

4 双极结型三极管及放大电路基础

授课内容

- 4.1 半导体三极管
- 4.2 共射极放大电路的工作原理
- 4.3 放大电路的分析方法
- 4.4 放大电路静态工作点的稳定问题
- 4.5 共集电极放大电路和共基极放大电路
- 4.6 组合放大电路
- 4.7 放大电路的频率响应

★ 4 双极结型三极管及放大电路基础 ✖

教学目的、要求：

- 1.掌握BJT的电流分配、放大原理、特性曲线和主要参数；
- 2.掌握共射、共集电路的组成、工作原理和计算
- 3.能熟练地利用图解分析法确定静态工作点，掌握工作点的设置与非线性失真的关系；

★ 4 双极结型三极管及放大电路基础 ✖

教学目的、要求：

- 4.能熟练地应用H参数小信号等效电路计算放大电路的电压增益、输入电阻和输出电阻
- 5.掌握射极偏置电路的工作原理和静态、动态指标的计算
- 6.正确理解影响放大电路频率特性的因素，重点掌握放大电路的高频特性

★ 4 双极结型三极管及放大电路基础 ✖

教学重点,难点:

1. H参数小信号等效电路的分析和计算
2. 放大电路的频率特性及高频响应



4.1 半导体三极管

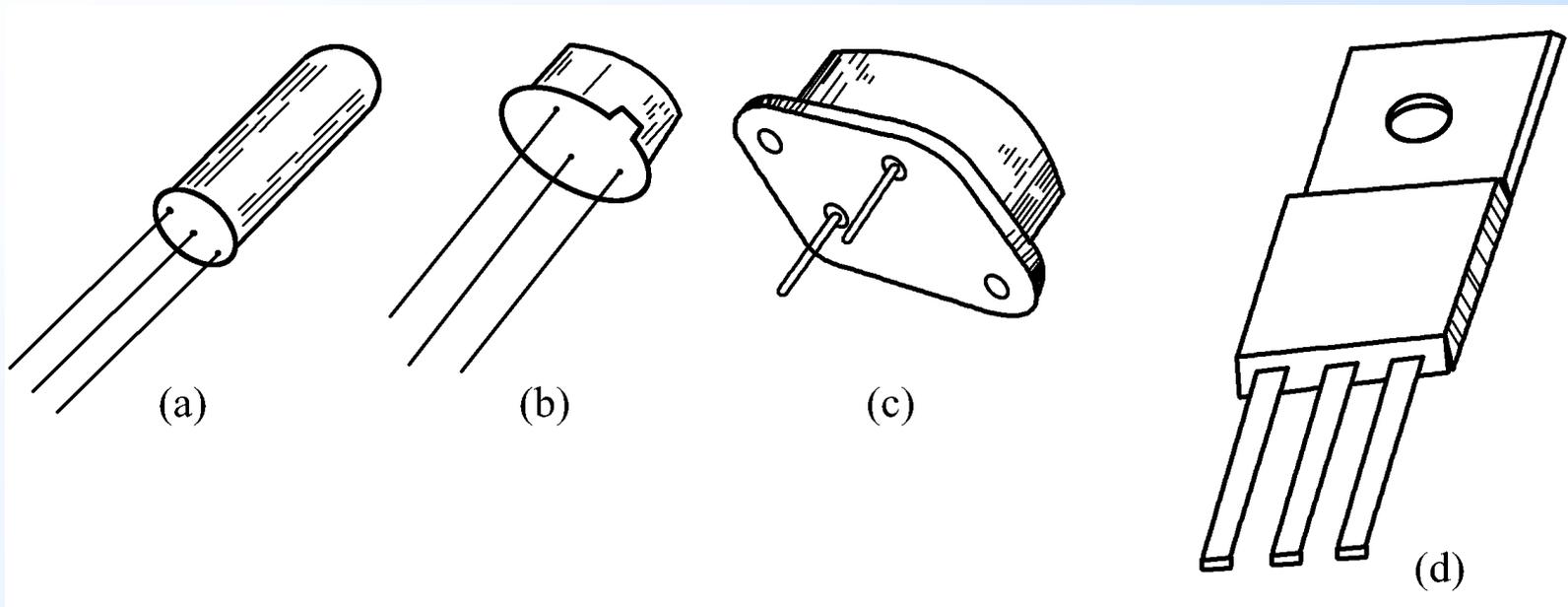
4.1.1 BJT的结构简介

4.1.2 放大状态下BJT的工作原理

4.1.3 BJT的V—I特性曲线

4.1.4 BJT的主要参数

4.1.1 BJT的结构简介



(a) 小功率管

(b) 小功率管

(c) 大功率管

(d) 中功率管

4.1.1 BJT的结构简介

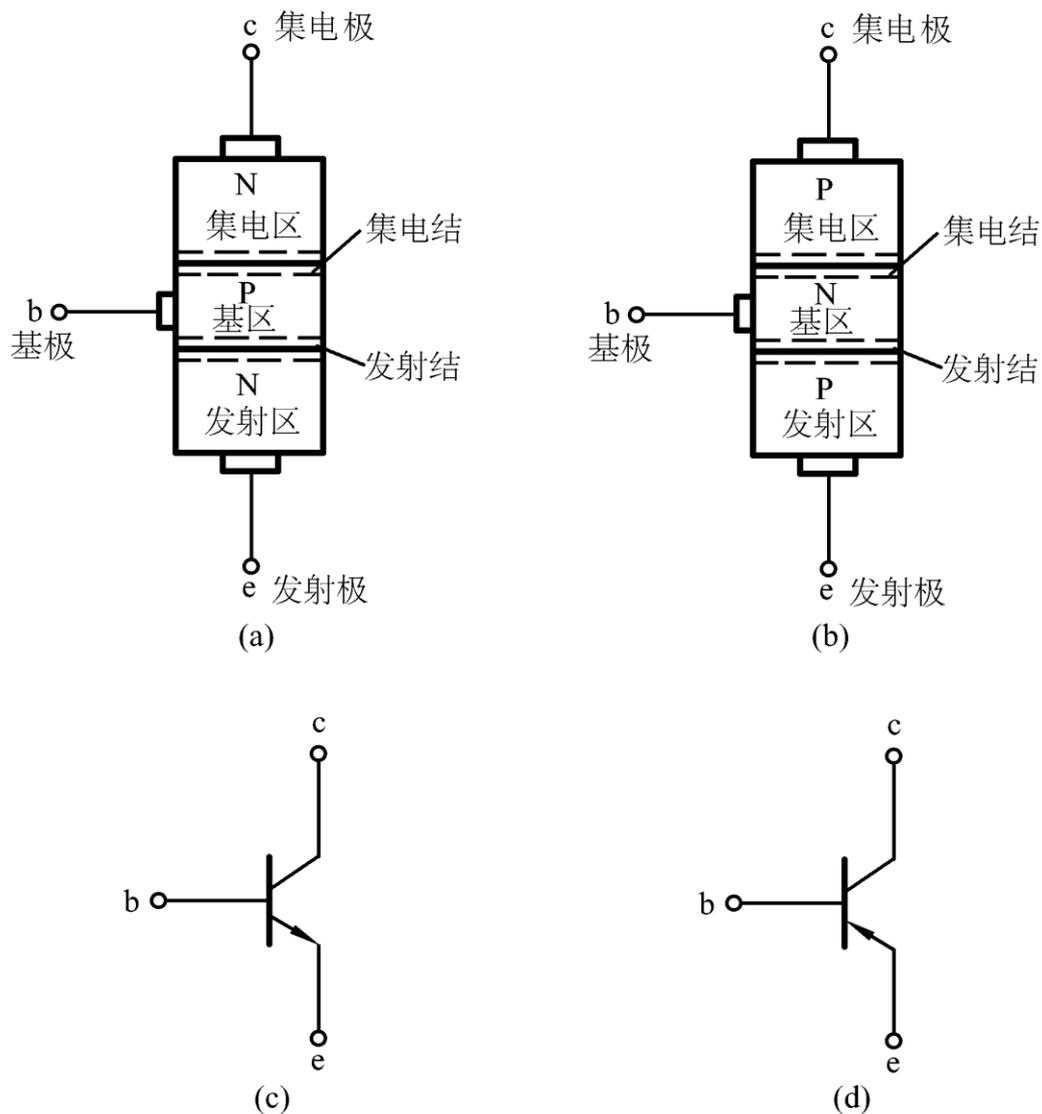
半导体三极管的结构示意图如图所示。它有两种类型：**NPN型**和**PNP型**。

(a) NPN型管结构示意图

(b) PNP型管结构示意图

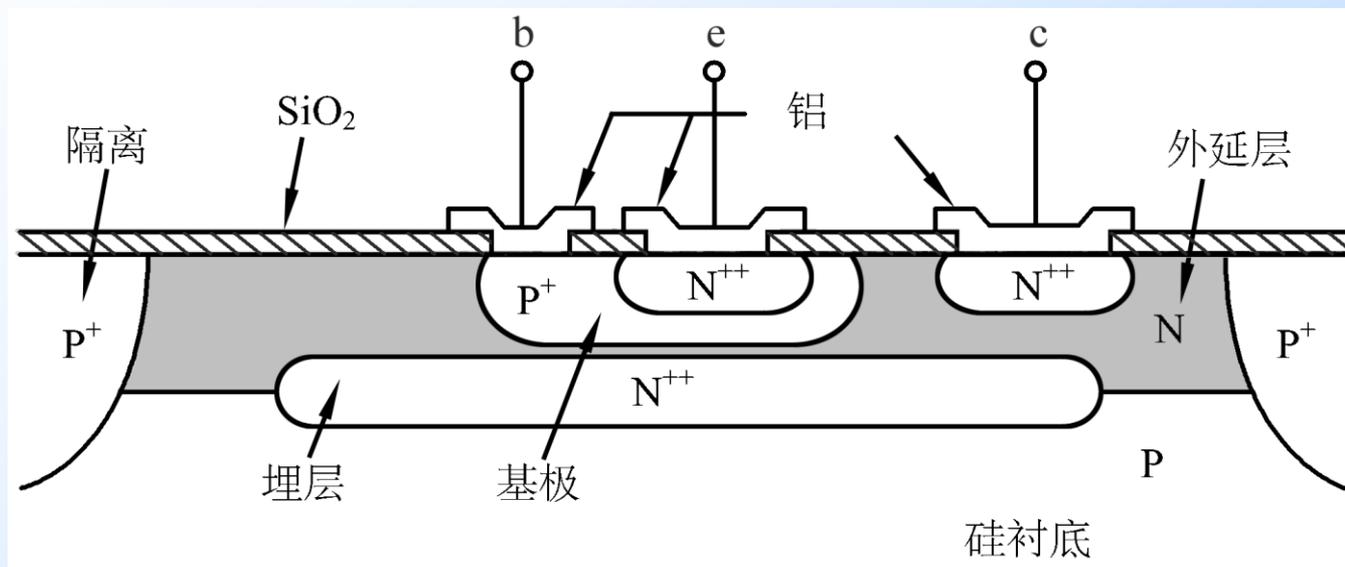
(c) NPN管的电路符号

(d) PNP管的电路符号



4.1.1 BJT的结构简介

集成电路中典型NPN型BJT的截面图



4.1.2 放大状态下BJT的工作原理

三极管的放大作用是在一定的外部条件控制下，通过载流子传输体现出来的。

外部条件：**发射结正偏**

集电结反偏

由于三极管内有两种载流子(自由电子和空穴)参与导电，故称为双极型三极管或**BJT** (Bipolar Junction Transistor)。

1. 内部载流子的传输过程

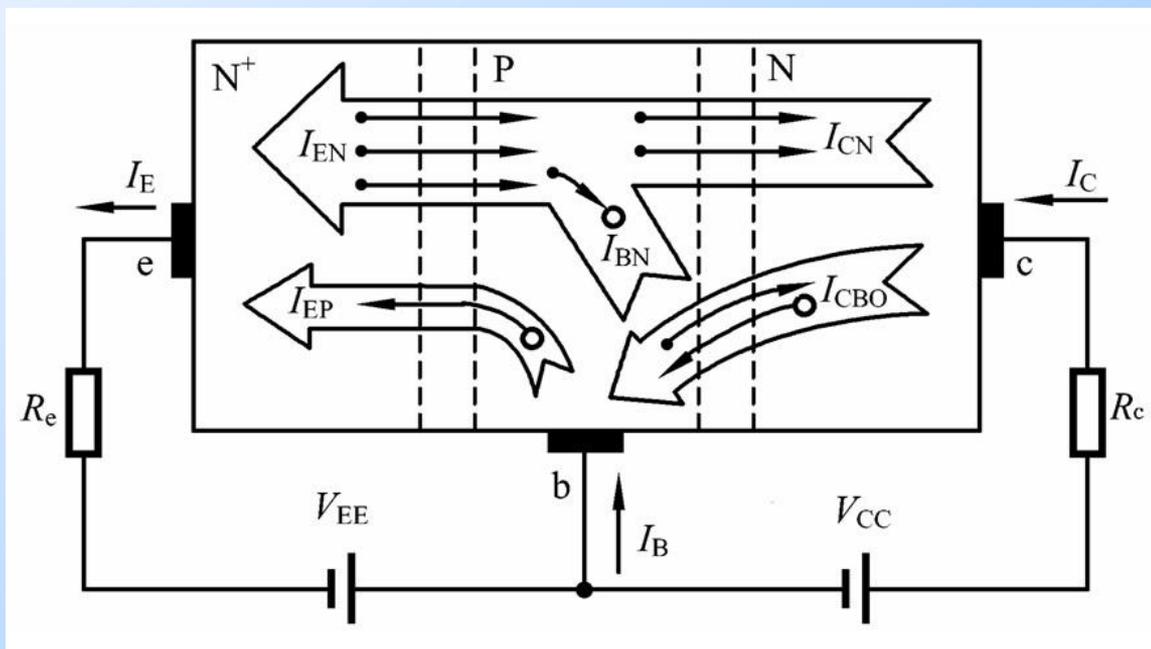
发射区：发射载流子

集电区：收集载流子

基区：传送和控制载流子
(以NPN为例)

$$I_E = I_B + I_C$$

$$I_C = I_{nC} + I_{CBO}$$



放大状态下BJT中载流子的传输过程

2. 电流分配关系

根据传输过程可知 $I_E = I_B + I_C$ $I_C = I_{nC} + I_{CBO}$

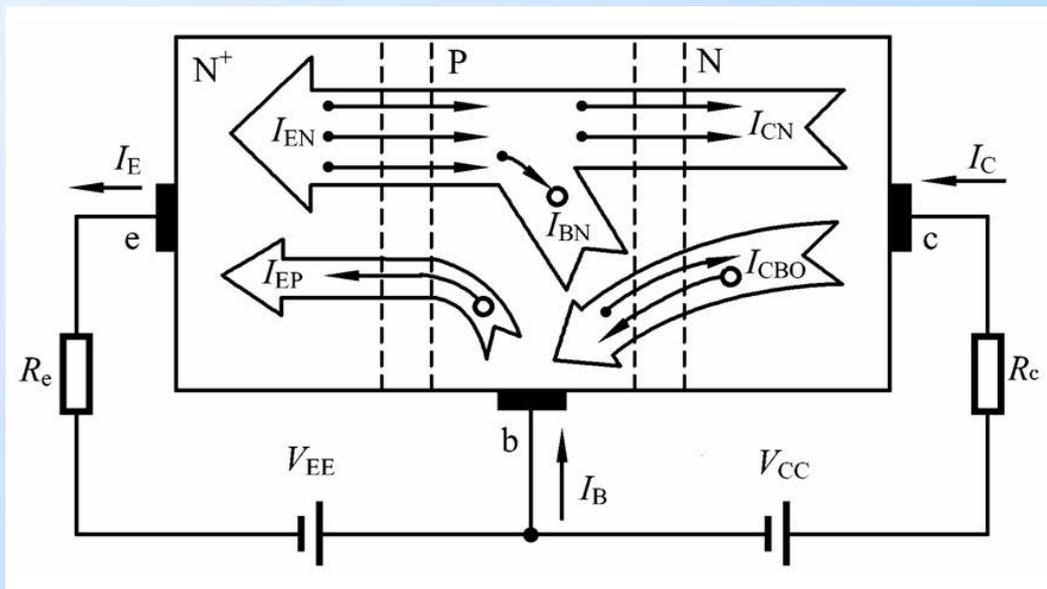
设 $\alpha = \frac{\text{传输到集电极的电流}}{\text{发射极注入电流}}$

$$\text{即 } \alpha = \frac{I_{nC}}{I_E}$$

通常 $I_C \gg I_{CBO}$

$$\text{则有 } \alpha \approx \frac{I_C}{I_E}$$

α 为电流放大系数。它只与管子的结构尺寸和掺杂浓度有关，与外加电压无关。一般 $\alpha = 0.9 \sim 0.99$ 。



放大状态下BJT中载流子的传输过程

2. 电流分配关系

又设 $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$

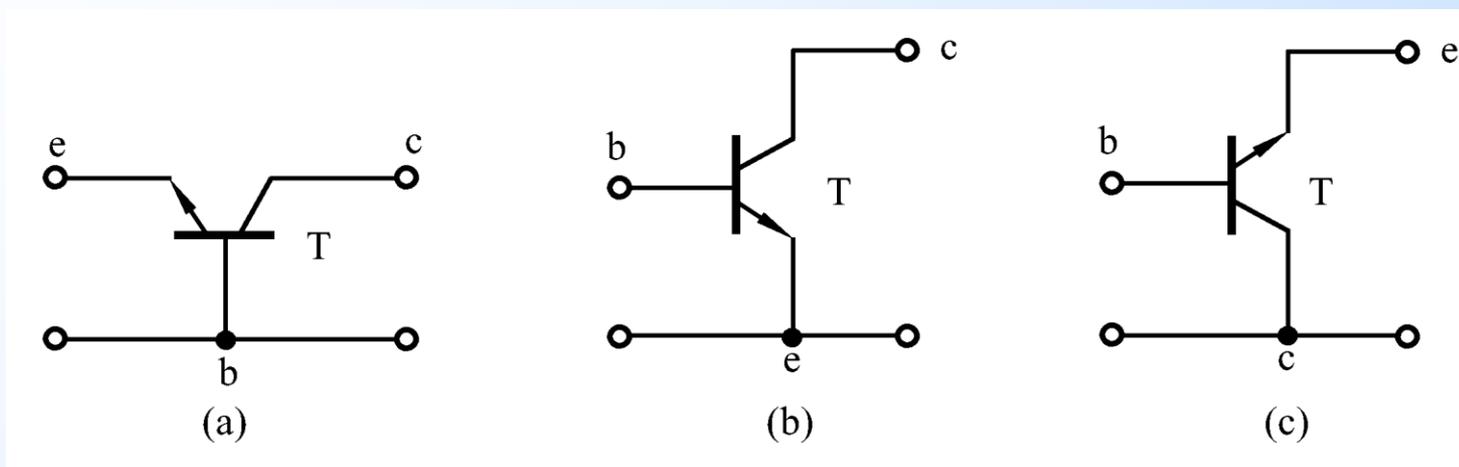
根据 $I_E = I_B + I_C$ $I_C = I_{nC} + I_{CBO}$ $\alpha = \frac{I_{nC}}{I_E}$

且令 $I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO}$ (穿透电流)

则 $\beta = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B}$ 当 $I_C \gg I_{CEO}$ 时, $\beta \approx \frac{I_C}{I_B}$

β 是另一个电流放大系数。同样，它也只与管子的结构尺寸和掺杂浓度有关，与外加电压无关。一般 $\beta \gg 1$ 。

3. 三极管的三种组态



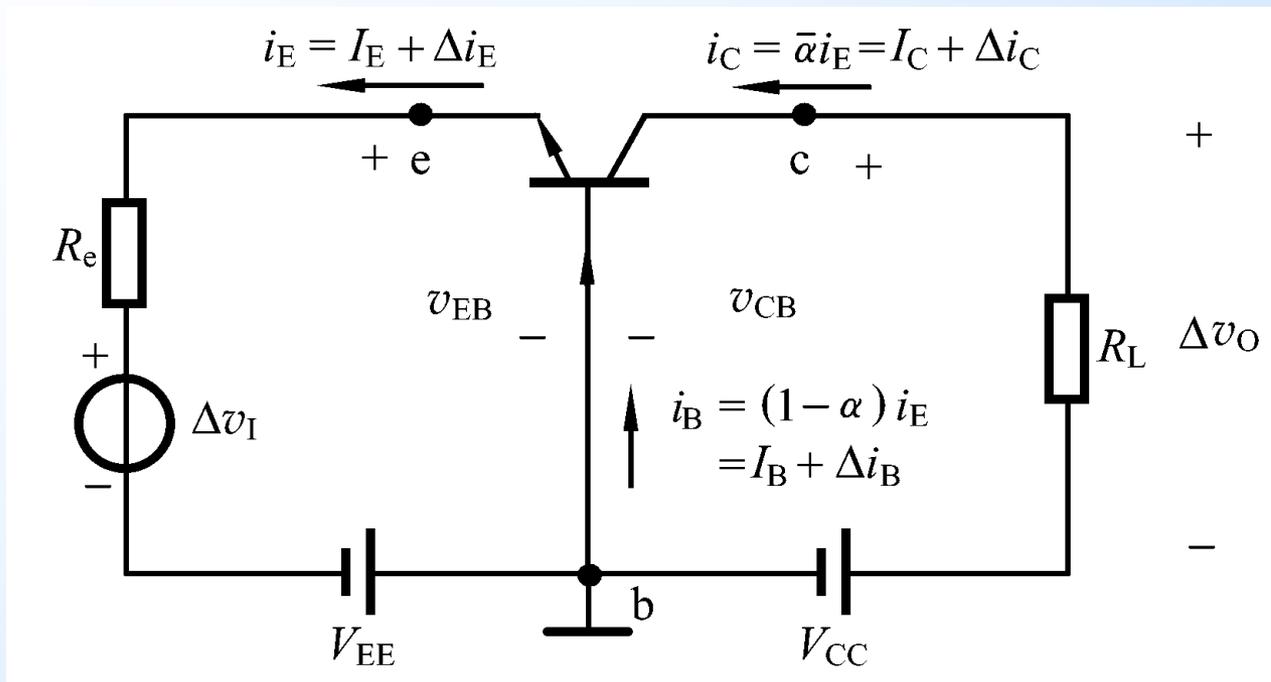
BJT的三种组态

共发射极接法，发射极作为公共电极，用**CE**表示；

共基极接法，基极作为公共电极，用**CB**表示；

共集电极接法，集电极作为公共电极，用**CC**表示。

4. 放大作用



共基极放大电路

若 $\Delta v_I = 20\text{mV}$ 使 $\Delta i_E = -1\text{mA}$, 当 $\alpha = 0.98$ 时,

则 $\Delta i_C = \alpha \Delta i_E = -0.98\text{mA}$, $\Delta v_O = -\Delta i_C \cdot R_L = 0.98\text{V}$,

电压放大倍数 $A_v = \frac{\Delta v_O}{\Delta v_I} = \frac{0.98\text{V}}{20\text{mV}} = 49$



综上所述，三极管的放大作用，主要是依靠它的发射极电流能够通过基区传输，然后到达集电极而实现的。

实现这一传输过程的两个条件是：

- (1) **内部条件：**发射区杂质浓度远大于基区杂质浓度，且基区很薄。
- (2) **外部条件：**发射结正向偏置，集电结反向偏置。

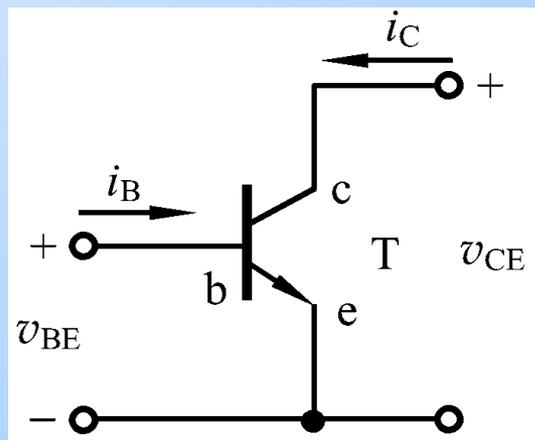
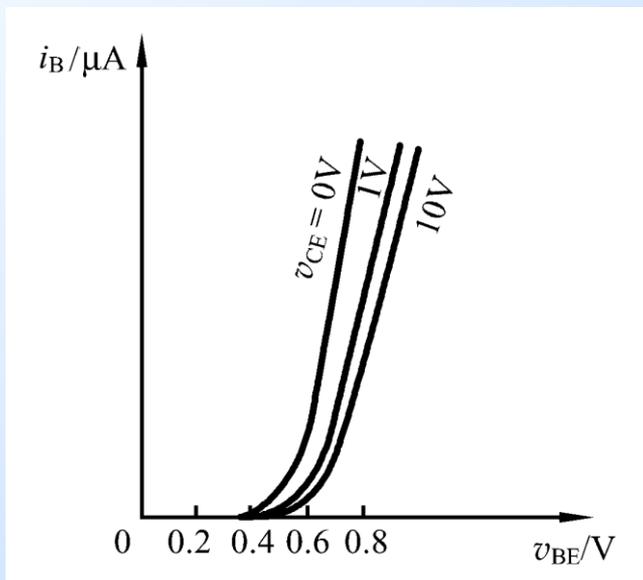
4.1.3 BJT的*V-I* 特性曲线

1. 输入特性曲线

(以共射极放大电路为例)

$$i_B = f(v_{BE}) \Big|_{v_{CE} = \text{const}}$$

- (1) 当 $v_{CE} = 0V$ 时, 相当于发射结的正向伏安特性曲线。
- (2) 当 $v_{CE} \geq 1V$ 时, $v_{CB} = v_{CE} - v_{BE} > 0$, 集电结已进入反偏状态, 开始收集电子, 基区复合减少, 同样的 v_{BE} 下 I_B 减小, 特性曲线右移。



共射极连接

4.1.3 BJT的*V-I* 特性曲线

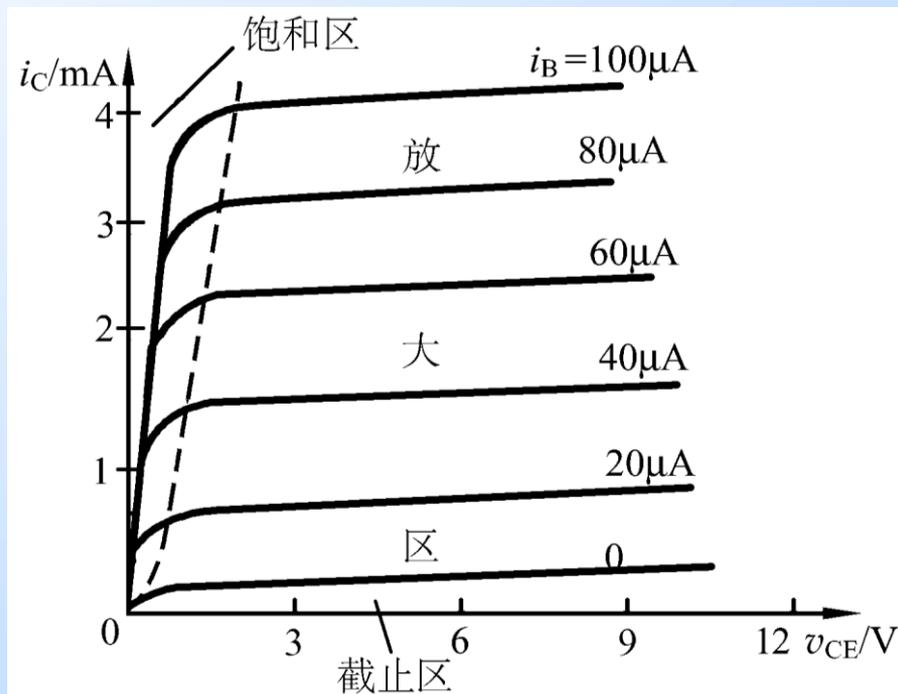
2. 输出特性曲线

$$i_C = f(v_{CE}) \mid i_B = \text{const}$$

输出特性曲线的三个区域:

饱和区: i_C 明显受 v_{CE} 控制的区域, 该区域内, 一般 $v_{CE} < 0.7V$ (硅管)。此时, 发射结正偏, 集电结正偏或反偏电压很小。

截止区: i_C 接近零的区域, 相当 $i_B = 0$ 的曲线的下方。此时, v_{BE} 小于死区电压。



放大区: i_C 平行于 v_{CE} 轴的区域, 曲线基本平行等距。此时, 发射结正偏, 集电结反偏。

4.1.4 BJT的主要参数

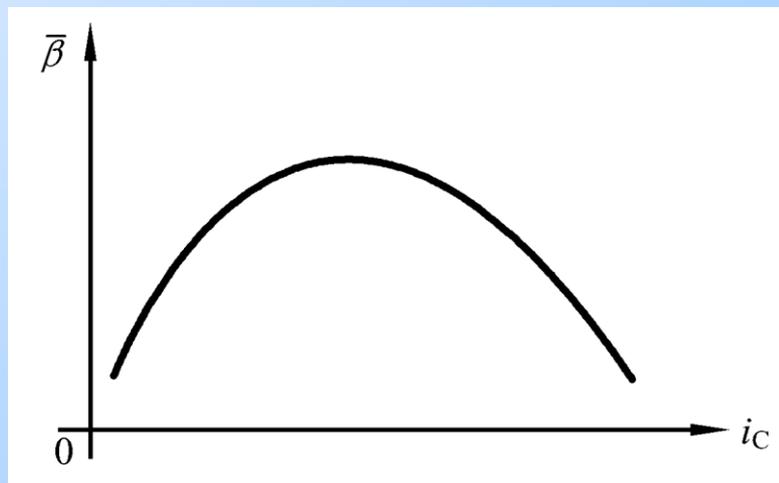
1. 电流放大系数

(1) 共发射极直流电流放大系数 $\bar{\beta}$

$$\bar{\beta} = (I_C - I_{CEO}) / I_B \approx I_C / I_B \quad | \quad v_{CE} = \text{const}$$

(2) 共发射极交流电流放大系数 β

$$\beta = \Delta I_C / \Delta I_B \quad | \quad v_{CE} = \text{const}$$



$\bar{\beta}$ 与 i_C 的关系曲线

4.1.4 BJT的主要参数

1. 电流放大系数

(3) 共基极直流电流放大系数 $\bar{\alpha}$

$$\bar{\alpha} = (I_C - I_{CBO}) / I_E \approx I_C / I_E$$

(4) 共基极交流电流放大系数 α

$$\alpha = \Delta I_C / \Delta I_E \Big|_{v_{CB} = \text{const}}$$

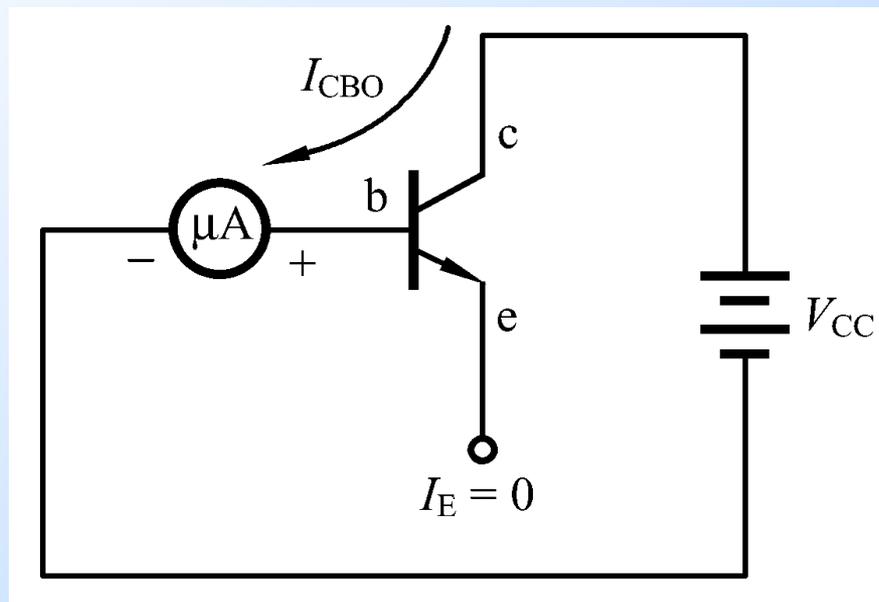
当 I_{CBO} 和 I_{CEO} 很小时, $\bar{\alpha} \approx \alpha$ 、 $\bar{\beta} \approx \beta$, 可以不
加区分。

4.1.4 BJT的主要参数

2. 极间反向电流

(1) 集电极基极间反向饱和电流 I_{CBO}

发射极开路时，集电结的反向饱和电流。

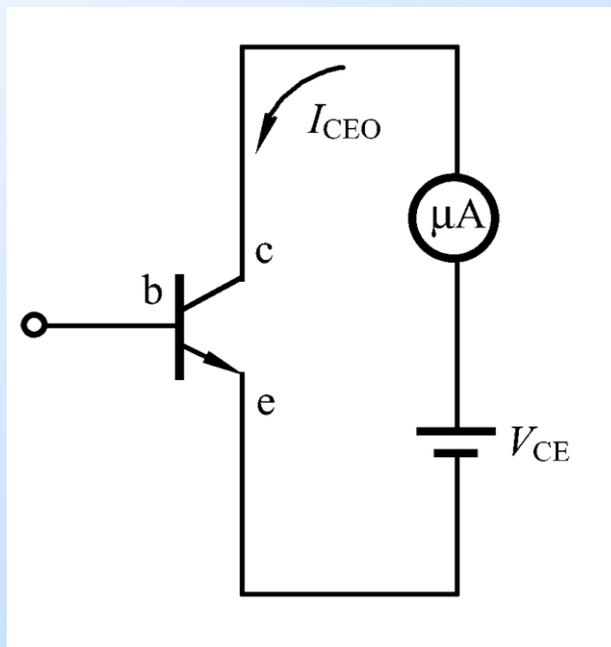


4.1.4 BJT的主要参数

2. 极间反向电流

(2) 集电极发射极间的反向饱和电流 I_{CEO}

$$I_{CEO} = (1 + \bar{\beta}) I_{CBO}$$

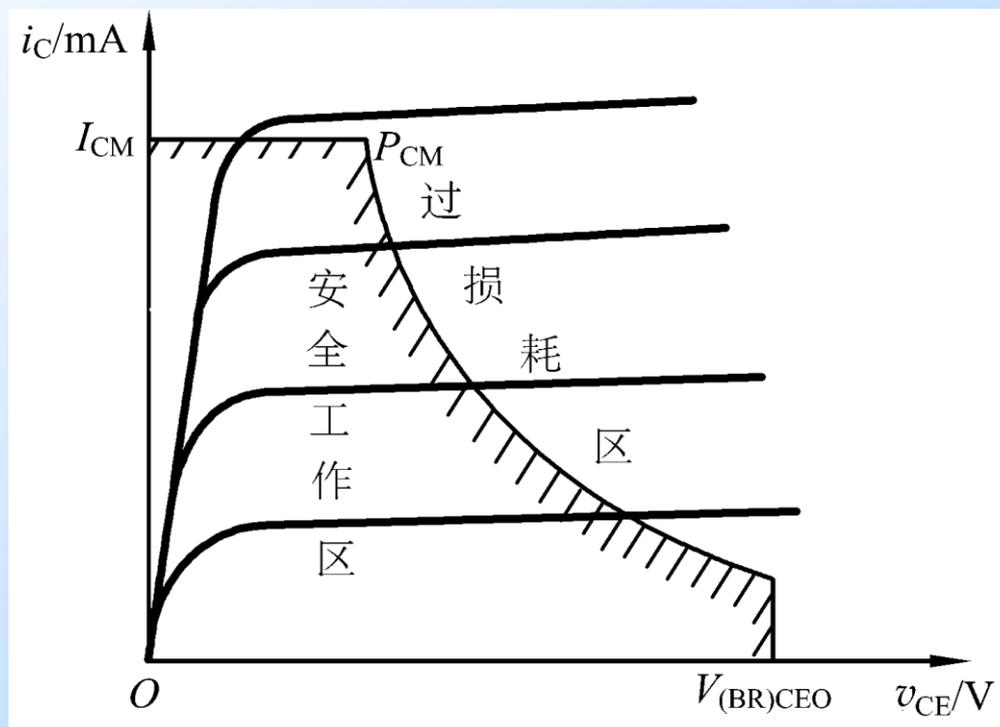


4.1.4 BJT的主要参数

3. 极限参数

- (1) 集电极最大允许电流 I_{CM}
- (2) 集电极最大允许功率损耗 P_{CM}

$$P_{CM} = I_C V_{CE}$$



4.1.4 BJT的主要参数

3. 极限参数

(3) 反向击穿电压

- $V_{(BR)CBO}$ ——发射极开路时的集电结反向击穿电压。
- $V_{(BR)EBO}$ ——集电极开路时发射结的反向击穿电压。
- $V_{(BR)CEO}$ ——基极开路时集电极和发射极间的击穿电压。

几个击穿电压有如下关系

$$V_{(BR)CBO} > V_{(BR)CEO} > V_{(BR)EBO}$$

4.1.5 温度对BJT参数及特性的影响

1. 温度对BJT参数的影响

(1) 温度对 I_{CBO} 的影响

温度每升高 10°C ， I_{CBO} 约增加一倍。

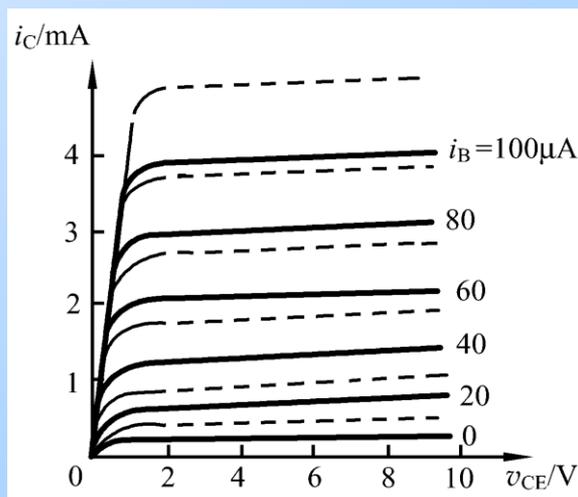
(2) 温度对 β 的影响

温度每升高 1°C ， β 值约增大 $0.5\%\sim 1\%$ 。

(3) 温度对反向击穿电压 $V_{(BR)CBO}$ 、 $V_{(BR)CEO}$ 的影响

温度升高时， $V_{(BR)CBO}$ 和 $V_{(BR)CEO}$ 都会有所提高。

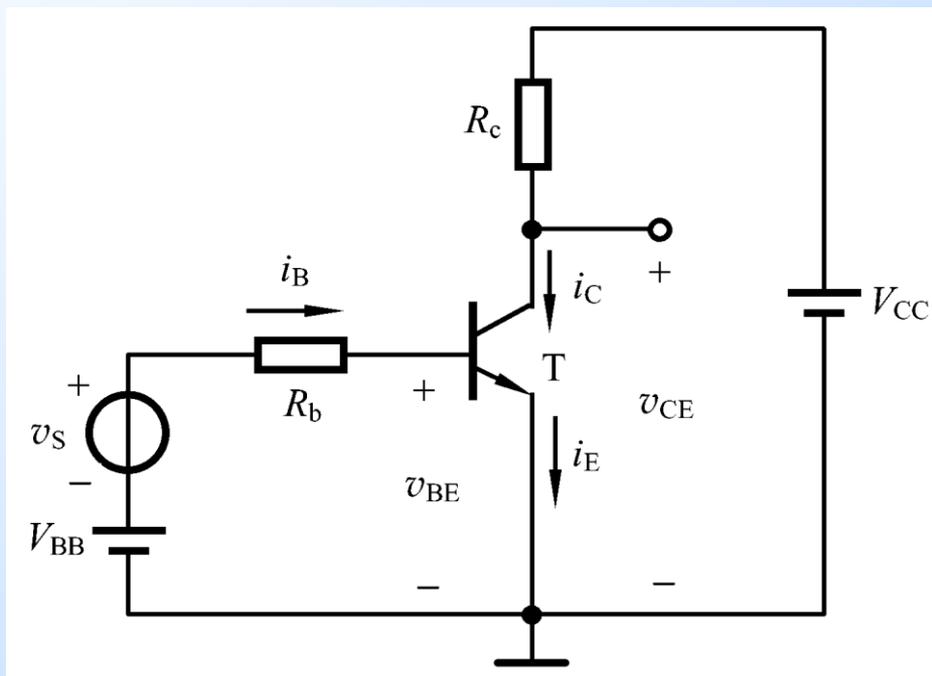
2. 温度对BJT特性曲线的影响



end

4.2 共射极放大电路的工作原理

4.2.1 基本共射极放大电路的组成



基本共射极放大电路

4.2.2 基本共射极放大电路的工作原理

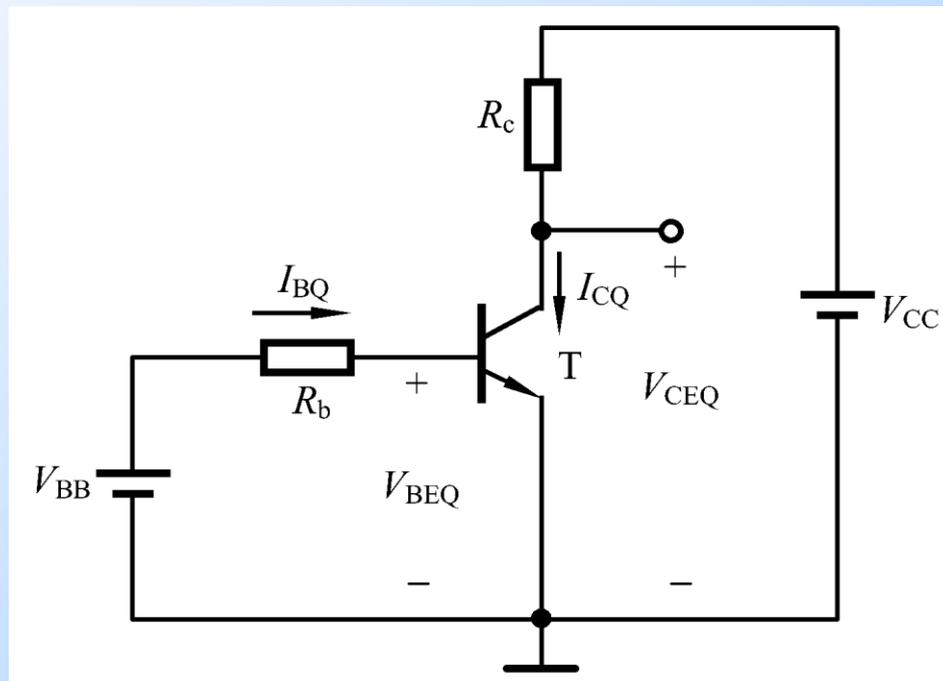
1. 静态(直流工作状态)

输入信号 $v_i = 0$ 时，放大电路的工作状态称为静态或直流工作状态。

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_b}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} + I_{CEO} \approx \beta I_{BQ}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c$$

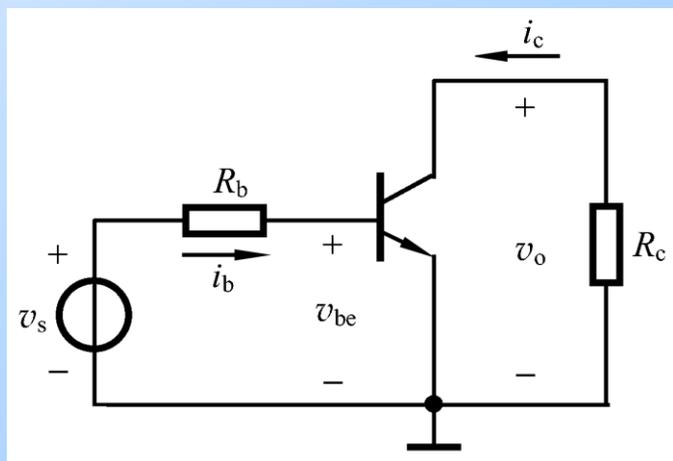
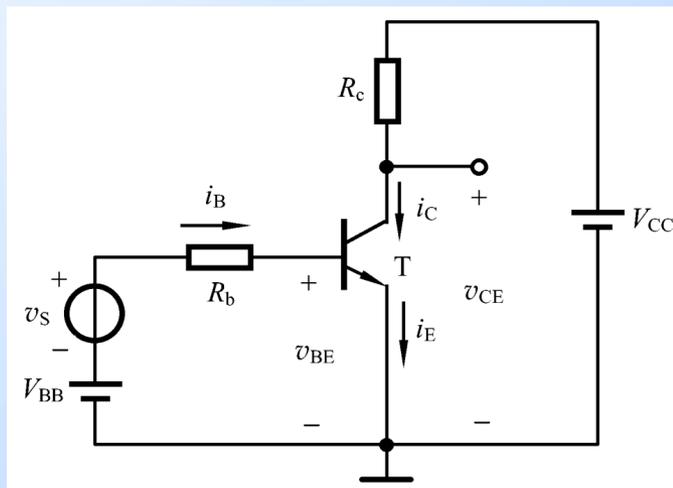


直流通路

4.2.2 基本共射极放大电路的工作原理

2. 动态

输入正弦信号 v_s 后，电路将处在动态工作情况。此时，BJT各极电流及电压都将在静态值的基础上随输入信号作相应的变化。



交流通路



4.3 放大电路的分析方法

4.3.1 图解分析法

1. 静态工作点的图解分析
2. 动态工作情况的图解分析
3. 非线性失真的图解分析
4. 图解分析法的适用范围

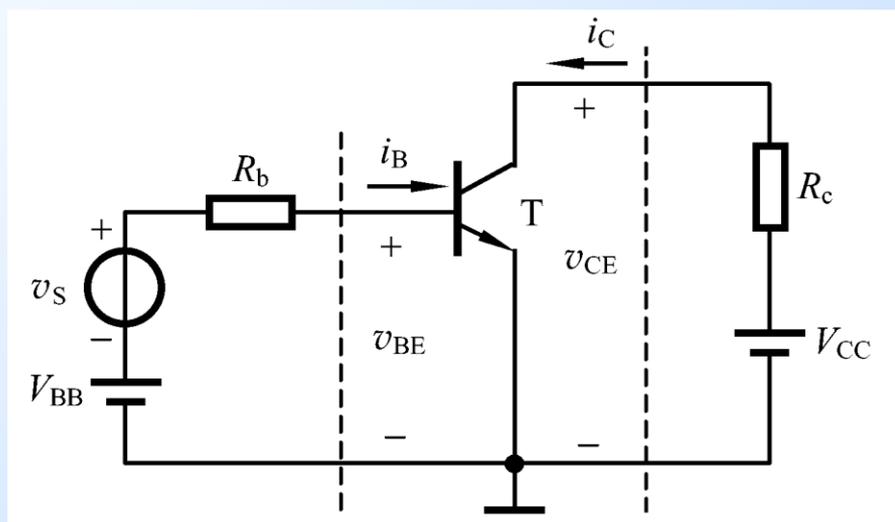
4.3.2 小信号模型分析法

1. BJT的H参数及小信号模型
2. 用H参数小信号模型分析基本共射极放大电路
3. 小信号模型分析法的适用范围

4.3.1 图解分析法

1. 静态工作点的图解分析

采用该方法分析静态工作点，必须已知三极管的输入输出特性曲线。



共射极放大电路

4.3.1 图解分析法

1. 静态工作点的图解分析

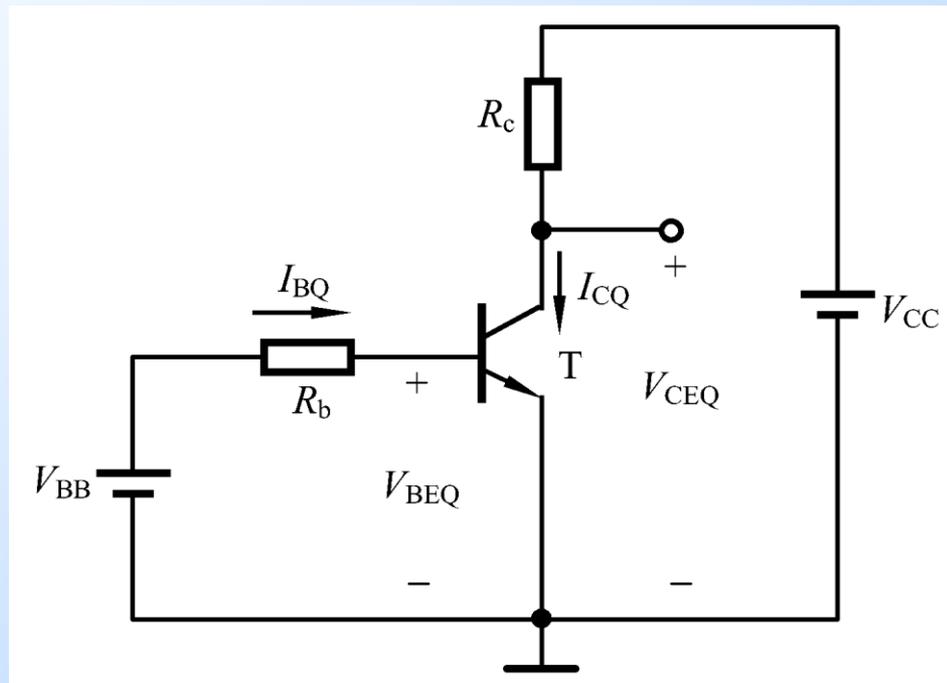
- 首先，画出直流通路

- 列输入回路方程

$$v_{BE} = V_{BB} - i_B R_b$$

- 列输出回路方程（直流负载线）

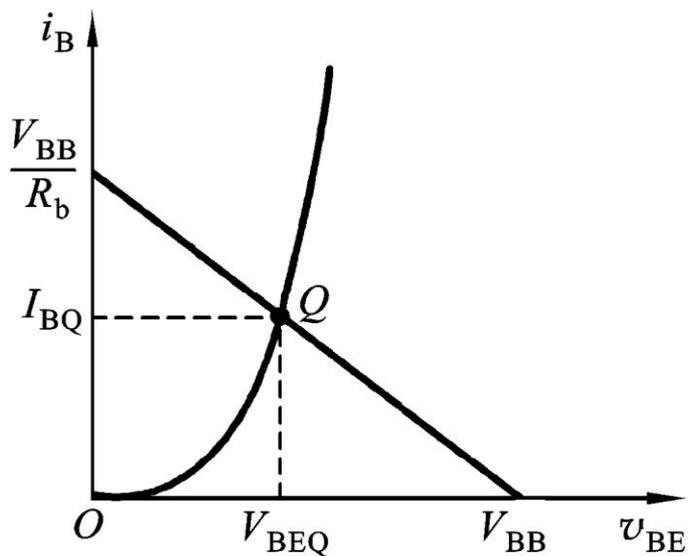
$$V_{CE} = V_{CC} - i_C R_c$$



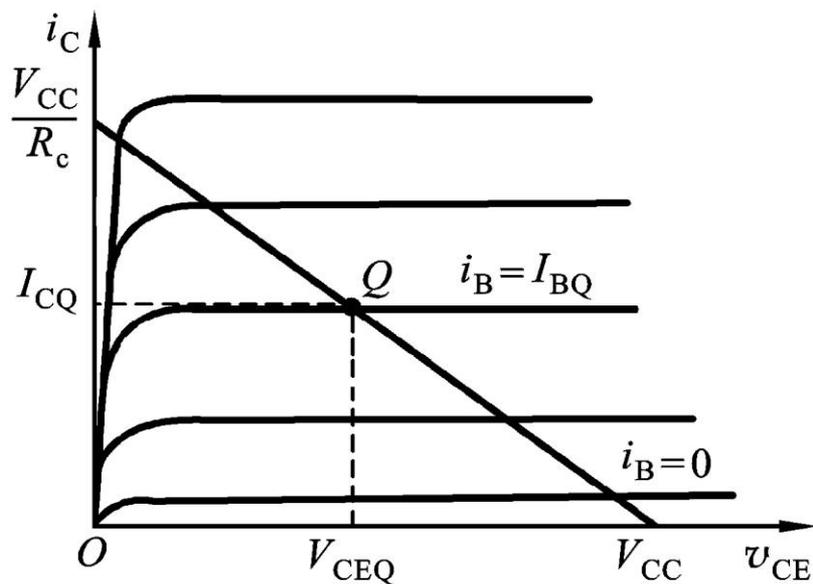
直流通路

- 在输入特性曲线上，作出直线 $v_{BE} = V_{BB} - i_B R_b$ ，两线的交点即是 Q 点，得到 I_{BQ} 。

- 在输出特性曲线上，作出直流负载线 $V_{CE} = V_{CC} - i_C R_c$ ，与 I_{BQ} 曲线的交点即为 Q 点，从而得到 V_{CEQ} 和 I_{CQ} 。



(a)



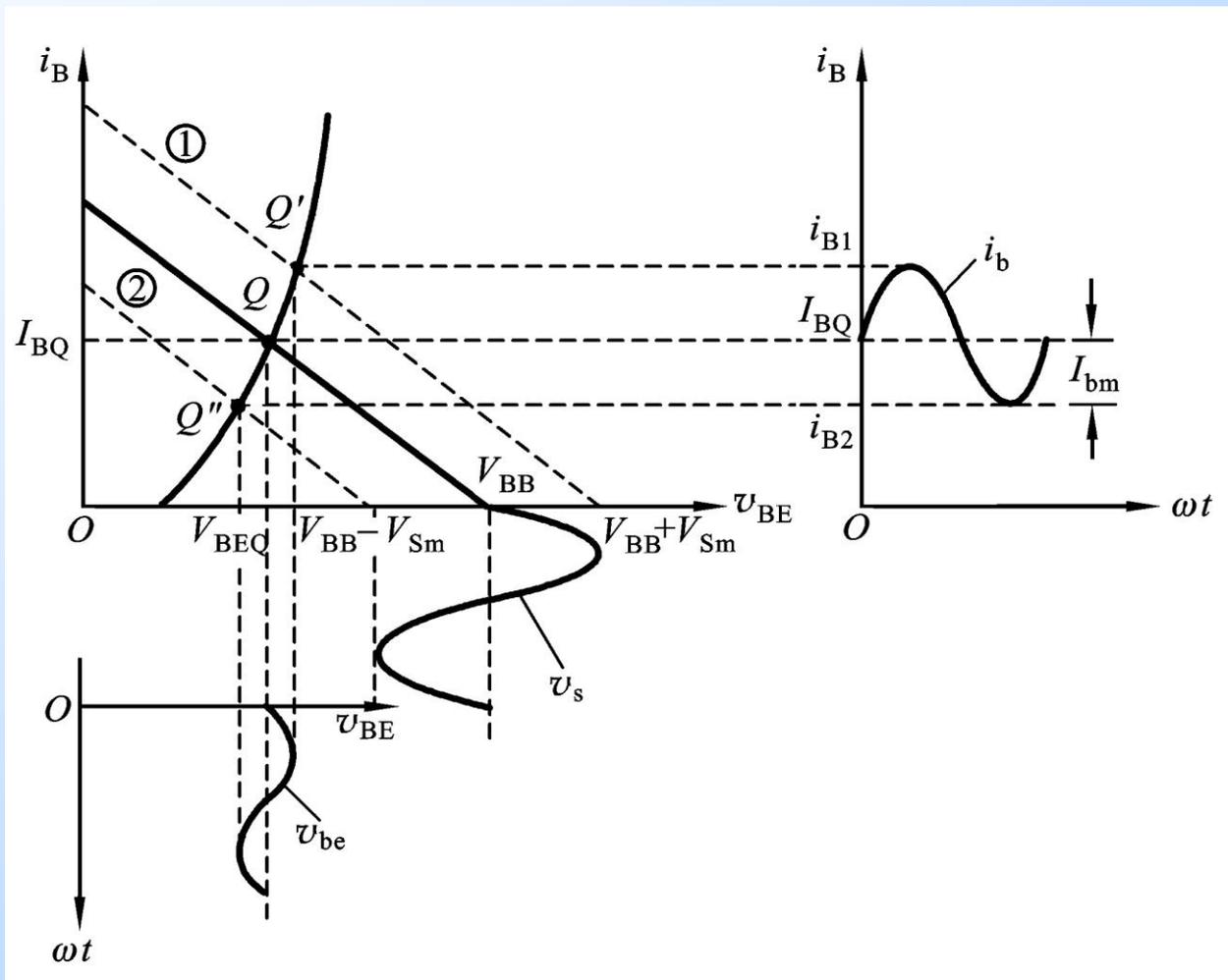
(b)

2. 动态工作情况的图解分析

- 根据 v_s 的波形，在BJT的输入特性曲线图上画出 v_{BE} 、 i_B 的波形

$$v_s = V_{sm} \sin \omega t$$

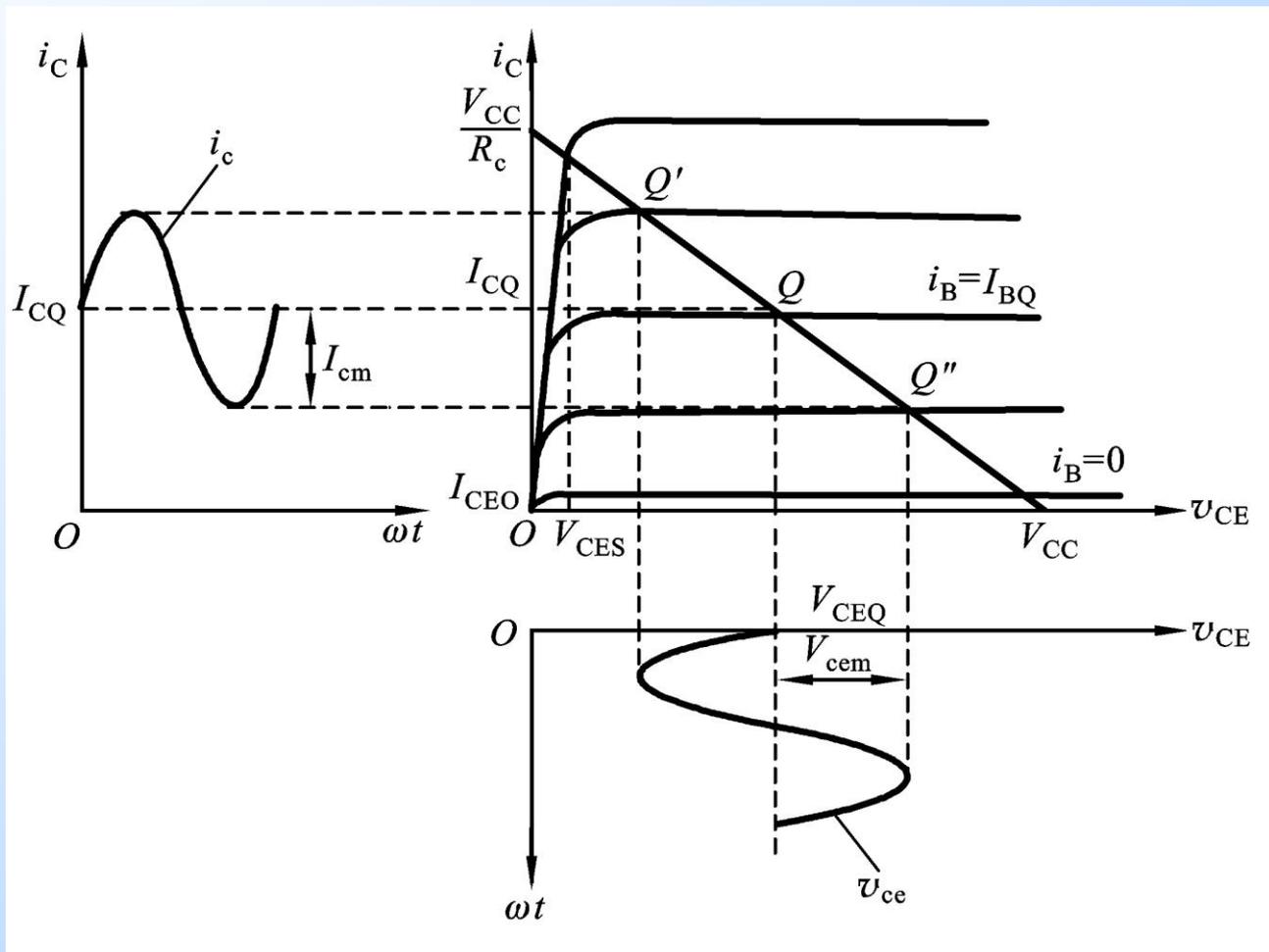
$$v_{BE} = V_{BB} + v_s - i_B R_b$$



2. 动态工作情况的图解分析

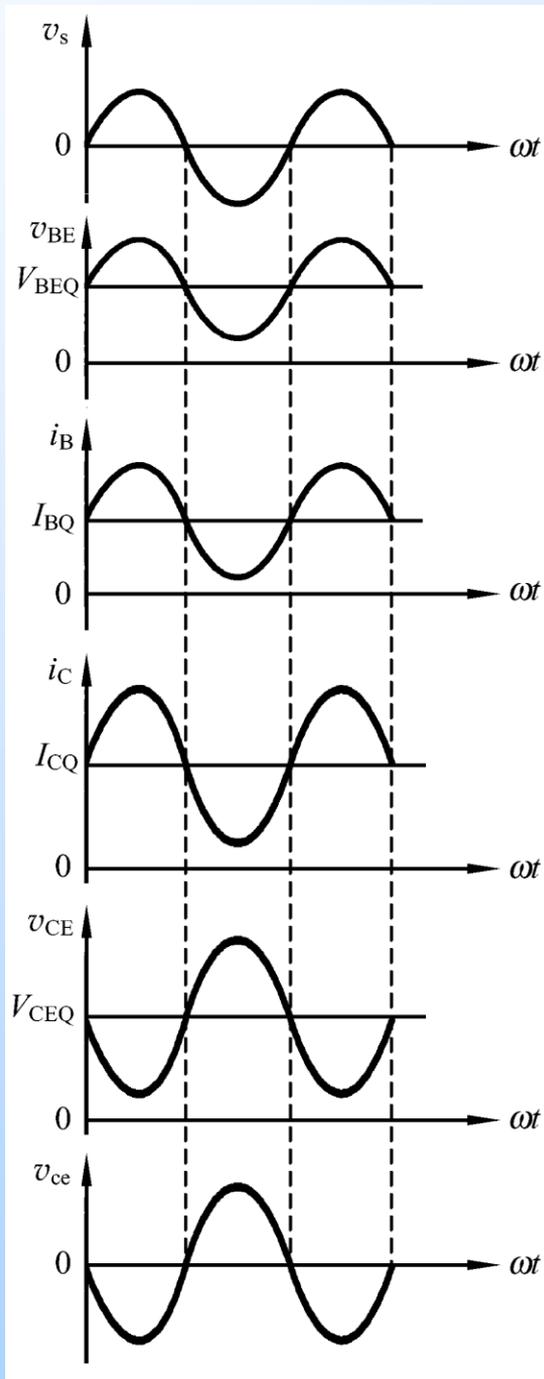
- 根据 i_B 的变化范围在输出特性曲线图上画出 i_C 和 v_{CE} 的波形

$$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_c$$

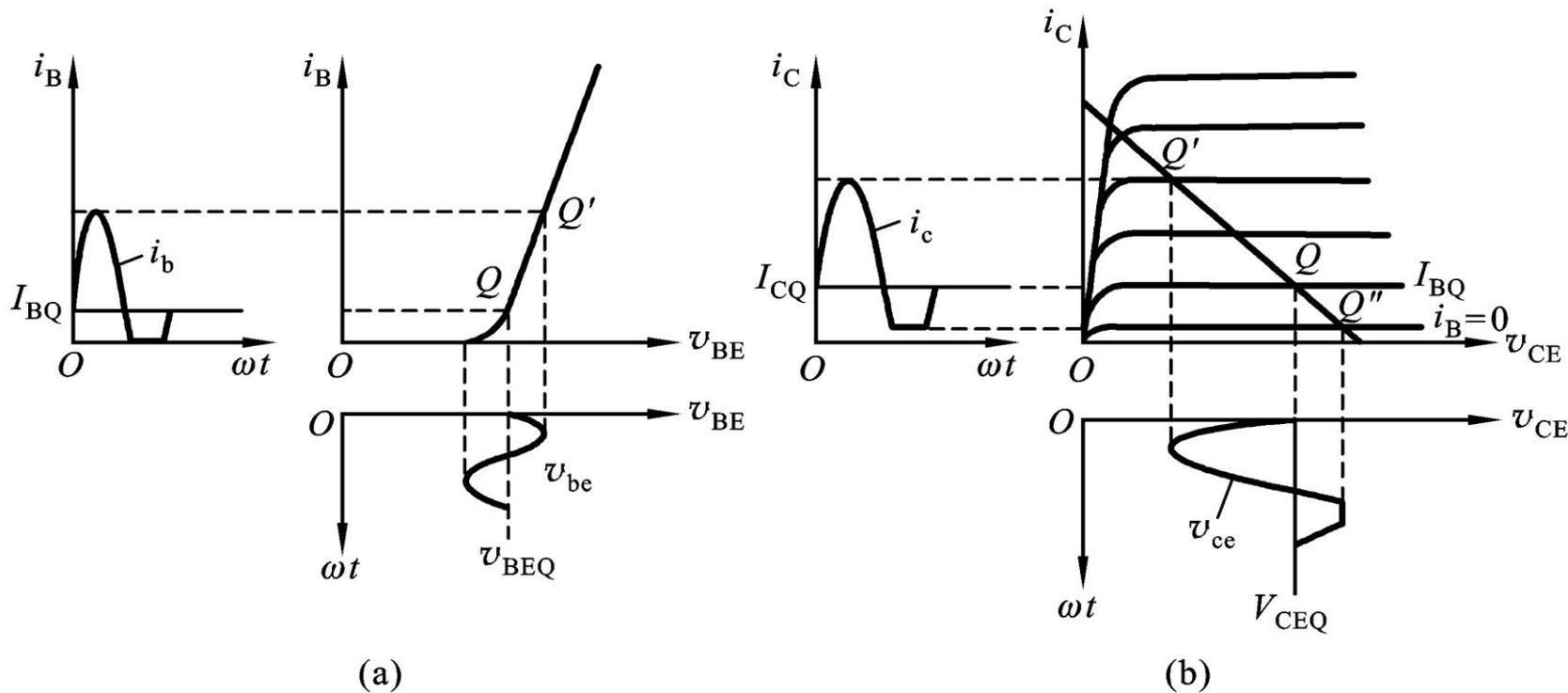


2. 动态工作情况的图解分析

- 共射极放大电路中的电压、电流波形

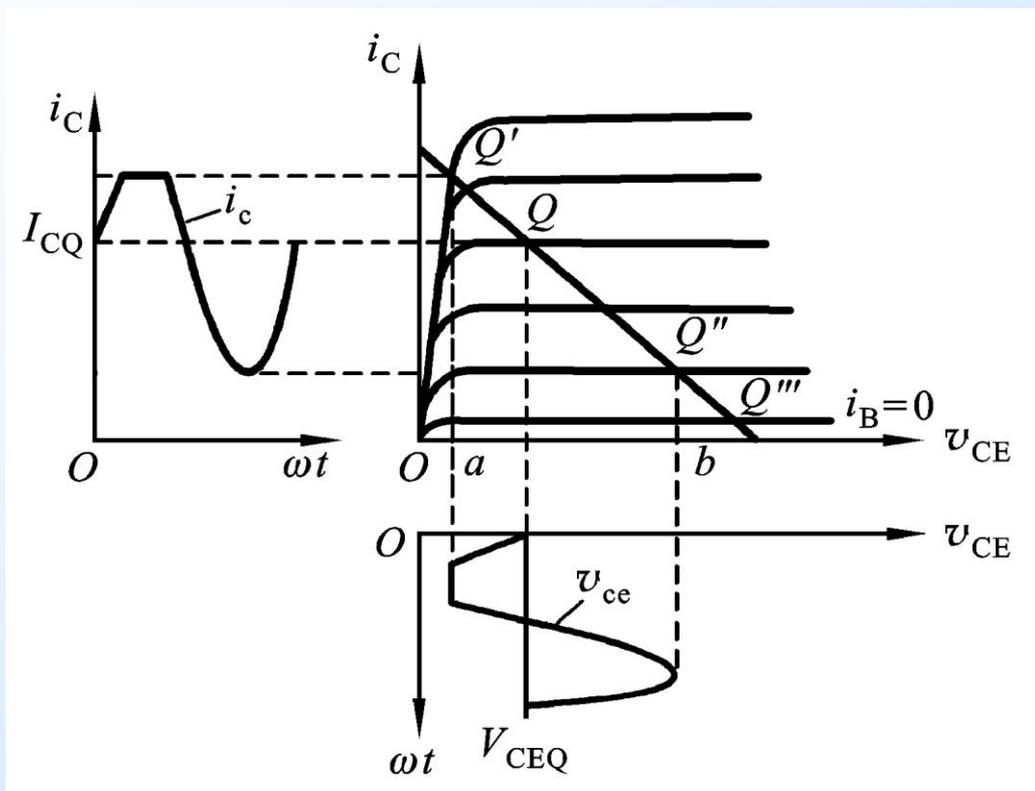


3. 静态工作点对波形失真的影响



截止失真的波形

3. 静态工作点对波形失真的影响



饱和失真的波形



4. 图解分析法的适用范围

幅度较大而工作频率不太高的情况

优点:

直观、形象。有助于建立和理解交、直流共存，静态和动态等重要概念；有助于理解正确选择电路参数、合理设置静态工作点的重要性。能全面地分析放大电路的静态、动态工作情况。

缺点:

不能分析工作频率较高时的电路工作状态，也不能用来分析放大电路的输入电阻、输出电阻等动态性能指标。



4.3.2 小信号模型分析法

1. BJT的H参数及小信号模型

建立小信号模型的意义

由于三极管是非线性器件，这样就使得放大电路的分析非常困难。建立小信号模型，就是将非线性器件做线性化处理，从而简化放大电路的分析和设计。

建立小信号模型思路

当放大电路的输入信号电压很小时，就可以把三极管小范围内的特性曲线近似地用直线来代替，从而可以把三极管这个非线性器件所组成的电路当作线性电路来处理。



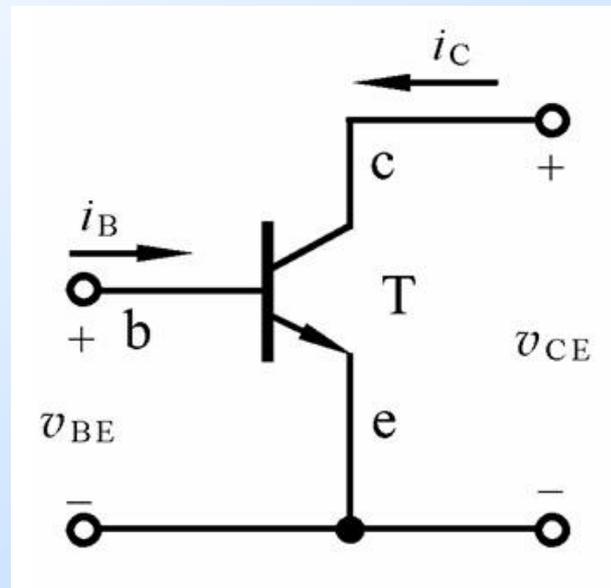
1. BJT的H参数及小信号模型

• H参数的引出

对于BJT双口网络，已知输入输出特性曲线如下：

$$i_B = f(v_{BE}) \Big|_{v_{CE} = \text{const}}$$

$$i_C = f(v_{CE}) \Big|_{i_B = \text{const}}$$



BJT双口网络

可以写成： $v_{BE} = f_1(i_B, v_{CE})$ $i_C = f_2(i_B, v_{CE})$

在小信号情况下，对上两式取全微分得

$$dv_{BE} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{v_{CE}} \cdot di_B + \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{i_B} \cdot dv_{CE}$$

$$di_C = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{v_{CE}} \cdot di_B + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{i_B} \cdot dv_{CE}$$

用小信号交流分量表示 $v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce}$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce}$$



1. BJT的H参数及小信号模型

• H参数的引出

其中：

$$v_{be} = h_{ie}i_b + h_{re}v_{ce}$$

$$i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}v_{ce}$$

$$h_{ie} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}} \quad \text{输出端交流短路时的输入电阻；}$$

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}} \quad \text{输出端交流短路时的正向电流传输比或电
流放大系数；}$$

$$h_{re} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B} \quad \text{输入端交流开路时的反向电压传输比；}$$

$$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B} \quad \text{输入端交流开路时的输出电导。}$$

四个参数量纲各不相同，故称为混合参数（H参数）。



1. BJT的H参数及小信号模型

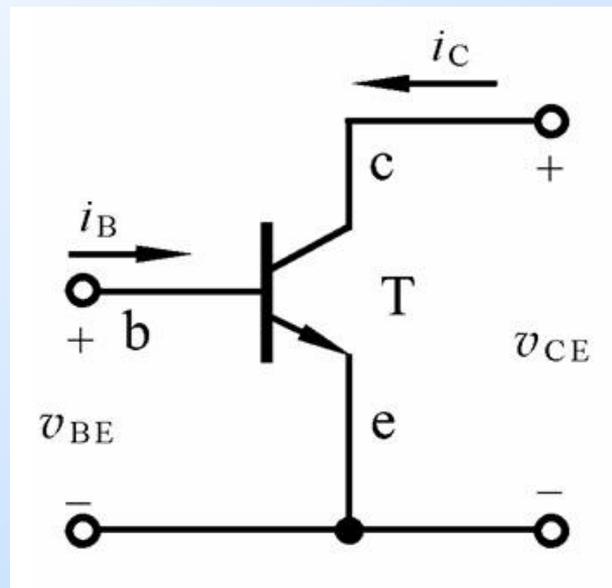
• H参数小信号模型

根据

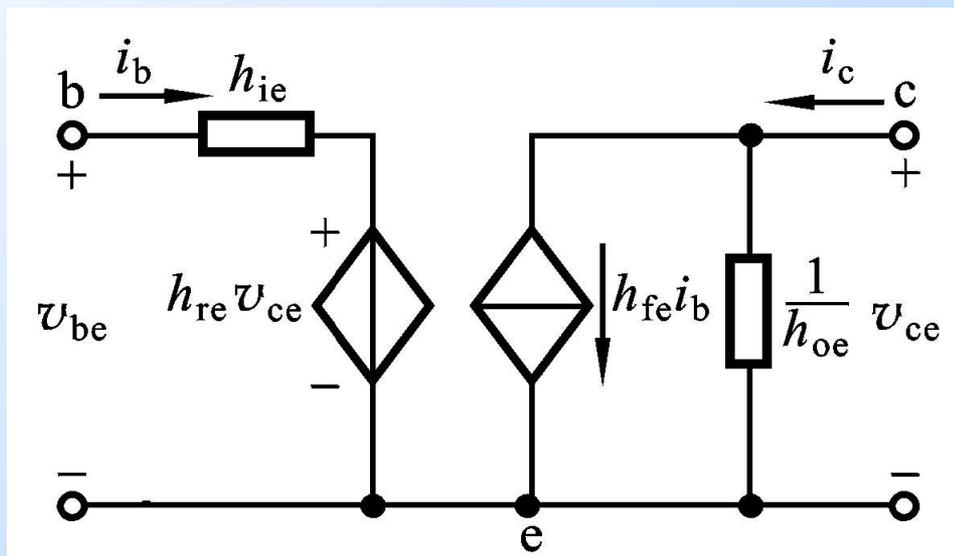
$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce}$$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce}$$

可得小信号模型



BJT双口网络



BJT的H参数模型

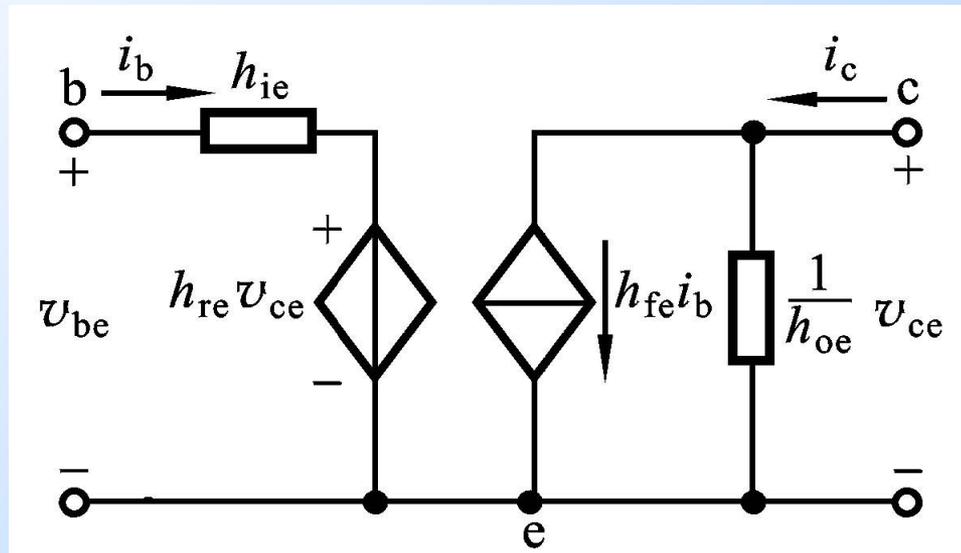


1. BJT的H参数及小信号模型

• H参数小信号模型

受控电流源 $h_{fe} i_b$ ，反映了BJT的基极电流对集电极电流的控制作用。电流源的流向由 i_b 的流向决定。

$h_{re} v_{ce}$ 是一个受控电压源。反映了BJT输出回路电压对输入回路的影响。



- H参数都是小信号参数，即微变参数或交流参数。
- H参数与工作点有关，在放大区基本不变。
- H参数都是微变参数，所以只适合对交流信号的分析。

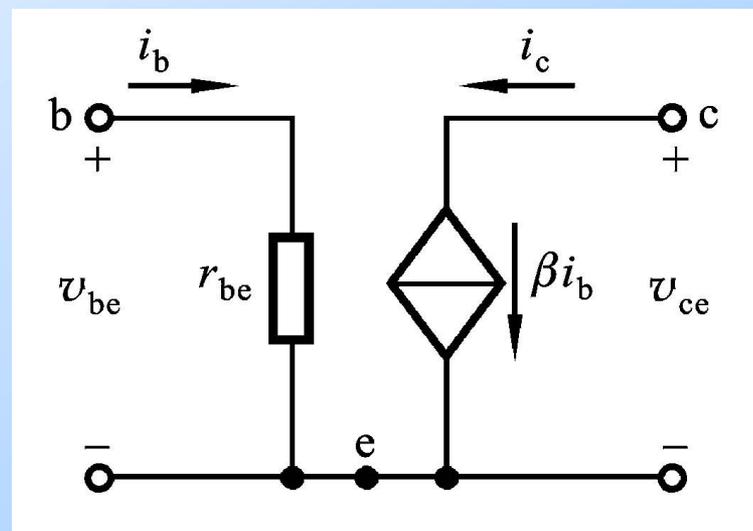
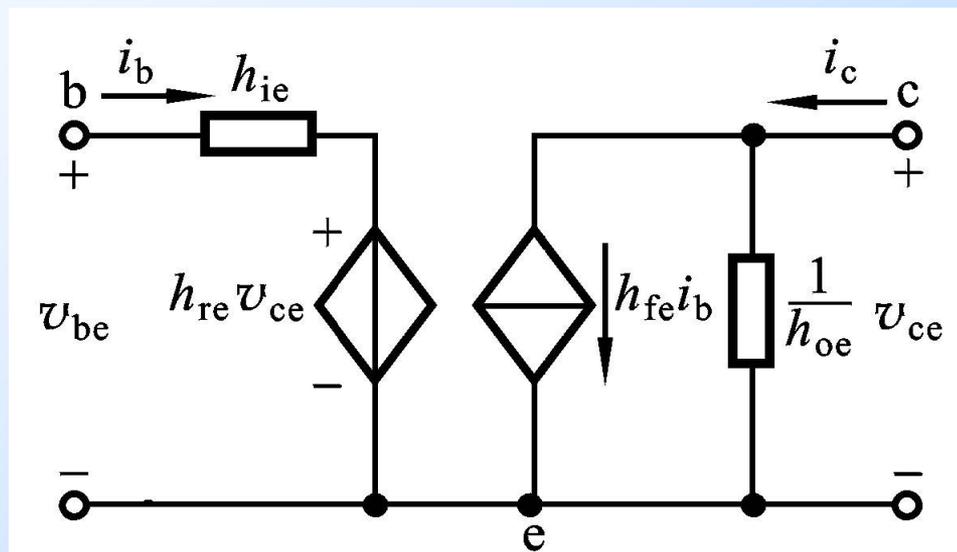
1. BJT的H参数及小信号模型

• 模型的简化

BJT在共射连接时，其H参数的数量级一般为

$$[h]_e = \begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10^3 \Omega & 10^{-3} \sim 10^{-4} \\ 10^2 & 10^{-5} S \end{bmatrix}$$

h_{re} 和 h_{oe} 都很小，常忽略它们的影响。





1. BJT的H参数及小信号模型

• H参数的确定

β 一般用测试仪测出;

r_{be} 与Q点有关, 可用图示仪测出。

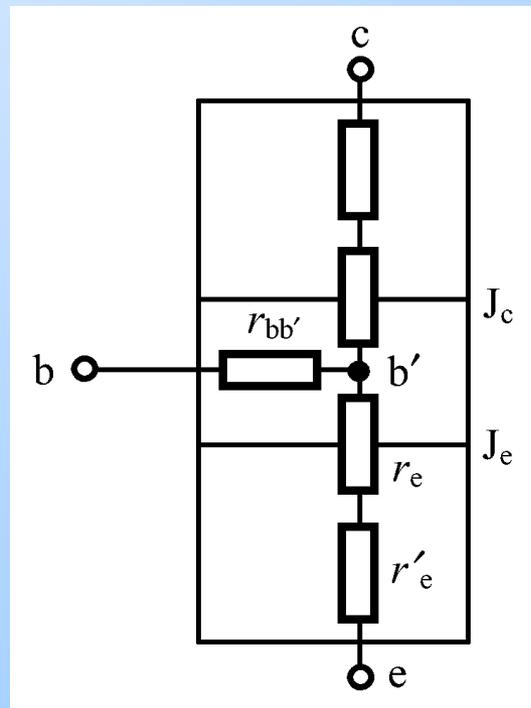
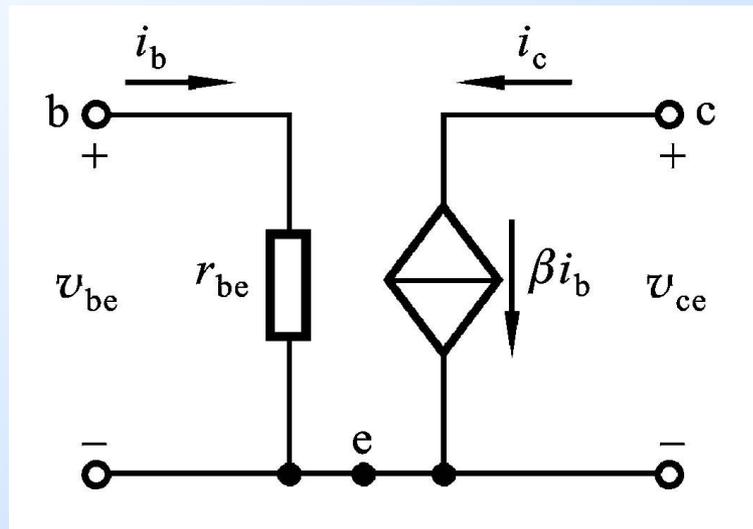
一般也用公式估算 r_{be} (忽略 r'_e)

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) r_e$$

其中对于低频小功率管 $r_{bb'} \approx 200\Omega$

$$\text{而 } r_e = \frac{V_T (\text{mV})}{I_{EQ} (\text{mA})} = \frac{26 (\text{mV})}{I_{EQ} (\text{mA})} \quad (T=300\text{K})$$

$$\text{则 } r_{be} \approx 200\Omega + (1 + \beta) \frac{26 (\text{mV})}{I_{EQ} (\text{mA})}$$



4.3.2 小信号模型分析法

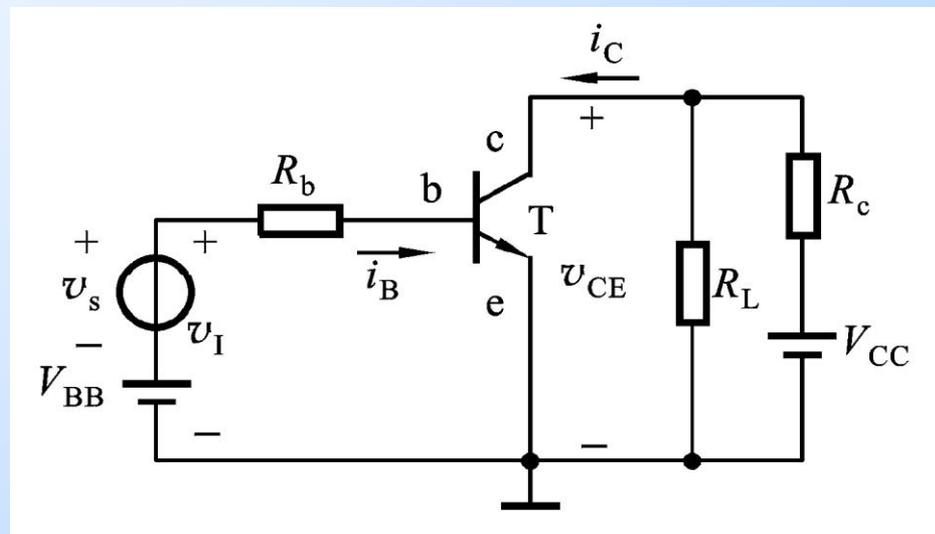
2. 用H参数小信号模型分析基本共射极放大电路

(1) 利用直流通路求Q点

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_b}$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$V_{CE} = \left(\frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_c} - I_C \right) R_L$$

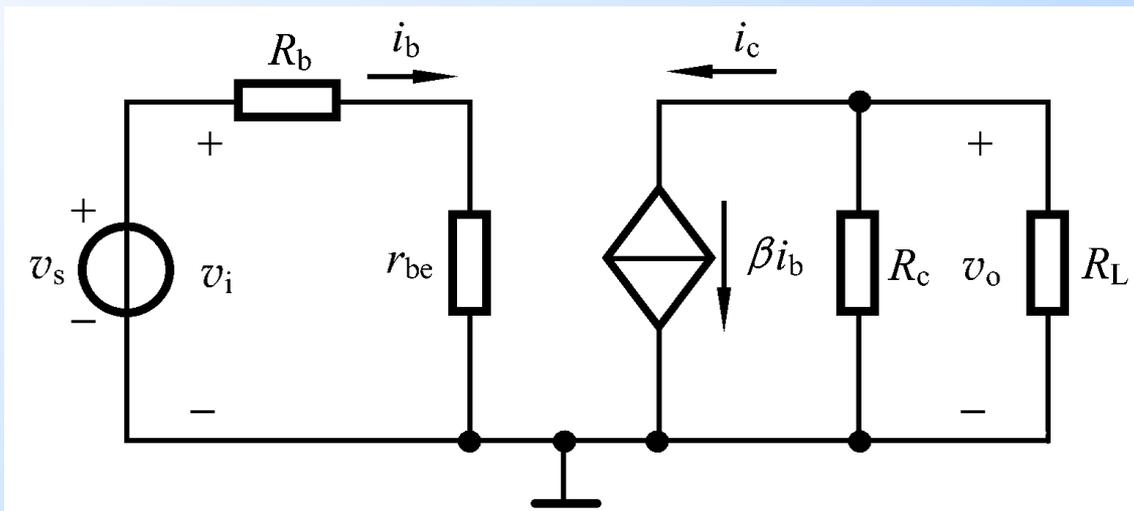
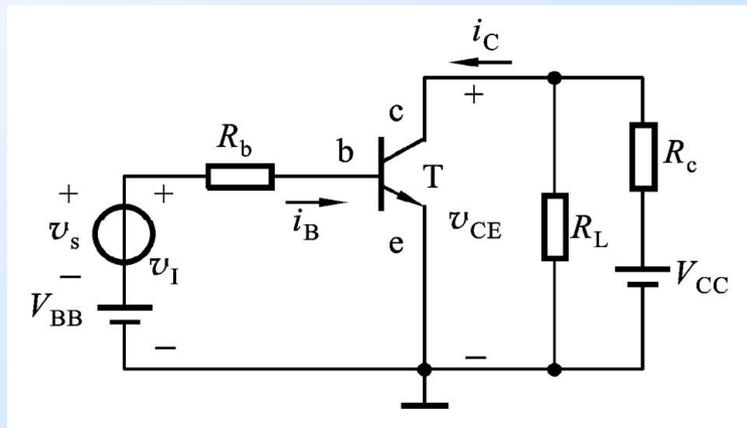


共射极放大电路

一般硅管 $V_{BE}=0.7V$ ，锗管 $V_{BE}=0.2V$ ， β 已知。

2. 用H参数小信号模型分析基本共射极放大电路

(2) 画小信号等效电路



H参数小信号等效电路

2. 用H参数小信号模型分析基本共射极放大电路

(3) 求放大电路动态指标

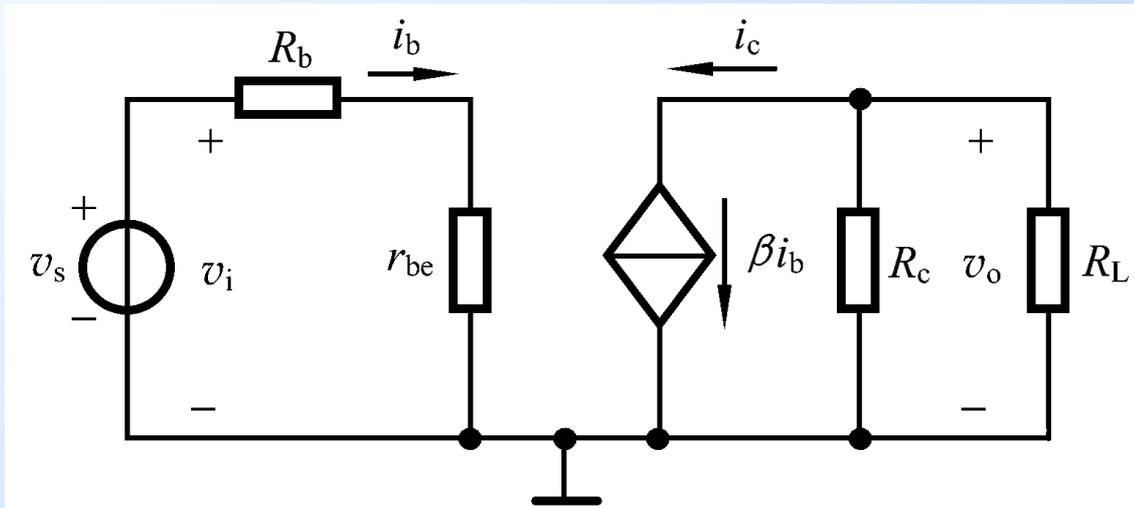
电压增益

根据

$$v_i = i_b \cdot (R_b + r_{be})$$

$$i_c = \beta \cdot i_b$$

$$v_o = -i_c \cdot (R_c // R_L)$$



H参数小信号等效电路

则电压增益为

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_o}{v_i} = \frac{-i_c \cdot (R_c // R_L)}{i_b \cdot (R_b + r_{be})} \\ &= \frac{-\beta \cdot i_b \cdot (R_c // R_L)}{i_b \cdot (R_b + r_{be})} = -\frac{\beta \cdot (R_c // R_L)}{(R_b + r_{be})} \end{aligned}$$

(可作为公式)

2. 用H参数小信号模型分析基本共射极放大电路

(3) 求放大电路动态指标

输入电阻

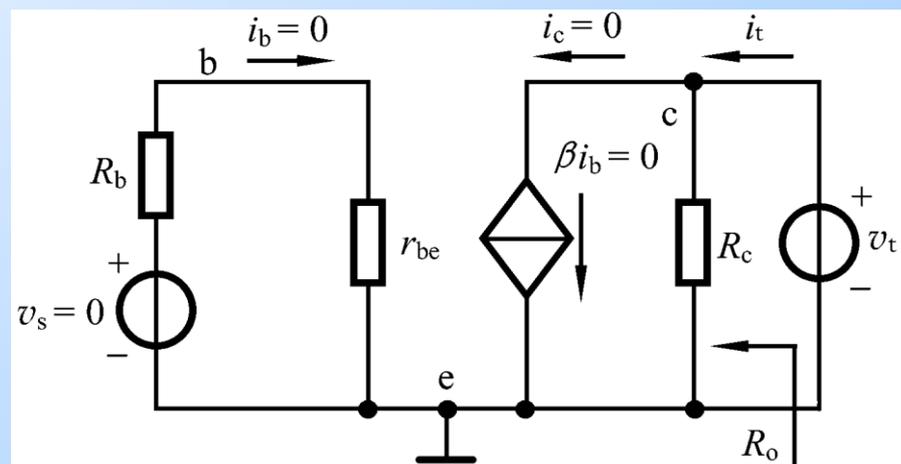
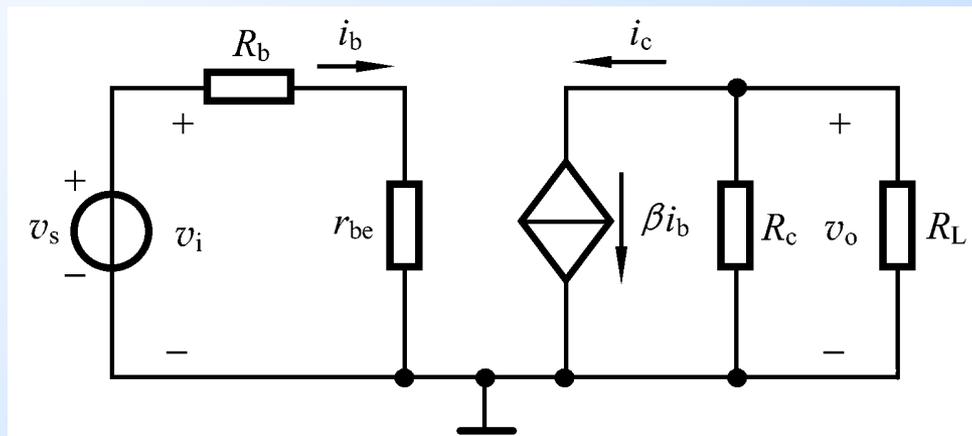
$$\begin{aligned} R_i &= \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{i_b} \\ &= \frac{i_b (R_b + r_{be})}{i_b} \\ &= R_b + r_{be} \end{aligned}$$

输出电阻

$$R_o = \left. \frac{v_t}{i_t} \right|_{v_s=0, R_L=\infty}$$

$$\text{令 } v_i = 0 \quad \longrightarrow \quad i_b = 0 \quad \longrightarrow \quad \beta \cdot i_b = 0$$

$$\text{所以 } R_o = R_c$$





4.3.2 小信号模型分析法

3. 小信号模型分析法的适用范围

放大电路的输入信号幅度较小，BJT工作在其 $V-T$ 特性曲线的线性范围（即放大区）内。H参数的值是在静态工作点上求得的。所以，放大电路的动态性能与静态工作点参数值的大小及稳定性密切相关。

优点：

分析放大电路的动态性能指标(A_v 、 R_i 和 R_o 等)非常方便，且适用于频率较高时的分析。

缺点：

在BJT与放大电路的小信号等效电路中，电压、电流等电量及BJT的H参数均是针对变化量(交流量)而言的，不能用来分析计算静态工作点。

例题

放大电路如图所示。已知BJT的 $\beta=80$,

$R_b=300\text{k}\Omega$, $R_c=2\text{k}\Omega$, $V_{CC}=+12\text{V}$, 求:

- (1) 放大电路的 Q 点。此时BJT工作在哪个区域?
- (2) 当 $R_b=100\text{k}\Omega$ 时, 放大电路的 Q 点。此时BJT工作在哪个区域? (忽略BJT的饱和压降)

解: (1)
$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} \approx \frac{12\text{V}}{300\text{k}\Omega} = 40\mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ} = 80 \times 40\mu\text{A} = 3.2\text{mA} \quad V_{CEQ} = V_{CC} - R_c \cdot I_{CQ} = 12\text{V} - 2\text{k}\Omega \times 3.2\text{mA} = 5.6\text{V}$$

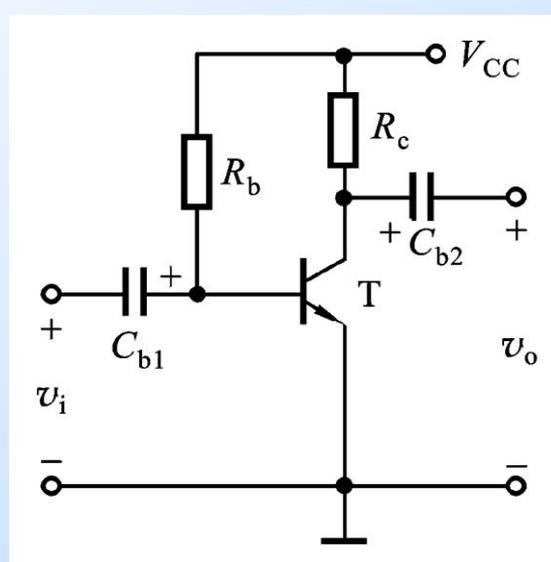
静态工作点为 $Q(40\mu\text{A}, 3.2\text{mA}, 5.6\text{V})$, BJT工作在放大区。

(2) 当 $R_b=100\text{k}\Omega$ 时,
$$I_{BQ} = \frac{V_{CC}}{R_b} \approx \frac{12\text{V}}{100\text{k}\Omega} = 120\mu\text{A} \quad I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ} = 80 \times 120\mu\text{A} = 9.6\text{mA}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - R_c \cdot I_{CQ} = 12\text{V} - 2\text{k}\Omega \times 9.6\text{mA} = -7.2\text{V} \quad V_{CE} \text{不可能为负值,}$$

其最小值也只能为0, 即 I_C 的最大电流为:
$$I_{CM} = \frac{V_{CC} - V_{CES}}{R_c} \approx \frac{12\text{V}}{2\text{k}\Omega} = 6\text{mA}$$

此时, $Q(120\mu\text{A}, 6\text{mA}, 0\text{V})$, 由于 $\beta \cdot I_{BQ} > I_{CM}$, 所以BJT工作在饱和区。



共射极放大电路



4.4 放大电路静态工作点的稳定问题

4.4.1 温度对静态工作点的影响

4.4.2 射极偏置电路

1. 基极分压式射极偏置电路
2. 含有双电源的射极偏置电路
3. 含有恒流源的射极偏置电路

4.4.1 温度对静态工作点的影响

4.1.6节讨论过，温度上升时，BJT的反向电流 I_{CBO} 、 I_{CEO} 及电流放大系数 β 或 α 都会增大，而发射结正向压降 V_{BE} 会减小。这些参数随温度的变化，都会使放大电路中的集电极静态电流 I_{CQ} 随温度升高而增加（ $I_{CQ} = \beta I_{BQ} + I_{CEO}$ ），从而使 Q 点随温度变化。

要想使 I_{CQ} 基本稳定不变，就要求在温度升高时，电路能自动地适当减小基极电流 I_{BQ} 。

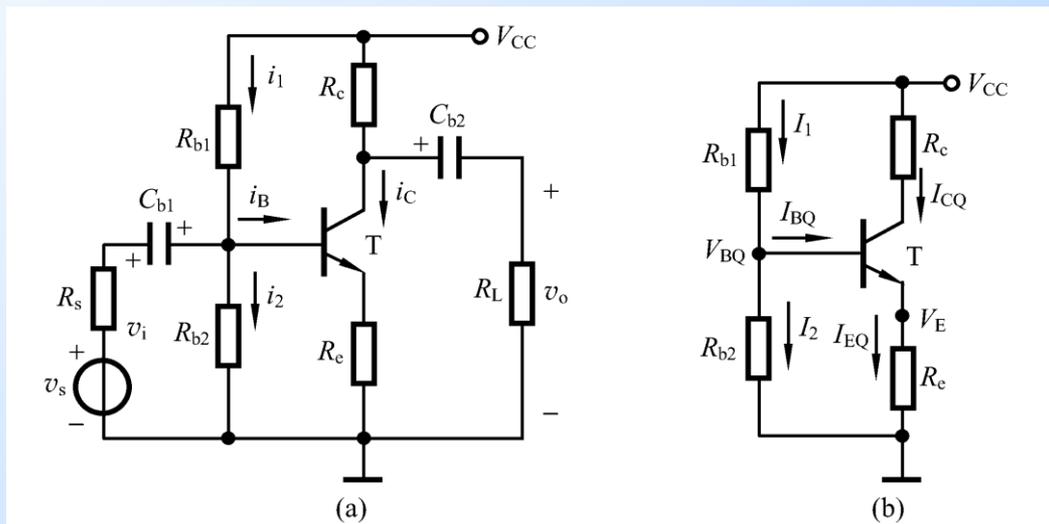
4.4.2 射极偏置电路

1. 基极分压式射极偏置电路

(1) 稳定工作点原理

目标：温度变化时，使 I_C 维持恒定。

如果温度变化时，b点电位能基本不变，则可实现静态工作点的稳定。



(a) 原理电路

(b) 直流通路

稳定原理:

$T \uparrow \rightarrow I_C \uparrow \rightarrow I_E \uparrow \rightarrow V_E \uparrow$ 、 V_B 不变 $\rightarrow V_{BE} \downarrow \rightarrow I_B \downarrow$
 $I_C \downarrow$ ← (反馈控制)

1. 基极分压式射极偏置电路

(1) 稳定工作点原理

b点电位基本不变的条件:

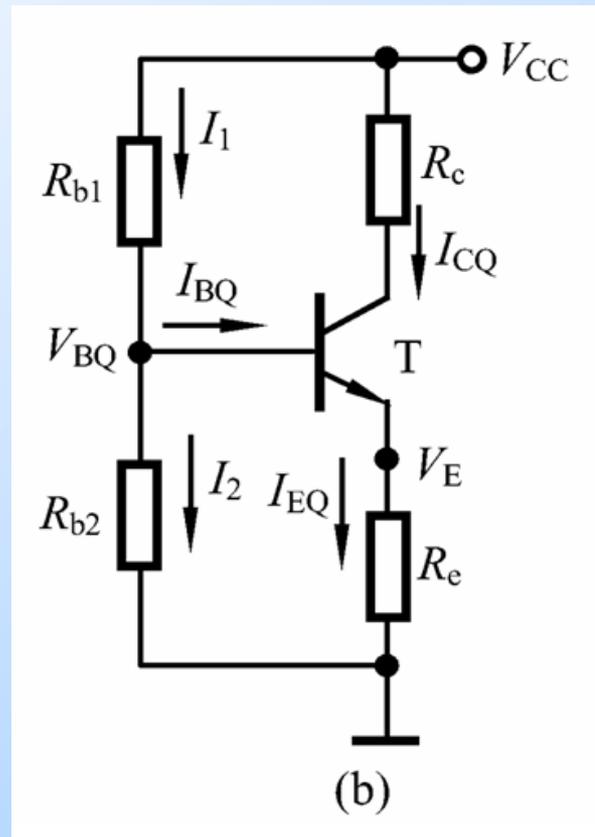
$$I_1 \gg I_{BQ}, V_{BQ} \gg V_{BEQ}$$

$$\text{此时, } V_{BQ} \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \cdot V_{CC}$$

V_{BQ} 与温度无关

R_e 取值越大, 反馈控制作用越强

一般取 $I_1 = (5 \sim 10)I_{BQ}$, $V_{BQ} = 3 \sim 5V$



1. 基极分压式射极偏置电路

(2) 放大电路指标分析

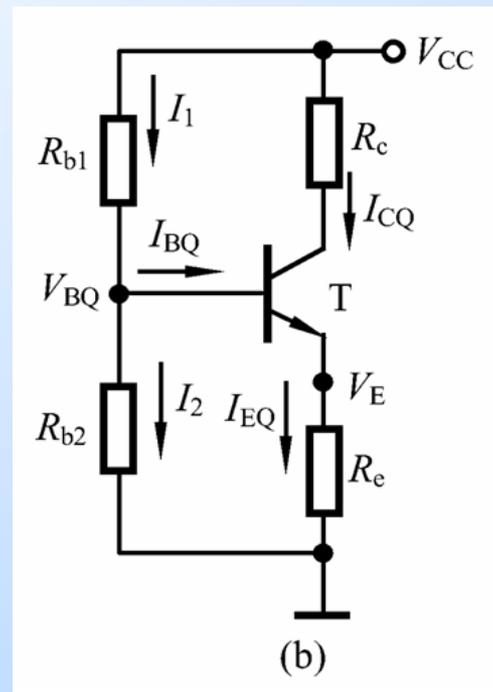
① 静态工作点

$$V_{BQ} \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \cdot V_{CC}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BEQ}}{R_e}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c - I_{EQ}R_e \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e)$$

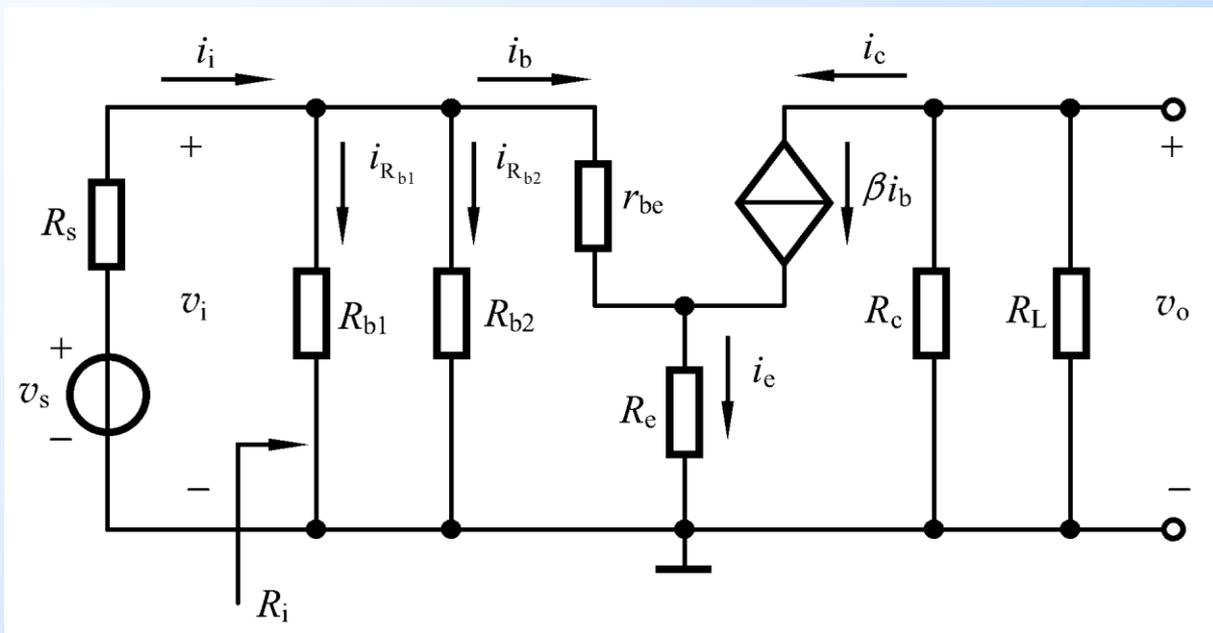
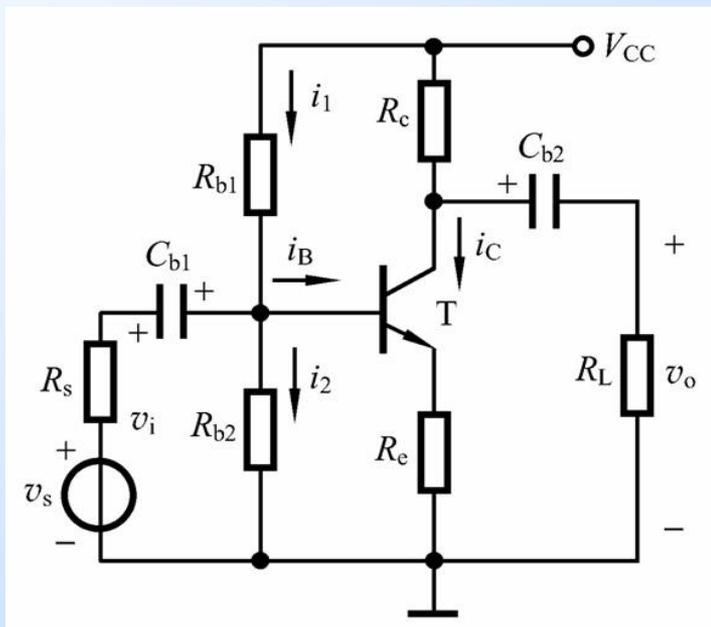
$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$$



(2) 放大电路指标分析

② 电压增益

<A>画小信号等效电路



(2) 放大电路指标分析

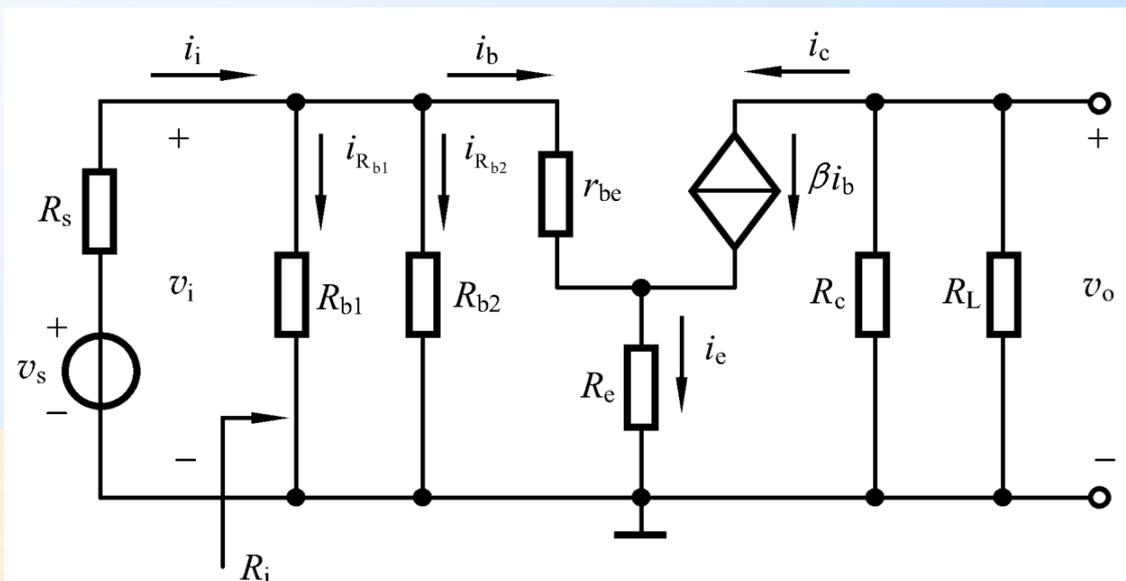
② 电压增益

<A>画小信号等效电路

确定模型参数

β 已知, 求 r_{be}

$$r_{be} \approx 200\Omega + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})}$$



<C>增益

输出回路: $v_o = -\beta \cdot i_b (R_c // R_L)$

输入回路: $v_i = i_b r_{be} + i_e R_e = i_b r_{be} + i_b (1 + \beta) R_e$

电压增益: $A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-\beta \cdot i_b (R_c // R_L)}{i_b [r_{be} + (1 + \beta) R_e]} = -\frac{\beta \cdot (R_c // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) R_e}$

(可作为公式用)

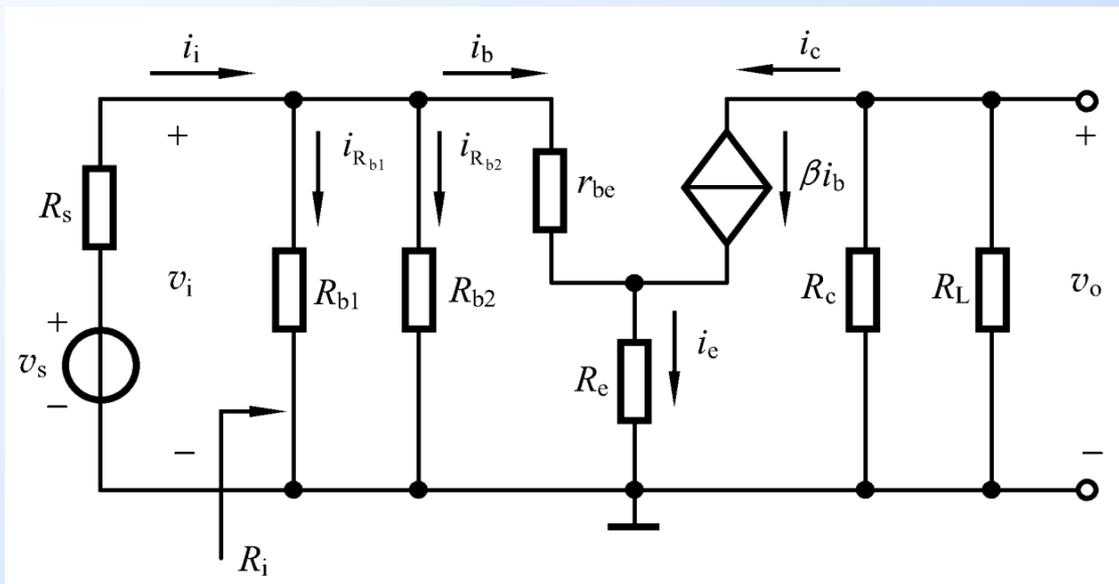
(2) 放大电路指标分析

③ 输入电阻

$$v_i = i_b [r_{be} + (1 + \beta)R_e]$$

$$i_i = i_b + i_{R_b}$$

$$= \frac{v_i}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} + \frac{v_i}{R_{b1}} + \frac{v_i}{R_{b2}}$$



$$\text{则输入电阻 } R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{1}{\frac{1}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} + \frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{b2}}}$$

$$= R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R_e]$$

放大电路的输入电阻不包含信号源的内阻

(2) 放大电路指标分析

④ 输出电阻

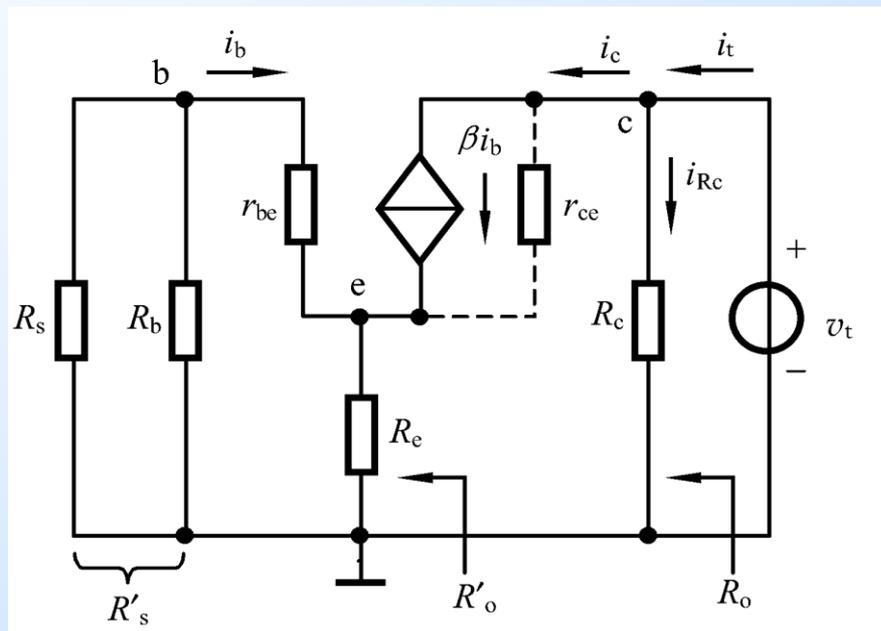
求输出电阻的等效电路

- 网络内独立源置零
- 负载开路
- 输出端口加测试电压

$$\begin{cases} i_b (r_{be} + R'_s) + (i_b + i_c) R_e = 0 \\ v_t - (i_c - \beta \cdot i_b) r_{ce} - (i_c + i_b) R_e = 0 \end{cases}$$

$$\text{则 } R'_o = \frac{v_t}{i_c} = r_{ce} \left(1 + \frac{\beta \cdot R_e}{r_{be} + R'_s + R_e} \right)$$

当 $R'_o \gg R_c$ 时, $R_o \approx R_c$ (一般 $R'_o > r_{ce} \gg R_c$)



其中 $R'_s = R_s // R_{b1} // R_{b2}$

输出电阻 $R_o = R_c // R'_o$

2. 含有双电源的射极偏置电路

(1) 阻容耦合

静态工作点

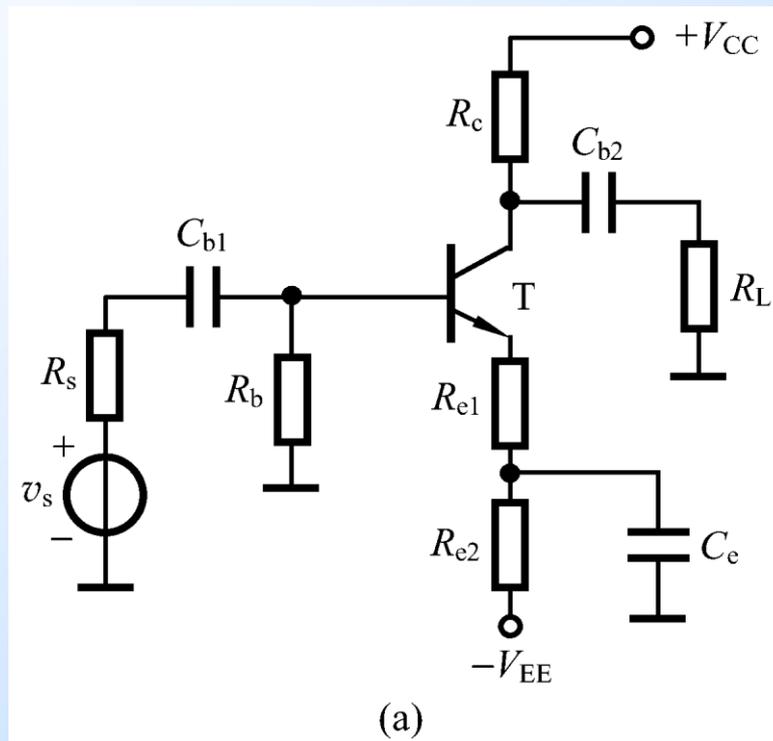
$$I_E = (1 + \beta)I_B$$

$$I_C \approx I_E$$

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

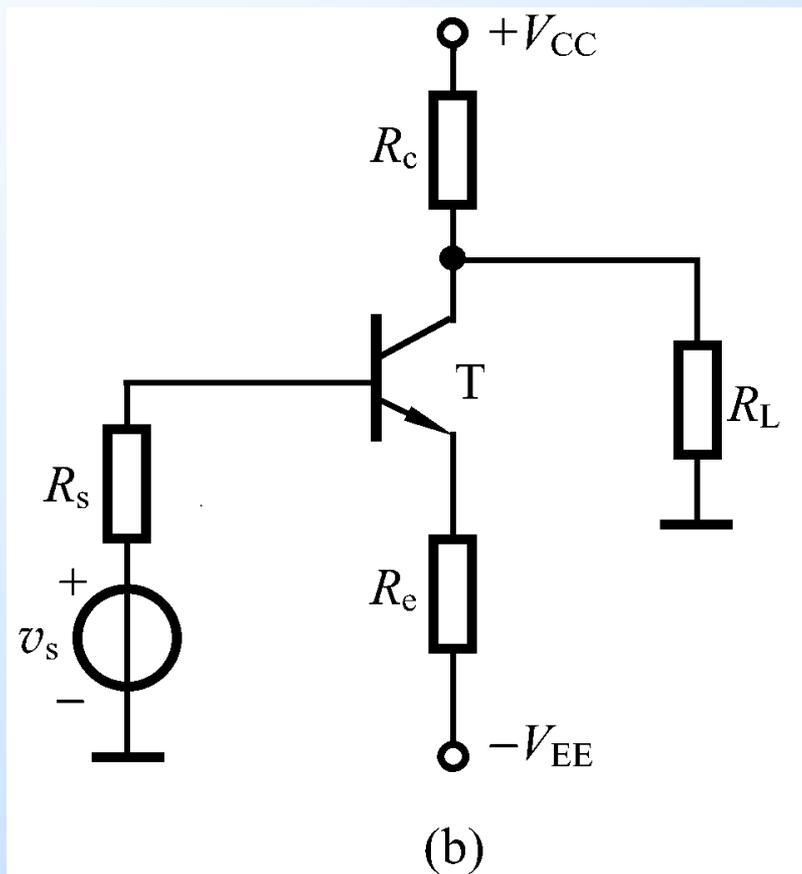
$$0 - R_b I_B - V_{BE} - (R_{e1} + R_{e2})I_E - (-V_{EE}) = 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} - (-V_{EE}) - I_C R_c - I_E (R_{e1} + R_{e1})$$



2. 含有双电源的射极偏置电路

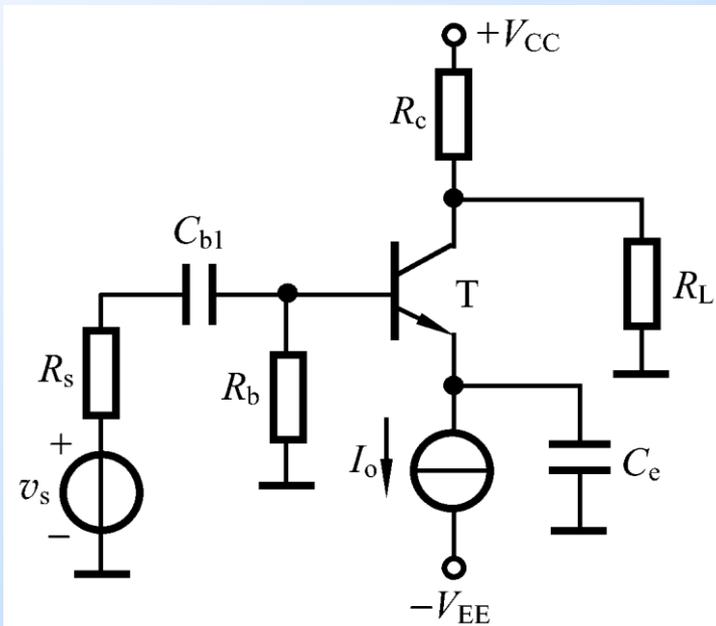
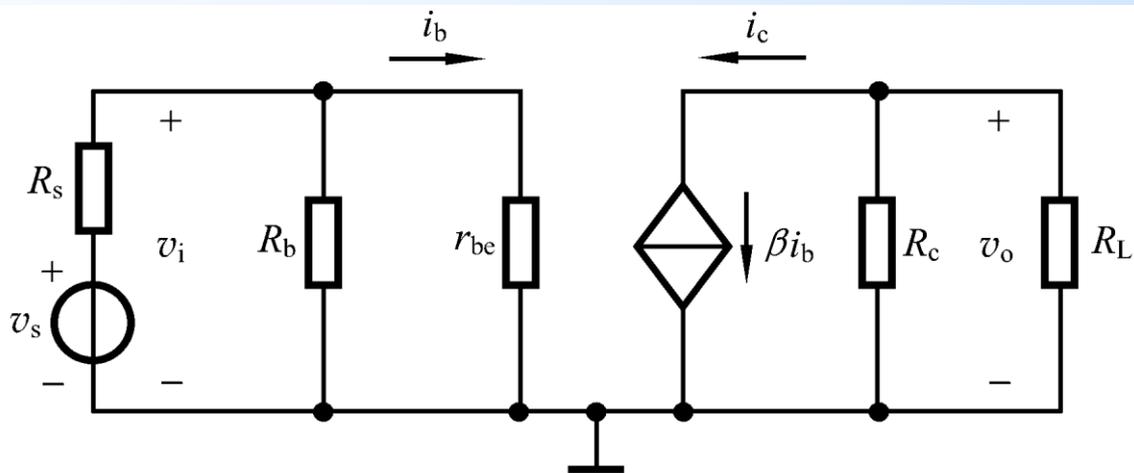
(2) 直接耦合



3. 含有恒流源的射极偏置电路

静态工作点由恒流源提供

分析该电路的 Q 点及 A_v 、 R_i 、 R_o





4.5 共集电极放大电路和共基极放大电路

4.5.1 共集电极放大电路

4.5.2 共基极放大电路

4.5.3 放大电路三种组态的比较

4.5.1 共集电极放大电路

共集电极电路结构如图示

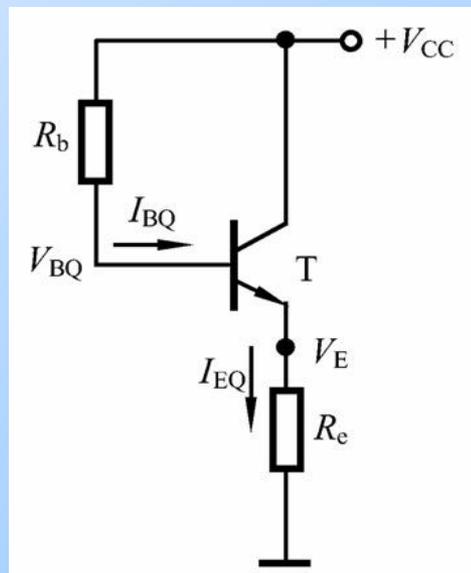
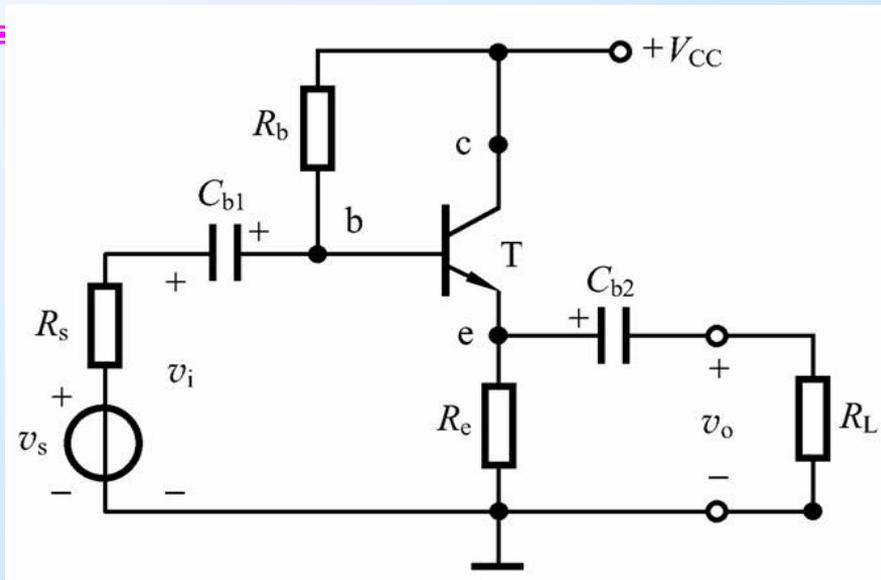
该电路也称为**射极输出器**

1. 静态分析

由
$$\begin{cases} V_{CC} = I_{BQ}R_b + V_{BEQ} + I_{EQ}R_e \\ I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} \end{cases}$$

得
$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_e} \quad I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ}R_e \approx V_{CC} - I_{CQ}R_e$$

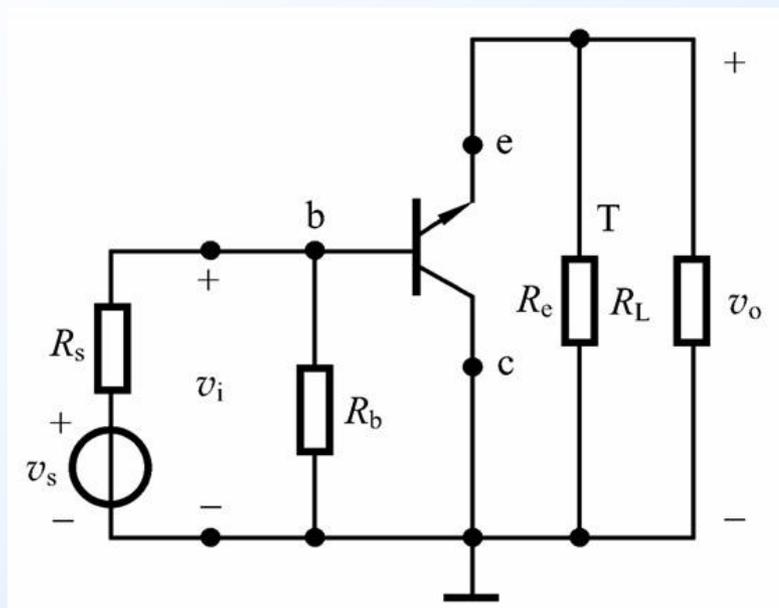


直流通路

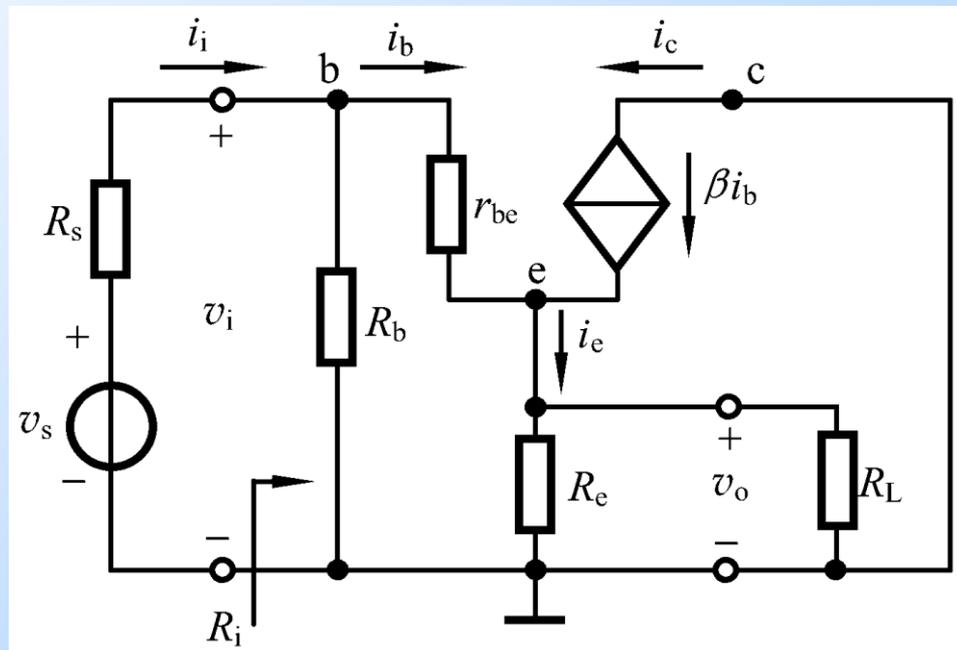
4.5.1 共集电极放大电路

2. 动态分析

① 小信号等效电路



交流通路



4.5.1 共集电极放大电路

2. 动态分析

② 电压增益

输入回路:

$$\begin{aligned} v_i &= i_b r_{be} + (i_b + \beta \cdot i_b) R'_L \\ &= i_b r_{be} + i_b (1 + \beta) R'_L \end{aligned}$$

其中 $R'_L = R_e \parallel R_L$

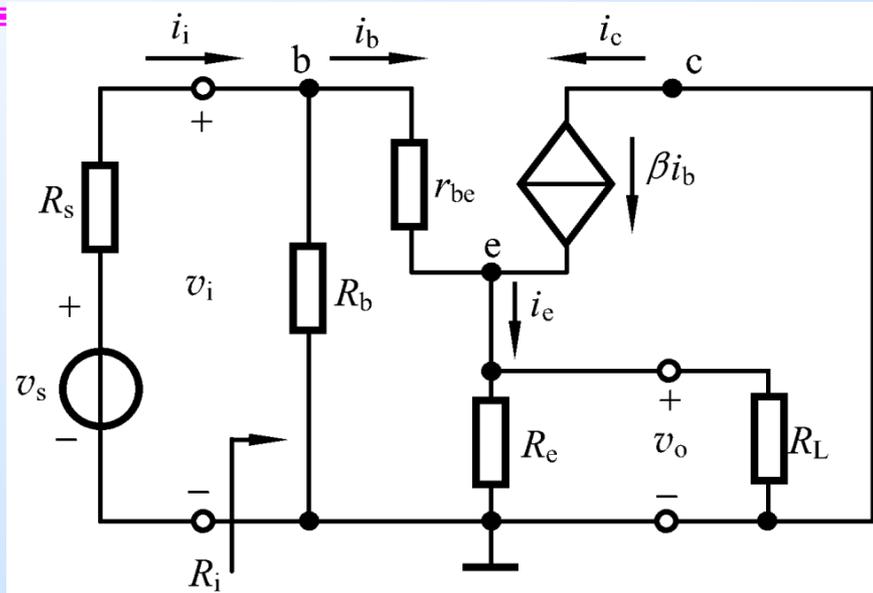
输出回路: $v_o = (i_b + \beta \cdot i_b) R'_L = i_b (1 + \beta) R'_L$

电压增益:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i_b (1 + \beta) R'_L}{i_b [r_{be} + (1 + \beta) R'_L]} = \frac{(1 + \beta) R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R'_L} \approx \frac{\beta \cdot R'_L}{r_{be} + \beta \cdot R'_L} < 1$$

一般 $\beta \cdot R'_L \gg r_{be}$, 则电压增益接近于1, 即 $A_v \approx 1$ 。 v_o 与 v_i 同相

电压跟随器



4.5.1 共集电极放大电路

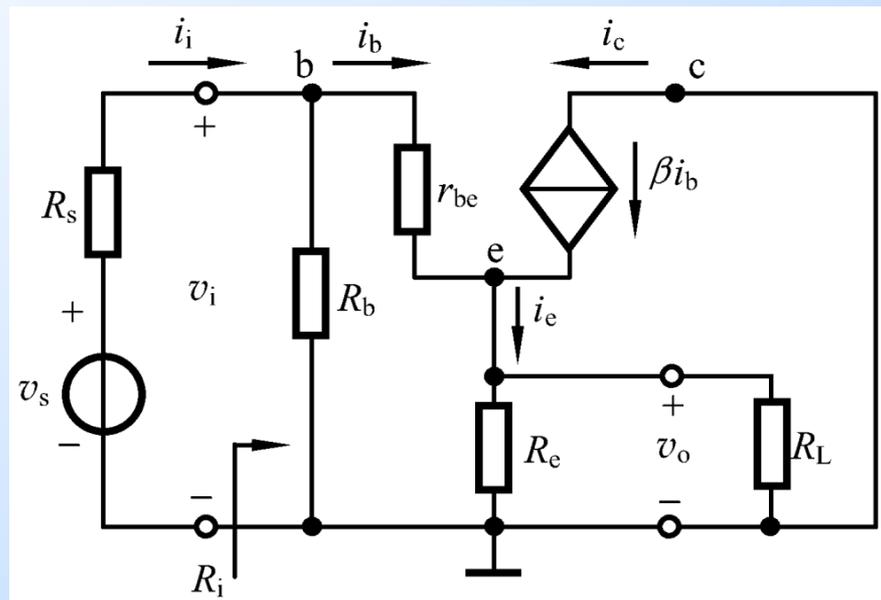
2. 动态分析

③ 输入电阻

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{\frac{v_i}{R_b} + \frac{v_i}{r_{be} + (1 + \beta)R'_L}}$$
$$= R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R'_L]$$

当 $\beta \gg 1$, $\beta \cdot R'_L \gg r_{be}$ 时, $R_i \approx R_b \parallel \beta \cdot R'_L$

输入电阻大



4.5.1 共集电极放大电路

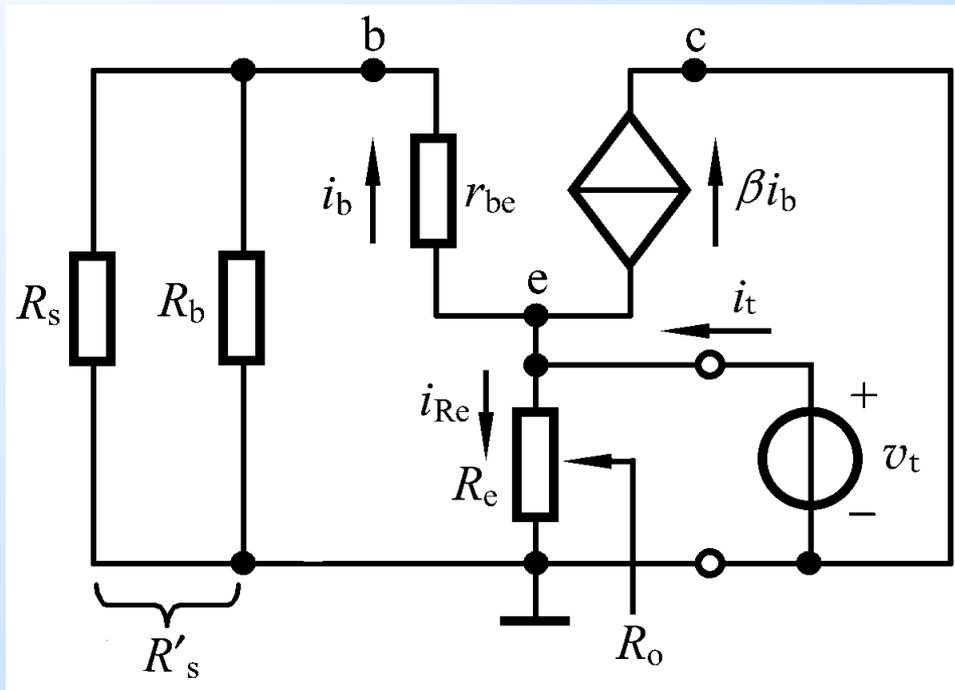
2. 动态分析

④ 输出电阻

由电路列出方程

$$\begin{cases} i_t = i_b + \beta i_b + i_{R_e} \\ v_t = i_b (r_{be} + R'_s) \\ v_t = i_{R_e} R_e \end{cases}$$

其中 $R'_s = R_s // R_b$



则输出电阻

$$R_o = \frac{v_t}{i_t} = R_e // \frac{R'_s + r_{be}}{1 + \beta}$$

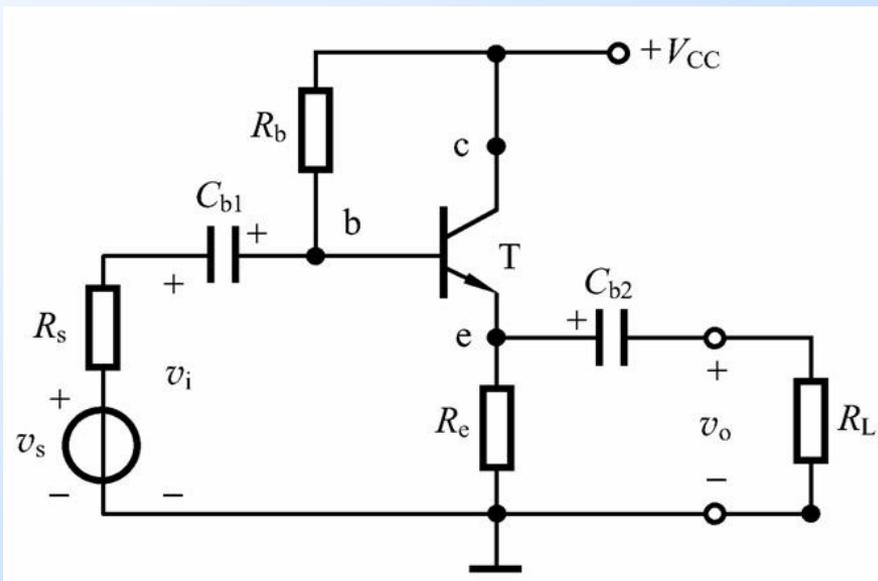
当 $R_e \gg \frac{R'_s + r_{be}}{1 + \beta}$, $\beta \gg 1$ 时, $R_o \approx \frac{R'_s + r_{be}}{\beta}$ 输出电阻小

4.5.1 共集电极放大电路

$$A_v \approx 1。$$

$$R_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta)R'_L]$$

$$R_o = R_e // \frac{R'_s + r_{be}}{1 + \beta}$$



共集电极电路特点:

- ◆ 电压增益小于1但接近于1, v_o 与 v_i 同相
- ◆ 输入电阻大, 对电压信号源衰减小
- ◆ 输出电阻小, 带负载能力强

4.5.2 共基极放大电路

1. 静态工作点

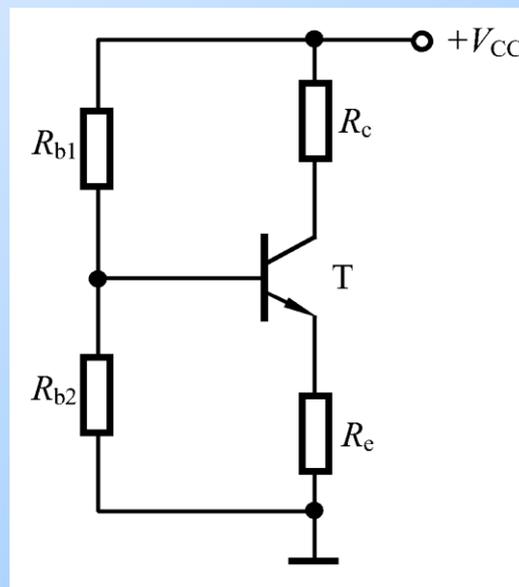
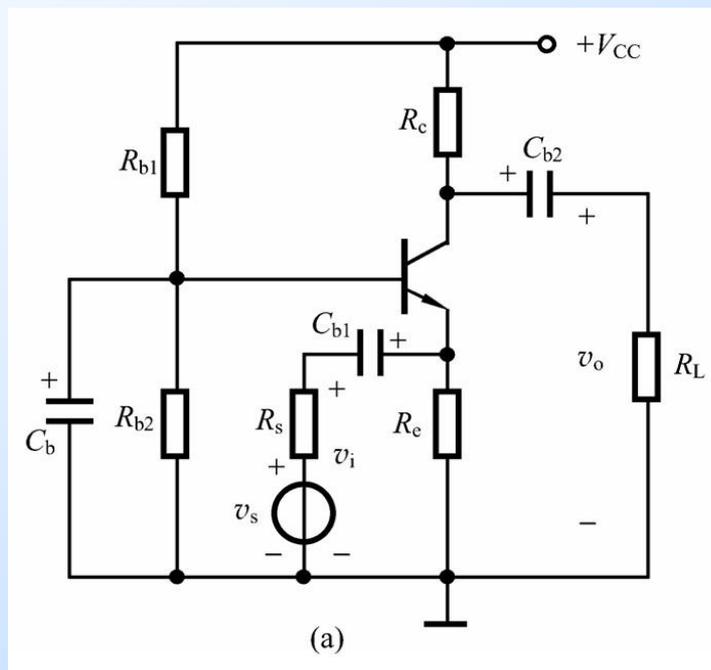
直流通路与射极偏置电路相同

$$V_{BQ} \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \cdot V_{CC}$$

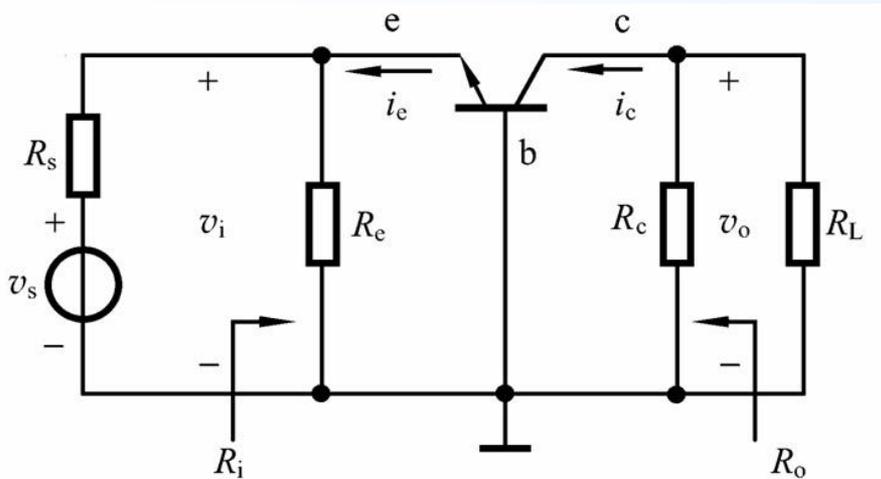
$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BEQ}}{R_e}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c - I_{EQ}R_e \\ \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e)$$

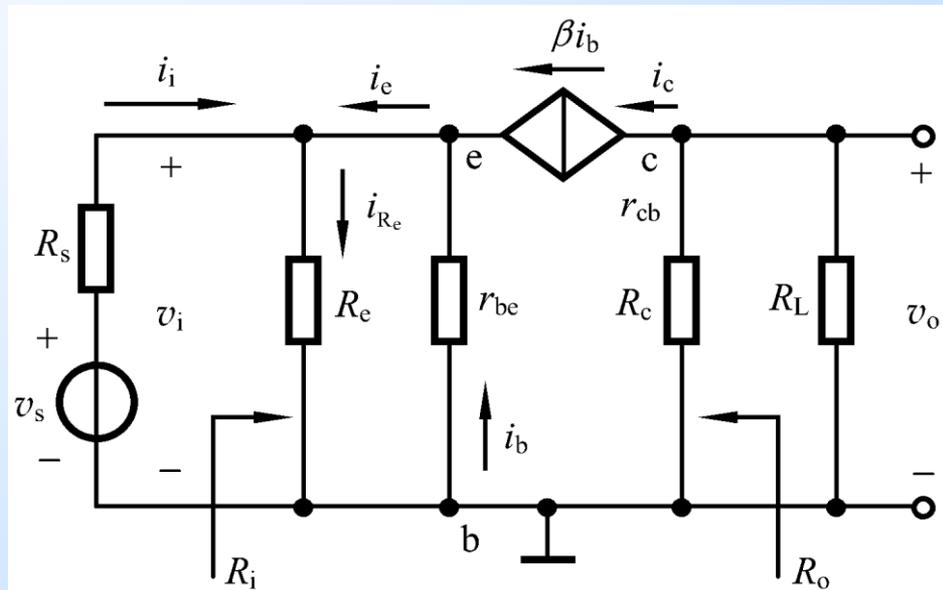
$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$$



2. 动态指标



交流通路



小信号等效电路

① 电压增益

输入回路: $v_i = -i_b r_{be}$

输出回路: $v_o = -\beta i_b R'_L$

$$R'_L = R_c // R_L$$

电压增益: $A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$

2. 动态指标

② 输入电阻

$$i_i = i_{R_e} - i_e = i_{R_e} - (1 + \beta)i_b$$

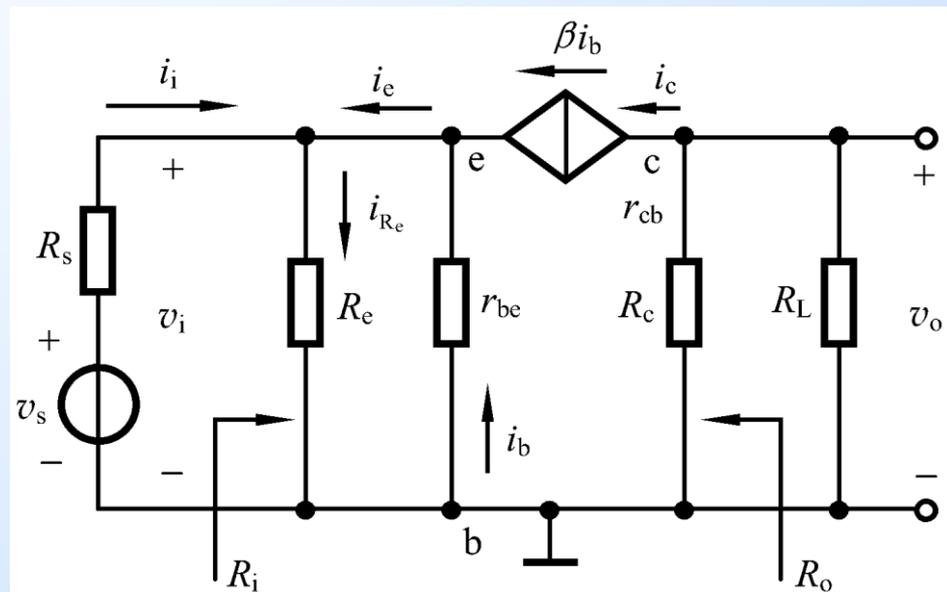
$$i_{R_e} = v_i / R_e$$

$$i_b = -v_i / r_{be}$$

$$R_i = v_i / i_i = v_i / \left(\frac{v_i}{R_e} - (1 + \beta) \frac{-v_i}{r_{be}} \right)$$
$$= R_e \parallel \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

③ 输出电阻

$$R_o \approx R_c$$



小信号等效电路



4.5.3 放大电路三种组态的比较

1. 三种组态的判别

以输入、输出信号的位置为判断依据:

信号由基极输入，集电极输出——共射极放大电路

信号由基极输入，发射极输出——共集电极放大电路

信号由发射极输入，集电极输出——共基极电路

2. 三种组态的比较

表 4.5.1 放大电路三种组态的主要性能

	共射极电路	共集电极电路	共基极电路
电路图			
电压增益 A_v	$A_v = -\frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_e}$ ($R'_L = R_c \parallel R_L$)	$A_v = \frac{(1 + \beta)R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R'_L}$ ($R'_L = R_e \parallel R_L$)	$A_v = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ ($R'_L = R_e \parallel R_L$)
v_o 与 v_i 的相位关系	反相	同相	同相
最大电流增益 A_i	$A_i \approx \beta$	$A_i \approx 1 + \beta$	$A_i \approx \alpha$
输入电阻	$R_i = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R_e]$	$R_i = R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R'_L]$	$R_i = R_e \parallel \frac{r_{be}}{1 + \beta}$
输出电阻	$R_o \approx R_c$	$R_o = \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta} \parallel R_e$ ($R'_s = R_s \parallel R_b$)	$R_o \approx R_c$
用途	多级放大电路的中间级	输入级、中间级、输出级	高频或宽频带电路



4.5.3 放大电路三种组态的比较

3. 三种组态的特点及用途

共射极放大电路:

电压和电流增益都大于1，输入电阻在三种组态中居中，输出电阻与集电极电阻有很大关系。适用于低频情况下，作多级放大电路的中间级。

共集电极放大电路:

只有电流放大作用，没有电压放大，有电压跟随作用。在三种组态中，输入电阻最高，输出电阻最小，频率特性好。可用于输入级、输出级或缓冲级。

共基极放大电路:

只有电压放大作用，没有电流放大，有电流跟随作用，输入电阻小，输出电阻与集电极电阻有关。高频特性较好，常用于高频或宽频带低输入阻抗的场合，模拟集成电路中亦兼有电位移动的功能。

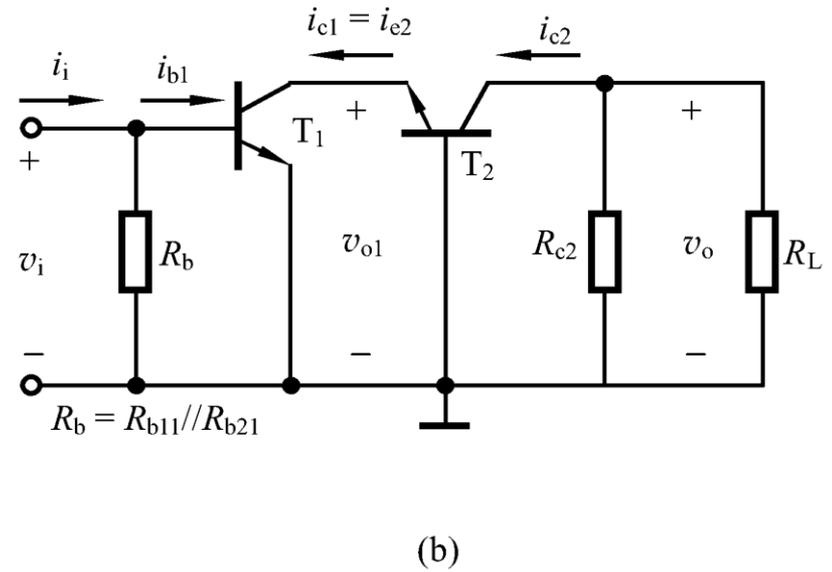
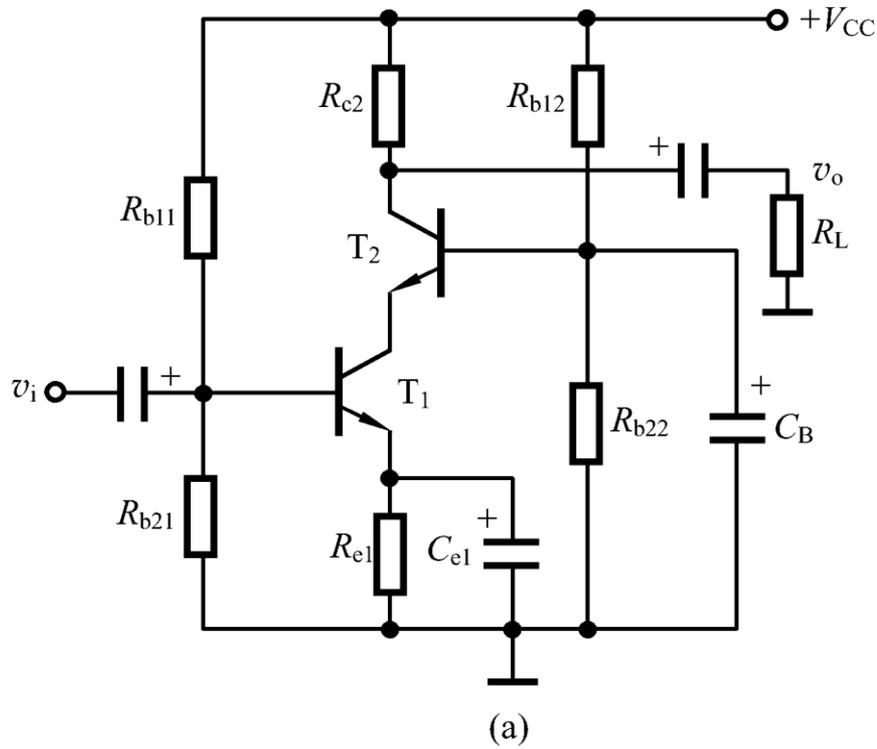


4.6 组合放大电路

4.6.1 共射—共基放大电路

4.6.2 共集—共集放大电路

4.6.1 共射—共基放大电路



共射—共基放大电路

4.6.1 共射—共基放大电路

电压增益

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_{o1}}{v_i} \cdot \frac{v_o}{v_{o1}} = A_{v1} \cdot A_{v2}$$

其中

$$A_{v1} = -\frac{\beta_1 R'_L}{r_{be1}} = -\frac{\beta_1 r_{be2}}{r_{be1}(1 + \beta_2)}$$

$$A_{v2} = \frac{\beta_2 R'_{L2}}{r_{be2}} = \frac{\beta_2 (R_{c2} \parallel R_L)}{r_{be2}}$$

所以

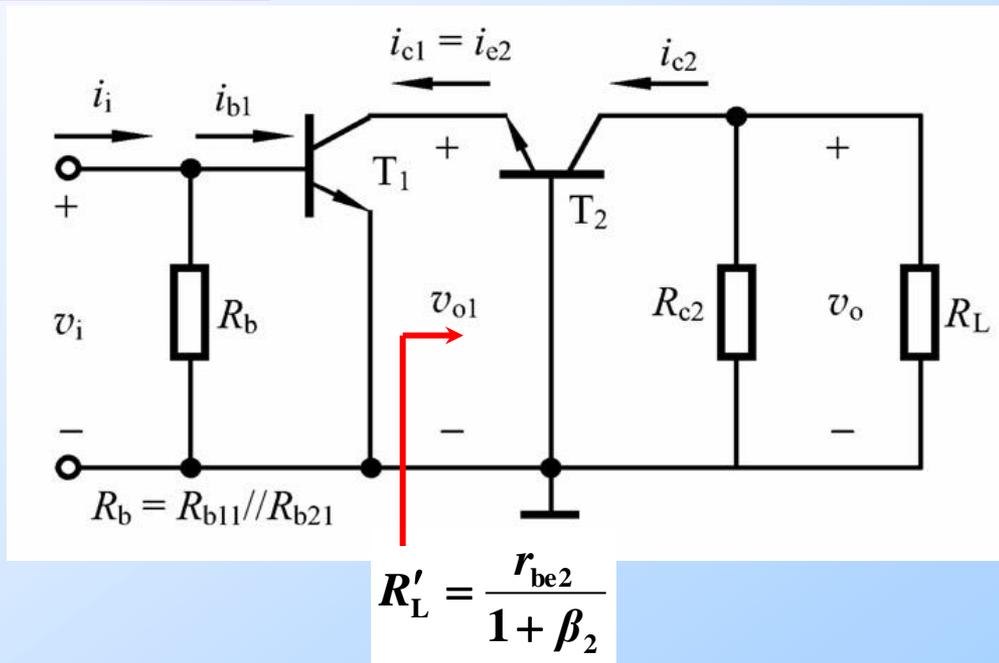
$$A_v = -\frac{\beta_1 r_{be2}}{(1 + \beta_2) r_{be1}} \cdot \frac{\beta_2 (R_{c2} \parallel R_L)}{r_{be2}}$$

因为

$$\beta_2 \gg 1$$

因此

$$A_v = -\frac{\beta_1 (R_{c2} \parallel R_L)}{r_{be1}}$$



组合放大电路总的电压增益等于组成它的各级单管放大电路电压增益的乘积。

前一级的输出电压是后一级的输入电压，后一级的输入电阻是前一级的负载电阻 R_L 。

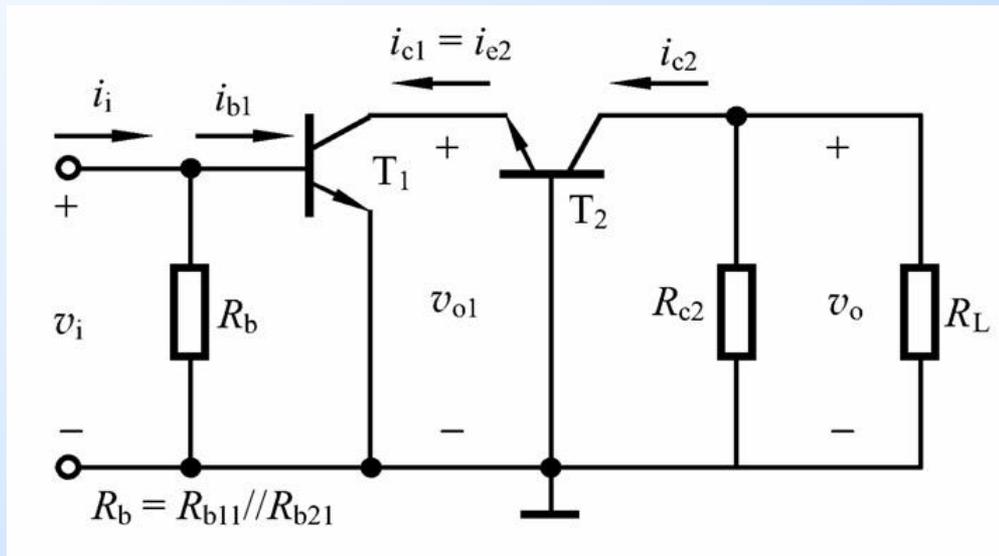
4.6.1 共射—共基放大电路

输入电阻

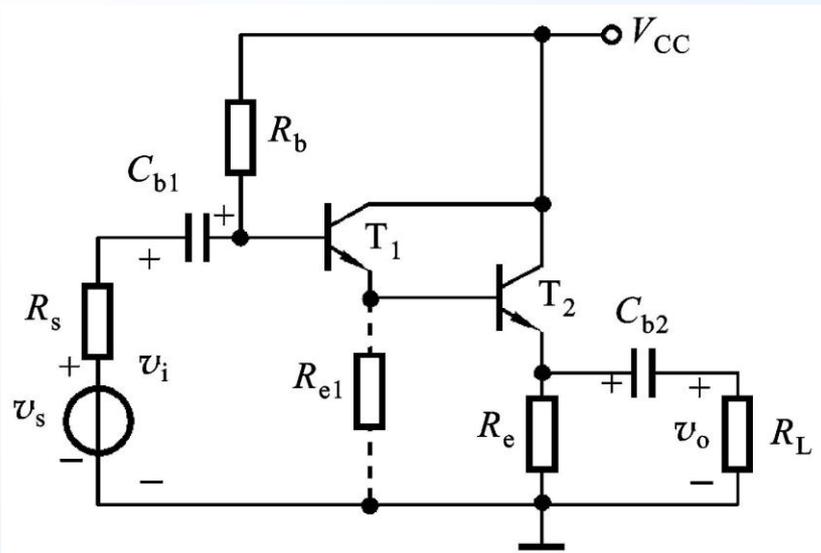
$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = R_b \parallel r_{be1} = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel r_{be1}$$

输出电阻

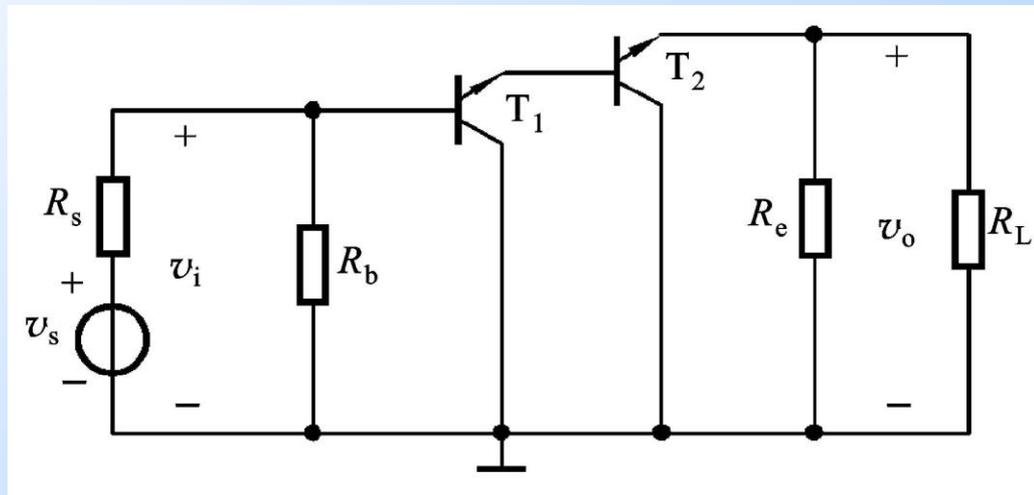
$$R_o \approx R_{c2}$$



4.6.2 共集—共集放大电路



(a) 原理图

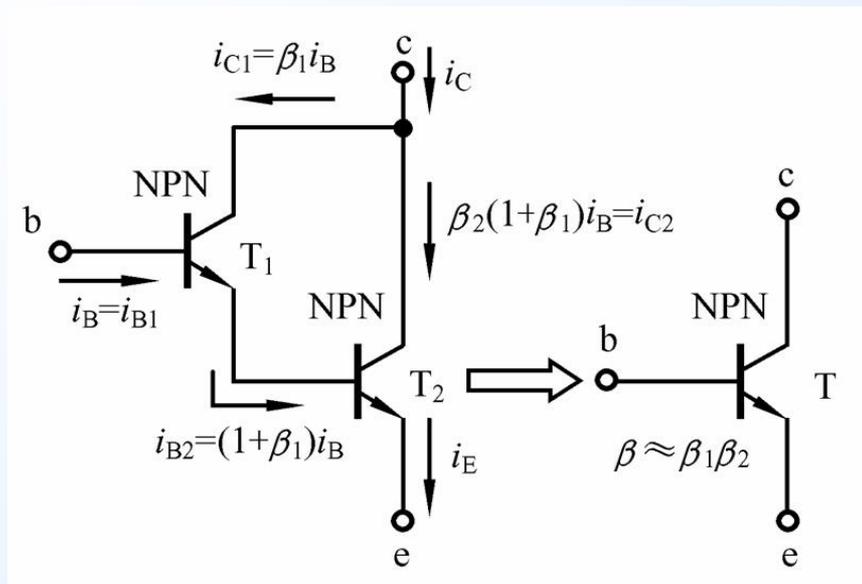


(b) 交流通路

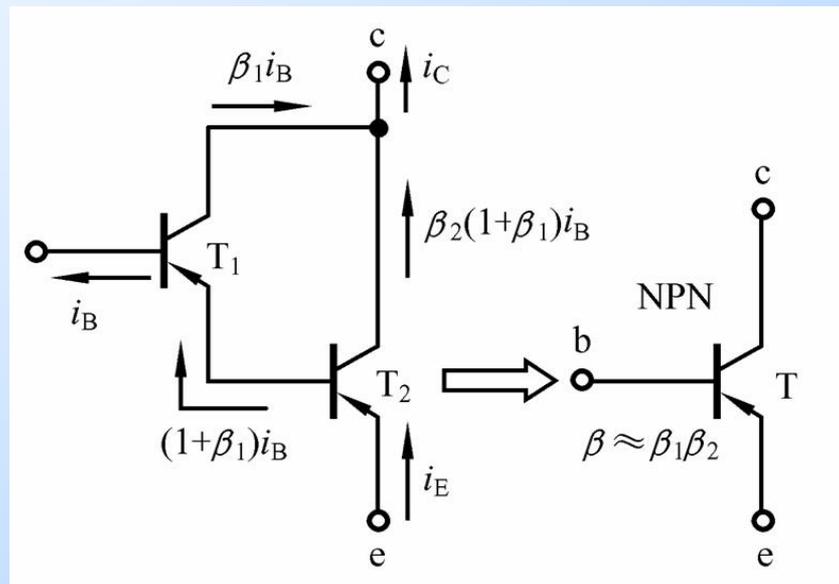
T_1 、 T_2 构成复合管，可等效为一个NPN管

4.6.2 共集—共集放大电路

1. 复合管的主要特性



两只NPN型BJT组成的复合管

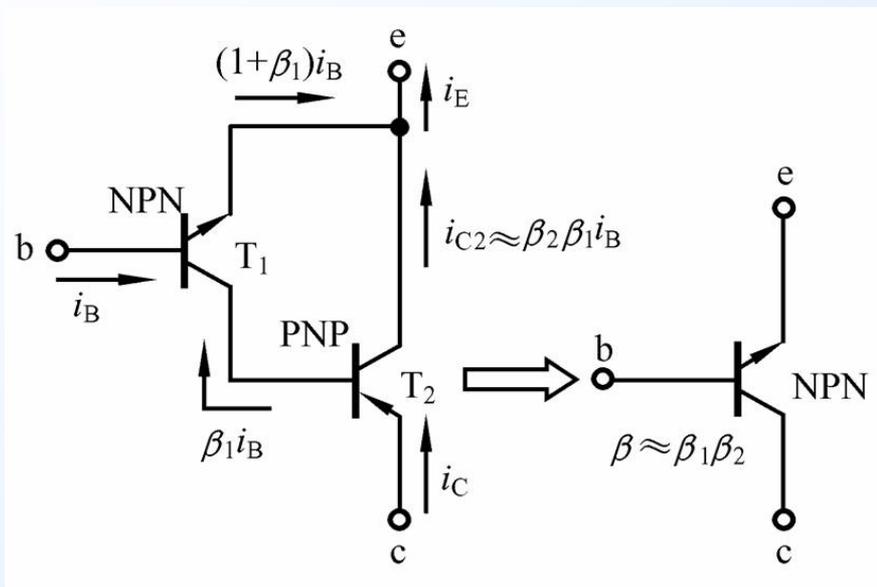


两只PNP型BJT组成的复合管

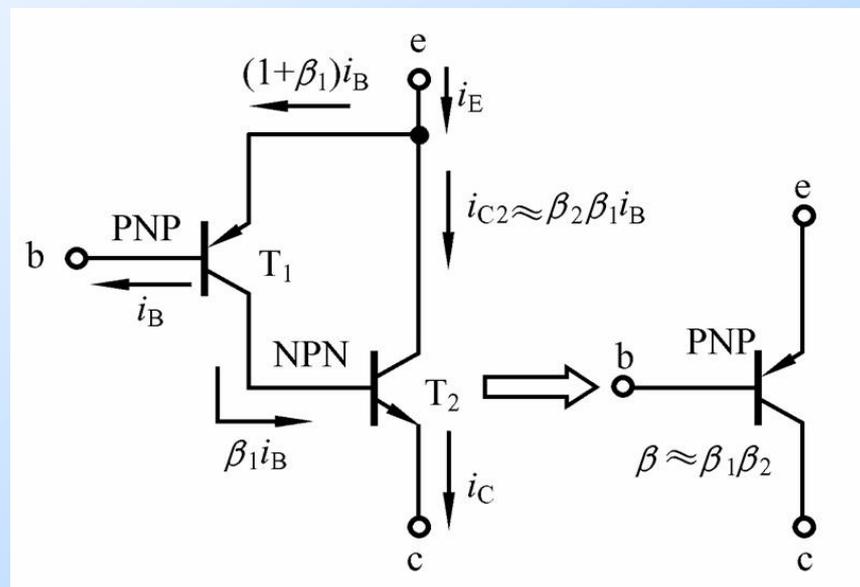
$$r_{be} = r_{be1} + (1 + \beta_1) r_{be2}$$

4.6.2 共集—共集放大电路

1. 复合管的主要特性



NPN与PNP型BJT组成的复合管



PNP与NPN型BJT组成的复合管

$$r_{be} = r_{be1}$$

4.6.2 共集—共集放大电路

2. 共集—共集放大电路的 A_v 、 R_i 、 R_o

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{(1 + \beta)R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R'_L}$$

式中

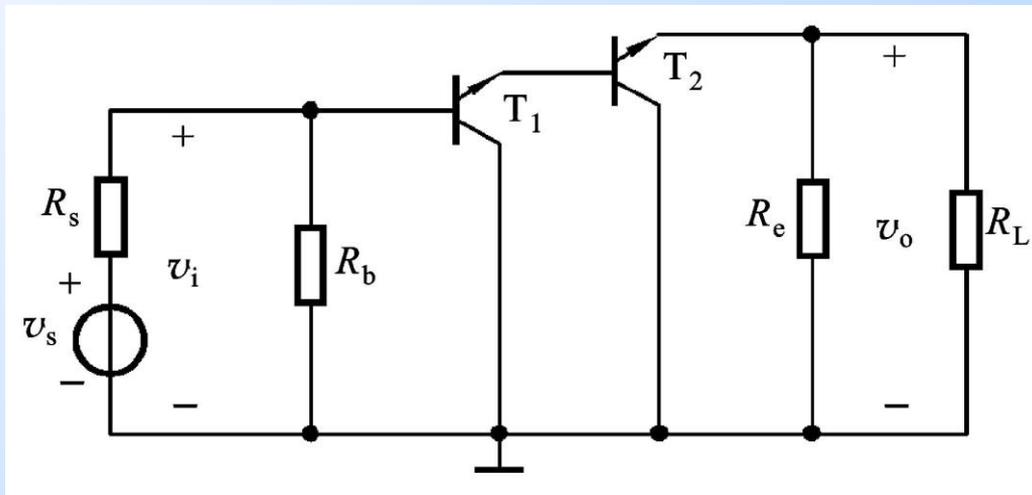
$$\beta \approx \beta_1 \beta_2$$

$$r_{be} = r_{be1} + (1 + \beta_1)r_{be2}$$

$$R'_L = R_e \parallel R_L$$

$$R_i = R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R'_L]$$

$$R_o = R_e \parallel \frac{R_s \parallel R_b + r_{be}}{1 + \beta}$$





4.7 放大电路的频率响应

研究放大电路的动态指标（主要是增益）随信号频率变化时的响应。

4.7.1 单时间常数RC电路的频率响应

4.7.2 BJT的高频小信号模型及频率参数

4.7.3 单级共射极放大电路的频率响应

4.7.4 单级共集电极和共基极放大电路的高频响应

4.7.5 多级放大电路的频率响应

4.7.1 单时间常数RC电路的频率响应

1. RC低通电路的频率响应

① 增益频率函数（电路理论中的稳态分析）

RC电路的电压增益（传递函数）：

$$A_{\text{vH}}(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1/sC_1}{R_1 + 1/sC_1} = \frac{1}{1 + sR_1C_1}$$

又 $s = j\omega = j2\pi f$ 且令 $f_H = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$

则
$$\dot{A}_{\text{vH}} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{1}{1 + j(f/f_H)}$$

电压增益的幅值（模）

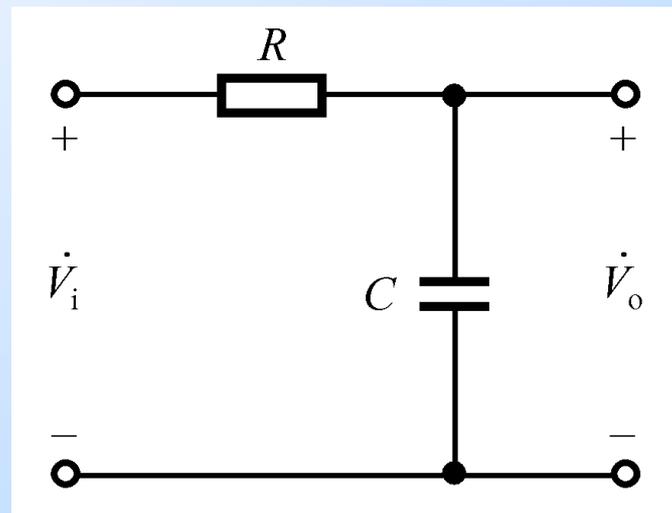
$$A_{\text{vH}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_H)^2}}$$

（幅频响应）

电压增益的相角

$$\varphi_H = -\arctan(f/f_H)$$

（相频响应）



RC低通电路

1. RC低通电路的频率响应

② 频率响应曲线描述

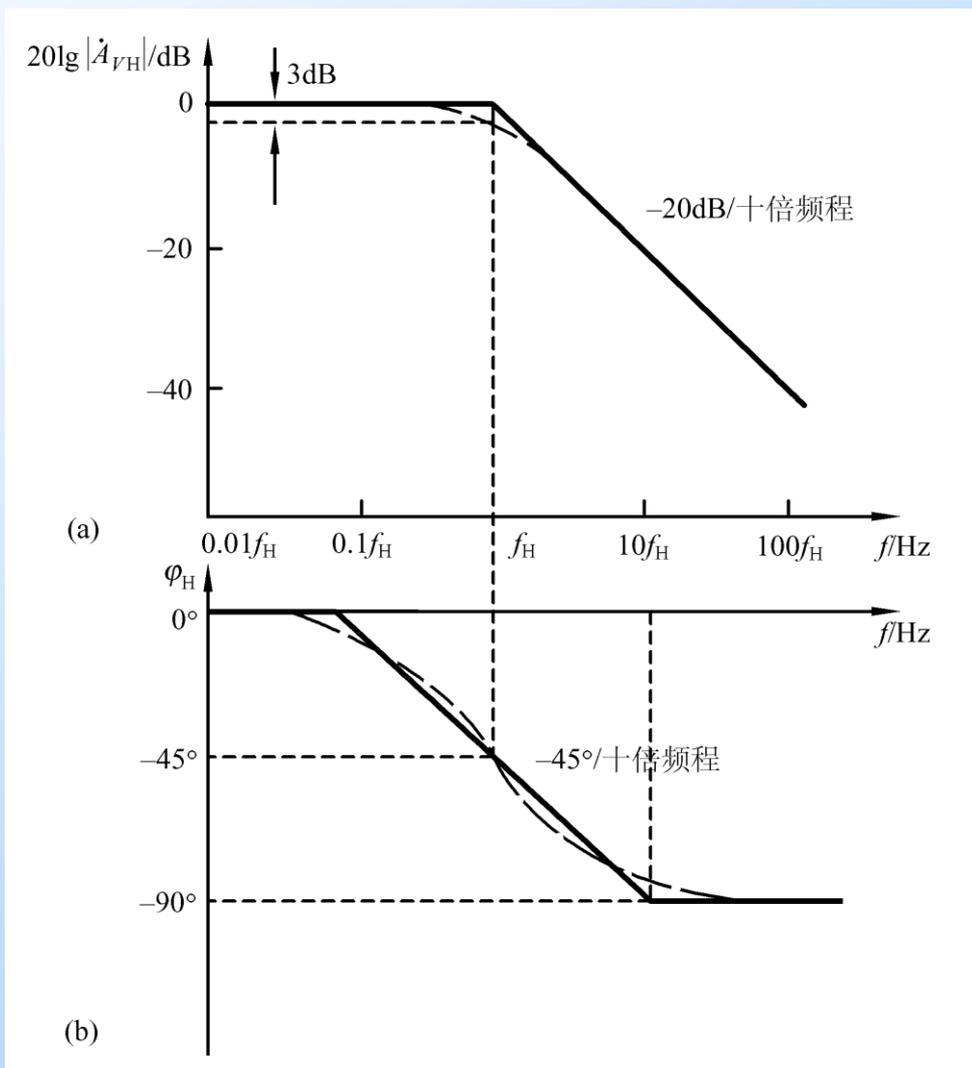
幅频响应

$$A_{VH} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f / f_H)^2}}$$

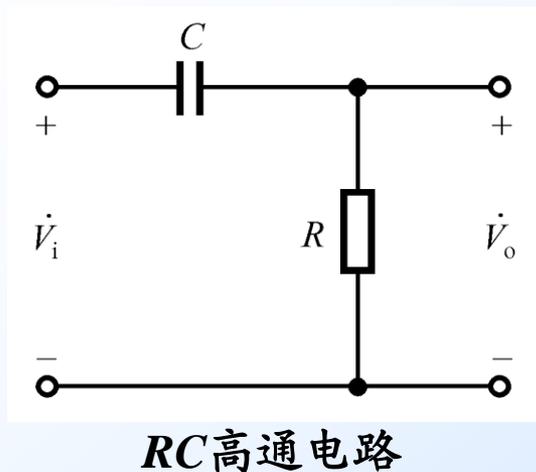
最大误差 -3dB

相频响应

$$\varphi_H = -\arctan(f / f_H)$$



2. RC高通电路的频率响应



RC电路的电压增益:

$$A_{VL}(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{R_2}{R_2 + 1/sC_2}$$
$$= \frac{s}{s + 1/R_2C_2}$$

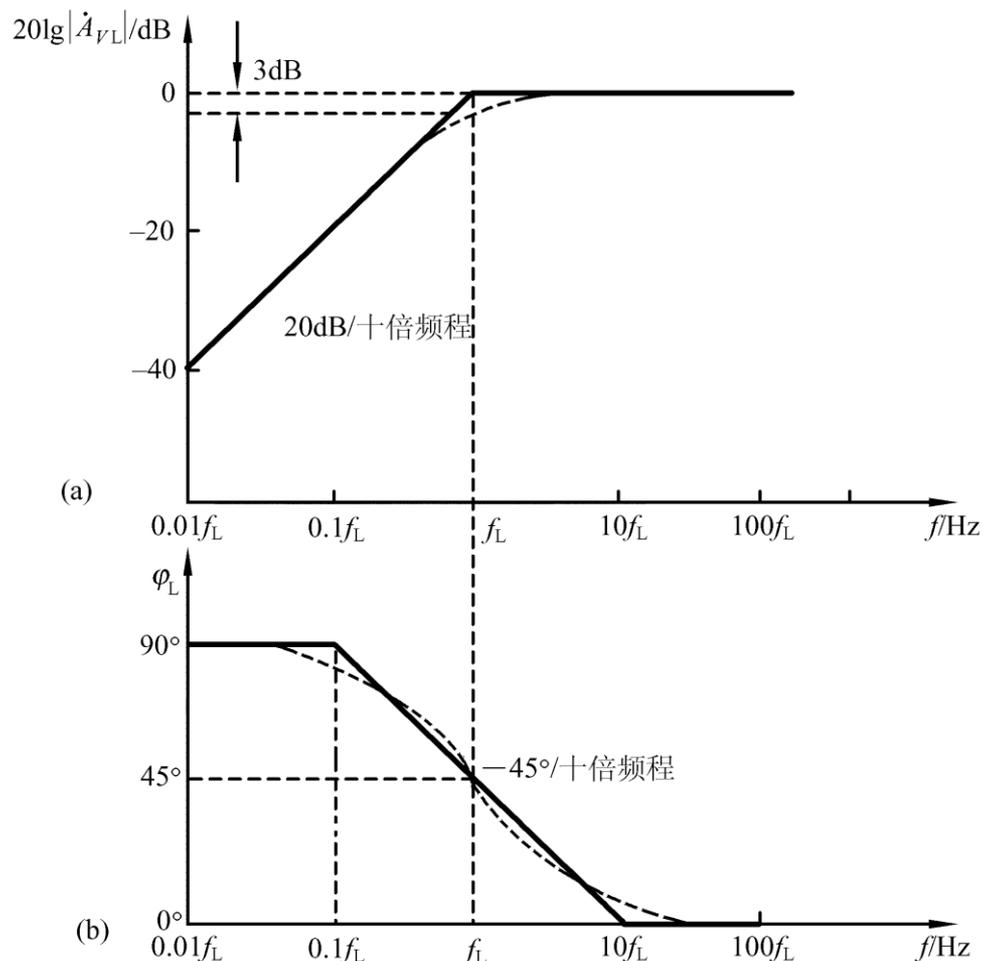
幅频响应

$$A_{VL} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_L / f)^2}}$$

相频响应

$$\varphi_L = \arctan(f_L / f)$$

输出超前输入





4.7.2 BJT的高频小信号模型及频率参数

1. BJT的高频小信号模型

①模型的引出

$r_{bb'}$ ---基区的体电阻， b' 是假想的基区内的一个点

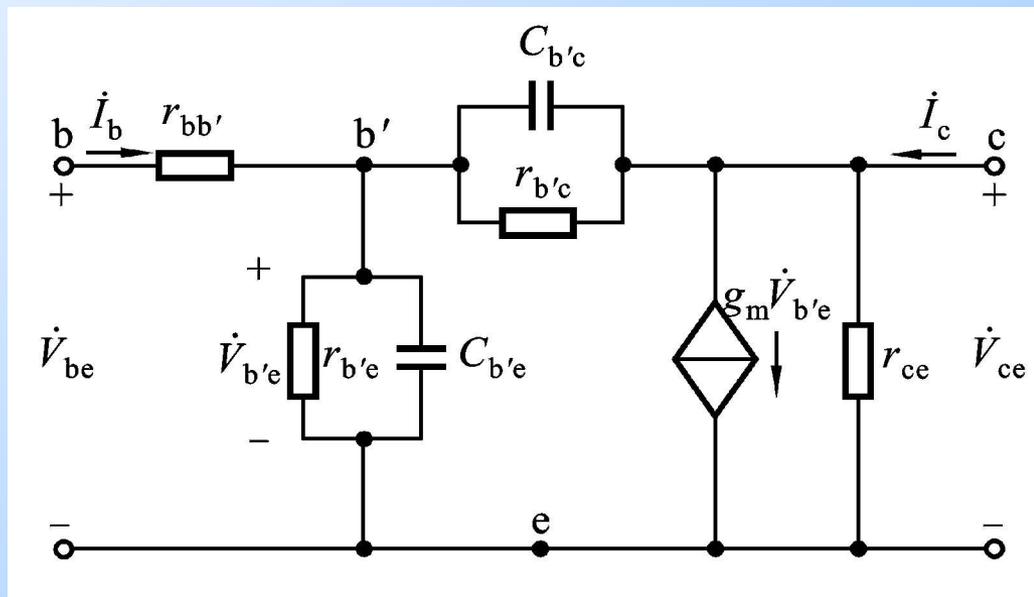
$r_{b'e}$ ---发射结电阻 r_e 归算到基极回路的电阻

$C_{b'e}$ ---发射结电容

$r_{b'c}$ ---集电结电阻

$C_{b'c}$ ---集电结电容

$$\text{互导 } g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{B'E}} \right|_{V_{CE}} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{B'E}} \right|_{V_{CE}}$$



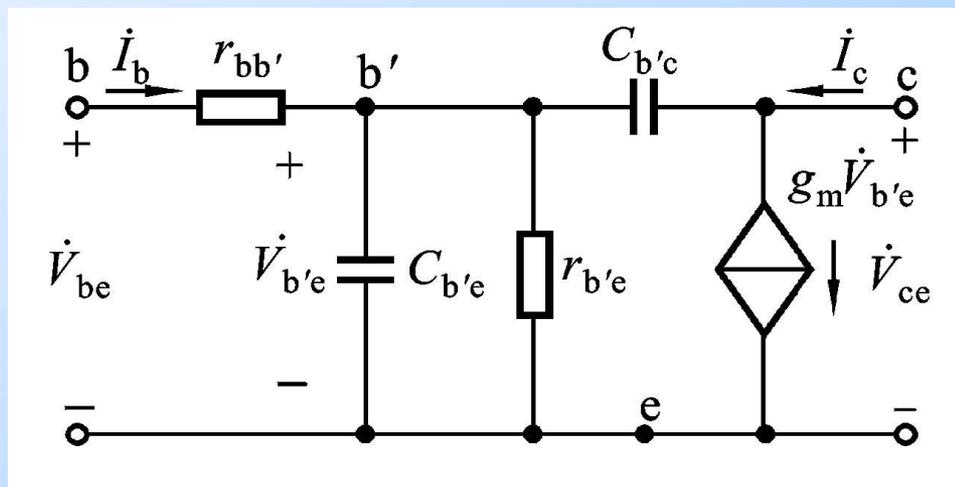
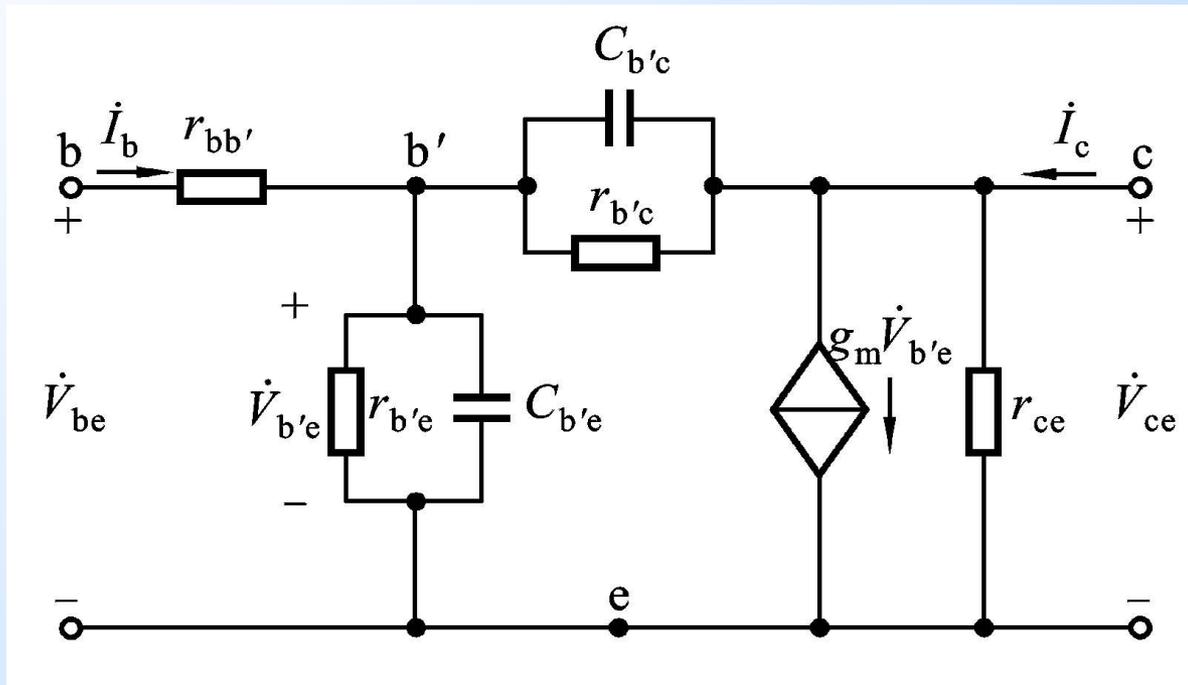
BJT的高频小信号模型

1. BJT的高频小信号模型

② 简化模型

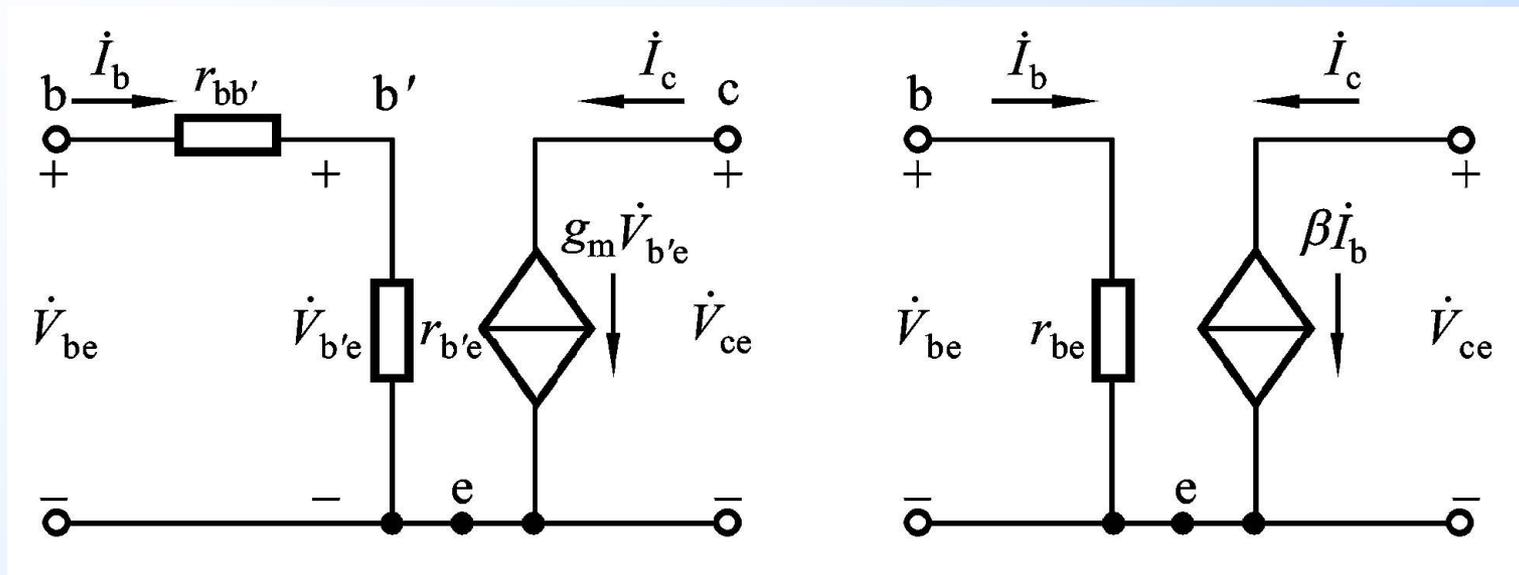
忽略 $r_{b'c}$ 和 r_{ce}

混合II型高频小信号模型



2. BJT高频小信号模型中元件参数值的获得

低频时，混合 Π 模型与H参数模型等价



$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e}$$

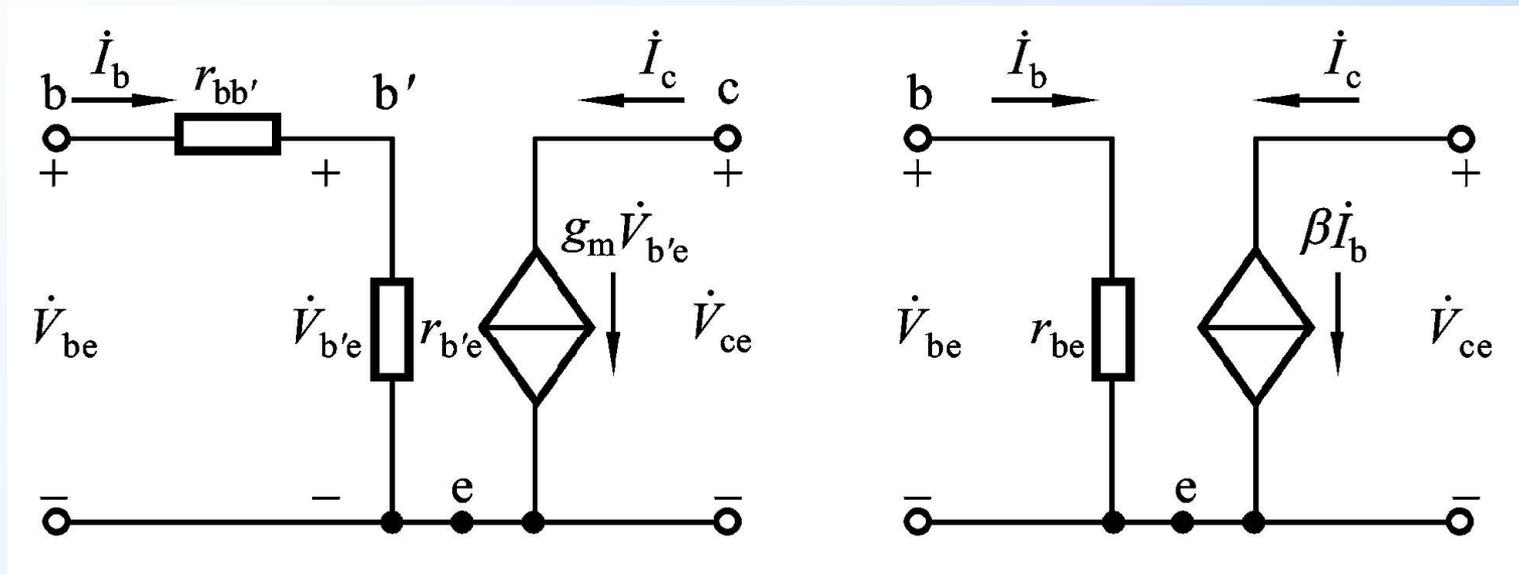
$$\text{又 } r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta)r_e = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{EQ}}$$

$$\text{所以 } r_{b'e} = (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{EQ}}$$

$$r_{bb'} = r_{be} - r_{b'e}$$

2. BJT高频小信号模型中元件参数值的获得

低频时，混合 Π 模型与H参数模型等价



又因为 $\dot{V}_{b'e} = \dot{I}_b r_{b'e}$

$$g_m \dot{V}_{b'e} = \beta \dot{I}_b$$

所以 $g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}} \approx \frac{I_{EQ}}{V_T}$

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T}$$

$C_{b'e}$ 和 f_T 从手册中查出

3. BJT的频率参数

由H参数可知

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}}$$

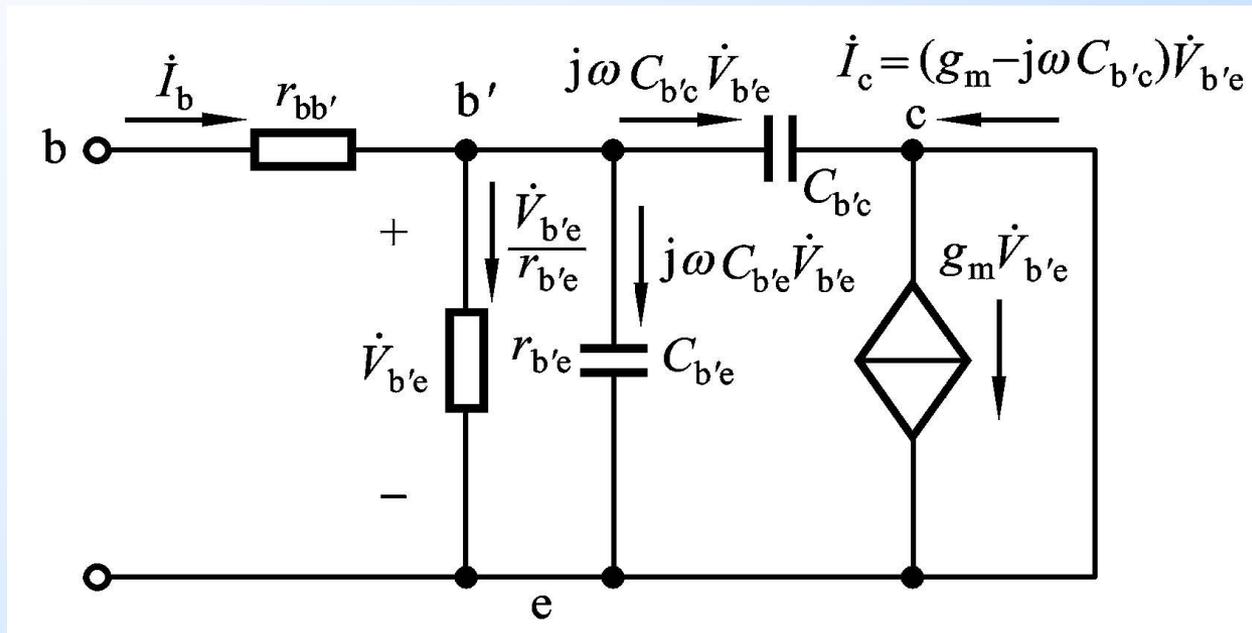
$$\text{即 } \beta = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{V_{ce}=0}$$

根据混合π模型得

$$\begin{cases} i_c = g_m \dot{V}_{b'e} - \frac{\dot{V}_{b'e}}{1/j\omega C_{b'c}} \\ \dot{V}_{b'e} = i_b [r_{b'e} // (1/j\omega C_{b'e}) // (1/j\omega C_{b'c})] \end{cases}$$

$$\text{所以 } \beta = \frac{i_c}{i_b} = \frac{g_m - j\omega C_{b'c}}{1/r_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})}$$

$$\text{低频时 } \beta_0 = g_m r_{b'e}$$



当 $g_m \gg \omega C_{b'c}$ 时,

$$\beta \approx \frac{\beta_0}{1 + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}}$$

3. BJT的频率参数

$$\dot{\beta} \approx \frac{\beta_0}{1 + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}}$$

$$\text{令 } f_{\beta} \approx \frac{1}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}}$$

β的幅频响应 $|\dot{\beta}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (f/f_{\beta})^2}}$

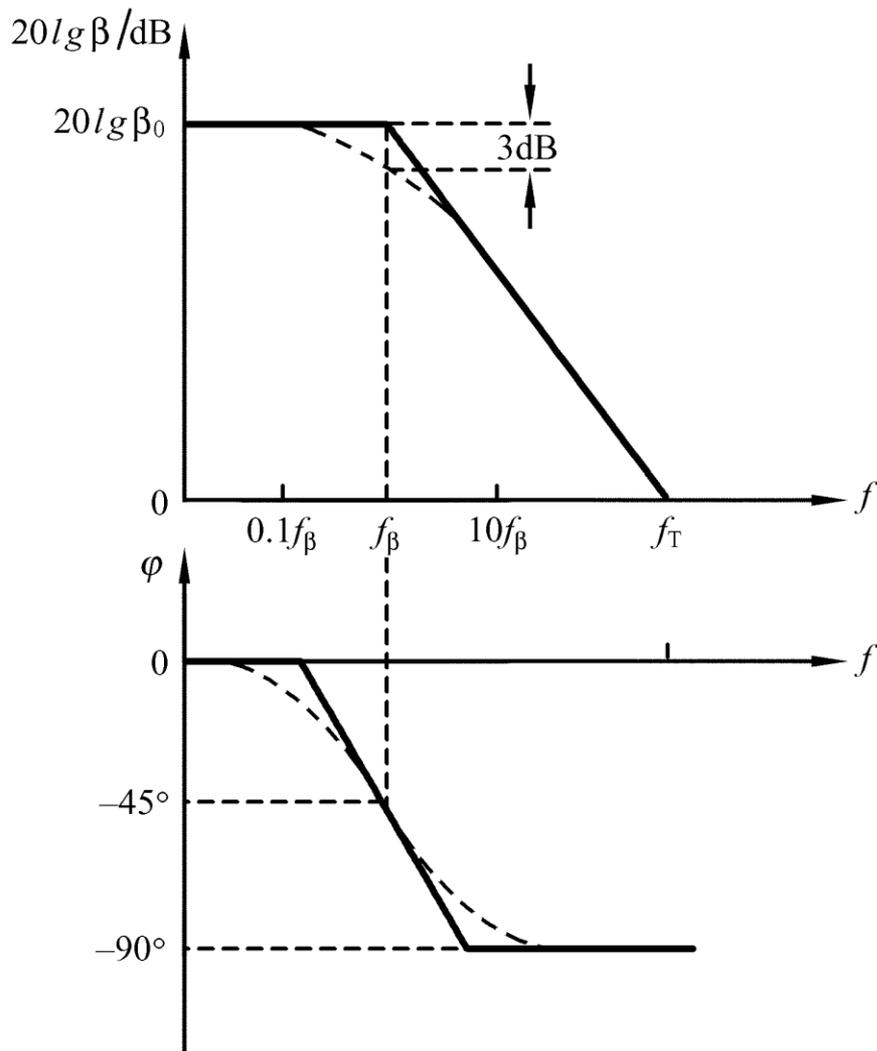
β的相频响应 $\varphi = -\arctg \frac{f}{f_{\beta}}$

f_{β} —— 共发射极截止频率

f_T —— 特征频率

$$f_T = \beta_0 f_{\beta} = \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}}$$

$$f_{\alpha} = (1 + \beta_0)f_{\beta} \approx f_{\beta} + f_T$$



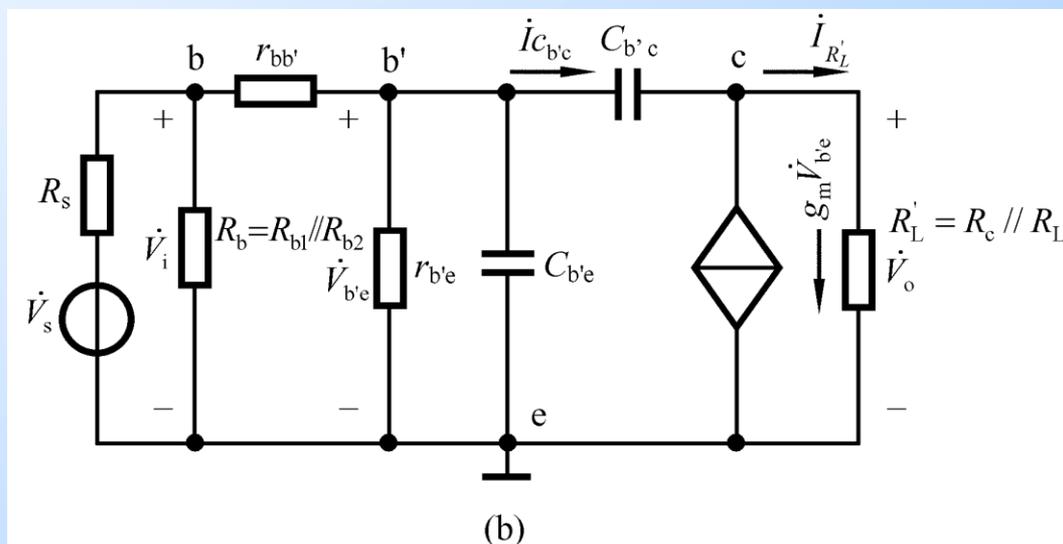
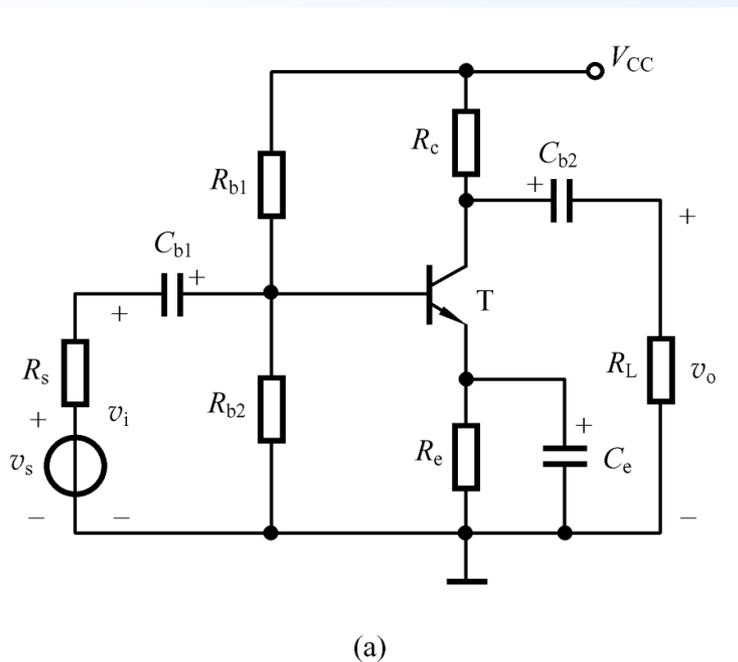
f_{α} —— 共基极截止频率

$$f_{\beta} < f_T < f_{\alpha}$$

4.7.3 单级共射极放大电路的频率响应

1. 高频响应

① Π 型高频等效电路



4.7.3 单级共射极放大电路的频率响应

1. 高频响应

① Π 型高频等效电路

目标: 断开输入输出之间的连接

对节点 c 列KCL得

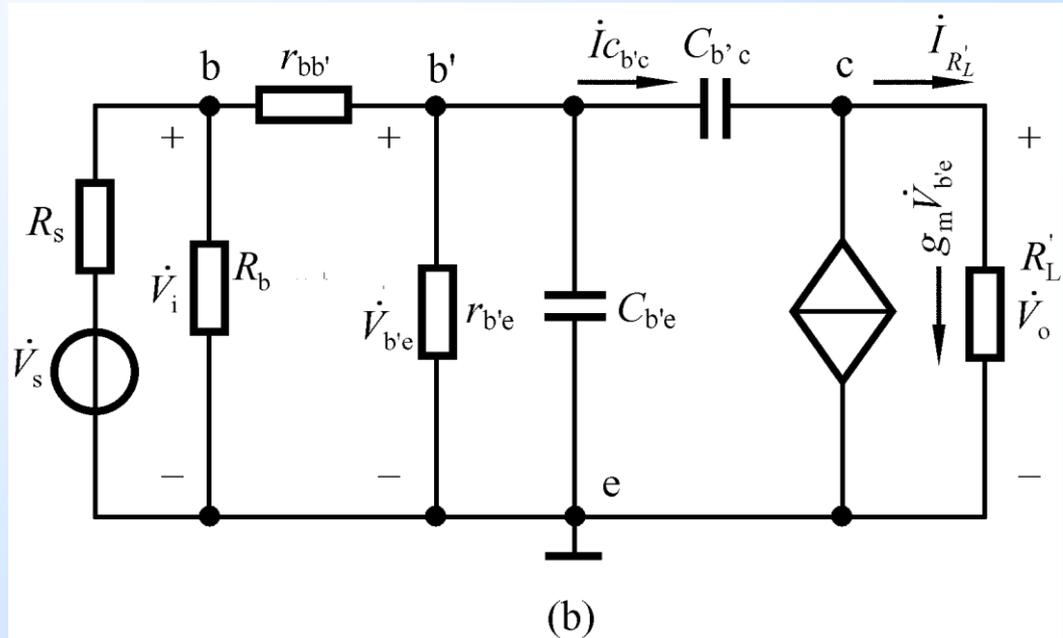
$$g_m \dot{V}_{b'e} + \frac{\dot{V}_o}{R'_L} + (\dot{V}_o - \dot{V}_{b'e})j\omega C_{b'c} = 0$$

由于输出回路电流比较大, 所以可以忽略 $C_{b'c}$ 的分流, 得

$$\dot{V}_o \approx -g_m R'_L \dot{V}_{b'e}$$

而输入回路电流比较小, 所以不能忽略 $C_{b'c}$ 的电流。

又因为 $\dot{I}_{C_{b'c}} = (\dot{V}_{b'e} - \dot{V}_o)j\omega C_{b'c}$



$$Z_M = \frac{\dot{V}_{b'e}}{\dot{I}_{C_{b'c}}} = \frac{1}{(1 + g_m R'_L)j\omega C_{b'c}}$$

相当于 b' 和 e 之间存在一个电容

若用 C_{M1} 表示, 则 $C_{M1} = (1 + g_m R'_L)C_{b'c}$

C_{M1} 称为密勒电容

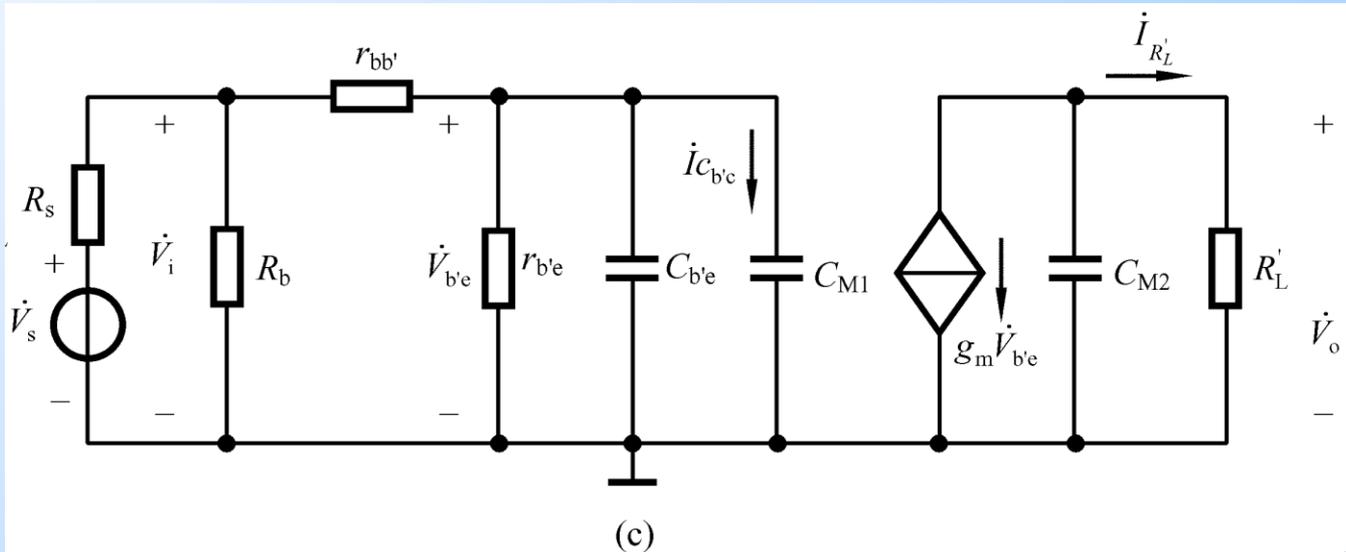
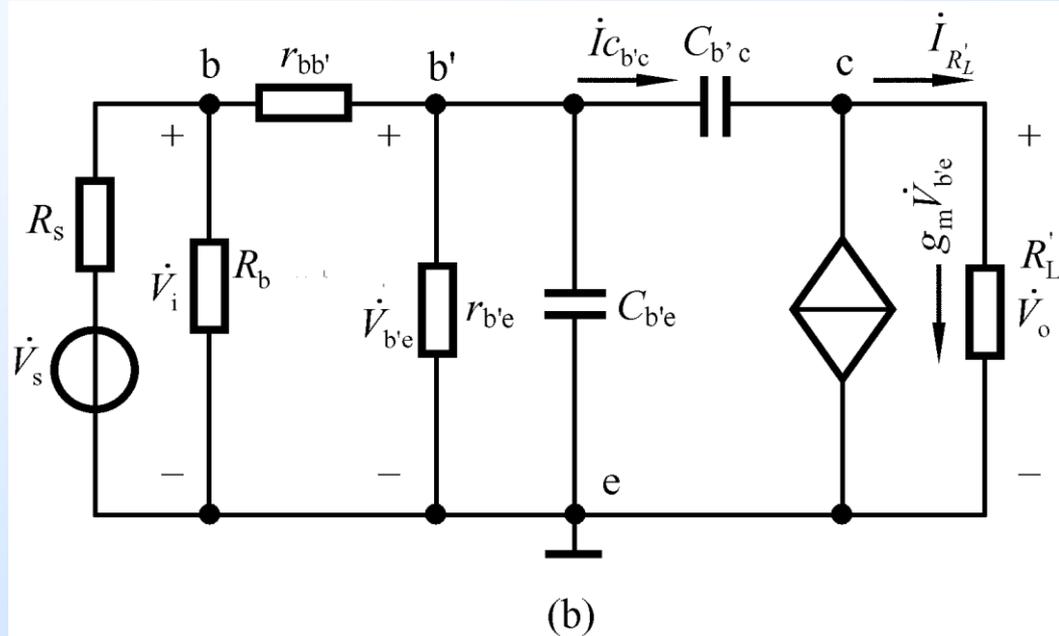
4.7.3 单级共射极放大电路的频率响应

1. 高频响应

① Π 型高频等效电路

$$C_{M1} = (1 + g_m R'_L) C_{b'e}$$

同理，在c、e之间也可以求得一个等效电容 C_{M2} ，且 $C_{M2} \approx C_{b'e}$
等效后断开了输入输出之间的联系



4.7.3 单级共射极放大电路的频率响应

1. 高频响应

① Π 型高频等效电路

目标: 简化和变换

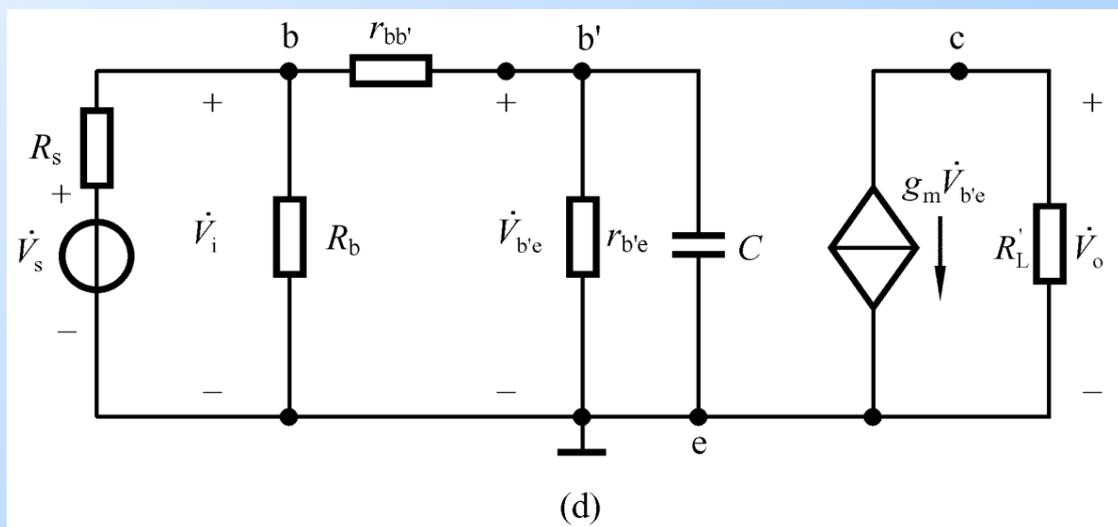
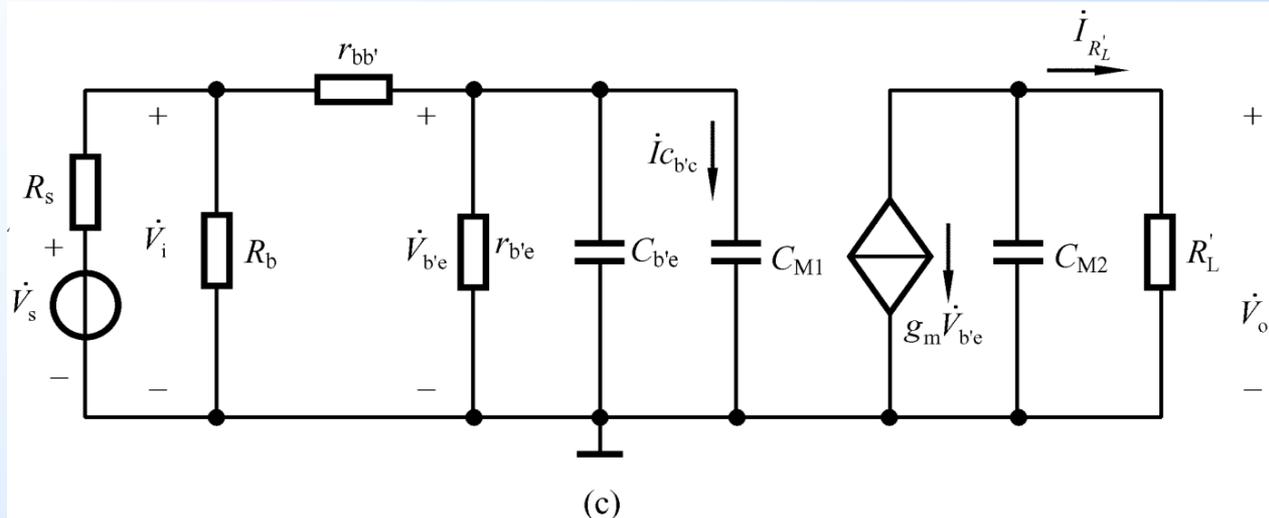
$$C_{M1} = (1 + g_m R'_L) C_{b'e}$$

$$C_{M2} \approx C_{b'e}$$

$$C_{M2} \ll C_{M1}$$

输出回路的时间常数远小于输入回路时间常数, 考虑高频响应时可以忽略 C_{M2} 的影响。

$$C = C_{b'e} + C_{M1}$$



4.7.3 单级共射极放大电路的频率响应

1. 高频响应

① Π 型高频等效电路

目标: 简化和变换

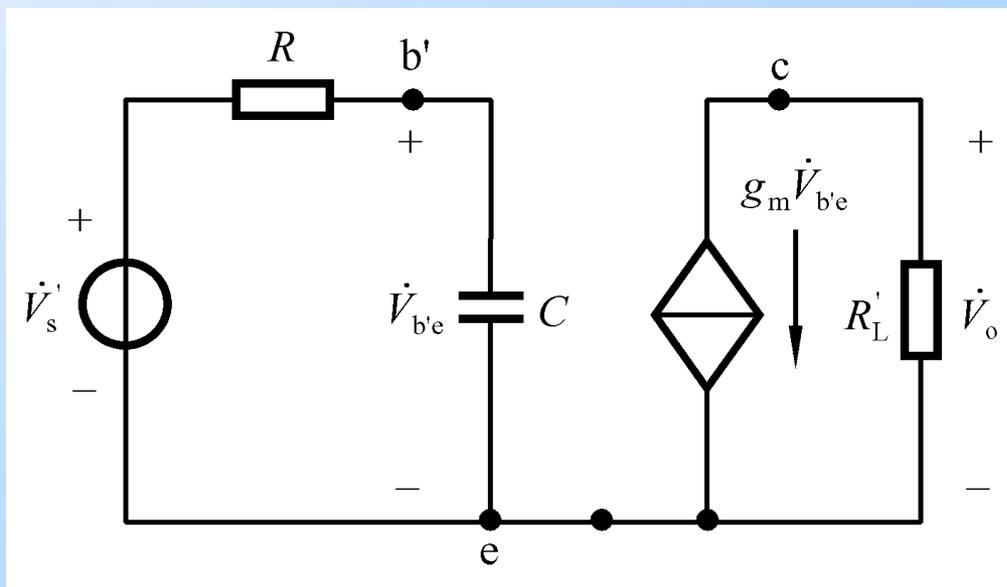
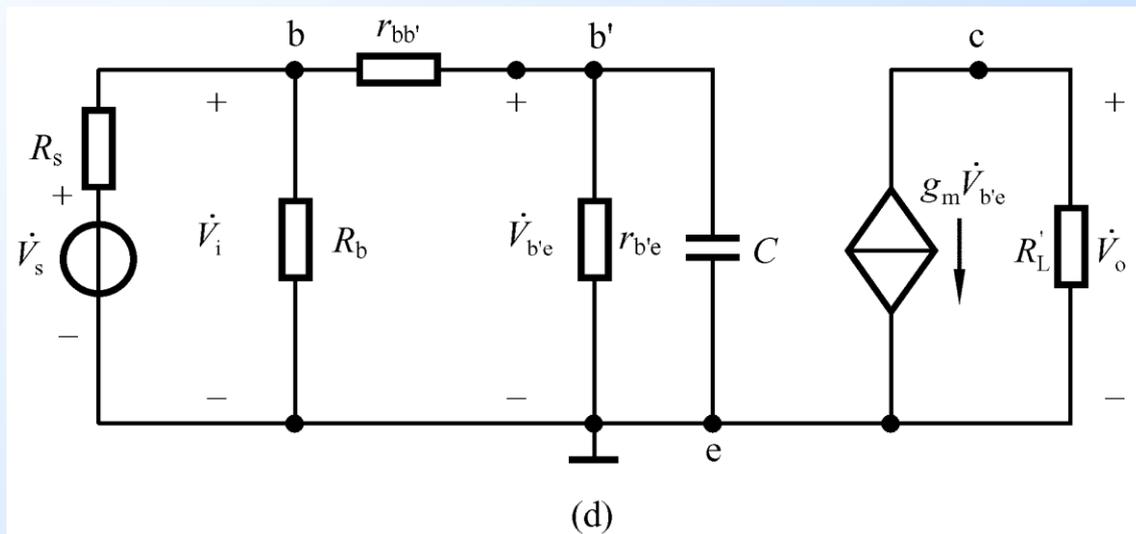
$$C_{M1} = (1 + g_m R'_L) C_{b'c}$$

$$C = C_{b'e} + C_{M1}$$

$$R = (R_s // R_b + r_{bb'}) // r_{b'e}$$

$$\dot{V}'_s = \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{R_b // r_{be}}{R_s + R_b // r_{be}} \dot{V}_s$$

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e}$$



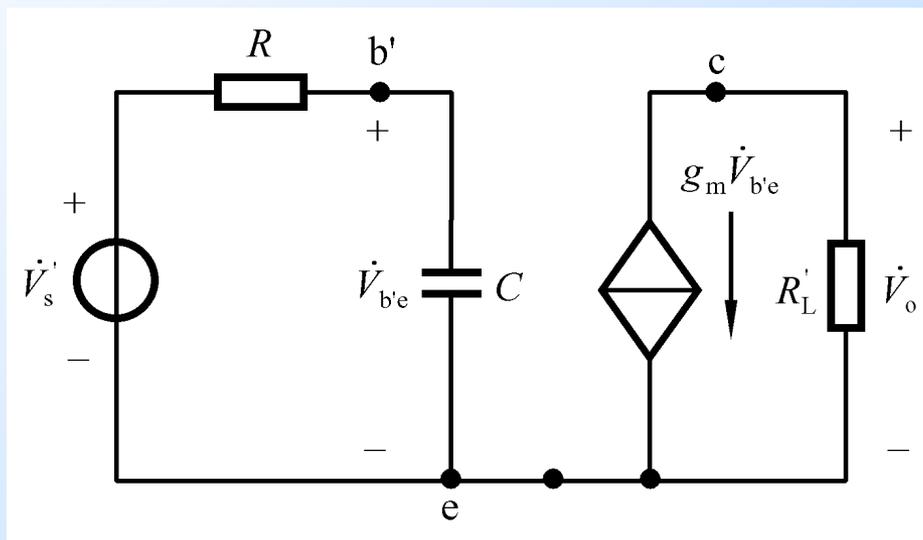
4.7.3 单级共射极放大电路的频率响应

1. 高频响应

② 高频响应和上限频率

由电路得

$$\begin{cases} \dot{V}_{b'e} = \frac{1}{1 + j\omega RC} V'_s \\ \dot{V}_o = -g_m R'_L \dot{V}_{b'e} \\ V'_s = \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{R_b // r_{be}}{R_s + R_b // r_{be}} \dot{V}_s \end{cases}$$



$$C = C_{b'e} + C_{M1} \quad R = (R_s // R_b + r_{bb'}) // r_{b'e}$$

电压增益频响 $\dot{A}_{VSH} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = -g_m R'_L \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{R_b // r_{be}}{R_s + R_b // r_{be}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{\dot{A}_{VSM}}{1 + j(f/f_H)}$

其中 $\dot{A}_{VSM} = -g_m R'_L \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{R_b // r_{be}}{R_s + R_b // r_{be}} = -\frac{\beta_0 R'_L}{r_{be}} \cdot \frac{R_b // r_{be}}{R_s + R_b // r_{be}}$ 中频增益或通带源电压增益

$f_H = \frac{1}{2\pi RC}$ 上限频率

1. 高频响应

② 高频响应和上限频率

共射放大电路

$$\dot{A}_{VSH} = \dot{A}_{VSM} \cdot \frac{1}{1 + j(f/f_H)}$$

RC低通电路

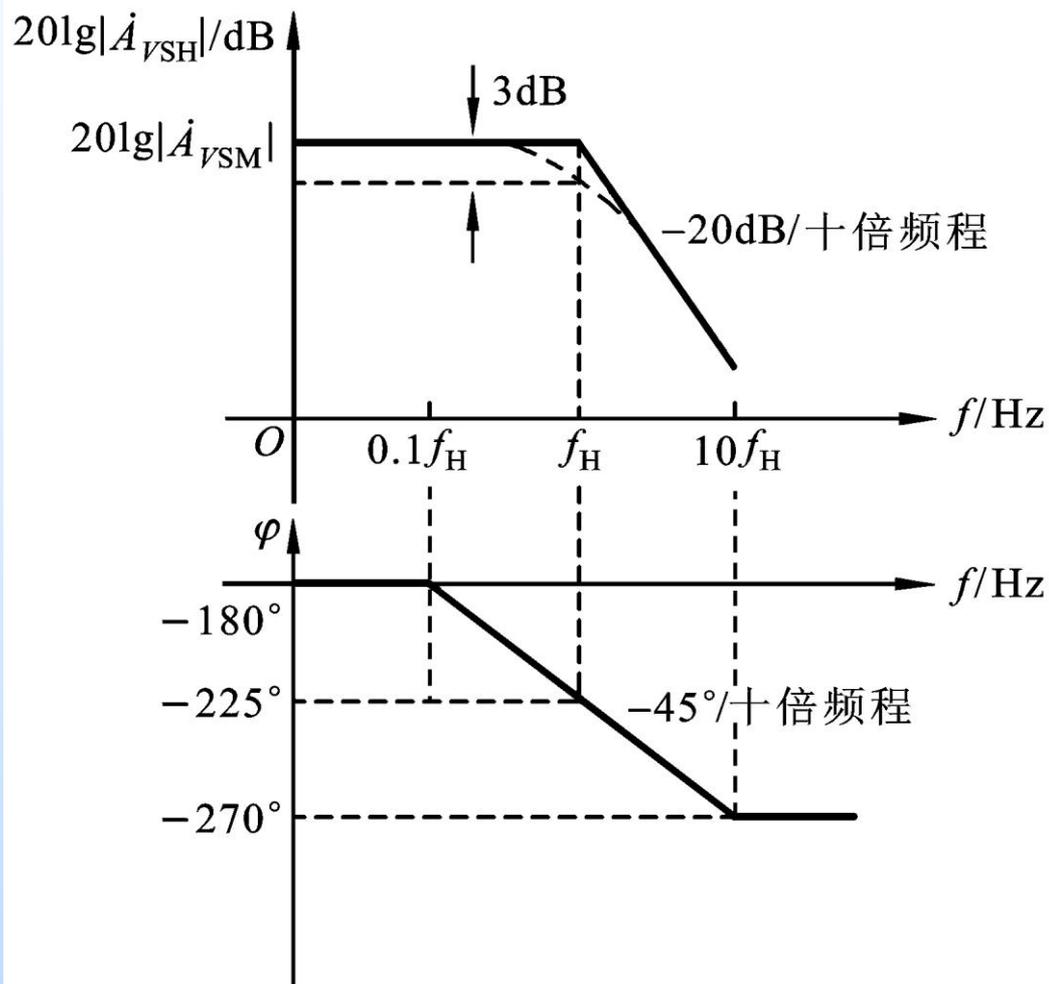
$$\dot{A}_{VH} = \frac{1}{1 + j(f/f_H)}$$

频率响应曲线变化趋势相同

幅频响应

$$20 \lg |\dot{A}_{VSH}| = 20 \lg |\dot{A}_{VSM}| + 20 \lg \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_H)^2}}$$

相频响应 $\varphi = -180^\circ - \arctg(f/f_H)$



1. 高频响应

③ 增益-带宽积

$$\begin{aligned} \left| \dot{A}_{\text{VSM}} \cdot f_{\text{H}} \right| &= g_{\text{m}} R'_{\text{L}} \cdot \frac{r_{\text{b'e}}}{r_{\text{be}}} \cdot \frac{R_{\text{b}} // r_{\text{be}}}{R_{\text{s}} + R_{\text{b}} // r_{\text{be}}} \cdot \frac{1}{2\pi RC} \\ &= g_{\text{m}} R'_{\text{L}} \cdot \frac{r_{\text{b'e}}}{r_{\text{be}}} \cdot \frac{R_{\text{b}} // r_{\text{be}}}{R_{\text{s}} + R_{\text{b}} // r_{\text{be}}} \cdot \frac{1}{2\pi [r_{\text{b'e}} // (r_{\text{bb}'} + R_{\text{b}} // R_{\text{s}})] [C_{\text{b'e}} + (1 + g_{\text{m}} R'_{\text{L}}) C_{\text{b'c}}]} \end{aligned}$$

当 $R_{\text{b}} \gg R_{\text{s}}$ 及 $R_{\text{b}} \gg r_{\text{be}}$ 时, 有

$$\left| \dot{A}_{\text{VSM}} \cdot f_{\text{H}} \right| = \frac{g_{\text{m}} R'_{\text{L}}}{2\pi (r_{\text{bb}'} + R_{\text{s}}) [C_{\text{b'e}} + (1 + g_{\text{m}} R'_{\text{L}}) C_{\text{b'c}}]}$$

BJT 一旦确定, 带宽增益积基本为常数

例题

例3.7.1 设共射放大电路在室温下运行，其参数为： $R_s = 1\text{k}\Omega$ ， $r_{bb'} = 100\Omega$ ， $I_C = 1\text{mA}$ ， $\beta_0 = 100$ ， $f_T = 400\text{MHz}$ ， $C_{b'c} = 0.5\text{pF}$ ， $R_c = 5\text{k}\Omega$ 。负载开路， R_b 足够大忽略不计。试计算它的低频电压增益和上限频率。

解：模型参数为

$$g_m = \frac{I_E}{V_T} = \frac{1\text{mA}}{26\text{mV}} = 0.038 \text{ S}$$

$$r_{b'e} = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{0.038 \text{ S}} = 2.6 \text{ k}\Omega$$

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'c} = 14.8 \text{ pF}$$

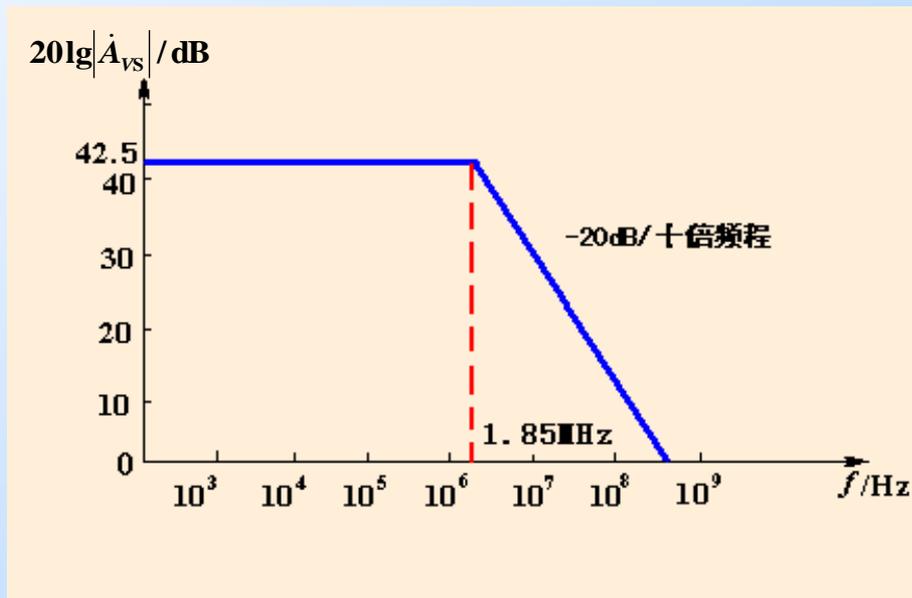
$$C_{M1} = (1 + g_m R_c) C_{b'c} = 96.7 \text{ pF}$$

低频电压增益为

$$\dot{A}_{VSM} = -g_m R_c \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} = -13351$$

$$20\lg|\dot{A}_{VSM}| = 20\lg|-133.51| = 42.5 \text{ dB}$$

又因为 $R = (R_s + r_{bb'}) // r_{b'e} = 0.77 \text{ k}\Omega$



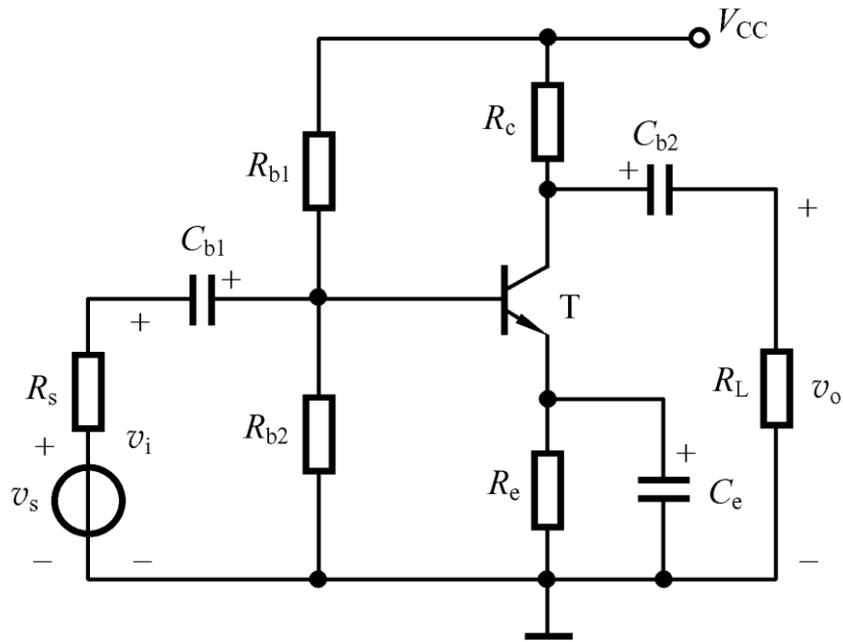
$$C = C_{b'e} + C_{M1} = 111.5 \text{ pF}$$

所以上限频率为

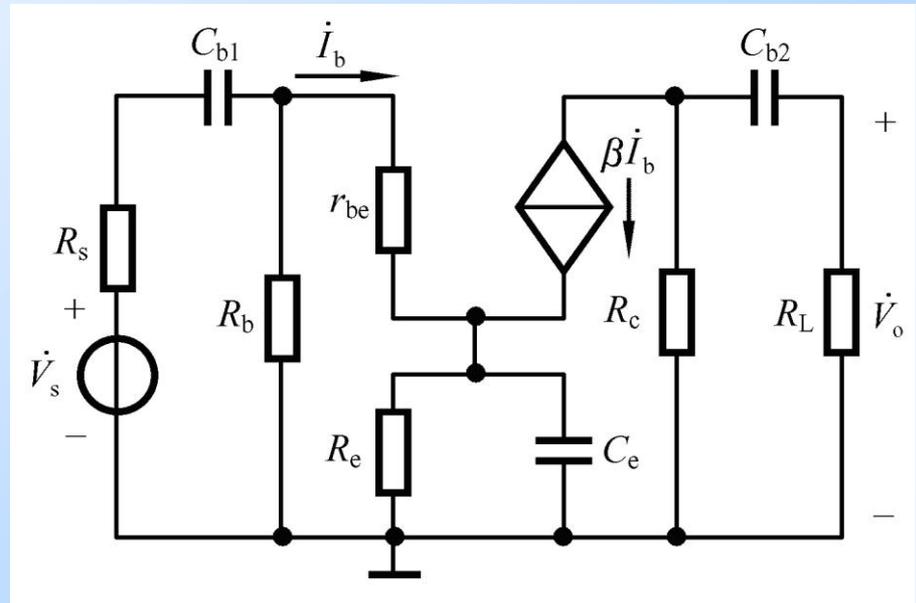
$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = 1.85 \text{ MHz}$$

2. 低频响应

① 低频等效电路



(a)



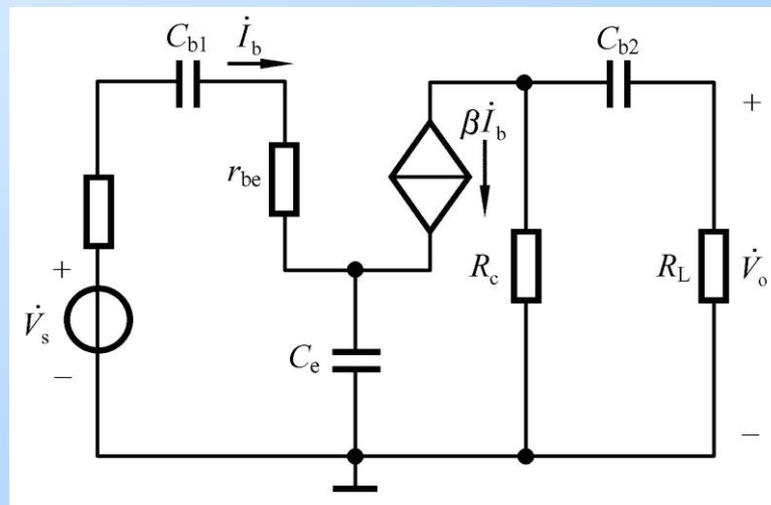
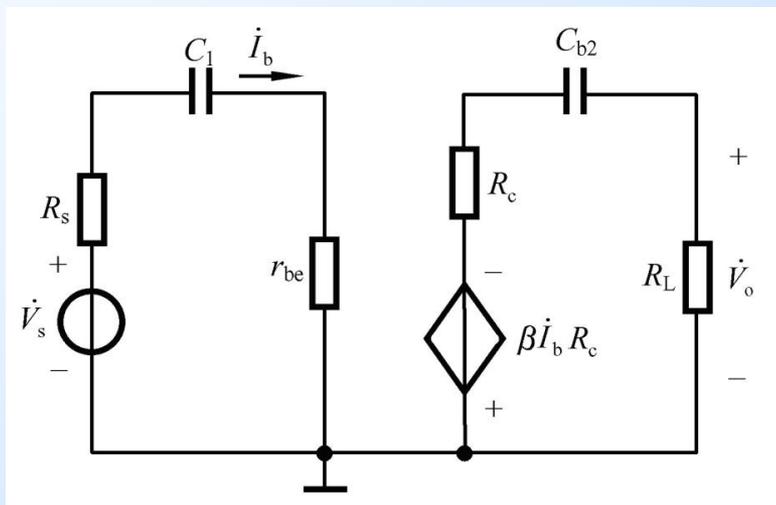
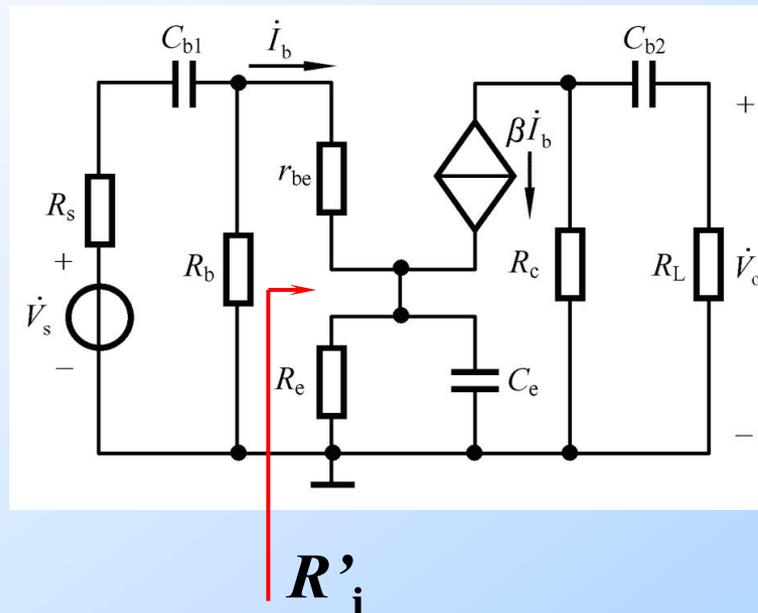
2. 低频响应

① 低频等效电路

$$R_b = (R_{b1} // R_{b2}) \text{ 远大于 } R'_i$$

$$\frac{1}{\omega C_e} \ll R_e$$

$$I_e \approx I_c, C_e \gg C_{b2}$$



2. 低频响应

② 低频响应

$$C_1 = \frac{C_{b1}C_e}{(1 + \beta)C_{b1} + C_e}$$

$$\dot{A}_{VSL} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = -\frac{\beta R'_L}{R_s + r_{be}} \cdot \frac{1}{1 - j/\omega C_1 (R_s + r_{be})} \cdot \frac{1}{1 - j/\omega C_{b2} (R_c + R_L)}$$

当 $\dot{A}_{VSM} = -\frac{\beta R'_L}{R_s + r_{be}}$

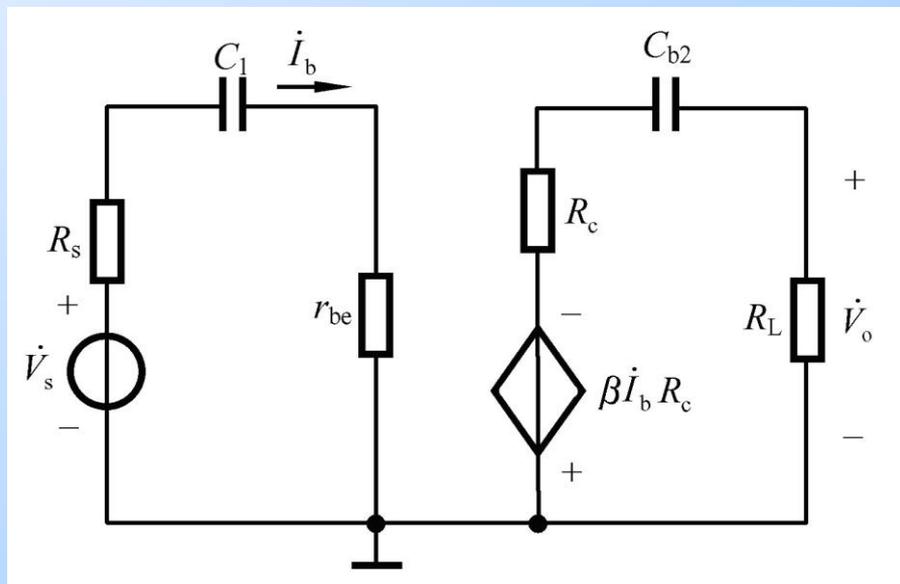
中频区(即通常内)源电压增益

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_s + r_{be})}$$

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi C_{b2} (R_c + R_L)}$$

则 $\dot{A}_{VSL} = \frac{\dot{A}_{VSM}}{[1 - j(f_{L1}/f)][1 - j(f_{L2}/f)]}$

当 $f_{L1} > 4f_{L2}$ 下限频率取决于 f_{L1}



2. 低频响应

② 低频响应

$$\dot{A}_{VSL} = \frac{\dot{A}_{VSM}}{[1 - j(f_{L1}/f)][1 - j(f_{L2}/f)]}$$

当 $f_{L1} > 4f_{L2}$ 时,

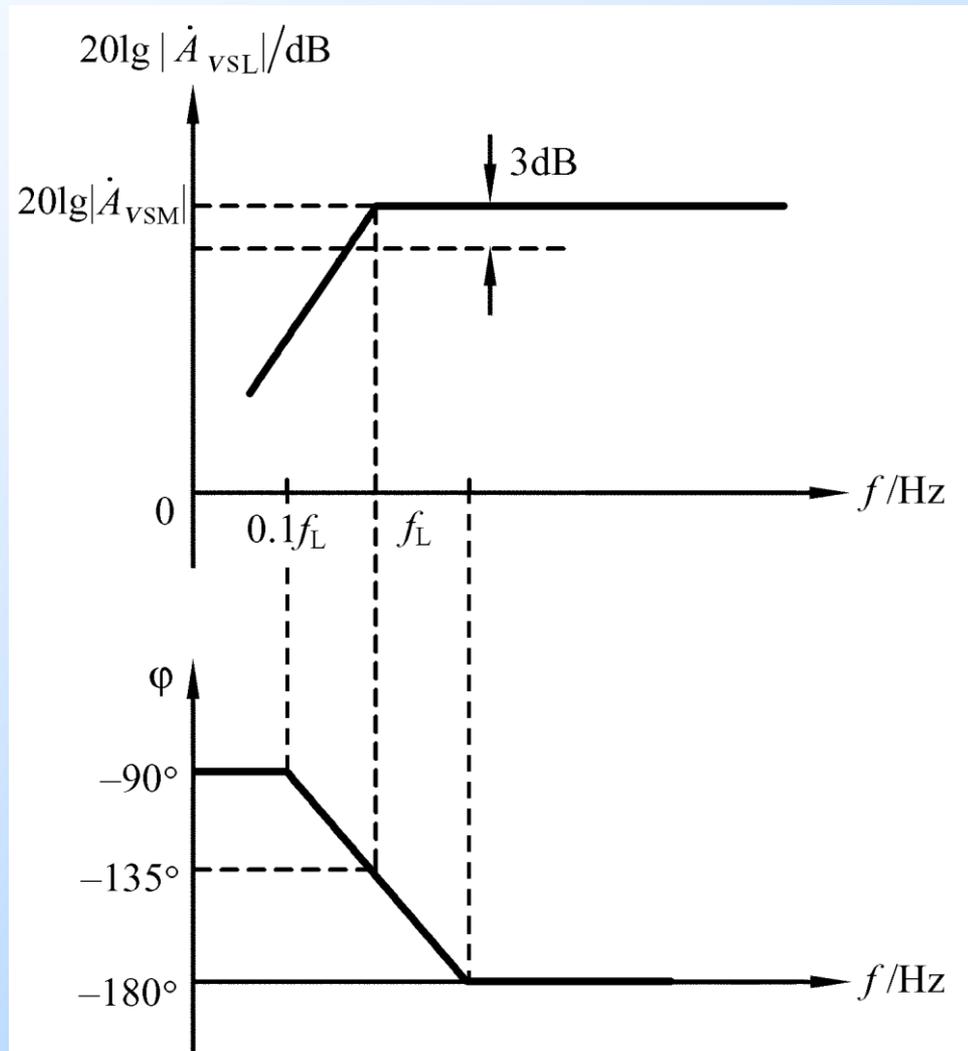
下限频率取决于 f_{L1}

$$\dot{A}_{VSL} = \dot{A}_{VSM} \cdot \frac{1}{1 - j(f_{L1}/f)}$$

幅频响应

$$20 \lg |\dot{A}_{VSL}| = 20 \lg |\dot{A}_{VSM}| + 20 \lg \frac{1}{\sqrt{1 + (f_{L1}/f)^2}}$$

相频响应 $\varphi = -180^\circ - \arctg(-f_{L1}/f) = -180 + \arctg(f_{L1}/f)$

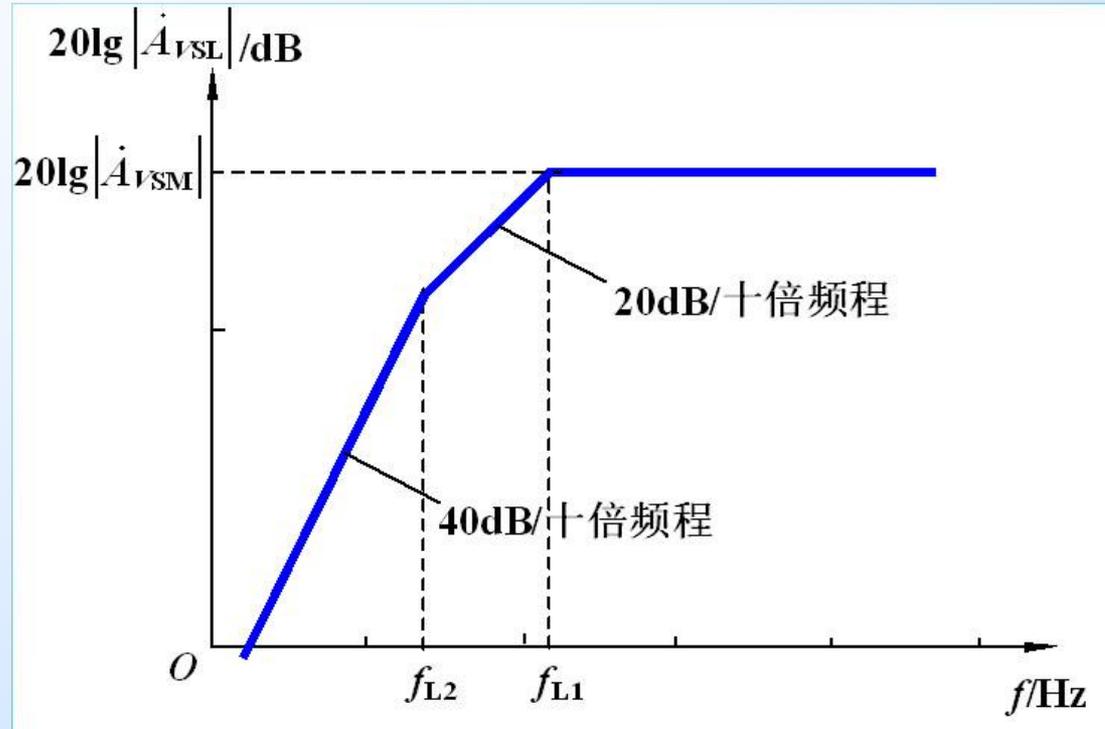




2. 低频响应

② 低频响应

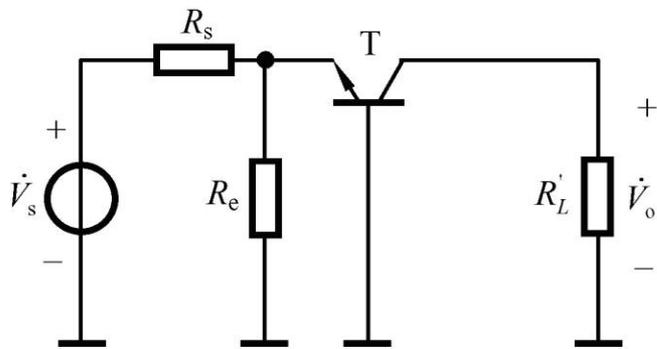
包含 f_{L2} 的幅频响应



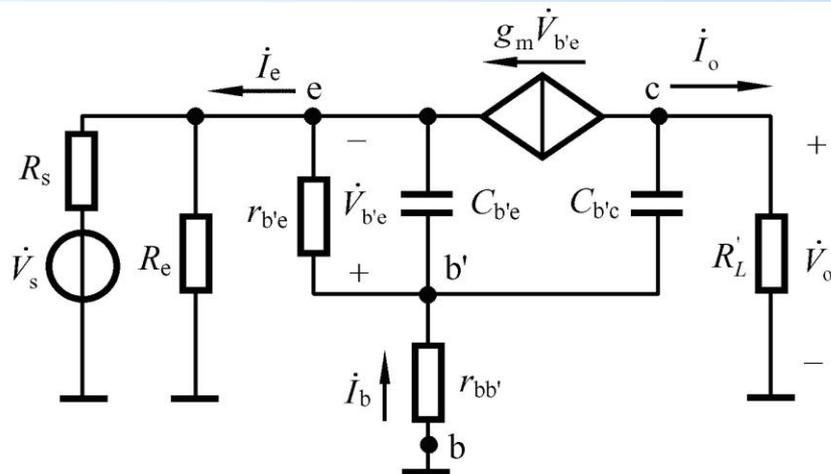
4.7.4 单级共集电极和共基极放大电路的高频响应

1. 共基极放大电路的高频响应

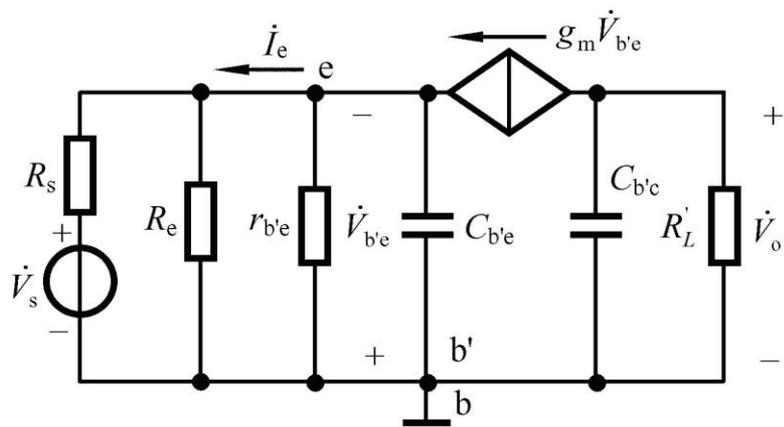
① 高频等效电路



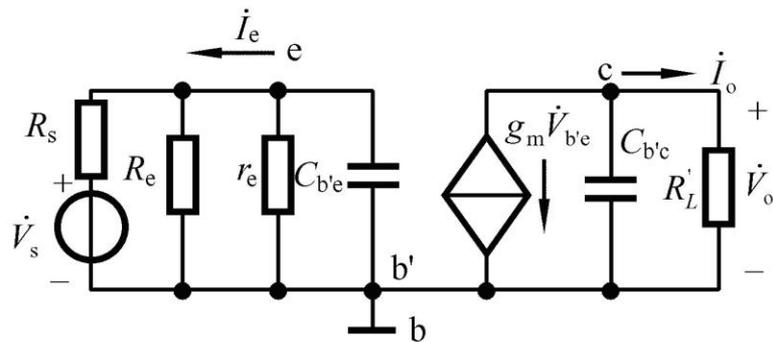
(a)



(b)



(c)



(d)

1. 共基极放大电路的高频响应

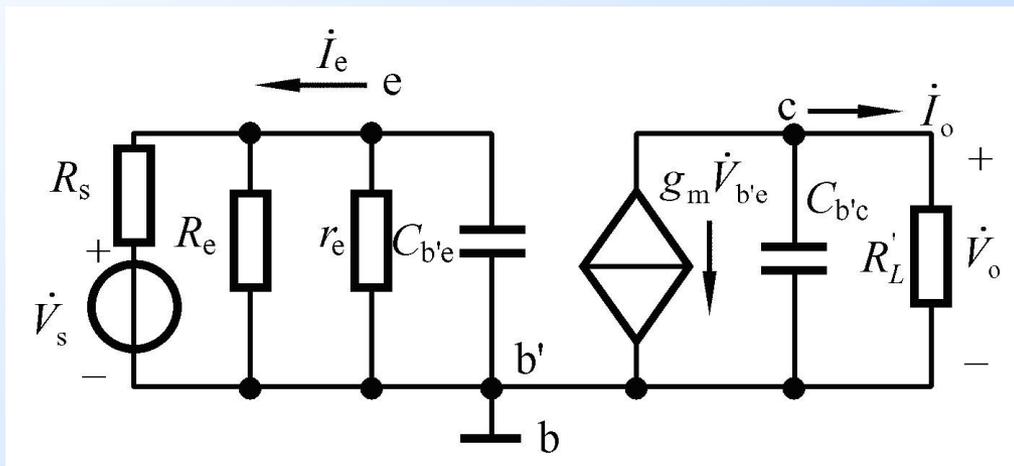
② 高频响应

$$\dot{A}_{VSH} = \frac{\dot{A}_{VSM}}{\left(1 + j \frac{f}{f_{H1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H2}}\right)}$$

其中 $f_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_s \parallel R_e \parallel r_e)C_{b'e}}$

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi R'_L C_{b'c}}$$

$$\dot{A}_{VSM} = g_m R'_L \frac{r_e \parallel R_e}{R_s + r_e \parallel R_e}$$



由于 r_e 很小

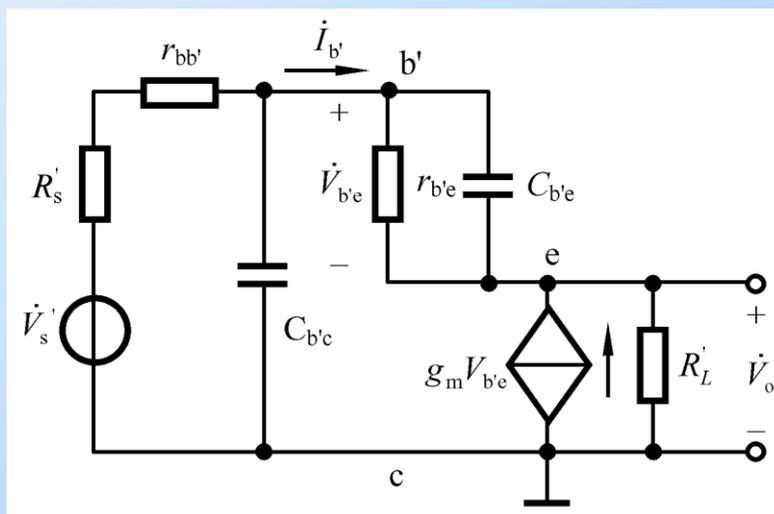
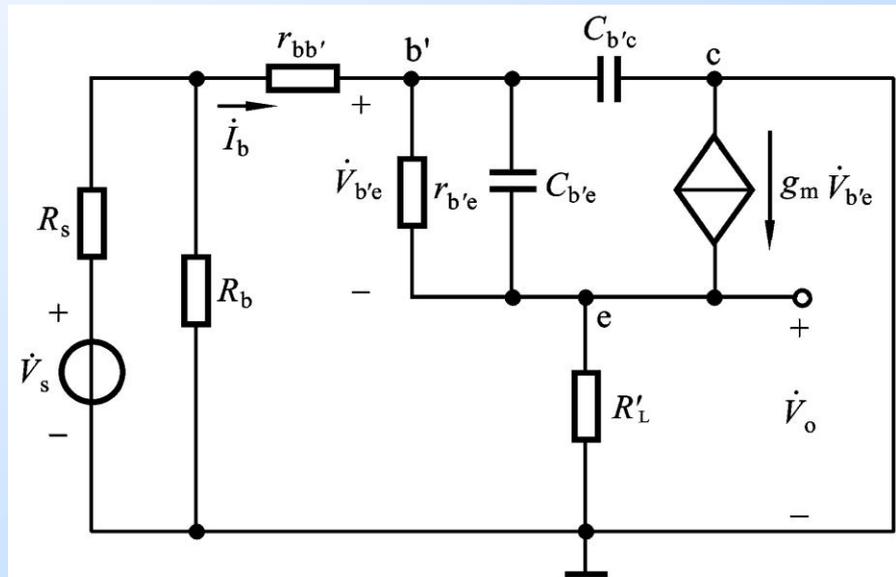
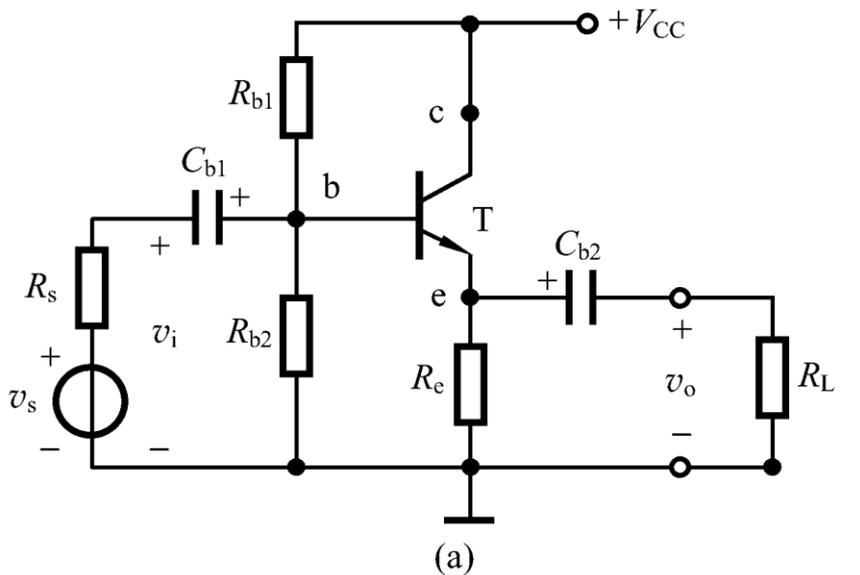
$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_s \parallel R_e \parallel r_e)C_{b'e}} \approx \frac{1}{2\pi r_e C_{b'e}}$$

$$\approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} = f_T \quad \text{特征频率}$$

由于 $C_{b'c}$ 很小, f_{H2} 也很高。

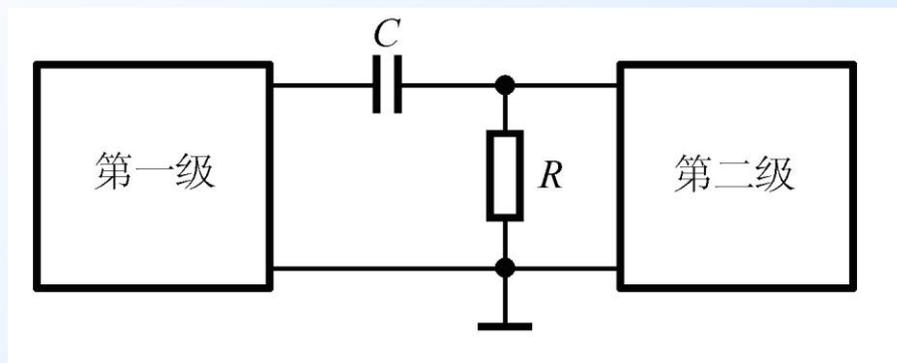
4.7.4 单级共集电极和共基极放大电路的高频响应

2. 共集电极放大电路的上限频率



4.7.5 多级放大电路的频率响应

1. 多级放大电路的增益



$$\begin{aligned}\dot{A}_V(j\omega) &= \frac{\dot{V}_o(j\omega)}{\dot{V}_i(j\omega)} = \frac{\dot{V}_{o1}(j\omega)}{\dot{V}_i(j\omega)} \cdot \frac{\dot{V}_{o2}(j\omega)}{\dot{V}_{o1}(j\omega)} \cdots \frac{\dot{V}_{on}(j\omega)}{\dot{V}_{o(n-1)}(j\omega)} \\ &= \dot{A}_{V1}(j\omega) \cdot \dot{A}_{V2}(j\omega) \cdots \dot{A}_{Vn}(j\omega)\end{aligned}$$

- 前级的开路电压是下级的信号源电压
- 前级的输出阻抗是下级的信号源阻抗
- 下级的输入阻抗是前级的负载

4.7.5 多级放大电路的频率响应

2. 多级放大电路的频率响应

(以两级为例)

当两级增益和频带均相同时，则单级的上下限频率处的增益为 $0.707 A_{VM1}$ 。

两级的增益为 $(0.707 A_{VM1})^2 \approx 0.5 A_{VM1}^2$ 。即两级的带宽小于单级带宽。

- 多级放大电路的通频带比它的任何一级都窄。

