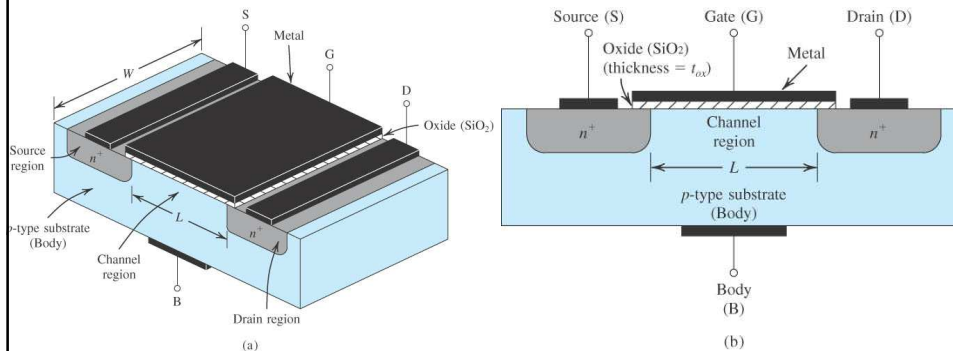


# Transistor de Efeito de Campo de Porta Isolada MOSFET - Revisão

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

1

## NMOS: estrutura física



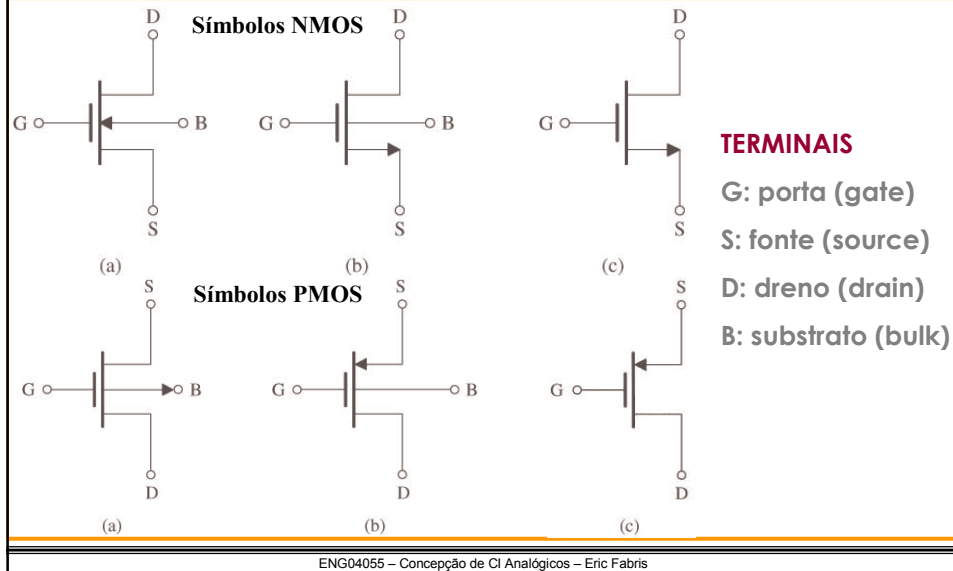
- NMOS → substrato tipo P
- Dispositivo simétrico
- Dispositivo de 4 terminais
  - Porta, Dreno, Fonte e Substrato (gate, drain, source e Bulk)

Tipicamente:

- $L = 0,065$  até  $10 \mu\text{m}$ ,
- $W = 0,1$  até  $100 \mu\text{m}$
- Espessura da camada de óxido ( $t_{ox}$ ) é na faixa de 2 a 50 nm.

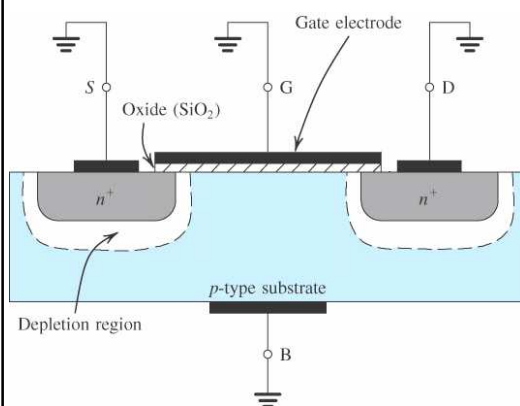
ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Simbologia e terminais do MOSFET



## Funcionamento

Sem potenciais aplicados ( $V_{GS} = 0$ )

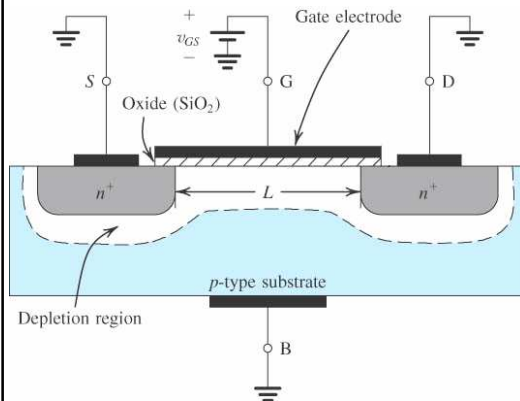


- as regiões de dreno e fonte (tipo N) formam **junções** (diodos) com a região de substrato (tipo P)
- envolvendo cada uma das junções surgem **zonas de depleção** (elétrons livres da região N atravessam a interface e preenchem as lacunas livres da região P, fazendo com que não sobrem cargas livres nessa região)
- como a concentração de dopantes das regiões de dreno e fonte é muito maior que a do substrato, a região de depleção para dentro de dreno e fonte é muito pequena

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Funcionamento - depleção

Pequeno potencial aplicado ( $V_{GS} < V_t$ )

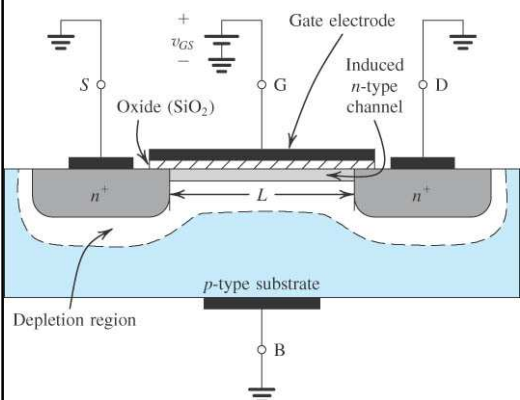


- o potencial  $V_{GS}$  aplicado entre porta e substrato atrai elétrons livres e afasta lacunas livres da interface óxido-substrato: surge uma **região de depleção** entre a interface e o substrato, ligando as regiões de depleção das junções

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Funcionamento - inversão

Aumento do potencial aplicado ( $V_{GS} > V_t$ ): condição de inversão



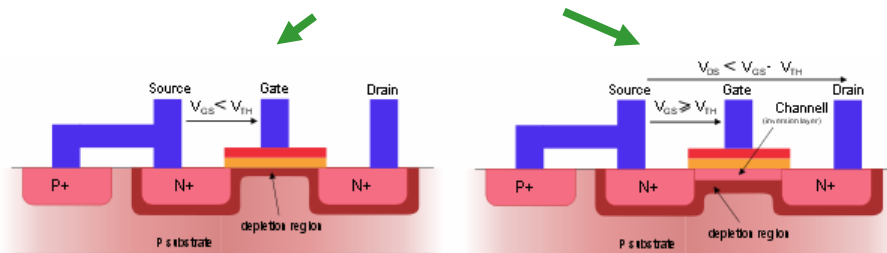
- se o potencial  $V_{GS}$  aumentar, a concentração de elétrons livres aumenta na interface óx-sub
- quando a concentração de elétrons livres for maior que a de lacunas fixas (dopantes) ocorre a condição de INVERSÃO
- em inversão há o surgimento de um “canal” de material tipo N **induzido** entre dreno e fonte
- o valor de  $V_{GS}$  em que ocorre a inversão é chamado de **potencial de threshold** ( $V_t$ )

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Polarização de MOSFETs

- Regiões de operação:

- Nível de inversão: tem relação com a densidade de carga de inversão (portadores) que é formada na superfície do substrato e que compõe o “canal” entre *dreno* e *fonte*. Esta carga é induzida devido ao efeito “capacitor MOS”, estando relacionada à polarização  $V_{GS}$  (ou  $V_{GB}$ ). Divide-se em 3 níveis: fraca (WI), moderada e forte (SI).

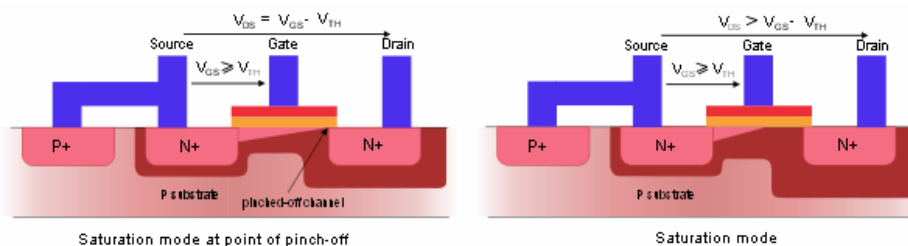


ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Polarização de MOSFETs

- Regiões de operação:

- Condição de saturação: tem relação com a deformação do canal, provocada pela diferença de potencial aplicada entre *dreno* e *fonte*. Em SI, quando o potencial  $V_{DS}$  for superior a  $V_{GS} - V_T$ , ocorre o estrangulamento do canal, o que provoca o aumento súbito da impedância entre *dreno* e *fonte*. Divide-se em 2 regiões: “linear” (ou ôhmica ou triodo) e saturação.



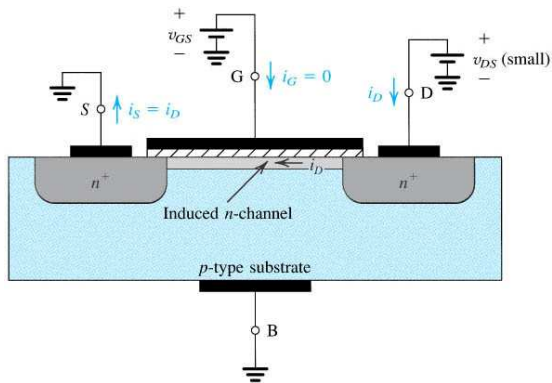
Saturation mode at point of pinch-off

Saturation mode

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Funcionamento – região ôhmica

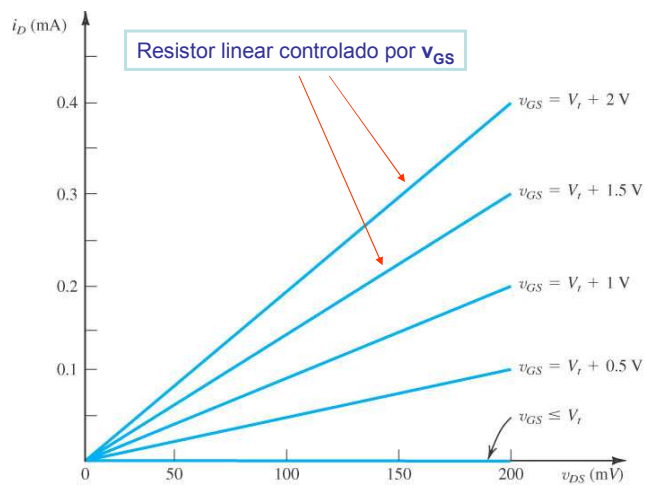
### Operação do Canal Induzido na Região Ôhmica



- $v_{GS} > V_t$
- $v_{DS}$  pequeno ( $v_{DS} < v_{GS} - V_t$ )
- Dispositivo funciona como um resistor controlado por  $v_{GS}$
- A condutância do canal é proporcional a  $v_{GS} - V_t$
- A corrente  $i_D$  é proporcional a  $(v_{GS} - V_t) v_{DS}$

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Região ôhmica – $i_D \times v_{DS}$

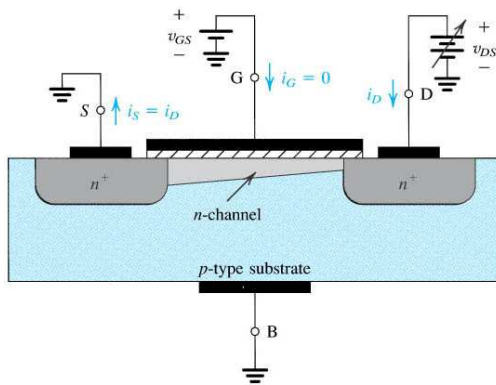


**Condição:**  $v_{DS}$  deve ser mantido pequeno ( $v_{DS} \ll v_{GS} - V_t$ )

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Região ôhmica – canal gradual

### Dependência de $R_{\text{canal}}$ em $V_{DS}$



• Aumentando  $v_{DS}$ : o nível de inversão varia ao longo do canal, como resultado da diferença de potencial entre a posição no canal e o terminal de porta

• O canal assume uma forma gradual.

• A resistência do canal aumenta com o aumento de  $v_{DS}$ .

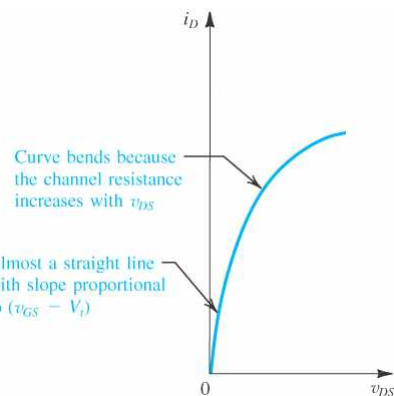
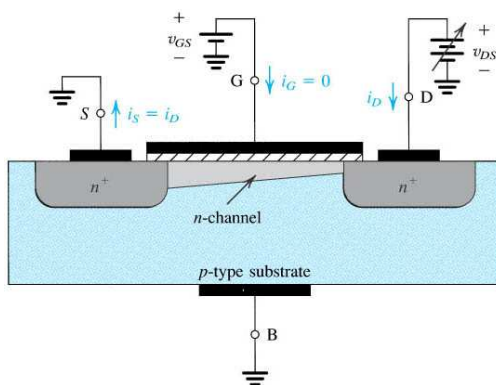
• o comportamento  $i_D \times v_{DS}$  passa a ser não-linear

( $v_{GS}$  é mantido constante em um valor tal que  $v_{GS} - v_{DS} > V_t$ )

ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris

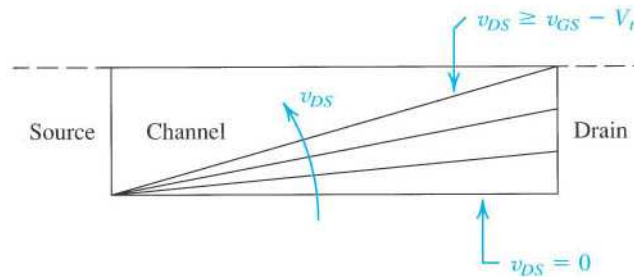
## Região ôhmica – canal gradual

### Dependência de $R_{\text{canal}}$ em $V_{DS}$



ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Satuação do canal



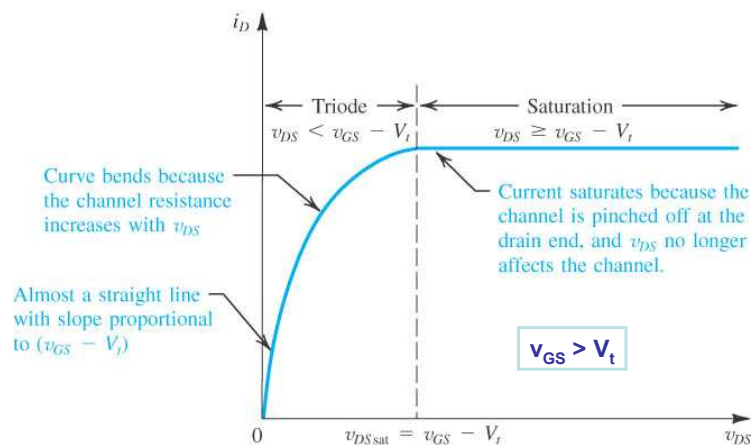
### Satuação do canal:

- Redução da condutividade local em função de  $v_{DS}$
- Quando  $v_{DS} = v_{GS} - V_t$ , o canal “descola-se” do dreno (*pinch-off*)
- Aumento  $v_{DS}$  acima de  $v_{GS} - V_t$  tem pouco efeito na forma do canal (corrente passa a ser independente de  $v_{GS}$ )

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Satuação - $i_D \times v_{DS}$

### Curva completa $i_D \times v_{DS}$ : saturação do canal

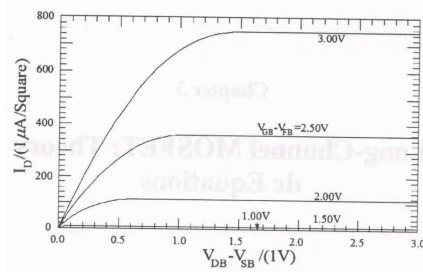


ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

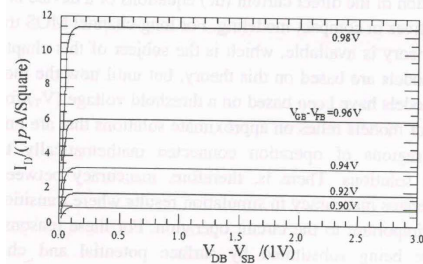
## Polarização de MOSFETs

NMOS: comportamento  $i_D \times v_{DS}$

SI:



WI:



ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris

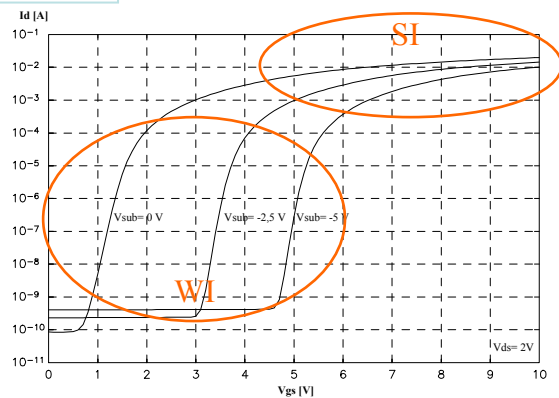
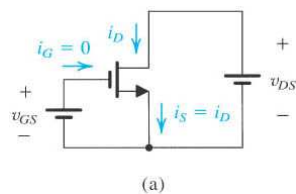
## Polarização de MOSFETs

NMOS:  $i_D \times v_{GS}$  em saturação e inversão fraca (WI)

Saturação:  $V_{DS} \geq 4\phi_t$   $\phi_t = kT / q$

$$I_D = I_{D0} \frac{W}{L} \exp\left(\frac{V_{GS}}{n\phi_t}\right)$$

$n \cong 1,1 \rightarrow 1,6; (tip. 1,3)$

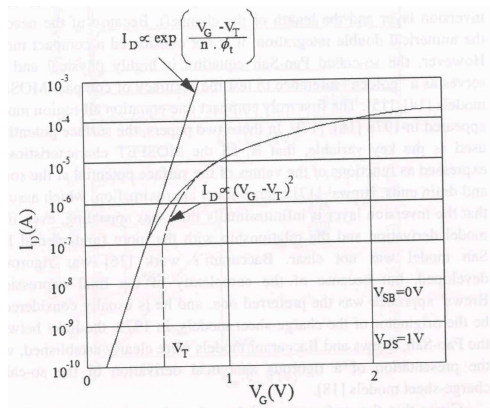


ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris



## Polarização de MOSFETs

### NMOS: $i_D$ x $v_{GS}$ erros nas aproximações de WI e SI



3.2 Drain current characteristics given by the strong and weak inversion models.

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## MOSFET Modelos

18

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Modelagem de Dispositivos MOS

### Comportamento Físico versus Modelo Analítico :

- o conhecimento do comportamento físico de um dispositivo é essencial no desenvolvimento de circuitos
- modelo é uma representação matemática que se comporta de forma parcialmente análoga a um sistema físico real
- o comportamento físico é relacionado ao modelo através de parâmetros elétricos extraídos experimentalmente
- o projeto de circuitos eletrônicos depende do modelo dos dispositivos utilizados:
  - modelos simples (e imprecisos) para cálculo analítico (à mão)
  - modelos complexos (e precisos) para simulação elétrica

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Modelagem de Dispositivos MOS

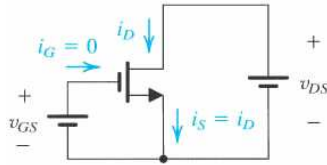
O modelo de um dispositivo consiste de equações, circuitos equivalentes e parâmetros que representam seu comportamento elétrico.

- Modelo de grandes sinais:
  - Modelos não-lineares (dispositivos não-lineares)
  - Modelos estáticos: comportamento DC
  - Modelos dinâmicos: comportamento AC (Capacitâncias)
  - Efeitos de segunda ordem: efeito de corpo, modulação do comprimento de canal, efeitos de canal curto, subthreshold...
  - Componentes parasitas externos: L, R e C.
- Modelo de pequenos sinais: modelo linearizado (incremental)
- Modelo de ruído
- Efeito da temperatura (modelo térmico)
- Outros...

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Modelo Analítico Simples

### NMOS: curva completa $i_D \times v_{DS}$

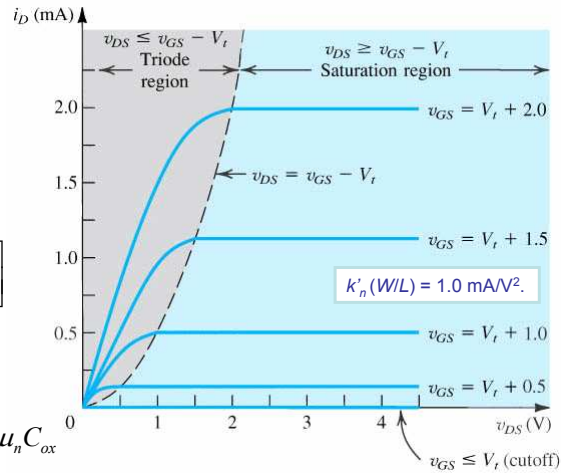


Triodo:  $V_{DS} < V_{GS} - V_t$

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

Saturação:  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_t$

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



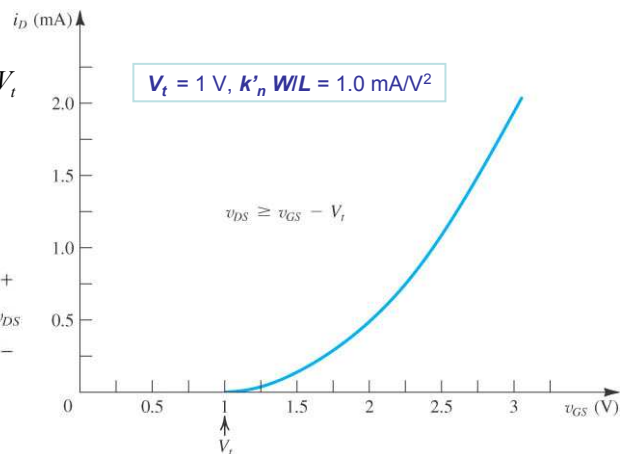
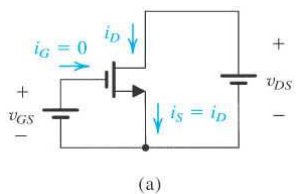
ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## NMOS em Saturação

### NMOS: curva $i_D \times v_{GS}$ em saturação

Saturação:  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_t$

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

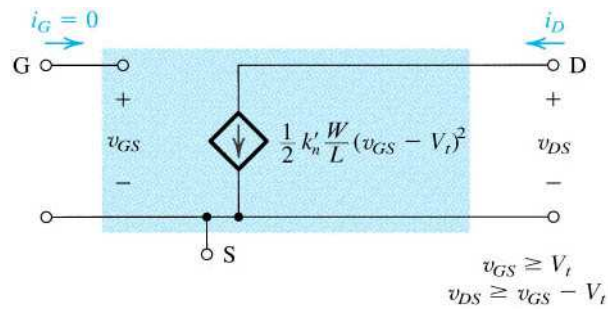


ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Modelo para Grandes Sinais

### Transistor NMOS

Modelo para grandes sinais em saturação

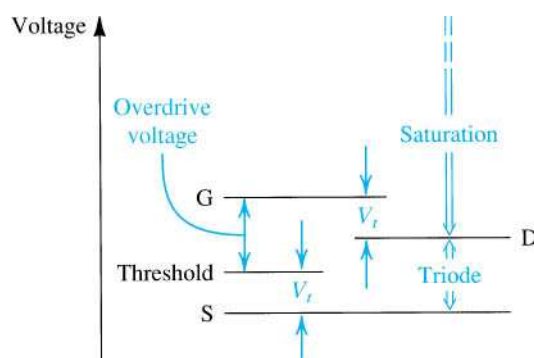


ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Tensões nos Terminais

### Transistor NMOS

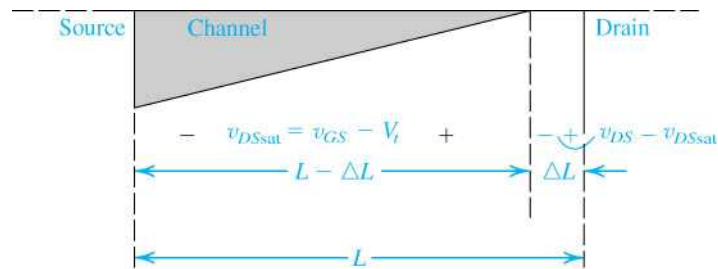
Níveis relativos de tensão entre os terminais



ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Condutância de Saída

Efeito de modulação do comprimento efetivo do canal em função de  $v_{DS}$ , em saturação

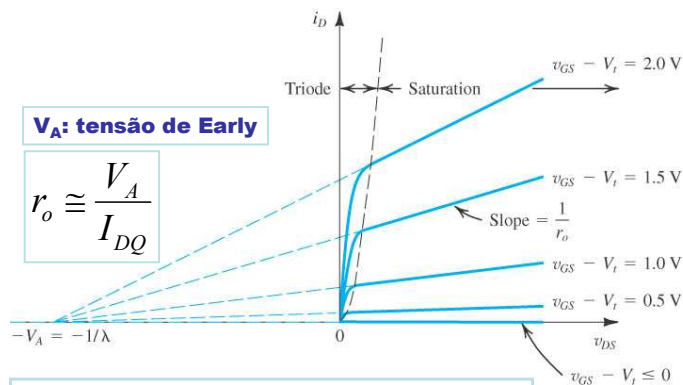


Aumentando  $v_{DS}$  além de  $v_{DSsat}$  causa o distanciamento do ponto de pinch-off em relação ao dreno, reduzindo o comprimento efetivo do canal por  $\Delta L$ . → pequena variação de  $i_D$  com  $v_{DS}$ .

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Condutância de Saída

Dependência de  $i_D$  com  $v_{DS}$ : o efeito Early



**$V_A$ : tensão de Early**

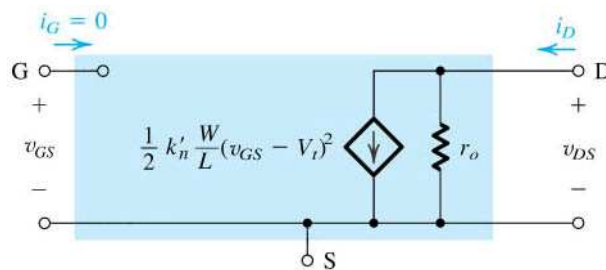
$$r_o \cong \frac{V_A}{I_{DQ}}$$

- O parâmetro  $V_A$  depende da tecnologia de processo.
- $V_A$  é proporcional ao comprimento do canal  $L$ .
- Quanto maior o  $L$  maior a impedância de saída.

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Condutância de Saída

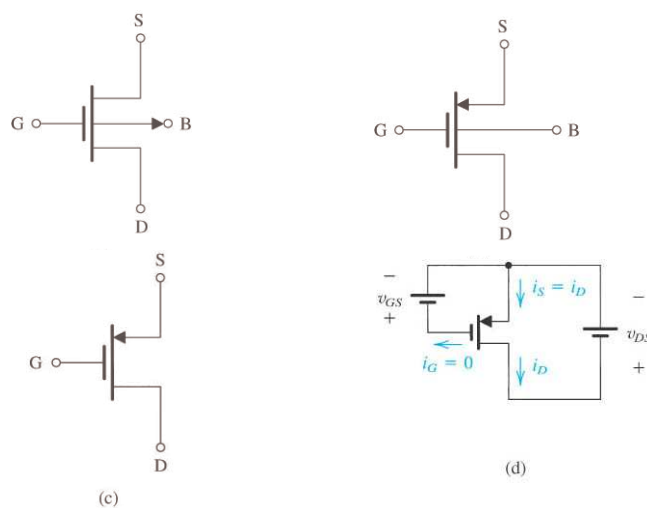
**NMOS:** modelo para grandes sinais em saturação, incluindo o efeito Early



ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Transistor PMOS

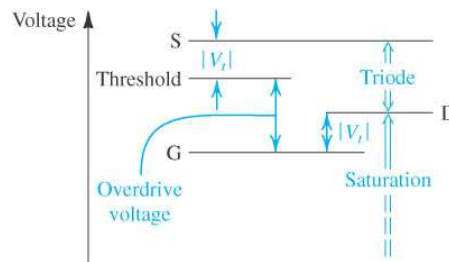
**PMOS:** símbolos e polarização



ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Transistor PMOS

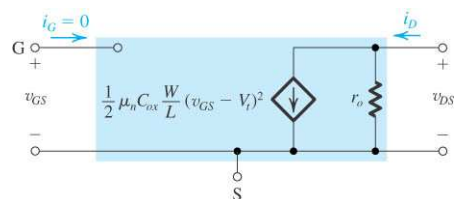
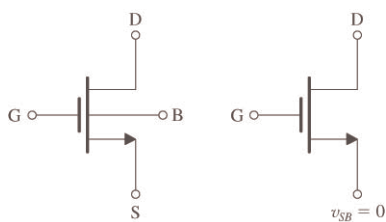
### PMOS: níveis relativos de tensão entre os terminais



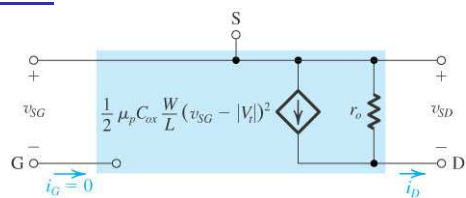
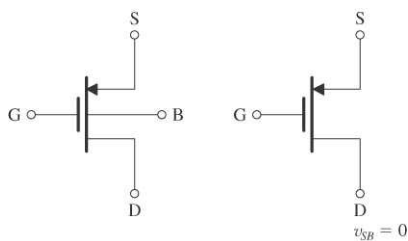
ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Resumo

### NMOS



### PMOS



ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

# MOSFET

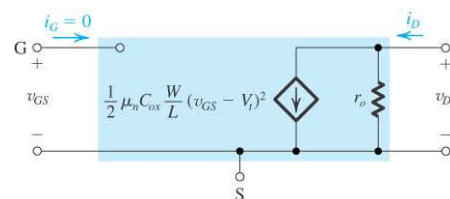
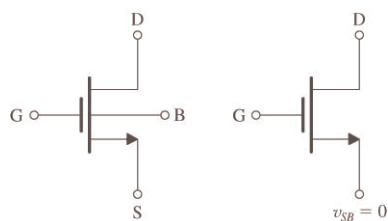
## Polarização

31

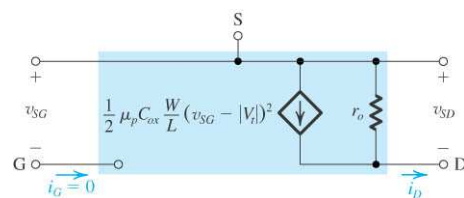
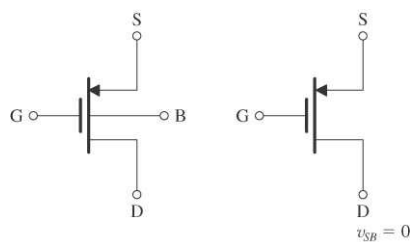
ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Modelos Grandes Sinais

### NMOS



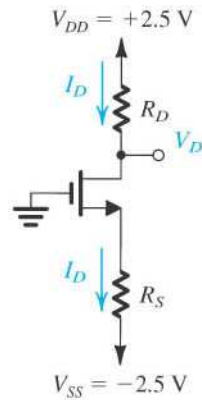
### PMOS



ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris



## Polarização



$$k'_n = \mu_n C_{ox}$$

Tensão de Overdrive

$$V_{OVD} = V_{GS} - V_t$$

**Região de Saturação:**  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_t$

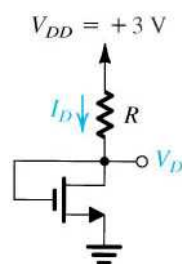
$$\begin{cases} I_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \\ V_{GS} + R_S I_D = V_{SS} \end{cases}$$

**Região de Triodo:**  $V_{DS} < V_{GS} - V_t$

$$\begin{cases} I_D = k'_n \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \\ V_{GS} + R_S I_D = V_{SS} \\ V_{DS} = V_{DD} + V_{SS} - (R_D + R_S) I_D \end{cases}$$

ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Autopolarização



$$V_{DS} = V_{GS} \longrightarrow V_{DS} > V_{GS} - V_t$$

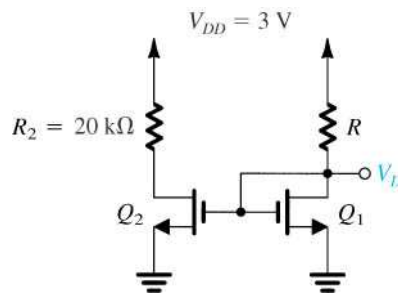
**O transistor está sempre em Saturação!**

Região de Saturação:

$$\begin{cases} I_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \\ V_{GS} + R I_D = V_{DD} \end{cases}$$

ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Espelho de corrente



Necessita transistores IDÊNTICOS!!!

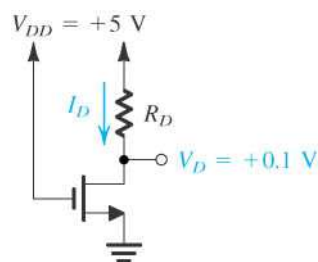
$$V_{GS2} = V_{GS1} \longrightarrow I_{D2} \cong I_{D1}$$

Desde que ambos estejam saturados!

A corrente de dreno de Q2 é resultado da corrente de dreno de Q1.

ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Polarização na região de triodo



Dados:

$$V_{GS} = V_{DD} \quad V_{DS} = 0,1V$$

$$\text{Supondo: } V_t = 1V$$

$$V_{DS} < V_{GS} - V_t$$

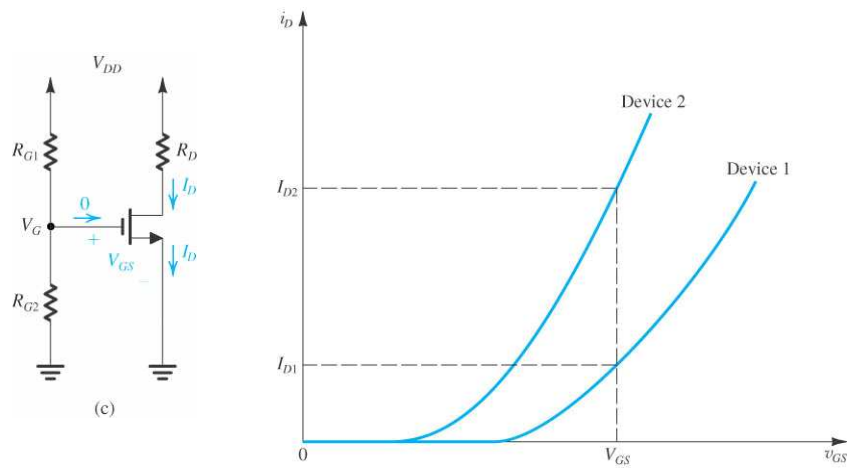
Calcular  $I_D$  e  $R_D$ . Estime  $r_{ds}$ .

Região de Triodo:

$$\begin{cases} I_D = k_n' \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \\ V_{GS} = V_{DD} \\ V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D \end{cases}$$

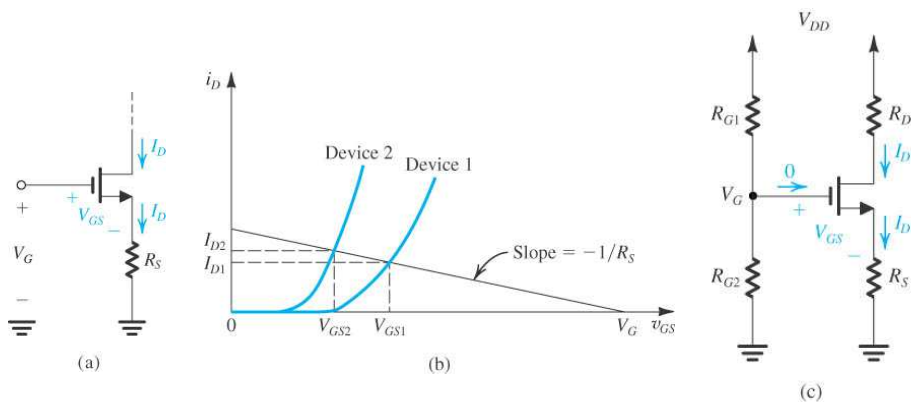
ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Estabilidade de ponto Q



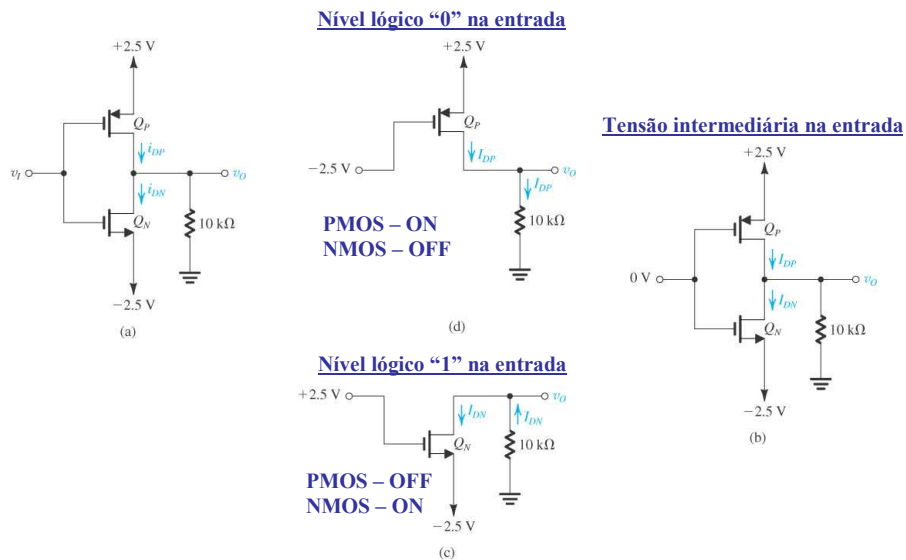
ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Estabilidade de ponto Q – $R_s$



ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## O inversor CMOS – *push-pull*



ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Modelos Simplificados

- Os modelos utilizados para o projeto e compreensão do funcionamento do circuito são simples

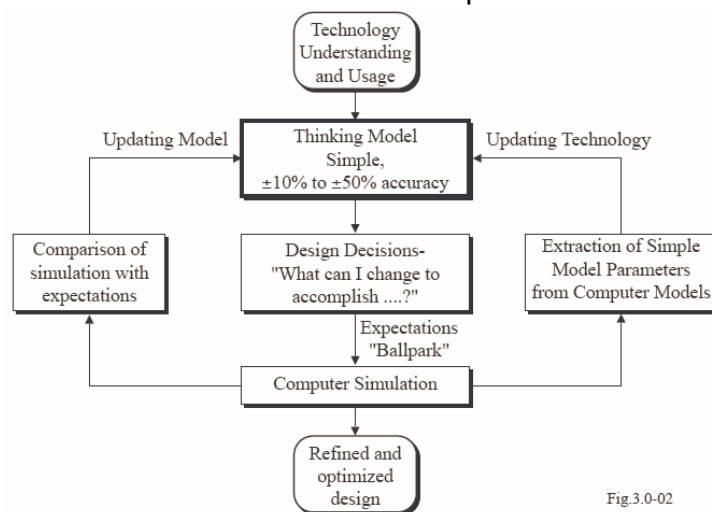


Fig.3.0-02

ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Modelos Elétricos - SPICE

		Time Dependence	
		Time Independent	Time Dependent
Linearity	Linear	Small-signal, midband $R_{in}, A_v, R_{out}$ (.TF)	Small-signal frequency response-poles and zeros (.AC)
	Nonlinear	DC operating point $i_D = f(v_D, v_G, v_S, v_B)$ (.OP)	Large-signal transient response - Slew rate (.TRAN)

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

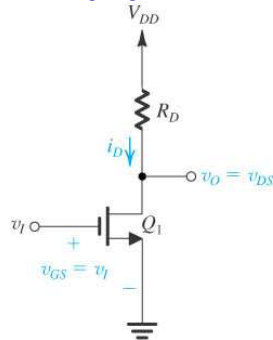
## O MOSFET como Amplificador

42

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Amplificador Básico

### Amplificador Fonte Comum Topologia Básica

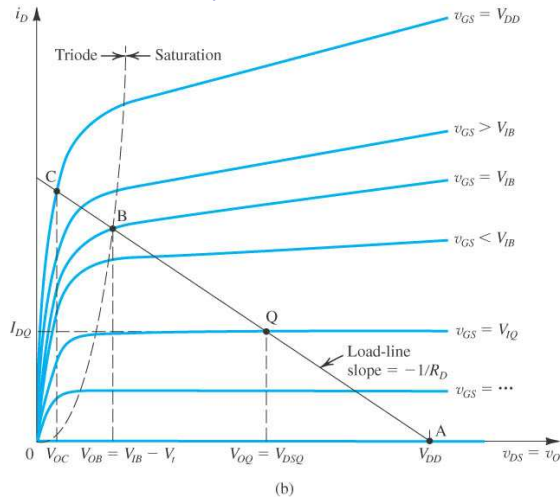


$$v_o = v_{DS} = V_{DD} - R_D i_D$$

$$i_D = f(v_{GS}) \rightarrow \text{saturado}$$

$$i_D = f(v_{GS}, v_{DS}) \rightarrow \text{triode}$$

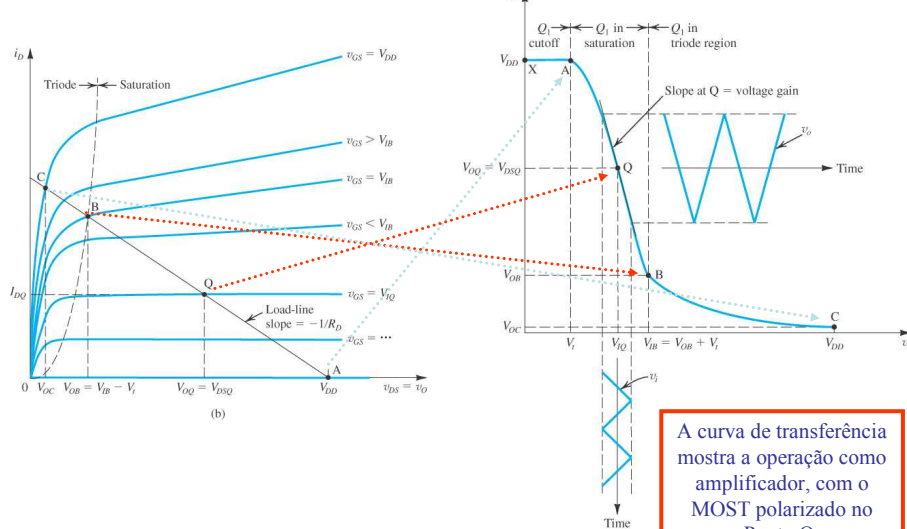
### Representação Gráfica da Retra de Carga Determinação da Curva de Transferência



ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Curva de Transferência

### Determinação da Curva de Transferência

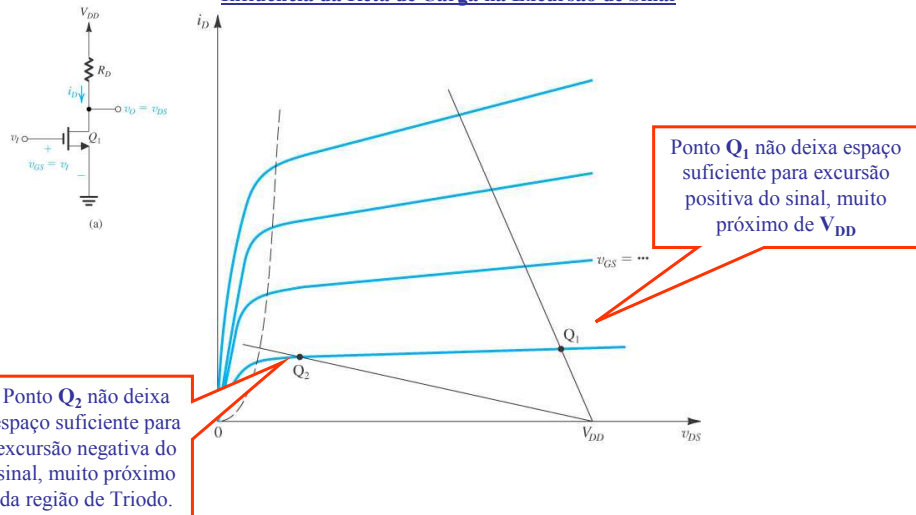


A curva de transferência mostra a operação como amplificador, com o MOST polarizado no Ponto Q.

ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Reta de Carga

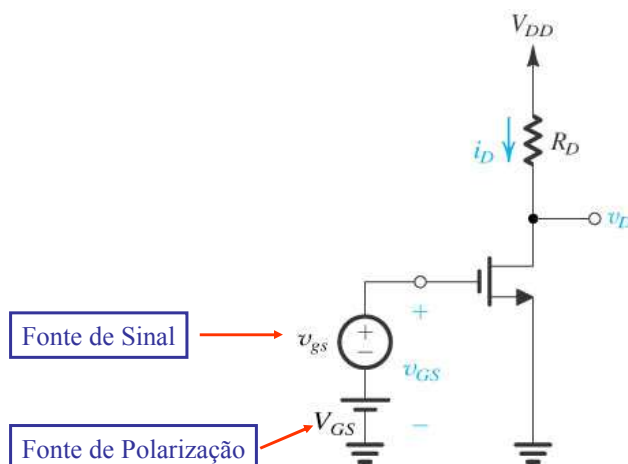
### Influência da Reta de Carga na Excursão de Sinal



ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris

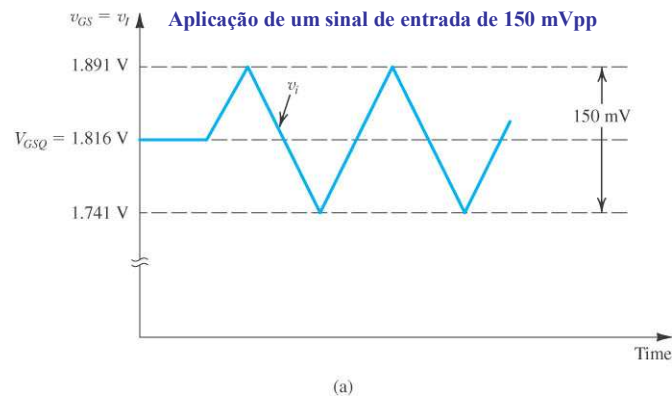
## Pequenos Sinais

### Circuito conceitual para estudo do modelo de pequenos sinais



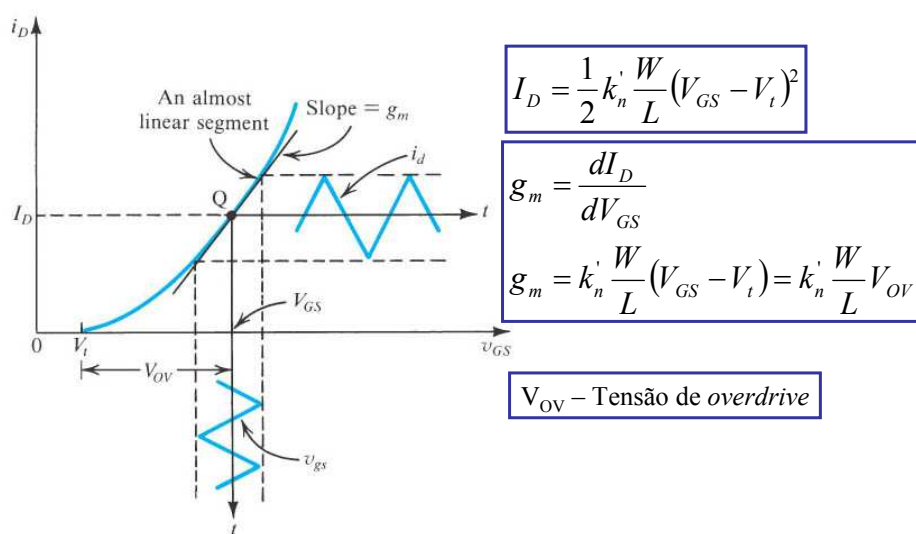
ENG04055 – Concepção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Pequenos Sinais



ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

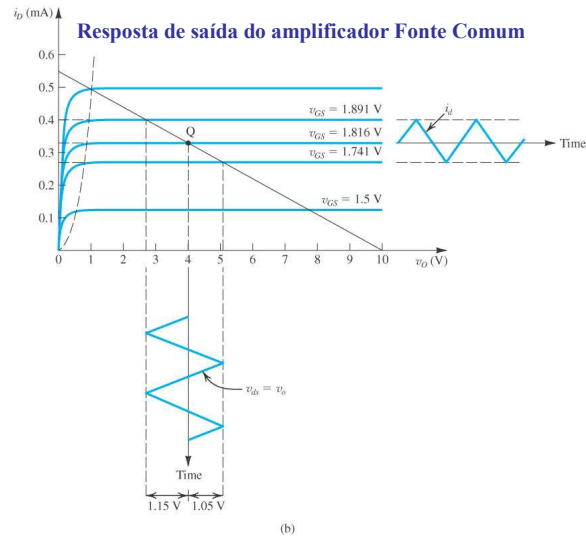
## Pequenos Sinais



ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris



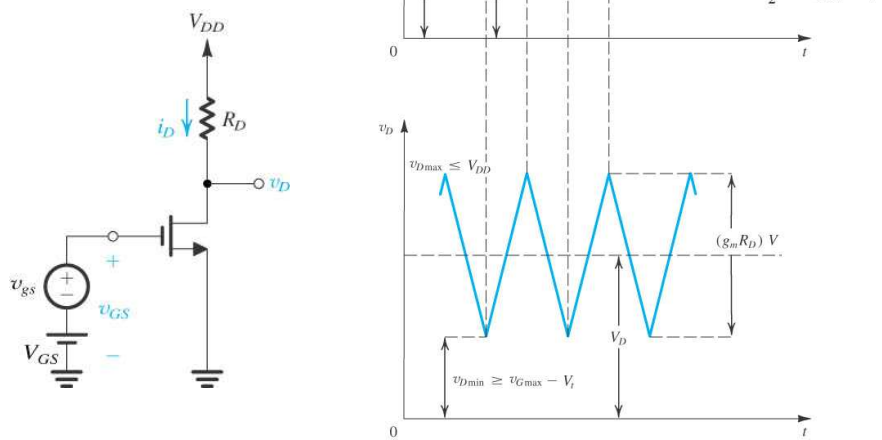
## Pequenos Sinais



ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

## Pequenos Sinais

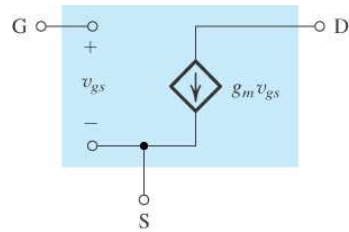
Tensões instantâneas  $v_{GS}$  e  $v_D$  no circuito abaixo.



ENG04055 – Conceção de CI Analógicos – Eric Fabris

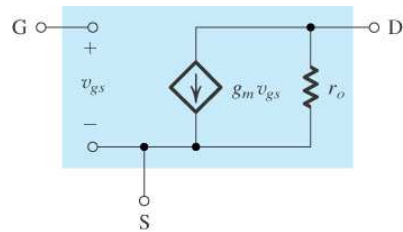
## Modelo para Pequenos Sinais

Modelo Simplificado



(a)

Modelo Estendido



Considerando o efeito de modulação do comprimento do canal (EARLY) que é modelado por  $r_o = |V_A| / I_D$