

第3章 晶体管电路设计

每当看到有学生在对三极管接近无知的情况下，去使用各种高性能运放的时候，我就不禁发出感慨。单刀直入在数字电路和单片机的学习中是非常有效的学习方法，但是对模拟电路的学习，必须内外兼修，晶体管电路设计就是内功。

本章将学习以下内容：

- 1) 二极管电路；
- 2) 三极管基本特性；
- 3) 三极管恒流源电路；
- 4) 共射放大电路；
- 5) 差分放大电路；
- 6) 共集放大电路；
- 7) 共基放大电路；
- 8) 其他放大电路。

3.1 二极管电路

二极管是最简单的双极性半导体元器件，最初我们对它的认识仅停留在单向导电这一层面，实际二极管的用途是非常丰富的，当然要用好它，所需要学习的知识点也是不少的。

3.1.1 二极管的一般性质

二极管是非线性元器件，在分析它在电路中的作用时，最重要的是要搞清楚二极管是否导通，如图 3.1.1 所示。

1) 当阳极和阴极之间加 0.7V 以上电压时，就会导通，否则不导通。

2) 二极管如果不导通，相当于断路，直接在电路中将其擦除再分析即可。

3) 如果二极管导通，相当于一个 0.7V 的电池。

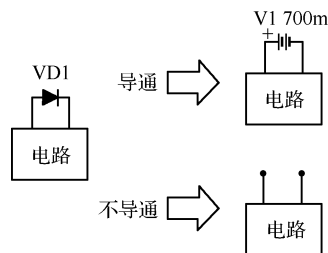


图 3.1.1 二极管在电路中的等效

3.1.2 二极管的伏安特性

知道二极管导通时等效为 0.7V 电池就可以解决大多数问题，但是知道二极管的实际伏安特性曲线是什么样子也是很有必要的，如图 3.1.2 所示。

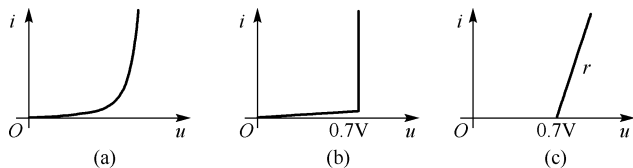


图 3.1.2 二极管的伏安特性曲线

1) 图(a)是二极管的实际伏安特性曲线, 二极管实际可能在 0.5V 时就开始导通, 并且二极管的两端电压实际是会随电流增大而增大的, 只不过变化得缓慢。

2) 多数时候, 我们近似成图(b)那样即可, 认为 0.7V 以上二极管导通 (也有使用 0.6V 标准, 这不影响学习), 无论电流是多少, 端电压不再改变。虽然二极管不会主动产生能量, 但是我们只看结果, 不看过程, 二极管这时就是一个电池了。

3) 个别时候, 我们可能把二极管近似看成图(c), 由于电流增大电压确实会增大, 于是就引入二极管等效电阻 r 的概念。这种近似在后面三极管放大电路中会用到。

3.1.3 二极管的动态特性

在低频下, 按电池理解二极管即可, 但是当高频信号加载在二极管上时, 就要考虑二极管的动态特性了。

二极管的单向导电特性并不十分理想, 这是因为二极管的本质是由 P 型半导体和 N 型半导体接触形成的 PN 结。

1) 如图 3.1.3 所示, PN 结除了构成单向导电的二极管外, 还存在一个结电容。

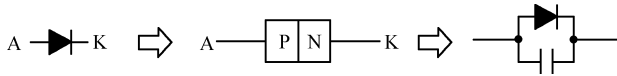


图 3.1.3 二极管的结电容效应

2) 结电容对二极管当然不是什么好事, 这实际上使二极管可以流过一定量的反相电荷。

3) 不同工艺结构可以使结电容的大小不一样, PN 结点接触可以减小结电容, 但是显然会降低二极管的通流能力。反之, 面接触的 PN 结通流能力强, 但结电容更大。

结电容的作用使得实际二极管需要一段时间来“恢复”反向阻断能力, 其反向恢复曲线如图 3.1.4 所示。

1) 在 t_F 时刻前, 二极管正向导通, U_F 就是通常说的 0.7V, i_F 很大。

2) 随后电路试图给二极管加反压, 但是反压不是马上能加上去的, 二极管电流 i_F 在 t_0 时刻降到 0。

3) $t_0 \sim t_1$ 这段时间, 二极管电流不仅不消失, 反而成为反向电流, 不断增大。这段时间称为 t_d (dealy), 表示的含义是 (不服从控制的) 延迟时间。

4) t_1 时刻反向电流达到最大, $t_1 \sim t_2$ 时间段反向电流终于逐渐减小到 0, 称为 t_f (fall) 下降时间。

5) t_d 和 t_f 加起来就是 t_{rr} (reverse recovery) 反向恢复时间。这段时间, 二极管是反向导通的。

6) 可以想象, 如果加载在二极管上的信号周期 T 与反向恢复时间 t_{rr} 在数量级上可比拟, 二极管的实际效果是“全通”的。所以, t_{rr} 决定了二极管可适用的电路频率场合。

7) 简单对二极管反向恢复电压进行分析, 反向电流达到峰值以后会急剧减小, 也就是说 t_f 其实很小, 这样在线路的寄生电感上会产生 $L \frac{di}{dt}$ 的尖峰电压 U_{RP} (reverse peak)。这是十分有害的, 可能会击穿二极管。

8) 恢复系数 t_f/t_d 用来描述二极管反向恢复的“软度”, 恢复系数越大, 越不易产生有害高压。

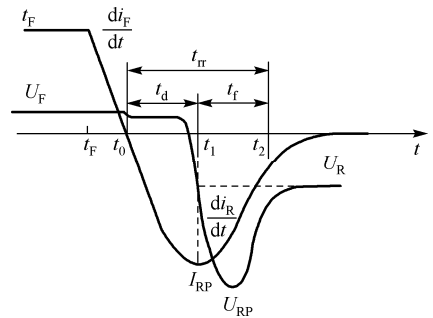


图 3.1.4 二极管的反向恢复

3.1.4 快恢复二极管与肖特基二极管

按 t_{rr} 大小来区分二极管，可分为普通二极管（Rectifier Diode）、快恢复二极管（Fast Recovery Epitaxial Diode, FRED）、肖特基势垒二极管（Schottky Barrier Diode, SBD）。

1) 普通二极管的 t_{rr} 长达 ms 数量级，基本只能用于对 50Hz 工频交流电进行整流の場合，因此也称为整流二极管（Rectifier Diode）。典型的 1N400x 系列就是整流二极管。

2) 快恢复二极管的 t_{rr} 小于 200ns，一般在 50ns 以下，可以用于频率较高的电路中。数字电路中常用的 1N4148 就是典型的 FRED。

3) 肖特基势垒二极管的 t_{rr} 更短，可达到 10ns 数量级，并且它有两个特殊优点，一个是导通压降小（意味着功耗小），另一个是恢复软度大（不易产生反向恢复高压）。这两个优点使之特别适合低压开关电源电路，典型如 1N5819。

3.1.5 稳压二极管

稳压二极管在正向导通时，就是普通二极管的特性。当它反向导通时，表现为特定电压的电池，这与正向导通其实也差不多，只不过电压不是固定的 0.7V。

1) 稳压二极管首先必须是导通的，才等效为电池，否则就是断路，可以擦掉。

2) 稳压二极管是依靠改变电流来实现端电压稳定的，图 3.1.5 所示的稳压二极管无论怎么改变流过自身的电流，都无法输出 5V 电压。

3) 如图 3.1.6 所示，稳压二极管必须串联电阻使用，才能实现稳压的效果。稳压二极管调节流过自身的电流（同时也是 R 的电流），从而改变 R 上压降，来实现自身稳定输出 5V 的目的。

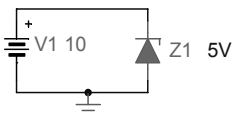


图 3.1.5 稳压二极管的不正确使用电路

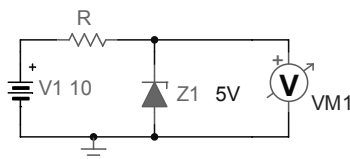


图 3.1.6 稳压二极管的正确使用方法

4) 稳压二极管的串联电阻 R 是需要计算的，图 3.1.7 所示的稳压应用，负载上能够得到所需要的稳压值吗？显然不能，因为稳压二极管无论怎么改变流过自身的电流，端电压也不可能是 5V。计算的方法很简单，稳压管在电路中与负载是并联关系，所以稳压二极管的作用只能是加重负载（使并联电阻减小），在图 3.1.7 所示的电路中，即使没有稳压二极管，负载与串联电阻的分压也不到 1V，所以，无论如何是稳压不出 5V 的。

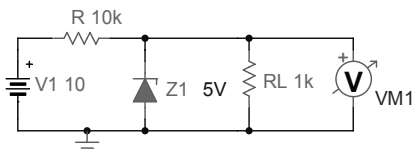
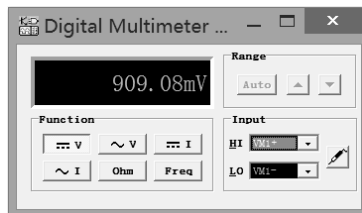


图 3.1.7 稳压二极管参数计算错误示例



5) 将来我们会发现很多元器件的“号称”（如稳压）特性都是有前提条件的，它们总是通过调节 A（如电流）来实现 B（如稳压），如果怎么调节 A 都实现不了 B，那么“号称”属性就不成立。

3.1.6 发光二极管

发光二极管就是导通时会发出特定波长光的二极管。

- 1) 发光二极管导通压降要比普通二极管高，具体由发光波长（颜色）决定。
- 2) 发光二极管的伏安特性基本与普通二极管一致，因此决定发光二极管亮度的是电流，而不是电压（电压变化很小，电流变化很大，所以功率基本只和电流有关）。
- 3) 如图 3.1.8 所示，发光二极管作为指示用途时，是通过串联限流电阻的方法来使用的。

红绿蓝（RGB）是光的三原色，蓝光二极管最晚诞生（1989 年才首次实现，获 2014 年炸药奖），从此发光二极管有了合成白光的光源，发光二极管（LED）照明开始飞速发展。

1) 如图 3.1.8 所示，靠限流电阻限流会消耗额外的功率，影响 LED 照明灯的效率。

2) 优质的 LED 照明驱动电源使用的是恒流源，而不是通常的恒压源。

3) 恒压源加上电流反馈控制，就能转变成恒流源，在后续的电源管理章节会有设计实例。

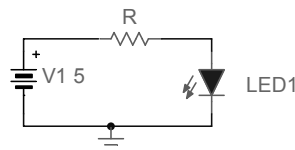


图 3.1.8 发光二极管电路

3.2 三极管基本特性

晶体管分为三极管和场效应管，三极管电路的学习更具普遍性，场效应管的应用放到第 5 章中介绍。

1) 晶体管都可分为 N 型和 P 型，具体到三极管就是 NPN 三极管和 PNP 三极管。本书主要讲解常用的 NPN 三极管，穿插介绍一些必须使用 PNP 三极管的电路知识。

2) 如图 3.2.1 所示，三极管的三个引脚分别是基极（Base）、发射极（Emitter）、集电极（Collector）。

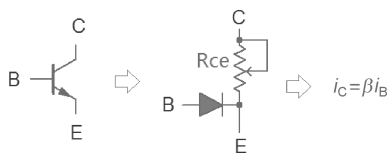


图 3.2.1 三极管等效电路

3) BE 之间就是一个二极管，CE 之间等效为一个可调电阻，阻值可以从若干 Ω 到无穷大（断路）。

4) 三极管的特征方程是 $i_c = \beta i_B$ ，N 型管的 i_B 从 B \rightarrow E， i_c 从 C \rightarrow E。

5) 所谓的 β 就是三极管自身的放大倍数，可认为是取决于生产工艺的常数，数值在几十到数百之间。

6) 需要注意的是，三极管只能依靠改变 CE 间等效电阻 R_{CE} 来实现 $i_c = \beta i_B$ 。

7) 如果 R_{CE} 已降到最小值，都实现不了 $i_c = \beta i_B$ ，称为“饱和”。

8) 如果 R_{CE} 已增到最大值，都实现不了 $i_c = \beta i_B$ ，称为“截止”。

9) 如果三极管能够实现 $i_c = \beta i_B$ ，称三极管处于放大区。

3.3 三极管恒流源电路

三极管的特性就是 $i_c = \beta i_B$ ，并没有什么神奇之处。神奇的是利用三极管搭建的各种电路，在一只三极管价值一个月伙食费的英雄年代，诞生了无数经典的三极管电路。本节开始将陆续介绍那些流传至今仍在使用的电路。

3.3.1 恒流源放电电路

如图 3.3.1 所示, 给一只电容 (已预先充电) 接上一个电阻, 放电电流将为 $i_C = \frac{u_C}{R}$, 由于 u_C 不断降低, 所以放电电流不是恒定的。

图 3.3.2 所示为电容恒流放电电路, 可以计算得到 I_C 的值恒定为 1mA, 与电容电压“无关”。对于图 3.3.2, 式 (3.3.1) 一定成立, 但式 (3.3.2) 中近似的前提是三极管处于放大区, 即 $i_C = \beta i_B$ 。由于 β 一般认为是 100 倍量级, 所以 $i_E = i_C + i_B \approx i_C$ 才成立。

$$V_E = 5 - 0.7 = 4.3V \quad (3.3.1)$$

$$I_C \approx I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{4.3V}{4.3k\Omega} = 1mA \quad (3.3.2)$$

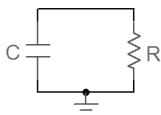


图 3.3.1 电容放电电路

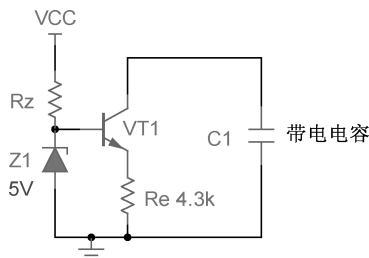


图 3.3.2 放电恒流源电路

在求解有关三极管的电路时, 可以先假定三极管处于放大区, 满足 $i_C = \beta i_B$ 及 $i_C \approx i_E$, 然后再根据计算结果, 反推 U_{CE} 的取值, 就可以判断假设是否正确。

参考图 3.3.2, 设电容 C1 上的电压为 10V:

- 1) 很容易求得 $U_{CE} = 10 - 4.3 = 5.7V$, 不“违和”, 所以式 (3.3.2) 所做的计算是成立的;
- 2) 进一步还可算出此时等效 $R_{CE} = U_{CE} / 1mA = 5.7k\Omega$, 可以理解为, 三极管只需把 R_{CE} 调整为 $5.7k\Omega$, 即可使电容的放电维持 1mA。

参考图 3.3.2, 设电容上的电压降到 8V:

- 1) $U_{CE} = 8 - 4.3 = 3.7V$, 这当然也不“违和”, 式 (3.3.2) 所做的计算仍然成立, i_C 保持 1mA 不变;
- 2) 进一步还可算出此时等效 $R_{CE} = U_{CE} / 1mA = 3.7k\Omega$, 可以理解为, 三极管只需把 R_{CE} 调整为 $3.7k\Omega$, 即可使电容的放电维持 1mA。

参考图 3.3.2, 设电容上的电压降到 3V:

- 1) $U_{CE} = 3 - 4.3 = -1.3V$, 这显然“违和”, 说明 R_{CE} 减小到 0 也满足不了 $i_C = \beta i_B$;
- 2) 在认为 U_{CE} 可以降到 0 的情况下, 我们可以计算出满足恒流条件的最低电容电压 $U_{C\text{MIN}} = V_E = 4.3V$;
- 3) 事实上, 作为半导体, CE 间的电阻远降不到 0, 一般 U_{CE} 电压只能降到约 0.2V, 称之为饱和管压降 U_{CES} 。

总结一下所学的三极管放电恒流源电路:

- 1) 图 3.3.2 所示电路在一定条件下可满足恒流放电;
- 2) “一定条件”指的就是 U_{CE} 电压 (或 R_{CE} 电阻) 的值不能违背“常理”。

3.3.2 恒流源充电电路

利用 NPN 三极管是无法实现充电恒流源电路的，读者可以自行设计验证。要实现恒流充电源，必须使用 PNP 三极管。

图 3.3.3 所示为 PNP 三极管的等效电路：

1) PNP 三极管的特征方程也是 $i_c = \beta i_b$ ，P 型管的实际 i_b 从 E→B， i_c 从 E→C；

2) 不同书本定义 i_b 和 i_c 的正方向会采用不同方案，如果按 NPN 一样的标准来定，P 型管的实际 i_b 和 i_c 就都是负数。（本书尽量按实际电流方向标定正方向，避免负数难以理解。）

如图 3.3.4 所示，更换 NPN 三极管电路 V_{CC} 和 GND 位置，即可得到对应的 PNP 三极管电路：

1) 在熟练掌握晶体管电路设计前，不要直接去设计 PNP 电路，而是应该集中精力掌握 NPN 电路，PNP 电路一律通过 NPN 电路变换得来；

2) 除了将 V_{CC} 与 GND 对调外，电路中有方向性的元器件的方向也对调（因为 PNP 和 NPN 电路电流方向是相反的），图 3.3.4 中稳压二极管 Z1 的方向就必须对调，电阻则不必修改；

3) 当然，NPN 和 PNP 的符号要换过来， i_c 和 i_b 电流的实际方向是相反的；

4) 最后，为了符合通常 V_{CC} 放上面、GND 放下方的习惯，可以改为图 3.3.4(c) 所示的形式。

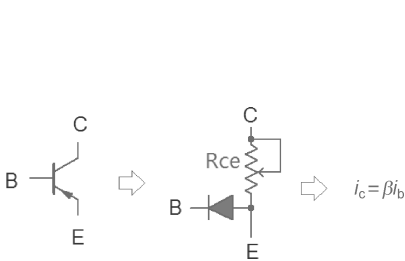


图 3.3.3 PNP 三极管的等效电路

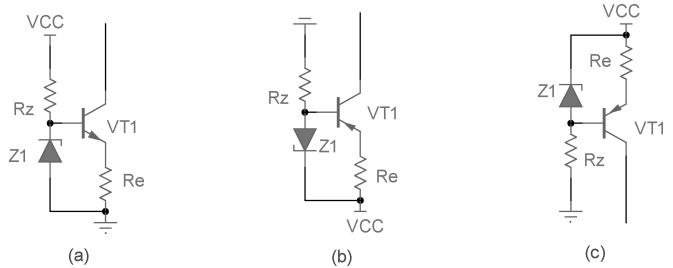


图 3.3.4 PNP 三极管电路代换

图 3.3.5 所示为恒流充电电路，可以计算得到 I_C 的值恒定为 1mA，与负载电阻阻值“无关”。

$$U_{Re} = 5 - 0.7 = 4.3V \quad (3.3.3)$$

$$I_C \approx I_E = \frac{U_{Re}}{R_E} = \frac{4.3V}{4.3k\Omega} = 1mA \quad (3.3.4)$$

1) 式 (3.3.4) 也是建立在三极管处于放大区的基础上的。

2) 对于恒流源来说，重负载是高阻值负载，轻负载是低阻值负载，正好与电压源相反！

参考图 3.3.5，设电阻上的阻值为 1kΩ：

1) 由 $V_R = I_C \times R = 1 \times 1 = 1V$ ， $V_E = 15V - U_{RE} = 15 - 4.3 = 10.7V$ ；

2) 则 $U_{EC} = V_E - V_R = 10.7 - 1 = 9.7V$ ，不“违和”，所以三极管可以处于放大区，式 (3.3.4) 计算成立；

3) 进一步还可算出此时等效 $R_{CE} = 9.7V / 1mA = 9.7k\Omega$ ，可以理解为，三极管只需把 R_{CE} 调整为 9.7kΩ，即可使电阻的电流维持 1mA。

参考图 3.3.5，设电阻上的阻值为 20kΩ：

1) 由 $V_R = I_C \times R = 1 \times 20 = 20V$ ， $V_E = 15V - U_{RE} = 15 - 4.3 = 10.7V$ ；

2) 则 $U_{EC} = V_E - V_R = 10.7 - 20 = -9.3V$ ，显然“违和”，所以三极管处于饱和区，式 (3.3.4) 计算不成立；

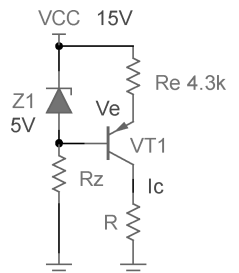


图 3.3.5 充电恒流源实例

3) 如果忽略三极管的饱和管压降 U_{CES} , 进一步还可算出此时实际 $I_C = V_E/R = 10.7/20 \approx 0.5\text{mA}$ 。

3.3.3 小结

通过恒流源电路设计, 知道了含有三极管的电路的分析求解方法, 几个要点小结如下。

1) 如同二极管是否导通性质会截然不同, 三极管是否处于放大区, 性质也会截然不同。

2) 一般都先假设三极管处于放大区, 利用 $i_C \approx i_E$ 来求解电路, 然后反推 U_{CE} 是否合理。

3) U_{CE} 合理, 则原计算不用改动。如果 U_{CE} 不合理, 三极管饱和了, 则会多出 $U_{CE}=0$ 或 $U_{CE}=0.2\text{V}$ 这样的条件 (看是否忽略饱和管压降), 同样可以重新求解电路。

4) 三极管的 β 值一般计算时认为在 100 倍数量级, 但是不去真的计较是多少。如果一个电路设计非得 β 是 123 才能工作, 那这就是个失败的设计。

5) 实际的三极管造出来以后, 会筛选一遍放大倍数, 后缀名会体现放大倍数的大体档位, 但并非 β 越大越高档。

6) 最后, 三极管并不知道自己在电路中是干什么的, 它只是尽力使自己满足 $i_C = \beta i_B$ 的性质。电路整体表现出来的特性 (如恒流源) 是人设计并取名的结果。

3.4 共射放大电路

模拟电路的一个重要任务就是放大模拟信号, 共射放大电路是最重要的一种模拟放大电路。

3.4.1 共射放大电路一般性质

先看图 3.4.1 所示的电路, 求解出输出电压表达式:

$$V_E = U_i - U_{BE} = U_i - 0.7 \quad (3.4.1)$$

$$I_C \approx I_E \approx \frac{V_E}{R_E} = \frac{U_i - 0.7}{R_E} \quad (3.4.2)$$

$$U_O = V_{CC} - I_C \times R_C = V_{CC} - \frac{R_C(U_i - 0.7)}{R_E} \quad (3.4.3)$$

$$\Delta u_O = -\frac{R_C}{R_E} \times \Delta u_i \quad (3.4.4)$$

1) 使用式 (3.4.2) 就默认三极管处于放大区, 如果事后发现不是放大区, 则需要重新计算。

2) 式 (3.4.3) 代表通过计算得出的输入/输出电压关系, 和这个电路名字是什么没关系。

3) 式 (3.4.4) 是考查输入/输出变化量 (求导) 时的关系, V_{CC} 和 0.7 等常数项都被消去。可以看出, 输入/输出信号之间存在反相比例关系。

图 3.4.1 所示的电路就是传说中的共射放大电路。我们可以给定一组参数, 实际求解一下。 $V_{CC}=15\text{V}$; $R_E=2\text{k}\Omega$; $R_C=10\text{k}\Omega$; $u_i = 2 + \sin \omega t$, 得:

$$u_O = V_{CC} - \frac{R_C(u_i - 0.7)}{R_E} = 8.5 - 5 \sin \omega t \quad (3.4.5)$$

完全用画图板的手绘波形如图 3.4.2 所示, TINA 仿真电路及波形如图 3.4.3 所示。

1) 在电路分析中, 波形分析法是十分“靠谱”的方法。绘制出电路中各节点的电压波形和回路的电流波形图代表着“我命由己不由天”的英雄气概。

2) 如图 3.4.2 所示, 首先应画出横坐标和纵坐标, 然后标定 8.5V 和 15V 两根横线。

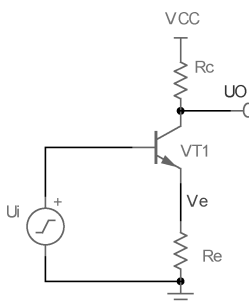


图 3.4.1 某三极管电路

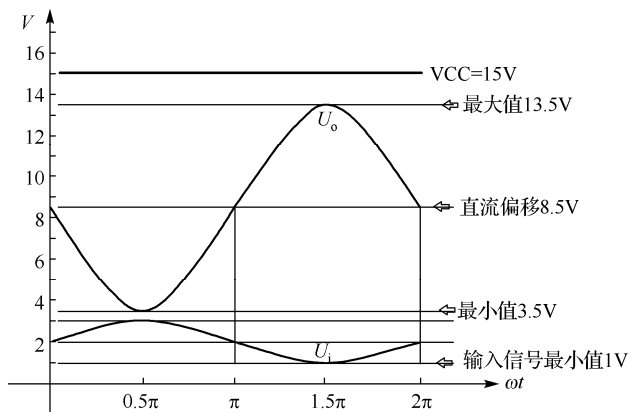


图 3.4.2 手绘共射放大电路输入/输出波形

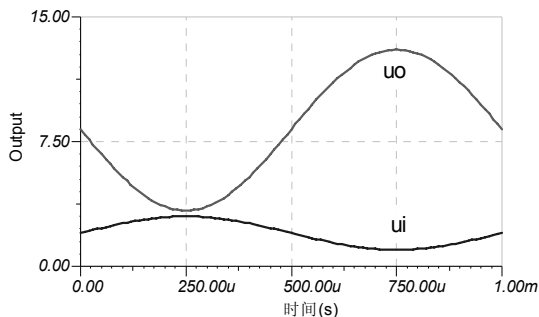
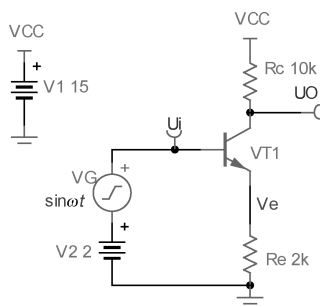


图 3.4.3 共射放大电路的 Tina 仿真

3) 根据式 (3.4.5), u_o 最大值为 $13.5V$, 最小值为 $3.5V$, 那么这两根横线也标定出来。

4) 根据式 (3.4.5), 当 $\omega t=0.5\pi$ 时, u_o 取最小值 $3.5V$; 当 $\omega t=1.5\pi$ 时, u_o 取最大值 $13.5V$ 。画出 u_o 波形, 同理可以画出 u_i 波形。

对图 3.4.2 进行分析可以发现很多有用信息:

1) 放大倍数为 -5 , 这确实是一个“放大电路”。

2) u_o 的最大值和最小值没有超过 $0\sim 15V$ 的供电范围, 这说明在整个 u_i 输入信号范围, 三极管既没有饱和, 也没有截止, 一直工作在放大区。

3) 输入信号 u_i 的最小值是 $1V$, 足够保证 BE 之间的二极管导通, 也就是 i_B 一直存在。否则三极管也一定会截止 (没有 i_B 就没有 i_C)。

3.4.2 放大电路的直流偏置

在很多时候, 输入信号 u_i 都是纯交流信号, 输出信号 u_o 也要求是纯交流信号。如何输入信号 u_i 的 $2V$ 直流偏置电压, 又如何将式 (3.4.5) 中的 $8.5V$ 直流偏置电压消去呢? 参考图 3.4.4 所示。

1) 对于输入部分, 一般不用 $2V$ 直流电源来实现, 因为代价太大。通常使用电阻分压来提供 $2V$ 的直流偏置。

2) 在放大电路中, 电解电容的作用一律视为电池, 我们所要做的就是计算出电容到底等效多少电压的电池。

3) u_i 如果是纯交流信号, 每个周期它对电容 C_1 充放电电荷相等, 不影响 C_1 上最终等效电池的电压。

4) R_1 和 R_2 的分压将会对电容 C_1 充电, 从而将 u_1 抬升所需要的电压再进入基极。

5) 对于输出部分, 电解电容 C_2 的作用也等效为电池, 式 (3.4.5) 中 u_o 偏移的 8.5V 电压会把电容 C_2 充电为左正右负的 8.5V 电池, 通过 C_2 后的 u_o 一定是纯交流。

6) 电容 C_2 的作用叫隔直电容, 从高通滤波的角度也可以解释。 u_o 中纯直流电压当然无法通过 C_2 所构成的高通滤波器。

利用 TINA 对图 3.4.4 所示电路进行仿真, 可得电路各节点的电压波形, 读者可以检验自己是否能徒手画出该波形。

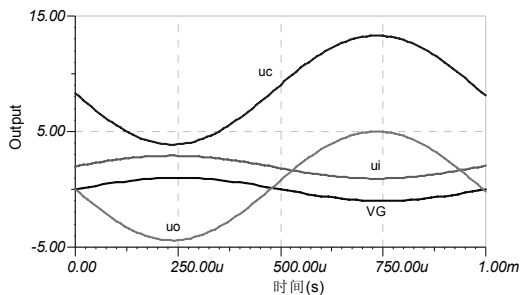
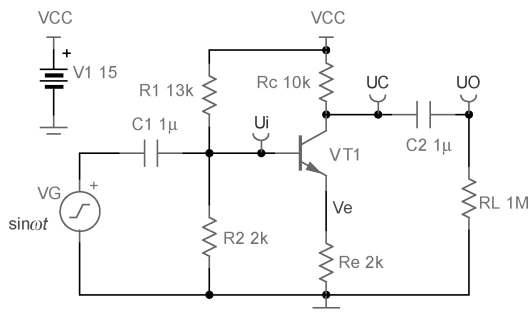


图 3.4.4 带直流偏置的共射放大电路仿真

3.4.3 共射放大电路的饱和现象

图 3.4.4 所示例子的参数是精心设计过的, 它保证了三极管始终工作在放大区 (也就是一直满足 $i_c = \beta i_b$)。本节将设计另一些例子, 让三极管不总是能工作在放大区。

回到手绘波形图 3.4.2, u_o 的最小值低于 0V 会怎样? 如何调整给定参数, 可以观测到这样的现象呢?

1) 设输入信号 $u_1 = 3 + \sin \omega t$, 则:

$$u_o = V_{CC} - \frac{R_C(u_1 - 0.7)}{R_E} = 3.5 - 5 \sin \omega t \quad (3.4.6)$$

2) 从式 (3.4.6) 看出, u_o 最大值为 8.5V, 而最小值为 -2.5V。但即使是在理想情况下 (不考虑 U_{CES} 及 U_{RE}), 输出电压 u_o 的波形只能是如图 3.4.5 所示, 绝对无法得到负电压。

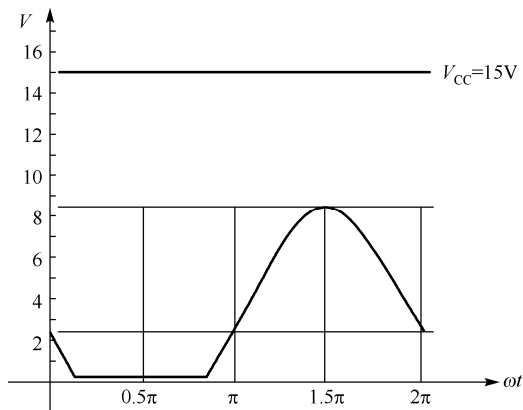


图 3.4.5 三极管放大电路的饱和失真

3) 所谓“饱和”失真, 就是三极管 R_{CE} 的值已经减到最小, 仍然无法满足要求 (式 (3.4.6) 中 u_O 最小值期望 $-2.5V$), 于是信号看起来就出现“削底”的现象。

通过用 TINA 仿真, 可以进一步修正以上分析, TINA 波形如图 3.4.6 所示。

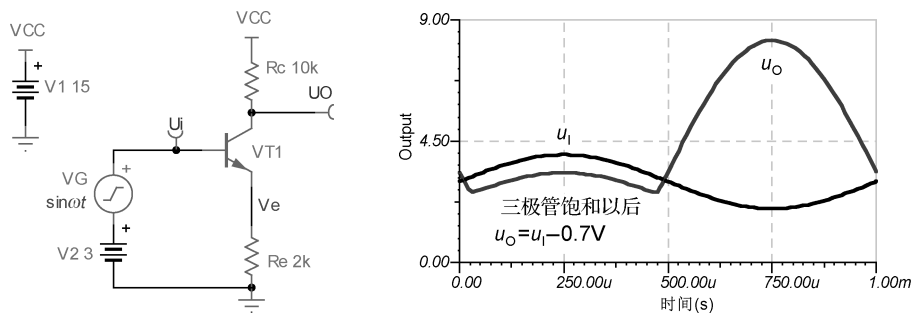


图 3.4.6 共射放大电路饱和失真的 TINA 仿真

1) 由于 R_E 上分压 U_{RE} 的存在, u_O 的输出电压还受 U_{RE} 的钳位, 即不可能低于 U_{RE} , 从而 U_{RE} 电压通常表现为 $u_1 - 0.7V$ 。

2) 当三极管饱和时 (在 TINA 仿真中 U_{CES} 近似为 0), U_C (也就是 u_O) 的电压就近似等于 V_E 电压, 于是就有了图 3.4.6 中 u_O 与 u_1 形状相似的那部分 (差 $0.7V$ 的 U_{BE})。

3.4.4 共射放大电路的截止现象

与饱和失真相对应的是截止失真, 若式 (3.4.6) 中输出信号 u_O 的最大值高于 V_{CC} 会怎样? 如何调整给定参数, 可以观测到这样的现象呢?

1) 设输入信号 u_1 为 $u_1 = 1 + \sin \omega t$, 则输出信号 u_O 为:

$$u_O = V_{CC} - \frac{R_C(u_1 - 0.7)}{R_E} = 13.5 - 5 \sin \omega t \quad (3.4.7)$$

2) 从式 (3.4.7) 看出, u_O 最大值为 $18.5V$, 而最小值为 $8.5V$ 。但即使是在理想情况下, 输出电压 u_O 的波形只能是如图 3.4.7 所示, 无法超过电源电压 V_{CC} 。

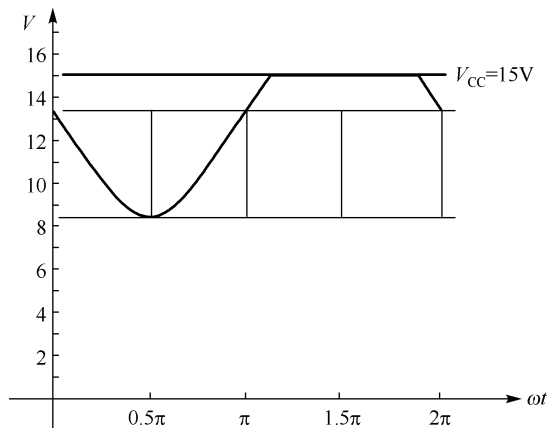


图 3.4.7 三极管放大电路的饱和和失真

用 TINA 仿真得到的波形如图 3.4.8 所示。

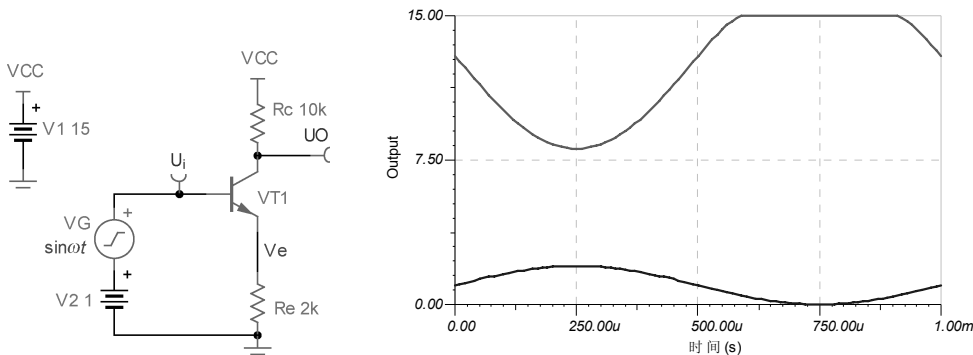


图 3.4.8 共射放大电路截止失真的 TINA 仿真

- 1) 与饱和失真不同， u_o 的输出最高可以到达 V_{CC} 电源轨。
- 2) 所谓“截止”失真，就是三极管 R_{CE} 的值已经达到最大（断路），仍然无法满足要求（式 (3.4.7) 中 u_o 最大值期望 18.5V），于是信号看起来就出现“削顶”的现象。

3.4.5 电压源的交流等电位

实际电路对不同频率信号的阻抗和电位是不一样的。参考图 3.4.9 所示的电压源电路，对于直流电来说，AB 两点的电位当然不同，相差一个 V_{CC} 。但对于交流电来说，AB 的交流电位却是相等的。

- 1) 从直流电源的角度，由 $V_A = V_B + V_{CC}$ 可以很容易推导出 $\Delta V_A = \Delta V_B$ ，这就是交流电位相等的概念。
- 2) 从阻抗的角度出发，电容的阻抗为 $1/j\omega C$ ，电压源两端都要并联“海量”的电容，所以电压源两端的交流阻抗为 0，进而可以认为电压源两端交流等电位。

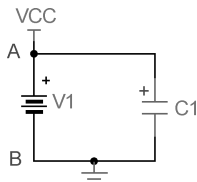


图 3.4.9 直流电源的电位

3) 基于以上分析，电路中的电池、大容量电容、导通状态的二极管、导通状态的稳压管、导通状态的三极管 BE 极，多数情况下都可认为交流阻抗为 0，且两端交流等电位。

3.4.6 共射放大电路的输入阻抗和输出阻抗

分析电路的输入/输出阻抗是十分有必要的，部分反映了电路性能的优劣。放大电路中的输入/输出阻抗如无特别说明，都是针对交流信号而言的。对于通常的电压信号，电路的输入阻抗大、输出阻抗小是性能优异的表现。

图 3.4.4 所示共射放大电路输入阻抗的等效电路可以等效为图 3.4.10 所示电路。

- 1) 交流等效电路中不存在 V_{CC} ， R_1 和 R_2 等同于并联接地。
- 2) 另一个支路只能等效阻抗为 R'_E ，另外由图 3.4.10(b) 求解。
- 3) 参考图 3.4.10(b)，可以推导出等效阻抗 R'_E 为：

$$\begin{cases} i_B \approx \frac{i_E}{\beta} = \frac{v_E}{\beta R_E} \\ v_1 = v_E \\ R'_E = \frac{v_1}{i_B} \end{cases} \Rightarrow R'_E = \beta R_E \quad (3.4.8)$$

- 4) 综合考查三个支路，总的输入阻抗为式 (3.4.9)。

$$r_1 = R_1 // R_2 // \beta R_E \quad (3.4.9)$$

式 (3.4.9) 说明, 除去提供直流偏置所需的电阻 R_1 和 R_2 外, 由于 R_E 被放大 β 倍才等效作用到输入端, 所以共射放大电路的输入阻抗是比较大的, 这是其优点。

求解共射放大电路的输出阻抗很简单, 如图 3.4.11 所示。

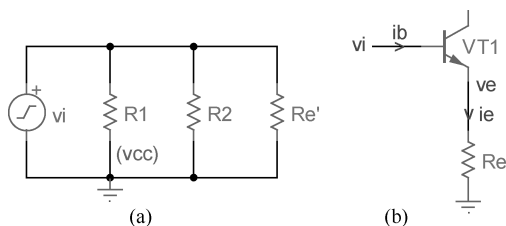


图 3.4.10 共射放大电路输入阻抗示意图

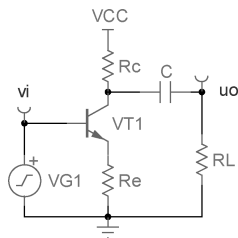


图 3.4.11 共射放大电路输出阻抗计算电路

1) 空载时, 电路的放大倍数为 $A_V = -\frac{R_C}{R_E}$ 。

2) 带上 R_L 时 (设 $R_L = R_C$), 由于电解电容对交流短路, 所以 R_L 与 R_C 是并联关系, 因此电路的放大倍数变为 $A_V = -\frac{R_C // R_L}{R_E} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{R_C}{R_E}$, 降低为空载时的一半。根据输出阻抗的定义可知, 输出阻抗的大小就是 R_C 。

3) 由于功耗等原因, R_C 一般最少在 $1k\Omega$ 数量级, 所以共射放大电路的输出阻抗特性是不太理想的 (带不动小电阻的重负载)。

3.4.7 共射放大电路电路的密勒效应

如图 3.4.12 所示, 三极管存在结电容 C_{BC} 和 C_{BE} , 它们与基极体电阻 r 构成低通滤波器。

1) 对于电容 C_{BE} 构成的低通滤波器, 无法避免而且也没有被额外放大。

2) 而由 C_{BC} 构成的低通滤波器, 却由于共射放大电路的接法而会倍增低通效果。

3) C_{BC} 的另一端交流电位实际是 $-Av_1$, 这样一来加载在 C_{BC} 两端的电压就是 $(1+A)v_1$, 可以视为 C_{BC} 的实际效果是 $(1+A)C_{BC}$, 这就是密勒效应 ($A=|v_o/v_i|$)。

4) 密勒效应使得共射放大电路的带宽最窄, 频率特性最差 (不能放大高频信号)。

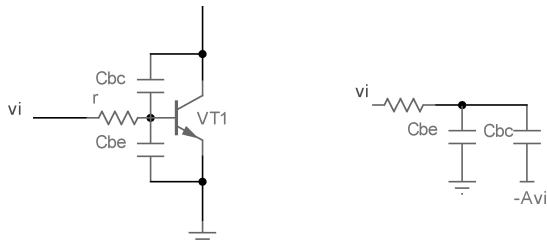


图 3.4.12 密勒效应

3.4.8 共射放大电路的设计

想要大概了解共射放大电路的原理是很简单的, 就像 3.4.1 节那样的几行数学推导就可以了。但是想要真正设计好一个共射放大电路却非容易的事, 我们用了若干小节来学习共射放大电路中的“细节”问题, 有了这些知识的储备, 就可以开始真正设计电路了。

以图 3.4.13 所示电路为例, 举例说明对 $2V_{pp}$ 、 1kHz 正弦信号、负载 $100\text{k}\Omega$ 设计 5 倍放大电路的思路和步骤。

首先, 必须选定供电电压 V_{CC} 。

1) 电路中, 供电电压高, 则功耗大, 在可能的情况下, 总是不断在压缩供电电压, 以期实现低功耗。

2) 在放大电路中, 最小的供电电压取决于信号的幅度。例如, 要把 $2V_{pp}$ 的信号放大 5 倍, 极限 V_{CC} 也需要大于 10.5V (0.5V 为 U_{CES} 和 U_{RE})。

3) 供电电压余量越大, 设计压力越小, 这里取 15V 常见电压。

然后是设计 R_C 和 R_E 取值。

1) 需根据负载电阻大小设定共射放大电路的输出阻抗 R_C 。 R_C 越小, 输出阻抗越小, 带上负载后放大倍数越稳定。

2) 但是 R_C 越小, 放大电路的静态功耗越大, 即不带负载时“白白”消耗掉的功率。

3) 综合考虑负载情况, R_C 设定为 $10\text{k}\Omega$, 为负载电阻的十分之一, 达到电路中远小于的标准。这样带上负载以后, 对放大电路的影响也不大。

4) 接着是根据放大倍数设定 R_E , 当 R_C 为 $10\text{k}\Omega$ 时, R_E 应为 $2\text{k}\Omega$ 。

然后是设计输入信号的偏置电压的大小。

1) 共射放大电路是反相放大, 所以输入信号的直流偏移越高, 输出信号越偏下方; 输入信号偏移越低, 输入信号越偏上方。

2) 如无特殊要求, 可将输出信号置于电源轨正中央位置 (这样可以获得最大不失真增益), 如图 3.4.14 所示。

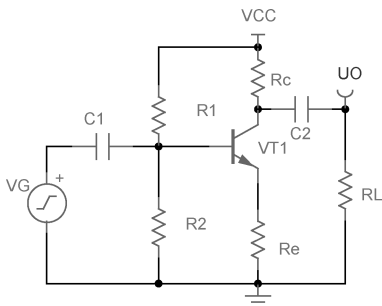


图 3.4.13 阻容耦合共射放大电路

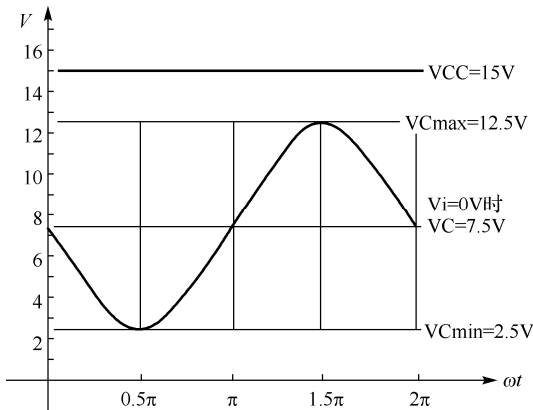


图 3.4.14 输出信号的直流偏移

3) 根据 $u_i=0\text{V}$ 时 (所谓静态), $V_C=7.5\text{V}$, 可以反推出输入信号的直流偏移 V_B 。

$$i_E \approx i_C = \frac{V_{CC} - V_C}{R_C} = \frac{(15 - 7.5)\text{V}}{10\text{k}\Omega} = 0.75\text{mA} \quad (3.4.10)$$

$$V_B = 0.7\text{V} + V_E = 0.7 + i_E R_E = 0.7 + 0.75 \times 2 = 2.2\text{V} \quad (3.4.11)$$

然后根据偏置电压设置分压电阻 R_1 和 R_2 。

1) 由 15V 分压出 2.2V , 分压电阻的配比是无穷无尽的, 当然越大的电阻“无谓”功耗越低, 由式 (3.4.9) 也可知输入阻抗更高。

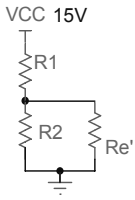


图 3.4.15 分压电阻示意图

2) 如图 3.4.15 所示, 由于分压电阻网络还存在一个支路, R_2 必须小到可以忽略支路电流才行。

3) 按 β 值 100 倍计算, R_E' 应为 $200\text{k}\Omega$, R_2 取值 $20\text{k}\Omega$ 可以“远小于” R_E' 。

4) 根据 R_2 为 $20\text{k}\Omega$, 可计算出 R_1 为 $116\text{k}\Omega$ 。 $116\text{k}\Omega$ 电阻值在 E24 系列中没有, 取最接近的 R_1 为 $120\text{k}\Omega$ 。这样会带来一点直流误差, 但是由于 V_{CC} 余量很大, 些许误差没有影响。

5) 此外, 当仅仅要求阻值精确时, 可以用两个低精度阻值电阻串联凑高精度电阻的方法来应付, 例如 $100\text{k}\Omega + 16\text{k}\Omega = 116\text{k}\Omega$ 。

最后是电解电容 C_1 和 C_2 的选择。

1) 前面说过, 电解电容在模拟电路中的作用均可视为一个“电池”。

2) 为了达到这一效果, 电容必须对信号频率的阻抗接近 0。换句话说, 电解电容用多大才够, 和信号频率是有关的。

3) 如图 3.4.16 所示, 从滤波器的观点, 电容 C_1 和 C_2 构成两个高通滤波器, 只要保证两个高通滤波器截止频率低于信号频率的 $1/10$, 就可以认为对信号阻抗为 0, 计算过程如式 (3.4.12) ~ 式 (3.4.15) 所示。

$$\text{因为} \quad f_{L1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} < 100\text{Hz} \quad (3.4.12)$$

$$\text{所以} \quad C_1 > \frac{1}{200\pi R_1} = \frac{1}{628 \times (20\text{k}\Omega // 120\text{k}\Omega // 200\text{k}\Omega)} = 102\text{nF} \quad (3.4.13)$$

$$\text{因为} \quad f_{L2} = \frac{1}{2\pi R_L C_2} < 100\text{Hz} \quad (3.4.14)$$

$$\text{所以} \quad C_2 > \frac{1}{200\pi R_L} = \frac{1}{628 \times 100\text{k}\Omega} = 15.9\text{nF} \quad (3.4.15)$$

4) 式 (3.4.13) 和式 (3.4.15) 表明, 不需要很大的电容就可以达到目的。从经济的角度说, $0.1\mu\text{F}$ 的瓷片电容和 $10\mu\text{F}$ 的电解电容都已经很便宜了。这里就选取 $10\mu\text{F}$ 的电解电容。

最后得到图 3.4.17 所示的设计, 图 3.4.18 所示为 TINA 仿真波形。

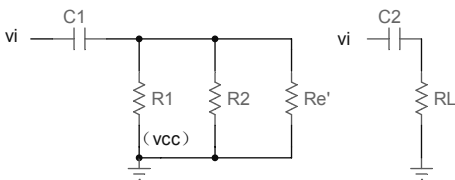


图 3.4.16 共射放大电路中的高通滤波器

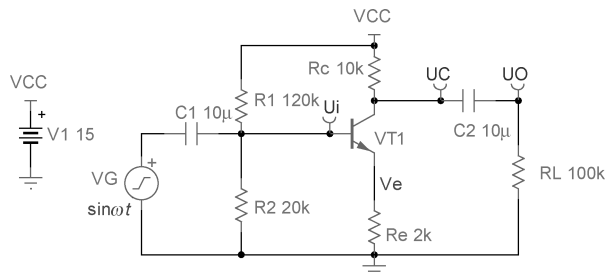


图 3.4.17 设计好的共射放大电路

1) 由于电路中使用的都是 $1\text{k}\Omega$ 以上电阻, 所以在元器件功耗方面一般没有问题。如果电路中使用了非常小阻值的电阻, 那就需要验算一下各元器件的功耗是否合理了。

2) 最后, 检验本节内容是否真正掌握的标准, 就是能够“徒手”画出电路中所有节点的电压波形。

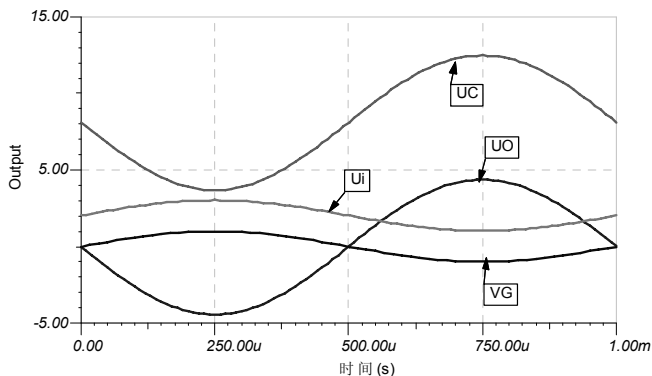


图 3.4.18 TINA 仿真波形

3.4.9 共射放大电路的扩展电路

本节将介绍一些共射放大电路的扩展设计，开阔思维和眼界。

1. 利用电容旁路共射放大电路的 R_E

当想增大放大倍数而不改变直流偏置电路时，可以利用电容旁路部分 R_E 的办法来实现，如图 3.4.19 所示。

- 1) 在分析直流偏置电路时， C_3 的作用是稳定 R_{E2} 的电压，并不会改变 R_{E2} 电压。
- 2) 在分析交流通路时， C_3 的交流阻抗为 0，把 R_{E2} 短路了，所以图示共射放大电路的放大倍数为：

$$A = \frac{u_O}{u_I} = -\frac{R_C}{R_{E1}} \quad (3.4.16)$$

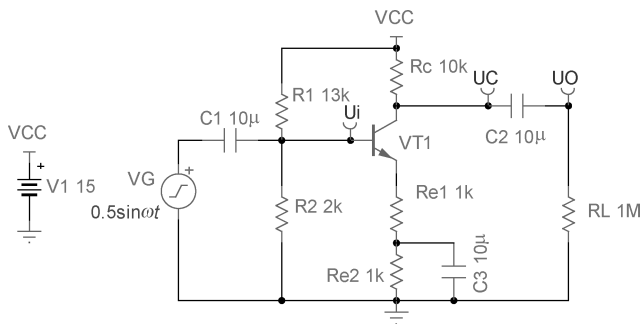


图 3.4.19 调整交流放大倍数为 10 倍

3) 在图 3.4.20 所示的 TINA 电路仿真中，为防止饱和，将 V_G 信号源的输出幅值改为 0.5V，这样就得到了 10 倍放大电路，各信号的“平均值”没有改变（直流偏置没有改变）。

如图 3.4.21 所示，当把全部的 R_E 都旁路掉时，放大倍数将达到最大值。当 R_E 被电容 C_3 旁路掉时， Δv_B 会导致 Δi_E 无穷大吗？要分析这个问题，需要重新讨论二极管等效电路。

1) 图 3.4.22 所示为二极管伏安特性曲线的几种近似，三极管 BE 之间就是一个二极管。

2) 在考虑 R_E 作用时，都是用图 3.4.22(b) 的近似，认为 U_{BE} 就是 0.7V 不变，多数情况都可以这么近似。但当 R_E 被旁路掉时，还这么近似，就会得出 Δu_B 引发无穷大的 Δi_E 的错误结论。

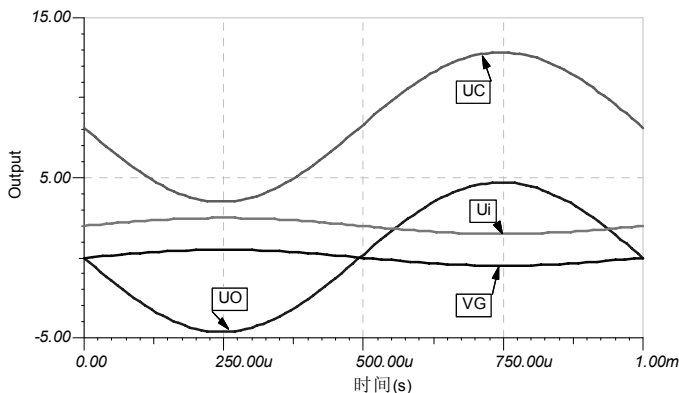


图 3.4.20 10 倍放大电路的 TINA 仿真

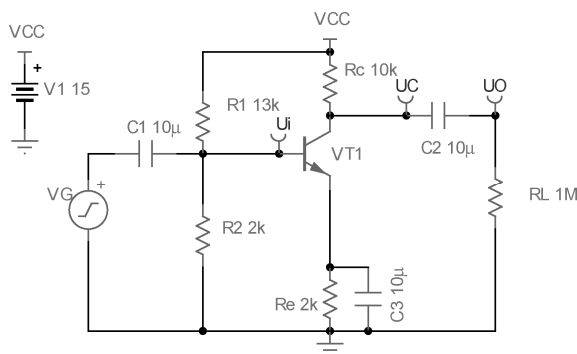


图 3.4.21 放大倍数达到最大

3) 如图 3.4.22(a)所示, 实际二极管两端电压发生变化, i 不会是无穷大, 用图 3.4.22(c)来等效就是存在等效基极电阻 r_{be} , 且它的值不是定值, 而是图 3.4.22(a)取各点的切线斜率。

引入 r_{be} 以后, 三极管应等效为图 3.4.23 所示的模型, BE 之间增加了一个基极体电阻 r_{be} , 该电阻与 0.7V 电池串联共同构成 BE 间的 PN 结。

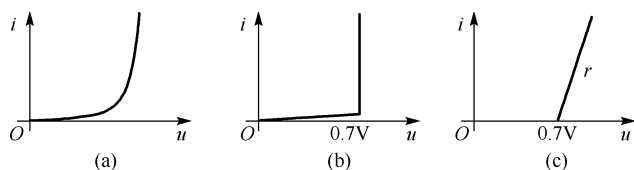


图 3.4.22 二极管的伏安特性曲线

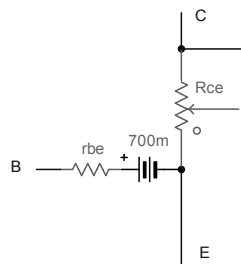


图 3.4.23 考虑基极体电阻的三极管等效模型

1) 根据图 3.4.23 所示的新等效模型, 就可以算出图 3.4.21 的放大倍数了。利用 r_{be} 可以求出 Δi_B :

$$\Delta i_B = \frac{\Delta u_{BE}}{r_{be}} = \frac{\Delta u_1}{r_{be}} \quad (3.4.17)$$

$$\Delta i_E \approx \Delta i_C = \beta \Delta i_B \quad (3.4.18)$$

$$A = \frac{\Delta u_O}{\Delta u_1} = \frac{-R_C \Delta i_E}{\Delta u_1} = \frac{-R_C \beta \Delta i_B}{\Delta u_1} = \frac{-R_C \beta \frac{\Delta u_1}{r_{be}}}{\Delta u_1} = -\frac{\beta R_C}{r_{be}} = -\frac{R_C}{\frac{r_{be}}{\beta}} \quad (3.4.19)$$

2) 式 (3.4.19) 表明, r_{be} 的效果相当于缩小 β 倍“折算”到 R_E 的位置上。 r_{be} 的大小在千欧数量级, 讨论具体 r_{be} 没有意义, 只要记住图 3.4.21 所示电路的放大倍数很大, 就当成是 β 倍好了。

注: 理论上 r_{be} 的效果应当是缩小 $(1+\beta)$ 倍“折算”到 R_E 的位置上(式 (3.4.18) 用不用“约等于”的区别)。本书此前的讨论都尽量避免出现实际 β 值, 而仅利用 β 值很大这一特性即完成电路求解。本节内容不可避免地出现了 β 值, 但计较 $(1+\beta)$ 并无实际工程意义, 为简单起见, 还是一律“约等于” β 。

图 3.4.24 给出了 TINA 仿真的结果, V_G 输入信号幅值分别为 5mV 和 20mV。

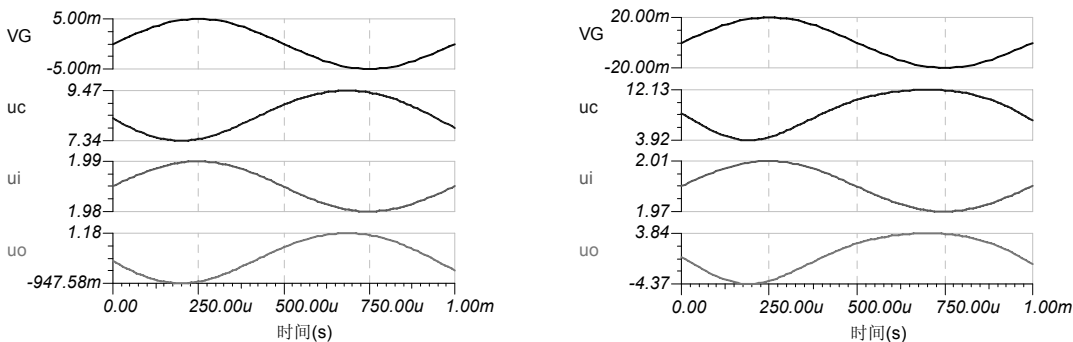


图 3.4.24 “玩命”放大电路的 TINA 仿真波形

1) 左图的放大倍数达到了 300 左右, 失真不是很明显。右图放大倍数为 200 左右, 已经明显失真, 出现了“大头”波形, 而不是真正的正弦波。

2) 大头波形的产生原因很简单, 参考图 3.4.22(a), 二极管伏安特性曲线的斜率不是常数, 所以 r_{be} 也就不是常数, 根据式 (3.4.19) 计算的放大倍数 A 也就随基极 (PN 结等效二极管) 电流而改变了。基极电流变化范围越大, 失真越明显, 比如图 3.4.24 的右图就比左图失真明显。

3) 含 (未被旁路) R_E 的共射放大电路为什么没有“大头失真”呢? 考虑 R_E 时, 式 (3.4.19) 应修正为式 (3.4.20), 分母中 R_E 的权重远大于 r_{be}/β , 所以 r_{be} 的变化几乎不会影响放大波形。

$$A = \frac{\Delta u_O}{\Delta u_1} = -\frac{R_C}{\frac{r_{be}}{\beta} + R_E} \quad (3.4.20)$$

2. 选频放大电路

如图 3.4.25 所示, 将 R_C 由 LC 并联电路取代, 就构成了放大特定频率信号的选频放大电路。

1) LC 并联电路的阻抗和频率有关, 如图 3.4.26 所示。低频信号被 L 短路, 等效 R_C 阻抗极低, 无法被放大; 高频信号被 C 短路, 也无法放大; 只有中间频率阻抗极大, 能被放大。

2) 理论上本振频率 f_0 处阻抗无穷大, 但是由于电阻的存在, 实际还是有限大。

3) 图 3.4.26 长得越“sharp”, 说明 LC 电路的 Q 值越高, 选频放大的特性越好。

4) 使用 TINA 可以仿真 LC 槽路的频率阻抗特性。如图 3.4.27 所示, 将 LC 槽路与 R_3 电阻进行分压, 利用 TINA 的分析→交流分析→交流传输特性, 就可以得出频率阻抗特性曲线。进一步利用图表

工具中的“指针 a”可以得出最高点的坐标为 3.16kHz，也就是 LC 本振频率 f_0 为 3.16kHz，这与理论计算值 3.008kHz 基本吻合（误差来源于仿真采样点数目限制）。

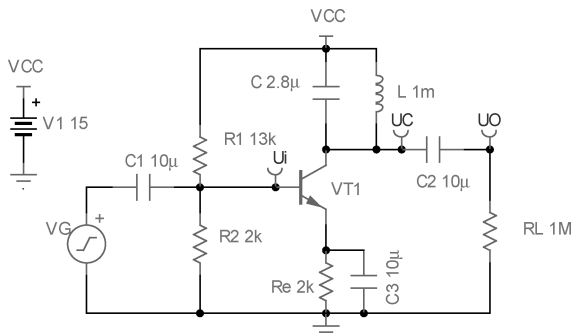


图 3.4.25 选频放大电路

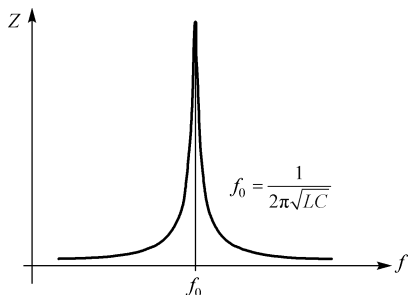


图 3.4.26 LC 并联电路的阻抗特性曲线

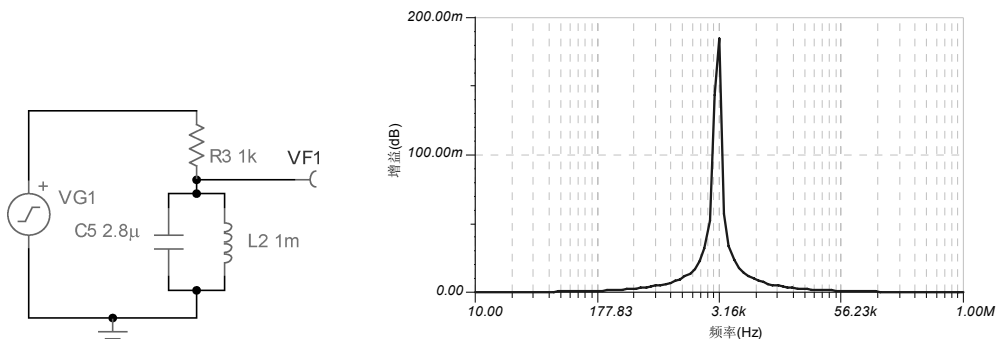


图 3.4.27 LC 并联槽路的阻抗特性

5) 按图 3.4.25 所示电路进行 TINA 仿真，输入信号选择 1.05kHz 的方波。选择方波的原因是其频谱含有高次谐波，频率丰富。LC 槽路特征频率（3.16kHz）正好是方波信号（1.05kHz）的 3 倍频率。图 3.4.28 所示仿真波形可以看出放大输出的结果是方波的 3 倍频。如果调整 LC 参数，还可以仿真出放大 5 倍频、7 倍频等。

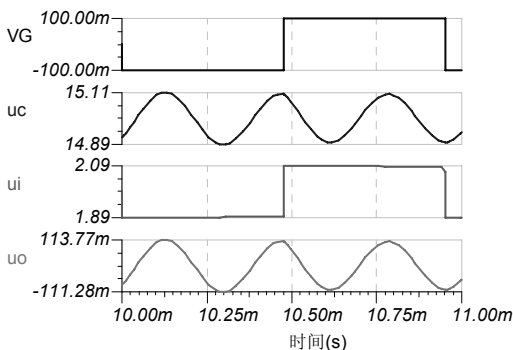


图 3.4.28 选频放大仿真波形

3. 高频滤波电路

如果使用合适的电容与 R_C 并联，就可以构成图 3.4.29 所示的高频滤波电路。