

场效应三极管及其基本放大电路

场效应三极管是利用输入回路的电场效应来控制输出回路电流的一种半导体器件,属于电压控制电流型器件,简称场效应管(Field Effect Transistor,FET)。由于它仅靠半导体中的多数载流子导电,又称为单极型晶体管。场效应管具有体积小、重量轻、寿命长等优点,而且它的输入阻抗很高,可达 $10^7 \sim 10^{12} \Omega$,噪声低、热稳定性好、抗辐射能力强、耗电少,因此从 20 世纪 60 年代诞生起就广泛应用于各种电子电路中。

本章首先介绍场效应管的结构、工作原理和特性曲线,然后阐述场效应管基本放大电路的静态分析和动态分析方法,最后介绍场效应管基本放大电路的频率响应。

3.1 场效应三极管

场效应管按结构分为结型场效应管(Junction Type Field Effect Transistor,JFET)和绝缘栅型场效应管(Insulated Gate Field Effect Transistor,IGFET)。IGFET 也称为金属-氧化物-半导体场效应管(Metal Oxide Semiconductor FET,MOSFET)。根据参与导电的载流子的种类不同,场效应管又可以分为电子作为载流子的 N 沟道场效应管和空穴作为载流子的 P 沟道场效应管。

3.1.1 结型场效应管

1. 结构及电路符号

结型场效应管有 N 沟道和 P 沟道两种类型,它们的工作原理类似,本节以 N 沟道结型场效应管为例介绍它们的结构、工作原理和特性曲线。

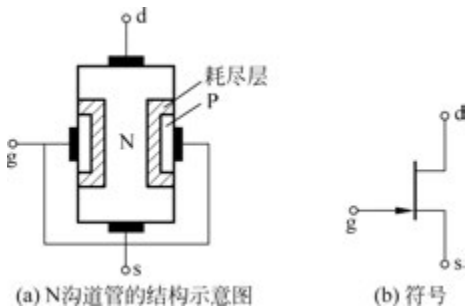


图 3.1 结型场效应管结构示意图和符号

N 沟道结型场效应管的结构示意图如图 3.1 所示,它是在一块 N 型半导体两侧制作出两个高掺杂的 P 型区,并将它们连接在一起,引出电极,称为栅极 g; 再在 N 型半导体的两端分别引出两个电极,一个称为漏极 d,另一个称为源极 s,P 型区和 N 型区交界面会形成耗尽层,漏极与源极之间的非耗尽层区域称为导电沟道。

2. 结型场效应管的工作原理

为使 N 沟道结型场效应管正常工作,应在其栅源之间加负向电压(即 $U_{GS} < 0$),以保证耗尽层承受反向电压,从而使之具有栅源电阻大的特点;在漏源之间加正向电压 U_{DS} ,以形成漏极电流 i_D ,下面分别讨论栅-源电压 U_{GS} 和漏-源电压 U_{DS} 对漏极电流 i_D 的影响,来说明管子的工作原理。

1) 当 $U_{DS} = 0V$ (即 D、S 短路)时, U_{GS} 对导电沟道的影响

当 $U_{DS} = 0V$ 且 $U_{GS} = 0V$ 时,耗尽层很窄,导电沟道很宽,如图 3.2(a) 所示。

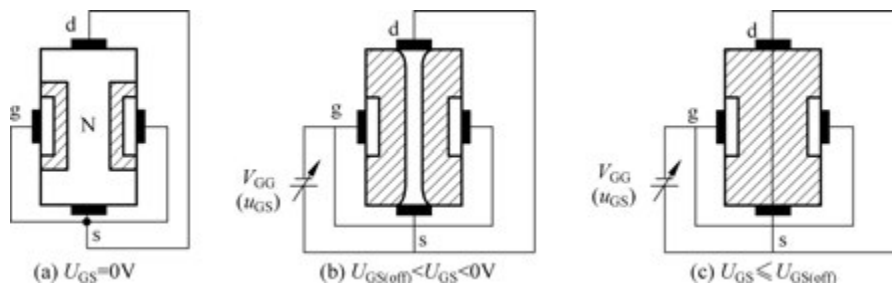


图 3.2 $U_{DS} = 0V$ 时 U_{GS} 对导电沟道的控制作用

当 $U_{GS} < 0$ 时,栅源极之间加上反向偏置电压时,耗尽层加宽,沟道变窄,如图 3.2(b) 所示,沟道电阻增大。当 $|U_{GS}|$ 增大到某一数值时,耗尽层闭合,沟道消失,如图 3.2(c) 所示,沟道电阻趋于无穷大,称此时 U_{GS} 的值为夹断电压 $U_{GS(off)}$,N 沟道结型场效应管的夹断电压 $U_{GS(off)}$ 是一个负值。

当 U_{GS} 变化时,导电沟道的宽度会随着发生变化,因 $U_{DS} = 0$,虽有导电沟道存在,但多子不会产生定向移动,因而漏极电流 i_D 为零。

2) 当 U_{GS} 为 $U_{GS(off)} < U_{GS} < 0V$ 时, U_{DS} 对漏极电流 i_D 的影响

假设 U_{GS} 不变,若 $U_{DS} > 0V$,则有电流 i_D 从漏极流向源极,从而使沟道中各点电位与栅极电位不再相等,而是沿沟道从源极到漏极逐渐升高,造成靠近漏极一边的耗尽层比靠近源极一边的宽,如图 3.3(a) 所示。

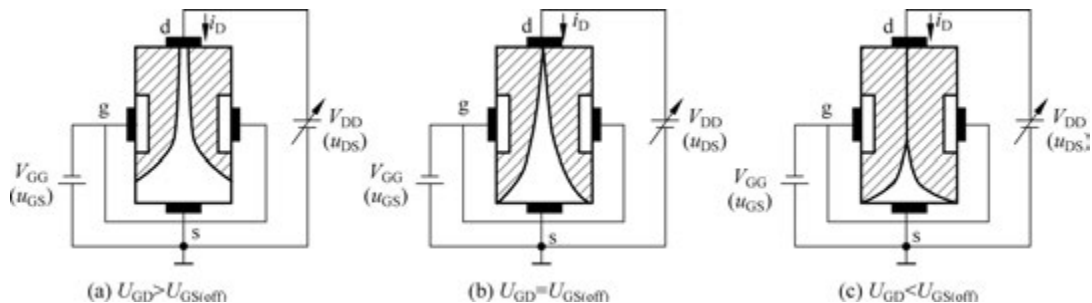


图 3.3 $U_{GS(off)} < U_{GS} < 0V$ 且 $U_{DS} > 0V$ 的情况

因为栅-漏电压 $U_{GD} = U_{GS} - U_{DS}$,所以当 U_{DS} 从零逐渐增大时, U_{GD} 逐渐减小,靠近漏极一边的导电沟道必将随之变窄。但是,只要栅-漏之间不出现夹断区域,沟道电阻仍将基本上决定于栅-源电压 U_{GS} ,因此,电流 i_D 将随 U_{DS} 的增大而线性增大,沟道呈现电阻特性。随着 U_{DS} 的增大,使 $U_{GD} = U_{GS(off)}$,漏极一边的耗尽层会合拢在一起,如图 3.3(b) 所示,称

$U_{GD} = U_{GS(off)}$ 为预夹断。若 U_{DS} 继续增大, 则 $U_{GD} < U_{GS(off)}$, 耗尽层合拢的部分将延长, 即夹断区加长, 如图 3.3(c) 所示。这时, 一方面自由电子从漏极向源极定向移动所受阻力加大, 只能从夹断区的窄缝以较高速度通过, 从而导致 i_D 减小; 另一方面, 随着 U_{DS} 的增大, 使栅-源间的纵向电场增强, 也必然导致 i_D 增大。实际上, 上述 i_D 的两种变化趋势相抵消, U_{DS} 的增幅几乎全部降落在夹断区, 用于克服夹断区对 i_D 形成的阻力。因此, 从外部看, 在 $U_{GD} < U_{GS(off)}$ 的情况下, U_{DS} 增大时 i_D 几乎不变, 即 i_D 几乎仅决定于 U_{GS} , 表现出 i_D 的恒流特性。

3) 当 U_{DS} 不变, $U_{GD} < U_{GS(off)}$ 时, U_{GS} 对 i_D 的控制作用

当 U_{DS} 为一常量, $U_{GD} = U_{GS} - U_{DS} < U_{GS(off)}$, 即 $U_{DS} > U_{GS} - U_{GS(off)}$ 的情况下, 对应于确定的 U_{GS} , 就有确定的 i_D 。此时, 可以通过改变 U_{GS} 来控制 i_D 的大小。由于漏极电流受 U_{GS} 的控制, 故称场效应管为电压控制元件。与晶体管用 $\beta (= \Delta i_C / \Delta i_B)$ 来描述动态情况下基极电流对集电流的控制作用相类似, 场效应管用 g_m 来描述动态的栅-源电压对漏极电流的控制作用, g_m 称为低频跨导。

$$g_m = \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}} \quad (3.1)$$

由以上分析可知:

(1) 在 $U_{GD} = U_{GS} - U_{DS} > U_{GS(off)}$ 的情况下, 即 g-d 间未出现夹断时, 对应于不同的 U_{GS} , d-s 间等效成不同阻值的电阻。

(2) 当 U_{DS} 使 $U_{GD} = U_{GS(off)}$ 时, d-s 之间预夹断。

(3) 当 U_{DS} 使 $U_{GD} < U_{GS(off)}$ 时, i_D 几乎仅决定于 U_{GS} 。

3. 结型场效应管的特性曲线

1) 输出特性曲线

输出特性曲线描述当栅-源电压 U_{GS} 为常量时, 漏极电流 i_D 与漏-源电压 U_{DS} 关系, 即

$$i_D = f(u_{DS}) \Big|_{U_{GS}=\text{常数}} \quad (3.2)$$

N 沟道结型场效应管的输出特性曲线如图 3.4(a) 所示, 输出特性为一族曲线。

场效应管有三个工作区域:

(1) 可变电阻区(也称非饱和区): 图中的虚线为预夹断轨迹, 它是各条曲线上使 $U_{DS} = U_{GS} - U_{GS(off)}$, 即 $U_{GD} = U_{GS(off)}$ 的点连接而成的。预夹断轨迹的左边区域称为可变电阻区, 该区域中曲线近似为不同斜率的直线, U_{GS} 的值不同, 直线的斜率不同, 即相当于电阻的阻值不同。因此在该区, 场效应管的特性呈现为一个由 U_{GS} 控制的可变电阻, 所以称为可变电阻区。 U_{GS} 愈大, 预夹断时的 U_{DS} 值也愈大。

(2) 恒流区(也称饱和区): 图中预夹断轨迹的右边区域为恒流区。当 $U_{DS} > U_{GS} - U_{GS(off)}$ (即 $U_{GD} < U_{GS(off)}$) 时, 各曲线近似为水平的直线。表示漏极电流 i_D 基本上不随 u_{DS} 变化, i_D 的值主要取决于 U_{GS} , 因此称为恒流区, 也称为饱和区。利用场效应管作放大管时, 应使其工作在该区域。

(3) 截止区: 当 $U_{GS} < U_{GS(off)}$ 时, 导电沟道完全被夹断, $i_D \approx 0$, 即图中靠近横轴的部分, 称为截止区, 场效应管不能导电。

另外, 当 U_{DS} 增大到一定程度时, PN 结因反向偏置电压过高而被击穿, 漏极电流会骤然增大, 管子将被击穿。为保证器件的安全, 场效应管的 U_{DS} 不能超过规定的极限值。

2) 转移特性曲线

转移特性曲线描述当漏-源之间电压 U_{DS} 保持不变时,漏极电流 i_D 与栅-源电压 u_{GS} 之间的关系,即

$$i_D = f(u_{GS}) \Big|_{U_{DS}=\text{常数}} \quad (3.3)$$

N 沟道结型场效应管的转移特性曲线如图 3.4(b)所示。

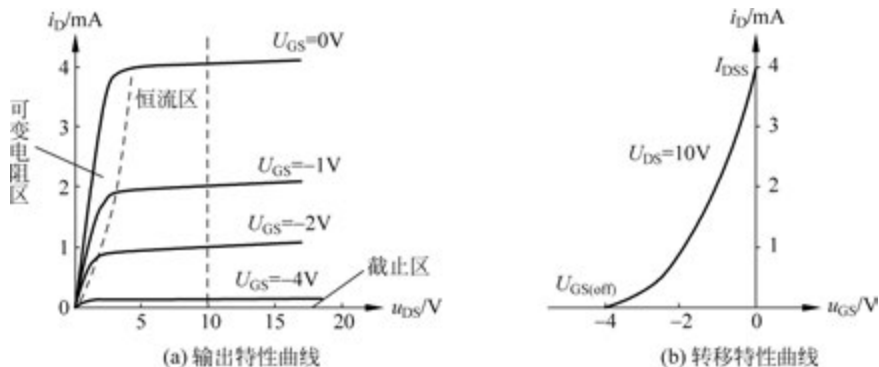


图 3.4 N 沟道结型场效应管的特性曲线

从转移特性曲线上可以得到场效应管的两个重要参数,即转移特性曲线与横坐标轴交点处的电压,表示 $i_D = 0$ 时的 u_{GS} ,即为夹断电压 $U_{GS(off)}$,此外转移特性曲线与纵坐标轴交点处的电流,表示 $u_{GS} = 0$ 时的漏极电流,称为饱和漏极电流,用符号 I_{DSS} 表示。

结型场效应管的转移特性曲线可近似用以下公式表示

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2 \quad (U_{GS(off)} < u_{GS} < 0) \quad (3.4)$$

场效应管的上述转移特性曲线和输出特性曲线之间是有联系的,可以根据输出特性曲线利用作图的方法得到相应的转移特性曲线。如图 3.4 所示;转移特性曲线与输出特性曲线有严格的对应关系。

在结型场效应管中,由于栅极与导电沟道之间的 PN 结被反向偏置,所以栅极基本上不必取电流,它的输入电阻很高,可达 $10^7 \Omega$ 以上,若希望其有更高的输入电阻,则可以考虑采用绝缘栅型场效应管。

3.1.2 绝缘栅型场效应管

绝缘栅型场效应管由金属、氧化物和半导体制成,所以称为金属-氧化物-半导体场效应管,简称 MOS 场效应管(Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect transistor, MOSFET)。由于这种场效应管的栅极被绝缘层(例如 SiO_2)隔离,因此其输入电阻比结型场效应管的大很多,可达 $10^9 \Omega$ 以上。还因为它比结型场效应管温度稳定性好、集成化时工艺简单,而广泛用于大规模和超大规模集成电路之中。

与结型场效应管相同,MOS 管也有 N 沟道和 P 沟道两类,每一类又分为增强型和耗尽型两种,因此 MOS 管的四种类型为: N 沟道增强型管、N 沟道耗尽型管、P 沟道增强型管和 P 沟道耗尽型管。栅-源电压 U_{GS} 为零时漏极电流也为零的管子,属于增强型管;栅-源电压 U_{GS} 为零时,漏极电流不为零的管属于耗尽型管。本节将以 N 沟道增强型场效应管为例,介绍它们的结构、工作原理和特性曲线。

1. N 沟道增强型 MOS 管

1) 结构及电路符号

N 沟道增强型 MOS 管的结构示意图如图 3.5(a) 所示, 它的符号如图 3.5(b) 所示。

在图 3.5(a) 中, 用一块掺杂浓度较低的 P 型硅片作为衬底, 在其表面覆盖一层 SiO_2 绝缘层, 再在 SiO_2 层上刻出两个窗口, 通过扩散形成两个高掺杂的 N^+ 型区, 并引出两个电极, 分别为源极 s 和漏极 d, 再在 SiO_2 之上制作一层金属铝, 引出电极, 作为栅极 g。栅极与其他电极之间是绝缘的。衬底也引出一根引线, 用 B 表示。通常将衬底与源极接在一起使用。由图 3.5(a) 可见, 这种场效应管由金属、氧化物和半导体组成。N 沟道增强型 MOS 场效应管的符号如图 3.5(b) 所示。

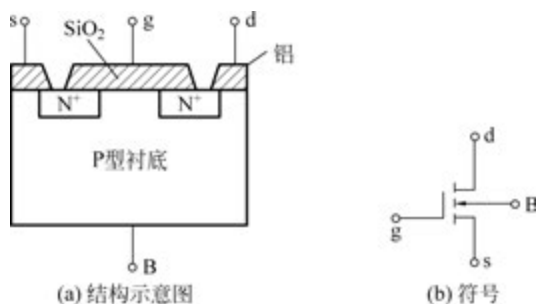


图 3.5 N 沟道增强型 MOS 管结构示意图和符号

2) 工作原理

当栅-源两极之间不加电压时, 漏-源之间是两只背靠背的 PN 结, 不存在导电沟道, 因此即使漏源之间加电压, 也不会有漏极电流。

当 $U_{\text{DS}} = 0$ 且 $U_{\text{GS}} > 0$ 时, 由于 SiO_2 的存在, 栅极电流为零。但是栅极金属层将聚集正电荷, 它们排斥 P 型衬底靠近 SiO_2 一侧的空穴, 使之剩下不能移动的负离子区, 形成耗尽层, 如图 3.6(a) 所示。当 U_{GS} 增大时, 一方面耗尽层增宽, 另一方面将衬底的自由电子吸引到耗尽层与绝缘层之间, 形成一个 N 型薄层, 称为反型层, 如图 3.6(b) 所示。这个反型层就构成了漏-源之间的导电沟道。使沟道刚形成的栅-源电压称为开启电压 $U_{\text{GS(th)}}$ 。 U_{GS} 愈大, 反型层愈厚, 导电沟道电阻愈小。

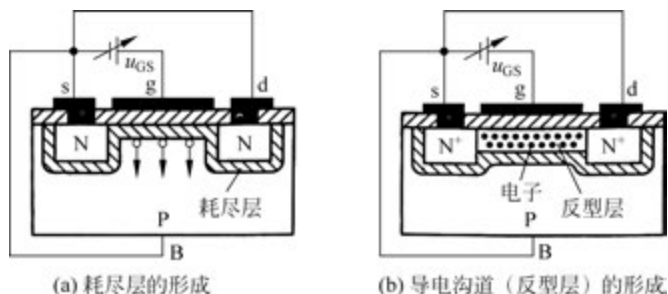


图 3.6 $U_{\text{DS}} = 0$ 时 U_{GS} 对导电沟道的影响

当 U_{GS} 大于 $U_{\text{GS(th)}}$ 的一个确定值时, 若在漏-源之间加正向电压, 则将产生一定的漏极电流。此时, U_{DS} 的变化对导电沟道的影响与结型场效应管相似。即当 U_{DS} 较小时, U_{DS} 的增大使 I_{D} 线性增大, 沟道沿源-漏方向逐渐变窄, 如图 3.7(a) 所示。一旦 U_{DS} 增大到使

$U_{GD} = U_{GS(th)}$ (即 $U_{DS} = U_{GS} - U_{GS(th)}$) 时, 沟道在漏极一侧出现夹断点, 称为预夹断, 如图 3.7(b) 所示。如果 U_{DS} 继续增大, 夹断区随之延长, 如图 3.7(c) 所示。而且 U_{DS} 的增大大部分几乎全部用于克服夹断区对漏极电流的阻力。 i_D 几乎不因 U_{DS} 的增大而变化, 管子进入恒流区, i_D 几乎仅决定于 U_{GS} 。

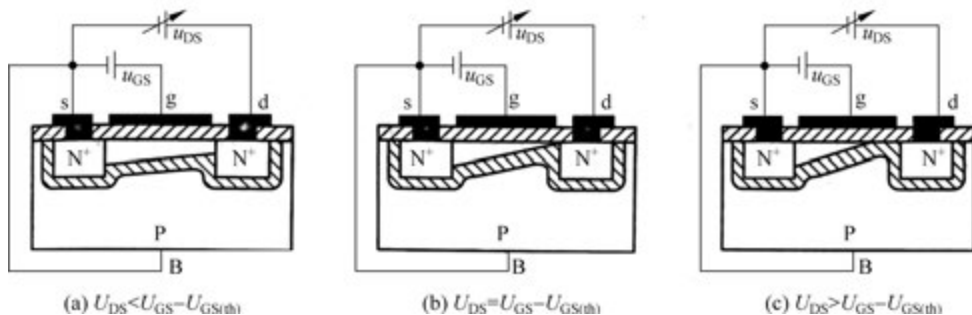


图 3.7 U_{GS} 为大于 $U_{GS(th)}$ 的某一值时 U_{DS} 对 I_D 的影响

在 $U_{DS} > U_{GS} - U_{GS(th)}$ 时, 对应于每一个 U_{GS} 就有一个确实的 i_D 。此时, 可将 i_D 视为电压 U_{GS} 控制的电流源。

3) N 沟道增强型场效应管的特性曲线

如图 3.8(a) 和 (b) 所示分别为 N 沟道增强型 MOS 管的转移特性曲线和输出特性曲线, 它们之间的关系见图中标注。与结型场效应管一样, MOS 管也有三个工作区域: 可变电阻区、恒流区及夹断区(截止区), 如图中所标注。

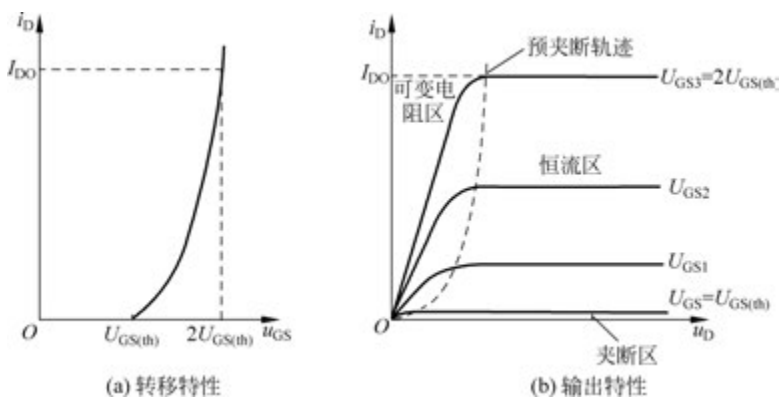


图 3.8 N 沟道增强型 MOS 管的特性曲线

与结型场效应管相类似, i_D 与 u_{GS} 的近似关系式为

$$i_D = I_{DO} \left(\frac{u_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2 \quad (3.5)$$

其中, I_{DO} 是 $U_{GS} = 2U_{GS(th)}$ 时的 I_D 。

2. N 沟道耗尽型 MOS 管

如果在制造 MOS 管时, 在 SiO_2 绝缘层中掺入大量正离子, 因此即使 $U_{GS} = 0$, 这些正离子产生的电场也能在 P 型衬底中感应出足够的负电荷, 形成反型层, 从而产生 N 型导电沟道, 如图 3.9(a) 所示。只要在漏-源之间加正向电压, 就会产生漏极电流, 并且, U_{GS} 为正时, 反型层变宽, 沟道电阻变小, i_D 增大; 反之, U_{GS} 为负时, 反型层变窄, 沟道电阻变大, i_D

减小。而当 U_{GS} 从零减小到一定值时,反型层消失,漏-源之间的导电沟道消失, $i_D = 0$ 。此时的 U_{GS} 称为夹断电压 $U_{GS(off)}$ 。与 N 沟道结型场效应管相同, N 沟道耗尽型 MOS 管的夹断电压也为负值。但是,前者只能在 $U_{GS} < 0$ 的情况下工作,而后的 U_{GS} 可以在正、负值的一定范围内控制 i_D ,且仍保持栅-源之间有非常大的绝缘电阻。

耗尽型 MOS 管的符号如图 3.9(b) 所示。

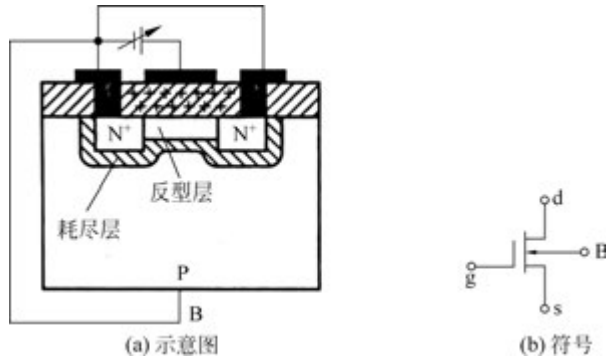


图 3.9 N 沟道耗尽型 MOS 管结构示意图及符号

N 沟道耗尽型 MOS 场效应管的输出特性曲线和转移特性曲线如图 3.10 所示,由图可见当 $U_{GS} > 0$ 时, i_D 增大;当 $U_{GS} < 0$ 时, i_D 减小,直至 $i_D = 0A$,对应 $i_D = 0A$ 的 U_{GS} 称为夹断电压,用 $U_{GS(off)}$ 表示。

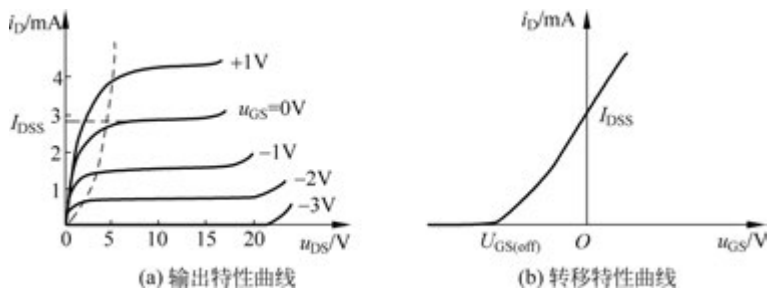


图 3.10 N 沟道耗尽型 MOS 场效应管的特性曲线

N 沟道耗尽型 MOS 场效应管的转移特性曲线描述的 i_D 与 u_{GS} 的近似关系可表示为

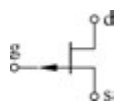
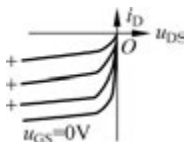
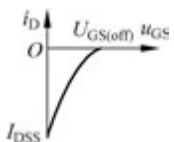

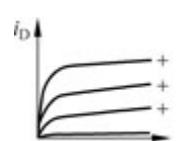

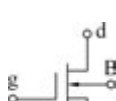
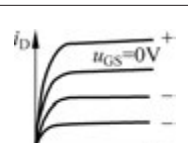
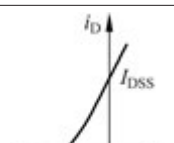
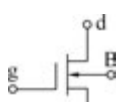
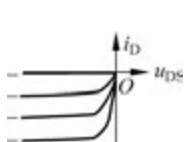
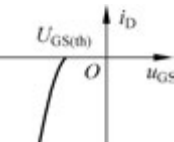

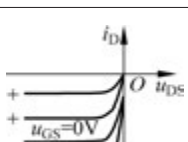
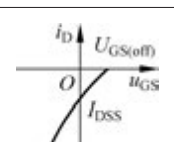
$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \quad (3.6)$$

P 沟道耗尽型 MOS 场效应管的工作原理与 N 沟道类似,此处不再论述,它们的符号与 N 沟道 MOS 管相似,衬底 B 上箭头的方向相反。为便于比较现将各种场效应管的符号和特性曲线如表 3.1 所示。

表 3.1 各种场效应管的符号和特性曲线

种 类		符 号	输 出 特 性	转 移 特 性
结型 N 沟道	耗尽型			

续表

种类		符号	输出特性	转移特性
结型 P 沟道	耗尽型			
绝缘栅型 N 沟道	增强型			
	耗尽型			
绝缘栅型 P 沟道	增强型			
	耗尽型			

3.1.3 场效应管的主要参数

1. 直流参数

1) 开启电压 $U_{GS(th)}$

$U_{GS(th)}$ 是增强型 MOS 管的一个重要参数。它的定义是在 U_{DS} 一定时,使漏极电流 I_D 大于零所需的最小 $|U_{GS}|$ 值。

2) 夹断电压 $U_{GS(off)}$

$U_{GS(off)}$ 是结型场效应管和耗尽型 MOS 管的参数。与 $U_{GS(th)}$ 相类似, $U_{GS(off)}$ 是在 U_{DS} 一定时, I_D 为规定的微小电流时的 U_{GS} 。

3) 饱和漏极电流 I_{DSS} : 对于结型场效应管,在 $U_{GS} = 0V$ 情况下产生预夹断时的漏极电流定义为 I_{DSS} 。

4) 直流输入电阻 R_{GS}

R_{GS} 等于栅-源电压与栅极电流之比。结型管的 R_{GS} 大于 $10^7 \Omega$, 而 MOS 管的 R_{GS} 大于 $10^9 \Omega$ 。

2. 交流参数

1) 低频跨导 g_m

g_m 数值的大小表示 u_{GS} 对 i_D 的控制作用。当管子工作在恒流区且 u_{DS} 为常量的条件下, i_D 的变化量 Δi_D 与引起它变化的 Δu_{GS} 之比, 称为低频跨导。即

$$g_m = \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}} \quad (3.7)$$

g_m 的单位是 S(西[门子])或 mS。

对于耗尽型场效应管, 利用 i_D 的表达式(3.6), 可以求出其低频跨导的表达式为

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right) \Big|_{U_{DS}=\text{常数}} \quad (3.8)$$

对于增强型场效应管, 由式(3.5)可以得到其低频跨导的表达式为

$$g_m = \frac{2I_{DO}}{U_{GS(th)}} \left(\frac{U_{GSQ}}{U_{GS(th)}} - 1 \right) \Big|_{U_{DS}=\text{常数}} \quad (3.9)$$

可见, g_m 与场效应管的静态工作点有关, 它是表征场效应管放大能力的重要参数。

2) 极间电容

场效应管的三个极之间均存在极间电容。包括栅源电容 C_{GS} 、栅漏电容 C_{GD} 和漏源电容 C_{DS} 。极间电容愈小, 管子的高频性能越好, 一般为几皮法。

3) 极限参数

(1) 最大漏极电流 I_{DM} : I_{DM} 是管子正常工作时漏极电流的上限值。

(2) 击穿电压: 管子进入恒流区后, 使 i_D 骤然增大的 u_{DS} 称为漏源击穿电压 $U_{(BR)DS}$, U_{DS} 超过此值, 管子会损坏, 工作时外加在漏源之间的电压不得超过此值。

(3) 最大耗散功率 P_{DM} : 场效应管的漏极耗散功率等于漏极电流与漏源之间电压的乘积, 这部分功率将转化为热能, 使管子的温度升高。 P_{DM} 决定于管子允许的温升。

3.1.4 双极型三极管与场效应管的比较

如表 3.2 所示汇总了双极型三极管与场效应管性能的比较。

表 3.2 双极型晶体管和场效应管性能比较

项目	晶体管类型	双极型晶体管(BJT)	场效应管(FET)
结构		NPN 型 PNP 型	结型: N 沟道, P 沟道 绝缘栅增强型: N 沟道, P 沟道 绝缘栅耗尽型: N 沟道, P 沟道
电极使用		c, e 电极不能互换使用	d, s 一般可以互换使用
载流子		多子、少子	一种
输入量		电流	电压
控制		电流控制电流源 CCCS(β)	电压控制电流源 VCCS(g_m)
噪声系数		较大	较小
热稳定性		差	较好
输入电阻		低(几十欧到几千欧)	高(几兆欧以上), $i_G \approx 0$
静电影响		不易受静电影响	易受静电影响
集成工艺		不宜大规模集成	适宜大规模和超大规模集成

续表

项目晶体管类型	双极型晶体管(BJT)	场效应管(FET)
大电流特性	好	次之
耗电	多	省
电源电压范围	窄	宽

(1) 场效应管的源极 s 、栅极 g 、漏极 d 分别对应于三极管的发射极 e 、基极 b 、集电极 c ，它们的作用相似。

(2) 场效应管是电压控制电流器件，由 u_{GS} 控制 i_D ，其低频跨导 g_m 一般较小，因此场效应管的放大能力较差。三极管是电流控制电流器件，由 i_B 控制 i_C ，驱动能力强。

(3) 场效应管的输入电阻比三极管的输入电阻高，因此场效应管栅极几乎不取电流，而三极管工作时基极总要索取一定的电流。

(4) 场效应管只有多子参与导电，三极管有多子和少子两种载流子参与导电，因少子浓度受温度等因素影响较大，所以场效应管比三极管的温度稳定性好、抗辐射能力强。在环境条件(温度等)变化很大的情况下应选用场效应管。

(5) 场效应管在源极未与衬底连在一起时，源极和漏极可以互换使用，且特性变化不大。而三极管的集电极与发射极互换使用时，它们的特性差异很大， β 值将减小很多，只有在特殊需求时才互换使用。

(6) 场效应管的噪声系数很小，在低噪声放大电路的输入级及要求信噪比较高的电路中应选用场效应管。

(7) 场效应管和三极管均可组成各种放大电路和开关电路，但由于前者制造工艺简单，且具有耗电少，热稳定性好，工作电源电压范围宽等优点，因而被广泛用于大规模和超大规模集成电路中。

思考题

- 3.1.1 场效应管是如何分类的？如何理解场效应管的符号？
- 3.1.2 为什么说场效应管属于单极性器件？如何理解场效应管是电压控制型器件？
- 3.1.3 为什么场效应管的源极和漏极可以互换使用，而晶体三极管的发射极和集电极不能互换使用？
- 3.1.4 开启电压或夹断电压小于零的场效应管有哪些？开启电压或夹断电压大于零的场效应管有哪些？
- 3.1.5 说明场效应管低频跨导的意义，如何求跨导？
- 3.1.6 结型场效应管工作在恒流区时，为什么 N 沟道管的栅-源电压要小于零，而 P 沟道管的栅-源电压要大于零？

3.2 场效应管基本放大电路

在实际应用中信号源电压有时很微弱，且内阻较大，只能提供微安级电流，甚至更小的信号电流。只有在放大电路的输入电阻达到几兆欧、几十兆欧，甚至更大的时候，才能有效地获得信号电压，因此晶体三极管的不同组态电路均不适合于上述应用场合。场效应管的栅源极电阻非常大，可达 $10^7 \sim 10^{12} \Omega$ ，可以认为栅极基本不从信号源索取电流，因而由它构

成的放大电路的输入电阻可满足上述要求。

场效应管和双极型晶体管相类似,双极型晶体管的基极 b、发射极 e、集电极 c 与场效应管的栅极 g、源极 s 和漏极 d 相对应。场效应管是电压控制型器件,靠栅源极电压的变化控制漏极电流的变化,放大作用以跨导 g_m 来体现;双极型晶体管是电流控制型器件,靠基极电流的变化来控制集电极电流的变化,放大作用由电流放大系数 β 来体现。场效应管基本放大电路也有三种组态,即共栅组态基本放大电路、共源组态基本放大电路和共漏组态基本放大电路,分别与双极型晶体管的共基组态基本放大电路、共射组态基本放大电路和共集组态基本放大电路相对应。

3.2.1 场效应管共源基本放大电路

1. 静态分析

场效应管放大电路中,必须设置合适的静态工作点,使管子 in 信号作用时始终工作在恒流区,电路才能正常放大。场效应管基本放大电路的偏置形式有两种,即分压偏置和自给偏压。

1) 分压偏置电路

场效应管共源分压偏置基本放大电路如图 3.11 所示。这种偏置电路适用于任何类型的场效应管放大电路。

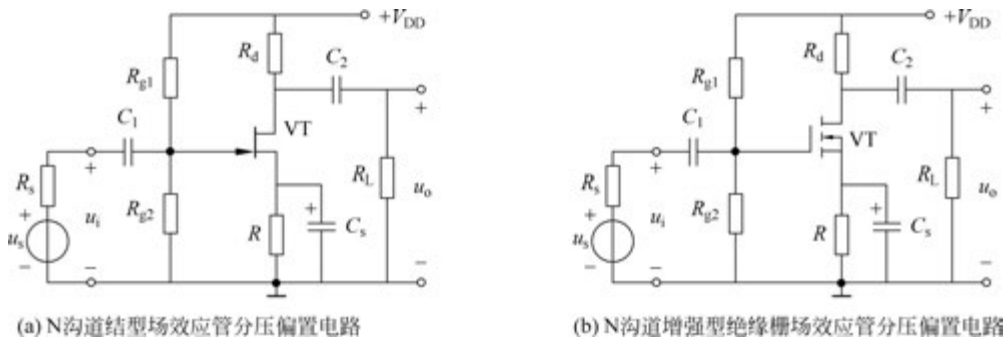


图 3.11 场效应管共源分压偏置电路

将图 3.11(a) 电路的耦合电容 C_1 、 C_2 和旁路电容 C_s 断开,就得到它的直流通路,如图 3.12 所示。图中 R_{g1} 、 R_{g2} 是栅极偏置电阻, R 是源极电阻, R_d 是漏极电阻。根据图 3.12

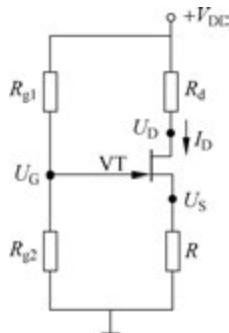


图 3.12 N 沟道结型场效应管分压偏置电路的直流通路

可写出下列方程

$$U_G = \frac{R_{g2} V_{DD}}{R_{g1} + R_{g2}} \quad (3.10)$$

$$U_{GSQ} = U_G - U_S = U_G - I_{DQ} R \quad (3.11)$$

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \quad (3.12)$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R) \quad (3.13)$$

由式(3.10)~式(3.13),可以求解静态工作点 I_{DQ} 、 U_{GSQ} 和 U_{DSQ} 。

因为式(3.12)是二次方程,会有两个解,需要从中确定一个合理的解。一般可根据静态工作点是否合理、栅源电压是否超

出了夹断电压、漏源电压是否进入饱和区等情况来确定。

注意式(3.12)表示的结型场效应管和耗尽型绝缘栅场效应管的漏极电流方程,而对于增强型绝缘栅场效应管,其漏极电流方程为

$$I_{DQ} = I_{DO} \left(\frac{U_{GSQ}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$$

式中, I_{DO} 是 $U_{GS} = 2U_{GS(th)}$ 时所对应的 I_D 。

2) 自给偏压电路

如图 3.13(a) 所示为 N 沟道结型场效应管自给偏压电路, 电容 C_1 和 C_2 为耦合电容; C_s 为旁路电容, 在交流通路中可视为短路。将电容开路就可得直流通路, 如图 3.13(b) 所示。

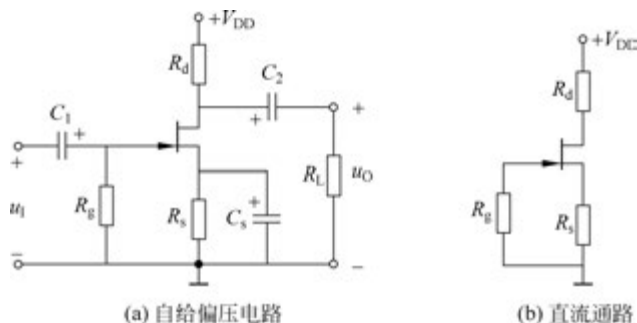


图 3.13 N 沟道场结型场效应管自给偏压电路

在图 3.13(b) 所示电路中, 由于栅极电流为零, 从而使 R_g 中电流为零, 所以栅极电位 $U_{GQ} = 0V$; 源极电位等于源极电流 (也是漏极电流 I_{DQ}) 在源极电阻 R_s 上的压降, 即 $U_{SQ} = I_{DQ}R_s$, 因此, 栅-源静态电压

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = 0 - I_{DQ}R_s = -I_{DQ}R_s \quad (3.14)$$

式(3.14)表明, 在正直流电源 $+V_{DD}$ 作用下, 电路因 R_s 上的电压使栅极和源极之间获得负偏压, 这种依靠自身获得负偏压的方式称为自给偏压。

将式(3.14)代入结型场效应管电流方程, 得出

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2 = I_{DSS} \left(1 - \frac{-I_{DQ}R_s}{U_{GS(off)}} \right)^2 \quad (3.15)$$

由式(3.15)可求出漏极静态电流中 I_{DQ} , 将其代入式(3.14), 可得栅源间静态电压 U_{GSQ} 。

根据电路的输出回路方程, 可得管压降

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_d + R_s) \quad (3.16)$$

自给偏压电路仅适用于耗尽型场效应管, 可利用上述类似的方法求解耗尽型 MOS 管共源放大电路的静态工作点。

2. 动态分析

1) 场效应管的低频小信号模型

在构造场效应管的交流等效模型时, 因为结型场效应管栅源间动态电阻可达 $10^7 \Omega$ 以上, 绝缘栅型场效应管栅源间动态电阻可达 $10^9 \Omega$ 以上, 所以可认为栅极和源极之间近似开路, 基本不从信号源索取电流; 当场效应管工作在恒流区时, 漏极动态电流仅决定于栅源电压, 因而可认为输出回路是一个电压控制的电流源。因此, 场效应管的交流等效模型如图 3.14 所示。

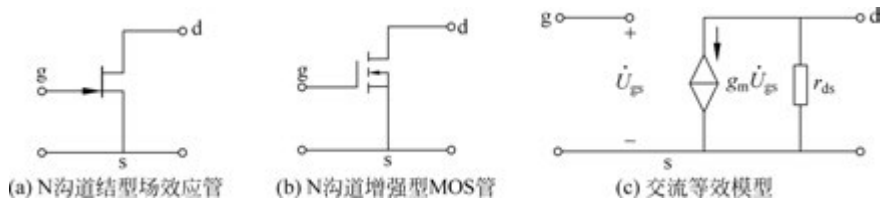


图 3.14 场效应管的交流等效模型

2) 动态分析

如图 3.11(a)所示 N 沟道结型场效应管共源基本放大电路的微变等效电路如图 3.15 所示,忽略了 r_{ds} 的影响。

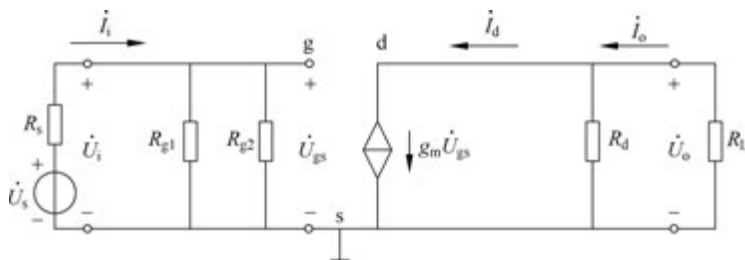


图 3.15 图 3.11(a) 电路的微变等效电路

(1) 电压放大倍数: 放大电路的输出电压为

$$\dot{U}_o = -g_m \dot{U}_{gs} (R_d // R_L)$$

因 $\dot{U}_i = \dot{U}_{gs}$, 所以

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

式中, $R'_L = R_d // R_L$ 。

如果有信号源内阻 R_s , 则源电压增益为

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{g_m R'_L R_i}{R_i + R_s} \quad (3.17)$$

式中, R_i 是放大电路的输入电阻。

(2) 输入电阻:

$$R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = R_{g1} // R_{g2} \quad (3.18)$$

可见, 虽然场效应管具有输入电阻高的特点, 但是场效应管放大电路的输入电阻并不一定高。

(3) 输出电阻:

$$R_o = R_d \quad (3.19)$$

【例 3.1】 如图 3.16(a)所示电路中, 已知 $V_{DD} = 15\text{V}$, $R_{g1} = 150\text{k}\Omega$, $R_{g2} = 300\text{k}\Omega$, $R_{g3} = 2\text{M}\Omega$, $R_d = 5\text{k}\Omega$, $R_s = 500\Omega$, $R_L = 5\text{k}\Omega$; MOS 管的 $U_{GS(th)} = 2\text{V}$, $I_{D0} = 2\text{mA}$; 已知场效应管

在 Q 点处的跨导 $g_m = 2\text{mS}$ 。

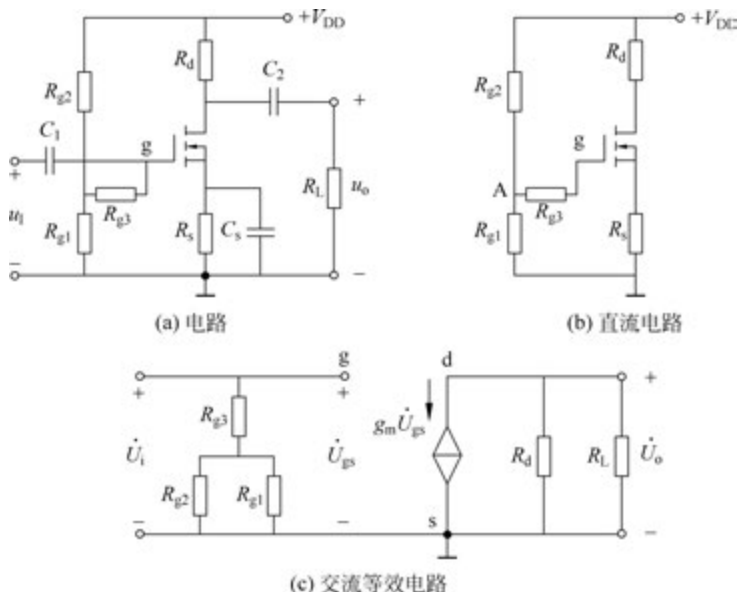


图 3.16 N 沟道增强型 MOS 管静态工作点稳定电路

(1) 求解 Q 点；(2) 求解 \dot{A}_u 、 R_i 、 R_o 。

解：(1) 求解 Q 点。直流通路如图 3.16(b) 所示。

$$U_{GSQ} = \frac{R_{g1}}{R_{g1} + R_{g2}} \cdot V_{DD} - I_{DQ} R_s = \frac{150}{150 + 300} \cdot 15 - I_{DQ} \times 0.5 = 5 - 0.5 I_{DQ}$$

$$I_{DQ} = I_{D0} \left(\frac{U_{GSQ}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2 = 2 \left(\frac{U_{GSQ}}{2} - 1 \right)^2$$

得出 U_{GSQ} 的两个解分别为 +4V 和 -4V, 舍去负值, 得出合理解为

$$U_{GSQ} = 4\text{V}, I_{DQ} = 2\text{mA}$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s) = [15 - 2 \times (5 + 0.5)]\text{V} = 4\text{V}$$

(2) 交流等效电路如图 3.16(c) 所示, 可知

$$\dot{U}_{gs} = \dot{U}_i$$

$$\dot{U}_o = -\dot{I}_d (R_d // R_L) = -g_m \dot{U}_{gs} (R_d // R_L)$$

则

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -g_m (R_d // R_L) = -2 \times \frac{1}{1/5 + 1/5} = -5$$

$$R_i = R_{g3} + R_{g1} // R_{g2} = \left(2 + \frac{1}{1/0.15 + 1/0.3} \right) \text{M}\Omega = 2.1\text{M}\Omega$$

$$R_o = R_d = 5\text{k}\Omega$$

可见, 场效应管共源放大电路的输入电阻远大于共射放大电路的输入电阻, 但它的电压放大能力通常不如共射放大电路。

3.2.2 场效应管共漏基本放大电路

场效应管共漏基本放大电路如图 3.17(a) 所示。

1. 静态分析

图 3.17(a) 电路的直流通路如图 3.17(b) 所示。

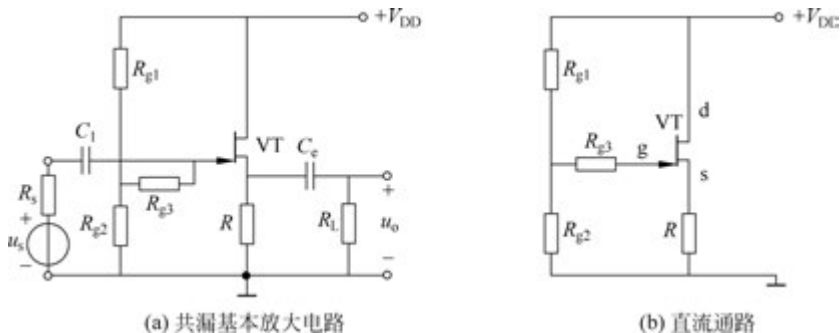


图 3.17 N 沟道结型场效应管共漏基本放大电路

由图 3.17(b) 可得

$$U_G = \frac{R_{g2} V_{DD}}{R_{g1} + R_{g2}} \quad (3.20)$$

$$U_{GSQ} = U_G - U_S = U_G - I_{DQ} R \quad (3.21)$$

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \quad (3.22)$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R \quad (3.23)$$

由式(3.20)~式(3.23), 可以求解静态工作点 I_{DQ} 、 U_{GSQ} 和 U_{DSQ} 。

2. 动态分析

如图 3.17(a) 所示 N 沟道结型场效应管共漏基本放大电路的微变等效电路如图 3.18 所示, 电路中忽略了 r_{ds} 的影响。

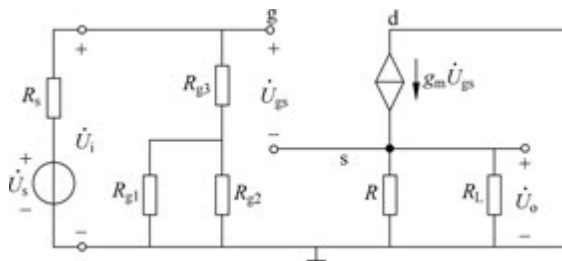


图 3.18 图 3.17(a) 电路的微变等效电路

1) 电压放大倍数

放大电路的电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{gs} + \dot{U}_o} = \frac{g_m \dot{U}_{gs} (R // R_L)}{\dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} (R // R_L)} = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} \quad (3.24)$$

式中, $R'_L = R // R_L$ 。

由式(3.24)可知,场效应管共漏基本放大电路的电压放大倍数 $\dot{A}_u > 0$,表示输出与输入同相;通常 $g_m R'_L \gg 1$,则 \dot{A}_u 小于1,且约等于1。

2) 输入电阻

$$R_i = R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2}) \quad (3.25)$$

在图 3.17(a)所示电路中,虽然场效应管具有输入电阻高的特点,但是场效应管放大电路的输入电阻并不一定高,取决于电阻 $R_{g1} // R_{g2}$ 。因此通常在分压点和栅极之间接入 R_{g3} ,如果选取 R_{g3} 阻值较高,就可以极大提高放大电路的输入电阻,而不影响放大电路的静态工作点和电压放大倍数。

3) 输出电阻

计算放大电路的输出电阻的微变等效电路如图 3.19 所示。将负载电阻 R_L 开路,并在输出端加上一个电源 \dot{U}'_o ,将输入电压信号源短路,此时受控源相当于开路,然后计算放大电路的输出电阻:

$$\begin{aligned} \dot{i}'_o &= \frac{\dot{U}'_o}{R} - g_m \dot{U}_{gs} \\ \dot{U}'_o &= -\dot{U}_{gs} \\ R_o &= \frac{\dot{U}'_o}{\dot{i}'_o} = \frac{R}{1 + g_m R} = R // \frac{1}{g_m} \end{aligned} \quad (3.26)$$

场效应管共漏基本放大电路的电压放大倍数约等于1,输入电阻大,输出电阻小,与双极型晶体管共集电极基本放大电路类似。

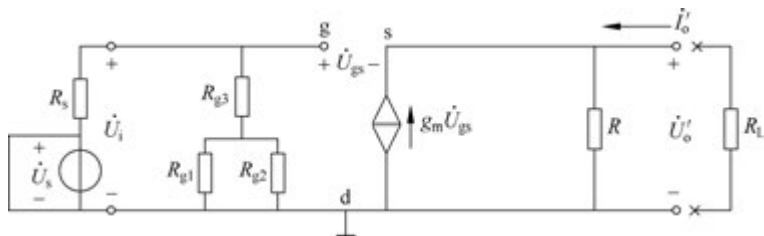


图 3.19 求解输出电阻 R_o 的微变等效电路

【例 3.2】 在图 3.17(a)所示的共漏基本放大电路中, $V_{DD} = 24\text{V}$, $R = 10\text{k}\Omega$, $R_{g1} = 3\text{M}\Omega$, $R_{g2} = 5\text{M}\Omega$, $R_{g3} = 100\text{M}\Omega$, 负载电阻 $R_L = 10\text{k}\Omega$, 已知场效应管在 Q 点处的跨导 $g_m = 1.8\text{mS}$, 试估算放大电路 \dot{A}_u 、 R_i 和 R_o 。

解: 由式(3.24)、式(3.25)和式(3.26)可得

$$\begin{aligned} \dot{A}_u &= \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} = \frac{1.8 \times \frac{10 \times 10}{10 + 10}}{1 + 1.8 \times \frac{10 \times 10}{10 + 10}} = 0.9 \\ R_i &= R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2}) = \left(100 + \frac{5 \times 3}{5 + 3}\right) \text{M}\Omega \approx 102\text{M}\Omega \end{aligned}$$

$$R_o = R \parallel \frac{1}{g_m} = \frac{10 \times \frac{1}{1.8}}{10 + \frac{1}{1.8}} \text{k}\Omega \approx 0.53 \text{k}\Omega$$

3.2.3 场效应管共栅基本放大电路

N 沟道增强型绝缘栅场效应管共栅基本放大电路如图 3.20(a)所示。

1. 静态分析

共栅基本放大电路的静态分析与共源放大电路相同,不再重述。

2. 动态分析

如图 3.20(a)所示的 N 沟道增强型绝缘栅场效应管共栅基本放大电路的交流等效电路如图 3.20(b)所示,忽略 r_{ds} 的影响。

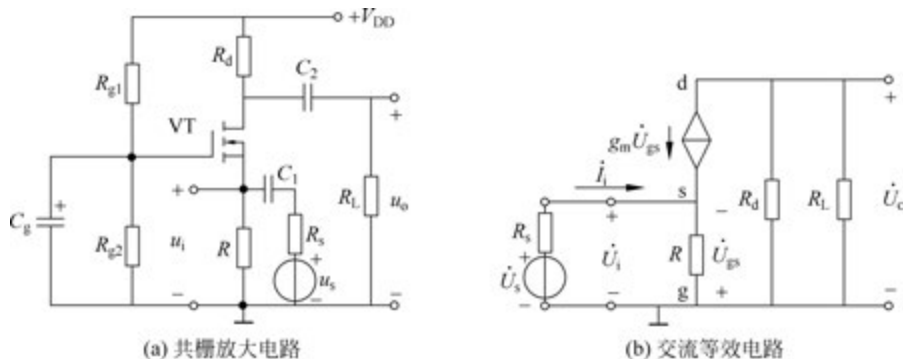


图 3.20 共栅放大电路及其交流通路

1) 电压放大倍数

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-g_m \dot{U}_{gs} (R_d \parallel R_L)}{-\dot{U}_{gs}} = g_m (R_d \parallel R_L) = g_m R'_L \quad (3.27)$$

式中, $R'_L = R_d \parallel R_L$ 。

2) 输入电阻

$$R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = \frac{-\dot{U}_{gs}}{-\frac{\dot{U}_{gs}}{R} - g_m \dot{U}_{gs}} = \frac{1}{\frac{1}{R} + g_m} = R \parallel \frac{1}{g_m} \quad (3.28)$$

3) 输出电阻

$$R_o \approx R_d \quad (3.29)$$

场效应管共栅基本放大电路的电压放大倍数为正,输入、输出同相;输入电阻小,输出电阻大,与双极性晶体管共基基本放大电路类似。

思考题

- 3.2.1 如何进行场效应管放大电路的静态分析,并举例说明。
- 3.2.2 如何进行场效应管放大电路的动态分析,并举例说明。
- 3.2.3 试比较共射基本放大电路和共源基本放大电路。

本章小结

本章介绍了场效应管的结构、工作原理和特性曲线,同时阐述了场效应管基本放大电路的静、动态分析。主要内容如下。

(1) 场效应管利用栅源之间电压的电场效应来控制漏极电流,是一种电压控制器件。场效应管分为结型和绝缘栅型两大类,后者又称为 MOS 场效应管。无论结型或绝缘栅型场效应管,都有 N 沟道和 P 沟道之分。对于绝缘栅场效应管,又有增强型和耗尽型两种类型,但结型场效应管只有耗尽型。场效应管仅靠半导体中的一种载流子导电,故又称为单极型晶体管。场效应管输入电阻高、体积小、重量轻、寿命长、噪声低、热稳定性好、抗辐射能力强,易于大规模集成,近年来发展很快。

表征场效应管放大作用的重要参数是跨导 $g_m = \Delta i_D / \Delta u_{GS}$ 。也可用输出特性和转移特性来描述场效应管各极电流与电压之间的关系。

(2) 场效应管的输出特性曲线可分为可变电阻区、截止区和恒流区,在放大电路中,应使其工作在恒流区。

(3) 场效应管基本放大电路也有三种组态,即共栅组态基本放大电路、共源组态基本放大电路和共漏组态基本放大电路。

(4) 场效应管基本放大电路的静、动态分析方法与双极型晶体管基本放大电路类似。

习题与思考

习题 3.1 说明图 3.21 各场效应管的名称,指出是增强型还是耗尽型。

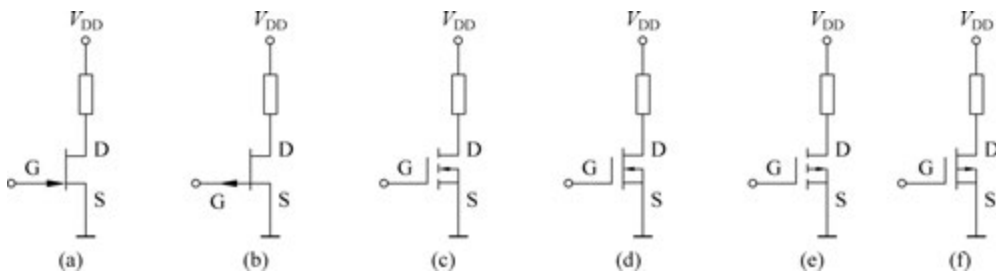


图 3.21 习题 3.1 图

习题 3.2 指出图 3.22 中各特性曲线属于哪种场效应管的特性曲线。

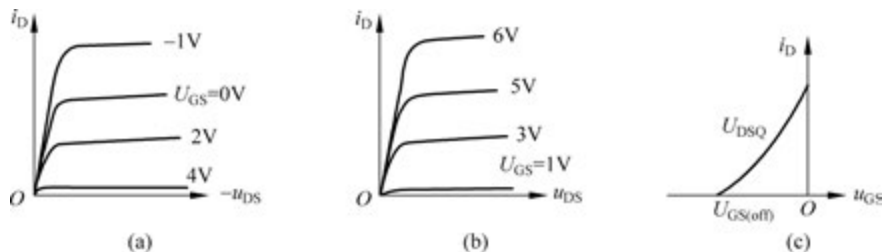


图 3.22 习题 3.2 图

习题 3.3 已知一个 N 沟道增强型 MOS 场效应管的开启电压 $U_{GS(th)} = +3V$, $I_{DO} = 4mA$, 请画出其转移特性曲线。

习题 3.4 已知一个 N 沟道增强型 MOS 场效应管的输出特性曲线如图 3.23 所示, 试做出 $u_{DS} = 15V$ 时的转移特性曲线, 并由特性曲线求出该场效应管的开启电压 $U_{GS(th)}$ 和 I_{DO} 值, 以及当 $u_{DS} = 15V, u_{GS} = 4V$ 时的跨导 g_m 。

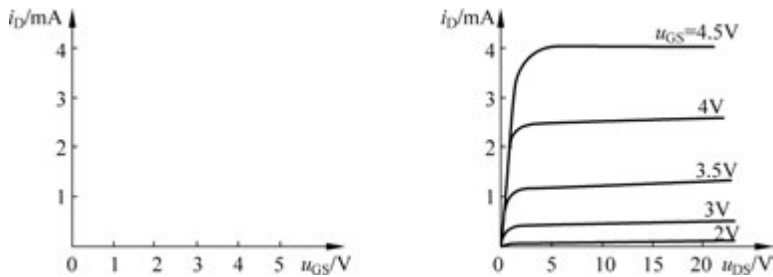


图 3.23 习题 3.4 图

习题 3.5 图 3.24 所示电路中, MOS 管的输出特性曲线如图 3.24(b) 所示, 分析当 u_1 分别为 3V、8V、12V 时 MOS 管的工作区域是可变电阻、恒流区还是夹断区。

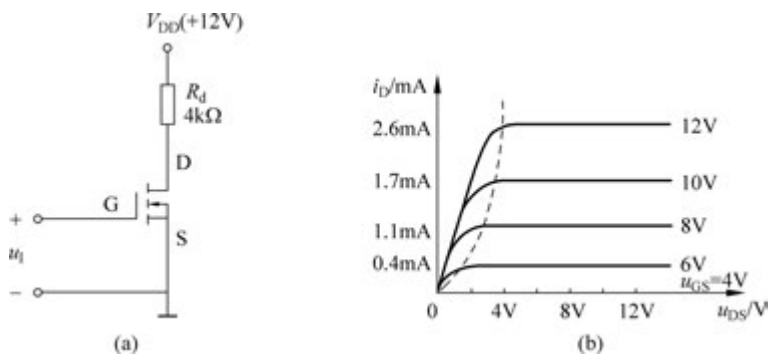


图 3.24 习题 3.5 图

习题 3.6 如图 3.25(a) 所示的放大电路中场效应管的转移特性曲线如图 3.25(b) 所示, 已知 $V_{DD} = 20V, V_{GG} = 3V, R_d = 10kΩ, R_g = 10MΩ$ 。场效应管在 Q 点处的跨导 $g_m = 0.7mS$, 求解静态工作点 Q 和电压放大倍数 \dot{A}_u 。

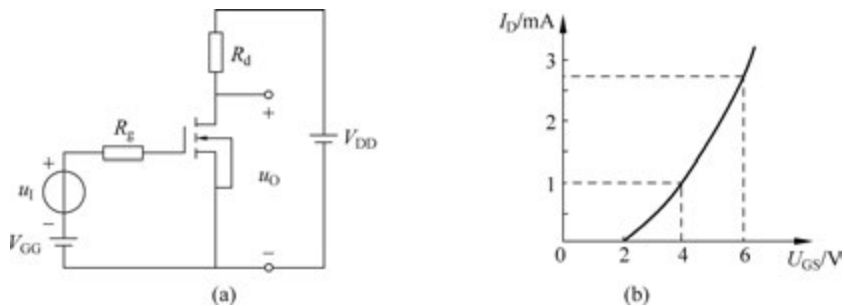


图 3.25 习题 3.6 图

习题 3.7 电路如图 3.26 所示, MOS 管的转移特性曲线如图 3.25(b) 所示, 场效应管

在 Q 点处的跨导 $g_m = 2\text{mS}$, 求电路的静态工作点 Q 及 \dot{A}_u 、 R_i 、 R_o 。

习题 3.8 在图 3.27 所示的放大电路中, 已知 $V_{DD} = 30\text{V}$, $R_d = 15\text{k}\Omega$, $R_s = 1\text{k}\Omega$, $R_g = 20\text{M}\Omega$, $R_1 = 30\text{k}\Omega$, $R_2 = 200\text{k}\Omega$, 负载电阻 $R_L = 1\text{M}\Omega$, 场效应管在 Q 点处的跨导 $g_m = 1.5\text{mS}$ 。

- (1) 试估算电压放大倍数 \dot{A}_u 和输入、输出电阻 R_i 、 R_o ;
- (2) 如果不接旁路电容 C_s , 则 \dot{A}_u 为多少?

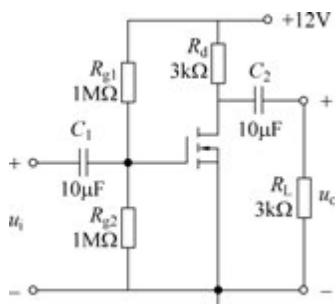


图 3.26 习题 3.7 图

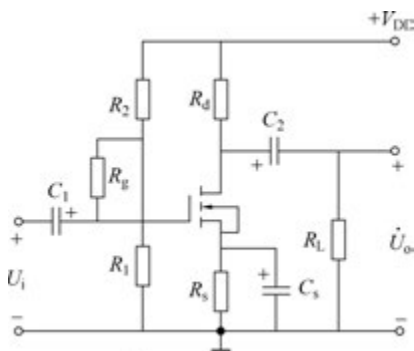


图 3.27 习题 3.8 图

Multisim 仿真练习题

仿真题 3.1 测试一个 N 沟道结型场效应管的转移特性, 测出其夹断电压 $U_{GS(off)}$ 以及饱和漏极电流 I_{DSS} 的值。

仿真题 3.2 研究场效应管共源基本放大电路的静态、动态分析, 电路图如图 3.28 所示。 $V_{DD} = 15\text{V}$, $R_{g1} = 50\text{k}\Omega$, $R_{g2} = 300\text{k}\Omega$, $R_{g3} = 2\text{M}\Omega$, $R_d = 5\text{k}\Omega$, $R_s = 500\Omega$, $R_L = 5\text{k}\Omega$, C_1 、 C_2 各为 $10\mu\text{F}$; 试分析 Q 点及 A_u 、 R_i 、 R_o 。

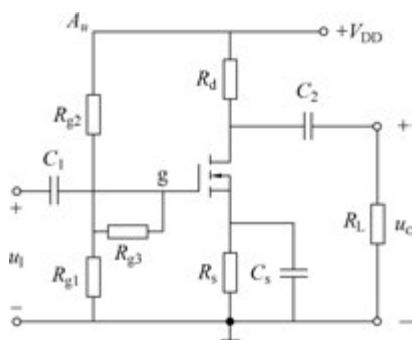


图 3.28 仿真题 3.2 图