

第3章 半导体受控器件的分析

晶体管和场效应管的电流电压特性与二极管一样，都具有明显的区域特性，因此它们的应用原则也与二极管类似，即应用前必须确定管子特性的什么区域是应用目标，以及如何实现在该区域的应用。

本章将讨论非线性元器件工作区域选择的关键——工作点平台问题，具体涉及工作点建立，以及工作点平台上小信号分析模型，相关电路功能与分析方法选取、计算技巧和计算步骤等问题。

思考题 3.0.1 你能举出利用平台观点和体制来完成相关任务的一些生活、学习实例吗？

3.1 非线性半导体元器件的分析概述

在二极管、晶体管和场效应管的特性都具有明显区域特性的条件下，为了使介绍更具连贯性，首先将第1章已讲过的应用、分析的关键点加以总结，如表3-1-1所示。

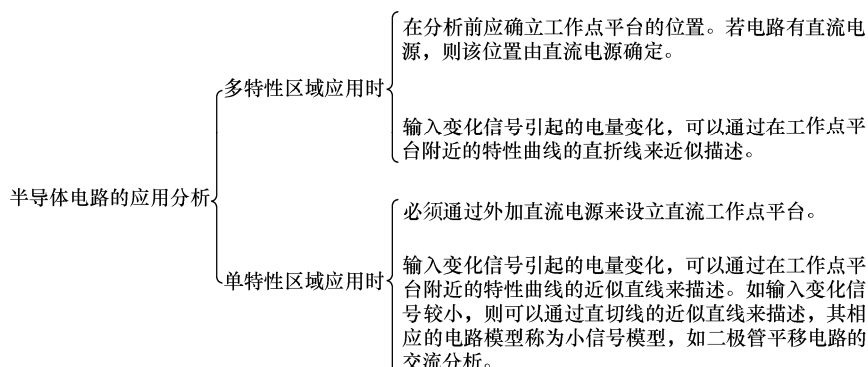
表 3-1-1 二极管的应用、分析方法的归类

电 路 名 称	工作特性区域	激励加入特点	二极管上电量平台与变化分析方法	说 明
1.4.2 小节的或逻辑电路	截止区和导通区（注重二极管单向导电特性的应用）	无直流电源 使 v_D 有正、负电压变化，且变化范围较大	(1) 处于零点，其工作点平台为 $V_{DQ} = I_{DQ} = 0$ (2) 变化范围较大，电量变化只能采用大范围的非线性分析方法。若不需要做精确分析，则可采用直折线的近似分析方法	适用于信号在较大电压电流范围内的非线性分析
1.5.2 小节和 1.5.3 小节的半波整流和全波整流电路				
1.4.2 小节的电位平移电路	导通区	有直流电源 使 v_D 只在大于零的正向导通区内变化	(1) 处于导通区，其典型工作点平台为 $V_{DQ} \approx 0.7V, I_{DQ} = f_1(V_{DQ})$ (2) 在近似分析条件下，可采用直切线代替该区域的实际特性曲线，进行变化电量的“交流准线性分析”	适用于信号在单一特性范围内的准线性分析
1.3.3 小节的稳压二极管电路〔图 1-3-11 (c)〕	反向击穿区	有直流电源 使 v_D 只在小于零的反向击穿区内变化	(1) 处于反向击穿区，其典型工作点平台为 $I_{DQ} \approx -(I_{zmin} + I_{zmax})/2, V_{DQ} = V_Z$ (2) 在近似分析条件下，可采用直切线代替该区域的实际特性曲线，进行变化电量的“交流准线性分析”	
注：(1) 虽然采用公认的仿真软件进行仿真设计分析时，不必受制于非线性元器件的电量变化范围，但这并不意味着实际应用电路不存在应用区间和工作点平台的设定问题； (2) “交流准线性分析”是在工作点平台基础上，针对变化电量提出的，它特别适用于理解电路的工作原理，也是在一定条件下寻求较优近似分析手段的基础，如电路的小信号模型与分析方法就是典型的案例。				

由上表可以得出如下结论：基于理解电路原理和分析电路的需要，应建立以电量工作平台，即工作点为起点的思维原则，并据此展开对具有明显区域特性的非线性电路的分析研究。

一般来说，在不考虑半导体元器件的电容效应时，可以依据电量变化范围，选择如下方

案来开展非仿真的近似数值计算和分析。



通过以上分析总结，在本章中将结合晶体管、场效应管的特性，安排 3.2 节非线性求解的分析与应用和 3.3 节直流工作点分析的内容，最后，由 3.4 节给出已知电路运用需求的电路分析案例来结束对本章的讲解。

3.2 非线性受控电流器件的求解分析与应用

晶体管、场效应管与二极管的最大区别在于它们所具有的特定区域的受控电流特性，为此在它们的应用电路中，会发现管子的受控电流总与输出信号相联系，管子的控制电量总与输入信号相联系。本书通过基础门电路的学习来导入这类非线性受控电流器件的电路学习。

3.2.1 晶体管非门基础电路

本小节将延续 1.4.2 节的二极管逻辑电路的学习，并通过对晶体管逻辑电路的介绍，使读者对逻辑电路的认识更深入和全面，同时也能较好地进入晶体管等具有受控特性的元器件的电路学习。

表 3-2-1 所示为非逻辑门电路的信号目标要求，图 3-2-1 所示为对应电路。

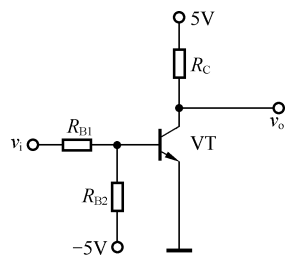


图 3-2-1 三极管构成的非逻辑门电路

表 3-2-1 非逻辑电路的信号目标要求

信息的代码表述		信息的理想电量表述要求	
输入	输出	输入 v_i	输出 v_o
0	1	0V	5V
1	0	5V	0V

下面就该电路的工作原理和元器件参数要求条件分析如下。

基于晶体管 i_c 受 BE 间电压或电流控制的特点，图 3-2-1 中，输入信息 v_i 和 $-5V$ 直流电源决定了晶体管基极控制电位 v_b 的大小， $5V$ 直流电源和晶体管受控电流 i_c 决定了输出 v_o 的大小。

1. v_B 的形成与特点分析

在输入电压 $v_i = 0V$ 时, 工作点平台对应的电路如图 3-2-2 (a) 所示。考虑到晶体管 BE 端口与电阻 R_{B1} 的并联关系, 直流负电源在 BE 上的分压 $v_B = V_{BQ} < 0$, 即晶体管发射结反偏; 同时在 CE 回路正直流电源的作用下, 晶体管集电结反偏, 管子处于截止状态, 电流 $I_{BQ} \approx 0$, 这时有

$$V_{BQ} = \frac{-5}{R_{B1} + R_{B2}} \times R_{B1} \quad (3-2-1)$$

当 v_i 由 $0V$ 升至 $5V$ 时, v_B 也将增大, 若 R_{B1} 远小于 R_{B2} , 则 v_B 将由负的 V_{BQ} 变成正的导通电压, 即 $v_B = V_{BE(on)}$ 。这一变化正好对接了数字信号处理的巨大差异需求, 即通过管子输入的截止和导通, 形成明显的 i_B 差异, 从而满足对数字信息处理电路结果的差异需求。

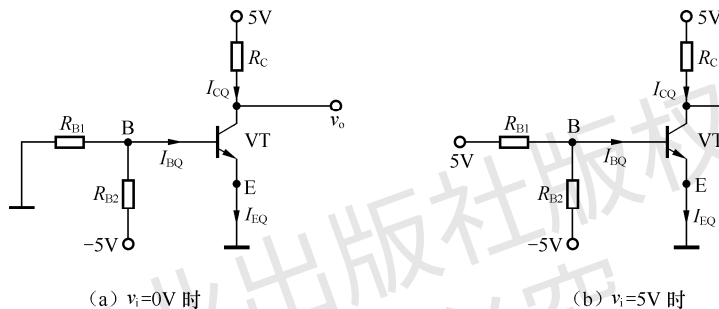


图 3-2-2 图 3-2-1 的分析图

总之, 晶体管输入电路在 v_i 的控制下, 可以有效获得控制电压 v_B 的较大变化, 该变化足以保证 v_i 存在一定误差时, 也能通过 v_i 的变化实现晶体管输入特性的可靠导通和截止, 以及导通和截止的状态转换。

2. 输出 v_o 的形成

当 $v_i \approx 0$, $v_B < 0$ 时, 晶体管截止, $i_C \approx 0$, R_C 上压降为零, 电路输出高电平, 即 $v_o = 5V$; 当 $v_i = 5V$, $v_B = V_{BE(on)}$ 时, 晶体管导通, $i_C \neq 0$, 在较大 R_C 条件下, 5V 直流电压经 R_C 压降后, 使晶体管处于饱和区, 电路输出低电平, 即 $v_o \approx 0V$ 。



综合起来, 该电路与二极管逻辑电路相比, 输出部分基本不影响电路的输入电源和信号源, 同时电路也能在输入信号存在一定波动的条件下完成高低电平输出的非逻辑功能实现。

3.2.2 晶体管微变等效电路分析法及其条件

晶体管微变等效电路是指晶体管工作点平台处于放大区, 并且晶体管各电极电流和极间电压在工作时间内的变化量较小, 即确保晶体管始终处于放大区的小信号状态时晶体管的交流等效电路。该等效电路用于计算管子的电压、电流变化, 也常称为**交流小信号等效电路**。

微变等效电路的原理类似于 1.4.1 小节二极管小信号模型的等效电路。在晶体管处于放大区时, 忽略基区宽度调制效应, 晶体管的输入特性如图 3-2-3 所示, 可见当加在发射结的交流信号足够小时, Δi_B 与 Δv_{BE} 近似为线性电阻关系, 即 $r_{be} = v_{be} / i_b$ 。再根据晶体管工作在放大

区的电流传输关系 $i_c \approx \beta i_b$, $i_e \approx (1 + \beta)i_b$, 可得到如图 3-2-4 所示晶体管工作在放大区的近似微变等效电路。

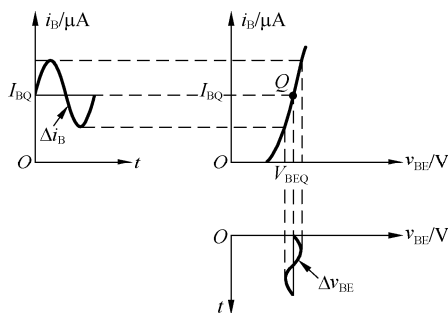


图 3-2-3 晶体管的输入特性

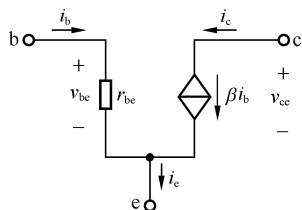


图 3-2-4 晶体管工作在放大区的近似微变等效电路

其中, $\frac{1}{r_{be}} = \frac{\Delta i_B}{\Delta v_{BE}}$, 当交流信号足够小时, 有

$$\frac{1}{r_{be}} = \frac{\Delta i_B}{\Delta v_{BE}} = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{Q点} \quad (3-2-2)$$

因为 $i_c \approx (1 + \beta)i_b$, $i_e \approx I_{EBS} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$, 代入上式可得

$$\frac{1}{r_{be}} = \frac{\Delta i_B}{\Delta v_{BE}} = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{Q点} \approx \frac{\partial i_E}{(1 + \beta) \partial v_{BE}} \Big|_{Q点} \approx \frac{I_{EQ}}{(1 + \beta)V_T} \quad (3-2-3)$$

即

$$r_{be} \approx (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{EQ}} \approx \frac{V_T}{I_{BQ}} \approx \beta \frac{V_T}{I_{CQ}} \quad (3-2-4)$$

该模型又称为近似 **H 参数模型**, 根据网络理论, 图 3-2-4 所示模型满足如下网络方程,

$$\begin{cases} v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} = r_{be} i_b \\ i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce} = \beta i_b \end{cases}$$

可知 $h_{ie} = r_{be}$, $h_{re} \approx 0$, $h_{fe} = \beta$, $h_{oe} \approx 0$ 。由于 4 个参数量纲不一致, 所以 H 参数模型又称为 **混合参数模型** (把对应的电压作为自变量, 把对应的电流作为因变量, 可得到 **Y 参数模型**; 把对应的电流作为自变量, 把对应的电压作为因变量, 可得到 **Z 参数模型**, 有关 Y、Z 参数模型本书不会涉及)。考虑到晶体管的输入电阻 r_{be} 较小, 输出电阻 $1/h_{oe}$ 很大, 晶体管的 H 参数测量误差较小。

晶体管的微变等效电路还可以利用物理模型来等效, 得出的小信号模型称为混合 **π 型** 小信号模型。晶体管更精细的物理模型如图 3-2-5 (a) 所示。图中, b' 点在基区内, 称为内基极, $r_{bb'}$ 、 r_e 和 r_c 分别为基区、发射区和集电区的电阻, 称为 **体电阻**。对于小功率晶体管, $r_{bb'}$ 一般为几十欧至几百欧。由于晶体管的内部结构特点, r_e 和 r_c 都很小, 完全可以忽略。 $r_{b'e'}$ 为发射结小信号等效电阻, 晶体管在放大状态工作时, 集电结反偏, 结电阻 $r_{b'c'}$ 很大, 其值约 $M\Omega$ 数量级, 工程上可把它看成开路。考虑上述条件后可画出晶体管的 **混合 π 型** 微变等效电路, 如图 3-2-5 (b) 所示。其中, $r_{b'e'} \approx r_{b'e}$, $r_{c'e}$ 稍后再讨论。该电路可作为晶体管的高频小信

号等效电路,在后面分析晶体管放大器的频率特性时会用到。若工作频率不高,如在音频范围内,晶体管 PN 结的结电容可以忽略,图 3-2-5 (b) 可进一步简化为图 3-2-5 (c) 所示的低频混合 π 型微变等效电路。图中受控电流源反映了晶体管工作在放大区的正向受控作用。

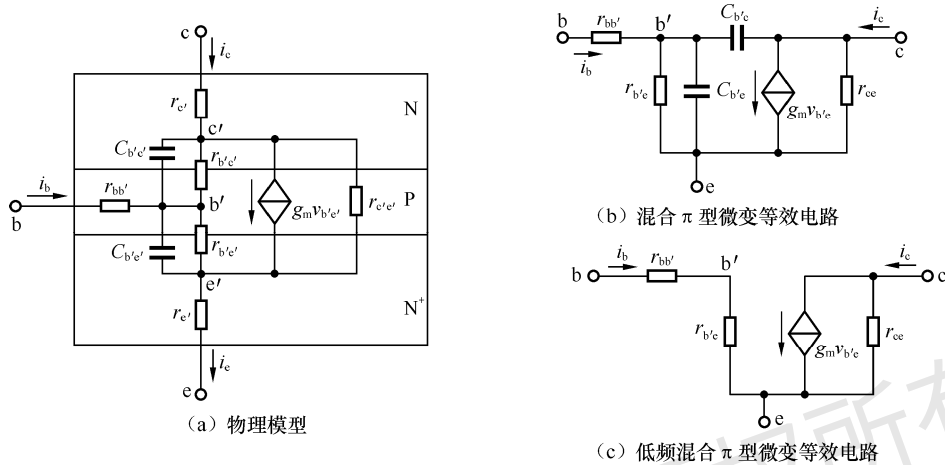


图 3-2-5 混合 π 型微变等效模型分析

图中, g_m 称为晶体管的互导(或跨导),其明确反映了发射结电压 $v_{b'e}$ 对 i_c 的控制,即实际只有部分 i_b 是控制 i_c 的。为了推出 g_m 的计算公式,我们将低频时的等效图 3-2-5 (c) 和图 3-2-4 进行对比,并根据受控源最终效果一致的前提,即

$$g_m v_{b'e} = \beta i_b \quad (3-2-5)$$

得出

$$g_m = \frac{\beta i_b}{v_{b'e}} = \frac{\beta i_b}{i_b r_{b'e}} = \frac{\beta}{r_{b'e}} \quad (3-2-6)$$

r_{ce} 为晶体管 ce 的输出电阻,从总体上衡量了 v_{ce} 对 i_c 的影响程度,可由晶体管输出特性曲线定义为 $\frac{1}{r_{ce}} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_{ce}} \right|_{Q点}$,即反映了晶体管输出特性曲线在 Q 点的斜率。

考虑到图 3-2-6 所示的厄尔利电压 V_A 满足

$$V_{CEQ} \ll |V_A|$$

所以

$$r_{ce} \approx \frac{|V_A|}{I_{CQ}}$$

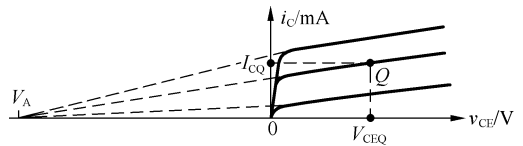


图 3-2-6 输出电阻分析

由等效图 3-2-5 (c) 和图 3-2-4 进行对比,可得。

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{EQ}} \quad (3-2-7)$$

当 I_{EQ} 较小时, $r_{bb'} \ll r_{b'e}$, 可得到前述的近似式 (3-2-4)。

需要特别指出的是,由于基区很薄,掺杂浓度较低, $r_{bb'}$ 一般不能忽略,其值在几十欧至几百欧之间。近似计算时,低频晶体管 $r_{bb'}$ 为 $200 \sim 300 \Omega$, 高频晶体管约为几十欧姆。

式 (3-2-7) 只适用于 $0.1\text{mA} < I_E < 5\text{mA}$ 范围内, 超过此范围将带来较大的误差。此外, 再次强调微变等效电路只适用于工作点平台下的交流小信号分析, 不能用于直流工作点平台的分析。

3.2.3 场效应管微变等效电路

在场效应管电压电流特性与晶体管电压电流特性类似的情况下, 场效应管也存在与晶体管类似的微变等效电路。

场效应管微变等效电路的应用条件是管子工作点平台应处于饱和区, 并且各电极电流和极间电压在工作时间内的变化量较小 (交流小信号), 即确保管子始终处于饱和区的小信号状态。此时栅极电流 $i_G \approx 0$, 栅极可认为开路, 当忽略沟道长度调制效应和衬底效应时, 沟道电流 i_d 主要由 v_{gs} 控制, 场效应管可等效为理想的受电压控制的受控电流源, 其微变等效电路如图 3-2-7 (a) 所示。

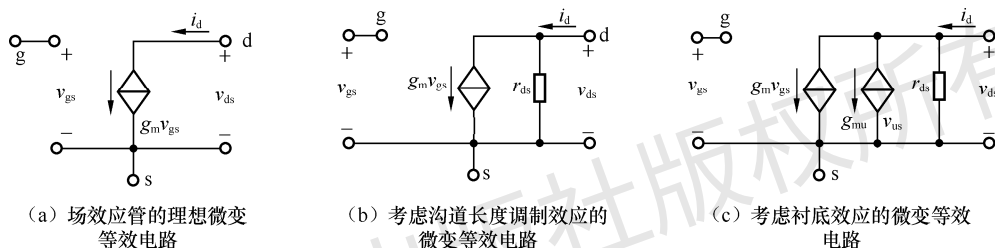


图 3-2-7 场效应管的低频微变等效电路

图 3-2-7 (b) 为考虑了沟道长度调制效应的微变等效电路, 图中 g_m 称为场效应管的互导 (或跨导), 其反映了输入端口电压 v_{gs} 对沟道端口电流 i_d 的控制, 即直流工作点上的转移特性曲线斜率。

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{Q点} \quad (3-2-8)$$

MOS 管的转移特性为: $i_D = k(v_{GS} - V_{GS(th)})^2(1 - v_{DS}/V_A) \approx k(v_{GS} - V_{GS(th)})^2$, 其中 $k = \mu C_{ox} W / (2l)$ 。结型场效应管的转移特性为: $i_D = k(v_{GS} - V_{GS(th)})^2(1 - v_{DS}/V_A) \approx k(v_{GS} - V_{GS(th)})^2$, 其中, $k = I_{DSS} / V_{GS(th)}^2$ 。代入式 (3-2-8) 可得

$$g_m \approx 2\sqrt{kI_{DQ}} \quad (3-2-9)$$

$$\frac{1}{r_{ds}} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{Q点} \approx -\frac{I_{DQ}}{V_A} \quad (3-2-10)$$

图 3-2-7 (c) 为考虑了衬底效应的微变等效电路, 图中 g_{mu} 称为场效应管衬底 (或栅) 跨导, 其反映了衬源电压 v_{us} 对沟道电流 i_d 的控制, 工程上近似表示为

$$g_{mu} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{US}} \right|_{Q点} \approx \eta g_m \quad (3-2-11)$$

式中, η 为常数, 一般为 $0.1 \sim 0.2$ 。(具体见图 6-1-8 所示的相关分析)。

在高频应用时, 还应该考虑场效应管极间电容的影响, 以 MOS 管为例, 如图 3-2-8 所示。图中 C_{gs} 和 C_{gd} 分别为栅源极间电容和栅漏极间电容, 它们主要由 MOS 管绝缘层形成的

平板电容组成, 工程估算时, 可近似为

$$C_{gs} \approx \frac{2}{3} C_{ox} Wl, \quad C_{gd} \approx \frac{1}{3} C_{ox} Wl \quad (3-2-12)$$

C_{gu} 为栅极与衬底之间的电容, C_{du} 和 C_{us} 分别为漏区与衬底及源区与衬底之间 PN 结的势垒电容。当衬底与源极相连时, 等效电路简化为图 3-2-8 (b) 所示。图中, C_{gu} 已包含在 C_{gs} 中。通常 C_{du} 很小, 在工程计算中可忽略。 C_{ds} 为漏源极间电容, 它主要由漏区与衬底及源区与衬底之间 PN 结的势垒电容组成。

结型场效应管的高频小信号等效电路与图 3-2-8 (b) 相似, 只不过 C_{gs} 和 C_{gd} 分别为栅源极间和栅漏极间 PN 结的势垒电容。

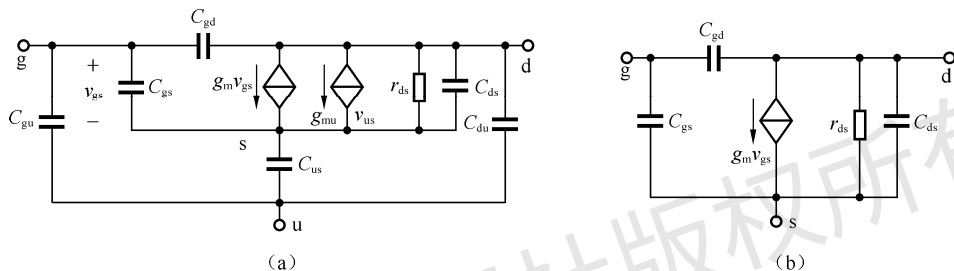


图 3-2-8 MOS 管高频小信号等效电路

3.3 直流工作点分析

从前面晶体管和场效应管的微变等效电路分析中, 可以发现几乎所有的参数都和直流工作点有关, 因此有必要来讨论实际电路中直流工作点的建立与近似计算、直流工作点稳定及其与电路性能相关的问题。

3.3.1 工作点的建立及近似计算

工作点建立的关键在于同一电路中的信息处理部分与工作平台部分之间相互关联与影响的解决方案。

1. 双电源供电方案

双电源供电方案是指采用以两个电源为基础的功能电路平台的构造方案。在 3.2.1 小节中, 图 3-2-1 所示的非逻辑门电路就采用了正、负 5V 的直流电压源, 为方便分析, 现重画为如图 3-3-1 (a) 所示。

考虑到信息变化引起电路中电量的变化是建立在直流工作点平台基础上的, 因此, 可以通过令电路信息变化为零, 即电路输入信号为零时的电路, 也称**直流通路**来进行工作点的定量计算分析。

工作点的分析计算可以分为仿真计算和手工计算两类。其中, 仿真计算是指令输入信号为零条件下的仿真, 其与本书给出的其他仿真过程没有本质差异; 手工计算也称**近似计算**,

有利于初学者理解电路原理。手工计算的一般步骤为：①假设晶体管处于放大状态，并得出相应计算数据 I_{BQ} 、 V_{BEQ} 、 I_{CQ} 和 V_{CEQ} ；②根据计算数据的相对大小范围来判断晶体管具体处于放大、截止和饱和 3 个区域中的哪个区域；③当判断晶体管处于放大区时，前述计算数据才成立，否则应根据所处区域的特点重新计算。

现以图 3-3-1 (b) 所示为例，进行计算分析。

(1) 为了简化晶体管输入端的线性电路，先利用戴维南定律将 $-5V$ 电源、 R_{B1} 和 R_{B2} 电阻等效后，画出如图 3-3-1 (c) 所示的等效图，其中， $R_B = R_{B1} // R_{B2}$ 、 $E = -5R_{B1}/(R_{B1} + R_{B2}) < 0$ 。

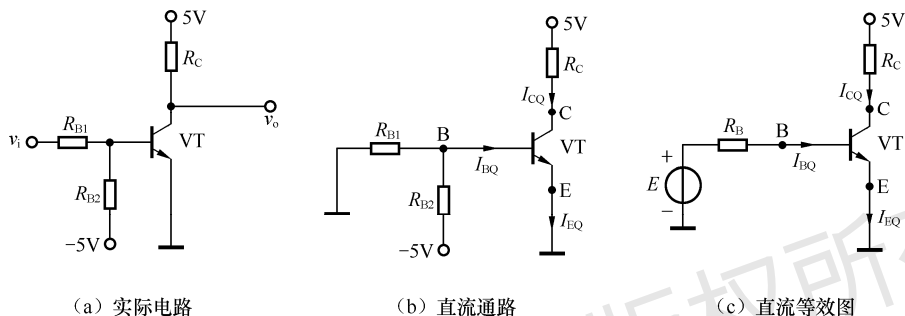


图 3-3-1 非逻辑门电路的直流计算分析

(2) 假设晶体管处于放大区，则

$$v_{BE} = V_{BEQ} \approx V_{BE(on)} > 0 \quad (3-3-1)$$

$$i_B = I_{BQ} = (E - V_{BEQ})/R_B < 0 \quad (3-3-2)$$

这时有

$$i_C = I_{CQ} = \beta I_{BQ} < 0 \quad (3-3-3)$$

$$V_{CEQ} = 5 - R_C I_{CQ} > 5V \quad (3-3-4)$$

显然，上述结论中 $I_{BQ} < 0$ 、 $I_{CQ} < 0$ 的取值范围与第 2 章讲解的晶体管放大区特性不符合，即晶体管不应该也不可能处于放大区工作。

为了说明如何利用上述明显错误的计算数据来进一步完成分析，我们借助于作图的方法讨论如下。

首先，定义按晶体管始终处于放大规律的电压电流特性曲线，如图 3-3-2 中实线所示。

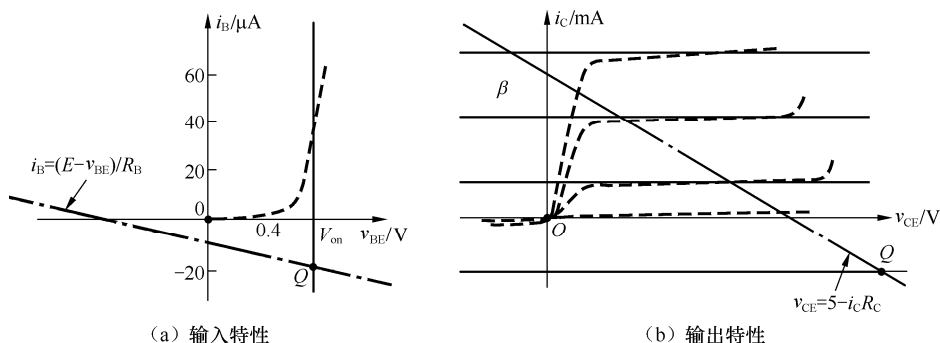


图 3-3-2 晶体管放大特性延伸后的近似特性图

再定义, 图 3-3-1 (c) 晶体管 BE 之外的线性电路的电压电流关系为

$$i_B = (E - v_{BE})/R_B$$

其对应直线为如图 3-3-2 (a) 所示的点实线, 即输入直流负载线。

晶体管 CE 之外的线性电路的电压电流关系为

$$v_{CE} = 5 - i_C R_C$$

其对应直线为如图 3-3-2 (b) 所示的点实线, 即输出直流负载线。

根据图 3-3-1 (c) 晶体管 BE 回路的电路连接情况, 图 3-3-2 (a) 中反映假设情况下的晶体管特性实线与输入直流负载线的交点 Q , 决定了 (V_{BEQ}, I_{BQ}) 的求解值。同样, 在晶体管 CE 回路, 我们也能得到 (V_{CEQ}, I_{CQ}) 的求解值。从 Q 点的位置看, 这些数值与式 (3-3-1) ~ 式 (3-3-4) 的结论是一致的。也就是说, 其效果是一致的。

这时, 如果采用反映晶体管实际特性的虚线取代上述假设的实线, 我们会发现晶体管实际应处于截止区, 即与图中标注 Q 最接近的晶体管区域。

由此, 我们的结论是: 根据式 (3-3-1) ~ 式 (3-3-4) 的计算结果确定 Q 点的位置, 我们就能得出管子实际处于截止区的结论, 而不必具体用图形方法来准确确定 Q 的位置。

(3) 在判明管子处于截止区后

根据截止时管子电流 $I_{BQ} \approx 0$ 、 $I_{CQ} \approx 0$ 的结论, 由图 3-3-1 (c) 电路立即可得 $V_{BEQ} = E - R_B I_{BQ} \approx E > 0$ 、 $V_{CEQ} = 5 - R_C I_{CQ} \approx 5V$ 的实际结论。

综上所述, 可以得出如下结论: 图形曲线的使用, 使数值计算的结论更容易理解。当然, 也可以在已知管子的实际特性曲线条件下, 利用曲线与直流负载线的交点来直接求解电路。该直接求解方法称为图解分析法。

2. 单电源供电方案

单电源供电方案是指采用以一个电源为基础的功能电路平台的构造方案。其与双电源供电方案相比较, 减少了一个电源, 可使某些情况下的应用更为方便。图 3-3-3 所示为某典型电路的直流通路。

单电源供电方案的关键是用同一个电源来实现不同工作电压的需求解决方法, 如图 3-3-3 中的 V_{GSQ} 和 V_{DSQ} 的不同电压需求。一般情况下, 单电源、双电源电路在计算方法上并没有任何差别。

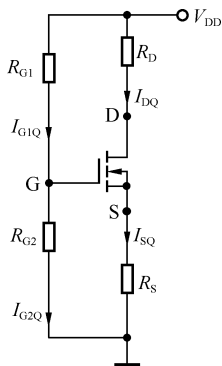


图 3-3-3 某典型电路的直流通路

何差别。

例 3.3.1 已知 $R_{G1} = 1.2M\Omega$, $R_{G2} = 0.8M\Omega$, $R_D = 30k\Omega$, $R_S = 4k\Omega$, $V_{DD} = 20V$, 管子参数 $\mu_n C_{ox} W/(2l) = 0.25mA/V^2$, $V_{GS(th)} = 2V$ 。试判断图 3-3-3 中场效应管处于什么区域, 并近似计算 I_D 。

解: (1) 假设场效应管处于饱和区工作, 则在 $I_{GQ} = 0$ 的条件下, 有

$$V_G = V_{GQ} = \frac{V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} \cdot R_{G2} = 8V \quad (3-3-5)$$

由图 3-3-3 中管子的 G、S 回路, 可得输入直流负载线方

程和管子的特性方程：

$$\begin{cases} V_{GS} = V_G - V_S = V_G - R_S I_D \\ I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2l} \cdot (V_{GS} - V_{GS(th)})^2 \end{cases} \quad (3-3-6)$$

将式 (3-3-5) 的 $V_G = V_{GQ}$ ，以及已知条件代入，可解得 $I_{D1} = 2.25\text{mA}$ 、 $V_{GS1} = -1\text{V}$ 和 $I_{D2} = 1\text{mA}$ 、 $V_{GS2} = 4\text{V}$ 两组解。显然，在管子处于饱和区条件下，后者合理，即 $I_{DQ} = 1\text{mA}$ 、 $V_{GSQ} = 4\text{V}$ ；前者是场效应管转移表达式引入的增根，应不予考虑。

由图 3-3-3 中管子的 D、S 回路，可得输出直流负载线方程为

$$V_{DS} = V_{DD} - (R_D + R_S) I_D \quad (3-3-7)$$

代入已有数据后，得 $V_{DS} = V_{DSQ} = -14\text{V}$ 。

(2) 上述计算数据中的 $V_{DSQ} < 0$ 的情况，与处于饱和区的 V_{DSQ} 应大于 0 的实际管子特性相矛盾，即上述计算结果不可信。在晶体管和本题场效应管的输出特性类似的条件下，借助于图 3-3-2 (b) 所示的分析原理，可得出场效应管实际处于非饱和区的结论。

(3) 在非饱和区 $V_{DSQ} \ll V_{DD}$ 的情况下，由图 3-3-3 所示的电路可得

$$I_{DQ} \approx \frac{V_{DD}}{R_D + R_S} \approx 0.59\text{mA} \quad (3-3-8)$$

需要再次指出：只有当式 (3-3-5) ~ 式 (3-3-7) 的计算数据与场效应管的饱和电量数据在同一范围内时，计算的数据才真实可信，管子确实处于饱和区工作。本题不满足。

思考题 3.3.1 请充分认识三极管和场效应管电路在直流工作点手工计算中的原理一致性的理由，并充分了解其计算方法的要点。

3.3.2 工作点的稳定性及稳定电路举例

处于放大区工作的晶体管和处于饱和区工作的场效应管在工作点变化后，必然会影响管子的小信号交流参数和电路的信号处理能力；若工作点移动较大，则完全可能使晶体管脱离放大区或场效应管脱离饱和区，以至于交流分析（含微变等效分析）和相关应用完全失效。因此，工作点的稳定与否很重要。

图 3-3-4 所示为晶体管的简单偏置电路。在参数 $V_{CC} = 8\text{V}$ ， $R_B = 300\text{k}\Omega$ ， $R_C = 2\text{k}\Omega$ ，管子 $\beta = 80$ ， $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$ ， $I_{CBO} = 10^{-12}\text{A}$ 时，图中晶体管处于放大区。具体电路数据可以计算如下。

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_B} \approx 24.33\mu\text{A} \quad (3-3-9)$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} + (1 + \beta) I_{CBO} \approx 1.95\text{mA} \quad (3-3-10)$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - R_C I_{CQ} \approx 3.88\text{V} \quad (3-3-11)$$

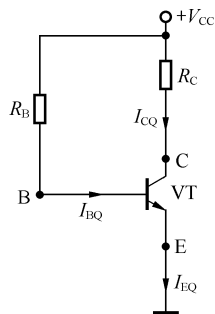


图 3-3-4 晶体管的简单偏置电路

当电路环境温度升高 30°C 时，管子受热参数变为 $\beta = 104$ ， $V_{BE(on)} = 0.625\text{V}$ ， $I_{CBO} = 8 \times 10^{-12}\text{A}$ 。同样，计算可得电路数据： $I_{BQ} \approx 24.58\mu\text{A}$ ， $I_{CQ} \approx 2.56\text{mA}$ ， $V_{CEQ} \approx 2.88\text{V}$ 。

上述两组数据都符合放大区的范围，数据都可信，但后一组数据相对于前一组数据而

$$V_B \approx \frac{V_{CC}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot R_{B2} \quad (3-3-13)$$

也就是说,管子 B 点电位基本不受晶体管电流的影响, $V_{BE} + V_E$ 近似为常数,即 V_E 的增量全部用于 V_{BE} 的减小,电路具有很好的稳定性。

又因为 $V_B/I_{B2} = R_{B2}$, 以及

$$\frac{V_B}{I_{BQ}} = \frac{V_{BE} + V_E}{I_{BQ}} = \frac{V_{BE}}{I_{BQ}} + \frac{V_E}{I_{EQ}/(1+\beta)} = \frac{V_{BE}}{I_{BQ}} + (1+\beta)R_E > (1+\beta)R_E$$

所以式 (3-3-12) 的实用表述是

$$R_{B2} \ll (1+\beta)R_E \quad (3-3-14)$$

总之, R_E 越大越有利于电路工作点的稳定,但也会在 I_{EQ} 的作用下,增加 R_E 的无用能耗,不利于节约能源。此外,增大 R_E 也不利于低 V_{CC} 下的初始工作点设置。通常, R_E 的阻值在 $1k\Omega$ 以内。

(3) 在保证初始工作电流的基础上,采用恒流源来提高电路工作点的稳定性。

在图 3-3-5 (b) 的基础上,用恒流源代替电路的 R_E , 就可以得到图 3-3-5 (c) 所示的恒流源偏置电路。图中 r_o 为实际恒流源的输出电阻,阻值为几十千欧姆; I_o 为恒流源的理想电流部分,其大小不随外加电压变化。

电路的初始工作点的电压 V_{BEQ} 、 V_{CEQ} , 可以通过调节电路的 R_B 和 R_C 来实现; 工作点电流值由 $I_{EQ} \approx I_o$ 决定。这时, V_E 可以做得较小。相应电路工作点的稳定,则由 I_{EQ} 变化量流入 r_o 后,经较大 r_o 形成的 V_E 制约。显然,由于 r_o 远大于原 R_E , 所以图 3-3-5 (c) 所示电路的工作点稳定性必然好于图 3-3-5 (b) 所示的电路。

思考题 3.3.3 若将图 3-3-5 (b) 所示电路中的 R_C 用恒流源来取代,是否能取得工作点稳定效果? 为什么?

3.4 运用目标、非线性元器件的区域特性和分析方法的选取

在本章的讲解中,我们进一步注意到电路要达到变换信号的目的,非线性元器件的运用方式和分析方法的选取有着不可分割的联系,如第 3.2.1 节讲述的门电路,即如图 3-4-1 所示。为了加深理解,现进一步表述如下。

非门电路的输入/输出信号需求如图 3-4-1 (a) 所示。信号数值的显著特点为:以两个差异较大的取值来表述 1、0 的信息差异,即高电平表示 1,低电平表示 0。

电路实现原理的关键点:根据电路响应由输入信号和电路共同决定的规律,以及针对上述输入/输出信号的二进制特点,在电路设计中,应考虑晶体管的饱和状态和截止状态的巨大状态差异,来完成二进制 0、1 电平的表述。

若考虑到图 3-4-1 (b) 所示电路在 v_i 较大, i_b 较大,即管子进入饱和区后,由图 3-4-1 (c) 的作图方法,分析得出 i_c 和 v_o 受 v_i 变化影响极弱的特点,以及 v_i 和 v_o 变化方向相反的现实;得出采用激励 v_i 的低电平使管子处于截止区,以及采用激励 v_i 的高电平使管子处于饱和区的电路信号和管子信号变化区域的安排,就能较好地实现图 3-4-1 (a) 所示的信号变化功能。

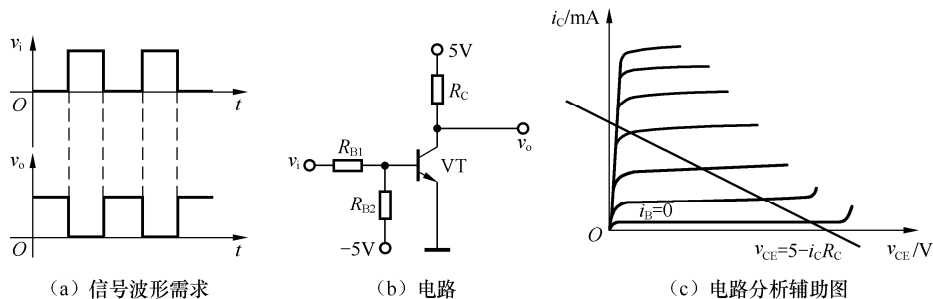


图 3-4-1 非门电路分析

电路特点：由于输入信号在高、低信号阶段占用大量时间，因此，晶体管主要工作于截止区和饱和区，而放大区只在截止区和饱和区之间转换的过渡阶段涉及。当然，希望截止区和饱和区之间的过渡时间越短越好。

电路分析精确程度：基于信号采用较大差异来分别代表 1、0 信息，因此在分析模型上可以采用精度不高的近似模型，如晶体管的直折线描述，以及在计算中容许进行大量的近似计算。

思考题 3.4.1 请给出图 3-4-1 (b) 所示电路的近似分析时，能采用的晶体管直折线输入/输出特性曲线。

电路优势：只要输入的高电平能使管子处于饱和区，则相应的输出电压就能保持在 0.25V 左右；只要输入的低电平能使管子处于截止区，则相应的输出电压就能保持在 5V 左右。也就是说，该电路允许输入有一定波动，这也是数字信号在电路处理与实现中的优势所在。

在此基础上，再讲解一个利用晶体管完成线性处理任务的信号特点、电路安排和计算的典型案例。

(1) 信号目标描述：希望电路输入/输出电量之间为固定的比例关系，即设 A 为常数时，有 $v_o = A v_i$ 。

(2) 电路实现要点：利用晶体管放大区的 $i_c = \beta i_b + I_{BCO}$ 关系，预先设定工作点在放大区中心，并限定输入信号为小信号波动，则可以通过如下关系实现输入/输出电量的比例变换。

$$v_i \xrightarrow{\text{小信号}} i_b \rightarrow \beta \times i_b = i_c \rightarrow v_o$$

(3) 分析模型与仿真：整个分析可以利用仿真软件进行；也可以选取直流分析加直流基础上的小信号交流分析来完成。前者常在工程实际中应用，分析精度较高，节约了计算时间；后者对于强化初学者和系统开发人员对应用条件的掌握具有重要价值。

例 3.4.1 如图 3-4-2 所示电路，已知晶体管 $\beta=50$, $r_{bb'}=200\Omega$, $r_{ce}=10^5\Omega$, $V_{BEQ}=0.7V$, $V_{CC}=12V$, $R_s=600\Omega$, $R_{B1}=33k\Omega$, $R_{B2}=10k\Omega$, $R_C=3.3k\Omega$, $R_E=1.4k\Omega$, $R_L=5.1k\Omega$, 所有外接独立大电容对交流信号短路。计算小信号作用下的电压放大倍数 $A_v = v_o/v_i$ 。

解：(1) 电路直流平台分析。

在电容开路条件下得出直流通路如图 3-4-2 (b) 所示。设晶体管工作于放大区，在满足 $R_{B2} \ll (1 + \beta)R_E$ 的条件下，得



$$V_{BQ} \approx \frac{V_{CC} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \approx 2.79V$$

$$V_{EQ} = V_{BQ} - V_{BEQ} = 2.09V$$

$$I_{EQ} = V_{EQ} / R_E \approx 1.5mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ} R_C - V_{EQ} = 4.96V$$

分析数据可知, 晶体管工作于放大区, 上述数据可信。

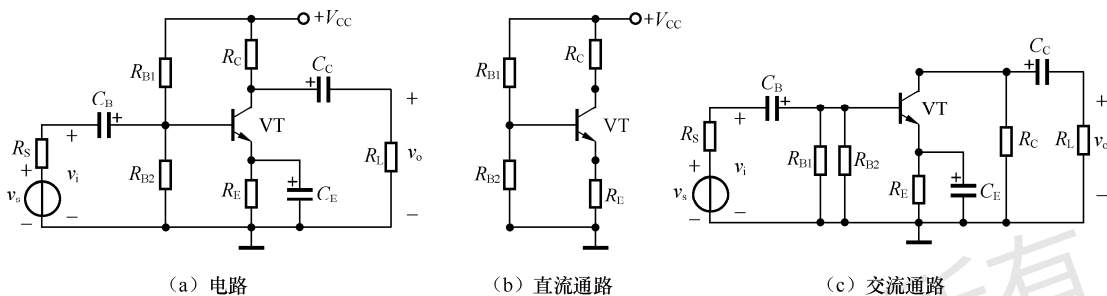


图 3-4-2 例 3.4.1 图

(2) 直流平台上的小信号分析。

为了方便计算, 在外接电容对信号短路、管子内部电容近似开路的情况下, 将图 3-4-2 (c) 所画的交流通路转画成图 3-4-3 所示的小信号等效电路图。这时有

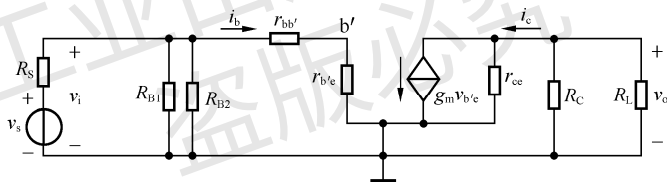


图 3-4-3 例 3.4.1 的小信号等效电路

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{(v_i / r_{be}) \cdot \beta \cdot (-r_{ce} // R_C // R_L)}{v_i} \approx -\frac{\beta \cdot (R_C // R_L)}{r_{be}}$$

又由 $r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} = 200 + (1 + \beta) \cdot \frac{V_T}{I_{EQ}} = 1084\Omega$, $\beta = g_m r_{b'e}$, 代入计算, 得电压放大倍数 $A_v \approx 92.42$ 倍。

另外, 题中的电容 C_B 、 C_C 常称为**耦合电容**, 在完成信号加入和取出的同时, 避免了晶体管的直流偏置电路对信号源和负载的影响; 电容 C_E 称为**旁路电容**, 使输入信号完全作用在管子的 b、e 两端, 极大地提高了输入信号转换为 i_b 的能力。

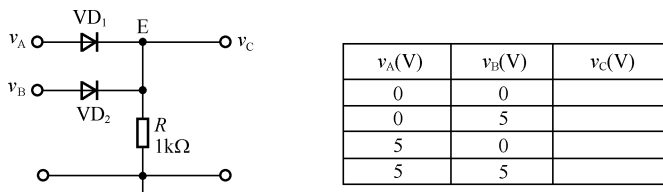
到目前为止, 我们对半导体电路的分析有了一个较全面的认识, 同时也初步建立了分析方法选取和根据电路的信号目标构造电路的基本知识。从第 4 章开始, 将围绕具体的功能电路展开电路功能、特点的分析, 相应的分析方法则需要读者多留意, 不再作为重点进行讲解。



思考与练习

3-1 请思考并说明晶体管电路工作点设置对电路应用带来的影响。

3-2 已知二进制数字信号处理电路如题图 3-1 所示。其中，二极管的导通电压为 0.7V ，请填写表，并说明电路功能。（提示：可以认为输入信号等于 0V 的情况为工作基础平台，即决定工作点的电压、电流）

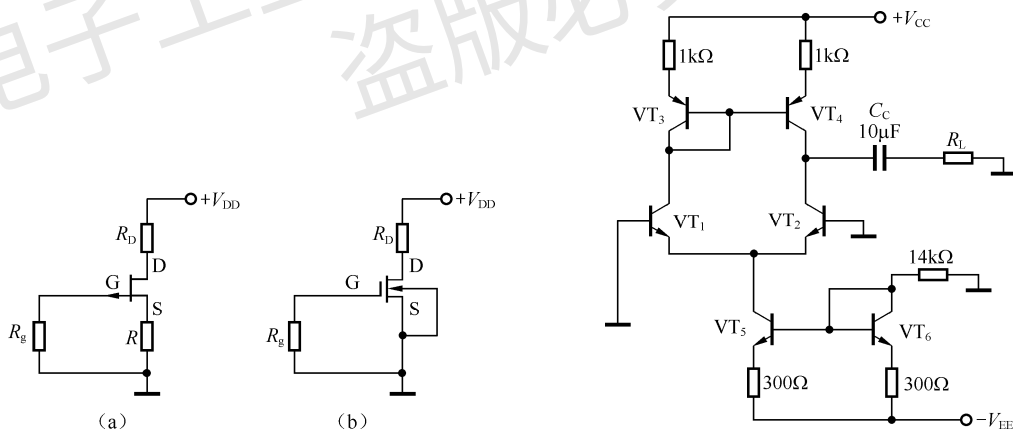


题图 3-1

3-3 请问：题 3-2 中的输入 5V 是否可以以 0V 为基础的 5V 变化量，即交流增量来理解？为什么？

3-4 请指出题图 3-2 中场效应管处于什么工作区域。

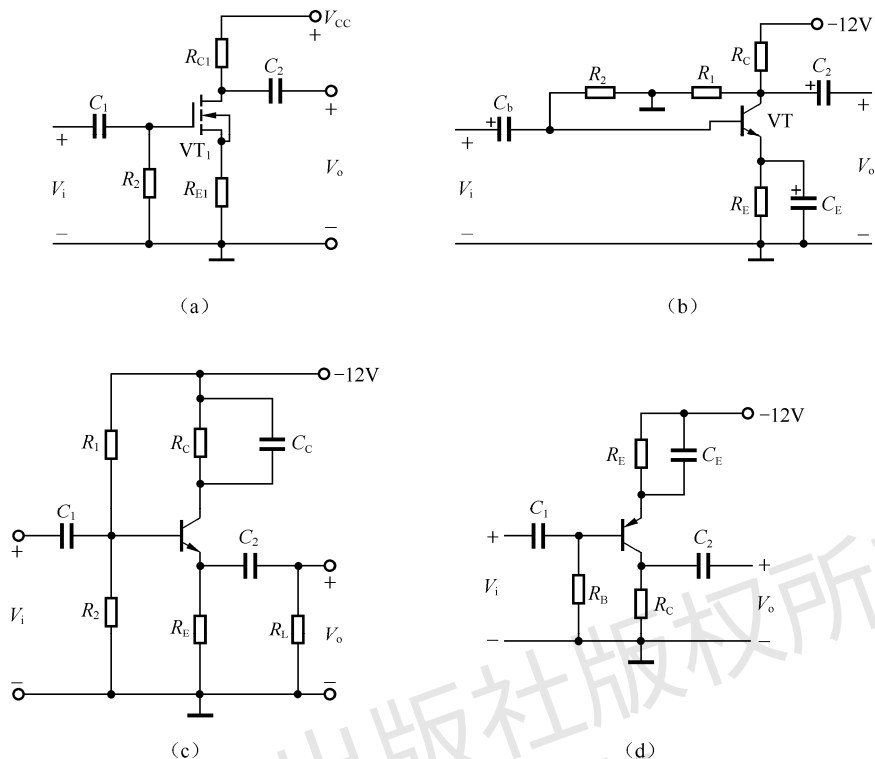
3-5 电路如题图 3-3 所示，图中所有晶体管均处于放大状态，参数为： $\beta=100$ ， $r_{bb'}=100\Omega$ ， $V_{BE}=0.6\text{V}$ 。电路参数为： $V_{CC}=+15\text{V}$ ， $-V_{EE}=-15\text{V}$ ， $R_L=5\text{k}\Omega$ 。估算 VT_1 和 VT_2 的静态工作点电流 I_{C1} 和 I_{C2} 。



题图 3-2

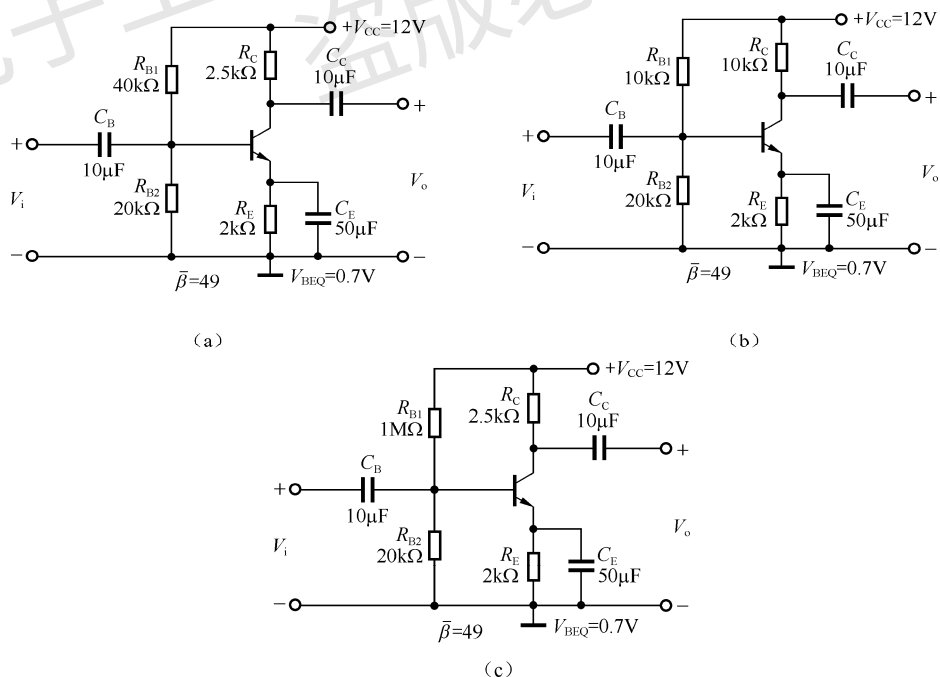
题图 3-3

3-6 如题图 3-4 所示电路，请分析：在电路参数合理、输入信号较小的情况下，下列电路能否处于放大状态工作？如果不能，请修改，并画出修改后的电路图。



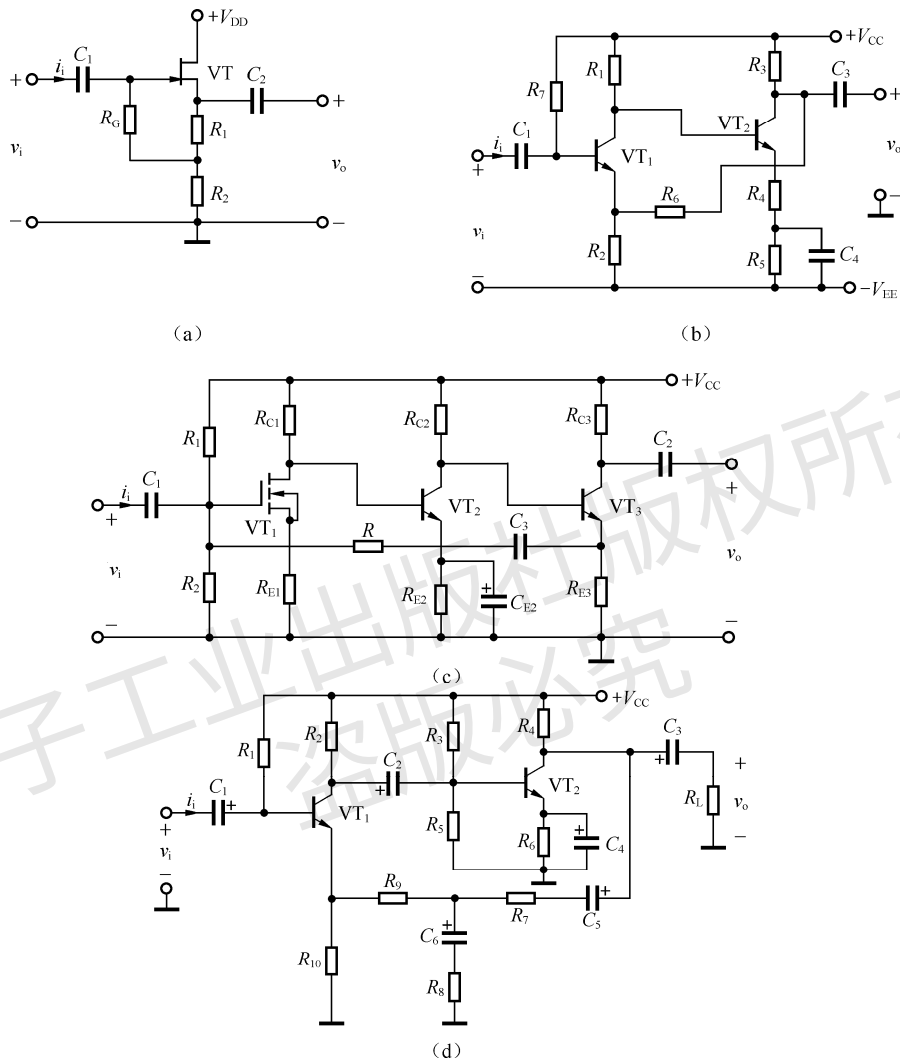
题图 3-4

3-7 请计算题图 3-5 所示电路的静态工作点，并判断管子处于输出特性的哪个工作区域。



题图 3-5

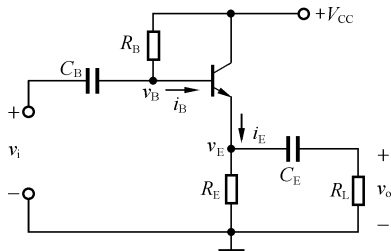
3-8 在外接电容交流短路时,画出题图 3-6 所示电路的交流通路、小信号等效电路,并写出图 (a) 的交流输入电阻 $R_i = \frac{v_i}{i_i}$ 。



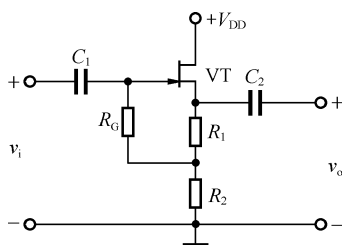
题图 3-6

3-9 设题图 3-7 所示电路的 $v_i(t) = V_{im} \sin \omega t$, $V_{im} \ll V_{BQ}$, 工作频率下耦合电容 C_B 和 C_E 足够大, 请画出晶体管处于放大状态时的直流通路、交流通路, 以及定性画出 v_B 、 i_B 、 i_E 、 v_E 的时间对应波形图。

3-10 电路如题图 3-8 所示, 假定电路参数合理, 并且 $R_G \gg R_1$ 和 R_2 , $r_{ds} \gg (R_1 + R_2)$, C_1 、 C_2 足够大。(1) 画出小信号交流等效电路; (2) 写出电路的电压放大倍数 $A_v = \frac{v_o}{v_i}$ 的表达式。



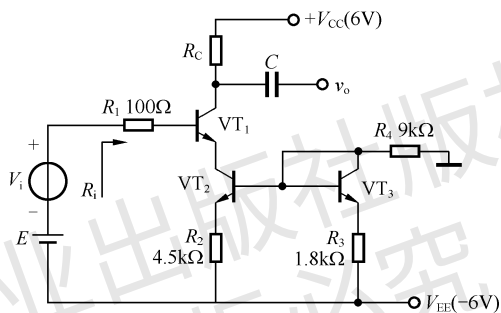
题图 3-7



题图 3-8

3-11 晶体管的 $r_{b'e}$ 和场效应管的 g_m 与管子工作点参数的关系如何？为什么会与工作点有关？原则上管子的小信号参数均与工作点有关吗？

3-12 电路如题图 3-9 所示，已知 3 只晶体管的 $V_{BE(on)} = 0.6V$ ， $\beta = 100$ ， $r_{ce} \rightarrow \infty$ 。试计算：(1) VT_1 的静态工作点电流 I_{C1} 和从电路 V_i 端口看入的输入电阻 R_i 。(2) 这时电路是否具有放大能力？



题图 3-9



习题 3-5



习题 3-6



习题 3-8