

**13.22 考虑图 P13.22 所示的电路, 为简单起见, 假设 $\beta = \infty$ 。

(a) 求振荡频率和起振时 R_C 的最小值 (用偏置电流 I 表示)。

(b) 如果 R_C 的阻值等于 $(1/I)\text{k}\Omega$, 其中 I 是毫安 (mA) 级的, 证明电路能够起振。如果电路开始振荡, V_o 增加到能够控制 BJT 导通和截止, 证明晶体管 Q_2 的集电极输出电压是峰-峰值为 1 V 的方波, 估算正弦输出电压 V_o 的峰-峰值。

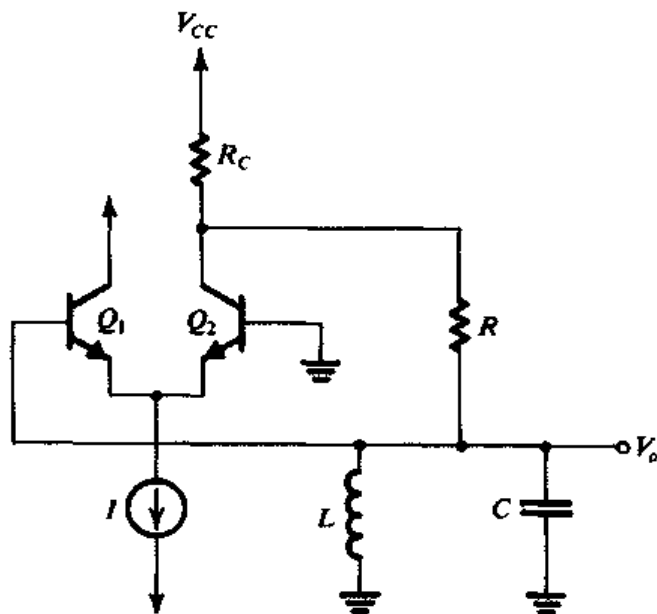


图 P13.22

13.23 考虑图 13.16 所示的皮尔斯振荡器电路, 晶体的特性参见练习 13.10。设电容 C_1 可以在 1 pF 到 10 pF 的范围内变化, 电容 C_2 是 10 pF 的固定电容。求振荡器振荡频率的可调谐范围。[提示: 利用推导式 (13.27) 的表述。]

13.4 节: 双稳态多谐振荡器

13.24 考虑图 13.19 (a) 所示的电路, 运算放大器的同相输入端通过电阻 R_3 接一个正的电压 V 。

(a) 推导门限电压 V_{TH} 和 V_{TL} 的表达式, 用运算放大器的饱和电平 L_+ 和 L_- 、电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 和 V 表示。

(b) 设 $L_+ = -L_- = 13\text{ V}$, $V = 15\text{ V}$, $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, 求电阻 R_2 和 R_3 的值, 使得 $V_{TH} = +5.1\text{ V}$, $V_{TL} = +4.9\text{ V}$ 。

13.25 考虑图 13.20 (a) 所示的双稳态电路, 运算放大器的反相输入端与地断开并接至参考电压 V_R 。

(a) 推导门限电压 V_{TH} 和 V_{TL} 的表达式, 用运算放大器的饱和电平 L_+ 和 L_- 、电阻 R_1 、 R_2 和 V_R 表示。

(b) 设 $L_+ = -L_- = V$, $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, 求 R_2 和 V_R 的值, 使得门限电压等于 0 和 $V/10$ 。

13.26 电路如图 P13.26 所示, 画出并标注相应的传输特性曲线 $v_O \sim v_I$ 。假设二极管导通时的管压降为 0.7 V, 运算放大器的输出饱和电压是 $\pm 12\text{ V}$ 。求二极管的最大电流。

13.27 考虑图 P13.26 所示的电路, 去掉电阻 R_1 , 电阻 R_2 短路。画出并标注传输特性曲线 $v_O \sim v_I$ 。假设二极管导通时的管压降为 0.7 V, 运算放大器的输出饱和电压是 $\pm 12\text{ V}$ 。

*13.28 考虑具有同相传输特性的双稳态电路, $L_+ = -L_- = 12\text{ V}$, $V_{TL} = -1\text{ V}$, $V_{TH} = +1\text{ V}$ 。

(a) 设输入是均值为 0、幅度为 0.5 V 的正弦波, 求输出。

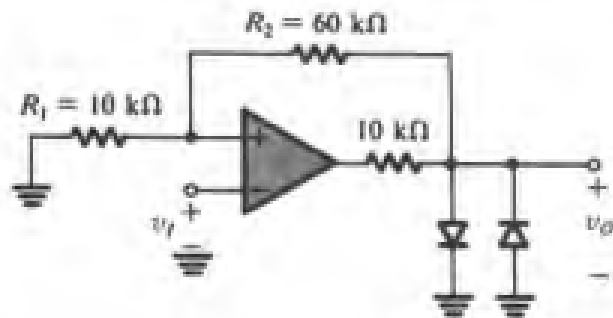


图 P13.26

(b) 如果输入端接的是频率为 f 、幅度是 1.1 V 的正弦波, 描述一下输出信号。在输出成为常数之前, 输入正弦信号均值的改变是多少?

D13.29 设计图 13.23(a) 所示的电路, 实现的传输特性为: 输出电平为 $\pm 7.5\text{ V}$, 门限电压为 $\pm 7.5\text{ V}$ 。当 $v_i = 0\text{ V}$ 时, 反馈电阻中流过 0.1 mA 的电流, 稳压管中流过 1 mA 的电流。假设运算放大器的输出饱和电平是 $\pm 12\text{ V}$ 。确定稳压管的压降和所有电阻的阻值。

13.5 节: 采用非稳态多谐振荡器实现的方波和三角波发生器

13.30 求图 13.24(b) 所示电路的振荡频率, 其中, $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, $R_2 = 16\text{ k}\Omega$, $C = 10\text{ nF}$, $R = 62\text{ k}\Omega$ 。

D13.31 在图 13.24(b) 所示的电路中, 增加如图 13.23(b) 所示的限幅器电路。设计一个电路, 使输出方波信号的频率为 1 kHz , 幅度为 5 V , 采用的电容 $C = 10\text{ nF}$ 。如果 $\beta = 0.462$, 设计一个电路使得流过电阻分压回路的总电流近似等于 RC 网络半个周期的均值电流。假设运算放大器的饱和电压是 $\pm 13\text{ V}$, 要求流过稳压管的电流是 1 mA 。

D13.32 采用图 13.25 所示的方案设计一个电路, 要求能够提供峰-峰值为 10 V 的方波信号和峰-峰值为 10 V 的三角波信号。输出信号的频率均为 1 kHz 。实现时采用的双稳态电路是图 13.23(b) 所示的结构, 使用的电容是 $0.01\mu\text{F}$, 求所有电阻的值以及稳压管的稳压值。要求流过稳压管的最小电流是 1 mA , 电阻分压回路的最大电流是 0.2 mA 。假设运算放大器的输出饱和电平是 $\pm 13\text{ V}$ 。

D*13.33 图 P13.33 所示的电路由一个带输出限幅器的反相双稳态多谐振荡器和一个同相积分器组成。假设除电阻 R_1 和 0.5 nF 的电容以外其余电阻的阻值均相等。设计一个电路, 使得电路在双稳态电路的输出端可得到峰-峰值为 15 V 的方波信号, 频率为 10 kHz 。画出并标注积分器输出端的电压波形。假设运算放大器的输出饱和电平是 $\pm 13\text{ V}$, 稳压管流过的最小电流是 1 mA , 确定稳压管的稳压值以及所有电阻的阻值。

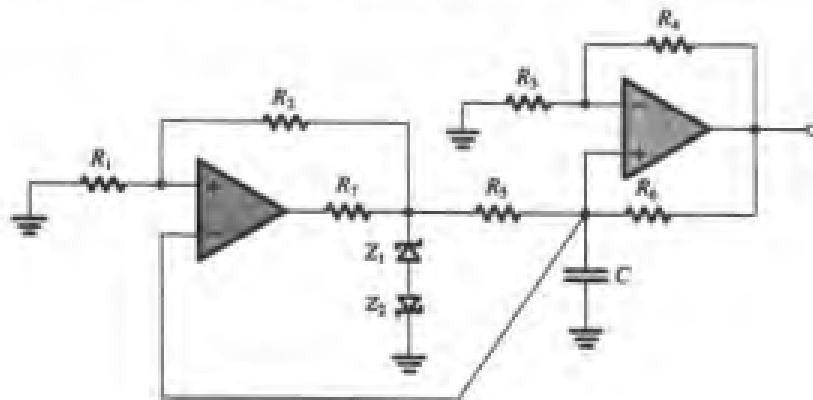


图 P13.33

13.6 节: 标准脉冲发生器——单稳态多谐振荡器

*13.34 图 P13.34 给出的是一个单稳态多谐振荡器。在稳定状态, $v_O = L_+$, $v_A = 0$, $v_B = -V_{ref}$ 。一个幅度比 V_{ref} 高的正输入脉冲可以触发该电路。通常情况下, $C_1 R_1 \ll CR$, 画出 v_O 和 v_A 的输出波形, 并证明输出端产生的脉冲信号的宽度 T 由下式给出:

$$T = CR \ln \left(\frac{L_+ - L_-}{V_{ref}} \right)$$

注意, 这个电路有一个很有趣的地方, 即输出脉宽可以由电压 V_{ref} 控制。

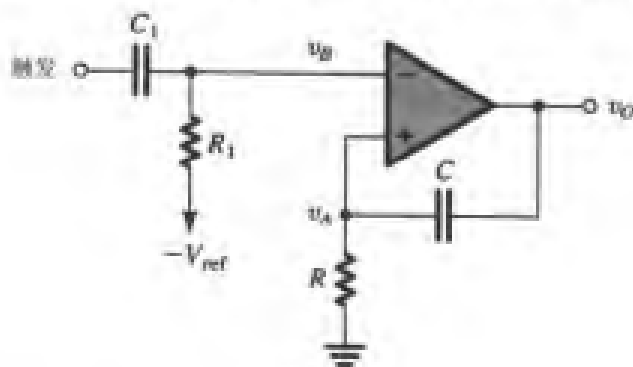


图 P13.34

13.35 求练习 13.19 所示单稳态电路的恢复时间。

D*13.36 利用图 13.26 所示的电路, 设计一个单稳态多谐振荡器以产生负的输出脉冲信号, 脉冲的宽度是 $100\mu\text{s}$, 运算放大器近似理想, 输出饱和电平是 $\pm 13\text{V}$, 电容的值是 0.1nF 和 1nF 。是否有可能将所有电阻都选为 $100\text{k}\Omega$? 二极管的导通电压是 0.7V 。求触发电路的最小输入信号。电路需要多长时间才能恢复到正常输出信号也能够触发的状态?

13.7 节: 集成电路计时器

13.37 考虑图 13.27 所示的 555 计时器电路, 当门限电压端口和触发信号端口接在一起并与输入信号 v_i 相连时, 证明输出特性和反相双稳态电路的输出特性相同, 且门限电压是 $V_{TH} = \frac{1}{3}V_{CC}$ 和 $V_{TL} = \frac{2}{3}V_{CC}$, 输出电平等于 0 和 V_{CC} 。

13.38 (a) 在图 13.28 (a) 所示的电路中, 设电容 $C = 1\text{nF}$, 求电阻 R 的值, 使得输出脉冲的保持时间是 $10\mu\text{s}$ 。

(b) 如果 (a) 电路中的 555 计时器的工作电压是 $V_{CC} = 15\text{V}$, 假设上门限电压 V_{TH} 可以片外调整 (比如不需要保持为 $\frac{2}{3}V_{CC}$), 求其值, 使得脉宽增加到 $20\mu\text{s}$, 其余条件同 (a)。

D13.39 采用 680pF 的电容设计图 13.29 (a) 所示的电路, 使其能够产生 50kHz 频率的方波信号, 占空比等于 75%, 确定电阻 R_A 和 R_B 的值。

*13.40 555 计时器电压等于 V_{TH} 的节点 (比较器 1 的反相输入端) 通常接片外端口, 这使得设计者可以在片外改变其值 (V_{TH} 不再维持为 $\frac{2}{3}V_{CC}$)。注意, 不管 V_{TH} 的值如何改变, V_{TL} 的值是不会改变的, 它始终为 $\frac{1}{3}V_{TH}$ 。

(a) 对图 13.29 所示的非稳态电路, 重新推导 T_H 和 T_L 的表达式 (用 V_{TH} 和 V_{TL} 表示)。

(b) 当 $C = 1\text{nF}$, $R_A = 7.2\text{k}\Omega$, $R_B = 3.6\text{k}\Omega$, $V_{CC} = 5\text{V}$, 节点 V_{TH} 没有外接电压, 求振荡信号方波的频率和占空比。

(c) 对 (b) 的设计, 假设在节点 V_{TH} 处由电容耦合进一个正弦波电压, 其频率远低于

(b) 的结果, 幅度是 1 V, 该正弦波信号将导致 V_{TR} 在直流分量 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 附近发生变化, 因而 T_B 也相应地发生变化——调制过程。求 T_B , 以及 V_{TR} 取两个极端值时的振荡频率和占空比。

13.8 节: 非线性波形整形电路

- D*13.41 可以粗略地对图 P13.41 所示的两个二极管电路进行三角波到正弦波的逼近。为了得到性能较好的近似, 我们选择三角波的幅度 V , 使得要求的正弦波过零点的斜率等于三角波的斜率, 同样选择电阻 R 的值, 使得在输入电压 v_I 等于峰值时输出电压也等于峰值。如果二极管的导通电压在 1 mA 电流时为 0.7 V, 电流每增加十倍, 电压变化 0.1 V。求 V 和 R 的值, 使得逼近的正弦波信号幅度为 0.7 V, 然后求输出电压等于下列值时的角度 θ (当 $\theta = 90^\circ$ 时, 输入 v_I 为峰值): 0.7, 0.65, 0.6, 0.55, 0.5, 0.4, 0.3, 0.2, 0.1 和 0。利用求得的角度, 计算正确的正弦函数 ($0.7\sin\theta$) 值, 从而得到正弦波整形器的误差百分比。将结果用表格形式表示。
- D13.42 设计一个两段的正弦波整形器, 采用一个 10 k Ω 的输入电阻、两个二极管以及两个钳位电压。电路的输入是一个峰-峰值为 10 V 的三角波, 二极管的导通电压是 0.7 V, 电路的输出电压受此二极管限制, 要求正弦波过零点的斜率等于三角波的斜率。问应该选择什么样的钳位电压?
- 13.43 证明图 P13.43 所示电路的输出电压由下式给出:

$$v_O = -nV_T \ln\left(\frac{v_I}{I_s R}\right) \quad v_I > 0$$

其中, I_s 和 n 是二极管的参数, V_T 是热电压。由于输出电压和输入电压的对数成正比, 所以该电路也称为对数放大器。主要应用于信号需要被压缩的场合。

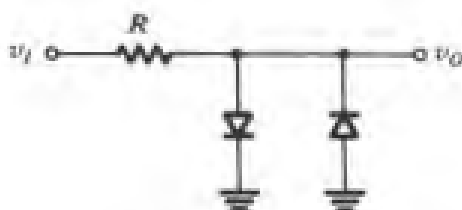


图 P13.41

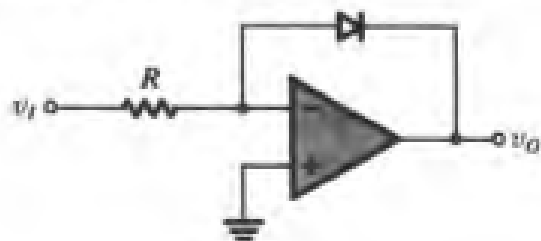


图 P13.43

- 13.44 证明图 P13.44 所示电路的传输特性是 $v_O = v_1 v_2$, 其中 $v_1 > 0$, $v_2 > 0$ 。该电路也称为模拟乘法器。求输入电压为不同数值的组合 (例如 0.5 V, 1 V, 2 V, 3 V) 时电路的性能。假设所有的二极管性能相同, 1 mA 时的管压降等于 0.7 V, $n=2$ 。注意, 该电路很容易成为平方律电路, 只要使用单输入 (比如 v_I) 通过 0.5 k Ω 的电阻 (而不是现在看到的 1 k Ω 电阻) 接入即可。
- **13.45 图 13.32 所示的详细分析告诉我们, 最优性能 (对正弦波而言) 的取得是在 I 和 R 满足 $RI = 2.5V_T$ 的时候, 其中, V_T 是热电压, 输入三角波的峰值是 $6.6V_T$ 。如果输出取在 R 上 (比如在两个发射极之间), 求 $v_O = 0.25V_T, 0.5V_T, V_T, 1.5V_T, 2V_T, 2.4V_T, 2.42V_T$ 时的输入电压 v_I 。画出 $v_O \sim v_I$ 的关系曲线, 并与下式给出的理想曲线进行比较:

$$v_O = 2.42V_T \sin\left(\frac{v_I}{6.6V_T} \times 90^\circ\right)$$

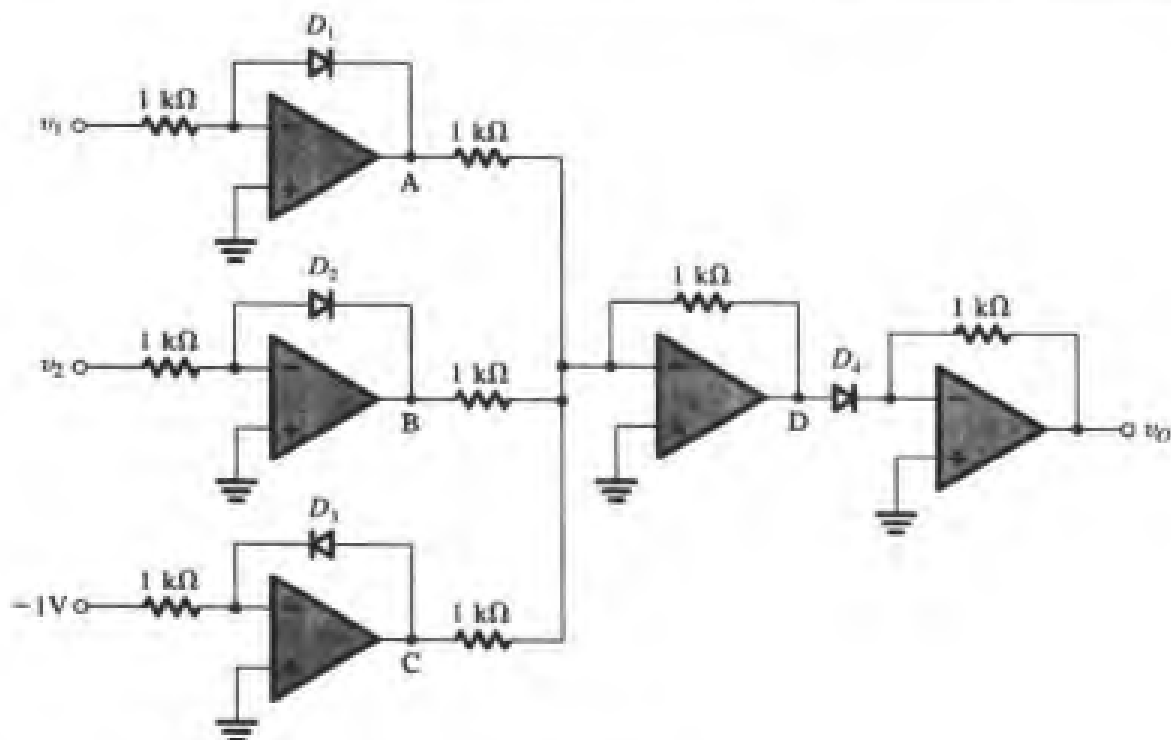


图 P13.44

13.9 节: 精密整流电路

13.46 两个超二极管连接相同的输入信号, 但是因为二极管的接法相反, 所以当输出与同一个负载电阻相连的时候, 一个二极管的负极接负载, 另一个二极管的正极接负载。如果输入的信号是峰-峰值等于 10 V 的正弦波, 问输出信号是什么波形? 注意, 负载电流半个周期的信号分别由不同的放大器提供, 即一个放大器提供电流的时候另一个放大器不工作。这种工作模式也称为 B 类工作模式(参见第 14 章), 是实现功率放大器的重要电路。

D13.47 图 13.33 (a) 所示的超二极管电路可以获得一定的增益, 只要用电阻 R_2 代替接在二极管负极和运算放大器反相输入端之间的短路线并在运算放大器的反相输入端和地之间接入电阻 R_1 即可。设计该电路, 使得增益等于 2。当输入是峰-峰值为 10 V 的正弦信号时, 求输出电压的平均值。

D13.48 设计图 13.34 (a) 所示的反相精密整流电路, 要求信号从反相端输入, 同相端接地, 增益为 -2 , 输入电阻 $100\text{ k}\Omega$, 你选择的电阻 R_1 和 R_2 的值是多少?

D*13.49 设计一个与图 13.35 所示电路类似的电压表电路, 要求工作电压的频率在 10 Hz 以上。它按照 1 V 的输入正弦波的均方根电压与 10 V 的输出电压进行定标。输入电阻尽可能大。为了增加工作带宽, 交流电路的增益应保持小一些, 而且设计电路时应尽可能降低电容 C 的值, 电阻的最大值是 $1\text{ M}\Omega$ 。

13.50 画出图 P13.50 所示电路的传输特性曲线。

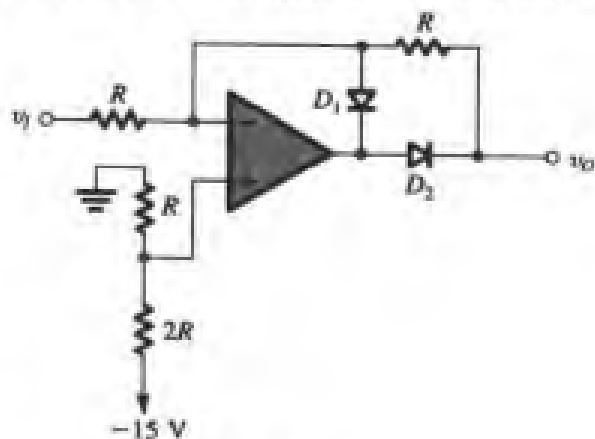


图 P13.50

- 13.51 画出图 P13.51 所示电路的传输特性曲线 $v_{O1} \sim v_i$ 和 $v_{O2} \sim v_i$ 。

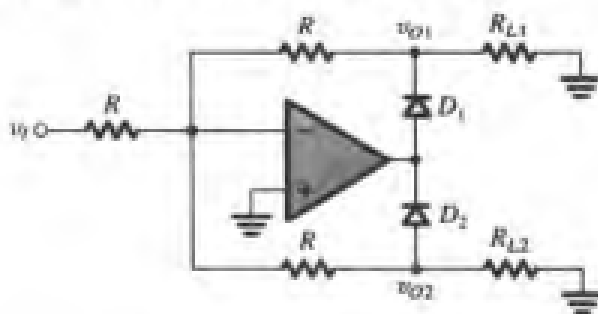


图 P13.51

- 13.52 画出图 P13.52 所示电路的传输特性曲线。

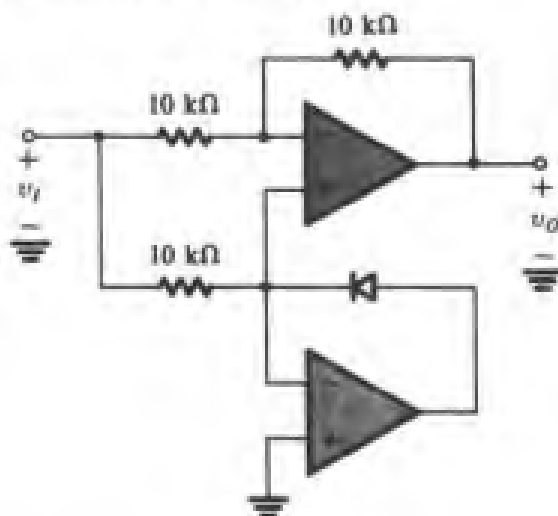


图 P13.52

- D13.53 我们用一个与图 13.38 所示电路相关的电路给发光二极管 (LED) 提供和电压 v_A ($v_A \geq 0$) 成正比的电流, 电流的数值与二极管的非线性特性及变化无关。说明如何能够简单地实现上述功能。
- *13.54 在图 13.38 所示的精密整流电路中, 如果电阻 R 被电容 C 取代, 结果会怎样? 若要获得 $R = 1 \text{ k}\Omega$ 、输入为 60 Hz 正弦波的性能, 求电容 C 的值? 当频率等于 120 Hz 时, 修改后的电路的响应是多少? 频率为 180 Hz 呢? 如果电压 v_A 的值是固定的, 电路会有什么样的新功能? 现在考虑两个电路 (一个具有电阻 R , 另一个具有电容 C) 在实现波形变换时的作用, 当输入是 60 Hz 的三角波时, 具有电阻 R 的电路产生平均值为 1 mA 的电流来驱动电流表, 问电阻 R 被电容 C 取代后电路的平均值电流是多少? 电容 C 采用刚才求得的值。
- *13.55 采用运算放大器和二极管构成超二极管的结构以实现正峰值检波电路, 电容的初始电压等于 0, 输入是一串脉冲信号, 幅度为 10 V , 脉宽为 $10 \mu\text{s}$ 。如果运算放大器能够提供的最大输出电流是 10 mA , 经过一个脉冲后电容两端的电压是多少? 两个脉冲过后呢? 10 个脉冲过后又会怎样? 要达到 0.5 V 、 1.0 V 和 2.0 V 各需要多少个脉冲?
- D13.56 考虑如图 13.40 所示的带缓冲的峰值检波器。输入信号是峰-峰值为 1 V 的三角波, 频率是 1000 Hz , 运算放大器的偏置电流 (直接进入运算放大器 A_2) 是 10 nA , 二极管的反向漏电流是 1 nA , 如果要保证输出波纹小于 1% , 求电容的最小值。

第 14 章 输出级与功率放大器

引言

输出级电路的重要功能是提供低输出电阻，从而使负载上得到的输出信号增益不会下降。由于输出级是放大器的最后一级电路，通常它处理的信号都是比较大的信号，因此小信号近似分析法及其模型都不适用于输出级电路，或者使用时必须非常谨慎。另外，输出级的线性特性仍然是一个很重要的指标。事实上，衡量输出级电路设计得好坏的指标就是电路引入的总谐波失真 (THD)。这是输出信号中所有谐波分量的均方根值，不包括基波分量，被表示为基波分量的均方根值的百分比。一个高品质音频放大器的 THD 在百分之零点几的数量级上。

设计输出级电路最具挑战性的参数是功率在输送到负载的过程中其效率的高低。它隐含着这样一个概念，那就是输出级晶体管消耗的功率要尽可能低。因为消耗在晶体管上的功率将引起结温的升高，而任何晶体管都有一个最高工作温度（硅管的温度范围是 150°C 到 200°C ）的限制，超过极限的话，晶体管就会被烧毁。功率转换效率比较高的电路在电池供电的功放电路中可以延长电池的使用时间，允许电路采用体积小、价格低的电源，或者可以使用风扇。

本章首先介绍输出级放大器采用的各种结构，它们的功率有高有低。这里提到的“高功率”一般情况下指的是 1 W 以上的功率。然后我们对高功率输出级采用 BJT 实现时的设计参数作为规范，这里的晶体管也称为功率管。这些晶体管的温度特性值得特别关注。

功率放大器是一个输出功率很高的简单放大器。分立和集成的功放电路在本章都会涉及。此外，本章还将简要讨论目前应用在功放电路设计中的 MOS 晶体管电路。最后用输出级电路的 SPICE 仿真分析及设计作为本章的结束。

14.1 输出级的分类

输出级电路的分类依据是放大器在输入信号作用后的输出集电极电流波形。图 14.1 给出的是正弦波作用后的各种输出波形。A 类放大器的电流波形如图 14.1 (a) 所示，它有一个直流分量 I_C ，比起信号电流的幅度 \hat{i}_c 来要大很多，因此 A 类放大器在输入信号的一个周期之内是完全导通的，即导通角等于 360° 。与 B 类放大器相比，它的输出电流波形如图 14.1 (b) 所示，直流偏置电流是 0，因此 B 类放大器只在输入正弦信号的半个周期之内是导通的，它的导通角只有 180° 。后面我们会讲到，输入正弦信号负半周起作用时，电流由另外一个工作在 B 类模式下的晶体管传导电流。

如果晶体管偏置在不等于 0 的电流上，但是偏置电流数值远小于正弦信号的幅度值，即晶体管的偏置处于 A 类和 B 类之间，这时比较适合称为 AB 类放大器。这时晶体管导通的时间要略大于半个周期，如图 14.1 (c) 所示，导通角大于 180° 但是远小于 360° 。AB 类放大器通常还会有另外一个晶体管，它在输入正弦信号的负半周导通，但是导通的时间仍然略大于半个周期，我们把这两个晶体管的输出结合在一起并送到输出负载上。由此可见，在输入正弦信号过零点附近，两个晶体管都是导通的。

图 14.1 (d) 所示是晶体管工作在 C 类模式下的输出集电极电流波形。观察发现，晶体管只

在小于半个周期的时间内导通, 所以导通角低于 180° , 得到的输出实际是如图所示的一串脉动信号。为了得到正弦信号输出, 该电流一般会通过一个调谐到输入信号频率的 LC 电路。调谐电路起到带通滤波器的作用, 其输出电压和输入脉动电流经过傅里叶展开后的基波分量的幅度成正比。

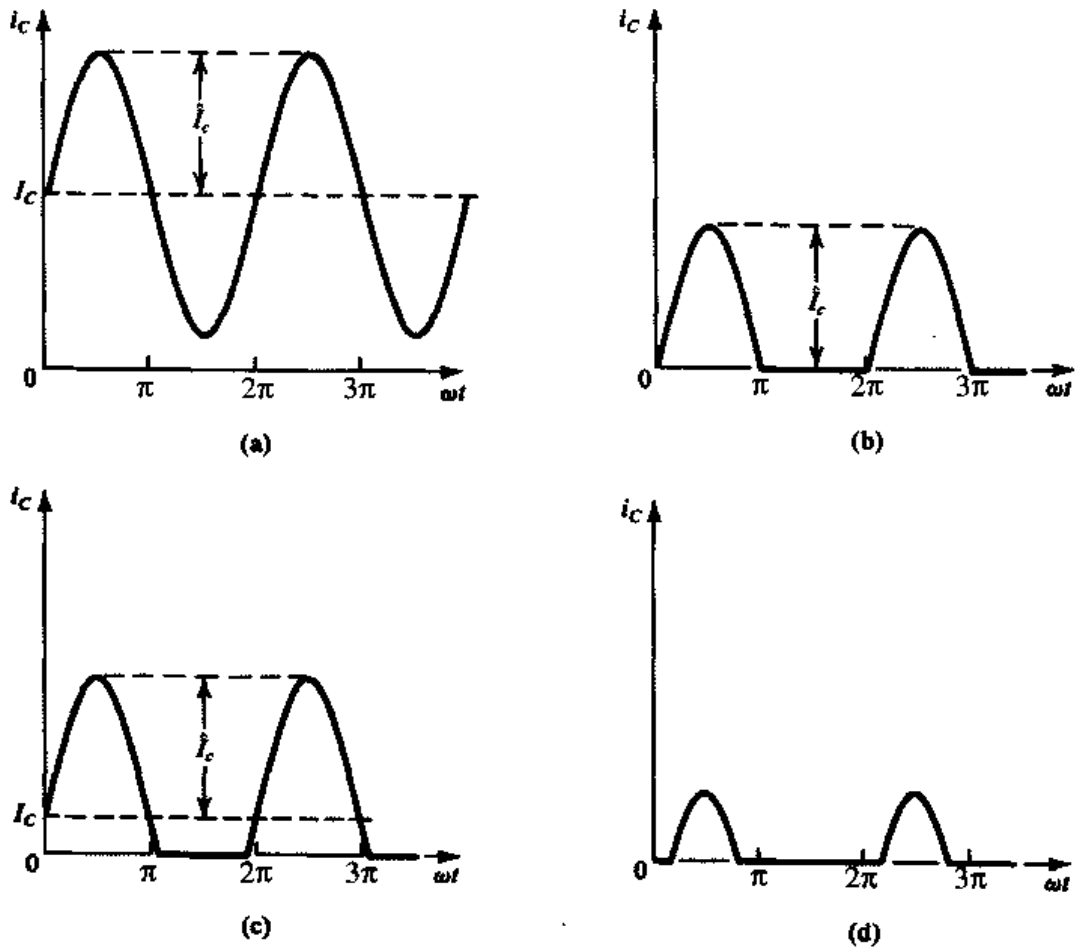


图 14.1 晶体管工作时的集电极电流波形: (a) A 类放大器; (b) B 类放大器; (c) AB 类放大器; (d) C 类放大器

本章将介绍 A 类、AB 类和 B 类放大器。它们被广泛应用在运算放大器和音频放大器的输出级中。在音频放大器中, AB 类放大器更受青睐, 原因将在后面解释。C 类放大器一般在射频 (RF) 功放电路中使用 (比如在移动电话、收音机和电视接收机中采用)。设计 C 类放大器是一个相当专业的话题, 不属于本书的内容。

虽然定义各种功放电路用的是 BJT 的例子, 但是所有的结论同样适用于用 MOS 晶体管实现的电路。更进一步说, 以上的分类可以扩展到放大级, 不必局限在输出级。所以共发射极、共基极、共集电极放大器 (以及与其对应的 FET 组态) 都可以归属到 A 类放大器中。

14.2 A 类输出级

由于射极跟随器的输出电阻最低, 所以它是 A 类输出级最常用的电路结构。我们已经在第 5 章和第 6 章介绍了射极跟随器电路, 接下来将要分析它的大信号工作特性。

14.2.1 传输特性

图 14.2 所示的是射极跟随器 Q_1 的电路, 它的偏置电流 I 由晶体管 Q_2 提供。因为发射极电流

$i_{E1} = I + i_L$ ，所以偏置电流 I 必须大于负载电流的反向最大值，否则 Q_1 将截止，A 类工作模式就无法维持。

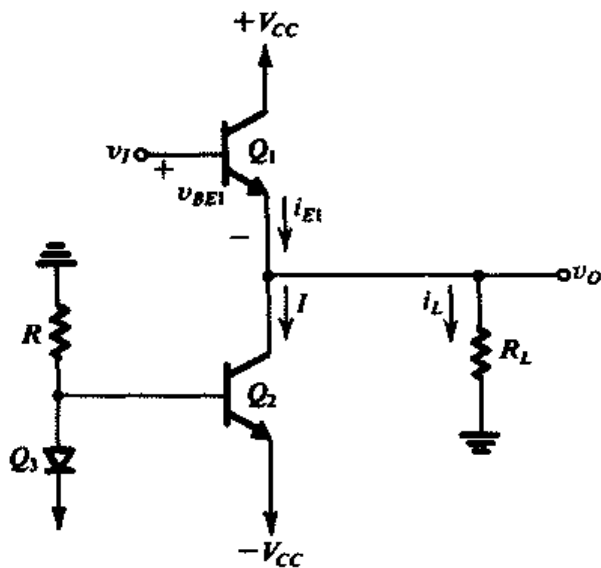


图 14.2 由晶体管 Q_2 提供恒流偏置电流 I 的射极跟随器 (Q_1)

图 14.2 所示的射极跟随器的传输特性由下式描述：

$$v_O = v_I - v_{BE1} \tag{14.1}$$

其中， v_{BE1} 和射极电流 i_{E1} 有关，当然也和输出电流 i_L 有关。如果我们忽略 v_{BE1} 电压的微小变化(电流变化 10 倍，电压变化 60 mV)，便得到图 14.3 所示的线性传输特性曲线。要说明的是，线性区域的正限幅值由 Q_1 的饱和状态确定，即

$$v_{Omax} = V_{CC} - V_{CE1sat} \tag{14.2}$$

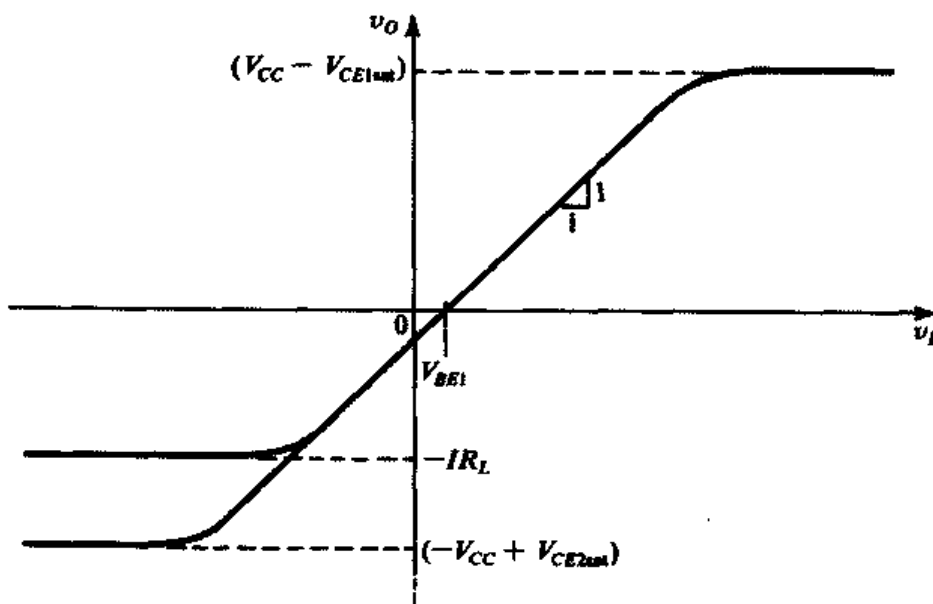


图 14.3 图 14.2 所示的射极跟随器电路的传输特性。忽略 i_L 对电压 v_{BE1} 的影响可得到特性曲线的线性部分。最大正向输出电压由晶体管 Q_1 的饱和确定。在反向区域，线性范围不是受到晶体管 Q_1 截止就是 Q_2 饱和的影响，此外还取决于电流 I 和电阻 R_L 的值

线性区域的负限幅值和 I 及 R_L 的值有关, 由 Q_1 的截止确定:

$$v_{O\min} = -IR_L \quad (14.3)$$

或者由 Q_2 的饱和确定:

$$v_{O\min} = -V_{CC} + V_{CE2\text{sat}} \quad (14.4)$$

式(14.4)给出的输出电压值更小, 得到该值的条件是偏置电流 I 大于输出负载电流的幅度:

$$I \geq \frac{|-V_{CC} + V_{CE2\text{sat}}|}{R_L} \quad (14.5)$$

练习 D14.1 考虑图 14.2 所示的射极跟随器电路, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{CE\text{sat}} = 0.2\text{ V}$, $V_{BE} = 0.7\text{ V}$ 为常数压降, β 很大。求电阻 R 的值, 使得电路建立的偏置电流足够大, 允许输出电流在负载电阻 $R_L = 1\text{ k}\Omega$ 时有最大摆幅。确定输出信号的摆幅以及发射极电流的最大值和最小值。

答案: $0.97\text{ k}\Omega$; $-14.8\text{ V} \sim +14.8\text{ V}$; $0 \sim 29.6\text{ mA}$

练习 14.2 考虑练习 14.1 的射极跟随器, 若 $I = 14.8\text{ mA}$, 考虑输出电压限幅在 -10 V 到 $+10\text{ V}$ 范围内的情况。设 Q_1 在 $i_C = 1\text{ mA}$ 时, $v_{BE} = 0.6\text{ V}$, 假设 $\alpha = 1$ 。求输出电压等于 -10 V , 0 V , $+10\text{ V}$ 时的输入电压 v_I 。对每一个电压用小信号分析法求电压增益 v_o/v_I 。注意, 小信号电压增益就是传输特性 $v_o \sim v_I$ 曲线的斜率。

答案: -9.36 V , 0.67 V , 10.68 V ; 0.995 V/V , 0.998 V/V , 0.999 V/V

14.2.2 信号波形

考虑图 14.2 所示的射极跟随器在输入正弦信号作用下的工作特性。忽略 $V_{CE\text{sat}}$, 如果选择合适的偏置电流 I , 输出电压可以在 $-V_{CC}$ 到 $+V_{CC}$ 之间摆动, 如图 14.4 (a) 所示。图 14.4 (b) 给出的是相关的 $v_{CE1} = V_{CC} - v_o$ 的波形。现在假设设定的偏置电流 I 允许最大反向负载电流等于 V_{CC}/R_L , 则 Q_1 的集电极电流波形如图 14.4 (c) 所示。最后, 图 14.4 (d) 所示为 Q_1 的瞬时功耗波形:

$$p_{D1} \equiv v_{CE1}i_{C1} \quad (14.6)$$

14.2.3 功耗

图 14.4 (d) 表明 Q_1 的最大瞬时功耗等于 $V_{CC}I$, 等于 Q_1 的静态功耗, 即在 $v_o = 0$ 时, 射极跟随器具有最大功耗。由于这种情况(没有输入信号)很容易持续较长的一段时间, 所以晶体管必须能够承受连续的功耗 $V_{CC}I$ 。

Q_1 的功耗和负载电阻的阻值 R_L 有关, 考虑开路的极端情况, 即 $R_L = \infty$ 。这时 $i_{C1} = I$ 是常数, 所以晶体管 Q_1 的功耗只和瞬时电压值 v_o 有关, 最大功耗出现在 $v_o = -V_{CC}$ 的时候。因为 v_{CE1} 有最大值 $2V_{CC}$, 所以 $p_{D1} = 2V_{CC}I$ 。这种情况通常不会持续很长的时间, 所以设计时不必受此约束。观察发现, 负载开路的时候, Q_1 的平均功耗等于 $V_{CC}I$ 。其实更危险的是另一种极端情况——负载短路, 即 $R_L = 0$ 。万一输出短路, 正的输入电压理论上会产生无限大的负载电流。实际上, 确实会有相当大的电流流过晶体管 Q_1 , 如果短路状态维持一段时间, 则晶体管 Q_1 的功耗将导致结温的增加, 一旦结温超过允许的最大值, Q_1 就会被烧毁。为避免出现这样的情况, 输出级通常会增加短路保护功能, 我们将在后面讲解。

Q_2 的功耗也是设计射极跟随器输出级时要考虑的一个因数。因为 Q_2 导通的是一个常数电流 I , 晶体管 v_{CE2} 电压的最大值是 $2V_{CC}$, 所以 Q_2 的最大瞬时功耗是 $2V_{CC}I$ 。最大值出现在 $v_o = V_{CC}$ 时,

这种情况一般不会持续较长的时间。衡量电路性能好坏的一个重要指标应该是 Q_2 的平均功耗—— $V_{CC}I$ 。

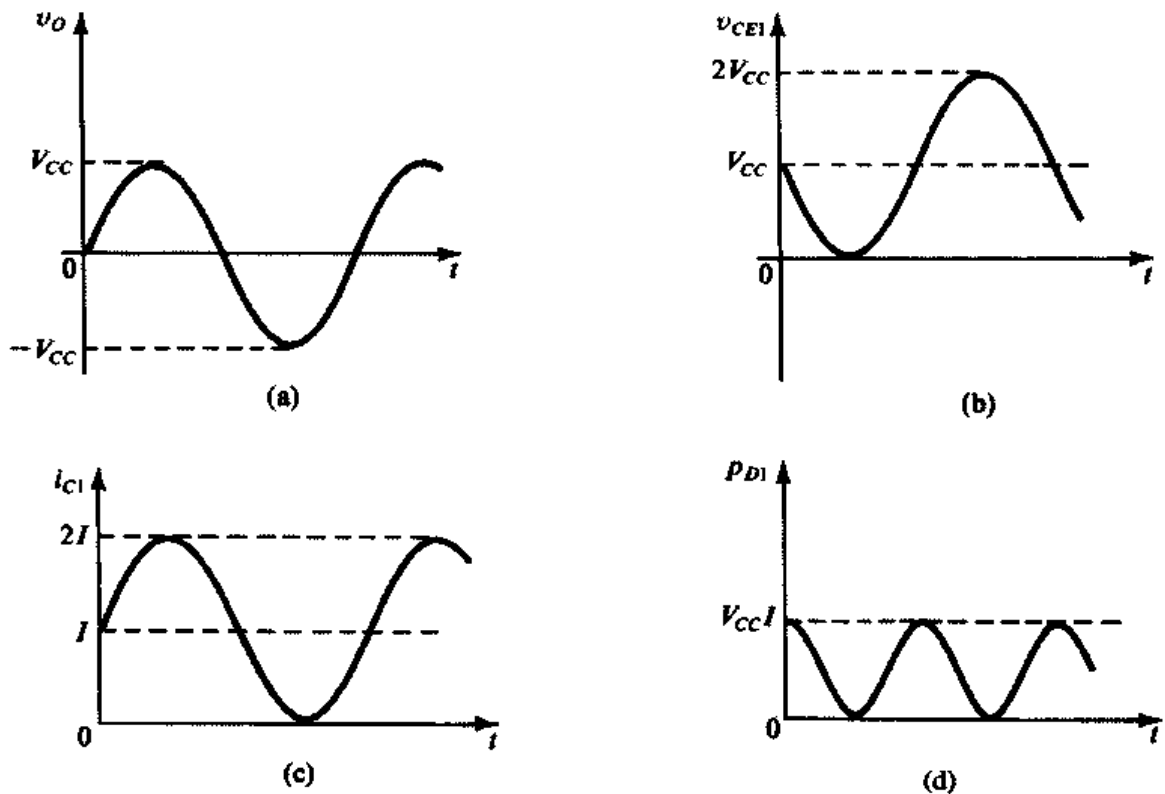


图 14.4 图 14.2 所示的 A 类输出级电路在 $I=V_{CC}/R_L$ 或者等效于 $R_L=V_{CC}/I$ 条件下的最大输出信号波形

练习 14.3 考虑图 14.2 所示的射极跟随器电路, 设 $V_{CC}=10\text{ V}$, $I=100\text{ mA}$, $R_L=100\ \Omega$ 。求晶体管 Q_1 和 Q_2 的静态功耗 ($v_o=0$)。当输出正弦波电压取得可能的最大幅度 (忽略 V_{CEsat}) 时, 求 Q_1 和 Q_2 的平均功耗, 再求负载上的功率。

答案: 1 W , 1 W ; 0.5 W , 1 W ; 0.5 W

14.2.4 功率转换效率

输出级功率转换效率的定义如下:

$$\eta \equiv \frac{\text{负载功率 } (P_L)}{\text{电源功率 } (P_S)} \quad (14.7)$$

对图 14.2 所示的射极跟随器电路, 假设输出正弦波电压的峰值电压是 \hat{V}_o , 则负载上的平均功率是

$$P_L = \frac{(\hat{V}_o/\sqrt{2})^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} \quad (14.8)$$

由于流过 Q_2 的电流是常数 (I), 则从负电源获得的功率^①等于 $V_{CC}I$, 流过 Q_1 的平均电流是 I , 那么从正电源获得的平均功率也是 $V_{CC}I$, 所以电源提供的总平均功率为

$$P_S = 2V_{CC}I \quad (14.9)$$

结合式 (14.8) 和式 (14.9), 得到

^① 不包括偏置电阻 R 和接成二极管的晶体管 Q_3 上的功率损耗。

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{1}{4} \frac{\hat{V}_o^2}{I R_L V_{CC}} \\ &= \frac{1}{4} \left(\frac{\hat{V}_o}{I R_L} \right) \left(\frac{\hat{V}_o}{V_{CC}} \right)\end{aligned}\quad (14.10)$$

因为 $\hat{V}_o \leq V_{CC}$ 且 $\hat{V}_o \leq I R_L$, 所以当式(14.10)成立时可获得最大效率:

$$\hat{V}_o = V_{CC} = I R_L \quad (14.11)$$

可获得的最大效率是 25%。因为效率非常低, 所以 A 类输出级电路几乎不在“高功率”(大于 1 W) 功放电路中采用。实际上, 为了防止晶体管饱和以及非线性失真, 输出电压的幅度必须限制为很低, 结果效率只能达到 10% ~ 20%。

练习 14.4 电路如图 14.2 所示, 设 $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $I = 100 \text{ mA}$, $R_L = 100 \Omega$ 。如果输出是峰值为 8 V 的正弦波, 求: (a) 负载上得到的功率; (b) 电源提供的平均功率; (c) 功率转换效率。忽略 Q_3 和 R 的功率损耗。

答案: 0.32 W; 2 W; 16%

14.3 B 类输出级

图 14.5 所示的是一个 B 类输出级电路。它由一对互补晶体管(一个 npn 晶体管和一个 pnp 晶体管)组成, 电路的连接方式使得这两个晶体管不会同时导通。

14.3.1 电路工作原理

当输入电压 $v_i = 0$ 时, 两个晶体管均截止, 输出电压 v_o 等于 0。当输入电压 v_i 超过 0.5 V 时, Q_N 导通并作为射极跟随器工作, 这时输出电压 v_o 随着输入电压 v_i 的变化而变化 ($v_o = v_i - v_{BE}$), 负载电流由 Q_N 提供。同时, Q_P 的发射结受 Q_N 近似于 0.7 V 的 V_{BE} 电压的反偏作用而截止。

如果输入是负的并小于 -0.5 V 时, Q_P 导通并成为射极跟随器, 则输出电压 v_o 随着 v_i 的变化而变化 ($v_o = v_i + v_{EBP}$), 但是负载电流由 Q_P 提供的, Q_N 截止。

我们得到的结论是图 14.5 所示电路的偏置电流等于 0, 只有当输入电压作用时, 电路才导通, 电路的工作方式是推挽的: 当输入电压 v_i 大于 0 时, 晶体管 Q_N 把源提供的电流送到(源, source)负载上; 当输入电压 v_i 小于 0 时, 晶体管 Q_P 吸收掉(渊, sink)负载上的电流。

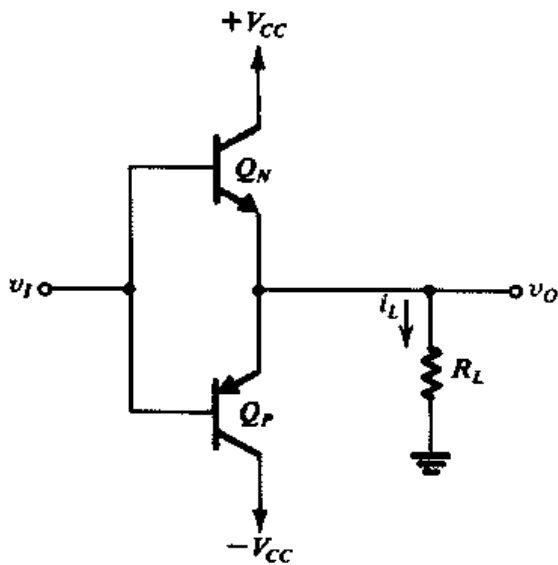


图 14.5 B 类输出级电路

14.3.2 传输特性

图 14.6 所示的是 B 类输出级的传输特性曲线。注意, 该曲线存在 v_i 以 0 为中心的一段区间, 这时两个晶体管都是截止的, 所以 $v_o = 0$ 。当输入信号是正弦波时, 这一段死区将产生交越失真, 如图 14.7 所示。当输入信号很小时, 交越失真的效果很明显。在音频功率放大器中, 交越失真会产生令人不舒服的声音。

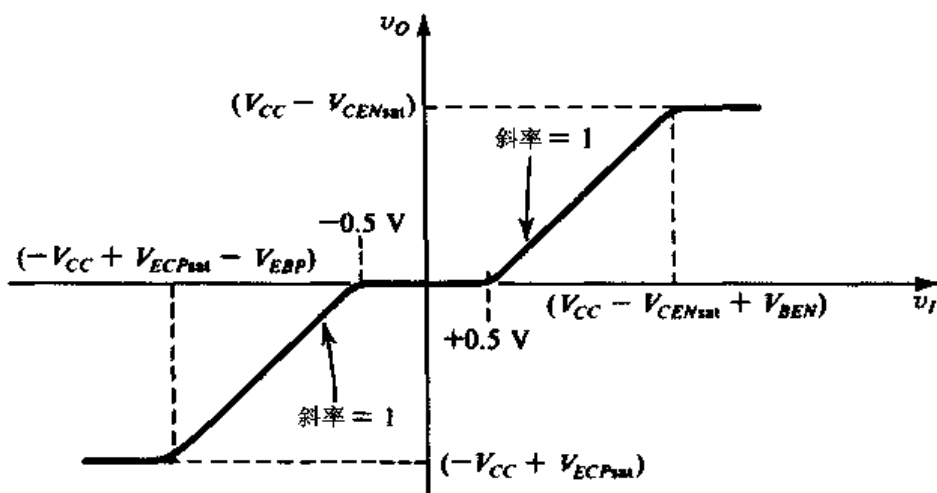


图 14.6 图 14.5 所示的 B 类输出级电路的传输特性

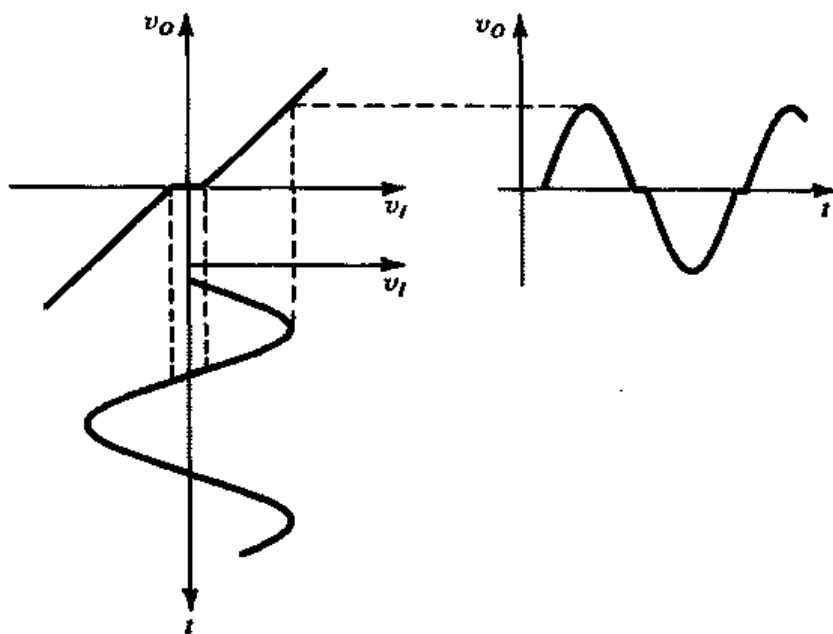


图 14.7 B 类传输特性的死区产生交越失真的图解说明

14.3.3 功率转换效率

为了计算 B 类输出级的功率转换效率 η ，我们忽略交越失真，认为输出正弦信号的幅度为 \hat{V}_o ，则负载获得的平均功率为

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} \quad (14.12)$$

该电路从每个电源获得的电流都是幅度为 \hat{V}_o / R_L 的半个正弦波，因此每个电源提供的平均电流为 $\hat{V}_o / \pi R_L$ ，从而每个电源提供的平均功率均相等：

$$P_{S+} = P_{S-} = \frac{1}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L} V_{CC} \quad (14.13)$$

电源提供的总功率为

$$P_S = \frac{2 \hat{V}_o}{\pi R_L} V_{CC} \quad (14.14)$$

根据效率的定义:

$$\eta = \left(\frac{1 \hat{V}_o^2}{2 R_L} \right) / \left(\frac{2 \hat{V}_o}{\pi R_L} V_{CC} \right) = \frac{\pi \hat{V}_o}{4 V_{CC}} \quad (14.15)$$

上式表明, 当 \hat{V}_o 取得最大值的时候, 效率最大。但是输出电压的最大值受 Q_N 和 Q_P 饱和的限制, 即 $V_{CC} - V_{CEsat} = V_{CC}$, 输出峰值电压等于这个值时, 功率转换效率为

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (14.16)$$

该值要比 A 类输出级的效率 (25%) 高很多。最后我们注意到, B 类输出级能够获得的最大平均功率是将 $\hat{V}_o = V_{CC}$ 代入式 (14.12) 之后计算得到的:

$$P_{L\max} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (14.17)$$

14.3.4 功耗

与 A 类输出级的最大功耗出现在静态 ($v_o = 0$) 时不同, B 类输出级在静态时功耗为 0。当有信号输入的时候, B 类输出级的平均功耗可以通过下式求得:

$$P_D = P_S - P_L \quad (14.18)$$

将 P_S 用式 (14.14) 代入、 P_L 用式 (14.12) 代入, 得到

$$P_D = \frac{2 \hat{V}_o}{\pi R_L} V_{CC} - \frac{1 \hat{V}_o^2}{2 R_L} \quad (14.19)$$

由于晶体管是对称的, 所以 P_D 的一半功率是晶体管 Q_N 消耗的, 另一半是晶体管 Q_P 消耗的。因此晶体管必须能够安全地消耗 $\frac{1}{2} P_D$ 的功率。由于 P_D 和 \hat{V}_o 有关, 所以我们必须知道最严重的功耗情况, 即 $P_{D\max}$ 。将式 (14.19) 两边对 \hat{V}_o 求导并令导数等于 0 可得到平均功耗最大时的 \hat{V}_o 值:

$$\hat{V}_o \Big|_{P_{D\max}} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \quad (14.20)$$

将此式代入式 (14.19), 得到

$$P_{D\max} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \quad (14.21)$$

即

$$P_{DN\max} = P_{DP\max} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \quad (14.22)$$

如果要计算功耗最大时的效率, 只需把式 (14.20) 得到的 \hat{V}_o 代入式 (14.15), 计算得到 $\eta = 50\%$ 。

图 14.8 画出了功耗 P_D [见式 (14.19)] 和峰值电压 \hat{V}_o 的关系曲线, 通常集成功率放大器的参数表中都提供这条曲线 (只是一般情况下, 给出的曲线是 P_D 与 P_L 的关系, 而不是与 \hat{V}_o 的关系, 因为 $P_L = \frac{1}{2} (\hat{V}_o^2 / R_L)$)。从图 14.8 可看到一个有趣的事情: 如果增加 \hat{V}_o 并使之超过 $2V_{CC}/\pi$, B 类

输出级的功耗开始下降,但是负载上获得的功率在增加。所付出的代价是非线性失真的增加,因为晶体管 Q_N 和 Q_P 接近饱和区工作。晶体管饱和,输出正弦峰值将趋于平坦。遗憾的是,即使引入负反馈(参见 8.2 节),也无法有效地降低这种类型的非线性失真,因此在 THD 要求比较低的应用场合,应该避免使晶体管饱和。

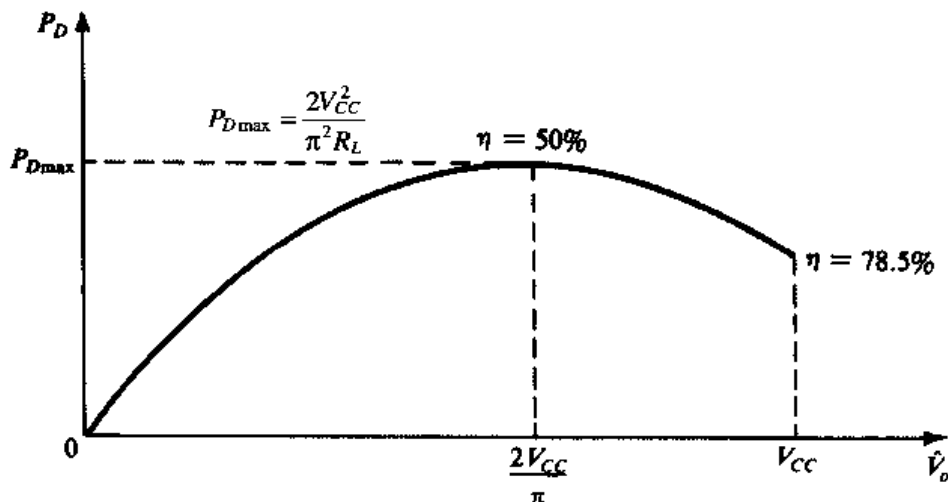


图 14.8 B 类输出级晶体管的功耗和输出正弦电压幅度之间的关系曲线

例题 14.1 要求设计一个 B 类输出级电路,使之能够给 $8\ \Omega$ 的负载电阻提供 $20\ \text{W}$ 的平均功率。要求直流电源电压比输出电压的峰值高 $5\ \text{V}$,这样可以避免晶体管饱和,因而降低非线性失真,设计的电路允许包含短路保护(后者会在 14.7 节介绍)。求电源电压的值、每个电源提供的电流的峰值、电源提供的总功率和功率转换效率以及每个晶体管能够安全消耗的最大功率。

解: 因为

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L}$$

即

$$\begin{aligned} \hat{V}_o &= \sqrt{2P_L R_L} \\ &= \sqrt{2 \times 20 \times 8} = 17.9\ \text{V} \end{aligned}$$

所以我们选择电源电压为 $V_{CC} = 23\ \text{V}$ 。

每个电源提供的输出电流的峰值是

$$\hat{I}_o = \frac{\hat{V}_o}{R_L} = \frac{17.9}{8} = 2.24\ \text{A}$$

每个电源提供的平均功率是

$$P_{S+} = P_{S-} = \frac{1}{\pi} \times 2.24 \times 23 = 16.4\ \text{W}$$

所以,电源提供的总功率为 $32.8\ \text{W}$,则功率转换效率为

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{20}{32.8} \times 100 = 61\%$$

由式(14.22)可得到每个晶体管的最大功耗:

$$\begin{aligned}
 P_{DVM} &= P_{DPM} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \\
 &= \frac{(23)^2}{\pi^2 \times 8} \approx 6.7 \text{ W}
 \end{aligned}$$

14.3.5 减小交越失真

B类输出级的交越失真可以采用接入高增益运算放大器和输出级一起构成负反馈回路的方法来降低,如图14.9所示。 $\pm 0.7 \text{ V}$ 的死区电压被降低至 $\pm 0.7/A_0$,其中 A_0 是运算放大器的直流增益。但是,运算放大器的摆率对输出晶体管导通与截止的交替运作会产生影响,尤其是频率很高的时候。更实际的减少甚至消除交越失真的方法是采用AB类结构,下一节将给予介绍。

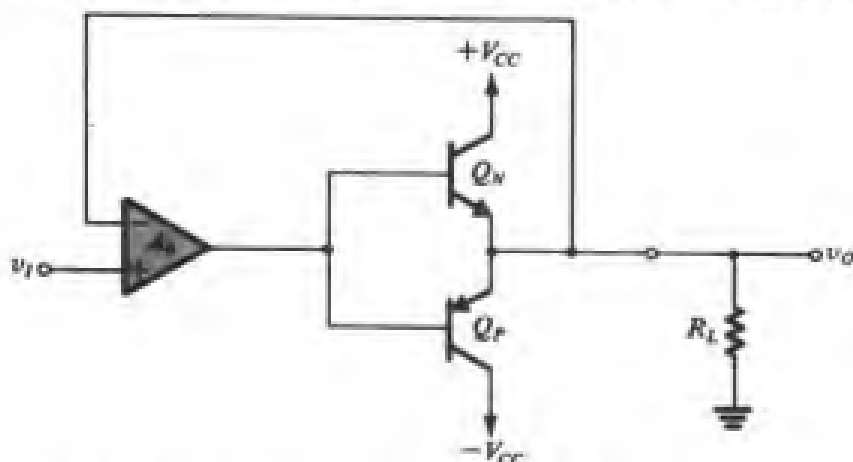


图 14.9 B类输出级电路与运算放大器级联并构成负反馈环来减小交越失真

14.3.6 单电源工作

B类输出级可以工作在单电源供电的情况下,这时的负载通过电容耦合与放大器相连,电路如图14.10所示。注意,为了使14.3.4节推导的等式能够直接应用于此,电源电压标注为 $2V_{CC}$ 。

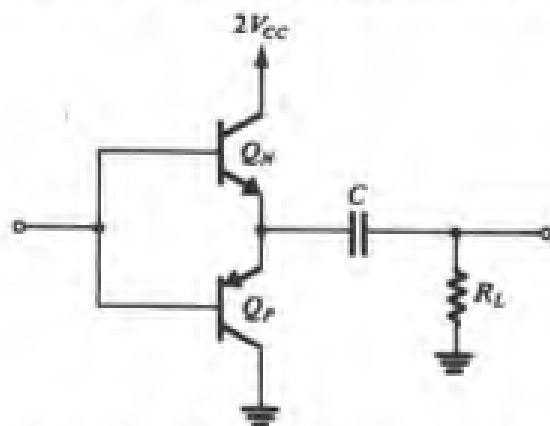


图 14.10 单电源供电的B类输出级电路

练习 14.5 B类输出级电路如图14.5所示,设 $V_{CC} = 6 \text{ V}$, $R_L = 4 \Omega$,如果输出正弦信号的峰值是 4.5 V ,求:(a)输出功率;(b)每个电源提供的平均功率;(c)该电压下的功率转换效率;(d)由 v_i 提供的峰值电流,假设 $\beta_N = \beta_P = 50$;(e)每个晶体管能够安全消耗的最大功率。

答案: (a) 2.53 W ; (b) 2.15 W ; (c) 59% ; (d) 22.1 mA ; (e) 0.91 W

14.4 AB 类输出级

消除交越失真的方法是给互补输出晶体管提供一个不等于零但却很小的偏置电流, 这时的电路就成为 AB 类输出级电路, 如图 14.11 所示。晶体管 Q_N 和 Q_P 的基极接有偏置电压 V_{BB} , 当 $v_i = 0$ 时, $v_o = 0$, 且晶体管 Q_N 和 Q_P 的发射结偏置电压均为 $V_{BB}/2$, 假设晶体管是对称的, 则

$$i_N = i_P = I_Q = I_S e^{V_{BB}/2V_T} \quad (14.23)$$

电压 V_{BB} 的值应该满足静态电流 I_Q 的要求。

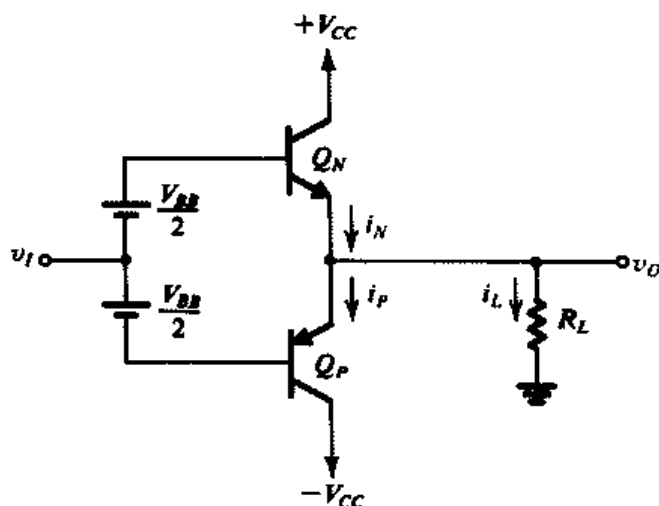


图 14.11 AB 类输出级。晶体管 Q_N 和 Q_P 的基极之间接有偏置电压 V_{BB} , 提供式 (14.23) 确定的偏置电流 I_Q 。这样, 在 v_i 很小时两个晶体管仍然导通, 交越失真几乎可以完全消除掉

14.4.1 电路工作原理

当 v_i 处于正半周且为某恒定值时, 晶体管 Q_N 的基极电压将增加同样的数值, 因此输出电压为正且数值几乎相等:

$$v_o = v_i + \frac{V_{BB}}{2} - v_{BE_N} \quad (14.24)$$

由于正的电压值 v_o 会导致负载 R_L 上形成电流 i_L , 因此 i_N 必然增加, 即

$$i_N = i_P + i_L \quad (14.25)$$

电流 i_N 的增加伴随着电压 v_{BE_N} 的增加 (超过静态值 $V_{BB}/2$)。然而两个基极之间的电压必须维持在 V_{BB} 上, 所以 v_{BE_N} 的增加将导致 v_{BE_P} 减少同样的值, 当然 i_P 也会减少。电流 i_N 和 i_P 的关系可以由下列关系导出:

$$\begin{aligned} v_{BE_N} + v_{BE_P} &= V_{BB} \\ V_T \ln \frac{i_N}{I_S} + V_T \ln \frac{i_P}{I_S} &= 2V_T \ln \frac{I_Q}{I_S} \\ i_N i_P &= I_Q^2 \end{aligned} \quad (14.26)$$

上式表明, 电流 i_N 的增加和 i_P 的减少必须具有相同的倍数以保持它们的乘积为常数。结合式 (14.25) 和式 (14.26), 可在给定负载电流 i_L 时通过求解下面的二次方程 i_N :

$$i_N^2 - i_L i_N - I_Q^2 = 0 \quad (14.27)$$

从上式可以看到, 当输出电压是正的时候, 负载电流由工作在跟随器状态的晶体管 Q_N 提供, 同时晶体管 Q_P 导通的电流随着电压 v_O 的增加而减少, 当 v_O 很大时, Q_P 中流过的电流可以忽略不计。

当输入电压处于负半周时, 情况正好相反: 负载电流由工作在跟随器状态的晶体管 Q_P 提供, 此时, 电压 v_i 越负, 晶体管 Q_N 导通的电流变得越小。式 (14.26) 同样适用于输入为负值的情况。

我们得到的结论是: AB 类与 B 类输出级的工作原理很大程度上是相同的, 但是也有例外: 当输入电压 v_i 很小时, 两个晶体管全部导通; 当 v_i 增加或者减少时, 两个晶体管中的一个将接替全部工作。由于电流传输是平滑的, 所以交越失真几乎可以完全被消除。图 14.12 给出的是 AB 类输出级的传输特性曲线。

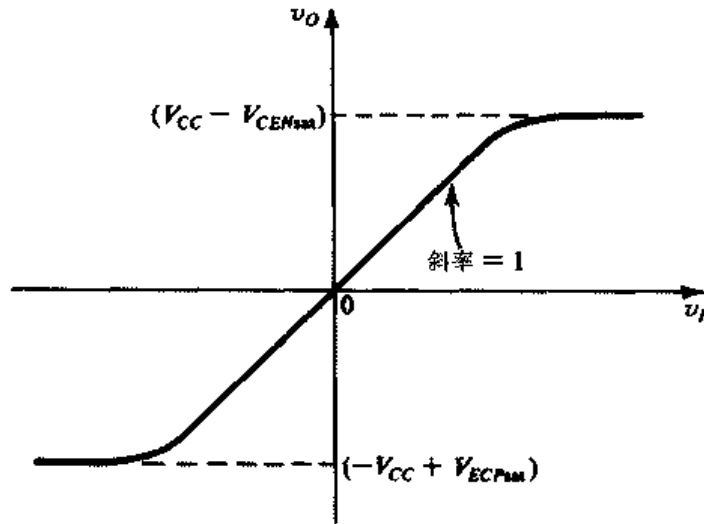


图 14.12 图 14.11 所示的 AB 类输出级的传输特性

AB 类输出级关于功率的关系式和 14.3 节推导的 B 类关系式几乎相同, 惟一的不同在于静态时 AB 类电路的每个晶体管都有功耗 $V_{CC}I_Q$, 由于 I_Q 比输出电流的峰值小很多, 所以静态功耗通常也很小。如果要考虑静态功耗, 那么也很简单。具体而言, 当有输入信号时, 只要简单地把每个晶体管的静态功耗加到最大功耗上且得到的总功耗能够保证晶体管安全工作即可。

14.4.2 输出电阻

如果假设输入电压源是理想的, 那么可以利用图 14.13 求解 AB 类输出级的输出电阻:

$$R_{out} = r_{eN} \parallel r_{eP} \quad (14.28)$$

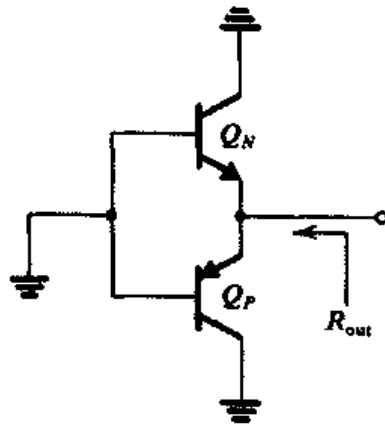


图 14.13 确定图 14.11 所示的 AB 类输出级的小信号输出电阻

其中, r_{eN} 和 r_{eP} 分别是晶体管 Q_N 和 Q_P 的小信号射极电阻。当输入给定时, 电流 i_N 和 i_P 是可以确定的, 则射极电阻分别由下式给出:

$$r_{eN} = \frac{V_T}{i_N} \quad (14.29)$$

$$r_{eP} = \frac{V_T}{i_P} \quad (14.30)$$

即

$$R_{out} = \frac{V_T}{i_N} \parallel \frac{V_T}{i_P} = \frac{V_T}{i_P + i_N} \quad (14.31)$$

由于 i_N 增加时 i_P 是减少的, 反过来也一样, 所以输出电阻在 $v_i = 0$ 附近近似维持常数, 这实际上也是交越失真能够被消除的原因。在输出负载电流很大时, 起主要作用的电流不是 i_N 就是 i_P , 因而 R_{out} 随着负载电流的增加而减少。

练习 14.6 考虑 AB 类输出级电路, 设 $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $I_Q = 2 \text{ mA}$, $R_L = 100 \Omega$, 确定电压 V_{BB} 的值。以表格的形式给出当输出电压 $v_O = 0 \text{ V}$, 0.1 V , 0.2 V , 0.5 V , 1 V , 5 V , 10 V , -0.1 V , -0.2 V , -0.5 V , -1 V , -5 V , -10 V 时, 相应的 i_L , i_N , i_P , v_{BEN} , v_{EBP} , v_i , v_O/v_i , R_{out} , v_O/v_i 的值。注意, v_O/v_i 是大信号增益, 而 v_o/v_i 是增量小信号增益, 可以利用 $R_L/(R_L + R_{out})$ 求得。小信号增益等于传输特性曲线在静态工作点处的斜率。假设晶体管 Q_N 和 Q_P 是匹配的, $I_S = 10^{-13} \text{ A}$ 。

答案: $V_{BB} = 1.186 \text{ V}$

$v_O(\text{V})$	$i_L(\text{mA})$	$i_N(\text{mA})$	$i_P(\text{mA})$	$v_{BEN}(\text{V})$	$v_{EBP}(\text{V})$	$v_i(\text{V})$	v_O/v_i	$R_{out}(\Omega)$	v_o/v_i
+10.0	100	100.04	0.04	0.691	0.495	10.1	0.99	0.25	1.00
+5.0	50	50.08	0.08	0.673	0.513	5.08	0.98	0.50	1.00
+1.0	10	10.39	0.39	0.634	0.552	1.041	0.96	2.32	0.98
+0.5	5	5.70	0.70	0.619	0.567	0.526	0.95	4.03	0.96
+0.2	2	3.24	1.24	0.605	0.581	0.212	0.94	5.58	0.95
+0.1	1	2.56	1.56	0.599	0.587	0.106	0.94	6.07	0.94
0	0	2	2	0.593	0.593	0	—	6.25	0.94
-0.1	-1	1.56	2.56	0.587	0.599	-0.106	0.94	6.07	0.94
-0.2	-2	1.24	3.24	0.581	0.605	-0.212	0.94	5.58	0.95
-0.5	-5	0.70	5.70	0.567	0.619	-0.526	0.95	4.03	0.96
-1.0	-10	0.39	10.39	0.552	0.634	-1.041	0.96	2.32	0.98
-5.0	-50	0.08	50.08	0.513	0.673	-5.08	0.98	0.50	1.00
-10.0	-100	0.04	100.04	0.495	0.691	-10.1	0.99	0.25	1.00

14.5 AB 类电路的偏置

本节将讨论两种用于 AB 类输出级电路的产生偏置电压 V_{BB} 的方法。

14.5.1 二极管偏置

图 14.14 所示的电路是利用一对二极管 D_1 和 D_2 或者是连接成二极管的晶体管实现 V_{BB} 偏置的 AB 类电路, 两个二极管中流过相同的电流 I_{BIAS} 。电路提供的输出功率比较大, 要求输出晶体管的几何尺寸相对来说也比较大。但是偏置二极管的尺寸不需要很大, 这时晶体管 Q_N 和 Q_P 中建

立的静态电流 $I_Q = nI_{BIAS}$, 其中 n 是输出晶体管结面积与偏置二极管结面积的比值。换言之, 输出晶体管的饱和电流(比例电流 I_S) 是偏置二极管的 n 倍。结面积的比在集成电路中很容易实现,

但是在分立元件电路中实现起来很困难。

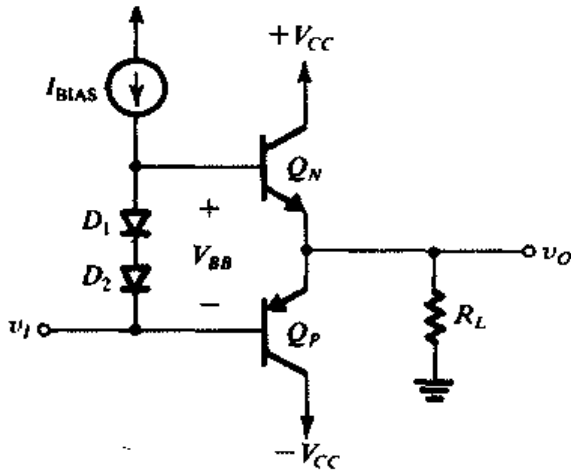


图 14.14 利用二极管实现偏置的 AB 类输出级电路。如果输出晶体管 Q_N 和 Q_P 的结面积是偏置二极管 D_1 和 D_2 的 n 倍, 那么输出级流过的静态电流 $I_Q = nI_{BIAS}$

当图 14.14 所示的输出级作为电流源为负载提供电流的时候, 晶体管 Q_N 的基极电流从 I_Q/β_N (通常该值很小) 增加到近似等于 i_L/β_N , 该基极驱动电流是由电流源 I_{BIAS} 提供的, 所以电流源 I_{BIAS} 必须比晶体管 Q_N 的基极驱动电流的最大值还要大, 这也就给出了 I_{BIAS} 的下限。现在由于 $I_Q = nI_{BIAS}$, 而且 I_Q 通常要比负载电流的峰值低很多(小于 10%), 因此我们不可能将 n 取为很大的值, 换言之, 我们不可能把二极管做得比输出晶体管小很多, 这是二极管偏置电路的一个缺点。

从上面的分析可知, 当输出晶体管给负载提供电流的时候, 偏置二极管中流过的电流会减少, 偏置电压 V_{BB} 同样也要减少。因此我们要对 14.4 节的分析做些修改, 以便把这个效应考虑进去。

二极管偏置也有一个优点: 它可以提高输出级晶体管偏置电流的热稳定性。为理解这一点, 回忆一下静态情况下 AB 类输出级的功耗, 功耗的增加导致 BJT 内部结温的升高。从第 5 章曾讲到, 结温升高时, 在保持集电极电流不变的情况下, 晶体管的发射结电压 V_{BE} 将减少(近似为 $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$)。我们也可以这样理解: 如果温度升高时要使发射结电压 V_{BE} 保持不变, 那么晶体管的集电极电流就要增加, 集电极电流的增加会增加功耗, 它反过来又使集电极电流增加。这实际上就是一种正反馈机制, 这种现象称为热失控。除非被检测到, 否则热失控将导致 BJT 的损坏。二极管偏置可以对此效应加以补偿, 从而避免晶体管在静态情况下进入热失控状态。具体而言, 二极管与输出晶体管紧密热接触, 它们的结温将与输出晶体管一样升高相同的温度, 这样 V_{BB} 就与 $V_{BEN} + V_{EBP}$ 一样, 在电流 I_Q 仍然维持常数的情况下具有相同的下降速度。紧密热接触在集成电路中实现起来很容易, 在分立元件电路中是通过将偏置二极管与晶体管 Q_N 和 Q_P 的外壳接触来实现的。

例题 14.2 AB 类输出级电路的电源电压 $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $R_L = 100 \Omega$, 输出正弦信号的最大幅度是 10 V 。设晶体管 Q_N 和 Q_P 是一对匹配管, $I_S = 10^{-13} \text{ A}$, $\beta = 50$ 。假设偏置二极管的结面积是输出晶体管的三分之一, 求偏置电流源 I_{BIAS} 的值, 使得任何时候二极管中至少有 1 mA 的电流流过。确定输出晶体管的静态电流和静态功耗 ($v_O = 0$), 再求 $v_O = 0, +10 \text{ V}, -10 \text{ V}$ 时 V_{BB} 的值。

解: 流过晶体管 Q_N 的最大电流近似为 $i_{Lmax} = 10 \text{ V}/0.1 \text{ k}\Omega = 100 \text{ mA}$, 因此晶体管 Q_N 的最大基极电流近似等于 2 mA 。为保证流过二极管的电流至少为 1 mA , 偏置电流源 I_{BIAS} 的值为 3 mA 。3 倍的结面积比说明晶体管 Q_N 和 Q_P 的静态电流为 9 mA , 所以静态功耗为:

$$P_{DQ} = 2 \times 15 \times 9 = 270 \text{ mW}$$

当 $v_O = 0$ 时, 晶体管 Q_N 的基极电流为 $9/51 = 0.18 \text{ mA}$, 留下 $3 - 0.18 = 2.82 \text{ mA}$ 的电流流过二极管。由于二极管的饱和电流 $I_S = \frac{1}{3} \times 10^{-13} \text{ A}$, 所以电压 V_{BB} 为

$$V_{BB} = 2V_T \ln \frac{2.82 \text{ mA}}{I_S} = 1.26 \text{ V}$$

当 $v_O = +10\text{ V}$ 时, 流过二极管的电流将下降到 1 mA , 结果 $V_{BE} = 1.21\text{ V}$, 在 $v_O = -10\text{ V}$ 时, 晶体管 Q_N 只传导很小的电流, 它的基极电流更小, 可以忽略, 所有的 I_{BIAS} 电流 (3 mA) 流过二极管, 结果 $V_{BE} = 1.26\text{ V}$ 。 ■

练习 14.7 考虑例题 14.2 的电路, 当 $v_O = +10\text{ V}$ 且 $v_O = -10\text{ V}$ 时, 求 i_N 和 i_P 的值。

答案: 100.1 mA , 0.1 mA ; 0.8 mA , 100.8 mA

练习 14.8 如果晶体管的集电极电流保持不变, 则电压 v_{BE} 随温度的变化关系是温度每升高 1°C 电压下降 2 mV 。如果电压 v_{BE} 保持不变, 则集电极电流随温度的变化关系是温度每升高 1°C 电流增加 $g_m \times 2\text{ mV}$ 。当晶体管工作在 $I_C = 10\text{ mA}$ 时, 求温度升高 5°C 时的集电极电流的变化。

答案: 4 mA

14.5.2 V_{BE} 电压倍增器偏置

另外一种实现电压偏置的方法可以给设计者在集成电路和分立元件电路的设计中提供更多的灵活性, 如图 14.15 所示。偏置电路由晶体管 Q_1 以及接在基射极之间的电阻 R_1 和接在集基极之间的反馈电阻 R_2 组成。得到的二端网络由电流源 I_{BIAS} 提供电流。如果我们忽略晶体管 Q_1 的基极电流, 那么流过电阻 R_1 和 R_2 的电流 I_R 相等:

$$I_R = \frac{V_{BE1}}{R_1} \quad (14.32)$$

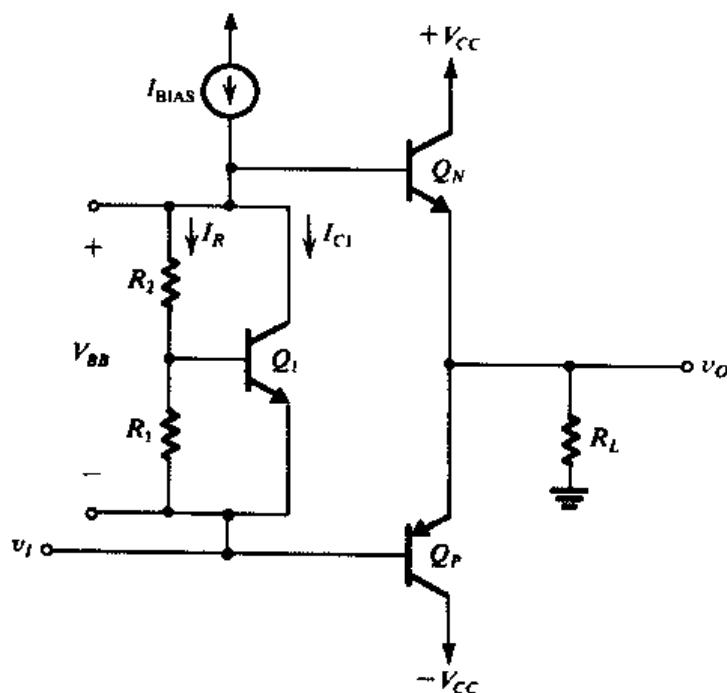


图 14.15 采用 V_{BE} 电压倍增器偏置的 AB 类输出级电路

跨接在偏置网络两端的电压 V_{BB} 将成为:

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_R(R_1 + R_2) \\ &= V_{BE1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \end{aligned} \quad (14.33)$$

即电路把 V_{BE1} 的电压乘上了因子 $(1 + R_2/R_1)$, 所以称为 V_{BE} 电压倍增器。很明显, 该乘积因子受设计者控制, 而且可以用来设置满足设计所需静态电流 I_Q 的电压 V_{BB} 的值。在 IC 设计过程中,

两个电阻的比值可以做得相当精确; 在分立元件电路设计过程中, 一般会利用变阻器 (如图 14.16 所示), 并通过手动调整使之满足所需要的 I_Q 值的要求。

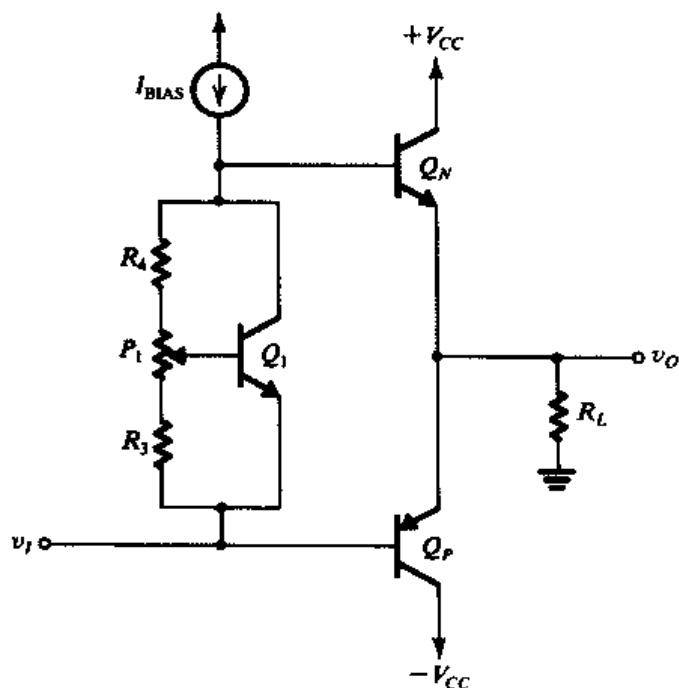


图 14.16 V_{BE} 电压倍增器中使用电位器的分立元件 AB 类输出级电路。电位器用于调整流过 Q_N 和 Q_P 的静态电流, 使之达到设计值

式 (14.33) 中的 V_{BE1} 由 I_{BIAS} 中流过 Q_1 集电极的那部分电流确定, 即

$$I_{C1} = I_{BIAS} - I_R \quad (14.34)$$

$$V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} \quad (14.35)$$

其中, 我们忽略了晶体管 Q_N 的基极电流, 该值在静态和输出为负值的时候通常很小, 但是当 v_O 为正值 (尤其是正峰值) 时, 晶体管 Q_N 具有较大的基极电流, 并将导致提供给 V_{BE} 电压倍增器的电流减少, 只是集电极电流的较大变化引起的电压 V_{BE1} 的变化很小, 减少的电流绝大部分被晶体管 Q_1 吸收了, 留下的 I_R 和 V_{BB} 几乎仍然是常数。

练习 14.9 V_{BE} 电压倍增器的 $R_1 = R_2 = 1.2 \text{ k}\Omega$, 采用的晶体管在 $I_C = 1 \text{ mA}$ 时, $V_{BE} = 0.6 \text{ V}$, β 很大。(a) 求提供给电压倍增器的电流 I 的值, 使端口电压 V_{BB} 最终等于 1.2 V ; (b) 当端口电压 (从 1.2 V 值) 发生下列变化的时候, 求电流 I 的值: $+50 \text{ mV}$, $+100 \text{ mV}$, $+200 \text{ mV}$, -50 mV , -100 mV , -200 mV 。

答案: (a) 1.5 mA ; (b) 3.24 mA , 7.93 mA , 55.18 mA , 0.85 mA , 0.59 mA , 0.43 mA

与二极管偏置一样, V_{BE} 电压倍增器同样具有电流 I_Q 的热稳定性, 特别是当 $R_1 = R_2$ 且晶体管 Q_1 和输出晶体管发生紧密热接触的时候。

例题 14.3 设计例题 14.2 的输出级电路, 要求采用 V_{BE} 电压倍增器实现偏置。晶体管 Q_1 的尺寸较小, $I_S = 10^{-14} \text{ A}$, 静态电流 $I_Q = 2 \text{ mA}$ 。

解: 由于正峰值电流是 100 mA , 所以晶体管 Q_N 的最大基极电流为 2 mA , 我们选择 $I_{BIAS} = 3 \text{ mA}$, 提供给电压倍增器的最小电流是 1 mA 。

在静态情况 ($v_O=0, i_L=0$) 下, 晶体管 Q_N 的基极电流可以忽略不计, 所有的 I_{BIAS} 电流流入电压倍增器, 我们现在要确定的是这个电流 (3 mA) 在 I_{C1} 和 I_R 之间是如何分配的。如果我们选择 I_R 大于 1 mA, 那么晶体管在 v_O 的正峰值处几乎截止, 所以我们选择 $I_R=0.5$ mA, 留给 I_{C1} 的电流是 2.5 mA。

输出晶体管为了得到 2 mA 的静态电流, 电压 V_{BB} 应该为

$$V_{BB} = 2V_T \ln \frac{2 \times 10^{-3}}{10^{-13}} = 1.19 \text{ V}$$

$R_1 + R_2$ 由下式确定:

$$R_1 + R_2 = \frac{V_{BB}}{I_R} = \frac{1.19}{0.5} = 2.38 \text{ k}\Omega$$

当集电极电流等于 2.5 mA 时, 晶体管 Q_1 的电压为

$$V_{BE1} = V_T \ln \frac{2.5 \times 10^{-3}}{10^{-14}} = 0.66 \text{ V}$$

所以电阻 R_1 可这样确定:

$$R_1 = \frac{0.66}{0.5} = 1.32 \text{ k}\Omega$$

电阻 R_2 为

$$R_2 = 2.38 - 1.32 = 1.06 \text{ k}\Omega$$

14.6 BJT 功率管

输出电流要达到安培级、输出功率要达到几瓦甚至几十瓦的晶体管无论是物理结构、封装还是特性参数都与前面几章讲过的小信号晶体管有很多不同。这一节将讨论功率管的重要特性, 尤其是与先前讨论过的几类电路设计有关的参数。当然, 功率管还有其他许多重要应用, 比如功率反相器和电机控制电路中的开关元件等, 只是这些应用不属于本书的内容。

14.6.1 结温

功率管在集电结要耗散大量的功率, 这些功率会转变为热量并导致结温升高。但是结温 T_J 不能超过最高结温 $T_{J\text{max}}$, 否则的话, 晶体管将遭受永久的损坏。对硅晶体管, 最高结温 $T_{J\text{max}}$ 的范围在 150°C 到 200°C 之间。

14.6.2 热阻

现在考虑第一种情况, 晶体管工作在自然空间——即没有特别的散热装置。晶体管结耗散的热量从结传导到外壳, 再从外壳传给周围的环境。稳态时晶体管耗散的功率为 P_D , 引起的结温与周围环境温度的差可表示为

$$T_J - T_A = \theta_{JA} P_D \quad (14.36)$$

其中, θ_{JA} 是结与环境之间的热阻, 单位是 °C/W。注意, θ_{JA} 只是简单地表明每耗散 1 W 的功率引起的结温相对于环境温度的升高。因为我们在功耗相当大时引起的结温的升高也不会超过 $T_{J\text{max}}$, 所以对热阻 θ_{JA} 而言, 它的数值必须尽量小。在自然空间工作的时候, θ_{JA} 主要与晶体管封装时的外壳有关, 在晶体管的参数表中通常有这个参数。

描述热传导过程的式(14.36)可以模拟成描述电子传导过程的欧姆定律的形式。在模拟过程中,功耗和电流相对应,温差和压差相对应,热阻和电阻相对应,这样我们就可以把热传导的过程用图14.17所示的电路图来表示。

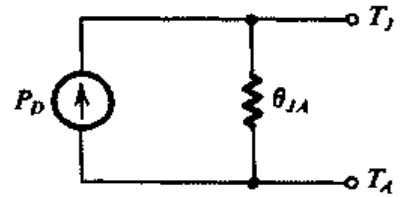


图 14.17 热传导过程的电路等效: $T_J - T_A = P_D \theta_{JA}$

14.6.3 功耗与温度

晶体管制造商通常会指定最大结温 T_{Jmax} 、特定环境温度 T_{A0} (通常是 25°C) 下的最大功耗以及热阻 θ_{JA} 。除此以外,通常还会提供如图14.18所示的曲线图。该曲线告诉我们,晶体管工作在环境温度 T_{A0} 以下,它的安全功耗是 P_{D0} ,但是当晶体管工作在高于环境温度的时候,其最大允许耗散功率必须按照图14.18所示的直线下降。这条下降的直线其实代表了式(14.36)。具体而言,环境温度是 T_{A0} ,允许的最大功耗是 P_{D0} ,结温升至 T_{Jmax} ,把这些数值代入式(14.36),得到

$$\theta_{JA} = \frac{T_{Jmax} - T_{A0}}{P_{D0}} \quad (14.37)$$

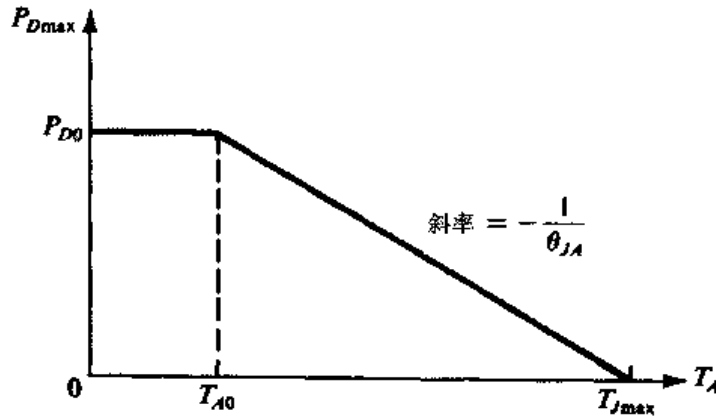


图 14.18 BJT 工作在自然空间时的最大允许功耗和周围环境温度之间的关系。这也被称为功率下降曲线

它是功率下降直线的斜率的倒数。在环境温度 T_A (T_A 高于 T_{A0}) 下,由式(14.36)得到最大允许耗散功率为 P_{Dmax} ,只需令 $T_J = T_{Jmax}$,则

$$P_{Dmax} = \frac{T_{Jmax} - T_A}{\theta_{JA}} \quad (14.38)$$

观察发现,当 T_A 接近于 T_{Jmax} 时,允许耗散功率要下降,温差越低,能够散发的总热量就越少。极端情况 ($T_A = T_{Jmax}$) 时,没有能量能够被消耗,因为没有热量能够从结上移走。

例题 14.4 一个 BJT 标定的最大功耗 P_{D0} 在环境温度 T_{A0} 为 25°C 时是 2 W ,最大结温 T_{Jmax} 是 150°C 。求解下列问题:

- 热阻 θ_{JA} 。
- 50°C 时晶体管能够安全耗散的最大功率。
- 晶体管工作在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 且耗散功率是 1 W 时,结温是多少?

解:

$$(a) \theta_{JA} = \frac{T_{Jmax} - T_{A0}}{P_{D0}} = \frac{150 - 25}{2} = 62.5^\circ\text{C/W}$$

$$(b) P_{Dmax} = \frac{T_{Jmax} - T_A}{\theta_{JA}} = \frac{150 - 50}{62.5} = 1.6 \text{ W}$$

$$(c) T_J = T_A + \theta_{JA} P_D = 25 + 62.5 \times 1 = 87.5^\circ\text{C}$$

14.6.4 晶体管外壳与散热器

结与环境之间的热阻 θ_{JA} 可以表示为

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CA} \quad (14.39)$$

其中, θ_{JC} 是结与晶体管外壳(封装)之间的热阻, θ_{CA} 是外壳与环境之间的热阻。对一个给定的晶体管, θ_{JC} 是固定的, 只与晶体管的设计和封装有关, 制造者可以给晶体管包裹上一块相对比较大的金属外壳并且把集电极(大多数的热量耗散都在此)直接与外壳相连, 从而达到减少 θ_{JC} 的目的。绝大多数高功率管都采用这样的封装方法。图 14.19 所示为这种典型封装的示意图。



图 14.19 功率管通用的 TO3 封装形式。外壳是直径为 2.2 cm 的金属; “底座”的外直径约为 4 cm。“底座”上有两个螺孔, 用于与散热器之间的固定。集电极通常与外壳连接。这样, 一种具有电绝缘和热传导的衬垫材料就可以填充在外壳和散热器之间了

虽然电路设计者无法控制 θ_{JC} (在晶体管选定之后), 但是却可以考虑把 θ_{CA} 降至其自然空间值(制造者设定的参数, 是 θ_{JA} 的一部分)以下。促进热量从外壳到周围环境的传导对降低 θ_{CA} 非常有效。最常用的方法是把晶体管绑在底盘或者一块比较大的金属表面, 这样的金属表面称为散热器。热量很容易从外壳散到散热器上, 这样热阻 θ_{CS} 就会非常小, 而且热量从散热器到环境的传输(对流和辐射)都非常有效, 因而热阻 θ_{SA} 也很小。至此, 在使用散热器的情况下, 由下式给出的从外壳到环境的热阻也很小:

$$\theta_{CA} = \theta_{CS} + \theta_{SA} \quad (14.40)$$

这是因为选择合适的散热器可以使等式右边的两项很小。比如在输出功率要求很高的应用场合, 散热器通常都会带上一个风扇以促进热量的对流和传导。

采用散热器热传导过程的电路模拟参见图 14.20。从中我们可以写出:

$$T_J - T_A = P_D(\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}) \quad (14.41)$$

如同给出热阻 θ_{JC} 一样, 器件制造商通常会给出功耗 P_{Dmax} ~温度 T_C 的变化曲线, 如图 14.21 所示。注意, 功率下降直线的斜率是 $-1/\theta_{JC}$ 。对给定的晶体管, 在外壳温度 T_{C0} (通常为 25°C) 时它的最大功耗要比环境温度 T_{A0} (通常为 25°C) 时大许多。如果晶体管在外壳温度 T_C ($T_{C0} \leq T_C \leq T_{Jmax}$) 时能够工作, 那么最大的安全功耗可以由下式求得(令 $T_J = T_{Jmax}$):

$$P_{Dmax} = \frac{T_{Jmax} - T_C}{\theta_{JC}} \quad (14.42)$$

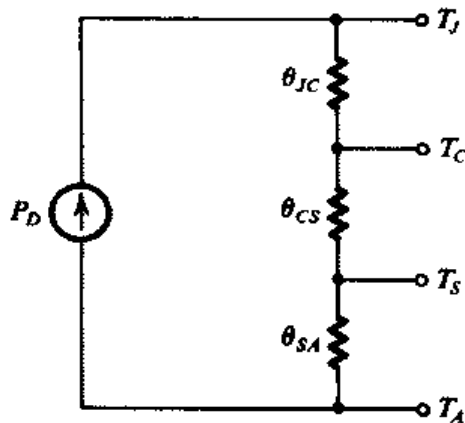


图 14.20 有散热器时热传导过程的电路模拟

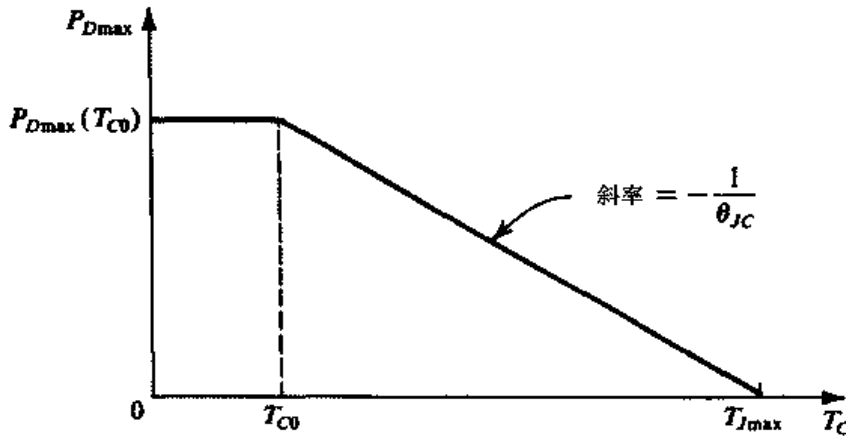


图 14.21 最大允许功耗与晶体管外壳温度之间的关系曲线

例题 14.5 某 BJT 的参数是 $T_{Jmax} = 150^\circ\text{C}$, 能够耗散的最大功率是

$$T_C = 25^\circ\text{C} \text{ 时, } 40 \text{ W}$$

$$T_A = 25^\circ\text{C} \text{ 时, } 2 \text{ W}$$

高于 25°C 时, 最大功耗将直线下降, 下降速度是 $\theta_{JC} = 3.12^\circ\text{C/W}$ 和 $\theta_{JA} = 62.5^\circ\text{C/W}$, 求解以下问题:

- 在自然空间, 环境温度 $T_A = 50^\circ\text{C}$ 时, 晶体管能够安全耗散的最大功率是多少?
- 环境温度 $T_A = 50^\circ\text{C}$ 且使用散热器, $\theta_{CS} = 0.5^\circ\text{C/W}$, $\theta_{SA} = 4^\circ\text{C/W}$, 晶体管能够安全耗散的最大功率和外壳及散热器的温度是多少?
- 如果散热器是无限散热的, 环境温度 $T_A = 50^\circ\text{C}$ 时晶体管能够安全耗散的最大功率是多少?

解:

(a)

$$P_{Dmax} = \frac{T_{Jmax} - T_A}{\theta_{JA}} = \frac{150 - 50}{62.5} = 1.6 \text{ W}$$

(b) 有散热器时, θ_{JA} 成为

$$\begin{aligned} \theta_{JA} &= \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA} \\ &= 3.12 + 0.5 + 4 = 7.62^\circ\text{C/W} \end{aligned}$$

即

$$P_{Dmax} = \frac{150 - 50}{7.62} = 13.1 \text{ W}$$

图 14.22 所示是不同温度时的热传导等效电路。

(c) 如果存在无限散热器, 则意味着外壳温度 T_C 等于环境温度 T_A , 即无限散热器的热阻 $\theta_{CA} = 0$ 。很明显, 无限散热器是得不到的, 但是这个术语却被器件制造商用来描述如图 14.21 所示的功率下降曲线。图中横坐标是环境温度 T_A , 曲线成为“带无限散热器的晶体管功耗和环境温度的曲线”。对此例来说, 因为有无限散热器, 所以

$$P_{Dmax} = \frac{T_{Jmax} - T_A}{\theta_{JC}} = \frac{150 - 50}{3.12} = 32 \text{ W}$$

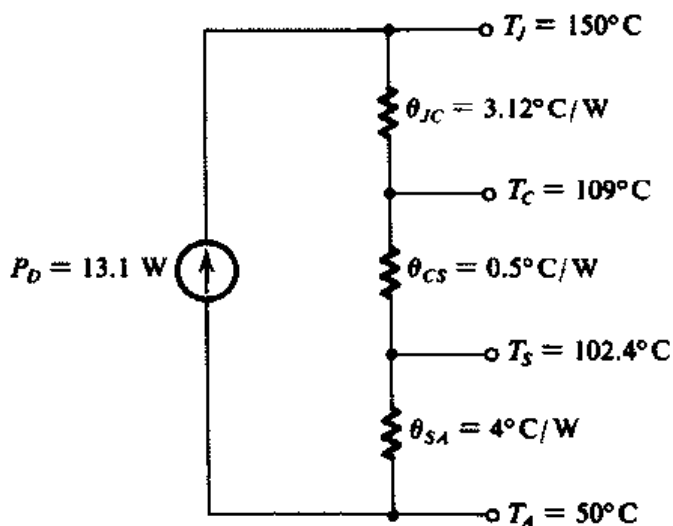


图 14.22 例题 14.5 的热传导等效电路

采用散热器的好处从例题 14.5 中可以很清楚地看到：带散热器的最大允许功耗可以从 1.6 W 上升到 13.1 W。我们也注意到，虽然晶体管被称为“40 W 晶体管”，但实际上这个功率是达不到的，因为这需要采用无限散热器并且环境温度必须低于 25°C。

练习 14.10 功率管 2N6306 的参数为 $T_{J\max} = 200^\circ\text{C}$ ， $T_C \leq 25^\circ\text{C}$ 时的 $P_{D\max} = 125\text{ W}$ 。当 $T_C \geq 25^\circ\text{C}$ 时， $\theta_{JC} = 1.4^\circ\text{C/W}$ 。如果在特定的应用场合，晶体管的功耗是 50 W，环境温度是 25°C，求散热器的最大热阻（即 θ_{SA} ），假设 $\theta_{CS} = 0.6^\circ\text{C/W}$ ，外壳的温度 T_C 是多少？

答案：1.5°C/W；130°C

14.6.5 BJT 的安全工作区

除了标定不同外壳温度下的晶体管最大功耗外，器件制造商通常还会提供一个 $i_C \sim v_{CE}$ 坐标系上的晶体管安全工作区（SOA）边界的图形。SOA 的标定可以参考图 14.23 的图解，图中各边界的编号与下面各段的编号相对应：

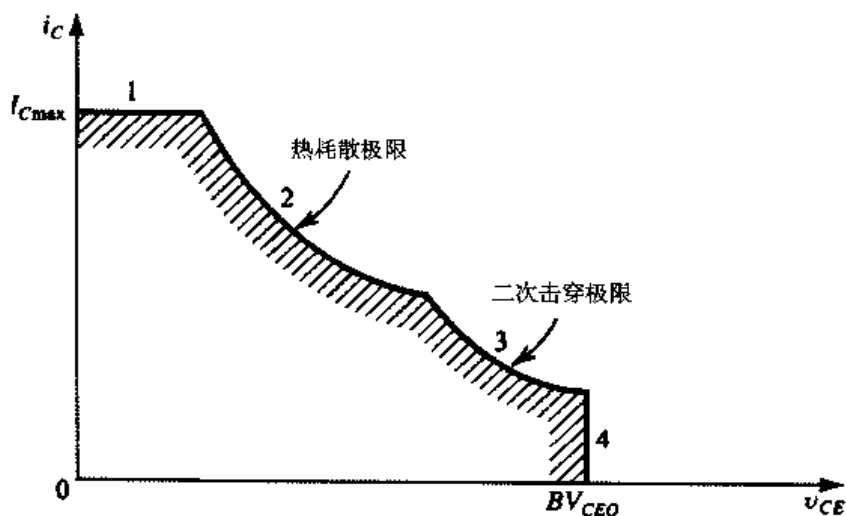


图 14.23 BJT 的安全工作区（SOA）

1. 最大允许电流 I_{Cmax} 。持续超过该电流将导致连接器件和封装端口之间的电线烧毁。
2. 最大功耗是一条双曲线, 曲线上的点满足 $v_{CE}i_C = P_{Dmax}$ (温度 T_{CO})。当温度 T_C 大于 T_{CO} 时, 需要利用 14.6.4 节介绍的功率下降直线求解 P_{Dmax} , 这时的功耗双曲线要比原先的低。虽然允许晶体管的静态工作点暂时位于双曲线之上, 但是平均功耗绝对不能超过 P_{Dmax} 。
3. 二次击穿极限。二次击穿是由于流过发射结的电流不正常而产生的一种现象, 比如结周围的电流密度非常大。“拥挤的电流”导致该处功耗的增加, 因此温度升高(该处也称为热点)。由于温度的升高引起电流的增加, 该处就会发生热失控, 导致结的损坏。
4. 集电结的击穿电压 BV_{CEO} 。集电极电压的瞬时值 v_{CE} 不允许超过 BV_{CEO} , 否则集电结将会发生雪崩击穿(参见 5.2.5 节)。

最后要指出的是 i_C 和 v_{CE} 通常采用对数坐标表示, 这样 SOA 的边界就成了直线。

14.6.6 功率管的参数值

由于功率管的几何尺寸较大, 工作电流也很大, 所以功率管的参数和小信号晶体管的参数大不相同。主要的不同之处如下:

1. 电流很大时, $i_C \sim v_{BE}$ 的指数伏安特性表现出 $n=2$ 的关系, 即 $i_C = I_S e^{v_{BE}/2V_T}$ 。
2. β 很低, 通常只有 30 到 80, 但是也可以低到 5。这里需要特别注意的是: β 的温度系数是正的。
3. 在大电流工作时, 电阻 r_{π} 的值很小(为几个欧姆), 电阻 r_x 显得非常重要(5.8.4 节有关于 r_x 的定义和解释)。
4. 频率 f_T 很低(为几个兆赫兹), 电容 C_{μ} 很大(为几百个皮法), 而且电容 C_{π} 更大(这些参数的定义和解释参见 5.8 节)。
5. 饱和电流 I_{CBO} 很大(为几十个微安), 温度系数照旧, 温度每升高 10°C , 饱和电流增加一倍。
6. 击穿电压 BV_{CEO} 的典型值是 50 V 到 100 V, 但是最高可以达到 500 V。
7. I_{Cmax} 的典型值是安培级的, 最高可以达到 100 A。

14.7 各种不同结构的 AB 类电路

本节我们要讨论一些电路的改进措施以及 AB 类输出级的保护技术。

14.7.1 输入射极跟随器的使用

图 14.24 所示电路的偏置用的是晶体管 Q_1 和 Q_2 , 它们都是射极跟随器, 因此可以为输入端提供很大的输入电阻。事实上, 该电路的功能是一个单位增益缓冲放大器。因为所有四个晶体管都是匹配的, 所以晶体管 Q_3 和 Q_4 的静态电流 ($v_I=0, R_L=\infty$) 等于 Q_1 和 Q_2 的电流。电阻 R_3 和 R_4 的值很小, 放在这里是为了补偿晶体管 Q_3 和 Q_4 之间的不对称, 避免由于输入晶体管和输出晶体管之间的温度偏差而产生热失控的可能性。后者的功能可以这样理解: 比如晶体管 Q_3 的电流有所增加, 使得电阻 R_3 两端的电压降增加, 从而导致 V_{BE3} 降低, 这样电阻 R_3 起到负反馈的作用, 使得流过晶体管 Q_3 的电流得以稳定。

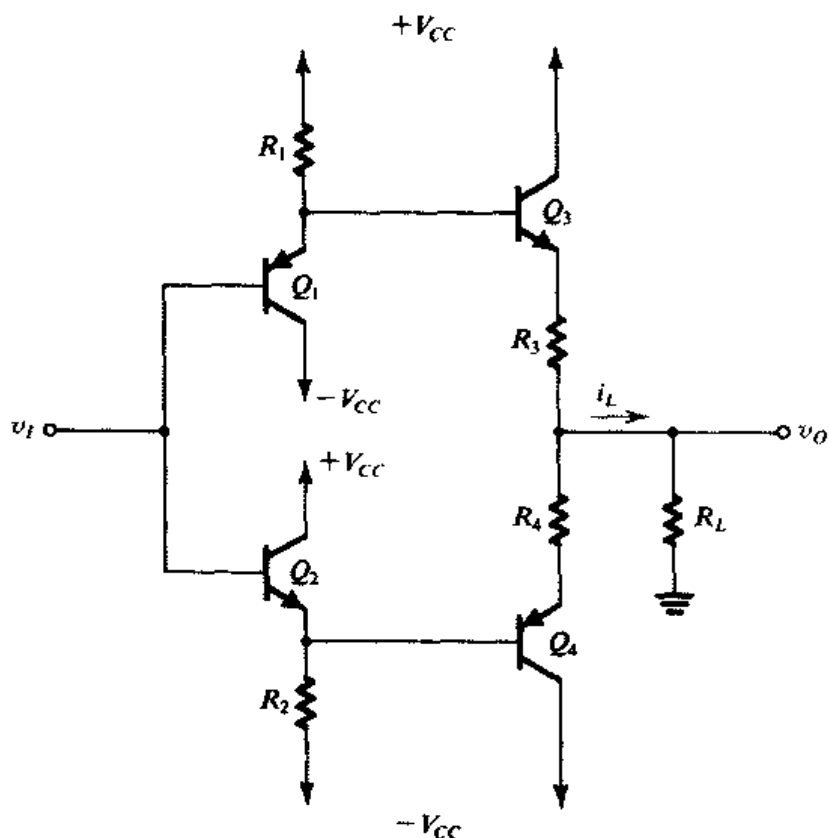


图 14.24 带输入缓冲的 AB 类输出级电路。除了提供相当高的输入电阻外，缓冲晶体管 Q_1 和 Q_2 还给输出晶体管 Q_3 和 Q_4 提供偏置

因为图 14.24 所示电路要求 *pnp* 晶体管是高质量的晶体管，所以采用传统集成工艺实现的晶体管达不到要求。但是采用混合厚膜技术 (Wong 和 Sherwin, 1979) 实现的电路效果却相当好。该技术允许对元件进行微调，例如，可以通过微调来减小输出失调电压。该电路既可以单独使用，也可以与一个运算放大器一起使用来提高输出驱动能力。后者的应用在下一节讨论。

练习 14.11 (注意：本题很有意义，但是题解也很长。) 考虑图 14.24 所示的电路，已知 $R_1 = R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ ， $R_3 = R_4 = 0 \Omega$ ， $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ，晶体管都是匹配的， $I_S = 3.3 \times 10^{-14} \text{ A}$ ， $n = 1$ ， $\beta = 200$ 。(这些参数是国家半导体公司的 LH002 的参数值，不同的是这里的电阻值 $R_3 = R_4 = 2 \Omega$ 。)(a) 当 $v_I = 0$ 且 $R_L = \infty$ 时，求四个晶体管的静态电流和电压 v_O 。(b) 如果 $R_L = \infty$ ，当 $v_I = +10 \text{ V}$ ， -10 V 时，求 i_{C1} ， i_{C2} ， i_{C3} ， i_{C4} 和 v_O 的值。(c) 如果 $R_L = 100 \Omega$ ，重复 (b)。

答案：(a) 2.87 mA; 0 V; (b) 当 $v_I = +10 \text{ V}$ 时: 0.88 mA, 4.87 mA, 1.95 mA, 1.95 mA, +9.98 V; 当 $v_I = -10 \text{ V}$ 时: 4.87 mA, 0.88 mA, 1.95 mA, 1.95 mA, -9.98 V; (c) 当 $v_I = +10 \text{ V}$ 时: 0.38 mA, 4.87 mA, 100 mA, 0.02 mA, +9.86 V; 当 $v_I = -10 \text{ V}$ 时: 4.87 mA, 0.38 mA, 0.02 mA, 100 mA, -9.86 V

14.7.2 复合管的使用

为了提高输出级晶体管的电流增益，减少基极驱动电流，通常会采用图 14.25 所示的达林顿复合管代替 AB 类输出级电路中的 *nnp* 晶体管。达林顿电路 (参见 6.11.2 节) 可以等效成单个 *nnp* 晶体管，它的电流增益 $\beta = \beta_1 \beta_2$ ，当然， V_{BE} 电压要加倍。

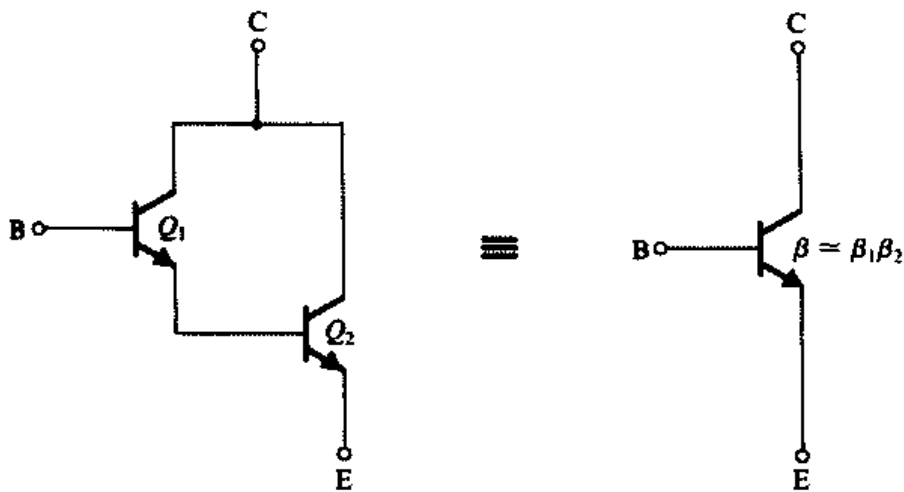
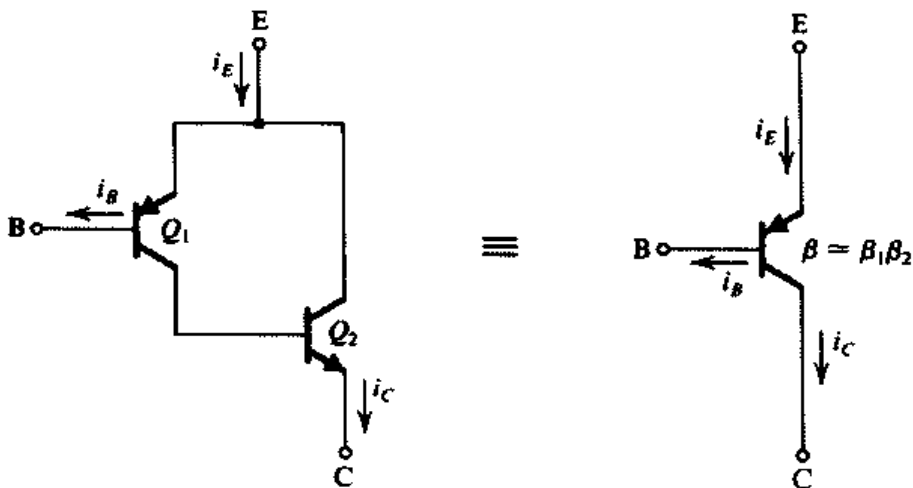


图 14.25 达林顿电路结构

达林顿复合管也可以等效成 *npn* 晶体管，我们曾在分立元件电路设计时使用过。集成电路设计时，由于无法得到高质量的 *npn* 晶体管，所以也会采用如图 14.26 所示的达林顿复合管，它和单个 *npn* 晶体管等效，电流增益 $\beta = \beta_1\beta_2$ 。标准 IC 工艺制造的晶体管 Q_1 通常是一个横向 *npn* 晶体管，它的 β 很低 ($\beta = 5-10$)，高频响应也很差 ($f_T = 5\text{ MHz}$)，参见附录 A。复合管虽然有相当高的电流增益 β ，但是高频响应仍然很差，而且还面临着另外一个问题：由晶体管 Q_1 和 Q_2 组成的负反馈环会产生高频振荡（当频率接近于 *npn* 晶体管的 f_T 时，即 5 MHz 左右）。为了防止振荡，需要采取一些措施。关于负反馈放大器的稳定性问题参见第 8 章的讨论。

图 14.26 复合 *npn* 晶体管电路结构

为了说明达林顿电路和 *npn* 复合管的应用，我们给出了图 14.27 所示的电路。在这个电路中，上而提到的两个电路都用上了。电路的偏置由 V_{BE} 电压倍增器提供，但是要注意达林顿 *npn* 晶体管增加了一个 V_{BE} 的电压降，所以 V_{BE} 电压倍增器需要提供 2 V 左右的偏置电压。具体的电路设计参考习题 14.39。

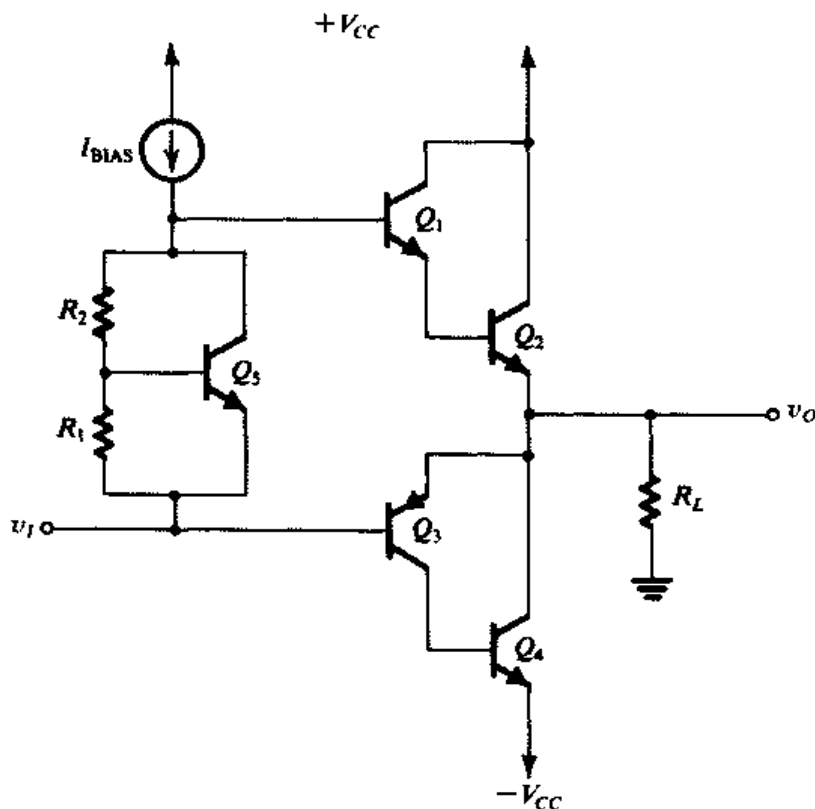


图 14.27 采用达林顿 npn 晶体管和复合 pnp 晶体管的 AB 类输出级电路。偏置采用 V_{BE} 倍增器

练习 14.12 (a) 参见图 14.26, 证明 pnp 复合管有

$$i_B = \frac{i_C}{\beta_N \beta_P}$$

和

$$i_E = i_C$$

然后证明:

$$i_C \approx \beta_N I_{SP} e^{v_{BE}/V_T}$$

即晶体管的有效比例电流为

$$I_S = \beta_N I_{SP}$$

其中, I_{SP} 是 pnp 晶体管 Q_1 的饱和电流。

(b) 当 $\beta_P = 20$, $\beta_N = 50$, $I_{SP} = 10^{-14}$ A 时, 求复合管的有效电流增益, 以及 $i_C = 100$ mA 时的电压 v_{BE} , 设 $n = 1$ 。

答案: (b) 1000; 0.651 V

14.7.3 短路保护

图 14.28 所示是 AB 类输出级带短路保护的电路, 在向负载提供电流的时候, 万一负载短路, 流过晶体管 Q_1 的电流会很大, 从而导致电阻 R_{E1} 上的电压降增大。一旦超过晶体管 Q_5 的导通电压, Q_5 导通, 其集电极电流将分流掉 I_{BIAS} 的绝大部分电流, 使得 Q_1 的基极驱动电流明显减少, 从而保证晶体管 Q_1 工作在安全区。

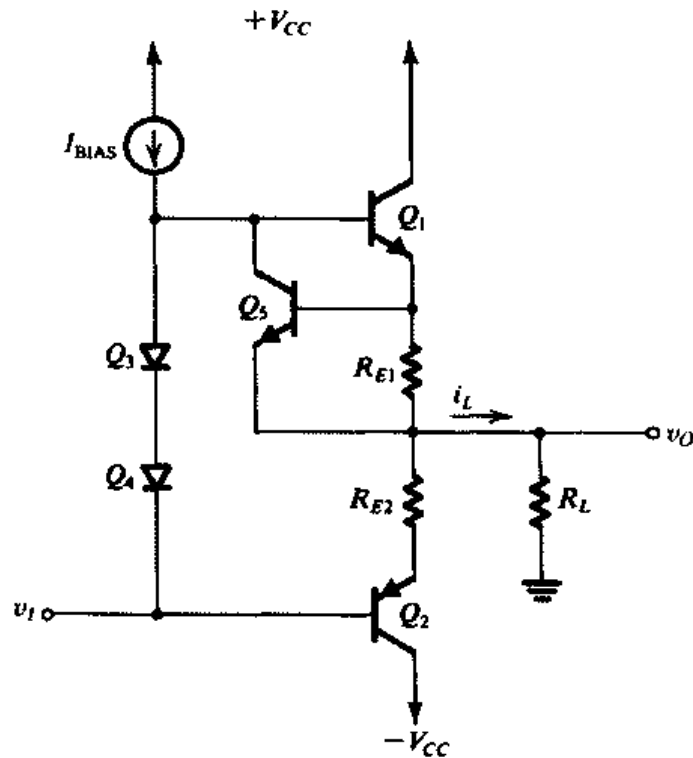


图 14.28 带输出短路保护的 AB 类输出级电路。这里给出的是输出电压 v_o 为正值时的输出短路保护电路

这种短路保护的方式有效保证了晶体管能够工作在安全区,但是它也有一个不足之处,即正常情况下每一个 R_E 电阻上都有 0.5 V 左右的电压降,这意味着输出电压的摆幅会下降相同的数值,而且两个方向都有下降。不过,包含射极电阻也使电路具有另外一个好处,那就是保护输出晶体管不出现热失控。

练习 D14.13 在图 14.28 所示的电路中,设 $I_{BIAS} = 2 \text{ mA}$, 求电阻 R_{E1} 的值,使得输出晶体管向负载提供的电流达到 150 mA 时晶体管 Q_5 导通,并且分流掉所有的 2 mA 电流。对晶体管 Q_5 , $I_S = 10^{-14} \text{ A}$, $n = 1$ 。如果正常输出的电流峰值是 100 mA,求 R_{E1} 上的电压降以及 Q_5 的集电极电流。

答案: 4.3Ω ; 430 mV; $0.3 \mu\text{A}$

14.7.4 热停止

除了短路保护之外,集成功率放大器通常还会采用温度传感器电路检测芯片温度。一旦温度超过了预设的安全值,则驱动晶体管导通。导通晶体管的连接方式为:可吸收放大器的偏置电流,从而可以停止放大器的工作。

图 14.29 所示就是一个热停止电路。这里,晶体管 Q_2 正常情况下是截止的,当芯片的温度增加时,正温度系数的稳压二极管 Z_1 和负温度系数的电压 V_{BE1} 共同作用,从而使得 Q_1 的射极电压增大,也就是 Q_2 的基极电压增大,直至 Q_2 导通。

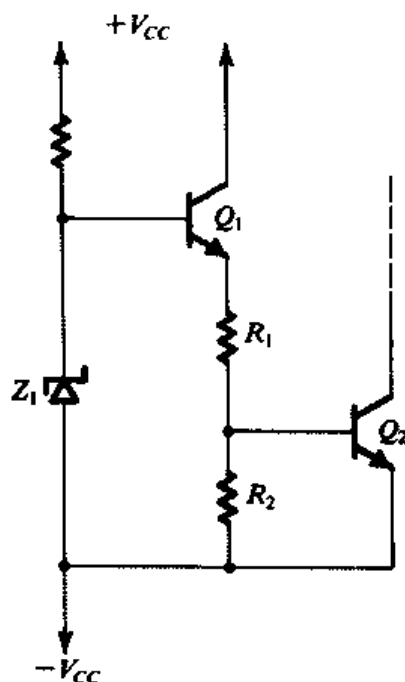


图 14.29 热停止电路

14.8 集成功率放大器

集成功率放大器的芯片很多。大多数由高增益的小信号放大器级联 AB 类输出级组成。有些电路采用了片内的负反馈回路，因此具有固定的闭环增益。另一些没有片内反馈环，但运算放大器的输出功率很大。事实上，我们可以把通用型运算放大器和 B 类或者 AB 类输出级级联在一起并施加负反馈回路来增加它的输出电流驱动能力。增加的输出级电路既可以是分立元件的电路，也可以是混合集成电路，比如前一节讨论过的缓冲器。接下来我们将讨论一些集成功率放大器电路。

14.8.1 固定增益的集成功率放大器

我们给出的第一个例子是 LM380（国家半导体公司的产品）芯片，它是固定增益的单片集成功率放大器。放大器内部电路的简化形式^①如图 14.30 所示。该电路包含一个输入差分放大器，它由晶体管 Q_1 和 Q_2 组成，采用射极跟随器组态， Q_3 和 Q_4 是作为输入缓冲的差分对管，发射极接有电阻 R_3 ，两个电阻 R_4 和 R_5 为晶体管 Q_1 和 Q_2 提供到地的基极直流电流通路，从而可以使输入激励源容性耦合进两个输入端中的任何一个。

Q_3 和 Q_4 组成的差分放大器的偏置电流是两个独立的直流电流： Q_3 的偏置电流由直流电源 V_S 和接成二极管的晶体管 Q_{10} 及电阻 R_1 提供； Q_4 的偏置电流由输出端通过电阻 R_2 提供。在静态的时候（即没有输入信号时），这两个偏置电流是相等的，流过电阻 R_3 的电流和它上面的压降都等于 0。我们可以写出晶体管 Q_3 的射极电流为

$$I_3 = \frac{V_S - V_{EB10} - V_{EB3} - V_{EB1}}{R_1}$$

其中，我们忽略了电阻 R_4 上的微小压降。为简单起见，假设所有晶体管的 V_{EB} 都相等：

^① 给出这个电路的主要目的是提供一些有趣的设计方法。该电路不是芯片上的实际电路。

是 Q_{12} 的主要负载。电容 C 起频率补偿的作用 (参见第 8 章)。

输出级是 AB 类电路, 采用的是复合 pnp 晶体管 (Q_8 和 Q_9)。从输出端到晶体管 Q_4 的射极通过电阻 R_2 引入负反馈。参考图 14.31 所示的小信号等效电路, 从而可以求闭环增益。这里我们把第二级共射放大器和输出级等效成一个反相放大器, 用增益为 A 的放大器框图表示。我们假设放大器 A 的增益非常大, 输入电阻非常高, 这样输入电流就可以小到忽略不计。在这样的假设条件下, 图 14.31 给出了接入信号 v_i 后从输入到输出的小信号分析过程, 图中带圈的数字表示分析的步骤。注意, 由于输入差分放大器有一个比较大的电阻 R_3 , 因此在射极电路中, 输入电压的大部分都降在电阻 R_3 上。换言之, 信号电压在 Q_1, Q_2, Q_3 和 Q_4 发射结上的压降比电阻 R_3 上的压降要小。因此, 通过列出晶体管 Q_6 的集电极的节点方程可求出电压增益:

$$\frac{v_i}{R_3} + \frac{v_o}{R_2} + \frac{v_i}{R_3} = 0$$

从中得到

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{2R_2}{R_3} = -50 \text{ V/V}$$

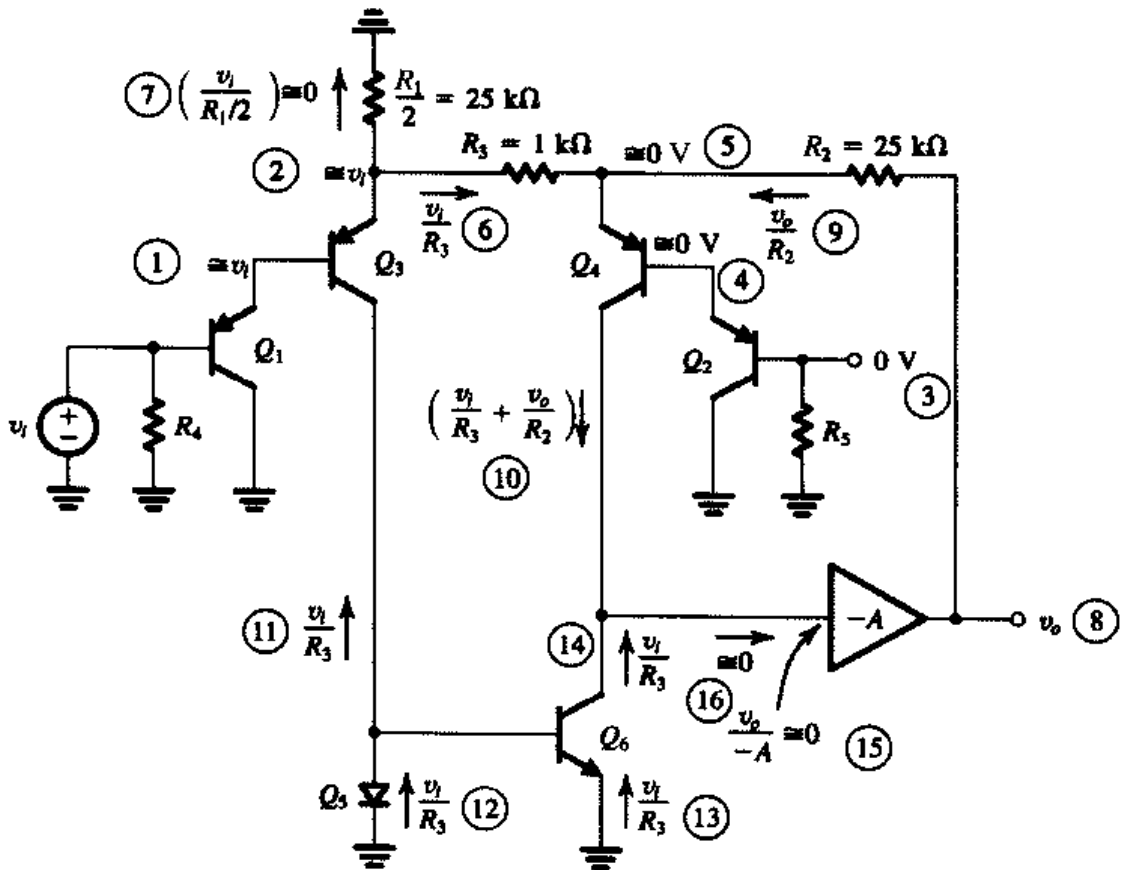


图 14.31 图 14.30 所示电路的小信号分析。带圈的数字表示分析步骤

练习 14.14 将晶体管 Q_6 集电极到地的总等效电阻用 R 表示, 利用图 14.31, 证明下列表达式:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-2R_2/R_3}{1 + (R_2/AR)}$$

当 $AR \gg R_2$ 时, 上式降至 $(-2R_2/R_3)$ 。

正如我们在第 8 章所述, 负反馈的一个好处是能够减小非线性失真, 这在 LM380 的电路中也有体现。

LM380 设计的时候采用的是单电源工作, 电源电压的范围从 12 V 到 22 V。具体选用什么电源电压取决于负载电阻 R_L 的值和所需要的输出功率 P_L 。芯片生产厂商提供了一组晶体管功耗和输出功率之间的关系曲线, 如图 14.32 所示, 这是在给定负载电阻 $R_L = 8 \Omega$ 且电源电压选用不同数值时的一组关系曲线。注意, 这组曲线和图 14.8 所示的 B 类输出级的功耗曲线很相似。事实上, 读者可以很容易地证明图 14.32 所示的曲线峰值的位置和数值可以分别利用式 (14.20) 和式 (14.21) (其中 $V_{CC} = \frac{1}{2}V_S$) 精确求得。图 14.32 中标明 3% 失真的直线表示不同曲线上的点的轨迹, 它们的失真 (THD) 都等于 3%。3% 的失真代表的是由于输出晶体管饱和导致峰值刚开始截平时的失真。

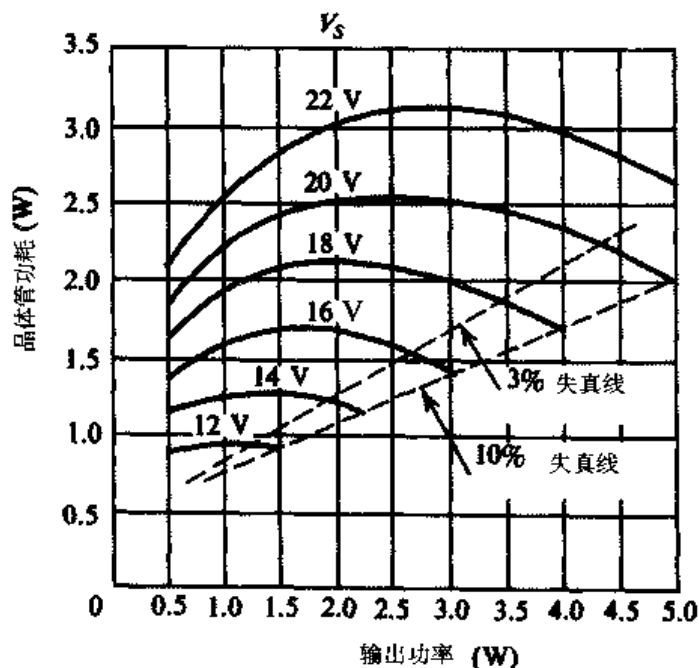


图 14.32 LM380 (国家半导体公司) 的功耗 (P_D) 和负载功率 (P_L) 之间的关系曲线, 负载 $R_L = 8 \Omega$

练习 14.15 芯片制造厂商给出的 LM380 参数是: 当环境温度低于 25°C 时, 它的最大功耗是 3.6 W 。获得该值的条件是: 双列封装, 焊接在 6 平方英寸、2 盎司铜箔的印刷电路板上, 紧密热接触。高于 25°C 时, 热阻 $\theta_{JA} = 35^\circ\text{C}/\text{W}$ 。 $T_{J\max}$ 设定为 150°C , 如果环境温度等于 50°C , 求最大可能的功耗。

答案: 2.9 W

练习 D14.16 若要求用 LM380 驱动一个 8Ω 的音箱。利用图 14.32 所示的曲线确定能够获得的最大负载功率, 要求最大功耗限制在练习 14.15 确定的 2.9 W 上, 如果该应用允许 THD 为 3%, 求 P_L 和输出电压的峰-峰值。

答案: 20 V ; 4.2 W ; 16.4 V

14.8.2 功率运算放大器

图 14.33 所示是功率运算放大器的基本结构, 它由一个低功率运算放大器级联一个 AB 类输出级构成, 其中 AB 类缓冲电路与 14.7.1 节讨论的相似, 由晶体管 Q_1 , Q_2 , Q_3 和 Q_4 以及偏置电阻 R_1 , R_2 和射极负反馈电阻 R_5 与 R_6 组成。缓冲器提供负载所需要的电流直到晶体管 Q_5 导通, 因

为输出电流的增加,使得落在电阻 R_3 (提供电流模式)上的电压增加,当电压足够大时, Q_5 导通,这时 Q_5 向负载提供所需要的额外电流。在晶体管吸收负载电流的模式下,晶体管 Q_4 吸收负载电流,直至电阻 R_4 上足够大的电压使得 Q_6 导通,这时 Q_6 会吸收掉额外的负载电流。 Q_5 和 Q_6 组成的这一级电路好比是电流增强机。功率运算放大器工作的时候一般都是闭环结构,组成负反馈环。国家半导体公司提供基于图 14.33 所示结构的芯片,型号是 LH0101。运算放大器能够提供 2 A 的连续输出电流,加上合适的散热器,输出功率可达 40 W (Wong 和 Johnson, 1981)。LH0101 采用混合厚膜技术制造。

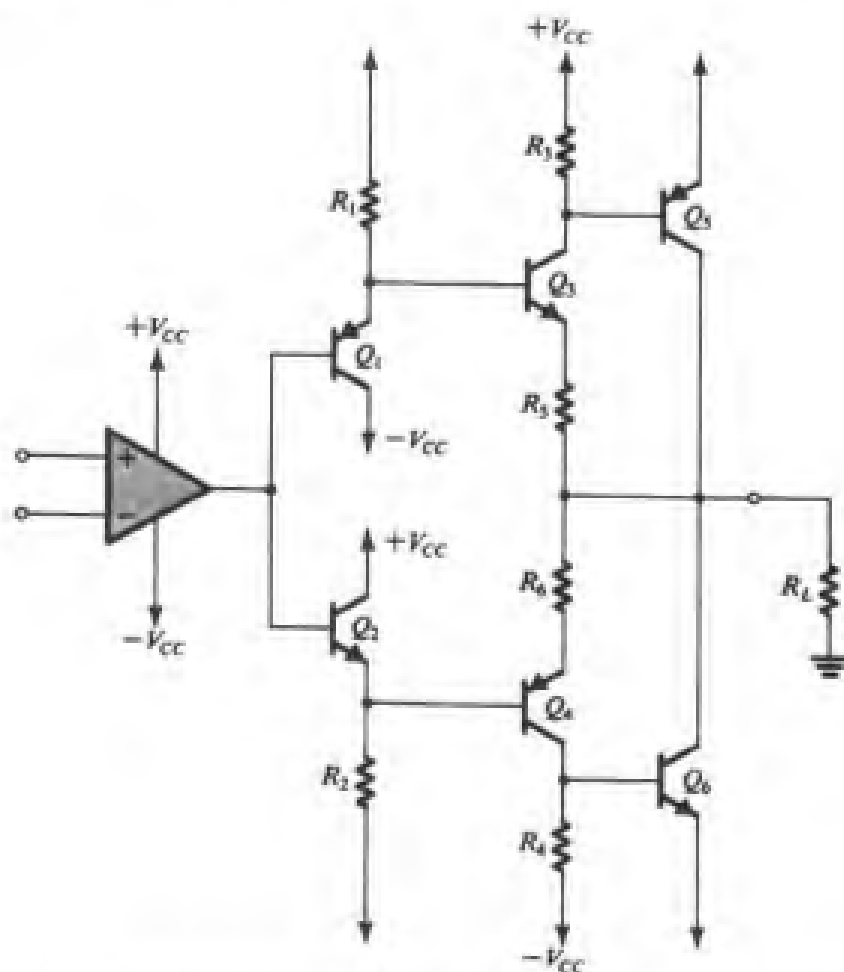


图 14.33 功率运算放大器的结构。电路由一个运算放大器级联带缓冲的 AB 类输出级组成,功放电路和 14.7.1 节讨论过的电路相似。 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 组成缓冲器,它的电流承载能力由于晶体管 Q_5 和 Q_6 的作用进一步加强

14.8.3 桥式放大器

我们以一个在高功率应用场合非常流行的电路结构来结束本节的讨论。这个电路就是图 14.34 所示的桥式放大器,它采用两个功率运算放大器 A_1 和 A_2 。其中,运算放大器 A_1 接成同相放大器组态,增益为 $K = 1 + (R_2 / R_1)$; 运算放大器 A_2 接成反相放大器组态,增益幅度是 $K = R_4 / R_3$; 负载 R_L 接在运算放大器的两个输出端之间,输出浮置。

如果输入电压 v_i 是幅度为 \hat{V}_i 的正弦波,每一个运算放大器的输出电压摆幅为 $\pm K\hat{V}_i$, 那么负载上的电压摆幅就是 $\pm 2K\hat{V}_i$ 。如果运算放大器的电源电压是 $\pm 15\text{ V}$, 能够提供的输出电压摆幅是 $\pm 12\text{ V}$, 那么桥式放大器的负载上可以得到的输出电压摆幅就是 $\pm 24\text{ V}$ 。

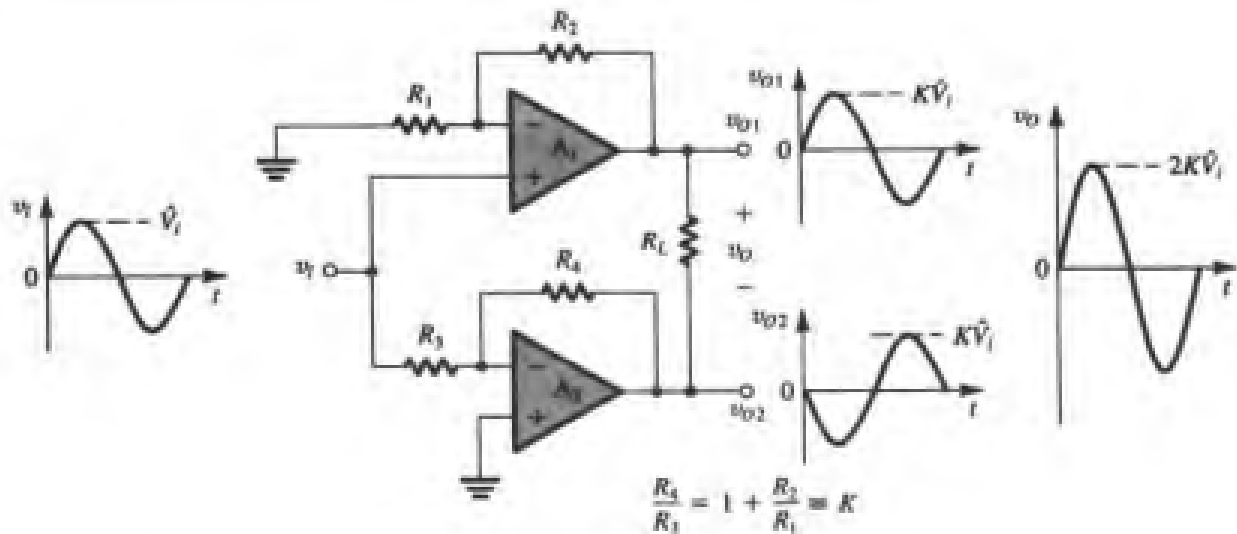


图 14.34 桥式放大器电路结构

在设计桥式放大器时要注意这样一个事实,即从每一个运算放大器获得的峰值电流等于 $2K\hat{V}_i/R_L$, 因为每个运算放大器(到地)视入的负载等于 $R_L/2$ 。

练习 14.17 考虑图 14.34 所示的电路,电路元件参数为: $R_1 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$, $R_L = 8 \Omega$, 电源电压是 $\pm 18 \text{ V}$ 。求电压增益和输入电阻。如果 v_i 是峰-峰值为 20 V 的正弦波,问输出电压的峰-峰值是多少? 负载电流的峰值是多少? 负载功率是多少?

答案: 3 V/V ; $10 \text{ k}\Omega$; 60 V ; 3.75 A ; 56.25 W

14.9 MOS 功率晶体管

虽然我们在这一章介绍的很多电路都是 BJT 电路,但是 MOS 功率管的电路和 BJT 相比更具竞争力。本节将介绍 MOS 场效应功率管的结构、特性和应用。

14.9.1 MOS 功率管的结构

第 4 章介绍的 MOSFET 的结构(见图 4.1)不适合高功率应用,要理解这一点,我们先回忆一下 n 沟道 MOSFET 的漏极电流在饱和区的特性方程:

$$i_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)^2 \quad (14.46)$$

上式表明,要提高 MOSFET 的电流驱动能力,沟道宽度要做得很大,而沟道长度应该尽可能小。然而减少标准 MOSFET 沟道长度将导致击穿电压的急剧下降,具体而言,衬底和漏极之间的反偏耗尽区将延伸到短沟道上,从而导致在比较低的电压上发生击穿。这样的器件不具备处理高电压的能力,而这又是高功率晶体管的典型应用。为此,我们必须寻找新的器件结构,使得制造出来的短沟道 ($1\sim 2 \mu\text{m}$) MOSFET 同样具备较高的击穿电压。

现在使用得比较多的功率 MOSFET 的结构是双扩散(或者称为 DMOS)晶体管,如图 14.35 所示。这种晶体管在制造时有一个轻掺杂的 n 型衬底和一个重掺杂的位于器件底部的区域以实现漏极的欧姆接触。这里需要进行两次扩散^①,一次用来形成 p 型衬底区,另一次用来形成 n 型源区。

^① 参见附录 A 关于集成工艺过程的叙述。

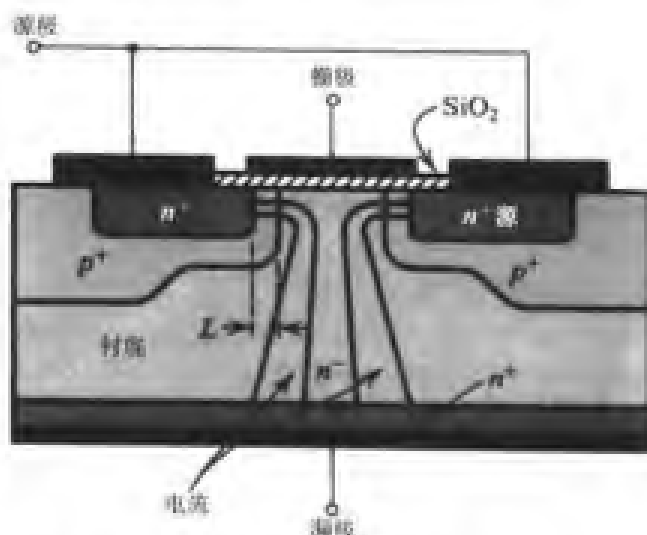


图 14.35 双扩散垂直 MOS 晶体管 (DMOS)

DMOS 的工作原理如下：栅极加正的电压，使 v_{GS} 大于开启电压 V_T ，从而在栅极氧化层下面的 p 型衬底中感应出横向 n 沟道。这个沟道很短，长度用 L 表示，如图 14.35 所示。电子从源极开始运动，经过沟道到达衬底，然后垂直运动到衬底的底部（即漏端）形成电流。这种垂直方向流动的电流必须和小信号 MOSFET 结构（参见第 4 章）的横向流动的电流区分开来。

尽管 DMOS 的沟道很短，但是其击穿电压却很高（高达 600 V）。这是因为位于衬底和 p^+ 区域之间的耗尽层只会向轻掺杂的衬底延伸，而不会延伸到沟道中。这样得到的 MOS 管还可同时承载很大的电流（可能有 50 A）和很高的击穿电压。最后，我们注意到垂直结构可以有效地使用芯片面积。

这里值得提一下采用以前的结构制成的功率 MOS 晶体管，这就是 V 槽 MOS 管 [参见 Sevens(1984)]。虽然现在还有应用，但是 V 槽 MOSFET 与图 14.35 所示垂直结构的 DMOS 管相比基本上失去了应用场合，只是在高频领域可能还有些应用。因为篇幅的关系，这里不再对 V 槽 MOSFET 进行深入介绍。

14.9.2 MOSFET 功率管的特性

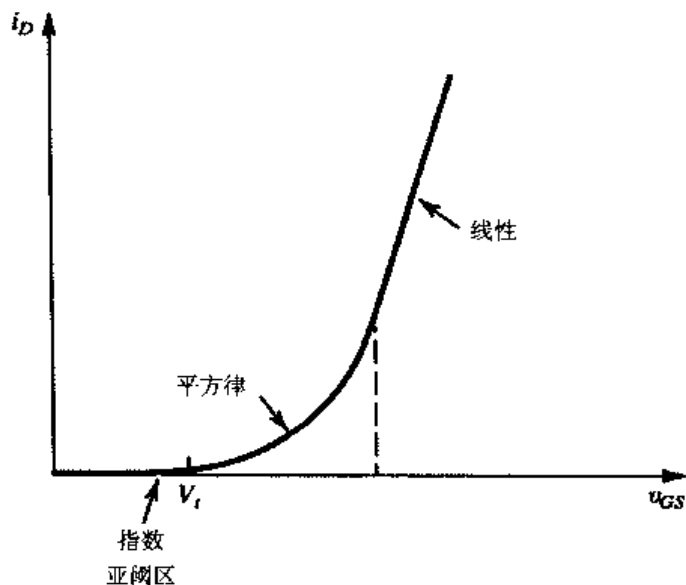
尽管功率管有不同于第 4 章讲过的小信号 MOSFET 的结构，但是它们所表现出来的特性和小信号 MOSFET 十分相似，我们这里要讨论的是一些特别重要的差异。

MOSFET 的开启电压在 2 V 到 4 V 之间，在饱和区，漏极电流与电压 v_{DS} 的关系是式 (14.46) 描述的平方律关系。然而，如图 14.36 所示，当 v_{DS} 很大时， $i_D \sim v_{DS}$ 特性曲线近似为一条直线。这部分直线特性曲线反映的是速度饱和现象，即当短沟道上的电场过于强大时，载流子的运动速度将达到上限值。这时的漏极电流可表示为

$$i_D = \frac{1}{2} C_m W U_{sat} (v_{GS} - V_T) \quad (14.47)$$

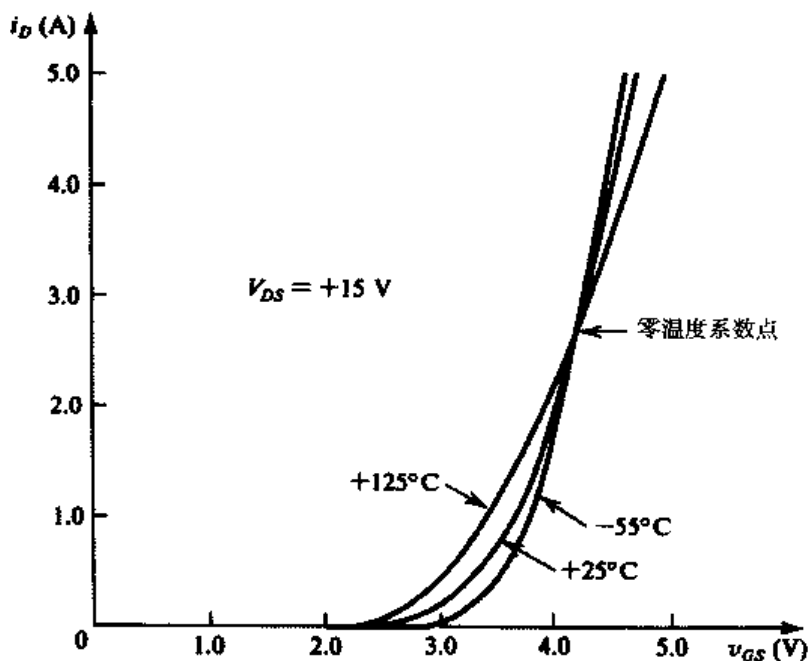
其中， U_{sat} 是饱和速度值（硅电子为 5×10^6 cm/s）。线性的 $i_D \sim v_{DS}$ 特性曲线还有另外一层含义，那就是速度饱和区域的晶体管的跨导 g_m 是常数。有趣的是，跨导 g_m 与沟道宽度 W 成正比，通常功率管的 W 值很大，所以功率管的跨导都比较大。

图 14.36 所示的特性曲线 $i_D \sim v_{DS}$ 还包含了一段标注为“亚阈区”的曲线段，虽然该区域对功率管而言并不是重要的区域，但是“亚阈区”对非常小的功率应用场合（参见 4.1.9 节）却是人们关注的区域。

图 14.36 MOSFET 功率管的典型 $i_D \sim v_{GS}$ 特性曲线

14.9.3 温度效应

设计 MOS 功率管电路时, 人们对 MOSFET 在不同温度时所呈现的伏安特性非常关注, 如图 14.37 所示。观察发现, 存在一个电压 v_{GS} 的值 (对大多数 MOS 晶体管而言, 该值在 4V 到 6V 之间), 在这个值上, 漏极电流 i_D 的温度系数等于 0。当 v_{GS} 的值增大时, i_D 的温度系数是负的, 这是一个很有意义的性质: 它隐含了这样一个概念, 即当 MOS 晶体管工作在零温度系数点以上时不存在热失控的可能性。但是该结论不适合电流比较低的情况 (比如低于零温度系数点以下)。在 (相对来说) 比较低的电流区域, 漏极电流 i_D 的温度系数是正的, MOSFET 功率管很容易进入热失控状态 (从而产生不令人满意的结果)。由于 AB 类功放电路往往是低电流偏置的, 所以电路必须采取相应措施以避免热失控。

图 14.37 MOS 功率管 (IRF 630, Siliconix) 在外壳温度分别为 -55°C , $+25^{\circ}\text{C}$ 和 $+125^{\circ}\text{C}$ 时的 $i_D \sim v_{GS}$ 特性曲线 (Siliconix 公司)

漏极电流 i_D 较低时的温度系数之所以是正的, 是因为 $v_{OV} = (v_{GS} - V_T)$ 比较低, V_T 受温度的影响 (在 $-3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 到 $-6 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 之间) 占主导地位, 从而导致 v_{OV} 随温度的升高而升高。

14.9.4 与 BJT 的比较

MOSFET 功率管不存在对 BJT 安全工作区有限制作用的二次击穿。另外, MOSFET 与 BJT 相比不需要很大的直流基极驱动电流。但是 MOS 功放电路的驱动级至少要提供足够的电流来保证对 MOSFET 较大的非线性输入电容充放电。MOSFET 功率管的最后一个性能是: 它的运行速度一般比 BJT 高, 这使得 MOS 功率管特别适合于作为开关应用——比如在电机控制电路中。

14.9.5 MOSFET 实现的 AB 类输出级

作为 MOSFET 功率管的应用, 图 14.38 所示的是采用一对互补 MOSFET 实现的 AB 类输出级电路, 驱动级 BJT 提供偏置。后者的电路包括由晶体管 Q_1 到 Q_4 组成的互补达林顿射极跟随器, 它的低输出电阻正好满足驱动输出 MOSFET 高速工作的条件。

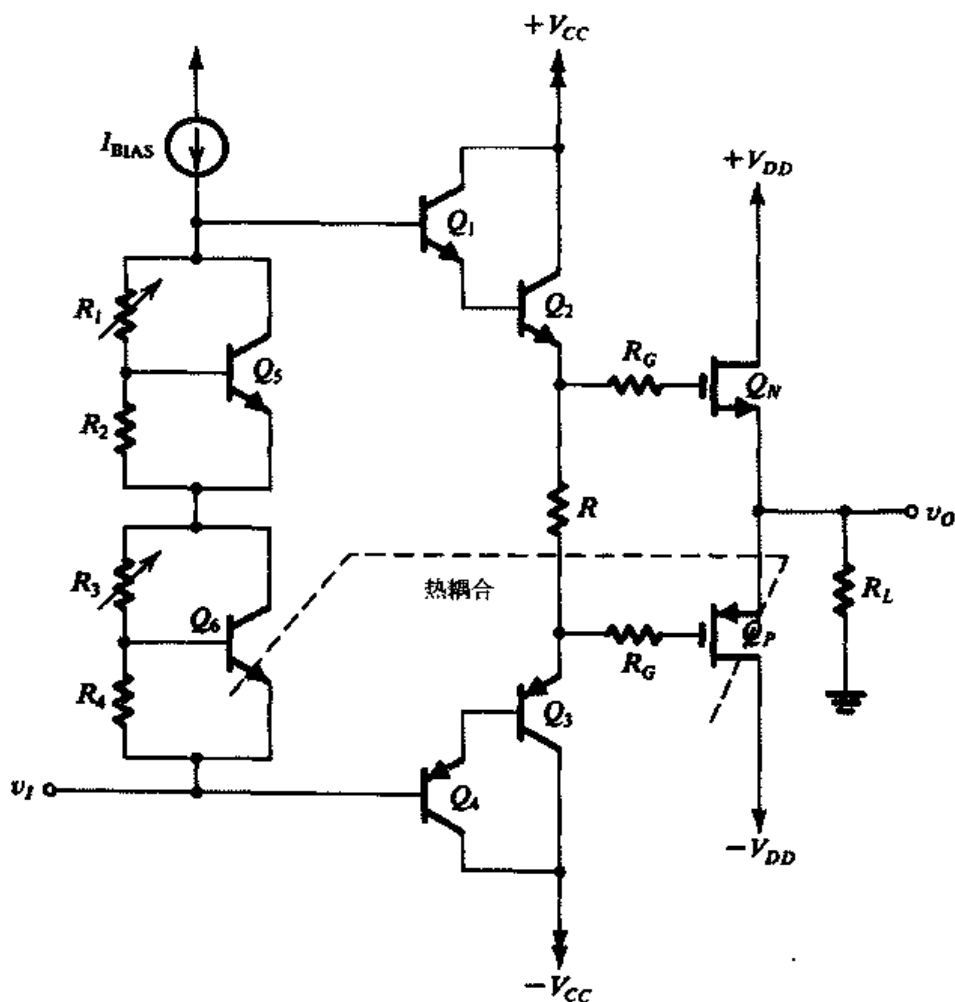


图 14.38 AB 类输出级电路, MOS 晶体管输出, BJT 晶体管驱动。调整电阻 R_3 可实现温度补偿, 调整电阻 R_1 可得到输出晶体管所需的静态电流值。电阻 R_G 用于阻止高频寄生振荡, 其典型值 $R_G = 100 \Omega$

这里特别要关注的是图 14.38 所示的偏置电路, 它采用了由晶体管 Q_5 和 Q_6 以及相关电阻组成的两个 V_{BE} 电压倍增器, 晶体管 Q_6 和输出晶体管直接产生热接触。实现的方法是把晶体管 Q_6

安装在它们公共的散热器上。这样,选择 Q_6 合适的 V_{BE} 电压倍增因子,偏置电压 V_{GG} (位于输出晶体管两栅极之间)就可以做到随温度下降的速度与输出 MOSFET 总开启电压 ($V_{IN} + |V_{IP}|$) 的速度相等。这样输出晶体管的静态电流对温度的变化而言是稳定的。

经过分析,电压 V_{GG} 可由下式给出:

$$V_{GG} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) V_{BE6} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{BE5} - 4V_{BE} \quad (14.48)$$

由于 V_{BE6} 和输出晶体管有热耦合,而其他的 BJT 维持在恒温下,因此可得

$$\frac{\partial V_{GG}}{\partial T} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \frac{\partial V_{BE6}}{\partial T} \quad (14.49)$$

确定 R_3/R_4 的关系,使得 $\partial V_{GG}/\partial T = \partial(V_{IN} + |V_{IP}|)/\partial T$ 。另一个 V_{BE} 电压倍增器用来调整电压 V_{GG} 的值以满足晶体管 Q_N 和 Q_P 的静态电流的要求。

练习 14.18 对图 14.38 所示的电路,求 R_3/R_4 的值,使得晶体管 Q_N 和 Q_P 的静态电流能够稳定。假设 $|V_T|$ 的变化率是 $-3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, $\partial V_{BE}/\partial T = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。

答案: 2

练习 14.19 假设图 14.38 所示电路中的 BJT 的标称值 V_{BE} 是 0.7 V , MOSFET 的 $|V_T| = 3 \text{ V}$, $\mu_n C_{ox}(W/L) = 2 \text{ A/V}^2$, 要求输出级的静态电流稳定在 100 mA , 驱动级的静态电流稳定在 20 mA 。求 $|V_{GS}|$, V_{GG} , R , R_1/R_2 的值。 R_3/R_4 的值采用练习 14.18 的结果。

答案: 3.32 V ; 6.64 V ; 332Ω ; 9.5

14.10 SPICE 仿真实例

我们以输出级电路 SPICE 仿真的例子作为本章的结束。

例题 14.6 B 类输出级

我们分析一下 B 类输出级的工作情况, Capture 电路图如图 14.39 所示。功率管采用的是分立元件 BJT MJE243 和 MJE253 (来自 ON Semiconductor)^①, 它们的最大连续集电极电流 $I_{C\max} = 4 \text{ A}$, 最大集射极电压 $V_{CE\max} = 100 \text{ V}$ 。为了与例题 14.1 手工计算的结果进行比较,我们在仿真的时候选用的元器件参数和电压值与例题 14.1 设计得到的结果一致 (或接近)。具体而言,我们选用 8Ω 的负载电阻, 输入正弦信号的峰值为 17.9 V , 频率为 1 kHz , 电源电压为 23 V 。在 PSpice 中, 瞬态分析仿真在 0 ms 到 3 ms 之间进行, 并画出了不同节点的电压和支路电流的波形。在本例中, 我们使用 Probe (PSpice 中的图形界面) 功能来计算不同的功耗值。其中的一些波形如图 14.40 所示。最上面和中间的波形分别表示负载上的电压和电流。电压的峰值是 16.9 V , 电流的峰值是 2.1 A 。如果仔细观察, 会发现两个波形都存在交越失真。最底下的波形显示的是负载上获得的瞬时功率和平均功率, 这是利用 Probe 计算得到的, 即将电压与电流相乘得到瞬时功率, 动态平均后得到负载上的平均功率 P_L 。平均功率的瞬时行为是将 PSpice 算法用于计算波形的动态平均的结果, 最终的平均功率将趋于准常数稳态值 17.6 W 。

^① 在 PSpice 中, 我们导出的功率管 BJT 参数来源于 ON Semiconductor 提供的 SPICE 模型参数。读者也可以在本书附带的光盘或网址 www.sedrasmith.org 找到 SEDRA.olb 库, 库中提供了这些参数 (型号为 QMJE243 和 QMJE253)。

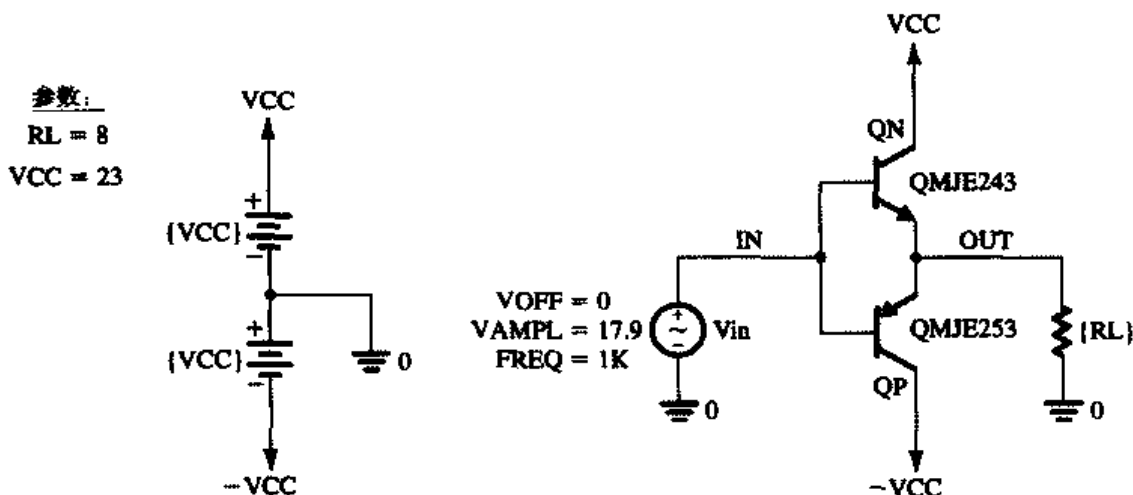


图 14.39 例题 14.6 中的 B 类输出级的 Capture 电路原理图

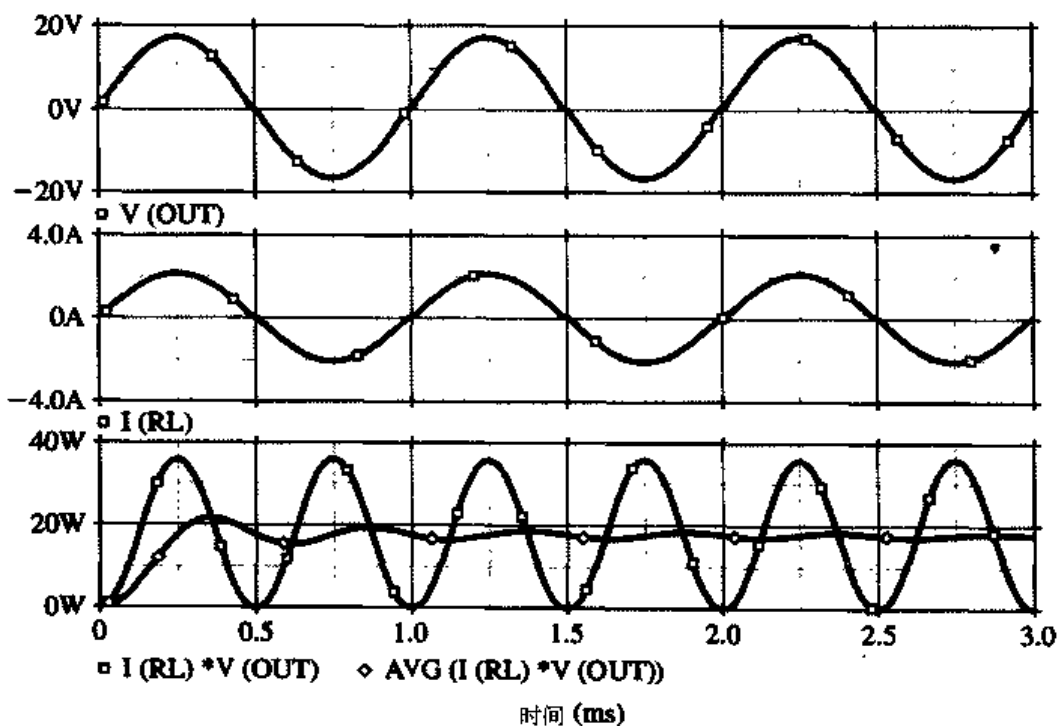


图 14.40 B 类输出级（见图 14.39）在频率 1 kHz、幅度 17.9 V 的正弦信号激励下的几个相关波形。最上面的波形代表负载上的电压，中间的波形代表负载电流，最下面的是负载上的瞬时和平均功率波形

图 14.41 中上面的两个波形分别是电源 $+V_{CC}$ 上的电压和电流波形，底下的波形是 $+V_{CC}$ 提供的瞬时功率和平均功率。负电源 $-V_{CC}$ 具有相同的波形。每个电源提供的平均功率大约为 15 W，则总电源功率等于 30 W。这样我们可以求得电源功率转换效率为

$$\eta = P_L / P_S = \frac{17.6}{30} \times 100\% = 58.6\%$$

图 14.42 所示的是晶体管 Q_P 的电压、电流和功率的波形。晶体管 Q_N 的波形与此类似。正如我们预计的那样，电压波形是正弦波，电流是半个正弦波。但是瞬时功率与以往不同，功率波形说明输出有一些失真，原因在于晶体管很难驱动。这可以通过减小输入信号的幅度来验证，比如

把幅度减小到 17 V, 功率波形的凹谷就会消失。利用 Probe 计算得到晶体管 Q_N 和 Q_P 的功耗近似为 6 W。

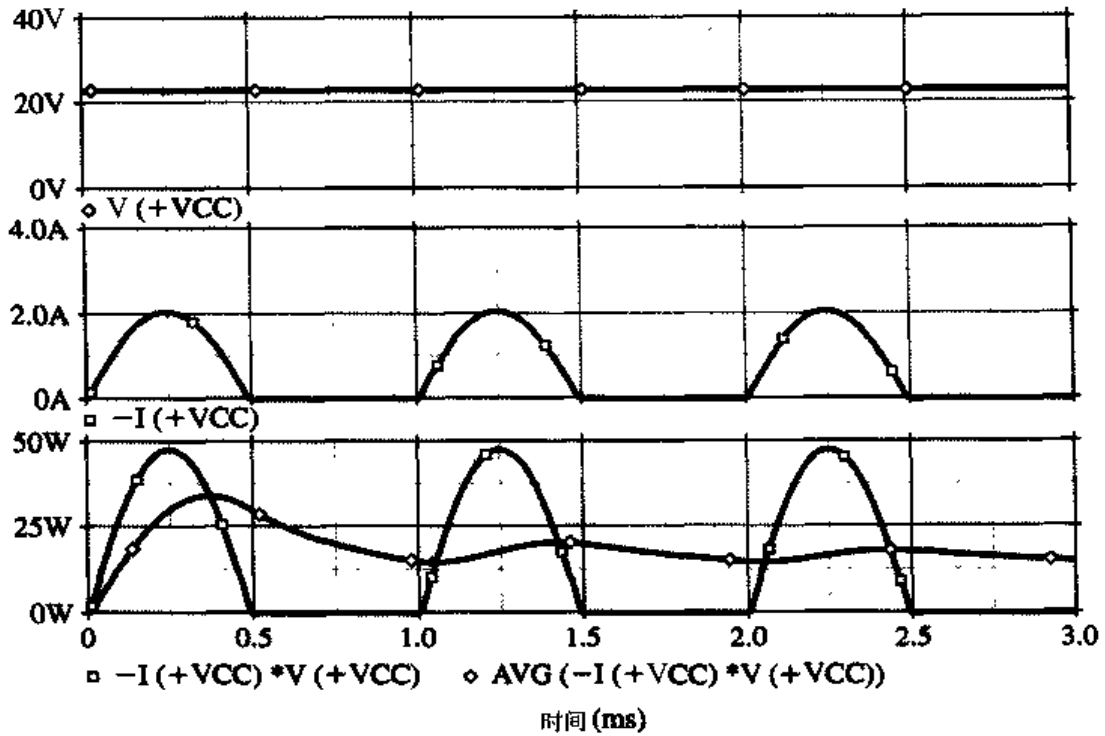


图 14.41 图 14.39 所示电路的正电源 (+V_{CC}) 提供的电压 (最上面)、电流 (中间) 和瞬时及平均功率 (最下面) 的波形

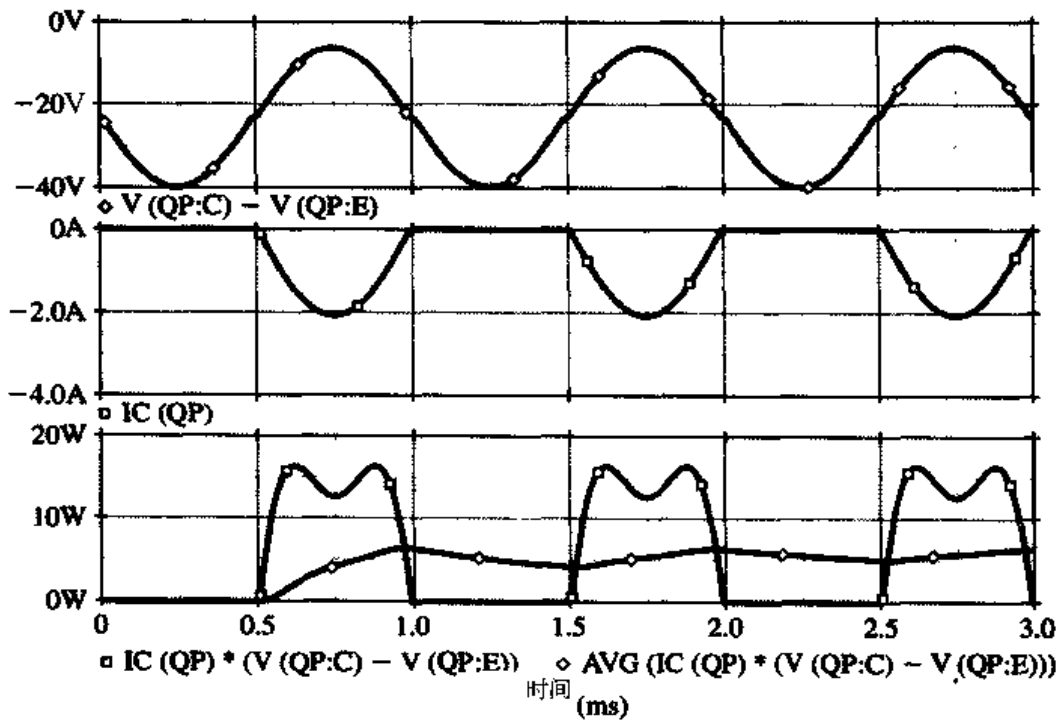


图 14.42 图 14.39 所示电路中 npn 晶体管 Q_P 上的电压、流过的电流和功耗波形

表 14.1 给出的是 PSpice 仿真结果与例题 14.1 手工计算结果之间的比较。我们发现这两组数据相当接近。

表 14.1 利用手工计算和 PSpice 分析时与图 14.39 所示 B 类输出级相关的各种功率术语

功率/效率	公式	手工分析 (例题 14.1)	PSpice	误差% ¹
P_S	$\frac{2 \hat{V}_o}{\pi R_L} V_{CC}$	31.2 W	30.0 W	4
P_D	$\frac{2 \hat{V}_o}{\pi R_L} V_{CC} - \frac{1 \hat{V}_o^2}{2 R_L}$	13.0 W	12.4 W	4.6
P_L	$\frac{1 \hat{V}_o^2}{2 R_L}$	18.2 W	17.6 W	3.3
η	$\frac{P_L}{P_S} \times 100\%$	58.3%	58.6%	-0.5

¹手工计算与 PSpice 分析得到的预测值之间的相对百分比误差。

为了更进一步地探讨交越失真,我们在图 14.43 中给出了 B 类输出级的电压传输特性 (VTC) 曲线。这个特性是利用直流仿真分析得到的,输入信号的范围从 -10 V 到 +10 V,间隔为 1.0 mV。利用 Probe,我们发现 VTC 的斜率近似为 1,死区的范围从 -0.60 V 到 +0.58 V,交越失真的大小可以利用 PSpice 的傅里叶分析功能对输出信号进行分析,把输出信号的瞬时波形转换成频域的傅里叶级数分量,然后用 PSpice 计算总谐波失真 (THD)。傅里叶仿真得到的输出文件如下:

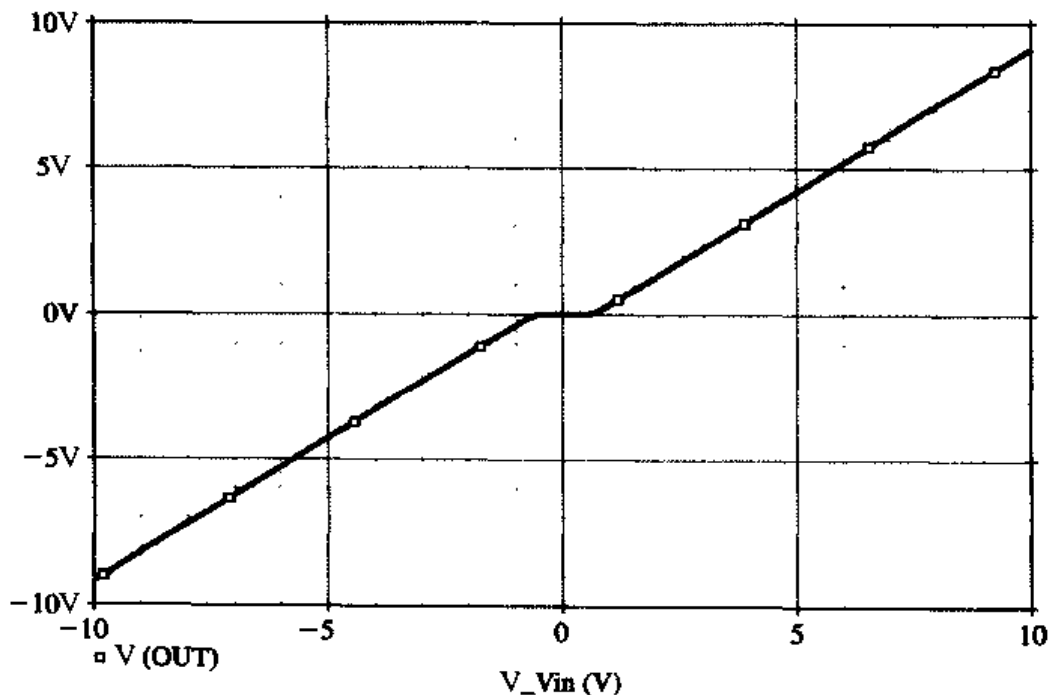


图 14.43 图 14.39 所示的 B 类输出级电路的传输特性

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(OUT)

DC COMPONENT = -1.525229E-02

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+03	1.674E+01	1.000E+00	-2.292E-03	0.000E+00
2	2.000E+03	9.088E-03	5.428E-04	9.044E+01	9.044E+01
3	3.000E+03	2.747E-01	1.641E-02	-1.799E+02	-1.799E+02
4	4.000E+03	4.074E-03	2.433E-04	9.035E+01	9.036E+01
5	5.000E+03	1.739E-01	1.039E-02	-1.799E+02	-1.799E+02

6	6.000E+03	5.833E-04	3.484E-05	9.159E+01	9.161E+01
7	7.000E+03	1.195E-01	7.140E-03	-1.800E+02	-1.799E+02
8	8.000E+03	5.750E-04	3.435E-05	9.128E+01	9.129E+01
9	9.000E+03	9.090E-02	5.429E-03	-1.800E+02	-1.799E+02
10	1.000E+04	3.243E-04	1.937E-05	9.120E+01	9.122E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.140017E+00 PERCENT

人们通常会把这些谐波分量表示成频谱图,如图 14.44 所示。我们注意到输出波形含有丰富的奇次谐波分量,因而导致 THD 高达 2.14%。

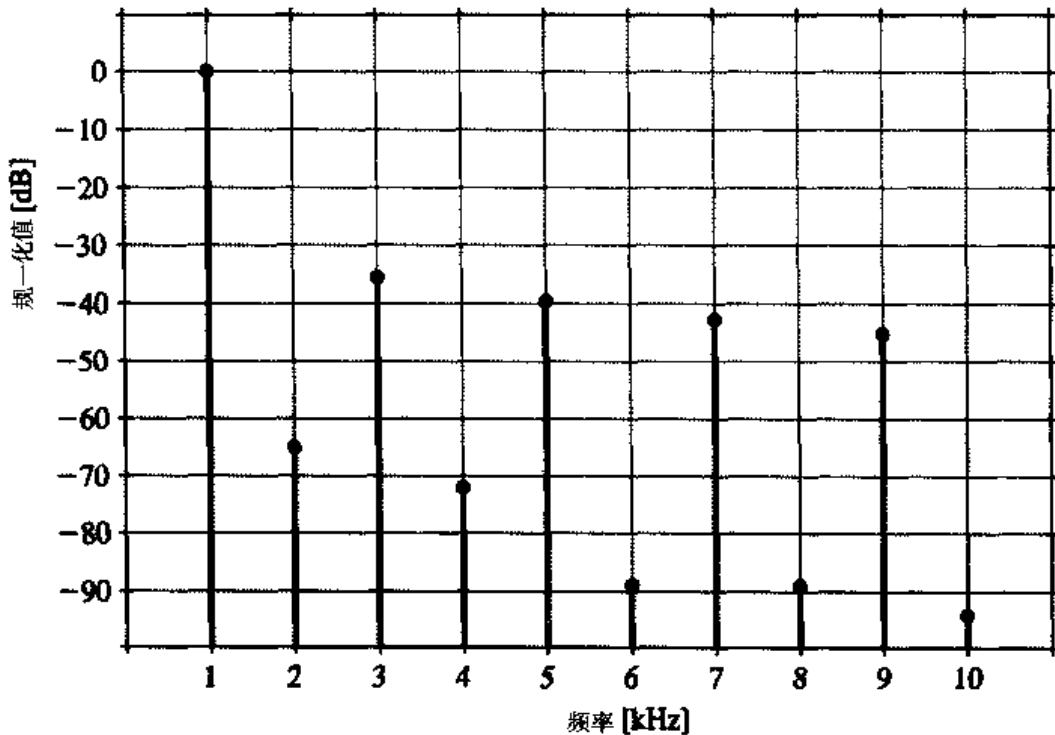


图 14.44 图 14.39 所示的 B 类输出级电路输出信号的傅里叶级数分量

小结

- 输出级电路的分类依据是晶体管的导通角: A 类 (360°), AB 类 (略大于 180°), B 类 (180°), C 类 (小于 180°)。
- 最常用的 A 类输出级是射极跟随器。它的偏置电流大于负载电流的峰值。
- A 类输出级在静态 ($v_o = 0$) 时功耗最大。它的最大功率转换效率是 25%。
- B 类输出级的静态偏置电流等于 0, 因此静态时没有功率损耗。
- B 类输出级可以获得 78.5% 的最大功率转换效率。当 $\hat{v}_o = (2/\pi)V_{CC}$ 时, 晶体管的功耗最大。
- B 类输出级存在交越失真。
- AB 类输出级的偏置电流很小, 当输入信号很小的时候, 两个晶体管均导通, 交越失真可以消除。
- 除了有一个很小的静态功耗之外, AB 类与 B 类输出级的特性非常相似。
- 为了防止热失控, AB 类输出级的偏置电压应该做到与输出晶体管的 V_{BE} 电压具有相同的温度变化特性。

- 为了散尽硅芯片的热量，功率管装配有散热器，因此晶体管能够安全耗散的最大功率是

$$P_{D\max} = \frac{T_{J\max} - T_A}{\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}}$$

其中， $T_{J\max}$ 和 θ_{JC} 由器件生产厂商提供， θ_{CS} 和 θ_{SA} 与设计的散热方式有关。

- AB 类输出级中采用达林顿结构的晶体管可以减小基极驱动电流。IC 电路中复合 *pnp* 晶体管也是经常使用的电路结构。
- 输出级电路通常都有短路保护电路。一旦输出短路，保护电路即开始工作以降低基极驱动电流，从而减小射极电流，保护输出晶体管。
- 集成功率放大器由小信号电压放大器和高功率输出级级联而成。整个电路的反馈可以在片内实现，也可以在片外实现。
- 桥式放大器提供浮置输出，负载两端的输出电压峰-峰值可以达到单个放大器接地负载上电压的两倍。
- DMOS 晶体管是短沟道功率器件，它可以工作在高电流和高电压下。
- MOSFET 功率管的漏极电流在低电流工作时呈现正温度系数的特性，因而器件存在热失控。但是在高电流工作时，电流 i_D 的温度系数是负的。

习题

14.2 节：A 类输出级

- 14.1 A 类射极跟随器的偏置电路如图 14.2 所示，其中， $V_{CC} = 5\text{ V}$ ， $R = R_L = 1\text{ k}\Omega$ ，所有晶体管都相同（包括 Q_3 ）。假设 $V_{BE} = 0.7\text{ V}$ ， $V_{CE\text{sat}} = 0.3\text{ V}$ ， β 很大。线性工作时，输出电压的上限和下限各是多少？相应的输入电压是多少？如果晶体管 Q_3 的发射结面积是晶体管 Q_2 的两倍，以上这些值会如何改变？如果 Q_3 的发射结面积是 Q_2 的一半呢？
- 14.2 采用 NMOS 晶体管的源极跟随器接成与图 14.2 所示相同的结构，所有三个晶体管的特性相同， $V_t = 1\text{ V}$ ， $\mu_n C_{ox} W/L = 20\text{ mA/V}^2$ ； $V_{CC} = 5\text{ V}$ ， $R = R_L = 1\text{ k}\Omega$ ，如果为线性工作，求输出电压的上限和下限幅值以及相应的输入电压值。
- D14.3 设计图 14.2 所示的跟随器电路，电源电压为 $\pm 9\text{ V}$ 、负载是 $1\text{ k}\Omega$ 的时候，输出电压能够达到 $\pm 7\text{ V}$ ，电源提供的总电流必须是最小的。假设有四个相同的、 β 值很大的 BJT 和一个电阻供你选择。
- D14.4 设计图 14.2 所示的射极跟随器电路，使之能够得到 $\pm 5\text{ V}$ 的输出电压，给定的电源电压 $V_{CC} = 10\text{ V}$ 。要求电路在负载低到 $100\ \Omega$ 时晶体管电路的电流变化率不超过 10，问电阻 R 应该取何值？在 $v_O = +5\text{ V}$ ， 0 V ， -5 V 时，射极跟随器的小信号电压增益是多少？负载仍为 $100\ \Omega$ 。在电压 v_O 的变化范围内，增益变化的百分比是多少？
- *14.5 考虑图 14.2 所示的跟随器电路，设负载 $R_L = V_{CC}/I$ ，输入信号是方波，输出信号的范围在 $+V_{CC}$ 到 $-V_{CC}$ 之间（忽略 $V_{CE\text{sat}}$ ）。在这样的条件下，画出与图 14.4 等效的 v_O ， i_{C1} ， p_{D1} 的波形。当输出信号的峰值为 $\pm V_{CC}/2$ 的方波时，重复以上工作。每一种情况下晶体管 Q_1 的平均功耗是多少？将结果分别与幅度为 V_{CC} 和 $V_{CC}/2$ 的正弦波的结果进行比较。
- 14.6 考虑习题 14.5 的电路情况，输出方波信号的峰-峰值为 $2V_{CC}$ 和 V_{CC} ，如果正弦信号的峰-峰值与之相同，求电流源晶体管 Q_2 中的损耗功率。
- 14.7 考虑练习 14.4 的电路情况，设 V_{CC} 有变化，比如 $V_{CC} = 16\text{ V}$ ， 12 V ， 10 V 和 8 V ，假设 $V_{CE\text{sat}}$ 近似等于 0，求每一种情况下的功率转换效率。

14.8 图 P14.8 所示是一个 BiCMOS 射极跟随器电路, 晶体管参数为 $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$, $V_{CEsat} = 0.3 \text{ V}$, $\mu_n C_{ox} W/L = 20 \text{ mA/V}^2$, $V_t = -2 \text{ V}$ 。电路为线性工作, 当负载 $R_L = \infty$ 和 $R_L = 100 \Omega$ 时, 输出电压的范围是多少? 如果得到的输出电压是峰值为 1 V 的正弦波, 求允许的最小负载电阻是多少? 这时候的功率转换效率是多少?

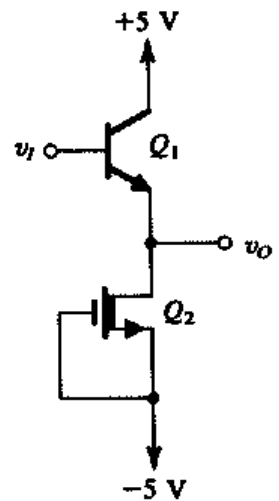


图 P14.8

14.3 节: B 类输出级

14.9 考虑由互补 BJT 组成的 B 类输出级电路, 问输入信号的幅度值是多少时交越失真能够造成 10% 的峰值损失?

14.10 图 14.9 所示是反馈结构的 B 类输出级电路。设放大器增益 $A_0 = 100 \text{ V/V}$, 推导 v_O 和 v_I 的关系式, 假设 $|V_{BE}| = 0.7 \text{ V}$, 画出 $v_O \sim v_I$ 的传输特性曲线, 并与没有反馈时的结果进行比较。

14.11 考虑 B 类输出级电路, 晶体管为增强型 MOSFET, 如图 P14.11 所示, 设晶体管的参数为: $|V_t| = 1 \text{ V}$, $\mu C_{ox} W/L = 200 \mu\text{A/V}^2$, 输入信号是峰值为 5 V 、频率为 10 kHz 的正弦波, 负载电阻相当大, 问预计的输出电压峰值是多少? 交越失真的时间段占正弦波周期的几分之几? 如果输出电压的峰值减少到输入的一半, 那么负载电阻的值是多少?

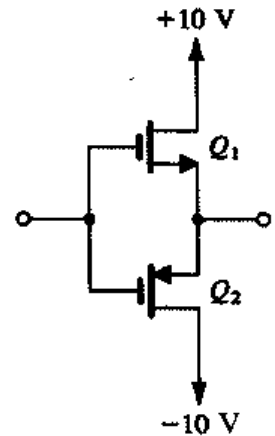


图 P14.11

14.12 考虑由互补 BJT 组成的 B 类输出级电路, 忽略有限值 V_{BE} 和 V_{CEsat} 的影响。当电源电压等于 $\pm 10 \text{ V}$ 、负载电阻是 100Ω 的时候, 可以得到的最大正弦输出功率是多少? 电源提供的功率是多少? 功率转换效率又是多少? 如果输出信号的幅度只有一半, 求输出功率、电源提供的功率和功率转换效率。

D14.13 B 类输出级的电源电压是 $\pm 5 \text{ V}$ 。假设晶体管是理想的, 当功率转换效率达到最大的时候, 输出电压是多少? 当晶体管的功耗达到最大的时候, 输出电压又是多少? 如果每个输出晶体管标定的功耗是 1 W , 安全系数可以放大 2 倍, 电路始终是满电压输出, 那么可以承受的负载电阻的最低值是多少? 如果是半电压输出, 允许的最小负载电阻是多少? 每一种情况下最可能得到的输出功率是多少?

D14.14 如果要求 B 类输出级电路能够向 16Ω 的负载提供 100 W 的平均功率。电源电压至少要比正弦输出电压的峰值高 4 V , 确定所需要的电源电压值 (各方向上最接近的电压值), 每个电源所提供的电流峰值, 总电源功率和功率转换效率。确定正弦信号输入时每一个晶体管的功耗。

14.15 由 BJT 构成的 B 类输出级电路在负载 R_L 上得到的方波输出电压的幅度是 \hat{V}_o , 直流电源电压是 $\pm V_{SS}$, 忽略有限值 V_{BE} 和 V_{CEsat} 的影响, 确定负载功率、电源功率和功率转换效率、可以达到的最大功率转换效率以及相应的 \hat{V}_o 电压值。确定晶体管的功耗达到最大时 \hat{V}_o 的值以及相应的功率转换效率。

14.4 节: AB 类输出级

D14.16 设计由 BJT 晶体管组成的 AB 类输出级电路的静态电流, 要求在 v_I 等于 0 附近的小信号电压增益满足负载电阻大于 100Ω 、增益大于 0.99 V/V 的要求。假设 BJT 的电压 V_{BE} 在 100 mA 时是 0.7 V , 确定所需要的偏置电压 V_{BB} 。

- D14.17 AB类输出级电路由MOS晶体管组成,晶体的参数为: $|V_t|=1\text{ V}$, $\mu C_{ox}W/L=200\text{ mA/V}^2$, 求晶体管两个栅极之间的偏置电压 V_{GG} ,使得增量输出电阻在静态时能够减小到 $10\ \Omega$ 。
- *14.18 某AB类输出级类似于图14.11所示的电路,但是采用单电源供电,电源电压是 $+10\text{ V}$,偏置电压 $V_T=6\text{ V}$,输出信号经耦合电容送至 $100\ \Omega$ 的电阻上。设晶体管在电流为 1 mA 时的电压 $|V_{BE}|$ 为 0.7 V ,偏置电压 $V_{BB}=1.4\text{ V}$,求得到的静态电流。如果输出信号发生阶跃跳变(从 0 V 跳到 -1 V),需要的输入阶跃信号是多少?假设晶体管的饱和电压等于0,求最大可能的正向和负向阶跃输出。

14.5节: AB类电路的偏置

- D14.19 考虑图14.14所示的二极管偏置AB类电路,设 $I_{BIAS}=100\ \mu\text{A}$,求保证输出电阻为 $10\ \Omega$ 或更小的输出晶体管(与偏置晶体管相比)的相对尺寸(n)。
- D*14.20 AB类输出级采用两个二极管偏置网络,如图14.14所示,二极管的结面积和输出晶体管相同。设 $V_{CC}=10\text{ V}$, $I_{BIAS}=0.5\text{ mA}$, $R_L=100\ \Omega$, $\beta_N=50$, $|V_{CEsat}|=0\text{ V}$,求得到的静态电流。输出电压正向和负向可能的最大值是多少?为使正向和负向的输出信号峰值相等,在偏置电流 I_{BIAS} 不变的情况下,要求 β_N 的值是多少?如果 β_N 保持50不变,要求偏置电流 I_{BIAS} 的值是多少?对这个值, I_Q 应为多少?
- **14.21 AB类输出级采用的是两个二极管的偏置网络,如图14.14所示,二极管的结面积和输出晶体管相同。在室温为 20°C 的时候,静态电流是 1 mA , $|V_{BE}|=0.6\text{ V}$ 。由于制造时的失误,连接输出晶体管和偏置二极管之间的热耦合被省略了。当电路开始工作后,输出晶体管的温度上升到 70°C ,而偏置二极管的温度仍然维持在 20°C 。如果每一个二极管的 V_{BE} 保持不变,则输出晶体管的静态电流在增加。为了计算新的电流值,考虑两个因素: I_S 按照 $14\%/^\circ\text{C}$ 增加, V_T 按照 $V_T=kT/q$ 变化,其中 $T=[273^\circ\text{C}+\text{摄氏温度}(^\circ\text{C})]$,只在 $T=20^\circ\text{C}$ 的时候, $V_T=25\text{ mV}$ 。当然,我们可以假设 β_N 是常数,该假设基于这样的事实,即 β 随温度增加但是随电流减少(参见图5.22)。求新的 I_Q 的值。如果电源电压是 $\pm 20\text{ V}$,增加的功耗是多少?如果发生了热失控,且输出晶体管的温度按照每增加 1 W 功耗,温度升高 10°C 的规律变化,升高的温度是多少?电流增大为多少?

- D14.22 图P14.22所示的是由MOSFET组成的AB类输出级电路。设所有晶体管的参数的关系为: $|V_t|=1\text{ V}$, $k_1=k_2=nk_3=nk_4$,其中 $k=\mu C_{ox}W/L$ 是晶体管的跨导工艺参数,且 $k_3=2\text{ mA/V}^2$ 。当 $I_{BIAS}=100\ \mu\text{A}$, $R_L=1\text{ k}\Omega$ 时,求使得在0附近的小信号电压增益为 0.99 V/V 的 n 值,并求相应的电流 I_Q 的值。

- D14.23 重复例题14.3,此时输出电流的正峰值是 200 mA ,采用相同的安全区域。你选择的电阻 R_1 和 R_2 的值是多少?

- **14.24 设计一个 V_{BE} 电压倍增器,电阻均相同,端电流为 1 mA ,其中有一半的电流流进偏置网络,最初的设计基于 $\beta=\infty$ 和 1 mA 电流上的 $V_{BE}=0.7\text{ V}$ 。

- (a) 求所需要的电阻值和端口电压。
(b) 当端电流增加到 2 mA 的时候,求

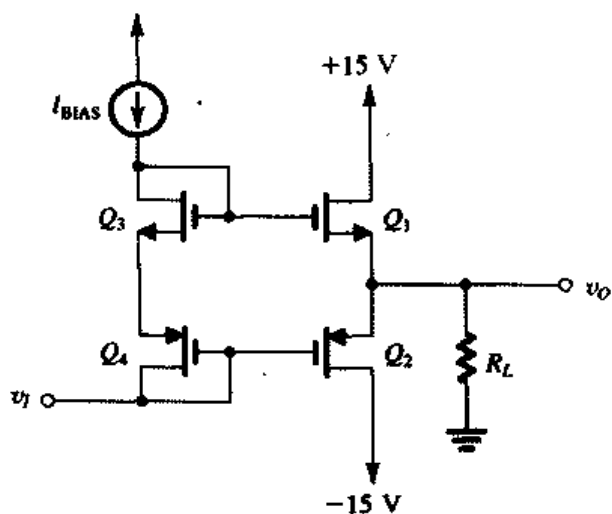


图 P14.22

端口电压, 假设 $\beta = \infty$ 。

(c) 如果端电流增加到 10 mA, 重复 (b)。

(d) 采用更实际的 $\beta = 100$ 的值, 重复 (c)。

14.6 节: BJT 功率管

- D14.25 有一个晶体管工作在环境温度为 30°C 、集射极电压为 20 V 的情况下, 热阻 $\theta_{JA} = 2^\circ\text{C}/\text{W}$ 。长时间工作要求最高结温是 130°C , 求相应的晶体管的功耗。集电极电流的最大平均值是多少?
- 14.26 某晶体管在 25°C 时的功耗是 200 mW , 最大结温是 150°C 。求它的热阻。如果工作在 70°C 的环境温度下, 那么它的功耗应该是多少? 如果环境温度为 50°C 时晶体管的功耗是 100 mW , 求此时的结温。
- 14.27 某功率管工作在 50°C 的环境温度下, 平均射极电流是 3 A , 功耗为 30 W 。如果已知晶体管的热阻低于 $3^\circ\text{C}/\text{W}$, 预计最大结温是多少? 如果结温为 25°C , 加入 3 A 的射极脉冲电流, 测得电压 V_{BE} 是 0.80 V , 那么在正常情况下, 你预计的 averages V_{BE} 值是多少? (利用温度系数 $-2\text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。)
- 14.28 在例题 14.4 的晶体管某种特殊应用中要求其具有极高的可靠性。为了增加可靠性, 最大结温限制在 100°C , 这种条件下将得到哪些结果?
- 14.29 功率管的最高结温是 130°C , 晶体管工作的时候有散热器。现在发现外壳的温度是 90°C 。外壳和散热器焊接在一起, 它们的热阻分别是 $\theta_{CS} = 0.5^\circ\text{C}/\text{W}$ 和 $\theta_{SA} = 0.1^\circ\text{C}/\text{W}$ 。如果环境温度是 30°C , 晶体管的功耗是多少? 晶体管从结到外壳的热阻 θ_{JC} 是多少?
- 14.30 功率管的 $T_{Jmax} = 180^\circ\text{C}$, 在外壳温度为 50°C 的时候, 功耗为 50 W 。如果它和散热器连接, 填充的绝缘垫圈的热阻是 $0.6^\circ\text{C}/\text{W}$, 求保证功耗为 30 W 时也能安全工作的散热器温度。如果环境温度是 39°C , 需要的散热器的热阻是多少? 如果散热器是铝挤压成鳍片状结构的那一种, 它的热阻在静止空间每单位厘米的值是 $4.5^\circ\text{C}/\text{W}$, 问这样的散热器需要多长?
- 14.31 某 $n\text{pn}$ 功率管工作在 $I_C = 10\text{ A}$ 的电流下, 它的基极电流是 0.5 A , 基极增量输入电阻是 $0.95\ \Omega$, 问电阻 r_x 的值是多少? (在高电流下, $n = 2$ 。)
- 14.32 测得某 $n\text{pn}$ 功率管在 $I_C = 5\text{ A}$ 、发射结电压为 1.05 V 、基极电流为 190 mA 时的基极扩散电阻 (r_x) 等于 $0.8\ \Omega$ 。假设工作电流很大时的 $n = 2$, 如果工作电流 $I_C = 2\text{ A}$, 预计发射结电压是多少?

14.7 节: 各种不同结构的 AB 类电路

- 14.33 利用练习 14.11 的结果, 求图 14.24 所示电路在以下情况下的输入电流: $v_I = 0, \pm 10\text{ V}$, 负载电阻为无穷大和 $100\ \Omega$ 。
- D***14.34 考虑图 14.24 所示的电路, 晶体管 Q_1 和 Q_2 是匹配管, 晶体管 Q_3 和 Q_4 也是匹配管, 但是结面积是另一对晶体管的 3 倍。设 $V_{CC} = 10\text{ V}$, 求电阻 R_1 到 R_4 的值, 使得 $v_I = +5\text{ V}$ (负载的要求) 的时候, 晶体管 Q_3 和 Q_4 中流过的基极电流至少要为 10 mA , 晶体管 Q_1 和 Q_2 中的电流变化最多为 $2:1$, Q_3 和 Q_4 在没有负载时静态电流为 40 mA ; $\beta_{1,2} \geq 150$, $\beta_{3,4} \geq 50$ 。射极跟随器由不带电阻的源驱动, 在输入电压 0 V 附近, 求整个射极跟随器的输出电阻。若输入电压是 $+1\text{ V}$, 负载电阻是 $2\ \Omega$, 得到的输出电压是多少? 设 Q_1 和 Q_2 在 10 mA 电流下的 $|V_{BE}|$ 是 0.7 V , $n = 1$ 。