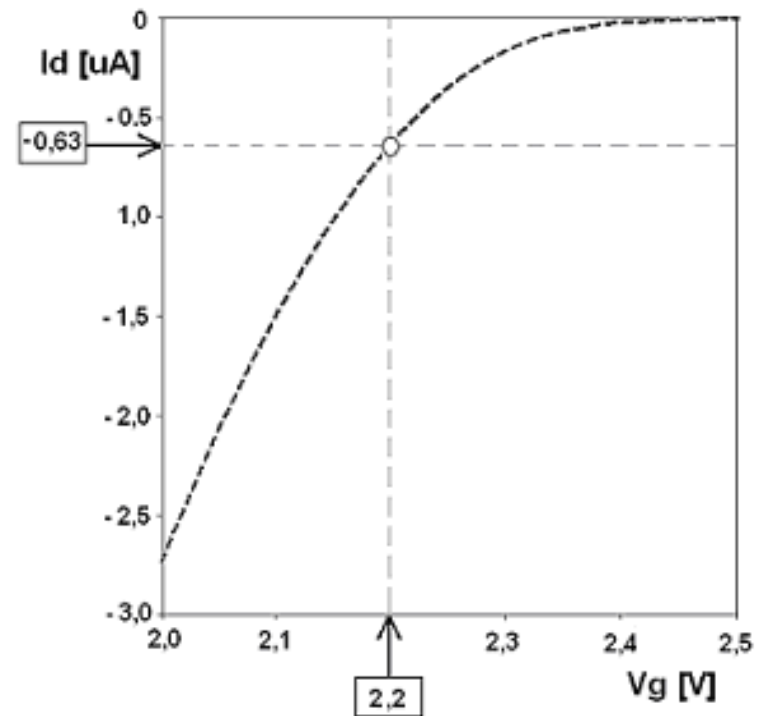
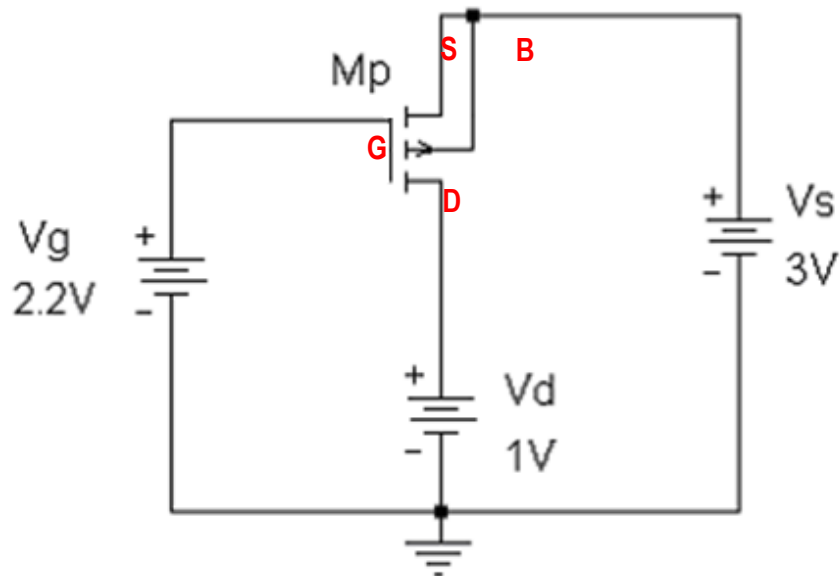


EN2719
Dispositivos Eletrônicos

Transistor MOS: parâmetros incrementais

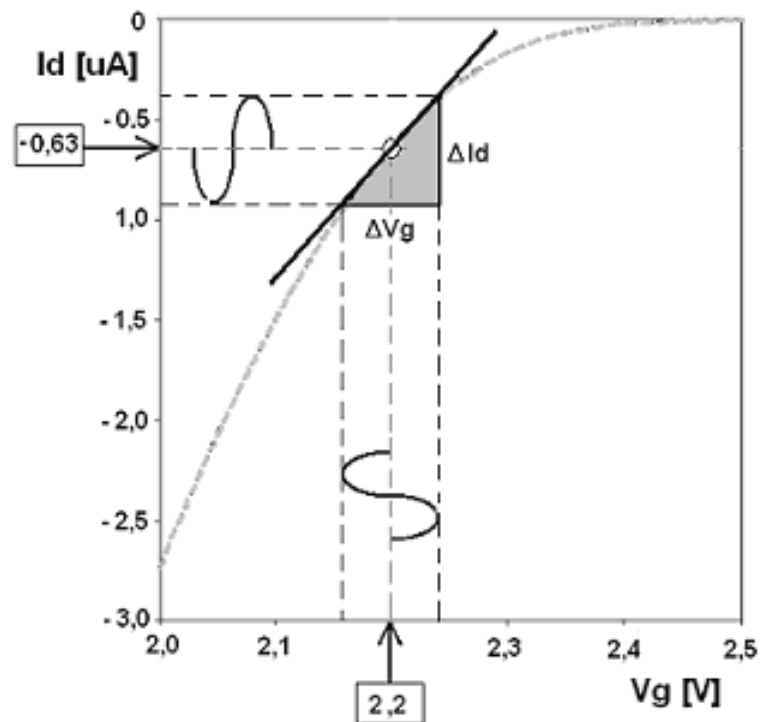
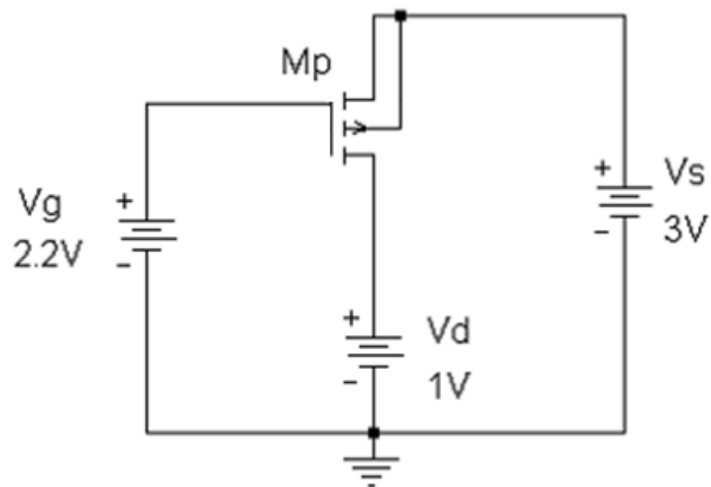
Prof. Carlos Reis
Sala:705-1-A



O transistor M_p , que neste caso tem dimensões $W/L=3\mu m/3\mu m$, implementado em tecnologia CMOS de $3,5\mu m$ está sujeito às diferenças de potenciais $V_{gs}=0.8V$, $V_{ds}=2.0V$ e $V_{bs}=0V$.

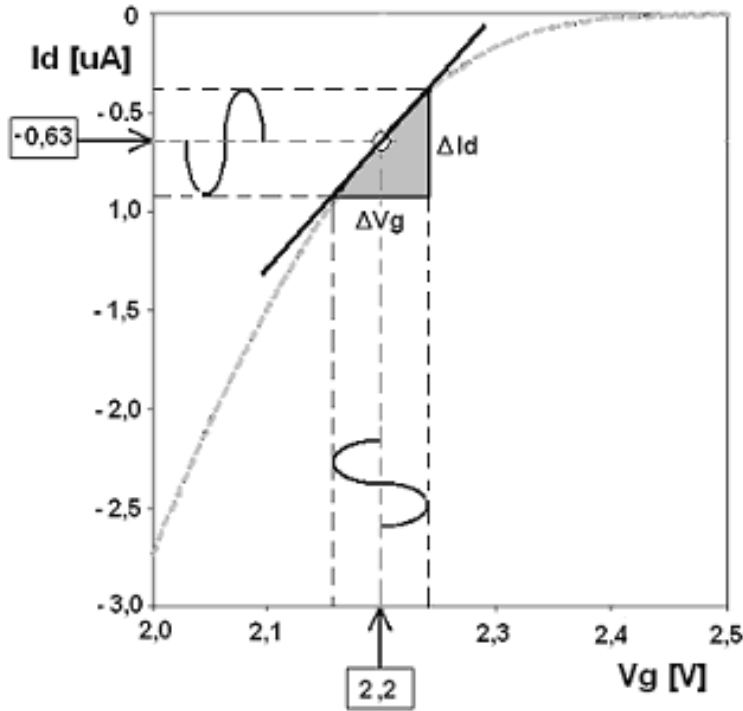
Nestas condições, sua corrente de dreno é igual a $0,63\mu A$.

Pequenas variações em V_g provocarão variações na corrente de dreno que podem ser previstas com razoável precisão se considerarmos o coeficiente angular da reta tangente à curva tracejada como sendo a constante de proporcionalidade entre a variação de I_d e a variação de V_g .



KP_p

Sabe-se, deste transistor, que $\mu C'_{ox} = -40 \mu A/V^2$, que $V_{TH0} = -0,6V$ e que no ponto em que se encontra polarizado, $|V_{ds}| > |V_{gs} - V_{TH}| = |V_{ds}'|$. Portanto, o transistor opera na região de saturação.



$$Id_0 + \frac{\Delta Id}{2} = \frac{\mu C'_{ox}}{2} \frac{W}{L} \left(V_{gs_0} + \frac{\Delta V_{gs}}{2} - V_{TH} \right)^2$$

$$Id_0 - \frac{\Delta Id}{2} = \frac{\mu C'_{ox}}{2} \frac{W}{L} \left(V_{gs_0} - \frac{\Delta V_{gs}}{2} - V_{TH} \right)^2$$

Lembrando que $V_{gs} = V_g - V_s$

A variação incremental de corrente é a diferença entre as correntes anteriores:

$$\Delta Id = \frac{\mu C'_{ox}}{2} \frac{W}{L} \left[2(V_{gs_0} - V_{TH}) \Delta V_{gs} + \Delta V_{gs}^2 \right]$$

Para pequenos valores de ΔV_{gs} , o termo quadrático pode ser desprezado. Conseqüentemente, temos que:

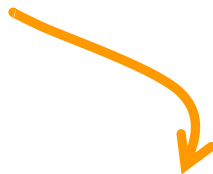
$$\frac{\Delta I_d}{\Delta V_{gs}} = \mu C'_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs_0} - V_{TH})$$

A razão ($\Delta I_d / \Delta V_{gs}$) tem dimensão de condutância e seu valor numérico determina qual é a amplitude da variação da corrente de dreno que corresponde a uma variação incremental da tensão entre os terminais Gate e Source do transistor.

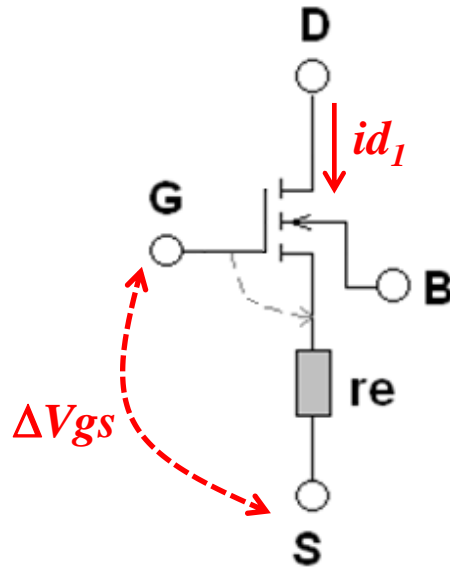
Este parâmetro é conhecido como transcondutância (g_m).

No exemplo mostrado, $V_{gs_0} = 0.8V$ e $I_{d_0} = -0.63\mu A$.

Para variações em V_{gs} tendendo a zero, a razão entre as diferenças ΔI_d e ΔV_{gs} tende à derivada parcial de I_d com relação a V_{gs} .

$$\frac{\Delta I_d}{\Delta V_{gs}} = \mu C'_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs_0} - V_{TH})$$

$$\left. \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{gs}} \right|_{\Delta V_{gs} \rightarrow 0} = \frac{dI_d}{dV_{gs}} = g_m$$

Uma forma bastante conveniente sob o ponto de vista de projeto de circuitos é a incorporação deste *coeficiente de transformação de tensão em corrente* ao símbolo do transistor:



$$id_1 = \frac{\Delta V_{gs}}{re}$$

$$re = \frac{1}{gm}$$

Com o transistor polarizado numa determinada condição, o valor de gm é calculado e o seu inverso (a resistência re) pode ser imaginado como sendo um elemento interno ao transistor que está sujeito às variações da tensão V_{gs} :

O mesmo raciocínio pode ser aplicado aos efeitos das variações incrementais das tensões V_{ds} e V_{bs} na corrente de dreno.

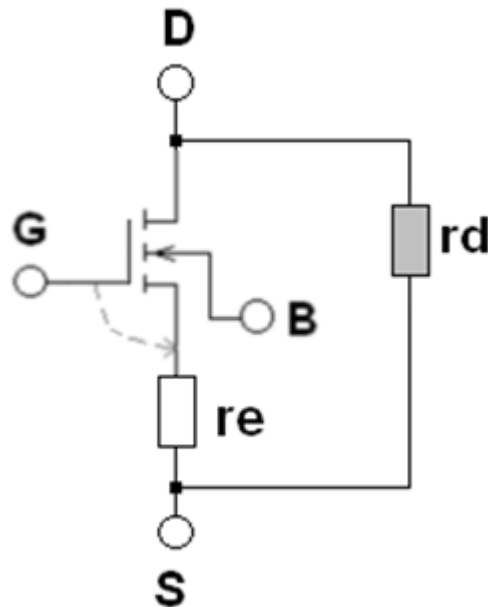
Foi visto que a corrente de dreno é afetada por variações da tensão V_{ds} através do chamado efeito de modulação do comprimento do canal.

Para determinar o coeficiente que relaciona variações de I_d com variações de V_{ds} , calculemos a derivada parcial da equação que rege o comportamento do transistor na região de saturação :

$$\frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} = \lambda I_d$$

Este coeficiente também tem dimensão de condutância e é conhecido como transcondutância de dreno, ***gd***.

À semelhança do que foi feito com a transcondutância g_m , podemos incorporar uma resistência incremental ao símbolo do transistor correspondente ao coeficiente λI_d :



$$id_2 = \frac{\Delta V_{ds}}{r_d}$$

$$r_d = \frac{1}{\lambda I_d}$$

A corrente de dreno também é afetada por variações no potencial do corpo em relação ao terminal Fonte através do chamado efeito de corpo. Assim como nos casos anteriores, é possível prever a amplitude das **variações em I_d causada por variações de V_{bs}** , calculando-se o coeficiente desta relação incremental.

Seja, portanto, a derivada parcial de I_d com relação a V_{bs} :

$$\frac{\partial I_d}{\partial V_{bs}} = \frac{dI_d}{dV_{TH}} \frac{dV_{TH}}{dV_{bs}}$$

Como :

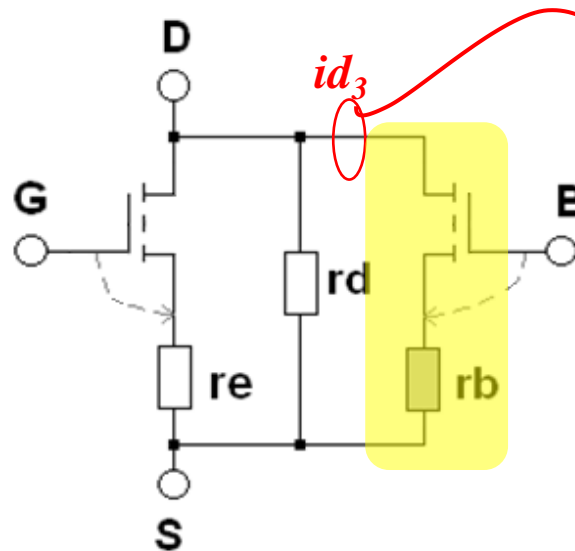
$$\frac{dI_d}{dV_{TH}} = - \frac{dI_d}{dV_{gs}}$$

$$\frac{dV_{TH}}{dV_{sb}} = - \frac{dV_{TH}}{dV_{sb}}$$

$$\text{e } \frac{dV_{TH}}{dV_{sb}} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{sb}}}$$

$$\text{Então : } g_{mb} = \left(\frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{sb}}} \right) g_m$$

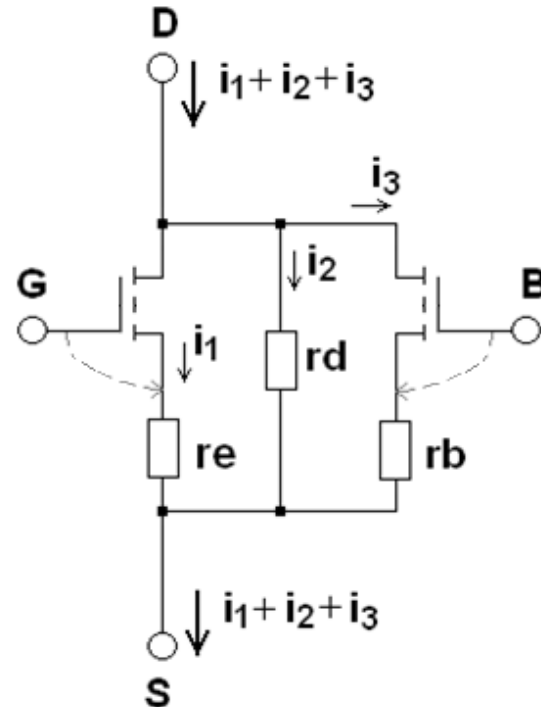
O corpo do transistor MOS atua como uma segunda Porta. Assim, o coeficiente incremental ***gmb*** pode ser incorporado ao símbolo do transistor representando um outro transistor que está conectado em paralelo ao primeiro, atuando somente quando ocorrem variações em V_{sb}



$$id_3 = \frac{\Delta V_{sb}}{rb}$$

$$rb = \left(\frac{2\sqrt{2\phi_F + V_{sb}}}{\gamma} \right) re$$

As variações incrementais que se devem às variações dos terminais do transistor são independentes uma das outras.



Exercício

Determinar a tensão V_{D0} no circuito abaixo, considerando que o transistor M tem as seguintes características:

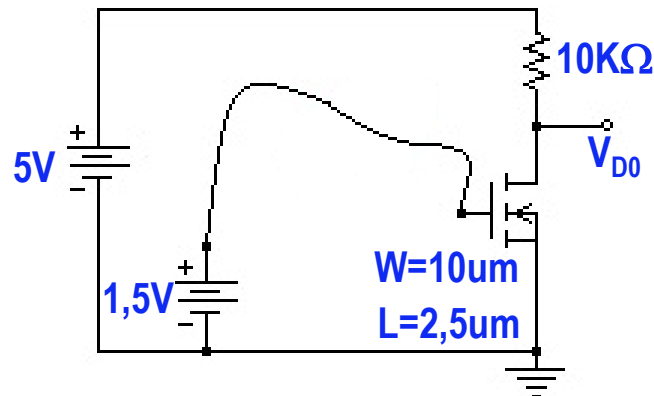
$$KP_N = 100 \mu\text{A}/\text{V}^2 \quad V_{TH0} = 0,5\text{V} \quad \lambda = 0$$

Solução:

Vamos admitir, a priori, que a tensão V_{D0} resultante seja maior que $(V_{GS} - V_{TH})$. Se isto for verdade, o comportamento do transistor é regido pela equação:

$$I_d = \frac{KP_N}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda \cdot V_{DS})$$

Substituindo os valores conhecidos, temos que $I_d = 200 \mu\text{A}$. Portanto, há uma queda de potencial sobre o resistor conectado ao dreno ($10\text{K}\Omega$) de 2V fazendo com que $V_{D0} = 3\text{V}$.



Exercício



Supondo que o "OVNI" acima produza um sinal biológico com amplitude de 10uVpp, e que este sinal possa ser captado por eletrodos colocados entre a fonte de 1,5V e o gate do transistor, qual será a amplitude pico a pico do sinal observado no dreno do transistor?

Solução:

Sabe-se que a amplitude da variação de corrente de dreno que resulta da variação da tensão Vgs pode ser determinada através do parâmetro gm:

$$gm = \frac{\partial Id}{\partial V_{gs}} = \frac{\partial}{\partial V_{gs}} \left(\frac{KP_N}{2} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{TH})^2 \right)$$

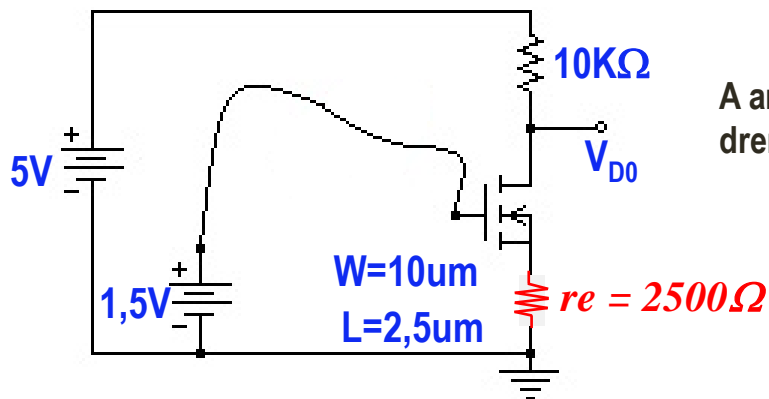
$$gm = \frac{KP_N}{2} \frac{W}{L} 2 \cdot (V_{gs} - V_{TH})$$

gm, por sua vez, é numericamente igual ao inverso do resistor "imaginário" re.

Atribuindo os valores numéricos dos parâmetros conhecidos, temos que

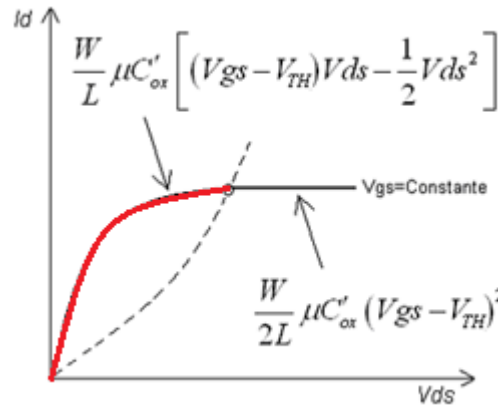
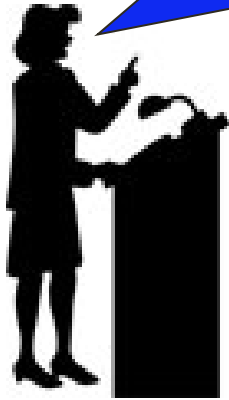
$$gm = 4 \cdot 10^{-4} / \Omega$$

$$\therefore re = 2500 \Omega$$



A amplitude do sinal no dreno será de 40uVpp.

Quando o transistor opera na região linear, as variações incrementais na corrente de dreno são calculadas levando-se em conta as expressões dos coeficientes incrementais deduzidas a partir das derivadas parciais da função que define a corrente de dreno na região linear



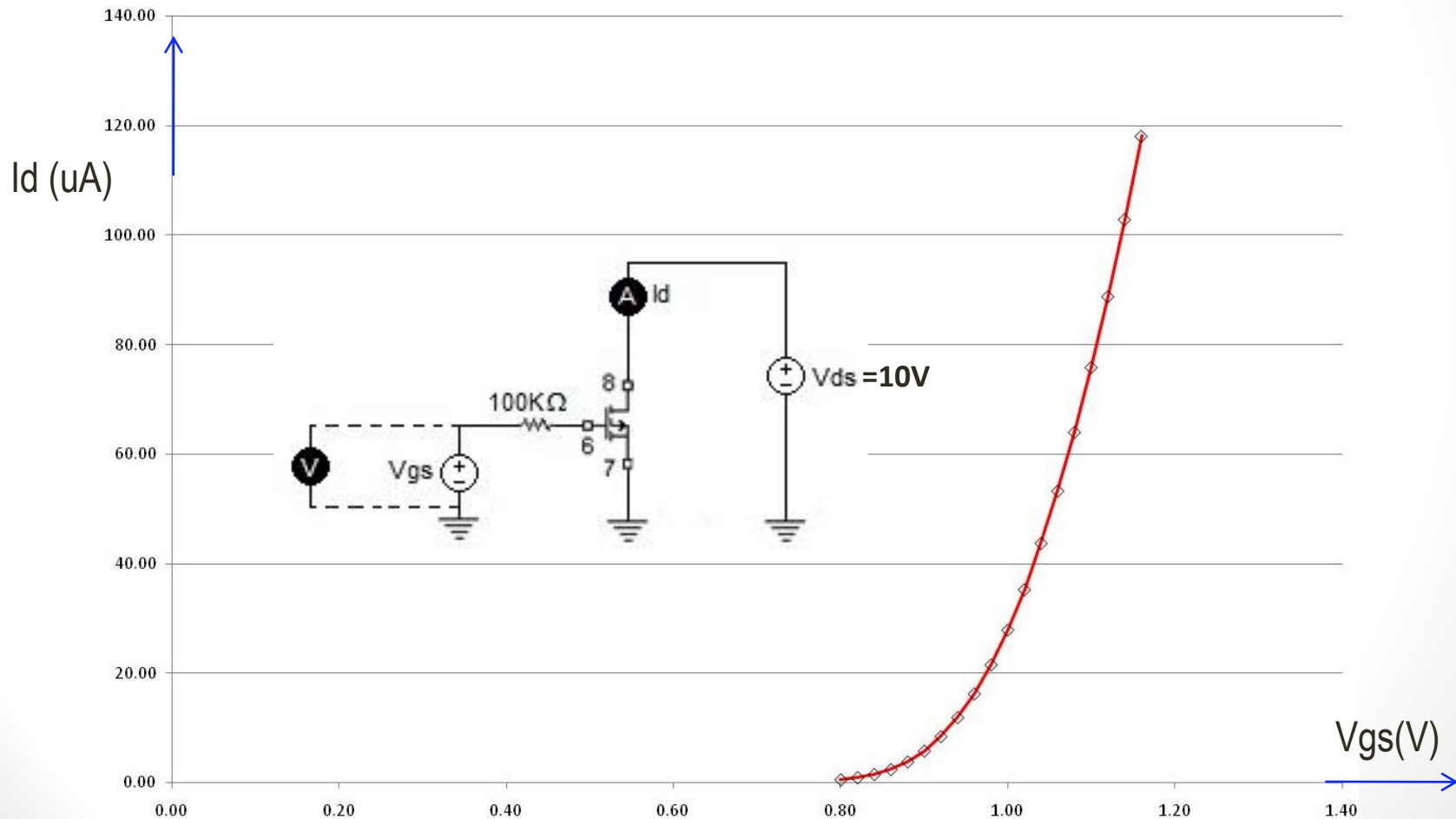
$$gm = \frac{\partial Id}{\partial V_{gs}} = \frac{\partial}{\partial V_{gs}} \left\{ \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[(V_{gs} - V_{TH}) V_{ds} - \frac{1}{2} V_{ds}^2 \right] \right\} \Rightarrow gm = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \cdot V_{ds}$$

$$gd = \frac{\partial Id}{\partial V_{ds}} = \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \left\{ \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[(V_{gs} - V_{TH}) V_{ds} - \frac{1}{2} V_{ds}^2 \right] \right\} \Rightarrow gd = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} [V_{gs} - V_{TH} - V_{ds}]$$

Explorando o transistor MOS

Foram realizadas medições de V_{gs} e I_d , mantendo a tensão V_{ds} fixa em 10V, de um dos transistores de canal-N do circuito integrado CD4007.

Os resultados obtidos são mostrados abaixo.



Como durante todo o processo de medição a tensão de dreno foi mantida fixa em 10V e a tensão aplicada à porta se mantém bem abaixo deste nível, pode-se considerar que o transistor é regido pela equação quadrática:

$$I_d = \frac{KP_n}{2} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{TH})^2$$

Nestas condições a tensão de Threshold pode ser determinada a partir dos valores obtidos da seguinte relação (linear):

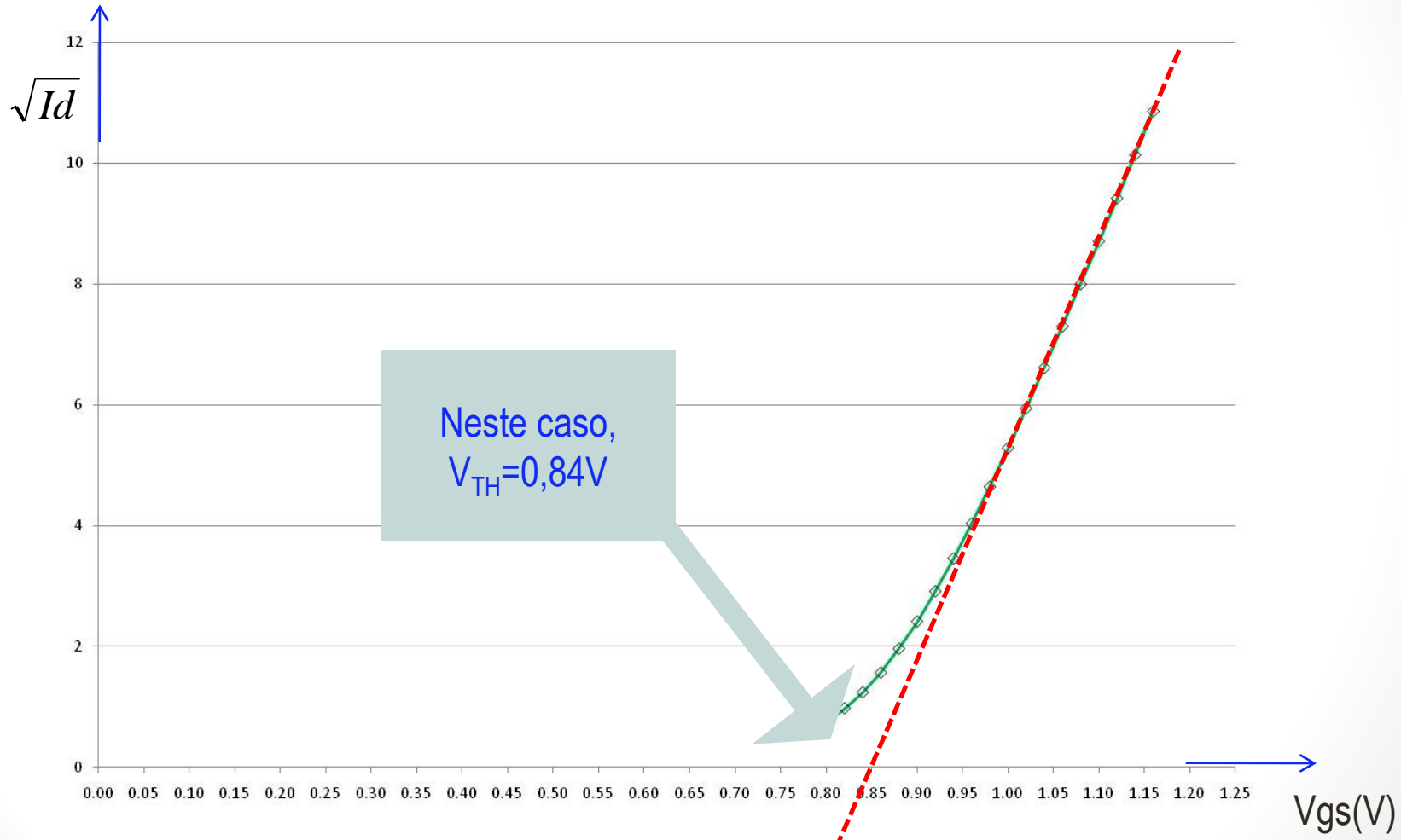
$$\sqrt{I_d} = \sqrt{\frac{KP_n}{2} \frac{W}{L}} (V_{gs} - V_{TH})$$

Ou seja, se traçarmos um gráfico relacionando a raiz quadrada de I_d com o valor de V_{gs} , a tensão V_{TH} é o valor obtido no cruzamento da reta com o eixo V_{gs} .

O fundamento disto é que a tensão de Threshold é a tensão aplicada entre Porta e Fonte a partir da qual a condução no canal tem início.

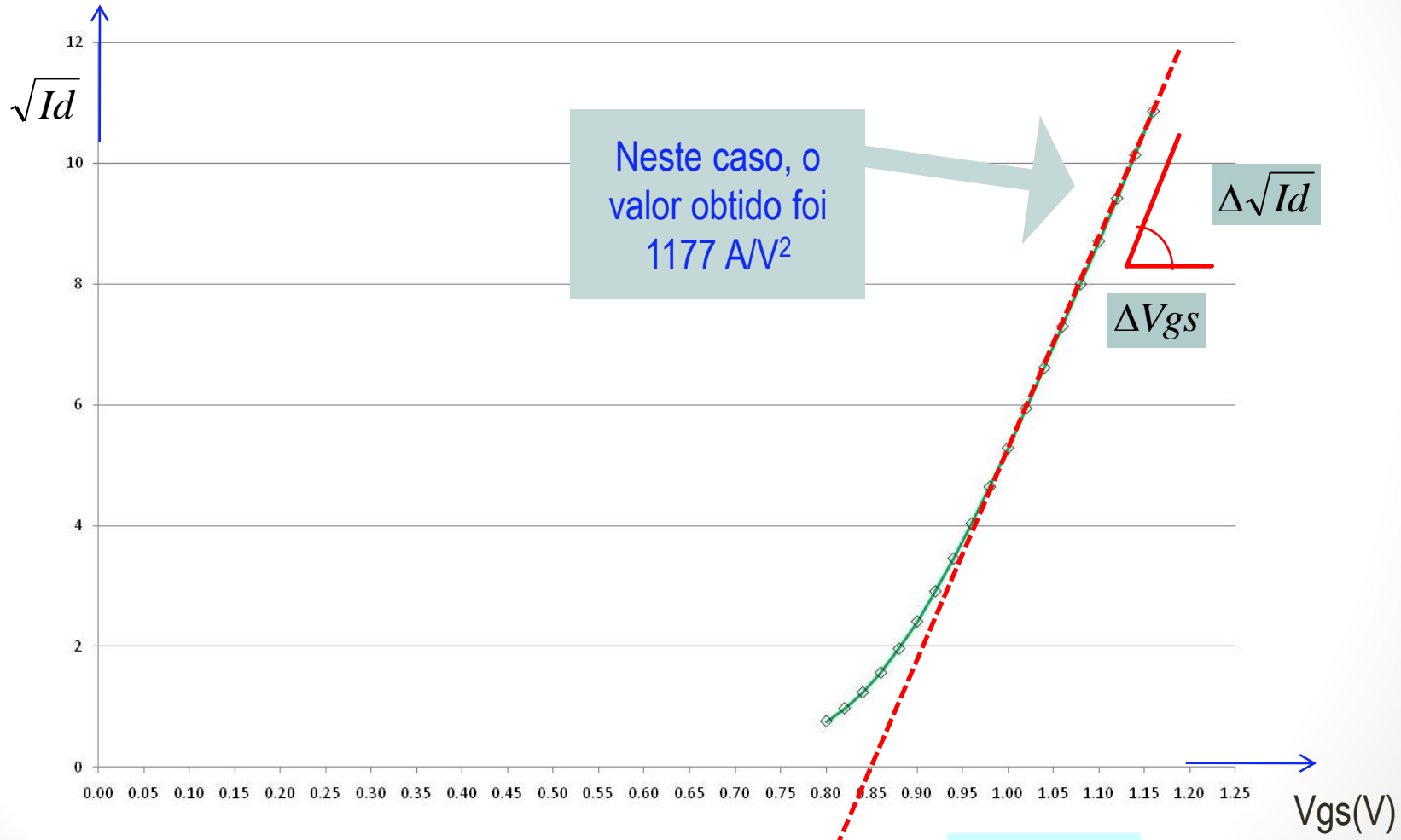
Determinação (experimental) de V_{TH}

Determinação de V_{TH} para um transistor NMOS do CD4007.



Determinação (experimental) de V_{TH}

Da inclinação da reta, pode-se estimar o valor de $\frac{KP_n}{2} \frac{W}{L}$



Segundo informações do fabricante, os transistores de canal-N têm $\frac{W}{L} = \frac{30 \mu m}{10 \mu m} = 3$

Explorando o transistor

Conhecidos os parâmetros essenciais do transistor, podemos utilizá-lo na implementação de circuitos que realizam transformações de sinais. Um caso bem simples é a amplificação de um sinal de tensão oriundo de uma fonte que tem alta impedância de saída.

As principais especificações do problema são:

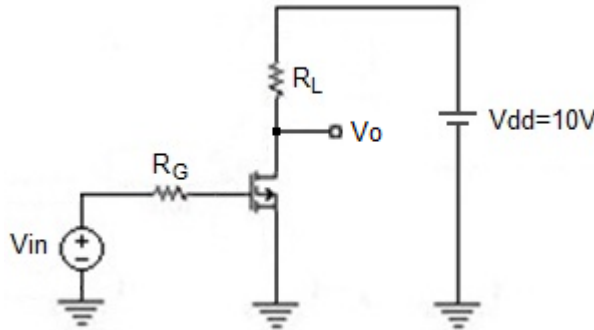
Tensão de alimentação=10V

Ganho do amplificador=30dB

Máxima amplitude do sinal de entrada=300mVpp

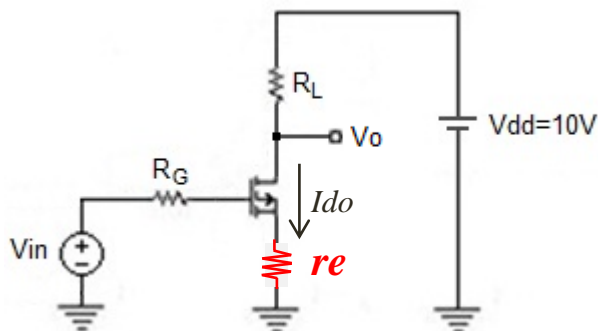
Solução

Dada a característica da fonte de sinais, o amplificador a ser usado deve ter alta impedância de entrada. Dentre as inúmeras possibilidades, a estrutura mais simples é a do amplificador Fonte-Comum com carga resistiva.



Como a tensão de saída pode atingir uma amplitude próxima de 10V, a tensão de saída correspondente à entrada nula (ponto de polarização na saída) deve ser projetada para o valor correspondente à metade da excursão máxima. Ou seja, $V_{dd}/2$.

Explorando o transistor



Se o transistor é conhecido, a meta é determinar o valor de R_L e a corrente de polarização (I_{do}) do transistor.

Nestas condições, devemos ter:

$$R_L \cdot I_{do} = 5V \quad (\text{Para garantir que a tensão estática está no meio da excursão}):$$

$$\frac{R_L}{r_e} \approx 32 \quad (\text{Ganho de 30dB}) \dots \dots \dots \text{lembrando que}$$

$$r_e = \frac{1}{g_m}$$

Como :

$$g_m = \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} = 2 \left(\frac{K_P W}{2 L} \right) (V_{gs} - V_{TH}) \quad \Rightarrow \quad g_m = 2 \sqrt{I_{do} \frac{K_P W}{2 L}}$$

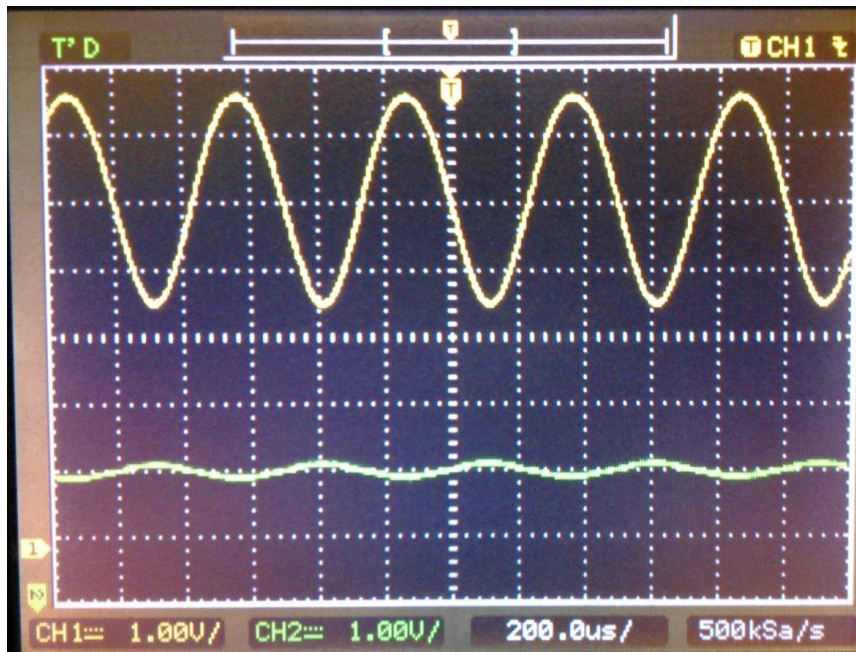
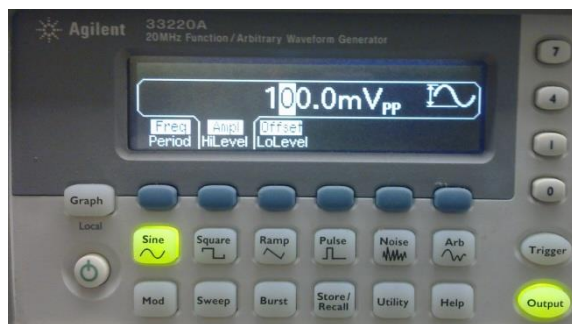
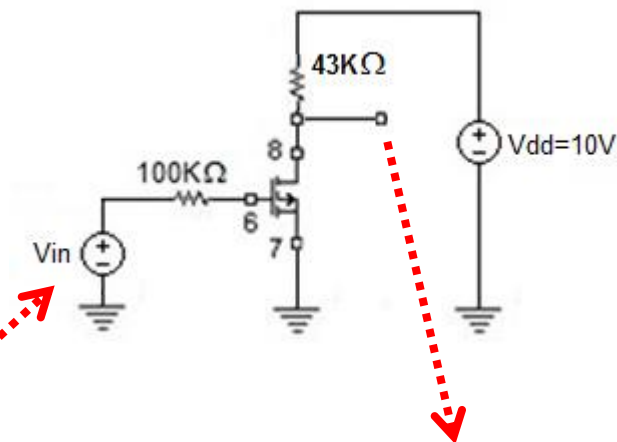
Por substituição:

$$\frac{R_L}{r_e} = \frac{5}{r_e \cdot I_{do}} = 32 \Rightarrow \frac{10}{I_{do}} \sqrt{I_{do} \frac{K_P W}{2 L}} = 32$$

$$\therefore I_{do} \approx 115 \mu A$$

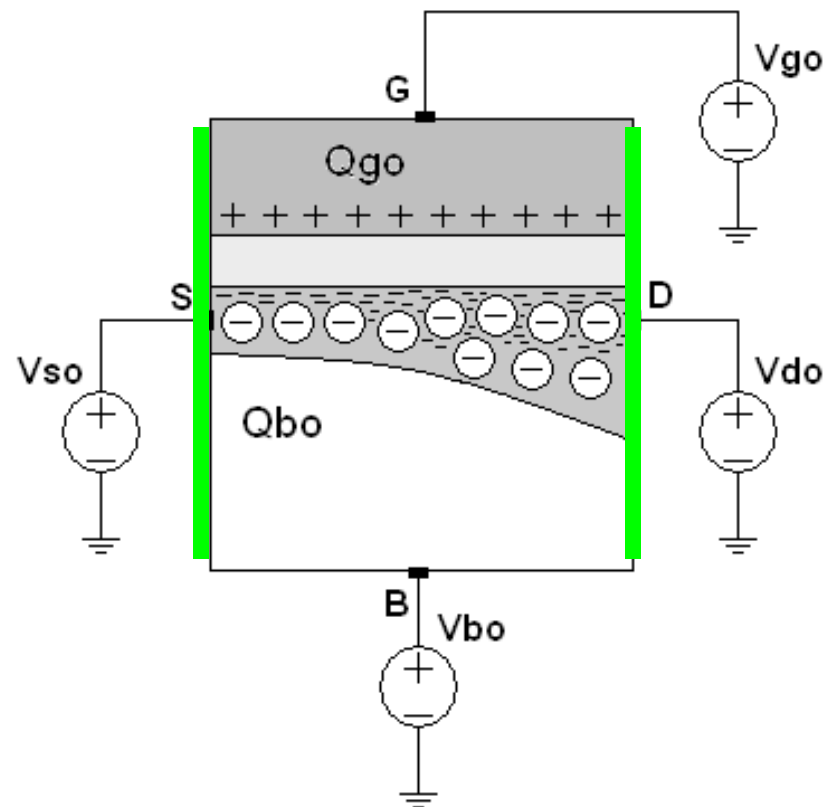
$$\therefore R_L \approx 43 K\Omega$$

Verificação experimental do circuito projetado

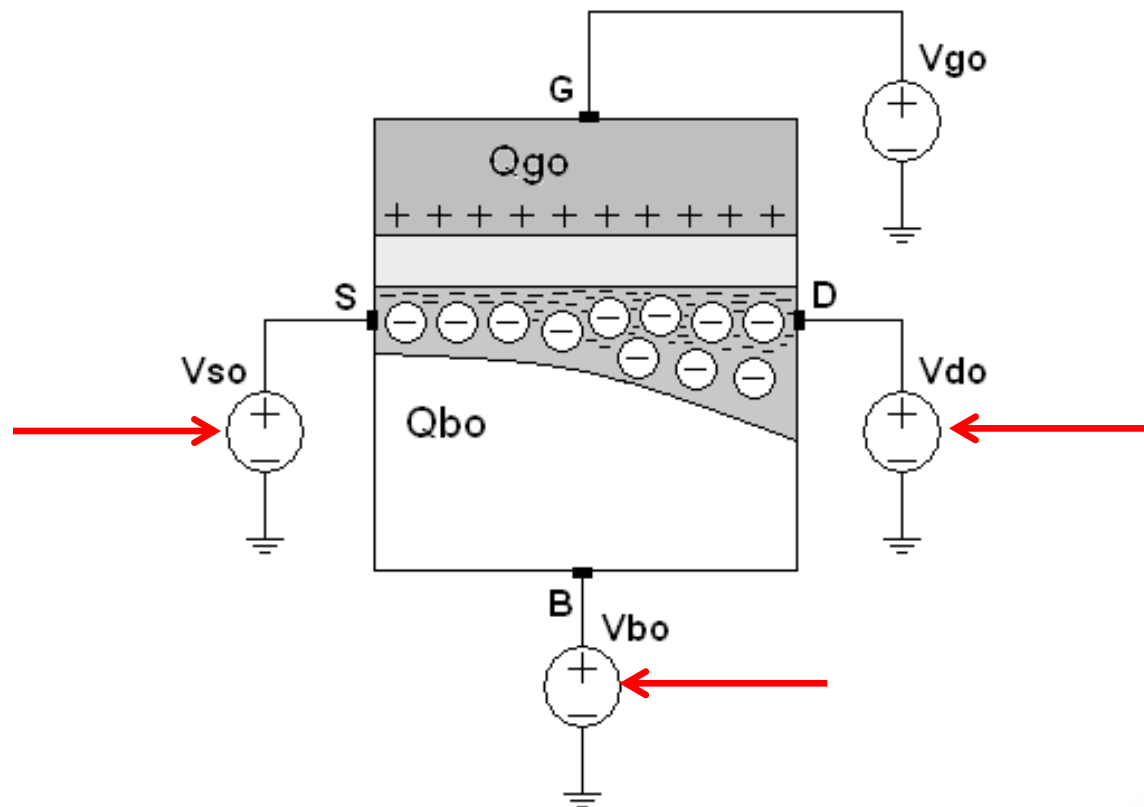


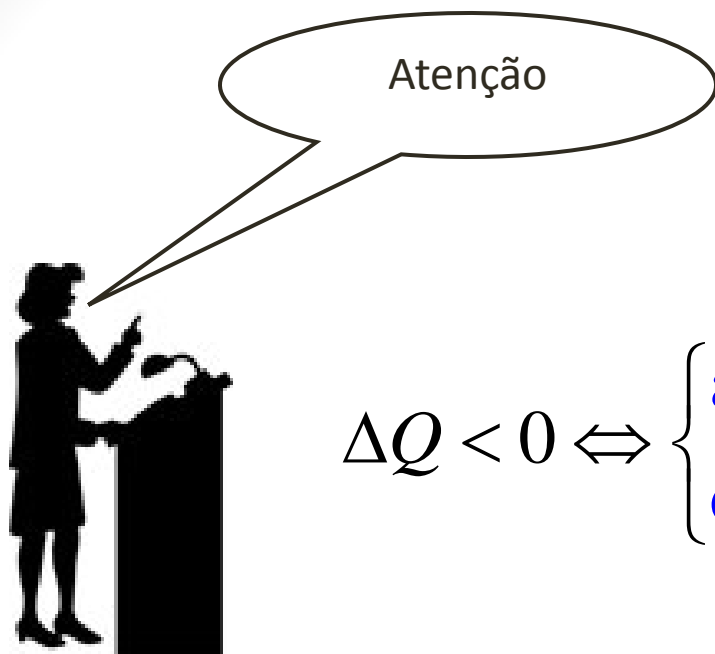
Capacitâncias Intrínsecas

Para determinar as capacitâncias que estão associadas ao transistor (**que tenha canal longo**), as regiões intrínsecas de Dreno e de Fonte podem ser vistas como regiões que têm larguras desprezíveis.



Verifiquemos o que ocorre com a concentração de cargas na Porta e na região de depleção quando ocorrem perturbações dos potenciais nos terminais de Fonte, Dreno e Corpo.

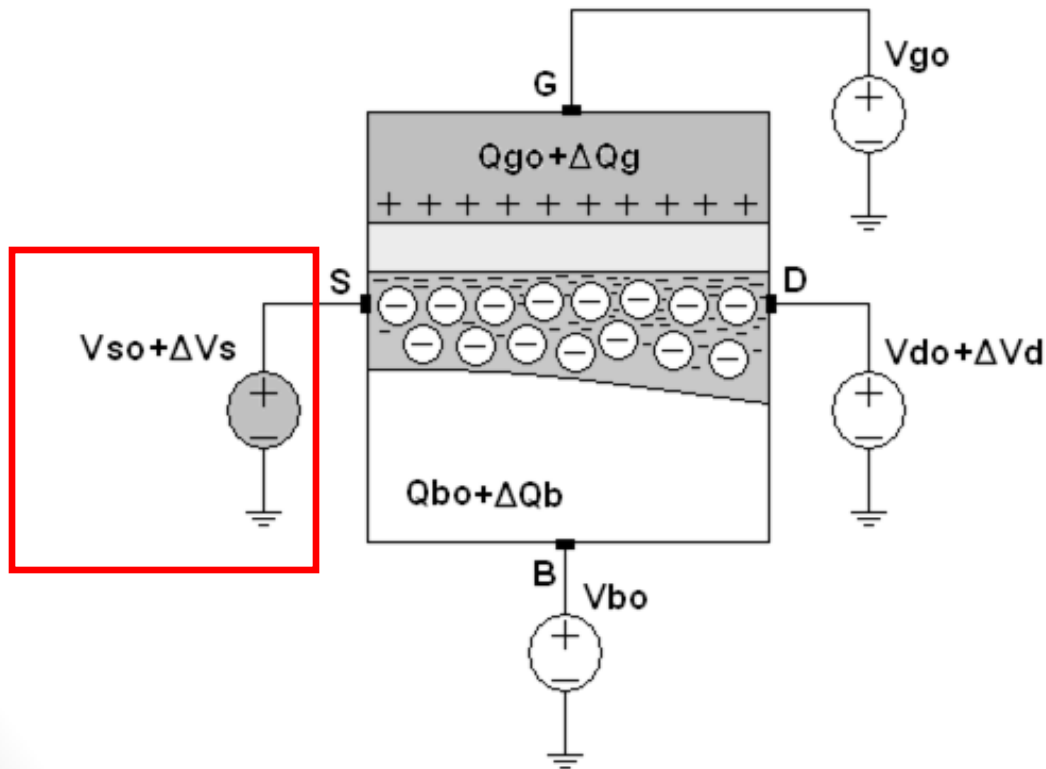




$$\Delta Q < 0 \Leftrightarrow \begin{cases} \text{aumento da carga negativa} \\ \text{diminuição da carga positiva} \end{cases}$$

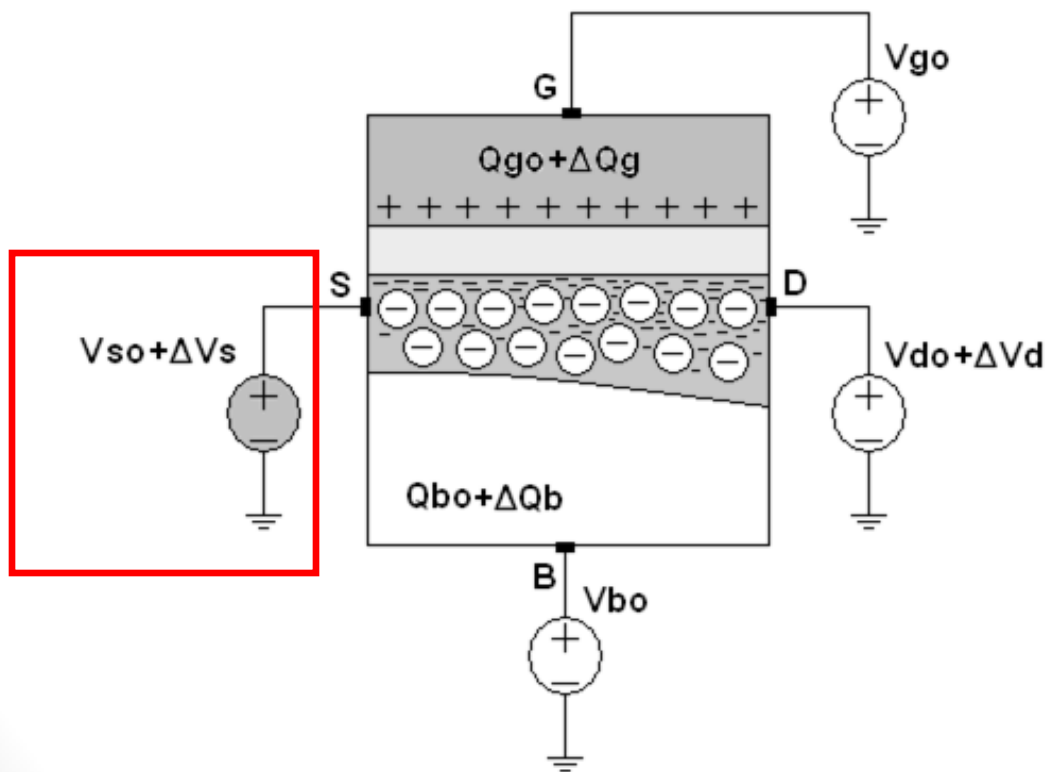
Variação do potencial V_s

Um aumento da tensão V_s tem como consequência a diminuição do potencial em boa parte da região do óxido. Porisso, diminui a quantidade de cargas na Porta.



$$C_{gs} = \frac{-\Delta Q_g}{\Delta V_s}$$

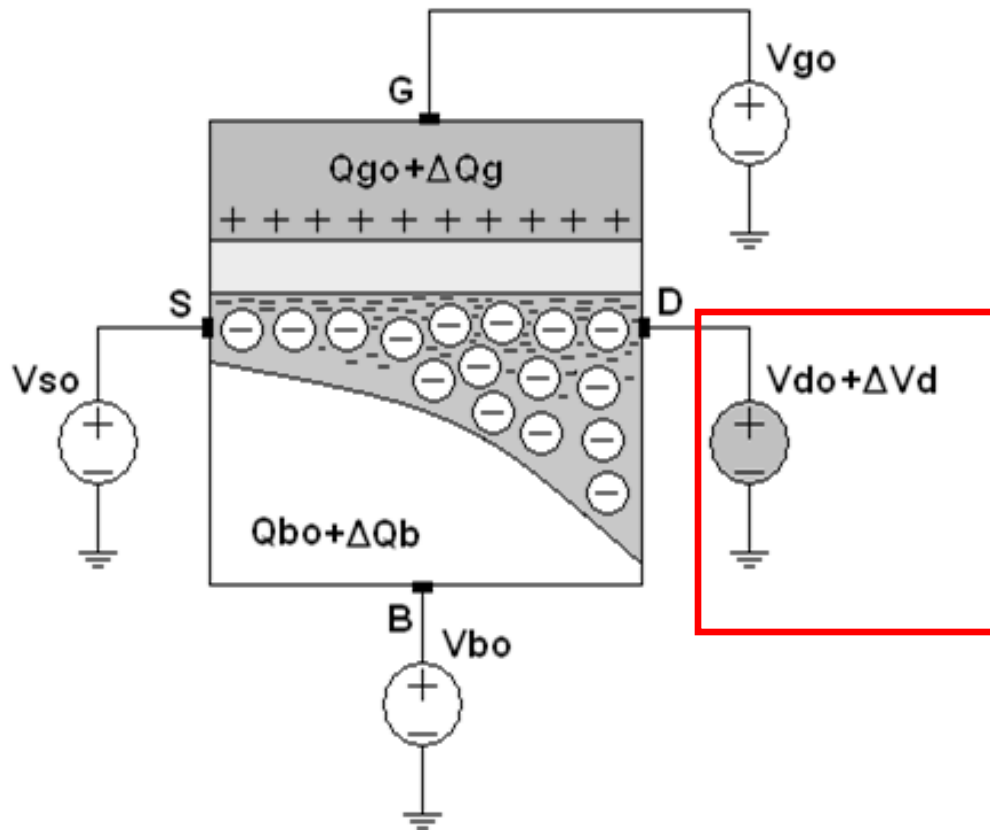
Este aumento de V_s também provoca o aumento da largura da região de depleção e, consequentemente, o aumento da carga negativa que aí se encontra.



$$C_{bs} = \frac{-\Delta Q_b}{\Delta V_s}$$

Variação do potencial V_d

O aumento do potencial V_d tem exatamente as mesmas conseqüências que o aumento de V_s .

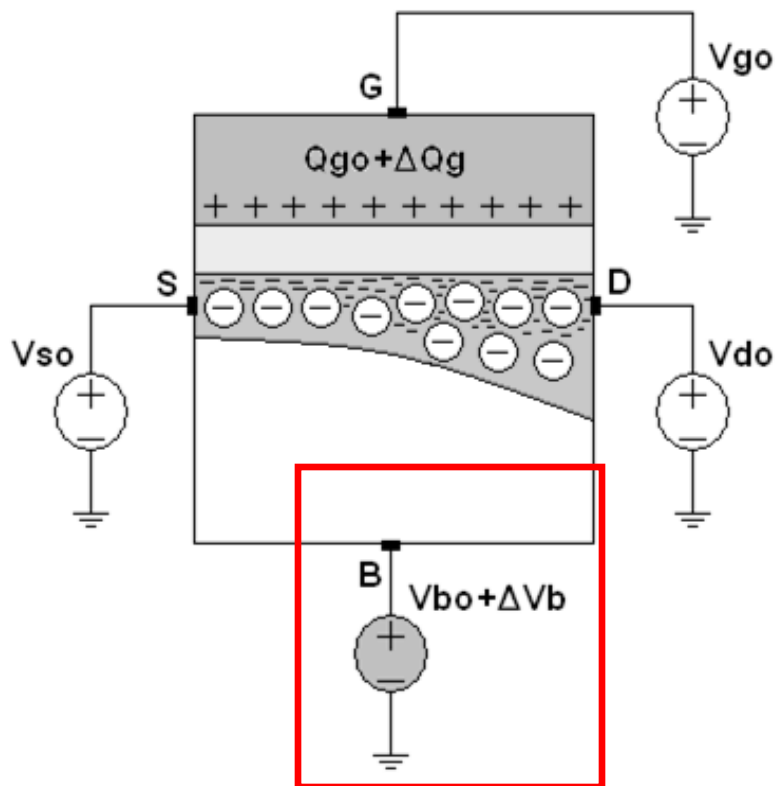


$$C_{gd} = \frac{-\Delta Q_g}{\Delta V_d}$$

$$C_{bd} = \frac{-\Delta Q_b}{\Delta V_d}$$

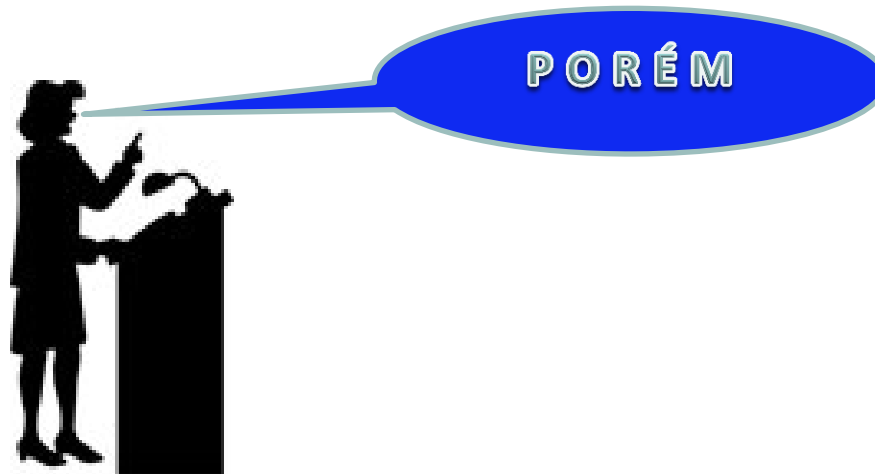
Variação do potencial V_b

O aumento de V_b faz com que cargas positivas fluam para o terminal do substrato que são compensadas por uma diminuição de Q_g . Ou seja, igual quantidade de cargas negativas flui para a Porta, verificando-se nesta região uma variação negativa de Q_g .

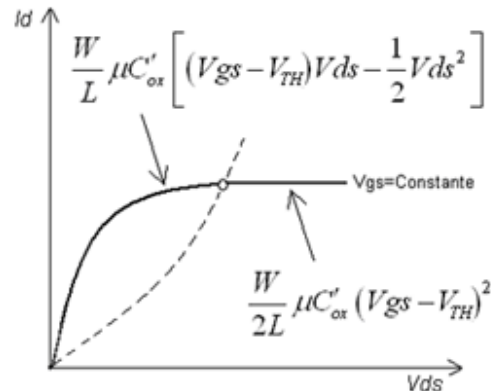


$$C_{gb} = \frac{-\Delta Q_g}{\Delta V_b}$$

Todas estas cinco capacitâncias (intrínsecas) podem ser incorporadas ao circuito equivalente incremental do transistor.



É preocupante a variação de seus valores em função da região em que opera o transistor.



Capacitâncias intrínsecas X região de operação

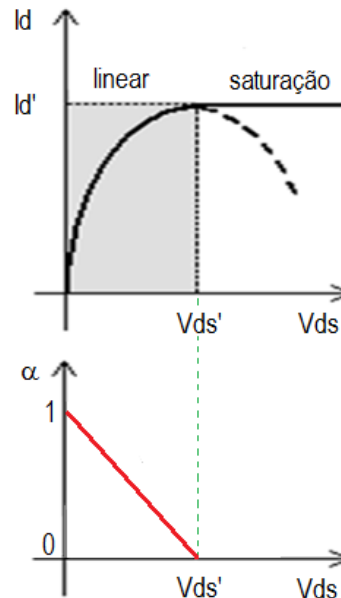
Será adotado o parâmetro α , que é definido da seguinte forma:

$$\alpha = \begin{cases} 1 - \frac{V_{ds}}{V_{ds'}} & , V_{ds} \leq V_{ds'} \\ 0 & , V_{ds} > V_{ds'} \end{cases}$$

Este parâmetro é parte de um modelo compacto computacional que estende a validade da equação que rege a corrente de dreno desde a região linear até a saturação. Neste modelo a corrente de dreno é expressa como:

$$I_d = I_d' (1 - \alpha^2)$$

α é função de V_{ds} e varia da seguinte maneira:



Capacitâncias intrínsecas X região de operação

$$C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} \frac{1+2\alpha}{(1+\alpha)^2}$$

$$C_{gd} = \frac{2}{3} C_{ox} \frac{\alpha^2 + 2\alpha}{(1+\alpha)^2}$$

$$C_{bs} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{sb}}} C_{gs}$$

$$C_{bd} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{sb}}} C_{gd}$$

$$C_{gb} = \frac{\frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{sb}}}}{3 \left(1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{sb}}} \right)} C_{ox} \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right)^2$$

$$C_{ox} = C'_{ox} WL$$

Capacitância total da Porta.

Capacitâncias intrínsecas na região **LINEAR** ($V_{ds}=0 / \alpha = 1$)

$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} C_{ox}$$

$$C_{bs} = C_{bd} = \frac{\gamma}{4\sqrt{2\phi_F + V_{sb}}} C_{ox}$$

$$C_{gb} = 0$$

Capacitâncias intrínsecas na **SATURAÇÃO** ($V_{ds}=V_{ds}' / \alpha = 0$)

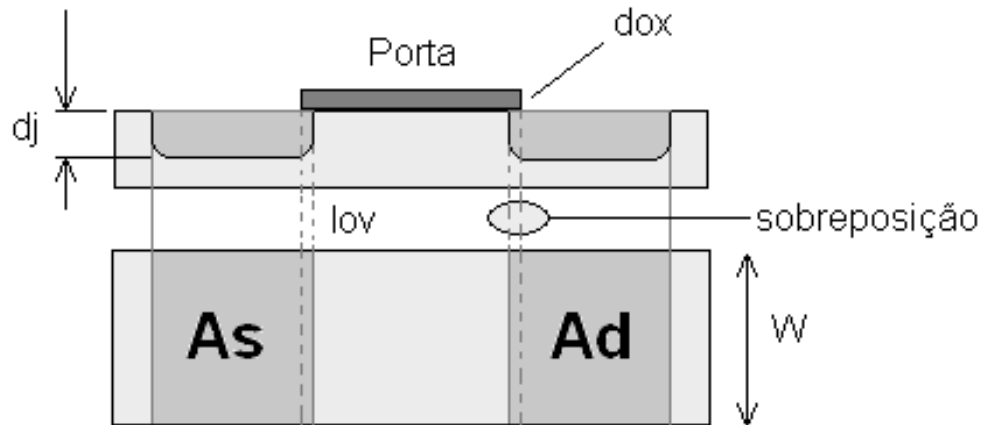
$$C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox}$$

$$C_{bs} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{sb}}} \frac{2}{3} C_{ox}$$

$$C_{gd} = 0 \quad C_{bd} = 0$$

$$C_{gb} = \frac{\frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{sb}}}}{3 \left(1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{sb}}} \right)} C_{ox}$$

Capacitâncias extrínsecas



$$C_{gs_e} = C_{gd_e} = C'_{ox} W l_{ov}$$

$$C_{bs_e} = A_s C'_{js} + (2L + W) C'_{jws}$$

$$C_{bd_e} = A_d C'_{jd} + (2L + W) C'_{jwd}$$

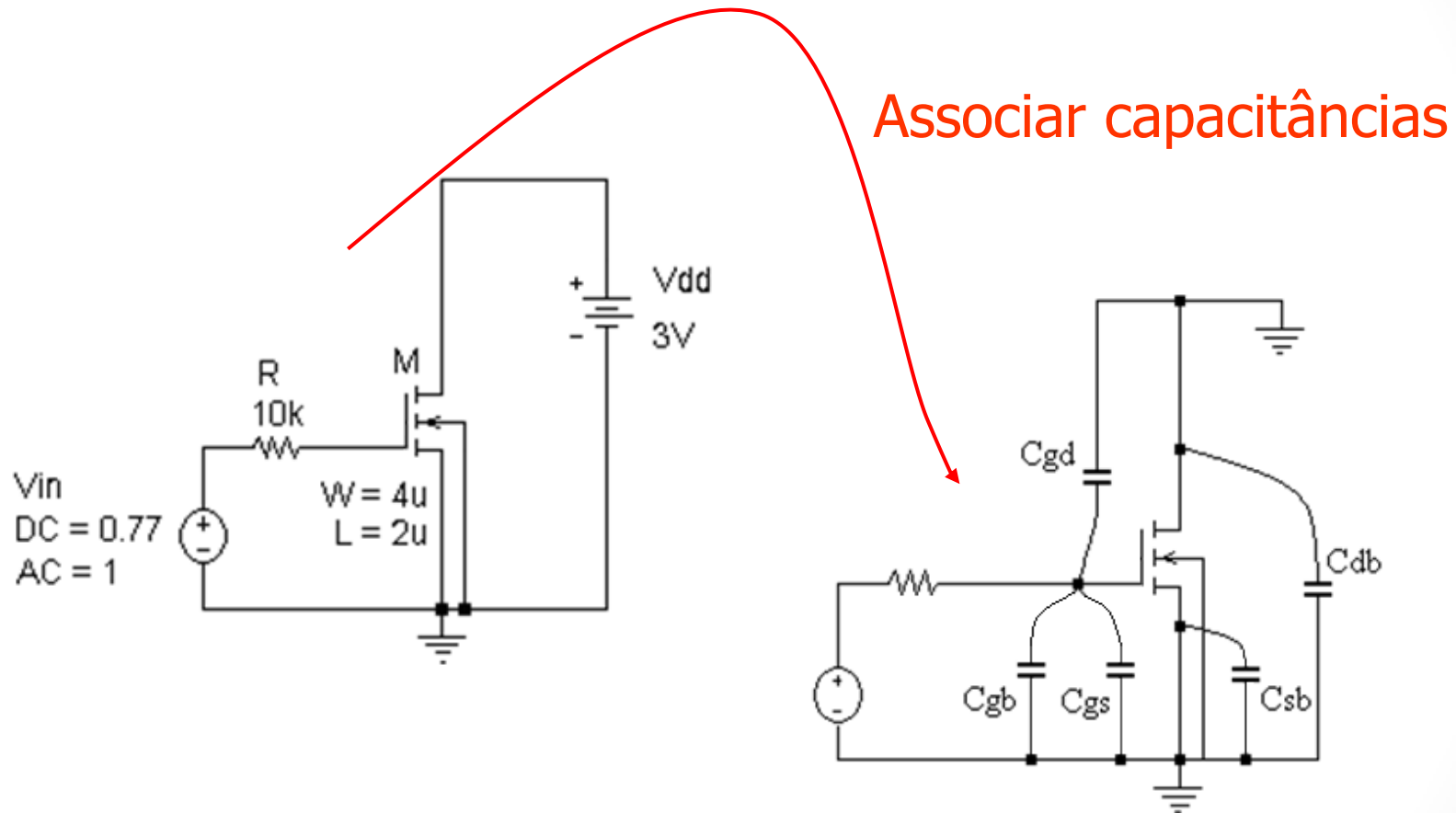
$$C_{bb'} = A_w C'_{jw} + (2L_w + 2W_w) C'_{jw}$$

As densidades de capacitâncias são fornecidas pelos fabricantes de componentes.
No caso particular da tecnologia AMS-CMOS 3,5um os correspondentes valores estão tabelados abaixo:

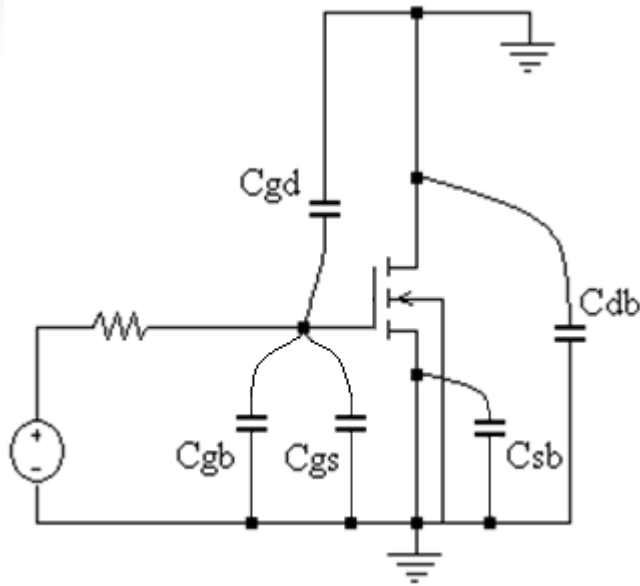
Densidade de Capacitância	Denominação de acordo com as equações acima	Valor	Unidade
CGOX	C'_{ox}	4,54	fF/ μm^2
CGB0	---	0,11	fF/ μm
CGSD0N	---	0,1200	fF/ μm
CGSD0P	---	0,086	fF/ μm
CJN	C'_{jd}, C'_{js}	0,94	fF/ μm^2
CJP	C'_{jd}, C'_{js}	1,36	fF/ μm^2
CJSWN	C'_{jwd}, C'_{jws}	0,25	fF/ μm
CJSWP	C'_{jwd}, C'_{jws}	1,02	fF/ μm

Exemplo:

Determinar a frequência em que a corrente de dreno do transistor M, no circuito abaixo à esquerda, está 3dB abaixo da amplitude que tem em baixa frequência.



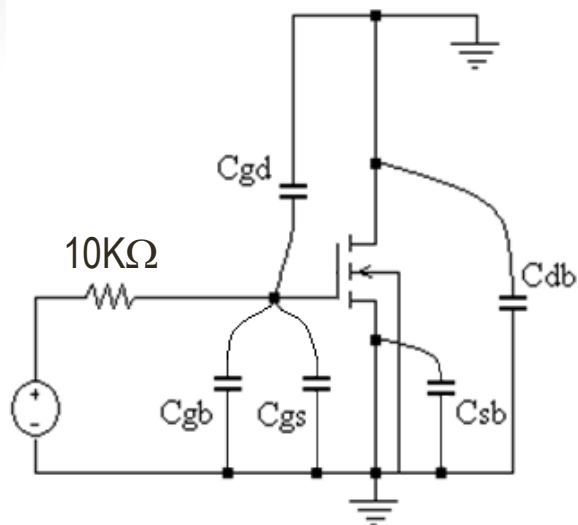
Calcular capacitâncias



$$C_{gs} = \frac{2}{3} C'_{ox} WL + C'_{GDS0} W \Rightarrow C_{gs} = 24,7 \text{ fF}$$

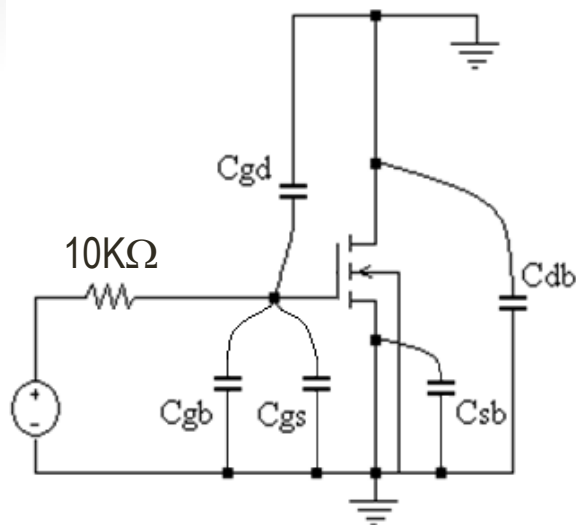
$$C_{gb} = C_{GB0} L \Rightarrow C_{gb} = 0,22 \text{ fF}$$

$$C_{gd} = C_{GDS0} W \Rightarrow C_{gd} = 0,48 \text{ fF}$$



O sinal de tensão originado na fonte V_{in} está associado ao circuito RC, cuja frequência de corte ocorre em:

$$F = \frac{1}{2\pi(10 \cdot 10^3)(25,4 \cdot 10^{-15})} \approx 626 \text{ MHz}$$



$$F = \frac{1}{2\pi(10 \cdot 10^3)(25,4 \cdot 10^{-15})} \approx 626 \text{ MHz}$$

A simulação deste circuito mostra que a frequência de corte ocorre em 542,3MHz.

