

1.9 BJT

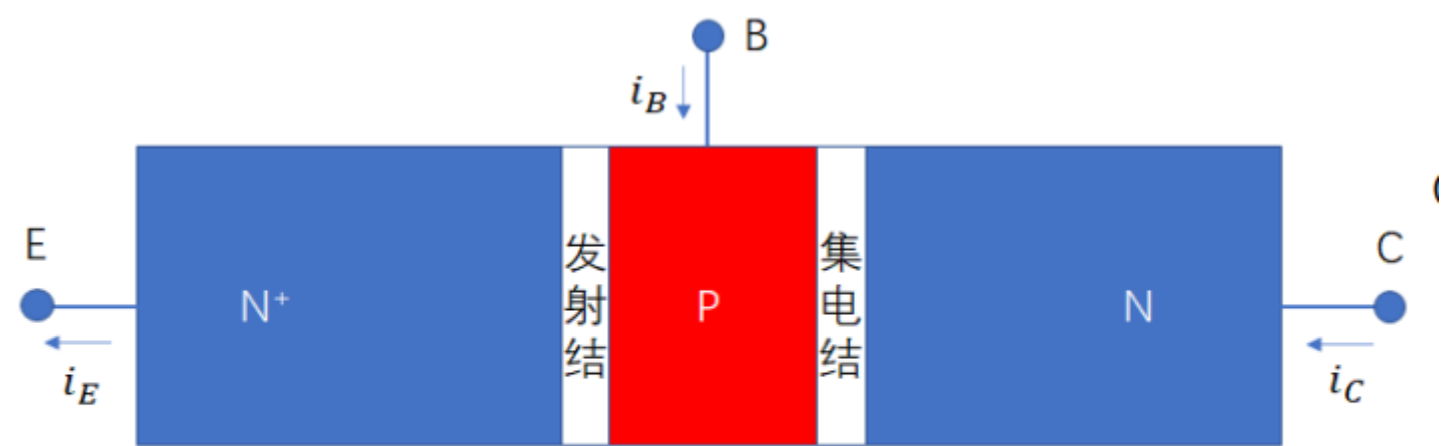
Core Concepts:

- 1. BJT控制机制与特性
 - 1.1恒流区特性方程
- 2.分段折线模型
- 3.分压偏置电路分析
 - 3.1极筒偏置
 - 3.2并联负反馈
 - 3.3串联负反馈分压偏置电路
- 4.负反馈电路连接方式与灵敏度分析
- 5.电流源
 - 负反馈连接改善电阻特性
 - 电流镜
 - 负反馈电路提高厄利电压从而提高匹配程度
 - β 倍增器提高匹配程度
- 6. NPN-BJT与PNP-BJT对比

本次笔记若无特别说明，默认以NPN-BJT为例

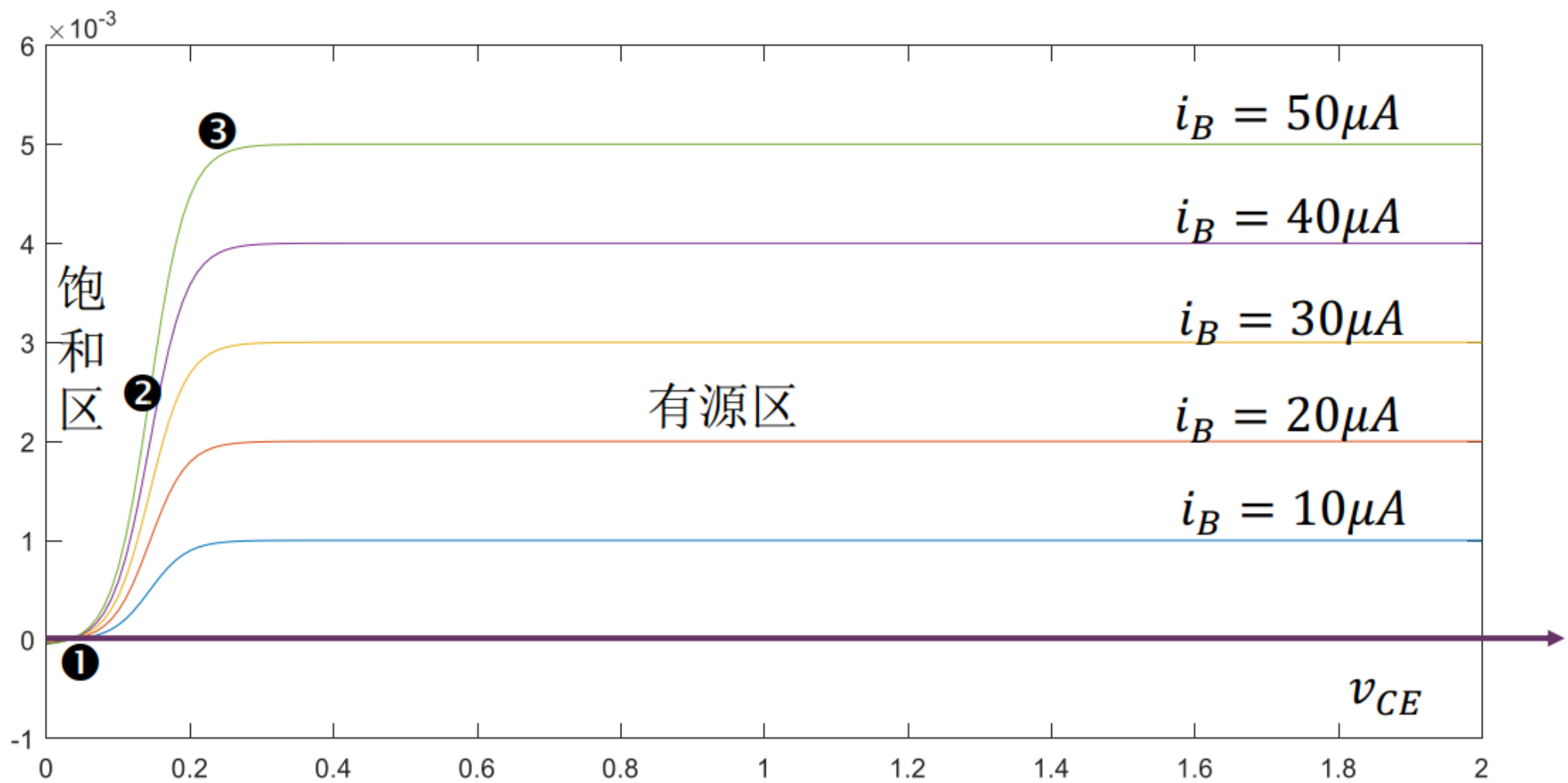
1.BJT控制机制与特性

以NPN-BJT为例：



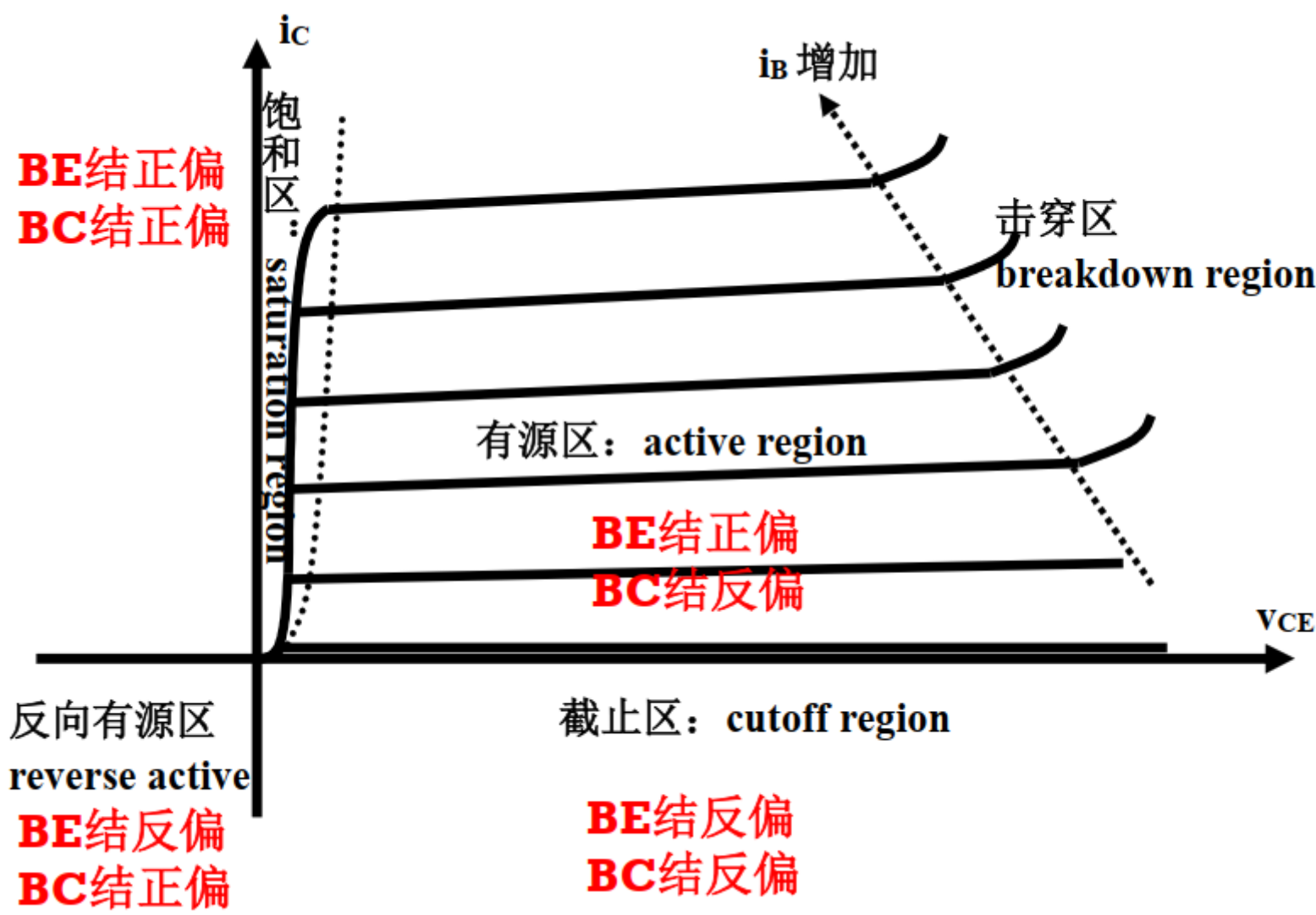
NPN-BJT

- 当 $i_B = 0$ ($V_{BE} = 0$) 时 V_C 加正电压 ($V_{CE} > 0$) 没有电流，处于截止区
- 当 $i_B > 0$ 时，从 N^+ 向 P 流入大量电子，在非常薄且掺杂浓度非常低的 P 区尚未复合就流入 N 区，这时候随着 V_{CE} 的增大 I_C 也在增大，当 $V_{CE} > V_{CE,sat} = 0.2V$ 时， I_C 达到饱和，此时 $I_C = \beta I_B$
所以呈现下图的伏安特性曲线：



注意如果把 I_B 作为控制变量，饱和电流和 I_B 呈现线性关系（可以看作一个线性的流控流源）
 PS：我们认为“在恒流区时，BC的PN结反偏截止”实际上是一种抽象：因为随着 V_{CE} 的增加，靠近 V_{CB} 这块区域的电子浓度是越来越小的，因此当 $V_{CE} = 0.2V$ 时，这部分的电子浓度太小了以至于我们可以近似认为截止了（其实仍然可以导电，并且 $I_C = \beta I_B$ ）

恒流区特性方程（glgg强调一定要记住，并且实际体验是还要能在所给的图中找到对应的变量是什么）



$$i_B = A_J J_{BS0} \left(e^{\frac{v_{BE}}{v_T}} - 1 \right)$$

$$i_C = \beta A_J J_{BS0} \left(e^{\frac{v_{BE}}{v_T}} - 1 \right) \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right) = \beta i_B \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right)$$

其中一些符号的含义如下：
 $v_T = \frac{kT}{q}$ ：热电压； V_A ：厄利电压；
 $I_{BS0} = A_J J_{BS0}$ ：反向饱和电流； β ：电流增益
 PS：注意 β 表示的是集电极C的电流 I_C 比上基极电流 I_B 的比值

2.分段折线电路模型

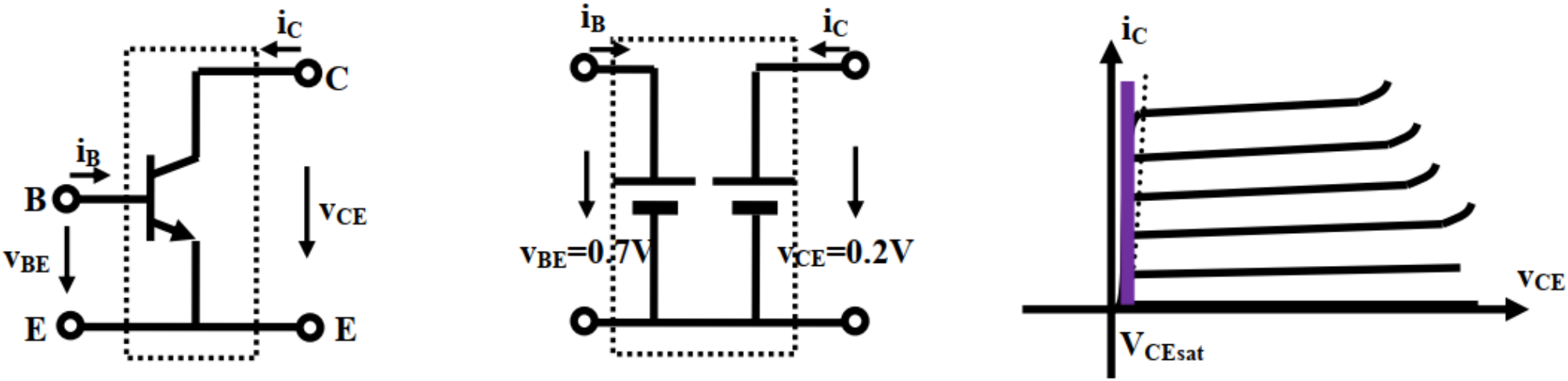
(只要元件约束方程有明显的分区特性，原理性分析中就可以使用分段折线模型)

BJT伏安特性曲线在第一象限三个分区有明确的物理含义，可在三个区域分别线性化处理：

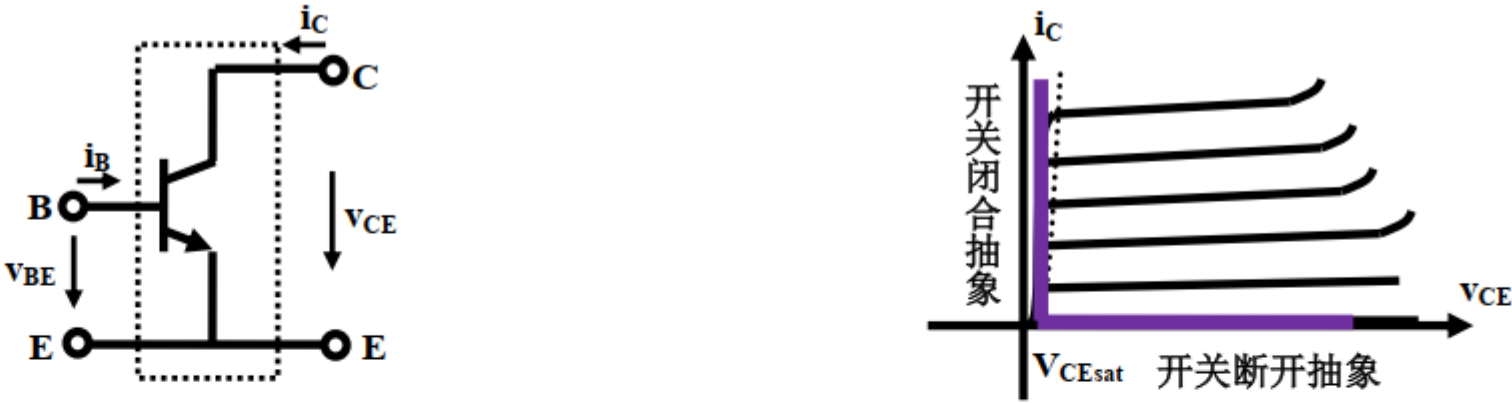
- 1.截止区：发射结（BE）和集电结（BC）均反偏截止（开路模型）
- 饱和区：发射结和集电结均正偏导通，集电极电流剧烈变化下集射电压（ V_{CE} ）几乎保持不变(0.2V)，抽象为恒压源
- 恒流区：发射结正偏，集电结反偏，集电极收集到的载流子最多就是发射区发射到基区的载流子（ βI_B ），集电极电流趋于恒定，伏安特性曲线几乎水平，抽象为恒流源。

每段的条件：

- 截止区 $i_B = 0, i_C = 0$
- 饱和区 $i_B > 0, i_C < \beta i_B$, 此时 $V_{BE} = V_{on} = 0.7V, V_{CE} = V_{CE,sat} = 0.2V$



PS：这里的“饱和”指的就是电压饱和
截止和饱和的切换可以抽象为开关模型：



条件：

$i_B = 0$

$i_C = 0$

BE结反偏，BC结反偏：开关断开

i_B 较大

$V_{CE} = 0.2V$

BE结正偏，BC结正偏：开关闭合

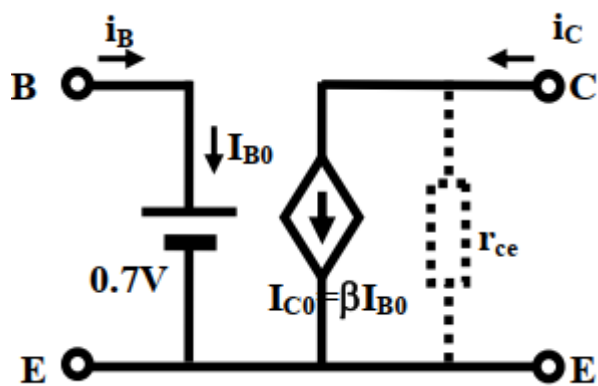
$i_C < \beta i_B$

很多应用情况下，小的饱和电压被忽略不计，建模为短路

- 有源区（恒流区）** $I_B > 0, V_{CE} > V_{CE,sat} = 0.2V$ 此时

$$V_{BE} = 0.7V;$$
$$i_C = \beta i_B (1 + \frac{V_{CE}}{V_A}) = I_{C0} + \frac{V_{CE}}{r_{ce}} \quad (r_{ce} = \frac{V_A}{I_{C0}} = \frac{V_A}{\beta I_{B0}})$$

因此等效电路是恒流源（有厄利内阻 r_{ce} ）：



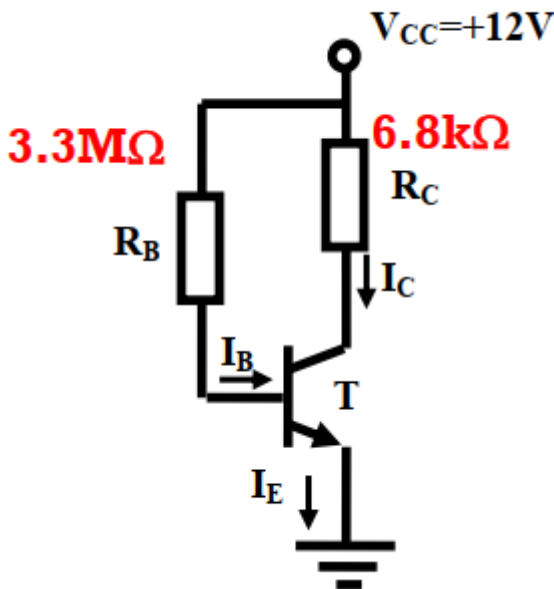
但是是否要考虑厄利效应带来的内阻，和CE端口外接的负载有关。如果外接电阻相对于内阻非常小就不需要考虑，否则就需要考虑。

为了将BJT作为恒流源使用，需要利用外接电压将BJT偏置到恒流区，但是因为BJT的一些参数变化比较大（比如电压增益 β ）导致需要使用一些电路结构（比如设计的负反馈结构）实现稳定的直流工作点。
下面默认分立BJT的 β 在200~450范围内

3.分压偏置电路分析

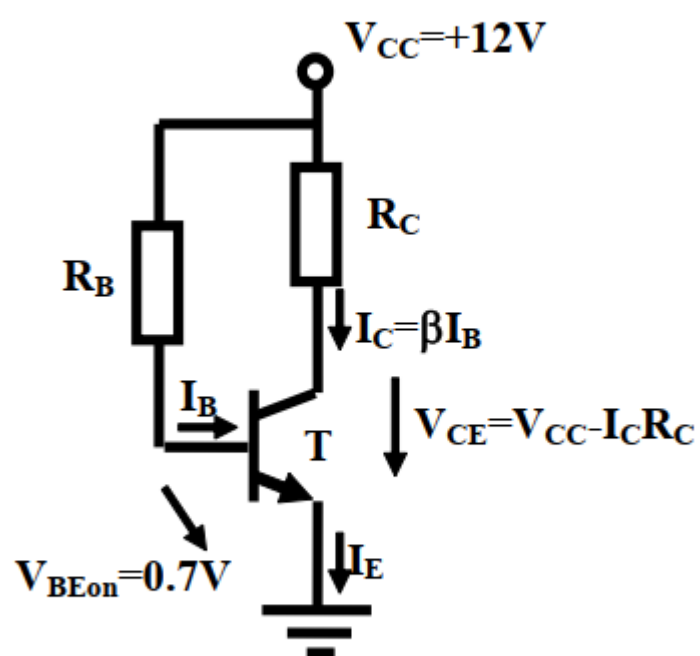
（数据采取图中所给的数据）

- 1. 极简偏置



工作区假设： 和分析二极管类似的，我们在不知道晶体管工作在哪个区域时，可以先假设它工作在某个区域，然后按这个区域的电路模型进行分析。显然假设工作在恒流区是最简单的，所以我们一般都首先假设晶体管工作在恒流区，然后计算检查 V_{CE} ，若 $V_{CE} > 0.2V$ ，满足恒压区条件，说明假设成立，否则需要重新假设其他情况。

下面是分析极简偏置电路在恒流区假设下的结果：



$$V_{BE} = V_{BEon} = 0.7V$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

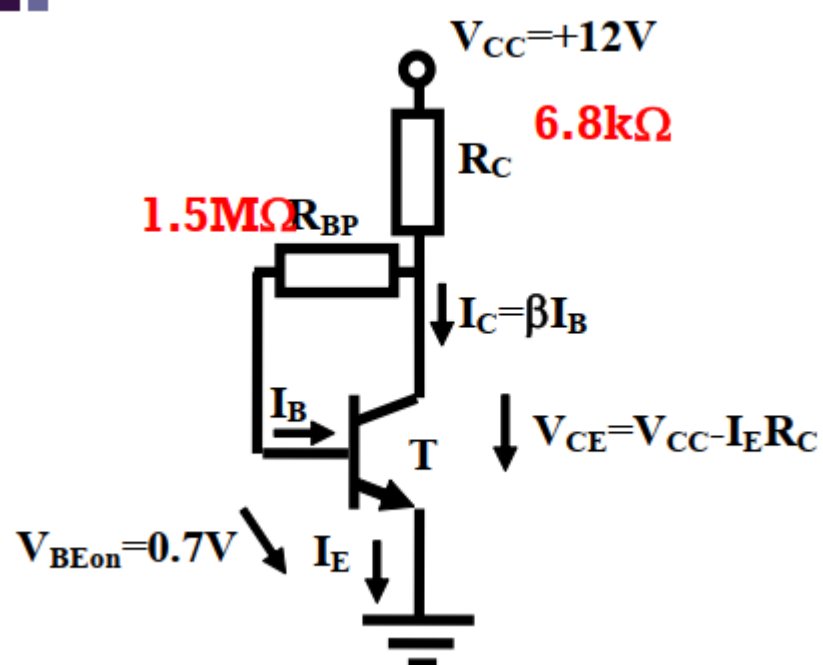
$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

$$= V_{CC} - (V_{CC} - V_{BE}) \frac{\beta R_C}{R_B}$$

计算结果显示 β 在200~450的变化范围下， V_{CE} 在7.3V~1.5V范围变化，假设成立，但是工作点稳定性非常差。

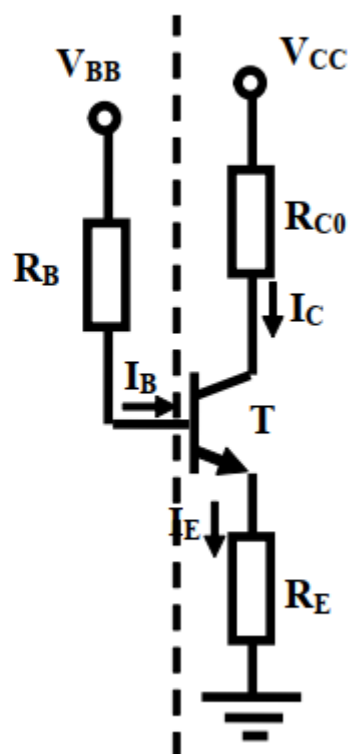
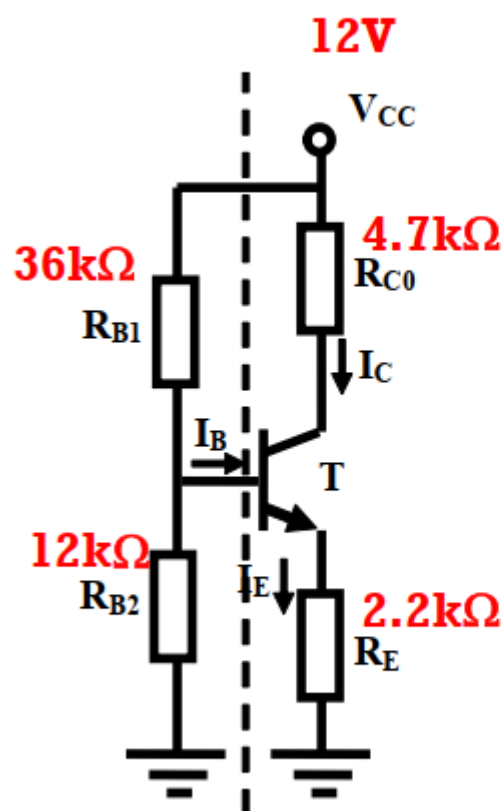
- 2. 并联负反馈



计算得到 $V_{CE}=6.6V\sim 4.4V$ ，提高了工作点的稳定性

- 3. 串联负反馈分压偏置电路：

首先为了分析的简便，我们需要进行一次戴维南等效：



$$V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC}$$

$$= \frac{12}{36 + 12} \times 12 = 3V$$

$$R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$$

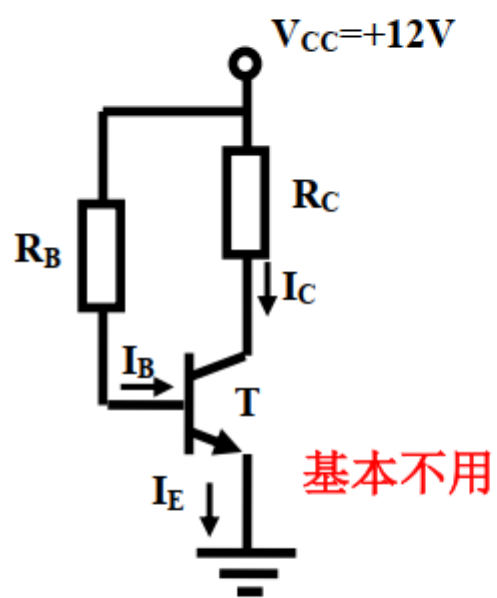
$$= \frac{36 \times 12}{36 + 12} = 9k\Omega$$

分析BE端口的看出情况，可以等效为一个戴维南源： $V_{BB} = 3V, R_B = R_{B1} \parallel R_{B2} = 9K\Omega$
 然后分析得到 V_{CE} 在 $5.0V \sim 4.9V$ 范围内，非常稳定。

总结：

工作点确定性/稳定性差异巨大

$\beta=200-450$

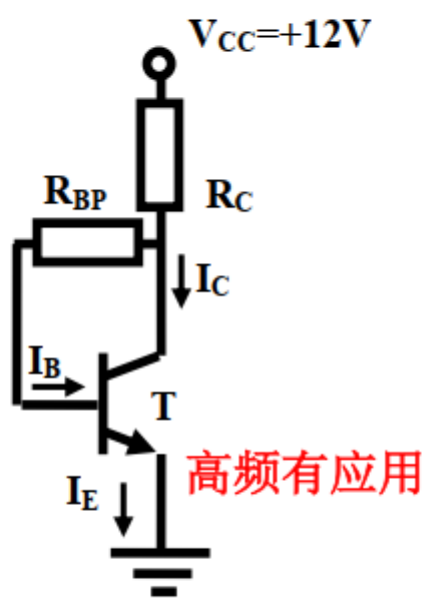


基本不用

$$I_C = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$$= 0.685 \sim 1.54mA$$

$$V_{CE} = 7.3V \sim 1.5V$$

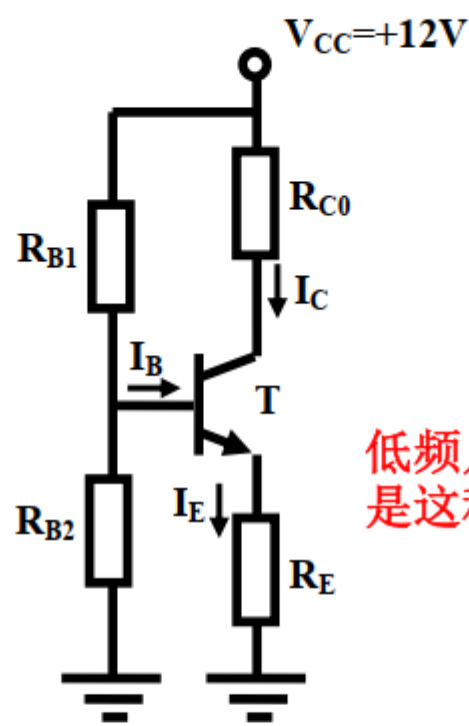


高频有应用

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_C + R_{BP}}{\beta}}$$

$$= 0.788 \sim 1.11mA$$

$$V_{CE} = 6.6V \sim 4.4V$$



低频几乎都是这种结构

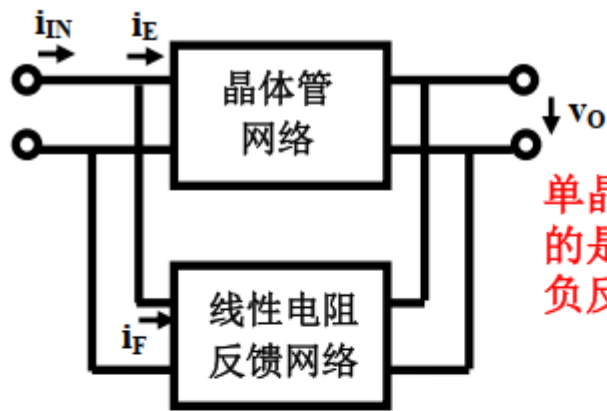
$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B + R_E}{\beta}}$$

$$= 1.02 \sim 1.03mA$$

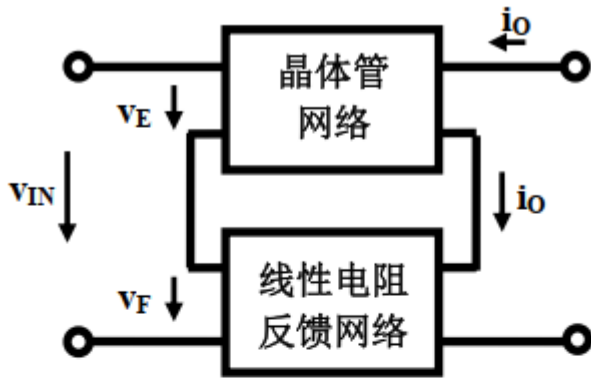
$$V_{CE} = 5.0V \sim 4.9V$$

4.负反馈电路连接方式与灵敏度分析

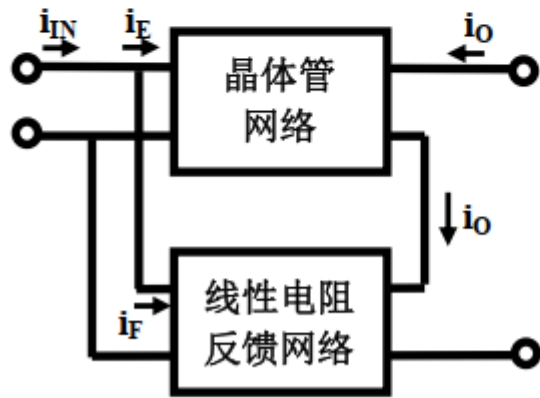
根据晶体管网络和线性电阻反馈网络两个端口的连接方式，可以分成四种（如下图）：



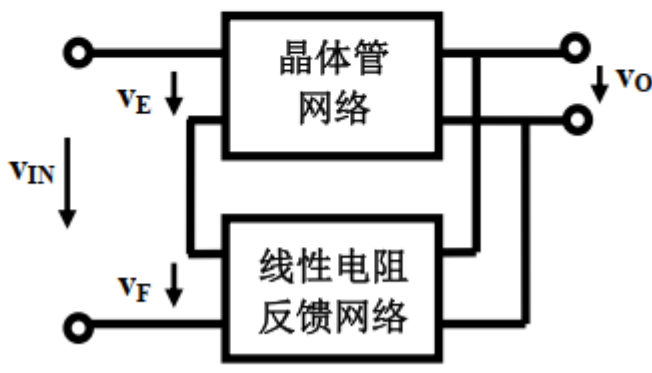
并并负反馈



串串负反馈



并串负反馈



串并负反馈

单晶体管：常见的是串串和并并负反馈

复杂晶体管网络：四种负反馈都有应用，如运放电路就是复杂晶体管网络：4种负反馈连接形成的4种接近理想的受控源

单晶体管网络常见的是串串和并并负反，并串和串并需要多个晶体管才能实现（大概是这样）
四种连接方式对应了四种（接近）理想的受控源：

(助记方法)

输出端口如果是并联，那么就是反馈网络检测输出电压，并且输出的就是电压（是x控压源）,否则控制的是电流，（是x控流源）；
输入端口如果是并联，那么输入电压两个网络是相同的，所以反馈网络通过电流反馈形成负反馈机制，所以是(流控x源)， 否则是(压控x源)

更简洁的助记方法：

输出端口是检测端口，所以输出端口什么相同就是?控什么源；输入端口是控制端口，所以输入端口什么不同就是什么控?源。

这样分析可知左上并并连接得到是流控压源。右上串串连接得到的是压控流源。

灵敏度分析：

灵敏度分析

$$S_{x_i}^y = \frac{\Delta y/y}{\Delta x_i/x_i} \stackrel{\Delta x_i \rightarrow 0}{=} \frac{x_i}{y} \frac{\partial y}{\partial x_i}$$

设计值 实际制作偏离设计值

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n) = f(x_{10} + \Delta x_1, x_{20} + \Delta x_2, \dots, x_{n0} + \Delta x_n)$$

$$= f(x_{10}, x_{20}, \dots, x_{n0}) + \frac{\partial f}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n} \Delta x_n + h.o.t$$

$$\Delta y = y - y_0 \approx \frac{\partial f}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n} \Delta x_n$$

导致输出偏离设计值

$$\frac{\Delta y}{y_0} \approx \frac{\partial f}{\partial x_1} \frac{x_{10}}{y_0} \frac{\Delta x_1}{x_{10}} + \frac{\partial f}{\partial x_2} \frac{x_{20}}{y_0} \frac{\Delta x_2}{x_{20}} + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n} \frac{x_{n0}}{y_0} \frac{\Delta x_n}{x_{n0}}$$

$$\frac{\Delta y}{y_0} = S_{x_1}^y \frac{\Delta x_1}{x_{10}} + S_{x_2}^y \frac{\Delta x_2}{x_{20}} + \dots + S_{x_n}^y \frac{\Delta x_n}{x_{n0}}$$

对于极度不稳定因素如 β ，电路设计时应确保其灵敏度足够小，从而提高系统稳定性

灵敏度：该因素对最终输出的影响力大小

灵敏度：

Def: 自变量误差程度对因变量误差程度的影响比例

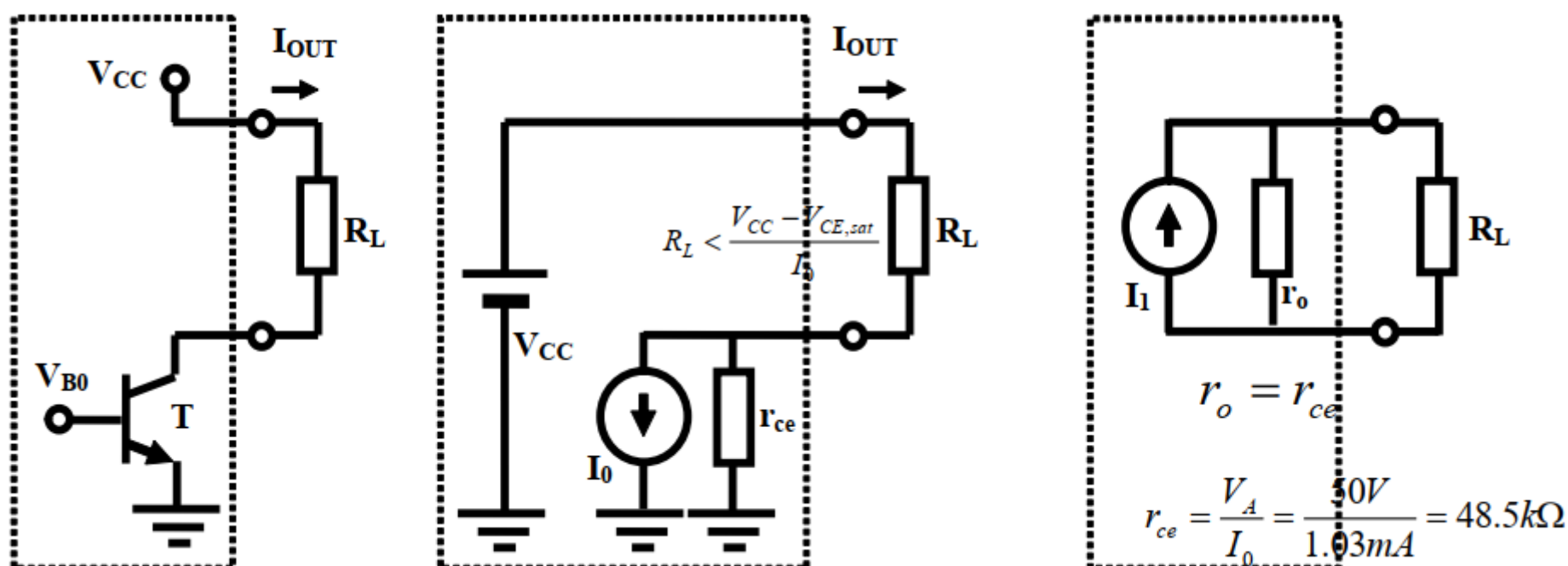
根据定义可以求出：

$$S_{x_i}^y = \frac{\Delta y/y}{\Delta x_i/x_i}$$

$$\Delta x_i \rightarrow 0 \text{ 时, 上式} \rightarrow \frac{x_i}{y} \frac{\partial y}{\partial x_i}$$

5. 电流源

当晶体管工作在恒流区时，（CE端口）对外可以看作一个恒流源（可能需要考虑厄利电阻）



上图是对晶体管恒流区外接电阻等效电路的抽象过程：

当 V_{B0} 不变时，晶体管相当于一个诺顿源，所以先做诺顿等效

- 首先明确外部电阻是接在最左图所示的部位的，此时 $I_{OUT} = I_C$ ，更具体的说：

$$I_C = \beta A_J J_{BS0} \cdot \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) = I_0 \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) = I_0 + \frac{I_0}{V_A} V_{CE} = I_0 + \frac{V_{CE}}{r_{ce}}$$

所以做诺顿等效得到中间的结构。

- 然后一个恒压源和一个恒流源串联，就相当于一个恒流源，进一步做诺顿等效（注意诺顿电流 I_1 除了晶体管等效的恒流源，还有 $\frac{V_{CC}}{r_{ce}}$ ，内阻显然是 r_{ce} ）所以最终得到最右侧的等效结果：
所以加上负载电阻后：

$$I_1 = I_0 + \frac{V_{CC}}{r_{ce}}$$

$$I_{out} = I_1 \frac{r_{ce}}{r_{ce} + R_L} = \frac{r_{ce}}{r_{ce} + R_L} I_0 + \frac{V_{CC}}{r_{ce} + R_L}$$

我们自然希望输出电阻越大越好，这样就能更接近理想恒流源。

- 负反馈改善内阻特性：

$$I_C = f(V_{BE}, V_{CE}) = I_{CS0} \cdot \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)$$

$$g_o = \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = \frac{\partial f(V_{BE}, V_{CE})}{\partial V_{CE}} = \frac{\partial f}{\partial V_{CE}} = \frac{I_0}{V_A} = \frac{1}{r_{ce}} = g_{ce}$$

$$I_C = f(V_{BE}, V_{CE}) = f(V_B - I_C R_E, V_C - I_C R_E)$$

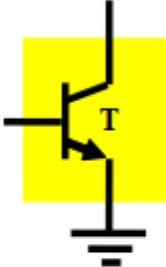
$$g_o = \frac{\partial I_C}{\partial V_C} = \frac{\partial f(V_{BE}, V_{CE})}{\partial V_C} = \frac{\partial f}{\partial V_{BE}} \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_C} + \frac{\partial f}{\partial V_{CE}} \frac{\partial V_{CE}}{\partial V_C}$$

$$= g_m \cdot \left(-\frac{\partial I_C}{\partial V_C} R_E \right) + g_{ce} \cdot \left(1 - \frac{\partial I_C}{\partial V_C} R_E \right) = -g_m R_E g_o + g_{ce} (1 - g_o R_E)$$

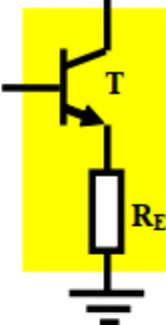
$$g_o = \frac{g_{ce}}{1 + (g_m + g_{ce}) R_E} \approx \frac{g_{ce}}{1 + g_m R_E}$$

$$r_o \approx r_{ce} (1 + g_m R_E)$$

未加负反馈



加串联负反馈电阻



微分跨导增益

等效电流源内阻增加，更加接近于理想恒流源

清华大学电子工程系

《电子电路与系统基础（A1）》电阻电路

4/18/2024

相对于未加负反馈情况下的结果 $G_o = \frac{I_0}{V_A} = g_{ce}$
 加上了串联负反馈电阻的结果 $G_o \approx \frac{g_{ce}}{1 + g_m R_E}$ ，所以等效电流源的内阻更大了，更加接近理想恒流源。
 PS：添加负反馈也可以等效为增大 V_A （厄利电压）
 PPS：并且负反馈还能使得温度稳定性提高

$$I_C = \beta A_J J_{BS0} \cdot \left(e^{\frac{V_{BE}}{v_T}} - 1 \right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) = I_0 \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) = I_0 + \frac{I_0}{V_A} V_{CE} = I_0 + \frac{V_{CE}}{r_{ce}}$$

$$I_0 = \beta A_J J_{BS0} \cdot \left(e^{\frac{V_{BE}}{v_T}} - 1 \right) \qquad v_T = \frac{kT}{q}$$

$$S_T^{I_c} = \frac{\partial I_C}{\partial T} \frac{T}{I_C} \approx -\frac{V_{BE}}{v_T} \approx -27$$

$$V_{BE} = V_{B0}$$

直接偏置温度敏感度极高

$$S_T^{I_c} = \frac{\partial I_C}{\partial T} \frac{T}{I_C} \approx -\frac{V_{BE}/v_T}{1 + g_m R_E} \approx -0.3$$

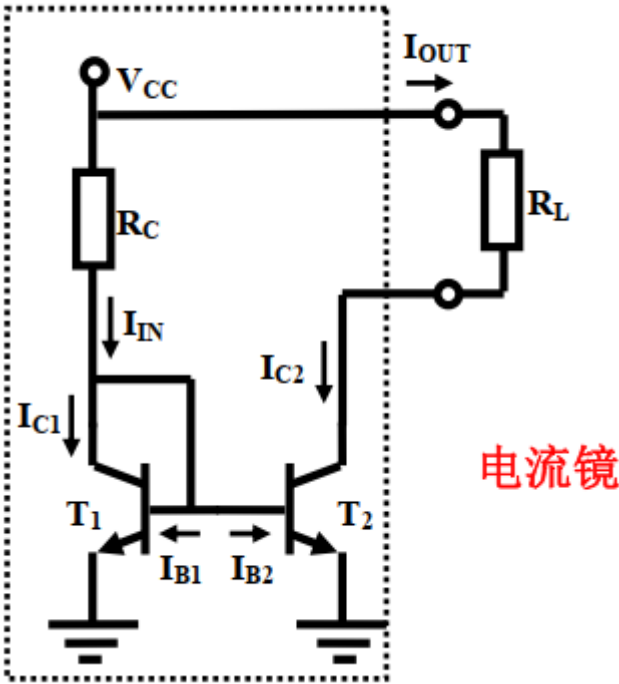
$$V_{BE} = V_B - I_C R_E$$

串串负反馈降低了温度敏感度

- 电流镜结构：同属性抵偿

电流镜是模拟集成电路的特征电路，其可以实现非常理想的流控流源效果。

基本的电流镜结构：

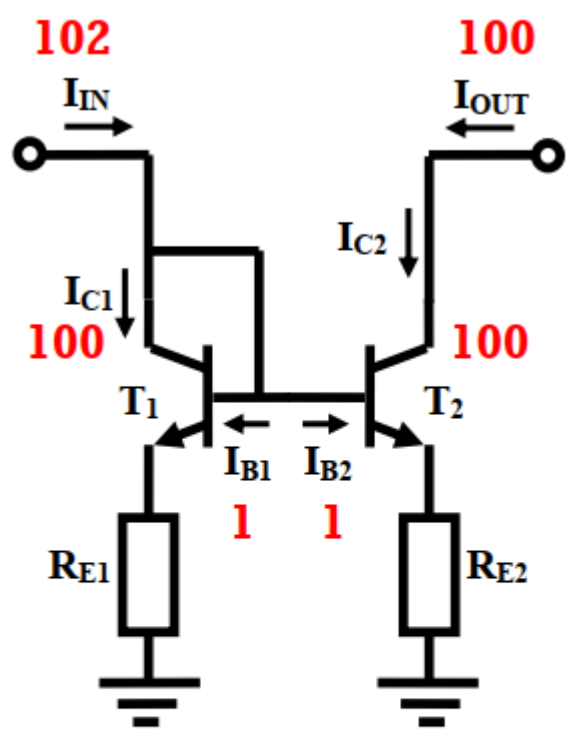


$$G_I = \frac{I_{OUT}}{I_{DN}} = \frac{I_{C2}}{I_{C1} + I_{B1} + I_{B2}} \approx \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{\beta A_{J2} J_{BS0} \cdot \left(e^{\frac{V_{BE2}}{v_T}} - 1 \right) \left(1 + \frac{V_{CE2}}{V_A} \right)}{\beta A_{J1} J_{BS0} \cdot \left(e^{\frac{V_{BE1}}{v_T}} - 1 \right) \left(1 + \frac{V_{CE1}}{V_A} \right)} \approx \frac{A_{J2}}{A_{J1}}$$

PS:这两次近似分别要求 β 足够大以及 V_A 足够大，这样匹配程度才够高

- 提升两条支路的匹配度：
- 1. 使用负反馈

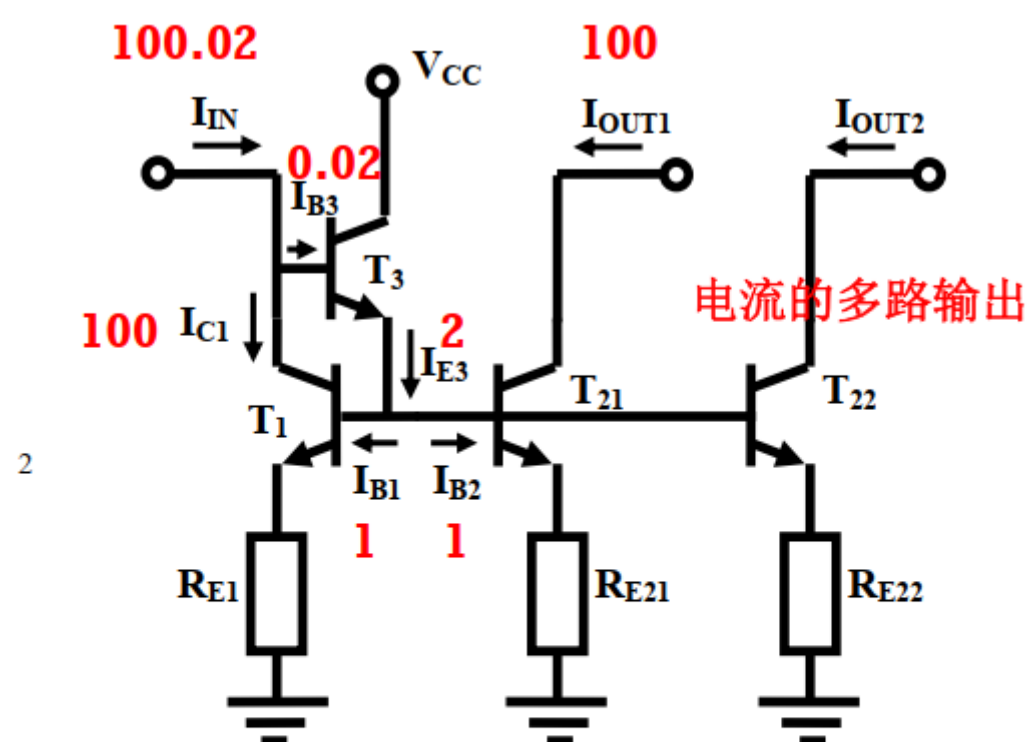


$$r_o = r_{ce2} (1 + g_{m2} R_{E2})$$

提高了输出电阻

原理：根据上面的负反馈相当于增加了厄利电压 V_A ，显然可以提升匹配度。

- 2. 使用 β 倍增器 ($\beta - help$)



$$\begin{aligned} I_{IN} &= I_{C1} + I_{B3} = I_{C1} + \frac{I_{E3}}{\beta_3 + 1} = I_{C1} + \frac{I_{B1} + I_{B2}}{\beta_3 + 1} \\ &= I_{C1} + \frac{1}{\beta_1(\beta_3 + 1)} I_{C1} + \frac{1}{\beta_2(\beta_3 + 1)} I_{C2} \end{aligned}$$

显然 $\beta - help$ 可以增大匹配度。

BJT小结：