

Física dos MOSFETs e amplificadores básicos

João Paulo Carmo, PhD
Investigador Principal
Universidade do Minho
Departamento de Electrónica Industrial
Centro ALGORITMI de I&D
Grupo de Micro/Nanotecnologias e Aplicações Biomédicas
jcarmo@dei.uminho.pt

<http://lattes.cnpq.br/5589969124054528>



Micro/Nanotechnologies and
Biomedical Applications (MNBA)



Campus de Azurém, 4800-058 Guimarães, PORTUGAL
Phone: +351-253-510190, Fax: +351-253-510189

Universidade do Minho

Sumário

1 – Introdução à física dos MOSFETs

2 – Circuitos de polarização

2.1 – Polarização em tensão

2.2 – Polarização em corrente

3 – Circuitos amplificadores baseados em MOSFETs

3.1 – Amplificador de *source* comum

3.2 – Amplificador de *drain* comum

3.3 – Amplificador de *gate* comum

Modos de operação com interesse em RF & analógico

(a) Linear (*tríodo*)

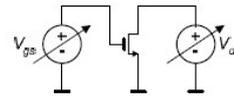
(b) Saturação

~~(c) corte~~

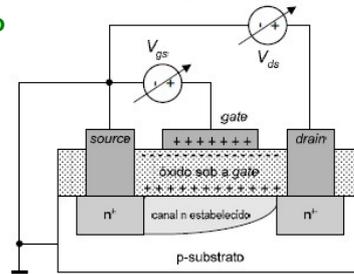
Tensão V_{gs} :

(a) $V_{gs} < V_{th}$ → MOSFET não conduz
(isto é uma verdade “religiosa”)

(b) V_{gs} positivo → há campo eléctrico que atrai electrões do substrato para a zona da *gate*
→ zona debaixo da *gate* se comporta cada vez menos como semiconductor p
→ o canal vai-se tornando condutor



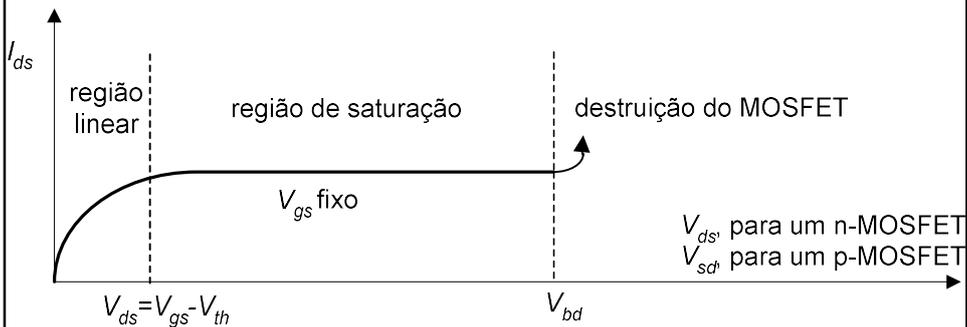
(a)



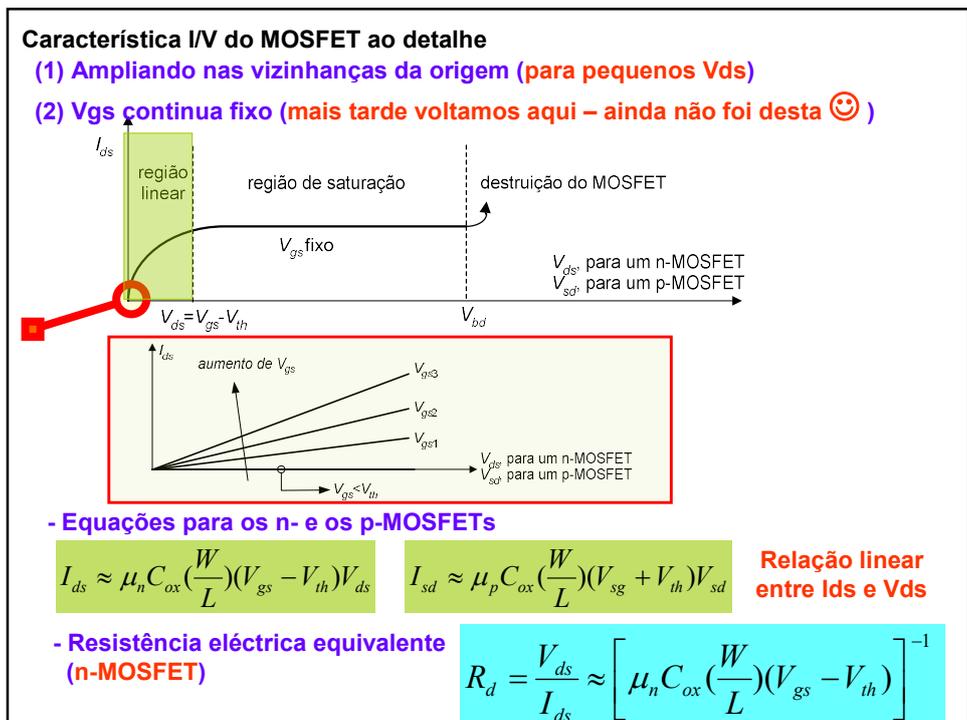
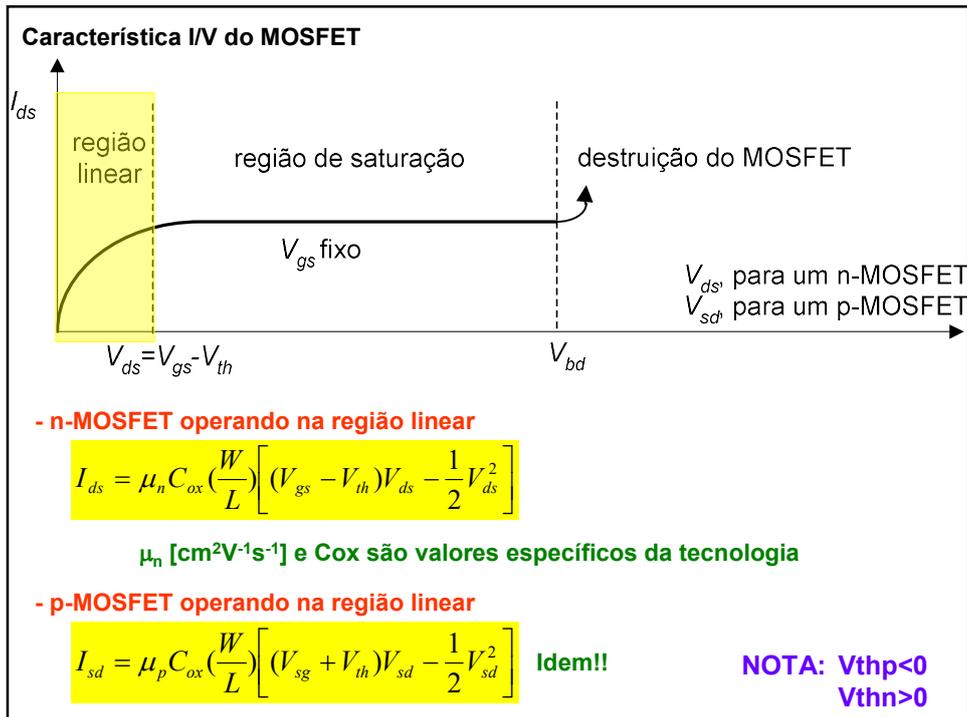
(b)

Característica I/V do MOSFET

- (1) Não é mais que I_{ds} versus V_{ds}
- (2) É importante V_{gs} ser fixo (mais tarde voltamos aqui)

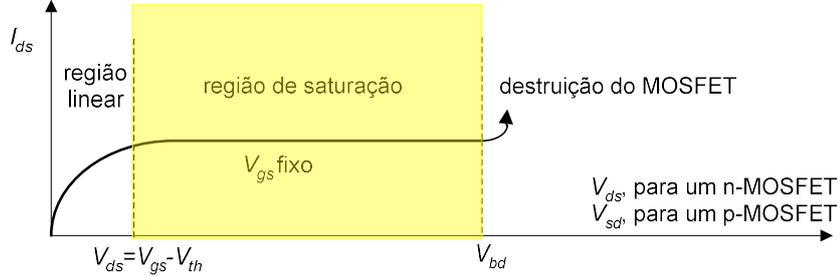


- (a) $V_{gs} - V_{th}$ delimita a região linear da de saturação
- (b) Infelizmente não se consegue ter controlo directo sobre V_{ds}
- Não é problema pois há outras maneiras de “actuar”
- (c) Obviamente para $V_{gs} < V_{th}$ a curva é a recta $I_{ds} = 0$ (CORTE)



Característica I/V do MOSFET ao detalhe

- (1) MOSFET em saturação para $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$ e $V_{gs} \geq V_{th}$
- (2) Desde que entrou nesta região, o canal afinou na zona do drain
 → aumentar V_{ds} “não aumenta” I_{ds} (aumenta de forma pouco significativa)



- n-MOSFET operando na região de saturação

$$I_{ds} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{gs} - V_{th})^2 \quad \text{Não depende de } V_{ds} \text{ !! Isso é bom!}$$

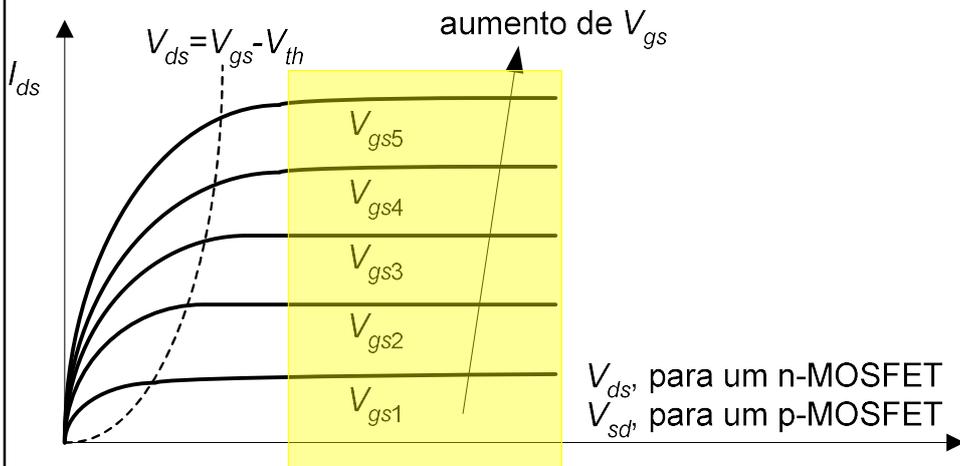
- p-MOSFET operando na região de saturação

$$I_{sd} = \frac{\mu_p C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{sg} + V_{th})^2 \quad \text{Idem !!}$$

- (3) Conclusão importante: na saturação, I_{ds} é fixo e independente de V_{ds} logo o MOSFET comporta-se como fonte de corrente

Característica I/V do MOSFET parametrizada em termos de V_{gs}

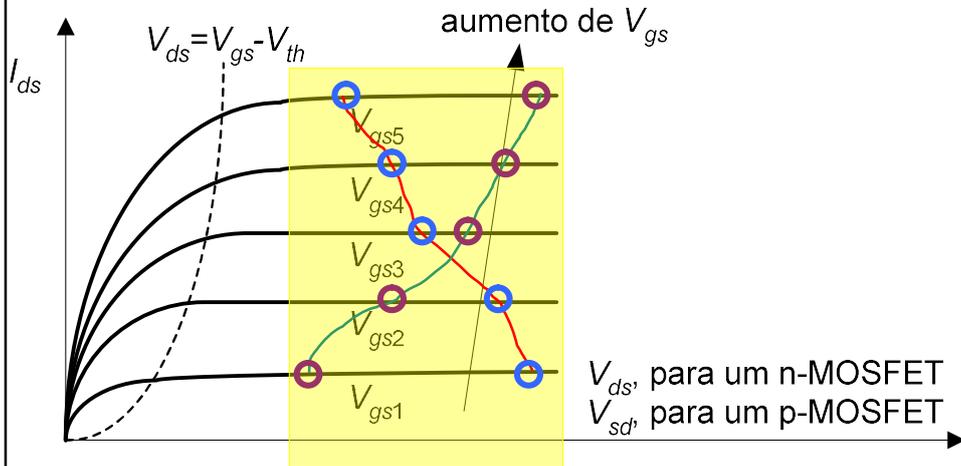
- (1) O valor $V_{gs} - V_{th}$ marca a fronteira entre as zonas linear e de saturação
- (2) Na saturação, o MOSFET funciona como fonte de corrente
- (3) O ajuste de V_{gs} permite ajustar a corrente da fonte (uau 😊)



- (4) $V_{od} = V_{gs} - V_{th}$ é conhecida como TENSÃO DE OVERDRIVE

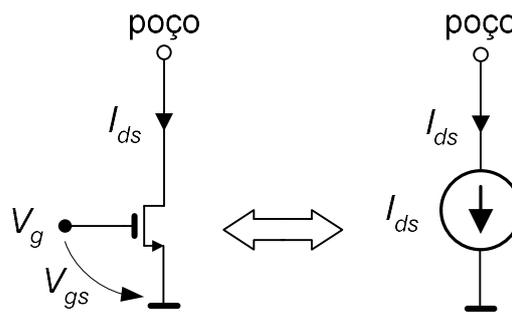
Característica I/V do MOSFET parametrizada em termos de V_{gs}

- (1) O valor $V_{gs} - V_{th}$ marca a fronteira entre as zonas linear e de saturação
- (2) Na saturação, o MOSFET funciona como fonte de corrente
- (3) O ajuste de V_{gs} permite ajustar a corrente da fonte (uau 😊)



- (4) $V_{od} = V_{gs} - V_{th}$ é conhecida como **TENSÃO DE OVERDRIVE**

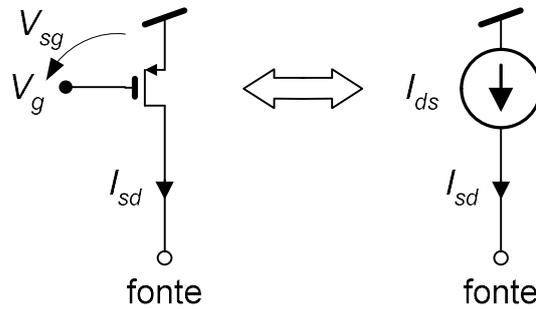
MOSFET como fonte corrente (POÇO)



- (1) É possível ajustar a corrente sugada pelo poço mexendo em V_{gs}
- (2) É importante que o MOSFET esteja saturado: $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$ e $V_{gs} \geq V_{th}$
- (3) Isso não dispensa a análise conjunta com o restante circuito
- (4) A corrente é então:

$$I_{ds} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{gs} - V_{th})^2$$

MOSFET como fonte corrente (FONTE)



- (1) É possível ajustar a corrente fornecida pela fonte mexendo em V_{sg}
- (2) É importante que o MOSFET esteja saturado: $V_{sd} \geq V_{sg} + V_{th}$ e $V_{sg} \geq -V_{th}$
- (3) Isso não dispensa a análise conjunta com o restante circuito
- (4) A corrente é então:

$$I_{sd} = \frac{\mu_p C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{sg} + V_{th})^2$$

Transcondutância (definição)

- (1) razão entre a variação em I_{ds} e a variação da V_{gs} , mantendo V_{ds} constante
- (2) Nunca esquecer: **MOSFET sempre em saturação!!**

(a) Para o n-MOSFET

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=c^{te}} = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{gs} - V_{th}) = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) I_{ds}}$$

(b) Para o p-MOSFET

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{sd}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=c^{te}} = \left. \frac{\partial I_{sd}}{\partial V_{sg}} \right|_{V_{sd}=c^{te}} = \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{sg} + V_{th}) = \sqrt{2\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) I_{sd}}$$

(3) MOSFET tem efeitos de 2ª ordem devido ao estrangulamento do canal

$$I_{ds} \approx \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{gs} - V_{th})^2 \times F(\lambda)$$

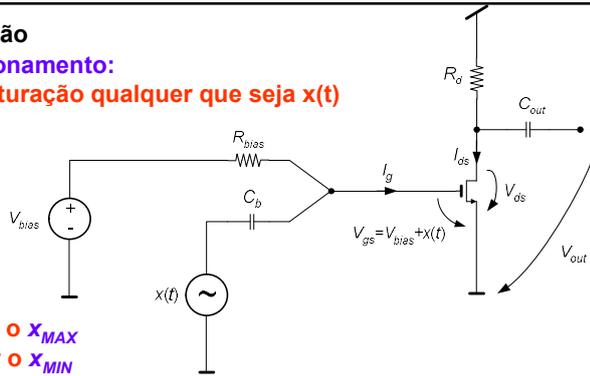
- (4) λ : coeficiente de modulação de comprimento do canal
- (5) $F(\lambda) = (1 + \lambda \cdot V_{ds})$ é uma função que modifica I_{ds} do valor ideal

(6) Resistência r_o vista do drain:

$$r_o = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right)^{-1} = \left[\lambda \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{gs} - V_{th})^2 \right]^{-1}$$

Polarização em tensão

- (1) Para bom funcionamento:
MOSFET em saturação qualquer que seja $x(t)$



(2) Como fazer?

- (a) Especificar o x_{MAX}
- (b) Especificar o x_{MIN}
- (c) Especificar o V_{bias} de modo que $V_{gs,min} = V_{bias} + x_{MIN} \geq V_{th}$
- (d) Considerar o caso mais desfavorável $V_{gs,max} = V_{bias} + x_{MAX}$

- Para $V_{gs,max}$: calcular $I_{ds,max}$ usando a equação da saturação
- $V_{ds,min} = V_{dd} - I_{ds,max} \cdot R_d$
- $V_{ds,min} \geq V_{gs,max} - V_{th}$?

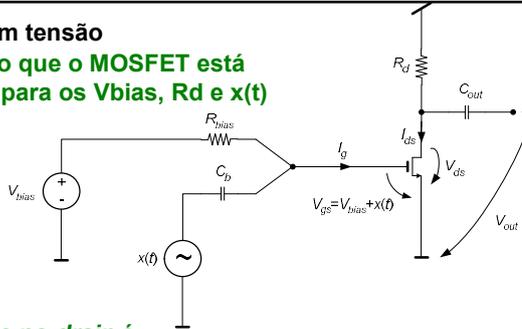
SIM: ir para o FIM

NÃO: voltar a (c) e especificar outro V_{bias} (provavelmente menor 😊)

(e) FIM

Polarização em tensão

- (1) Admitindo que o MOSFET está saturado para os V_{bias} , R_d e $x(t)$



(2) A corrente no drain é

$$I_{ds} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{bias} + x(t) - V_{th})^2 \quad = V_{gs} - V_{th}$$

- (3) Desenvolvendo o quadrado e supondo que $|x(t)| \ll 2(V_{bias} - V_{th})$, então:

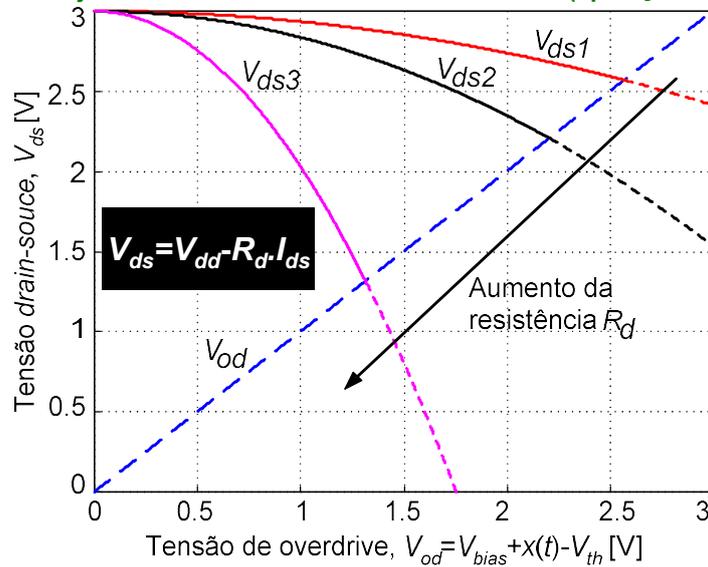
$$I_{ds} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{bias} - V_{th})^2 + \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{bias} - V_{th}) x(t) + \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) x^2(t)$$

Constante, I_0
Variável, $i_{AC}(t) = g_m \cdot x(t)$
 ≈ 0

(4) Então:

$$I_{ds} = I_0 + i_{AC}(t) = I_0 + g_m \cdot x(t) \quad g_m = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{bias} - V_{th})$$

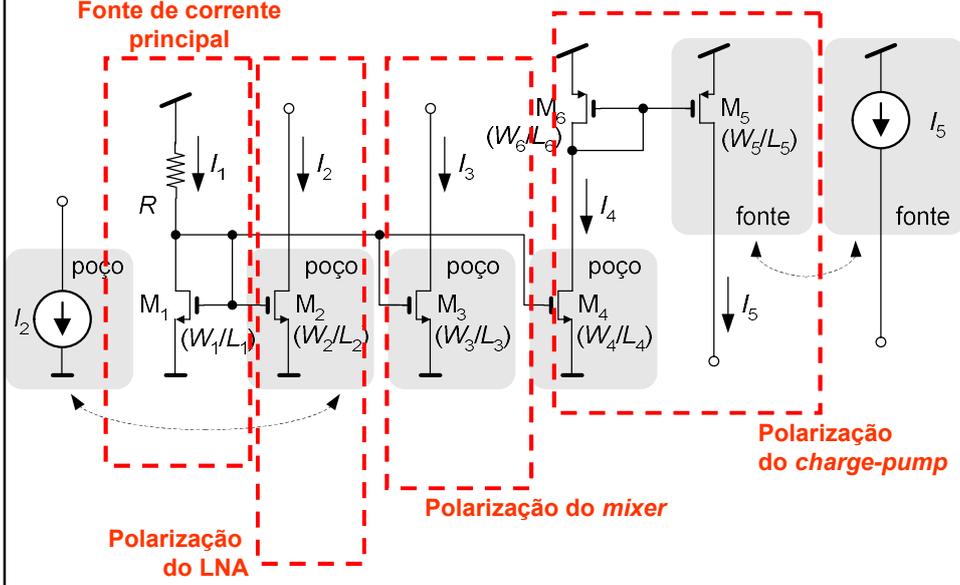
- Exemplo do circuito anterior com polarização em tensão**
- (1) três resistências $R_d = \{100, 250, 1500\} [\Omega]$ e $V_{dd} = 3 \text{ V}$
 - (2) n-MOSFET: $W/L = 70 \mu\text{m}/5 \mu\text{m}$ no processo AMIS $0.7 \mu\text{m}$ ($\mu_n C_{ox} = 93 \mu\text{AV}^{-2}$)
 - (3) n-MOSFET saturado somente se $V_{od} = V_{gs} - V_{th} \leq V_{ds}$ ($V_{ds1}, V_{ds2}, V_{ds3}$)
 - (4) curvas tracejadas abaixo da recta V_{od} não são válidas (operação em triódo)



Polarização em corrente (usando espelhos de corrente)

- (1) Estes circuitos são extensivamente usados em chips
- (2) A ideia é ter um único sistema de polarização para todo o chip

Fonte de corrente principal



Espechos de corrente

(1) Para saturar M6 (fazendo $V_{ds4}=V_{ds1}$) deve-se ter:

$$\left(\frac{W_6}{L_6}\right) = \frac{(W_4/L_4)}{(W_1/L_1)} \times \frac{2I_1}{\mu_p C_{ox}(R \cdot I_1 + V_{th6})}$$

NOTA: $V_{th6} < 0$ V (é p-MOSFET)

(2) "Receita" para as fontes:

(a) I_5 da fonte obtém-se da corrente I_4 sugada pelo poço M4

$$\frac{I_5}{I_4} = \frac{(W_5/L_5)}{(W_6/L_6)}$$

(b) I_5 em função de I_1

$$\frac{I_5}{I_1} = \frac{I_5}{I_4} \times \left(\frac{1}{I_4} \times I_4\right) = \frac{I_5}{I_4} \times \frac{I_4}{I_1} = \frac{(W_5/L_5)}{(W_6/L_6)} \times \frac{(W_4/L_4)}{(W_1/L_1)}$$

Espechos de corrente

(1) A fonte de corrente I_1 pode ser obtida com:

(a) Uma resistência (tal como à bocado para o poço)

(b) Ser uma corrente espelhada de I_0

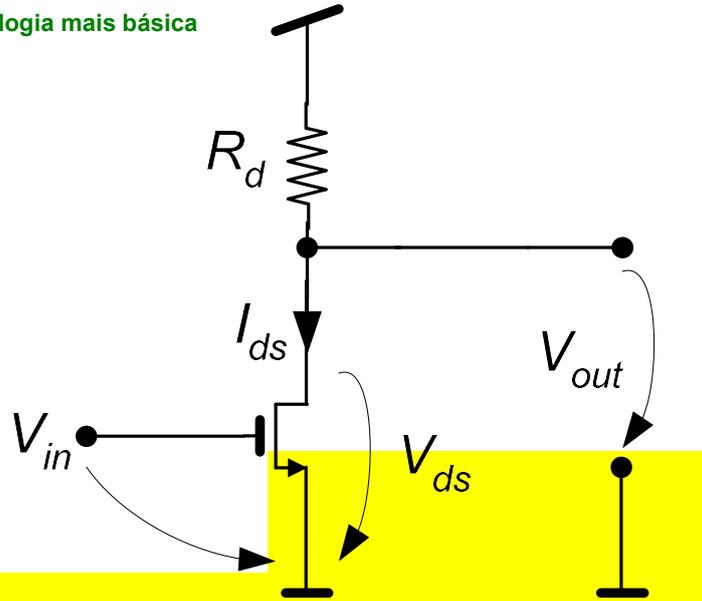
(c) As correntes I_2 e I_3 são fáceis de obter

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{(W_2/L_2)}{(W_1/L_1)}$$

$$\frac{I_3}{I_1} = \frac{(W_3/L_3)}{(W_1/L_1)}$$

Amplificador de *source* comum

(1) Topologia mais básica

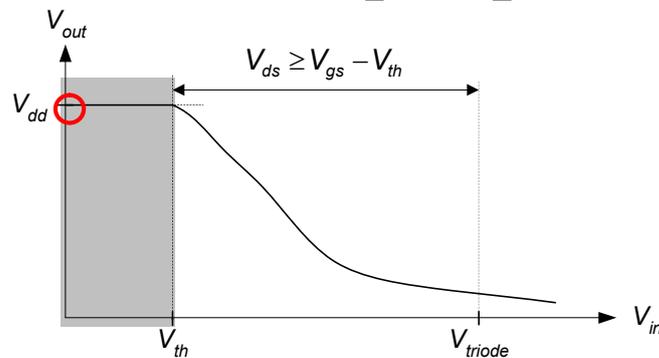
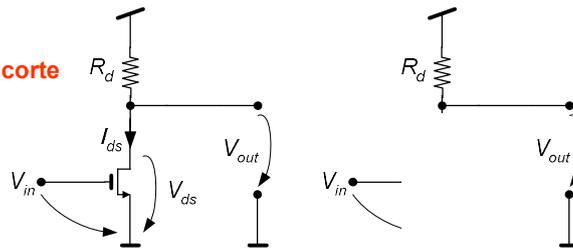


(2) O porquê de se chamar *source* comum

Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Começando em $V_{in}=0$ V

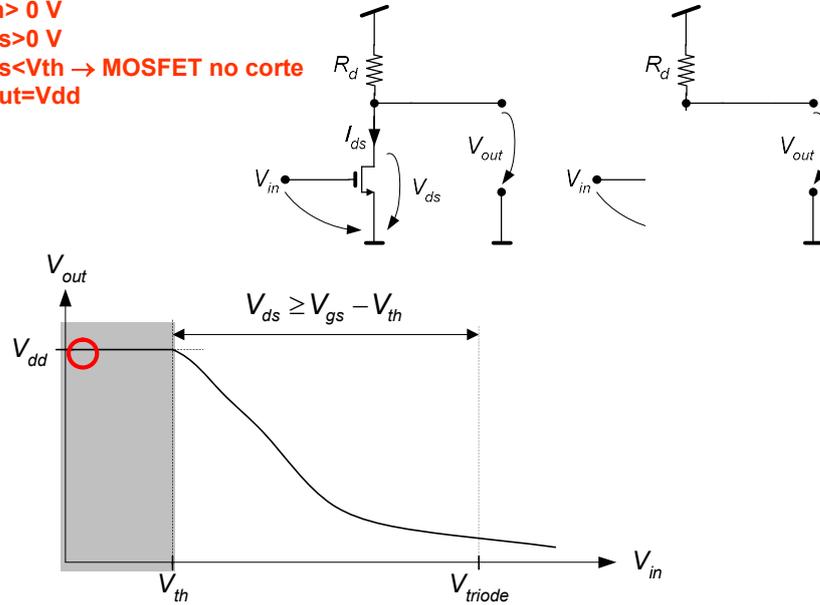
- (a) $V_{in}=0$ V
- (b) $V_{gs}=0$ V
- (c) $V_{gs}<V_{th}$ → MOSFET no corte
- (d) $V_{out}=V_{dd}$



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} mas mantendo-o abaixo de V_{th}

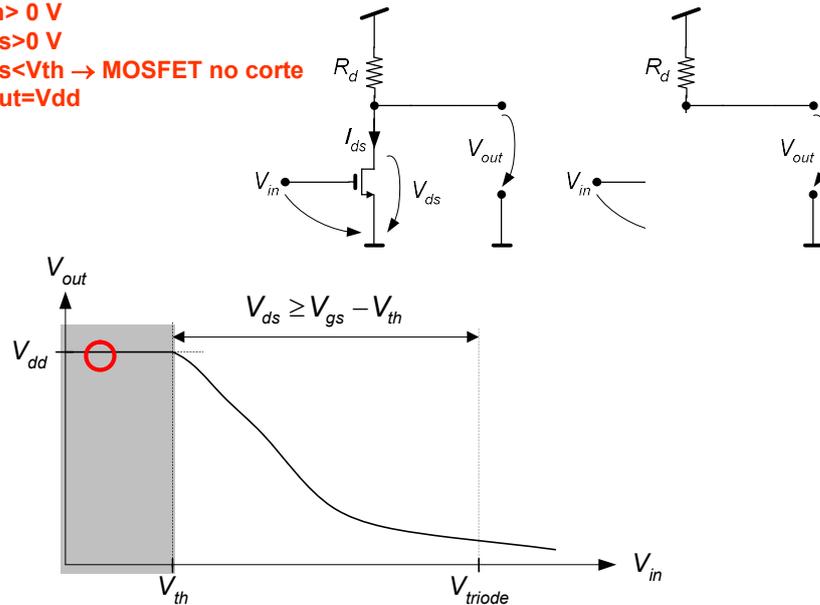
- (a) $V_{in} > 0$ V
- (b) $V_{gs} > 0$ V
- (c) $V_{gs} < V_{th}$ → MOSFET no corte
- (d) $V_{out} = V_{dd}$



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} mas mantendo-o abaixo de V_{th}

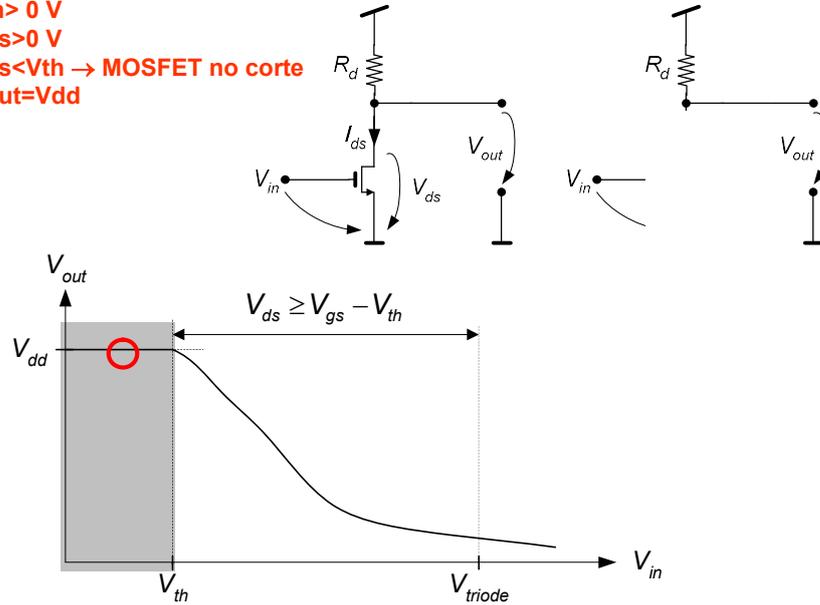
- (a) $V_{in} > 0$ V
- (b) $V_{gs} > 0$ V
- (c) $V_{gs} < V_{th}$ → MOSFET no corte
- (d) $V_{out} = V_{dd}$



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} mas mantendo-o abaixo de V_{th}

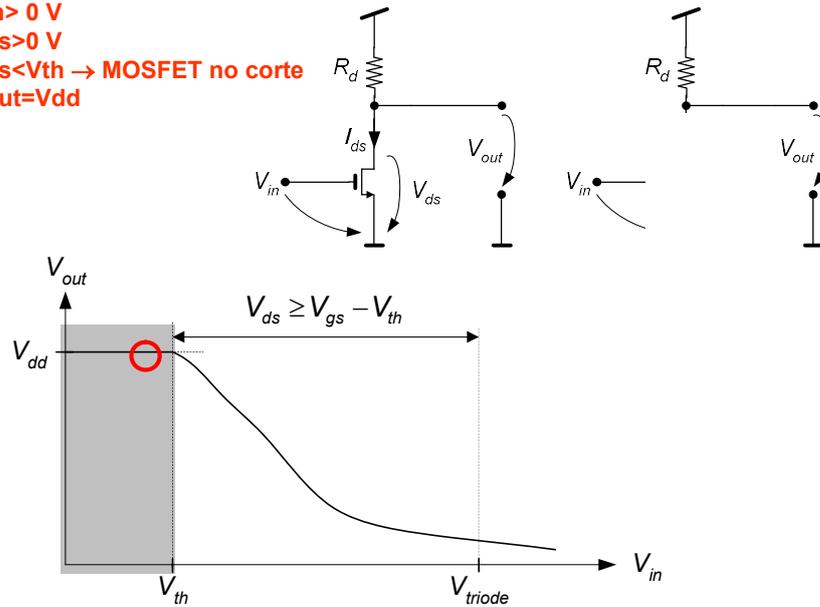
- (a) $V_{in} > 0$ V
- (b) $V_{gs} > 0$ V
- (c) $V_{gs} < V_{th} \rightarrow$ MOSFET no corte
- (d) $V_{out} = V_{dd}$



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} mas mantendo-o abaixo de V_{th}

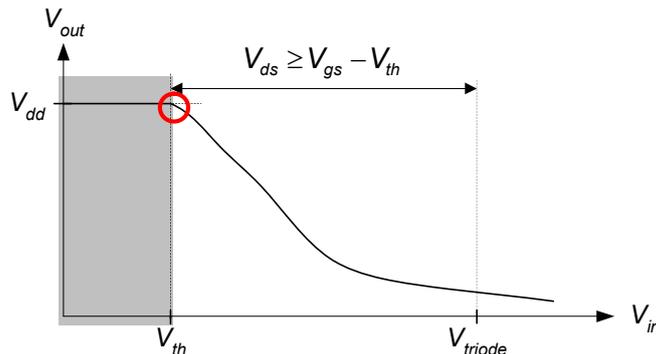
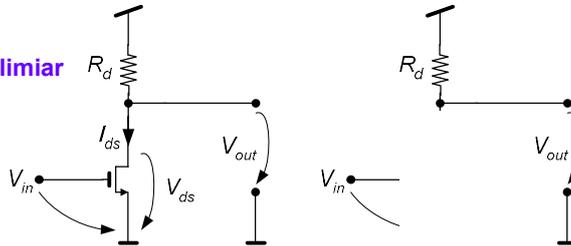
- (a) $V_{in} > 0$ V
- (b) $V_{gs} > 0$ V
- (c) $V_{gs} < V_{th} \rightarrow$ MOSFET no corte
- (d) $V_{out} = V_{dd}$



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} até igualar V_{th}

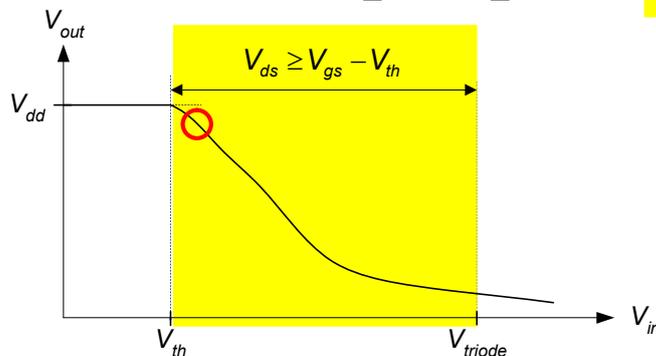
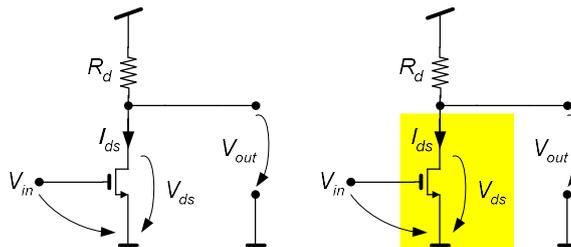
- (a) $V_{in} = V_{th}$
- (b) $V_{gs} \geq 0$ V
- (c) $V_{gs} = V_{th} \rightarrow$ MOSFET no limiar
- (d) I_{ds} é desprezável
- (e) \rightarrow MOSFET no corte
- (f) $V_{out} = V_{dd}$



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} acima de V_{th} , mas abaixo de V_{th} (para $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$)

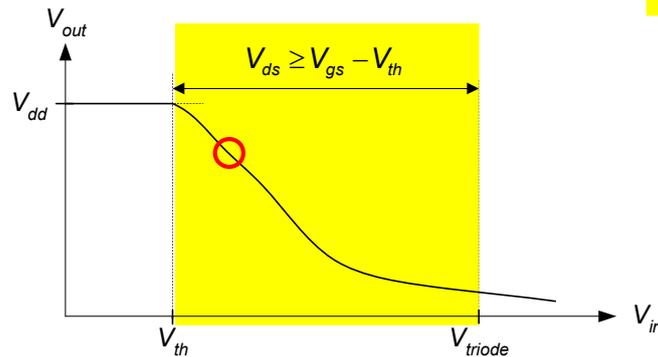
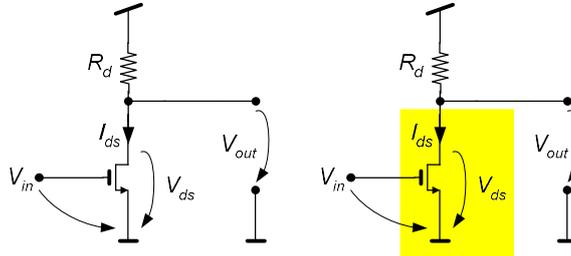
- (a) $V_{in} > V_{th}$
- (b) $V_{gs} > V_{th}$
- (c) MOSFET conduz
- (d) V_{out} decresce (V_{ds} tb)
- (e) $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$
 \rightarrow MOSFET saturado
- (f) V_{out} desce com V_{in}



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} acima de V_{th} , mas abaixo de V_{th} (para $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$)

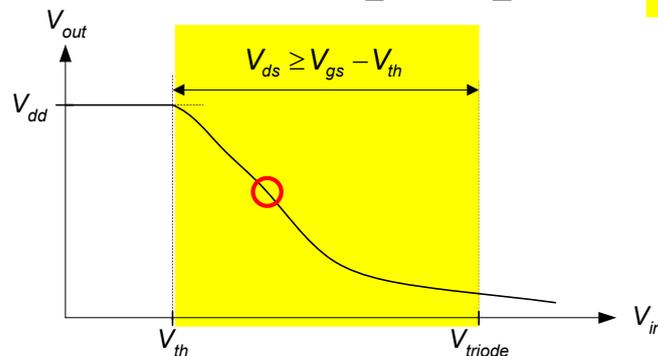
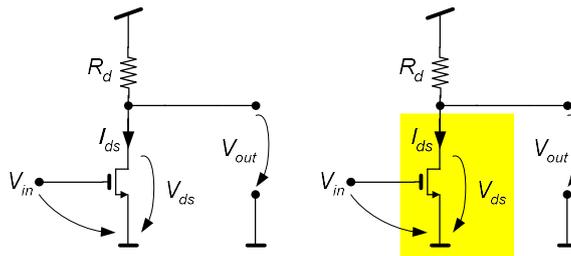
- (a) $V_{in} > V_{th}$
- (b) $V_{gs} > V_{th}$
- (c) MOSFET conduz
- (d) V_{out} decresce (V_{ds} tb)
- (e) $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$
→ MOSFET saturado
- (f) V_{out} desce com V_{in}



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} acima de V_{th} , mas abaixo de V_{th} (para $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$)

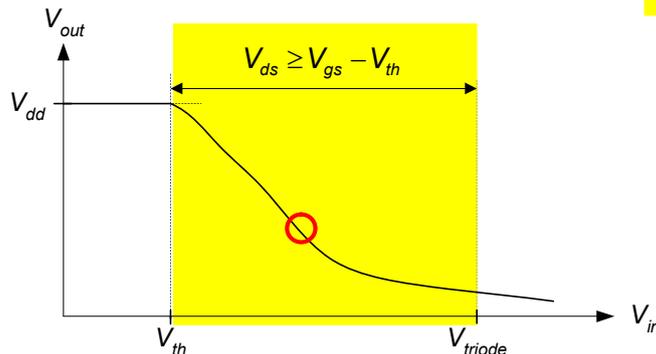
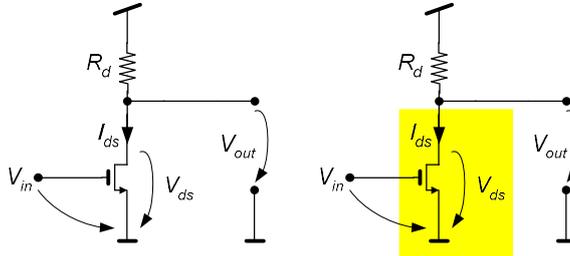
- (a) $V_{in} > V_{th}$
- (b) $V_{gs} > V_{th}$
- (c) MOSFET conduz
- (d) V_{out} decresce (V_{ds} tb)
- (e) $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$
→ MOSFET saturado
- (f) V_{out} desce com V_{in}



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} acima de V_{th} , mas abaixo de V_{th} (para $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$)

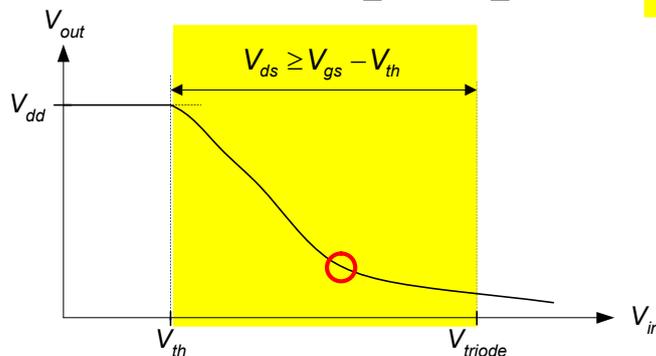
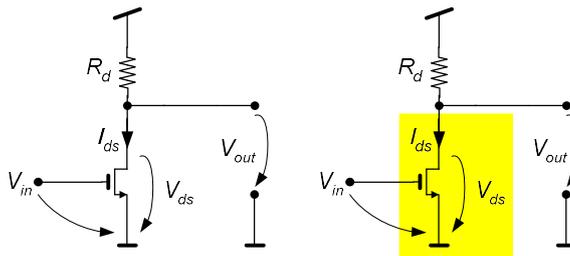
- (a) $V_{in} > V_{th}$
- (b) $V_{gs} > V_{th}$
- (c) MOSFET conduz
- (d) V_{out} decresce (V_{ds} tb)
- (e) $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$
→ MOSFET saturado
- (f) V_{out} desce com V_{in}



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} acima de V_{th} , mas abaixo de V_{th} (para $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$)

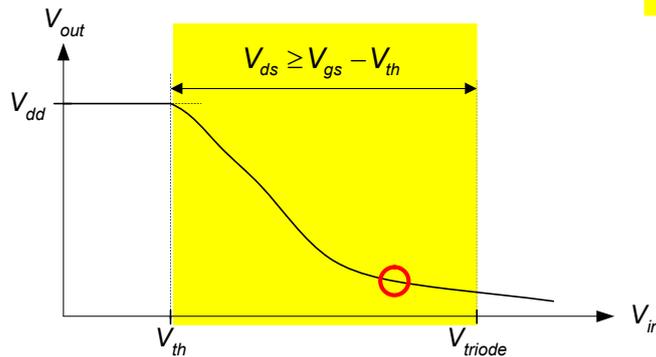
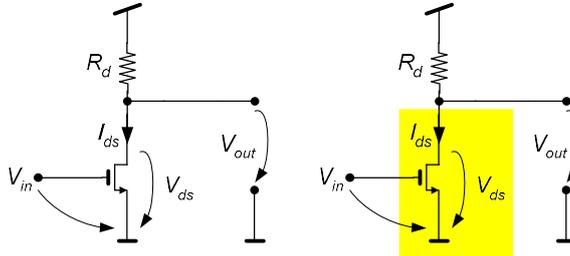
- (a) $V_{in} > V_{th}$
- (b) $V_{gs} > V_{th}$
- (c) MOSFET conduz
- (d) V_{out} decresce (V_{ds} tb)
- (e) $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$
→ MOSFET saturado
- (f) V_{out} desce com V_{in}



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} acima de V_{th} , mas abaixo de V_{th} (para $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$)

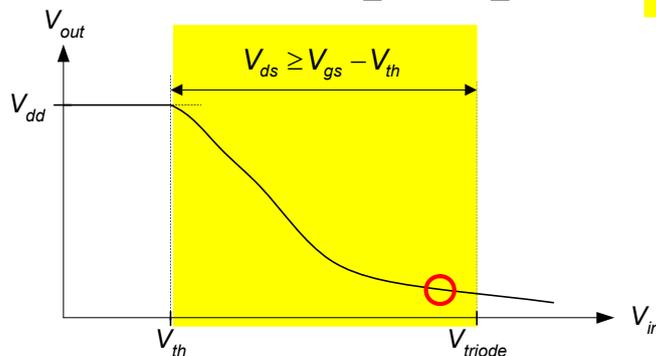
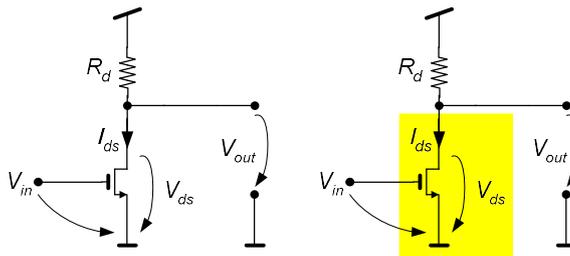
- (a) $V_{in} > V_{th}$
- (b) $V_{gs} > V_{th}$
- (c) MOSFET conduz
- (d) V_{out} decresce (V_{ds} tb)
- (e) $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$
→ MOSFET saturado
- (f) V_{out} desce com V_{in}



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} acima de V_{th} , mas abaixo de V_{th} (para $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$)

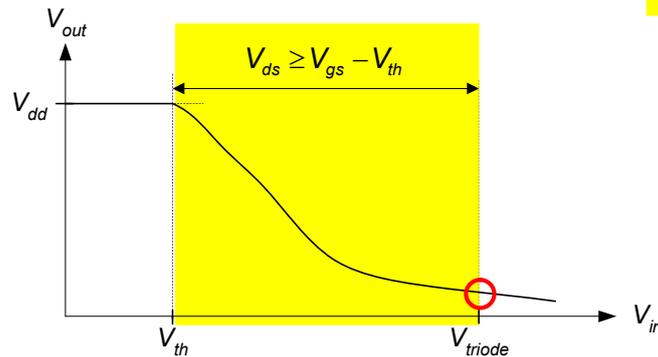
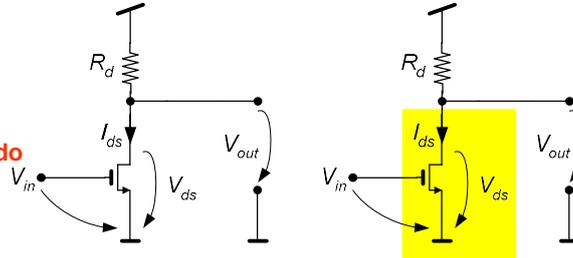
- (a) $V_{in} > V_{th}$
- (b) $V_{gs} > V_{th}$
- (c) MOSFET conduz
- (d) V_{out} decresce (V_{ds} tb)
- (e) $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$
→ MOSFET saturado
- (f) V_{out} desce com V_{in}



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} acima de V_{th} , até igualar V_{triode} ($V_{ds} = V_{gs} - V_{th}$)

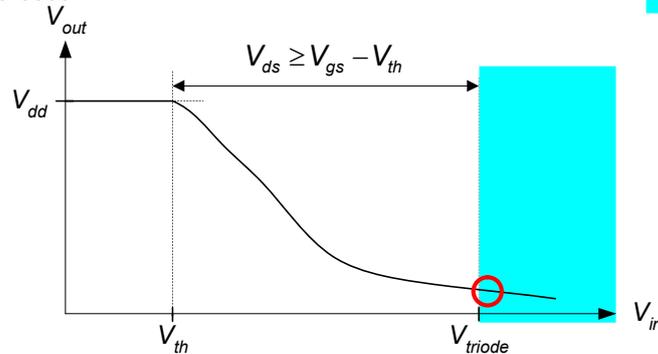
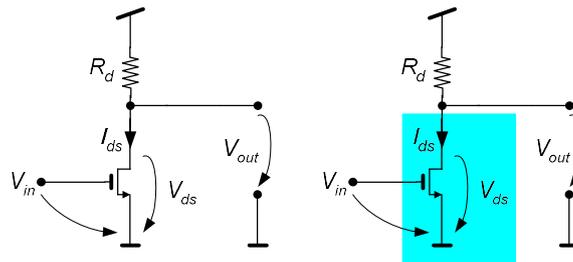
- (a) $V_{in} = V_{triode}$
- (b) $V_{gs} > V_{th}$
- (c) MOSFET conduz
- (d) V_{out} decresce (V_{ds} tb)
- (e) AGORA $V_{ds} = V_{gs} - V_{th}$
→ MOSFET ainda saturado
- (f) V_{out} é o mínimo dentro da saturação



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} ligeiramente acima de V_{triode} ($V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$)

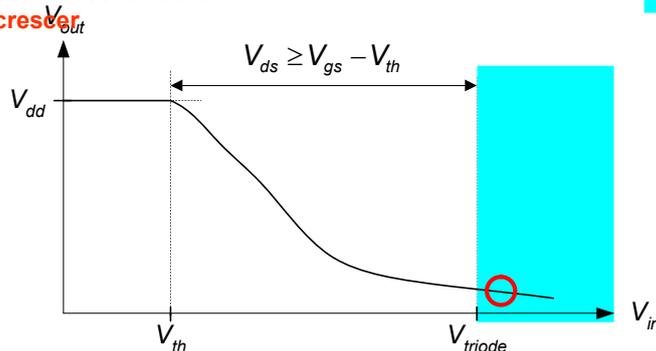
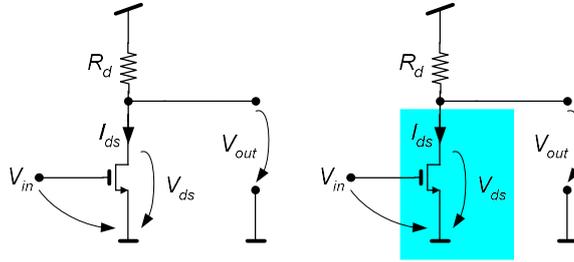
- (a) $V_{in} > V_{triode}$
- (b) $V_{gs} > V_{th}$
- (c) MOSFET conduz
- (d) V_{out} decresce (V_{ds} tb)
- (e) AGORA $V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$
→ MOSFET em triodo
- (f) V_{out} já não importa apesar de continuar a decrescer



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} acima de V_{triode} ($V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$ sempre)

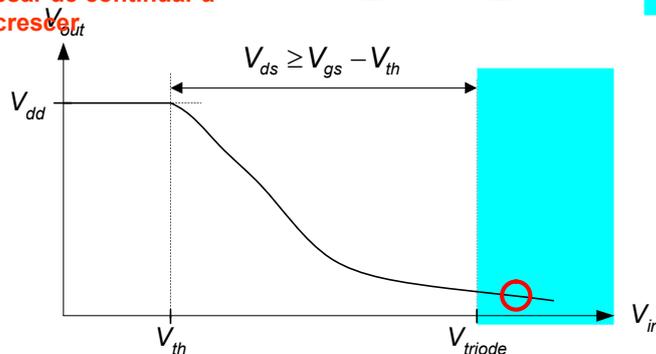
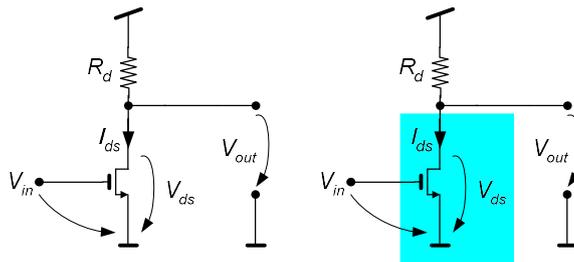
- (a) $V_{in} > V_{triode}$
- (b) $V_{gs} > V_{th}$
- (c) MOSFET conduz
- (d) V_{out} decresce (V_{ds} tb)
- (e) $V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$
→ MOSFET ainda mais em triodo
- (f) V_{out} já não importa apesar de continuar a decrescer



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

(1) Aumentando V_{in} acima de V_{triode} ($V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$ sempre)

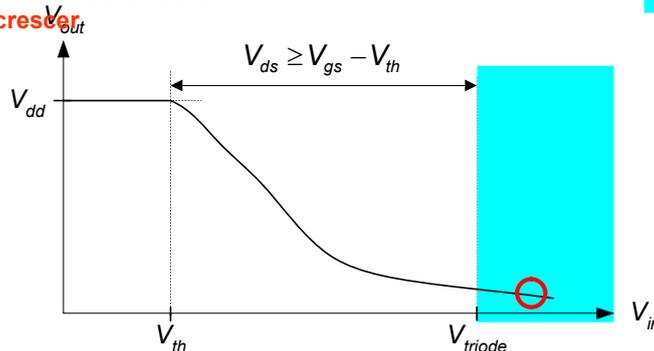
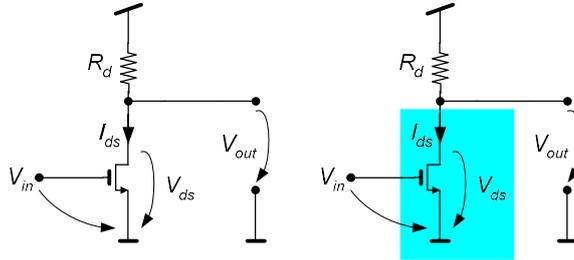
- (a) $V_{in} > V_{triode}$
- (b) $V_{gs} > V_{th}$
- (c) MOSFET conduz
- (d) V_{out} decresce (V_{ds} tb)
- (e) $V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$
→ MOSFET ainda mais em triodo
- (f) V_{out} já não importa apesar de continuar a decrescer



Variando a V_{in} desde 0 V até onde calhar

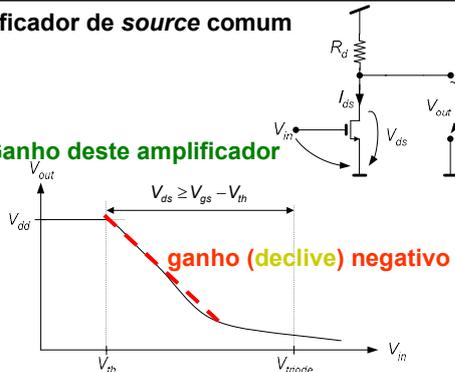
(1) Aumentando V_{in} acima de V_{triode} ($V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$ sempre)

- (a) $V_{in} > V_{triode}$
- (b) $V_{gs} > V_{th}$
- (c) MOSFET conduz
- (d) V_{out} decresce (V_{ds} tb)
- (e) $V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$
→ MOSFET ainda mais em triodo
- (f) V_{out} já não importa apesar de continuar a decrescer



Amplificador de *source* comum

(1) Ganho deste amplificador



- Quantificação do ganho (MOSFET saturado)

$$V_{out} = V_{dd} - R_d I_{ds} =$$

$$= V_{dd} - R_d \times \left[\frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{bias} + x(t) - V_{th})^2 \right] =$$

g_m : ver fórmula anterior

$$\approx \left[V_{dd} - \frac{R_d \mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{bias} - V_{th})^2 \right] - R_d g_m x(t)$$

- Para pequenos sinais (AC):

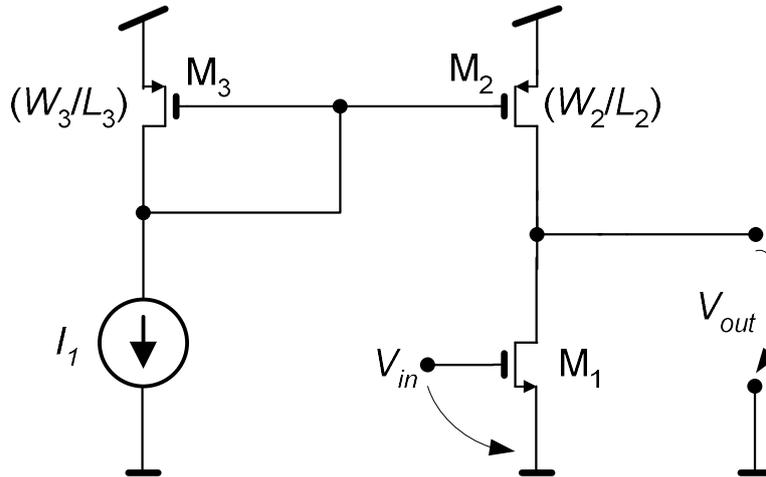
$$A_v = \frac{-R_d g_m x(t)}{x(t)} = -R_d g_m < 0$$

ganho negativo

Amplificador de source comum

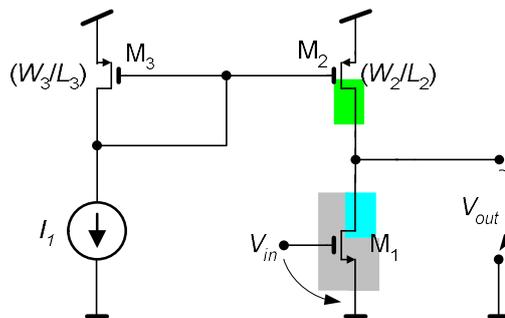
(1) Topologia melhorada

- Ao invés de carga estática (resistência R) usa carga dinâmica (M2)
- M2 deve estar associado a uma fonte de corrente pois polariza M1
- ATENÇÃO: M1 tem de estar saturado ($V_{in} \geq V_{th}$ & $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$ sempre !)

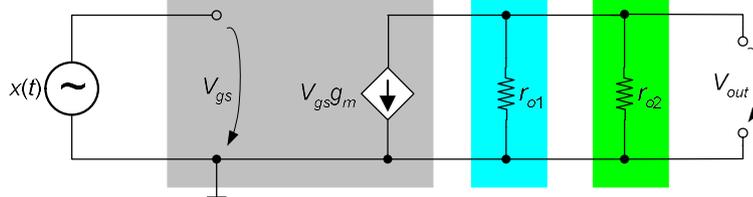


Amplificador de source comum

(1) Circuito esquemático



(2) Modelo equivalente para pequenos sinais (AC)



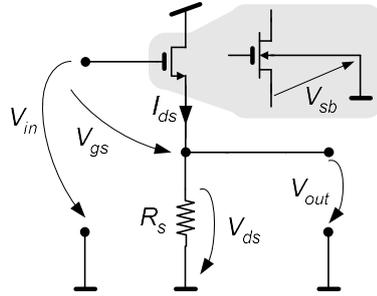
(3) Ganho para pequenos sinais (AC)

$$A_v = \frac{-g_{m1}x(t)(r_{o1} // r_{o2})}{x(t)} = -g_{m1}(r_{o1} // r_{o2})$$

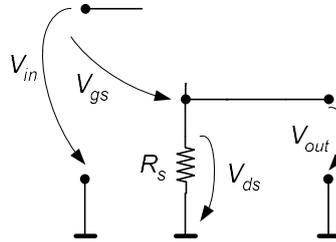
GANHO NEGATIVO

Amplificador de *drain* comum

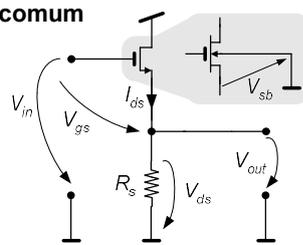
(1) Circuito esquemático



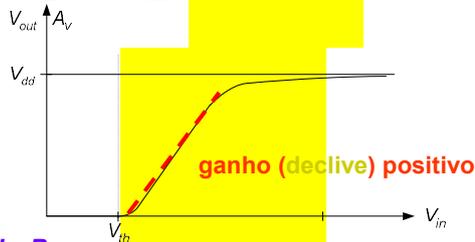
(a) MOSFET em corte para $V_{in} < V_{th}$ ($V_{gs} = V_{in}$ porque $V_s = 0$ V)



Amplificador de *drain* comum



(1) $V_{in} \geq V_{th} \rightarrow$ MOSFET conduz e está saturado

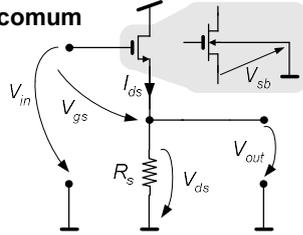


- Saída: $V_{out} = I_{ds} \cdot R_s$

$$V_{out} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{in} - V_{out} - V_{th})^2 R_s$$

- V_{out} depende de V_{th} , o qual se está sempre a alterar (daqui a pouco ve-se)

Amplificador de *drain* comum



(1) V_{out} :

$$V_{out} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{in} - V_{out} - V_{th})^2 R_S$$

(2) A_v :

$$A_v = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}}$$

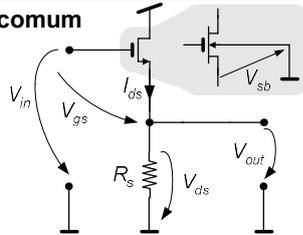
(3) Aplicando o operador diferencial $\partial/\partial V_{in}$ em ambos os membros de V_{out} :

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = \mu_n C_{ox} R_S \left(\frac{W}{L}\right) (V_{in} - V_{out} - V_{th}) \left(1 - \frac{\partial V_{th}}{\partial V_{in}} - \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}}\right)$$

(4) INFELIZMENTE V_{th} depende de V_{sb} , isto é, $V_{sb} (=V_{out})$ depende de V_{in}

$$V_{th} = \Phi_{MS} + 2\Phi_F + \frac{\sqrt{4q\epsilon_{Si}|\Phi_F|N_{sub}}}{C_{ox}} + \gamma(\sqrt{2\Phi_F + V_{sb}} - \sqrt{2\Phi_F})$$

Amplificador de *drain* comum



(1) Relembrando a equação do ganho A_v

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = \mu_n C_{ox} R_S \left(\frac{W}{L}\right) (V_{in} - V_{out} - V_{th}) \left(1 - \frac{\partial V_{th}}{\partial V_{in}} - \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}}\right)$$

(2) O diferencial $\partial V_{th}/\partial V_{in}$ é tal que $\partial V_{th}/\partial V_{in} = \partial V_{th}/\partial V_{sb} \times \partial V_{sb}/\partial V_{in}$

(3) O diferencial $\partial V_{th}/\partial V_{sb}$ é

$$\frac{\partial V_{th}}{\partial V_{sb}} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\Phi_F + V_{sb}}} = \frac{g_{mb}}{g_m}$$

(4) Sabendo que $V_{sb} = V_{out}$ então $\partial V_{th}/\partial V_{in} = g_{mb}/g_m \times \partial V_{out}/\partial V_{in}$

(5) A_v reduz-se a

$$\frac{\partial V_{th}}{\partial V_{in}} + \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} \left(\frac{g_{mb}}{g_m} + 1\right)$$

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = \frac{\mu_n C_{ox} R_S \left(\frac{W}{L}\right) (V_{in} - V_{out} - V_{th})}{1 + \mu_n C_{ox} R_S \left(\frac{W}{L}\right) (V_{in} - V_{out} - V_{th}) \left(1 + \frac{g_{mb}}{g_m}\right)}$$

Amplificador de *drain* comum

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = \frac{\mu_n C_{ox} R_S \left(\frac{W}{L}\right) (V_{in} - V_{out} - V_{th})}{1 + \mu_n C_{ox} R_S \left(\frac{W}{L}\right) (V_{in} - V_{out} - V_{th}) \left(1 + \frac{g_{mb}}{g_m}\right)}$$

(1) g_{mb} deve-se ao efeito do corpo ($V_{sb} \neq 0$ V): $g_{mb} = \eta \cdot g_m$

(2) Como $g_m = \mu_n C_{ox} (W/L) (V_{in} - V_{out} - V_{th})$ então

$$A_V = \frac{g_m R_S}{1 + (g_{mb} + g_m) R_S} < 1$$

(3) Ganho positivo e menor que a unidade

(4) Resistência de saída baixa

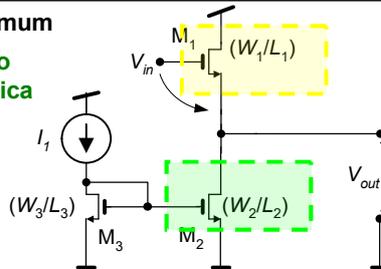
(a) Ideal para circuitos-tampão

(b) Não introduz efeito de carga significativo nos andares seguintes

(c) Isola andares e evita que o efeito de carga de um afete os outros

Amplificador de *drain* comum

(1) Circuito esquemático usando carga dinâmica

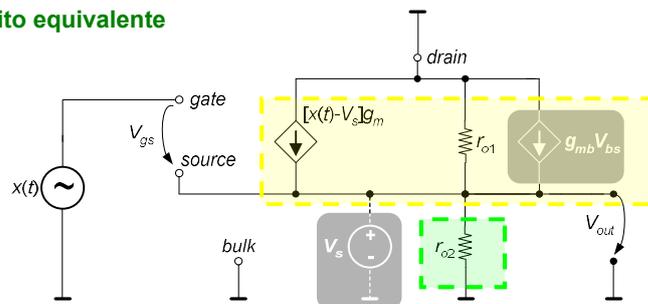


(1) Uma vez mais, só funciona se o M1 está saturado !!

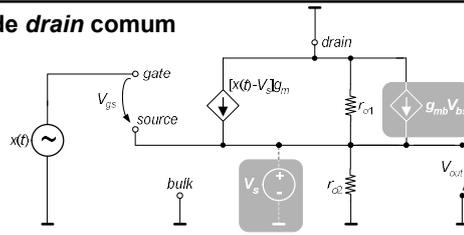
(2) $V_{in} = V_{bias} + x(t)$ não pode retirar M1 de saturação

$$I_{ds} = I_{DC} + g_m [x(t) - V_s] + g_{mb} V_{bs} \quad V_{bs} = -V_{sb}$$

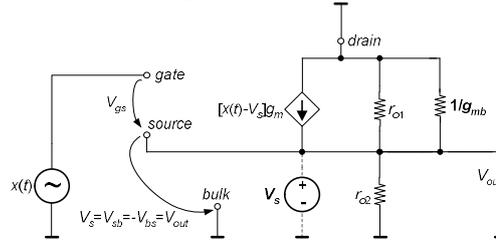
(3) Circuito equivalente



Amplificador de drain comum



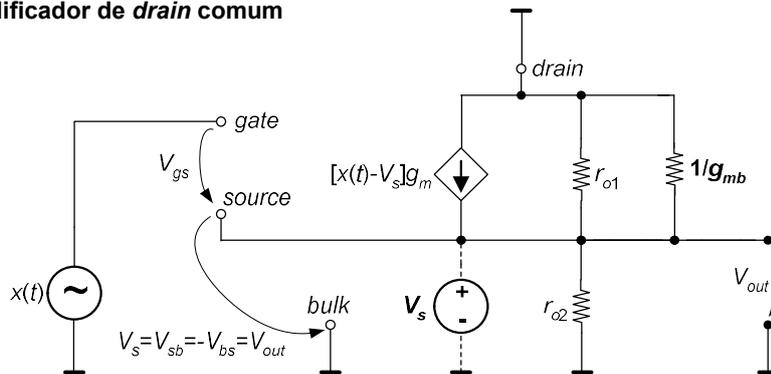
(1) $R_x = V_{out}/(-I_x) = V_{sb}/(-I_x) = V_{sb}/g_{mb} V_{sb} = 1/g_{mb}$, então o circuito simplifica-se



(2) $A_v = V_{out}/x(t)$, com manipulações simples:

$$A_v = \frac{g_m \left(\frac{1}{g_{mb}} // r_{o1} // r_{o2} \right)}{1 + g_m \left(\frac{1}{g_{mb}} // r_{o1} // r_{o2} \right)}$$

Amplificador de drain comum



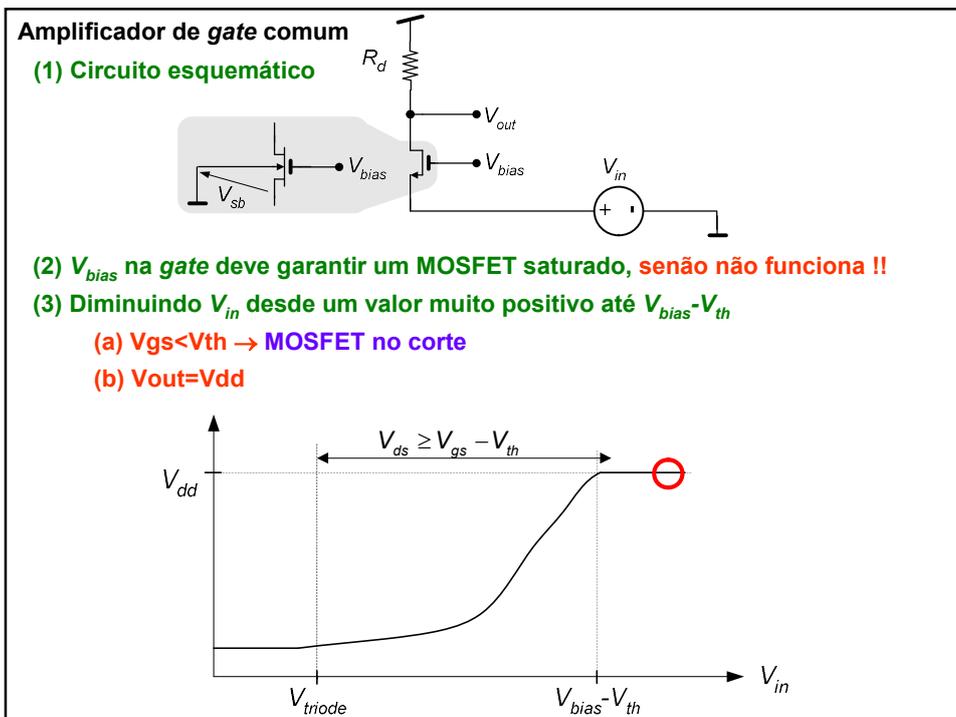
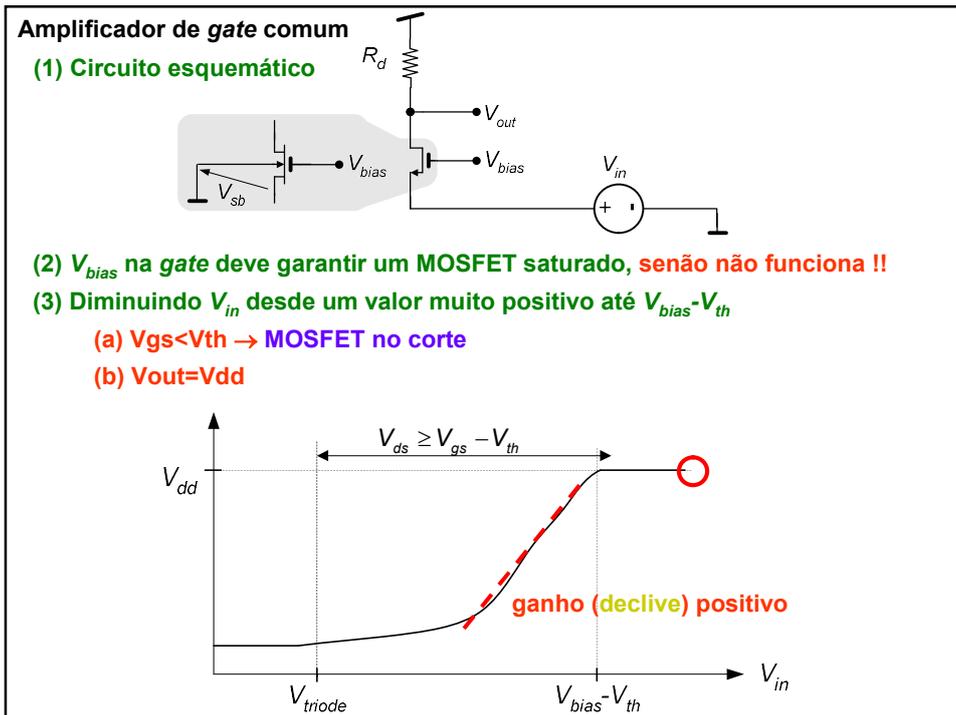
(2) Resistência de saída

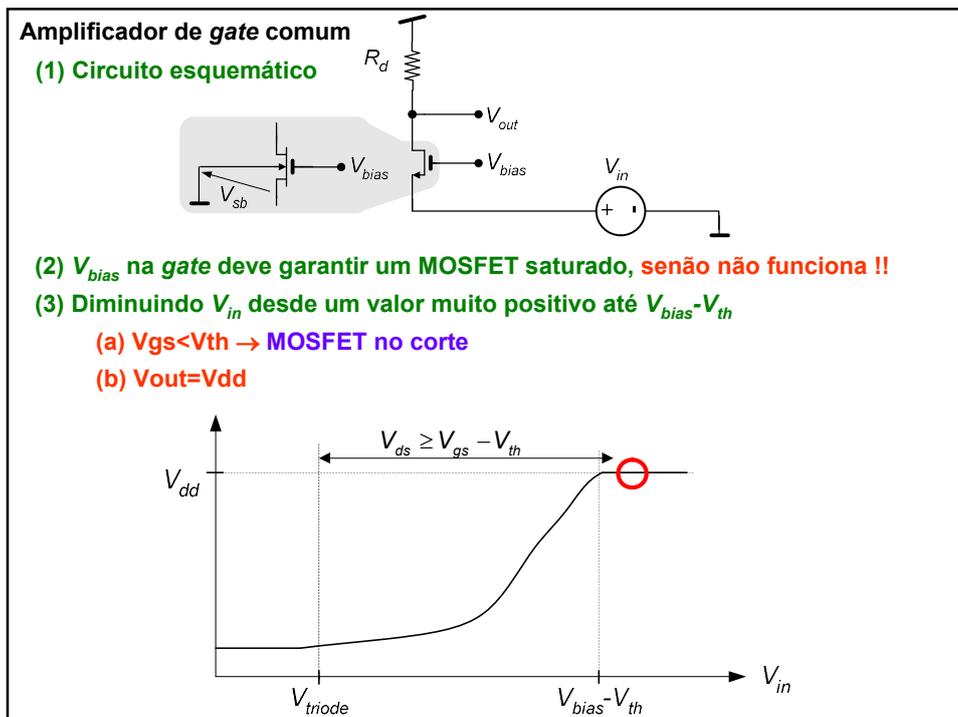
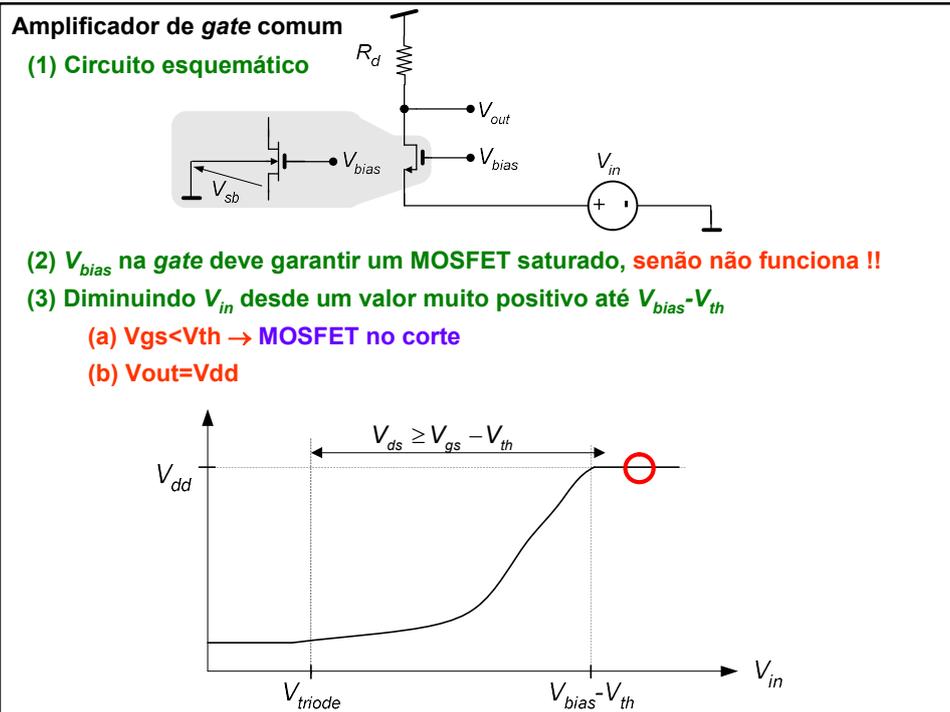
$$R_{out} = \frac{1}{g_m} // \frac{1}{g_{mb}} // r_{o1} // r_{o2}$$

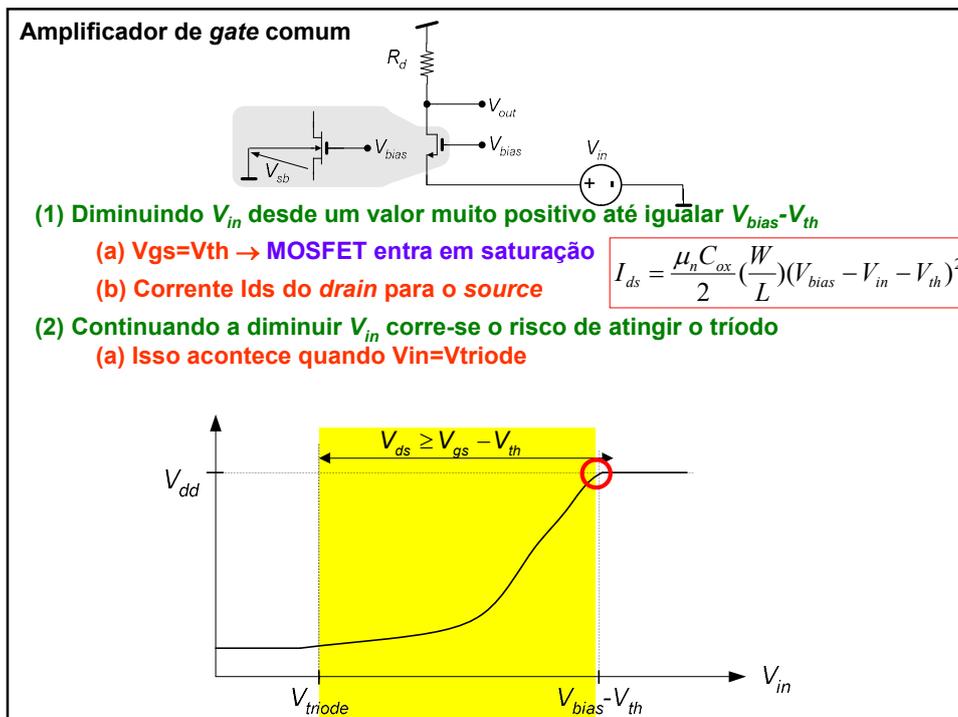
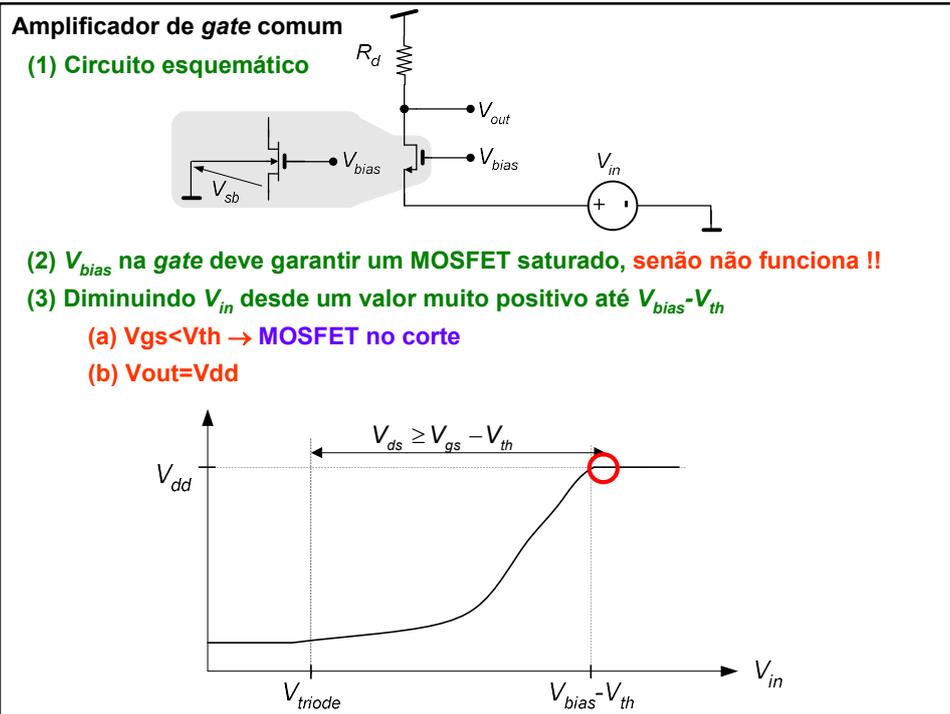
(3) Normalmente: $\{r_{o1}, r_{o2}\}$ MUITO SUPERIORES a $1/g_m$ e $1/g_{mb}$

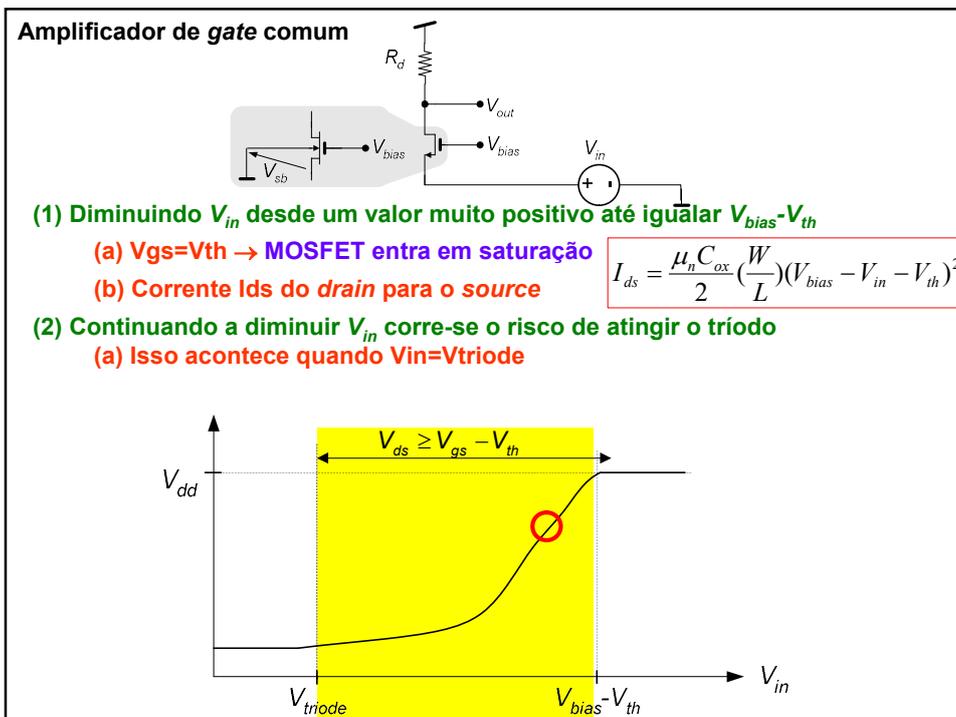
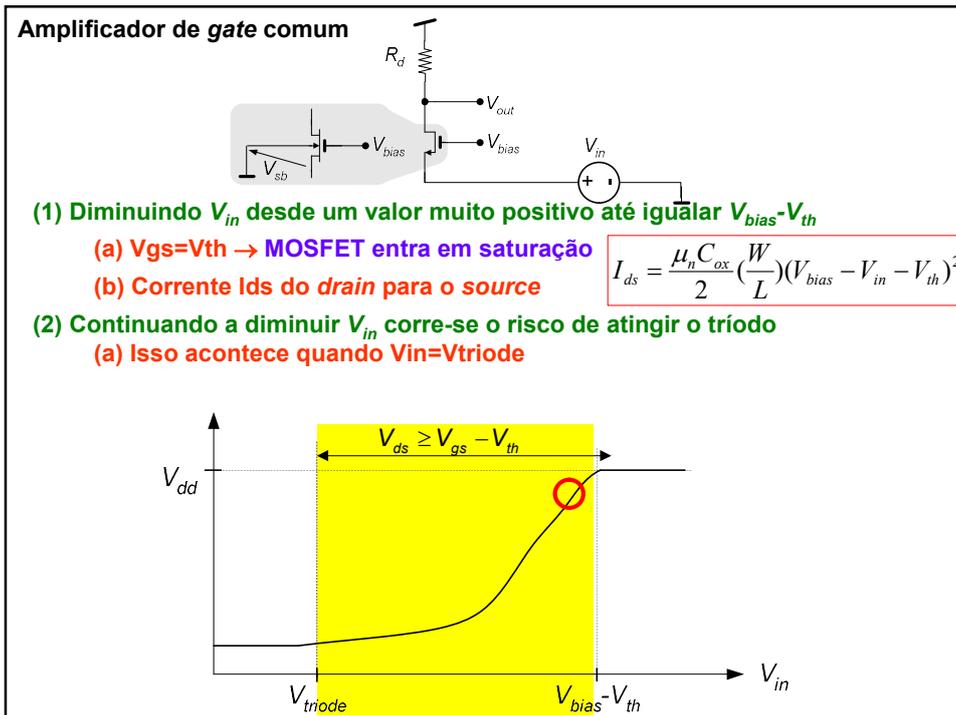
(4) A resistência de saída é simplesmente

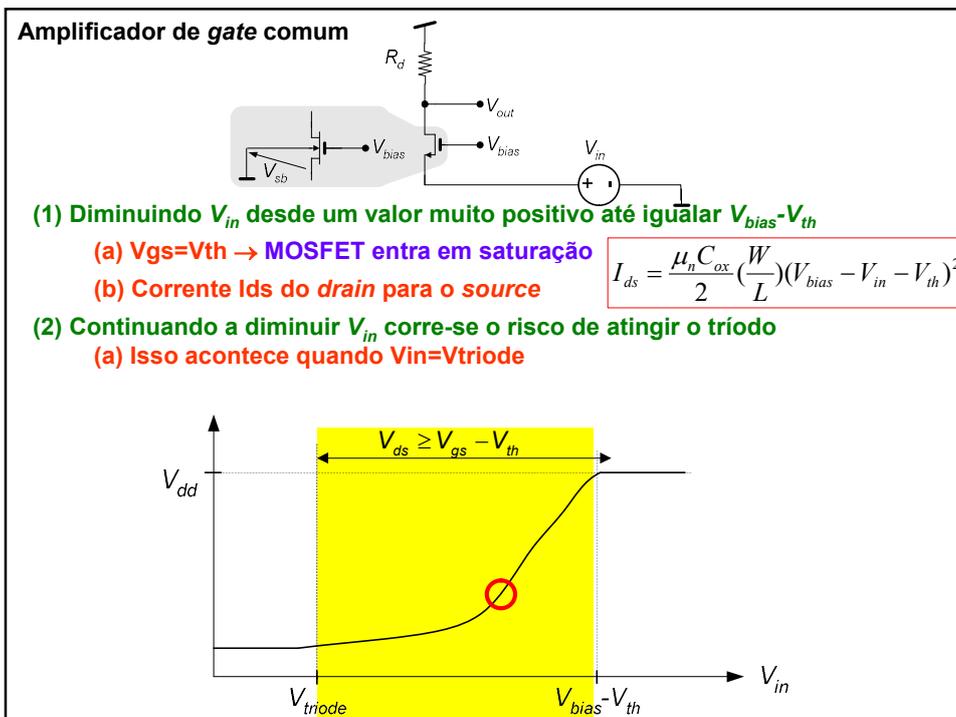
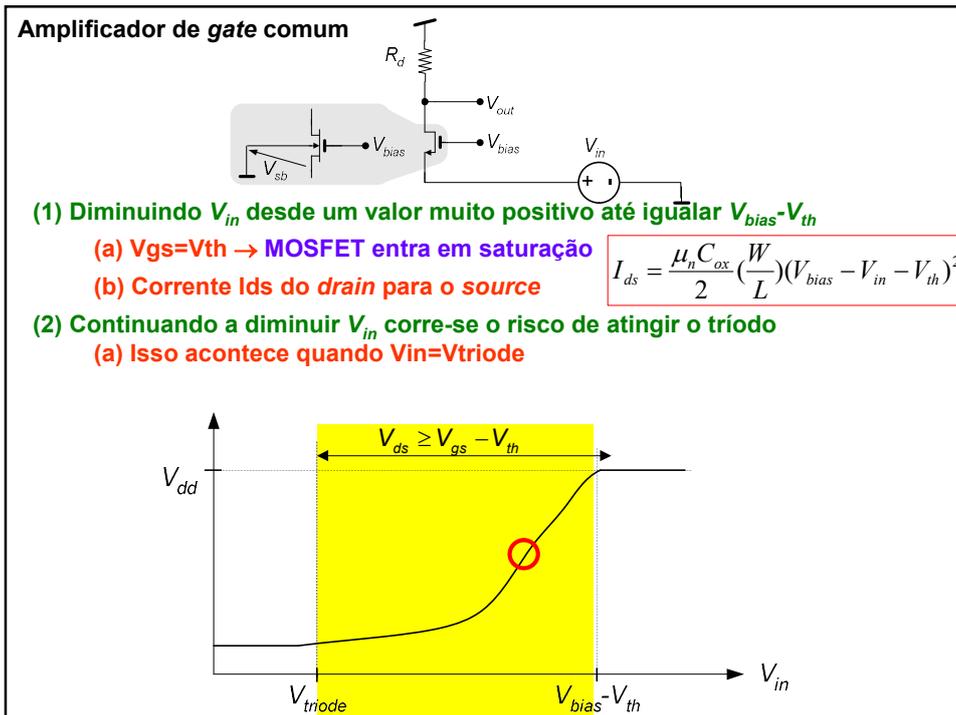
$$R_{out} = (g_m + g_{mb})^{-1}$$



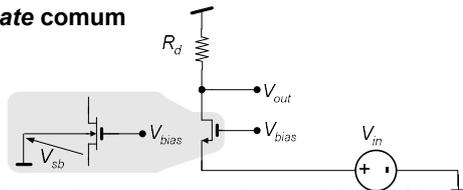








Amplificador de gate comum



(1) Diminuindo V_{in} desde um valor muito positivo até igualar $V_{bias}-V_{th}$

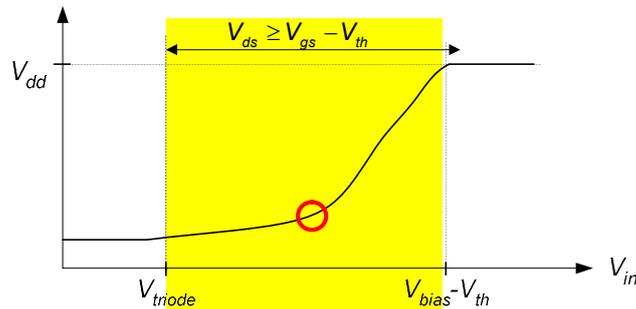
(a) $V_{gs}=V_{th} \rightarrow$ MOSFET entra em saturação

(b) Corrente I_{ds} do drain para o source

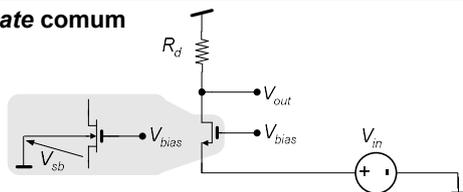
$$I_{ds} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{bias} - V_{in} - V_{th})^2$$

(2) Continuando a diminuir V_{in} corre-se o risco de atingir o trióide

(a) Isso acontece quando $V_{in}=V_{triode}$



Amplificador de gate comum



(1) Diminuindo V_{in} desde um valor muito positivo até igualar $V_{bias}-V_{th}$

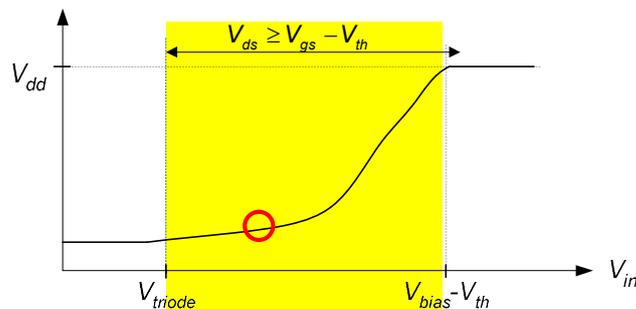
(a) $V_{gs}=V_{th} \rightarrow$ MOSFET entra em saturação

(b) Corrente I_{ds} do drain para o source

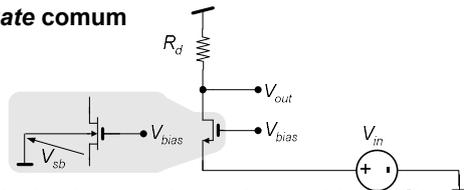
$$I_{ds} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{bias} - V_{in} - V_{th})^2$$

(2) Continuando a diminuir V_{in} corre-se o risco de atingir o trióide

(a) Isso acontece quando $V_{in}=V_{triode}$



Amplificador de gate comum



(1) Diminuindo V_{in} desde um valor muito positivo até igualar $V_{bias}-V_{th}$

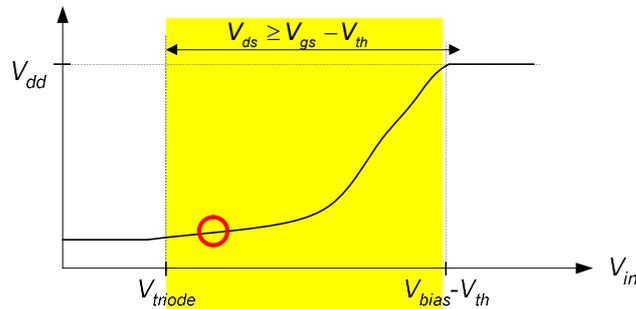
(a) $V_{gs}=V_{th} \rightarrow$ MOSFET entra em saturação

(b) Corrente I_{ds} do drain para o source

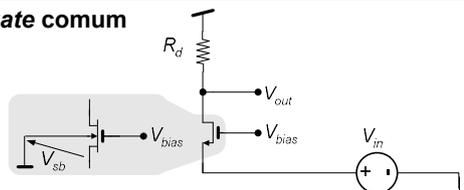
$$I_{ds} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{bias} - V_{in} - V_{th})^2$$

(2) Continuando a diminuir V_{in} corre-se o risco de atingir o trióide

(a) Isso acontece quando $V_{in}=V_{triode}$



Amplificador de gate comum



(1) Diminuindo V_{in} desde um valor muito positivo até igualar $V_{bias}-V_{th}$

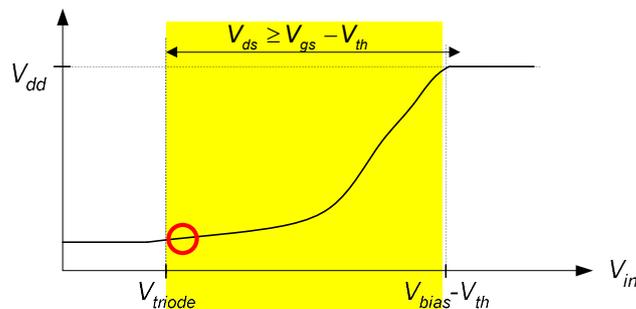
(a) $V_{gs}=V_{th} \rightarrow$ MOSFET entra em saturação

(b) Corrente I_{ds} do drain para o source

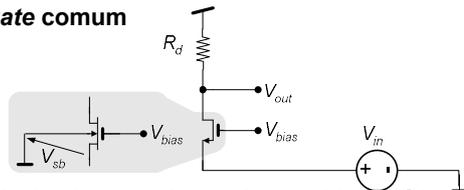
$$I_{ds} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{bias} - V_{in} - V_{th})^2$$

(2) Continuando a diminuir V_{in} corre-se o risco de atingir o trióide

(a) Isso acontece quando $V_{in}=V_{triode}$



Amplificador de gate comum



(1) Diminuindo V_{in} desde um valor muito positivo até igualar $V_{bias}-V_{th}$

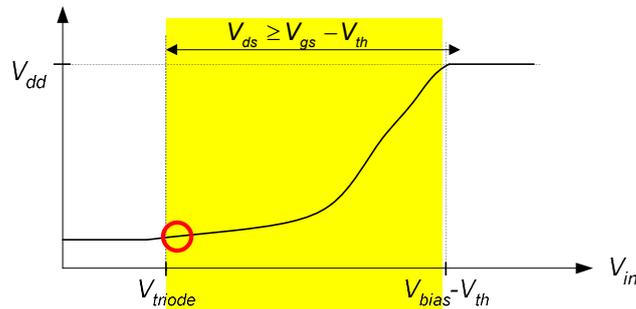
(a) $V_{gs}=V_{th} \rightarrow$ MOSFET entra em saturação

(b) Corrente I_{ds} do drain para o source

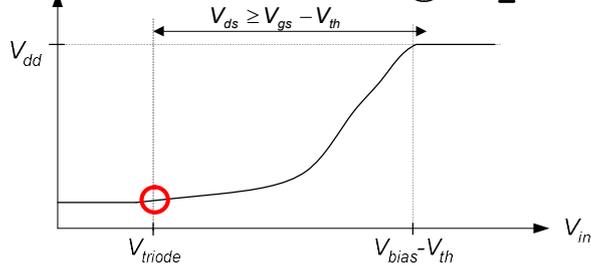
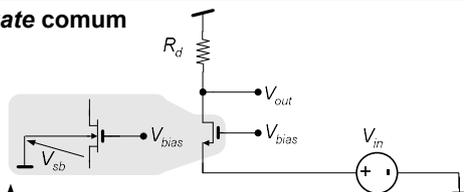
$$I_{ds} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{bias} - V_{in} - V_{th})^2$$

(2) Continuando a diminuir V_{in} corre-se o risco de atingir o triódo

(a) Isso acontece quando $V_{in}=V_{triode}$



Amplificador de gate comum



- MOSFET entra na região linear para $V_{in}=V_{triode}$, i.e., quando $V_{ds}=V_{bias}-V_{th}$

$$V_{dd} - R_d \times \left[\frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right) (V_{bias} - V_{th} - V_{triode})^2 \right] = V_{bias} - V_{th}$$

(1) Aplica-se a equação da saturação porque segue-se o seguinte percurso

(a) CORTE \rightarrow SATURAÇÃO \rightarrow TRIÓDO

Amplificador de gate comum

(1) Enquanto o MOSFET estiver saturado, a saída é

$$V_{out} = V_{dd} - R_d \times \left[\frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{bias} - V_{in} - V_{th})^2 \right]$$

(2) Aplicando o operador diferencial $\partial/\partial V_{in}$ em ambos os membros de V_{out} :

(3) Sabendo-se que $\partial V_{th}/\partial V_{in} = \partial V_{th}/\partial V_{sb} = g_{mb}/g_m$, então

$$A_v = \frac{\mu_n C_{ox} R_d}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{bias} - V_{in} - V_{th}) \left(1 + \frac{g_{mb}}{g_m} \right) > 0$$

(a) Ganho positivo

(b) O efeito de corpo aumenta ligeiramente o ganho

(4) Resistência de entrada

$$R_{in} = (g_m + g_{mb})^{-1}$$

(a) O efeito de corpo influencia a resistência de entrada