

Aula 4

O Mosfet como amplificador

Gerardo Rocha

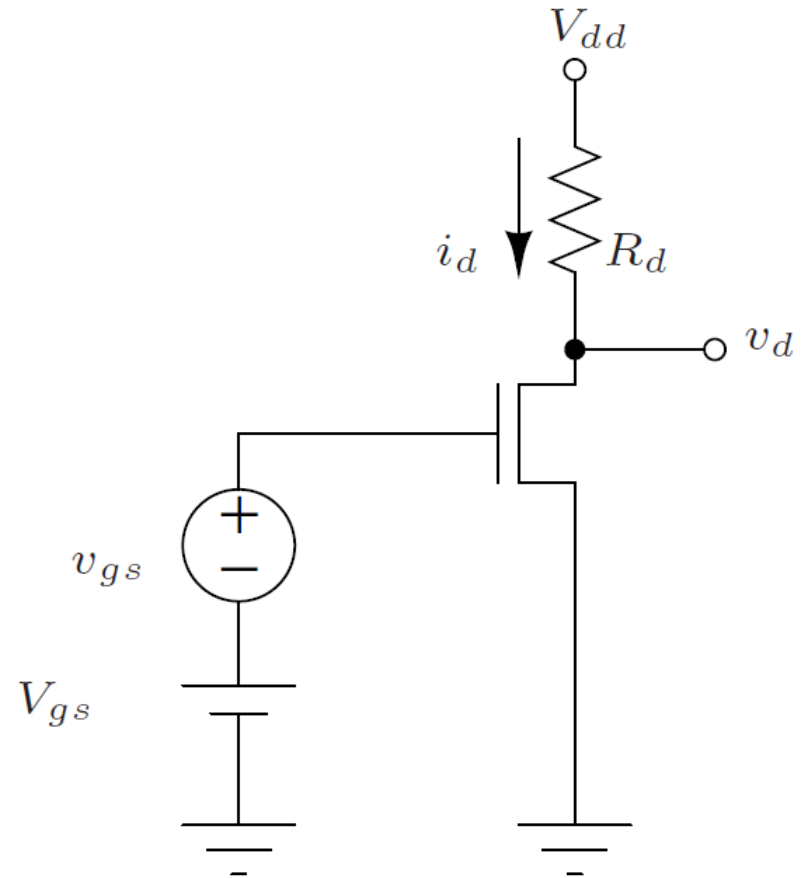
O MOSFET como amplificador

Circuito conceptual usado no estudo do funcionamento do MOSFET como amplificador:
É usado um MOSFET de intensificação polarizado com uma tensão contínua V_{gs} .

O sinal a ser amplificado v_{gs} é somado a V_{gs} . A tensão de saída é lida no terminal do drain.

Este circuito não faz sentido na prática por duas razões:

- Polarizar o transístor com uma fonte V_{gs} independente é completamente impensável na prática.
- É usada uma resistência no circuito do drain. A maioria dos MOSFETs são fabricados em circuitos integrados, onde as resistências são difíceis de implementar. Em vez delas, são usados MOSFETs a funcionarem como carga.



Ponto de funcionamento DC

Para que o MOSFET funcione como amplificador, deve ser polarizado num ponto da região de saturação.

Isto é análogo ao caso do transístor bipolar, que para funcionar como amplificador é polarizado na zona ativa.

Para que se possa achar o ponto de funcionamento em corrente contínua, coloca-se a fonte de tensão alternada (vgs) a 0 V e calcula-se a corrente no drain a partir de:

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

em que a modulação do comprimento do canal é desprezada ($\lambda = 0$).

Ponto de funcionamento DC

A tensão contínua no drain é dada por:

$$V_d = V_{ds} = V_{dd} - R_d I_d$$

Para garantir a saturação:

$$V_{ds} > V_{gs} - V_t$$

Salienta-se aqui o facto de que a tensão no drain ter uma componente alternada, por isso V_d deve ser suficientemente maior do que $(V_{gs} - V_t)$ para permitir as variações da componente alternada sem que o transístor deixe de funcionar na região de saturação.

Sinal em corrente no drain

Agora o sinal de entrada v_{gs} não é nulo, ou seja, $v_{GS} = V_{gs} + v_{gs}$, resultando numa corrente de drain instantânea de:

$$\begin{aligned} i_D &= \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} + v_{gs} - V_t)^2 \\ &= \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)^2 + \\ &\quad + k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t) v_{gs} + \\ &\quad \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} v_{gs}^2. \end{aligned}$$

O primeiro termo do lado direito da equação é a corrente contínua de polarização.

O segundo termo representa uma componente que é diretamente proporcional ao sinal de entrada v_{gs} .

O terceiro termo é uma componente da corrente proporcional ao quadrado do sinal de entrada.

Sinal em corrente no drain

Esta última componente é indesejável já que representa distorção não linear. Para que a distorção não linear introduzida pelo MOSFET seja reduzida, o sinal de entrada deve ser mantido pequeno, ou seja:

$$\frac{1}{2}k'_n \frac{W}{L} v_{gs}^2 \ll k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t) v_{gs}$$

resultando em:

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

Esta equação traduz a condição de pequenos sinais, que se for satisfeita, o último termo da equação pode ser desprezado.

Sinal em corrente no drain

Nesse caso, pode dizer-se que a componente alternada da corrente do drain é dada por:

$$i_d = k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t) v_{gs}$$

O parâmetro que relaciona a corrente i_d com a tensão v_{gs} é a transcondutância do MOSFET, dada por:

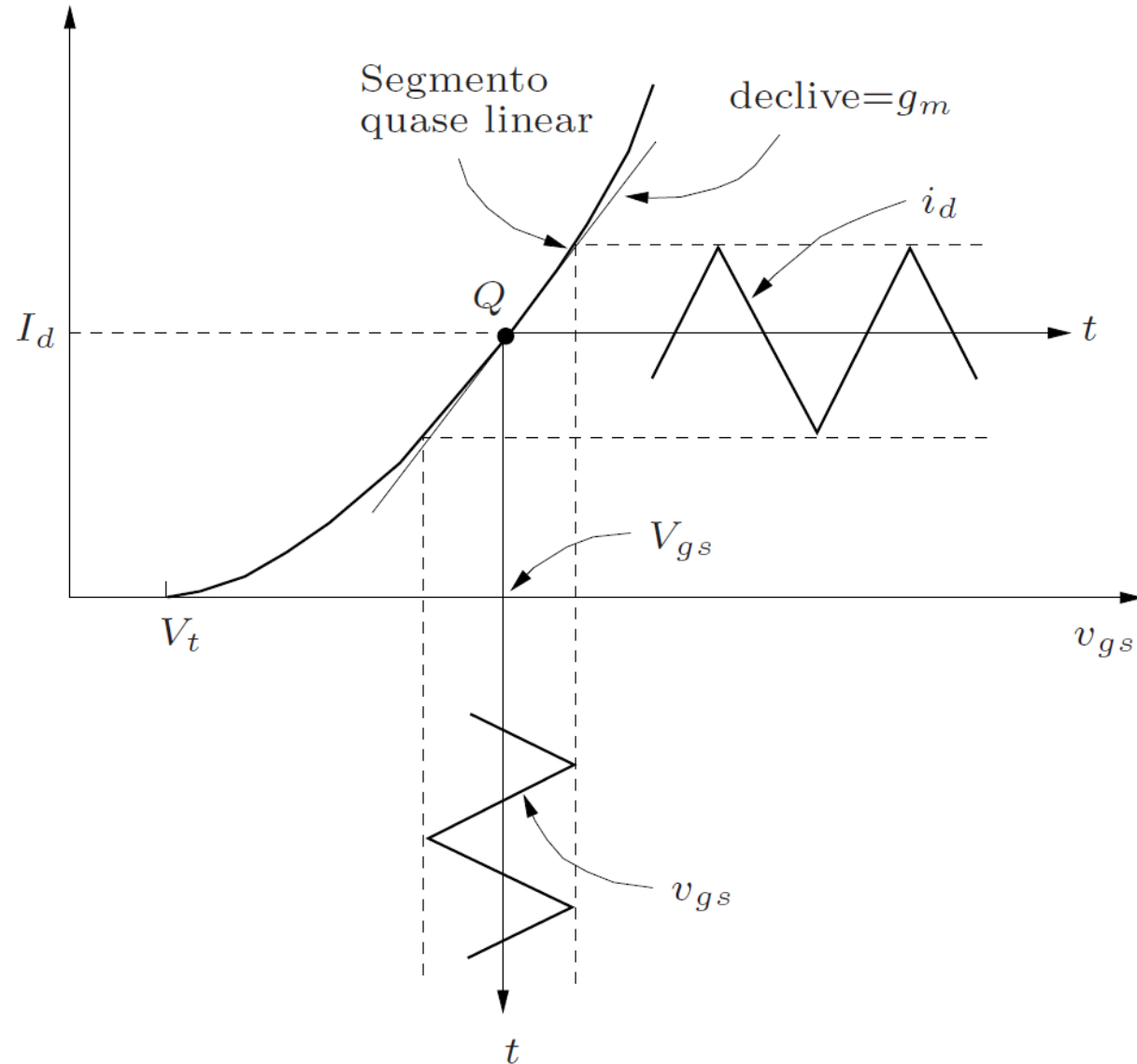
$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)$$

Sinal em corrente no drain

Operação do MOSFET de intensificação como amplificador para pequenos sinais:

É de notar que g_m é igual ao declive da tangente à curva $i_d \times v_{gs}$ no ponto de funcionamento Q , ou seja:

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{gs}=0}.$$



Ganho em tensão

Voltando ao amplificador, a tensão instantânea no drain pode ser expressa por:

$$v_D = V_{dd} - R_d i_D$$

Verificando-se a condição dos pequenos sinais, fica:

$$v_D = V_{dd} - R_d(I_d + i_d)$$

que pode ser escrita na forma de:

$$v_D = V_d - R_d i_d$$

Portanto se se considerar apenas a componente alternada, a tensão no drain é:

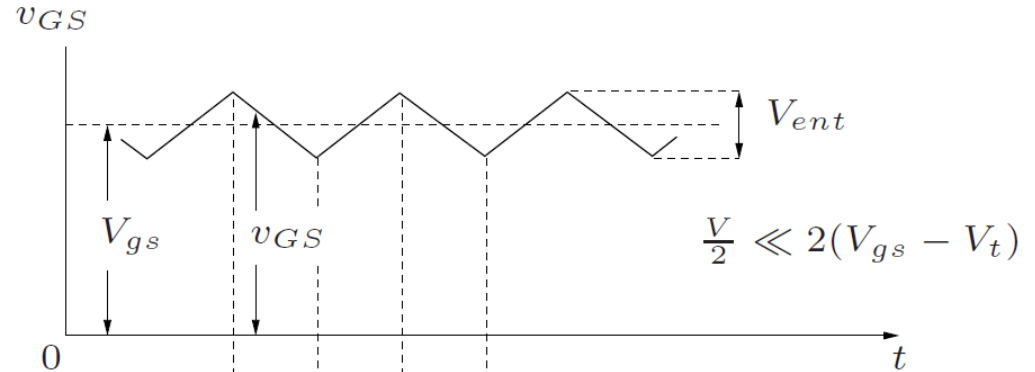
$$v_d = -R_d i_d = -g_m v_{gs} R_d$$

que indica que o ganho em tensão é dado por

$$A_v = \frac{v_d}{v_{gs}} = -g_m R_d$$

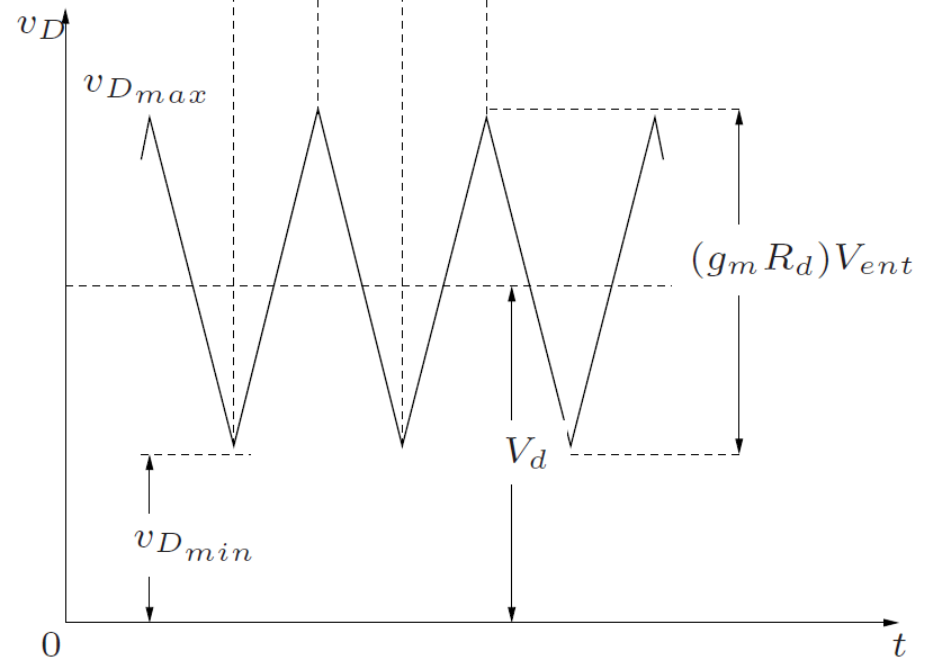
Ganho em tensão

Tensões instantâneas à entrada e à saída do circuito amplificador:



$$v_{D_{min}} \geq v_{G_{max}} - V_t$$

$$v_{D_{max}} \leq V_{dd}$$



Modelos equivalentes AC

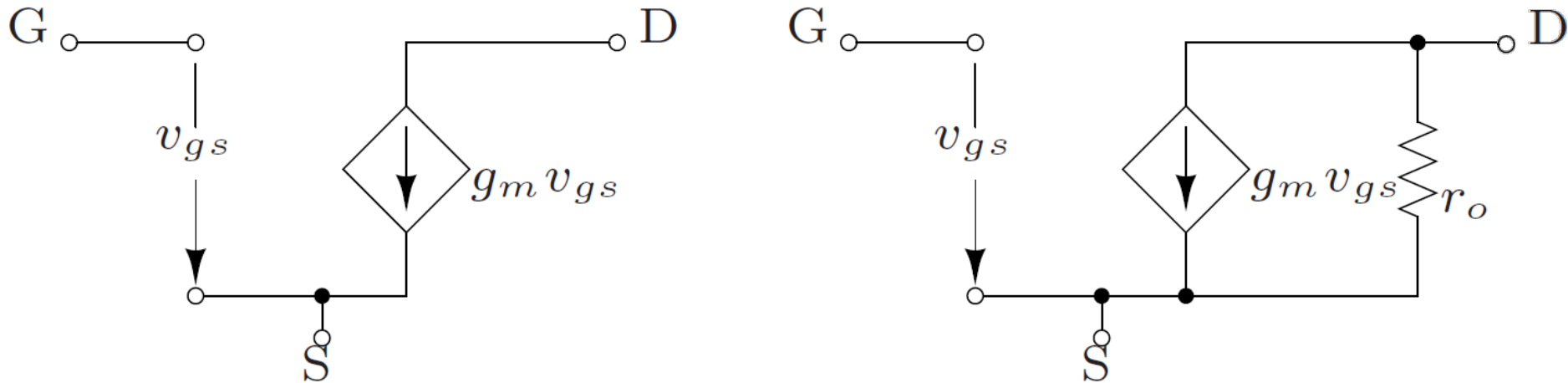
Sob o ponto de vista da tensão alternada, o MOSFET funciona como uma fonte de corrente controlada por tensão.

Aceita um sinal v_{gs} entre a gate e a source e fornece a corrente $g_m v_{gs}$ no terminal do drain.

A impedância de entrada desta fonte de corrente controlada é muito alta (idealmente infinita).

A impedância de saída também é alta e tem sido assumido que também é infinita.

Modelo para pequenos sinais do MOSFET



Na análise do circuito amplificador, o MOSFET pode ser substituído pelo modelo equivalente mostrado na figura.

O restante circuito deixa-se inalterado, exceto que as fontes de tensão contínuas são substituídas por curto-circuitos: a tensão aos terminais de uma fonte contínua não se altera, fazendo com que a componente alternada seja sempre nula.

As fontes de corrente constante são substituídas por circuitos abertos: se a corrente aos seus terminais é constante, a componente alternada é nula.

Modelo para pequenos sinais do MOSFET

A maior limitação do modelo sem r_o é que se assume que a corrente do drain na saturação é independente da sua tensão.

Só que a corrente do drain depende da sua tensão de uma forma linear.

Essa dependência é modelada por uma resistência r_o entre o drain e a source:

$$r_o \simeq \frac{|V_A|}{I_d}$$

em que $V_A = 1/\lambda$ é um parâmetro do MOSFET.

Tipicamente, r_o está na gama de valores entre 10 k Ω e 1 M Ω .

A inclusão de r_o no modelo para pequenos sinais torna-o muito mais preciso.

Modelo para pequenos sinais do MOSFET

Os parâmetros do modelo para pequenos sinais, g_m e r_o , dependem do ponto de funcionamento em corrente contínua do MOSFET.

O ganho em tensão é dado por:

$$\frac{v_d}{v_{gs}} = -g_m(R_d || r_o)$$

A resistência r_o provoca uma diminuição do valor do ganho em tensão.

Apesar da análise anterior ter sido feita para um transístor NMOS, os resultados também são válidos para os dispositivos PMOS e para os MOSFETs de depleção.

A transcondutância g_m

A transcondutância do MOSFET é dada por:

$$g_m = k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)$$

g_m é proporcional ao parâmetro de transcondutância do processo de fabrico, $k'_n = \mu_n C_{ox}$ e à razão W/L do transístor.

Para que a transcondutância seja alta, é necessário que o transístor seja curto e largo.

Também se observa que a transcondutância é proporcional à tensão entre a gate e a source que excede o valor de threshold ($V_{gs} - V_t$).

Aumentar o g_m aplicando uma tensão contínua V_{gs} maior tem a desvantagem de diminuir a excursão máxima possível dos sinais alternados no drain.

A transcondutância g_m

$$I_d = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)^2 \Rightarrow$$

$$(V_{gs} - V_t) = \sqrt{\frac{2I_d L}{k'_n W}}.$$

Daqui resulta noutra expressão útil para g_m :

$$g_m = \sqrt{2k'_n I_d \frac{W}{L}}$$

Esta expressão mostra que:

- Para um dado MOSFET, g_m é proporcional à raiz quadrada da corrente contínua de polarização.
- Para uma dada corrente de polarização, g_m é proporcional à raiz quadrada de W/L .

A transcondutância g_m

Ainda outra expressão para a transcondutância do MOSFET:

$$I_d = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)^2 \Rightarrow$$

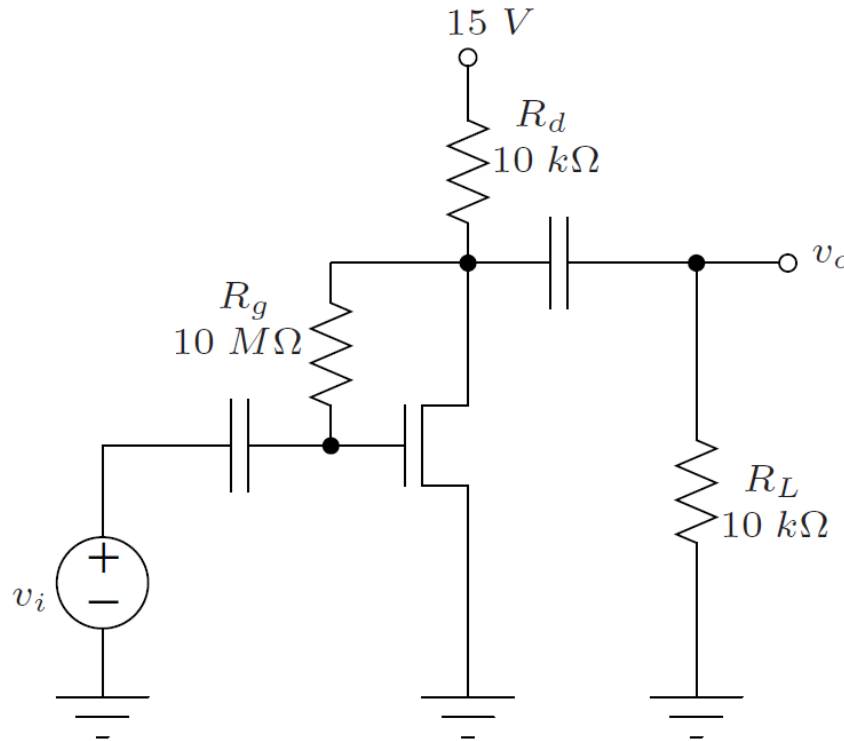
$$k'_n \frac{W}{L} = \frac{2I_d}{(V_{gs} - V_t)^2}.$$

Substituindo na equação de g_m obtém-se

$$g_m = \frac{2I_d}{V_{gs} - V_t}$$

Exemplo

Considere-se o amplificador da figura, no qual o sinal de entrada v_i está ligado à gate e a saída está ligada à carga através de condensadores suficientemente grandes para poderem ser considerados curto-circuitos em corrente alternada. Pretende-se calcular o ganho para pequenos sinais e a impedância de entrada. Os parâmetros do transístor são: $V_t = 1.5 \text{ V}$, $K'_n (W/L) = 250 \mu\text{A/V}^2$ e $\lambda = 20 \text{ mV}^{-1}$.



Em primeiro lugar, calcula-se o ponto de funcionamento em corrente contínua:

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

A queda de tensão em R_G é nula, uma vez que não existe corrente de *gate*. Isto significa que $V_{GS} = V_{DS}$, portanto:

$$I_D = \frac{1}{2} \times 250\mu(V_{DS} - 1.5)^2(1 + 20\mu \times V_{DS}).$$

Como $(1 + 20\mu \times V_{DS}) \simeq 1$, a equação anterior fica reduzida a:

$$I_D = \frac{1}{2} \times 250\mu(V_{DS} - 1.5)^2.$$

Por outro lado,

$$V_{DS} = 15 - R_D I_D = 15 - 10k I_D.$$

Resolvendo as duas equações em simultâneo, obtém-se:

$$I_D = 1.059 \text{ mA} \quad \text{e} \quad V_{DS} = V_{GS} = 4.411 \text{ V},$$

ou

$$I_D = 1.721 \text{ mA} \quad \text{e} \quad V_{DS} = V_{GS} = -2.211 \text{ V}.$$

A solução $V_{GS} = -2.211\text{ V}$ não faz sentido na prática, pois neste circuito V_{GS} é positiva e superior a V_t .

O valor de g_m é dado por:

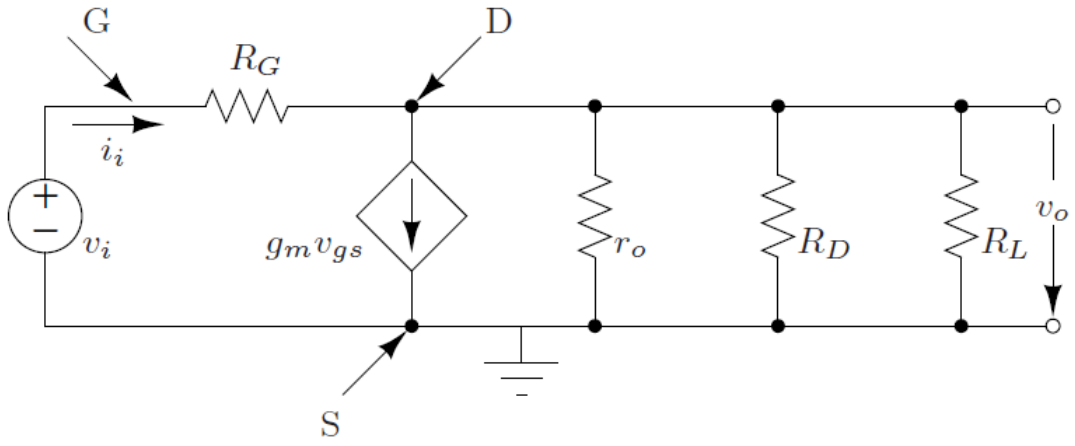
$$g_m = k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) = 250\mu(4.411 - 1.5) = 727.65\text{ }\mu\text{A/V}.$$

A resistência de saída é dada por:

$$r_o = \frac{V_A}{I_D},$$

em que $V_A = 1/\lambda$ é a tensão de Early.

$$r_o = \frac{1}{1.059\text{ m} \times 20\text{ m}} = 47.217\text{ k}\Omega.$$



Como o valor de R_G é muito elevado ($10\text{ M}\Omega$) a sua corrente pode ser desprezada quando comparada com a da fonte g_mv_{gs} . Neste caso, a tensão de saída é dada por:

$$v_o \simeq -g_mv_{gs}(r_o \parallel R_D \parallel R_L).$$

Como $v_{gs} = v_i$, o ganho em tensão é de:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -727.65\mu(47.217k \parallel 10k \parallel 10k) = -3.290.$$

Cálculo da impedância de entrada:

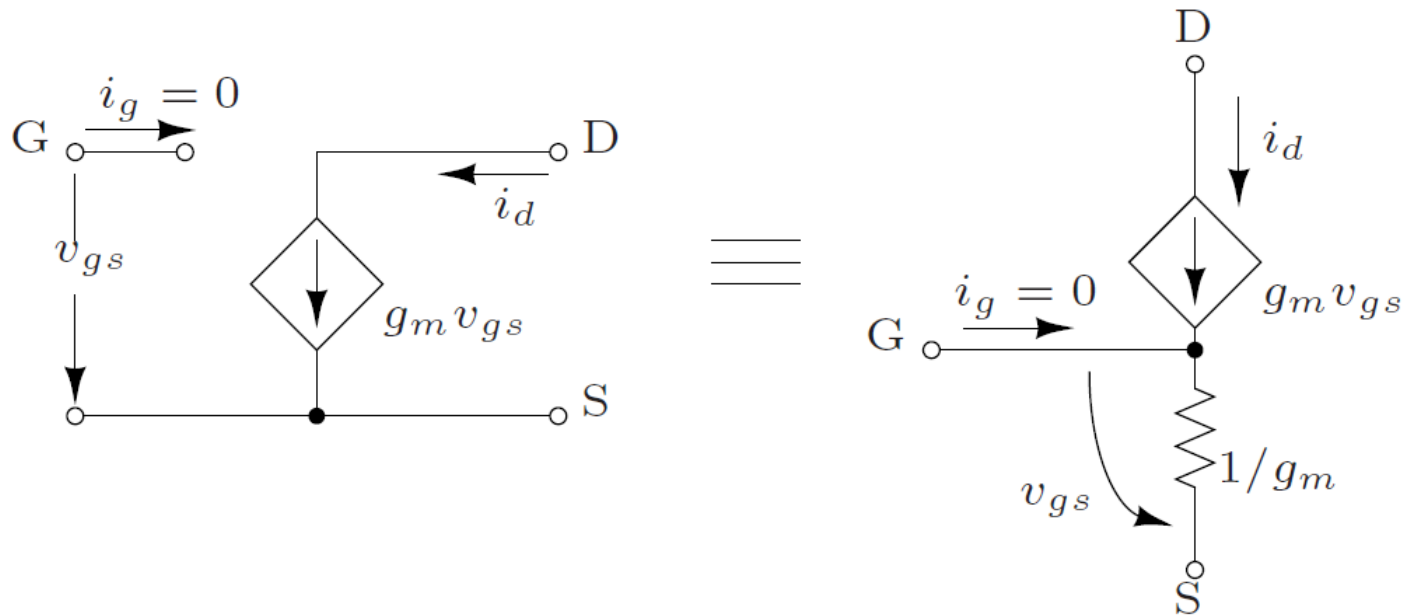
$$i_i = \frac{v_i - v_o}{R_G} \Leftrightarrow$$

$$i_i R_G = v_i + 3.290v_i.$$

$$z_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{10M}{4.290} = 2.331\text{ M}\Omega.$$

O modelo equivalente em T

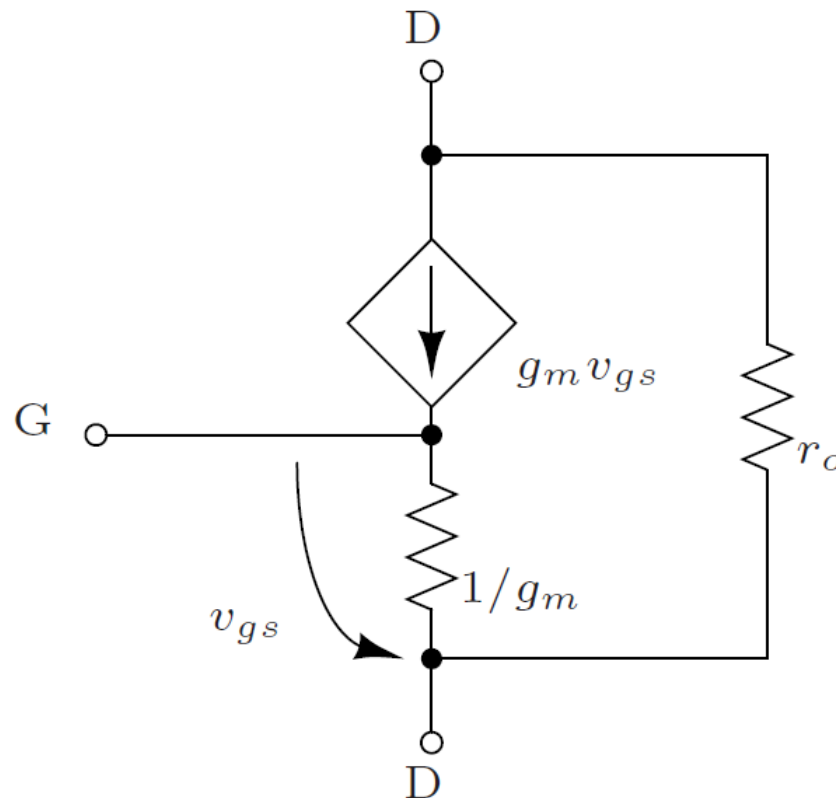
- Com uma transformação no circuito, é possível desenvolver um modelo equivalente alternativo para o MOSFET: O modelo em T.



Os dois modelos são equivalentes já que a corrente $I_d = g_m v_{gs}$ provoca na resistência uma queda de tensão $(1/g_m) \times g_m v_{gs} = v_{gs}$ igual à tensão na gate. Nesse caso a corrente de gate $i_g = 0$.

O modelo equivalente em T

No modelo em T anterior não foi incluída a resistência r_o . Esta resistência pode ser colocada entre o drain e a source.



O efeito de corpo

Como foi mencionado anteriormente, o efeito de corpo ocorre num MOSFET quando o substrato não está ao mesmo potencial da source.

Existe uma tensão v_{bs} entre o substrato (body, B) e a source.

O substrato atua como uma segunda gate para o MOSFET.

A tensão v_{bs} aumenta a corrente de drain em $g_{mb}v_{bs}$, em que g_{mb} é a transcondutância do substrato:

$$g_{mb} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}} \right|_{\substack{v_{GS}=\text{constant} \\ v_{DS}=\text{constant}}}$$

O efeito de corpo

Como i_d depende de v_{bs} devido ao facto de V_t depender de V_{bs} , as seguintes equações podem ser usadas para obter g_{mb} :

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

$$V_t = V_{to} + \gamma \left(\sqrt{2\phi_f + V_{sb}} - \sqrt{2\phi_f} \right)$$

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)$$

$$g_{mb} = \chi g_m$$

Onde:

$$\chi = \frac{\partial V_t}{\partial V_{sb}} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{sb}}}$$

Tipicamente, os valores de χ estão na gama de 0.1 a 0.3.

O efeito de corpo

Modelo do MOSFET alterado para incluir o efeito do substrato.

Este modelo deve ser usado sempre que o substrato não esteja ligado à source.

