

Basic Engineering Circuit Analysis

电子电路启蒙教程

T^TT

2024 年 6 月 16 日

目录

4 非线性器件	2	4.2.3 BJT 直流分析	7
4.1 pn 结与二极管	2	4.2.4 BJT 交流分析	7
4.1.1 p 型半导体与 n 型半导体	2	4.3 金属—氧化物—半导体场效应晶体管 (MOSFET)	8
4.1.2 pn 结	3	4.3.1 MOSFET 的结构与原理	8
4.1.3 pn 结二极管	3	4.3.2 MOSFET 的端口特性	8
4.1.4 特殊的二极管	4	4.3.3 MOSFET 的交流增益	9
4.2 双极结式晶体管 (BJT)	4	4.3.4 MOSFET 的频率响应	10
4.2.1 BJT 的结构与原理	4	4.4 晶体管模块实例	12
4.2.2 BJT 的端口特性	6	4.4.1 电流镜	12
		4.4.2 差分对	13

4 非线性器件

4.1 pn 结与二极管

4.1.1 p 型半导体与 n 型半导体

硅晶体中, 在 0 K 下每个硅原子周边成 4 根共价键, 价电子全部约束在共价键内, 称为**本征硅**; 温度升高, 电子逃逸成为**自由电子** (n), 在其母原子周围留下**空穴** (p)。当加上电场时, 自由电子将定向移动, 空穴临近位置的约束电子也可能填补空穴, 在其原位置产生新的空穴, 形成空穴的「移动」。因此, 在半导体中有两种**载流子**: 带一个单位负电荷的自由电子, 和带一个单位正电荷的空穴。其中含量多的称为**多数载流子**, 简称**多子**; 含量少的称为**少数载流子**, 简称**少子**。

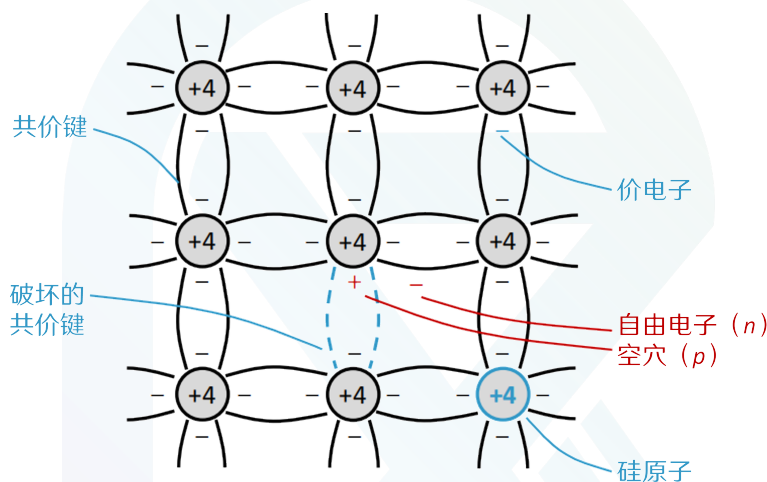


图 4.1: 半导体中的载流子

但纯硅晶体中载流子的浓度太低, 无法传导明显的电流。为提高载流子的浓度, 往往对硅晶体**掺杂**, 即引入价电子数不同的杂质原子。

- 引入 5 价原子 (如 P), 每个杂质原子可额外贡献一个自由电子, 会使自由电子浓度增大, 形成 **n 型半导体**。 n 型半导体中, 多子为自由电子, 少子为空穴。
- 引入 3 价原子 (如 B), 每个杂质原子可从临近原子接受一个电子, 从而额外产生一个空穴, 形成 **p 型半导体**。 p 型半导体中, 多子为空穴, 少子为自由电子。

半导体中载流子 (自由电子和空穴) 的运动产生电流。由电场作用产生的电流称为**漂移电流**, 其电流密度与载流子的电荷量、浓度、迁移率成正比, 即有

漂移电流

drift current

$$J_p = q_e p \mu_p E, \quad J_n = q_e n \mu_n E$$

其中 p 和 n 就分别是空穴和自由电子的浓度, μ_p 和 μ_n 分别是空穴和自由电子的迁移率, 而总电流密度就是

$$J = J_p + J_n = q_e (p \mu_p + n \mu_n) E$$

即电导率为 $\sigma = \frac{J}{E} = q_e (p \mu_p + n \mu_n)$ 。

由载流子顺浓度梯度的扩散产生的电流称为**扩散电流**, 其电流密度与载流子的电荷量、扩散常数和浓度梯度成正比, 即有

$$J_p = -q_e D_p \nabla p, \quad J_n = -q_e D_n \nabla n$$

其中 D_p 和 D_n 分别是空穴和自由电子的扩散常数, 满足 $\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = V_T$, 这个比值称为**热电压**, 其值为 $V_T = \frac{kT}{q_e}$, 其中 $k \approx 1.3806488 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ 为 Boltzmann 常数。温度取 300 K 时, 热电压的值为 $2.585 \times 10^{-2} \text{ V}$ 。

4.1.2 pn 结

将 p 型半导体与 n 型半导体靠在一起, 接触位置会发生两种载流子的扩散: 空穴向 n 型半导体扩散, 自由电子向 p 型半导体扩散, 使得 n 型半导体一侧电势稍高于 p 型半导体一侧, 形成**耗尽层**并建立起电场。该电场会在耗尽层产生**势垒电压**, 其值为

$$V_0 = V_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}$$

其中 N_A 和 N_D 分别是 p 型半导体与 n 型半导体中的掺杂浓度。该电压会阻碍空穴和自由电子的扩散, 因此需要加上直流偏压。

A) 正向偏置电压 外加电场的方向与内建电场的方向相反。此时, 外加电压将使得耗尽层 n 侧正电荷减少, p 侧负电荷减少, 耗尽层变薄。同时, p 型半导体中空穴增多, n 型半导体中自由电子增多, 因而顺外加电压方向可以产生较大的扩散电流。

B) 反向偏置电压 外加电场的方向与内建电场的方向相同。

4.1.3 pn 结二极管

元件 4.1. 二极管 (diode)

记号  (Do)

特性 具有单向导通性, 伏安特性为 $i = I_S (e^{\frac{v}{V_T}} - 1)$ ($v \geq 0$)。

这个伏安特性近似也可以写成 $v \approx V_T \ln \frac{i}{I_S}$ ($i \geq 0$)。在基尔霍夫定律方程中出现这样的项, 往往会将线性方程变为没有解析解的超越方程。因而, 需要对二极管进行线性建模。

A) 恒压降模型 认为导通后电流随电压变化极快, 各电流对应电压视作常量 v_D 。则导通后, 二极管可视为一个顺导通方向恒有 v_D 压降的直流恒压源。

B) 小信号模型 1

元件 4.2. 齐纳二极管

记号  (zDo)

特性 在反向「breakdown」区工作。

4.1.4 特殊的二极管

元件 4.3. 发光二极管 (LED)

记号  (leDo)

特性 具有二极管的一般特性, 同时导通时将电信号转化为光信号。



元件 4.4. 光电二极管 (photodiode)

记号  (pDo)

特性

4.2 双极结式晶体管 (BJT)

元件 4.5. BJT

记号 nnp 型 BJT 记为  (nnp), $pnnp$ 型 BJT 记为  ($pnnp$)。

特性 见 4.2.2 节。

4.2.1 BJT 的结构与原理

如图 4.2, nnp 型 BJT 由三个半导体区域组成: 发射极区 (E, n 型)、基极区 (B, p 型) 和集电极区 (C, n 型)。 $pnnp$ 型 BJT 各区域的半导体材料相反。相邻两个区域相接构成 pn 结, 即形成发射结 (EBJ) 和集电结 (CBJ)。

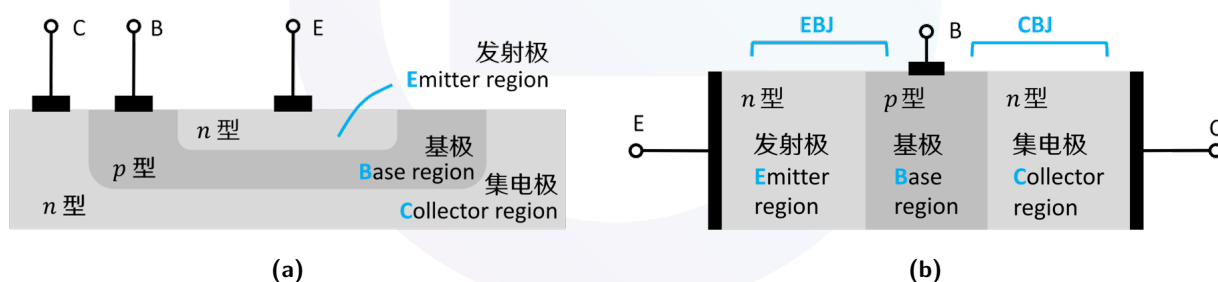


图 4.2: nnp 型 BJT 的横截面结构示意图

按照两个 pn 结的通断特性, BJT 有如表 4.1 所示的四种工作模式。下面以 nnp 型 BJT 为例, 对它的各模式电路进行分析。

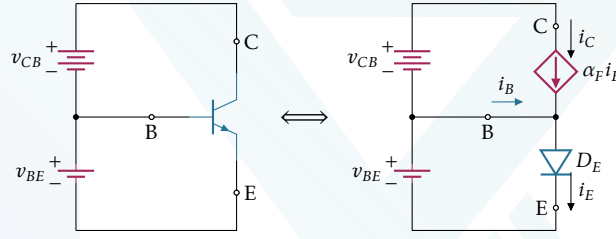
A) 正激活 Active 模式 EBJ 上有正向偏压, CBJ 上有反向偏压, 即 $v_{BE} > 0$, $v_{BC} < 0$ 。其集电极电流 i_C 、基极电流 i_B 、发射极电流 i_E 分别为

表 4.1: BJT 的工作模式

模式	EBJ	CBJ
截止 Cutoff	反偏电压	反偏电压
饱和 Saturation	正偏电压	正偏电压
正激活 Active	正偏电压	反偏电压
反激活 Reverse active	反偏电压	正偏电压

$$\begin{aligned}
 i_C &= I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}, & \text{其中 } I_S &= \frac{A_E q D_n n_i^2}{N_A W} \\
 i_B &= \frac{i_C}{\beta_F} = \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \\
 i_E &= \frac{i_C}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}, & \text{其中 } \alpha_F &= \frac{\beta_F}{\beta_F + 1}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

其电路可有等效替代如下:



公式中, β_F 的典型值在 50 ~ 200 之间, 则 $\alpha_F \approx 1$ 。

B) 反激活 Reverse active 模式 EBJ 上有反向偏压, CBJ 上有正向偏压, 即 $v_{BE} < 0$, $v_{BC} > 0$ 。其集电极电流 i_C 、基极电流 i_B 、发射极电流 i_E 的关系与上面类似, 即

$$\begin{aligned}
 i_E &= I_S e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}, & \text{其中 } I_S &= \frac{A_E q D_n n_i^2}{N_A W} \\
 i_B &= \frac{i_E}{\beta_R} = \frac{I_S}{\beta_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \\
 i_C &= \frac{i_E}{\alpha_R} = \frac{I_S}{\alpha_R} e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}, & \text{其中 } \alpha_R &= \frac{\beta_R}{\beta_R + 1}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

不同的是, α_R 约为 0.01 ~ 0.05。

C) 饱和 Saturation 模式 EBJ、CBJ 上均是正向偏压, 即 $v_{BE} > 0$, $v_{BC} > 0$ 。此时有

$$i_C = \left(\alpha_F - \frac{1}{\alpha_R} \right) I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right) + \alpha_F i_E \tag{4.3}$$

可见当 v_{BC} 增大时, 由 $\alpha_F - \frac{1}{\alpha_R} < 0$, 知 i_C 减小。

4.2.2 BJT 的端口特性

A) BJT 的伏安特性 显见其服从基尔霍夫定律。此外, 由上面分析可知三个端口电流的关系, 以下即仅分析 i_C 。

$i_C - v_{BE}$ 特性 由 $i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$ 可直接得出。

$i_C - v_{CB}$ 特性 固定 i_E , Active 模式下, $i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$ 与 v_{CB} 无直接关系, $i_C - v_{CB}$ 曲线是一条与 i_C 轴交于 $\alpha_F i_E$ 处的水平线; 反号后 v_{BC} 继续增大进入 Saturation 模式, 当 v_{BC} 增大时, 由 $\alpha_F - \frac{1}{\alpha_R} < 0$, 知

$i_C = \left(\alpha_F - \frac{1}{\alpha_R}\right) I_S \left(e^{v_{BC}/V_T} - 1\right) + \alpha_F i_E$ 减小。此外, 当 v_{CB} 过大致使反偏 pn 结击穿时, i_C 即随 v_{CB} 增大。

$i_C - v_{CE}$ 特性 固定 i_E (也即固定 v_{BE}), 由 $v_{CE} = v_{BE} + v_{CB}$, 容易得到 $i_C - v_{CE}$ 特性曲线与 $i_C - v_{CB}$ 曲线的关系。

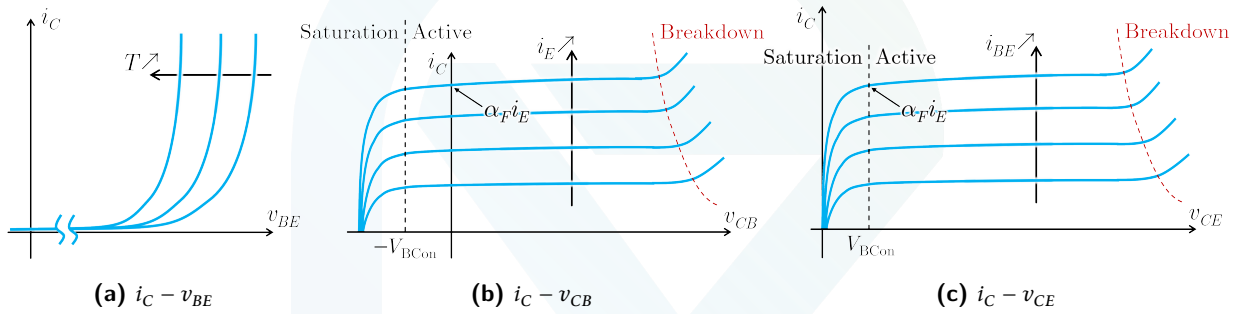


图 4.3: npn 型 BJT 的伏安特性曲线

实际上, npn 型 BJT 的 $i_C - v_{CE}$ 特性曲线没有上面那么完美, 在 Active 模式区域其并不水平, 而是有轻微的上翘, 即 Active 模式下 i_C 仍是与 v_{CE} 有关的:

$$i_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A}\right) \quad (4.4)$$

式中 V_A 称为 Early 电压, 这个现象称为 Early 效应。

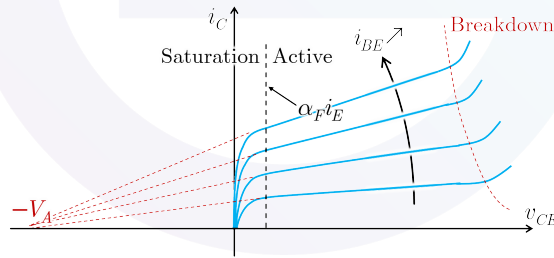


图 4.4: 考虑 Early 效应时 npn 型 BJT 的 $i_C - v_{CE}$ 特性曲线

Early 效应产生自 Active 模式下从集电极看去的电阻不为无穷, 即集电极的流控流源上并联有电阻 r_0 。对 $i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A}\right)$ 求导, 有

$$r_0 = \left(\frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \bigg|_{v_{BE}} \right)^{-1} = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

npn 型 BJT 的 $i_C - v_{CE}$ 上, Saturation 区域中更靠近 $v_{CE} = 0$ 的区域中曲线斜率会有明显的增大, 这块区

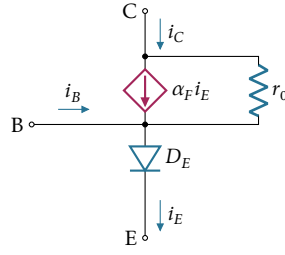


图 4.5: 考虑 Early 效应的 npn 型 BJT 的 Active 模式模型

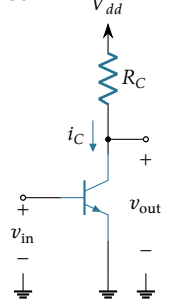
域称为 Deeper Saturation 区（深度饱和区）。此区域中，不同于先前的大信号 β ($\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B} = \beta_F$)，定义小信号 β 为 $\beta_{AC} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \Big|_{v_{CE}}$ 、强制 β 为 $\beta_{forced} = \frac{i_C}{i_B} \Big|_{v_{CE}}$ ，这两个 β 比大信号 β 小不少。

此外，深度饱和区中，可以近似有 $v_{CEsat} = v_{CEoff} + I_{Csat} R_{CEsat}$ ，其中 $R_{CEsat} = \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \Big|_{i_B=I_B, i_C=I_{Csat}}$ 。

一般取临界饱和区 $V_{CEsat} = 0.3 \text{ V}$ ，深度饱和区 $V_{CEsat} = 0.2 \text{ V}$ 。

B) BJT 的传递特性 npn 型 BJT 的传递特性，一般考虑的是 $v_{CE} - v_{BE}$ 传递特性。在 Cutoff 模式， $v_{BE} < v_{BEon}$ ；在 Saturation 模式， $v_{BE} > v_{BEon}$ ， $v_{BC} = v_{BE} - v_{CE} > v_{BCon}$ ， v_{CE} 电压也呈水平，电压值下降至 v_{CEsat} ；在 Active 模式下， $v_{BE} > v_{BEon}$ ， $v_{BC} = v_{BE} - v_{CE} < v_{BCon}$ 。一般取这两个阈值电压 $v_{BEon} = 0.5 \text{ V}$ ， $v_{BCon} = 0.4 \text{ V}$ 。考虑在如右电路中进行定量分析：

- $v_{BE} < v_{BEon}$ 时，BJT 工作在 Cutoff 模式， $i_C = 0$ ， $v_{out} = v_{CE} = V_{dd}$ ；
- $v_{BE} > v_{BEon}$ ， $v_{BC} = v_{BE} - v_{CE} < v_{BCon}$ 时，BJT 工作在 Active 模式下，有 $i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$ ，则 $v_{out} = V_{dd} - i_C R_C = V_{dd} - R_C I_S e^{v_{in}/V_T}$ ；
- $v_{BC} = v_{BE} - v_{CE} = v_{in} - v_{out} > v_{BCon}$ 时，即 $v_{out} < v_{in} - v_{BCon}$ 时，BJT 工作在 Saturation 模式， $v_{out} = V_{CEsat}$ ， $I_{Csat} = \frac{V_{dd} - V_{CEsat}}{R_C}$ 。



4.2.3 BJT 直流分析

BJT 工作在 Cutoff 模式下和 Saturation 模式下时，其通断行为为一个受 v_{in} 控制的开关。

BJT 工作在 Active 模式时，若直接解 KVL、KCL 方程，由于有 $I_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$ 等超越式，方程一般没有解析解。一般取 $|V_{BE}| = 0.7 \text{ V}$ ，替代超越式列方程求解。

4.2.4 BJT 交流分析

在 $v_{BE} - v_{CE}$ 传递曲线中，Active 模式区域中有一段斜率变化不大的曲线。加直流偏置电压 V_{BE} 偏置到该区域中静态工作点 Q，然后加交流小信号，则输出的交流成分是交流小信号依 Q 处斜率的放大信号，增益可有估计

$$A_v = \frac{dv_o}{dv_{in}} \Big|_{v_{in}=V_{BE}} = -\frac{1}{V_T} R_C I_S e^{v_{BE}/V_T} = -\frac{I_C R_C}{V_T} = -\frac{V_{dd} - V_{CE}}{V_T} > -\frac{V_{dd} - V_{CEsat}}{V_T}$$

偏置点 Q 的选取，或者说偏置电压 V_{BE} 的取值，对上面所述的放大过程十分重要。

定量分析 设 BE 上输入电压 $v_{in} = V_{BE} + v_{be} \sin(\omega t + \varphi)$, 则由 Active 模式电流关系即有

$$i_C = I_S e^{V_T^{-1} v_{BE}} = I_S e^{V_T^{-1} (V_{BE} + v_{be} \sin(\omega t + \varphi))} \stackrel{I_C = I_S e^{V_T^{-1} V_{BE}}}{=} I_C e^{V_T^{-1} v_{be} \sin(\omega t + \varphi)}$$

$$\stackrel{v_{be} \ll V_T}{=} I_C \left(1 + \frac{1}{V_T} v_{be} \sin(\omega t + \varphi) \right) = I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be} \sin(\omega t + \varphi)$$

定义电路的**跨导值**

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{i_C = I_C} \quad (4.5)$$

进一步, 代入可求

$$v_o = V_{dd} - i_C R_C = V_{dd} - I_C R_C - \frac{I_C}{V_T} R_C v_{be} \sin(\omega t + \varphi) = V_{CE} - g_m R_C v_{be} \sin(\omega t + \varphi)$$

于是



$$A_v = \frac{v_o|_{AC}}{v_{in}|_{AC}} = -g_m R_C \quad (4.6)$$

考虑自输入端 (基极) 看去的输入阻值, 其为 $R_{in} = \frac{\Delta v_{in}}{\Delta i_{in}} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B}$ 。由 $i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} + \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{in,AC}$, 知 $\Delta i_B = \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{in,AC} = \frac{1}{\beta} g_m v_{AC}$, 进而有

$$R_{in} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} = \frac{v_{in,AC}}{\Delta i_B} = \frac{V_T}{I_B} = \frac{\beta}{g_m} \quad (4.7)$$

4.3 金属—氧化物—半导体场效应晶体管 (MOSFET)

元件 4.6. MOSFET

记号  (nmos, bulk)  (pmos, bulk)

特性

4.3.1 MOSFET 的结构与原理

4.3.2 MOSFET 的端口特性

A) $i_D - v_{DS}$ 特性 随 v_{DS} 增大, 在沟道夹断之前 i_D 不断增大, 直到 $v_{GS} - v_{DS} = V_{th}$ 后沟道夹断, i_D 不再变化。达到 $v_{GS} - v_{DS} = V_{th}$ 之前, 称该 NMOS 管工作在 **Triode 区** (「三极管区」); 达到 $v_{GS} - v_{DS} = V_{th}$ 之后, 称该 NMOS 管工作在 **Saturation 区** (「饱和区」)。

在 Triode 区, 有

$$i_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - V_{th})v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2 \right] \quad (4.8)$$

其中 $\frac{W}{L}$ 即沟道的宽高比；基于这个式子，定义**过驱动电压** $v_{OV} = v_{GS} - V_{th}$ ，**跨导参数** $k_n = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$ 。当 $v_{DS} \rightarrow 0$ 时，略去高次小项，上式变为 $i_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{GS} - V_{th})v_{DS} = k_n (v_{GS} - V_{th})v_{DS}$ ，于是可以定义此时 NMOS 管的等效电阻 $r_{DS} = \frac{1}{k_n (v_{GS} - V_{th})}$ 。

在 Saturation 区， i_D 将保持两区交界处的饱和值，即向 4.8 式代入 $v_{DS} = v_{DSsat} = v_{GS} - V_{th}$ ，有

$$i_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{GS} - V_{th})^2 \quad (4.9)$$

实际上，Saturation 区沟道夹断之后还会随 v_{DS} 增大继续缩短，即会有

$$i_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L - \Delta L} (v_{GS} - V_{th})^2 = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L \left(1 - \frac{\Delta L}{L}\right)} (v_{GS} - V_{th})^2$$

$$\stackrel{\Delta L \ll L}{\approx} \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left(1 + \frac{\Delta L}{L}\right) (v_{GS} - V_{th})^2$$

而 $\Delta L \propto v_{DS}$ ，设比例系数为 $\frac{1}{V_A}$ ，则

$$i_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{GS} - V_{th})^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_A}\right) \quad (4.10)$$

这称为**沟道长度调制效应**，也沿用 BJT 中的名词称为 **Early 效应**，其中 V_A 称为 **Early 电压**。考虑 Early 效应时，Saturation 区各 v_{GS} 下的 $i_D - v_{DS}$ 曲线（直线）相交于 $v_{DS} = -V_A$ 处。

B) $i_D - v_{GS}$ 特性 固定 v_{DS} ，则由上知 $i_D - v_{GS}$ 关系为

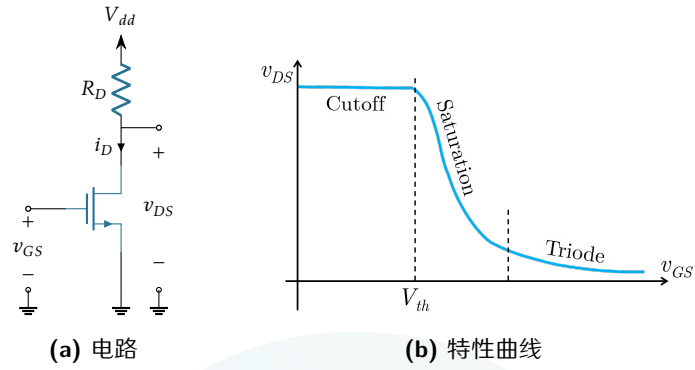
$$i_D = \begin{cases} 0, & v_{GS} < V_{th}, \\ \frac{1}{2} k_n (v_{GS} - V_{th})^2, & V_{th} < v_{GS} < V_{th} + v_{DS}, \\ k_n \left[(v_{GS} - V_{th})v_{DS} - \frac{1}{2}v_{DS}^2 \right], & v_{GS} > V_{th} + v_{DS}. \end{cases}$$

其中，通常更重要的是 $v_{GS} < V_{th} + v_{DS}$ ，即在 Saturation 区中的部分。

C) $v_{DS} - v_{GS}$ 特性 基于图 4.6a 所示电路，由前面的伏安特性容易得到 $v_{DS} - v_{GS}$ 关系，其可分为 Cutoff、Saturation、Triode 三个区，如图 4.6b 所示。

4.3.3 MOSFET 的交流增益

在 $v_{DS} - v_{GS}$ 传递曲线中，Saturation 区域中有一段斜率变化不大的曲线。加直流偏置电压 V_{GS} 偏置到该区域中**静态工作点** Q ，然后加交流小信号，则输出的交流成分是交流小信号依 Q 处斜率的放大信号。

图 4.6: NMOS 管的 $v_{DS} - v_{GS}$ 特性

在 Saturation 区内, 据晶体管的特性有

$$i_D = \frac{1}{2}k_n(V_{GS} + v_{in,AC} - V_{th})^2 = \frac{1}{2}k_n(V_{GS} - V_{th})^2 + k_n(V_{GS} - V_{th})v_{in,AC} + \frac{1}{2}k_nv_{in,AC}^2$$

$$\frac{\frac{1}{2}v_{in,AC} \ll V_{GS} - V_{th}}{I_D + k_n(V_{GS} - V_{th})v_{in,AC}}$$

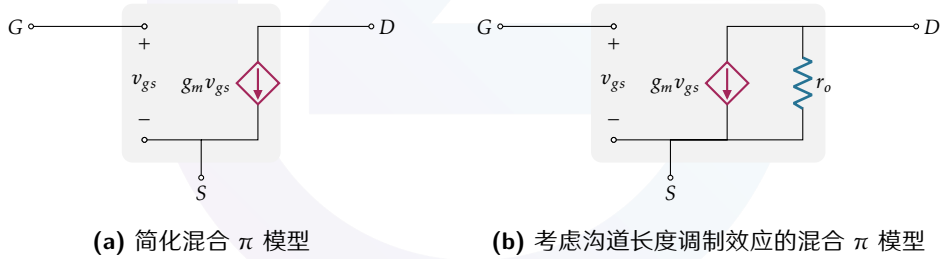
其中定义跨导参数为

$$g_m = k_n(v_{in} - V_{th}) \quad (4.11)$$

基于图 4.6a 所示电路, 由 $v_{out} = V_{dd} - \frac{1}{2}k_n(v_{in} - V_{th})^2 R_D$, 即有电压增益

$$A_v = \left. \frac{dv_{out}}{dv_{in}} \right|_{v_{in}=V_{GS}} = -k_n(v_{in} - V_{th})R_D = -g_m R_D$$

NMOS 管的小信号混合 π 模型如图 4.7。

图 4.7: 小信号混合 π 模型

4.3.4 MOSFET 的频率响应

如图 4.8 所示是一个典型的 CS 放大电路, 其中 C_1 , C_2 称为耦合电容, C_S 称为旁路电容, 它们起到为交流输入信号「隔直」的作用。但对低频交流信号, 隔直电容并不能完全看作导线, 从而对低频增益造成影响。

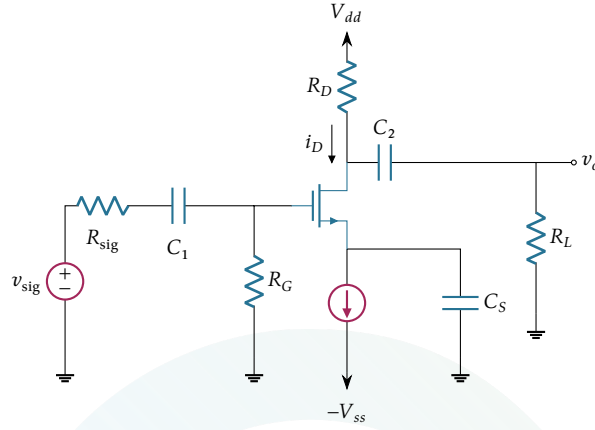


图 4.8: 一个典型的 CS 放大电路

- 考虑 C_1 的作用, 有

$$v_G = \frac{R_G}{R_{sig} + \frac{1}{sC_1} + R_G} v_{sig} = v_{sig} \frac{R_G}{R_{sig} + R_G} \frac{s}{s + \frac{1}{C_1(R_{sig} + R_G)}}$$

其向电路传函贡献了一个高通项, 零点 $\omega_{L1} = \frac{1}{C_1(R_{sig} + R_G)}$ 。

- 考虑 C_2 的作用, 有

$$v_{out} = -i_d \frac{R_D R_L}{R_D + R_L + \frac{1}{sC_2}} = -i_d R_L \frac{s}{s + \frac{1}{C_2(R_D + R_L)}}$$

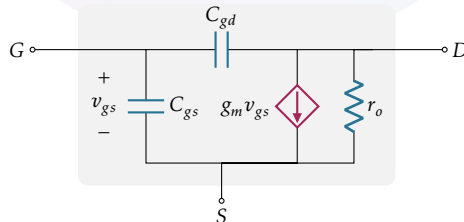
其也向电路传函贡献了一个高通项, 零点 $\omega_{L2} = \frac{1}{C_2(R_D + R_L)}$ 。

- 考虑 C_s 的作用, 有

$$v_G - g_m v_{gs} \frac{1}{sC_s} = v_{gs} \implies v_{gs} = v_G \frac{s}{s + \frac{g_m}{C_s}}$$

其也向电路传函贡献了一个高通项, 零点 $\omega_{L3} = \frac{g_m}{C_s}$ 。

在高频部分, MOS 管栅极和衬底极之间的氧化物电容将导通, 不再有 $i_G = 0$, 此时 NMOS 管的高频小信号模型如图 4.9 所示, 其中相比于一般小信号模型所多出的两个电容 C_{gs} 、 C_{gd} 将对高频增益造成影响。将图 4.8 改写为高频交流形式如图 4.10, 注意到

图 4.9: 高频小信号混合 π 模型

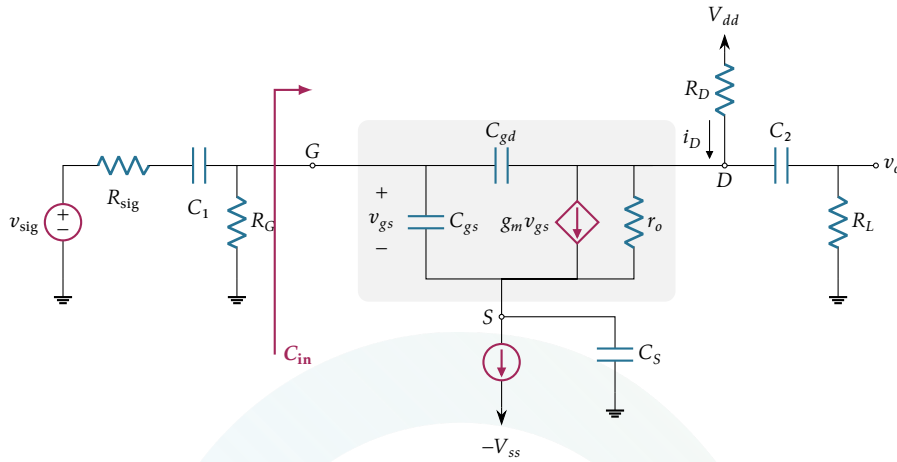


图 4.10: 图 4.8 中 CS 放大电路的高频交流等效形式

$$\begin{aligned}
 v_{out} &= (-g_m v_{gs} + i_{gd}) \cdot (R_L \parallel R_D \parallel r_o) \xrightarrow{R'_L := R_L \parallel R_D \parallel r_o} -g_m v_{gs} R'_L \\
 \Rightarrow i_{gd} &= (v_{gs} - v_{out}) s C_{gd} = (1 + g_m R'_L) s C_{gd} v_{gs} \\
 \Rightarrow i_{in} &= i_{gs} + i_{gd} = (C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m R'_L)) s v_{gs}
 \end{aligned}$$

即可定义 $C_{in} = C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m R'_L)$, 进而

$$G_v = \frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{-g_m v_{gs} R'_L}{v_{sig}} = \frac{-g_m R'_L}{v_{sig}} \frac{v_{G_TH}}{1 + s R_{G_TH} C_{in}} = -\frac{g_m R'_L R_G}{R_{sig} + R_G} \frac{1}{1 + s R_{G_TH} C_{in}}$$

其中 $R_{G_TH} = R_{sig} \parallel R_B$, $v_{G_TH} = \frac{R_B}{R_{sig} + R_B} v_{sig}$, 标红项 $\frac{1}{1 + s R_{G_TH} C_{in}}$ 即是向电路增益贡献的低通项, 极点 $\omega_{H1} = \frac{1}{R_{G_TH} C_{in}}$ 。

4.4 晶体管模块实例

4.4.1 电流镜

最简单的电流镜形式如图 4.11a 所示。其中, 不考虑 Early 效应, 若做到两个 BJT 完全相同, 即 $\beta_{Q_1} = \beta_{Q_2} = \beta$, 就有

$$I_{ref} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + \frac{I_{C1}}{\beta} + \frac{I_{C2}}{\beta} \xrightarrow{I_{out} = I_{S2} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}} \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) I_{out} \Rightarrow \frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}} \xrightarrow{\beta \rightarrow \infty} 1$$

若 Q_2 的发射结面积是 Q_1 的 m 倍, 即 $I_{S2} = m I_{S1}$, 则有

$$I_{ref} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + \frac{I_{C1}}{\beta} + \frac{I_{C2}}{\beta} \xrightarrow{I_{out} = I_{S2} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}} \left(1 + \frac{1}{m\beta} + \frac{1}{\beta}\right) I_{out} \Rightarrow \frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{m\beta} + \frac{1}{\beta}} \xrightarrow{\beta \rightarrow \infty} m$$

此即一个根据 I_{ref} 和 m 确定的电流源。写出小信号模型可知, 其输出等效电阻即为 r_{o2} , 不考虑 Early 效应时可视为 $R_{out} = \infty$ 。事实上, 即使考虑 Early 效应, 也可算出 $\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{m}{1 + \frac{1}{\beta}} \left(1 + \frac{V_{out} - V_{BE}}{V_{A2}}\right)$, 只需控制

$V_{out} = V_{BE}$ 即可在电流大小上与无 Early 效应时一致。

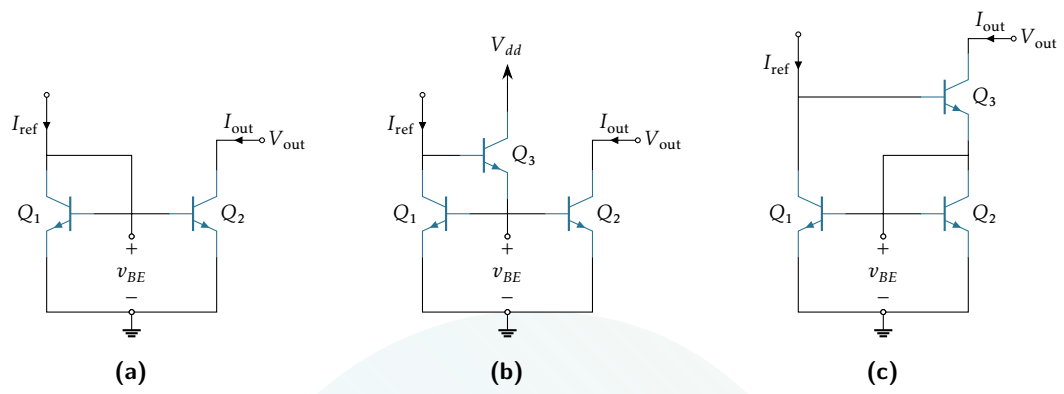


图 4.11: BJT 电流镜

4.4.2 差分对

x

