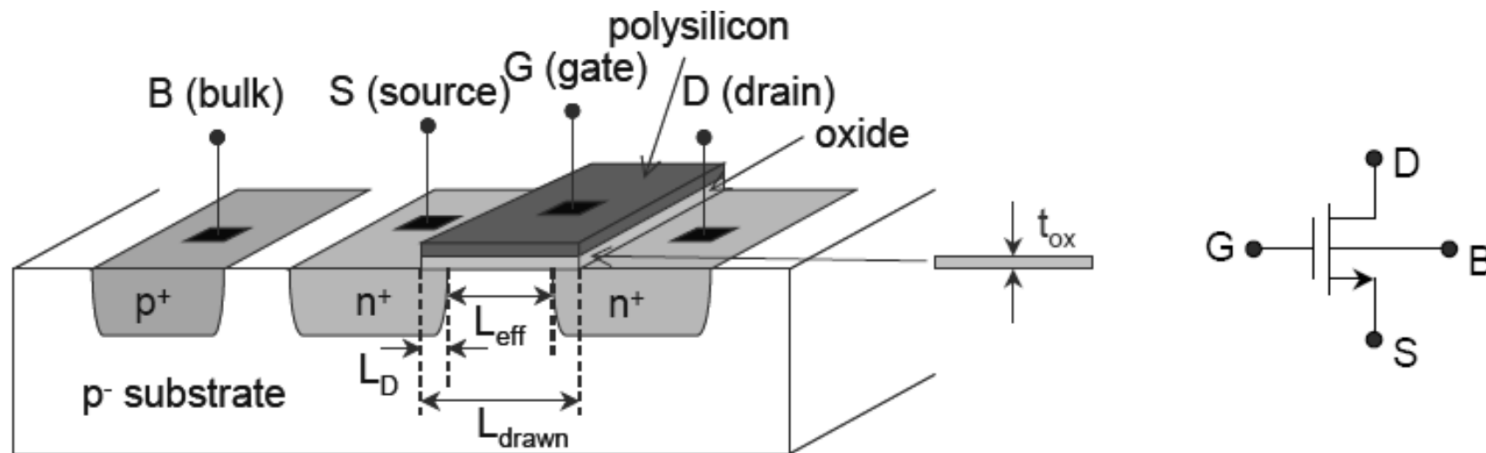


Física Básica do Dispositivo MOS

Aula 4

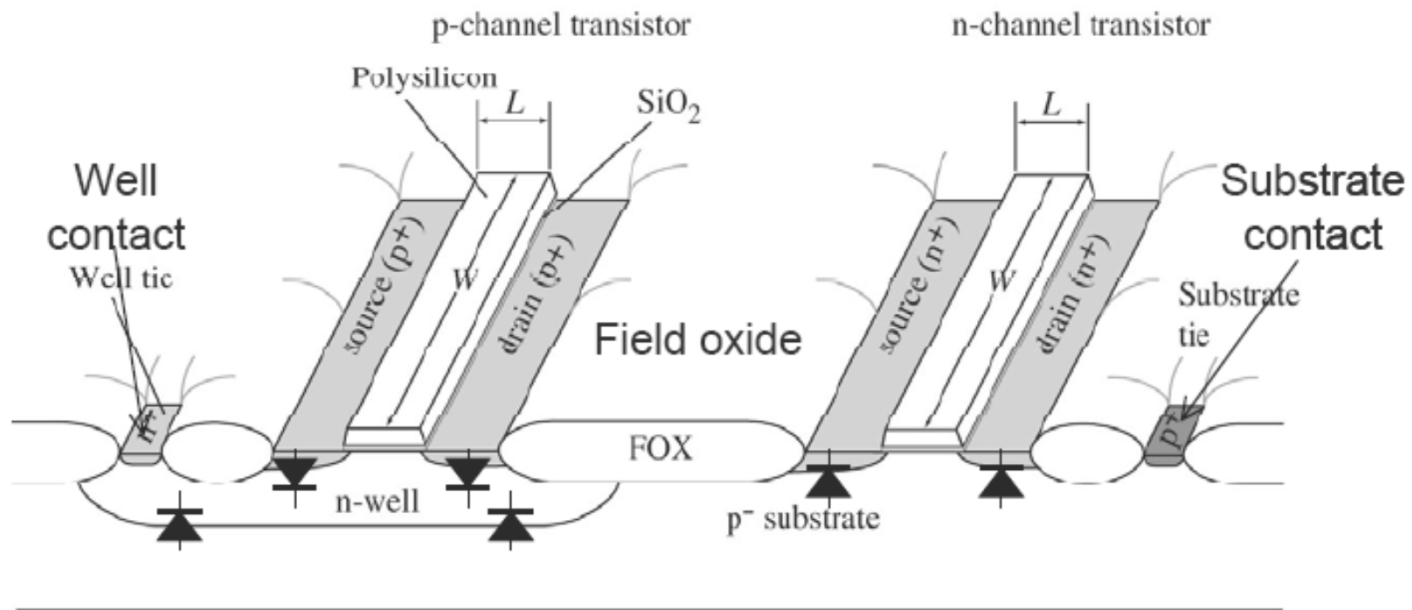
Prof. Nobuo Oki

Estrutura do Dispositivo MOS



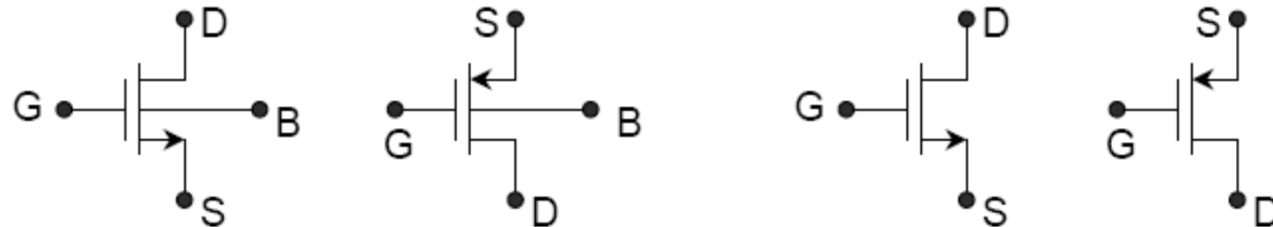
- O transistor NMOS está sobre um substrato p-.
- Duas regiões n⁺ formam os terminais da fonte S (source) e do dreno D (drain). Eles são simétricos e a fonte S tem potencial menor que o do dreno D para um transistor NMOS.
- O contato de substrato é o terminal B (corpo).
- L_{drawn} é o comprimento de canal real que é desenhado no layout.
- L_{eff} é o comprimento efetivo. $L_{eff} = L_{drawn} - 2L_D$. L_D é o comprimento de difusão lateral.
- t_{ox} é a espessura de óxido e é dependente da tecnologia. t_{ox} varia de 300 Å (para uma tecnologia de 1.5 µm) a 22 Å (para a tecnologia de 0.13 µm).

Dispositivos NMOS e PMOS em Tecnologia N-Well



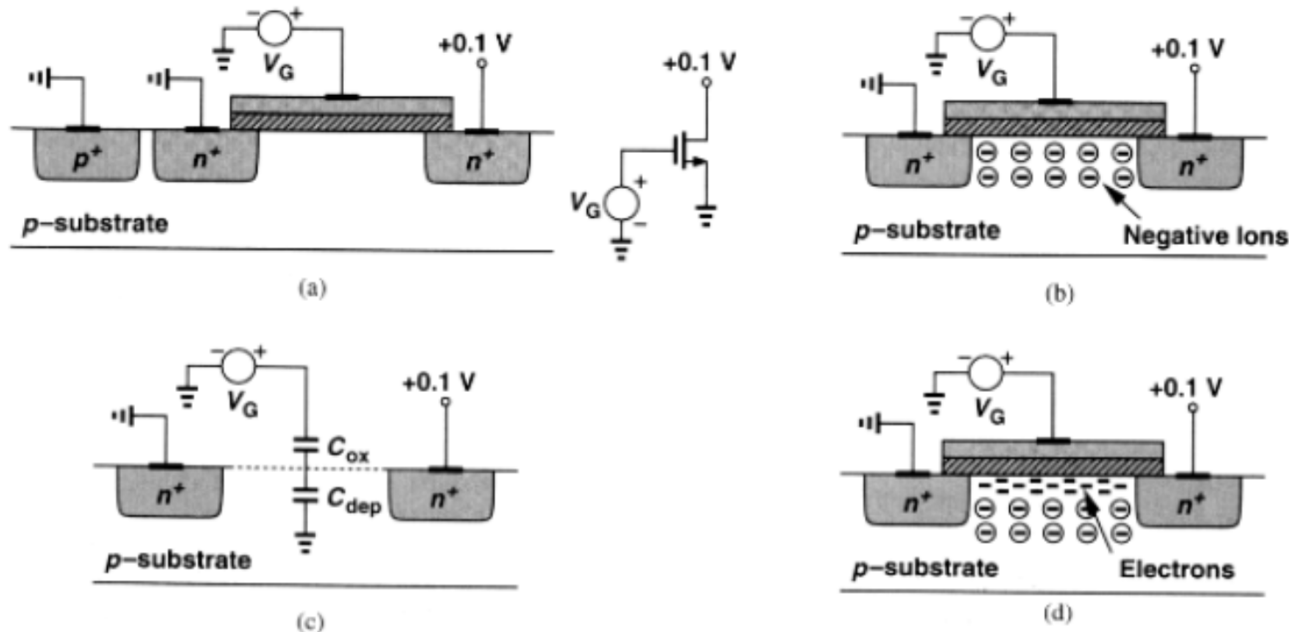
- Todos os transistores NMOS possuem a mesma conexão de substrato.
- Os transistores PMOS podem compartilhar ou ter terminais de substrato separados - n-wells.
- Os diodos precisam estar reversamente polarizados.

Símbolos para os Dispositivos MOS



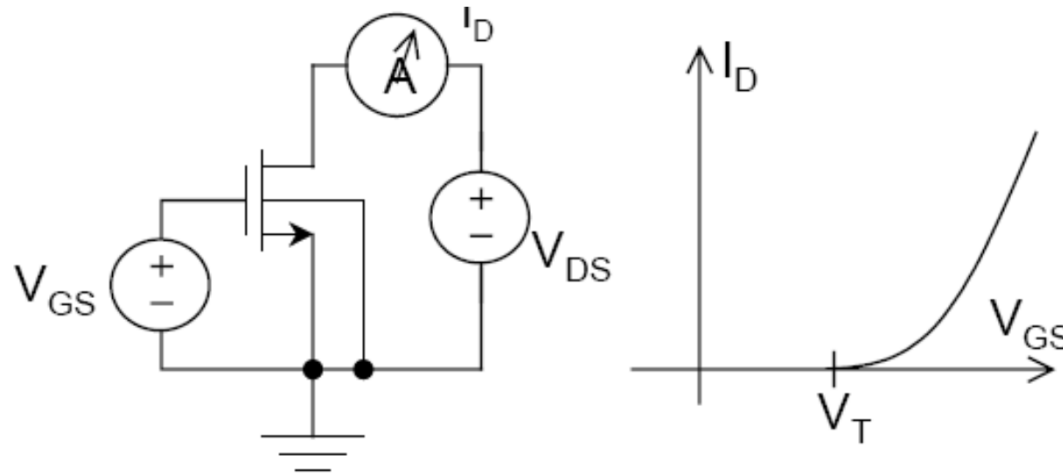
- Se o terminal de substrato não é explicitamente desenhado, para os dispositivos NMOS (PMOS), o terminal de substrato está conectado ao terminal de alimentação mais negativo (positivo).

Princípio de Operação dos Dispositivos MOS (1)



- (a) Um dispositivo NMOS com tensões de polarização, (b) formação da região de depleção, (c) limiar da inversão, (d) formação da camada de inversão.

Princípio de Operação dos Dispositivos MOS (2)



- A corrente de dreno, I_D , flui quando $V_{GS} > V_T$

- A tensão de limiar, V_T , é a tensão V_{GS} quando o canal começa a conduzir corrente.

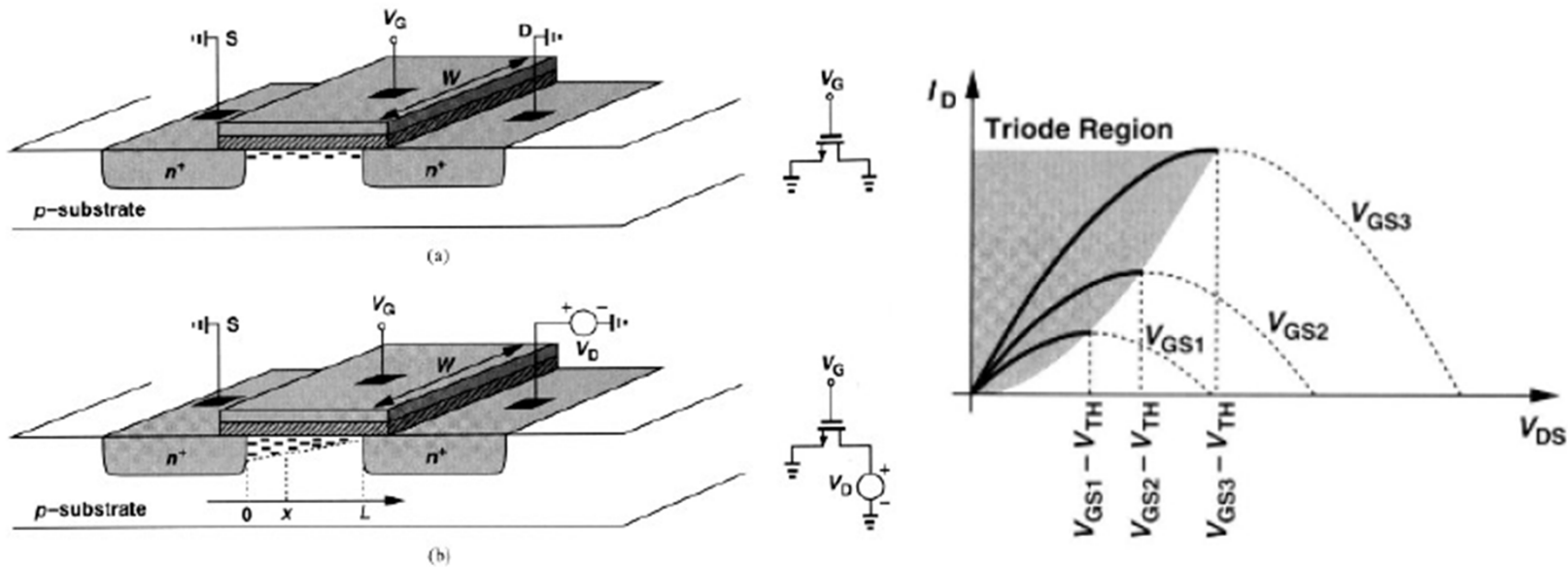
$$V_T = V_{T0} + \gamma(\sqrt{|2\phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|2\phi_F|})$$

- onde $\phi_F = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_{sub}}{n_i}\right)$, ---- N_{sub} é a concentração da dopagem do substrato.

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_{sub}}}{C_{ox}}, \quad \text{----- coeficiente de efeito de corpo}$$

$$V_{T0} = \phi_{MS} - 2\phi_F - \frac{Q_{b0}}{C_{ox}} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}},$$

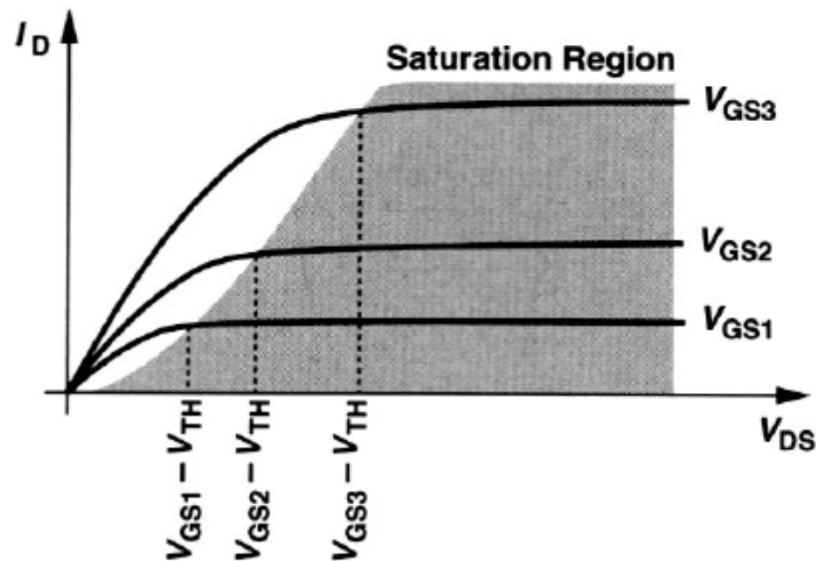
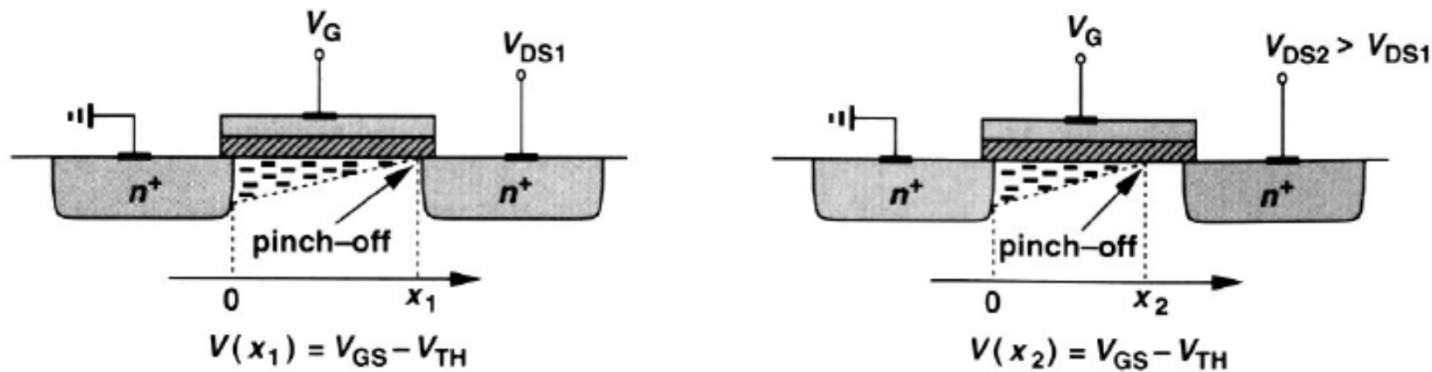
Dispositivo MOS na Região Triodo



$$I_D = \begin{cases} 0, & (\text{cut off : } V_{GS} - V_T < 0) \\ K_p \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right], & \text{where } K_p = \mu C_{ox} = \mu \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \\ (\text{triode : } V_{GS} - V_T > 0 \text{ and } V_{DS} < V_{dsat} \equiv V_{GS} - V_T) \end{cases}$$

- Veja o livro texto, pp. 15-17, para obter a derivação destas equações.

Comportamento de Pinch-Off, Modulação de Comprimento de Canal e Saturação (1)

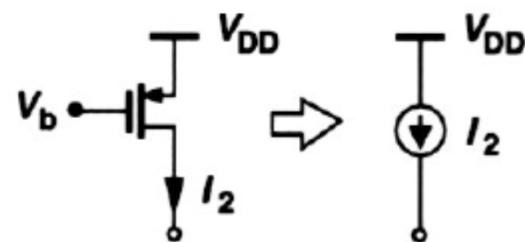
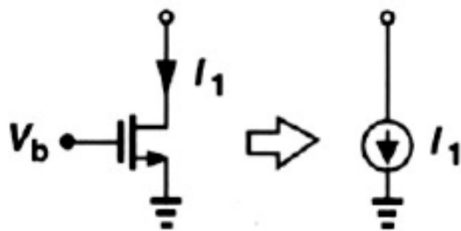
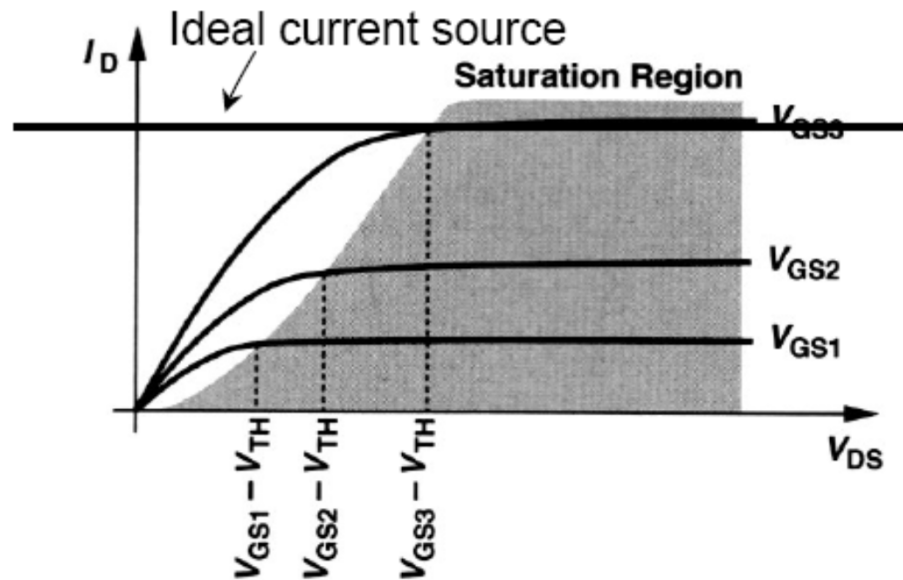


Comportamento de Pinch-Off, Modulação de Comprimento de Canal e Saturação (2)

- Quando V_{DS} aumenta além de $V_{GS} - V_T$, o canal começa a sofrer um estrangulamento (pinch off) no lado do dreno
- I_D torna-se relativamente constante para um valor fixo de V_{GS} , (realmente aumenta ligeiramente com V_{DS} devido ao efeito de *modulação de comprimento de canal*)

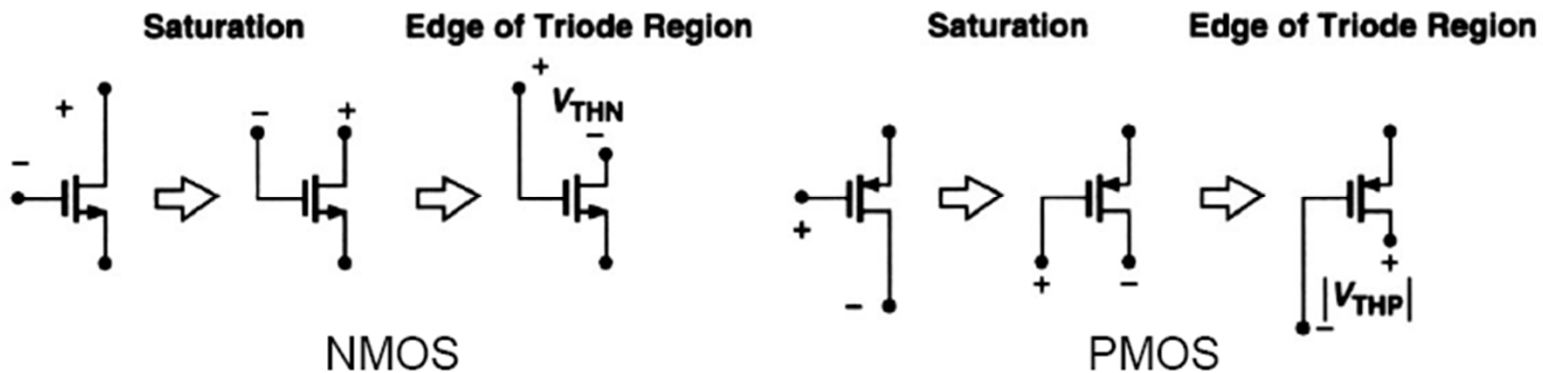
$$I_D = \begin{cases} 0, & (\text{cut off : } V_{GS} - V_T < 0) \\ \frac{1}{2} K_P \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \approx \frac{1}{2} K_P \left(\frac{W_i}{L} \right) (V_{GS} - V_T)^2, & \\ \quad (\text{in saturation : } V_{GS} - V_T > 0 \text{ and } V_{DS} > V_{dsat} \equiv V_{GS} - V_T) \end{cases}$$

Transistor MOS como uma Fonte de Corrente



Resumo das Regiões de Operação do MOS

$$I_D = \begin{cases} 0, & (\text{cut off} : V_{GS} - V_T < 0) \\ \frac{1}{2} K_p \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \approx \frac{1}{2} K_p \left(\frac{W_i}{L} \right) (V_{GS} - V_T)^2, & \\ & (\text{in saturation} : V_{GS} - V_T > 0 \text{ and } V_{DS} > V_{dsat} \equiv V_{GS} - V_T) \\ K_p \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right], & \\ & (\text{triode} : V_{GS} - V_T > 0 \text{ and } V_{DS} < V_{dsat} \equiv V_{GS} - V_T) \end{cases}$$



Efeito de Corpo (1)

$$V_T = V_{T0} + \gamma(\sqrt{|2\phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|2\phi_F|})$$

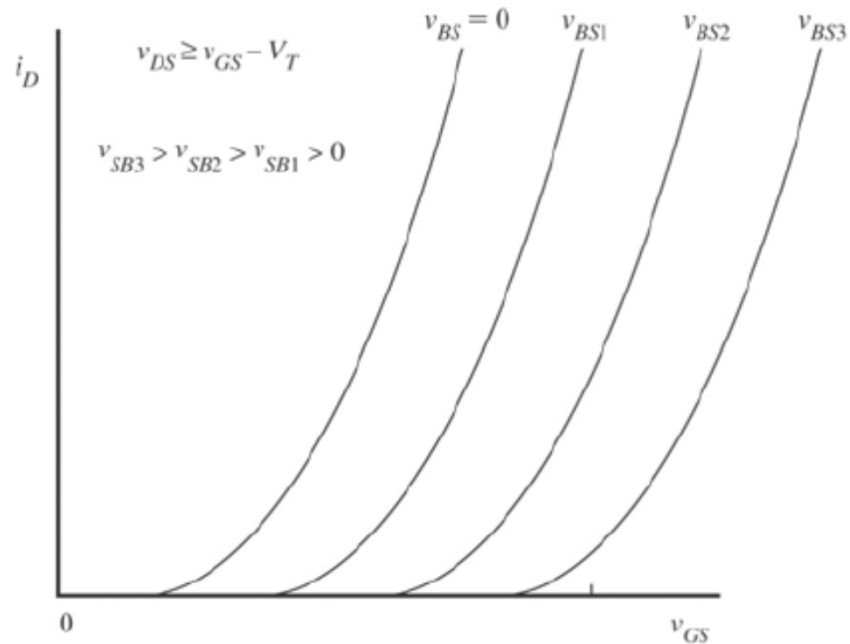
where $\phi_F = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_{sub}}{n_i}\right)$,

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_{sub}}}{C_{ox}},$$

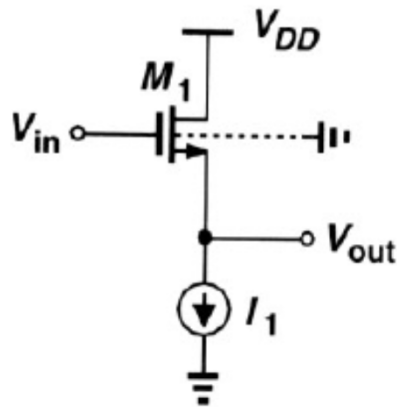
$$V_{T0} = \phi_{MS} - 2\phi_F - \frac{Q_{b0}}{C_{ox}} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}},$$

----- N_{sub} is the substrate doping concentration.

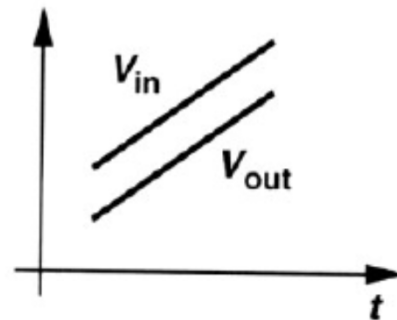
----- body effect coefficient, usually 0.3 to 0.4 $V^{1/2}$.



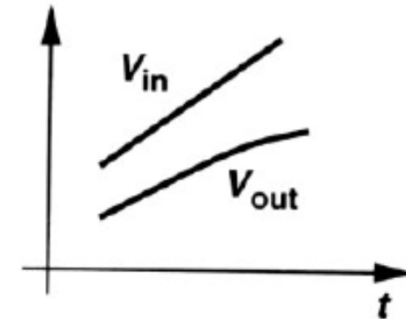
Efeito de Corpo (2)



Schematic



No body effect



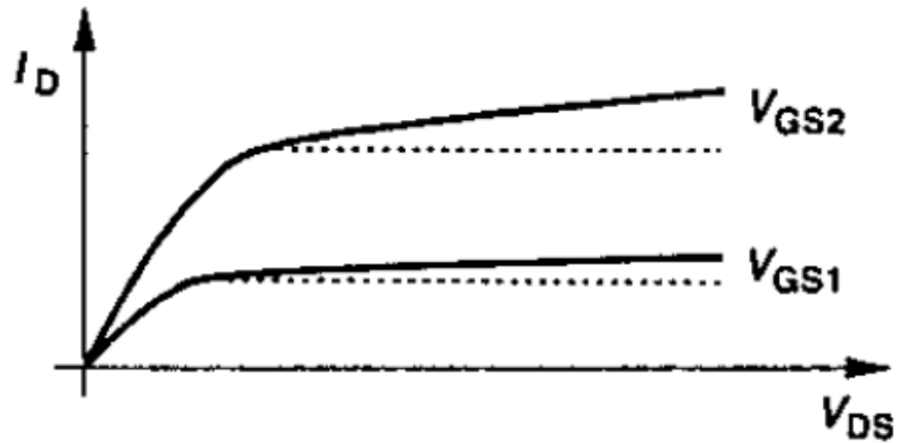
With body effect

$$I_1 = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{out} - V_{TH})^2,$$

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma \left(\sqrt{|2\Phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|2\Phi_F|} \right),$$

- Com o efeito de corpo, quando V_{out} aumenta, V_{SB} torna-se maior, V_T é aumentado, $V_{in} - V_{out} = V_{GS}$ também torna-se maior para manter a corrente constante.

Efeito de Modulação de Comprimento de Canal



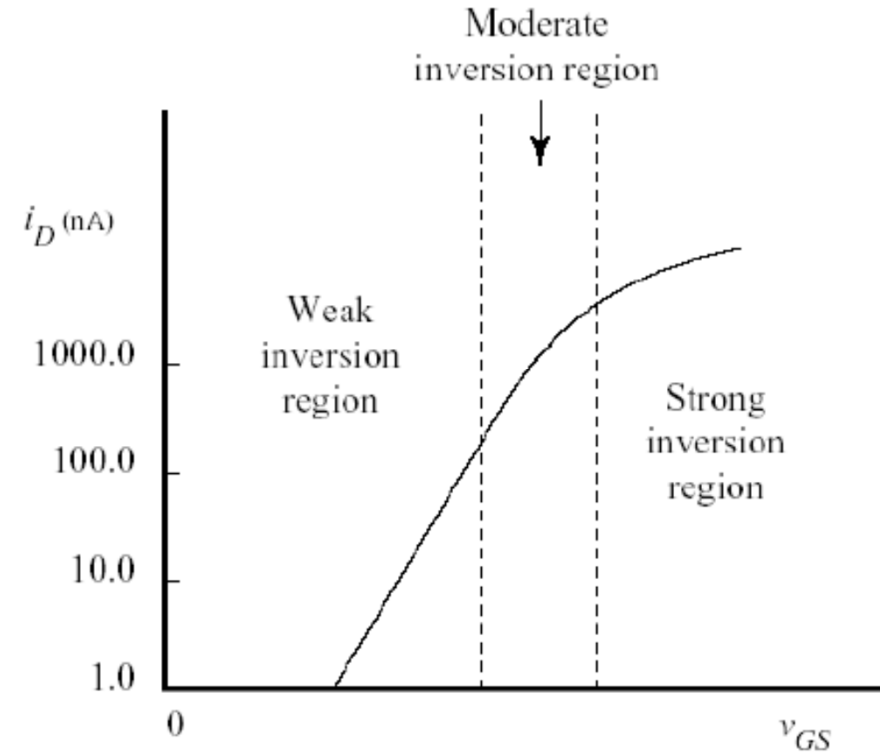
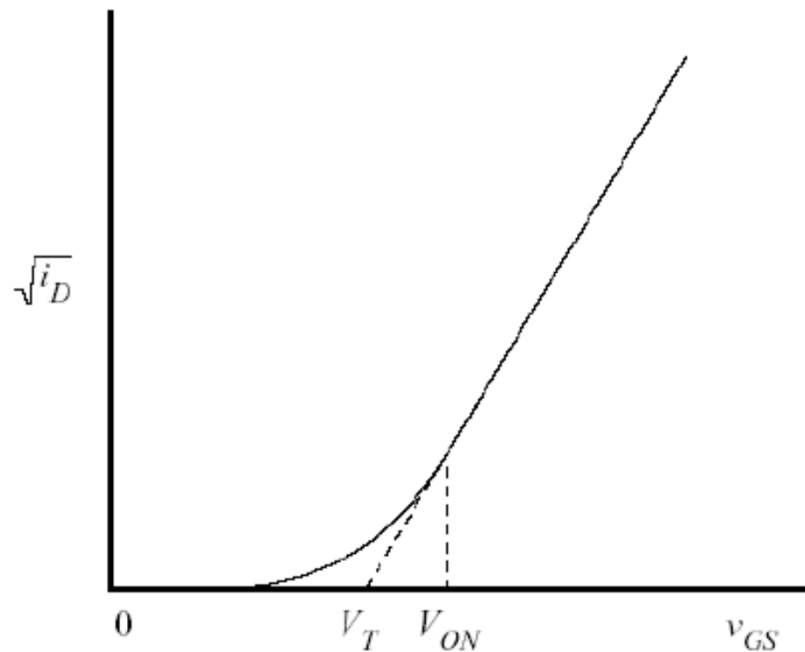
$$I_D \approx \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}),$$

Região de Sublimiar (Subthreshold) (1)

- Previamente, foi assumido que não havia corrente fluindo no transistor MOS se $V_{GS} - V_T < 0$ (para o NMOS). Em outras palavras, o transistor abre abruptamente quando V_{GS} reduz a V_T .
- Na realidade, o transistor abre-se gradualmente. Quando V_{GS} fica abaixo de V_T , uma pequena corrente flui através do transistor.
- A curva característica I_D vs V_{GS} muda de uma lei quadrática para uma exponencial.
- Esta região é chamada de sublimiar (*subthreshold*) ou de *inversão fraca*, porque o canal é fracamente invertido.

Região de Sublimiar (Subthreshold) (2)

- $\sqrt{i_D}$ and I_D in log scale (or $\log(I_D)$) vs. v_{GS}



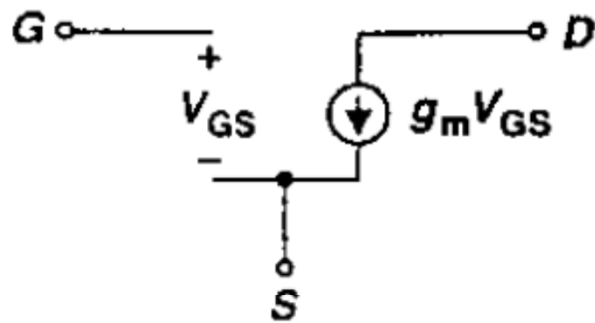
Região de Sublimiar (Subthreshold) (3)

- Na região de sublimiar (subthreshold),

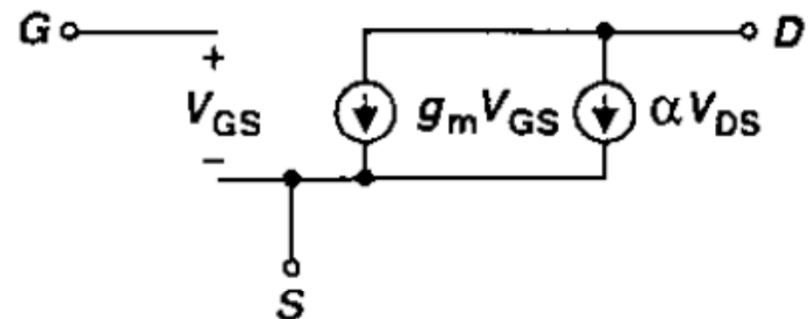
$$i_D = I_{D0} \left(\frac{W}{L} \right) \exp \left(\frac{V_{GS}}{nV_t} \right)$$

- onde n é o fator de inclinação de sublimiar, $n > 1$, e usualmente menor que 3.
- A operação na região de inversão fraca (subthreshold) e inversão forte com inversão moderada. A operação em inversão moderada não é modelada de forma exata. A região de inversão fraca é usada em aplicações de baixo consumo de potência e baixa frequência.

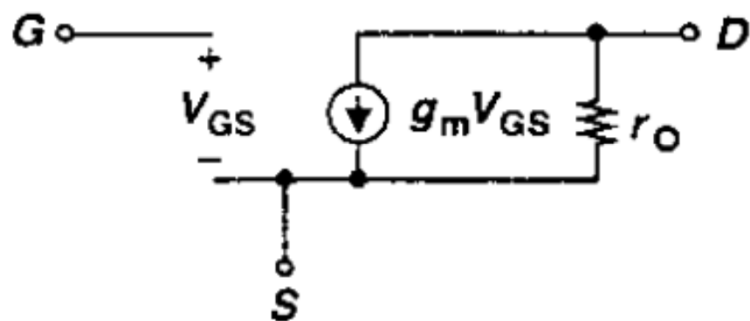
Modelo do Transistor a Pequeno Sinais



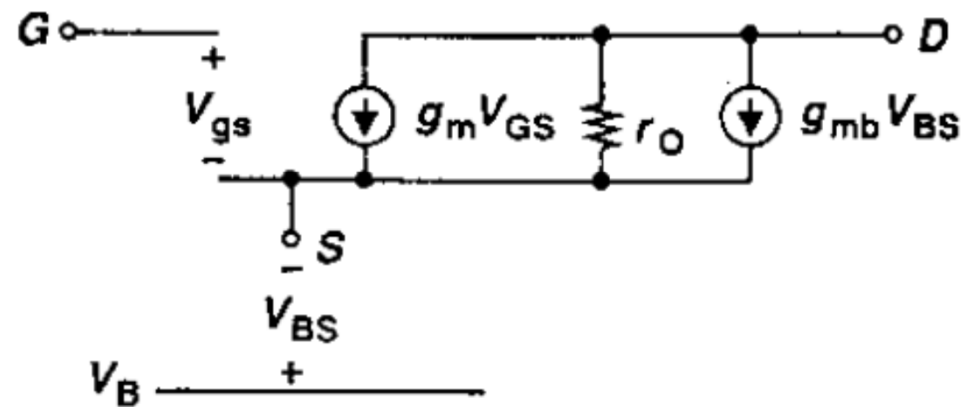
(a)



(b)



(c)



(d)

Modelo do Transistor a Pequenos Sinais (2)

- Resumo

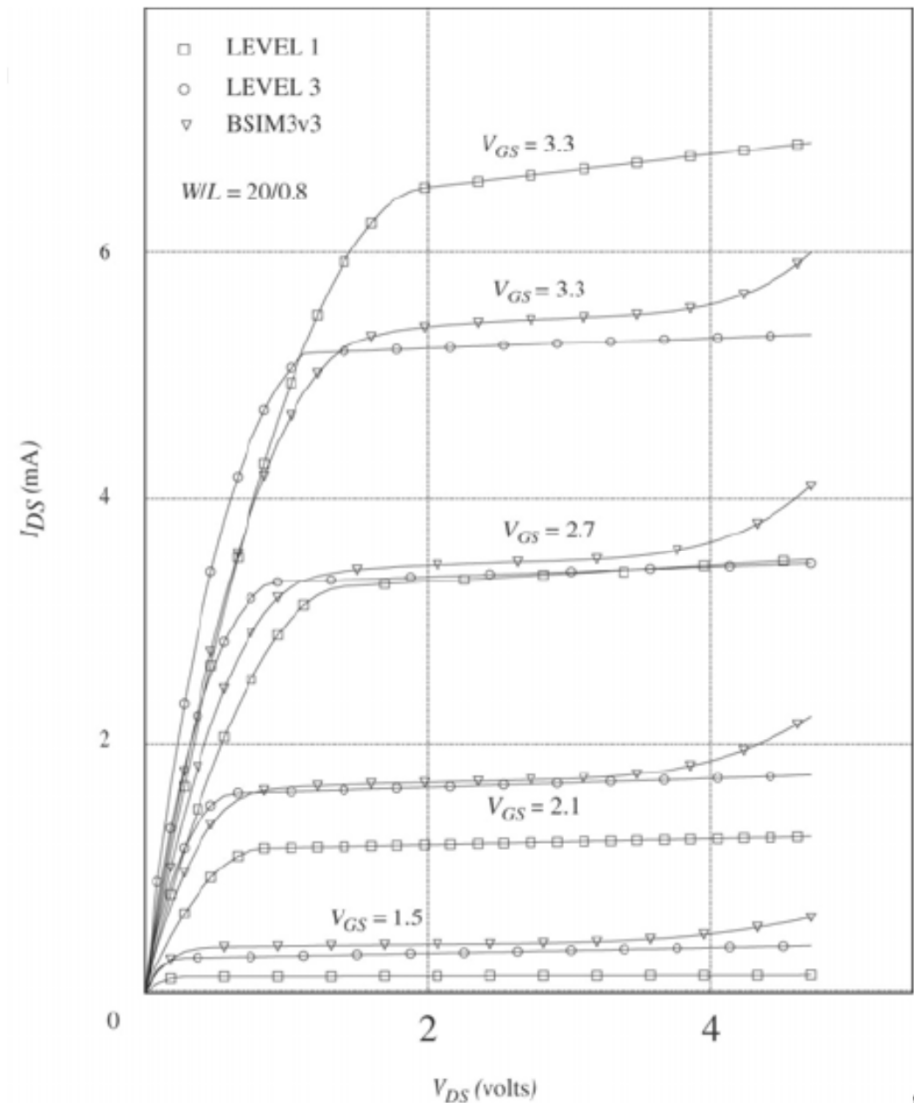
small signal model parameters	equations
g_m	$\cong \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}}$
g_{mb}	ηg_m , where $\eta = \frac{\gamma}{2\sqrt{ 2\phi_F + V_{SB}}}$
g_{ds}	$\cong \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \cdot \lambda \approx \lambda I_D$

Modelos SPICE (1)

- Level 0
 - – Lei quadrática, para cálculos manuais.
- Level 1
 - – V_T , K_P , γ , λ , e N_{sub} .
- Level 2
 - – Modelo analítico baseado na geometria do dispositivo. Leva em conta efeitos de segunda ordem, tais como, variação de carga, pequenos canais, inversão fraca e variação da mobilidade.
- •Level 3
 - – Modelo de curto canal semi-empírico.
 - – Bom para tecnologias MOS abaixo de $0.8\ \mu\text{m}$.
 - – V_T como função do comprimento L do transistor.

Modelos SPICE (2)

- BSIM (atualmente BSIM 3v3)
- – Desenvolvido pela UC Berkeley
- – Para tecnologias abaixo de 0.8 μm
- – Provê bom desempenho tanto para circuitos analógicos como para circuitos digitais
- – Modela efeitos de ordem superiores
- – Usado largamente na academia e na indústria, sendo atualmente o modelo padrão industrial.



Modelo do Transistor Level 1

Table 2.1 Level 1 SPICE Models for NMOS and PMOS Devices.

NMOS Model

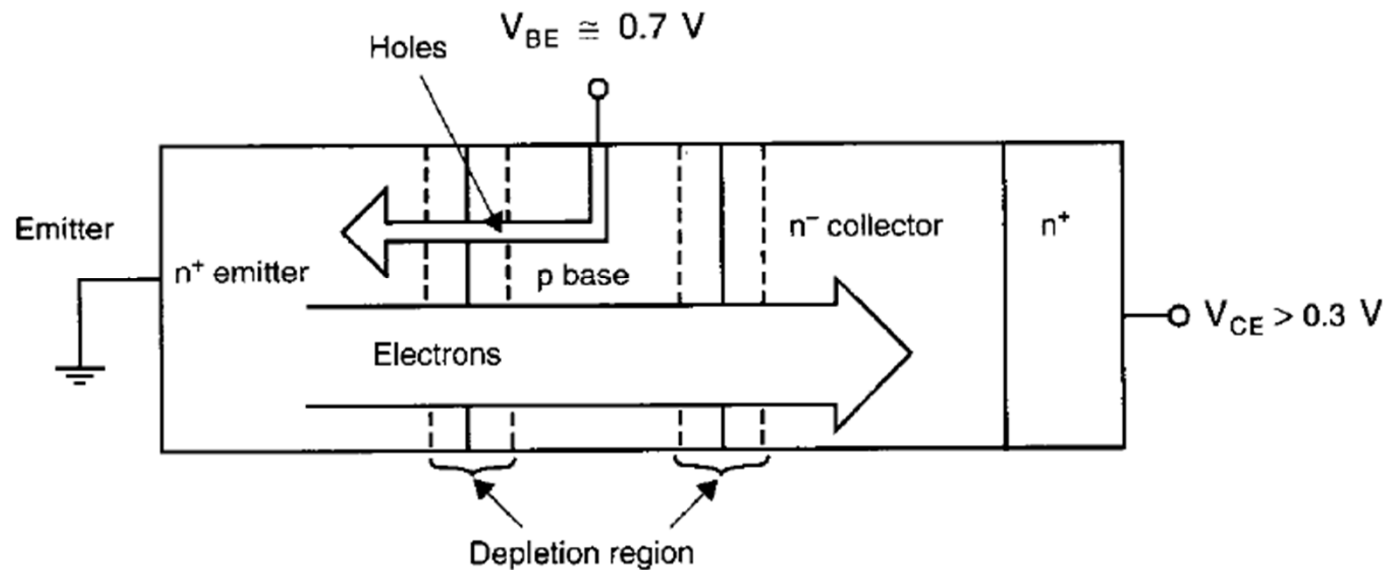
LEVEL = 1	VTO = 0.7	GAMMA = 0.45	PHI = 0.9
NSUB = $9e+14$	LD = $0.08e-6$	UO = 350	LAMBDA = 0.1
TOX = $9e-9$	PB = 0.9	CJ = $0.56e-3$	CJSW = $0.35e-11$
MJ = 0.45	MJSW = 0.2	CGDO = $0.4e-9$	JS = $1.0e-8$

PMOS Model

LEVEL = 1	VTO = -0.8	GAMMA = 0.4	PHI = 0.8
NSUB = $5e+14$	LD = $0.09e-6$	UO = 100	LAMBDA = 0.2
TOX = $9e-9$	PB = 0.9	CJ = $0.94e-3$	CJSW = $0.32e-11$
MJ = 0.5	MJSW = 0.3	CGDO = $0.3e-9$	JS = $0.5e-8$

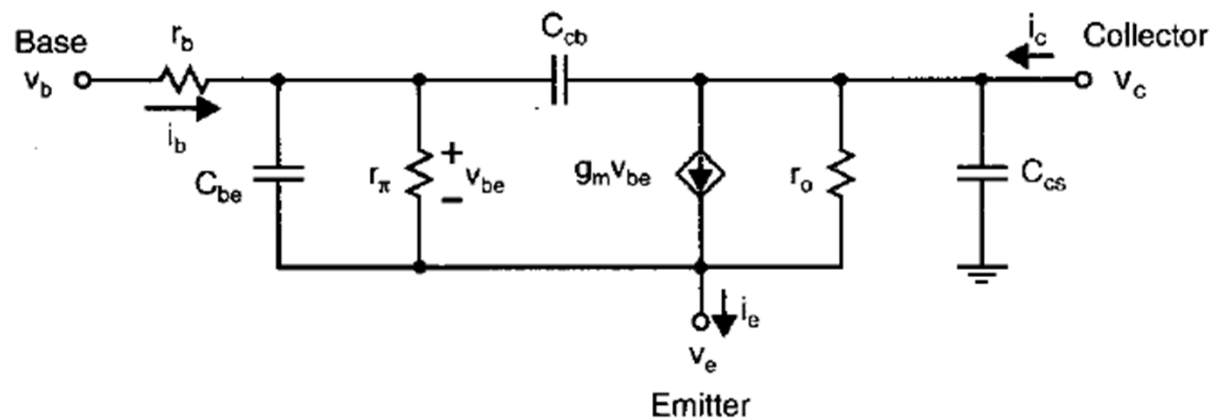
Transistor Bipolar

Princípio de funcionamento



Componentes de correntes em um transistor NPN

Modelo a pequenos sinais de um transistor bipolar



$I_C = I_{CS} e^{v_{BE}/V_T}$	$V_T = \frac{kT}{q} \cong 26 \text{ mV at } 300^\circ\text{K}$
For more accuracy, $I_C = I_{CS} e^{v_{BE}/V_T} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)$	
$I_{CS} = \frac{A_E q D_n n_i^2}{W N_A}$	$\sim I_B = \frac{I_C}{\beta}$
$I_E = \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_C = \frac{1}{\alpha} I_C = (\beta + 1) I_B$	$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{D_n N_D L_p}{D_p N_A W} \cong 2.5 \frac{N_D L_p}{N_A W}$
$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$	