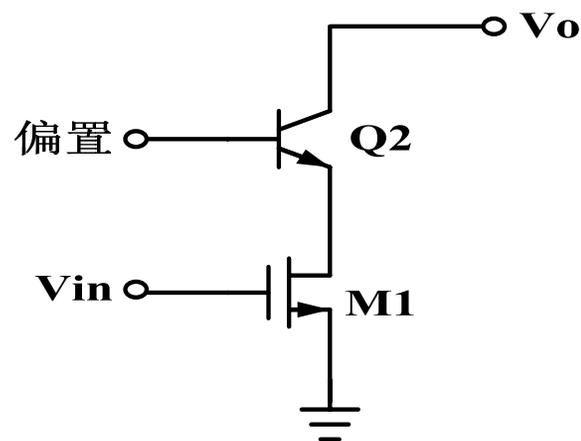
图 (a) 是双极型复合晶体管对结构，复合晶体管对可提高双极型晶体管的有效电流增益。在MOS电路中没有类似的结构。

图 (b) 是一个很有用的BiCMOS电路。复合晶体管对中的Q1被一个MOSFET代替。这个结构的优点是其输入电阻无穷大，并且由于双极晶体管Q2的存在，其跨导也很大。

## • BiCMOS共源—共基电路



(a) 双极型共射—共基结构

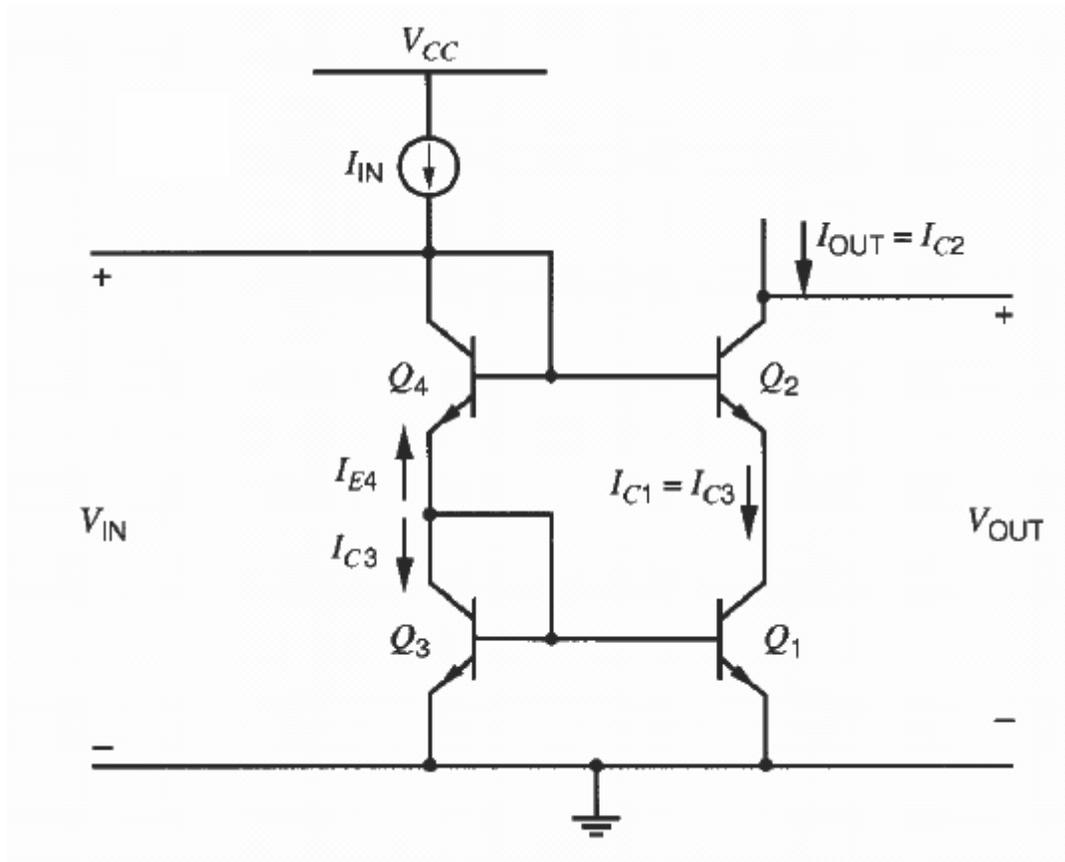


(b) BiCMOS共源—共基结构

图（a）双极型共射—共基电路的输出阻抗非常高，并且由于从Q2的发射极看入的输入电阻非常低，因此减小了Miller倍增效应。

图（b）BiCMOS共源—共基结构优点是：M1具有无穷大的输入电阻。从双极型晶体管的发射极看入的输入电阻远远小于从MOSFET的源极看入的输入电阻，因此，从频率响应上看，BiCMOS共源—共基电路比纯MOSFET构成的共源—共栅电路要好得多。

## 3.2.2 BiCMOS双共源—共基恒流源



(a) 双极型共射—共基恒流源



## BiCMOS双共源一共基恒流源(续)

---

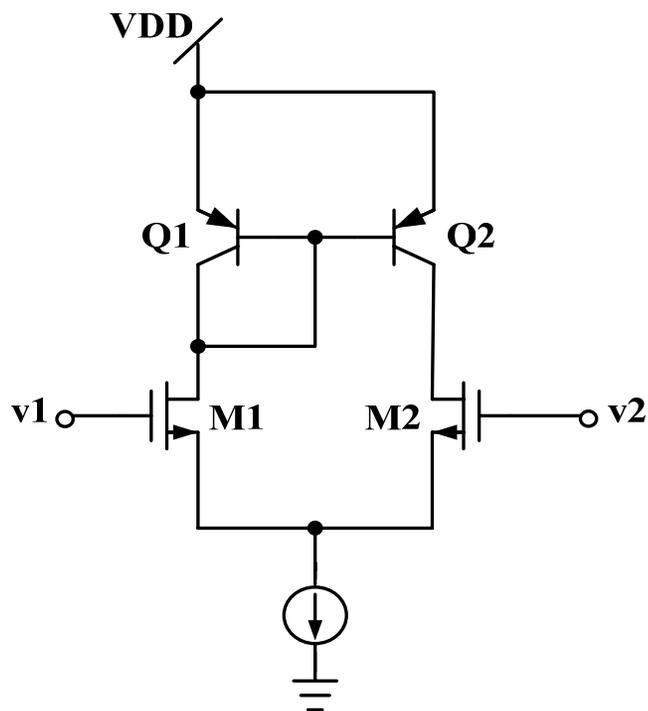
- 这个电路的输出阻抗非常大。

$$R_o \approx (g_{m6}r_{o6})(\beta r_{o2})$$

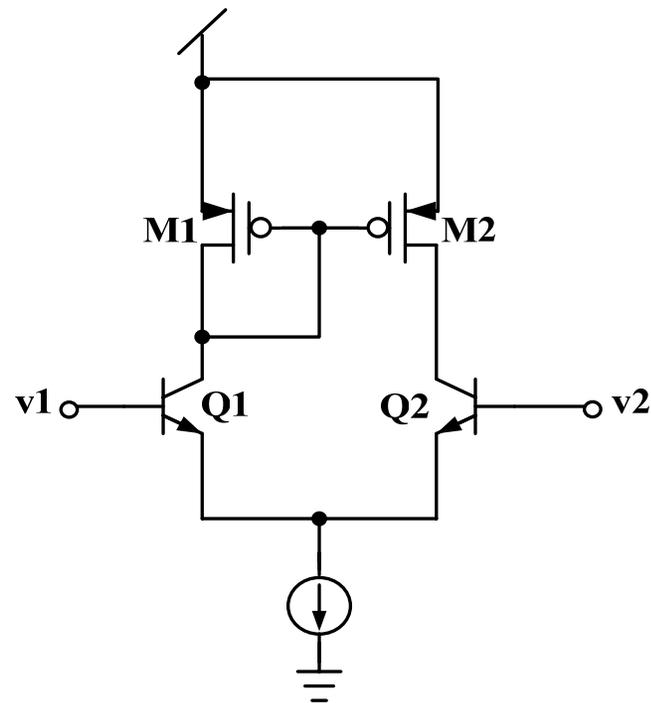
与图 (a) 的双极型CE-CB电路对照, 可看出输出电阻的增加是由  $(g_{m6}r_{o6})$  引起的。如果用一个双极型晶体管代替M6, 则 $V_{gs6}$ 两端将跨接一个电阻 $r_{\pi 6}$ 。该电阻会有效减小  $(g_{m6}r_{o6})$ , 输出电阻将基本上与图 (a) 电路相同。

## 3.2.3 BiCMOS差动放大器

### 1. 基本BiCMOS差动放大器



(a) MOSFET作输入对管



(b) 双极型晶体管作输入对管

## 基本BiCMOS差动放大器（续）

---

- 图（a）电路的优点：无穷大输入电阻和零输入偏置电流。缺点：对比BJT输入管而言，相对高的失调电压，相对高的输入级等效噪声。
- 图（b）电路的优点：对比MOS输入管而言，相对小的失调电压，相对小的输入级等效噪声。缺点：相对小的输入电阻，一定的输入偏置电流。



## BiCMOS折叠式共源—共基放大电路(续)

- 用双极型晶体管Q5和Q6代替了N沟道MOSFET器件。电路的小信号电压增益表达式与用纯CMOS设计的电路是相同的。由于放大器的输出电阻很大，因此，主极点频率由输出结点的电路参数确定。非主极点位于输入晶体管的漏极与共源—共基晶体管发射极所在的结点。非主极点的频率可以写成：

$$f_{3-dB} = \frac{g_{m6}}{2\pi C_{p6}}$$

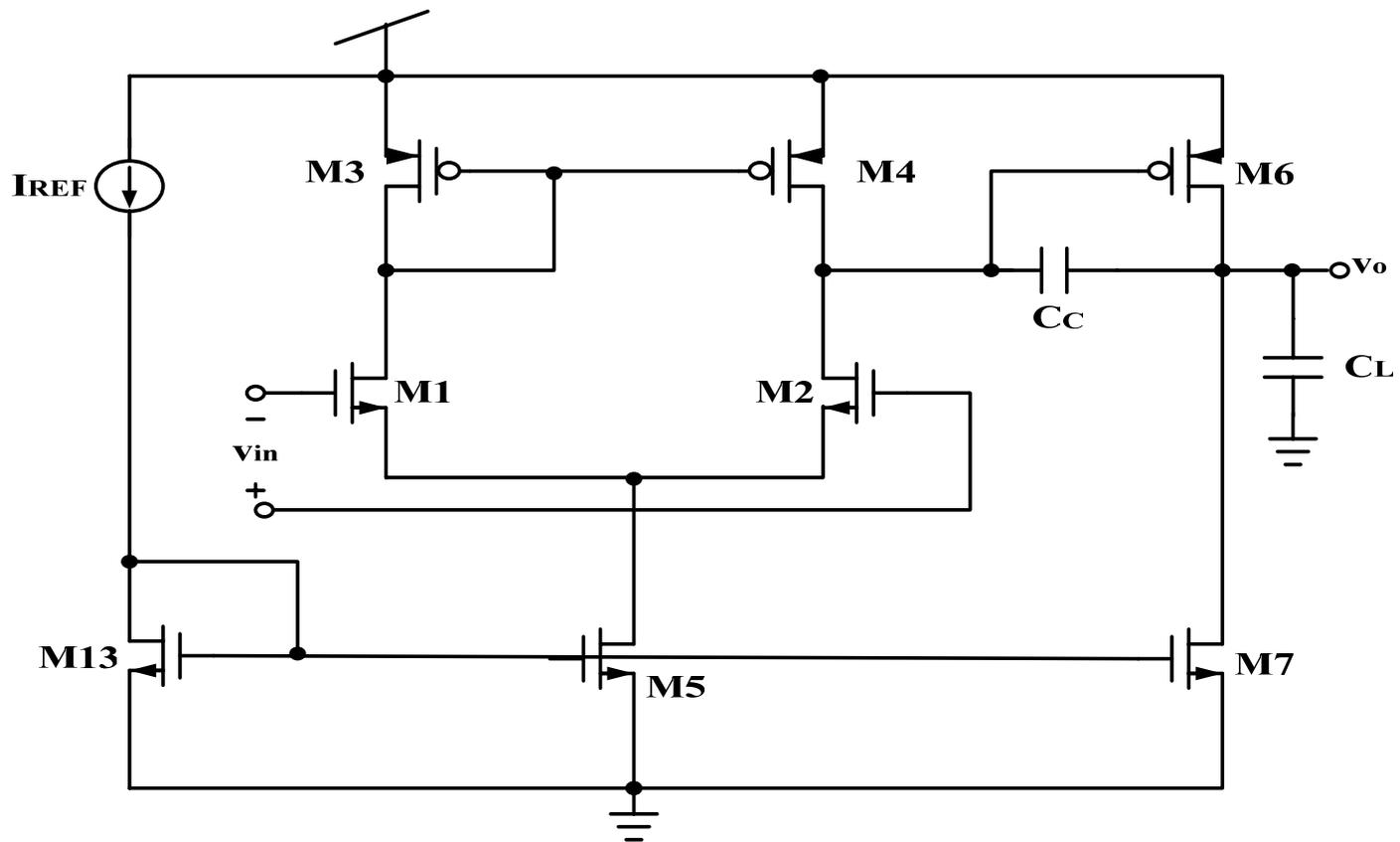
由于双极型晶体管的跨导通常比MOSFET的大，这个BiCMOS电路的3dB频率比纯CMOS设计的电路要大。这个结果意味着BiCMOS运算放大电路的相位裕度比全CMOS运算放大器电路的要大

# 附录1 习题：设计一个二级运算放大器，在 $60^\circ$ 相位裕度下满足下述指标。

性能参数	设计指标一	设计指标二
负载电容	$C_L = 10\text{pF}$	$C_L = 30\text{pF}$
开环增益(低频)	$>60\text{dB}$	$>70\text{dB}$
共模输入范围	$>1\text{V}$	$>1\text{V}$
输出摆幅（峰峰值）	$>1.8\text{V}(C_L \text{ only})$	$>1.8\text{V}(C_L \text{ only})$
电源电压	$3.3\text{V}$	$3.3\text{V}$
压摆率	$10\text{V}/\mu\text{s}$	$10\text{V}/\mu\text{s}$
直流功耗	$<1\text{mW}$	$<1.5\text{mW}$
单位增益带宽	$>5\text{MHz}$	$>1\text{MHz}$
输出信号	单端输出	单端输出

# 设计步骤

- 1. 选定结构：选择一般的二级运放结构



# 设计步骤（续）

---

- 2. 设计器件宽、长等参数

请参考Phillip E. Allen

《CMOS模拟集成电路设计》（第二版）

pp204-220



---

谢谢大家