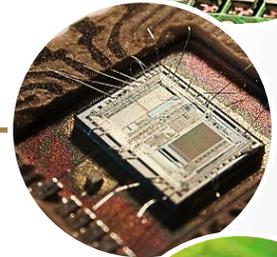
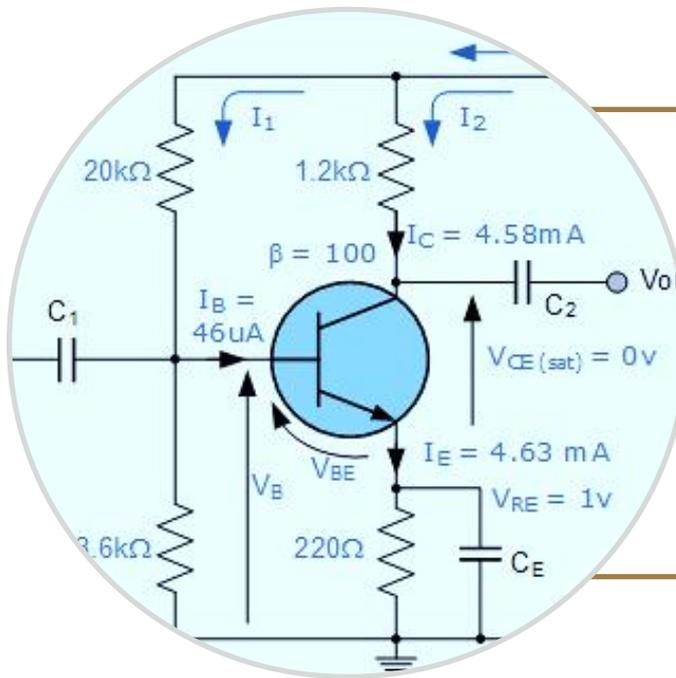


# ELETRÔNICA ANALÓGICA

## CEL099

Prof. Pedro S. Almeida  
pedro.almeida@ufjf.edu.br



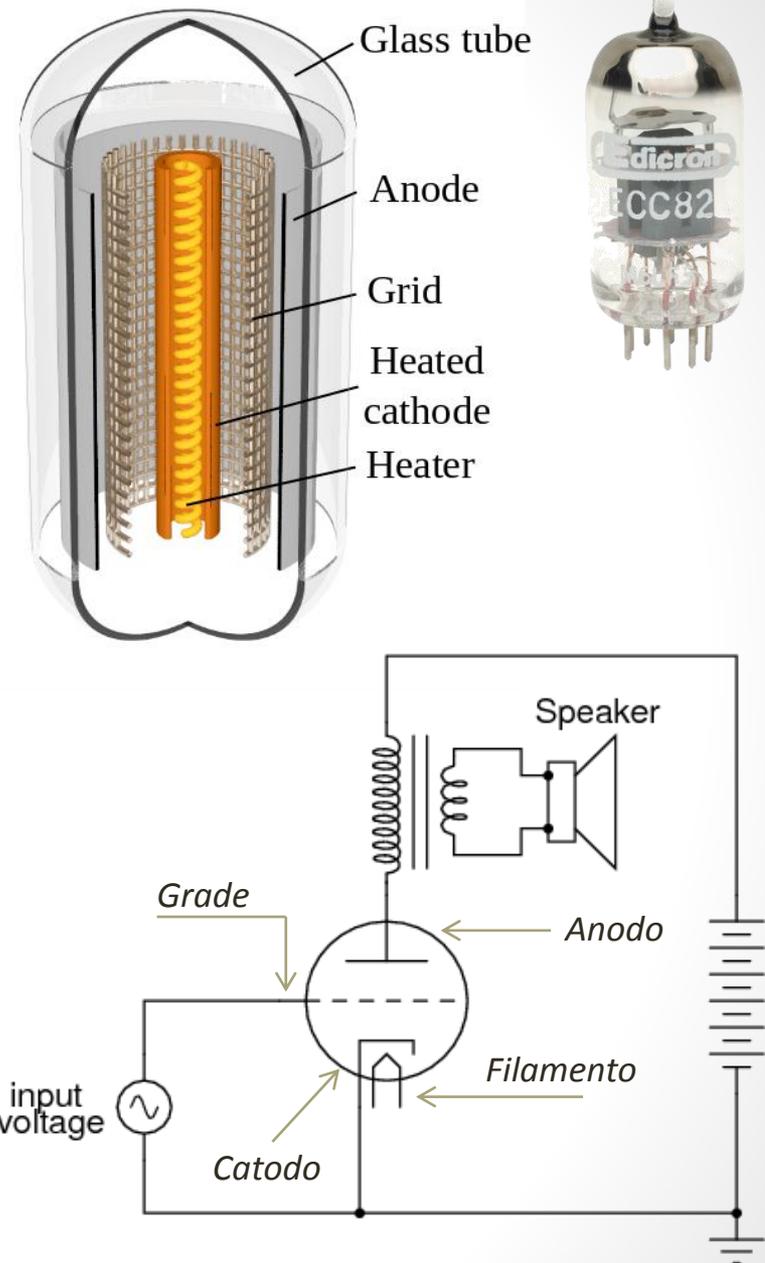
# O Transistor de Efeito de Campo de Porta Isolada (MOSFET)

# Conteúdo

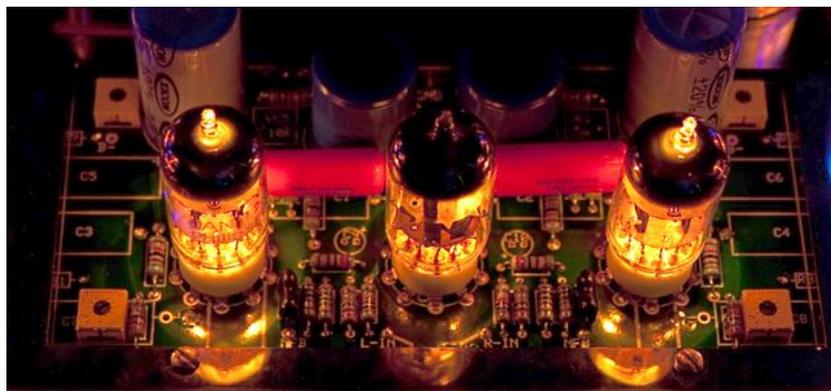
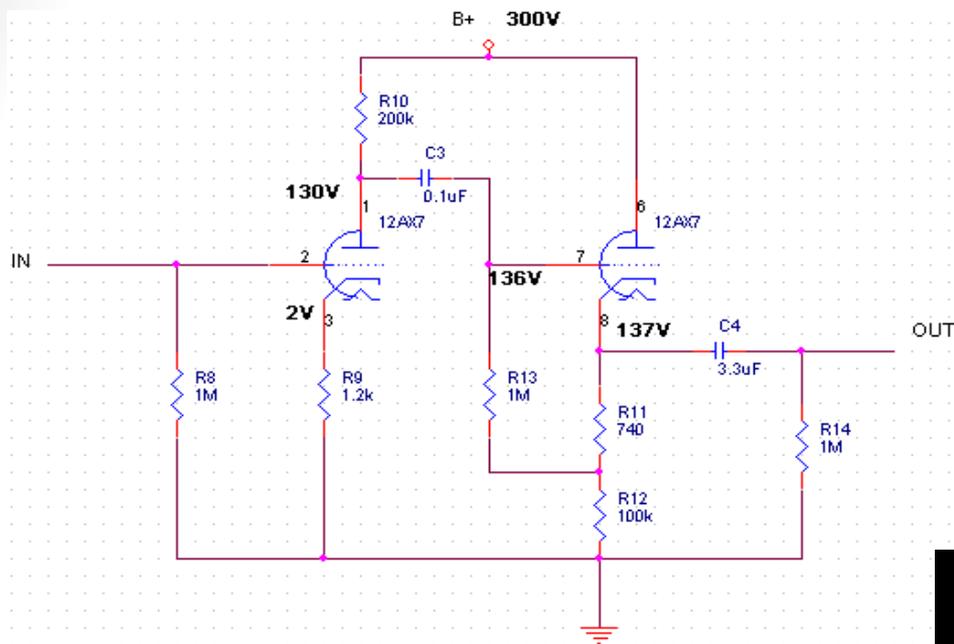
- A Válvula Triodo
- Histórico
- O Transistor MOS de Canal N (NMOS)
- Simbologia e Conceitos
- Induzindo o Canal
- Polarização com  $v_{DS}$  pequeno
- Característica  $v-i$
- Regiões de Operação
- Característica de Transferência
- O Transistor PMOS
- Transistor CMOS
- Modelo de Grandes Sinais
- Operação como Interruptor Estático
- Operação como Amplificador Linear (Pequenos Sinais)
- Modelo  $\pi$  de Pequenos Sinais
- Modelo T de Pequenos Sinais
- Amplificador MOS Universal Discreto
- Amplificadores SC, GC e DC
- Amplificador como Bloco Funcional
- Circuitos de Polarização
- Polarização com  $V_{GS}$  constante
- Polarização com  $V_G$  constante
- Polarização com  $I_D$  constante
- Espelho de Corrente
- Resumo

# A Válvula Triodo

- A *válvula triodo* consiste em um dispositivo da família de tubos a vácuo que possui, basicamente, três terminais. São dois terminais principais (ânodo e cátodo) e um terminal de controle (a grade).
- A corrente que circula entre os terminais principais é controlada pela tensão aplicada entre a grade e o cátodo.
- Praticamente, não há corrente circulando entre a grade e o cátodo.
- O esquema ao lado mostra um circuito amplificador de sinal à base de uma válvula triodo → similar a um EC.



# A Válvula Triodo



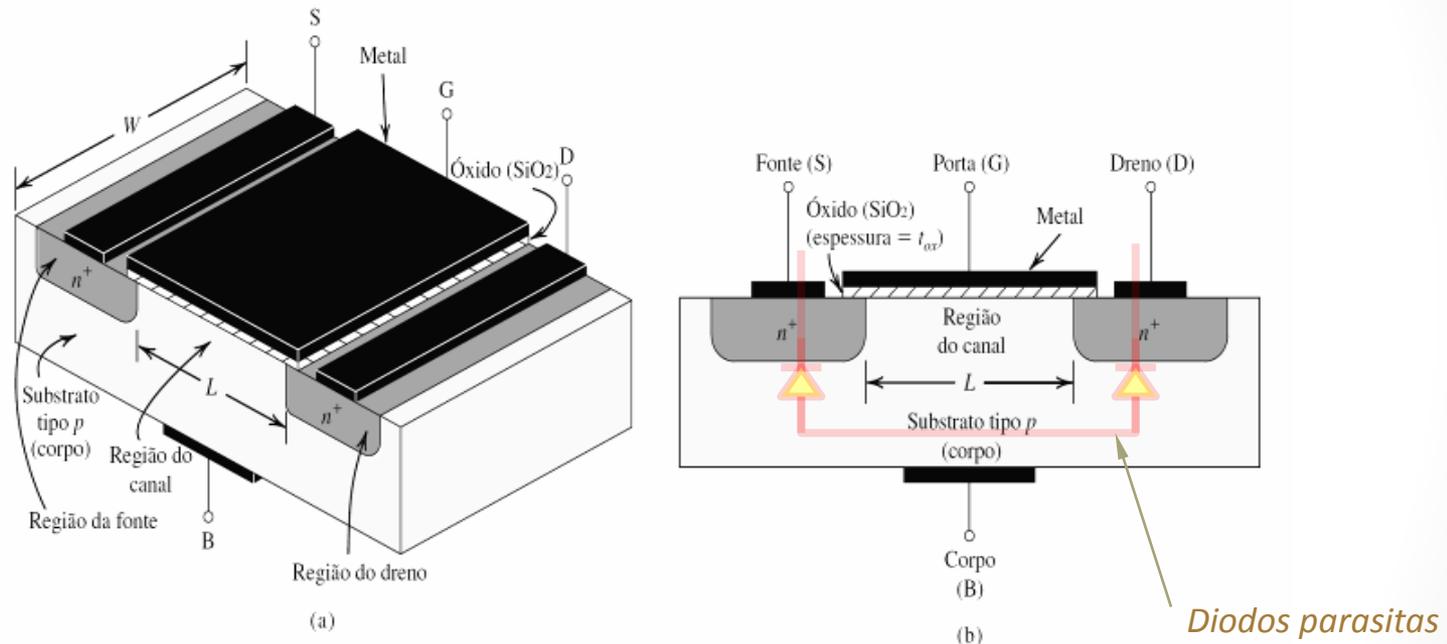
# Histórico

Ano	Evento	Pessoal Envolvido, Empresa e País
1898	Descoberta do elétron	J. J. Thomson, Cambridge University, UK
1895/1901	Telégrafo sem fio (*)	Guglielmo Marconi, Itália
1900	Descrição do Efeito Quântico	Max Planck, Alemanha
1901	Primeira Transmissão de Rádio	Guglielmo Marconi, Itália
1906	Invenção do Amplificador para Rádio	Lee De Forest, EUA
1912	Invenção do Amplificador para Telefone	Lee De Forest, EUA
1921	Prêmio Nobel para Efeito Fotoelétrico	Albert Einstein, Alemanha
1923	Primeiro Filme com Áudio	Lee De Forest, EUA
1930	Mecânica Quântica aplicada a Semicondutores	Louis de Broglie, França Erwin Schrödinger, Suíça
1930	Patente Concedida: FET*	Julius Edgard Lilienfeld, EUA
1932	Teoria Quântica dos Sólidos	
1940	Descoberta da Junção P-N	Russel Ohl, Bell Labs., EUA
1946	ENIAC - Primeiro Computador Digital Electronic and Numerical Integrator Computer (18 mil válvulas).	John Mauchly e J. Presper Eckert, University of Pennsylvania, EUA
1947	Invenção do Transistor de Ponta (Dezembro)	Walter Brattain e John Bardeen, Bell Labs. (Núcleo Científico da AT&T), EUA
1948	Invenção do Transistor de Junção (Janeiro)	William Shockley, Bell Labs., EUA
1956	Prêmio Nobel: Transistor	Shockley, Brattain e Bardeen, EUA
1958	Invenção do Circuito Integrado (CI)	Jack Kilby, Texas Instruments, EUA

(\*) Obs.: O padre brasileiro, o gaúcho Roberto Landell de Moura, também é considerado um dos precursores dos amplificadores e dos sistemas de transmissão de rádio.

# O Transistor MOS

- Dois modelos: 1) Enriquecimento (ou Indução); e 2) Depleção.
- Transistor MOS de Enriquecimento (ou porta isolada):

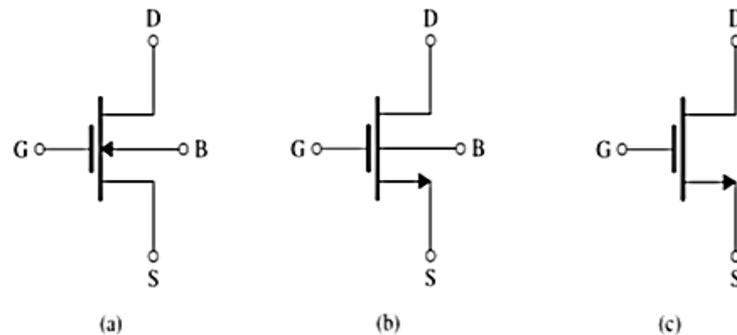
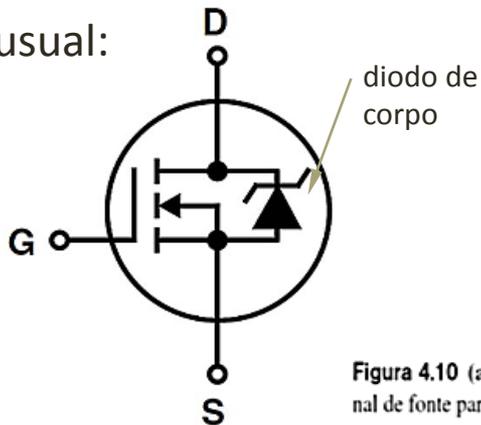


**Figura 4.1** A estrutura física do NMOS tipo enriquecimento: (a) vista em perspectiva; (b) secção transversal. Tipicamente,  $L$  varia de 0,1 a 3  $\mu\text{m}$ ,  $W$  varia de 0,2 a 100  $\mu\text{m}$  e a espessura da camada de óxido ( $t_{ox}$ ) é da ordem de 2 a 50 nm.

# Simbologia e Conceitos Básicos

- MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.
- São três terminais principais: dreno (D), fonte ou *source* (S) e porta ou *gate* (G). O terminal corpo ou *body* (B) costuma ser conectado a (S) e, normalmente, não é usado para interferir no comportamento do dispositivo.
- Há uma camada isolante sobre o canal, de dióxido de silício ( $\text{SiO}_2$ ).
- São duas as construções básicas de mosfets: 1) a de canal  $n$  (NMOS), cujas regiões de dreno e fonte são de material  $p$ , e 2) a canal  $p$  (PMOS), cujas regiões de dreno e fonte são de material  $n$ .
- A Figura 4.10 mostra a simbologia para o NMOS.

Símbolo usual:

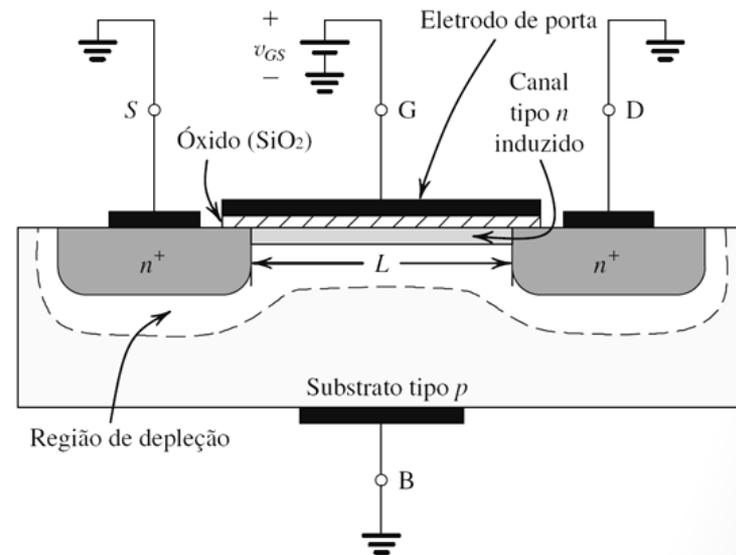


Obs.: Note que o terminal corpo foi conectado ao terminal fonte. na letra (c).

**Figura 4.10** (a) Símbolo para circuito do MOSFET tipo enriquecimento canal  $n$ . (b) Símbolo modificado para circuito com seta indicada no terminal de fonte para distingui-lo do dreno e indicar a polaridade do dispositivo (isto é, canal  $n$ ). (c) Símbolo simplificado para circuito para ser empregado quando a fonte está conectada ao corpo ou quando o efeito de corpo não é importante na operação do dispositivo.

# Induzindo o Canal

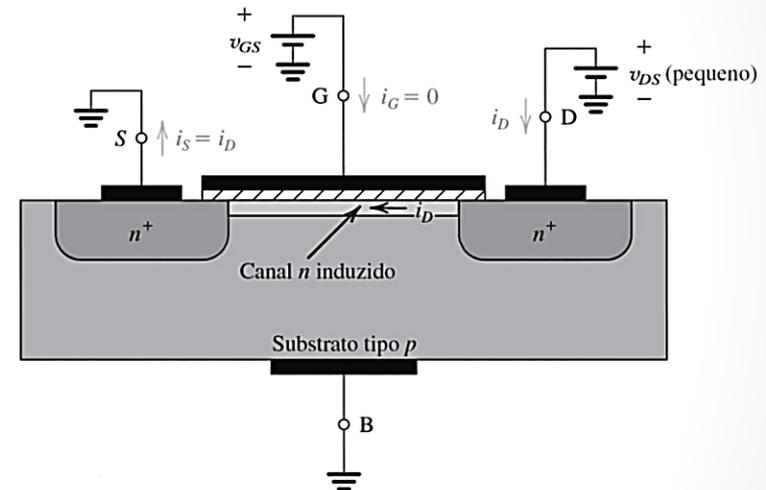
- Se uma tensão positiva  $v_{GS}$ , superior a um valor mínimo especificado pelo fabricante, for aplicada no terminal de porta, elétrons minoritários do substrato  $p$  se aproximam da camada isolante formando um canal de material  $n$  “ligando” as ilhas  $n^+$  de dreno e fonte.
- O canal **induzido** propiciará um caminho para circulação de corrente entre dreno e fonte, caso haja condições de polarização adequadas para isso.
- Quanto maior o valor da tensão  $v_{GS}$  mais rico (ou enriquecido) fica o canal com portadores de corrente, o que reduz sua resistividade e melhora as condições de condução de corrente, dentro de certos limites.
- Devido à camada isolante, a corrente de porta,  $i_G$ , é sempre nula.



**Figura 4.2** O transistor NMOS tipo enriquecimento com uma tensão positiva aplicada à porta. Um canal  $n$  é induzido na superfície do substrato, embaixo da porta.

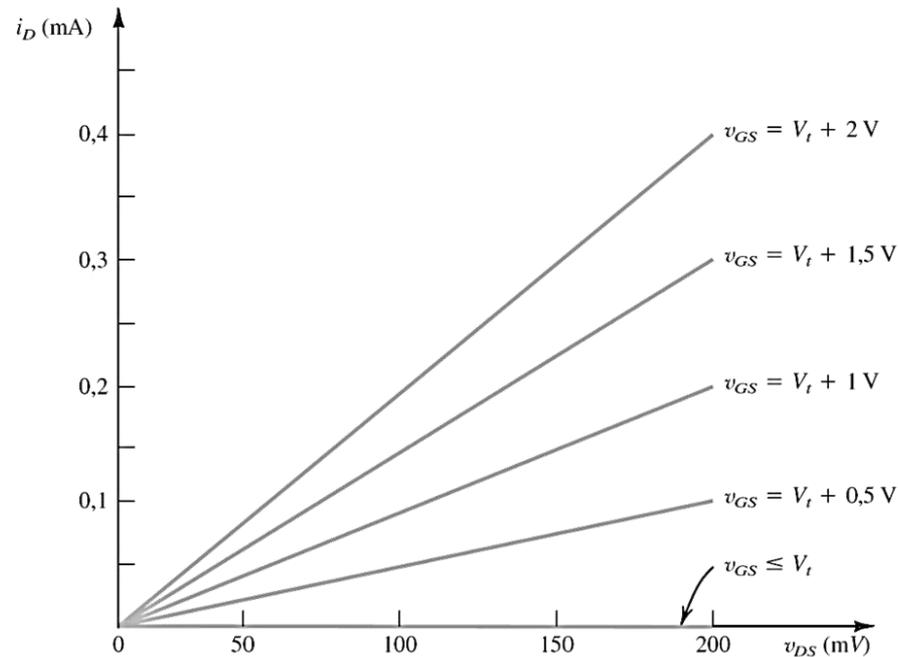
# Polarização com $v_{GS}$ Pequeno

- Considera-se  $v_{GS} > V_t$ ,  $v_D > 0$  e  $v_S = 0$ .
- Neste caso,  $v_{DS} > 0$  e uma corrente  $i_D > 0$  flui de dreno para fonte.
- O dispositivo age como uma condutância sob controle do valor de  $v_{GS}$ . Desta forma, a corrente  $i_D$  depende do valor de  $v_{GS}$  e também da tensão  $v_{DS}$ . Para  $v_{DS}$  suficientemente pequeno, sabe-se que  $i_D$  é proporcional a  $(v_{GS} - V_t) v_{DS}$ .
- Em circuitos amplificadores, a corrente  $i_D$  é considerada uma corrente de saída e a tensão  $v_{GS}$  é a tensão de entrada, que modula  $i_D$ . Assim, a condutância mencionada é um tipo de TRANSCONDUTÂNCIA.
- Como a resistividade do canal de saída é variada, o dispositivo recebeu o nome de **“TRANSFER RESISTOR”**  
(inicialmente c/ o TBJ & TPC)



**Figura 4.3** Um transistor NMOS com  $v_{GS} > V_t$  e com um pequeno valor de  $v_{DS}$  aplicado. O dispositivo age como uma condutância controlada por  $v_{GS}$ . Especificamente, a condutância do canal é proporcional a  $v_{GS} - V_t$  e, portanto,  $i_D$  é proporcional a  $(v_{GS} - V_t) v_{DS}$ . Observe que a região de depleção não foi mostrada (por simplicidade).

# Característica $v$ - $i$ para $v_{DS} \rightarrow 0$



**Figura 4.4** Características  $i_D$ - $v_{DS}$  do MOSFET na Figura 4.3, quando a tensão aplicada entre fonte e dreno,  $v_{DS}$ , é pequena. O dispositivo opera como um resistor linear cujo valor é controlado por  $v_{GS}$ .

Nesta condição, é possível demonstrar que:

$$i_D = \left[ \left( \mu_n C_{ox} \right) \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t) \right] v_{DS} = k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t) v_{DS} = k_n v_{OV} v_{DS}$$

sendo  $v_{ov} = V_{GS} - V_t$  e  $C_{ox} = \epsilon_{ox} / t_{ox}$  (em [mF/m<sup>2</sup>])

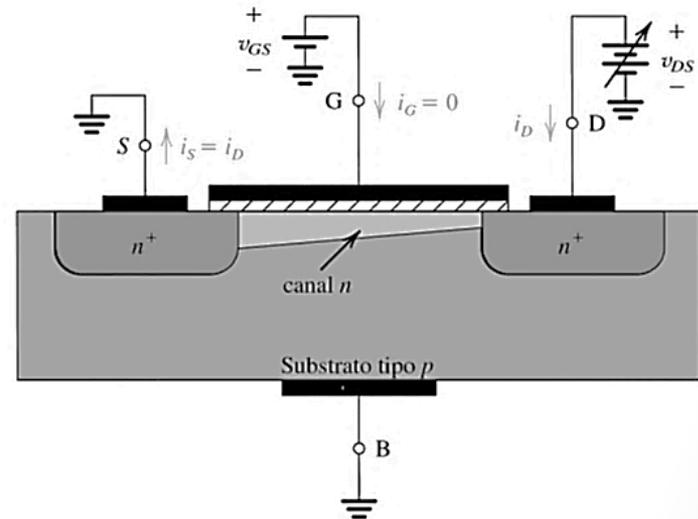
# Exercício 4.1

- Para o mosfet cujas características são mostradas na Figura 4.4 (slide anterior), a) obtenha a constante de proporcionalidade do dispositivo; b) calcule a faixa de resistência dreno-fonte que corresponde a uma sobretensão de condução,  $v_{GS} - V_t$ , na faixa de 0,5 a 2V.
- Solução:
  - a) Tomando, por exemplo, o ponto  $i_D = 0,4\text{mA}$  e  $v_{DS} = 200\text{mV}$  na curva de  $v_{GS} = V_t + 2\text{V}$ , pode-se encontrar a relação  $i_D / [(v_{GS} - V_t)v_{DS}]$  como sendo igual a  $1\text{mA/V}^2$ . É possível avaliar que essa relação se mantém para qualquer ponto de qualquer curva da característica indicada pela figura.
  - b) Para a característica  $v_{GS} - V_t = 2\text{V}$ , a resistência equivalente será igual a  $0,2\text{V} / 0,4\text{mA} = 0,5\text{ k}\Omega$ . Com  $v_{GS} - V_t = 0,5\text{V}$  a resistência equivalente será igual a  $0,2\text{V} / 0,1\text{mA} = 2\text{ k}\Omega$ . Desta forma, o mosfet se comporta como uma resistência que varia de  $0,5\text{ k}\Omega$  a  $2\text{ k}\Omega$ , conforme se eleva a tensão aplicada à porta.

# Efeito da Variação de $v_{DS}$

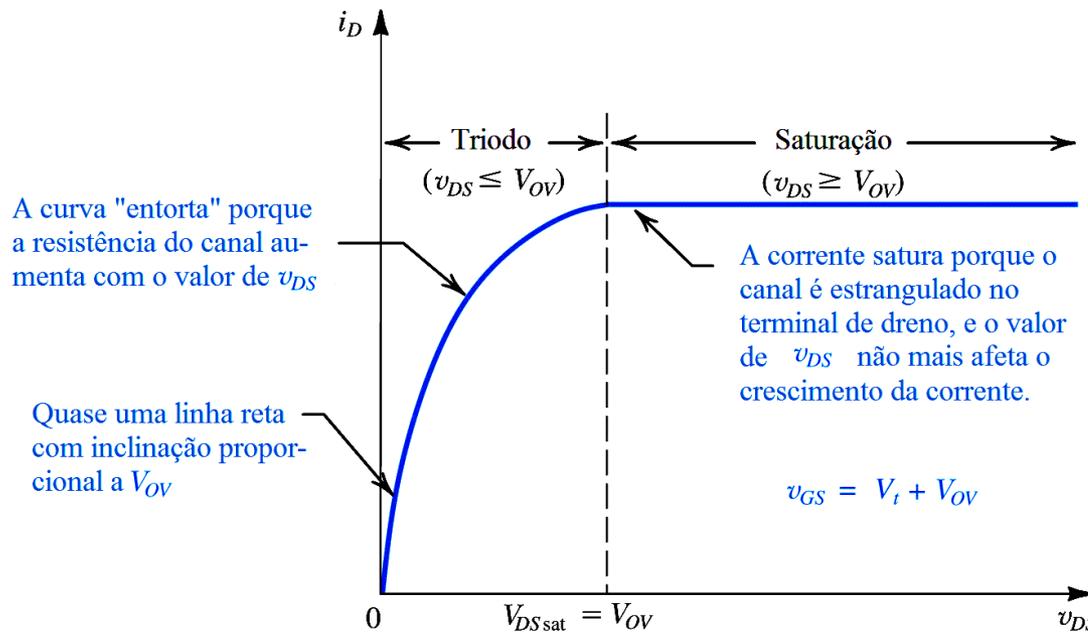
- De um modo geral, um aumento de  $v_{DS}$  implica no crescimento da corrente  $i_D$ .
- Porém, o aumento de  $v_{DS}$  também contribui para uma redução da área do canal nas proximidades do terminal dreno, já que a diferença  $v_{GS} - v_{DS}$  diminui (atraindo menor quantidade de elétrons para aquela região).
- Para um determinado valor de  $v_{DS}$ , igual a  $v_{GS} - V_t$ , o canal se estreita muito e pode até desaparecer nas proximidades do dreno. Esta situação é conhecida como estrangulamento (*pinch off*) do canal. Também se diz que o canal ficou saturado.
- No estrangulamento, a corrente de dreno para de crescer (\*), mas não diminui de valor.

(\*) Será explicado à frente que a corrente continua crescendo na saturação, mas a uma taxa muito inferior.

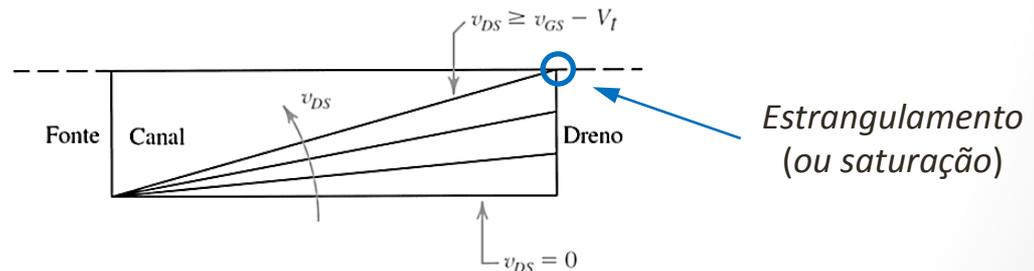


**Figura 4.5** Operação do transistor NMOS com enriquecimento quando aplicamos uma tensão  $v_{DS}$ . O canal induzido adquire uma forma estreitada no dreno e sua resistência aumenta à medida que aumentamos  $v_{DS}$ . Aqui,  $v_{GS}$  é mantida constante em um valor maior que  $V_t$ .

# A Característica $i_D - v_{DS}$



**Figura 4.6** A corrente de dreno  $i_D$  versus a tensão dreno-fonte  $v_{DS}$  para um transistor NMOS tipo enriquecimento operando com  $v_{GS} > V_t$ .



**Figura 4.7** Aumentar  $v_{DS}$  faz que o canal adquira uma forma estreitada (trapezoidal). Eventualmente, quando  $v_{DS}$  atinge  $v_{GS} - V_t$ , o canal é estrangulado no final do dreno. Aumentar  $v_{DS}$  acima de  $v_{GS} - V_t$  tem efeito pequeno (teoricamente, nenhum) sobre a forma do canal.

# Relações Corrente – Tensão

- O cálculo (desenvolvimento) é realizado em função do deslocamento do elemento diferencial de carga  $dq$ , em decorrência da *deriva* de portadores (campo elétrico,  $E$ , aplicado), ao longo da extensão do canal, cuja tensão específica muda com a distância do terminal fonte (*source*). Neste caso, é possível obter:

$$i_D = (\mu_n C_{ox}) \frac{W}{L} (v_{OV} - \frac{1}{2} v_{DS}) v_{DS}$$

válida para  $v_{DS} < v_{OV}$

(denominada Região de TRIODO)

- Considerando o estrangulamento (ou saturação), tem-se  $i_D$  praticamente constante, mantendo o valor obtido para  $v_{DS} = v_{OV}$ . Assim, fazendo  $v_{DS} = v_{OV}$  na equação anterior obtém-se:

$$i_D = \frac{1}{2} (\mu_n C_{ox}) \frac{W}{L} v_{OV}^2$$

válida para  $v_{DS} \geq v_{OV}$

(denominada Região de SATURAÇÃO)

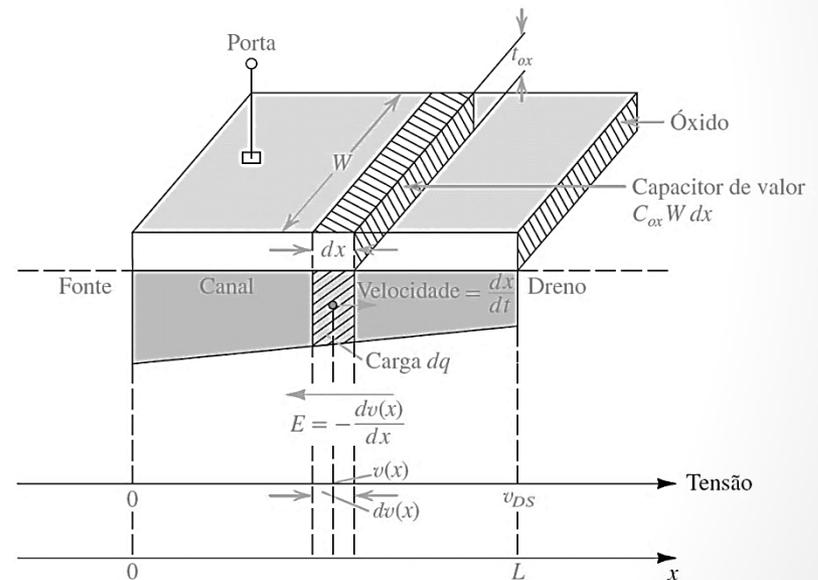


Figura 4.8 Determinação da característica  $i_D - v_{DS}$  de um transistor NMOS.

Demonstração mais detalhada no livro-texto.

# Exemplo 4.1

- Um dispositivo NMOS é construído com as seguintes características tecnológicas:  $L_{min} = 0,4 \mu\text{m}$ ,  $t_{ox} = 8\text{nm}$ ,  $\mu_n = 450\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$  e  $V_t = 0,7\text{V}$ .
  - Encontre  $C_{ox}$  e  $k_n'$ ;
  - Para o MOSFET com  $W/L = 8 \mu\text{m} / 0,8 \mu\text{m} = 10$ , calcule os valores de  $V_{GS}$  e  $v_{DS,min}$  necessários para operação na saturação com uma corrente cc,  $i_D$ , de  $100 \mu\text{A}$ ;
  - Para o dispositivo cujas características são dadas em (b), encontre o valor de  $V_{GS}$  que resulte numa resistência equivalente dreno-fonte de  $1 \text{k}\Omega$ , com  $v_{DS}$  muito pequeno.

- Solução:**

(a)

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} = \frac{3,45 \times 10^{-11}}{8 \times 10^{-9}} = 4,32 \times 10^{-3} \text{ F/m}^2$$

$$= 4,32 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$$

$$k_n' = \mu_n C_{ox} = 450 (\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}) \times 4,32 (\text{fF}/\mu\text{m}^2)$$

$$= 450 \times 10^8 (\mu\text{m}^2/\text{V}\cdot\text{s}) \times 4,32 \times 10^{-15} (\text{F}/\mu\text{m}^2)$$

$$= 194 \times 10^{-6} (\text{F}/\text{V}\cdot\text{s})$$

$$= 194 \mu\text{A}/\text{V}^2$$

(b) Para operação na região de saturação:

$$i_D = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2$$

Então

$$100 = \frac{1}{2} \times 194 \times \frac{8}{0,8} (V_{GS} - 0,7)^2$$

que resulta em

$$V_{GS} - 0,7 = 0,32 \text{ V}$$

ou

$$V_{GS} = 1,02 \text{ V}$$

e

$$V_{DSmin} = V_{GS} - V_t = 0,32 \text{ V}$$

(c) Na região de triodo, com  $v_{DS}$  pequeno:

$$i_D \cong k_n' \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t) v_{DS}$$

que permite encontrar  $r_{DS}$  dado por

$$r_{DS} \equiv \left. \frac{v_{DS}}{i_D} \right|_{\text{small } v_{DS}}$$

$$= 1 / \left[ k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) \right]$$

Assim

$$1000 = \frac{1}{194 \times 10^{-6} \times 10 (V_{GS} - 0,7)}$$

Que fornece

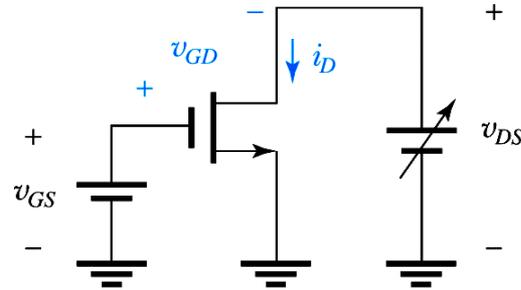
$$V_{GS} - 0,7 = 0,52 \text{ V}$$

Logo

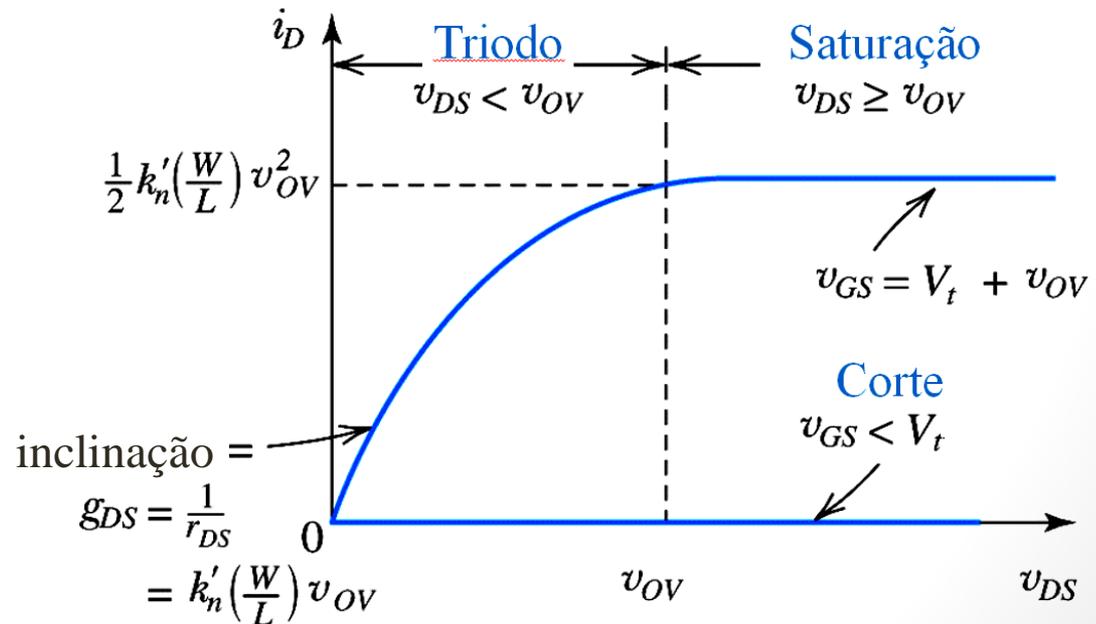
$$V_{GS} = 1,22 \text{ V}$$

# Regiões de Operação

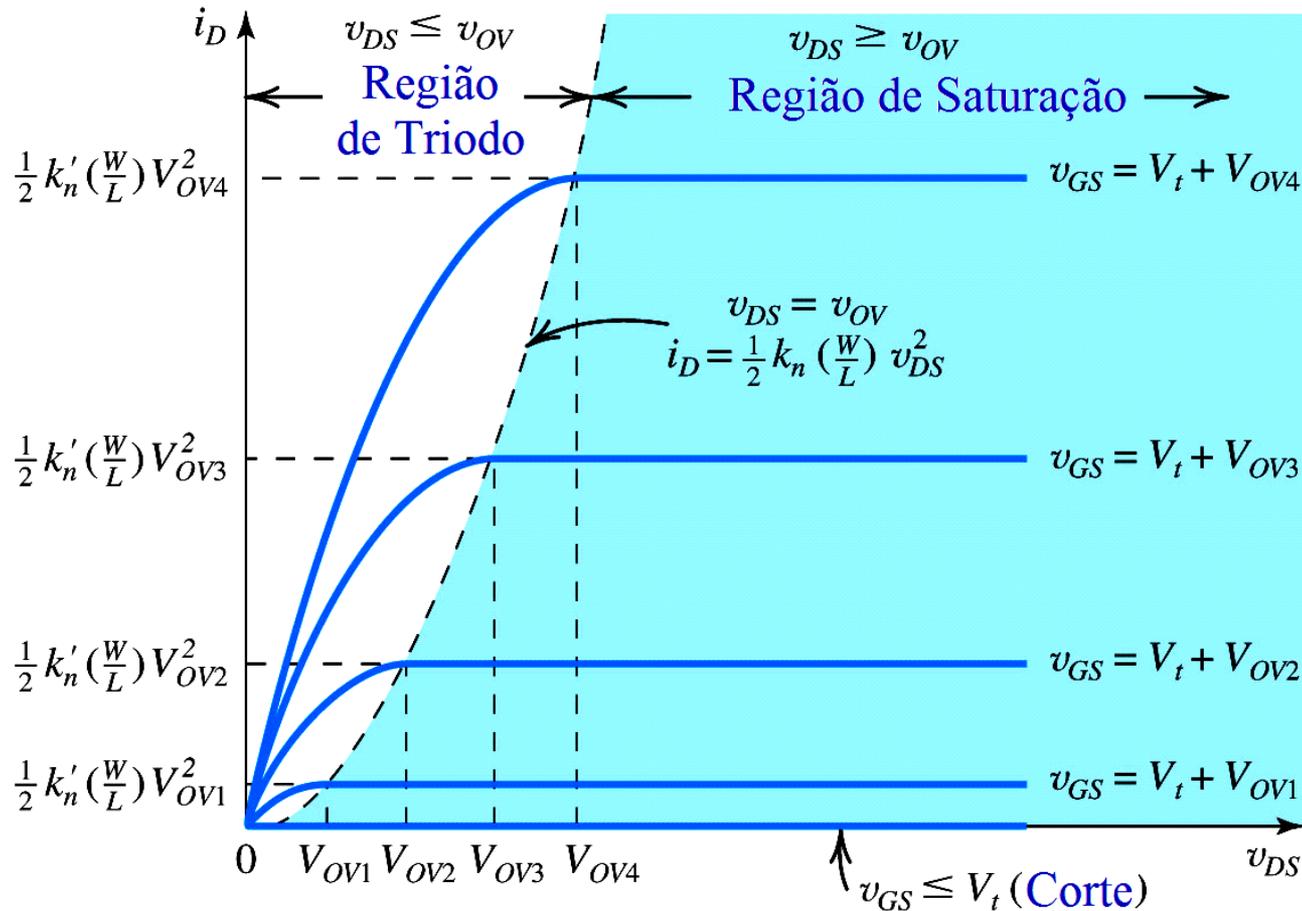
- Circuito de teste:



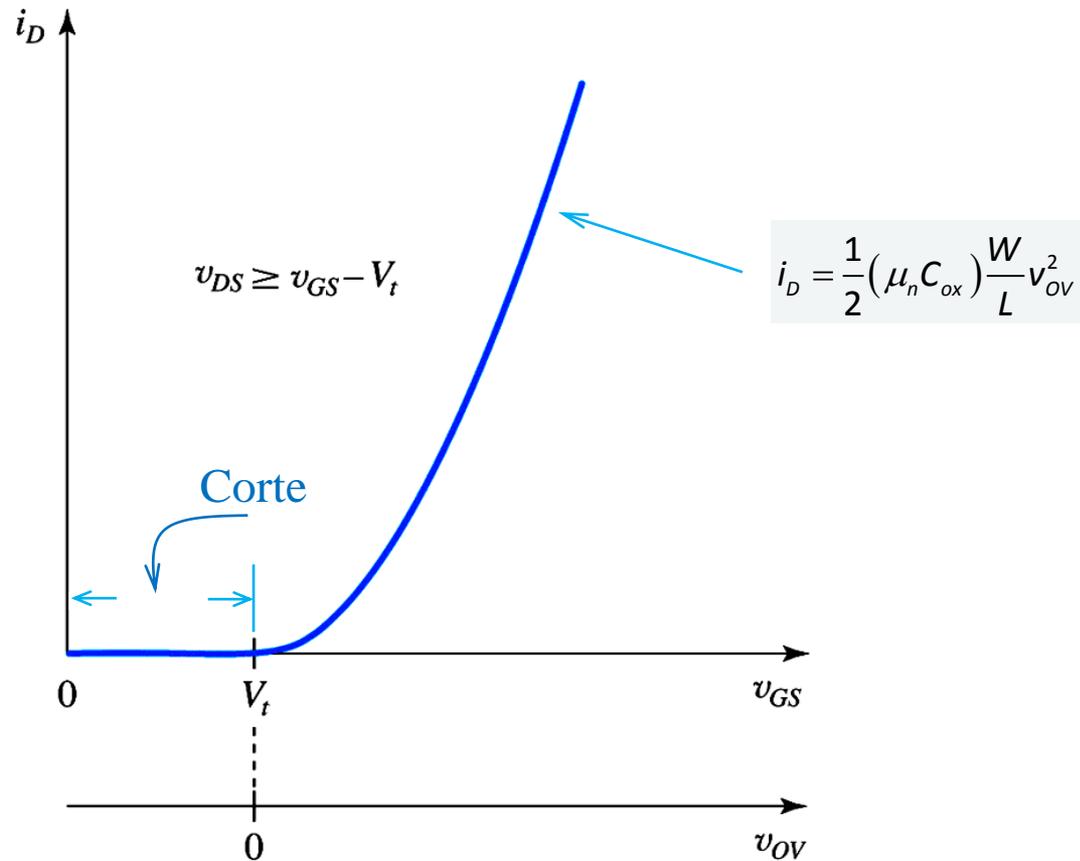
- Característica  $v$ - $i$ :



# Regiões de Operação (cont.)



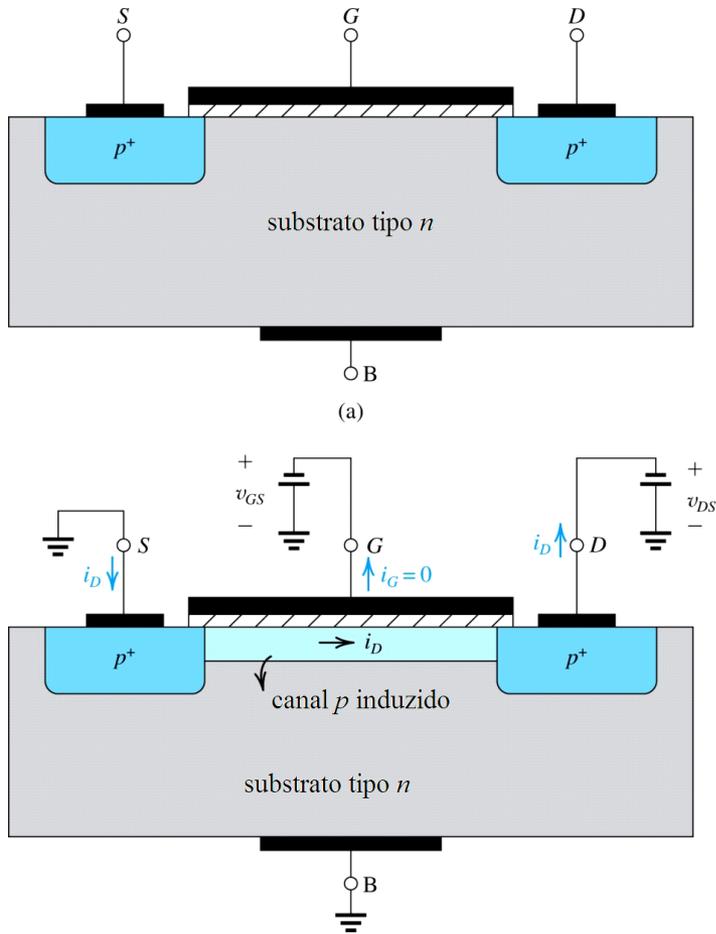
# Operação na Saturação



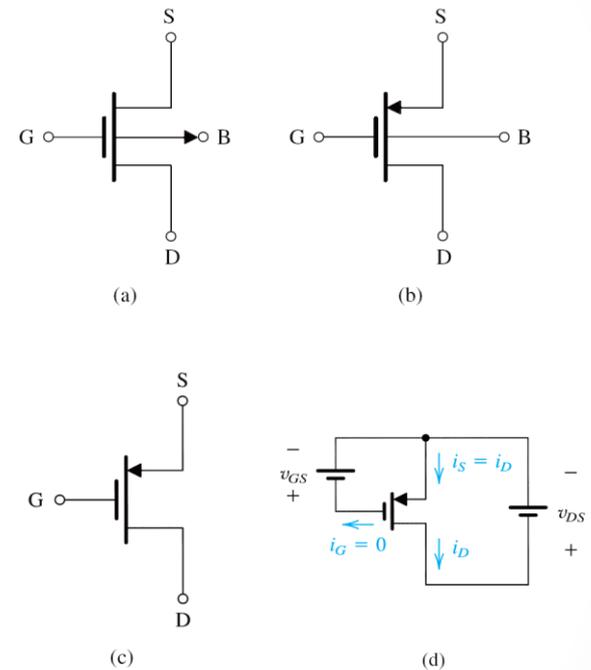
Obs.: Característica válida para  $v_{DS} \geq v_{OV}$ .

# O Transistor PMOS

Esquema construtivo simplificado:



Simbologia e polarização típica:



**Figura 4.18** (a) Símbolo de circuito para o MOSFET tipo enriquecimento canal  $p$ . (b) Símbolo modificado com uma seta no terminal de fonte. (c) Símbolo simplificado para circuito para o caso em que a fonte está conectada ao substrato (corpo). (d) O MOSFET com indicação das tensões aplicadas e os sentidos das correntes apontadas. Observe que  $v_{GS}$  e  $v_{DS}$  são negativas e que  $i_D$  circula saindo do terminal de dreno.

# O Transistor de Simetria Complementar (CMOS)

- Estrutura que dá origem à família de circuitos CMOS, que é atualmente a tecnologia MOS dominante (tanto para circuitos analógicos quanto digitais).
- A Figura 4.9 (do Sedra) mostra a seção transversal de um chip CMOS. Note que para “crescimento” das camadas que constituem o transistor PMOS, é necessário criar um poço (ou cavidade) tipo  $n$ .
- Conectando apropriadamente os terminais externos é possível construir um inversor lógico CMOS.

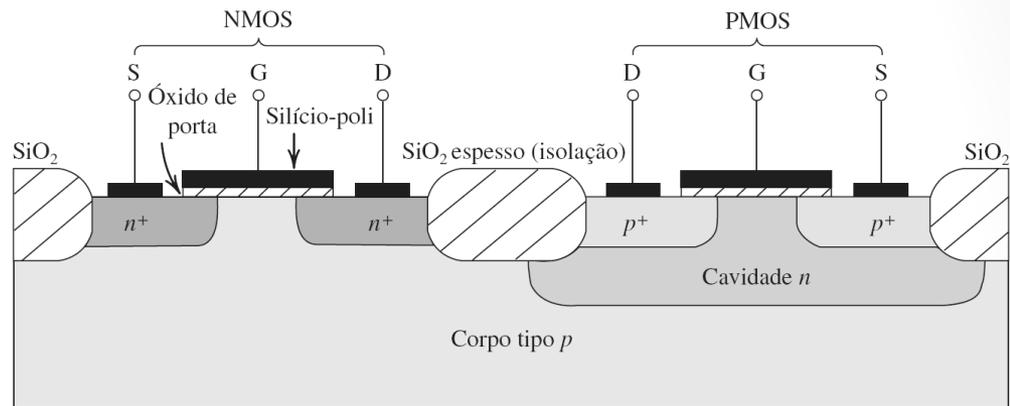


Figura 4.9 - Seção transversal de um circuito integrado CMOS. Observe que o transistor PMOS é formado na região separada, do tipo  $n$ , conhecida como cavidade ou poço  $n$ . Outro arranjo também é possível em que o corpo tipo  $n$  é usado e o dispositivo  $n$  é formado em uma cavidade  $p$ . Não são mostradas no diagrama as conexões que devem ser feitas no corpo tipo  $p$  e na cavidade  $n$ . Essa última serve como terminal de corpo para o dispositivo canal  $p$ .

# O Inversor (Lógico) CMOS

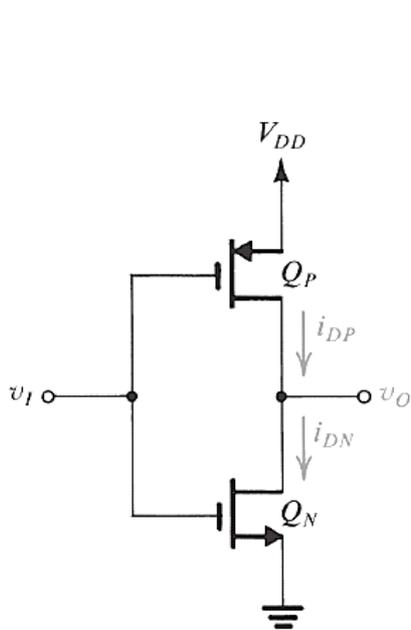


Figura 4.53 O inversor CMOS.

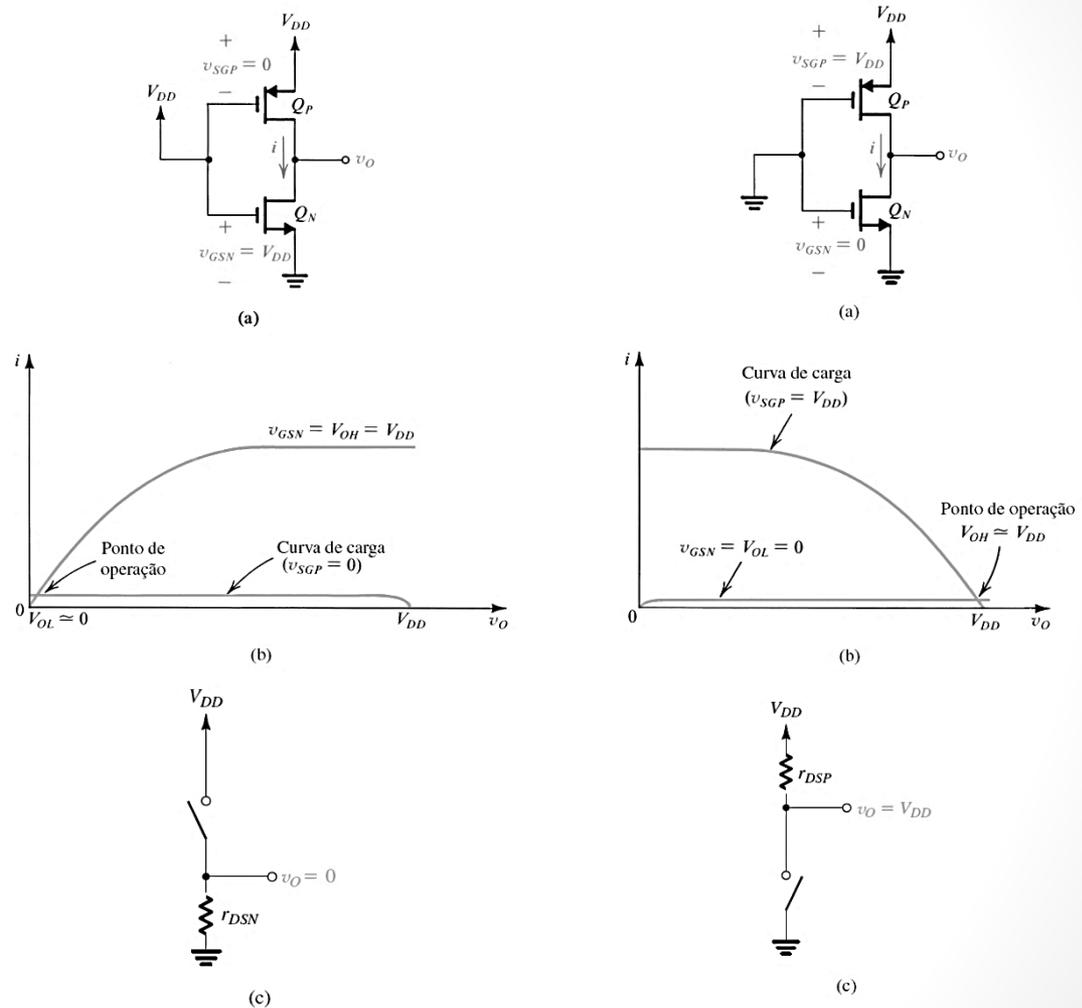


Figura 4.54 Operação do inversor CMOS quando  $v_I$  está alto: (a) circuito com  $v_I = V_{DD}$  (nível lógico 1, ou  $V_{OH}$ ); (b) construção gráfica para determinar o ponto de operação; (c) circuito equivalente.

Figura 4.55 Operação do inversor CMOS quando  $v_I$  está baixo: (a) circuito com  $v_I = 0$  V (nível lógico 0, ou  $V_{OL}$ ); (b) construção gráfica para determinar o ponto de operação; (c) circuito equivalente.

# Transistores CMOS (caract. $v-i$ )

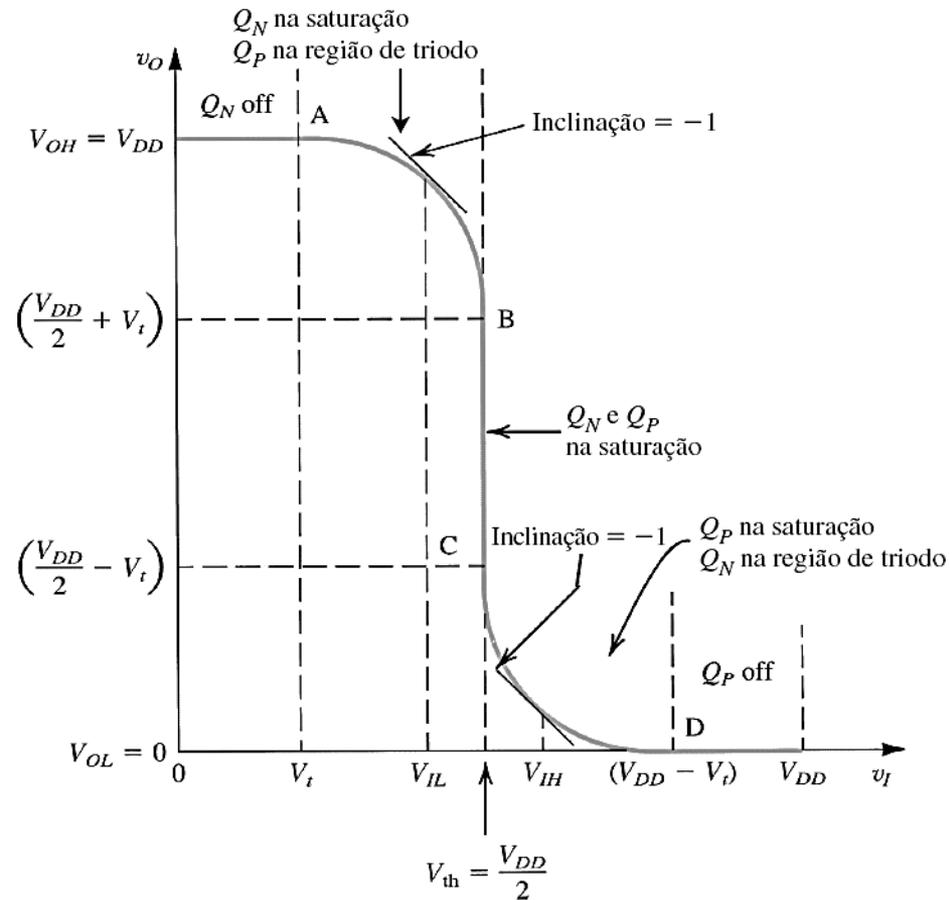


Figura 4.56 Característica de transferência de tensão do inversor CMOS.

# Modelo de Circuito na Saturação (Grandes Sinais)

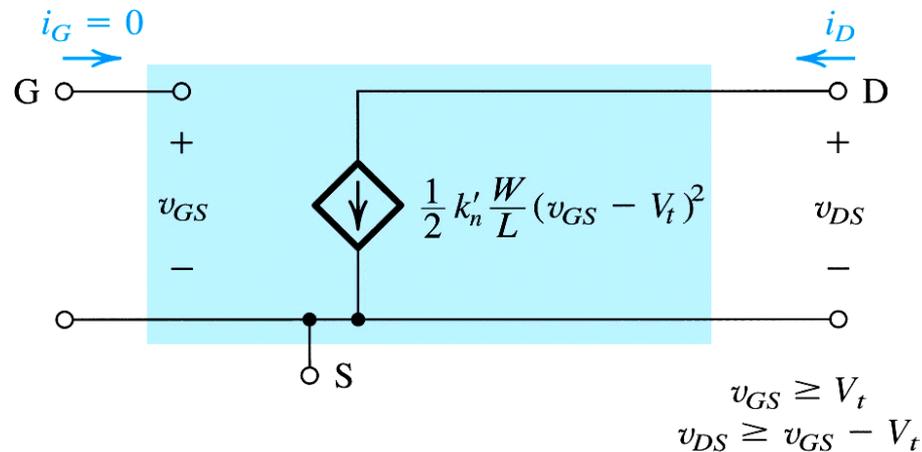
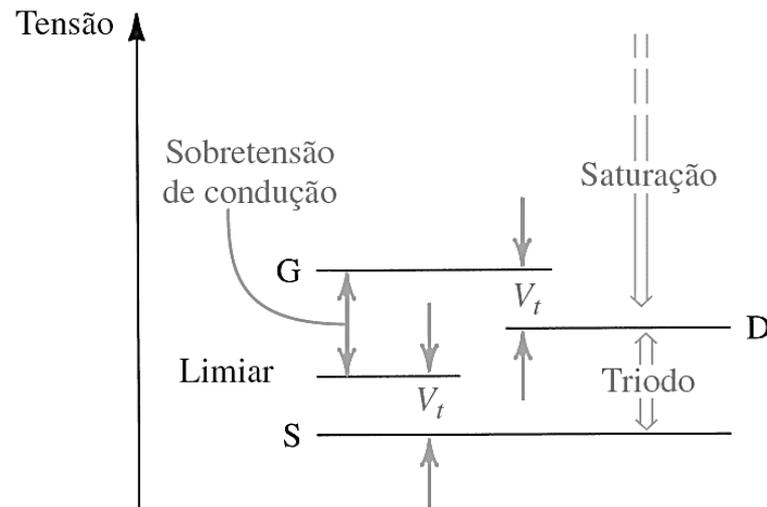


Figura 4.13 Modelo equivalente de circuito para grandes sinais de um MOSFET canal  $n$  operando na região de saturação.

Por que a saturação? Nessa região de operação, o transistor responde melhor às variações de tensão porta-fonte ( $v_{GS}$ ), propiciando a operação **como amplificador**.

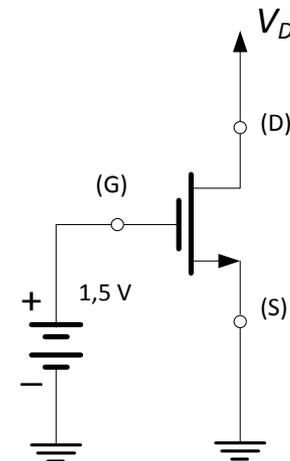
# Níveis Relativos de Tensão



**Figura 4.14** Níveis relativos de tensão que os terminais do transistor NMOS tipo enriquecimento devem ter para operar na região de triodo e na região de saturação.

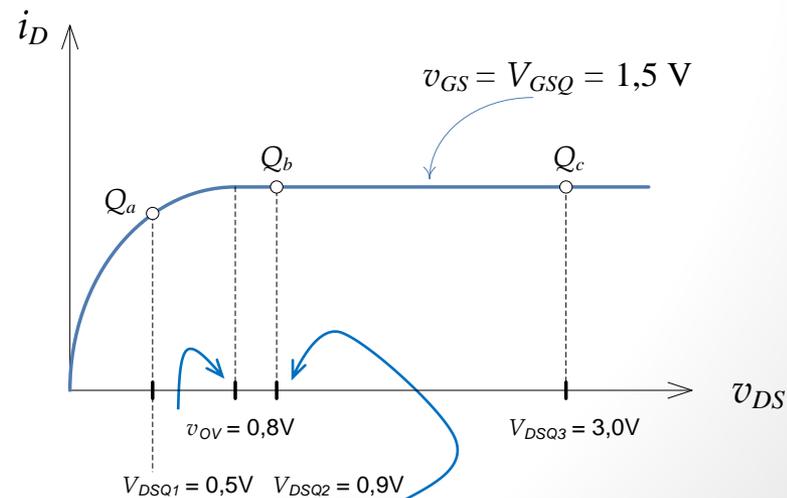
# Exercício 4.4

- Um transistor NMOS tipo enriquecimento com  $V_t = 0,7\text{ V}$  tem o seu terminal de fonte aterrado e uma tensão cc de  $1,5\text{ V}$  aplicada na porta. Em qual região de operação o dispositivo opera para:  
(a)  $V_D = 0,5\text{ V}$ ? (b)  $V_D = 0,9\text{ V}$ ?  $V_D = 3\text{ V}$ ?



- Solução.  
O circuito conforme dados do enunciado é representado ao lado. Note que a tensão de  $1,5\text{V}$  aplicada à porta é superior à tensão de limiar ( $0,7\text{V}$ ), sendo suficiente para se estabelecer o canal. Desta forma, o dispositivo opera na região de triodo ou saturação, com uma sobretensão de condução ( $v_{OV}$ ) igual  $0,8\text{V}$ .  
(a) Neste caso,  $V_D = V_{DS} < v_{OV}$  que resulta em operação na região de triodo.

- Solução (cont.)  
(b) e (c) para estes valores de  $V_D$ , a tensão  $V_{DS}$  supera a sobretensão de condução, o que resulta em operação na saturação.  
Graficamente:



# Exercício 4.6

- Um transistor NMOS tipo enriquecimento com  $V_t = 0,7V$  conduz uma corrente  $i_D$  igual  $100 \mu A$  quando  $v_{GS} = v_{DS} = 1,2 V$ . Obtenha o valor de  $i_D$  para  $v_{GS} = 1,5 V$  e  $v_{DS} = 3 V$ . Também calcule o valor da resistência dreno-fonte  $r_{DS}$  para  $v_{DS}$  pequeno e  $v_{GS} = 3,2 V$ .

- Solução:  
Quando  $v_{GS} = v_{DS}$  fica evidente que o transistor opera na saturação, pois  $v_{DS}$  sempre será maior que  $v_{GS} - V_t$ .

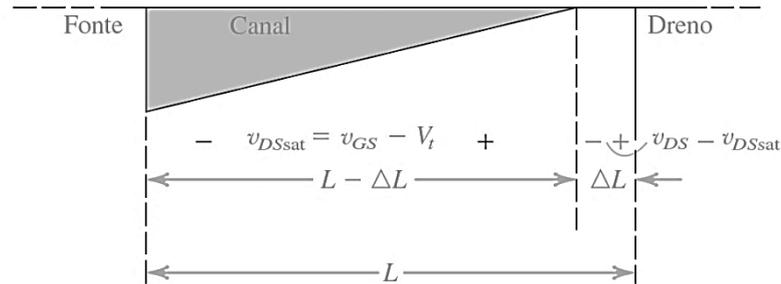
Assim, usando a relação  $v - i$  na condição de saturação e considerando o valor de  $i_D$  fornecido no enunciado, obtém-se o valor de  $k_n = 2\mu_n C_{ox} W/L = i_D / (v_{GS} - V_t)^2 = 100 \mu A / (0,5V)^2 = 800 \mu A/V^2$ .

Para os novos valores de  $v_{GS}$  e  $v_{DS}$  do enunciado, percebe-se que o transistor continua operando na saturação. Logo, o novo valor de  $i_D$  pode ser dado por:

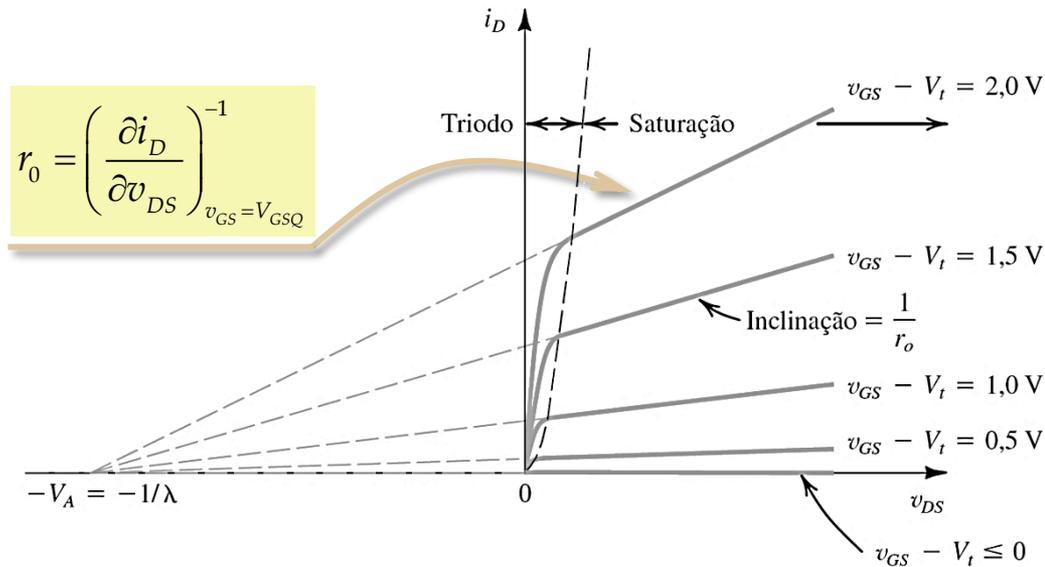
$$i_D = \frac{1}{2} k_n (v_{GS} - V_t)^2 = 256 \mu A.$$

O valor da resistência dreno-fonte é dado pela expressão  $r_{DS} = (k_n v_{OV})^{-1} = [k_n (v_{GS} - V_t)]^{-1} = 1 / (k_n \cdot 2,5) = 500 \Omega$ .

# Efeito de Modulação do Canal



**Figura 4.15** Ao aumentar  $v_{DS}$  acima de  $v_{DSsat}$ , ocorre o estrangulamento do canal em um ponto que se move levemente do dreno para a fonte com esse aumento e, portanto, o comprimento do canal é reduzido (por  $\Delta L$ ).



# Resistência de Saída Finita na Saturação

$$\overbrace{i_D = \frac{1}{2}(\mu_n C_{ox}) \frac{W}{L} v_{OV}^2 \text{ em A}}^{\text{válida se } v_{DS} > v_{OV} \text{ e } v_{GS} > V_t}$$

$$\text{(eq. 4.22) } \underbrace{i_D = \frac{1}{2}(\mu_n C_{ox}) \frac{W}{L} v_{OV}^2 (1 + \lambda v_{DS}) \text{ em A}}_{\text{válida se } v_{DS} \gg v_{OV} \text{ e } v_{GS} \gg V_t}$$

$$\text{(eq. 4.23) } r_o = \left[ \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right]_{v_{GS}=\text{constante}}^{-1}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} &= \frac{\partial}{\partial v_{DS}} \left( \frac{1}{2}(\mu_n C_{ox}) \frac{W}{L} v_{OV}^2 (1 + \lambda v_{DS}) \right) \\ &= \frac{\partial}{\partial v_{DS}} \left( \frac{1}{2}(\mu_n C_{ox}) \frac{W}{L} v_{OV}^2 (1 + \lambda v_{DS}) \right) \\ &= \frac{1}{2}(\mu_n C_{ox}) \frac{W}{L} v_{OV}^2 \lambda \end{aligned}$$

(equivale a eq. 4.24)

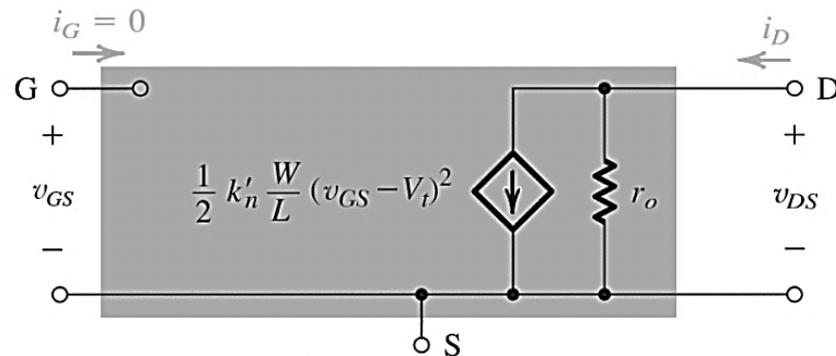
$$r_o = \left[ \frac{1}{2}(\mu_n C_{ox}) \frac{W}{L} v_{OV}^2 \lambda \right]_{v_{GS}=\text{constante}}^{-1}$$

$$\text{(eqs. 4.25 e 4.26) } = \frac{1}{\lambda I_D^*} = \frac{V_A}{I_D^*}$$

Obs.:  $I_D^*$  é a corrente de dreno desconsiderando a modulação do comprimento do canal.

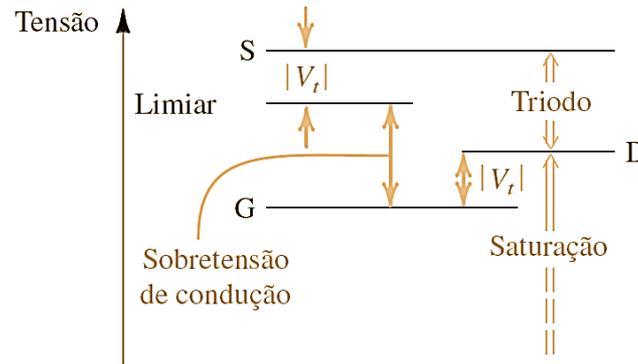
# Resistência Finita (cont.)

- Circuito equivalente (grandes sinais) modificado:



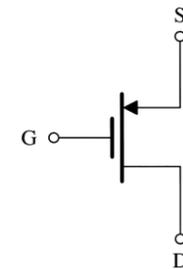
**Figura 4.17** Modelo equivalente para grandes sinais do MOSFET canal  $n$  na saturação, incorporando a resistência de saída  $r_o$ . A resistência de saída modela a dependência linear de  $i_D$  com  $v_{DS}$  e é dada pela Equação 4.22.

# As Características do MOSFET P

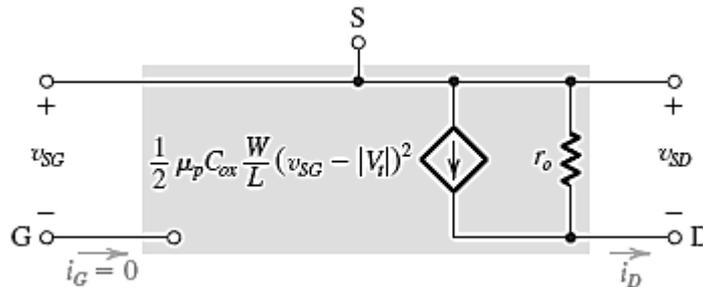


Comparar com NMOS

**Figura 4.19** Níveis relativos das tensões nos terminais do transistor PMOS tipo enriquecimento para operação na região de triodo e na região de saturação.



Modelo Grande Sinais

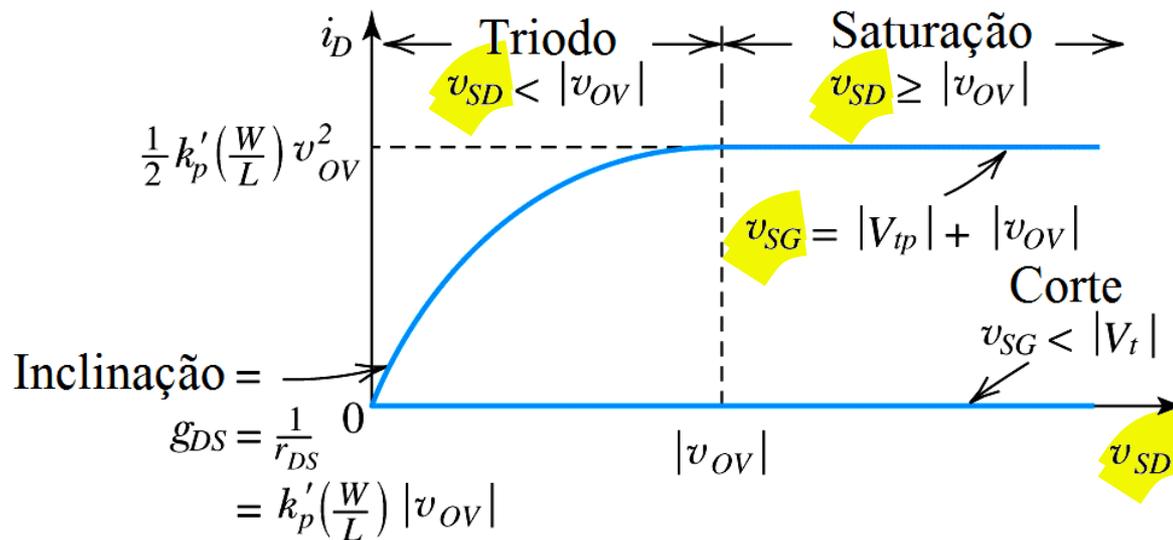
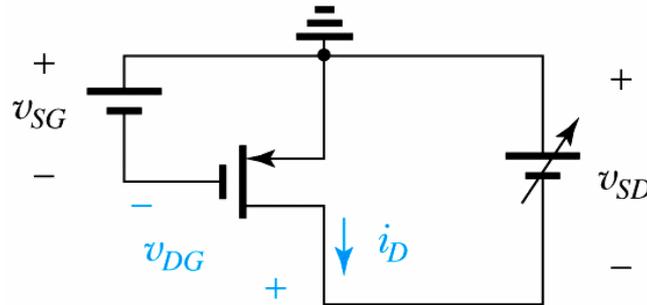


em que

$$r_o = \left[ \lambda \left| \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - |V_t|)^2 \right. \right]^{-1} = \frac{|V_A|}{I_D}$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - |V_t|)^2$$

# Características PMOS (cont.)



# Exemplo 4.2

## EXEMPLO 4.2

Projete o circuito da Figura 4.20 de modo que o transistor opere com  $I_D = 0,4$  mA e  $V_D = +0,5$  V. O transistor NMOS tem  $V_t = 0,7$  V,  $\mu_n C_{ox} = 100$   $\mu\text{A}/\text{V}^2$ ,  $L = 1$   $\mu\text{m}$  e  $W = 32$   $\mu\text{m}$ . Despreze a modulação do comprimento do canal (isto é, suponha que  $\lambda = 0$ ).

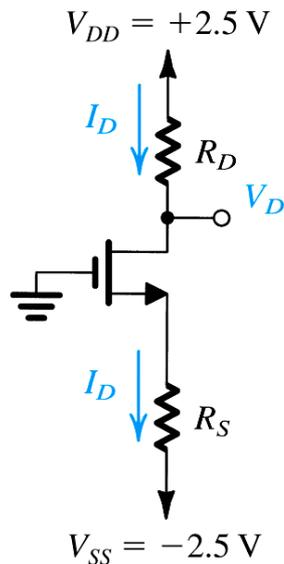


Figura 4.20 Circuito para o Exemplo 4.2.

## Solução

Como  $V_D = 0,5$  V é maior que  $V_G$ , isso significa que o transistor NMOS está operando na região de saturação, e devemos utilizar a expressão da região de saturação de  $i_D$  para determinar o valor pedido de  $v_{GS}$ ,

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

Substituindo  $V_{GS} - V_t = V_{OV}$ ,  $I_D = 0,4$  mA = 400  $\mu\text{A}$ ,  $\mu_n C_{ox} = 100$   $\mu\text{A}/\text{V}^2$  e  $W/L = 32/1$ , temos

$$400 = \frac{1}{2} \times 100 \times \frac{32}{1} V_{OV}^2$$

que resulta em

$$V_{OV} = 0,5$$

Portanto,

$$V_{GS} = V_t + V_{OV} = 0,7 + 0,5 = 1,2$$

Em relação à Figura 4.20, observamos que a porta está no potencial do terra; logo, a fonte deve estar em  $-1,2$  V e o valor pedido para  $R_S$  pode ser determinado a partir de

$$\begin{aligned} R_S &= \frac{V_S - V_{SS}}{I_D} \\ &= \frac{-1,2 - (-2,5)}{0,4} = 3,25 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Para estabelecer uma tensão  $cc$  de  $+0,5$  V no dreno, devemos escolher  $R_D$  como segue:

$$\begin{aligned} R_D &= \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} \\ &= \frac{2,5 - 0,5}{0,4} = 5 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

# Exemplo 4.4

## EXEMPLO 4.4

Projete o circuito na Figura 4.22 para estabelecer uma tensão de dreno de 0,1 V. Qual é a resistência efetiva entre o dreno e a fonte nesse ponto de operação? Suponha  $V_t = 1$  V e  $k'_n(W/L) = 1$  mA/V<sup>2</sup>.

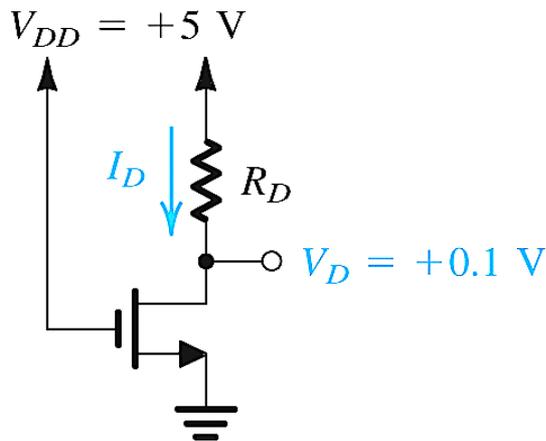


Figura 4.22 Circuito para o Exemplo 4.4.

## Solução

Como a tensão de dreno é menor que a da porta de 4,9 V e  $V_t = 1$  V, o MOSFET está operando na região de triodo. Portanto, a corrente  $I_D$  é dada por

$$I_D = k'_n \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_t)V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$
$$I_D = 1 \times \left[ (5 - 1) \times 0,1 - \frac{1}{2} \times 0,01 \right]$$
$$= 0,395 \text{ mA}$$

O valor necessário para  $R_D$  pode ser encontrado como segue:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D}$$
$$= \frac{5 - 0,1}{0,395} = 12,4 \text{ k}\Omega$$

Em um problema prático de projeto de circuito discreto, escolhe-se o valor de resistência o mais próximo possível do padrão disponível. Por exemplo, para resistores com 5% de tolerância, o valor mais próximo é de 12 k $\Omega$ ; veja o Apêndice G. Uma vez que o transistor está operando na região de triodo com um  $V_{DS}$  pequeno, a resistência efetiva dreno-fonte pode ser determinada como segue:

$$r_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D}$$
$$= \frac{0,1}{0,395} = 253 \text{ }\Omega$$

# Exemplo 4.5

## EXEMPLO 4.5

Analise o circuito mostrado na Figura 4.23(a) a fim de determinar todas as tensões dos nós e as correntes nos ramos. Suponha  $V_t = 1 \text{ V}$  e  $k'_n (W/L) = 1 \text{ mA/V}^2$ . Despreze o efeito da modulação do comprimento do canal (isto é, suponha  $\lambda = 0$ ).

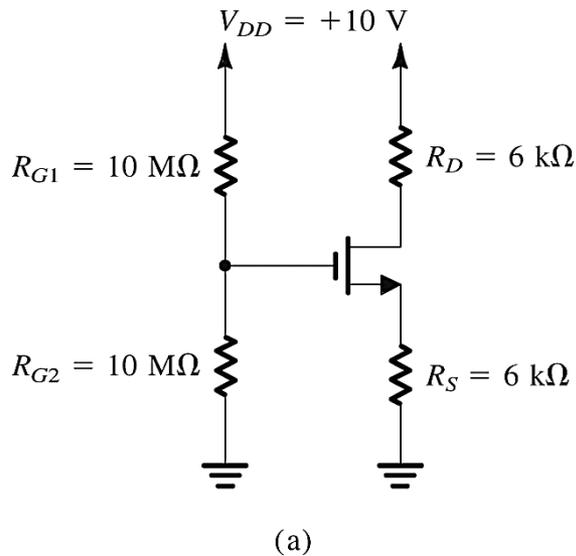


Figura 4.23 (a) Circuito para o Exemplo 4.5.

## Solução

Como a corrente da porta é zero, a tensão na porta é determinada simplesmente pelo divisor de tensão formado pelos dois resistores de  $10 \text{ M}\Omega$ ,

$$V_G = V_{DD} \frac{R_{G2}}{R_{G2} + R_{G1}} = 10 \times \frac{10}{10 + 10} = +5 \text{ V}$$

Com essa tensão positiva na porta, o transistor NMOS entra em condução. Não sabemos, contudo, se o transistor está operando na região de saturação ou na região de triodo. Podemos supor a operação na saturação, resolver o problema e verificar a validade de nossa suposição. Obviamente, se nossa suposição de que o transistor está em saturação não for válida, teremos de resolver o problema novamente para a operação na região de triodo.

De acordo com a Figura 4.23(b), a tensão na porta é de  $5 \text{ V}$  e a tensão na fonte é  $I_D (\text{mA}) \times 6 (\text{k}\Omega) = 6 I_D$ . Assim

$$V_{GS} = 5 - 6I_D$$

Portanto,  $I_D$  é dada por

$$I_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2$$

# Exemplo 4.5 (cont.)

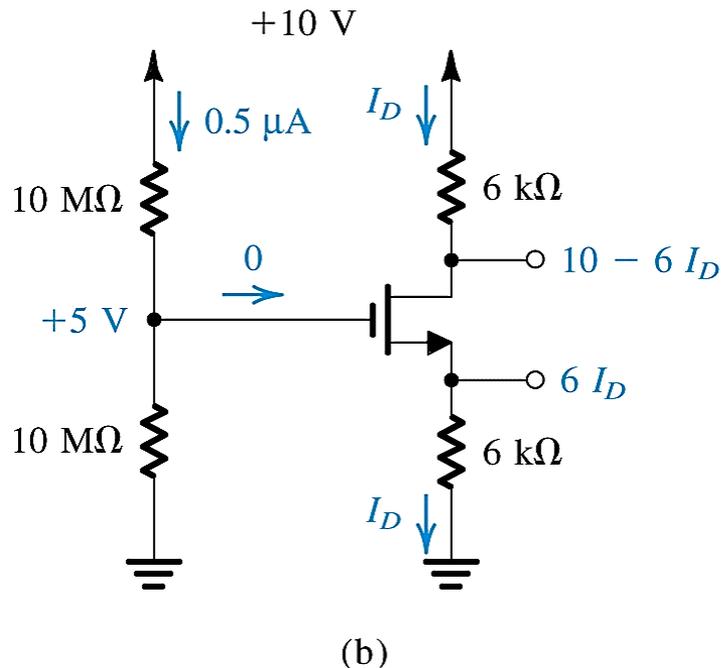


Figura 4.24 (b) O circuito do exemplo com algum detalhamento da análise.

Solução (cont.):

Assim:

$$I_D = \frac{1}{2} \times 1 \times (5 - 6I_D - 1)^2$$

que produz a seguinte equação quadrática em  $I_D$ :

$$18I_D^2 - 25I_D + 8 = 0$$

Essa equação produz dois valores para  $I_D$ : 0,89 mA e 0,5 mA. A primeira resposta resulta em uma tensão de fonte de  $6 \times 0,89 = 5,34$  V, que é maior que a tensão na porta e não tem significado físico, já que implicaria o transistor NMOS em corte. Portanto,

$$I_D = 0,5 \text{ mA}$$

$$V_S = 0,5 \times 6 = +3 \text{ V}$$

$$V_{GS} = 5 - 3 = 2 \text{ V}$$

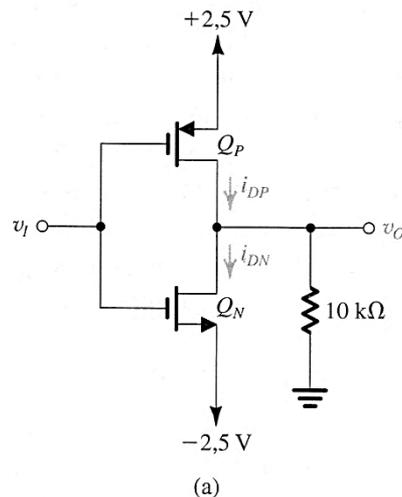
$$V_D = 10 - 6 \times 0,5 = +7 \text{ V}$$

Visto que  $V_D > V_G - V_t$ , o transistor está operando na saturação como suposto inicialmente.

# Exemplo 4.7

## EXEMPLO 4.7

Os transistores NMOS e PMOS no circuito da Figura 4.25(a) estão casados com  $k'_n(W_n/L_n) = k'_p(W_p/L_p) = 1 \text{ mA/V}^2$  e  $V_{tn} = -V_{tp} = 1 \text{ V}$ . Assumindo  $\lambda = 0$  para ambos os transistores, determine as correntes de dreno  $i_{DN}$  e  $i_{DP}$ , bem como as tensões  $v_O$  para  $v_I = 0 \text{ V}$ ,  $+2,5 \text{ V}$  e  $-2,5 \text{ V}$ .



## Solução

A Figura 4.25(b) mostra o circuito para o caso  $v_I = 0 \text{ V}$ . É importante notar que, uma vez que  $Q_N$  e  $Q_P$  estão perfeitamente casados e operando com  $|V_{GS}|$  iguais ( $2,5 \text{ V}$ ) o circuito é simétrico, o que implica  $v_O = 0 \text{ V}$ . Portanto, tanto  $Q_N$  como  $Q_P$  estão operando com  $|V_{DG}| = 0$  e, desse modo, na saturação. As correntes de dreno podem ser, então, encontradas a partir de

$$I_{DP} = I_{DN} = \frac{1}{2} \times 1 \times (2,5 - 1)^2$$
$$= 1,125 \text{ mA}$$

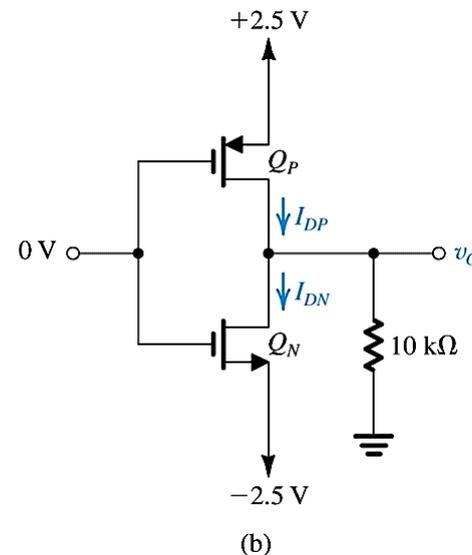


Figura 4.25 Circuitos para o Exemplo 4.7.

# Exemplo 4.7 (cont.)

A seguir, vamos analisar o circuito com  $v_I = +2,5$  V. O transistor  $Q_P$  terá um  $V_{GS}$  nulo e, portanto, estará cortado, reduzindo o circuito para aquele mostrado na Figura 4.25(c). Podemos notar que  $v_O$  será negativo, e assim  $v_{GD}$  será maior que  $V_t$ , fazendo que  $Q_N$  opere na região de triodo. Por simplicidade, vamos supor que  $v_{DS}$  seja pequeno

e, conseqüentemente, temos

$$I_{DN} \cong k'_n(W_n/L_n)(V_{GS} - V_t)V_{DS} = 1[2,5 - (-2,5) - 1][v_O - (-2,5)]$$

A partir do diagrama do circuito mostrado na Figura 4.25(c), podemos escrever

$$I_{DN} \text{ (mA)} = \frac{0 - v_O}{10 \text{ (k}\Omega)}$$

Essas duas equações formam um sistema cuja solução é

$$I_{DN} = 0,244 \text{ mA} \quad v_O = -2,44 \text{ V}$$

Note que  $V_{DS} = -2,44 - (-2,5) = 0,06$  V, que é pequeno como suposto de início.

Finalmente, a situação para o caso  $v_I = -2,5$  V [Figura 4.25(d)] é analisada de forma completamente análoga ao caso  $v_I = +2,5$  V: o transistor  $Q_N$  estará cortado. Portanto,  $I_{DN} = 0$ ,  $Q_P$  estará operando na região de triodo com  $I_{DP} = 2,44$  mA e  $v_O = +2,44$  V.

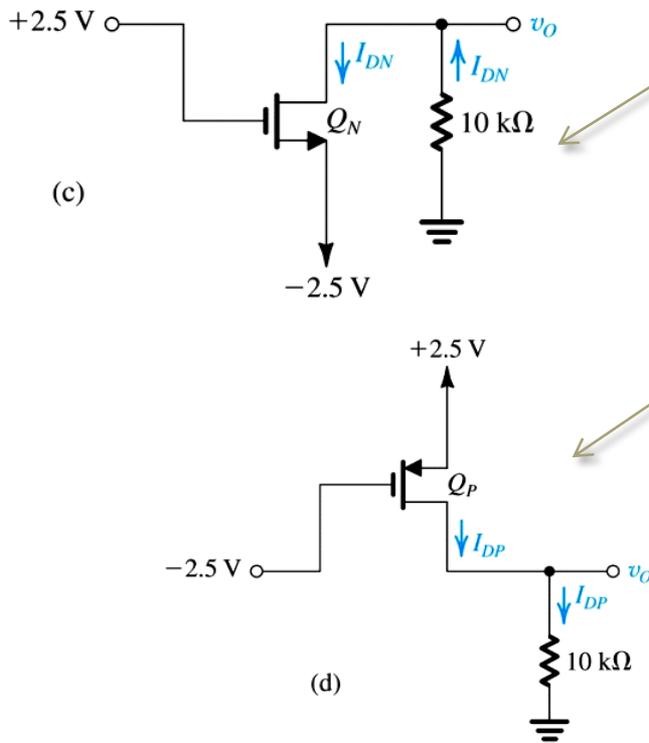


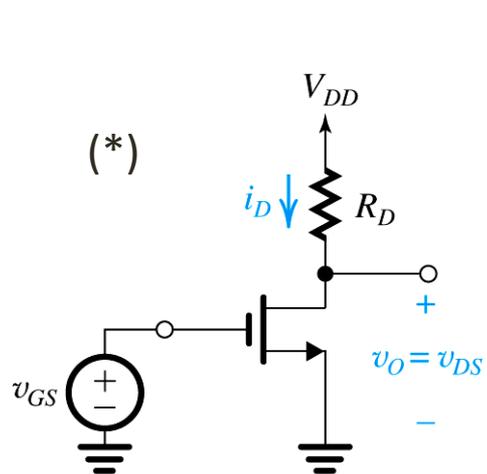
Figura 4.25 Circuitos para o Exemplo 4.7.

Obs.: Uma solução rigorosa para a letra (c), implicaria no uso da equação completa da região de triodo:

$$i_D = (\mu_n C_{ox}) \frac{W}{L} (v_{OV} - \frac{1}{2} v_{DS}) v_{DS} = 1m \left( 4 - \frac{v_o + 2.5}{2} \right) (v_o + 2.5)$$

Cuja solução para  $v_o$  seria  $v_o' = 5,639$ V e  $v_o'' = -2,439$ V. Como  $v_o$  deve ser negativa, apenas a segunda solução é válida, coincidindo com excelente precisão com a suposição considerada na solução do livro.

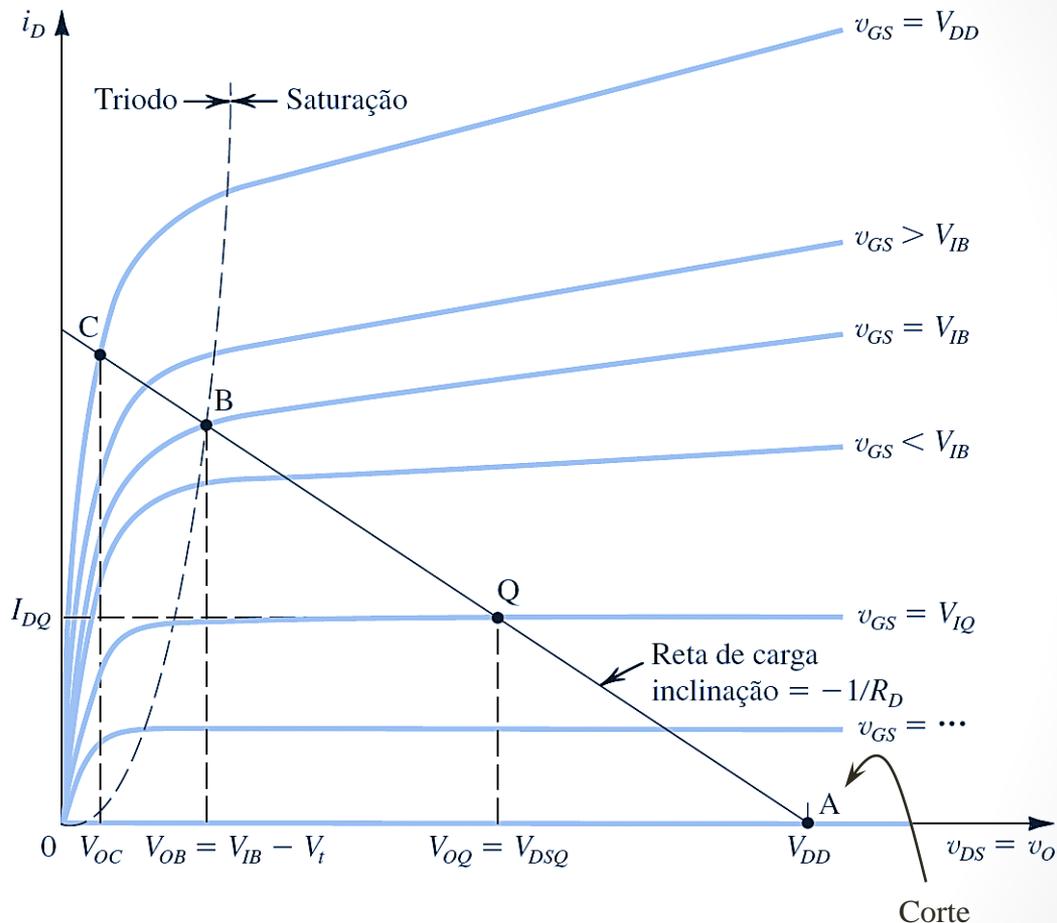
# O MOSFET em Grandes Sinais



Pela LKT no circuito dreno-fonte:

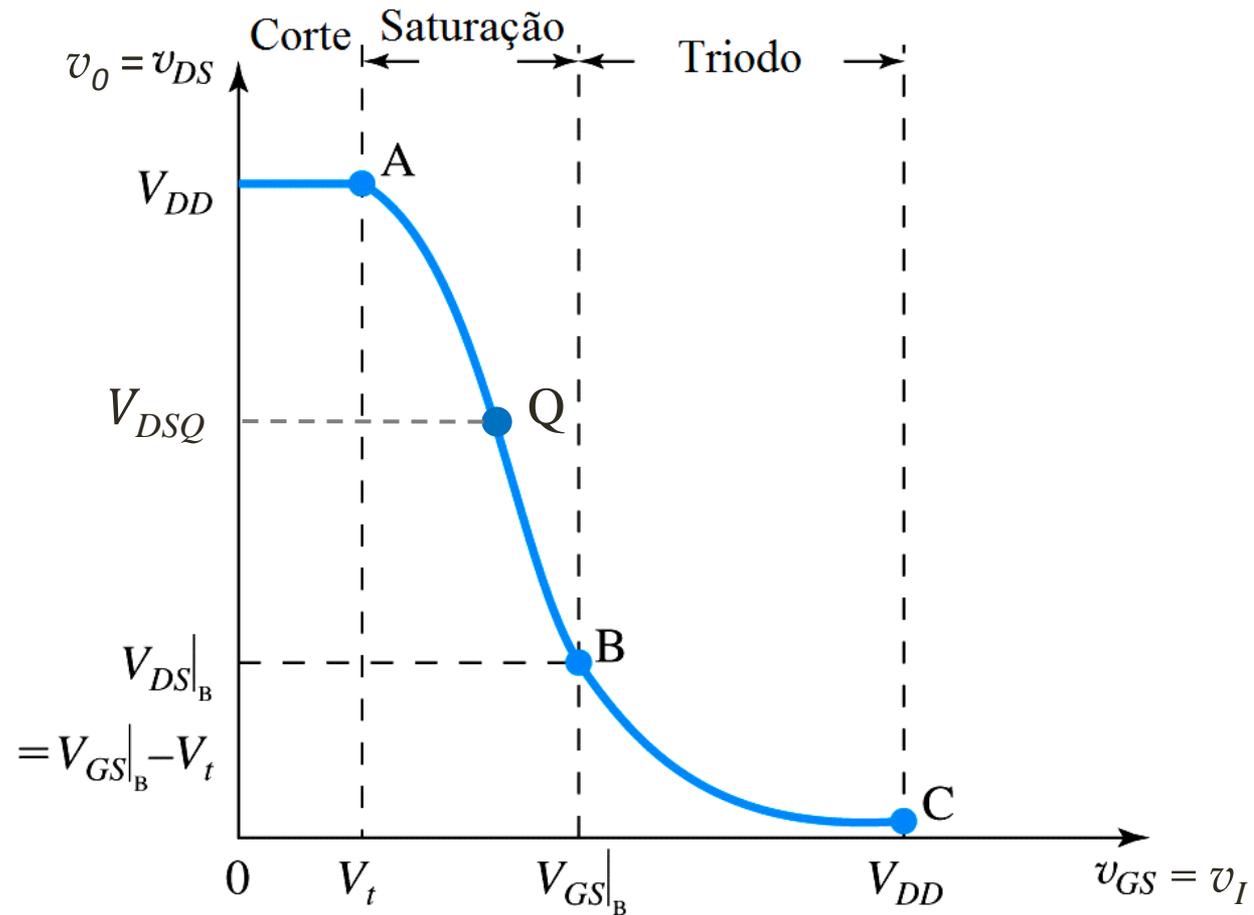
$$v_O = v_{DS} = V_{DD} - R_D i_D$$

(eq. da reta de carga)



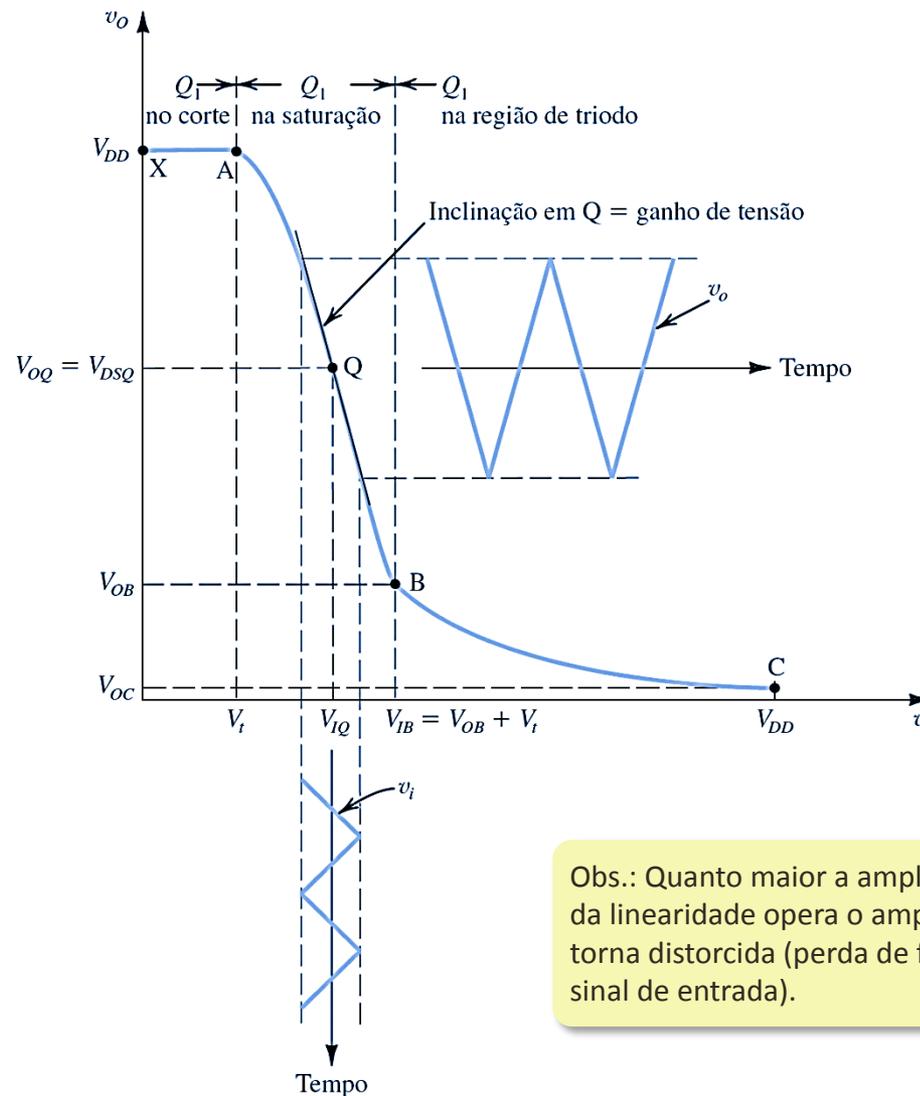
(\*) Circuito denominado Fonte-Comum (FC), visto que o terminal fonte (S) “participa” tanto do circuito de saída (dreno-fonte) quanto do de entrada (porta – fonte).

# Característica de Transferência



# Operação como Amplificador

Operação  
como  
Amplificador  
Linear



Obs.: Quanto maior a amplitude de  $v_i$ , mais distante da linearidade opera o amplificador e a saída se torna distorcida (perda de fidelidade em relação ao sinal de entrada).

# O Ganho de Grandes Sinais

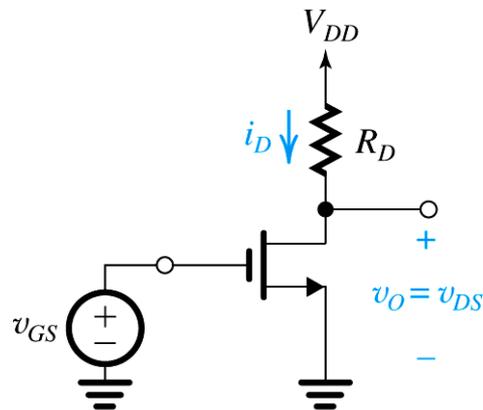
Aplicando a LKT na malha de saída :

$$v_o = V_{DD} - R_D i_D = V_{DD} - \frac{R_D}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_I - V_t)^2$$

Assim, define-se o ganho de tensão:

$$A_v \equiv \left. \frac{dv_o}{dv_I} \right|_{v_I = V_{IQ}}$$

Corrente de dreno na saturação



Logo

$$A_v = -R_D \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{IQ} - V_t)$$

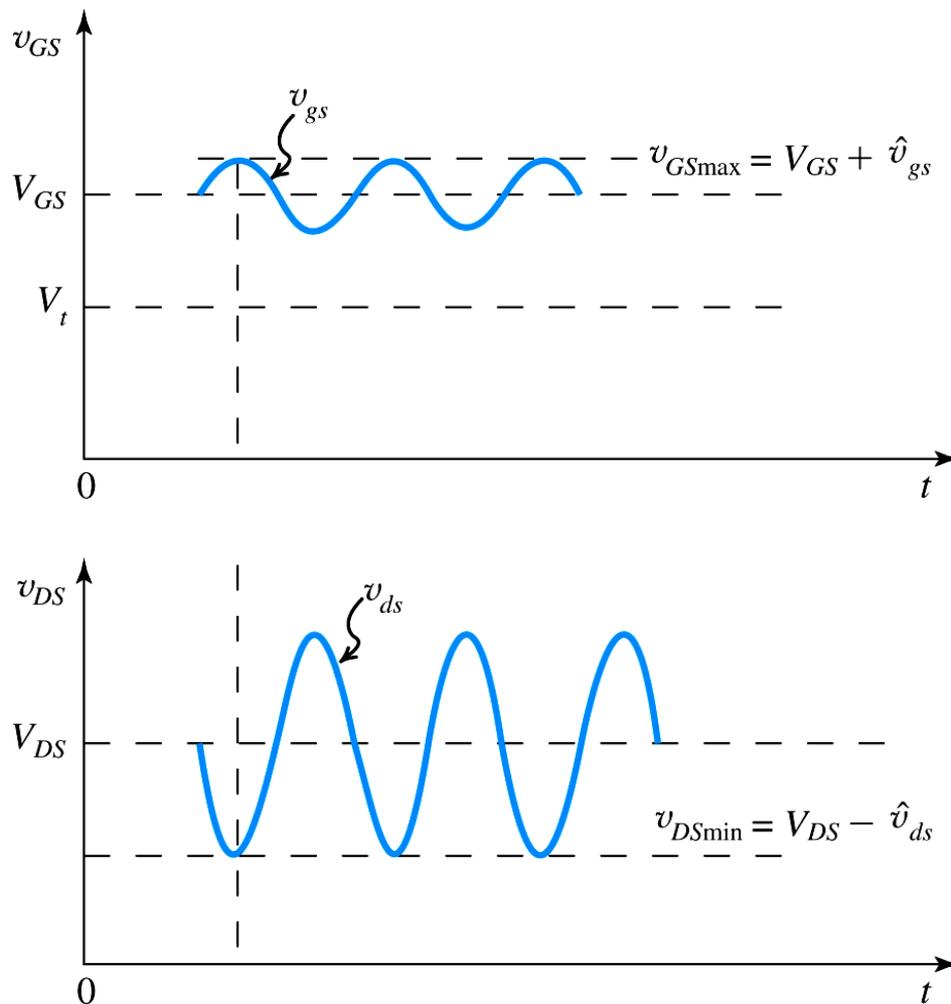
Que também pode ser escrito na forma:

$$A_v = -\frac{-2(V_{DD} - V_{OQ})}{V_{OV}} = -\frac{2V_{R_D}}{V_{OV}}$$

Sendo

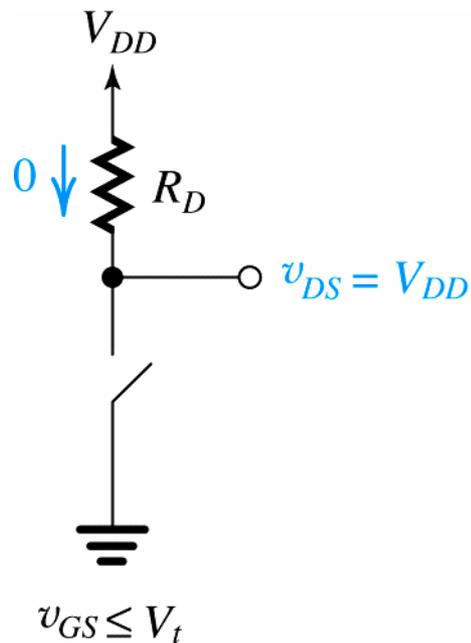
$$V_{R_D} = V_{DD} - V_{OQ}$$

# Supondo Sinais Senoidais



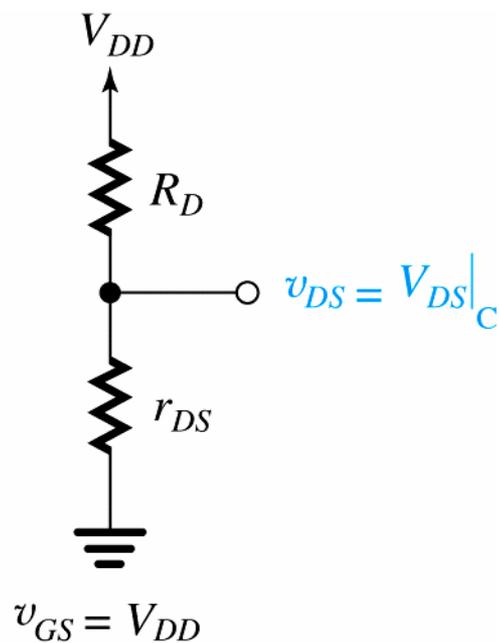
Obs.: Note que há uma inversão de fase entre a entrada e a saída, que resulta da inclinação negativa da característica de transferência.

# Operação como Interruptor Estático (ou Chave Estática)



(a)

MOSFET no CORTE  
(segmento X – A)



(b)

MOSFET em TRIODO  
(ponto C)

# Exercício 4.28 (final de capítulo)

4.28 A Figura P4.28 mostra um amplificador FC em que o resistor de carga  $R_D$  foi substituído por um transistor NMOS  $Q_2$  conectado como um dispositivo de dois terminais. Observe que, já que  $v_{DG}$  de  $Q_2$  é zero, ele estará operando na saturação o tempo todo, mesmo quando  $v_I = 0$  e  $i_{D2} = i_{D1} = 0$ . Observe também que pelos dois transistores circula a mesma corrente de dreno. Utilizando  $i_{D1} = i_{D2}$ , mostre que, para a faixa de  $v_I$ ,  $Q_1$  está operando novamente na saturação, isto é, para

$$V_{t1} \leq v_I \leq v_O + V_{t1}$$

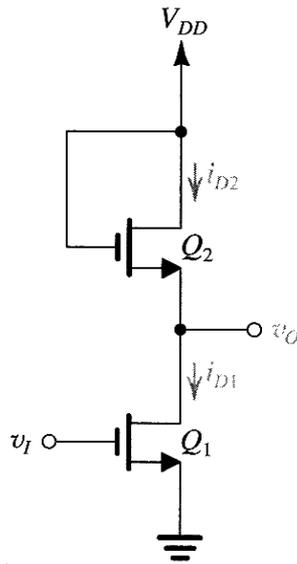


Figura P4.28.

a tensão de saída será dada por

$$v_O = V_{DD} - V_t + \sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} V_t - \sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} v_I$$

em que supomos  $V_{t1} = V_{t2} = V_t$ . Portanto, o circuito funciona como um amplificador linear, mesmo para grandes sinais de entrada. Para  $(W/L)_1 = (50 \mu\text{m}/0,5 \mu\text{m})$  e  $(W/L)_2 = (5 \mu\text{m}/0,5 \mu\text{m})$ , encontre o ganho de tensão.

Solução:

Considerando  $i_{D1} = i_{D2}$

$$\therefore \frac{1}{2} k'_n \left( \frac{W}{L} \right)_1 (v_{GS1} - V_t)^2 = \frac{1}{2} k'_n \left( \frac{W}{L} \right)_2 (v_{GS2} - V_t)^2$$

Note que  $v_{GS1} = v_I$  e  $v_{GS2} = V_{DD} - v_O$

$$\text{Assim, } \left( \frac{W}{L} \right)_1 (v_I - V_t)^2 = \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{DD} - v_O - V_t)^2$$

$$\therefore \sqrt{(W/L)_1 / (W/L)_2} (v_I - V_t) = (V_{DD} - v_O - V_t)$$

Que resulta em:

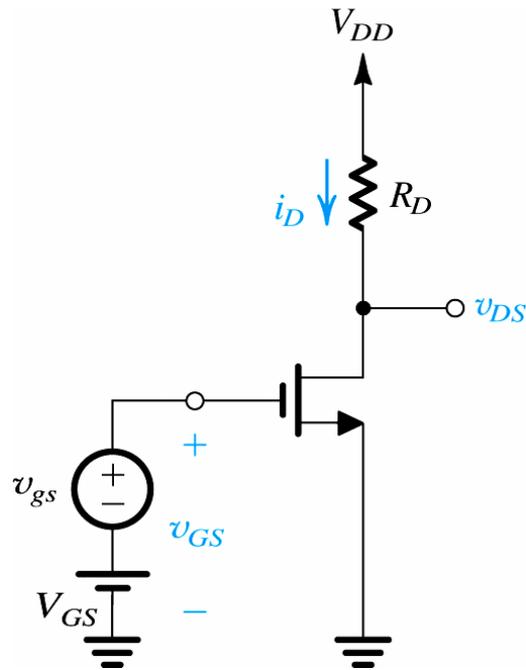
$$v_O = V_{DD} - V_t + \sqrt{(W/L)_1 / (W/L)_2} V_t - \sqrt{(W/L)_1 / (W/L)_2} v_I \text{ c.q.d.}$$

Se  $(W/L)_1 = 50 / 0,5 = 100$  e  $(W/L)_2 = 5 / 0,5 = 10$

Então:

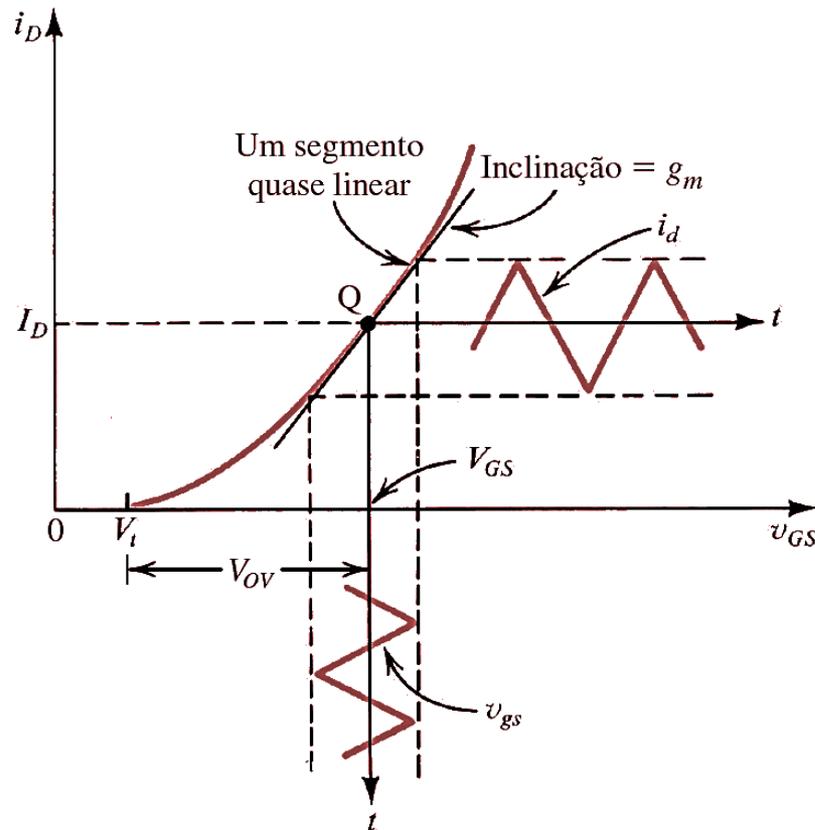
$$A_v = \frac{\partial v_O}{\partial v_I} = -\sqrt{\frac{100}{10}} = -3,16 \text{ V/V}$$

# Amplificação de Pequenos Sinais



- A tensão cc, fixa,  $V_{GS}$  é usada para posicionar (polarizar) o ponto de operação na região mais central e linear (saturação) do MOSFET.
- $v_{gs,pk} \ll V_{GS}$ , o que promove uma variação (excursão) pequena do sinal de entrada (e de saída) sobre a característica do amplificador (segmento de reta).

# Característica de Transferência



**Figura 4.35** Operação para pequenos sinais do amplificador com MOSFET tipo enriquecimento.

# Efeito de $v_{gs}$ na Corrente de Dreno

Sabe-se que  $v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$

---

Substituindo na equação de  $i_D$   
na saturação:

$$i_D = \frac{1}{2} k_n \left( \underbrace{V_{GS} + v_{gs} - V_t}_{v_{ov}} \right)^2$$
$$= \frac{1}{2} k_n \left[ \underbrace{(V_{GS} - V_t)^2 + \dots}_{(V_{GS} + v_{gs} - V_t)} + \dots + 2(V_{GS} - V_t)v_{gs} + v_{gs}^2 \right]$$

Logo,

$$i_D = \frac{1}{2} k_n (V_{GS} - V_t)^2 + \dots$$
$$\dots + k_n (V_{GS} - V_t)v_{gs} + \frac{1}{2} k_n v_{gs}^2$$

# Transcondutância de Pequenos Sinais, $g_m$

Note que para minimizar a distorção não-linear,  $v_{gs}$  deve ser feita pequena:

$$\frac{1}{2}k_n v_{gs}^2 \ll k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}$$

$$v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_t)$$

$$v_{gs} \ll 2V_{OV}$$

$$i_D = \underbrace{\frac{1}{2}k_n (V_{GS} - V_t)^2}_{\text{corrente de polarização } (I_D)} + \underbrace{k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}}_{\text{ganho linear}} + \underbrace{\frac{1}{2}k_n v_{gs}^2}_{\text{termo de distorção não-linear}}$$

$$i_D = \underbrace{\frac{1}{2}k_n (V_{GS} - V_t)^2}_{\text{polarização cc } (I_D)} + \underbrace{k_n (V_{GS} - V_t) v_{gs}}_{\text{termo linear}} + \underbrace{\cancel{\frac{1}{2}k_n v_{gs}^2}}_{\text{termo não-linear}}$$

Com  $v_{gs} \ll 2V_{OV}$  esse termo pode ser desprezado

Transcondutância do MOSFET :

$$g_m = \frac{v_{gs}}{i_d} = k_n (V_{GS} - V_t)$$

# O Ganho em Pequenos Sinais

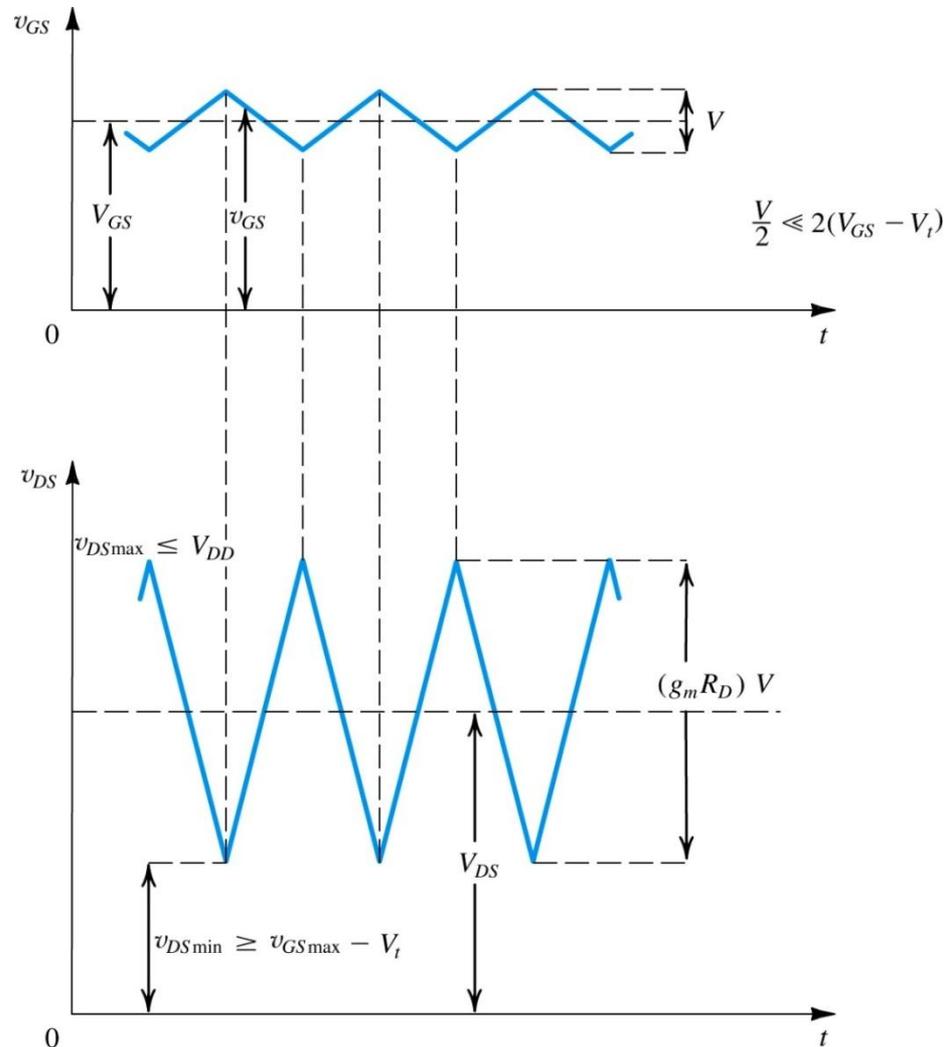
$$\begin{aligned} v_{DS} &= V_{DD} - R_D i_D = V_{DD} - R_D (I_D + i_d) \\ &\quad \text{reagrupando termos} \quad \text{condição de Pequenos Sinais} \\ v_{DS} &= \underbrace{V_{DD} - R_D I_D}_{\text{componente cc (} V_{DS} \text{)}} - R_D i_d = V_{DS} - R_D i_d \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_{ds} &= -R_D i_d \quad \text{isolar } v_{ds} \\ &= -R_D (g_m v_{gs}) \quad \text{relacionar com transcondutância, } g_m \\ &\quad \text{corrente de peqs. sinais} \end{aligned}$$

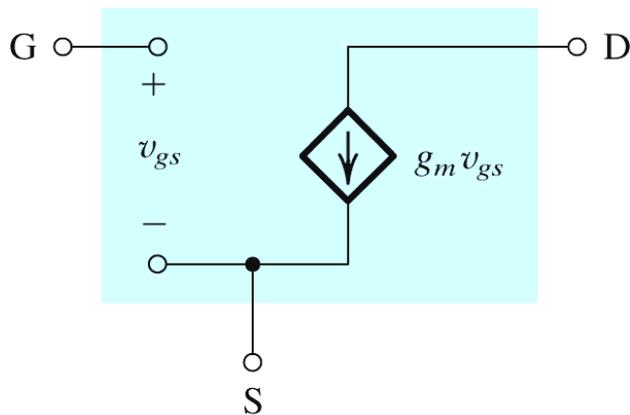
Resolvendo para o ganho

$$A_v = \frac{v_{ds}}{v_{gs}} = -g_m R_D$$

# Formas de Onda (Peqs. Sinais)

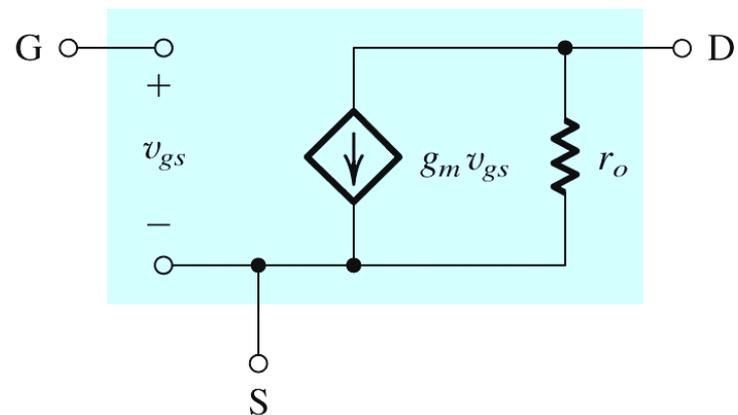


# Modelos de Pequenos Sinais



(a)

Modelo Simplificado



(b)

Modelo incluindo o efeito da modulação do comprimento do canal

# Exemplo 4.10

A Figura 4.38(a) mostra um amplificador MOSFET fonte comum utilizando a montagem de polarização com realimentação do dreno para a porta. O sinal de entrada  $v_i$  é acoplado à porta por um capacitor de valor elevado e o sinal de saída no dreno é acoplado a uma resistência de carga  $R_L$  por outro capacitor de valor elevado. Queremos analisar esse circuito amplificador para determinar seu ganho de tensão para pequenos sinais, sua resistência de entrada e o maior sinal de entrada possível. O transistor tem  $V_t = 1,5$  V,  $k'_n(W/L) = 0,25$  mA/V<sup>2</sup> e  $V_A = 50$  V. Suponha que os capacitores de acoplamento sejam de valores suficientemente altos para funcionar como curtos-circuitos nas frequências do sinal de interesse.

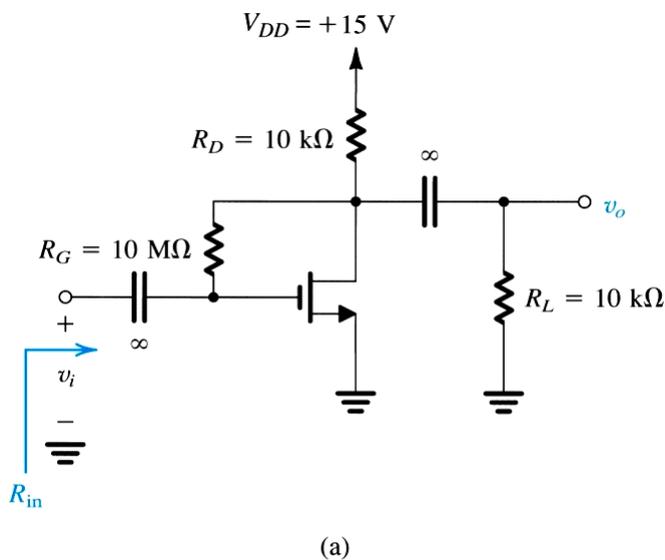


Fig. 4.38 – circuito.

## Solução

Primeiro, avaliamos o ponto de operação *cc* como segue:

$$I_D = \frac{1}{2} \times 0,25 (V_{GS} - 1,5)^2 \quad (4.72)$$

em que, por simplicidade, desprezamos o efeito da modulação do comprimento do canal. Como a corrente *cc* na porta é zero, não deve haver queda de tensão em  $R_G$ ; logo,  $V_{GS} = V_D$ , que, quando substituída na Equação 4.72, produz

$$I_D = 0,125(V_D - 1,5)^2 \quad (4.73)$$

Além disso,

$$V_D = 15 - R_D I_D = 15 - 10 I_D \quad (4.74)$$

Resolvendo o sistema formado pelas equações 4.73 e 4.74, obtemos

$$I_D = 1,06 \text{ mA} \quad \text{e} \quad V_D = 4,4 \text{ V}$$

(Observe que a outra solução da equação quadrática não é fisicamente aceitável.)

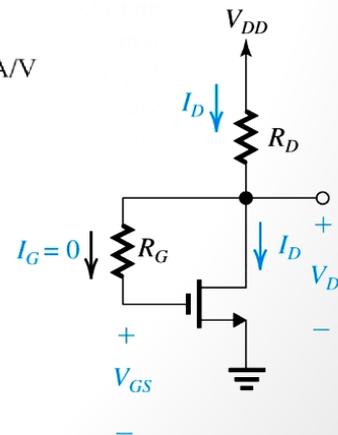
O valor de  $g_m$  é dado por

$$\begin{aligned} g_m &= k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) \\ &= 0,25 (4,4 - 1,5) = 0,725 \text{ mA/V} \end{aligned}$$

A resistência de saída  $r_o$  é dada por

$$r_o = \frac{V_A}{I_D} = \frac{50}{1,06} = 47 \text{ k}\Omega$$

Circuito  
Equivalente  
*cc*



# Exemplo 4.10 (cont.)

A Figura 4.38(b) mostra o modelo equivalente de circuito para pequenos sinais do amplificador, no qual podemos observar que os capacitores de acoplamento foram substituídos por curtos-circuitos e a fonte de alimentação  $cc$  foi substituída por um curto-circuito para o terra. Como  $R_G$  é de valor muito alto ( $10\text{ M}\Omega$ ), a corrente que circula por ele pode ser desprezada quando comparada com a corrente da fonte controlada  $g_m v_{gs}$ , permitindo-nos escrever a tensão de saída como

$$v_o \approx -g_m v_{gs} (R_D // R_L // r_o)$$

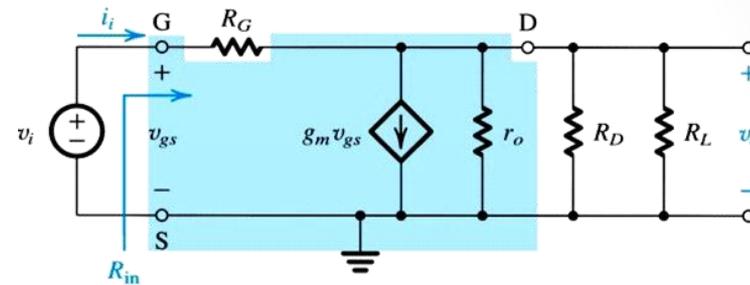
Desde que  $v_{gs} = v_i$ , o ganho de tensão é

$$\begin{aligned} A_v = \frac{v_o}{v_i} &= -g_m (R_D // R_L // r_o) \\ &= -0,725(10 // 10 // 47) = -3,3 \text{ V/V} \end{aligned}$$

Para avaliar a resistência de entrada  $R_{in}$ , observamos que a corrente de entrada  $i_i$  é dada por

$$\begin{aligned} i_i &= (v_i - v_o) / R_G \\ &= \frac{v_i}{R_G} \left( 1 - \frac{v_o}{v_i} \right) \\ &= \frac{v_i}{R_G} [1 - (-3,3)] = \frac{4,3 v_i}{R_G} \end{aligned}$$

Circuito equivalente CA  
(pequenos sinais):



Portanto,

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_G}{4,3} = \frac{10}{4,3} = 2,33 \text{ M}\Omega$$

O maior sinal de entrada possível  $\hat{v}_i$  é obtido baseado na condição de manter o MOSFET na saturação o tempo todo; isto é,

$$v_{DS} \geq v_{GS} - V_t$$

Forçando essa condição, pela igualdade, no ponto em que  $v_{GS}$  é máximo e  $v_{DS}$  é correspondentemente mínimo, escrevemos

$$v_{DSmin} = v_{GSmax} - V_t$$

# Exemplo 4.10 (cont.)

Logo:

$$V_{DS} - |A_v| \hat{v}_i = V_{GS} + \hat{v}_i - V_t$$

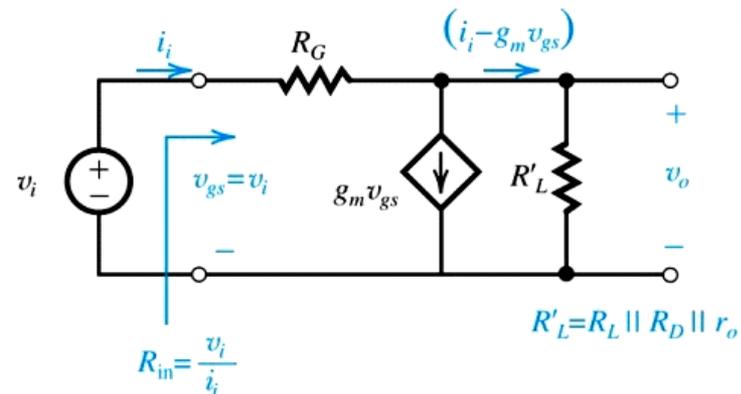
$$4,4 - 3,3 \hat{v}_i = 4,4 + \hat{v}_i - 1,5$$

que resulta em

$$\hat{v}_i = 0,34 \text{ V}$$

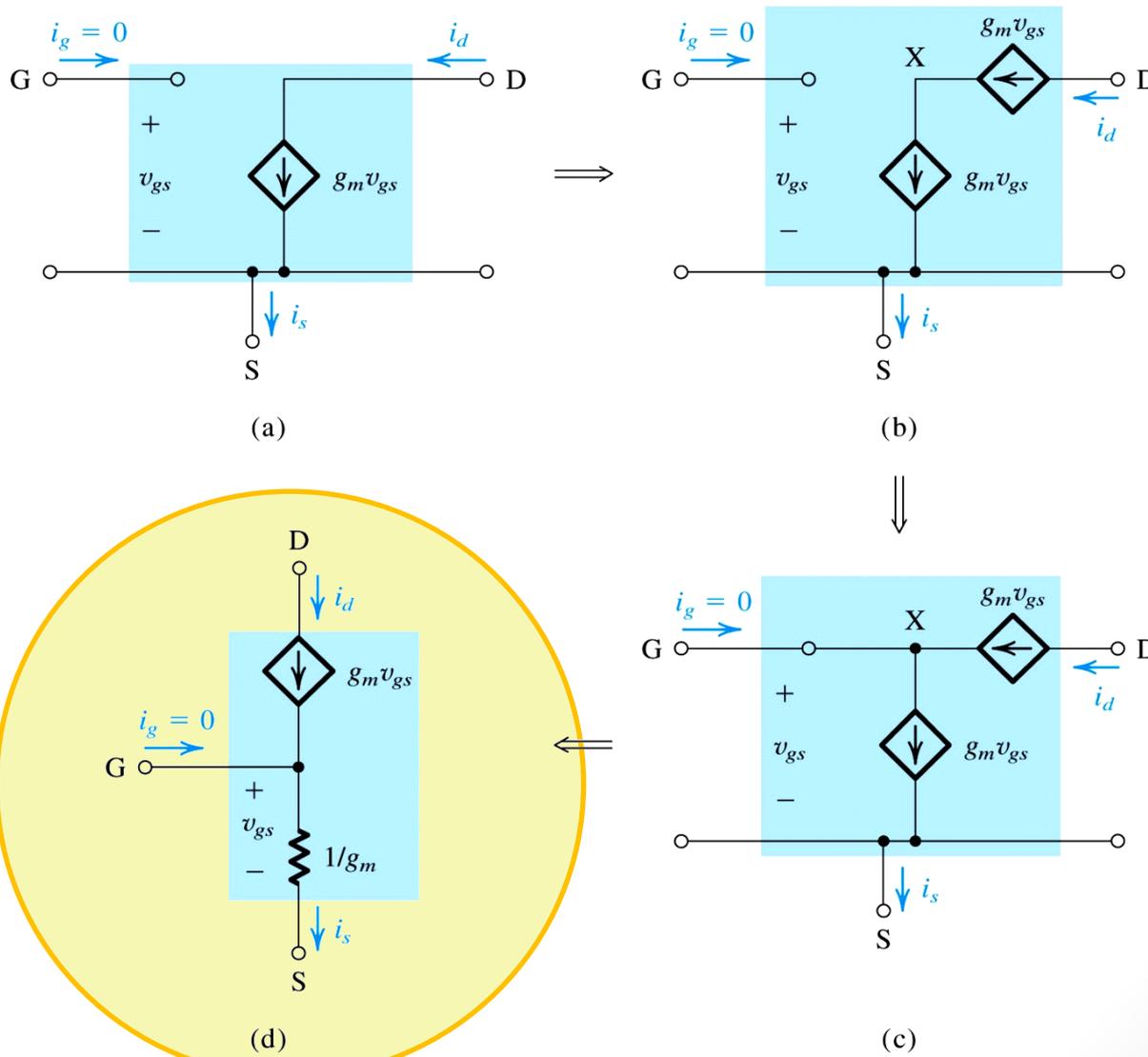
Note que, no sentido negativo, a amplitude do sinal de entrada resulta em  $v_{GS\min} = 4,4 - 0,34 = 4,06 \text{ V}$ , que é maior que  $V_t$  e, portanto, o transistor permanece conduzindo. Assim, como tínhamos suposto, a limitação na amplitude do sinal de entrada é atribuída a considerações sobre o limite extremo superior e, dessa forma, o pico máximo possível para o sinal de entrada é 0,34 V.

Circuito equivalente simplificado:

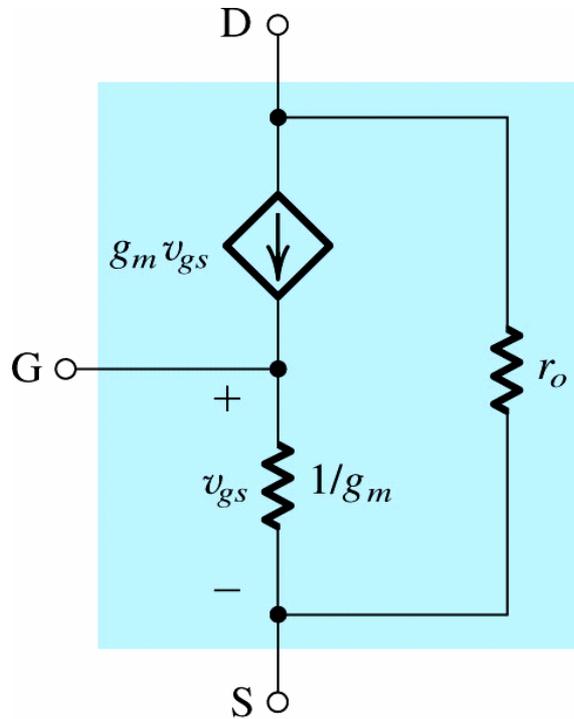


Observe que a amplitude de 0,34 V é menor que, digamos, um décimo da relação de pequenos sinais ( $0,1 \times 2 V_{OV} = 0,58 \text{ V}$ ). Assim, mesmo nesta condição mais extrema, a linearidade que sustenta a análise ainda está garantida.

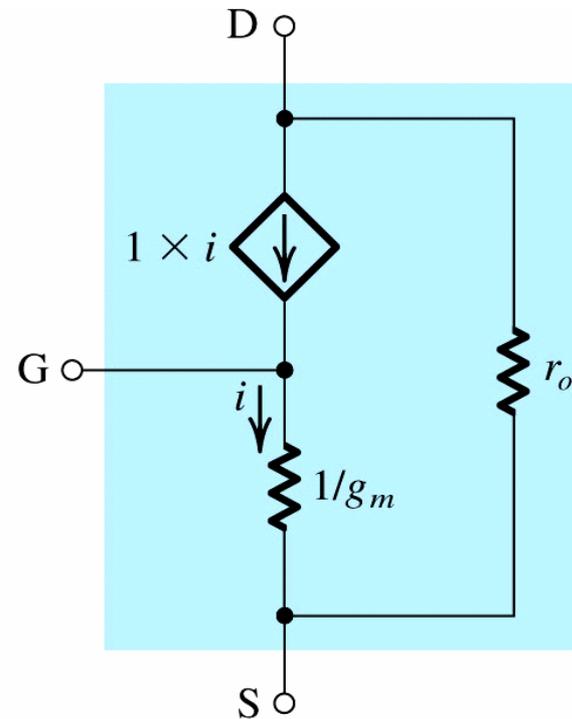
# O Modelo T do NMOS em Peqs. Sinais



# Modelo T incluindo $r_o$

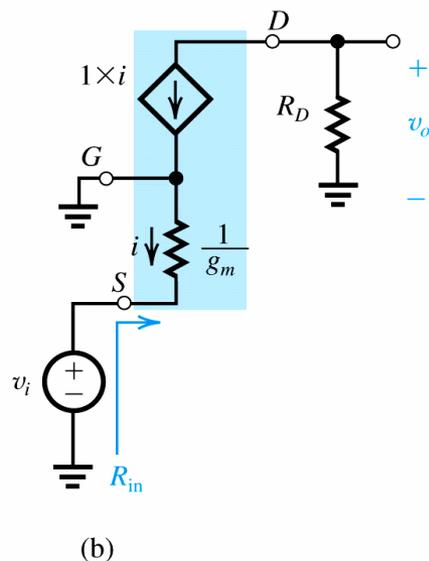
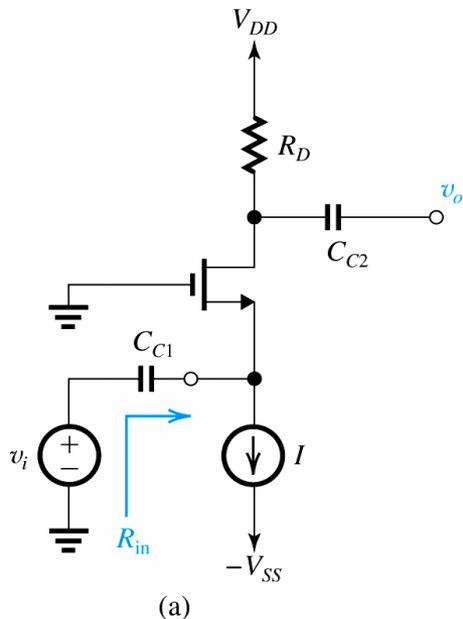


(a)



(b)

# Exemplos de Aplicação

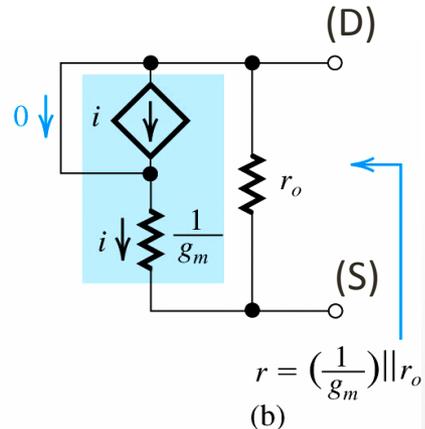
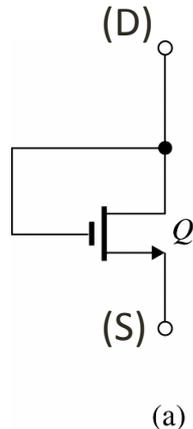


1

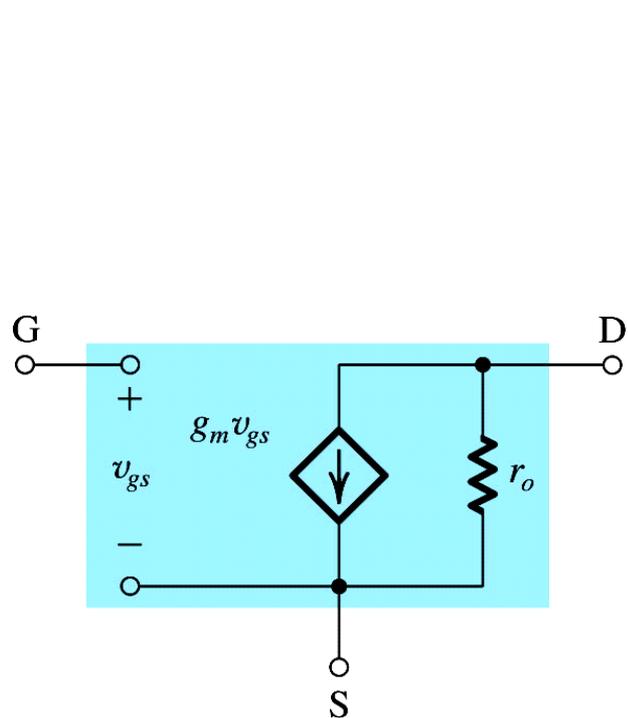
Neste caso, é fácil visualizar que a  $R_{in}$  é exatamente o inverso da transcondutância ( $1/g_m$ ).

2

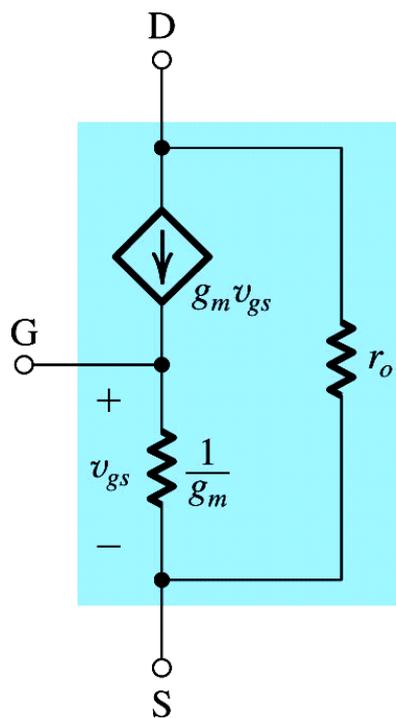
Neste caso, pode-se encontrar que a resistência equivalente vista entre dreno e fonte é dada por  $r_o || 1/g_m$



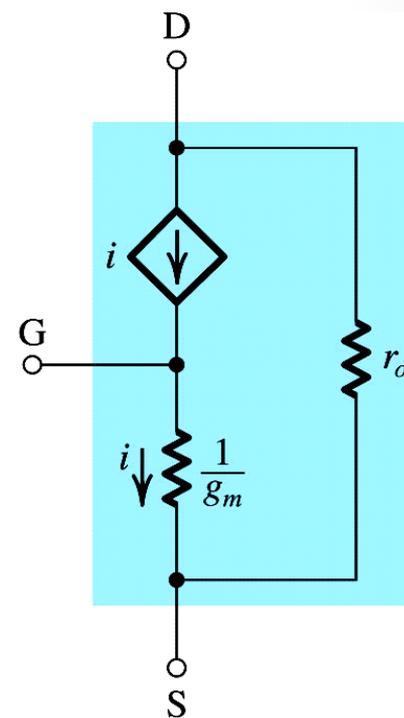
# Resumo de Modelos



Modelo  $\pi$  (Giacoletto)

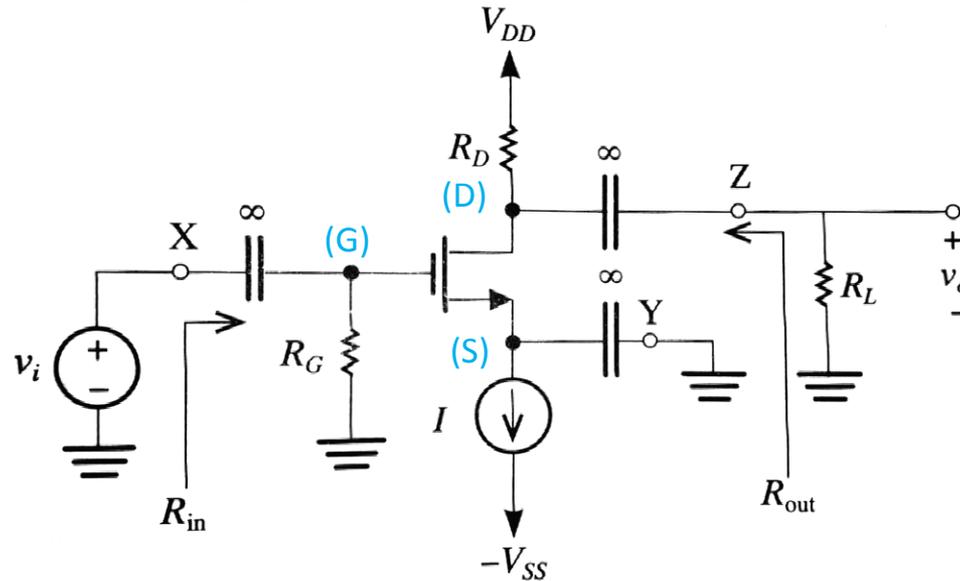


Modelo T-a



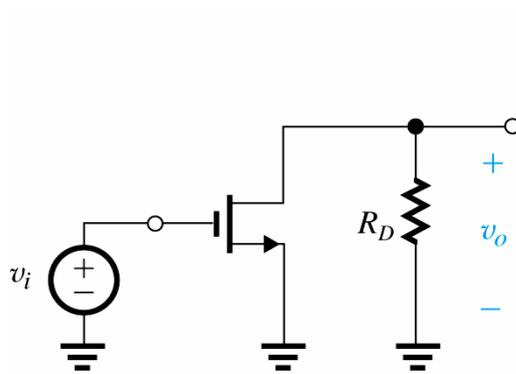
Modelo T-b

# Amplificador Universal de Pequenos Sinais

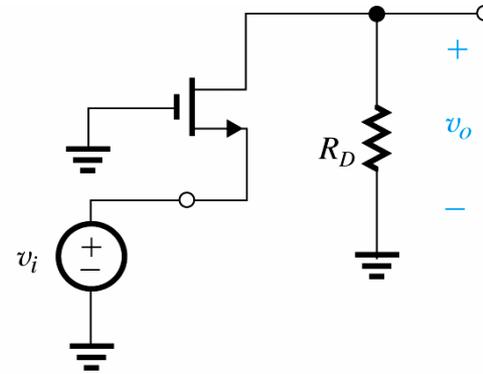


Tipo	X	Y	Z	OBS.
Fonte-Comum (conv.)	INP	GND	OUT	Maior Ganho $A_v$
Porta-Comum	GND	INP	OUT	Altas Frequências
Dreno-Comum	INP	OUT	GND	Menor $R_{out}$ ; Seguidor de Fonte
Fonte-Comum (var.)	INP	GND	OUT	Resistência em (S); Reduz Ganho $A_v$ ; Melhor estabilidade.

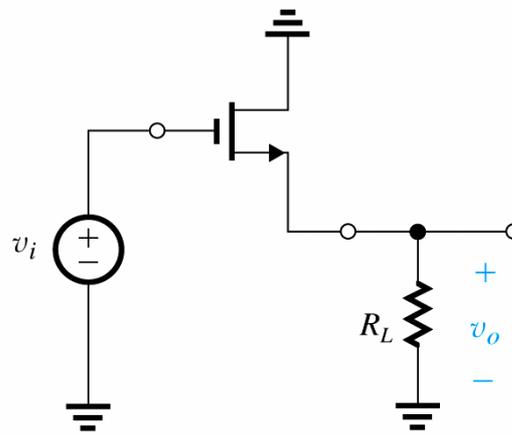
# Circuitos Equivalentes CA



(a) Fonte Comum (FC)

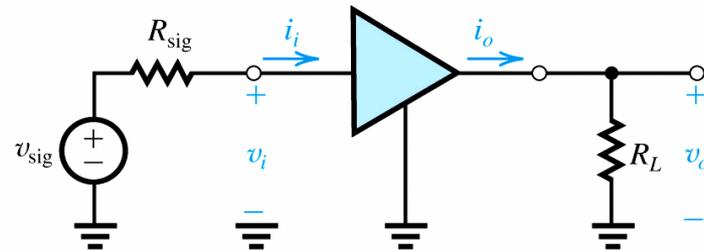


(b) Porta Comum (PC)



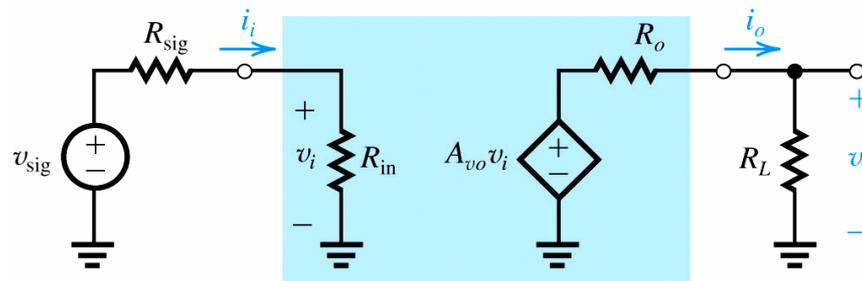
(c) Dreno Comum (DC)

# O Amplificador como Bloco Funcional



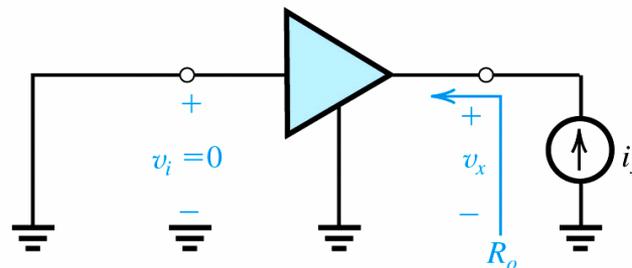
(a)

< Bloco Amplificador



(b)

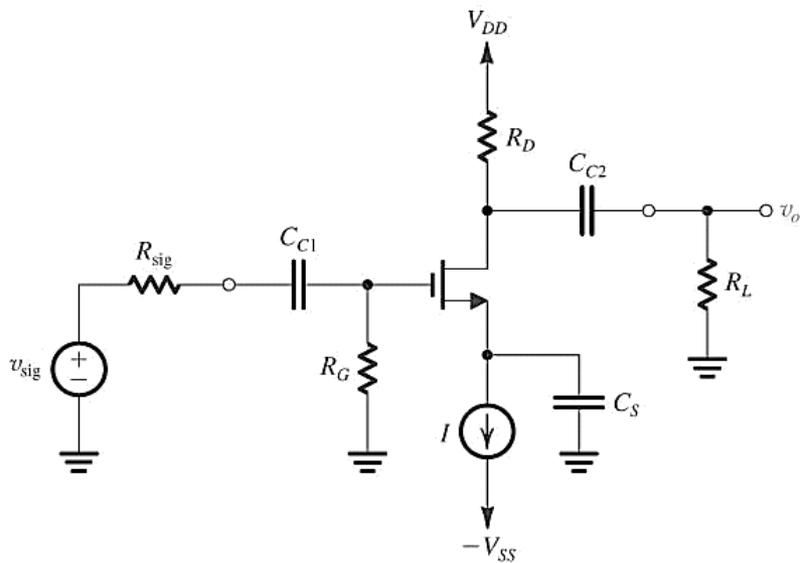
< Circuito Equivalente



(c)

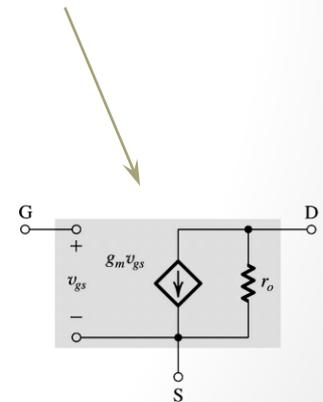
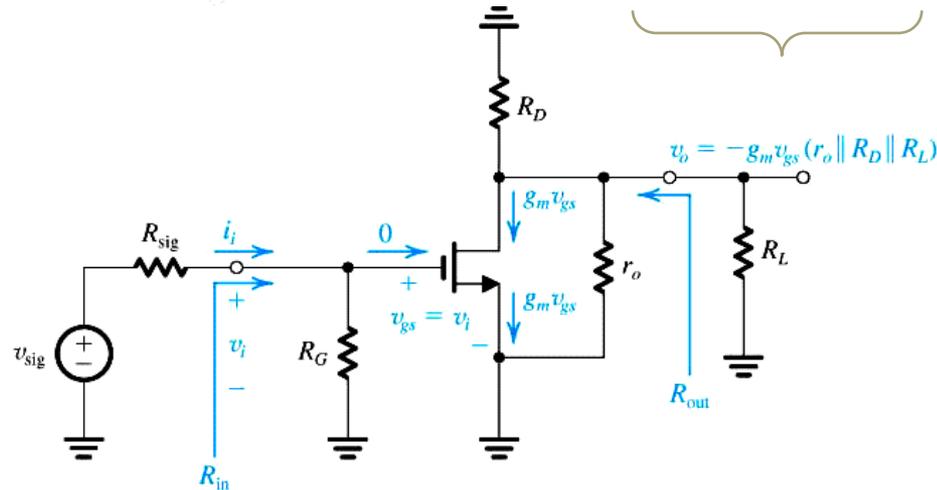
< Para determinar a resistência de saída

# Amplificador FC

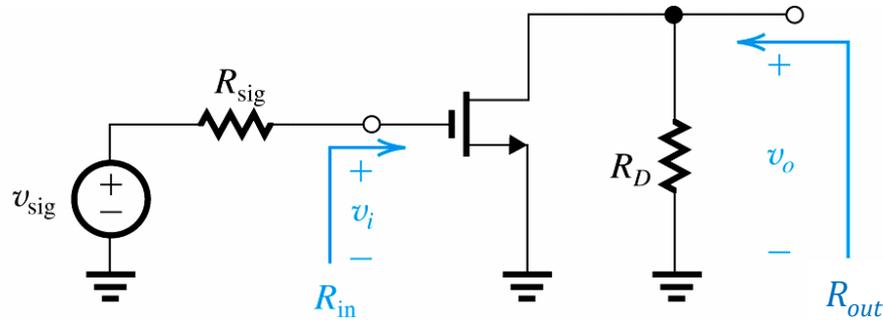


< Circuito Emissor Comum

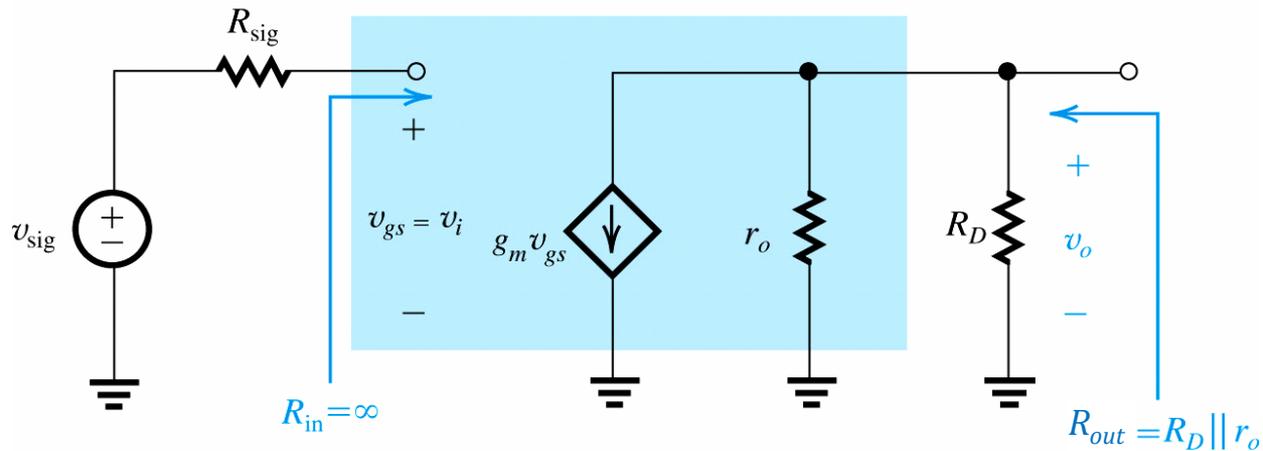
Análise CA empregando  
"modelo implícito"



# Amplificador EC (CA peqs. sinais)



(a)

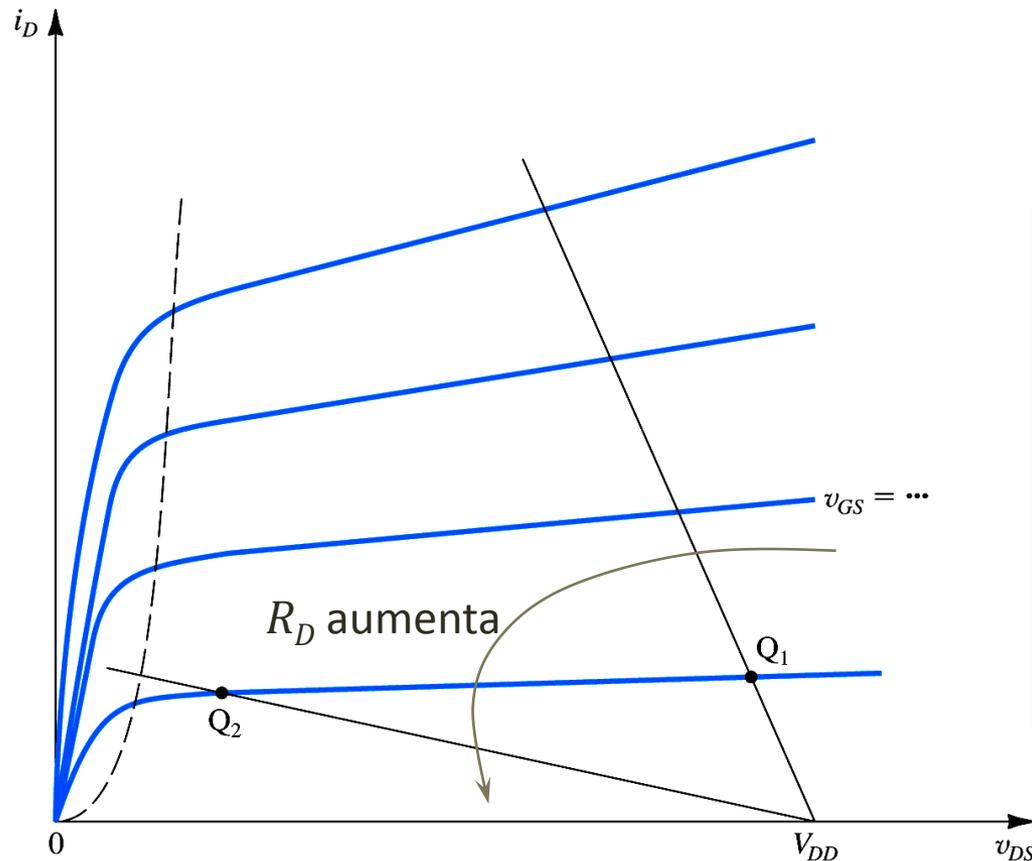


(b)

# Polarização de Amplificadores MOS

- A polarização ajusta o ponto de operação na região mais linear do MOSFET
- Deve prever a excursão máxima do sinal de modo a evitar as regiões não lineares (triódo e corte)
- O tipo de polarização está relacionado com a “topologia” empregada
- Considerando as variações típicas de parâmetros do componente, determinado tipo de polarização pode resultar em incerteza do ponto de trabalho (ponto Q)

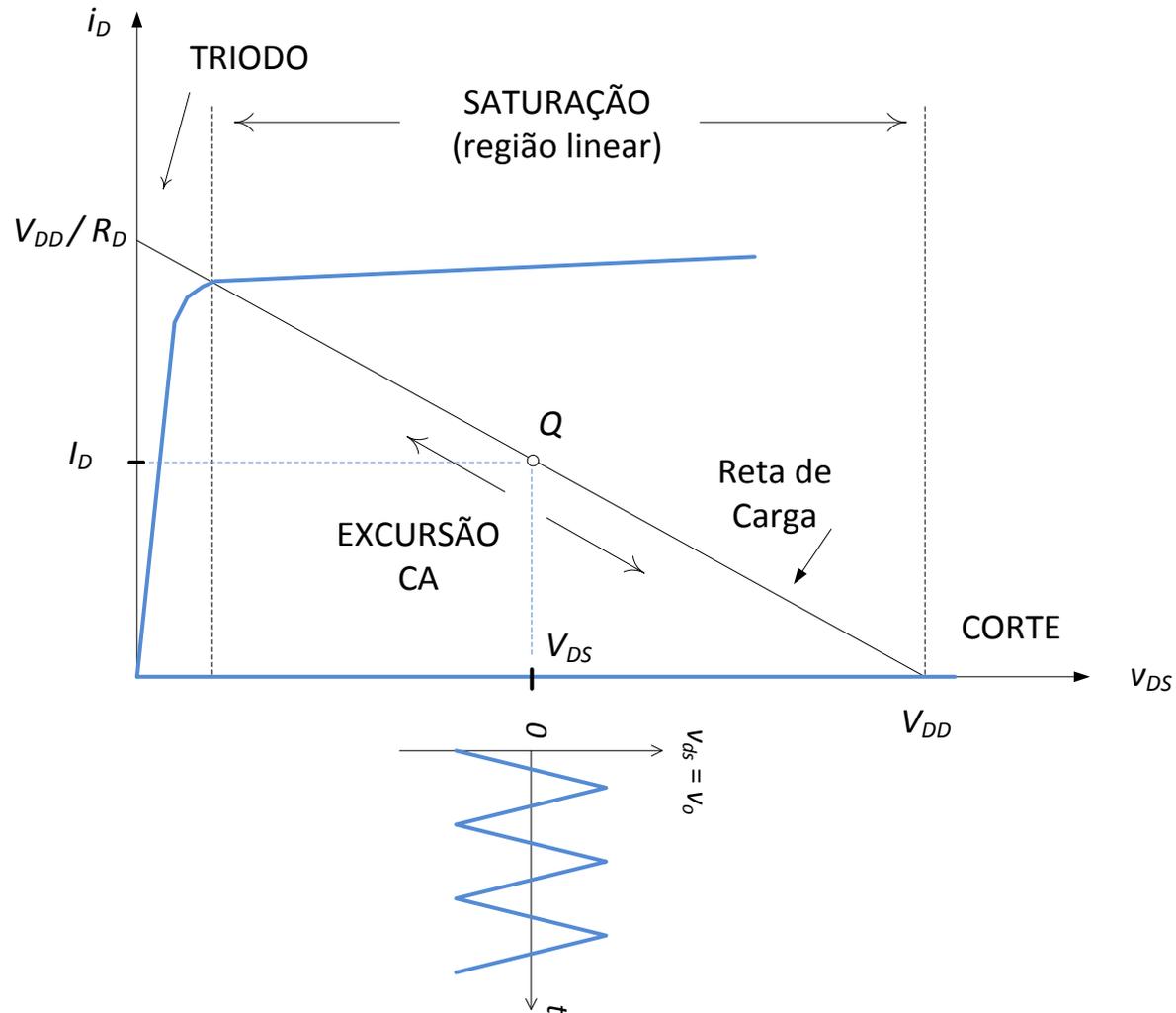
# Escolhendo o Ponto Q



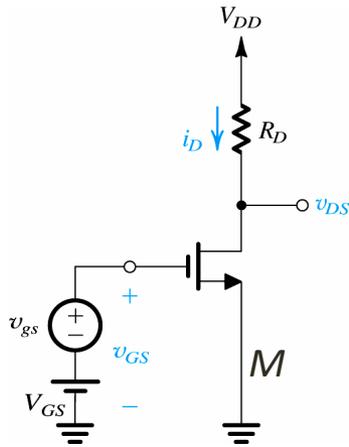
- Observe que é mais apropriado definir o ponto Q pela característica  $v$ - $i$ , ao invés de usar a característica de transferência.
- Além disso, o valor de  $R_D$  interfere muito na operação como amplificador.
- $Q_1$  é inadequado, pois posiciona a operação “perigosamente” próxima ao corte.
- $Q_2$  é inadequado, pois está “perigosamente” próxima da região de triodo.

Obs.: Polarização com “ $V_{GS}$  constante”

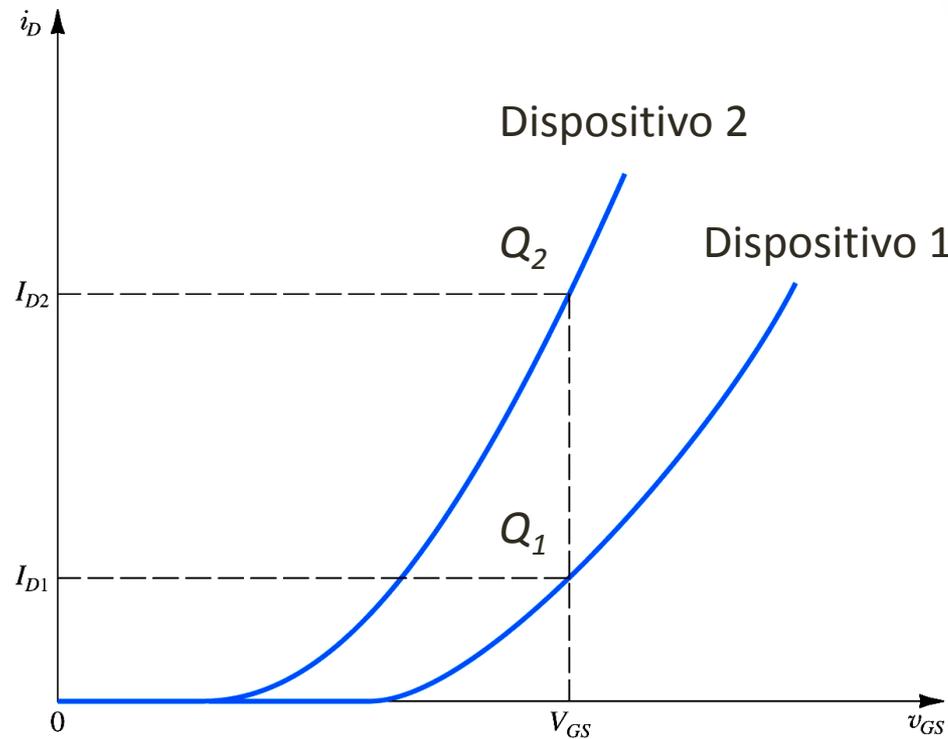
# Melhor excursão CA



# Incerteza de $I_D$ com $V_{GS}$ constante



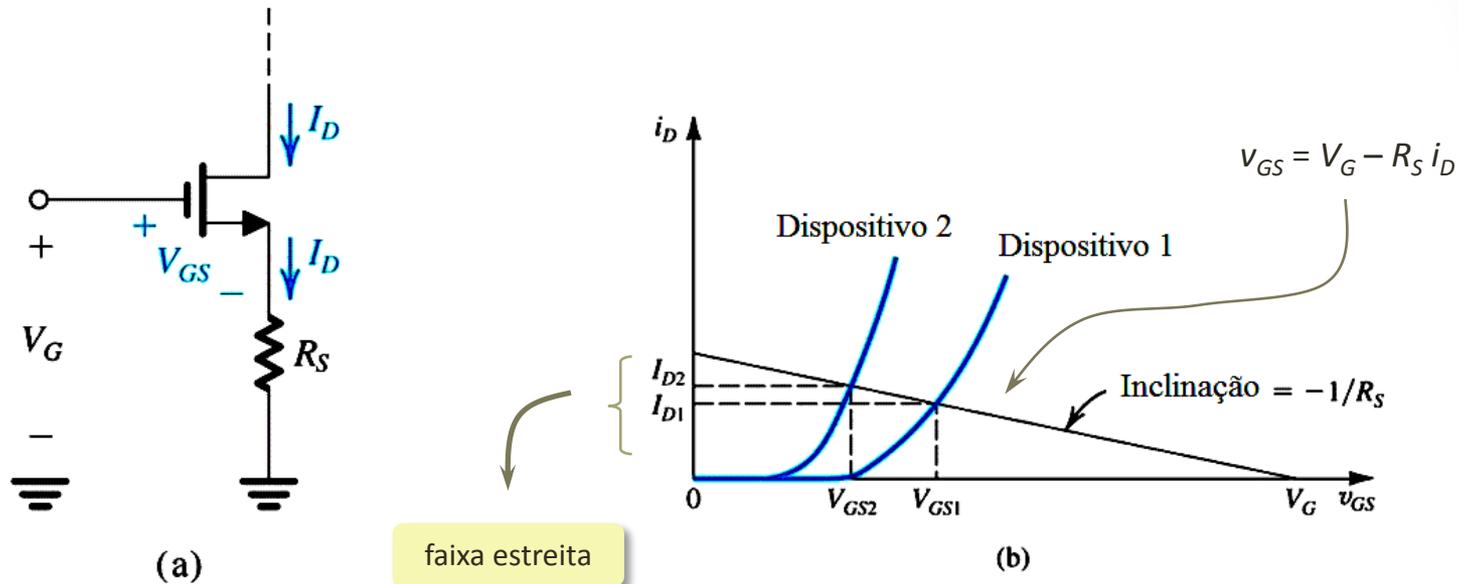
Obs.: Os dois dispositivos são do mesmo modelo de um determinado fabricante!



Com  $v_{gs}$  em repouso ( $v_{gs} = 0$ ): Análise cc.

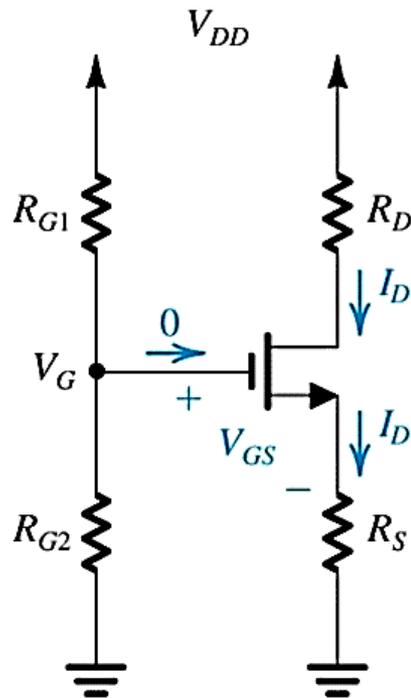
Conclusão: Com  $V_{GS}$  constante o ponto  $Q$  é incerto.

# Polarização com $V_G$ constante



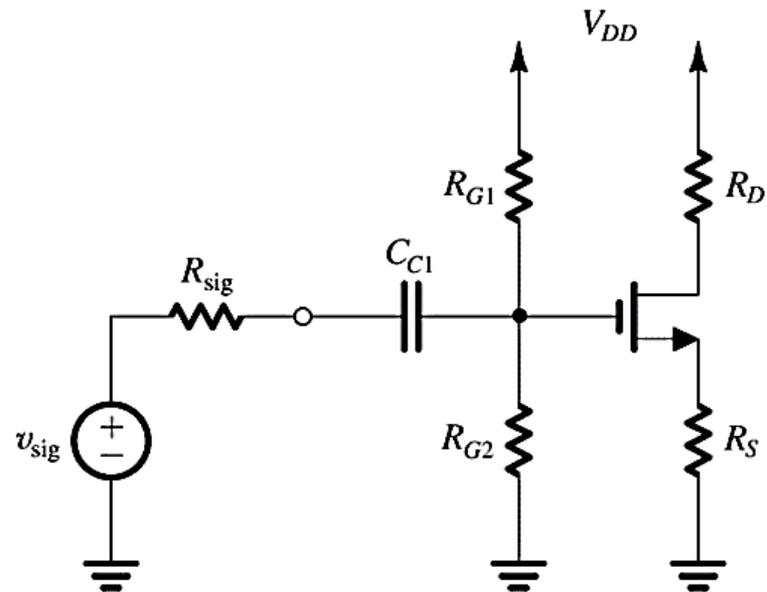
Conclusão: O ponto Q (que basicamente é função de  $i_D$ ) é significativamente mais previsível.

# $V_G$ constante e única fonte



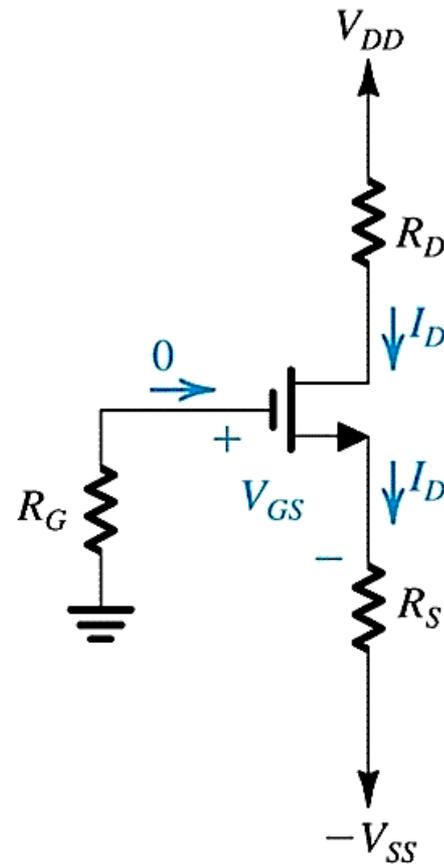
(c)

*acoplado a fonte de sinal:*



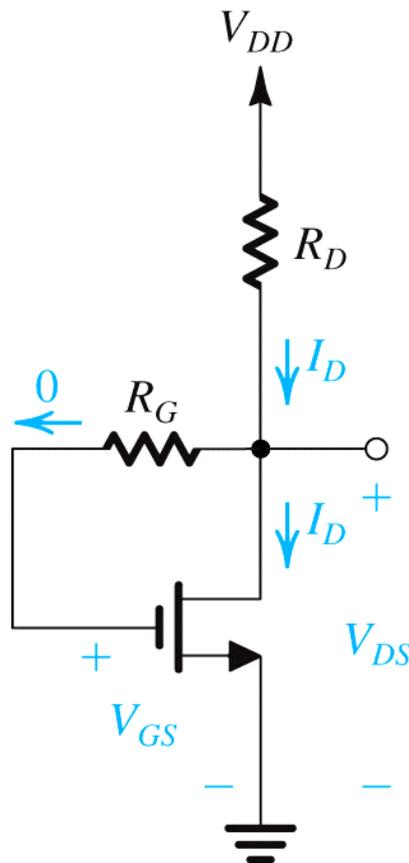
(d)

# $V_G$ constante e duas fontes



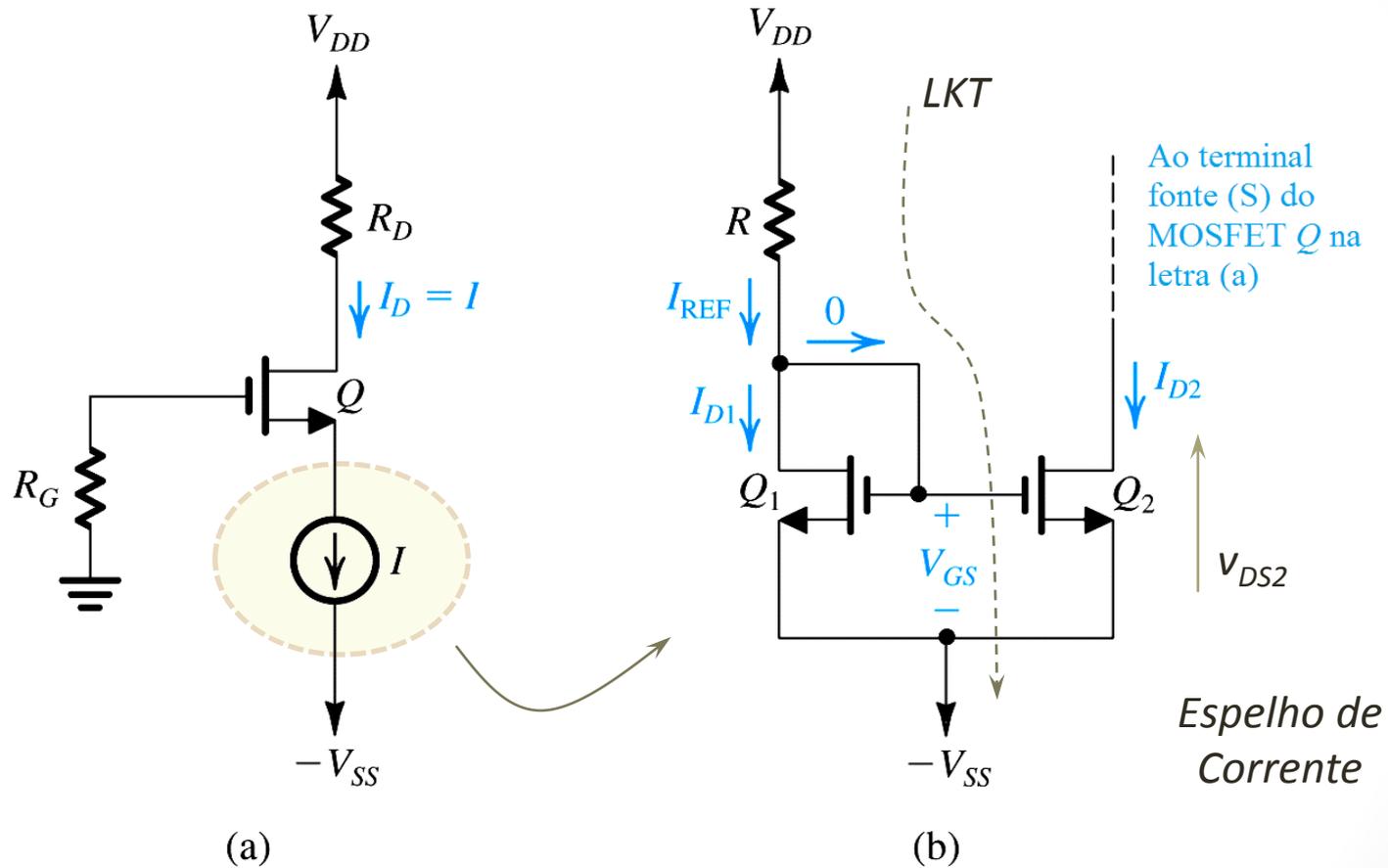
Obs.: As fontes costumam ser simétricas ( $V_{DD} = V_{SS}$ ).

# Polarização com Realimentação de Dreno



- Efeito similar a  $V_G$  constante
- MOSFET opera sempre na saturação
- Reta de carga:  
 $v_{DS} = V_{DD} - R_D i_D$

# Polarização com $i_D$ constante



Obs.:  $I$  é uma fonte CC constante.

Essa é a opção de polarização mais precisa!

# Espelho de Corrente

- $Q_1$  e  $Q_2$  “casados” (parâmetros quase idênticos)
- $Q_1$  opera na saturação. LKT na malha indicada:

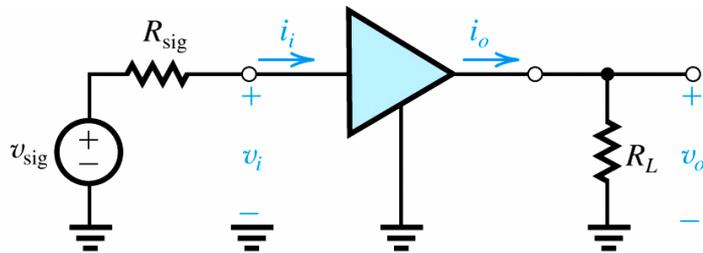
$$I_{REF} = I_{D1} = (V_{DD} - V_{GS} - V_{SS})/R = \frac{1}{2}k_n'W/L(V_{GS} - V_t)^2$$

- Devido à similaridade de  $Q_1$  e  $Q_2$ :

$$I = I_{D2} \approx I_{REF} = \frac{1}{2}k_n'W/L(V_{GS} - V_t)^2$$

- O circuito só funciona se  $v_{DS2} > V_{GS} - V_t$  (operação na saturação)
- A precisão de  $I$  depende da regulação de  $V_{DD}$ ,  $V_{SS}$  e da precisão do resistor  $R$ .

# Resumo



## Definições

- Resistência de entrada sem carga:

$$R_i \equiv \frac{v_i}{i_i} \Big|_{R_L = \infty}$$

- Resistência de entrada:

$$R_{in} \equiv \frac{v_i}{i_i}$$

- Ganho de tensão em circuito aberto:

$$A_{vo} \equiv \frac{v_o}{v_i} \Big|_{R_L = \infty}$$

- Ganho de tensão:

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i}$$

- Ganho de corrente de curto-circuito:

$$A_{is} \equiv \frac{i_o}{i_i} \Big|_{R_L = 0}$$

- Ganho de corrente:

$$A_i \equiv \frac{i_o}{i_i}$$

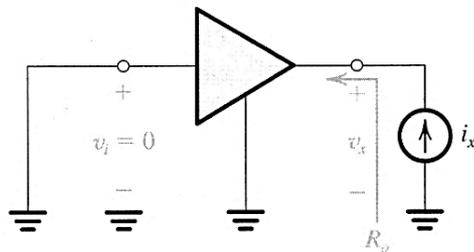
# Resumo (cont.)

- Transcondutância de curto-circuito:

$$G_m \equiv \frac{i_o}{v_i} \Big|_{R_L = 0}$$

- Resistência de saída inerente ao amplificador:

$$R_o \equiv \frac{v_x}{i_x} \Big|_{v_i = 0}$$



- Ganho total de tensão em circuito aberto:

$$G_{vo} \equiv \frac{v_o}{v_{sig}} \Big|_{R_L = \infty}$$

- Ganho global de tensão:

$$G_v \equiv \frac{v_o}{v_{sig}}$$

- Resistência de saída:

$$R_{out} \equiv \frac{v_x}{i_x} \Big|_{v_{sig} = 0}$$

