Fundamentals of Microelectronics

- CH1 Why Microelectronics?
- CH2 Basic Physics of Semiconductors
- CH3 Diode Circuits
- CH4 Physics of Bipolar Transistors
- CH5 Bipolar Amplifiers
- CH6 Physics of MOS Transistors
- CH7 CMOS Amplifiers
- CH8 JFET Transistor

Chapter 6 Physics of MOS Transistors

- 6.1 Structure of MOSFET
- 6.2 Operation of MOSFET
- 6.3 MOS Device Models
- 6.4 PMOS Transistor
- 6.5 CMOS Technology
- 6.6 Comparison of Bipolar and CMOS Devices

Chapter Outline

Operation of MOSFETs

- MOS Structure
- Operation in Triode Region
- Operation in Saturation
- I/V Characteristics

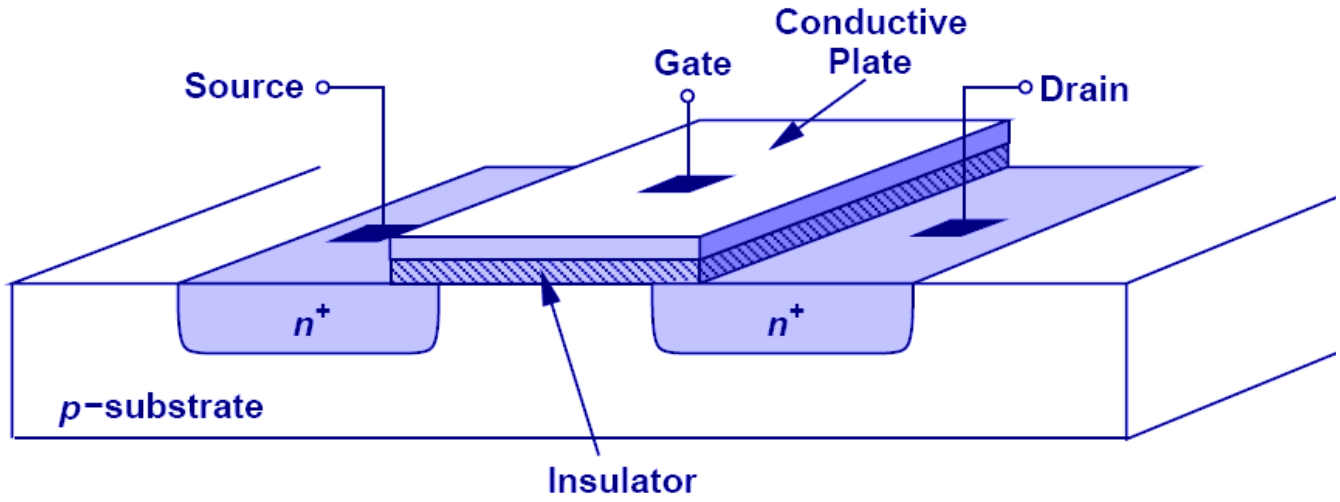
MOS Device Models

- Large−Signal Model
- Small−Signal Model

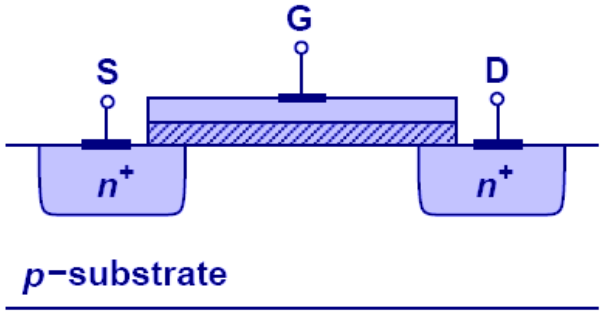
PMOS Devices

- Structure
- Models

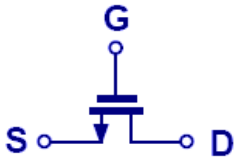
ساختار فیزیکی و نماد الکتریکی MOSFET



(a)



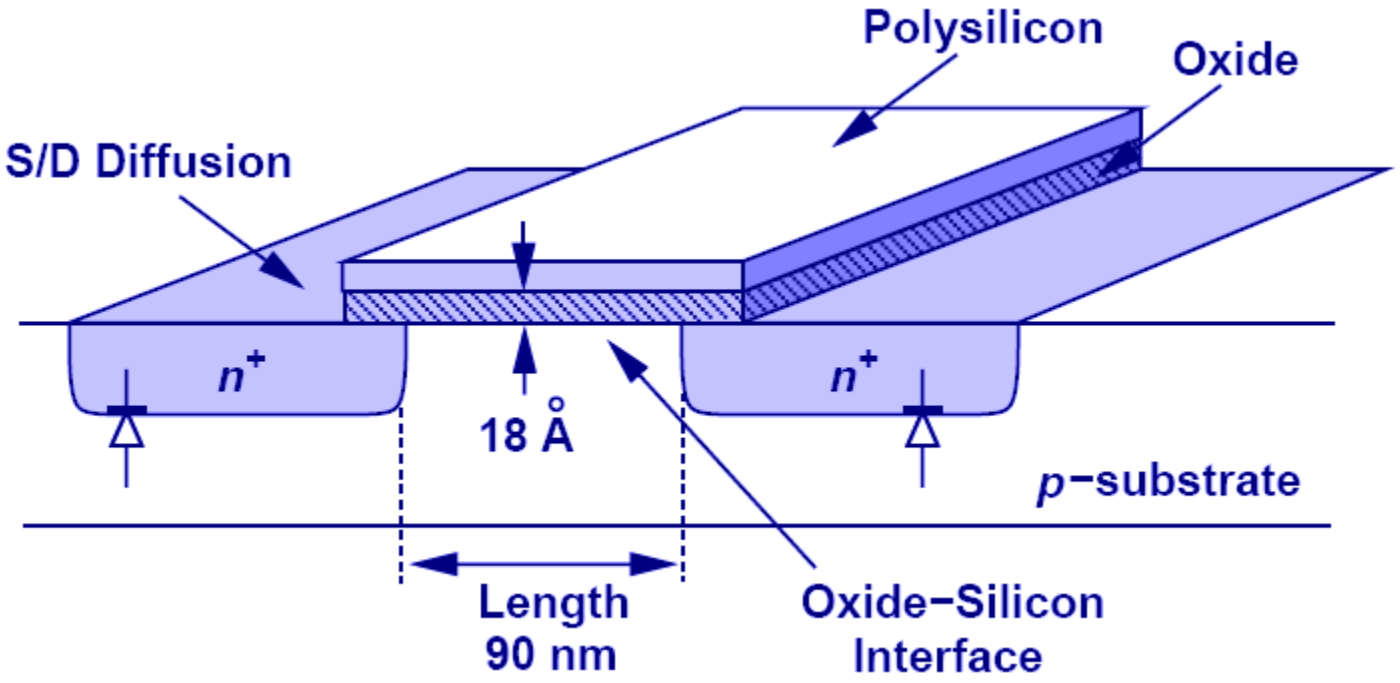
(b)



(c)

- ماسفت یک قطعه الکترونیکی متقارن است. بنابراین شکل بالا جای سورس و درین را می توان جابه جا کرد.

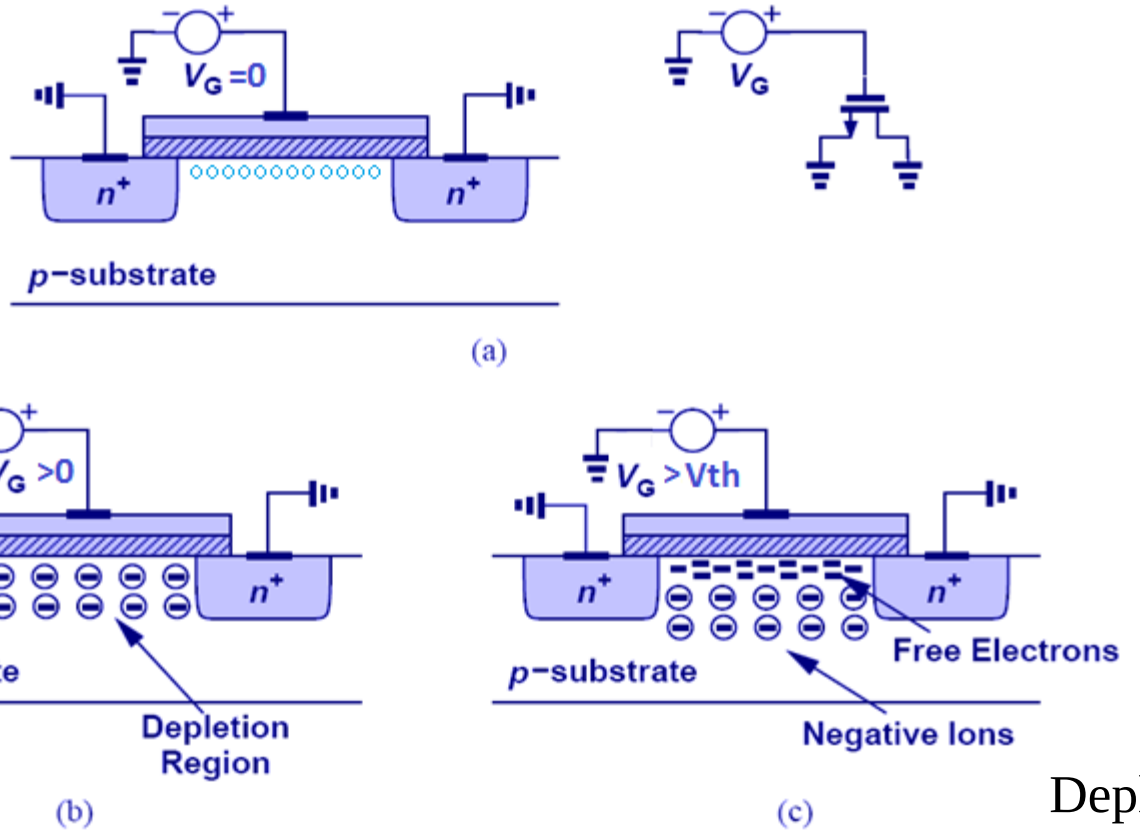
ماسفت های امروزی



Insulator: عایق

Polysilicon: Polycrystalline silicon= سیلیکن چند بلور

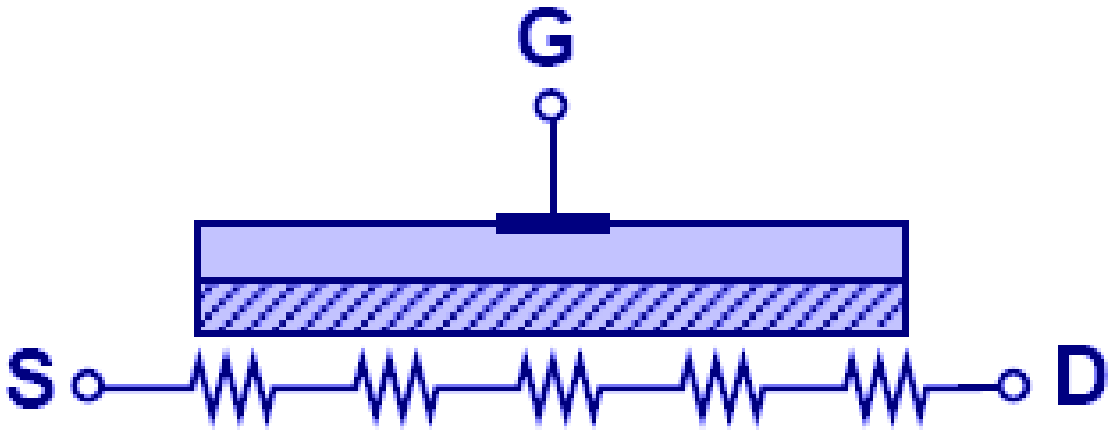
نحوه ایجاد کانال



Depletion: تهی

- اگر ولتاژ مثبت به گیت اعمال کنیم، حفره های موجود در زیر عایق گیت آن جا را ترک می کنند و یک ناحیه تهی در زیر عایق گیت ایجاد می شود. با ادامه روند افزایش ولتاژ گیت به تدریج الکترون ها در زیر عایق گیت تجمع می کنند و یک کانالی از الکترون بین درین و سورس ایجاد می شود. به این کانال **inversion layer** نیز می گویند.

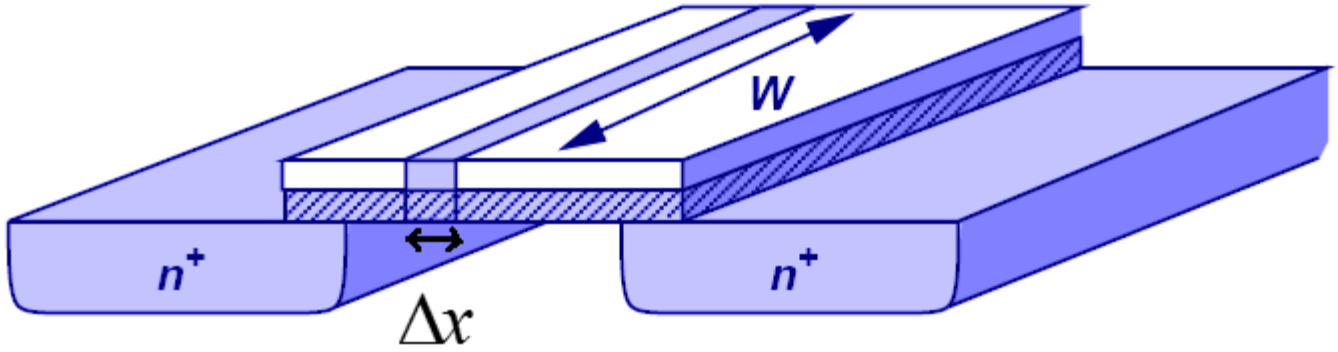
ماسفت به عوان مقاومت کنترل شده با ولتاژ



Inversion: وارونگی
Density: چگالی

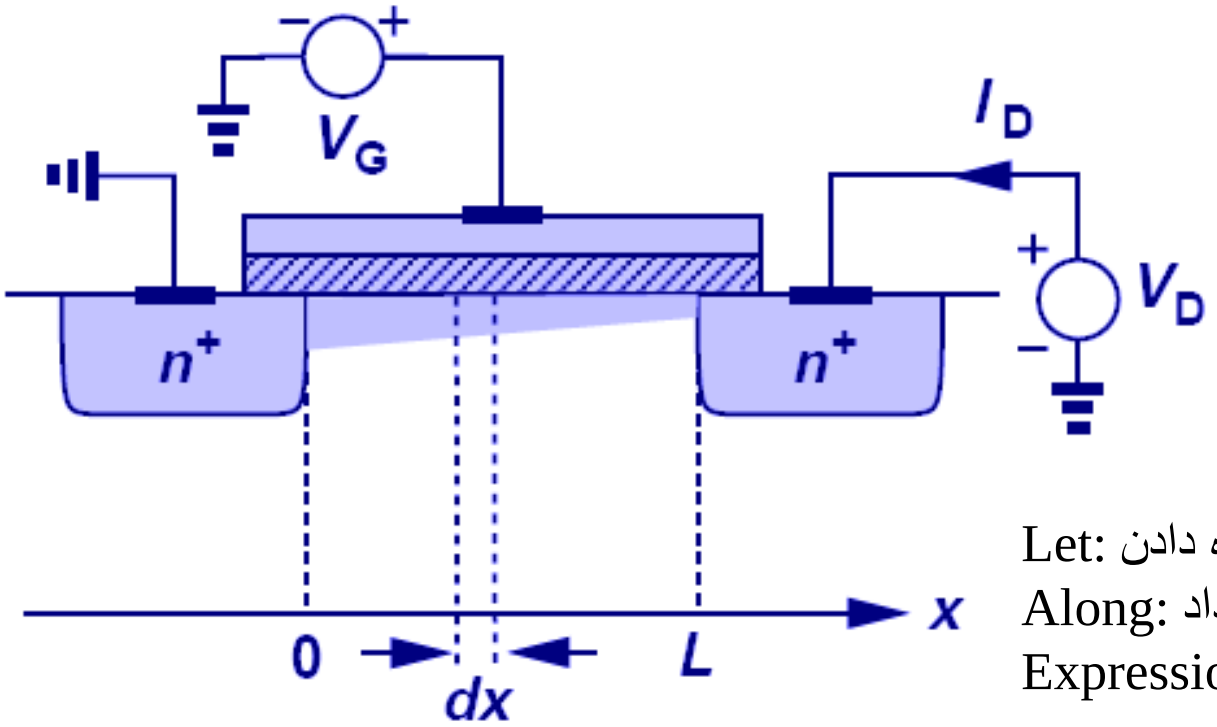
- کانال زیر گیت را می توان همانند یک مقاومت در نظر گرفت.
- هرچه ولتاژ گیت بیشتر باشد الکترون های بیشتری در زیر گیت تجمع می کنند و عملا مقدار مقاومت کانال کاهش می یابد.
- به دلیل وابستگی مقاومت کانال به ولتاژ گیت، عملا ما در اینجا یک مقاومت کنترل شده با ولتاژ داریم.

چگالی طولی بار کانال



$$Q = \frac{(W \times \Delta x) \times C_{ox}(V_{G-CH} - V_{TH})}{\Delta x} = WC_{ox}(V_{G-CH} - V_{TH})$$

Charge Density at a Point

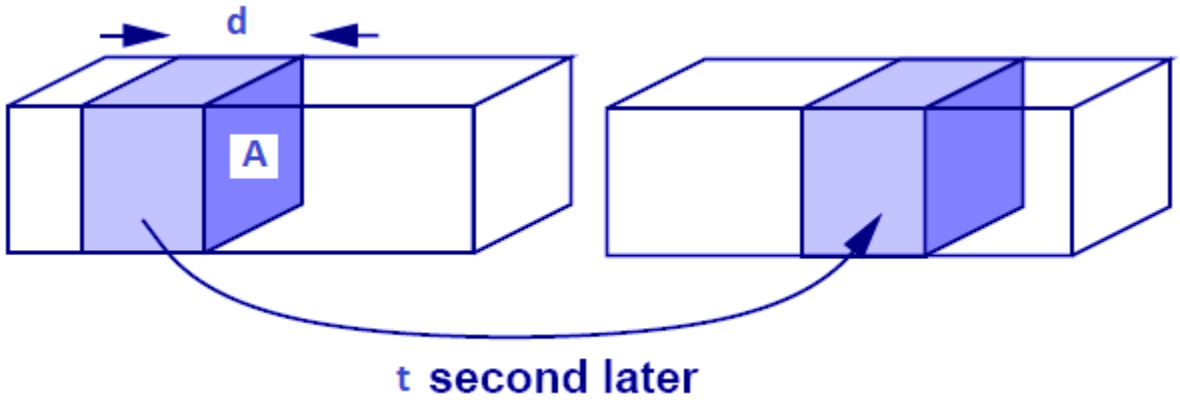


Let: اجازه دادن
Along: در امتداد
Expression: رابطه- فرمول

$$Q(x) = WC_{ox}\left[V_G - V_{CH}(x) - V_{TH}\right] \quad \Rightarrow \quad Q(x) = WC_{ox}\left[V_{GS} - V(x) - V_{TH}\right]$$

- در روابط فوق برای سادگی فرض کرده ایم: $V(x) = V_{CH}(x)$
- رابطه های فوق چگالی طولی بار کانال را در نقطه x بیان می کند.

محاسبه جریان



$$I = \frac{n \times A \times d}{t} = n \times A \times \frac{d}{t} = Q \cdot v$$

n: چگالی حجمی بار
Q: چگالی طولی بار
A: سطح مقطع

- **مقدار جریان جاری شونده از درین به سورس به چگالی طولی الکترون ها و سرعت حرکت الکترون ها بستگی دارد.**

محاسبه جریان

$$\left.\begin{aligned}\vec{\mathrm{E}} &= -\nabla V = -\frac{dV}{dx} \\ \vec{v} &= -\mu_n \vec{\mathrm{E}}\end{aligned}\right\} \Rightarrow v = +\mu_n \frac{dV}{dx}$$

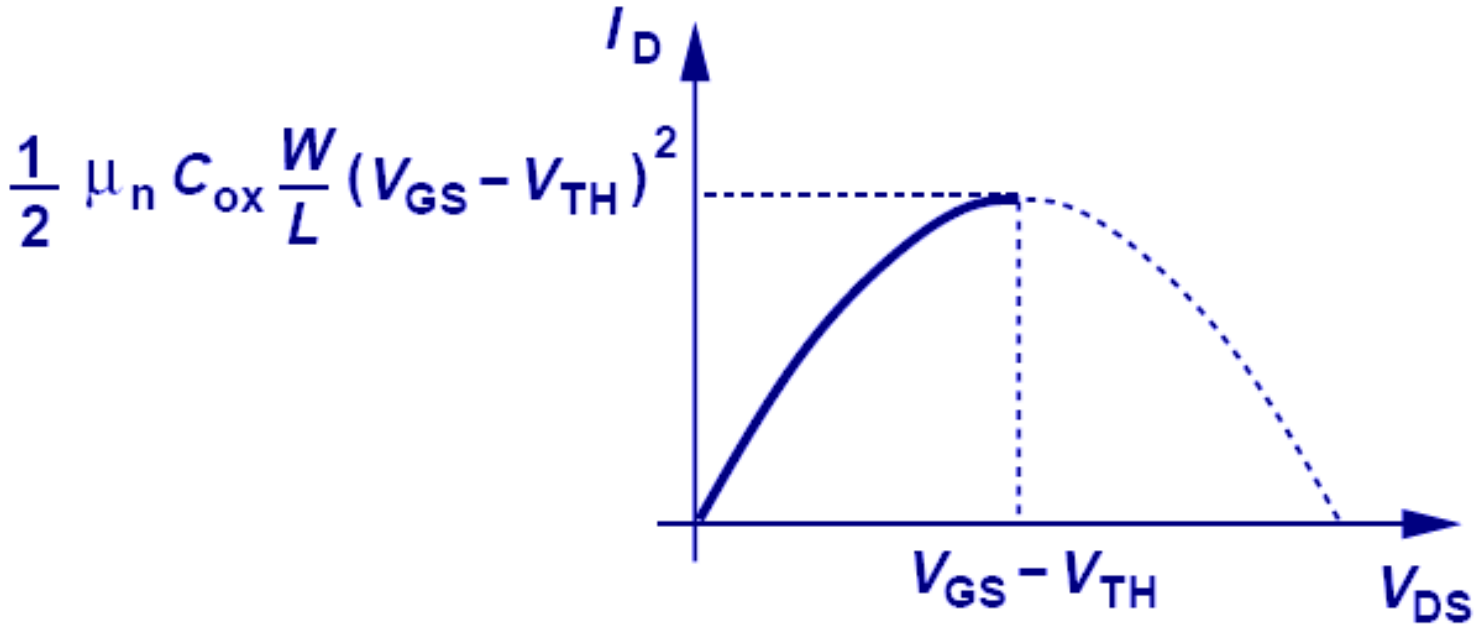
$$I_D = WC_{ox}\left[V_{GS} - V(x) - V_{TH}\right]\mu_n \frac{dV(x)}{dx}$$

$$\int_0^L I_D dx = \int_0^{V(L)=V_{DS}} \mu_n WC_{ox}\left[V_{GS} - V(x) - V_{TH}\right] dV(x)$$

$$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left[2(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - V_{DS}^2\right]$$

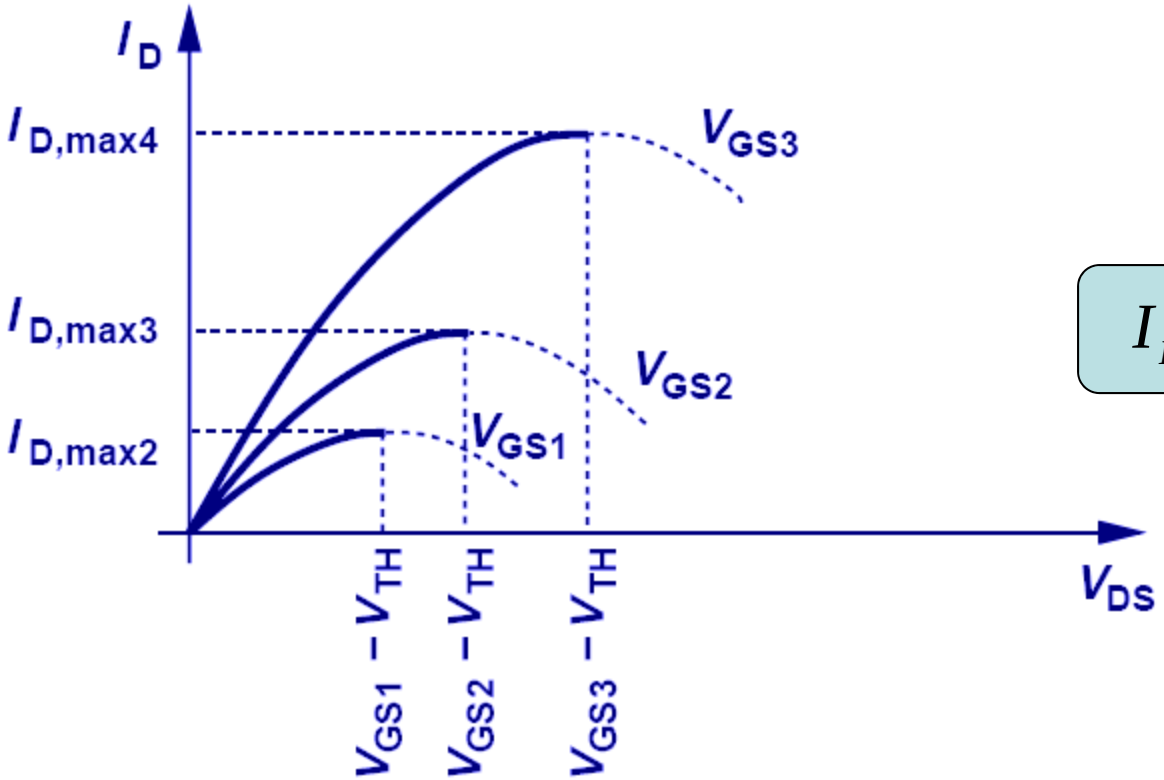
رابطه سهموی بین I_D و V_{DS}

$$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left[2(V_{GS}-V_{TH})V_{DS}-V_{DS}^2\right]$$



- اگر ولتاژ گیت V_G را ثابت فرض کنیم و ولتاژ V_{DS} را تغییر دهیم در آن صورت یک رابطه سهموی بین I_D و V_{DS} برقرار می شود.
- ماکزیمم جریان به ازای $V_{DS}=V_{GS}-V_{TH}$ حاصل می شود.

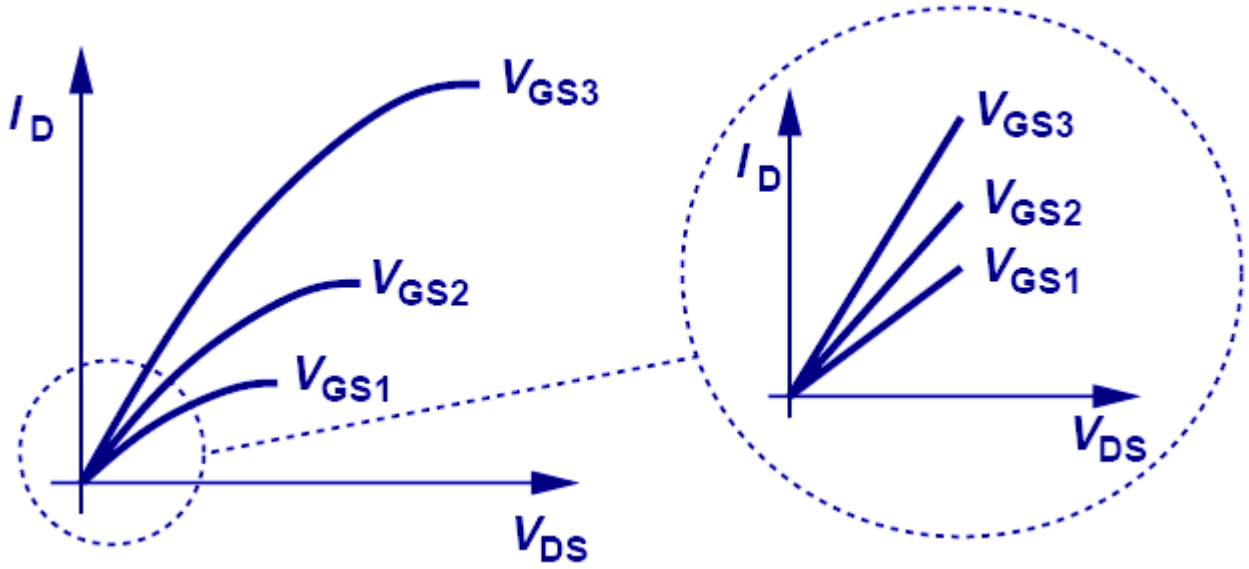
منحنی I_D-V_{DS} به ازای مقادیر مختلف V_{GS}



$$I_{D,\max} \propto (V_{GS} - V_{TH})^2$$

تا اینجا

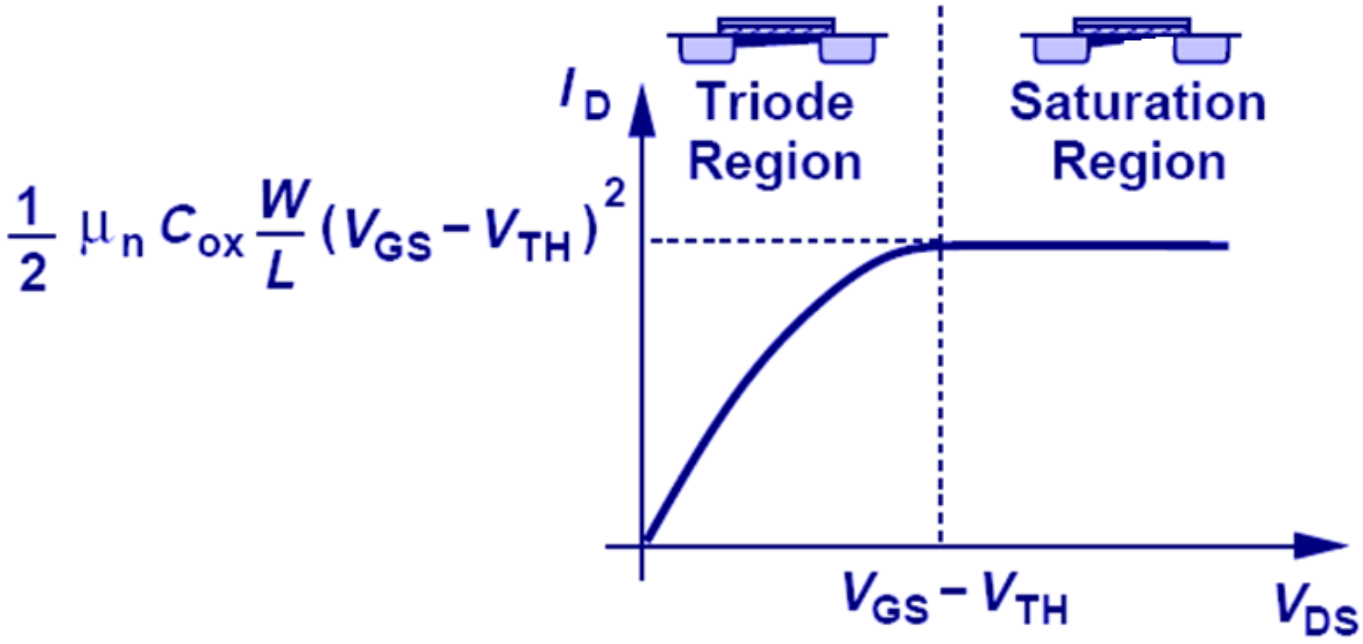
محاسبه مقدار مقاومت کانال



$$R_{on} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}(V_{GS} - V_{TH})}$$

- به ازای V_{DS} های کوچک می توان ماسفت را به عنوان یک مقاومت در نظر گرفت که مقدار مقاومت آن توسط ولتاژ گیت قابل تنظیم است.
- در سوئیچ های الکترونیکی معمولا از ویژگی فوق استفاده می شود.

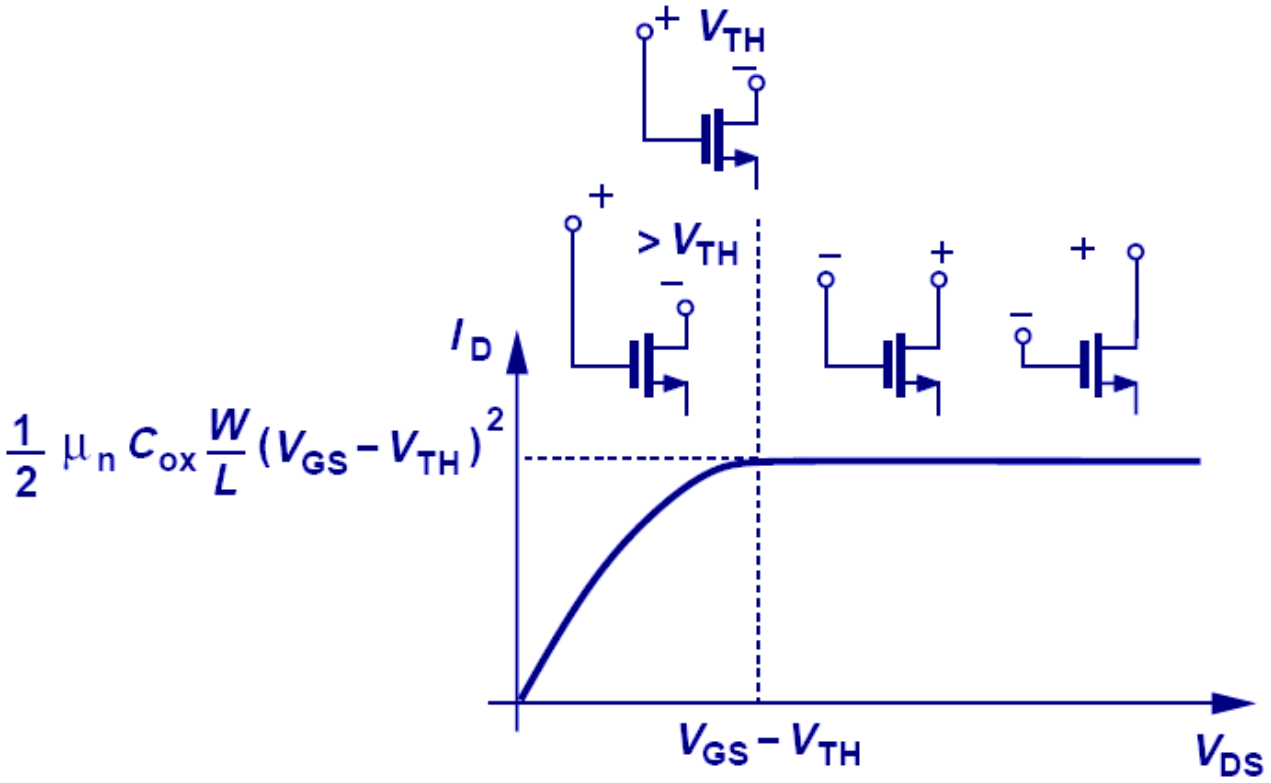
نواحی کار ماسفت



Triode Region: $$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left[2(V_{GS}-V_{TH})V_{DS}-V_{DS}^2\right] \qquad V_{GS}>V_{TH}, V_{GD}>V_{TH}$$

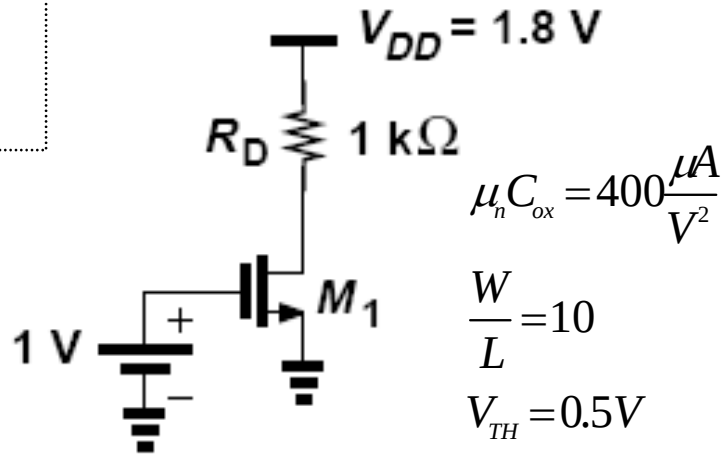
Saturation Region: $$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_{TH})^2 \qquad V_{GS}>V_{TH}, V_{GD}<V_{TH}$$

نواحی کار ماسفت



مثال

- **Determine the operating point (I_D, V_{DS}).**



$$\mu_n C_{ox} = 400 \frac{\mu A}{V^2}$$

$$\frac{W}{L} = 10$$

$$V_{TH} = 0.5V$$

Assume M1 is biased in saturation region.

$$I_D = \frac{1}{2} \times 400 \times 10 \times (1 - 0.5)^2 = 500 \mu A = 0.5 mA$$

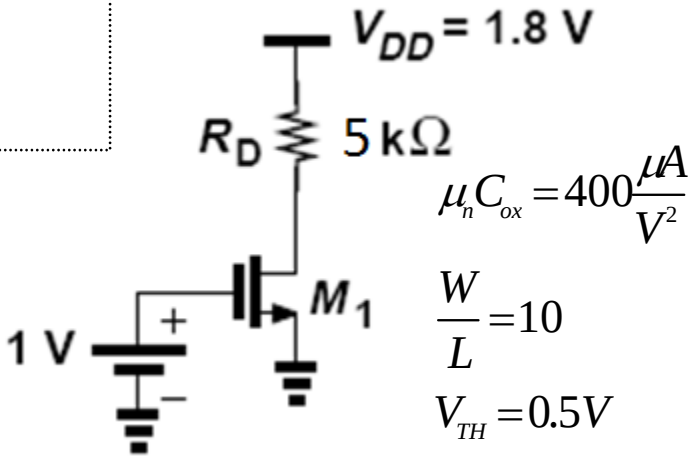
$$V_{DS} = 1.8 - 1k\Omega \times 0.5 mA = 1.3V$$

$$V_{GS} = 1 > V_{TH}$$

$$V_{GD} = 1 - 1.3 = -0.3 < V_{TH}$$

مثال

- **Determine the operating point (I_D, V_{DS}).**



$$\mu_n C_{ox} = 400 \frac{\mu A}{V^2}$$

$$\frac{W}{L} = 10$$

$$V_{TH} = 0.5V$$

Assume M1 is biased in saturation region.

$$I_D = \frac{1}{2} \times 400 \times 10 \times (1 - 0.5)^2 = 500 \mu A = 0.5 mA$$

$$V_{DS} = 1.8 - 5k\Omega \times 0.5 mA = -0.7V$$

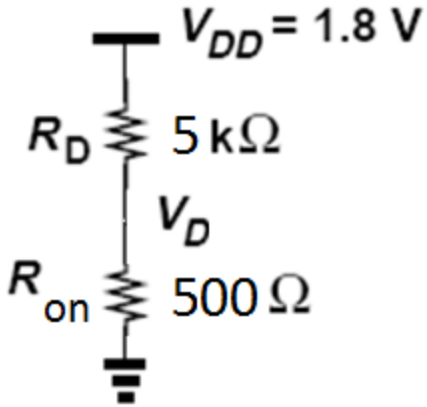
$$V_{GS} = 1 > V_{TH}$$

$$V_{GD} = 1 - (-0.7) < V_{TH} \quad 1.7 \overset{?}{<} 0.5$$

Assume M1 is biased in Triode region.

Example

$$R_{on}=\frac{1}{\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\left(V_{GS}-V_{TH}\right)}=\frac{1}{0.4\frac{mA}{V^2}\times 10\times\left(1-0.5\right)}=500\,\Omega$$

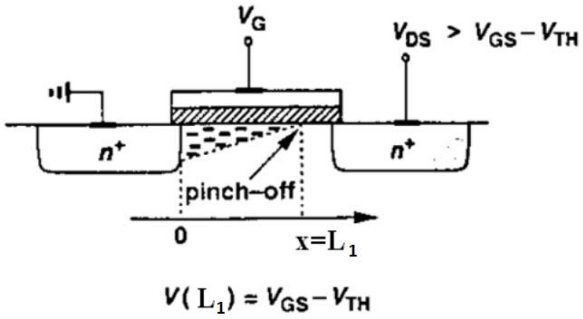


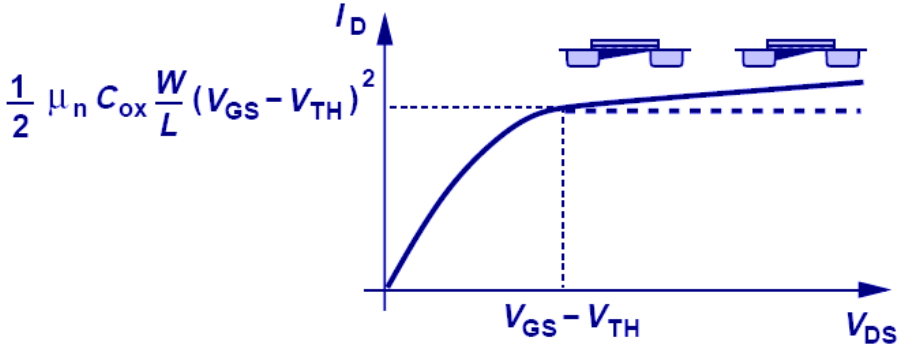
$$V_{DS}=\frac{0.5}{5+0.5}\times 1.8=0.16V \Longrightarrow I_D=\frac{1.8}{5.5k}=0.33mA$$

$$V_{GS}=1>V_{TH}$$

$$V_{GD}=1-\left(0.16\right)>V_{TH} \quad 0.84>0.5$$

پدیده مدولاسیون طول کانال
(Channel-Length Modulation)





$$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L_1}(V_{GS}-V_{TH})^2 = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L-\Delta L}(V_{GS}-V_{TH})^2$$

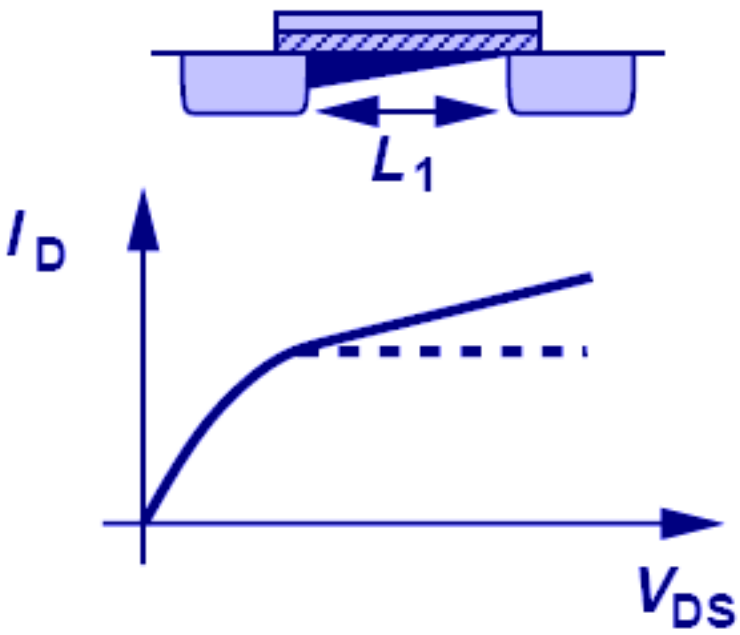
$$= \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_{TH})^2\frac{1}{1-\frac{\Delta L}{L}} \cong \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_{TH})^2\left(1+\frac{\Delta L}{L}\right)$$

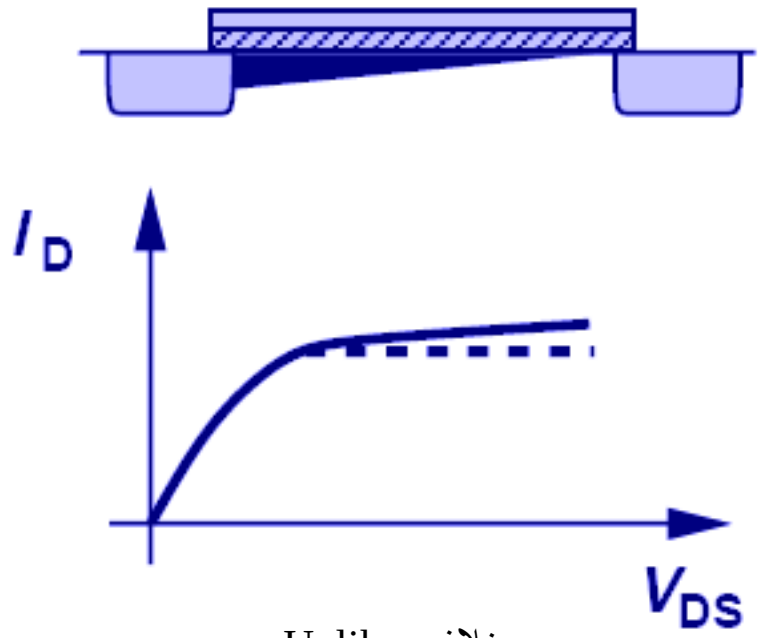
$$\text{from semiconductor Devices Course}: \frac{\Delta L}{L} = \lambda V_{DS}$$

$$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_{TH})^2(1+\lambda V_{DS})$$

- اگرچه ما تاکنون جریان را در ناحیه اشباع (فعال) ثابت در نظر گرفته ایم، ولی در عمل چنین نیست. جریان ترانزیستور در ناحیه اشباع تابعیتی ضعیفی نسبت به V_{DS} دارد.
- در عمل با افزایش V_{DS} ولتاژ I_D نیز به مقدار جزئی افزایش می یابد.
- در عمل با افزایش V_{DS} طول موثر کانال به اندازه ΔL کاهش می یابد ($L_1=L-\Delta L$). به همین دلیل با توجه به روابط ریاضی ارائه شده در بالا، جریان ماسفت افزایش می یابد. به این پدیده، پدیده مدولاسیون طول کانال می گویند.

λ and L





Unlike: برخلاف

- برخلاف ولتاژارلی در ترانزیستورهای BJT، در ماسفت طراح مدار می تواند ضریب مدولاسیون طول کانال λ را تحت کنترل خود درآورد.
- اگر ترانزیستور دارای طول کانال (L) بلندی باشد، در آن صورت λ کاهش می یابد.

$$\frac{\Delta L}{L} = \lambda V_{DS}$$

هدایت انتقالی ماسفت

$\frac{W}{L}$ Constant $V_{GS}-V_{TH}$ Variable	$\frac{W}{L}$ Variable $V_{GS}-V_{TH}$ Constant	$\frac{W}{L}$ Variable $V_{GS}-V_{TH}$ Constant
$g_m \propto \sqrt{I_D}$ $g_m \propto V_{GS}-V_{TH}$	$g_m \propto I_D$ $g_m \propto \frac{W}{L}$	$g_m \propto \sqrt{\frac{W}{L}}$ $g_m \propto \frac{1}{V_{GS}-V_{TH}}$

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}(V_{GS} - V_{TH}) \qquad g_m = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} \qquad g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}}$$

- هدایت انتقالی ماسفت به عنوان یک معیار مبنی بر این است که با ازای تغییر ولتاژ گیت، جریان درین به چه میزان دچار تغییر خواهد شد.

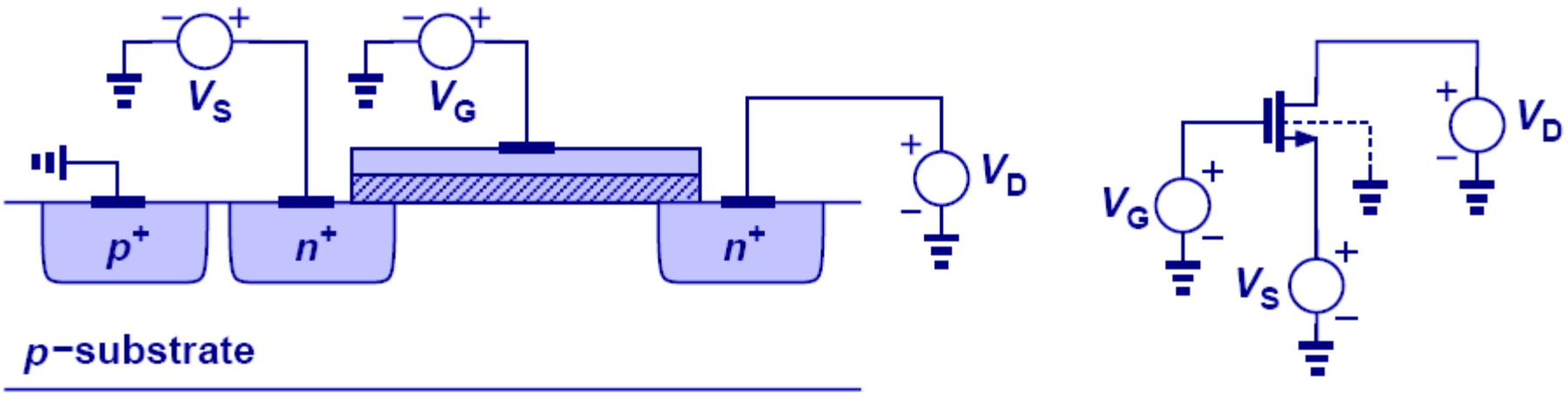
پدیده اشباع سرعت در ماسفت های با کانال کوتاه

$$I_D = v_{sat} \cdot Q = v_{sat} \cdot WC_{ox}\left(V_{GS} - V_{TH}\right)$$

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = v_{sat} WC_{ox}$$

- اگر کانال ماسفت کوتاه باشد، در آن صورت پدیده اشباع سرعت الکترون رخ می دهد.
- در این شرایط جریان درین به صورت خطی با ولتاژ گیت ارتباط خواهد داشت.

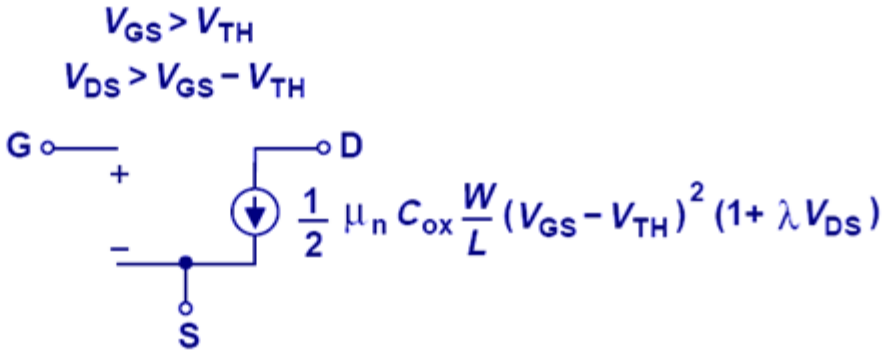
اثر بدنه



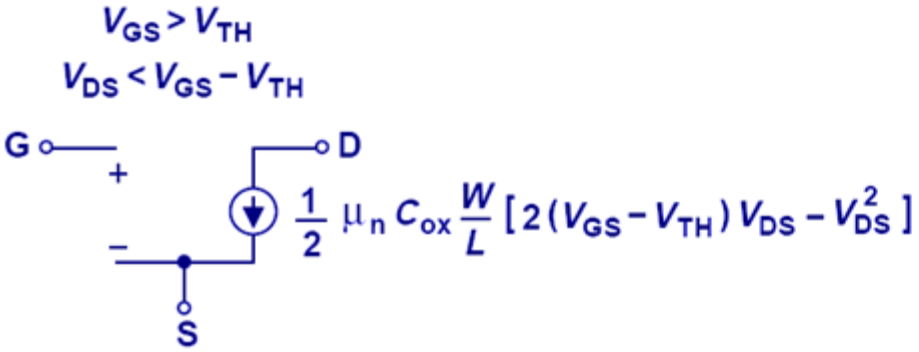
$$V_{TH} = V_{TH\,0} + \gamma\left(\sqrt{2\phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_F}\right)$$

- اگر پتانسیل سورس با پتانسیل بدنه ترانزیستور تفاوت داشته باشد، در آن صورت ولتاژ آستانه ماسفت تغییر می کند. به این پدیده، **Body Effect** می گویند.

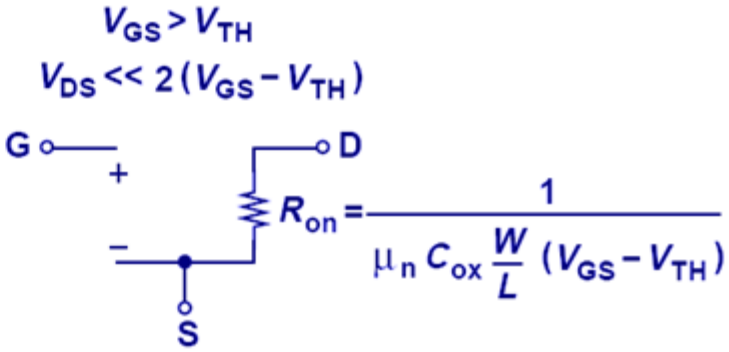
مدل سیگنال بزرگ



(a)



(b)

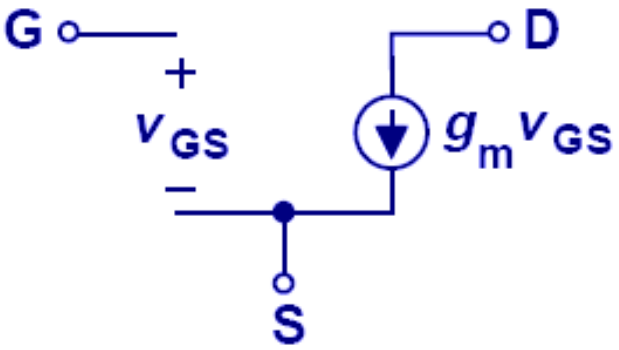


(c)

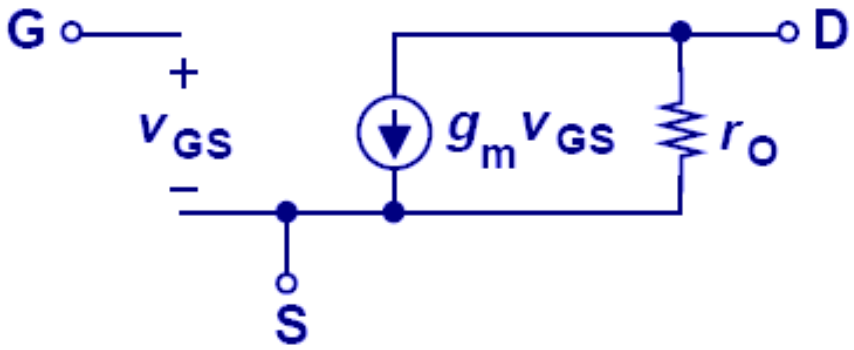
Represent= Describe

- با توجه به مقدار ولتاژ V_{DS} می توان سه مدل سیگنال بزرگ برای ماسفت در نظر گرفت.

مدل سیگنال کوچک



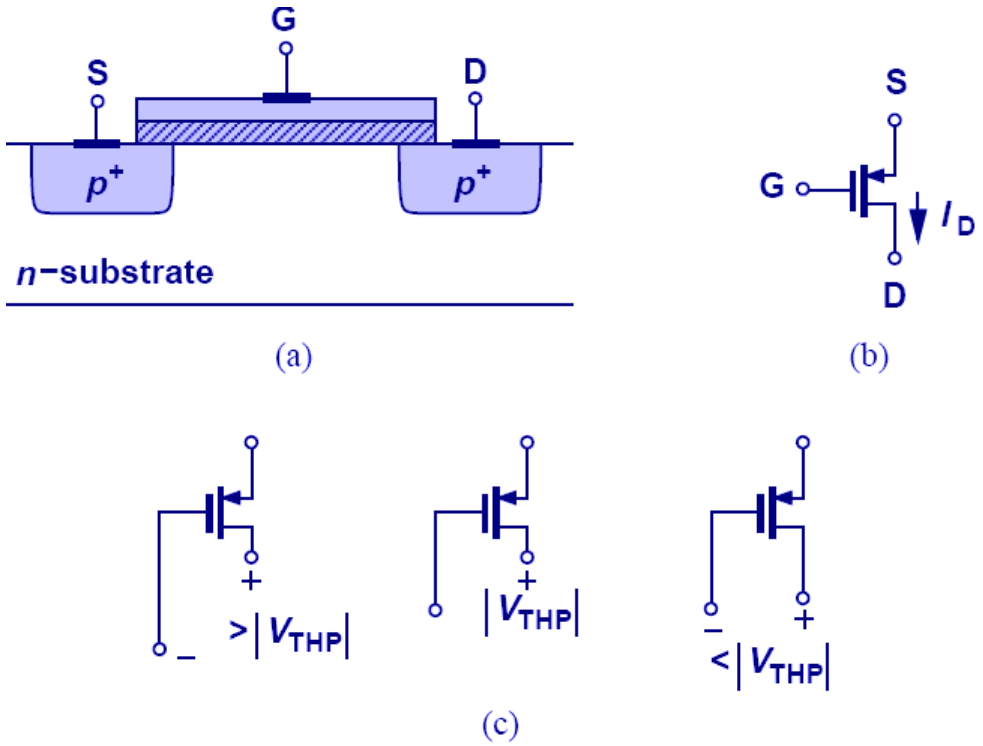
(a)



(b)

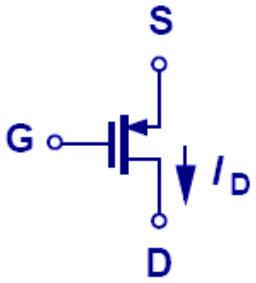
$$r_o \approx \frac{1}{\lambda I_D}$$

ترانزیستور PMOS



- در ترانزیستورهای PMOS حفره ها نقش اصلی را در برقراری جریان الکتریکی به عهده دارند.
- ولتاژ آستانه ترانزیستور PMOS مقدار منفی دارد.

روابط جریان-ولتاژ در ترانزیستور PMOS



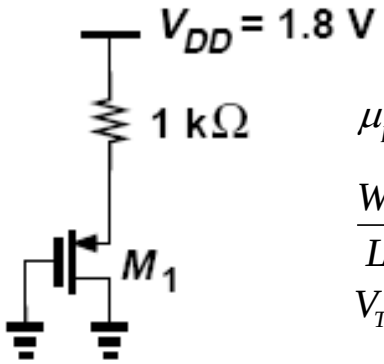
$$\begin{cases} I_{D,sat} = \frac{1}{2}\mu_p C_{ox}\frac{W}{L}\left(V_{GS}-V_{TH}\right)^2(1-\lambda V_{DS}) & V_{SG} > \left|V_{TH}\right|, V_{DG} < \left|V_{TH}\right| \\ I_{D,tri} = \frac{1}{2}\mu_p C_{ox}\frac{W}{L}\left[2\left(V_{GS}-V_{TH}\right)V_{DS}-V_{DS}^2\right] & V_{SG} > \left|V_{TH}\right|, V_{DG} > \left|V_{TH}\right| \end{cases}$$

or

$$\begin{cases} I_{D,sat} = \frac{1}{2}\mu_p C_{ox}\frac{W}{L}\left(V_{SG}-\left|V_{TH}\right|\right)^2\left(1+\lambda V_{SD}\right) & V_{SG} > \left|V_{TH}\right|, V_{DG} < \left|V_{TH}\right| \\ I_{D,tri} = \frac{1}{2}\mu_p C_{ox}\frac{W}{L}\left[2\left(V_{SG}-\left|V_{TH}\right|\right)V_{SD}-V_{SD}^2\right] & V_{SG} > \left|V_{TH}\right|, V_{DG} > \left|V_{TH}\right| \end{cases}$$

مثال

- **Determine the operation point (I_D, V_{SD}).**



$$\mu_p C_{ox} = 400\frac{\mu A}{V^2}$$

$$\frac{W}{L} = 10$$

$$V_{TH} = -0.5V$$

Assume M1 is biased in saturation region.

$$\begin{cases} I_D = \frac{1}{2}\times 400\times 10\times\left(V_{SG} - \left|-0.5\right|\right)^2 = 2\frac{mA}{V^2}\left(V_S - 0.5\right)^2 \\ I_D = \frac{1.8 - V_S}{1k} = 1.8 - V_S \end{cases}$$

$$\Rightarrow 2\left(V_S - 0.5\right)^2 = 1.8 - V_S$$

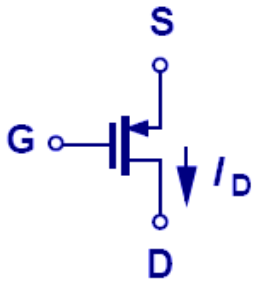
$$V_S^2 - 0.5V_S - 0.65 = 0 \Rightarrow \underline{V_S = 1.1} \quad or \quad -0.6$$

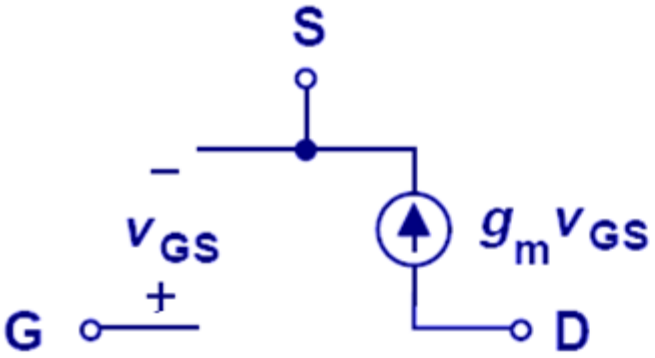
$$V_S = 1.1, \quad I_D = 0.7\,mA$$

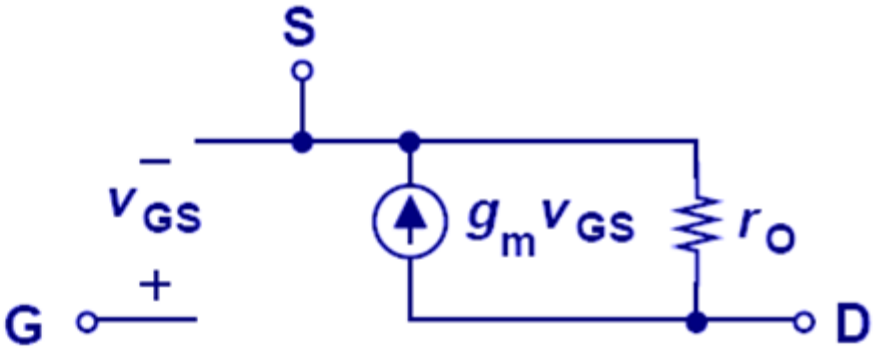
$$V_{SG} = 1.1 > \left|V_{TH}\right|$$

$$V_{DG} = 0 < \left|V_{TH}\right|$$

مدل سیگنال کوچک ترانزیستور PMOS

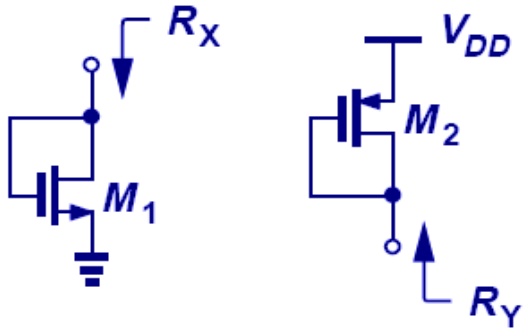




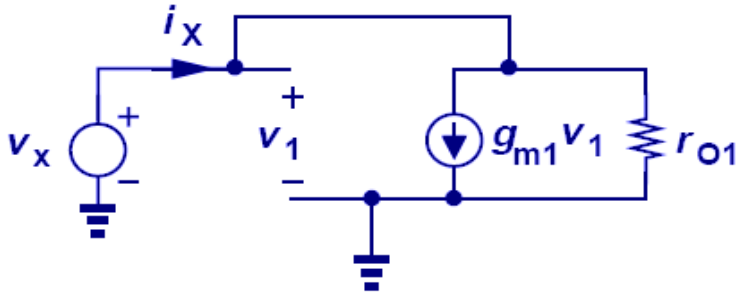


- مدل سیگنال کوچک ترانزیستورهای **PMOS** و **NMOS** یکی است.

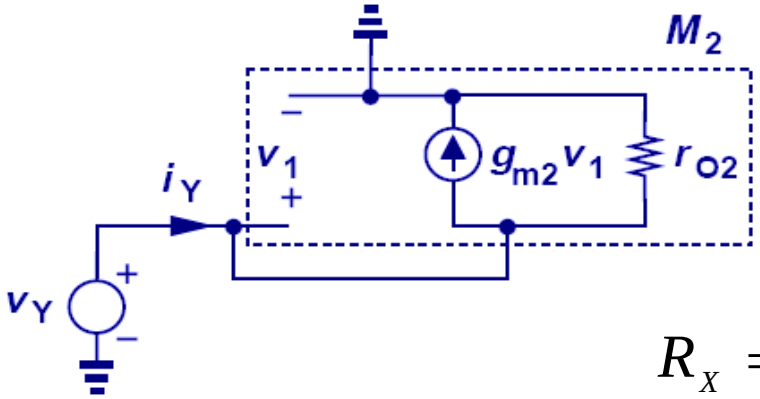
مثال (ترانزیستور با اتصال دیودی)



(a)



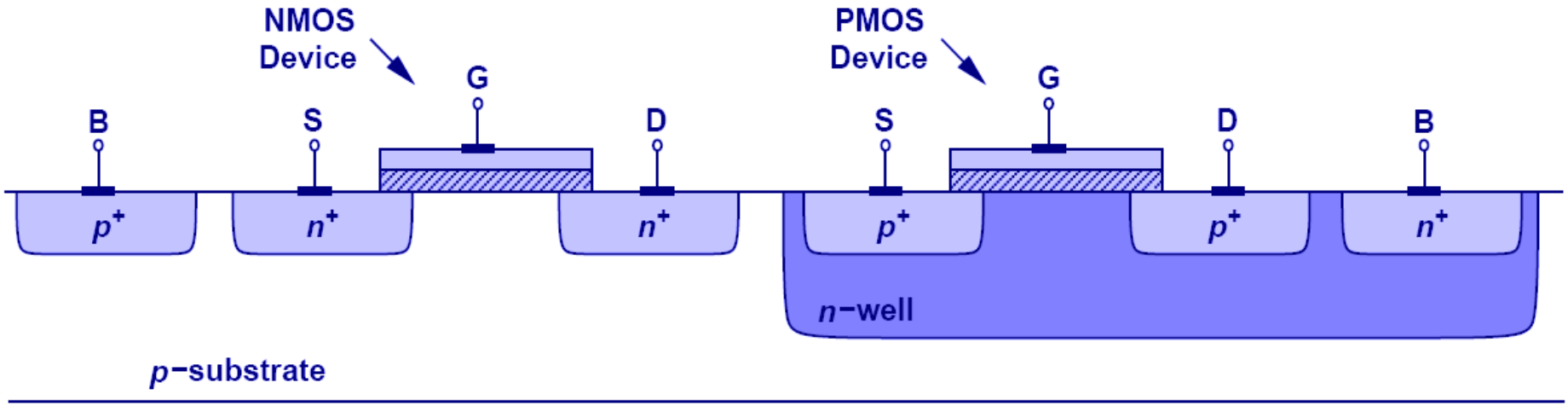
(b)



(c)

$$R_X = R_Y = \frac{1}{g_m} \| r_0 \approx \frac{1}{g_m}$$

تکنولوژی سی ماس (CMOS)



Well: چاه Complementary : مکمل

- این امکان وجود دارد که یک چاه n در داخل بستر نوع p ایجاد کرد و در داخل آن چاه ترانزیستور PMOS را پیاده سازی کرد.
- در این صورت ما می توانیم در مدارهای مان هم از PMOS و هم از NMOS استفاده کنیم. به این فناوری، تکنولوژی تکمیلی MOS می گویند.
- CMOS≡“Complementary MOS”

مقایسه ترانزیستور دوقطبی و ماسفت

Bipolar Transistor	MOSFET
Exponential Characteristic	Quadratic Characteristic
Active: $V_{BC} < 0$	Saturation: $V_{GD} < V_{TH}$
Saturation: $V_{BC} > 0$	Triode: $V_{GD} > V_{TH}$
Finite Base Current	Zero Gate Current
Early Effect	Channel-Length Modulation
-	Voltage-Dependent Resistor

Quadratic: درجه دوم Finite: محدود

- ترانزیستور دوقطبی در مقایسه با ماسفت از g_m بیشتری برخوردار است چراکه رابطه جریان-ولتاژ ترانزیستور دوقطبی به صورت نمایی است.