

9 功率放大电路

- 9.1 功率放大电路的一般问题
- 9.2 射极输出器——甲类放大的实例
- 9.3 乙类双电源互补对称功率放大电路
- 9.4 甲乙类互补对称功率放大电路
- 9.5 功率管
- 9.6 集成功率放大器举例

9.1 功率放大电路的一般问题

1. 功率放大电路的特点及主要研究对象

(1) 功率放大电路的主要特点

功率放大电路是一种以输出较大功率为目的的放大电路。因此，要求同时输出较大的电压和电流。管子工作在接近极限状态。

一般直接驱动负载，带载能力要强。

(2) 要解决的问题

➤ 提高效率 ➤ 减小失真 ➤ 管子的保护

功率放大电路与前面介绍的电压放大电路有本质上的区别吗？

9.1 功率放大电路的一般问题

2. 功率放大电路提高效率的主要途径

- 降低静态功耗，即减小静态电流

四种工作状态

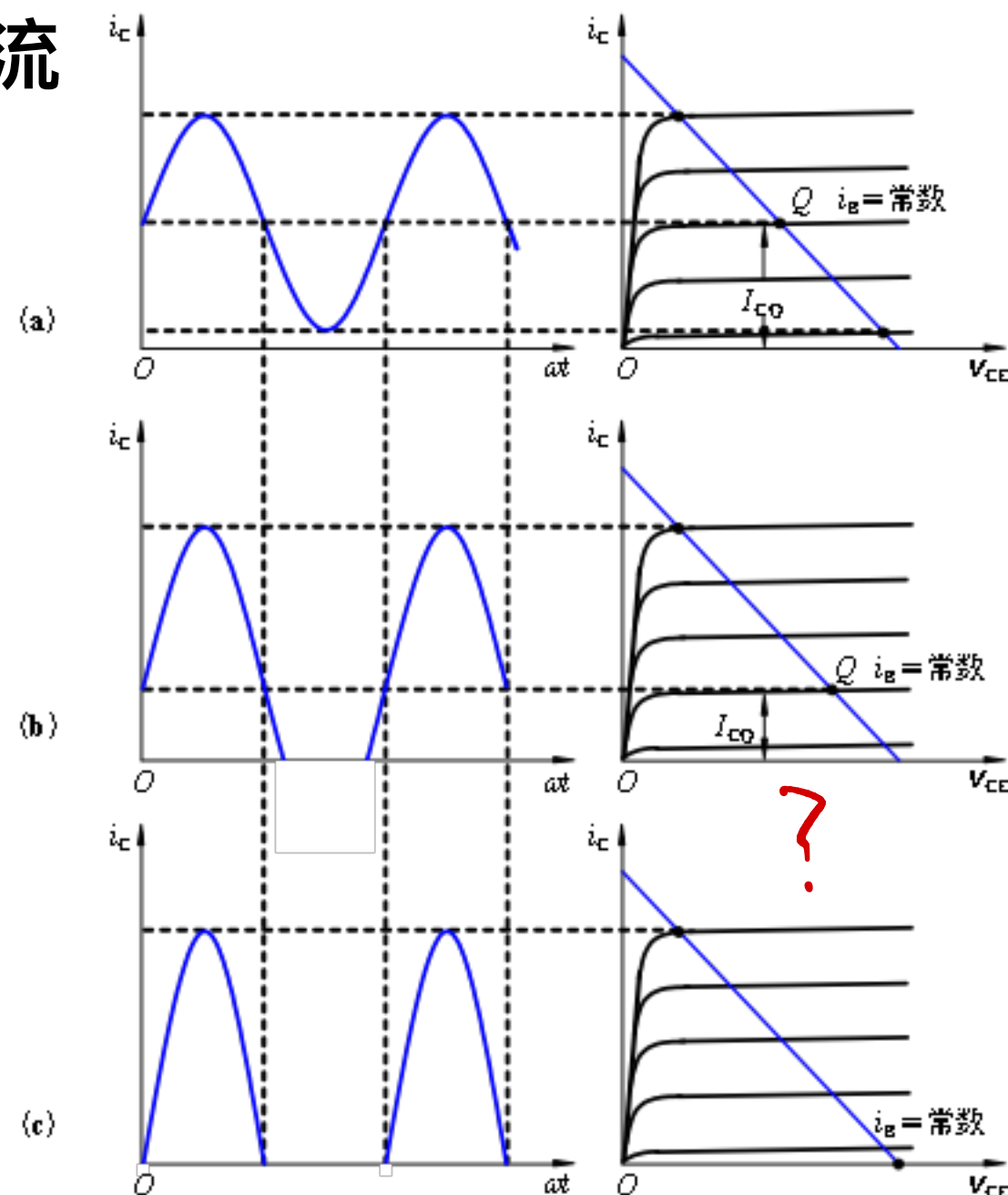
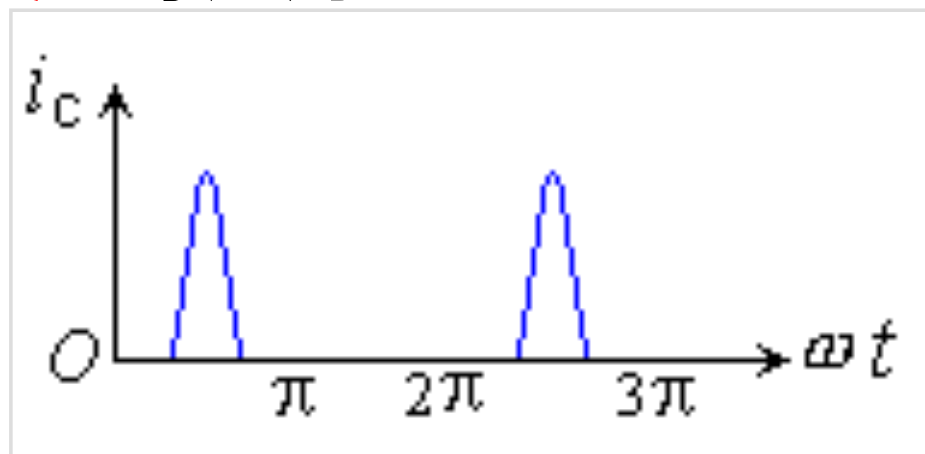
根据正弦信号整个周期内
三极管的导通情况划分

甲类：一个周期内均导通

乙类：导通角等于 180°

甲乙类：导通角大于 180°

丙类：导通角小于 180°

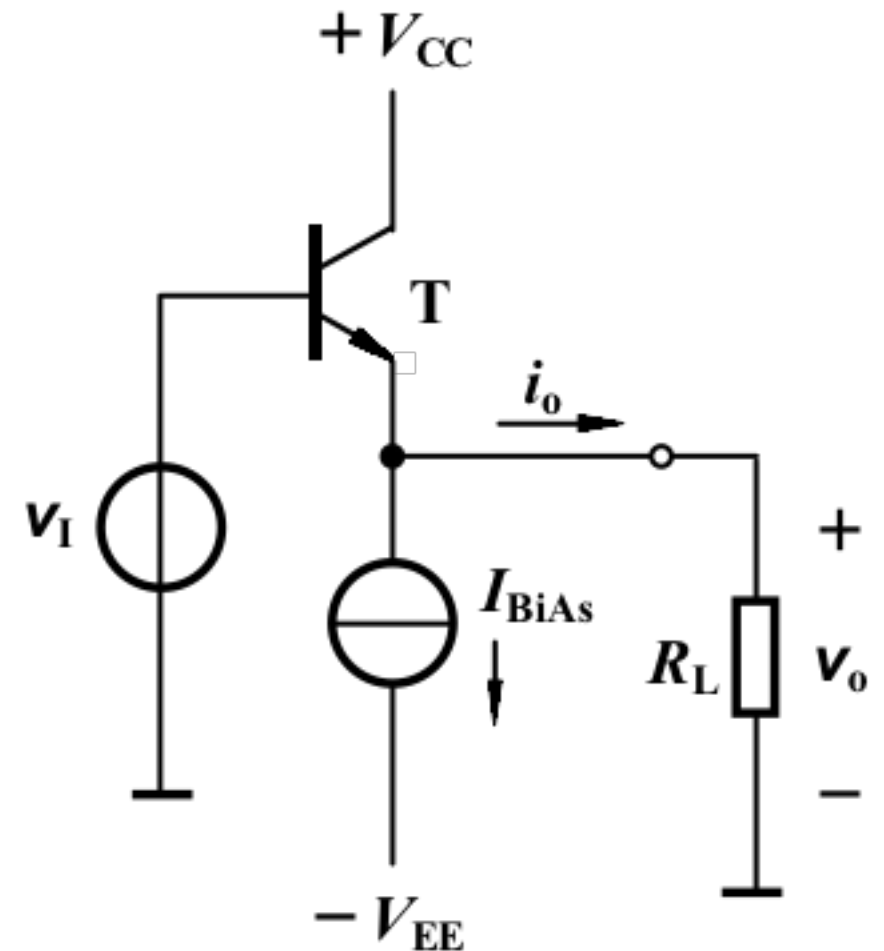


哪几种状态静态功耗最小?

9.2 射极输出器——甲类放大的实例

特点：

电压增益近似为1，电流增益很大，可获得较大的功率增益，输出电阻小，带负载能力强。



9.2 射极输出器——甲类放大的实例

输出电压与输入电压的关系

$$v_o \approx v_i - 0.6V$$

设BJT的饱和压 $V_{CES} \approx 0.2V$

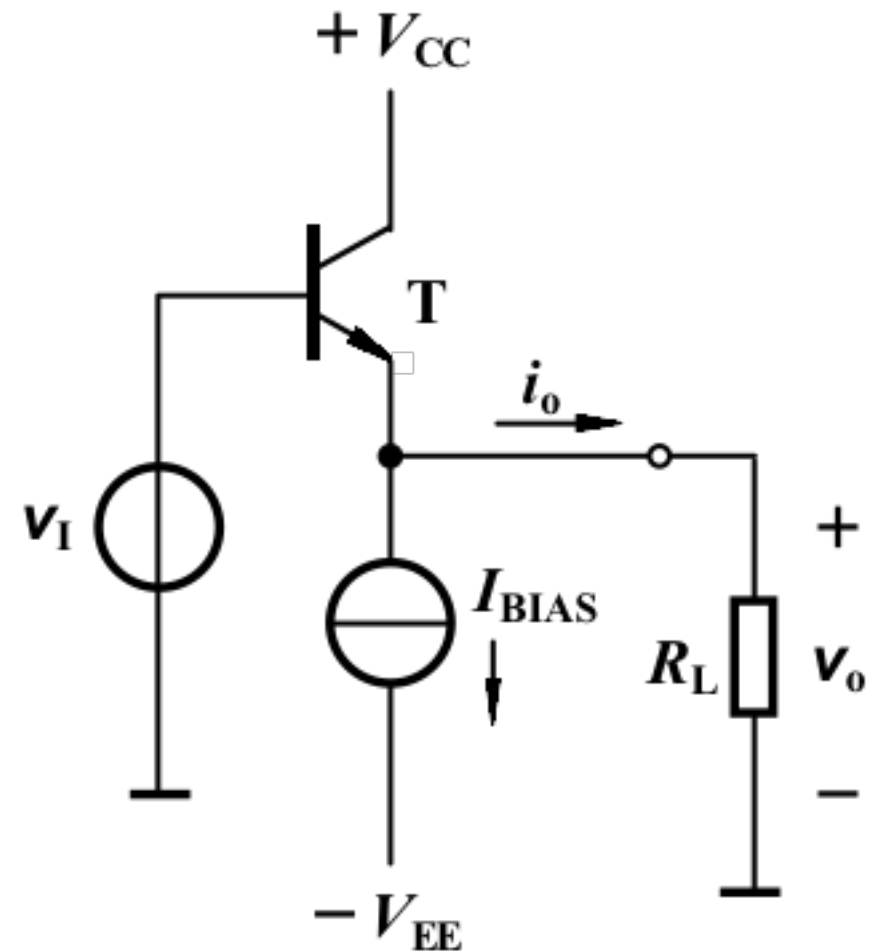
v_o 正向振幅最大值

$$V_{om+} = V_{CC} - 0.2V \approx V_{CC}$$

v_o 负向振幅最大值, T截止

临界截止时 $i_C \approx i_E = 0$

$$I_{om-} = |-I_{BIAS}| \quad V_{om-} = |-I_{BIAS} R_L|$$



9.2 射极输出器——甲类放大的实例

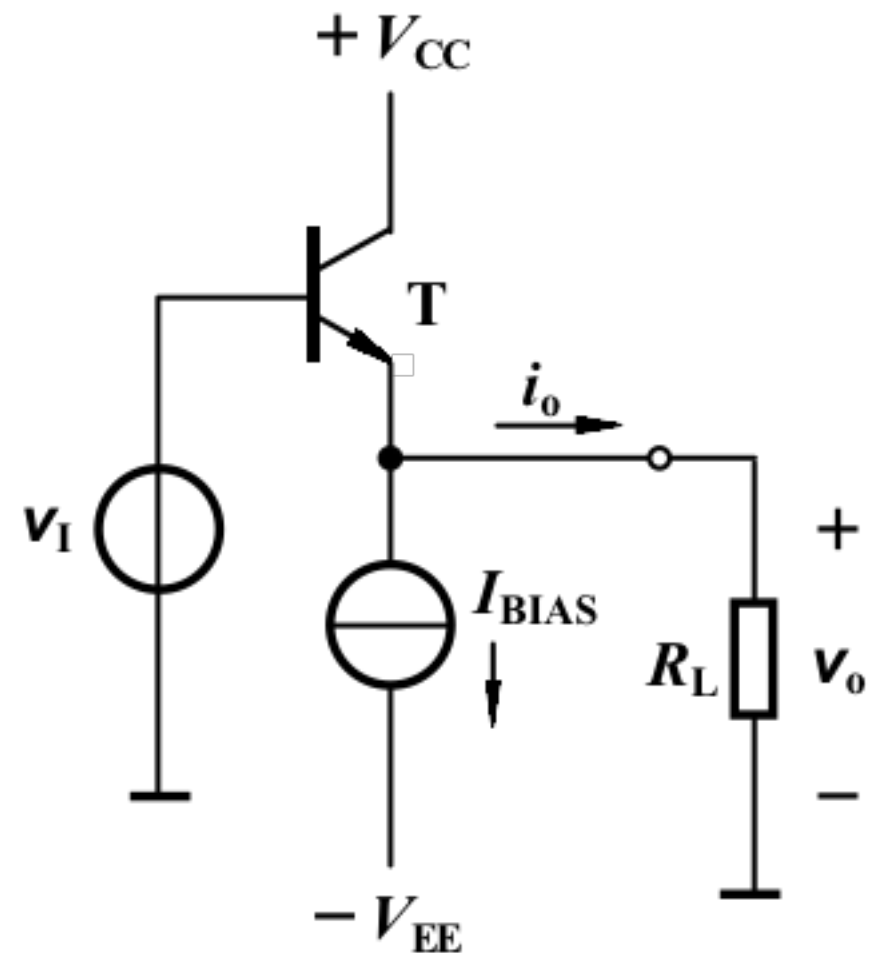
当正弦波最大输出电压正负幅值相同时，可获得最大输出功率

$$\text{即 } V_{\text{om}+} = V_{\text{om}-} \longrightarrow V_{\text{CC}} = |-I_{\text{BIAS}} R_{\text{L}}|$$
$$\longrightarrow I_{\text{BIAS}} = \frac{V_{\text{CC}}}{R_{\text{L}}}$$

$$\text{当取 } V_{\text{CC}} = V_{\text{EE}} = 15\text{V} \quad R_{\text{L}} = 8\Omega$$

$$v_{\text{I}} = 0.6\text{V} + v_{\text{i}} \quad v_{\text{i}} \text{ 足够大}$$

$$\text{最大输出功率} \quad P_{\text{om}} = \left(\frac{V_{\text{om}}}{\sqrt{2}} \right)^2 / R_{\text{L}} = 13.69\text{W}$$



9.2 射极输出器——甲类放大的实例

电源提供的功率

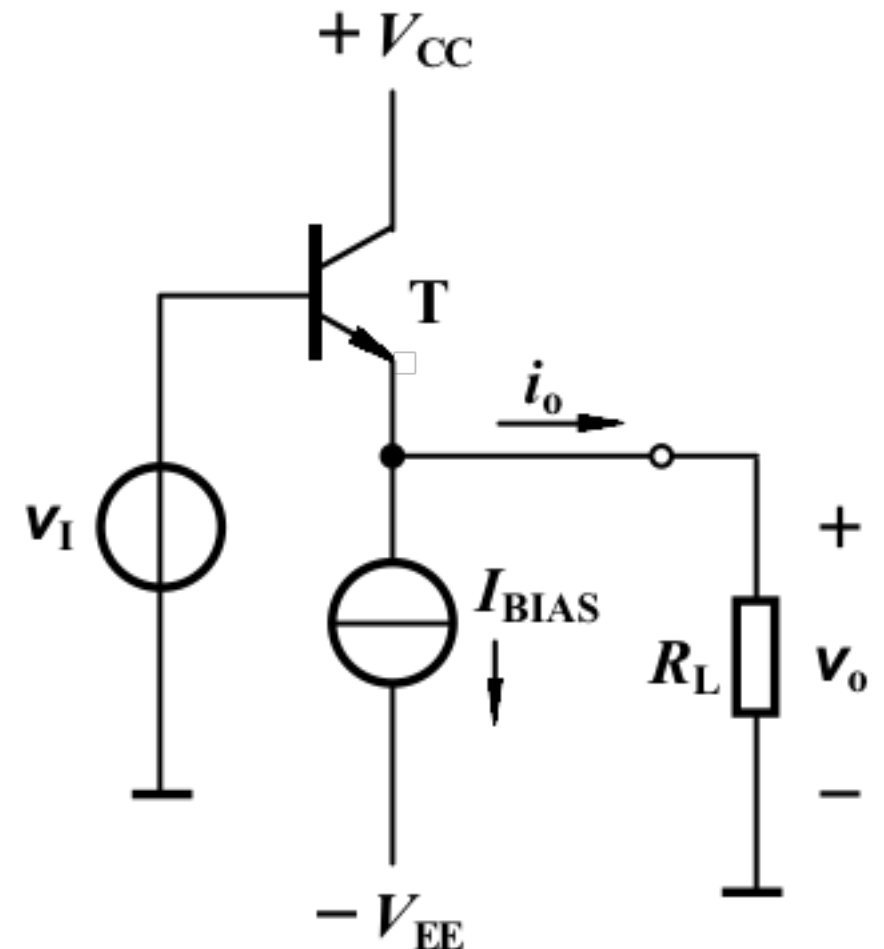
$$P_{VC} = V_{CC} I_{BIAS} = 27.75 \text{ W}$$

$$P_{VE} = V_{EE} I_{BIAS} = 27.75 \text{ W}$$

放大器的效率

$$\eta = \frac{P_{om}}{(P_{VC} + P_{VE})} \times 100\% \approx 24.7\%$$

效率低



9.3 乙类双电源互补对称 功率放大电路

9.3.1 电路组成

9.3.2 分析计算

9.3.3 功率BJT的选择

9.3.1 电路组成

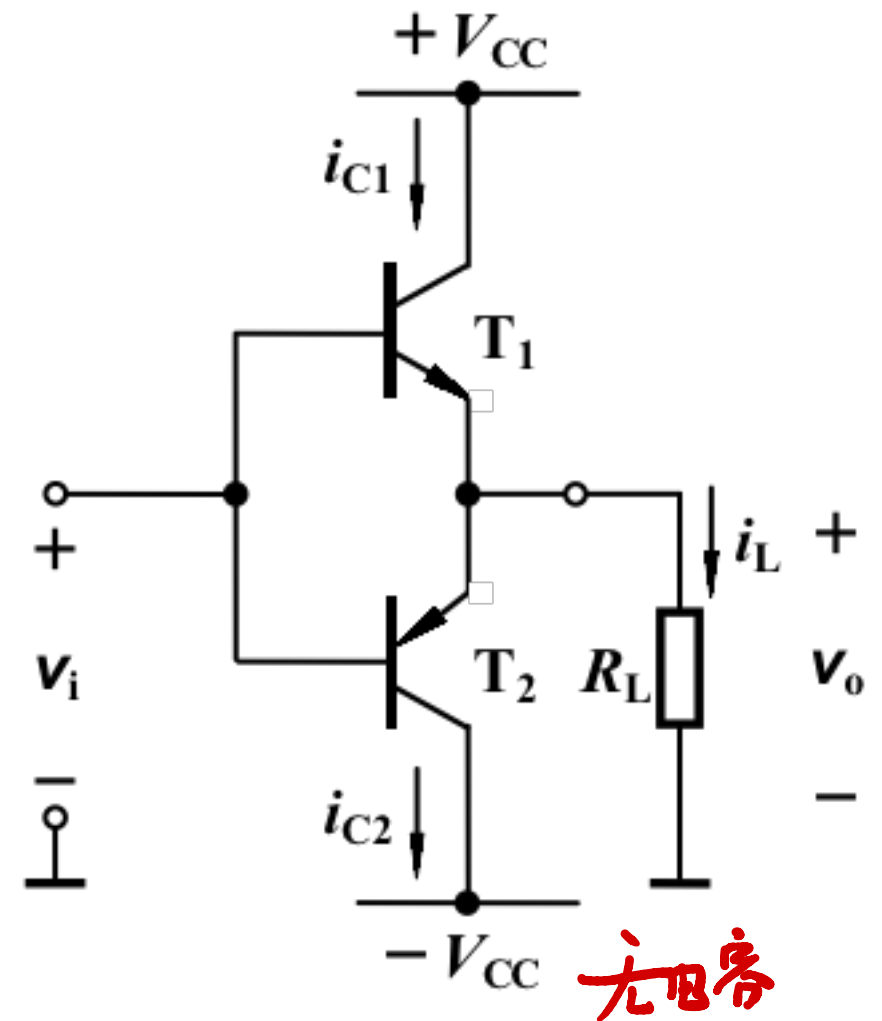
1. 电路组成

由一对NPN、PNP特性相同的互补三极管组成，采用正、负双电源供电。这种电路也称为OCL互补功率放大电路。

↑
电源 负载

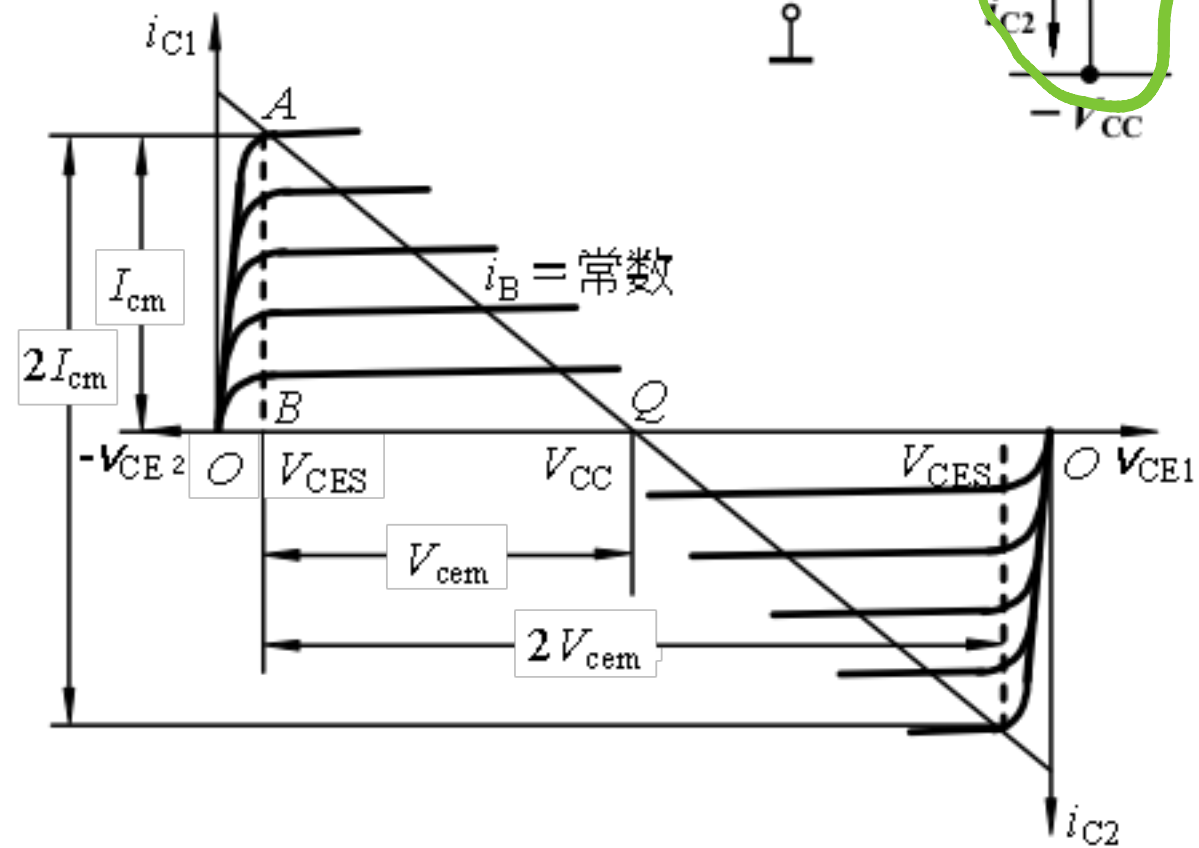
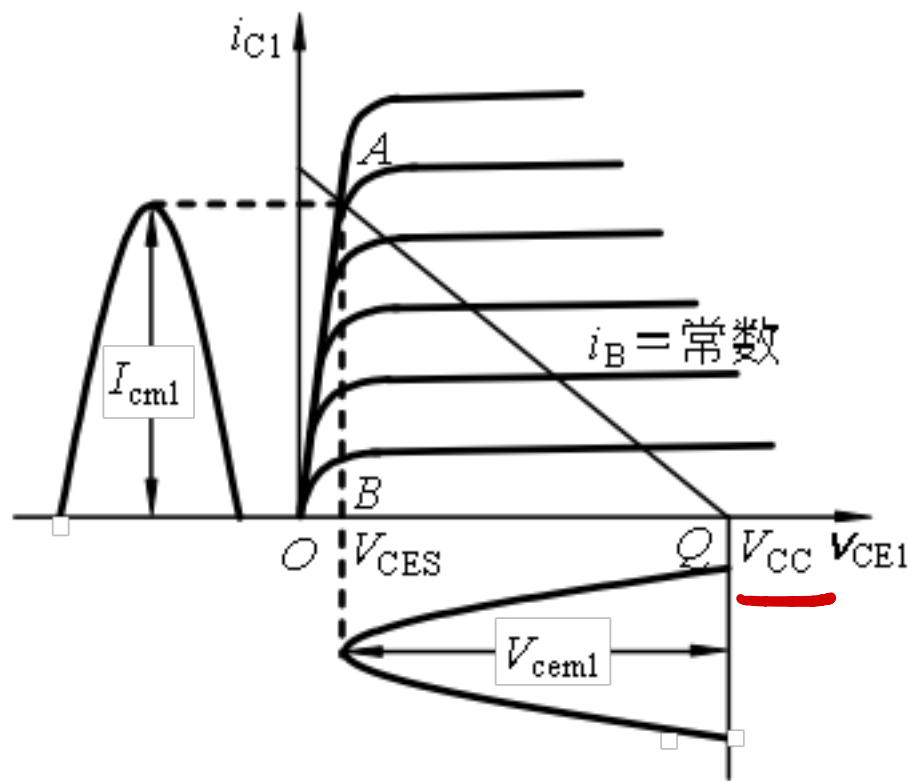
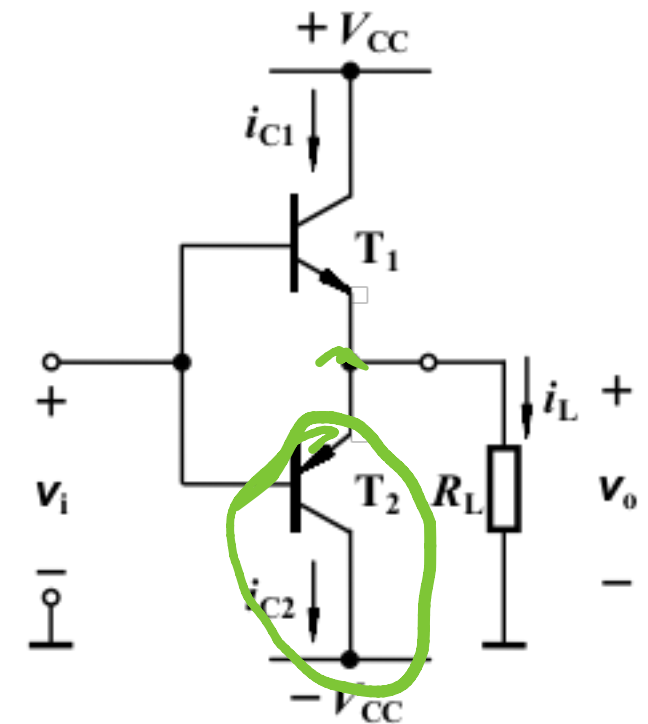
2. 工作原理

两个三极管在信号正、负半周轮流导通，使负载得到一个完整的波形。



9.3.2 分析计算

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



9.3.2 分析计算

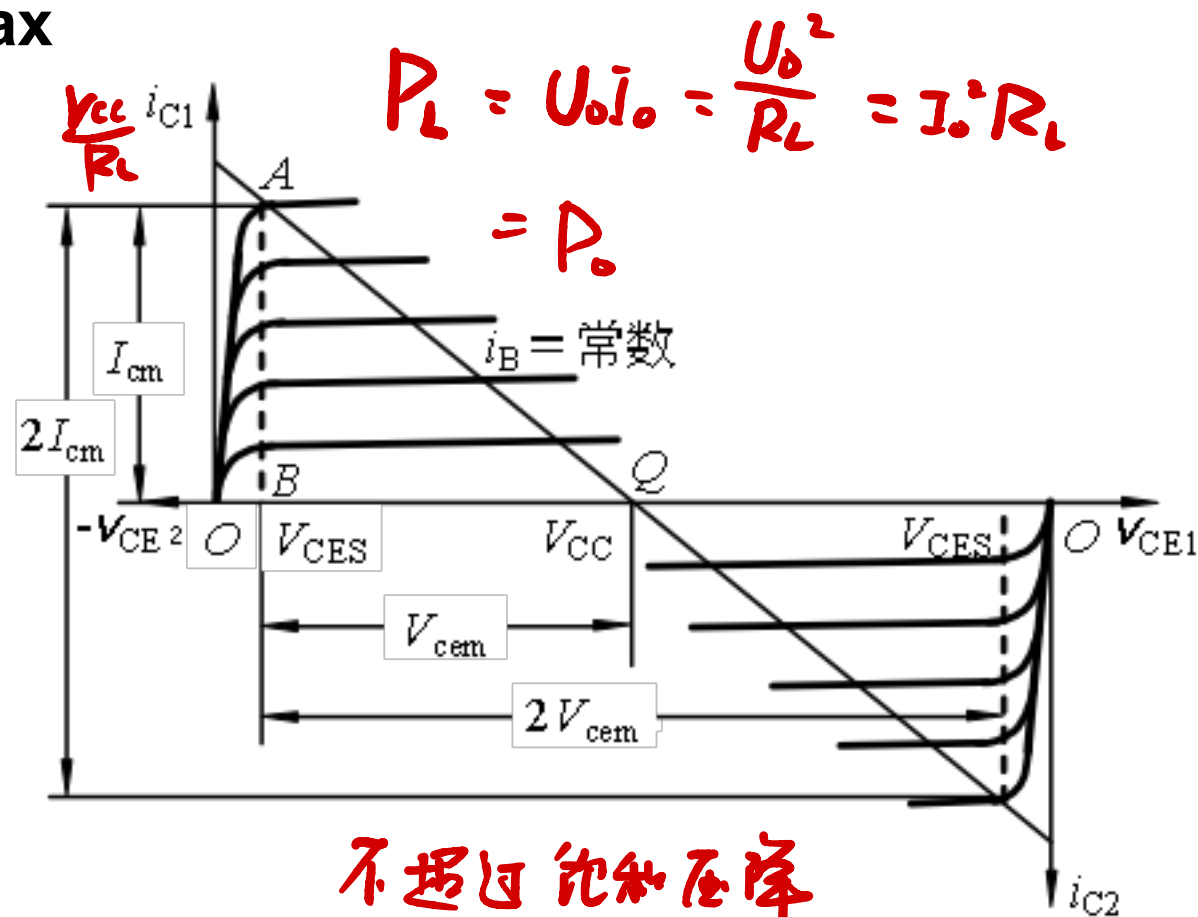
1. 最大不失真输出功率 P_{omax}

$$\star P_{\text{omax}} = \frac{\left(\frac{V_{\text{CC}} - V_{\text{CES}}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_L}$$

$$= \frac{(V_{\text{CC}} - V_{\text{CES}})^2}{2R_L}$$

忽略 V_{CES} 时 $P_{\text{omax}} \approx \frac{V_{\text{CC}}^2}{2R_L}$

实际输出功率 $\star P_o = V_o I_o = \frac{V_{\text{om}}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{\text{om}}}{\sqrt{2} \cdot R_L} = \frac{V_{\text{om}}^2}{2R_L}$ 求 V_{CES}



不超过饱和压降

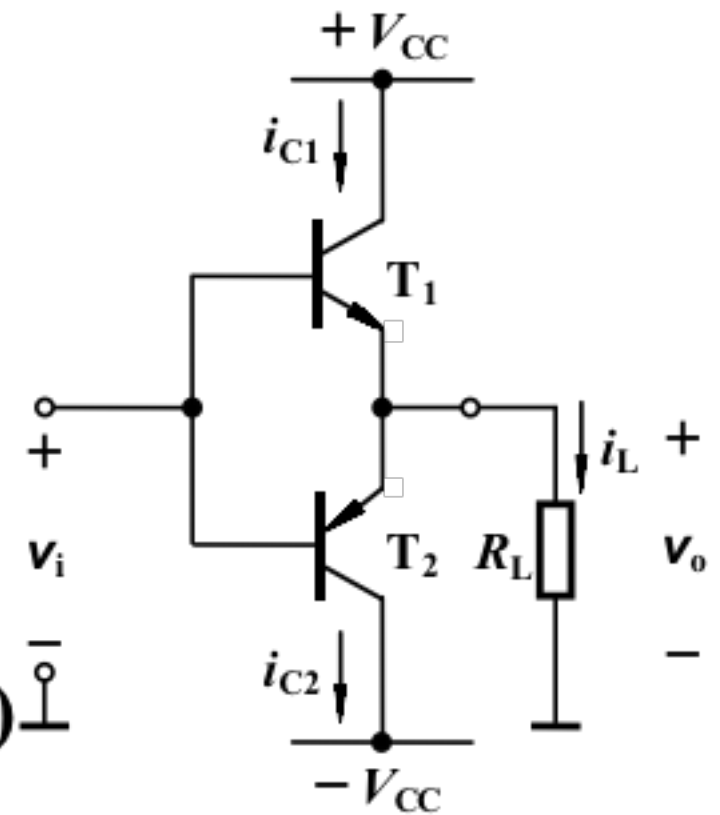
9.3.2 分析计算

2. 管耗 P_T

单个管子在半周期内的管耗

$$\begin{aligned} P_{T1} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (V_{CC} - v_o) \frac{v_o}{R_L} d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (V_{CC} - V_{om} \sin \omega t) \frac{V_{om} \sin \omega t}{R_L} d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{V_{CC} V_{om}}{R_L} \sin \omega t - \frac{V_{om}^2}{R_L} \sin^2 \omega t \right) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{R_L} \left(\frac{V_{CC} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right) \end{aligned}$$

两管管耗 $P_T = P_{T1} + P_{T2} = \frac{2}{R_L} \left(\frac{V_{CC} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right)$



9.3.2 分析计算

3. 电源供给的功率 P_V

$$\star P_V = P_o + P_T = \frac{2V_{CC}V_{om}}{\pi R_L} \approx 2 \cdot \frac{V_{CC}}{R_L} \cdot \frac{V_{om}}{2\pi} \int_0^\pi \sin \omega t d\omega t$$

$$\text{当 } V_{om} \approx V_{CC} \text{ 时, } P_{Vm} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

4. 效率 η

$$\eta = \frac{P_o}{P_V} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{om}}{V_{CC}}$$

$$\text{当 } V_{om} \approx V_{CC} \text{ 时, } \eta = \frac{\pi}{4} \approx \underline{\underline{78.5\%}}$$

9.3.3 功率BJT的选择

1. 最大管耗和最大输出功率的关系

因为
$$P_{T1} = \frac{1}{R_L} \left(\frac{V_{CC} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right)$$

当 $V_{om} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \approx 0.6 V_{CC}$ 时具有最大管耗

$$P_{T1m} = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} \approx 0.2 P_{om}$$

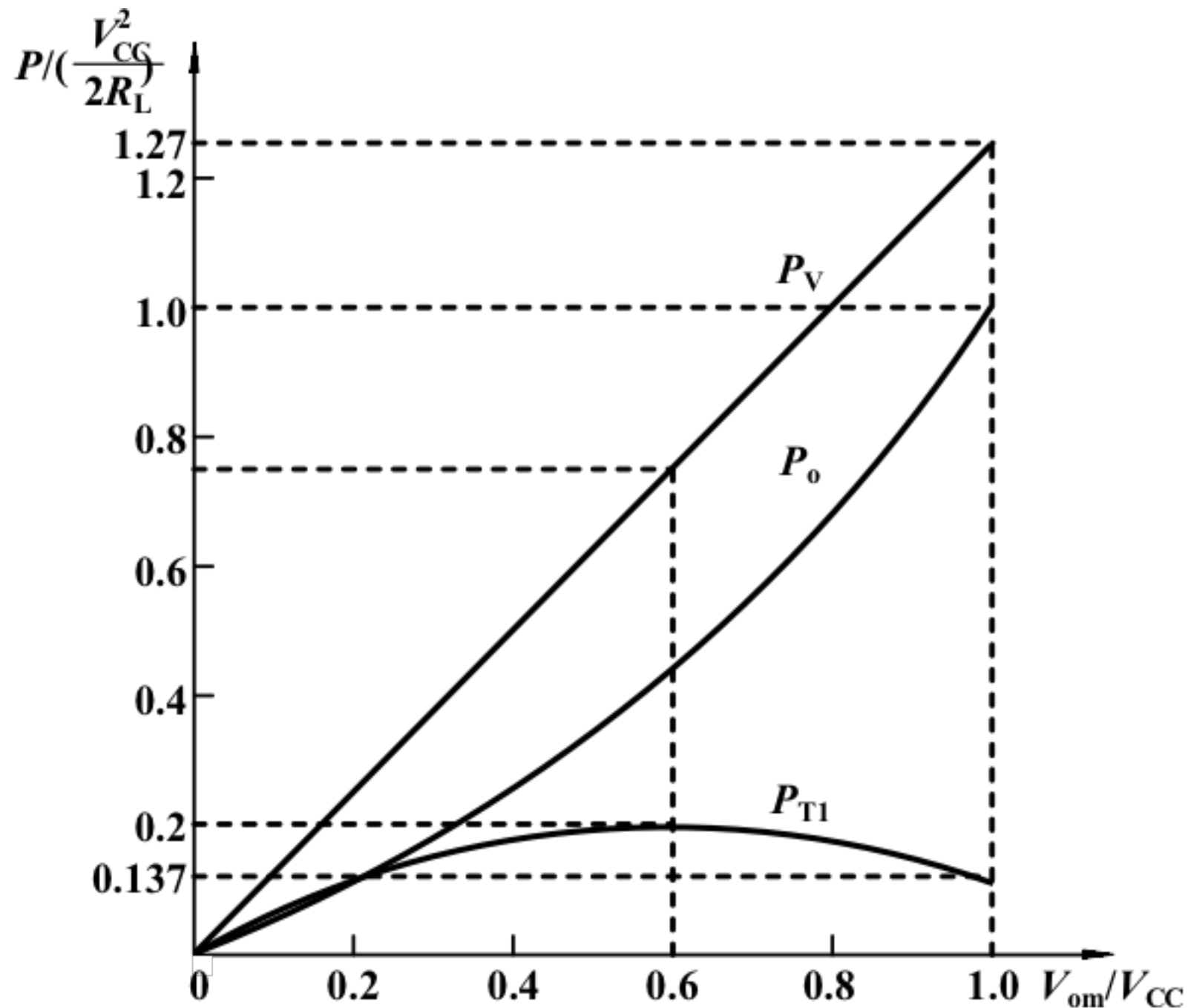
选管依据之一

最坏情况

9.3.3 功率BJT的选择

功率与输出幅度的关系

2. 功率BJT的选择 (自学)



9.4 甲乙类互补对称功率放大电路

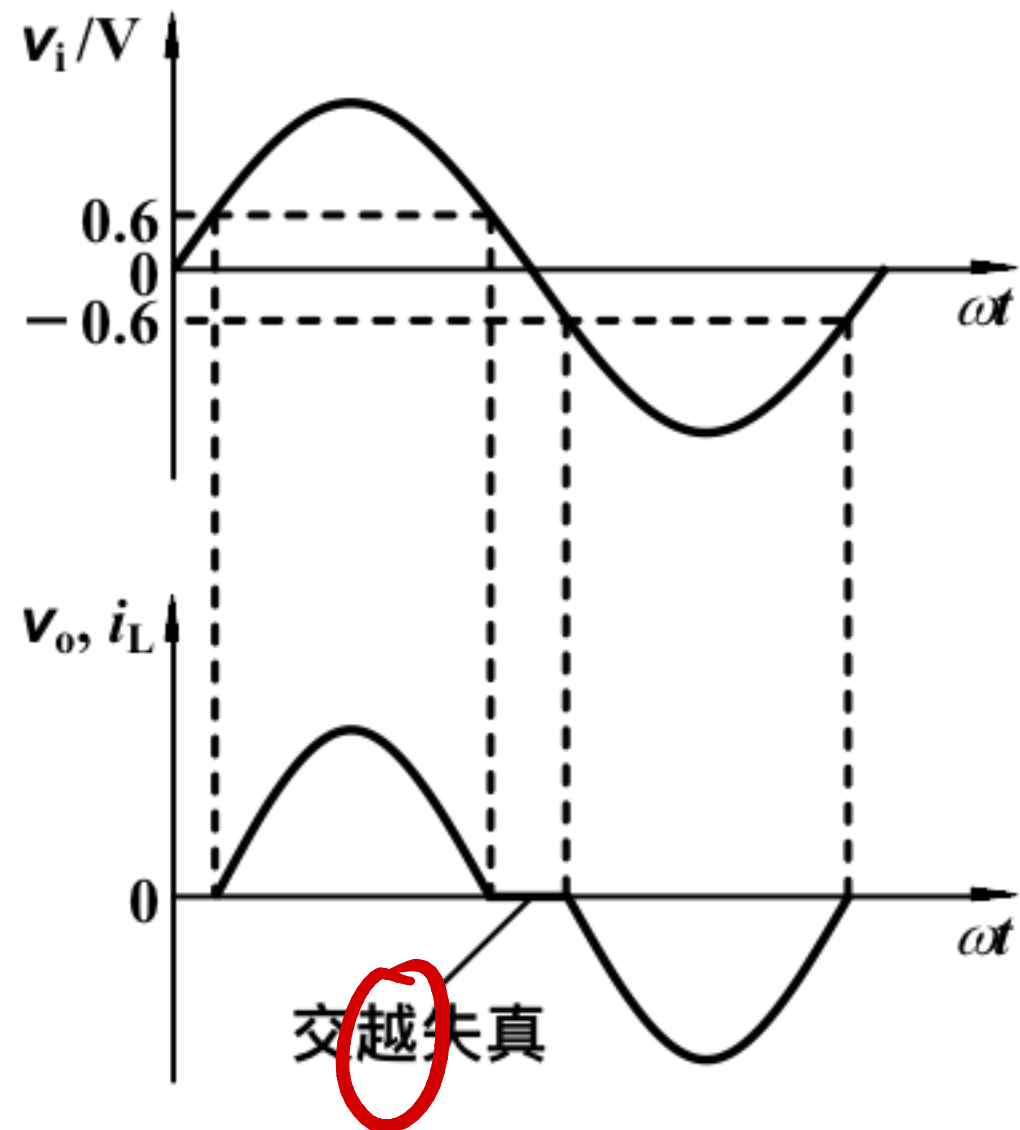
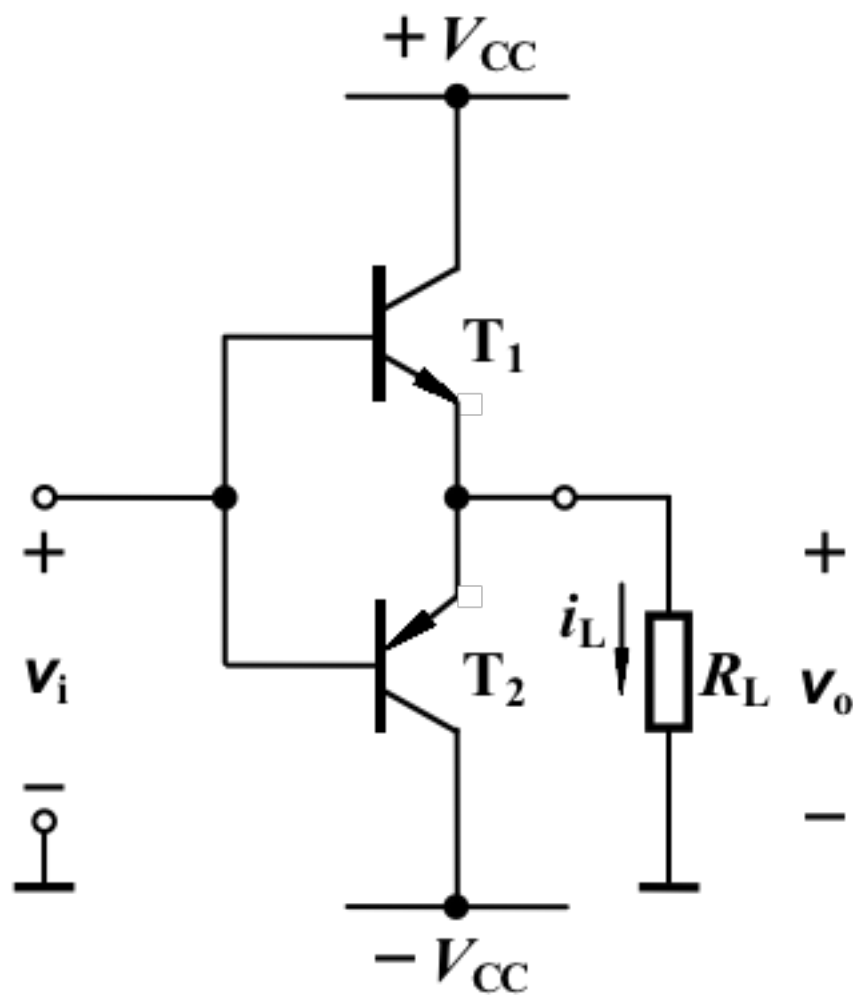
9.4.1 甲乙类双电源互补对称电路

9.4.2 甲乙类单电源互补对称电路

9.4.3 MOS管甲乙类双电源互补对称电路

9.4.1 甲乙类双电源互补对称电路

乙类互补对称电路存在的问题



9.4.1 甲乙类双电源互补对称电路

1. 静态偏置

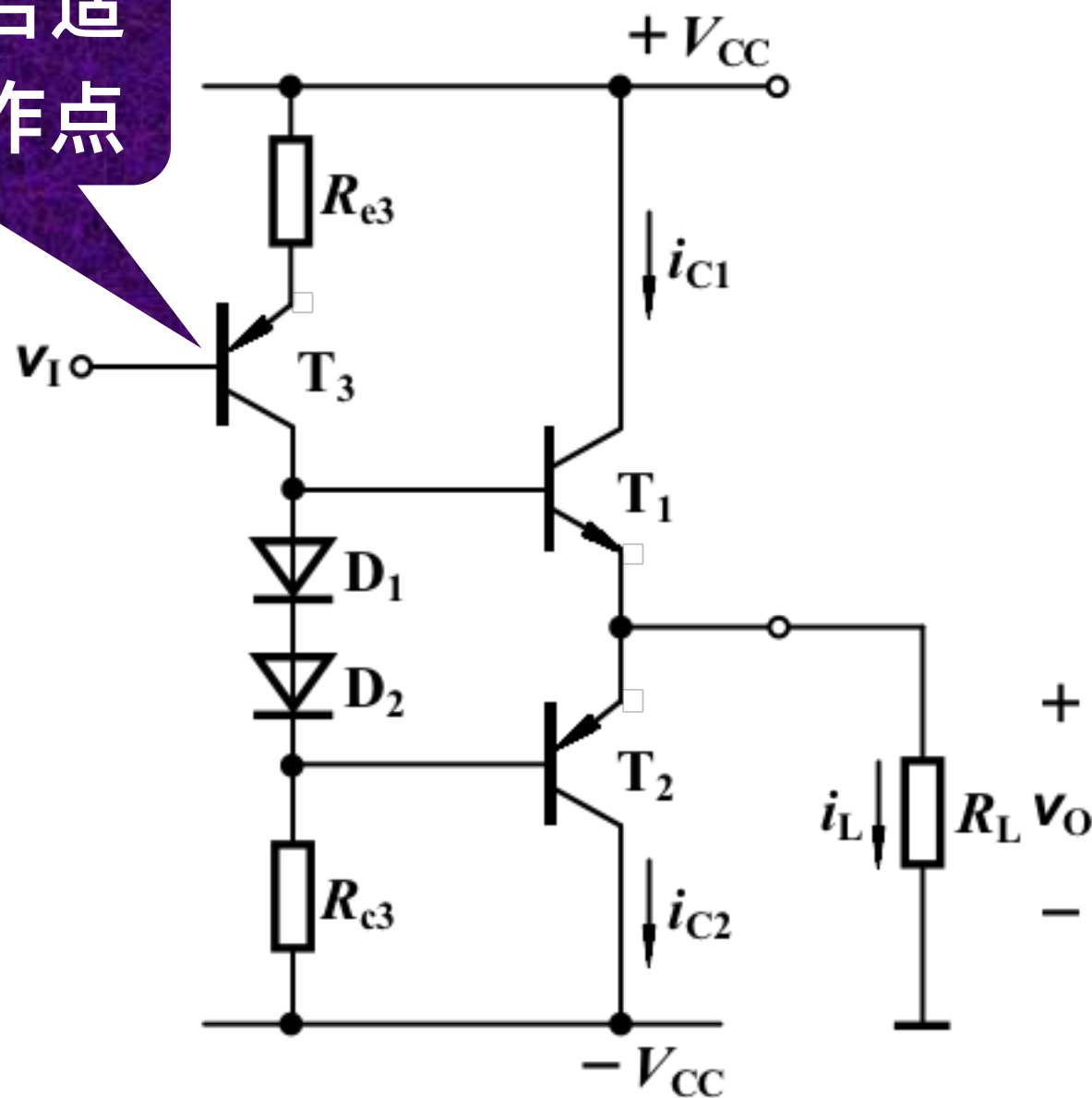
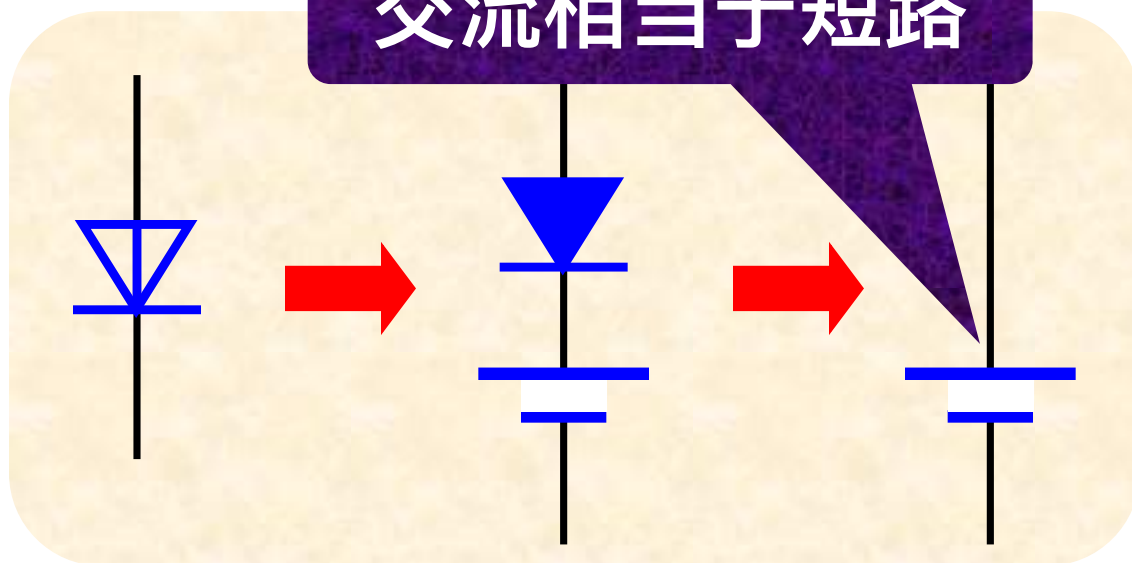
可克服交越失真

设 T_3 已有合适的静态工作点

2. 动态工作情况

二极管等效为恒压模型

交流相当于短路



在输入信号的整个周期内，两二极管是否会出现反向偏置状态？

9.4.1 甲乙类双电源互补对称电路

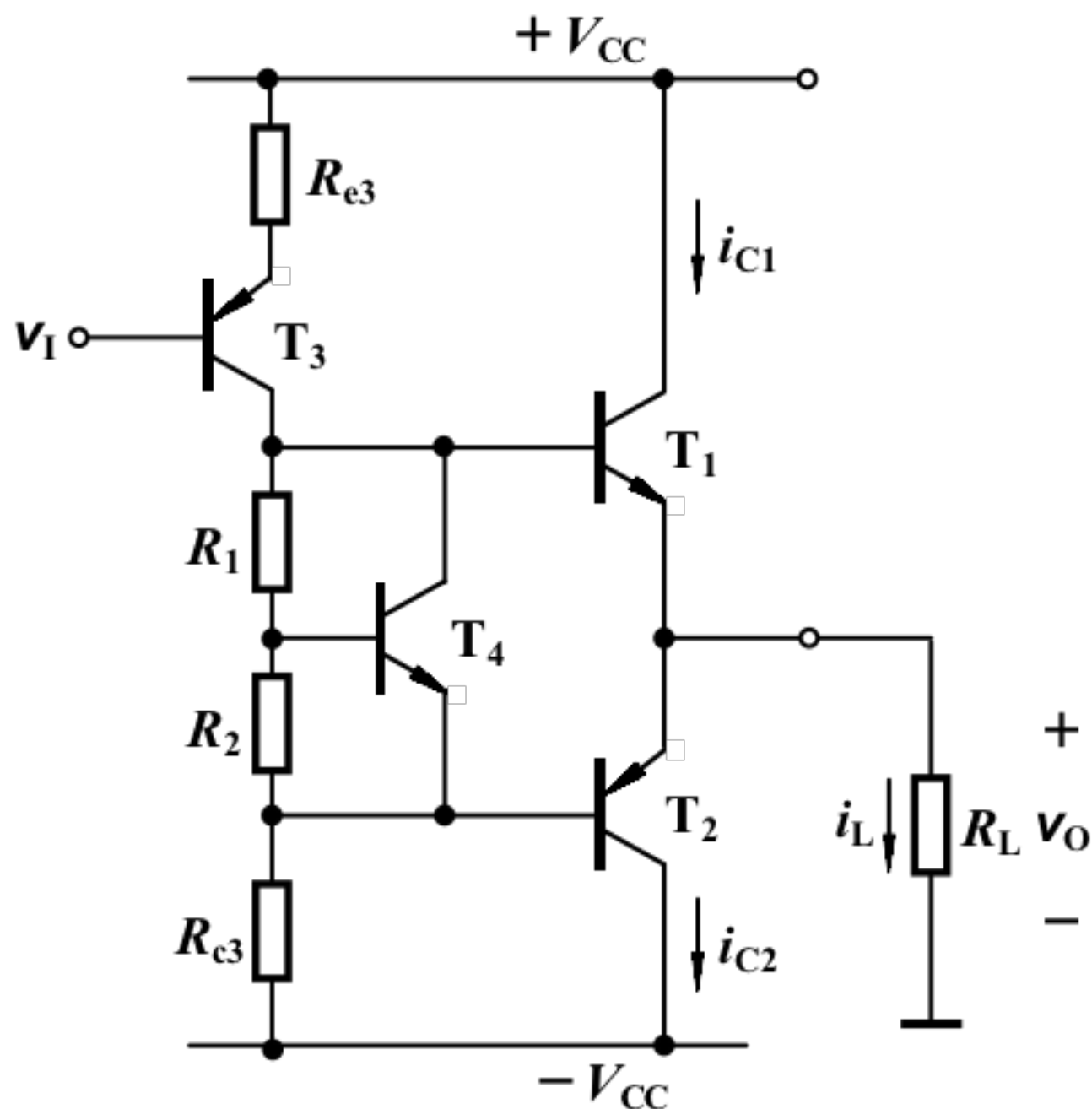
另一种偏置方式

$$V_{CE4} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{BE4}$$

V_{BE4} 可认为是定值

R_1 、 R_2 不变时， V_{CE4} 也是定值，可看作是一个直流电源。

P_o 、 P_T 、 P_V 和 P_{Tm} 仍然按照乙类功放计算公式进行估算。



9.4.2 甲乙类单电源互补对称电路

静态时，偏置电路使 $V_K = V_C \approx V_{CC}/2$
(电容C充电达到稳态)。

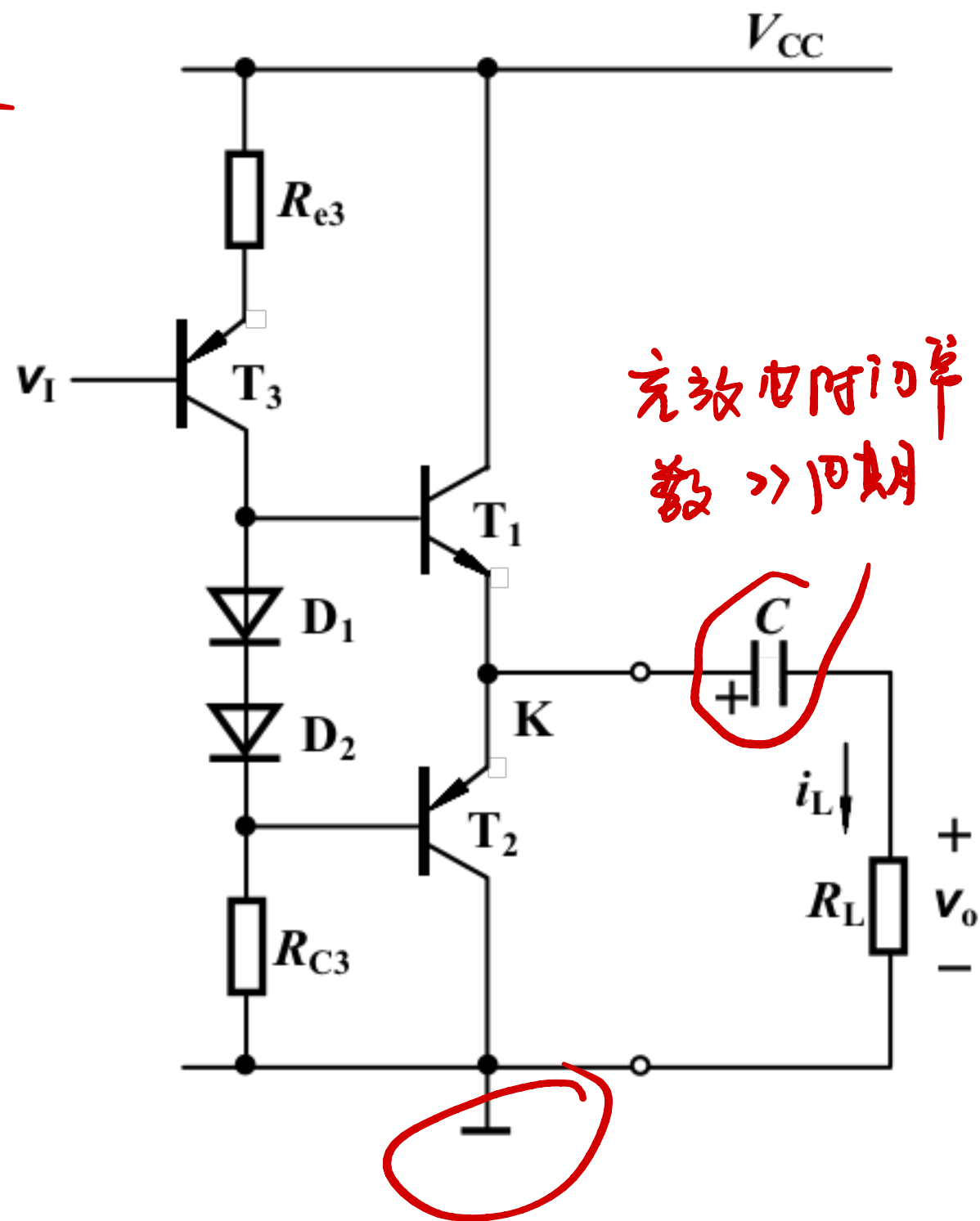
当有信号 v_i 时

负半周 T_1 导通，有电流通过负载 R_L ，
同时向C充电

正半周 T_2 导通，则已充电的电容C通
过负载 R_L 放电。

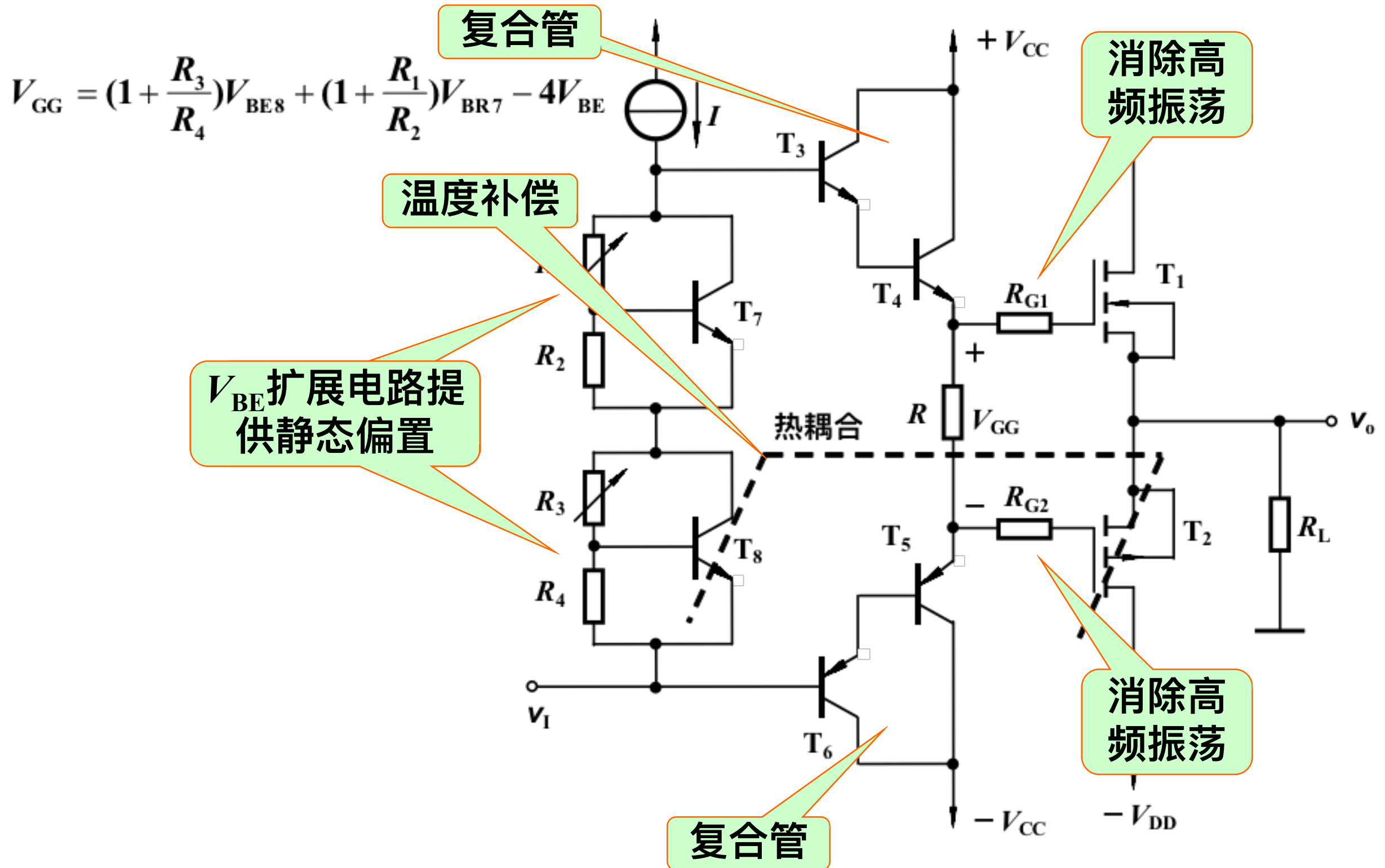
只要满足 $R_L C \gg T_{\text{信}}$ ，电容C就可充
当原来的 $-V_{CC}$ 。

计算 P_o 、 P_T 、 P_V 和 P_{Tm} 的公式必须
加以修正，以 $V_{CC}/2$ 代替原来公式中的
 V_{CC} 。



OTL

9.4.3 MOS管甲乙类双电源互补对称电路



9.5 功率管

9.5.1 功率器件的散热与功率BJT的

二次击穿问题

9.5.2 功率VMOSFET和DMOSFET

9.5.1 功率器件的散热与功率BJT的二次击穿问题

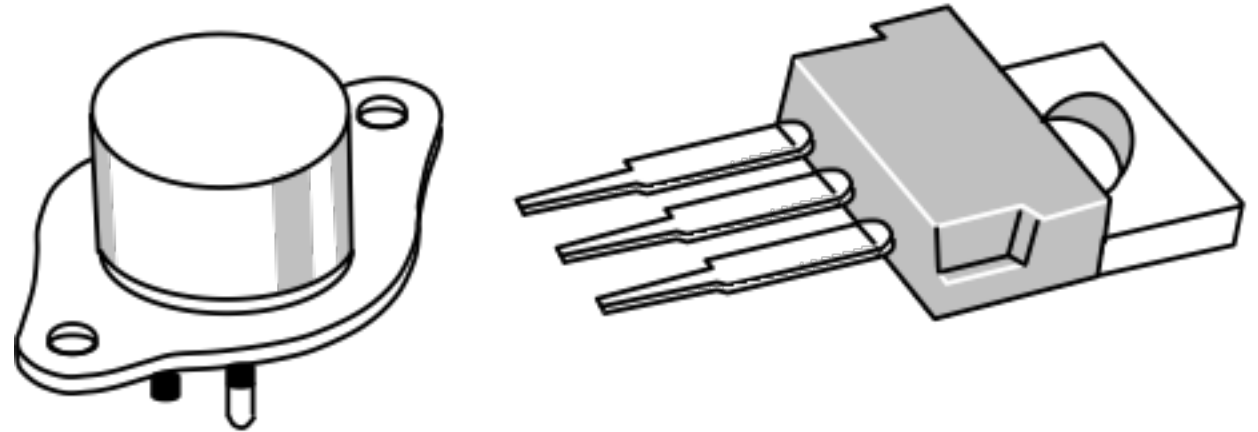
1. 功率BJT的散热

在给负载输送功率的同时，管子本身也要消耗一部分功率。

管子消耗的功率直接表现在使管子的结温升高。

当结温超过一定温度时（锗管一般约为 90°C ，硅管约为 150°C ），会使管子损坏。

在BJT中，管子上的电压绝大部分降在集电结上，它和流过集电结的电流造成集电极功率损耗，使管子产生热量。所以通常用集电极耗散功率来衡量BJT的耗散功率。



功率BJT外形

9.5.1 功率器件的散热与功率BJT的二次击穿问题

1. 功率BJT的散热

功率BJT的最大允许耗散功率 P_{CM} ，总的热阻 R_T 、最高允许结温 T_j 和环境温度 T_a 之间的关系为

$$T_j - T_a = R_T P_{CM}$$

其中，热阻 R_T 包括集电结到管壳的热阻，管壳与散热片之间的热阻，散热片与周围空气的热阻。单位为 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ （或 $^{\circ}\text{C}/\text{mW}$ ）。

当最高结温和环境温度一定，热阻越小，允许的管耗就越大。散热片及其面积大小可以明显改变热阻的大小。

例如，某BJT不加散热装置时，允许的功耗 P_{CM} 仅为1W，如果加上 $120 \times 120 \times 4 \text{mm}^3$ 的铝散热板时，则允许的 P_{CM} 增至10W。

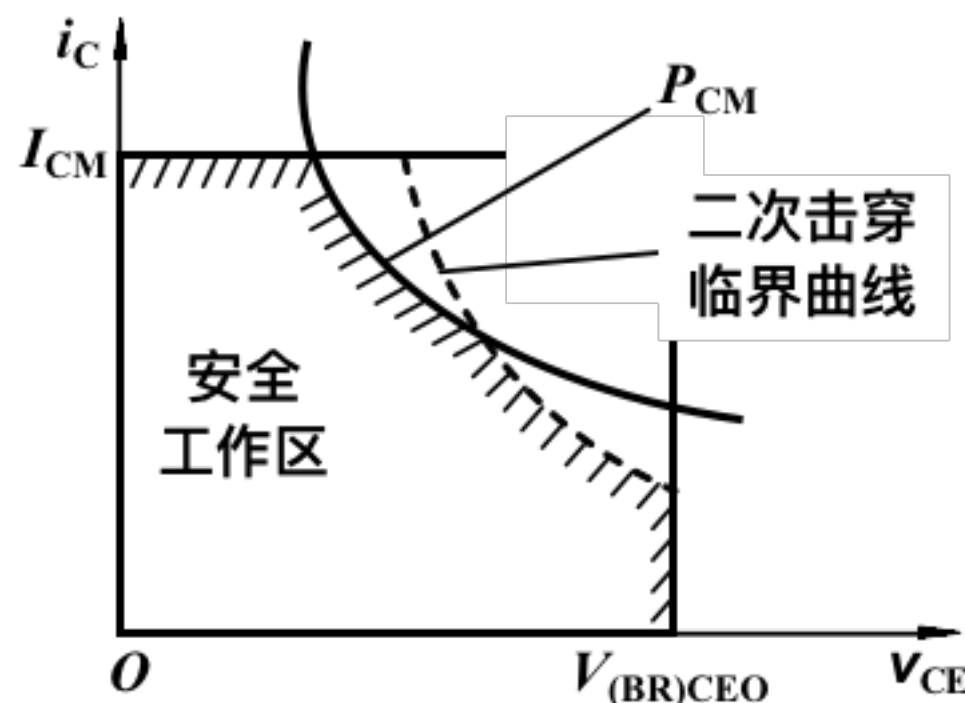
通常手册中给出的 P_{CM} ，是在环境温度为 25°C 时的数值。

9.5.1 功率器件的散热与功率BJT的二次击穿问题

2. 功率BJT的二次击穿

实际应用中，功率BJT并未超过允许的 P_{CM} 值，管身也不烫，但功率BJT却突然失效或者性能显著下降。这种损坏不少是二次击穿引起的。

产生二次击穿的原因主要是由于流过BJT结面的电流不均匀，造成结面局部高温（称为热斑），因而产生热击穿所致。与BJT的制造工艺有关。



因此，功率管的安全工作区，不仅受集电极允许的最大电流 I_{CM} 、集电极允许的最大击穿电压 $V_{(BR)CE}$ 和集电极允许的最大功耗 P_{CM} 所限制，而且还受二次击穿临界曲线所限制。

9.5.1 功率器件的散热与功率BJT的二次击穿问题

3. 提高功率BJT可靠性的主要途径

- (1) 在最坏的条件下（包括冲击电压在内），工作电压不应超过极限值的80%；
- (2) 在最坏的条件下（包括冲击电流在内），工作电流不应超过极限值的80%；
- (3) 在最坏的条件下（包括冲击功耗在内），工作功耗不应超过器件最大工作环境温度下的最大允许功耗的50%；
- (4) 工作时，器件的结温不应超过器件允许的最大结温的70%~80%。

对于开关电路中使用的功率器件，其工作电压、功耗、电流和结温（包括波动值在内）都不得超过极限值。

9.5.1 功率器件的散热与功率BJT的二次击穿问题

4. 保证器件正常运行的保护措施

为了防止由于感性负载而使管子产生过压或过流，可在负载两端并联二极管（或二极管和电容）；

可以用 V_Z 值适当的稳压管并联在功率管的c、e两端，以吸收瞬时的过电压等。

9.5.2 功率VMOSFET和DMOSFET

1. VMOS管

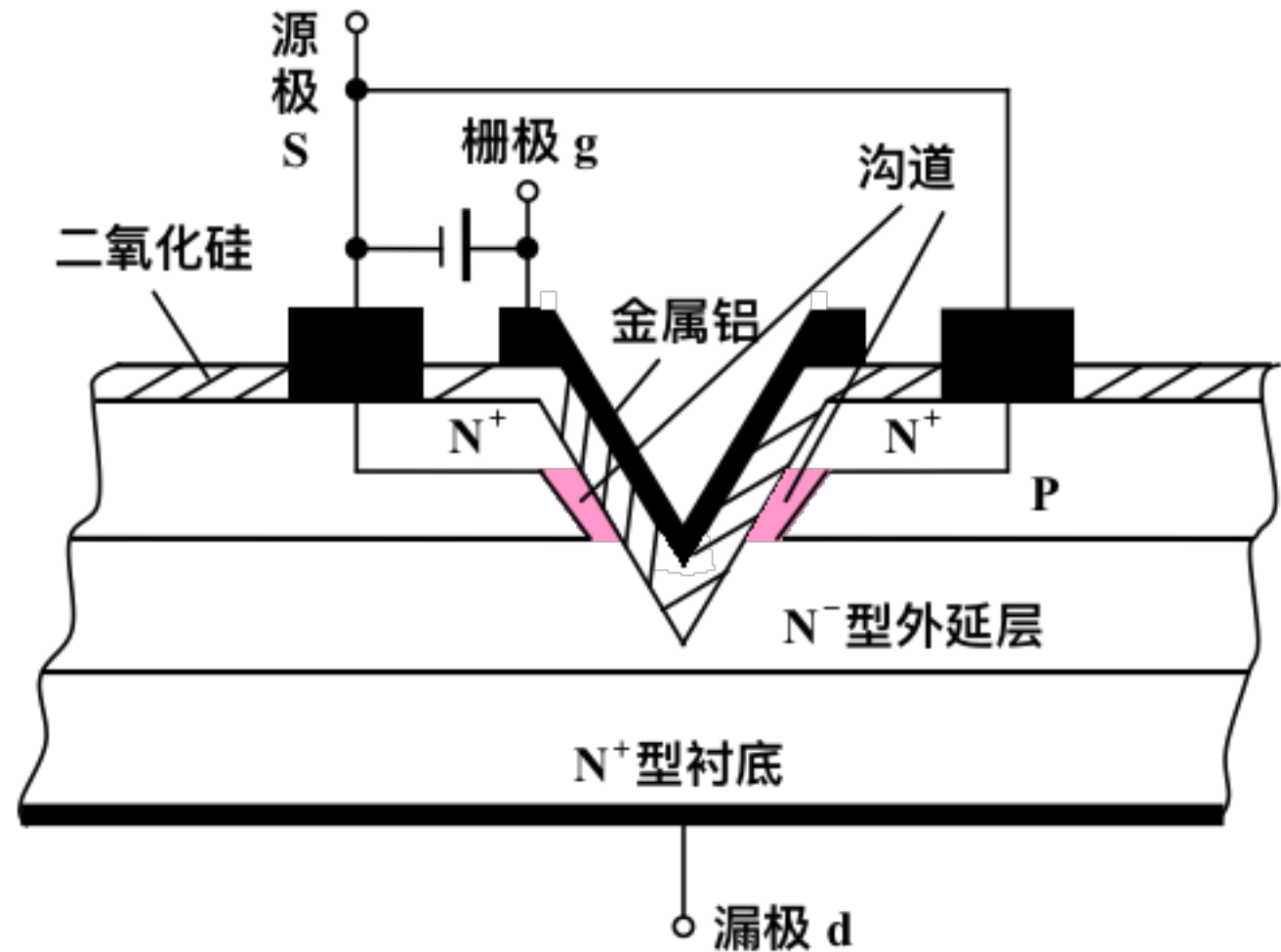
V型开槽的纵向MOS管，称为VMOS（Vertical MOS）

电流沿导电沟道由漏极到源极的流动是纵向的

沟道很短，电流 I_D 很大，可达200A

N-外延层提高了耐压值，达1 000V以上

非线性失真小



9.5.2 功率VMOSFET和DMOSFET

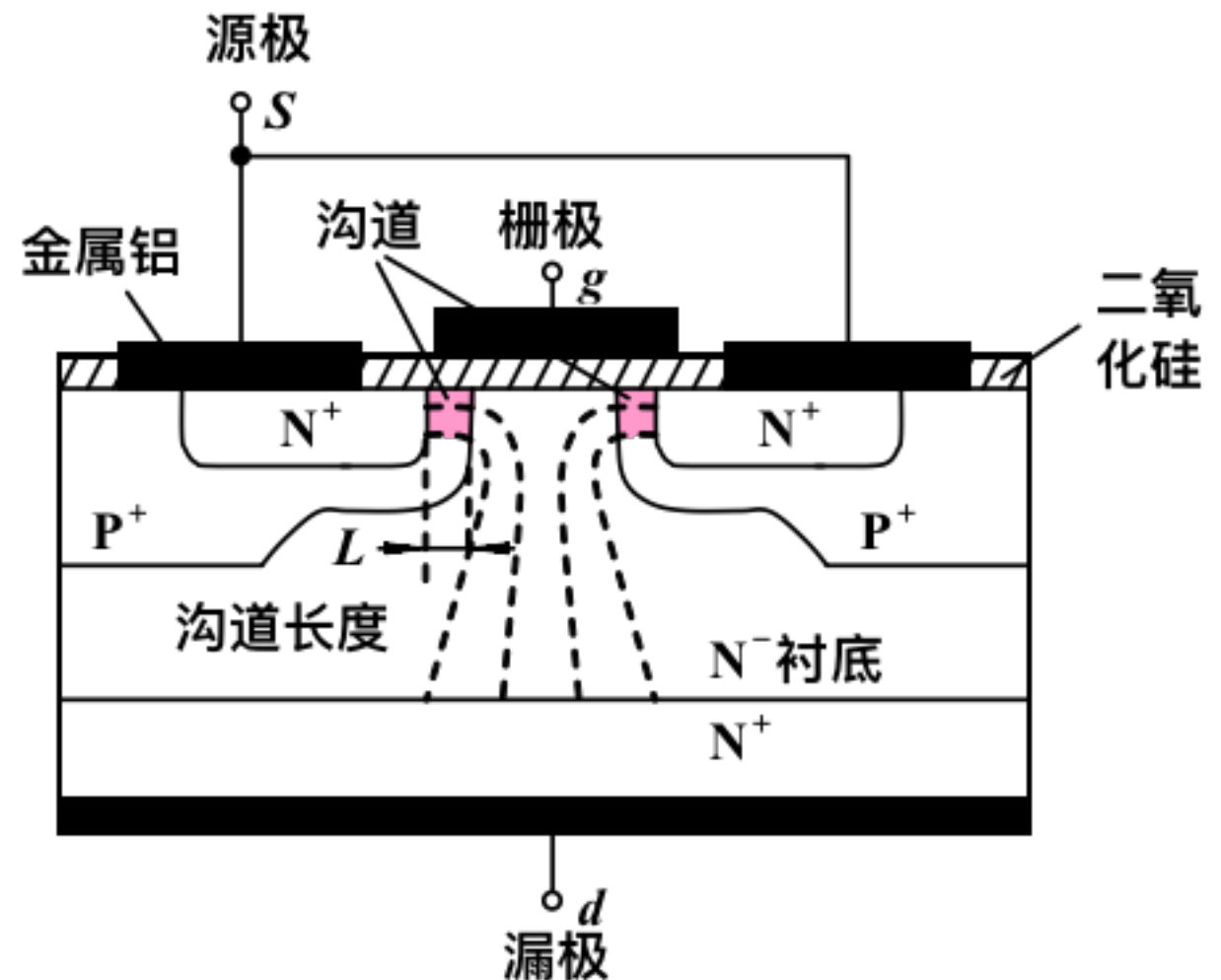
2. DMOS管

双扩散MOS管，称为DMOS (Double-diffused MOS)

电流也是纵向流动的

沟道很短，电流 I_D 很大，
可达50A

N-层提高了耐压值，达
600V以上



9.5.2 功率VMOSFET和DMOSFET

3. MOS功率管的优点

(1) 与MOS器件一样是电压控制电流器件，输入电阻极高，因此所需驱动电流极小，功率增益高。

(2) MOS管不存在二次击穿

(3) 因为少子存储问题，功率MOS管具有更高的开关速度，双极型功率管的开关时间在100ns至1μs之间，而MOS功率管的开关时间约为10~100ns，其工作频率可达100kHz到1MHz以上，所以大功率MOS管常用于高频电路或开关式稳压电源等。VMOS在这一点上更显优越（其 $f_T = 600\text{MHz}$ ）。

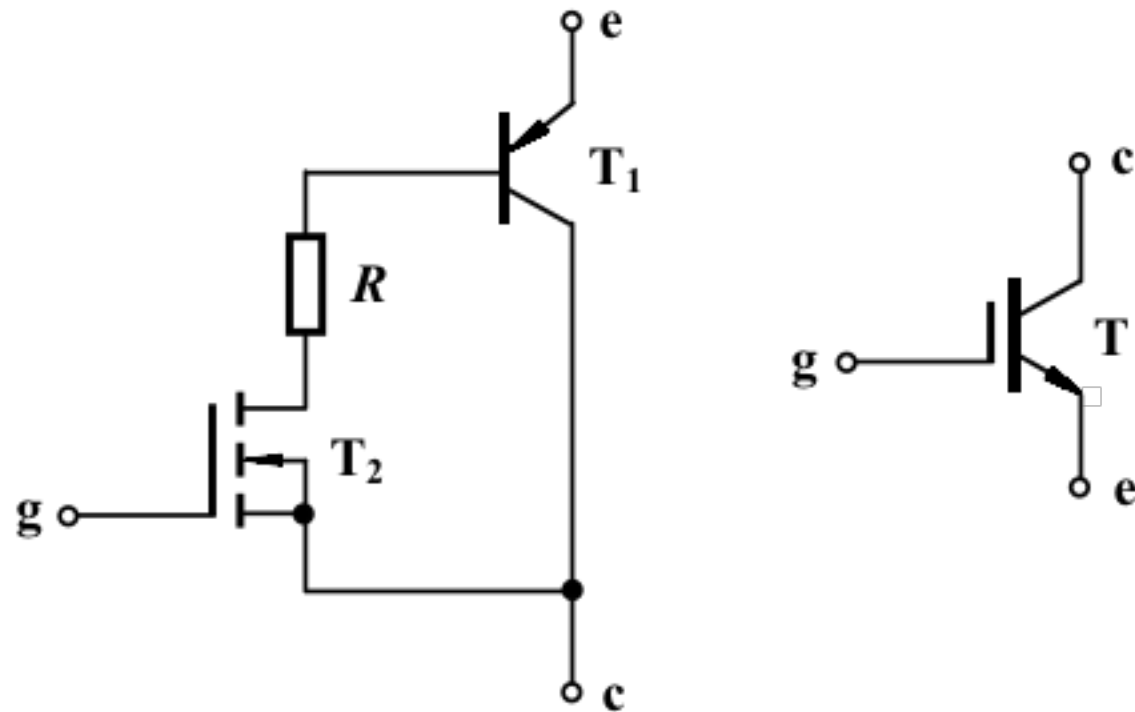
(4) MOS管与BJT相比几乎不需要直流驱动电流。但MOS功率放大电路的驱动级至少要提供足够的电流来保证对MOS管较大的输入电容进行充放电。

9.5.2 功率VMOSFET和DMOSFET

4. MOS功率管的缺点

为了获得高耐压值，器件有低掺杂浓度的N-层，导致导通电阻变大

绝缘栅双极型功率管（IGBT）



9.6 集成功率放大器举例

9.6.1 以MOS功率管作输出级的集成

功率放大器

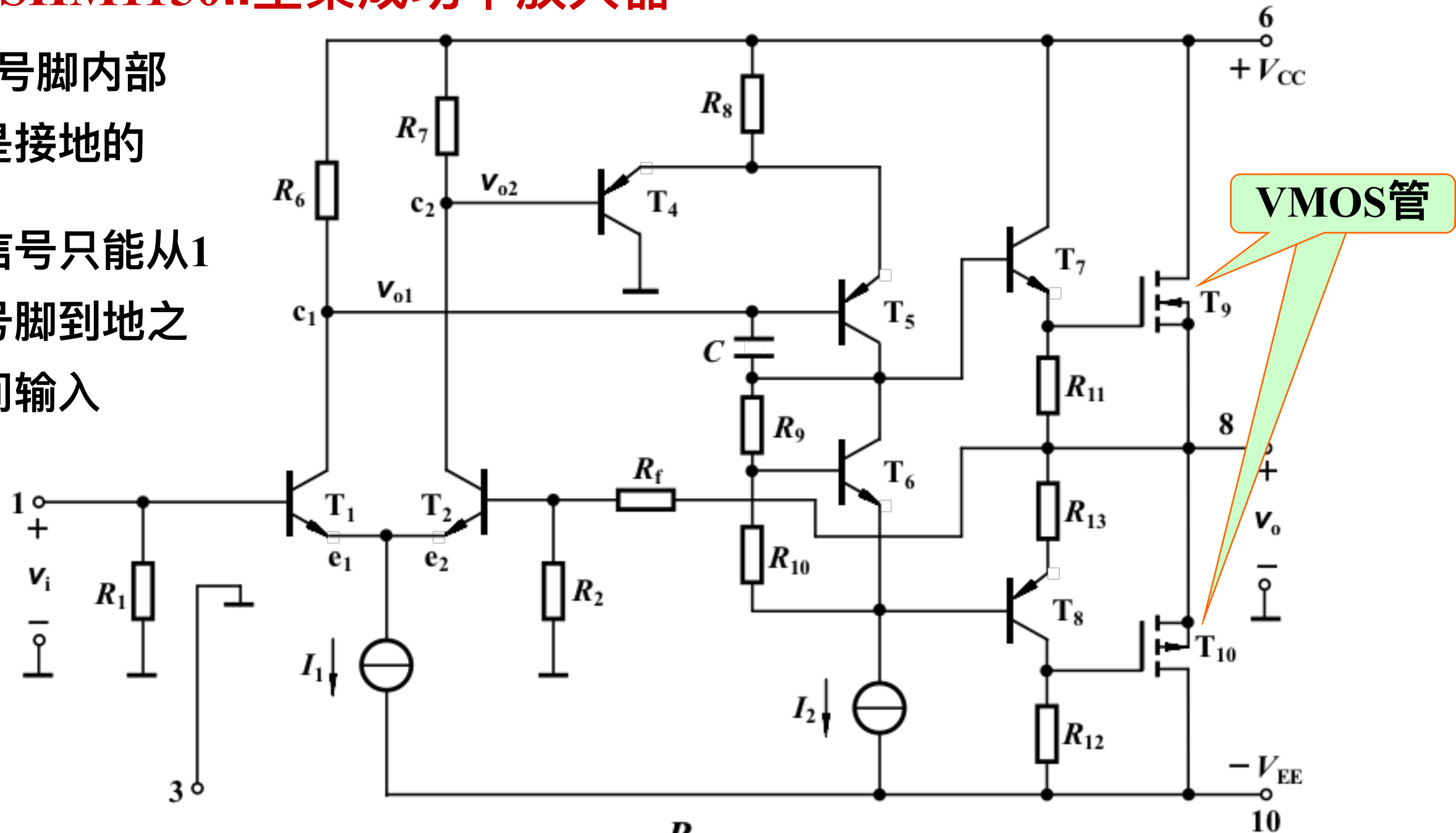
9.6.2 BJT集成功率放大器举例

9.6.1 以MOS功率管作输出级的集成功率放大器

SHM1150II型集成功率放大器

3号脚内部
是接地的

信号只能从1
号脚到地之
间输入



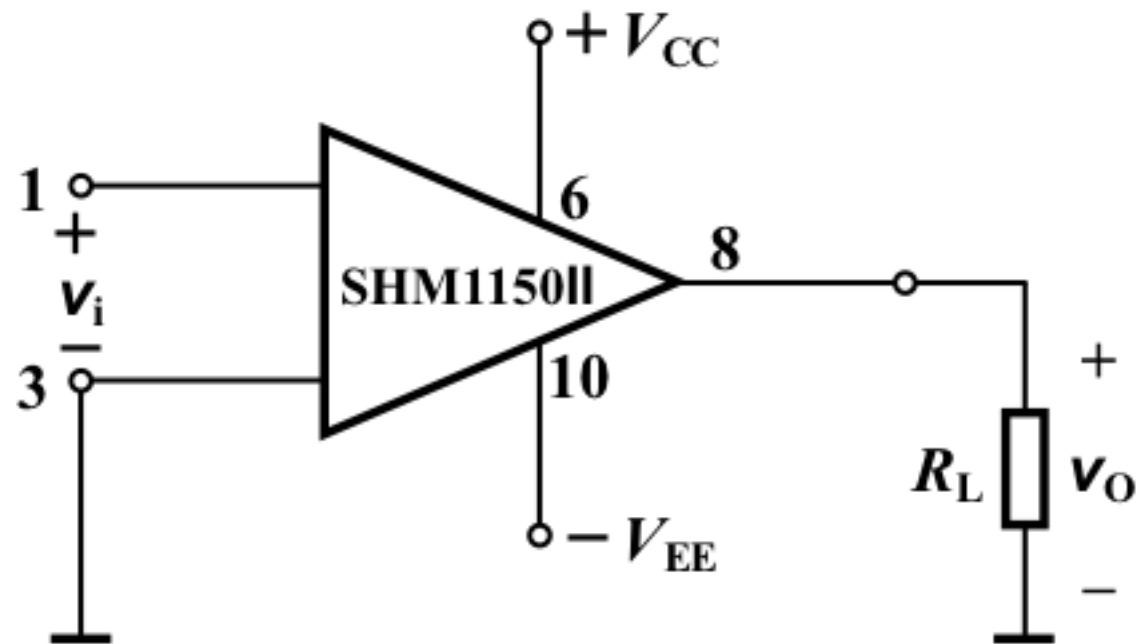
增益是固定的，由 R_f 和 R_2 决定 $1 + \frac{R_f}{R_2}$

9.6.1 以MOS功率管作输出级的集成功率放大器

SHM1150II型集成功率放大器

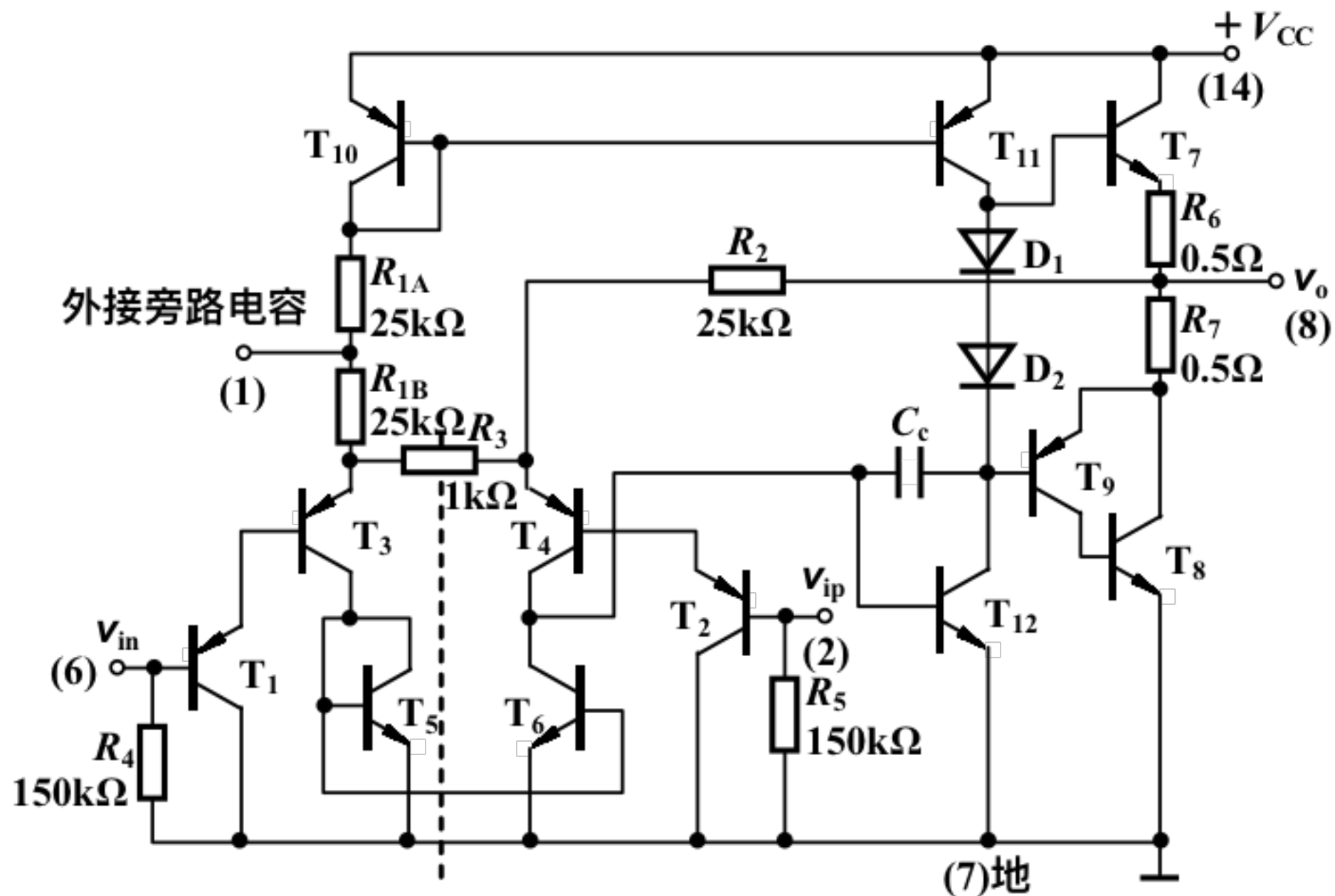
工作电压 $\pm 12\text{V} \sim \pm 50\text{V}$

最大输出功率可达150W



9.6.2 BJT集成功率放大器举例

BJT集成音频功率放大器LM380



9.6.2 BJT集成功率放大器举例

BJT集成音频功率放大器LM380

固定增益51倍

最大工作电压22V

最大输出功率5W

可双端输入，也可单端输入。

不用的输入端可悬空

