

第五章 金属-氧化物-半导体场效应晶体管 (MOSFET)

§5.1 MOSFET的结构和工作原理

§5.2 MOSFET的阈值电压

§5.3 MOSFET的直流特性

§5.4 MOSFET的频率特性

§5.5 MOSFET的开关特性

§5.6 MOSFET的功率特性

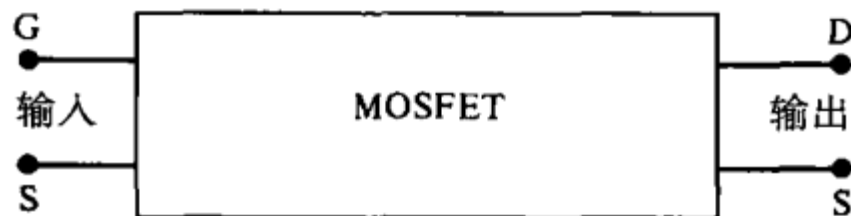
§5.7 小尺寸MOSFET

§5.8 MOSFET的最新研究进展

§5.4 MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(1) 低频等效电路



输出端口：直流情况下 $I_{DS} = I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$ ，交流情况下需要加上额外的交流电流 i_{DS} ， $i_{DS} + I_{DS}(V_{DS}, V_{GS}) = I_{DS}(V_{DS} + v_{DS}, V_{GS} + v_{GS})$

交流电压

将上式右侧在直流工作点附近做泰勒级数展开，并仅保留至一阶项

$$I_{DS}(V_{DS} + v_{DS}, V_{GS} + v_{GS}) = I_{DS}(V_{DS}, V_{GS}) + v_{DS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} + v_{GS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}}$$

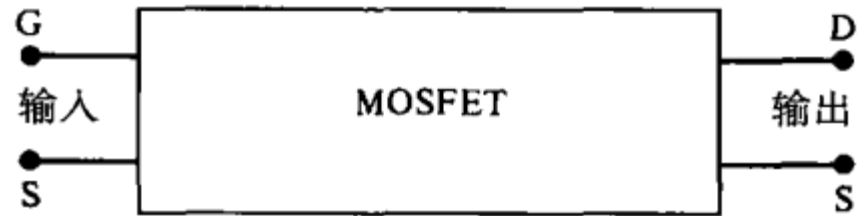
$$i_{DS} = v_{DS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} + v_{GS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}} = v_{DS} g_D + v_{GS} g_m$$

$$g_D = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} \quad g_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}}$$

MOSFET的频率特性

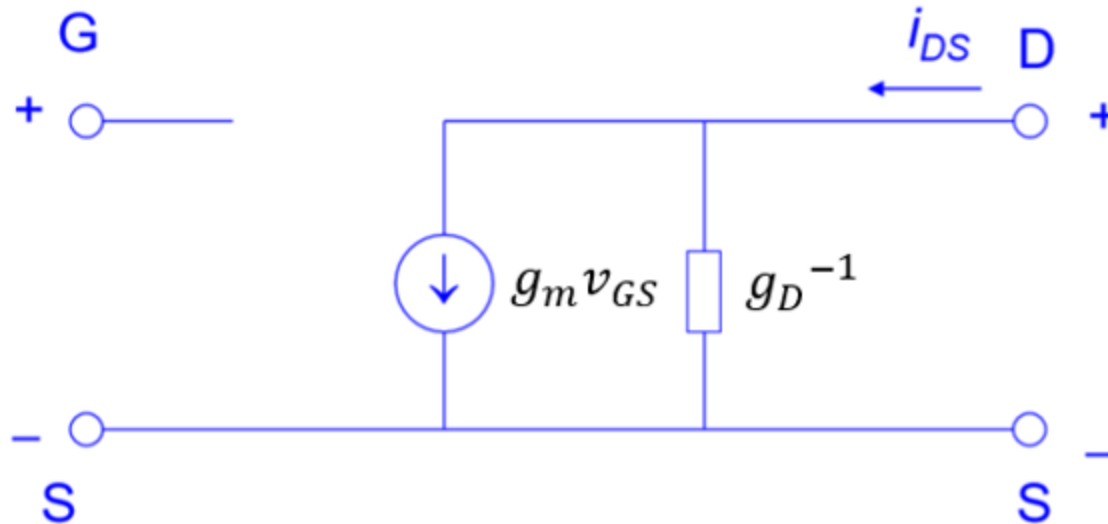
1. 交流小信号等效电路

(1) 低频等效电路



$$i_{DS} = v_{DS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} + v_{GS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}} = v_{DS} g_D + v_{GS} g_m$$

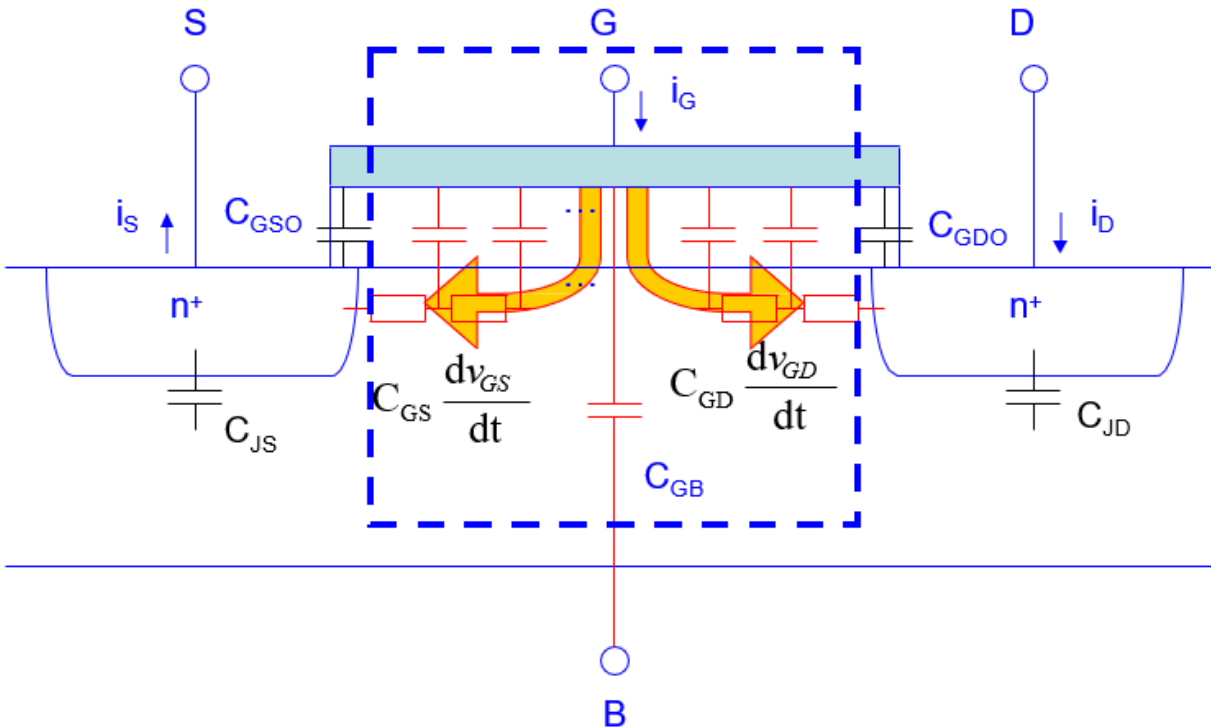
考虑低频情况下，栅与源漏相当于开路，故有如下等效电路图



MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况



高频下要考虑电容影响：

栅与源、漏、衬底之间都存在电容： C_{GS} 、 C_{GD} 、 C_{GB} ；

若栅与源漏区域存在重合，则还需考虑寄生电容 C_{GSO} 和 C_{GDO} （这两个电容下方无沟道，故后面计算时不考虑这两项）；

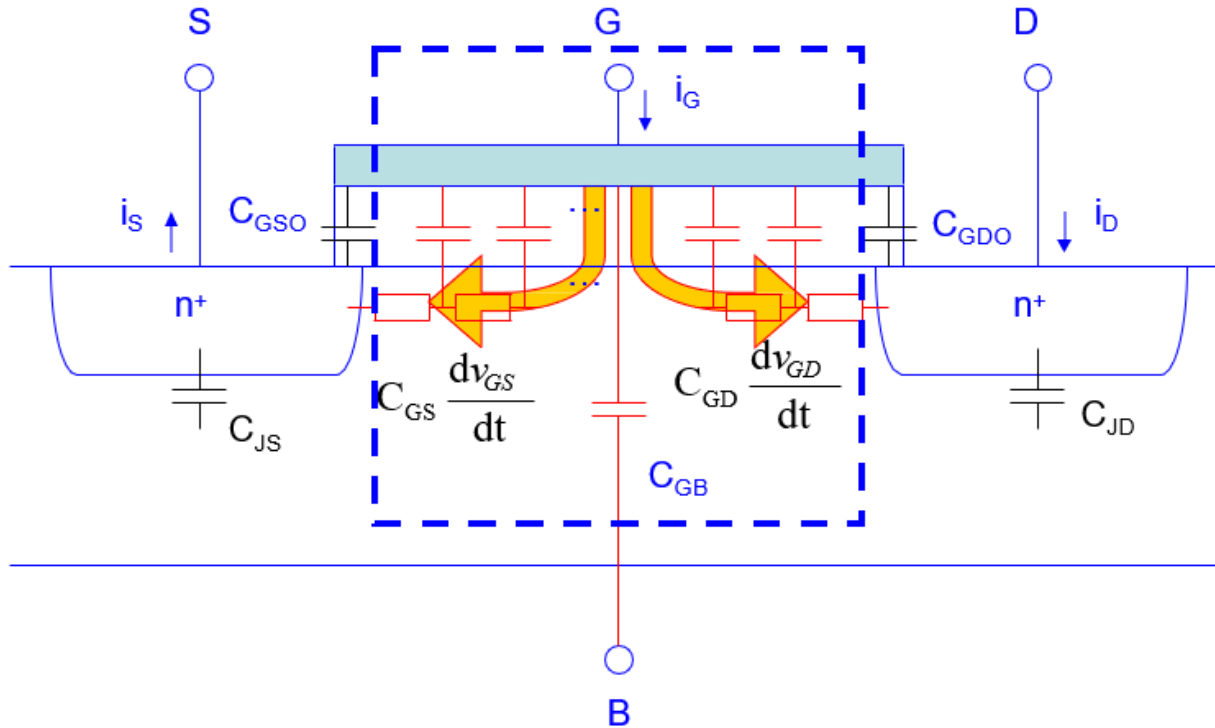
源漏pn结区电容 C_{JS} 和 C_{JD} （通常忽略这两项）；

沟道区还存在电阻 R_{GS} 和 R_{GD} 。

MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况



高频时
小信号电流

$$i_G = C_{GS} \frac{dv_{GS}}{dt} + C_{GD} \frac{dv_{GD}}{dt} \quad i_D = v_{DS}g_D + v_{GS}g_m - C_{GD} \frac{dv_{GD}}{dt}$$

$$i_S = v_{DS}g_D + v_{GS}g_m + C_{GS} \frac{dv_{GS}}{dt} \equiv i_D + i_G$$

MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况

计算分布电容 C_{GS} 和 C_{GD}

$$C_{GS} \equiv \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GD}, V_{GB}} \quad C_{GD} \equiv \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GD}} \right|_{V_{GS}, V_{GB}}$$

$$Q_G = -(Q_{\text{反}} + Q_{\text{耗}})$$

栅上正电荷数

反型层负电荷数

耗尽区负电荷数

$$Q_{\text{反}} = \int_0^W \int_0^L Q_n(y) dy dz$$

$$Q_{\text{耗}} = \int_0^W \int_0^L Q_B(y) dy dz$$

反型层面电荷密度

耗尽区面电荷密度

$$Q_n(y) = -C_{ox}[V_{GS} - V_T - V(y)]$$

$$Q_B(y) = -qN_A d_{\text{max}}(y)$$

忽略 V_{DS} 的影响, 无衬偏效应

即 $Q_{\text{耗}}$ 是一常数

$$Q_B(y) = -qN_A \sqrt{\frac{2\varepsilon_s(2V_B)}{qN_A}}$$

MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况

计算分布电容 C_{GS} 和 C_{GD}

$$C_{GS} \equiv \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GD}, V_{GB}} \quad C_{GD} \equiv \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GD}} \right|_{V_{GS}, V_{GB}}$$

$$Q_G = -(Q_{反} + Q_{耗}) = -W \int_0^L Q_n(y) dy - Q_{耗}$$

$$I_{DS} = -I_y = Q_n(y)Wv = Q_nW\mu_n\left(-\frac{dV(y)}{dy}\right) \quad dy = -\frac{Q_n(y)W\mu_n}{I_{DS}}dV(y)$$

$$Q_G = \frac{\mu_n W^2}{I_{DS}} \int_0^{V_{DS}} Q_n(y)^2 dV(y) - Q_{耗}$$

$$Q_n(y) = -C_{ox}[V_{GS} - V_T - V(y)]$$

$$Q_G = \frac{\mu_n W^2 C_{ox}^2}{I_{DS}} \int_0^{V_{DS}} [V_{GS} - V_T - V(y)]^2 dV(y) - Q_{耗}$$

$$Q_G = \frac{\mu_n W^2 C_{ox}^2}{3I_{DS}} [(V_{GS} - V_T)^3 - (V_{GS} - V_T - V_{DS})^3] - Q_{耗}$$

MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况

计算分布电容 C_{GS} 和 C_{GD}

$$C_{GS} \equiv \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GD}, V_{GB}} \quad C_{GD} \equiv \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GD}} \right|_{V_{GS}, V_{GB}}$$

$$Q_G = \frac{\mu_n W^2 C_{ox}^2}{3I_{DS}} [(V_{GS} - V_T)^3 - (V_{GS} - V_T - V_{DS})^3] - Q_{耗}$$

$$\downarrow V_{GS} - V_{DS} = V_{GD}$$

$$Q_G = \frac{\mu_n W^2 C_{ox}^2}{3I_{DS}} [(V_{GS} - V_T)^3 - (V_{GD} - V_T)^3] - Q_{耗}$$

线性区

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T - \frac{1}{2} V_{DS}) V_{DS}$$

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{2L} [(V_{GS} - V_T)^2 - (V_{GS} - V_T - V_{DS})^2]$$

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{2L} [(V_{GS} - V_T)^2 - (V_{GD} - V_T)^2]$$

线性区

$$Q_G = \frac{2}{3} C_{ox} W L \frac{(V_{GS} - V_T)^3 - (V_{GD} - V_T)^3}{(V_{GS} - V_T)^2 - (V_{GD} - V_T)^2} - Q_{耗}$$

饱和区 $V_{GD} = V_T$

$$Q_G = \frac{2}{3} C_{ox} W L (V_{GS} - V_T) - Q_{耗}$$

MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况

计算分布电容 C_{GS} 和 C_{GD}

$$C_{GS} \equiv \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GS}} \Big|_{V_{GD}, V_{GB}}$$

$$C_{GD} \equiv \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GD}} \Big|_{V_{GS}, V_{GB}}$$

线性区 $Q_G = \frac{2}{3} C_{ox} WL \frac{(V_{GS}-V_T)^3 - (V_{GD}-V_T)^3}{(V_{GS}-V_T)^2 - (V_{GD}-V_T)^2} - Q_{耗}$

$$C_{GS} \equiv \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GS}} \Big|_{V_{GD}, V_{GB}} = \frac{2}{3} C_{ox} WL \left[1 - \frac{(V_{GD}-V_T)^2}{(V_{GS}+V_{GD}-2V_T)^2} \right] \xrightarrow{V_{GS} \approx V_{GD}} C_{GS} = \frac{1}{2} C_{ox} WL$$

$$C_{GD} \equiv \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GD}} \Big|_{V_{GS}, V_{GB}} = \frac{2}{3} C_{ox} WL \left[1 - \frac{(V_{GS}-V_T)^2}{(V_{GS}+V_{GD}-2V_T)^2} \right] \xrightarrow{V_{GS} \approx V_{GD}} C_{GD} = \frac{1}{2} C_{ox} WL$$

在我们的假设与计算
中未出现 V_{GB} , 所以

$$C_{GB} \equiv \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GB}} \Big|_{V_{GS}, V_{GD}} = 0$$

饱和区($V_{GD}=V_T$) $Q_G = \frac{2}{3} C_{ox} WL (V_{GS} - V_T) - Q_{耗}$

$$C_{GS} = \frac{2}{3} C_{ox} WL = \frac{2}{3} C_G$$

$$C_{GD} = 0 \quad C_{GB} = 0 \quad \longrightarrow \text{高频下容抗无穷大}$$

$$C_G \equiv C_{ox} WL$$

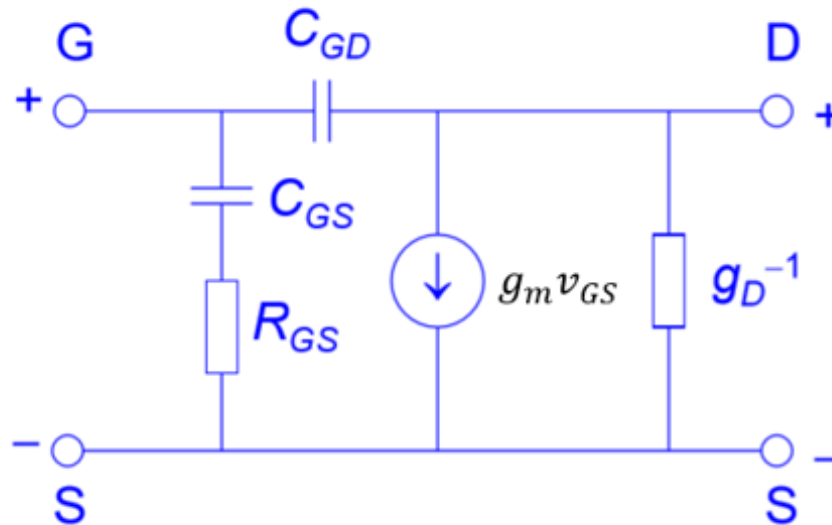
C_G 为总的栅电容,
单位: F

MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况

高频等效电路 (用于饱和区)



按照前面的说法，在 C_{GD} 支路上应该也有一个串联电阻，但是饱和区 C_{GD} 容抗无穷大，交流断路，所以将 R_{GD} 忽略，但是电容 C_{GD} 依旧是存在的。

第五章 金属-氧化物-半导体场效应晶体管 (MOSFET)

§5.1 MOSFET的结构和工作原理

§5.2 MOSFET的阈值电压

§5.3 MOSFET的直流特性

§5.4 MOSFET的频率特性

§5.5 MOSFET的开关特性

§5.6 MOSFET的功率特性

§5.7 小尺寸MOSFET

§5.8 MOSFET的最新研究进展

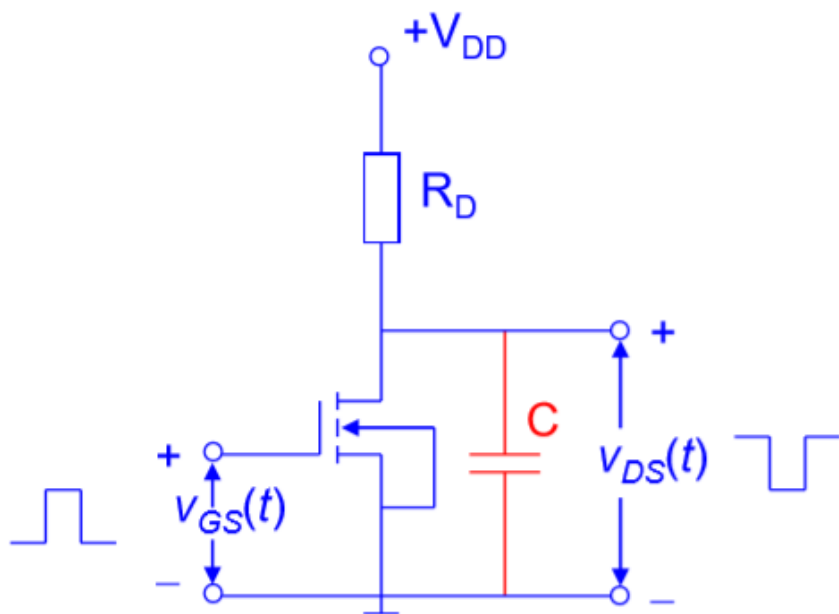
§5.5 MOSFET的开关特性

- ◆ 和双极性晶体管一样，MOS场效应管也可以用来构成数字集成电路，例如构成触发器、存储器、移位寄存器等等。
- ◆ 由MOS场效应管构成的集成电路具有功耗小、集成度高的优点。
- ◆ 在MOS数字集成电路中，MOS场效应管主要工作在两个状态，即**导通态和截止态**。
- ◆ MOS数字集成电路的特性就由MOS管在这两个状态的特性以及这两个状态相互转换的特性所决定，这就是所谓的晶体管的开关特性。

MOSFET的开关特性

1. 电阻型负载MOS反相器

(1) MOS反相器的开关作用



◆ 如图所示，在增强型NMOS管的漏极加一个负载电阻 R_D ，即可构成一个反相器，以栅源电压 V_{GS} 作为输入端，漏源电压 V_{DS} 作为输出端。

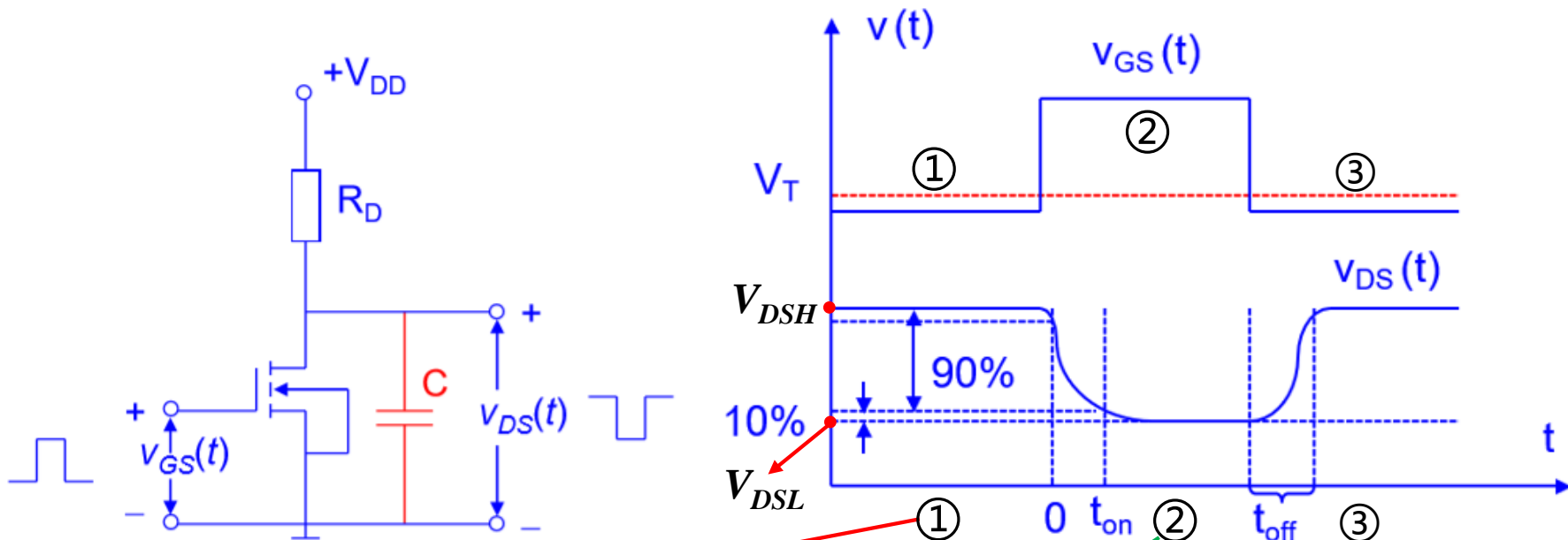
◆ 电容 C 的来源：

- ① 漏极结电容
- ② 输出信号线与衬底电容
- ③ 下级MOS管的输入电容

MOSFET的开关特性

1. 电阻型负载MOS反相器

(1) MOS反相器的开关作用



① 最开始当输入端 V_{GS} 小于 V_T 时, MOS管不导通, 压降绝大部分落在 MOS管上, 输出电压为高电压 V_{DSH} ($V_{DSH} < V_{DD}$)。

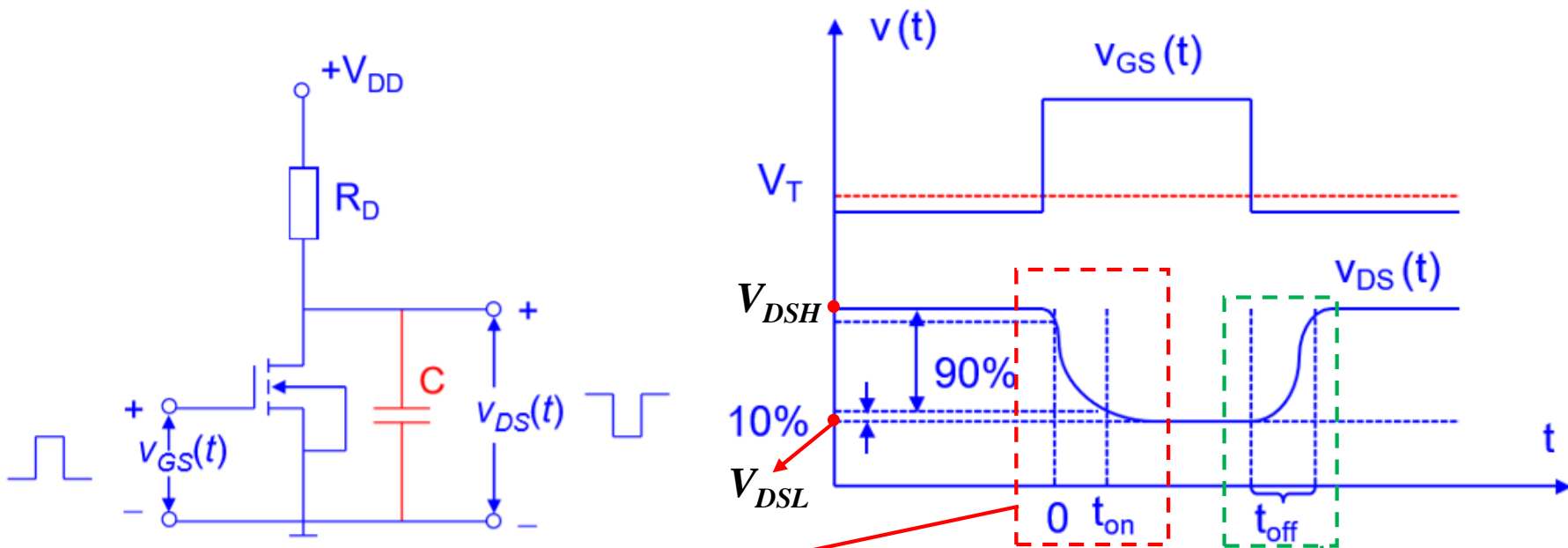
② 当 V_{GS} 大于 V_T 时, MOS管导通, 压降绝大部分落在 R_D 上, 输出低电压 V_{DSL} 。

③ 当 V_{GS} 再次小于 V_T 时, MOS管截止, 压降绝大部分落在 MOS管上, 输出高电压 V_{DSH} 。

MOSFET的开关特性

1. 电阻型负载MOS反相器

(1) MOS反相器的开关作用



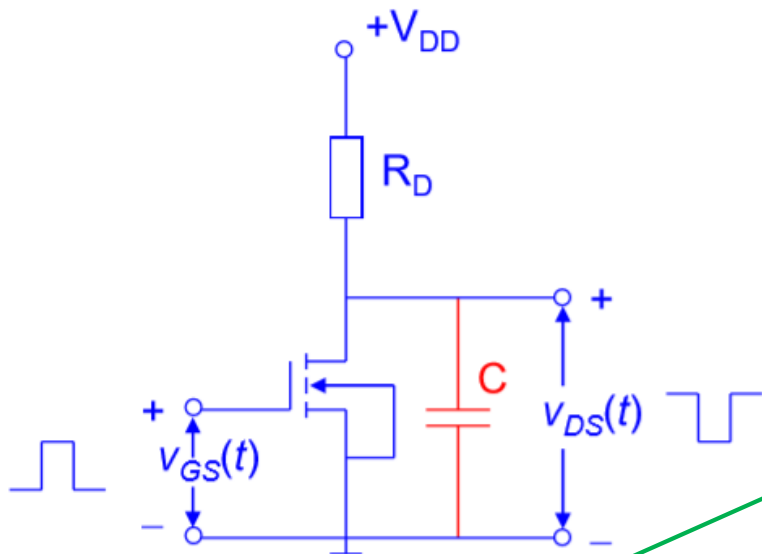
① 当输入端 V_{GS} 由小于 V_T 变为大于 V_T 时，电容的放电不是一瞬间完成的，将输出电压从 $0.9V_{DSH}$ (高电压) 下降到 $0.1V_{DSL}$ (低电压) 的时间称为导通开启时间 t_{on} 。

② 当 V_{GS} 再次小于 V_T 时，电容的充电当然也不是一瞬间完成的，将 V_{DS} 从 V_{DSL} (低电压) 上升到 $0.9V_{DSH}$ (高电压) 的时间称为截止关断时间 t_{off} 。

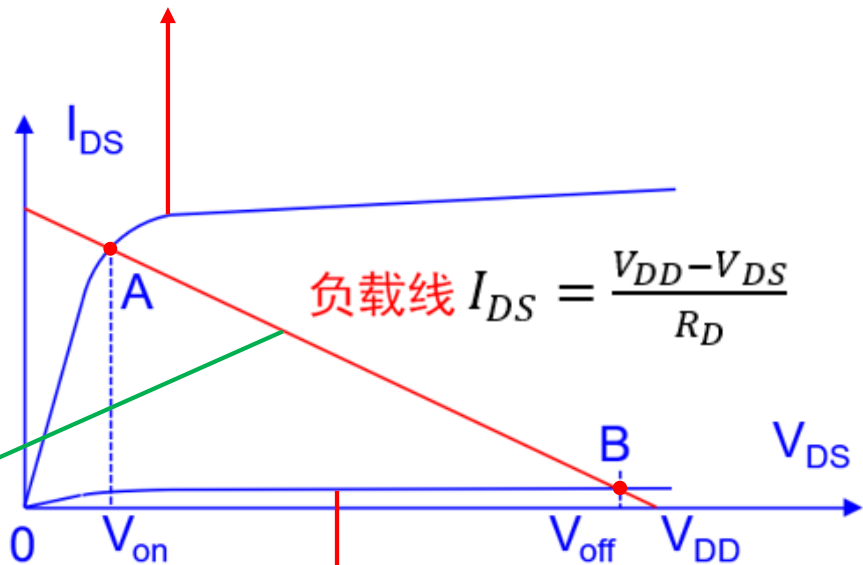
MOSFET的开关特性

1. 电阻型负载MOS反相器

(1) MOS反相器的开关作用



① MOS管导通时的输出特性



③ 对负载 R_D 而言有 $I_{DS} = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D}$

② MOS管截止时的输出特性

④ 当负载 R_D 上的电流和MOS管电流相等时就是它们共同的工作状态，A代表MOS管导通(一般在**线性区**)，输出低电压；B代表MOS管截止(一般在**饱和区**)，输出高电压； V_{off} 与 V_{on} 之间的差就是**逻辑摆幅**。

MOSFET的开关特性

1. 电阻型负载MOS反相器

(2) MOS反相器的开关时间

① t_{on}

从工作点B到A，开启时间对应输出电压从**高电压** $0.9V_{DSH}$ 下降到**低电压** $0.1V_{DSH}$ 的时间，电容对沟道电阻放电。

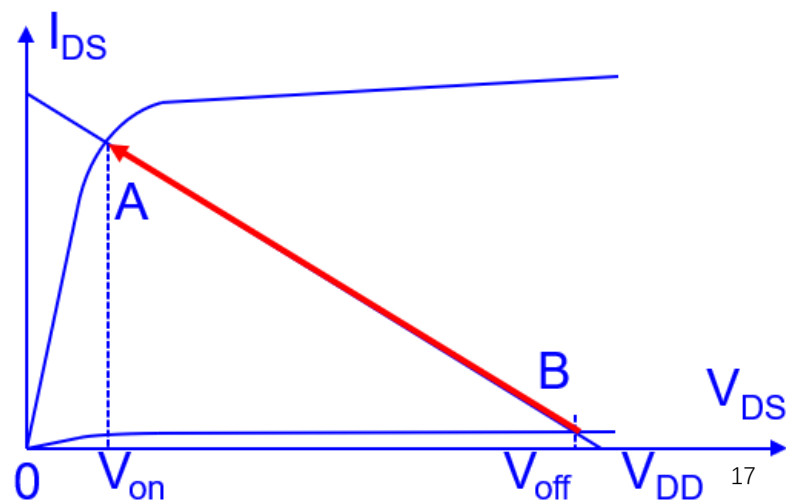
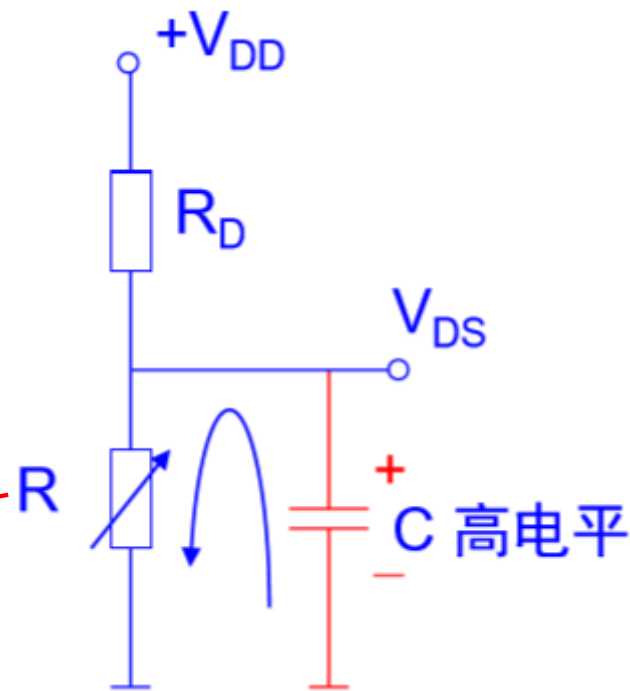
$R(t): \infty \rightarrow g_{D(on)}^{-1} \rightarrow$ MOS管开启后的电阻

估算 t_{on}

平均电阻: $\bar{R}(t) \approx \frac{1}{g_{D(on)}}$

则: $t_{on} = \bar{R}(t)C = \frac{C}{g_{D(on)}}$

MOS一般工作在线性区，**线性区漏导**等于**饱和区跨导**，故 t_{on} 还可写为 $\frac{C}{g_{ms}}$



MOSFET的开关特性

1. 电阻型负载MOS反相器

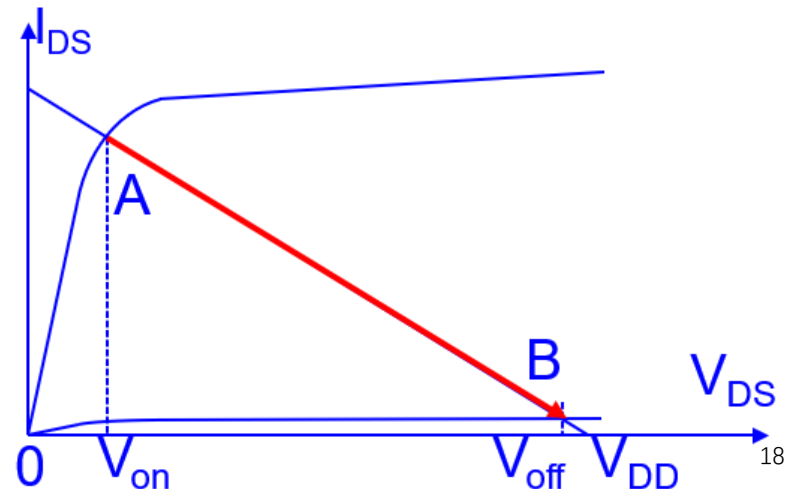
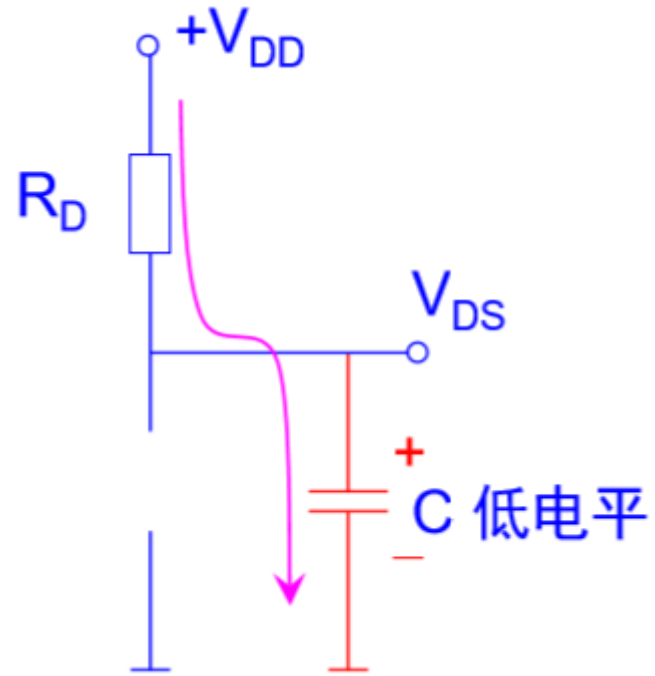
(2) MOS反相器的开关时间

② t_{off}

从工作点A到B，开启时间对应输出电压从低电压 V_{DSL} 上升到高电压 $0.9V_{DSH}$ 的时间， V_{DD} 通过 R_D 对电容充电。

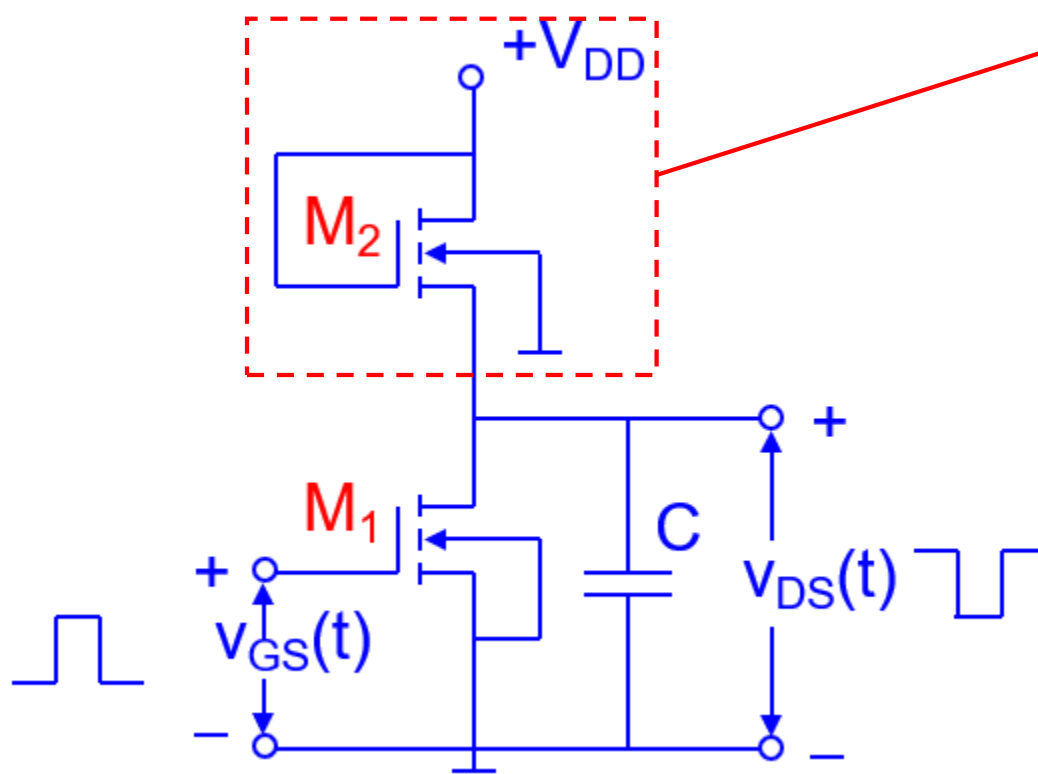
估算 t_{off}

$$t_{off} = R_D C$$



MOSFET的开关特性

2. 增强型-增强型MOS反相器 (E-E MOS)



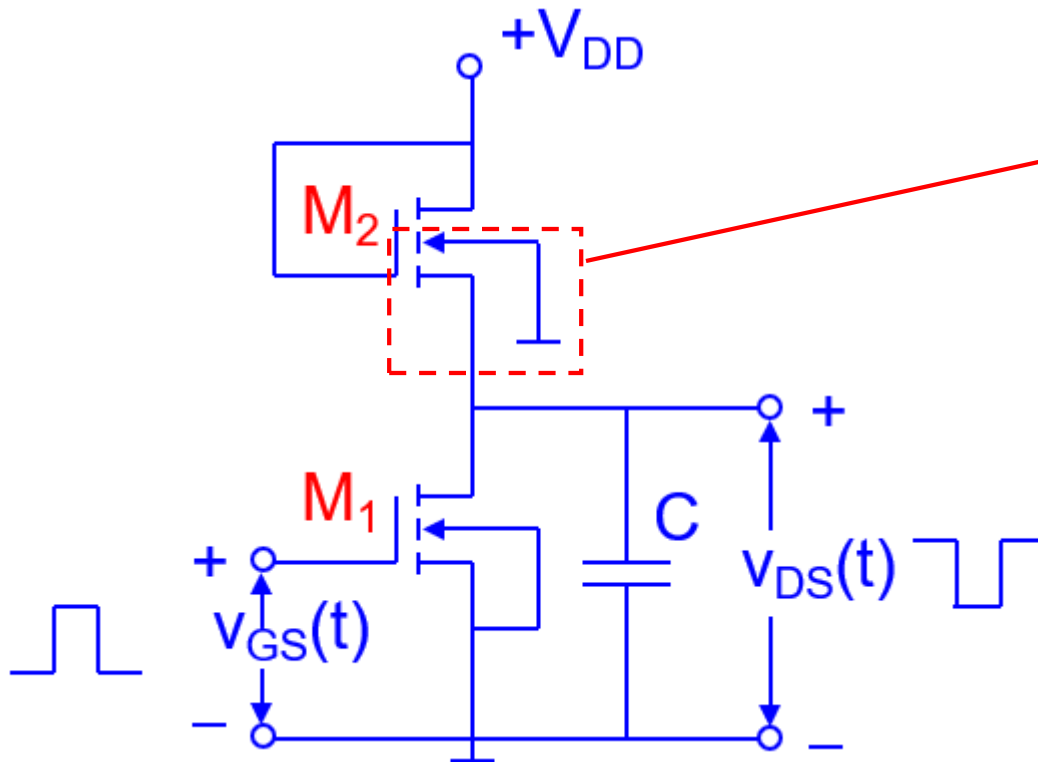
V_{DS2} : M_2 的漏源电压 V_{T2} : M_2 的阈值电压

V_{GS2} : M_2 的栅源电压 $V_{DS}(t)$: 输出电压

① M_2 栅漏短接。工作电压一直为 V_{DD} 。 I_{DS} 的饱和条件是 $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ 。此时对于 M_2 , $V_{DS2} = V_{GS2} > V_{GS2} - V_{T2}$, M_2 始终处于饱和状态。在 M_1 开启之前, V_{DD} 对 C 充电, 直到 $V_{DS}(t) = V_{DD} - V_{T2}$, 并且 $V_{DS}(t)$ 最大只能到 $V_{DD} - V_{T2}$, 因为如果 $V_{DS}(t) > V_{DD} - V_{T2}$, M_2 就截止(关断)了, 相当于“自己把自己截止了”。

MOSFET的开关特性

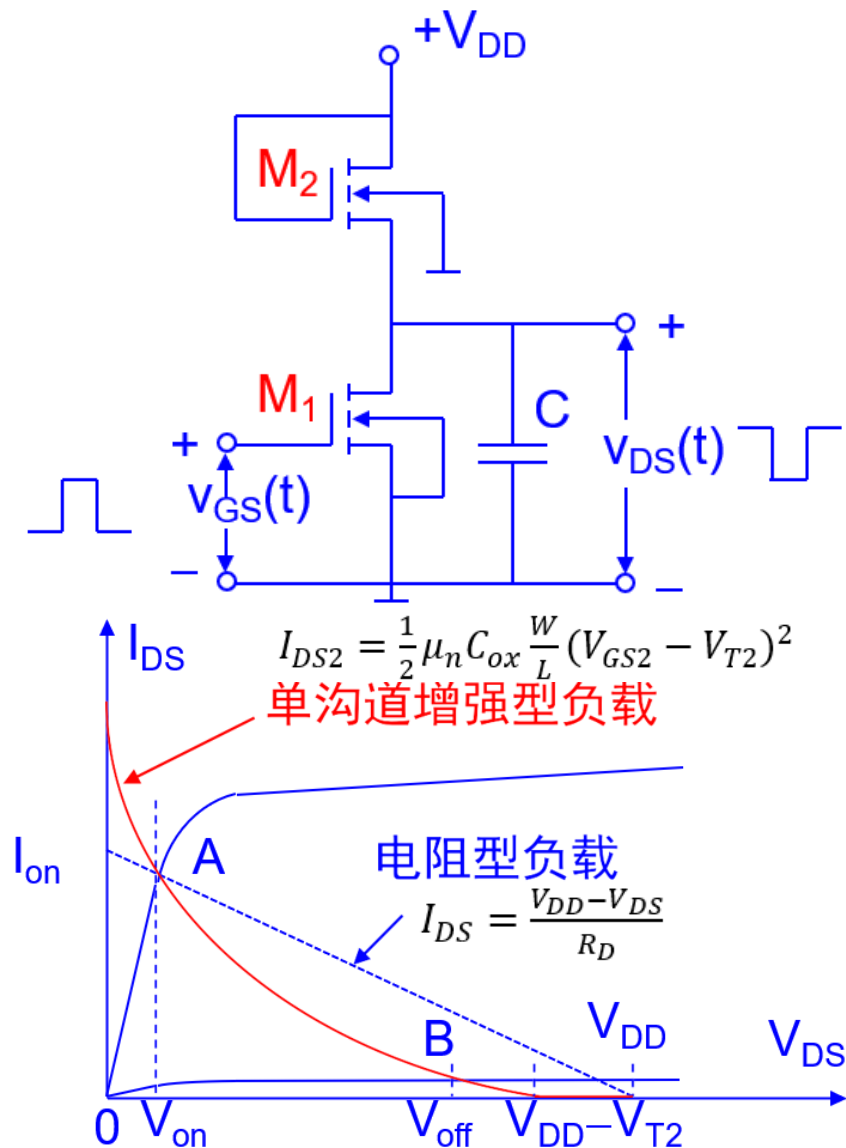
2. 增强型-增强型MOS反相器 (E-E MOS)



② 在此反相器中 M_2 衬底接地，而源上电势 $V_{DS}(t)$ 不为零，会一直增加，所以**存在衬偏效应**， V_{T2} 会随着 $V_{DS}(t)$ 的增加而一直增加，这样会影响到对电容充电时的电流 I_{DS} （即流经 M_2 的电流）。

MOSFET的开关特性

2. 增强型-增强型MOS反相器 (E-E MOS)



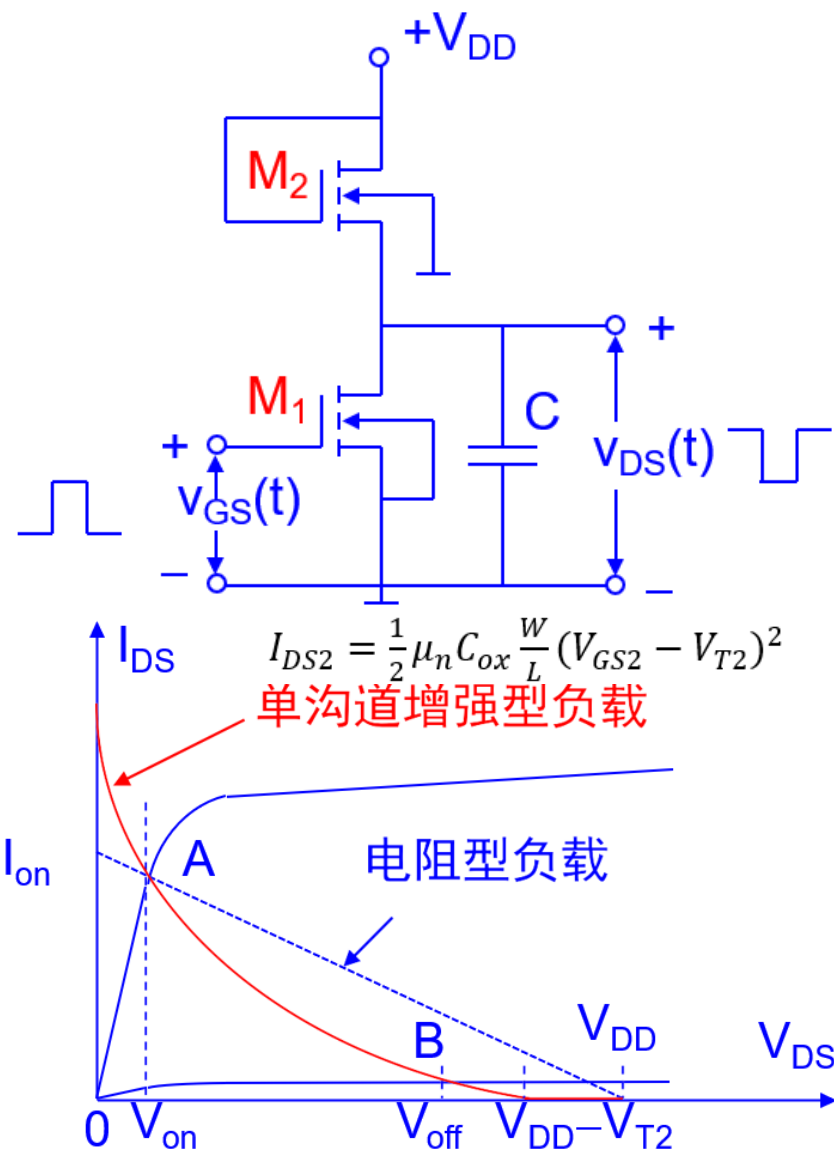
③ M_2 一直工作在饱和区，所以有

$$I_{DS2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS2} - V_{T2})^2$$

由于衬偏效应， V_{T2} 会一直上升，同时 $V_{GS2} = V_{DD} - V_{DS}(t)$ ，随着 $V_{DS}(t)$ 的上升 V_{GS2} 下降，所以 I_{DS2} 会以电压的平方系数下降，如左下图红线，在对电容 C 的充电过程中 I_{DS2} 的下降是非线性的，相较于电阻型负载电流要小，所以E-E MOS反相器的关断过程（电容充电过程）比电阻型负载MOS反相器慢，并且从图中可以看出E-E MOS反相器的逻辑摆幅也会较小（缺点）。

MOSFET的开关特性

2. 增强型-增强型MOS反相器 (E-E MOS)



④ **导通过程** (电容放电过程), 与电阻型负载反相器一样。

导通时(A工作点), M_1 线性, M_2 饱和, 估算导通态电压 V_{on} 和电流 I_{on} :

$$V_{on} = V_{DS}(t) \quad V_{GS2} = V_{DD} - V_{on}$$

$$V_{GS1} = V_{GS}(t) \quad \beta = \mu C_{ox} \frac{W}{L}$$

M_1 线性区

$$I_{on} = \beta_1 [(V_{GS1} - V_{T1}) V_{on} - \frac{1}{2} V_{on}^2]$$

$$I_{on} \approx \beta_1 (V_{GS1} - V_{T1}) V_{on}$$

M_2 饱和区

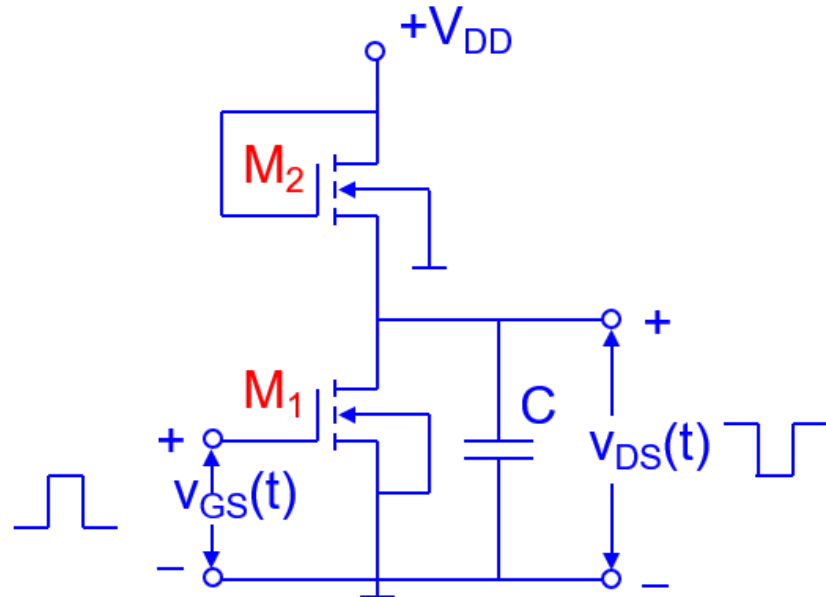
$$I_{on} = \frac{1}{2} \beta_2 [(V_{DD} - V_{on}) - V_{T2}]^2$$

$$I_{on} \approx \frac{\beta_2}{2} (V_{DD} - V_{T2})^2$$

$$V_{on} = \frac{\beta_2}{2\beta_1} \frac{(V_{DD} - V_{T2})^2}{(V_{GS1} - V_{T1})}$$

MOSFET的开关特性

2. 增强型-增强型MOS反相器 (E-E MOS)

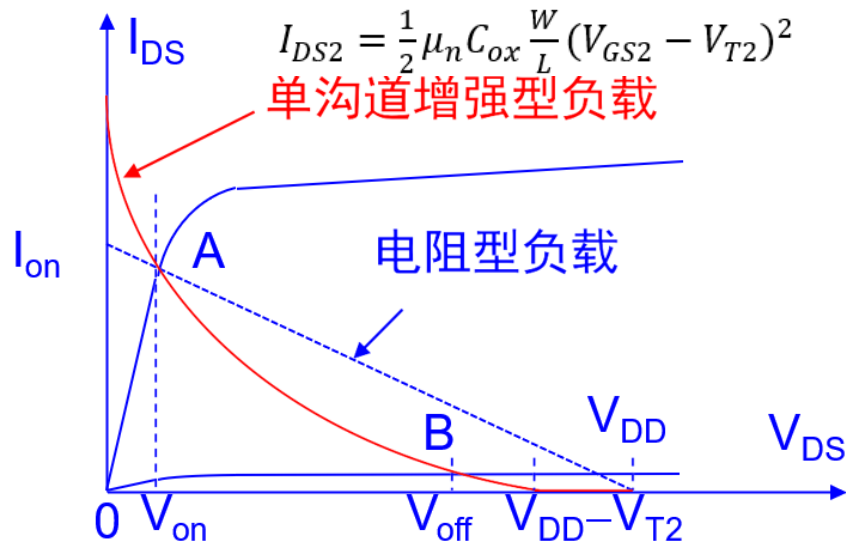


⑤ 关断时(B工作点), M_1 截止, M_2 饱和

$$V_{off} \approx V_{DD} - V_{T2}$$

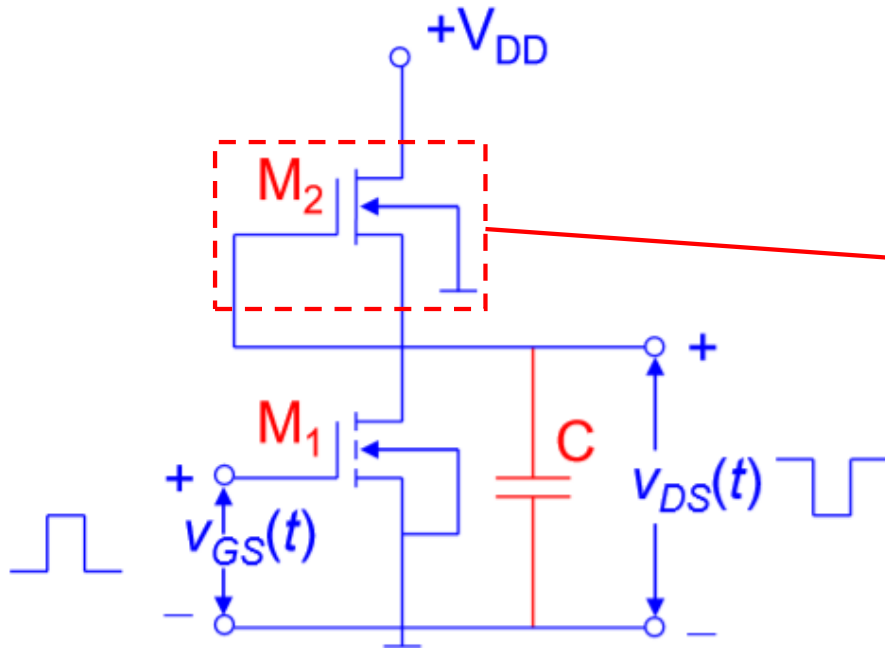
⑥ E-E MOS的**优点**: 面积小, 集成度高, 都是电子导电;

E-E MOS的**缺点**: t_{off} 长, 导通态功耗大, 存在衬偏效应。



MOSFET的开关特性

3. 增强型-耗尽型MOS反相器 (E-D MOS)

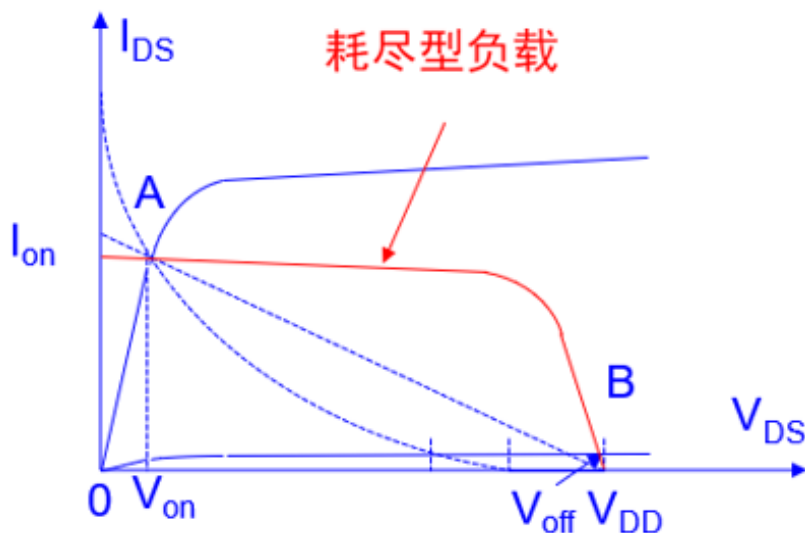
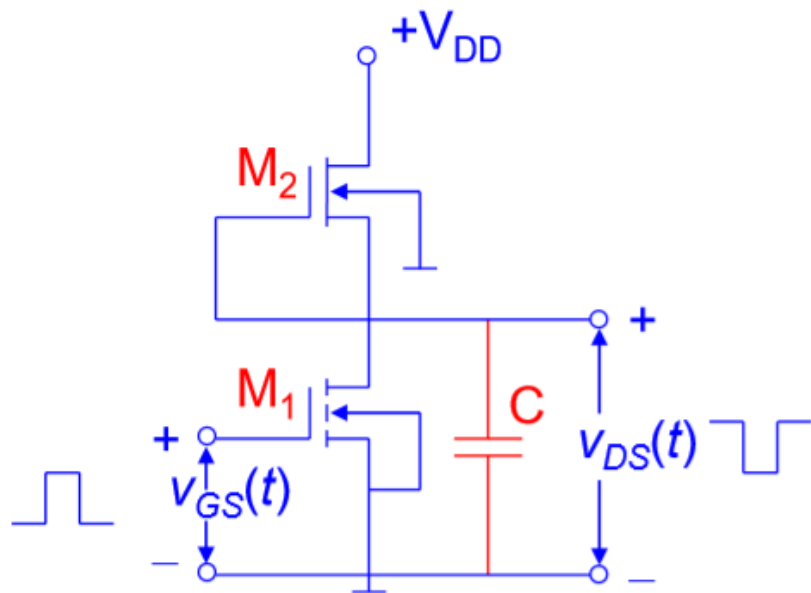


① M_2 : 耗尽型NMOS, 阈值电压 $V_{T2} < 0$, 栅源短接, $V_{GS2} = 0 > V_{T2}$, M_2 始终处于导通状态, 电流会发生变化, $V_{DS}(t)$ 最大约为 V_{DD} 。

② 导通过程 (电容放电过程) 与前两种反相器一样。

MOSFET的开关特性

3. 增强型-耗尽型MOS反相器 (E-D MOS)

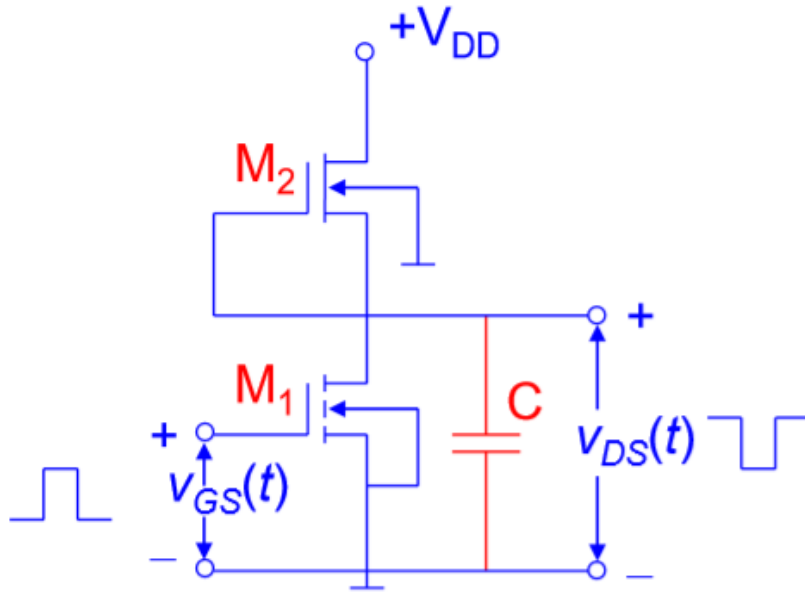


③ 关断过程 (电容充电过程): 初始时 $V_{DS}(t)$ 接近于0, $V_{DS2}=V_{DD}>V_{GS2}-V_{T2}$, 负载电流 I_{DS2} 处于饱和区; 随着 $V_{DS}(t)$ 上升, $V_{DS2}=V_{DD}-V_{DS}(t)$ 减小, 当 $V_{DS}(t)>V_{DD}+V_{T2}$ 时, $V_{DS2}<-V_{T2}$, 即 $V_{DS2}<V_{GS2}-V_{T2}$, 负载电流 I_{DS2} 过渡到线性区, 如左下图红线所示。

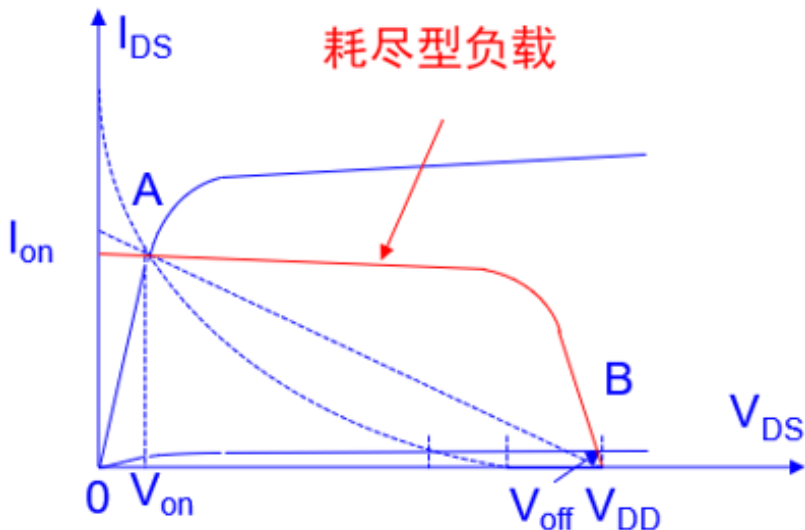
④ E-D MOS反相器在关断过程中电流较大, 因此关断时间比电阻型负载反相器和E-E MOS反相器的短。

MOSFET的开关特性

3. 增强型-耗尽型MOS反相器 (E-D MOS)



⑤ 导通时 (工作点A): M_1 线性, M_2 饱和; 关断时 (工作点B): M_1 截止, M_2 线性。



⑥ E-D MOS的优点: t_{off} 短, 集成度高, 都是电子沟道导电;

E-D MOS的缺点: 导通态功耗大, 存在衬偏效应。