

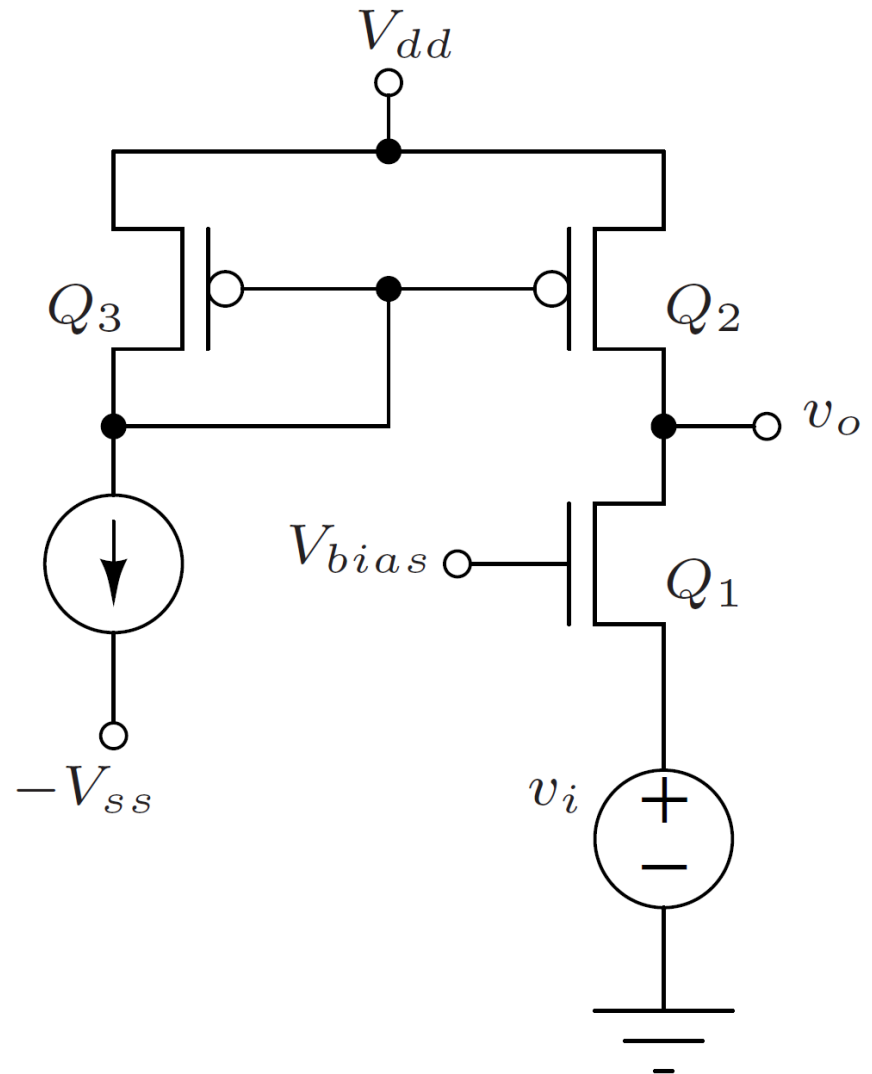
Amplificador gate-comum

Amplificador drain-comum

Gerardo Rocha

O amplificador gate-comum CMOS

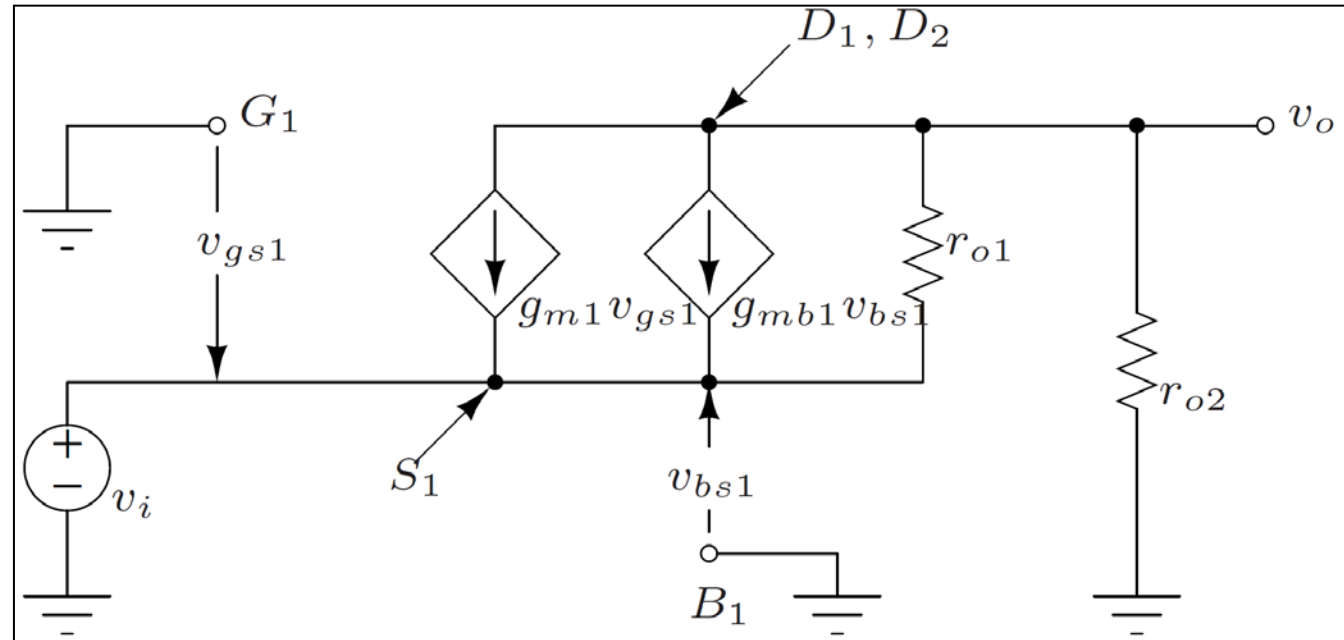
- Esta configuração é muito parecida com a source-comum, exceto que aqui a gate é ligada a uma tensão constante V_{bias} e o sinal de entrada é aplicado à source.
- A tensão alternada da gate irá ser nula, daí o nome de “gate-comum.”



O amplificador gate-comum CMOS

- Se o transistor Q1 for substituído pelo seu modelo equivalente para pequenos sinais e Q2 pela sua

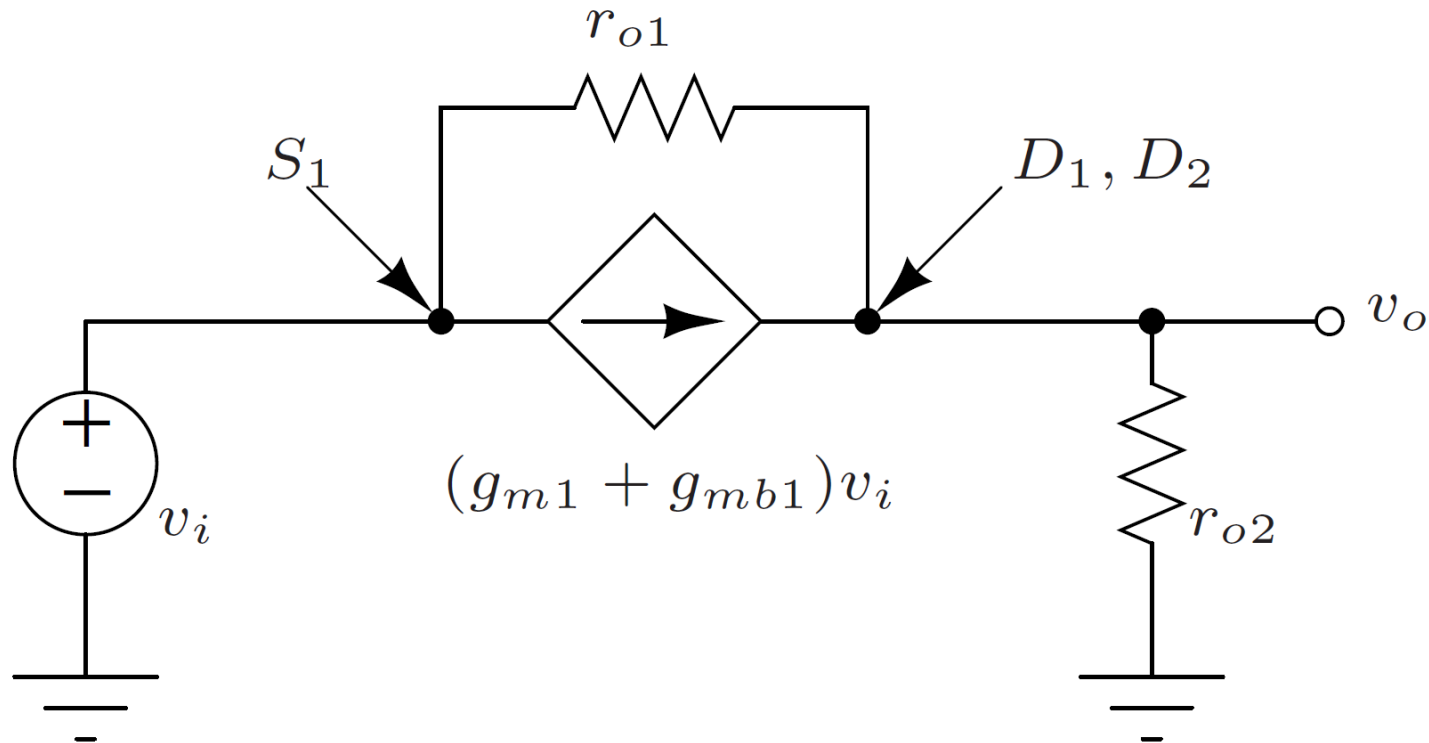
resistência de saída r_{o2} , obtém-se o circuito equivalente.



- Como a source de Q1 não está ligada à terra, existe uma tensão entre o substrato e a source de Q1, v_{bs1} , sendo necessário incluir $g_{mb1}v_{bs1}$ no modelo.
- Analisando o modelo, verifica-se que como a gate está ligada à terra para sinais, $v_{gs1} = -v_i$.
- O substrato de Q1 também está ligado à terra, logo $v_{bs1} = -v_i$.

O amplificador gate-comum CMOS

- Isto leva a que o modelo possa ser simplificado.



- A corrente na resistência r_{o1} pode ser expressa por $(v_i - v_o)/r_{o1}$, o que faz com que a corrente em r_{o2} seja dada por:

$$\frac{v_o}{r_{o2}} = \frac{v_i - v_o}{r_{o1}} + (g_{m1} + g_{mb1})v_i.$$

O amplificador gate-comum CMOS

- Rearranjando os termos, obtém-se uma expressão para o ganho:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \left(g_{m1} + g_{mb1} + \frac{1}{r_{o1}} \right) (r_{o1} || r_{o2}).$$

- Normalmente $1/r_{o1} \ll (g_{m1} + g_{mb1})$ e pode ser desprezado:

$$A_v \simeq (g_{m1} + g_{mb1})(r_{o1} || r_{o2}).$$

- O ganho é semelhante ao do source-comum, exceto:
 - O amplificador gate-comum não inverte o sinal de entrada.
 - O seu ganho é influenciado pelo efeito de corpo.
- O efeito de corpo aumenta o ganho.
- Como $g_{mb} = \chi g_m$, em que χ normalmente varia de 0.1 a 0.3, o ganho pode ser aumentado de 10% a 30%.

O amplificador gate-comum CMOS

- A impedância de entrada do amplificador gate-comum pode ser determinada a partir do modelo equivalente para pequenos sinais, sabendo-se que:

$$\dot{i}_i = (g_{m1} + g_{mb1})v_i + \frac{v_i - v_o}{r_{o1}}.$$

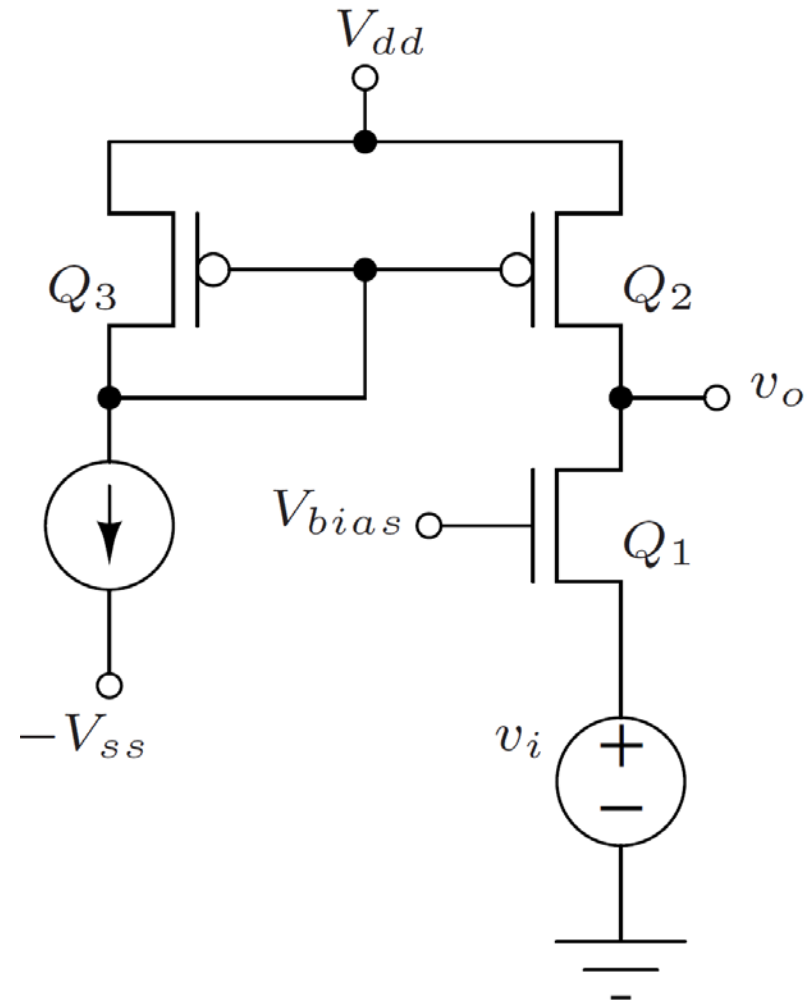
- Substituindo-se o valor de v_o pelo obtido a partir da expressão do ganho, obtém-se:

$$z_i = \frac{v_i}{\dot{i}_i} \simeq \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}} \left(1 + \frac{r_{o2}}{r_{o1}} \right).$$

- Como conclusão, o amplificador gate-comum tem um ganho similar ao source-comum, mas a sua impedância de entrada é muito menor.

O amplificador gate-comum CMOS

Exemplo: O amplificador gate-comum da figura foi fabricado numa tecnologia de $0.8\ \mu\text{m}$ com os seguintes parâmetros: $W/L = 100\mu/1.6\mu$ para todos os transístores, $k'_n = 90\ \mu\text{A}/\text{V}^2$, $k'_p = 30\ \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_{An} = 12.8\ \text{V}$, $V_{Ap} = -19.2\ \text{V}$, $V_{tn} = -V_{tp} = 1\ \text{V}$, $\gamma = 0.5\text{V}^{1/2}$ e $\phi_f = 0.3$. A fonte v_i tem uma impedância muito baixa. Sabendo que $I_{\text{ref}} = 100\ \mu\text{A}$, $V_{\text{bias}} = 1.2\ \text{V}$ e $V_{dd} = -V_{ss} = 5\ \text{V}$, calcule V_{gs2} , V_{gs3} , g_{m1} , g_{mb1} , r_{o1} , r_{o2} , A_v e z_i .



O amplificador gate-comum CMOS

- Para Q3:

$$I_{d3} = \frac{1}{2} k'_p \frac{W}{L} (V_{gs3} - V_t)^2$$

$$-100\mu = \frac{1}{2} \times 30\mu \times \frac{100\mu}{1.6\mu} (V_{gs3} - 1)^2$$

$$V_{gs3} = -1.327 \text{ V} \quad \text{ou} \quad V_{gs3} = -0.673 \text{ V}$$

- A solução $V_{gs3} = -0.673 \text{ V}$ não interessa pois é maior do que V_t . $V_{gs2} = V_{gs3}$.
- Para Q1, $V_{gs1} = V_{bias} = 1.2 \text{ V}$, já que em tensões contínuas, a fonte vi tem valor nulo.

$$\begin{aligned} g_{m1} &= k'_n \frac{W}{L} (V_{gs1} - V_t) \\ &= 90\mu \frac{100\mu}{1.6\mu} (1.2 - 1) \\ &= 1.125 \text{ mA/V} \end{aligned}$$

O amplificador gate-comum CMOS

- $V_{sb} = -V_{ss}$, já que a source de Q1 está ligada à terra para tensões contínuas e $V_b = -5V$.

$$\begin{aligned}g_{mb1} &= \chi g_{m1} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f - V_{sb}}} g_{m1} \\&= \frac{0.5}{2\sqrt{0.6 + 5}} \times 1.125m \\&= 0.119 \text{ mA/V}\end{aligned}$$

$$r_{o1} = \frac{V_{An}}{I_{d1}} = \frac{12.8}{100\mu} = 128 \text{ k}\Omega$$

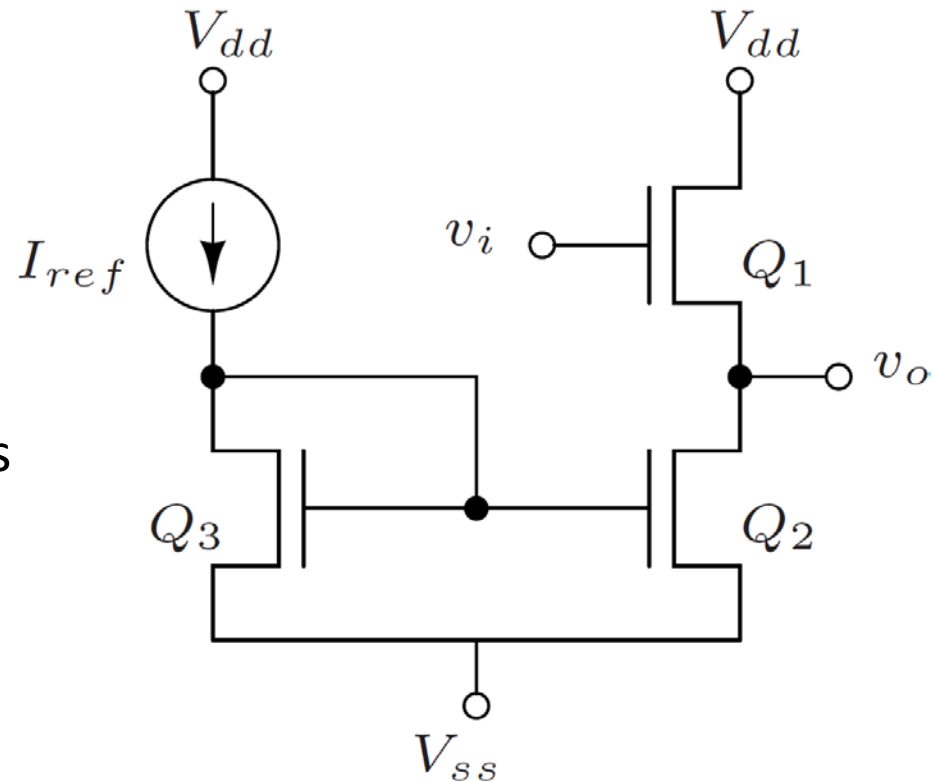
$$r_{o2} = \frac{V_{Ap}}{I_{d2}} = \frac{-19.2}{-100\mu} = 192 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned}A_v &= (g_{m1} + g_{mb1})(r_{o1} || r_{o2}) \\&= (1.125m + 0.119m) \left(\frac{128k \times 192k}{128k + 192k} \right) \\&= 95.53\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}z_i &= \frac{1}{(g_{m1} + g_{mb1})} \left(1 + \frac{r_{o2}}{r_{o1}} \right) \\&= \frac{1}{1.125m + 0.119m} \times \left(1 + \frac{192k}{128k} \right) \\&= 2 \text{ k}\Omega.\end{aligned}$$

Configuração drain-comum

- A configuração drain-comum ou seguidor de source é usada como amplificador de ganho unitário ou buffer.
- Apesar de o seu ganho ser inferior à unidade, tem uma impedância de saída baixa, sendo capaz de acionar cargas de baixa impedância sem grande diminuição do ganho.
- Normalmente é aplicado em andares de saída de amplificadores com vários estágios.
- Também pode ser usado como buffer em circuitos digitais e para aumentar a resposta em frequência de amplificadores.

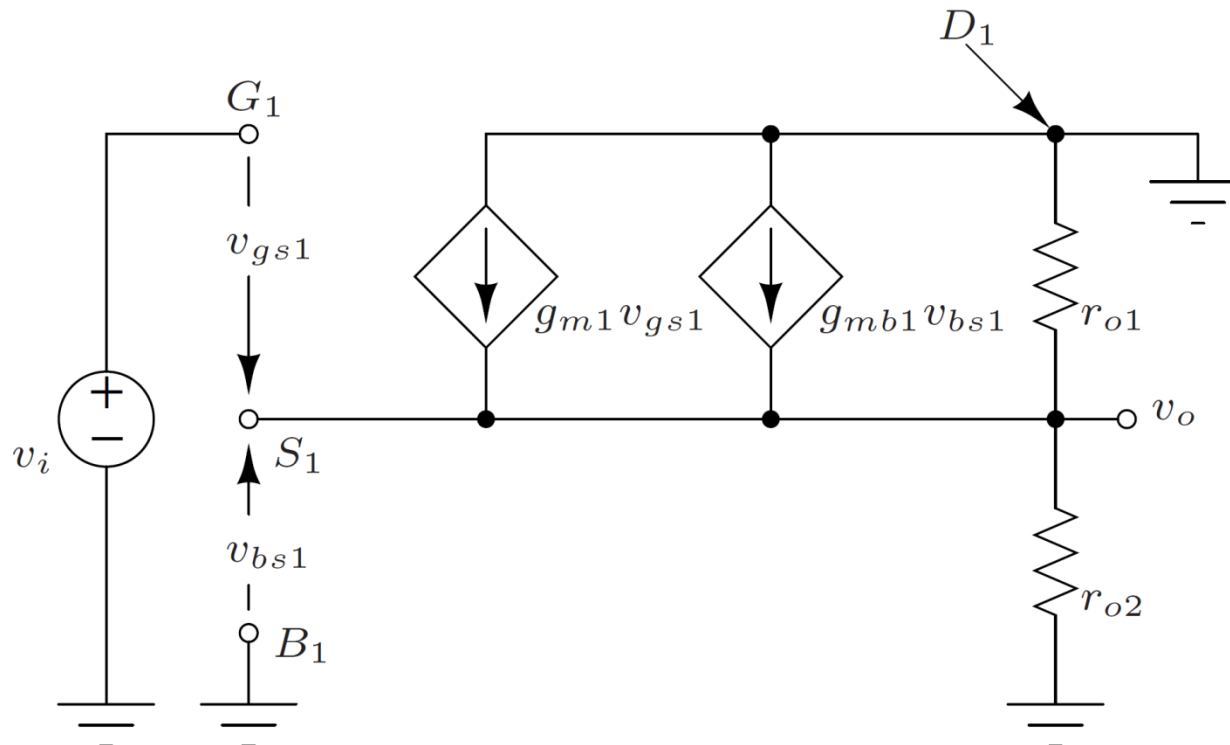


Configuração drain-comum

- O circuito é conhecido como amplificador drain-comum uma vez que o drain do transistor $Q1$ está ligado à terra para sinais (V_{dd}).
- O transistor $Q1$ está polarizado por uma fonte de corrente constante formada pelo espelho $Q2 - Q3$.
- Ao mesmo tempo, $Q2$ funciona como carga ativa.
- Como a resistência de saída de $Q2$ é r_{o2} , é esta a carga efetiva vista pela source de $Q1$.
- Se existir outra carga resistiva (R_L) ligada à saída do circuito, vai ficar em paralelo com r_{o2} e pode ser facilmente incluída na análise do seu funcionamento.

Configuração drain-comum

- A impedância de entrada é obviamente muito elevada, uma vez que o sinal é aplicado à gate de Q1.
- Se Q1 for substituído pelo seu modelo equivalente para pequenos sinais, incluindo o efeito de corpo, obtém-se:

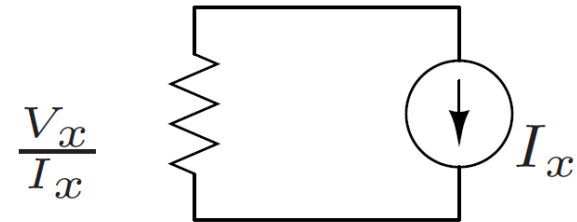
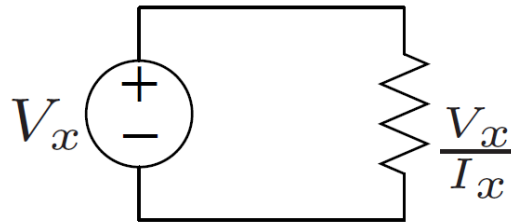
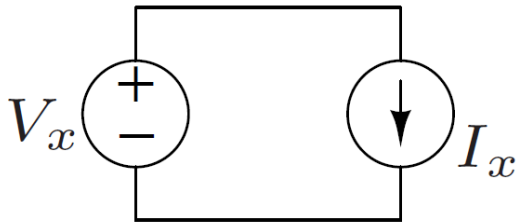


Configuração drain-comum

- À primeira vista, este circuito parece complexo, mas pode ser simplificado.
- O substrato está ligado à terra, portanto $v_{bs1} = -v_{s1}$, em que v_{s1} é a tensão na source de Q1.
- Isto faz com que a fonte de corrente controlada $g_{mb1}V_{bs1} = -g_{mb1}V_{s1}$, o que significa que existe uma corrente igual a $g_{mb1}V_{s1}$ que sai do terminal da source de Q1.
- Esta fonte de corrente pode ser substituída por uma resistência de valor $1/g_{mb1}$ ligada entre a source e a terra, aplicando o teorema da supressão da fonte.

Teorema da supressão da fonte

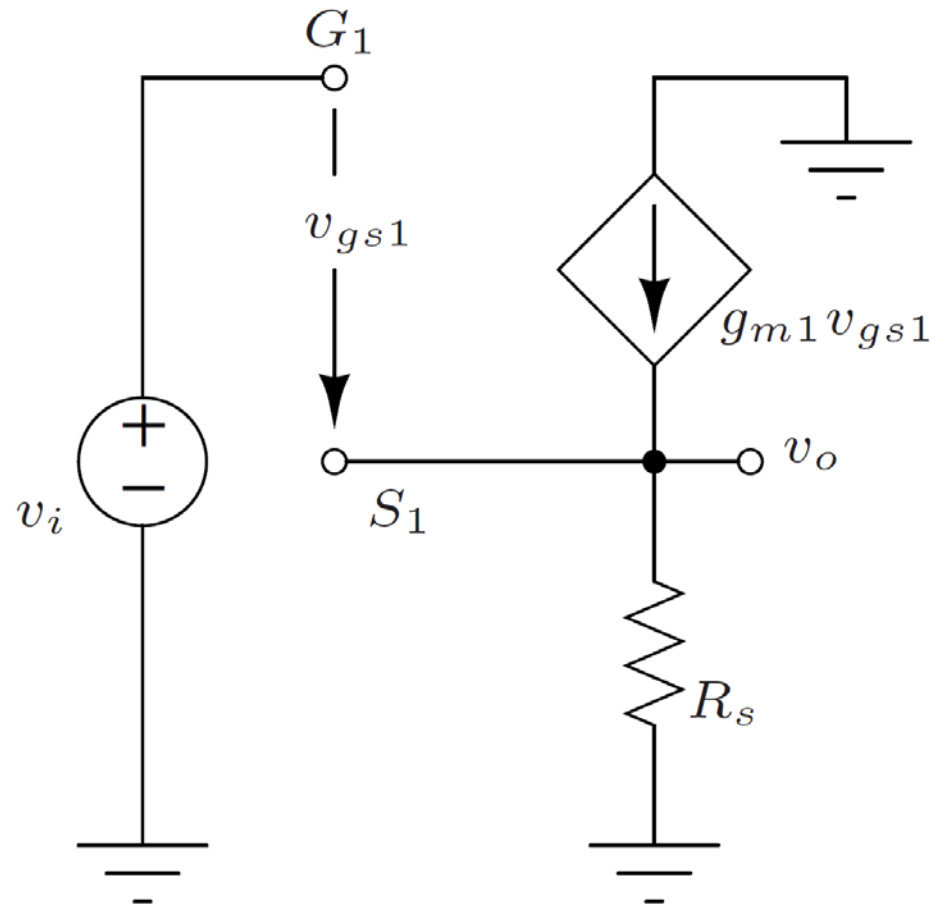
Se existir uma fonte de corrente I_x ligada em paralelo com uma fonte de tensão V_x , qualquer uma das fontes pode ser substituída por uma resistência cujo valor é V_x/I_x sem que as tensões e as correntes no circuito se alterem.



Configuração drain-comum

- A resistência $1/g_{mb1}$ vai estar em paralelo com r_{o1} e r_{o2} , ou seja, a resistência entre a source e a terra é dada por:
 $R_s = (1/g_{mb1}) || r_{o1} || r_{o2}$.

Circuito equivalente do seguidor de source simplificado:



Configuração drain-comum

- A tensão de saída é dada por: $v_o = v_{s1} = g_{m1}v_{gs1}R_s$
- A tensão v_{gs1} é: $v_{gs1} = v_i - v_o$
- Substituindo v_{gs1} obtém-se: $v_o = g_{m1}R_s(v_i - v_o)$
$$v_o(1 + g_{m1}R_s) = v_i g_{m1}R_s$$
- O ganho é dado por:
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_{m1}R_s}{1 + g_{m1}R_s}$$
- Normalmente $g_{m1}R_s \gg 1$ e o ganho é um pouco menor, mas próximo da unidade.

Configuração drain-comum

- Uma expressão alternativa para o ganho que permite tirar mais algumas conclusões acerca do funcionamento do seguidor de source pode ser obtida substituindo R_s pela sua equação, na expressão do ganho.
- Após simplificação obtém-se:

$$A_v = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{mb1} + (1/r_{o1}) + (1/r_{o2})}$$

- Se for ligada uma resistência de carga R_L à saída do circuito, aparecerá também no
- denominador da expressão do ganho o termo $1/R_L$.
- Normalmente r_{o1} e r_{o2} têm valores elevados, podendo-se negligenciar os termos

$1/r_{o1}$ e $1/r_{o2}$:

$$A_v = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{mb1}}$$

Configuração drain-comum

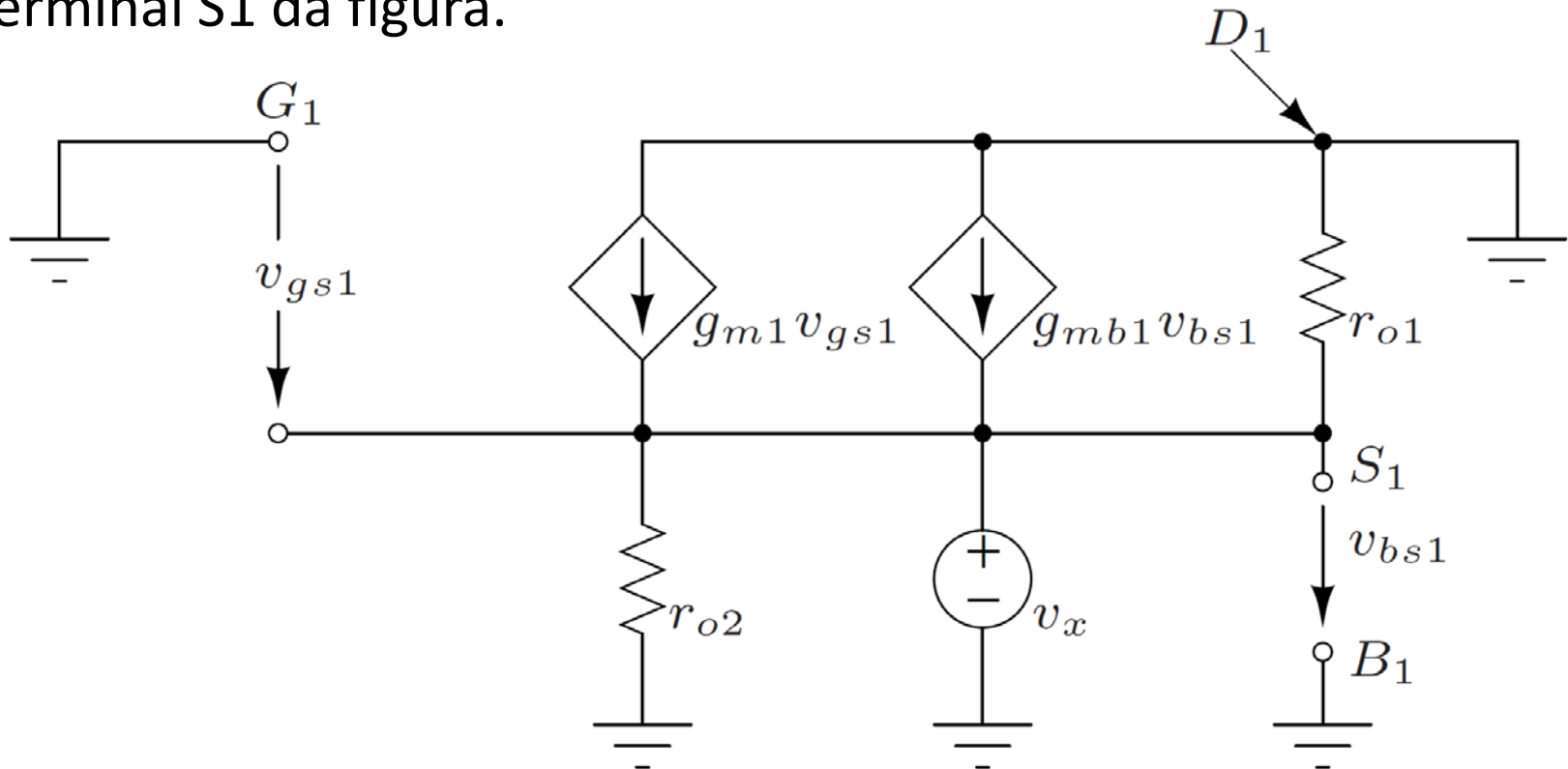
- Expressando g_{mb1} por χg_{m1} vem:

$$A_v = \frac{1}{1 + \chi}$$

- Daqui chega-se à conclusão de que o ganho do circuito seguidor de source é muito afetado pelo efeito de corpo.
- Se χ variar entre 0.1 e 0.3, o ganho diminui de 10% a 30%.

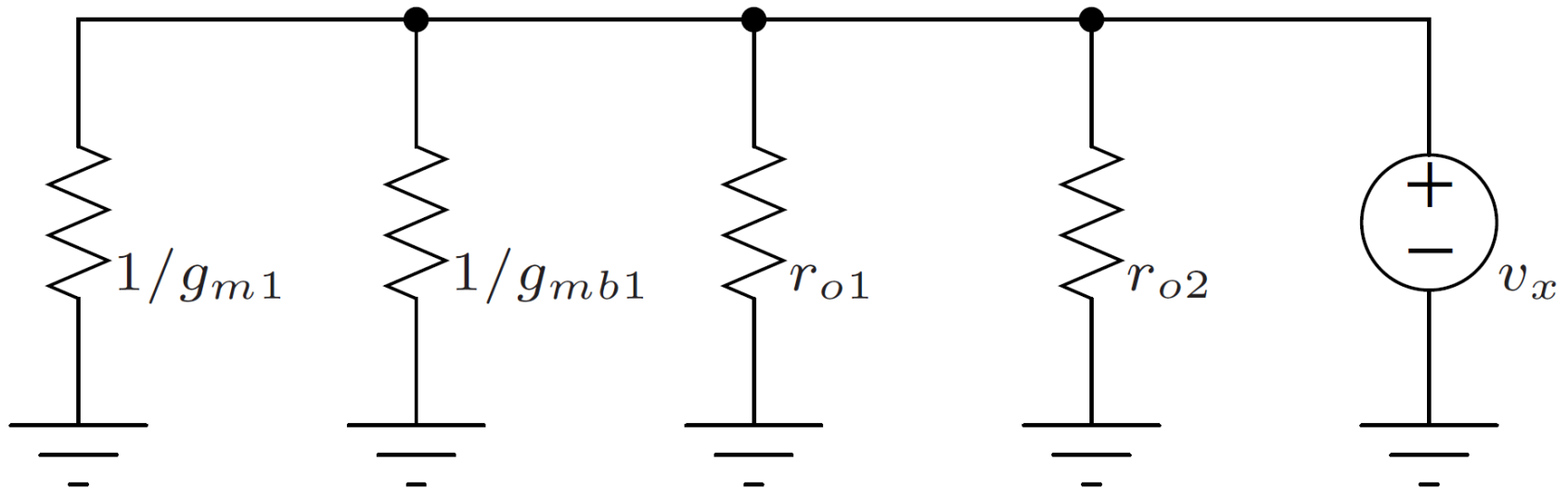
Configuração drain-comum

Para determinar a impedância de saída z_o , substitui-se a fonte de sinal v_i por um curto-circuito, colocando a gate de Q1 à terra. Aplica-se uma tensão v_x ao terminal de saída, ou seja, ao terminal S1 da figura.



Configuração drain-comum

- Como $v_{gs1} = -v_{s1} = -v_x$, é possível a aplicação do teorema da supressão da fonte e substituir a fonte $g_{m1}v_{gs1}$ por uma resistência de valor $1/g_{m1}$ ligada entre a source de Q1 e a terra.
- Também se pode substituir a fonte $g_{mb1}v_{bs1} = -g_{mb1}v_x$ por uma resistência de valor $1/g_{mb1}$, ligada entre S1 e a terra.



$$z_o = (1/g_{m1}) || (1/g_{mb1}) || r_{o1} || r_{o2}$$

Configuração drain-comum

- Normalmente r_{o1} e r_{o2} são suficientemente grandes em relação a g_{m1} e g_{mb1} para poderem ser negligenciados.

Configuração drain-comum

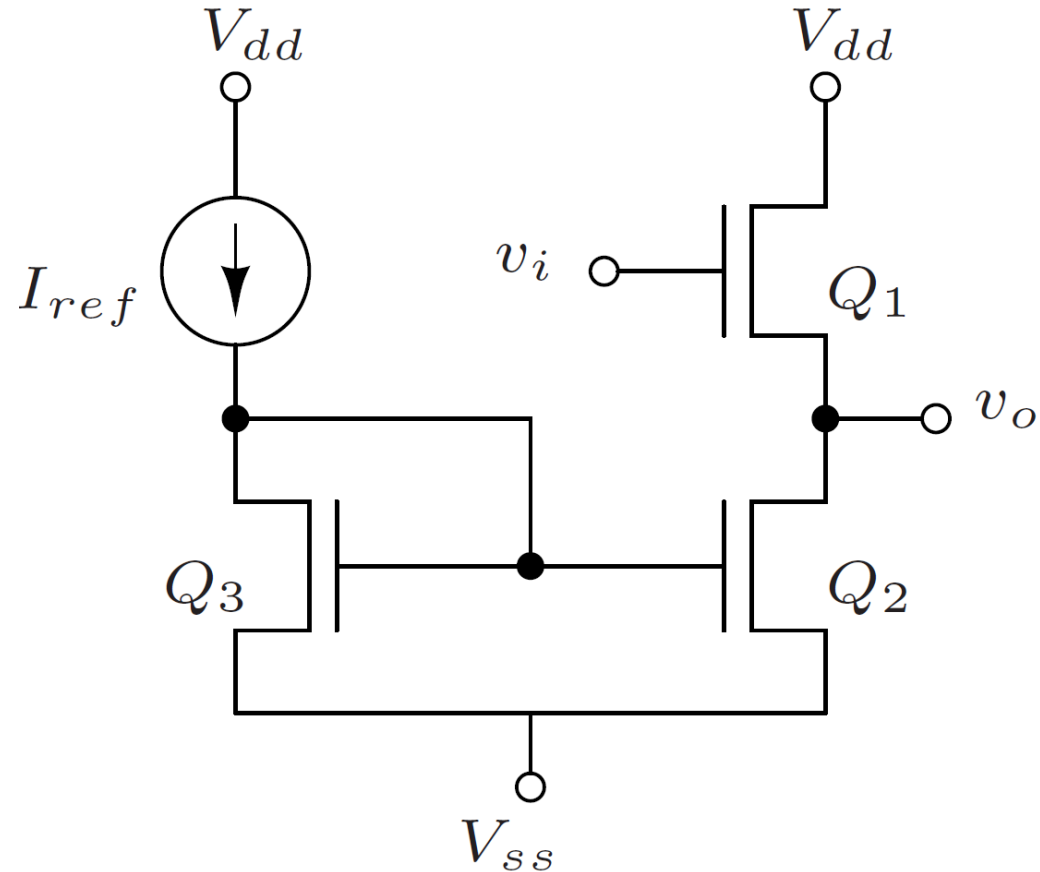
- Normalmente r_{o1} e r_{o2} são suficientemente grandes em relação a g_{m1} e g_{mb1} para poderem ser negligenciados.

$$z_o \simeq (1/g_{m1}) || (1/g_{mb1})$$

$$= \frac{1}{g_{m1}(1 + \chi)}$$

Configuração drain-comum

Exemplo: O seguidor de source da figura foi fabricado numa tecnologia de $0.8\ \mu\text{m}$ com os seguintes parâmetros: $W/L = 100\mu/1.6\mu$ para todos os transístores, $k'n = 90\ \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_A = 12.8\ \text{V}$, $V_t = 1\ \text{V}$, $\gamma = 0.5\ \text{V}^{1/2}$ e $\phi_f = 0.3$. Sabendo que $I_{ref} = 100\ \mu\text{A}$, e $V_{dd} = -V_{ss} = 5\ \text{V}$, calcule V_{gs2} , V_{gs3} , g_{m1} , g_{mb1} , r_{o1} , r_{o2} , A_v e z_o .



Configuração drain-comum

$$I_{d3} = 100 \mu A = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{gs3} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{ds3}).$$

- Daqui tira-se $V_{gs3} = V_{ds3} = 1.18 V$ e $V_{g3} = 1.18 - (-5) = 3.82 V$.
- Para Q_2 e Q_1 :

$$I_{d2} = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{g2} - v_{s2} - V_t)^2 \times \\ \times (1 + \lambda(v_{d2} - v_{s2}))$$

$$I_{d1} = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{g1} - V_{s1} - (V_t + \gamma \times \\ \times (\sqrt{2\phi_f - v_{s1} - V_{b1}} - \sqrt{2\phi_f})))^2 \times \\ \times (1 + \lambda(v_{d1} - v_{s1}))$$

Configuração drain-comum

Mas como:

$$I_{d1} = I_{d2},$$

$$V_{g2} = V_{g3} = 3.82 \text{ V},$$

$$V_{s2} = -V_{ss} = -5 \text{ V},$$

$$V_{s1} = V_{d2},$$

$$V_{g1} = 0 \quad (\text{Fonte } v_i \text{ curto-circuitada}),$$

$$V_{b1} = -V_{ss} = -5 \text{ V},$$

Restam apenas duas variáveis desconhecidas: I_{d1} e V_{d2} . Resolvendo:

$$I_{d1} = 116.85 \mu\text{A}$$

$$V_{d2} = -1.46 \text{ V}$$

$$g_{m1} = \sqrt{2k'_n \frac{W}{L} I_{d1}} = 1.147 \text{ mA/V}.$$

$$V_{sb1} = -1.46 - (-5) = 3.54 \text{ V}$$

$$g_{mb1} = \chi g_{m1} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{sb1}}} g_{m1} =$$
$$= 0.141 \text{ mA/V}.$$

Configuração drain-comum

$$r_{o1} = \frac{V_A}{I_{d1}} = \frac{12.8}{116.85\mu} = 109.5 \text{ k}\Omega.$$

$$r_{o2} = \frac{V_A}{I_{d2}} = \frac{12.8}{116.85\mu} = 109.5 \text{ k}\Omega.$$

Ganho em tensão:

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{mb1} + (1/r_{o1}) + (1/r_{o2})} = \\ &= 0.879. \end{aligned}$$

Impedância de saída:

$$z_o = (1/g_{m1}) || (1/g_{mb1}) || r_{o1} || r_{o2} = 766.3 \text{ }\Omega.$$

Resolução do exercício desprezando a modulação do comprimento do canal e o efeito de corpo

$$I_{D3} = \frac{1}{2} K'_n \frac{W}{L} (V_{GS3} - V_T)^2$$

$$V_{GS3} = 0,811V \text{ ou } \underline{V_{GS3} = 1,189V}$$

$$V_{GS2} = V_{GS3} = 1,189V$$

$$I_{D1} = \frac{1}{2} K'_n \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_T)^2$$

$$\text{Como } I_{D1} = I_{D3}, V_{GS1} = V_{GS3} = 1,189V$$

$$\begin{cases} V_{G1} = 0 \\ V_{S1} = -1,189V \end{cases} \Rightarrow \begin{aligned} V_{SB1} &= V_{S1} - (-V_{SS}) \\ V_{SB1} &= 3,81V \end{aligned}$$

$$g_{m1} = \sqrt{2K'_n \frac{W}{L} I_{D1}} = 106 \mu A/V$$

$$g_{mb1} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_b + V_{SB1}}} g_m = 126 \mu A/V$$

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_{m1} K_s}{1 + g_{m1} R_s}$$

$$R_s = \frac{1}{g_{mb1}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} = 7048,5 \Omega$$

$$\rightarrow A = 0,88$$

$$\begin{aligned} Z_o &= \frac{1}{g_{m1}} \parallel \frac{1}{g_{mb1}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \\ &= 831,6 \Omega \end{aligned}$$