
Amplificadores de 1 estágio

Professor: Sandro Haddad

sandrohaddad@unb.br

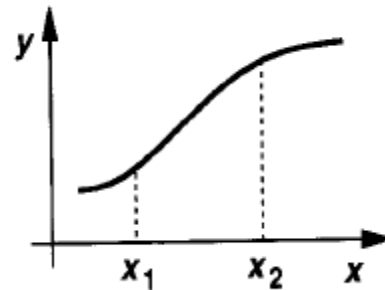
Single-stage Amplifiers

- Amplificadores são essenciais em circuitos analógicos:
- Um sinal pode ser muito pequeno para alimentar uma carga
- Sobrepujar ruído em um estágio subsequente
- Fornecer níveis lógicos a um circuito digital

Single-Stage Amplifiers

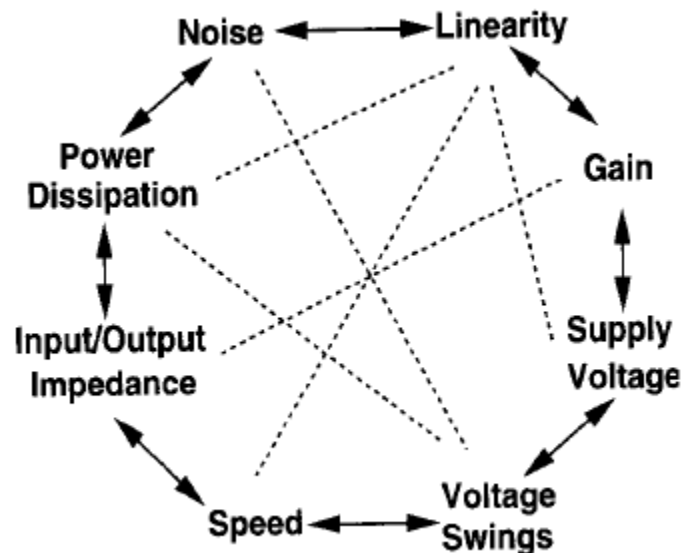
- Amplificadores são projetos para um ponto de operação onde a sua função de transferência seja aproximadamente linear do tipo:

$$y(t) \approx \alpha_0 + \alpha_1 x(t),$$



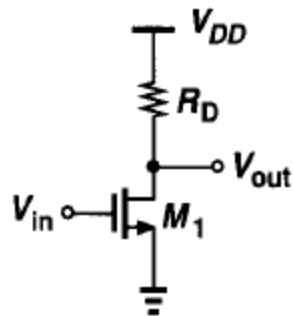
Octógono do Design Analógico

- Os projetos de amplificadores devem lidar com as características: Ruído, Linearidade, Ganho, Tensão de alimentação, Amplitude de Tensão, Velocidade, Impedância de entrada/saída, Dissipação de potência.
- Estas características formam o “octógono do Design analógico”, pois uma alteração em uma característica causa alteração em outras.



Common Source com carga Resistiva

- Converte variações na tensão do gate em uma tensão de saída no dreno em virtude da corrente que passa pelo resistor.

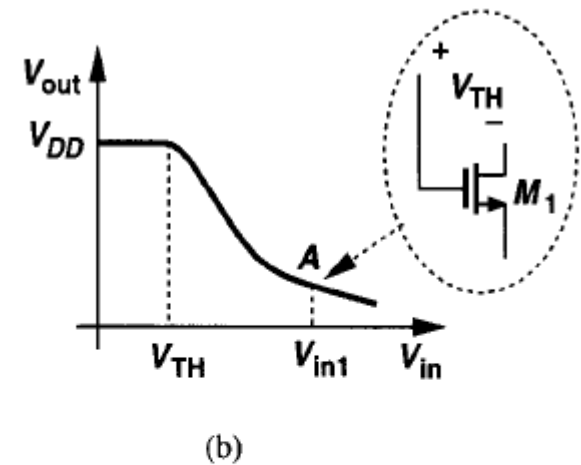


$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH})^2$$

$$A_v = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}}$$

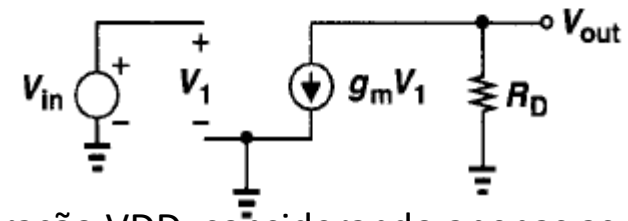
$$= -R_D \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH})$$

$$= -g_m R_D.$$



$$V_{in1} - V_{TH} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in1} - V_{TH})^2$$

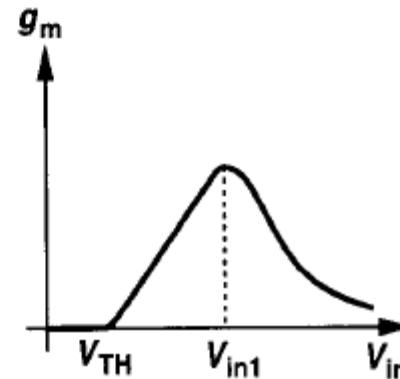
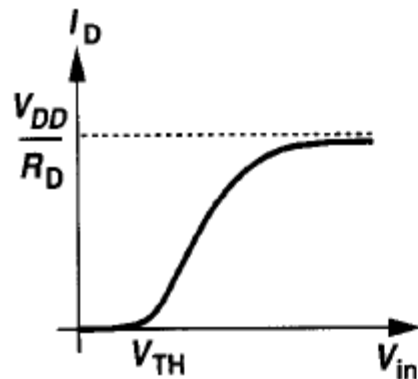
$$V_{in} > V_{in1} \quad V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [2(V_{in} - V_{TH})V_{out} - V_{out}^2]$$



Obs. O modelo de pequenos sinais desconsidera o ponto de Operação VDD, considerando apenas as variações em torno deste ponto. Por isso RD aparece aterrado, e não Ligado a VDD.

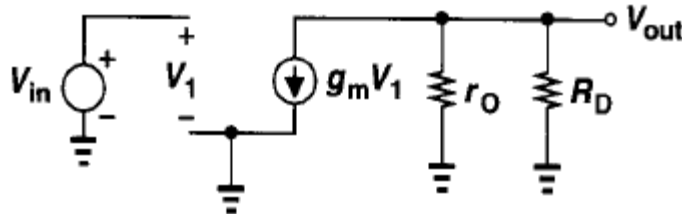
Common-Source com carga Resistiva

- O ganho do circuito depende fortemente da tensão V_{in} , ou seja, o ganho varia muito se há uma mudança significativa em V_{in} . Logo, este circuito não é adequado quando necessita-se de um ganho estável com uma amplitude significativa do sinal de entrada.
- As curvas da Corrente em função de V_{in} e da transcondutância em função de V_{in} são:



Common-Source com carga Resistiva

- Para valores altos de R_D , o efeito de modulação de canal deve ser considerado:

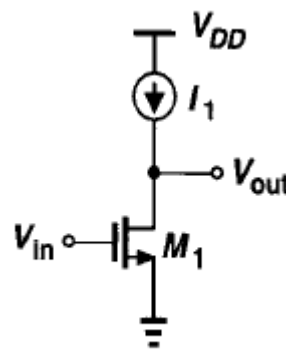


$$A_v = -g_m \frac{r_o R_D}{r_o + R_D}$$

Se $R_D = r_o$, o ganho do amplificador cai pela metade.

$$g_m V_1 (r_o \parallel R_D) = -V_{out}$$

$$V_{out} / V_{in} = -g_m (r_o \parallel R_D).$$



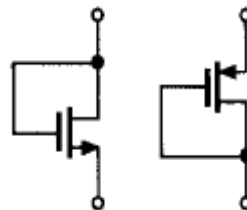
Trocando R_D por uma fonte de corrente ideal, o ganho fica:

$$A_v = -g_m r_o.$$

Que é chamado o ganho intrínseco do amplificador, ou seja, o ganho máximo que ele pode atingir.

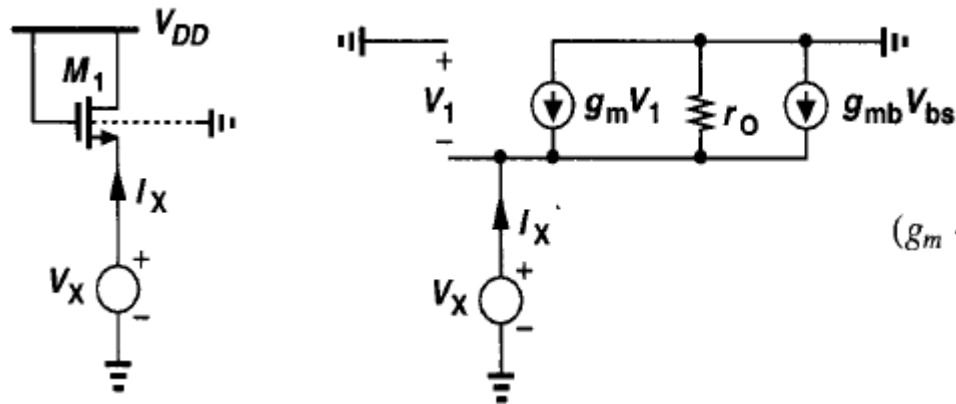
Transistor diode-connected

- Substitui-se o resistor por um transistor com o gate conectado ao dreno, devido à dificuldade de se construir resistores em circuitos integrados.
- O nome “Diode-Connected” Significa que este tipo de conexão apresenta um comportamento semelhante a um diodo devidamente polarizado:



Transistor Diode-Connected

- O modelo de pequenos sinais desta configuração considerando-se o efeito de corpo fica:



$$V_1 = -V_X$$

$$V_{bs} = -V_X$$

$$(g_m + g_{mb})V_X + \frac{V_X}{r_O} = I_X$$

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{g_m + g_{mb} + r_O^{-1}}$$

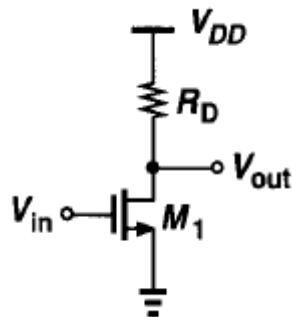
$$= \frac{1}{g_m + g_{mb}} \parallel r_O$$

$$\approx \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

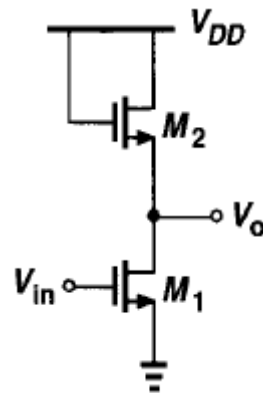
O efeito de corpo faz com que a corrente I_d de saturação seja menor, logo r_O é maior pois é inversamente proporcional a I_d .

Common-Source com carga Diode-connected

- Substituindo o resistor por um transistor diode-connected temos:



$$A_v = -g_m R_D$$



$$A_v = -g_{m1} \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}}$$

$$= -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \frac{1}{1 + \eta}, \quad \eta = g_{mb2}/g_{m2}.$$

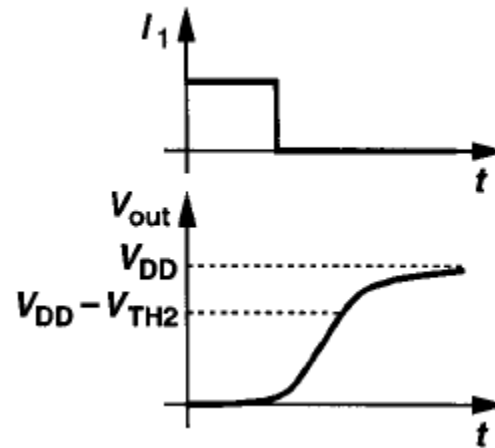
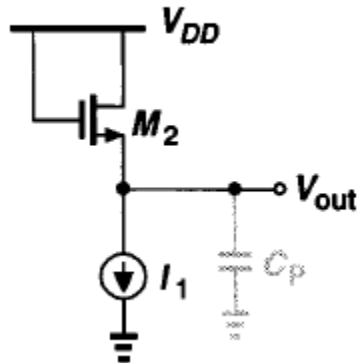
$$A_v = -\frac{\sqrt{2\mu_n C_{ox}(W/L)_1 I_{D1}}}{\sqrt{2\mu_n C_{ox}(W/L)_2 I_{D2}}} \frac{1}{1 + \eta}, \quad I_{D1} = I_{D2}.$$

$$A_v = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \frac{1}{1 + \eta}.$$

Ganho relativamente independente de V_{in} e V_{out} .

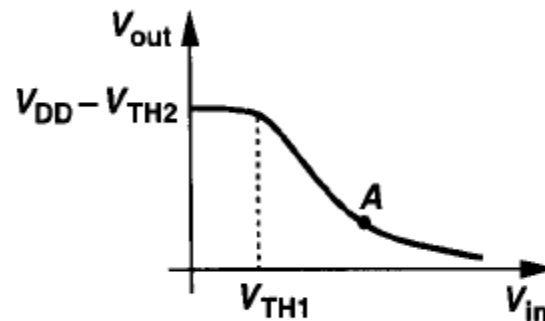
Common-Source diode-connected

- Para V_{in} pouco abaixo de V_{th1} , a corrente de sub-threshold faz com que V_{out} decresca muito lentamente de $V_{DD} - V_{th2}$ para V_{DD} . Portanto, em circuitos de chaveamento intenso, dizemos que para $V_{in}=0$, $V_{out} = V_{DD} - V_{th2}$



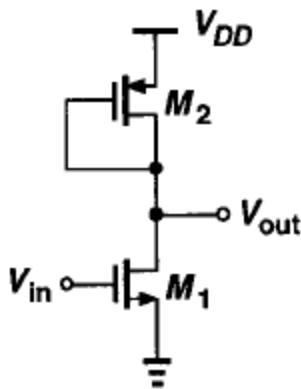
Common-Source diode connected

- O gráfico de V_{out} x V_{in} decresce de $V_{DD} - V_{TH2}$ a partir de $V_{in} = V_{TH1}$, e decresce aproximadamente linearmente até $V_{in} = V_{out}$ – V_{TH} , onde entra na região de triodo e perde a linearidade.



Common-source diode-Connected

- O efeito de corpo faz com que V_{th2} seja ligeiramente dependente de V_{out} , introduzindo uma não-linearidade no ganho. Se usarmos um PMOS diode-connected como carga, eliminamos este efeito:



$$A_v = -\sqrt{\frac{\mu_n(W/L)_1}{\mu_p(W/L)_2}}$$

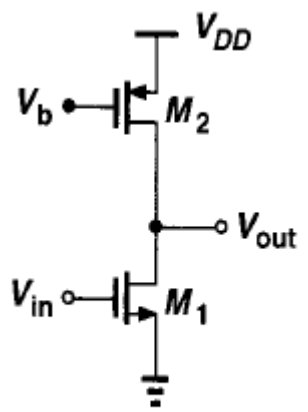
No entanto, como $\mu_n = 2\mu_p$, um ganho de 10 implica em um ganho na raiz de 100, o que implica que $(W/L)_1$ deve ser cerca de 50 vezes $(W/L)_2$.

Além disso, para manter a configuração em saturação, o ganho também é proporcional à razão dos overdrives $V_{gs1} - V_{th1}$ e $|V_{gs2} - V_{th2}|$, o que limita o voltage swing.

Common-source com fonte de corrente

- Ao invés de usar em diode-connected, geramos uma tensão de polarização no gate do transistor de carga, de forma que ele se comporte como uma fonte de corrente controlável
- Assim, V_{ds2} e a impedância de saída estão menos dependentes que a queda de tensão em um resistor.

V_b deve ser controlado por um laço de realimentação



$$A_v = -g_{m1}(r_{O1} \parallel r_{O2}).$$

Common-source com fonte de corrente

- Temos como alcançar as características desejadas variando a geometria do transistor de carga:
 - Aumento de W -> diminuição de $V_{gs} - V_{th}$
 - Aumento de W e L -> aumento de r_0 com $V_{gs} - V_{th}$ constante

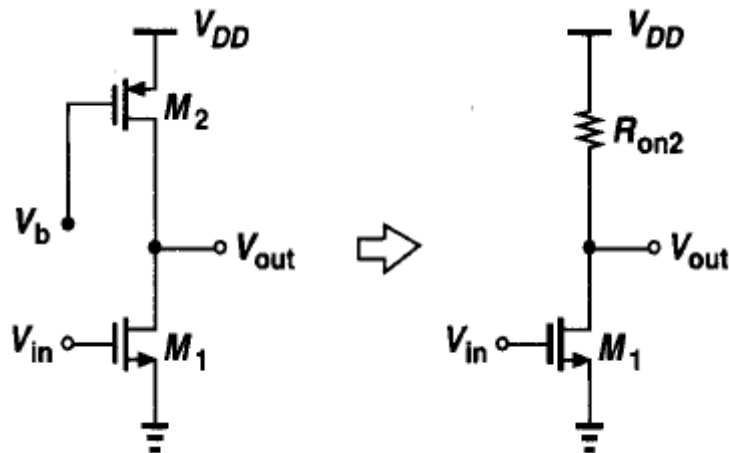
- O ganho intrínseco do transistor de carga é:

$$g_{m1}r_{O1} = \sqrt{2 \left(\frac{W}{L} \right)_1 \mu_n C_{ox} I_D} \frac{1}{\lambda I_D}$$

- Indica que o ganho aumenta com L , pois λ está relacionado com $1/L$ mais do que g_m está relacionado com $1/\sqrt{L}$. O ganho diminui com proporcionalmente a $\sqrt{I_D}$.

Common-source com fonte de corrente

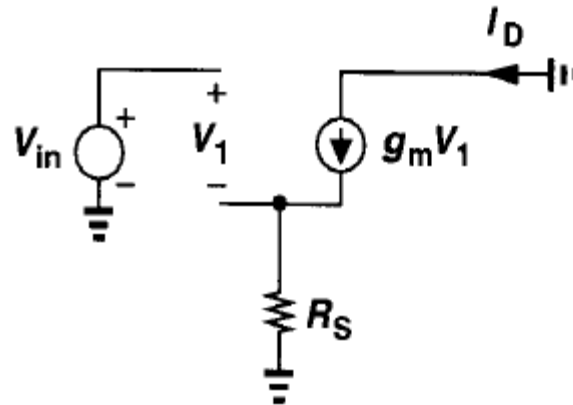
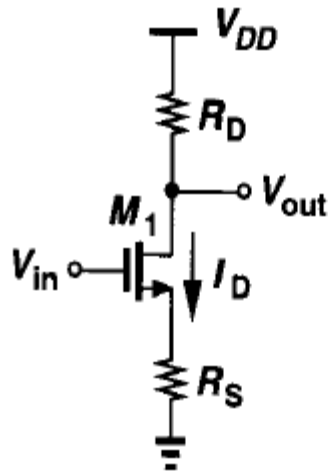
- Com o transistor de carga em triodo profundo, o circuito tem um voltage swing maior, $V_{out,max} = V_{DD}$ ao invés de $V_{DD} - V_{thp2}$.
- A desvantagem é a dependência do ganho em relação à geometria do transistor, e a dificuldade de obter um V_b controlado.



$$R_{on2} = \frac{1}{\mu_p C_{ox} (W/L)_2 (V_{DD} - V_b - |V_{THP}|)}$$

Common-Source com source degeneration

- Ao introduzirmos um resistor em serie ao source do transistor, o aumento de I_D em consequencia do aumento de V_{in} causa uma queda de tensão no resistor, e consequentemente um aumento em V_s , fazendo com que $V_{gs} - V_{th}$ permaneça razoavelmente estável. Isso leva a uma maior estabilidade da corrente de Dreno.



Common-Source com Source degeneration

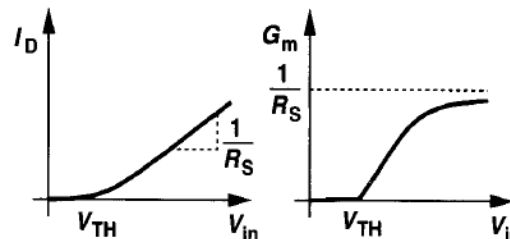
- Podemos calcular a transcondutancia do circuito equivalente G_m em função da transcondutância do transistor g_m , e assim, o ganho do estágio A_v :

$$G_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} \quad \begin{aligned} I_D &= f(V_{GS}) \\ V_{GS} &= V_{in} - I_D R_S \end{aligned}$$

$$= \frac{\partial f}{\partial V_{GS}} \frac{\partial V_{GS}}{\partial V_{in}} \quad \partial V_{GS} / \partial V_{in} = 1 - R_S \partial I_D / \partial V_{in}$$

$$G_m = \left(1 - R_S \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} \right) \frac{\partial f}{\partial V_{GS}} \quad \partial f / \partial V_{GS} = g_m$$

$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$



$$R_S \gg 1/g_m$$

$$G_m \approx 1/R_S$$

Se R_S é muito maior que $1/g_m$, o comportamento do amplificador é linear

$$V_{out} = -I_D R_D$$

$$A_v = \partial V_{out} / \partial V_{in} = -(\partial I_D / \partial V_{in}) R_D$$

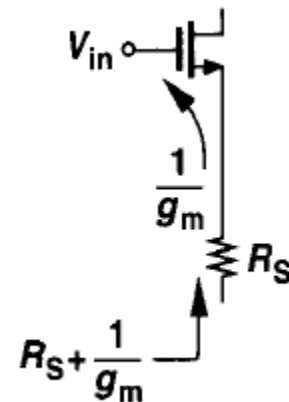
$$A_v = -G_m R_D$$

$$= \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

Common-Source com source-degeneration

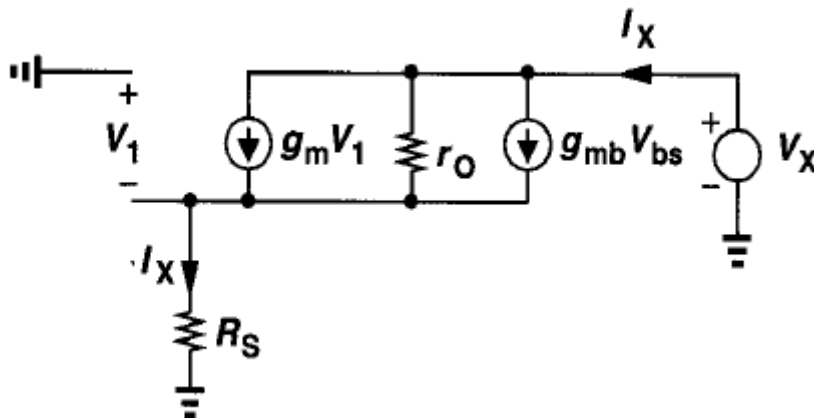
- A equação do ganho da amplificador pode ser reescrita como se no denominador fossem duas impedâncias de $1/g_m$ e R_S . Assim, o ganho do amplificador pode ser calculado por inspeção, fazendo a razão entre a impedância vista do dreno pela impedância vista no caminho do source.

$$A_v = -\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$



Common-source com source degeneration

- Um efeito importante do source degeneration é o aumento da impedância de saída do circuito. Usando o modelo de pequenos sinais e equivalente de Thevenin temos:



$$r_O[I_X + (g_m + g_{mb})R_S I_X] + I_X R_S = V_X$$

$$R_{out} = [1 + (g_m + g_{mb})R_S]r_O + R_S$$

$$= [1 + (g_m + g_{mb})r_O]R_S + r_O$$

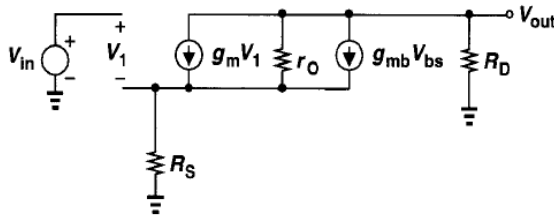
$$(g_m + g_{mb})r_O \gg 1 \quad R_{out} \approx (g_m + g_{mb})r_O R_S + r_O$$

$$= [1 + (g_m + g_{mb})R_S]r_O$$

- Isso indica que a impedância de saída é $(g_m + g_{mb})R_S r_O$ maior do que se não houvesse source-degeneration.

Common-source com source degeneration

- Calculamos agora o ganho para o amplificador todo levando em conta efeito de corpo e modulação do canal utilizando modelo de pequenos sinais



$$V_1 = V_{in} + V_{out} R_S / R_D.$$

$$I_{ro} = -\frac{V_{out}}{R_D} - (g_m V_1 + g_{mb} V_{bs})$$

$$= -\frac{V_{out}}{R_D} - \left[g_m \left(V_{in} + V_{out} \frac{R_S}{R_D} \right) + g_{mb} V_{out} \frac{R_S}{R_D} \right]$$

$$V_{out} = I_{ro} r_O - \frac{V_{out}}{R_D} R_S$$

$$= -\frac{V_{out}}{R_D} r_O - \left[g_m \left(V_{in} + V_{out} \frac{R_S}{R_D} \right) + g_{mb} V_{out} \frac{R_S}{R_D} \right] r_O - V_{out} \frac{R_S}{R_D}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-g_m r_O R_D}{R_D + R_S + r_O + (g_m + g_{mb}) R_S r_O}$$

Common-source com source-degeneration

- Se reorganizarmos as equações, multiplicando e dividindo pela impedância de saída do conjunto transistor- R_s , temos:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-g_m r_O R_D}{R_D + R_S + r_O + (g_m + g_{mb}) R_S r_O}$$

$$A_v = \frac{-g_m r_O R_D [R_S + r_O + (g_m + g_{mb}) R_S r_O]}{R_D + R_S + r_O + (g_m + g_{mb}) R_S r_O} \cdot \frac{1}{R_S + r_O + (g_m + g_{mb}) R_S r_O}$$

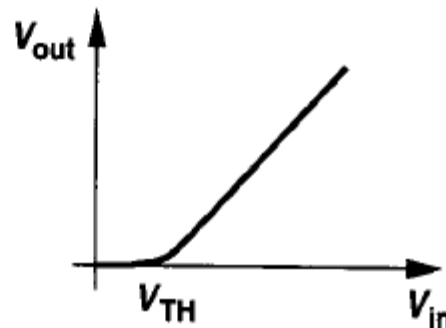
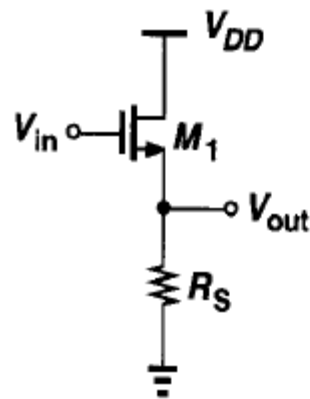
$$= - \frac{g_m r_O}{R_S + r_O + (g_m + g_{mb}) R_S r_O} \cdot \frac{R_D [R_S + r_O + (g_m + g_{mb}) R_S r_O]}{R_D + R_S + r_O + (g_m + g_{mb}) R_S r_O}$$

$$A_v = G_m (R_{out} || R_d)$$

- Com isso, podemos dizer que, em circuitos complexos, podemos reduzir as estruturas de forma a obter G_m como a transcondutância da estrutura com sua saída ligada ao ground, e R_{out} a sua impedância de saída.

Common-drain: Source follower

- Pode ser usado como um buffer de um estágio common-source, quando se quer alimentar uma carga de baixa impedância.



- Como $V_{out} = V_{in} - V_{gs}$, a saída “segue” a entrada por uma diferença de V_{gs} , por isso o nome “source-follower”

Common-Drain: Source follower

- Para $V_{in} < V_{dd}$, o transistor sempre liga em saturação, e seu comportamento é:

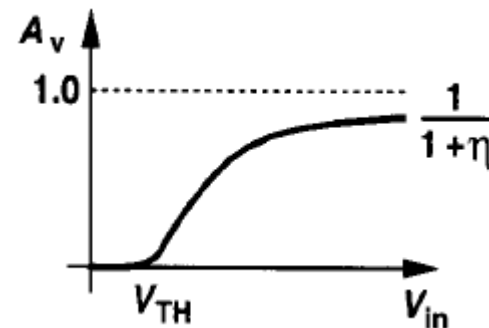
$$\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH} - V_{out})^2 R_S = V_{out}.$$

$$\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} 2(V_{in} - V_{TH} - V_{out}) \left(1 - \frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{in}} - \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} \right) R_S = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}}. \quad \partial V_{TH} / \partial V_{in} = \eta \partial V_{out} / \partial V_{in}$$

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = \frac{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH} - V_{out}) R_S}{1 + \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH} - V_{out}) R_S (1 + \eta)}$$

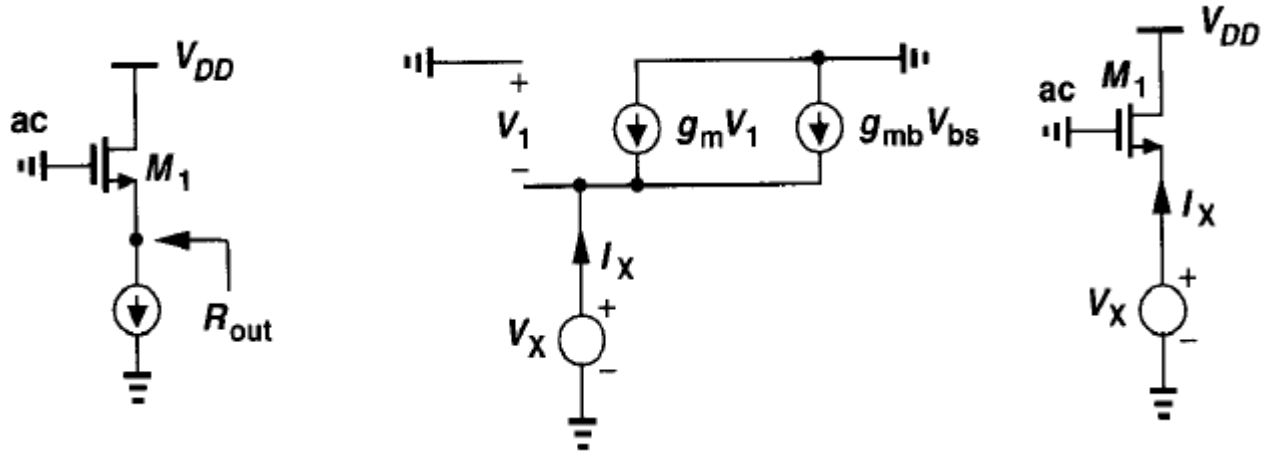
$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH} - V_{out})$$

$$A_v = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{mb}) R_S}$$



Common-drain: Source follower

- Cálculo da impedância de saída de um source-follower:

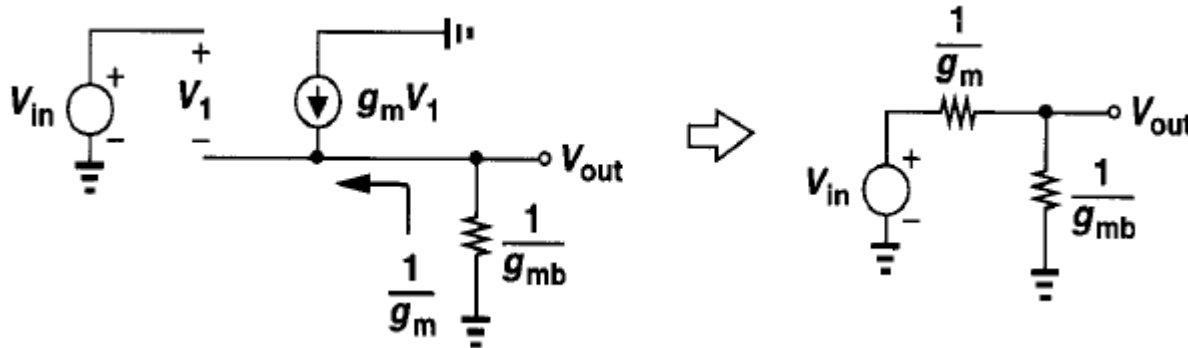


$$V_1 = -V_X \quad I_X - g_m V_X - g_{mb} V_X = 0 \quad R_{out} = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

- Isso mostra que a impedância de saída é um paralelo entre $1/g_m$ e $1/g_{mb}$. Ao contrario do common-source, o efeito de corpo diminui a impedância de saída no source-follower.

Common-drain: source follower

- O cálculo do ganho através do equivalente de thevenin fica:

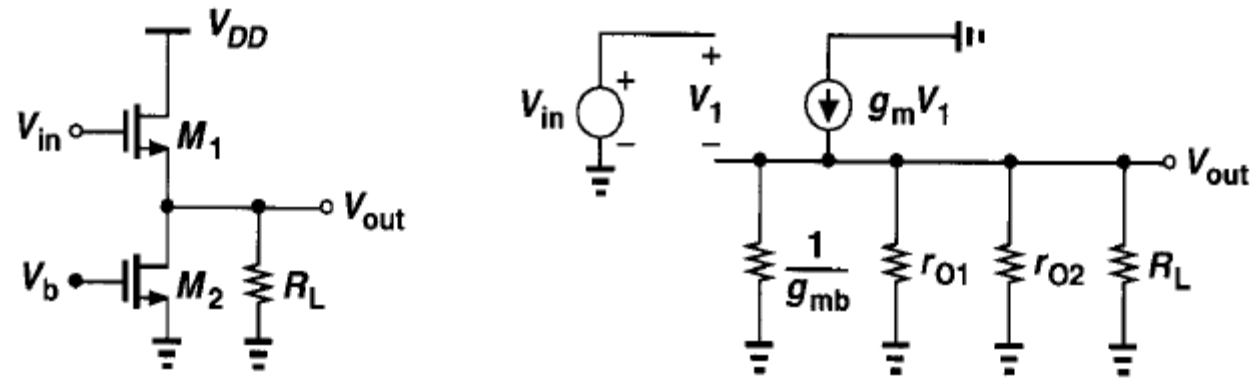


$$A_v = \frac{\frac{1}{g_{mb}}}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{g_{mb}}}$$

$$= \frac{g_m}{g_m + g_{mb}}$$

Common-Drain: Source follower

- O modelo de pequenos sinais completo do circuito utilizando uma fonte de corrente no lugar de R_s e uma carga R_L :



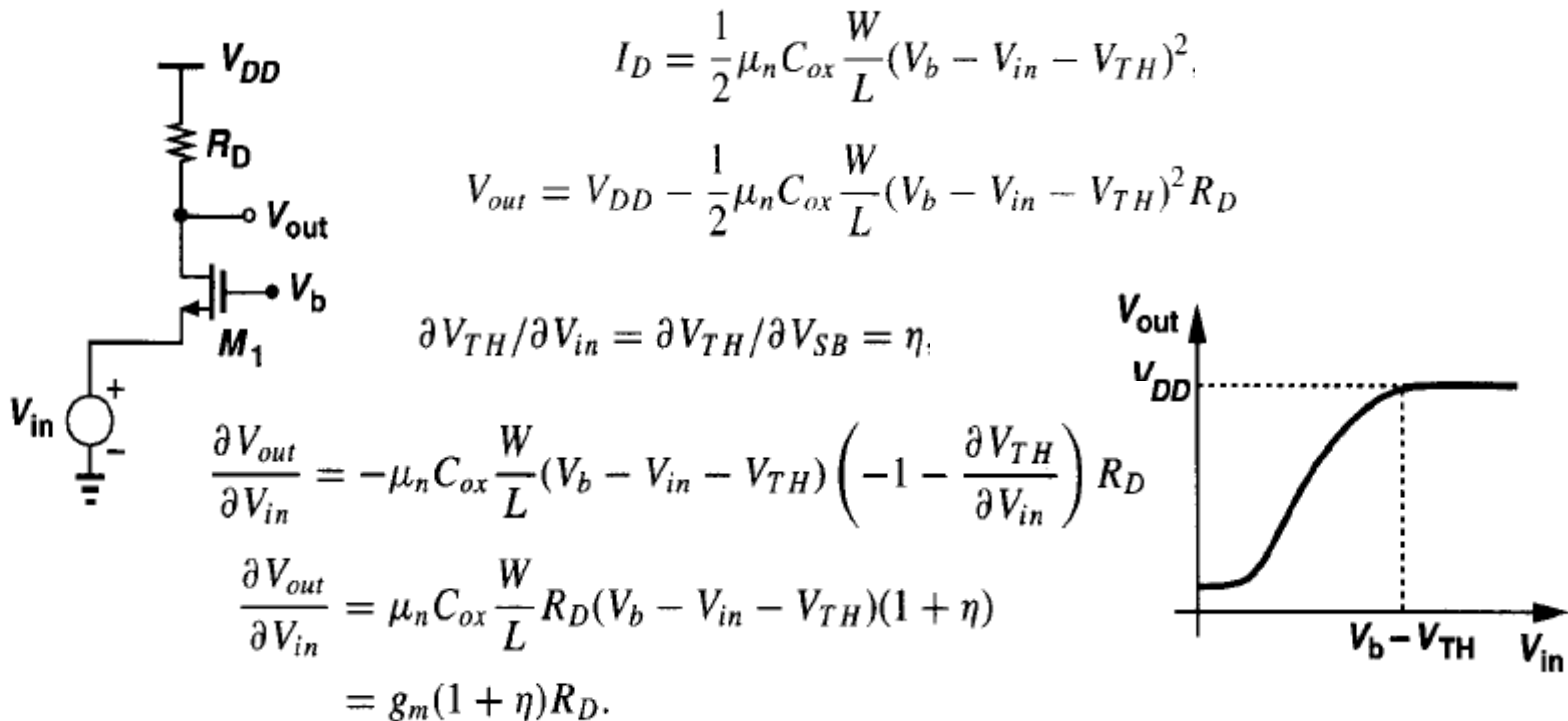
$$A_v = \frac{\frac{1}{g_{mb}} \parallel r_{O1} \parallel r_{O2} \parallel R_L}{\frac{1}{g_{mb}} \parallel r_{O1} \parallel r_{O2} \parallel R_L + \frac{1}{g_m}}$$

Common-drain: source-follower

- A mudança de nível DC da saída por VGS faz com que o voltage-swing fique limitado.
- A dependencia de V_{th} e r_0 em relação a V_{out} torna o circuito essencialmente não-linear.

Common-gate

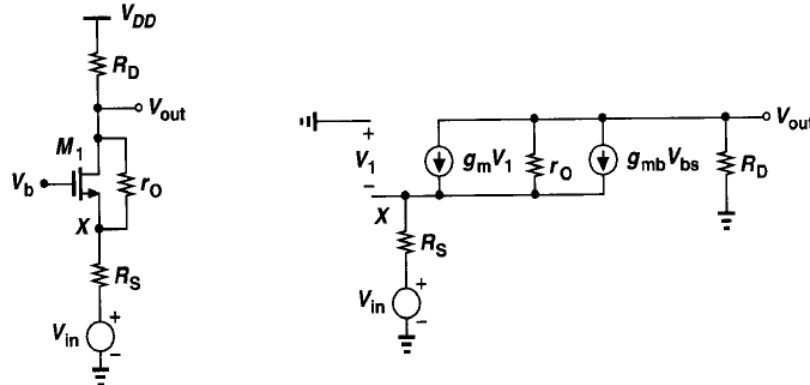
- Na topologia common-gate, aplicamos uma tensão de polarização V_b no gate, e aplicamos a tensão de entrada no source. Se $V_{in} > V_b - V_{th}$, $V_{out} = V_{DD}$ e o transistor está desligado. Se Diminuirmos V_{in} , o transistor liga em saturação, e para valores muito baixos, entra em triodo:



Common-gate

- O efeito de corpo aumenta a transcondutância do estágio e diminui a impedância de entrada. Descosniderando r_0 , a impedância vista pelo caminho do source é $1/(g_m + g_{mb})$

Common-gate caso geral



$$V_1 - \frac{V_{out}}{R_D} R_S + V_{in} = 0 \quad I_{rO} = -V_{out}/R_D - g_m V_1 - g_{mb} V_1$$

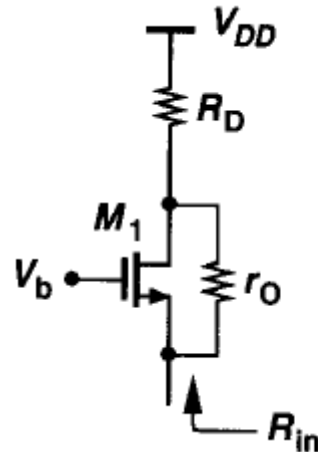
$$r_O \left(\frac{-V_{out}}{R_D} - g_m V_1 - g_{mb} V_1 \right) - \frac{V_{out}}{R_D} R_S + V_{in} = V_{out}$$

$$r_O \left[\frac{-V_{out}}{R_D} - (g_m + g_{mb}) \left(V_{out} \frac{R_S}{R_D} - V_{in} \right) \right] - \frac{V_{out} R_S}{R_D} + V_{in} = V_{out}$$

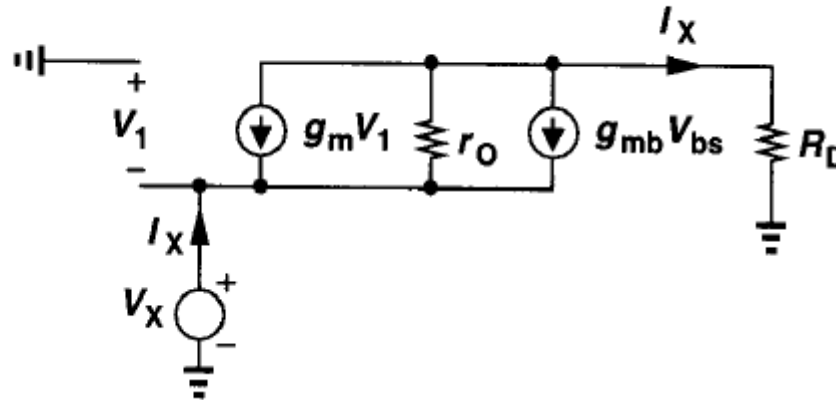
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(g_m + g_{mb}) r_O + 1}{r_O + (g_m + g_{mb}) r_O R_S + R_S + R_D} R_D$$

O efeito de corpo torna o ganho do common-gate maior que o do common-source.

Common-gate impedancia de entrada



$$V_1 = -V_X$$



$$I_{rO} = I_X + g_m V_1 + g_{mb} V_1 = I_X - (g_m + g_{mb}) V_X$$

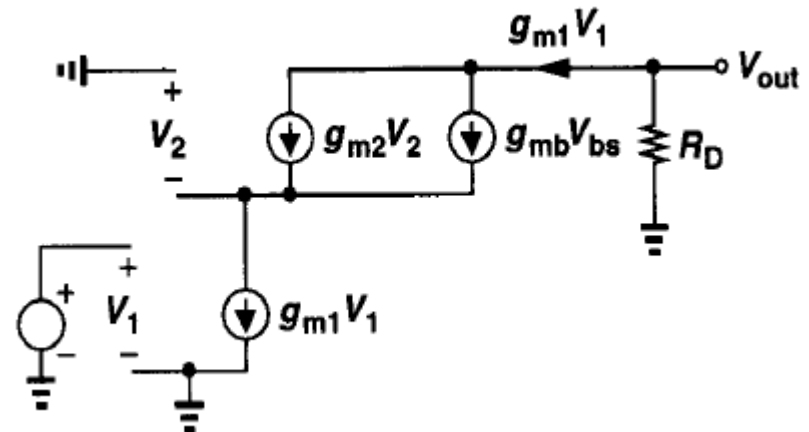
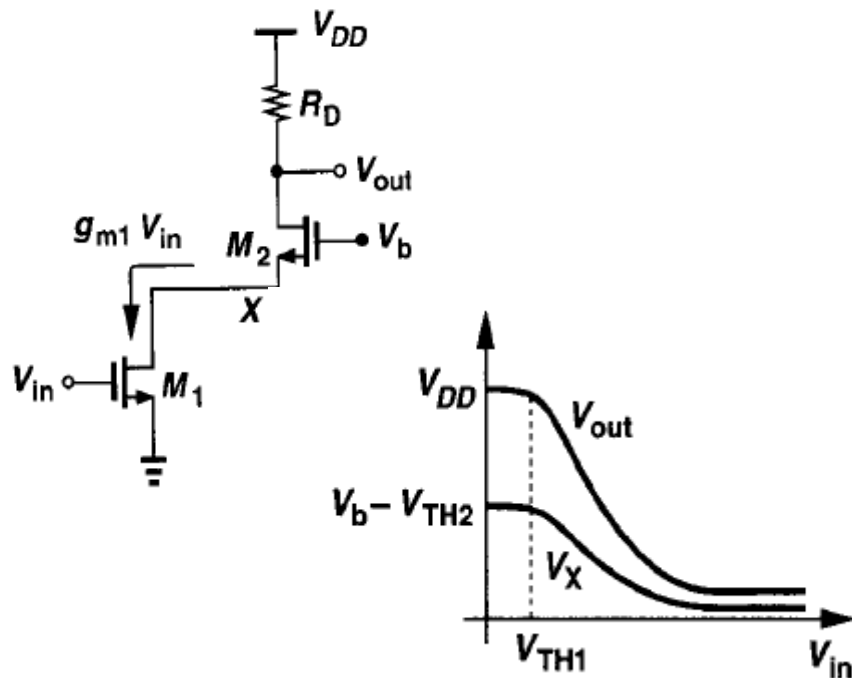
$$R_D I_X + r_O [I_X - (g_m + g_{mb}) V_X] = V_X \quad (g_m + g_{mb}) r_O \gg 1$$

A impedância de entrada só é baixa se a impedância do dreno também for.

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_D + r_O}{1 + (g_m + g_{mb}) r_O} \approx \frac{R_D}{(g_m + g_{mb}) r_O} + \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

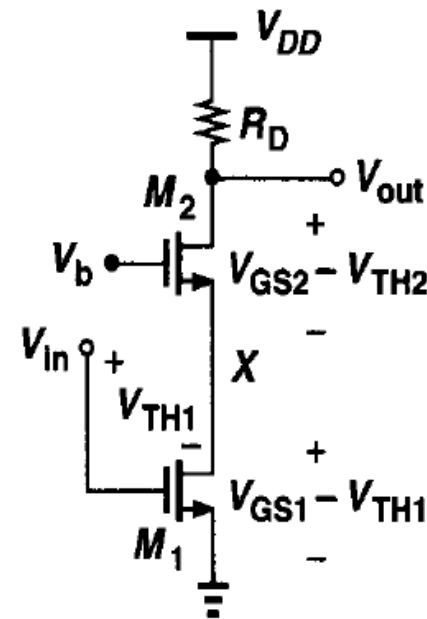
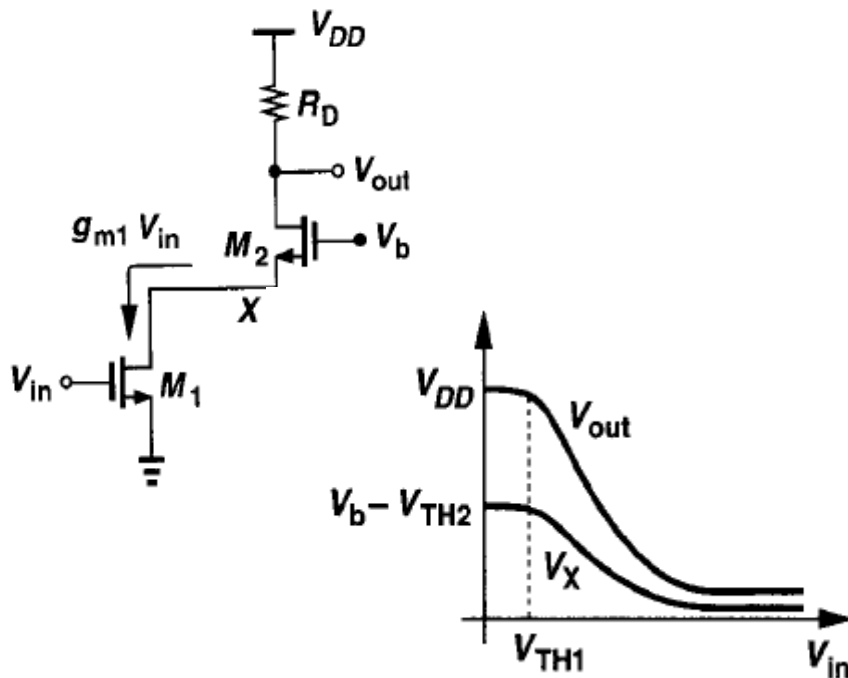
Cascode

- É um estágio common-source em “cascata” com um common-gate
- O common-source funciona como uma fonte de corrente polarizadora para o common-gate. $I_{d1} = I_{d2}$.
- Chamamos M1 de dispositivo de entrada, e M2 o dispositivo cascode.



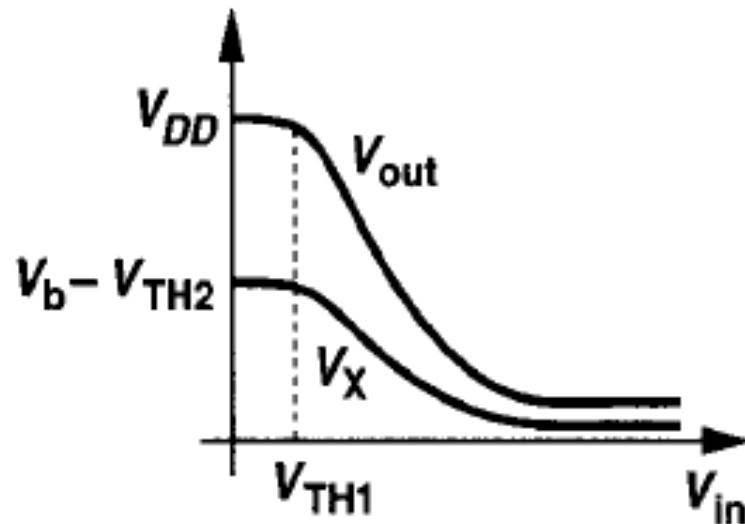
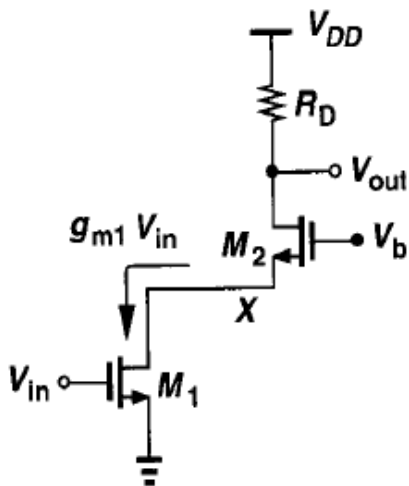
Cascode

- M1 em saturação : $V_x > V_{in} - V_{th1}$; $V_b - V_x = V_{gs2}$
- M2 em saturação $V_{out} > V_b - V_{th2}$; $V_{out} > V_{in} - V_{th1} + V_{gs2} - V_{th2}$
- Mínimo V_{out} para M1 e M2 em saturação é igual a “overdrive voltage” de M1 mais a de M2.



Cascode

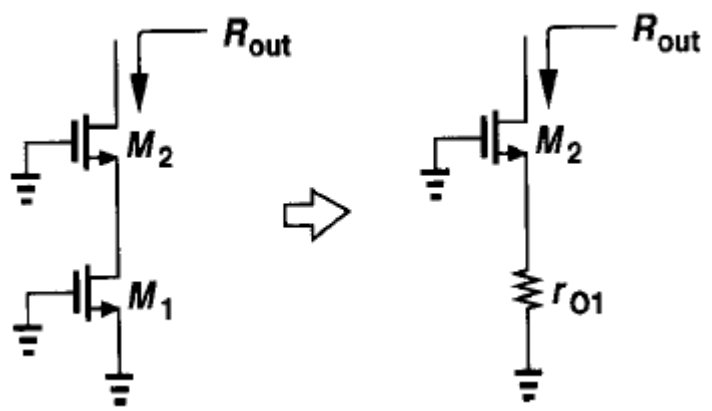
- Modelo large-signal: V_{in} de 0 a V_{DD} .
- $V_{in} < V_{th1}$: M_1 e M_2 off $\Rightarrow V_{out} = V_{DD}$ e $V_x = V_b - V_{th2}$
- $V_{in} > V_{th1}$: I_{d1} e I_{d2} cresce $\Rightarrow V_{out}$ decresce, V_x decresce (V_{gs2} cresce)
- V_{in} aumenta $\Rightarrow M_1$ entra em triodo; V_{out} decresce e M_2 entra em triodo.
Dependendo das dimensões e dos valores de R_D e V_b um dispositivo pode entrar em triodo antes do outro. Ex: se V_b é baixo, M_1 entra em triodo primeiro.



Cascode

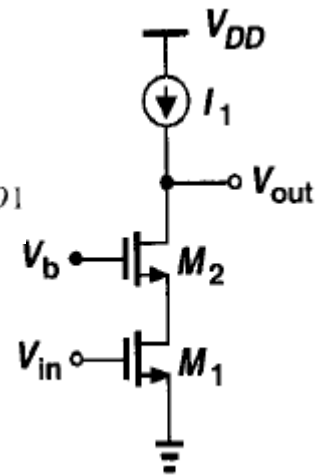
- Possui uma alta impedância de saída, proporcional ao numero de dispositivos em cascata, com a desvantagem de diminuir o output swing pela soma dos Vgs dos dispositivos em cascata.
- Common-source stage with a degeneration resistor equal to r_{O1} .

$$R_{out} = [1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}]r_{O1} + r_{O2}$$



$$G_m \approx g_{m1}$$

$$R_{out} \approx (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}r_{O1}$$



$$A_v = (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}g_{m1}r_{O1}$$

Ganho é aprox. **o quadrado** do ganho intrínseco dos transistores

Cascode

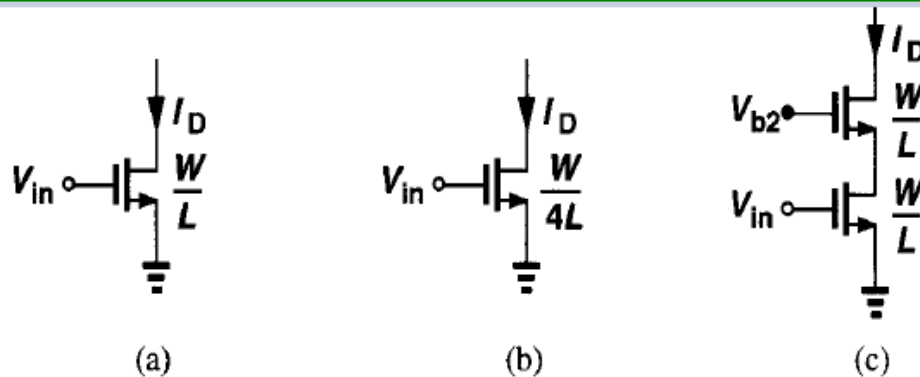


Figure 3.59 Increasing output impedance by increasing the device length or cascoding.

It is also interesting to compare the increase in gain due to cascoding with that due to increasing the length of the input transistor for a given bias current (Fig. 3.59). Suppose, for example, that the length of the input transistor of a CS stage is quadrupled while the width remains constant. Then, since $I_D = (1/2)\mu_n C_{ox}(W/L)(V_{GS} - V_{TH})^2$, the overdrive voltage is doubled, and the transistor consumes the same amount of voltage headroom as does a cascode stage. That is, the circuits of Figs. 3.59(b) and (c) impose equal voltage swing constraints.

Now consider the output impedance achieved in each case. Since

$$g_m r_O = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} \frac{1}{\lambda I_D}, \quad (3.124)$$

and $\lambda \propto 1/L$, quadrupling L only doubles the value of $g_m r_O$ while cascoding results in an output impedance of roughly $(g_m r_O)^2$. Note that the transconductance of M_1 in Fig. 3.59(b) is half that in Fig. 3.59(c), leading to higher noise (Chapter 7).

Cascode

A cascode structure need not operate as an amplifier. Another popular application of this topology is in building constant current sources. The high output impedance yields a current source closer to the ideal, but at the cost of voltage headroom. For example, current source I_1 in Fig. 3.57 can be implemented with a PMOS cascode (Fig. 3.60), exhibiting an impedance equal to $[1 + (g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}]r_{O4} + r_{O3}$. If the gate bias voltages are chosen

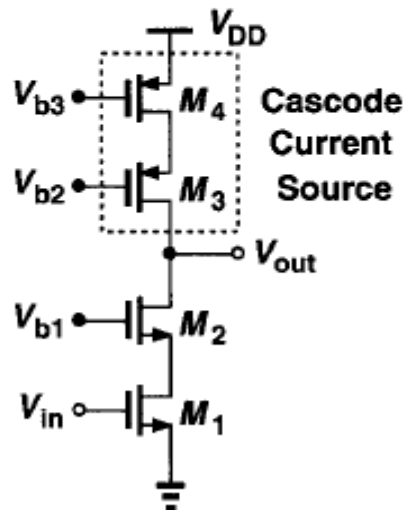
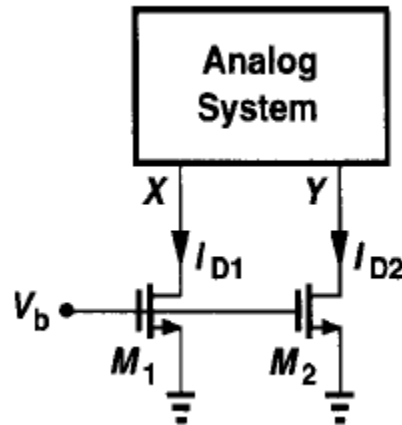


Figure 3.60 NMOS cascode amplifier with PMOS cascode load.

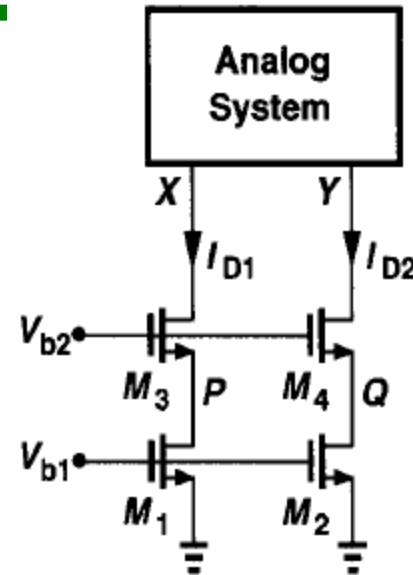
$$|A_v| \approx g_{m1}[(g_{m2}r_{O2}r_{O1}) \parallel (g_{m3}r_{O3}r_{O4})].$$

Cascode: Blindagem contra ruído



$$I_{D1} - I_{D2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_{TH})^2 (\lambda V_{DS1} - \lambda V_{DS2})$$

$$= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_{TH})^2 (\lambda \Delta V).$$



$$\Delta V_{PQ} = \Delta V \frac{r_{O1}}{[1 + (g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}]r_{O1} + r_{O3}}$$

$$\approx \frac{\Delta V}{(g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}}.$$

$$I_{D1} - I_{D2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_{TH})^2 \frac{\lambda \Delta V}{(g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}}$$

In other words, cascoding reduces the mismatch between I_{D1} and I_{D2} by $(g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}$.

Cascode: Blindagem contra ruído

The shielding property of cascodes diminishes if the cascode device enters the triode region. To understand why, let us consider the circuit in Fig. 3.62, assuming V_X decreases from a large positive value. As V_X falls below $V_{b2} - V_{TH2}$, M_2 requires a greater gate-source

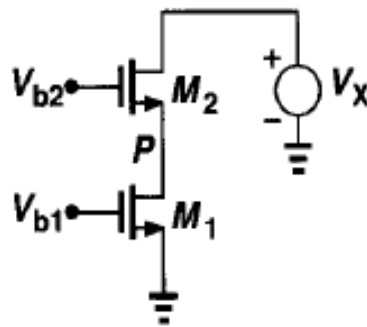


Figure 3.62 Output swing of cascode stage.

overdrive so as to sustain the current drawn by M_1 . We can write

$$I_{D2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 [2(V_{b2} - V_P - V_{TH2})(V_X - V_P) - (V_X - V_P)^2], \quad (3.132)$$

concluding that as V_X decreases, V_P also drops so that I_{D2} remains constant. In other words, variation of V_X is less attenuated as it appears at P . If V_X falls sufficiently, V_P goes below $V_{b1} - V_{TH1}$, driving M_1 into the triode region.

Folded Cascode

- Divide a corrente de polarização entre um ramo de entrada e outro de saída
- Diminui a impedância de saída, se comparado à topologia normal.

