



第3章

场效应管放大器

3.1 基本要求

- (1) 正确理解场效应管的电压控制作用。
- (2) 熟悉场效应管的外特性(V - A 特性曲线及方程)、主要参数及常用模型。
- (3) 熟悉 FET 放大器的直流偏置特点及工作点的确定方法。
- (4) 熟练掌握 FET 放大器的交流小信号模型分析法。
- (5) 熟练掌握共源、共漏放大器的结构、工作原理以及交流指标的计算。

3.2 精要指点

3.2.1 场效应管(FET)与双极型三极管(BJT)的比较

FET 与 BJT 是并驾齐驱的两种管子。它们在外形、特性及应用上都很相似,并且两种管子的各个端子有一一对应的关系: $g-b$, $s-e$, $d-c$ 。然而,两种管子又是不同的,BJT 是一种电流控制元件($i_B \sim i_C$),工作时多数载流子和少数载流子都参与运行,所以被称为双极型器件。FET 是一种电压控制器件($u_{GS} \sim i_D$),工作时只有一种载流子参与导电,因此它是单极型器件。FET 的优点是:制造工艺简单、功耗小、温度特性好、输入电阻极高。FET 的高输入电阻是 BJT 望尘莫及的,但 FET 的放大能力较小,在这一点上不及 BJT。

3.2.2 FET 的分类及特点

FET 分为结型和绝缘栅型两大类。结型有 N 沟道与 P 沟道之分；绝缘栅型又分为增强型、耗尽型,N 沟道与 P 沟道。表 3.2.1 列出了各种 FET 的相关资料。

表 3.2.1 FET 的分类及特点

FET 类型	结型		绝缘栅型(MOS 管)			
			增强型		耗尽型	
	N 沟道	P 沟道	N 沟道	P 沟道	N 沟道	P 沟道
符号						
U_{GS}	<0	>0	>0	<0	<0	>0
U_{DS}	>0	<0	>0	<0	>0	<0
电源电压极性	正	负	正	负	正	负
夹断电压极性	负	正	(无)	(无)	负	正
开启电压极性	(无)	(无)	正	负	(无)	(无)

3.2.3 FET 的特性曲线(以 N 沟道管为例)

FET 的特性曲线如图 3.2.1、图 3.2.2 所示。其中图 3.2.1 表示结型及耗尽型 MOS 管的特性曲线,图 3.2.2 表示增强型 MOS 管的特性曲线。

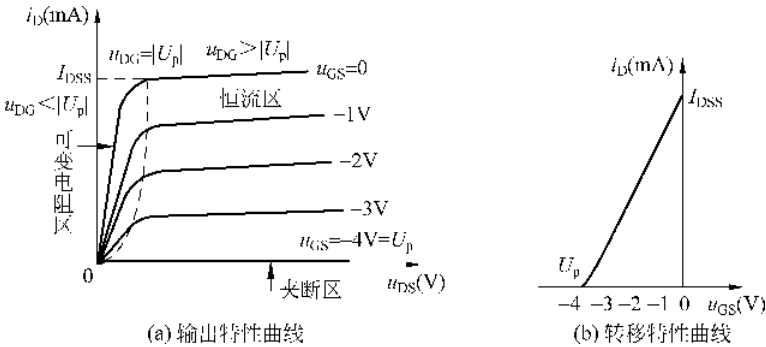


图 3.2.1 结型及耗尽型 MOS 管的特性曲线

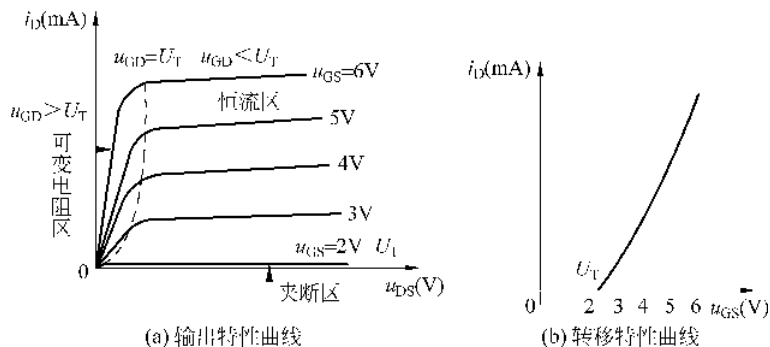


图 3.2.2 增强型 MOS 管的特性曲线

(1) 输出特性曲线 $i_D = f(u_{DS})|_{u_{GS}=\text{常数}}$

输出特性曲线如图 3.2.1(a)、图 3.2.2(a) 所示。整个曲线分成三个区,即恒流区(也称为饱和区)、夹断区(也称为截止区)和可变电阻区。恒流区与夹断区的界限:在图 3.2.1(a)中为 $u_{GS} = U_p$ 的特性曲线;在图 3.2.2(a)中为 $u_{GS} = U_T$ 的特性曲线。恒流区与可变电阻区的界限为每条特性曲线的拐点(临界点)所连的虚线,图 3.2.1(a)中的临界点对应 $u_{DG} = u_{DS} - u_{GS} = |U_p|$;图 3.2.2(a)中的临界点对应 $u_{GD} = u_{GS} - u_{DS} = U_T$ 。

① 恒流区:对应三极管的放大区。此区域中的 i_D 基本与 u_{DS} 无关,而取决于 u_{GS} ,有 $i_D = g_m u_{GS}$,由此体现出 FET 的电压控制作用。

② 夹断区:对应三极管的截止区。此区域中 $i_D \approx 0$ 。

③ 可变电阻区:对应三极管的饱和区。此区域中,当 u_{GS} 一定时,与恒流区相比 i_D 减小。当 u_{GS} 增加时, i_D 变化很小。此区域中,沟道电阻 $R_{DS} = u_{DS} / i_D$ 与曲线斜率 K 成反比,并且随 u_{GS} 的变化, K 变化, R_{DS} 相应地改变。

(2) 转移特性曲线 $i_D = f(u_{GS})|_{u_{DS}=\text{常数}}$

转移特性曲线如图 3.2.1(b)和图 3.2.2(b)所示。请关注如下几点:

① u_{GS} 的工作范围:对于结型及耗尽型 MOS 管为 $0 > u_{GS} > U_p$;对于增强型 MOS 管,有 $u_{GS} > U_T$ 。

② 由图 3.2.1(b)可以方便地确定 U_p 、 I_{DSS} ;由图 3.2.2(b)可以方便地确定 U_T 。

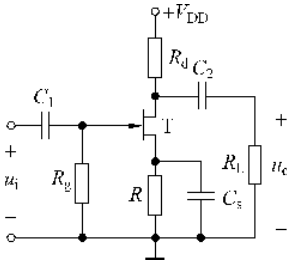
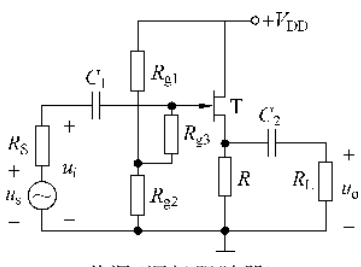
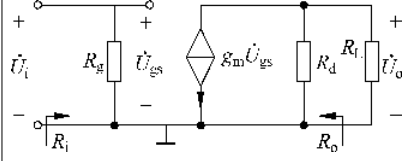
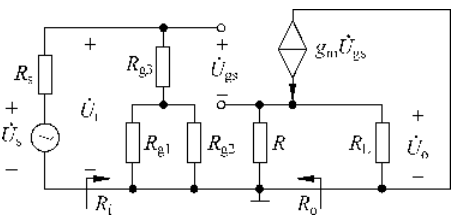
③ 图 3.2.1(b)对应的近似表达式为 $i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_p}\right)^2$;图 3.2.2(b)对应的近似表达式为 $i_D = I_{DO} \left(\frac{u_{GS}}{U_T} - 1\right)^2$ (I_{DO} 是 $U_{GS} = 2U_T$ 时的漏极电流)。

上述特性曲线均是 N 沟道管的,若改为 P 沟道管的,则曲线中的电压、电流要反向。

3.2.4 场效应管放大器的组态

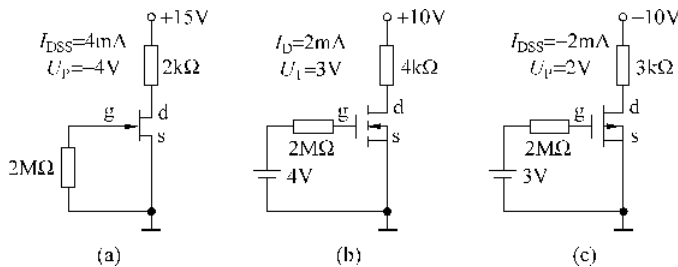
场效应管放大器与三极管放大器一样也有三种组态,它们分别是共源放大器、共漏放大器(源极跟随器)、共栅放大器。各种组态电路的结构、性能及用途见表 3.2.2(由于共栅放大器很少使用,故表中略去)。

表 3.2.2 场效应管放大器的组态

场效应管放大电路	 共源	 共漏(源极跟随器)
交流信号公共端	s	d
交流信号由	g 入, d 出	g 入, s 出
直流工作点	自偏压方式: $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2$ $U_{GSQ} = -I_{DQ}R$ $u_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_d + R)$	分压器式自偏压方式: $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right)^2$ $u_{GSQ} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_{DQ}R$ $u_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}R$
交流小信号等效电路		
电压放大倍数	$\dot{A}_u = -g_m R'_L$ $R'_L = R_d // R_L$ 较大	$\dot{A}_u = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L}$ $R'_L = R // R_L$ 近似为 1
输入电阻	$R_i = R_g$ 很大	$R_i = R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})$ 很大
输出电阻	$R_o = R_d$ 较大	$R_o = R // \frac{1}{g_m}$ 较小
相位关系	输入与输出反相	输入与输出同相
用途	(放大交流信号) 可作为多级放大器的中间级	(缓冲、隔离) 可作为多级放大器的输入级、 输出级和中间缓冲级
与三极管放大器的比较	其地位、作用与共发射极放大器相当。 共源放大器的输入电阻更大,但电压增益较小(因其 g_m 值较小)	其地位、作用与射极跟随器相当。 源极跟随器的输入电阻更大,但跟随性能较差(因其 g_m 值较小)

3.3 典型例题

【例 3.1】 请指出例图 3.3.1 中的场效应管分别处于何种工作区域。



例图 3.3.1

解 例图 3.3.1(a)中管子属结型 N 沟道 FET。由电路知： $U_{GS}=0V > U_P = -4V$ ，故 FET 不会处于夹断区。设管子处于恒流区（饱和区），则当 $U_{GS}=0V$ 时， $I_D = I_{DSS} = 4mA$ ，再求出 $U_{DS} = 15 - 4 \times 2 = 7V$ ， $U_{DG} = U_{DS} - U_{GS} = 7V > |U_P| = 4V$ ，综合上述情况，说明 FET 确实处于恒流区。

例图 3.3.1(b)中管子属 N 沟道增强型 MOSFET。由电路知： $U_{GS}=4V > U_T = 3V$ ，所以 FET 不会处于夹断区。设管子处于恒流区， $I_D = 2mA$ ， $U_{DS} = 10 - 2 \times 4 = 2V$ ， $U_{GD} = U_{GS} - U_{DS} = 4 - 2 = 2V < U_T = 3V$ ，综合上述情况，说明 FET 处于恒流区，与假设一致。

例图 3.3.1(c)中管子属 P 沟道耗尽型 MOSFET。 $U_{GS}=3V > U_P = 2V$ ，可见 FET 处于夹断区。

特别提示：

FET 的三个工作区域及工作区域的界限可参见 3.2.3 节。

【例 3.2】 场效应管电路如例图 3.3.2 所示。电路中 $V_{DD}=18V$ ， $R_d=5k\Omega$ ， $R_g=7M\Omega$ ， $R_s=2k\Omega$ ， $R_L=5k\Omega$ ，场效应管的 $I_{DSS}=9mA$ ， $U_P=-3V$ ， $g_m=3mS$ ，电容 C_1 、 C_2 、 C_S 足够大。

- (1) 计算电路的静态工作点 I_{DQ} 、 U_{GSQ} 和 U_{DSQ} ；
- (2) 画出电路的交流小信号等效电路；
- (3) 计算电路的电压放大倍数 $\dot{A}_v$ 、输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 。

解 (1) 可采用公式法确定静态工作点，即

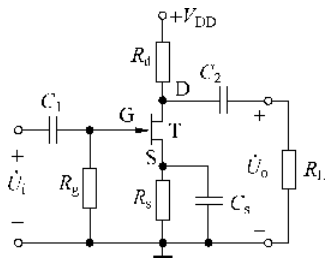
$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P} \right)^2 = 9 \left(1 - \frac{u_{GSQ}}{-3} \right)^2$$

$$U_{GSQ} = -I_{DQ}R_s = -2I_{DQ}$$

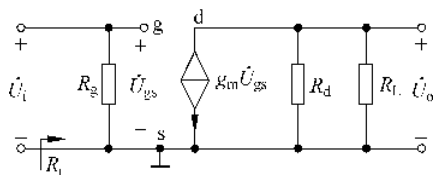
以上两式联立求解得： $U_{GSQ1} = -2V$ ， $I_{DQ1} = 1mA$ ； $U_{GSQ2} = -4.5V$ ， $I_{DQ2} = 2.25mA$ 。

由于 $U_{GSQ2} < U_P$ ，这会使管子工作在夹断区，与实际不符，故取 $U_{GSQ} = U_{GSQ1} = -2V$ ， $I_{DQ} = I_{DQ1} = 1mA$ 。由此进一步求出 $U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_d + R_s) = 18 - 1 \times 7 = 11V$ 。

(2) 交流小信号等效电路如例图 3.3.3 所示。



例图 3.3.2



例图 3.3.3

(3) 利用交流小信号模型分析法来计算放大器的交流指标:

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -g_m R'_L = -g_m (R_L // R_d) = -3 \times (5 // 5) = -7.5$$

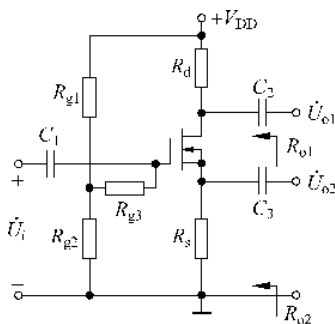
$$R_i \approx R_g = 7\text{M}\Omega \quad R_o \approx R_d = 5\text{k}\Omega$$

【例 3.3】 场效应管放大电路如例图 3.3.4 所示, $V_{DD} = 30\text{V}$, $R_{g1} = 200\text{k}\Omega$, $R_{g2} = 100\text{k}\Omega$, $R_{g3} = 2.5\text{M}\Omega$, $R_s = 5\text{k}\Omega$, $R_d = 10\text{k}\Omega$, $g_m = 1\text{mS}$, 电容 C_1 、 C_2 足够大。

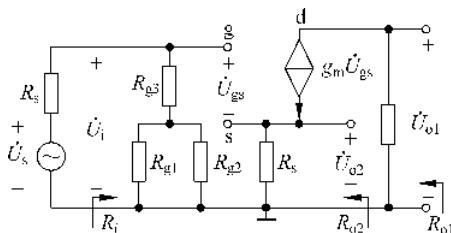
(1) 画出放大器的交流小信号等效电路;

(2) 计算电路的电压放大倍数 $\dot{A}_{u1} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i}$, $\dot{A}_{u2} = \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_i}$, 输入电阻 R_i , 输出电阻 R_{o1} 、 R_{o2} 。

解 (1) 放大器的交流小信号等效电路如例图 3.3.5 所示。



例图 3.3.4



例图 3.3.5

(2) 输出信号取自 $\dot{U}_{o1}$ 时, 电路为共源放大器, 有

$$\dot{A}_{u1} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} = \frac{-g_m R_d}{1 + g_m R_s} = \frac{-1 \times 10}{1 + 1 \times 5} \approx -1.67$$

$$R_{o1} \approx R_d = 10\text{k}\Omega$$

输出信号取自 $\dot{U}_{o2}$ 时, 电路为共漏放大器, 有

$$\dot{A}_{u2} = \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_i} = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s} = \frac{1 \times 5}{1 + 1 \times 5} \approx 0.83$$

$$R_{o2} = R_s // \frac{1}{g_m} = 5 // 1 \approx 0.83\text{k}\Omega$$

上述两种情况下的输入电阻相同,即

$$R_i = R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2}) \approx R_{g3} = 2.5 \text{ M}\Omega$$

3.4 教材同步习题答案

题 3-1 可以用万用表的电阻挡测试两个管子的电阻来判定。若为 BJT, 则其 c、e 间的正反向电阻值均很大; 若为 JFET, 则其 d、s 间的正反向电阻值均较小。

题 3-2 本题解答参见表 3.2.1。

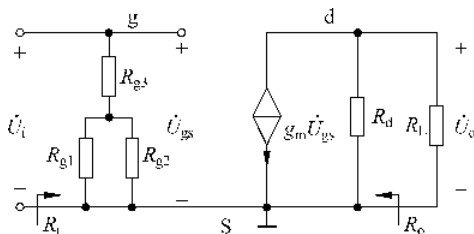
题 3-3 由原教材题图 3-3 可见, $I_{\text{DSS}} \approx 4 \text{ mA}$, $U_{\text{P}} \approx -4 \text{ V}$ 。

题 3-4 由原教材题图 3-4 可见: $I_{\text{DSS}} \approx 4 \text{ mA}$, $U_{\text{P}} \approx -4 \text{ V}$, $U_{\text{GS}} = -2 \text{ V}$ 时的跨导 $g_{\text{m}} \approx \frac{2.5 - 1.3}{-1 - (-2)} = 1.2 \text{ mS}$ 。

题 3-5 (1) 饱和区; (2) 可变电阻区; (3) 饱和区; (4) 可变电阻区。

题 3-6 (1) $I_{\text{DQ}} = 1 \text{ mA}$, $U_{\text{GSQ}} = -2 \text{ V}$, $U_{\text{DSQ}} = 21 \text{ V}$; (2) $\dot{A}_{\text{u}} = -12$; (3) $R_i \approx 5 \text{ M}\Omega$, $R_o \approx 5 \text{ k}\Omega$ 。

题 3-7 (1) 电路的交流小信号等效电路如解图 3.4.1 所示。



解图 3.4.1

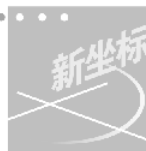
(2) $\dot{A}_{\text{u}} = -g_{\text{m}}(R_{\text{L}} // R_{\text{d}})$, $R_i \approx R_{\text{g3}} + (R_{\text{g1}} // R_{\text{g2}})$, $R_o \approx R_{\text{d}}$

题 3-8 (1) $\dot{A}_{\text{u}} \approx 0.68$; (2) $R_i \approx 2 \text{ M}\Omega$, $R_o \approx 1.1 \text{ k}\Omega$ 。

题 3-9 (1) $U_{\text{GSQ}} = -1.6 \text{ V}$, $I_{\text{DQ}} = 3.2 \text{ mA}$, $U_{\text{DSQ}} = 6.4 \text{ V}$; (2) $\dot{A}_{\text{u1}} = \frac{\dot{U}_{\text{o1}}}{\dot{U}_{\text{i}}} \approx -23$, $\dot{A}_{\text{u2}} =$

$\frac{\dot{U}_{\text{o2}}}{\dot{U}_{\text{i}}} \approx 0.23$; (3) $R_{\text{o1}} \approx 10 \text{ k}\Omega$, $R_{\text{o2}} \approx 76 \Omega$ 。

题 3-10 $u_{\text{o}} = -\frac{\beta g_{\text{m}} R_{\text{z}}}{1 + g_{\text{m}} r_{\text{be}}} u_{\text{i}}$ 。



第4章

功率电子电路

4.1 基本要求

- (1) 熟练掌握双电源互补对称功率放大器(OCL)的工作原理、指标的估算。
- (2) 熟悉交越失真产生的原因及消除方法。
- (3) 熟悉单电源互补对称功率放大器(OTL)的工作原理、指标的估算。
- (4) 了解集成功放的工作原理和应用。

4.2 精要指点

4.2.1 功率放大器的特点

功率放大器(简称为功放)和电压放大器没有本质的区别,它仍然是以管子为核心构成电路,仍然利用三极管的电流控制作用来实现放大。但功率放大器与电压放大器又是不同的,表 4.2.1 列出了两者的诸多差异,由此可见功放的特点。

表 4.2.1 功率放大器与电压放大器的比较

电路种类	电压放大器	功率放大器
目的	放大交流电压信号	获得大的交流输出功率
在多级放大器中的位置	输入级或中间级	输出级
交流指标	电压增益 A_u 输入电阻 R_i 输出电阻 R_o	交流输出功率 P_o 电源提供的功率 P_E 管子消耗的功率 P_T 效率 η
传输的信号	交流小信号	交流大信号
分析方法	交流小信号模型分析法	图解法
电路的工作点一般处于	甲类	甲乙类、乙类

4.2.2 功率放大器中三种工作点类型

根据位置的不同,功率放大器的工作点可以分为三种类型(如图 4.2.1 所示):甲类(Q_1 点)、甲乙类(Q_2 点)、乙类(Q_3 点)。

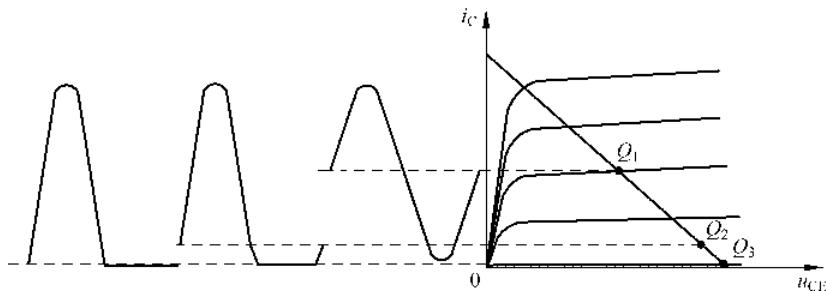


图 4.2.1 功率放大器中三种工作点类型

甲类(Q_1 点): 位置适中,三极管在交流信号的一个周期内均导通,波形无失真。但静态电流最大,静态管耗最大,效率最低。

乙类(Q_3 点): 位置最低,管子半个周期内导通,波形失真严重。静态电流为 0,静态管耗最小,效率最高。

甲乙类(Q_2 点): 位置介于前两者之间,管子的导通角大于 180° ,波形失真程度、静态管耗、效率均介于前两者之间。

4.2.3 互补对称功率放大器

我们可以将互补对称功率放大器看做两个工作在乙类或甲乙类状态的射极跟随器的组合。由于对称的两部分电路轮流导通,互补对方的不足,解决了波形严重失真的问题。又因电路工作在乙类或甲乙类状态,它们的静态管耗很小,效率很高。表 4.2.2 列出了几种不同的互补对称功放,以便比较。

4.2.4 甲乙类功放中几种克服交越失真的电路

在甲乙类功放电路中,互补对称功放的两个管子的基极之间往往设置偏置电路。此偏置电路的作用是为功放提供微小的静态偏置,使其工作在甲乙类状态,以克服交越失真。现将几种常见的克服交越失真的电路列入表 4.2.3 中,并对几种电路的特点作了比较,以供大家参考。

4.2.5 复合管

复合管分为同类复合管、互补型复合管,表 4.2.4 列出了各种复合管的结构、参数等内容,以便查阅。

表 4.2.2 几种互补对称功放

电路种类	双电源供电的互补对称功率放大器(OCL)		单电源供电的甲乙类互补对称功率放大器(OTL)
	乙类	甲乙类	
电路结构			
功率及效率的计算	交流输出功率 $P_O = \frac{U_{om}^2}{2R_L}$ 电源提供的功率 $P_E = \frac{2V_{CC}U_{om}}{\pi R_L}$ 管子消耗的功率为 $P_T = \frac{1}{R_L} \left(\frac{V_{CC}U_{om}}{\pi} - \frac{U_{om}^2}{4} \right)$ (单管) 效率 $\eta = \frac{P_O}{P_E} = \frac{\pi U_{om}}{4 V_{CC}}$	套用乙类各计算公式	套用 OCL 功放的各计算公式,但要将原公式中的 V_{CC} 换为 $\frac{V_{CC}}{2}$
极限状态下的输出功率和效率	最大输出电压为 $U_{om} = V_{CC} - U_{CES} \approx V_{CC}$ 交流输出功率最大 $P_{om} \approx \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$ 效率最高为 $\eta_{max} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$	同左	最大输出电压为 $U_{om} = \frac{V_{CC}}{2} - U_{CES} \approx \frac{V_{CC}}{2}$ 交流输出功率最大为 $P_{om} \approx \frac{(V_{CC}/2)^2}{2R_L}$ 效率最高为 $\eta_{max} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$
最大管耗(单管)	当 $U_{om} \approx 0.64V_{CC}$ 时,管耗最大,即 $P_{Tm} \approx 0.2P_{om}$	同左	当 $U_{om} \approx 0.64 \frac{V_{CC}}{2}$ 时,管耗最大,即 $P_{Tm} \approx 0.2P_{om}$
特点	静态电流为 0,静态管耗为 0,效率最高。无耦合电容,便于集成。有交越失真。双电源供电,使用不便	三极管 T_1 和 T_2 有适当的静态偏置,工作于微导通状态,克服了交越失真。效率较高。无耦合电容,便于集成。双电源供电,使用不便	单电源供电,使用方便。三极管 T_1 和 T_2 有适当的静态偏置,工作于微导通状态,克服了交越失真。效率较高。有耦合电容,不便于集成

表 4.2.3 甲乙类功放中几种克服交越失真的电路

甲乙类功放			
克服交越失真的偏置电路	D_1, D_2	R, D	R_1, R_2, T_3
克服交越失真的偏置电压	$U_{bb'} = U_{D1} + U_{D2}$ $= 0.6\text{V} + 0.6\text{V}$	$U_{bb'} = U_D + I \cdot R$ $= 0.6\text{V} + I \cdot R$	$U_{bb'} = U_{BE3} \frac{R_1 + R_2}{R_2}$
特点	D_1, D_2 对交流短路, b 和 b' 之间的交流压降为 0, 能够获得较为对称的交流输出波形。但直流偏置电压 $U_{bb'}$ 不可调	调整电阻 R , 可以改变直流电压 $U_{bb'}$ 的大小。但 R_2 上有交流压降, 会造成 b 和 b' 两点交流电压的幅度差别, 输出的交流波形不对称	改变电阻 R_1 和 R_2 的比值, 可以调整直流电压 $U_{bb'}$ 的大小。同时 b 和 b' 之间交流短路, 能够输出较为对称的交流波形

表 4.2.4 复合管

复合管的种类	同类复合管		互补型复合管	
结构				
等效管型 (取决于第一只管子 T_1)	 NPN 型	 PNP 型	 NPN 型	 PNP 型
参数	$\beta \approx \beta_1 \beta_2 \quad r_{be} = r_{be1} + (1 + \beta_1) r_{be2}$		$\beta \approx \beta_1 \beta_2 \quad r_{be} = r_{be1}$	
复合管在功放电路中的应用	由复合管代替互补对称的功率管,可以扩大输出电流并解决由于管型不同引起的输出对称性差的问题			