

Dispositivi Elettronici

**Modelli di ampio e piccolo segnale del
MOSFET**

Modello di ampio segnale

■ *Le regioni di funzionamento per ampio segnale sono:*

◆ interdizione

$$I_D = 0$$

◆ quadratica

$$I_D = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

◆ saturazione

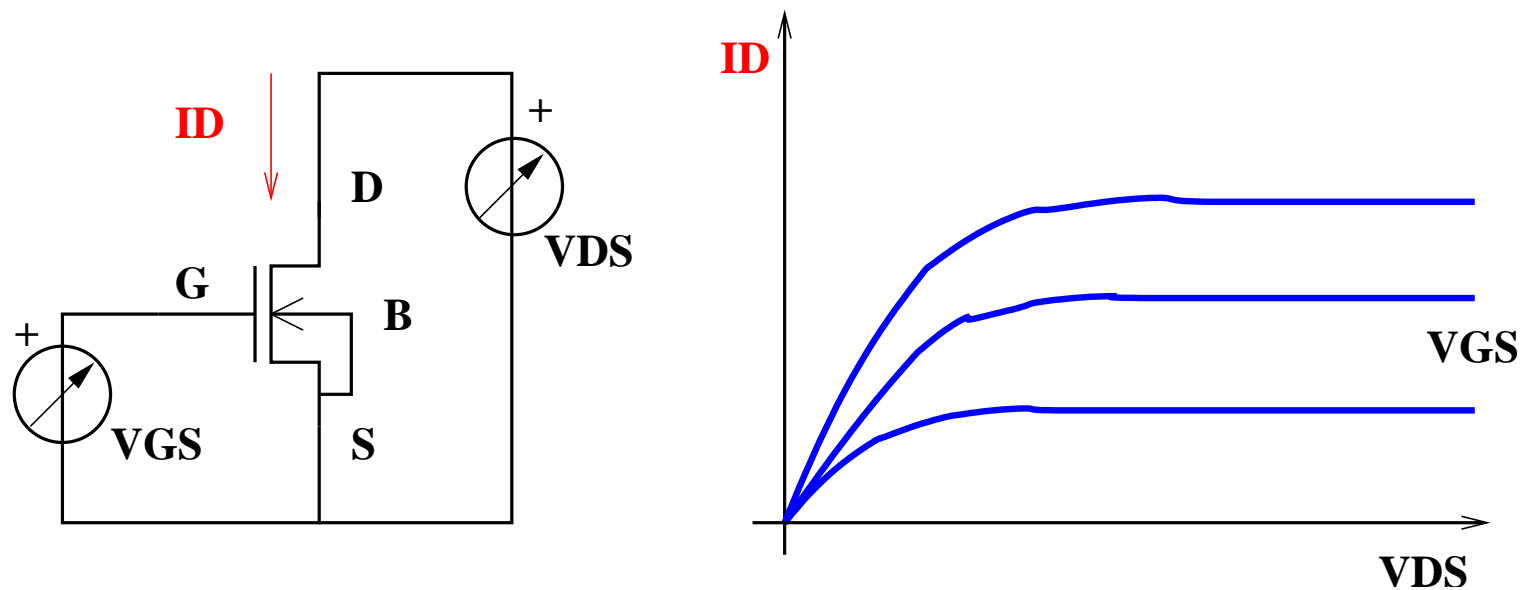
$$I_D = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_T)^2 [1 + \lambda (V_{DS} - V_{DSsat})]$$

Modello di ampio segnale

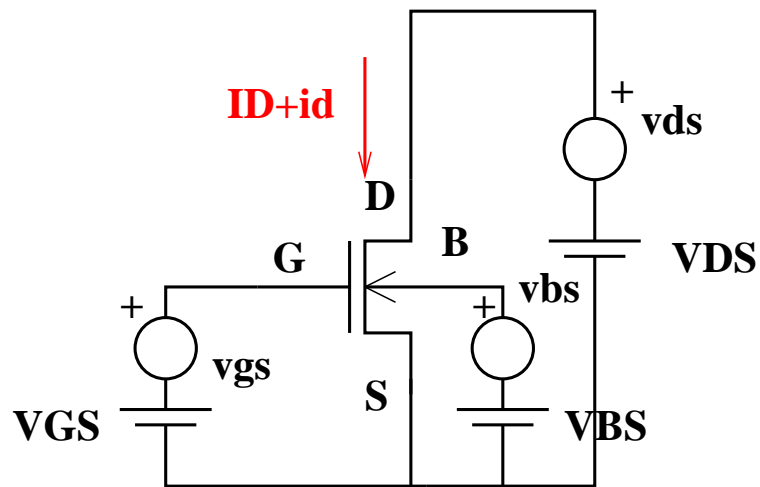
■ *Dove la tensione di soglia dipende dalla V_{BS} :*

◆ **body effect**

$$V_T(V_{BS}) = V_{T0} + \gamma \left(\sqrt{2\Phi_p - V_{BS}} - \sqrt{2\Phi_p} \right)$$



Modello per piccolo segnale



- *Si considera un segnale **piccolo** sovrapposto alla polarizzazione (ampio segnale);*
- *Si ottiene un comportamento **lineare** (vale la sovrapposizione degli effetti) anche con componenti non lineari;*

Modello per piccolo segnale

- *Matematicamente la corrente totale che scorre nel MOSFET può essere vista come la **somma** del contributo della polarizzazione e del piccolo segnale:*

$$I_{Dtot}(V_{GS}, V_{DS}, V_{BS}; v_{gs}, v_{ds}, v_{bs}) \approx I_D(V_{GS}, V_{DS}, V_{BS}) + i_d(v_{gs}, v_{ds}, v_{bs})$$

- *la corrente dovuta al piccolo segnale può essere calcolata con la **sovvrapposizione** degli effetti:*

$$i_d = g_m v_{gs} + g_o v_{ds} + g_{mb} v_{bs}$$

Modello per piccolo segnale

- *Si definiscono nell'intorno del punto di lavoro*

$$OP = (V_{GS}, V_{DS}, V_{BS}):$$

- ◆ **transconduttanza [S]**

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{OP}$$

- ◆ **conduttanza di uscita [S]**

$$g_o = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right|_{OP}$$

- ◆ **tranconduttanza di body [S]**

$$g_{mb} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} \right|_{OP}$$

Trasconduttanza

- ***Nell'ipotesi di polarizzare il MOSFET in saturazione:***

$$I_D = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_T)^2 [1 + \lambda (V_{DS} - V_{DSsat})]$$

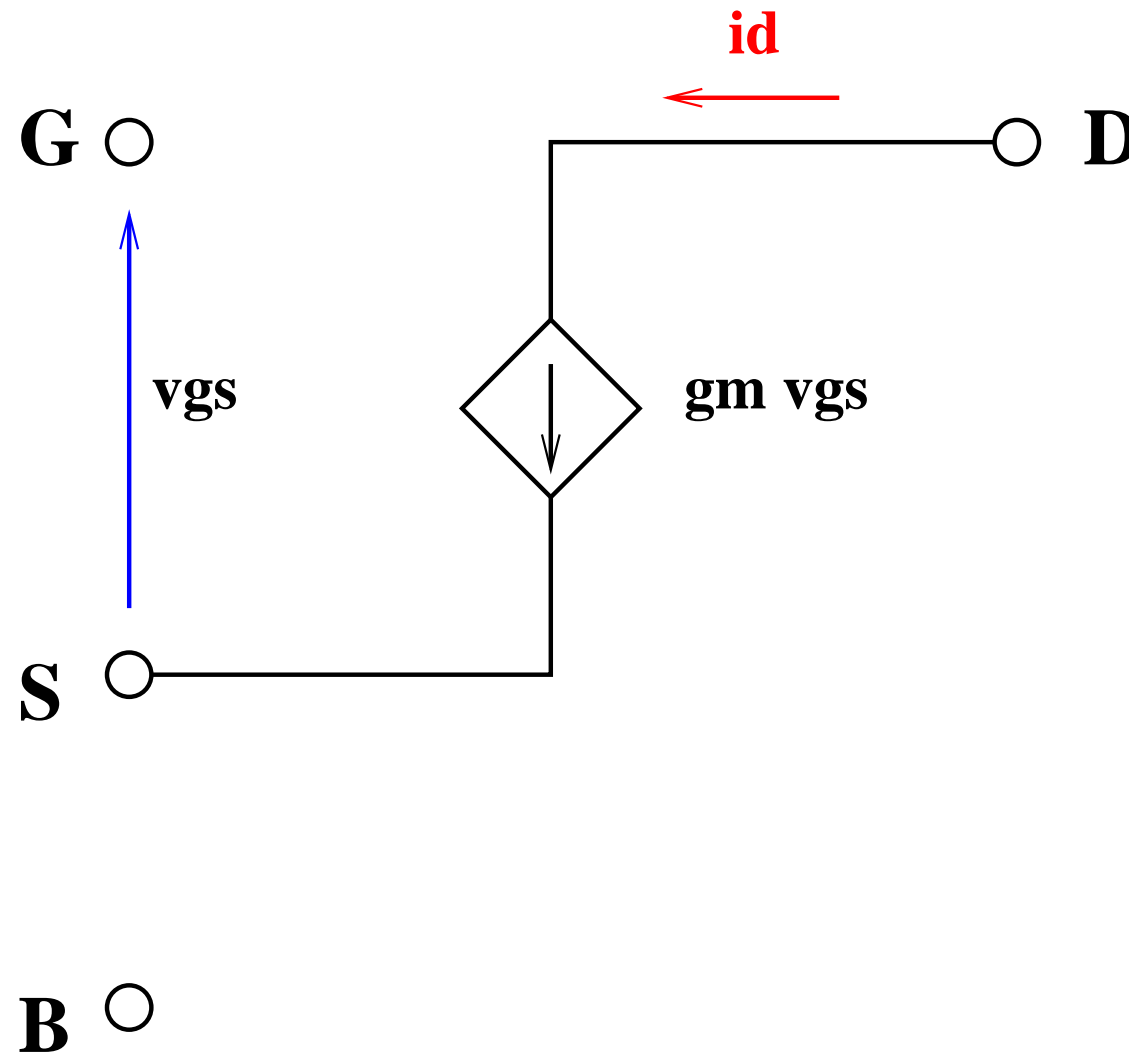
- ◆ si ottiene trascurando λ

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{OP} = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_T)$$

$$g_m = \sqrt{2 \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} I_D}$$

Trasconduttanza

- *Il circuito equivalente per piccolo segnale relativo alla trasconduttanza:*



Conduttanza di uscita

- *Nell'ipotesi di polarizzare il MOSFET in saturazione:*

$$I_D = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_T)^2 [1 + \lambda (V_{DS} - V_{DSsat})]$$

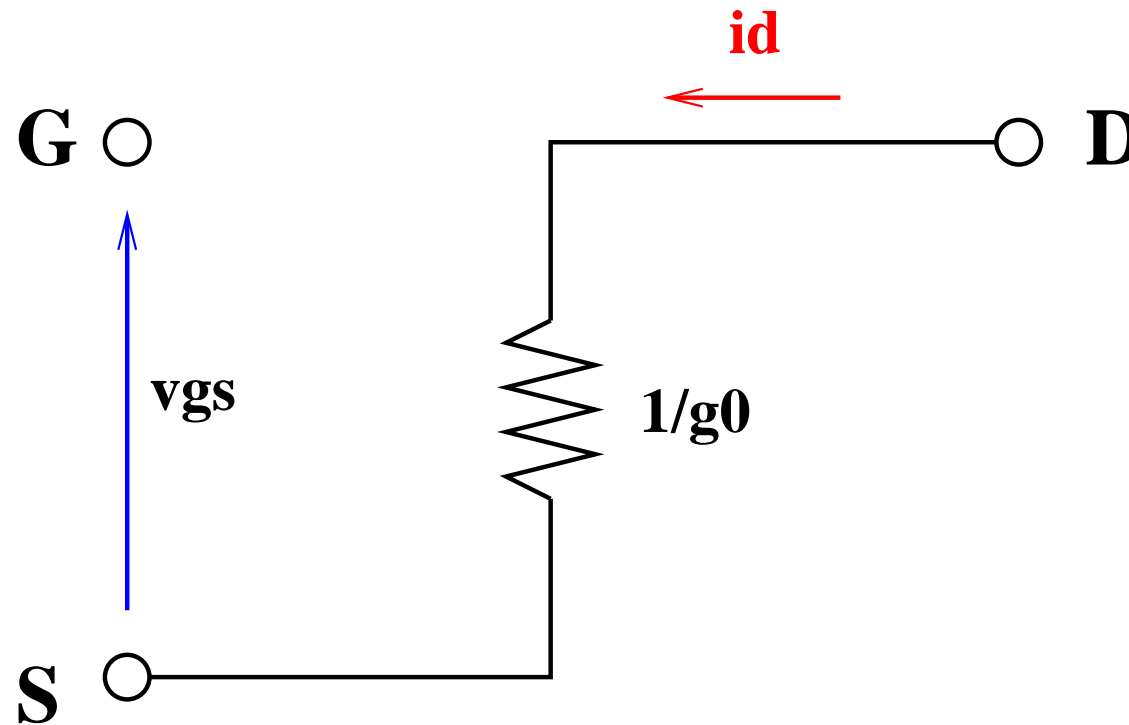
- ◆ si ottiene

$$g_o = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right|_{OP} = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_T)^2 \lambda$$

$$g_o \approx \lambda I_D$$

Conduttanza di uscita

- *Il circuito equivalente per piccolo segnale relativo alla sola conduttanza di uscita:*



B ○

Transconduttanza di Substrato

- *Nell'ipotesi di polarizzare il MOSFET in saturazione trascurando λ :*

$$V_T(V_{BS}) = V_{T0} + \gamma \left(\sqrt{2\Phi_p - V_{BS}} - \sqrt{2\Phi_p} \right)$$

- ◆ si ottiene

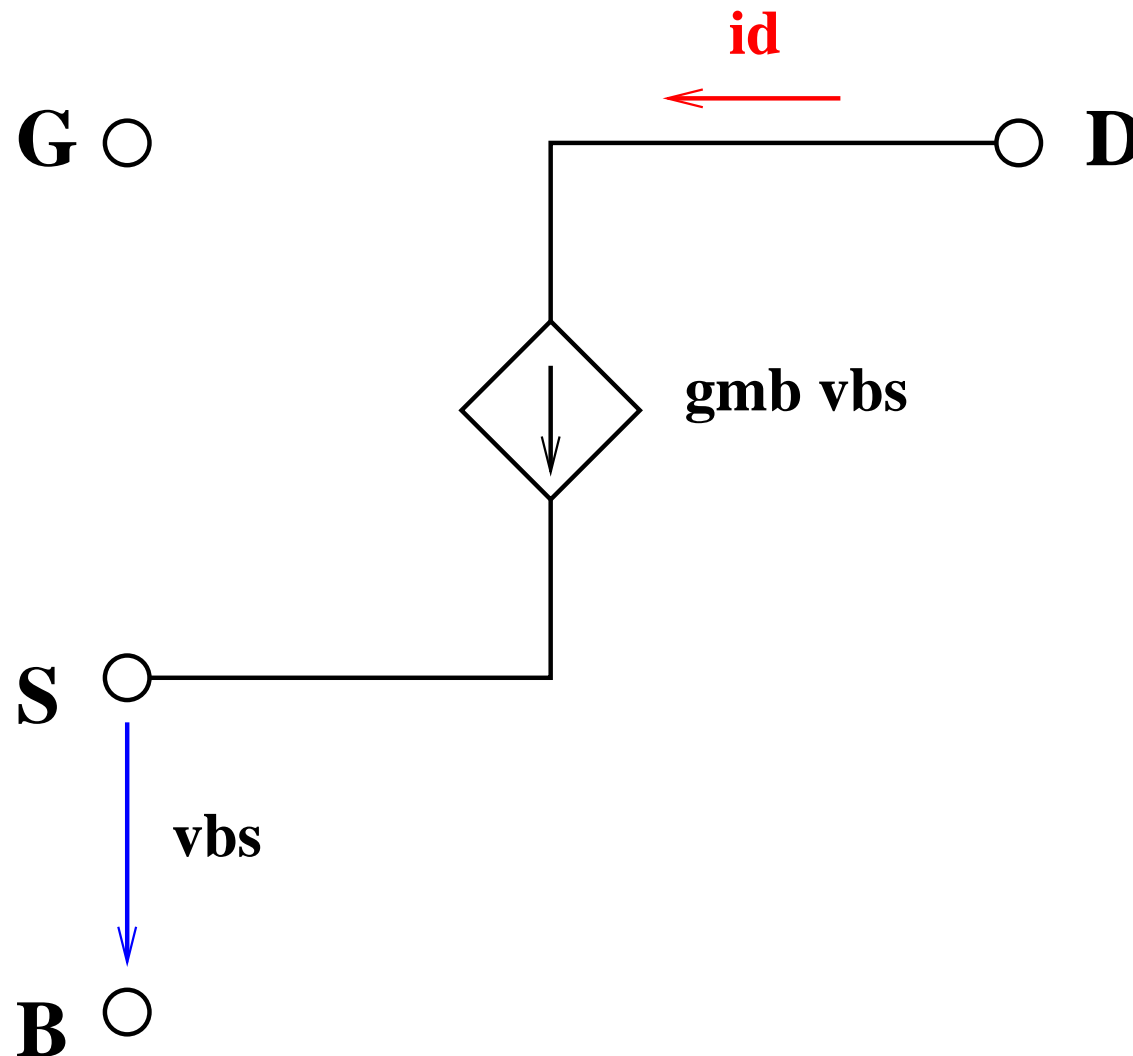
$$g_{mb} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} \right|_{OP} = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_T) \left. \frac{\partial V_T}{\partial V_{BS}} \right|_{OP}$$

$$\left. \frac{\partial V_T}{\partial V_{BS}} \right|_{OP} = \frac{-\gamma}{2\sqrt{2\Phi_p - V_{BS}}}$$

$$g_{mb} = \frac{-\gamma g_m}{2\sqrt{2\Phi_p - V_{BS}}}$$

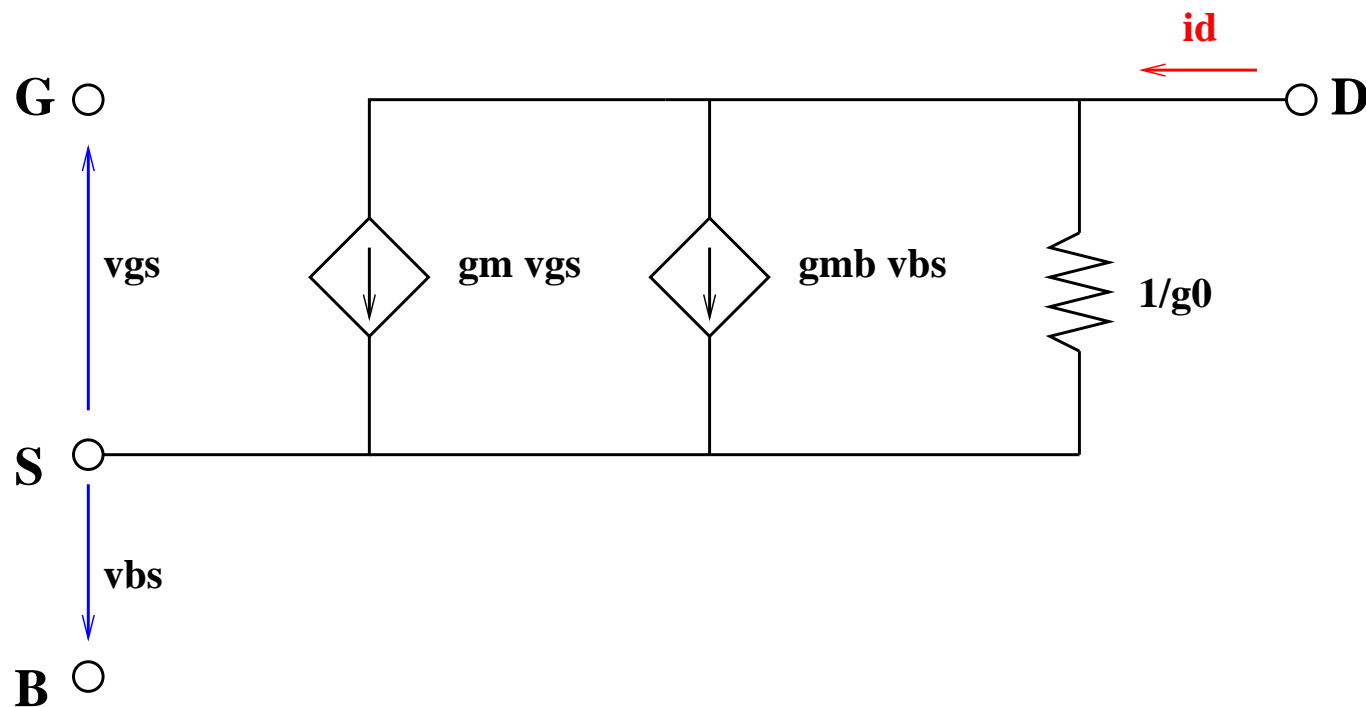
Transconduttanza di Substrato

- *Il circuito equivalente per piccolo segnale relativo alla sola transconduttanza di body:*



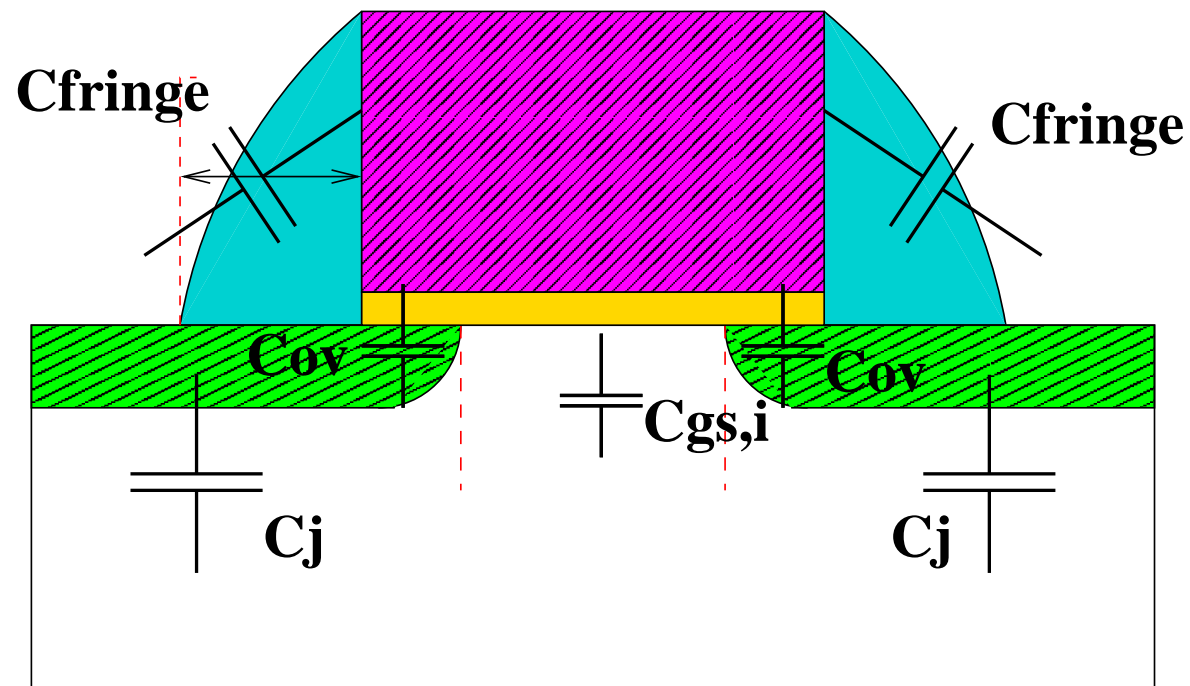
Transconduttanza di Substrato

- Il circuito equivalente complessivo a **bassa frequenza** per piccolo segnale si ottiene come sovrapposizione delle sorgenti di piccolo segnale.



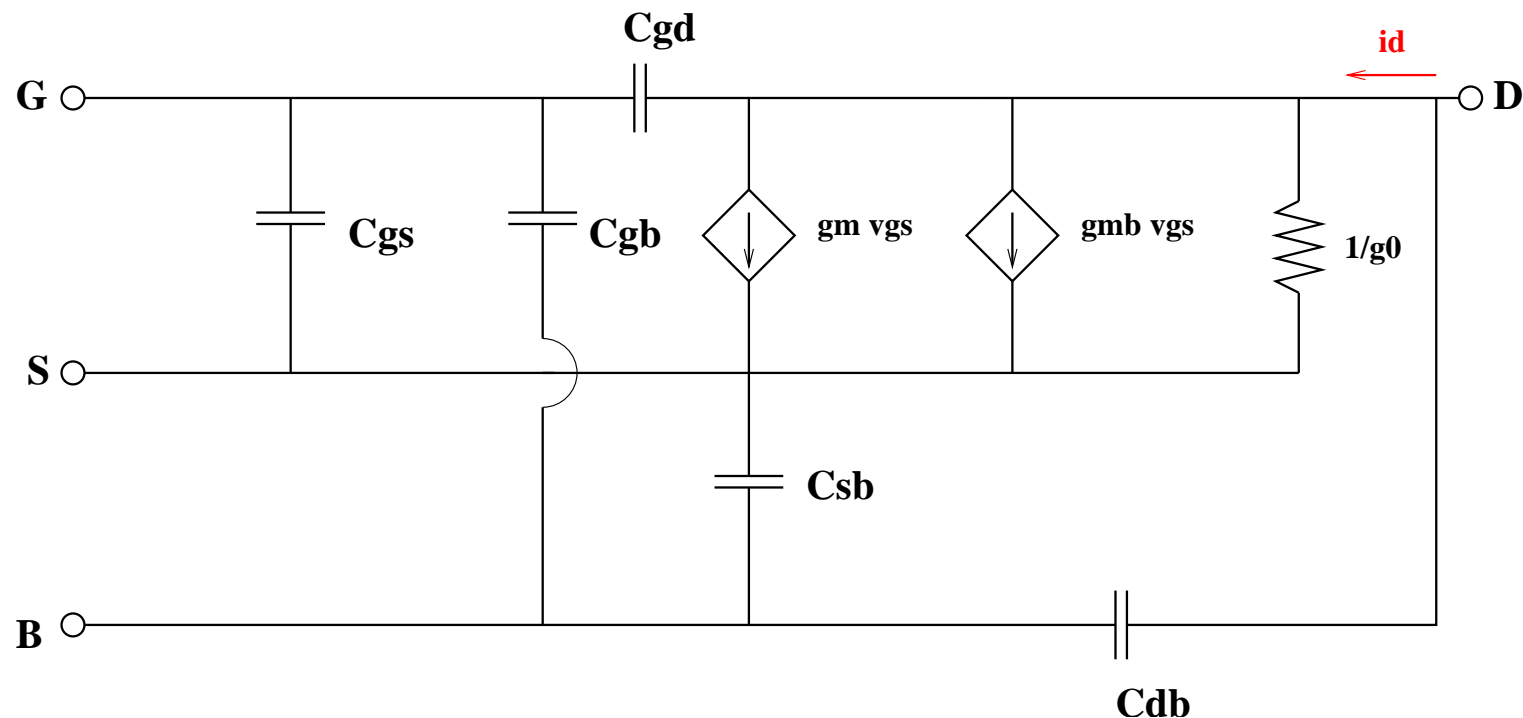
Modello per le alte frequenze

- *Un modello che descriva correttamente il comportamento per piccolo segnale alle alte frequenze deve tenere conto delle capacità presenti nel dispositivo.*



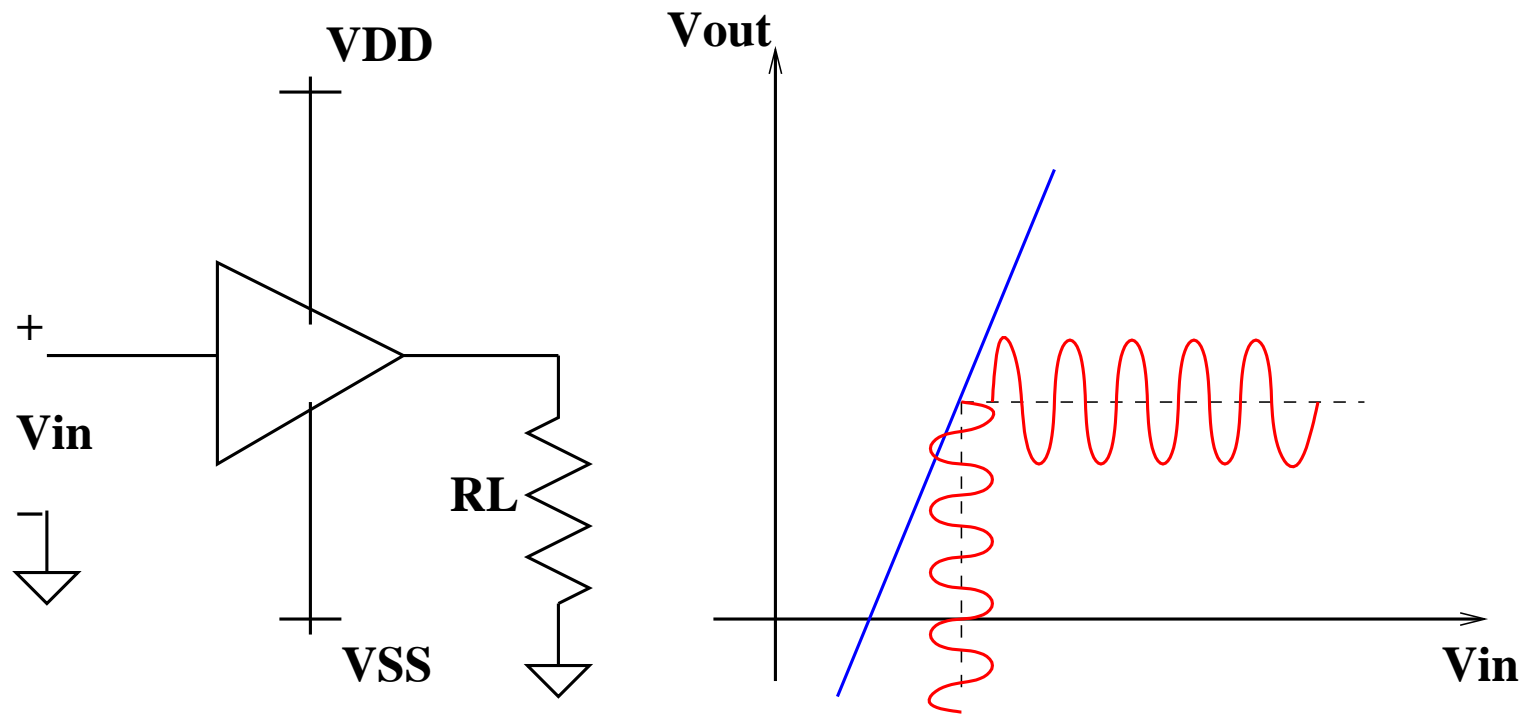
Modello per le alte frequenze

- Il circuito equivalente complessivo ad **alta frequenza** per piccolo segnale si ottiene aggiungendo al modello a bassa frequenza le capacità interne.



Caratteristiche Amplificatore

- *Il segnale in uscita deve essere una replica fedele ed amplificata del segnale in ingresso.*

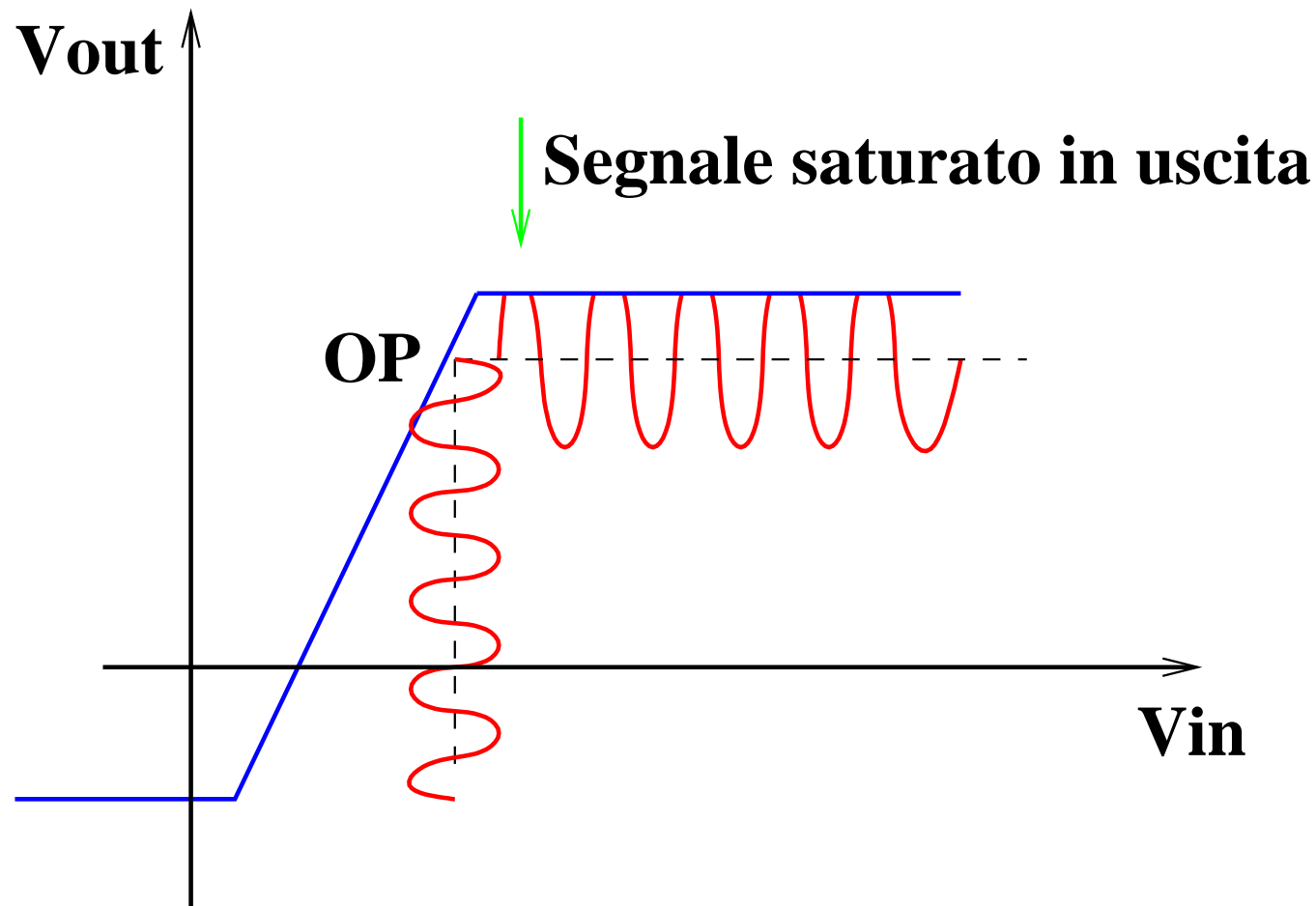


Caratteristiche Amplificatore

- *L'amplificazione inoltre deve essere il più possibile **indipendente** dal generatore in ingresso e dal carico.*
- *La transcaratteristica ingresso/uscita deve quindi essere **lineare**.*
- *In realtà la transcaratteristica di un amplificatore reale può essere lineare solo su un dominio limitato a causa della **saturazione**, questo oltre a limitare la dinamica del segnale in uscita la rende dipendente dalla scelta del punto di lavoro.*

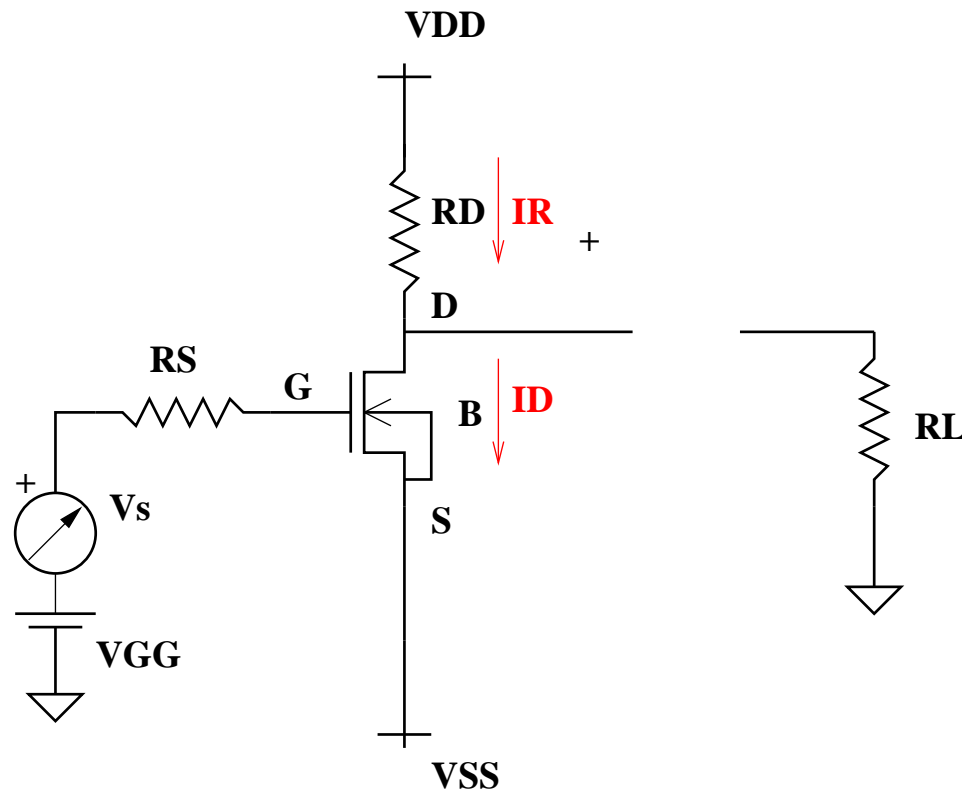
Caratteristiche Amplificatore

- *L'effetto della saturazione della VTC sul segnale di uscita.*



Amplificatore a Source Comune

- *Dato il seguente circuito, inizialmente a vuoto, è possibile analizzare come un MOSFET possa realizzare un amplificatore di tensione.*



Polarizzazione Studio CS

- *Date V_{DD} e V_{SS} la scelta del punto di lavoro è determinata dal valore di V_{GG} ;*
- ◆ È possibile procedere graficamente infatti:

$$I_R = I_D$$

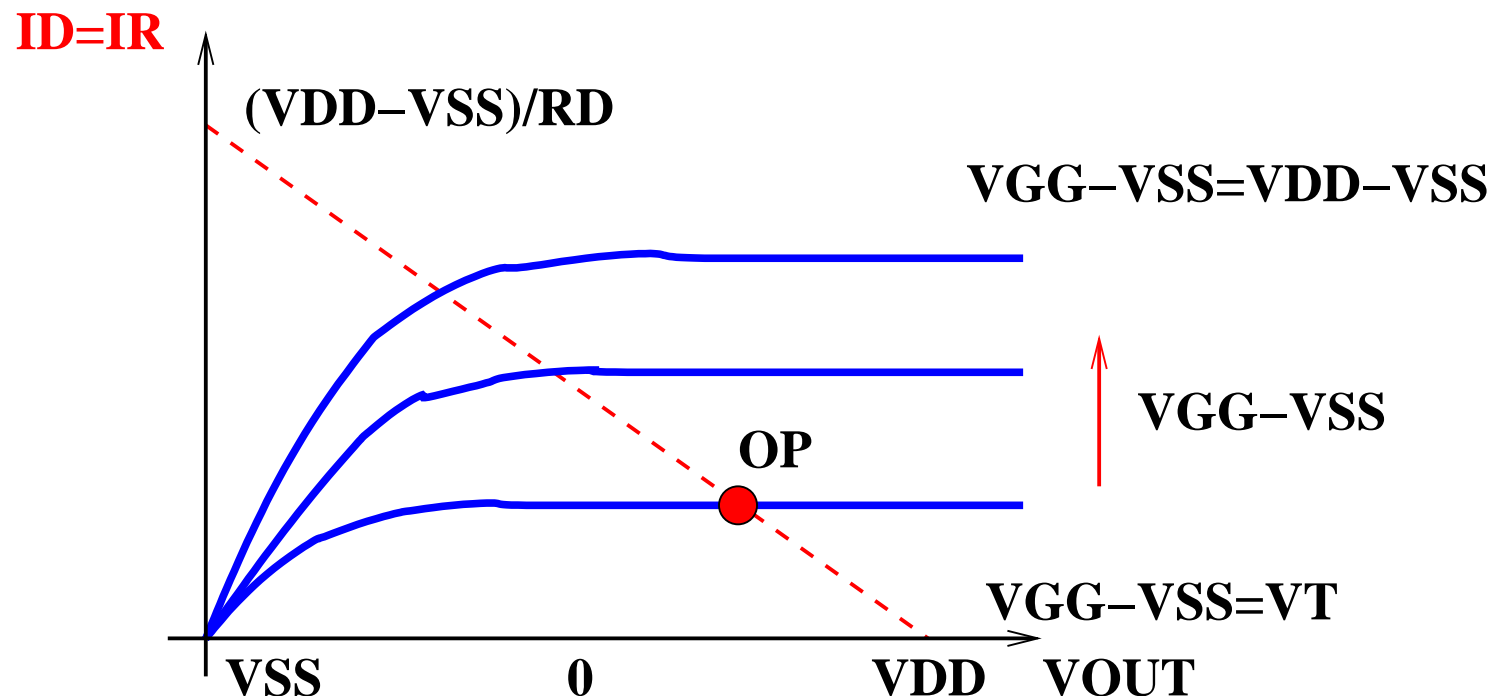
$$V_{OUT} = V_{DS} + V_{SS}$$

$$I_D = \frac{(V_{DD} - V_{OUT})}{R_D}$$

$$V_{IN} = V_{GS} = V_{GG} - V_{SS}; I_G = 0$$

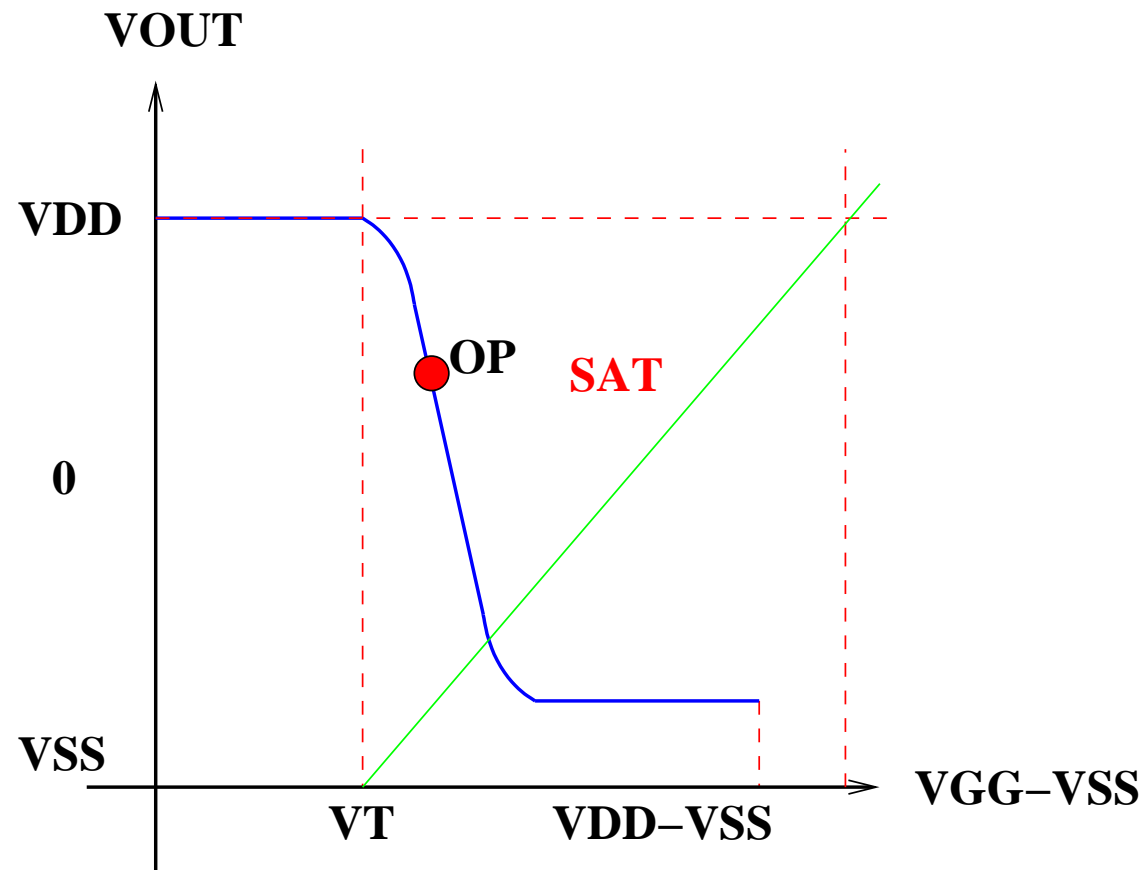
Polarizzazione Studio CS

- Tracciando le caratteristiche di uscita del MOSFET e la retta di carico sul piano V_{OUT}, I_D si ottiene:



Polarizzazione Studio CS

- Tracciando la transcaratteristica (V_{OUT} , V_{IN}) si osserva che la regione di maggior linearità è quella dove il MOSFET è saturo.



Polarizzazione Stadio CS

■ È possibile definire sul piano (V_{OUT} , V_{IN}) la regione dove il MOSFET è saturo.

◆ Infatti definendo $V_{IN} = V_{GG} - V_{SS}$:

$$V_{DS} > V_{GS} - V_T$$

$$V_{OUT} - V_{SS} > V_{GG} - V_{SS} - V_T$$

$$V_{OUT} > V_{IN} + (V_{SS} - V_T)$$

◆ retta definita dai seguenti punti $[V_T, V_{SS}]$ e $[(V_{DD} - V_{SS} + V_T), V_{DD}]$

Polarizzazione Stadio CS

■ *Si ipotizza quindi di aver polarizzato il MOSFET in regione di saturazione.*

◆ Le due correnti diventano:

$$I_D = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{GG} - V_{SS} - V_T)^2$$

$$I_R = \frac{V_{DD} - V_{OUT}}{R_D}$$

Polarizzazione Stadio CS

■ Per garantire un'**ampia** dinamica del segnale d'uscita si può imporre $V_{OUT} = 0$.

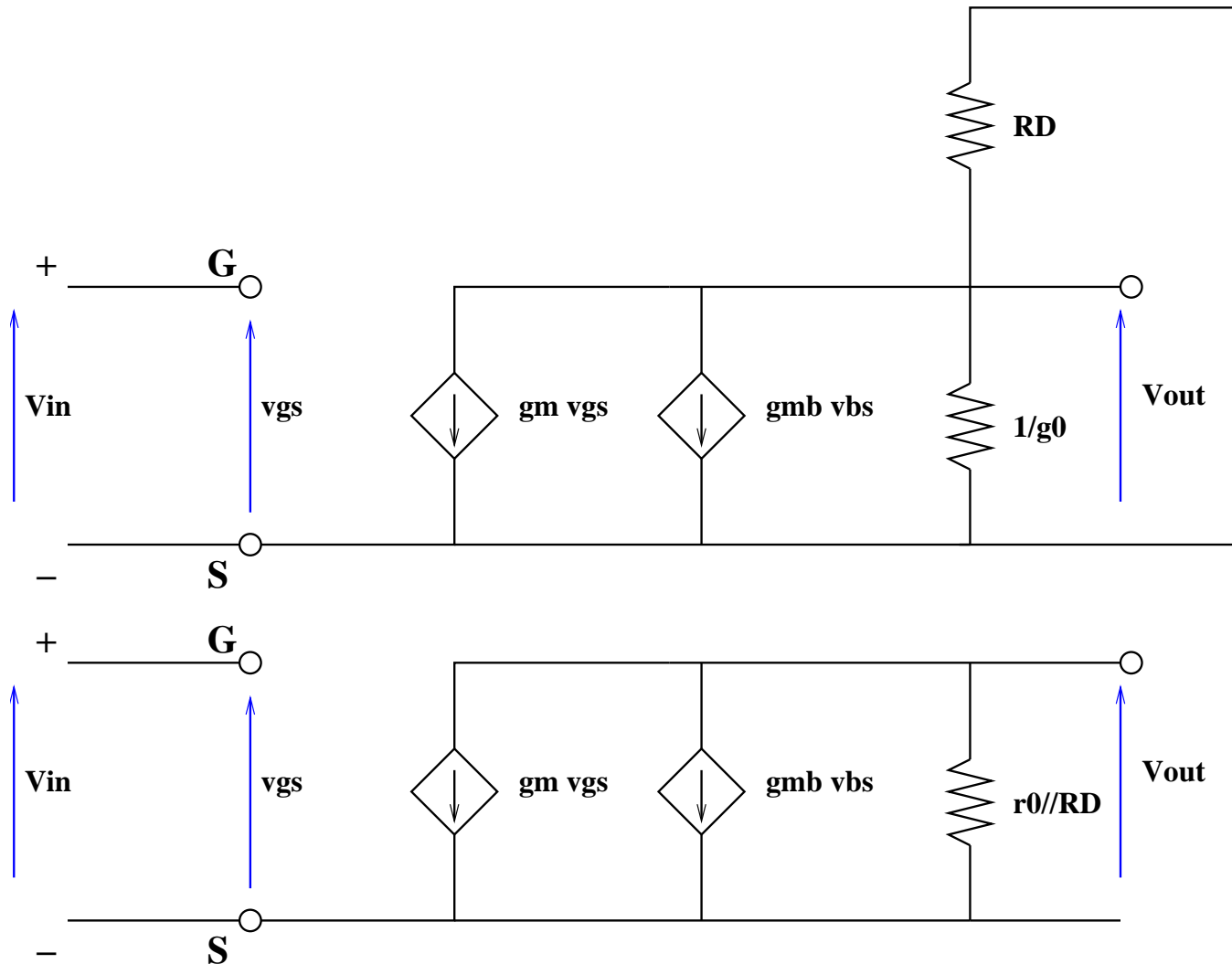
◆ Quindi:

$$I_D = I_R = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{GG} - V_{SS} - V_T)^2 = \frac{V_{DD}}{R_D}$$

$$V_{GG} = \sqrt{\frac{2V_{DD}}{R_D \frac{W}{L} \mu_n C_{ox}}} + V_{SS} + V_T$$

Piccolo segnale Stadio CS

■ *Il modello per piccolo segnale diventa:*



Piccolo segnale Stadio CS

■ *Dato che l'amplificatore è a vuoto:*

$$v_{out} = -g_m v_{in} (r_o // R_D)$$

$$A_{v0} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m (r_o // R_D)$$

$$A_{v0} \approx -g_m R_D$$

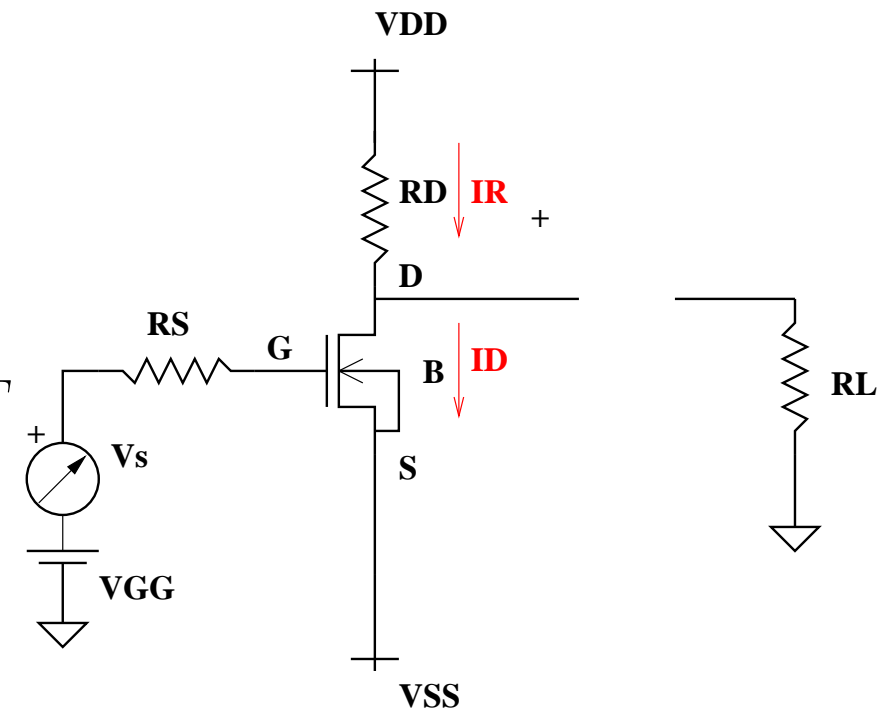
Dinamica di uscita Stadio CS

- *A vuoto la dinamica è limitata superiormente dall'interdizione del MOSFET e inferiormente dall'uscita dalla saturazione.*

$$v_{out,max} = V_{DD}$$

$$v_{out,min} - V_{SS} = V_{GG} - V_{SS} - V_T$$

$$v_{out,min} = V_{GG} - V_T$$



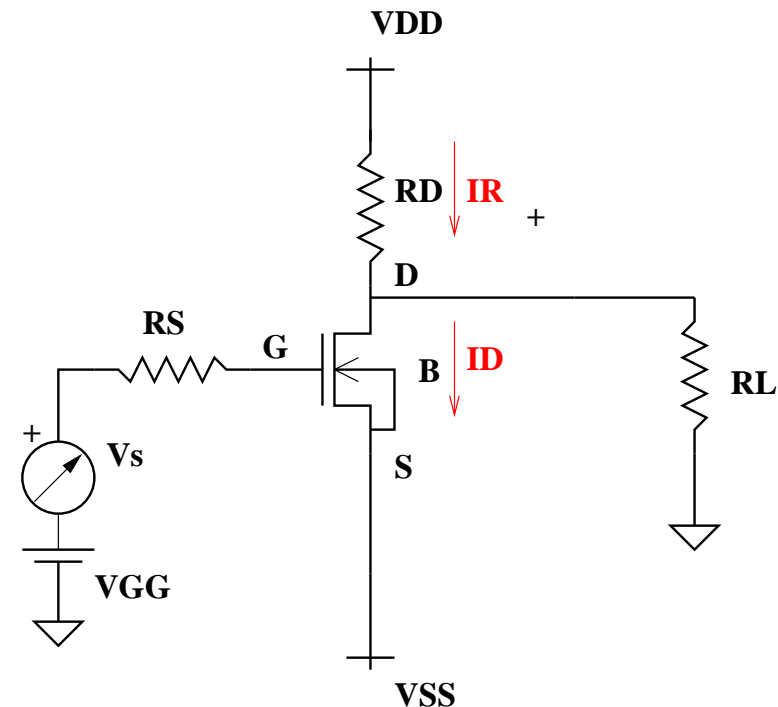
Effetto del carico

- La presenza di un carico R_L **riduce** il limite superiore della dinamica ma non quello inferiore e **riduce** il guadagno dell'amplificatore.

$$v_{out,max} = V_{DD} \frac{R_L}{R_L + R_D}$$

$$A_v = -g_m (r_0 // R_D // R_L)$$

$R_S \rightarrow$ nessun effetto

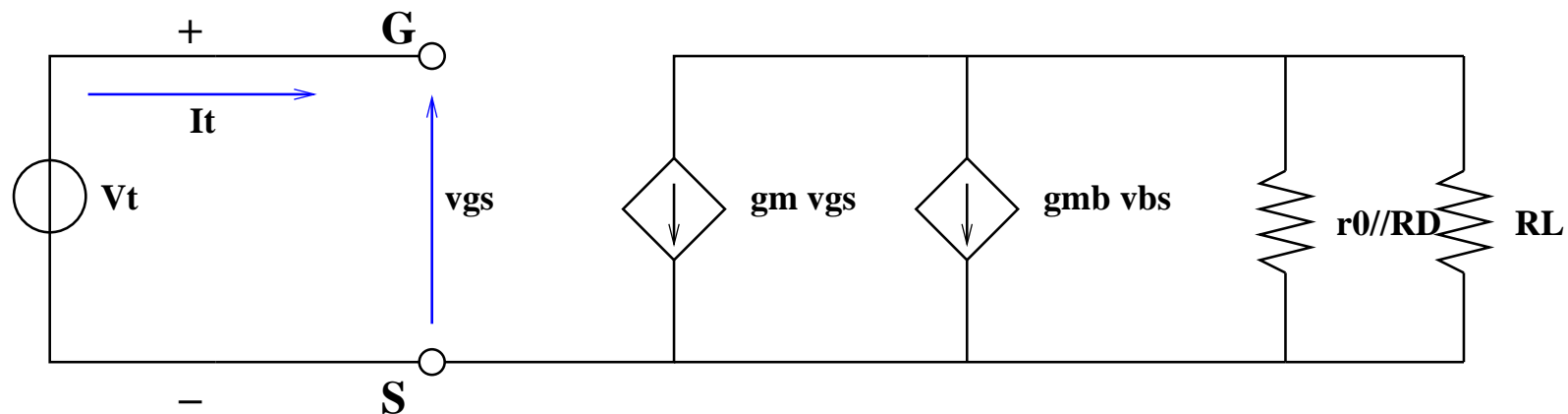


Resistenza di ingresso

- *Si applica un generatore di test sull'ingresso e si calcola il rapporto tra tensione applicata e corrente.*

◆ Quindi:

$$i_t = 0 \quad R_{in} = \frac{v_t}{i_t} = \infty$$

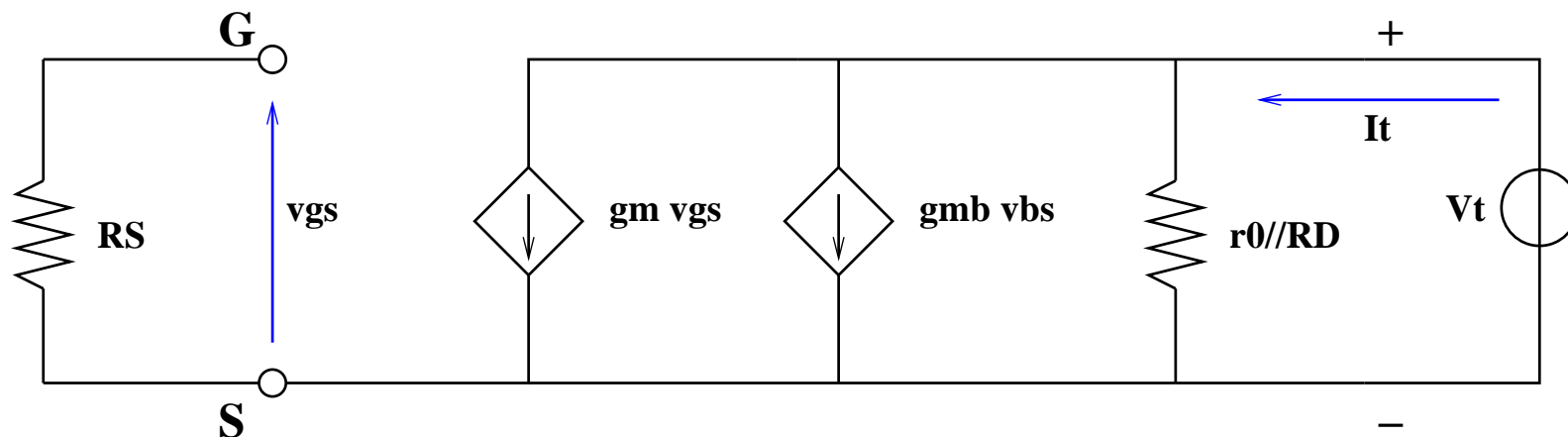


Resistenza di uscita

- *Si applica un generatore di test sull'uscita e si calcola il rapporto tra tensione applicata e corrente.*

$$v_{gs} = 0 \quad v_t = i_t (r_0 // R_D)$$

$$R_{out} = \frac{v_t}{i_t} = r_0 // R_D$$



Limiti

- *Lo stadio a source comune presenta un guadagno che è inversamente proporzionale alla corrente di polarizzazione I_D .*

- ◆ Infatti a vuoto:

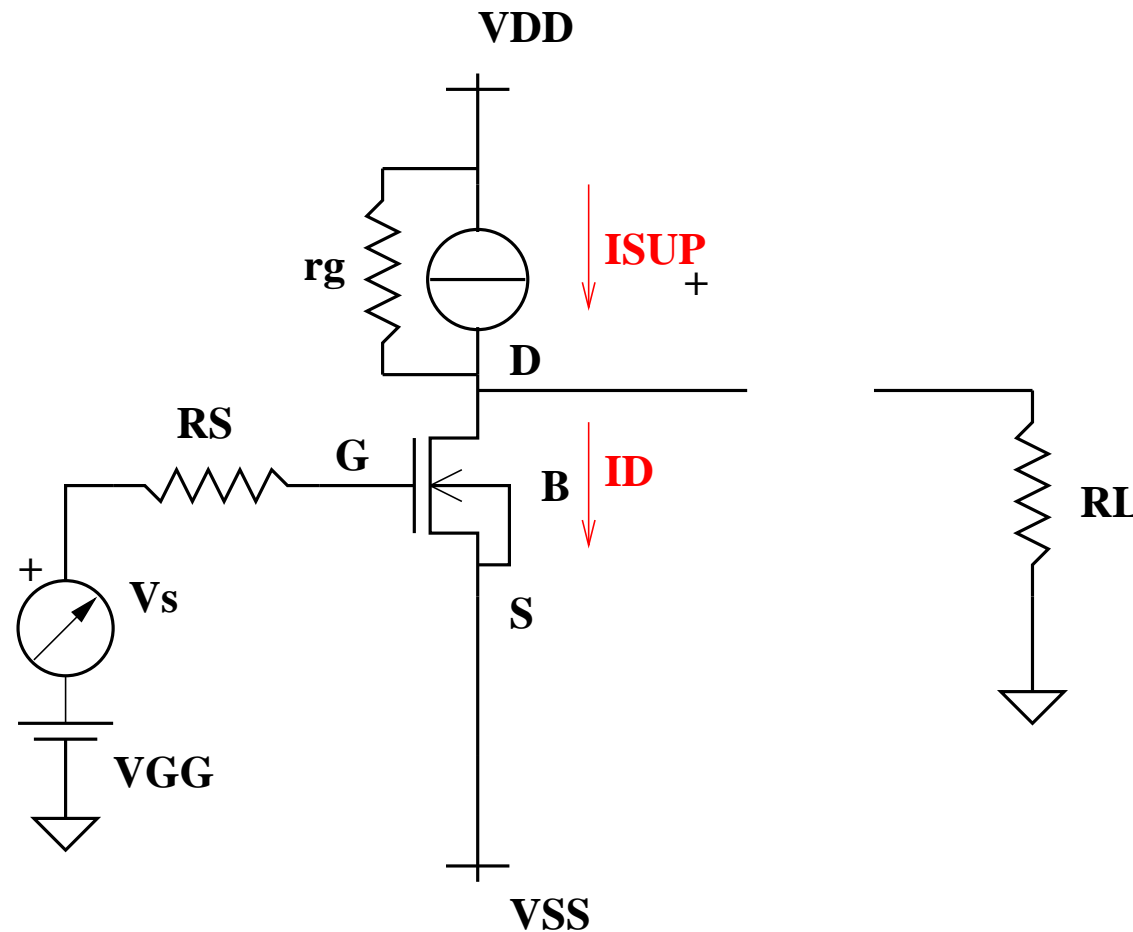
$$|A_{v0}| = g_m (r_o // R_D) \approx g_m R_D$$

$$|A_{v0}| \approx g_m R_D = \sqrt{2I_D \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} \frac{V_{DD}}{I_D}} \propto \frac{V_{DD}}{\sqrt{I_D}}$$

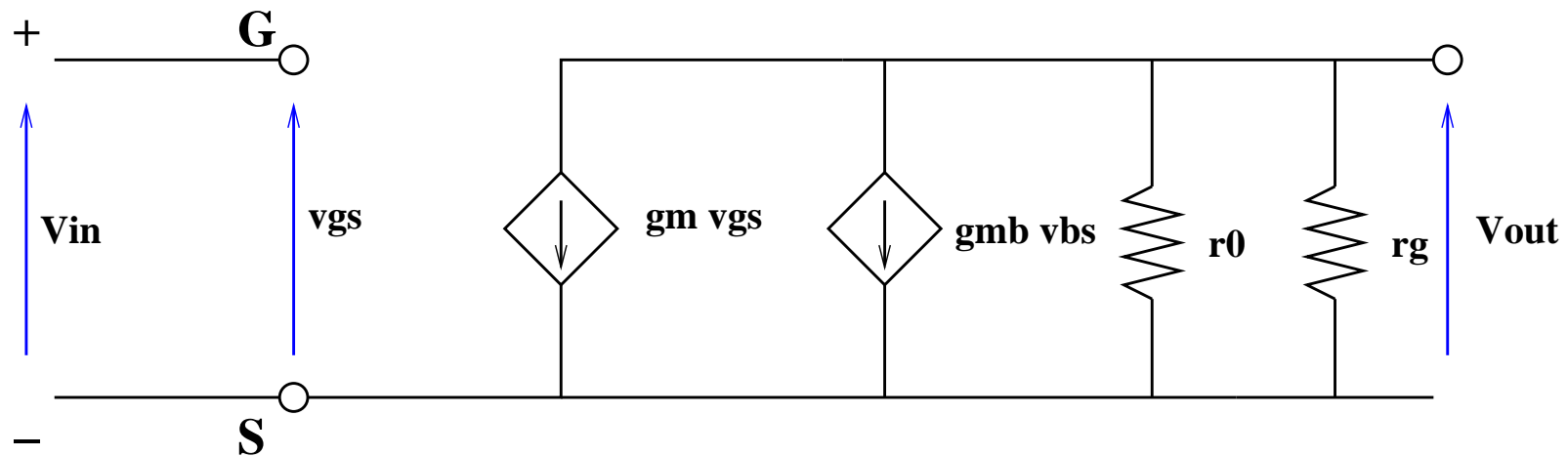
- ◆ È possibile **aumentare** il guadagno **aumentando** R_D : in forma integrata questa soluzione è sconveniente per motivi di area.

Carico attivo

- È possibile sostituire la resistenza R_D con un generatore di corrente con resistenza di uscita r_g elevata.



Carico attivo



◆ Infatti a vuoto:

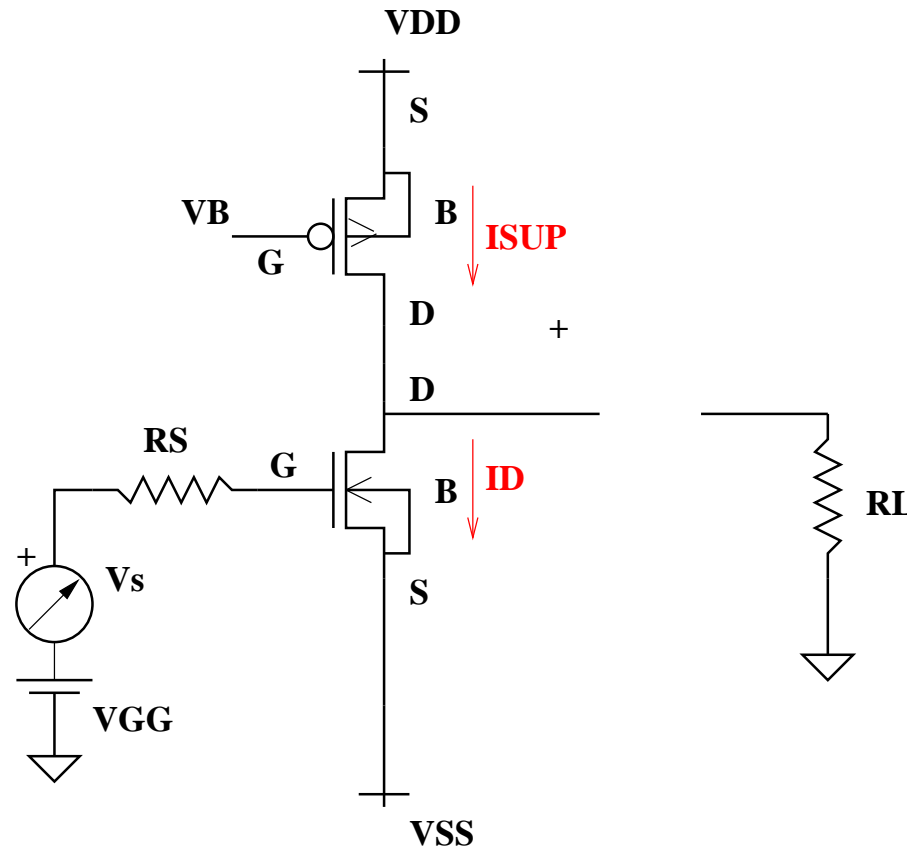
$$|A_{v0}| = g_m (r_0 // r_g)$$

$$R_{in} = \infty$$

$$R_{out} = r_0 // r_g$$

Carico attivo

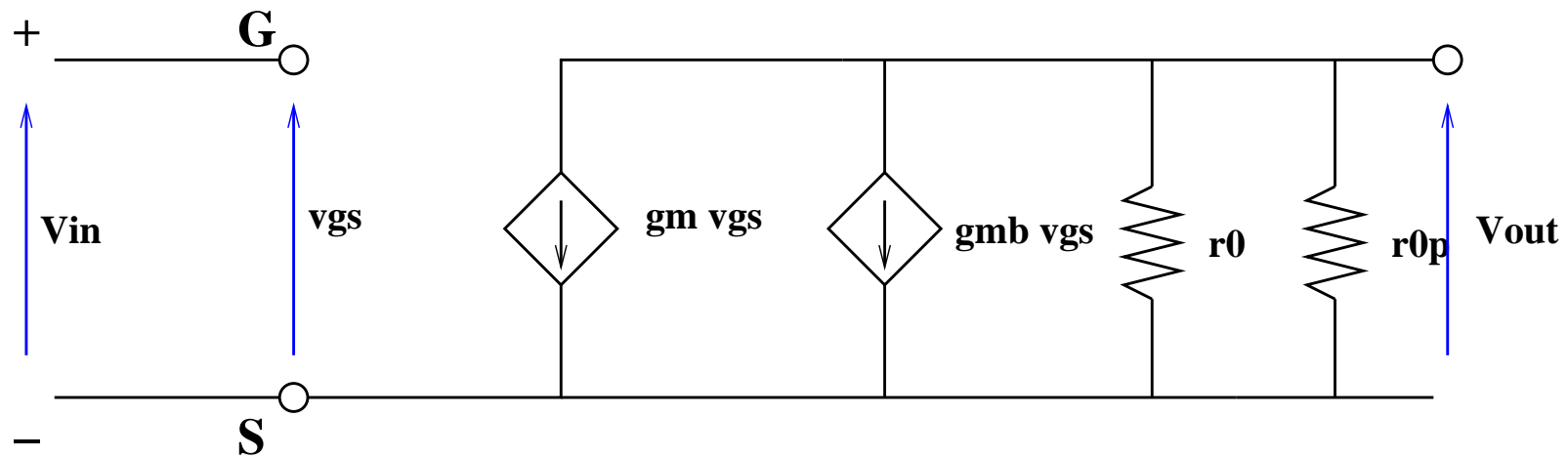
- *Il generatore di corrente può essere realizzato con un PMOS con il gate connesso ad un potenziale di polarizzazione.*



Carico attivo

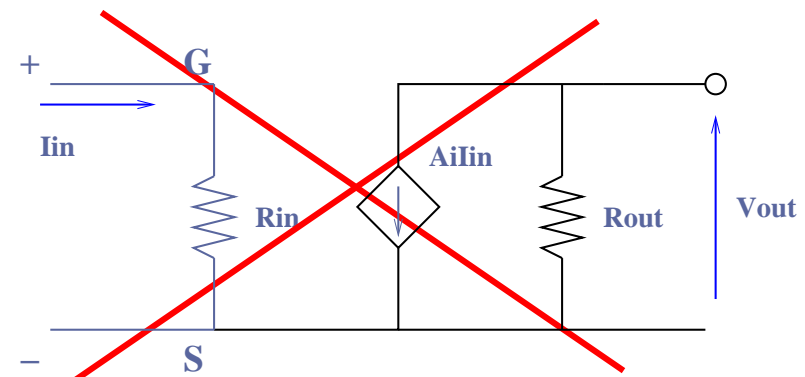
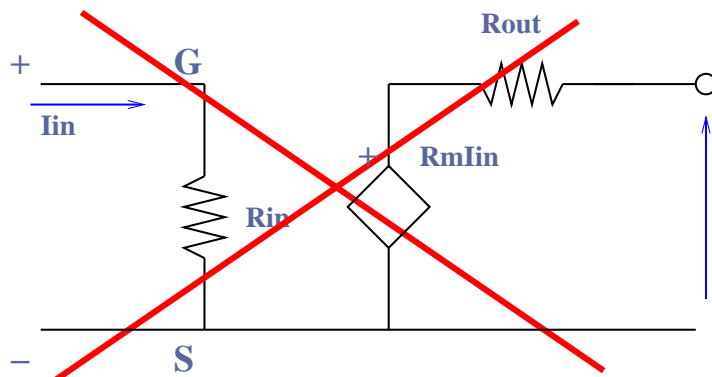
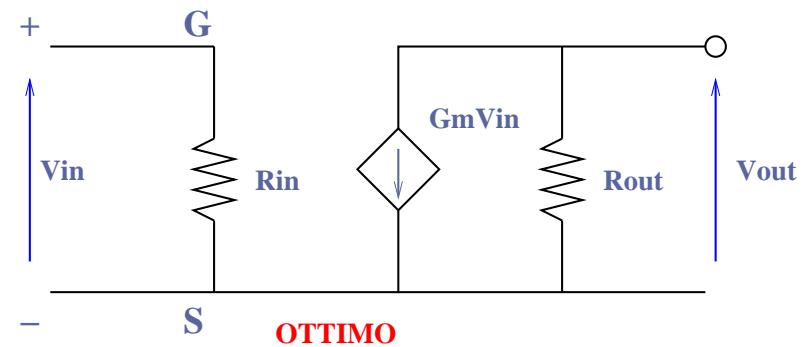
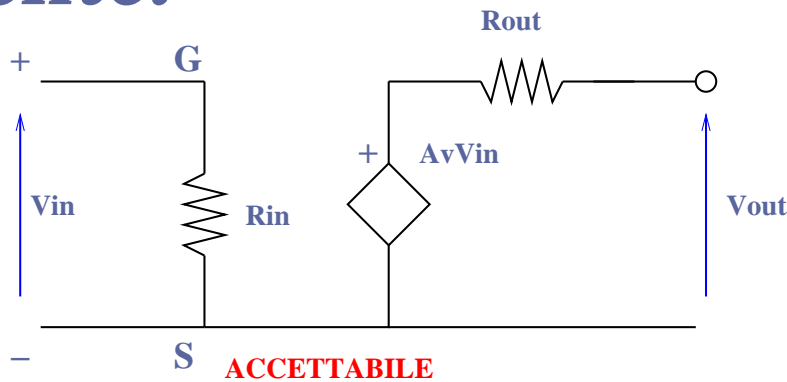
■ *Dal modello per piccolo segnale si ha:*

$$|A_{v0}| = g_m (r_0 // r_{0p})$$



Utilizzo Amp. CS

- *Uno stadio a Source Comune potrebbe essere utilizzato come amplificatore di Tensione, di Trasconduttanza, di Transresistenza e di Corrente.*

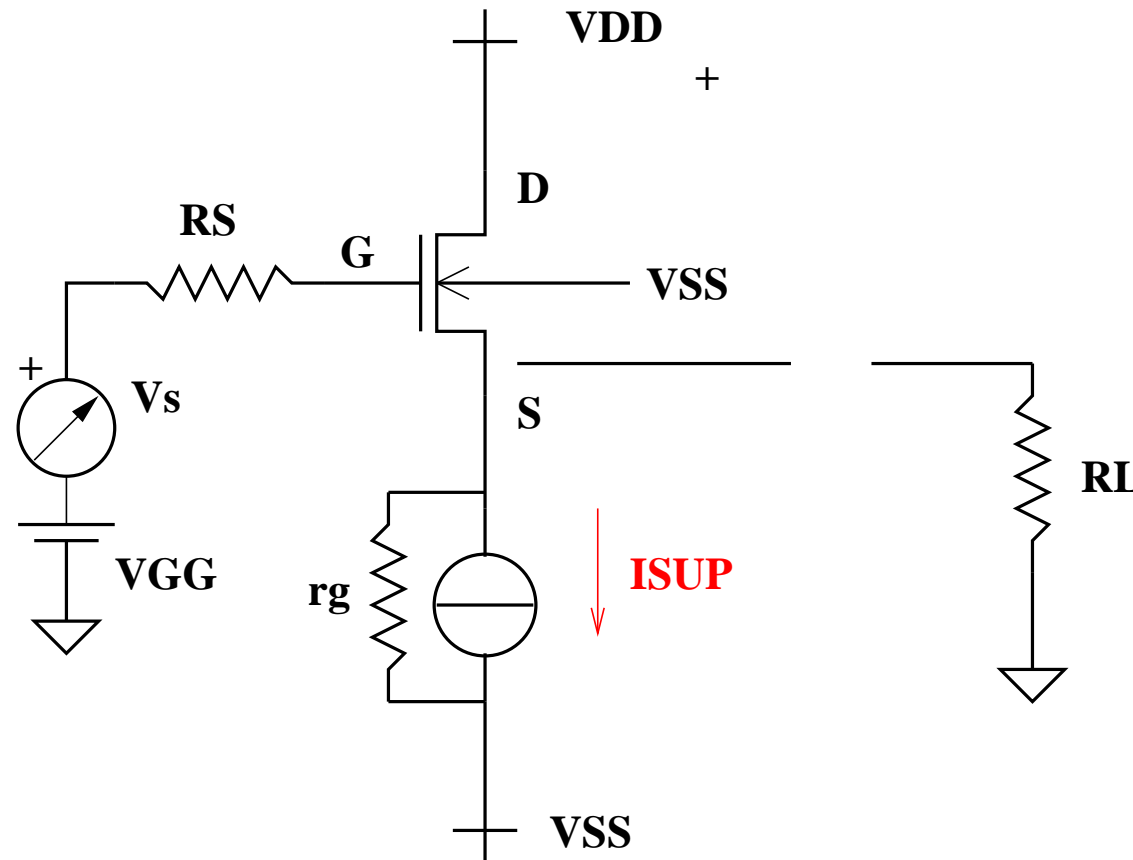


Utilizzo Amp. CS

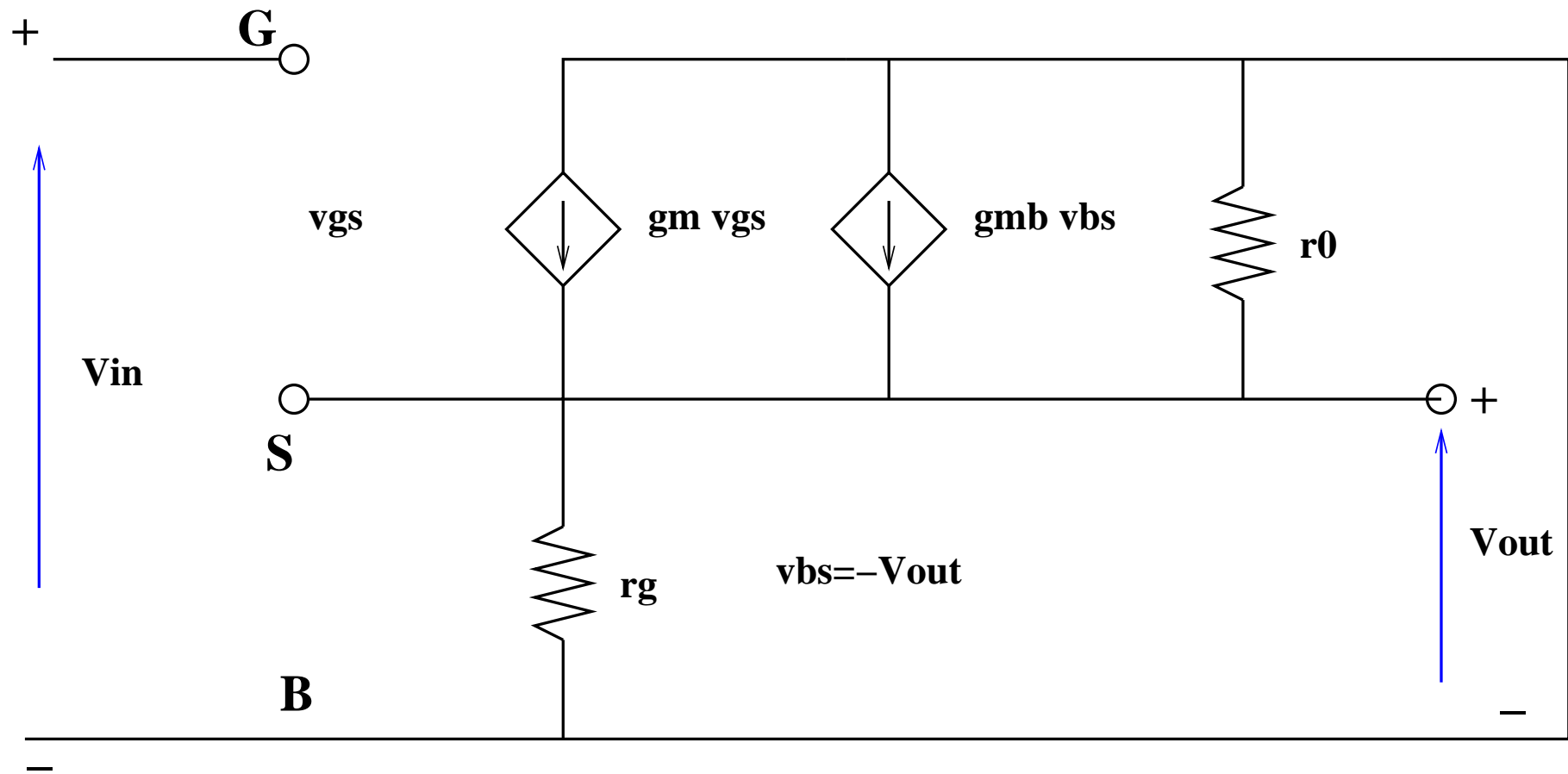
- ◆ Per ciascuna configurazione se ne possono valutare i parametri associati al circuito equivalente.
- ◆ Lo stadio CS è accettabile come **amplificatore di tensione**.
- ◆ Lo stadio CS è ottimo come **amplificatore di trasconduttanza**.
- ◆ Lo stadio CS non può essere utilizzato nè come amplificatore di transresistenza nè come amplificatore di corrente.

Stadio a Drain Comune

- *Questo stadio rende possibile ottenere un amplificatore di tensione con una resistenza di uscita ridotta rispetto al CS.*



Stadio a Drain Comune



Stadio a Drain Comune

- Con l'amplificatore a vuoto, definita $r_1 = r_0 // r_g$

$$v_{gs} = v_{in} - v_{out}$$

$$v_{out} = (g_m v_{gs} - g_{mb} v_{out}) r_1$$

$$v_{out} = \frac{g_m v_{gs} r_1}{1 + g_{mb} r_1}$$

Stadio a Drain Comune

■ Sostituendo

$$v_{gs} = v_{in} \frac{1 + g_{mb}r_1}{1 + (g_m + g_{mb})r_1}$$

$$v_{out} = \left(\frac{g_m r_1}{1 + g_{mb}r_1} \right) \left(\frac{1 + g_{mb}r_1}{1 + (g_m + g_{mb})r_1} \right) v_{in}$$

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_m}{(g_m + g_{mb}) + 1/r_1}$$

Stadio a Drain Comune

- *Dato che il guadagno di tensione è unitario può essere utilizzato come “voltage buffer”.*

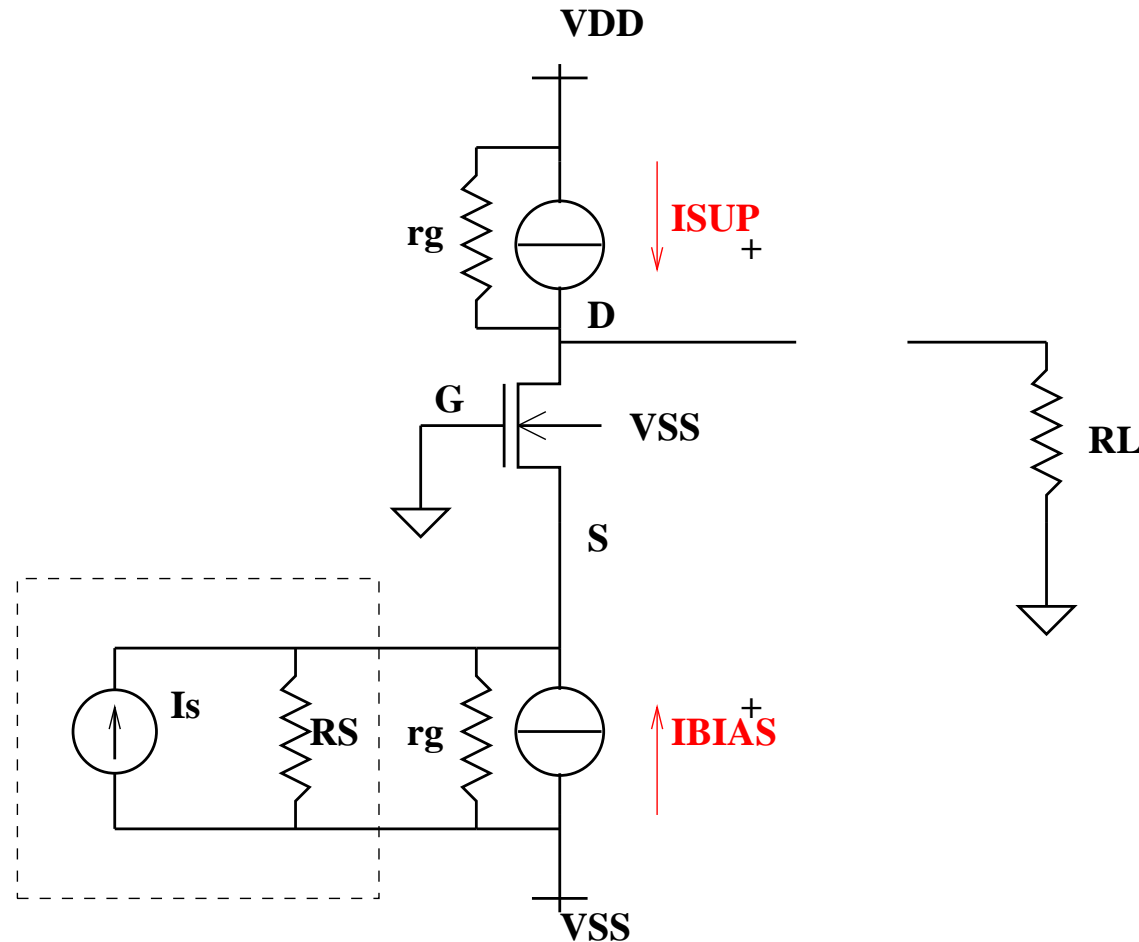
$$A_{v0} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb} + (r_0 // r_g)^{-1}} \approx \frac{g_m}{g_m + g_{mb}}$$

$$R_{in} = \infty$$

$$R_{out} = \frac{1}{g_m + g_{mb} + (r_0 // r_g)^{-1}} \approx \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

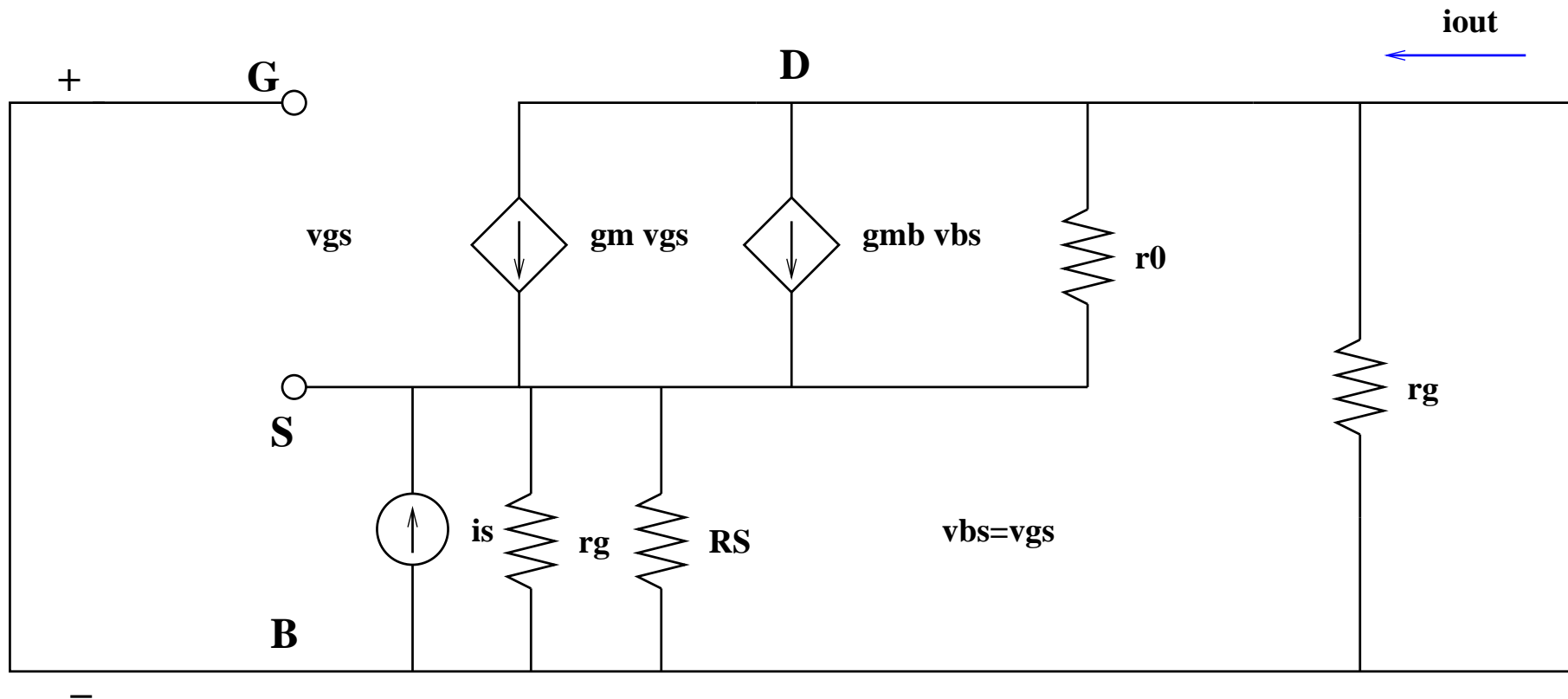
Stadio a Gate Comune

- *Questo stadio rende possibile ottenere un amplificatore di corrente con una resistenza di ingresso ridotta.*



Stadio a Gate Comune

- *Il modello per piccolo segnale per il calcolo del guadagno di corrente in c.c.*



Stadio a Gate Comune

- *Il calcolo del guadagno in corrente viene fatto in corto circuito.*
- *Scrivendo le correnti nel nodo di source:*

$$0 = i_s + \frac{v_{gs}}{r_g // R_S} + (g_m + g_{mb})v_{bs} + \frac{v_{gs}}{r_0}$$

$$v_{gs} = - \frac{i_s}{\frac{1}{r_0} + \frac{1}{r_g // R_S} + g_m + g_{mb}}$$

$$i_{out} = \left[(g_m + g_{mb}) + \frac{1}{r_0} \right] v_{gs}$$

Stadio a Gate Comune

- *Sostituendo l'espressione di v_{gs} si ottiene il guadagno di corrente che essendo circa unitario permette di utilizzare lo stadio come current buffer.*

$$A_{i0} = \frac{i_{out}}{i_s}$$
$$= -\frac{1 + (g_m + g_{mb})r_0}{1 + (g_m + g_{mb})r_0 + \frac{r_0}{r_g // R_S}}$$

$$A_{i0} \approx -1$$

Stadio a Gate Comune

- *Il valore della resistenza di ingresso può essere ottenuta direttamente come rapporto tra la tensione v_{gs} e la corrente i_s sfruttando lo stesso circuito equivalente utilizzato per il guadagno in corrente.*

$$R_{in} = \frac{1}{\frac{1}{r_0} + \frac{1}{R_S // r_g} + (g_m + g_{mb})}$$

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

Stadio a Gate Comune

- **Il valore della resistenza di uscita può essere ottenuta applicando un generatore di corrente i_{out} sull'uscita e calcolando v_{out} (ponendo $i_s = 0$).**

$$v_{gs} = v_{bs} = -R_S // r_g i_{out}$$

$$i_{r0} = i_{out} - (g_m + g_{mb}) v_{gs}$$

$$i_{r0} = i_{out} [1 + (g_m + g_{mb}) R_S // r_g]$$

$$v_{out} = r_0 i_{r0} + R_S // r_g i_{out}$$

$$R_{out} = r_0 [1 + (g_m + g_{mb}) R_S // r_g] + R_S // r_g$$