

第一章 MOSFET

回顾

MOS 的晶体电流公式:

线性区时:

$$I_d = \mu_0 C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th} - \frac{1}{2} V_{ds}) V_{ds}$$

饱和区时:

$$I_d = \frac{1}{2} \mu_0 C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th})^2$$

1.1 线性区：电阻

在线性区满足 $V_{DS} < V_{GS} - V_{th}$ ，当沟道打开时，沟道高度与 V_{gs} 成比例，通过面积法理解电流中的 $V_{ds}/2$ 来源。

小信号的导通电阻求解为:

$$R = \frac{\partial V}{\partial I} \approx \frac{1}{\mu_0 C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th})}$$

电子迁移率大概是 $\mu_n \approx 600 \text{cm}^2/Vs$ ， $\mu_p \approx 250 \text{cm}^2/Vs$ 。栅氧层电容 $C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$ ，基本可以按照特征尺寸 L_{min} 估计栅氧厚度 $t_{ox} = \frac{L_{min}}{50}$ 。一般使用 cm^2 相关的单位。定义工艺量 $KP_n = \mu_n C_{ox,n}$ 。

根据以上的知识可以对 MOSFET 的电阻进行快速的估算。工艺越小，由于特征尺寸小，电阻更小；PMOS 由于迁移率小，电阻更大。

1.2 饱和区：放大器

在 $V_{ds} > V_{gs} - V_{th}$ 时，进入饱和区。对于 I_d 公式，如何理解其系数 $1/2$ 以及平方项:

$$I_d = \frac{1}{2} \mu_0 C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th})^2$$

同样是通过沟道图理解， V_{ds} 最多造成 $V_{gs} - V_{th}$ 的影响，沟道越长，调制效应越小。其跨导定义如下，最后一种形式最常见，需要记忆：和 I_d 直接相关，商为能量效率。

$$\begin{aligned}
g_m &= \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} = \mu_0 C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th}) \\
&= \sqrt{2I_d \cdot \mu_0 C_{ox} \frac{W}{L}} \\
&= \frac{2I_d}{V_{gs} - V_{th}}
\end{aligned}$$

可以看到，跨导和漏极电流有着密切的要求，对于 $g_m \propto \sqrt{I_d}$ 在测试中尺寸是固定的，对于 $g_m \propto I_d$ 在设计中偏置固定。

其输出电阻 $r_0 = V_{ds}/I_d \approx 1/(\lambda I_d)$ 。 $\lambda = 1/(V_E \cdot L)$ ， V_E 是工艺相关的量， L 是沟道长度。一般来说， $V_{E,n} = 4\text{V}/\mu\text{m}$ ， $L = 1\mu\text{m}$

1.2.1 单晶体管放大器

对于共源放大器：

$$A = g_m r_0 = \frac{2I_d}{V_{gs} - V_{th}} \cdot \frac{V_E L}{I_D} = \frac{2V_E L}{V_{gs} - V_{th}}$$

其中 $V_{gs} - V_{th} \approx 0.2V$

运算放大器的设计存在 Trade-off 如 表 ??：对于 $g_m \approx \frac{2I_{ds}}{V_{gs}-V_{th}}$ ， $A = \frac{2V_E L}{V_{gs} - V_{th}}$ ，跨导越大，速度越快。

表 1.1: Trade-off

	高增益	高速
$V_{gs} - V_{th}$	down	up
L	up	down

1.3 弱反型区

对于弱反型区有，其中 $n > 1$

$$I_{d,wi} = I_{d0} \frac{W}{L} e^{\frac{V_{gs}}{n k T / q}}$$

$$g_{m,wi} = I_{d,wi} \frac{1}{n k T / q}$$

场效应管是一个水平的 BJT 三极管，漏极的反向偏置相册二极管，栅级电压的增加会降低二极管的电势壁垒，主要电流为扩散电流而不是漂移电流，导电的通道中电势几乎不变，但是离子浓度成线性变化。

$$I_{d,wi} = I_{d0} \frac{W}{L} e^{\frac{V_{gs}}{n U_T}} \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{V_{ds}}{U_T}\right) \right]$$

其中

$$I_{d0} = \mu_n C_{ox} (n - 1) V_t^2 e^{-V_{th}/(nV_t)}, \text{ where } V_t = \frac{kT}{q}$$

$$n = \frac{C_{ox} + C_{depl}}{C_{ox}} \approx 1.5$$

对 $V_{ds} > 4U_T$ 称为饱和，最后一项可以忽略。利用强反型区和弱反型区跨导相等时的电压条件，可以计算其交界点，约为 $V_{gs} - V_{th} = 2nkT/q \approx 70mV$ ，这是和工艺独立的。此时电流约为零点几个微安。保证 $V_{gs} - V_{th} > 0.2V$ 可以保证不同工艺中均在强反型区工作。

对于强反型区能量效率为 $2/(V_{gs} - V_{th})$ ，一般为 20，弱反型区的效率几乎是一个常数。

相应的，在电压过大之后，还会进入到速度饱和区。

1.4 弱反型区以及强反型区：EKV 模型

得到的曲线在两端可以拟合

$$I(v) = K' \frac{W}{L} V_{GST}^2 \ln^2(1 + e^v), \text{ where } v = \frac{V_{GST}}{V_{GSTt}}$$

$$\text{where } V_{GSTt} = (V_{GS} - V_T)_t = 2n \frac{KT}{q}$$

定义反型系数

$$i = \frac{I_{DS}}{I_{DS t}} = \ln^2(1 + e^v)$$

那么

$$v = \ln(e^{\sqrt{i}} - 1)$$

那么

$$V_{GST} = V_{GSTt} \ln(e^{\sqrt{i}} - 1)$$

晶体管的最大 g_m/I_{DS} 出现在弱反型区，且随着反型效率上升而下降。定义归一化效率为

$$GM/ID = \frac{g_m/I_{DS}}{(g_m/I_{DS})_{max}} = \frac{1 - e^{-\sqrt{i}}}{\sqrt{i}}$$

因此需要在跨导值和跨导效率进行权衡，一般取 $200mV$ 。

两个区之间存在一个平滑状态，一般这样定义

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{GS} < V_T - 100mV, \text{弱反型} \\ V_T - 100mV < V_{GS} < V_T + 100mV, \text{平滑过渡} \\ V_{GS} > V_T + 100mV, \text{强反型} \end{array} \right.$$

1.5 速度饱和区

为什么饱和区电流存在 V_{GS} 平方项？

V_{GS} 控制两个量，一个是通道的深度，一个是两端的电压。

为什么速度饱和区跨导却成线性？

在速度饱和区中，电子已经以最大速度通过，电流随着两端驱动电压线性变化。将 $C_{ox}(V_{GS} - V_T)$ 看作是导电沟道的高度。

$$I_{DS,vs} = WC_{ox}(V_{GS} - V_T)v_{sat}$$

其中 $v_{sat} \approx 10^7 cm/s$ ，此时 $g_{m,sat} = WC_{ox}v_{sat}$ 达到了最大。此时的 g_m/W 仅与物理常数有关，一般在模拟电路中不使用这个区域。

强反型区和速度饱和区分别满足跨导关系，可以得到过渡的电压， $V_{GS} - V_{TH} \approx 0.58V$ 。

$$\left\{ \begin{array}{l} g_{m,si} = \mu_0 C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \\ g_{m,sat} = WC_{ox}v_{sat} \end{array} \right.$$

继续探索统一表示的可能，由于实际的跨导满足 $g_m = \min(g_{m,si}, g_{m,sat})$ ，可以如此估算：

$$\frac{1}{g_m} = \frac{1}{g_{m,si}} + \frac{1}{g_{m,sat}}$$

其他因素：

Drain-Induced Barrier Lowering: 沟道过小时，会导致电压的改变直接作用到另一端。

Surface Scattering: 纵向电压过大时，由于栅级的反弹，会导致电子往复纵向运动，电流减小。

Impact ionize:

1.6 特征频率

超过特征频率之后，就认为晶体管失去放大作用，一般由跨导和寄生电容决定。跨导标志了驱动外部电压的能力。电容包括，氧化层电容，交叠区电容，PN 结电容。

$$C_{GS} \approx \frac{2}{3}WLC_{ox}$$

$$C_{GD} = WC_{gdo}$$

达到特征频率时, $i_{GS} = i_{DS}$

即

$$v_{GS}C_{GSs} = g_mv_{GS}$$

$$C_{GS} = \frac{2}{3}WLC_{ox}$$

$$g_m = 2K'\frac{W}{L}(V_{GS} - V_T)$$

其中

$$K' = \frac{\mu C_{ox}}{2n}$$

解得

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{GS}} = \frac{1}{2\pi} \frac{3}{2n} \frac{\mu}{L^2} (V_{GS} - V_T), \text{ 反型区}$$

$$f_T = \frac{v_{sat}}{2\pi L}, \text{ 饱和区}$$

$$f_m = \frac{f_T}{1 + \alpha_{BD}}, \text{ where } \alpha_{BD} \approx \frac{C_{BD}}{C_{ox}}$$

在弱反型区:

$$GM/ID = \frac{g_m/I_{ds}}{(g_m/I_{ds})_{max}} = \frac{1 - e^{-\sqrt{i}}}{\sqrt{i}}, \text{ where } i = \frac{I_{ds}}{I_{dst}}$$

$$\begin{aligned} f_T &= \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} = \frac{1}{2\pi C_{gs}} \frac{I_{dst}}{nkT/q} \sqrt{i}(1 - e^{-\sqrt{i}}) \\ &= \frac{2\mu kT/q}{2\pi L^2} \sqrt{i}(1 - e^{-\sqrt{i}}) \end{aligned}$$

第一部分是与尺寸有关的, 第二部分与工作偏置有关。

1.7 总结

设计思路:

- 手工计算估计尺寸, 精确设计依赖仿真
- 时刻牢记 g_m/I_D 曲线以及大致数值
- 低功耗 $V_{gs} - T_{th} < -0.1V$, 高增益 $V_{gs} - T_{th} = 0.2V$, 高速 $V_{gs} - T_{th} = 0.5V$