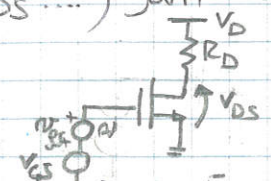


* COMPORAMENTO SU S DEL MOSFET

Consideriamo un MOSFET polarizzato in zona di saturazione ed immaginiamo di sovrapporre alle tensioni costanti necessarie per la polarizzazione ($V_{GS}, V_{DS} \dots$) un segnale di tensione v_{gs} -



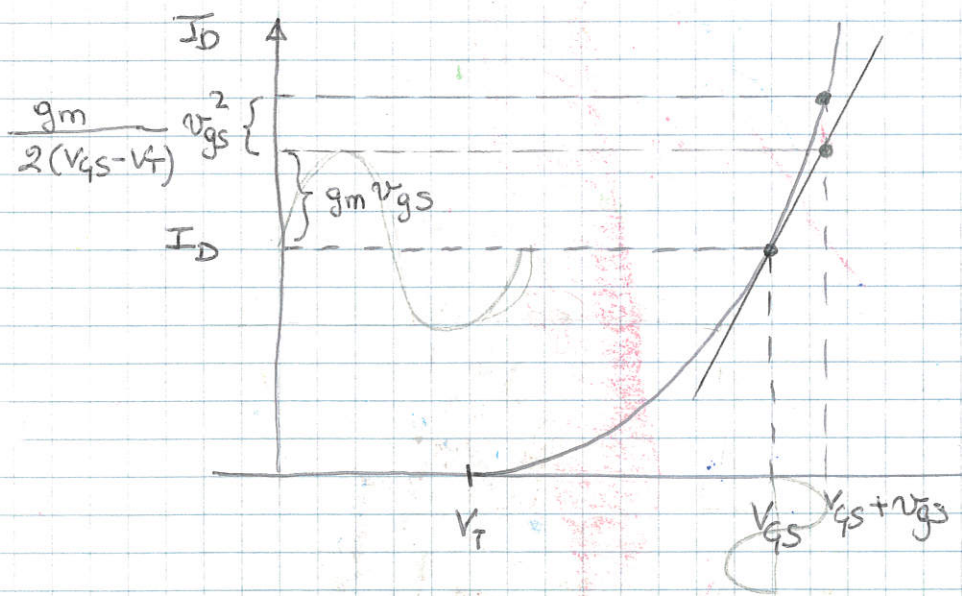
La corrente di drain totale sarà:

$$I_d = I_D + i_d = k (V_{GS} + v_{gs} - V_T)^2 = k \left[(V_{GS} - V_T) + v_{gs} \right]^2 =$$

$$= \underbrace{k (V_{GS} - V_T)^2}_{I_D} + k v_{gs}^2 + \underbrace{2k (V_{GS} - V_T)}_{g_m} v_{gs}$$

$$\Downarrow$$

$$I_d = g_m v_{gs} + k v_{gs}^2 = g_m v_{gs} + \frac{g_m}{2(V_{GS} - V_T)} v_{gs}^2$$



Errore di linearità

$$E = \frac{\frac{g_m}{2(V_{GS} - V_T)} v_{gs}^2}{g_m v_{gs}} = \frac{v_{gs}}{2(V_{GS} - V_T)}$$

Se $v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_T)$ (CONDIZIONE DI PICCOLO SEGNALE):

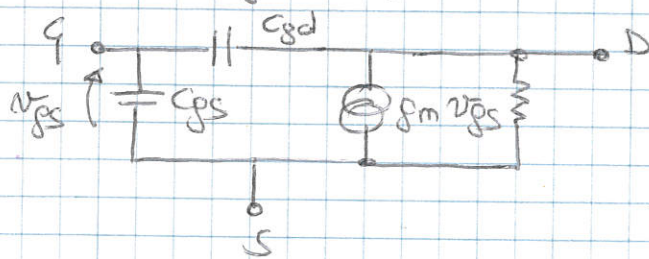
$$i_d = g_m v_{gs}$$

ciò possiamo linearizzare il comportamento del dispositivo nell'intorno del punto di lavoro o geometricamente sostituire la caratteristica con la sua tangente nel punto di lavoro.



MODELLO PER PICCOLI SEGNALE PER N- E P- MOSFET.

Finora si è supposto che, i transistors rispondono istantaneamente alle sollecitazioni applicate al loro gate. In realtà, consideriamo, ad esempio, il caso di un NMOS in zona di saturazione: prima che un aumento della tensione V_{gs} determini il corrispondente aumento della corrente di drain dobbiamo dare tempo alle cariche positive accumulate sul gate di richiamare elettroni all'interfaccia ossido-silicio per aumentare la conducibilità del canale. Ciò avviene in un tempo finito ed è modellizzato introducendo due capacità C_{gs} e C_{gd} nel circuito equivalente del MOSFET



NO fare alla fine

Quando il MOSFET è in zona ohmica la capacità totale di gate $C_{ox} W \cdot L$ è ugualmente divisa:

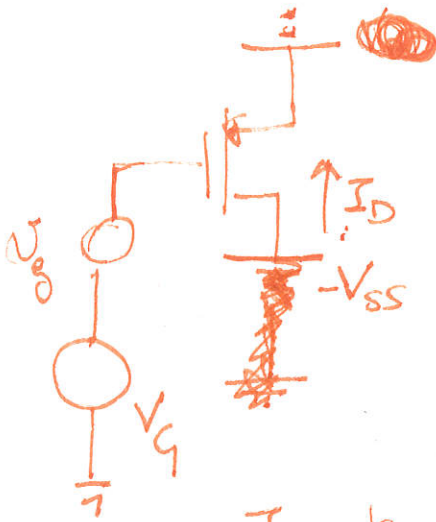
$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{1}{2} C_{ox} W L$$

In zona di saturazione la capacità C_{gd} diviene trascurabile e la C_{gs} vale:

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

* IL MOSFET COME AMPLIFICATORE LINEARE *

Il MOSFET può essere utilizzato in un circuito elettronico per amplificare un segnale fornito in ingresso. In tal caso esso deve funzionare in zona di saturazione, in modo da comportarsi da generatore di corrente pilotato dalla tensione applicata al gate.



$$I_D = k_p (V_G + v_g - V_{T_p})^2 =$$

$$= k_p (V_{GS} + v_{gs} - V_{T_p})^2 =$$

$$= k_p \left[(V_{GS} - V_{T_p})^2 + 2v_{gs}(V_{GS} - V_{T_p}) + v_{gs}^2 \right] =$$

$$= \underbrace{k_p (V_{GS} - V_{T_p})^2}_{<0} + \underbrace{2k_p (V_{GS} - V_{T_p})}_{>0} v_{gs} + \underbrace{k_p v_{gs}^2}_{<0} =$$

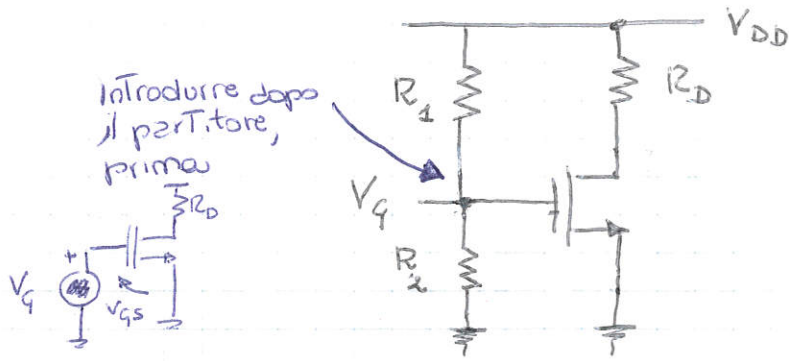
$$= I_D + g_m v_{gs} + k_p v_{gs}^2$$

Se v_g sale \rightarrow ~~il corrente~~ $V_G + v_g$ si avvicina a zero

\Downarrow I_D in modulo è più piccola, quindi vuol dire che alla corrente I_D che scorre prima si sovrappone una corrente i_d da drain a source.

\rightarrow COME nell' NMOS

Consideriamo il seguente circuito impiegante un MOSFET. 72



CONFIGURAZIONE
SOURCE A MASSA

Dobbiamo innanzitutto determinare il punto di lavoro:

- $V_G = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$
- $V_{DD} = I_D R_D + V_{DS}$
- $I_D = k (V_{GS} - V_T)^2$

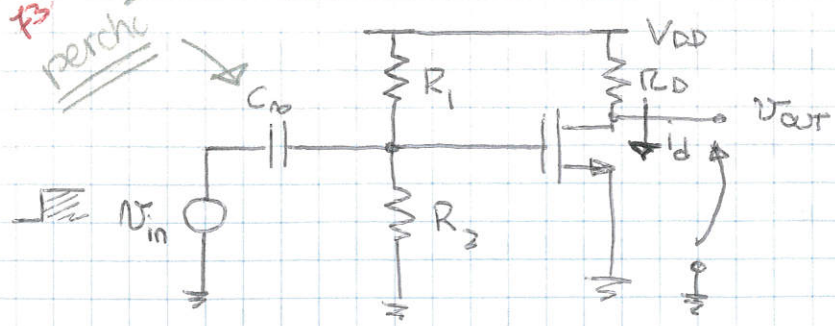
Esso può essere ottenuto risolvendo il sistema di tre equazioni nelle tre incognite V_{DS} , I_D , V_{GS} oppure per via grafica cercando l'intersezione tra le caratteristiche del MOS e le equazioni sopra riportate.



Il punto di lavoro si trova sul tale retta e può dato dall'intersezione di tale retta con la curva caratteristica del MOSFET caratterizzata dal valore di V_{GS} fissato.

Alla fine occorre verificare che i valori di tensione trovati facciano lavorare il dispositivo in zona di saturazione.

Una volta polarizzato il MOSFET consideriamo l'effetto di un segnale applicato in ingresso.



Se v_{in} aumenta tendiamo ad aumentare la v_{gs} applicata al MOSFET e dunque la sua corrente di drain. La variazione della corrente di drain porta:

$$i_d = g_m v_{in}$$

come indicato in figura \Rightarrow aumenta la caduta di tensione ai capi di R_D e diminuisce la tensione di uscita:

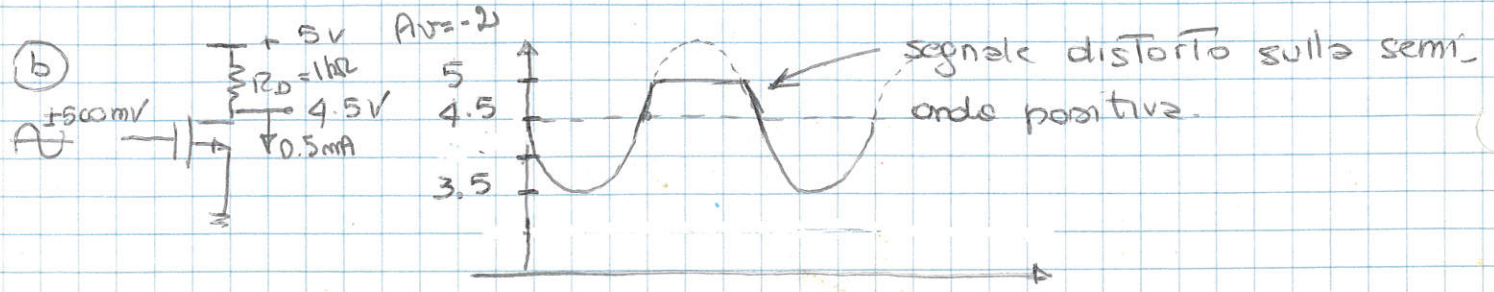
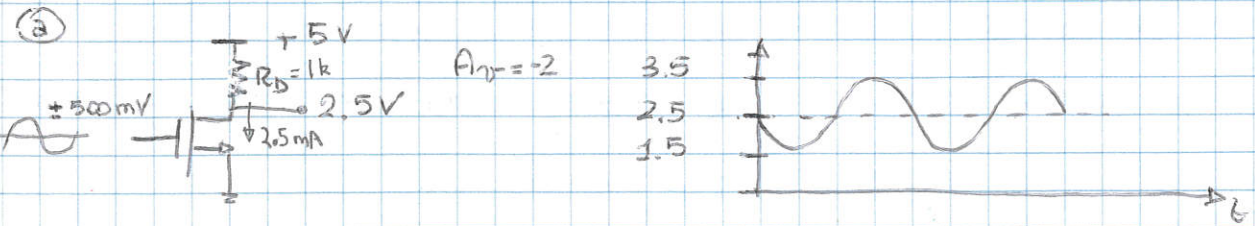
$$v_{out} = -i_d R_D = -g_m v_{in} R_D$$

Si definisce GUADAGNO DI TENSIONE dello stadio:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m R_D$$

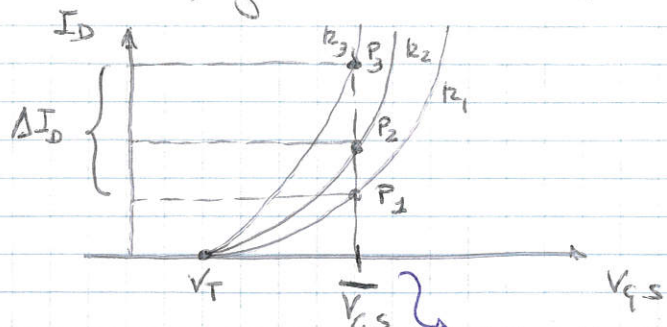
Poiché il guadagno di tensione è negativo l'amplificatore è detto **INVERTENTE**.

Affinché il segnale di uscita sia una replica fedele ma amplificata del segnale in ingresso, il MOSFET deve lavorare in zona di saturazione e l'escursione della tensione di uscita deve essere compresa tra l'alimentazione e mezzo \Rightarrow scelta opportuna del punto di polarizzazione.



da configurazione source a drain ha un elevato guadagno di tensione, ma il suo punto di lavoro è poco stabile a causa:

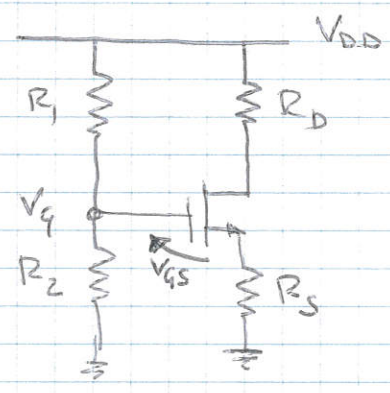
1. dipendenza dalla Temperatura delle caratteristiche del MOSFET
2. dispersione delle caratteristiche (di dispositivi uguali, con lo stesso tipo commerciale, hanno parametri diversi)



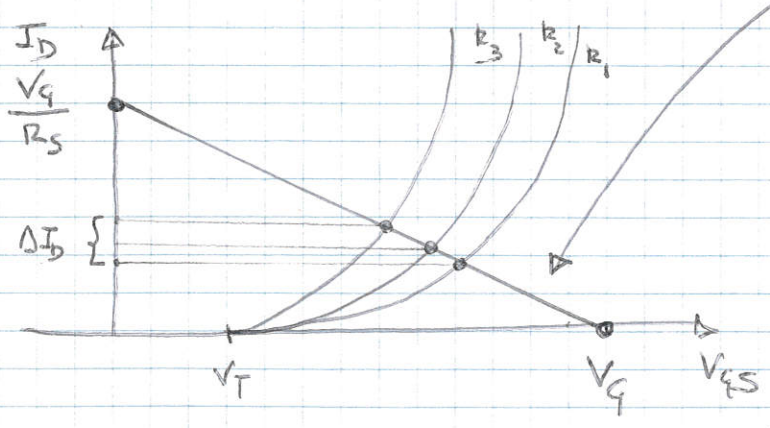
Il punto di lavoro può essere uno qualsiasi compreso tra gli estremi P_1 e P_3 . Lungo la retta verticale di ascissa $\overline{V_{GS}}$

$$\Delta I_D = \Delta k (V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow \frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta k}{k}$$

Se inseriamo nella configurazione source a drain una resistenza R_S in serie al source.



- $I_D = k (V_{GS} - V_T)^2$
- $V_{DD} = I_D (R_S + R_D) + V_{GS}$
- $V_G = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$
- $V_G = V_{GS} + I_D R_S$



Il punto di lavoro (dato dall'intersezione della curva caratteristica con la retta di carico statica) si sposta ancora, ma causa una variazione della corrente I_D molto più contenuta. Infatti, supponiamo che per qualche ragione I_D aumenti, allora cresce la caduta di tensione ai capi di R_S e poiché il potenziale di gate è fisso, tende a diminuire

15

nuire la Tensione V_{GS} e conseguentemente diminuisce la corrente I_D , contrastando l'iniziale aumento.

Ricaviamo ora il guadagno di Tensione:

$$\begin{cases} v_{in} = v_{gs} + i_d \cdot R_s \\ i_d = g_m v_{gs} \end{cases} \Rightarrow v_{gs} = \frac{v_{in}}{1 + g_m R_s}$$

quindi solo una frazione della Tensione di segnale in ingresso agisce come Tensione di comando del Transistore,

$$v_{out} = -i_d \cdot R_D = -g_m R_D \frac{1}{1 + g_m R_s} v_{in}$$

$$\hookrightarrow A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = - \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_s} \approx - \frac{R_D}{R_s}$$

quindi il guadagno di Tensione è ridotto di un fattore $(1 + g_m R_s)$ rispetto al caso del source a massa.

$$I_D = k (V_{GS}(k) - V_T)^2$$

$$V_G = V_{GS}(k) + I_D R_s$$

$$\begin{cases} \Delta I_D = \Delta k (V_{GS}(k) - V_T)^2 + 2k (V_{GS}(k) - V_T) \frac{\Delta V_{GS}}{k} \\ \Delta V_{GS} = -\Delta I_D R_s \end{cases}$$

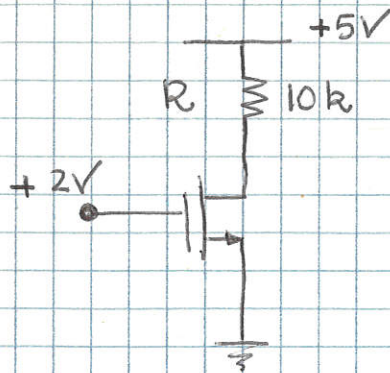
$$\Delta I_D = \Delta k [V_{GS}(k) - V_T]^2 + g_m (-\Delta I_D) R_s$$

$$(1 + g_m R_s) \Delta I_D = \Delta k [V_{GS}(k) - V_T]^2 \frac{k}{k}$$

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta k}{k} \frac{1}{1 + g_m R_s}$$

* POLARIZZAZIONE TRANSISTORI N-MOS E P-MOS

(2.)



$$V_T = +1V$$

$$k = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = 100 \mu A / V^2$$

→ Hp: MOS in saturazione, si verifica

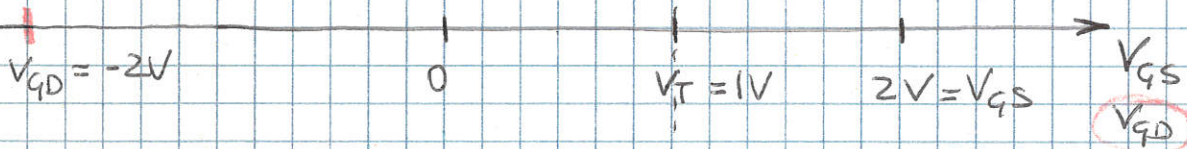
$$V_{GS} = 2V \Rightarrow I_D = k (V_{GS} - V_T)^2 = 100 \mu A / V^2 (2 - 1)^2 V^2 = 100 \mu A$$

$$V_D = +5V - I_D * R = 5V - 10k * 100 \mu A = 5V - 1V = 4V$$

$$V_{GD} = 2V - 4V = -2V < V_T \text{ OK}$$

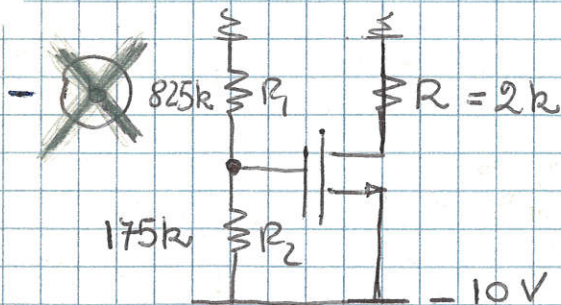
non c'è canale

c'è canale



⇓ punto di lavoro:

$$\begin{cases} V_{GS} = 2V \\ I_D = 100 \mu A \\ V_D = +4V \end{cases}$$



$$k_n = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = 1 mA / V^2$$

$$V_T = 0.75V$$

→ Hp MOS in saturazione

$$I_g = 0 \Rightarrow V_g = -10V + \frac{R_2}{R_1 + R_2} (-10V) =$$

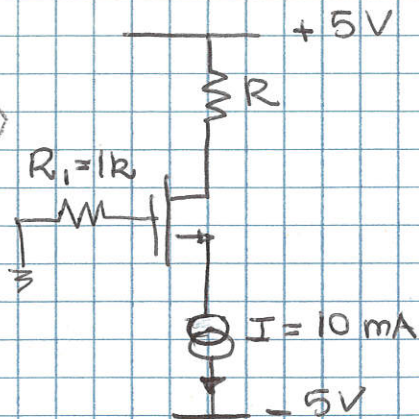
$$= \frac{R_1}{R_1 + R_2} (-10V) = \frac{825k}{(825 + 175)k} (-10V) = -8.25V$$

$$\rightarrow V_{GS} = -8.25V - (-10V) = +1.75V > V_T$$

$$I_D = k (V_{GS} - V_T)^2 = 1 \text{ mA/V}^2 (1.75 \text{ V} - 0.75 \text{ V})^2 = 1 \text{ mA}$$

$$\rightarrow V_D = 0 - R \times I_D = -2 \text{ V}$$

$$V_{GD} = -8.25 \text{ V} - (-2 \text{ V}) = -6.25 \text{ V} < V_T \quad \text{MOS saturano.}$$



$$V_T = 1.5 \text{ V}$$

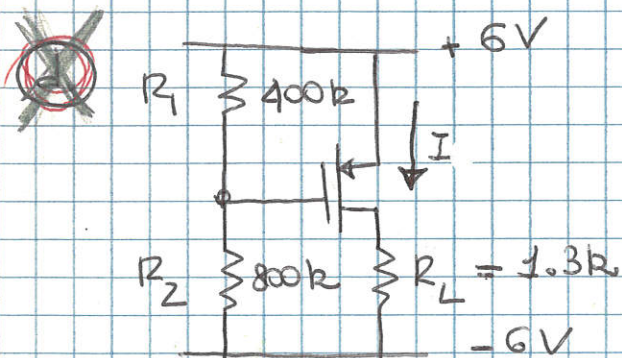
Determinare il massimo valore di R che mantiene il MOSFET in saturazione.

$$V_G = 0 \Rightarrow V_{D \text{ MIN}} = -1.5 \text{ V} \quad \text{poich\u00e9 } V_{GD} = V_T \text{ \u00e8 la tensione limite per avere pinch-off al drain}$$

\Downarrow

$$V_D = 5 \text{ V} - I_D R \Rightarrow R_{\text{MAX}} = \frac{5 \text{ V} - V_{D \text{ MIN}}}{I_D} = \frac{5 \text{ V} + 1.5 \text{ V}}{10 \text{ mA}} =$$

$$= 650 \Omega$$



$$|V_T| = 2 \text{ V}$$

$$|k_p| = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} = 2 \text{ mA/V}^2$$

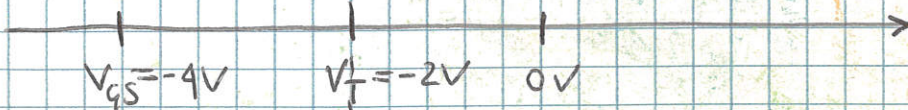
Hp. MOS in saturazione

$$V_G = -6 \text{ V} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} (12 \text{ V}) = -6 \text{ V} + \frac{800 \text{ k}}{1200 \text{ k}} 12 \text{ V} = +2 \text{ V}$$

$$\Downarrow V_{GS} = +2 \text{ V} - (+6 \text{ V}) = -4 \text{ V} < V_T$$

s\u00fc canale

no canale

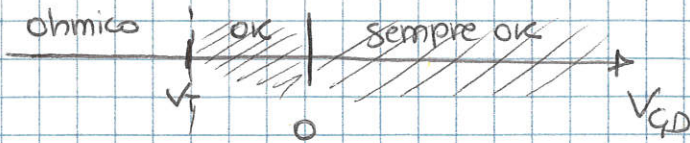


$$I = k (V_{GS} - V_T)^2 = 2 \text{mA}/V^2 \left[-4 \text{V} - (-2 \text{V}) \right]^2 = 8 \text{mA}$$

$$\begin{aligned} \rightarrow V_D &= -6 \text{V} + I_D R_L = -6 \text{V} + 8 \text{mA} * 1.3 \text{k}\Omega = \\ &= -6 \text{V} + 10.4 \text{V} = +4.4 \text{V} \end{aligned}$$

$$\Downarrow V_{GD} = +2 \text{V} - (+4.4 \text{V}) = -2.4 \text{V} < V_T \quad \left(\text{cioè } |V_{GD}| > V_T \text{ e } V_{GD} < 0 \right)$$

↳ no canale al drain



$$\begin{cases} I_D = k \left[2(V_{GS} - V_T) V_{DS} - V_{DS}^2 \right] \\ V_{SD} = 6 \text{V} - I_D R_L - (-6 \text{V}) = 12 \text{V} - I_D R_L \end{cases}$$

$$V_{SD} = 12 \text{V} - k \left[2(-2 \text{V}) V_{DS} - V_{DS}^2 \right] R_L$$

$$12 + 2.6 * 4 * V_{DS} + 2.6 V_{DS}^2 + V_{DS} = 0$$

$$2.6 V_{DS}^2 + 11.4 V_{DS} + 12 = 0 \quad \begin{matrix} 129.96 & 124.8 \end{matrix}$$

$$V_{DS} = \frac{-11.4 \pm \sqrt{11.4^2 - 4 * 2.6 * 12}}{2 * 2.6}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{-11.4 - \sqrt{5.16}}{5.2} = \frac{-13.67}{5.2} = -2.63 \\ &= \frac{-11.4 + \sqrt{5.16}}{5.2} = -1.76 \text{V} \end{aligned}$$

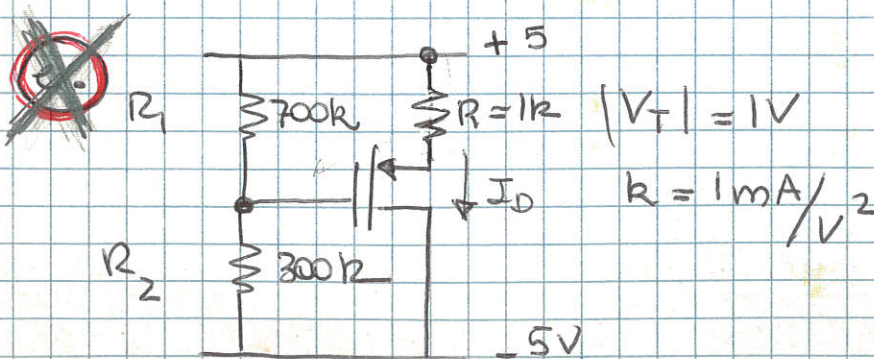
Altrimenti il MOSFET sia ohmico $V_{GD} < V_T \Rightarrow V_G - V_D + V_S - V_S < V_T$

$$V_{GS} - V_{DS} < V_T \quad -V_{DS} < V_T - V_{GS} \quad V_{DS} > V_{GS} - V_T = -4 \text{V} + 2 \text{V} = -2 \text{V}$$

$$\Downarrow V_{DS} = -1.76 \Rightarrow I_D = 2 \text{mA}/V^2 \left[2(-2) * (-1.76) - (1.76)^2 \right] V^2 =$$

$$= 2 * [7.04 - 3.10] = 7.88 \text{mA}$$

$$\rightarrow V_D = -6 \text{V} + 7.88 \text{mA} * 1.3 \text{k}\Omega = +4.24 \text{V}$$



$$V_G = -5V + \frac{R_2}{R_1 + R_2} * 10V = -5V + \frac{300k}{700k + 300k} * 10V = -2V$$

Hp. Mos in saturazione

$$\left. \begin{aligned} I_D &= k (V_{GS} - V_T)^2 \\ 5V - I_D * R - V_{SG} &= -2V \end{aligned} \right\}$$

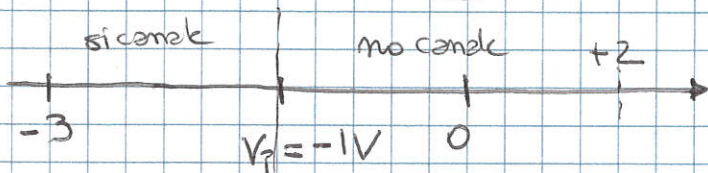
$$7 - I_D * R + V_{GS} = 0$$

$$7 - kR (V_{GS}^2 - 2V_{GS}V_T + V_T^2) + V_{GS} = 0$$

$$7 - V_{GS}^2 - 2V_{GS} - 1 + V_{GS} = 0$$

$$V_{GS}^2 + V_{GS} - 6 = 0$$

$$V_{GS} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4 * 6}}{2} = \frac{-1 \pm 5}{2} = \begin{cases} -3 \text{ ok} \\ +2 \text{ no} \end{cases}$$



$$\hookrightarrow V_{GS} = -3V \Rightarrow I_D = 1mA/V^2 (-3 + 1)^2 = 4mA$$

\Downarrow VERIFICO LA SOLUZIONE DEL SISTEMA

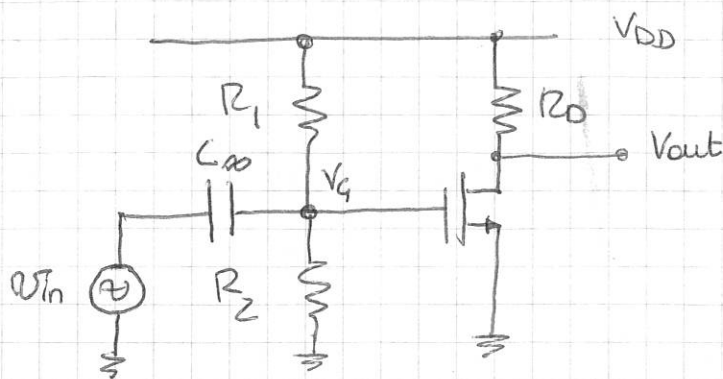
$$5V - \frac{4mA * 1k}{4V} - 3V = -2V \text{ ok}$$

Calcolo V_{GD} per verificare la saturazione del MOS:

$$V_{GD} = -2V - [-5V] = +3V \text{ ok MOS saturo}$$

* STADIO SOURCE A MASSA

Consideriamo il seguente circuito impiegante un MOSFET

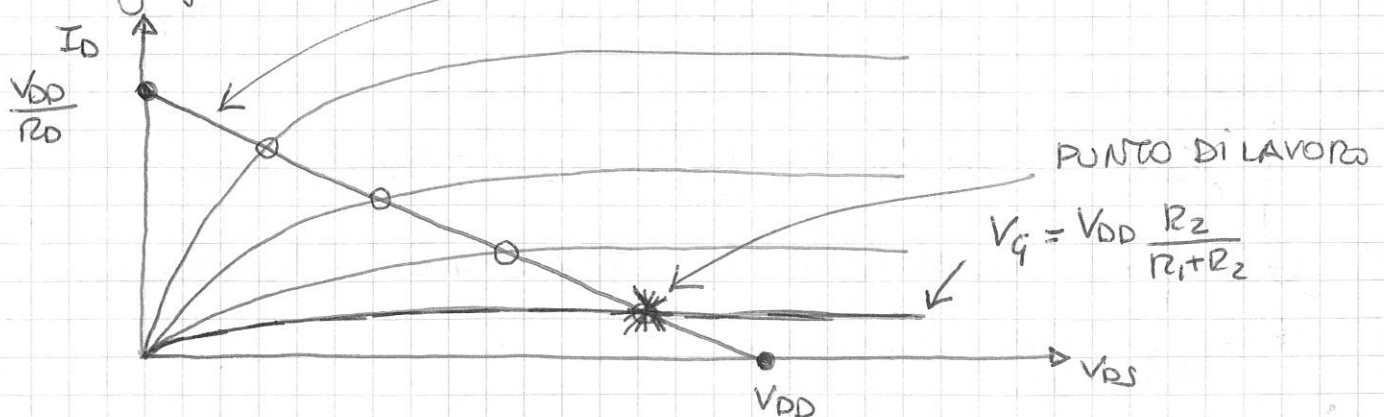


Per primo cosa occorre determinare il PUNTO DI LAVORO del circuito cioè le correnti stazionarie in tutti i rami e le tensioni stazionarie a tutti i nodi, risolvendo il sistema:

- $V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$
- $I_D = k (V_{GS} - V_T)^2$
- $V_{DD} = I_D R_D + V_{DS}$

in cui si è ipotizzato che il MOSFET operi in saturazione. Occorre poi verificare questa ipotesi

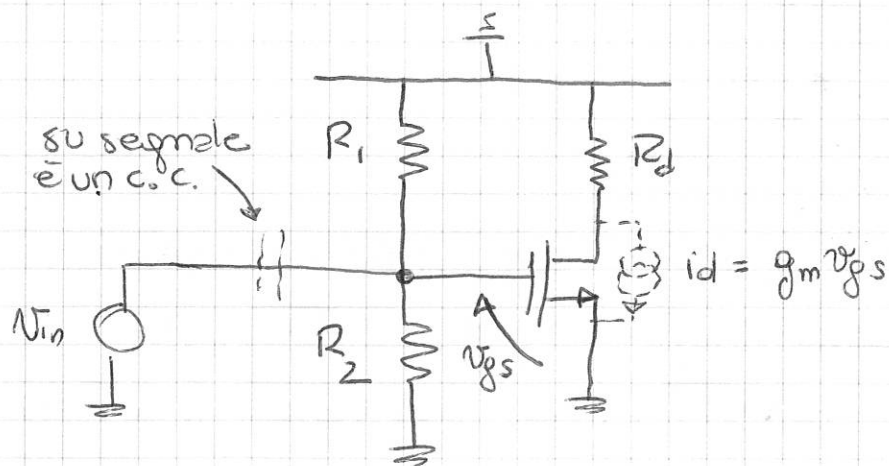
Il punto di lavoro può anche essere ottenuto per via grafica. RETTA DI CARICO STATICA $V_{DD} = I_D R_D + V_{DS}$



Una volta polarizzato il MOSFET consideriamo l'effetto di un segnale applicato in ingresso. L'applicazione del segnale v_{in} al gate determina una

variazione v_{gs} della Tensione di comando del MOS.

Per risolvere le variazioni delle grandezze elettriche di una rete attorno a una condizione di polarizzazione in cui gli elementi non-lineari sono linearizzabili, è possibile considerare i generatori stazionari disattivati ed il componente non lineare linearizzato



Se il segnale v_{in} è T.c.c. da aumentare la v_{gs} di comando del MOSFET allora avviene un aumento della corrente di drain del transistor e cioè una corrente di segnale di drain che fluisce dal drain al source pari a:

$$i_d = g_m v_{gs}$$

Questa corrente causa una caduta di tensione sulla resistenza di uscita facendo diminuire la Tensione di uscita rispetto al suo valore di polarizzazione —
La variazione della Tensione di uscita sarà pari a:

$$v_{out} = -i_d R_d = -g_m R_d v_{gs} = -g_m R_d v_{in}$$

Si definisce GUADAGNO DI TENSIONE dello stadio:

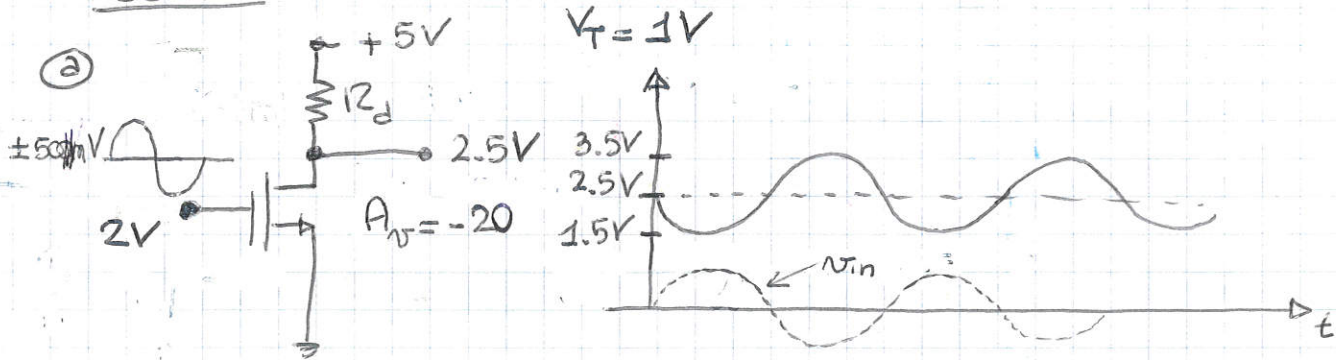
$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m R_d$$

Poiché il guadagno di tensione è negativo, l'amplificatore è detto **INVERTENTE**

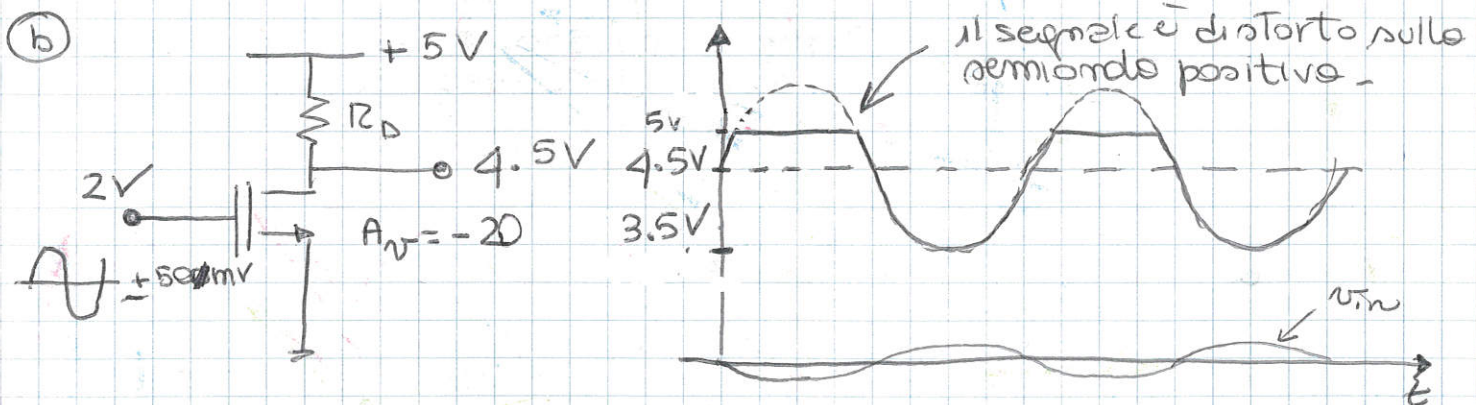
La Tensione di uscita sarà una replica amplificata

ed invertito del segnale in ingresso fino a che il MOSFET continua ad operare in zona di saturazione e l'escursione della tensione di uscita deve essere compresa tra l'alimentazione e massa \Rightarrow scelta oculata del punto di lavoro.

ESEMPIO

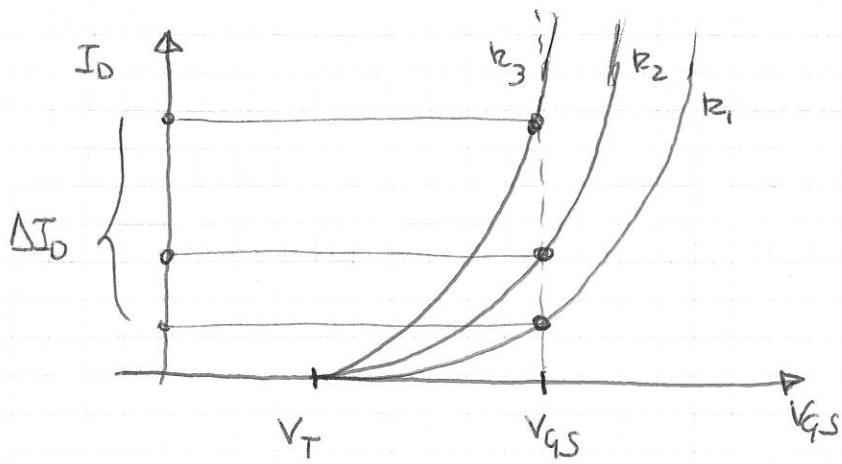


Su entrambe le zone della sinusoide il segnale è correttamente amplificato perché la tensione di uscita non raggiunge l'alimentazione e il MOSFET opera correttamente in saturazione.



da configurazione source a massa presenta un elevato guadagno di tensione, ma il suo punto di lavoro è poco stabile a causa:

1. dipendenza dalla temperatura delle caratteristiche del MOSFET
2. dispersione delle caratteristiche (dispositivi uguali con lo stesso sigla commerciale hanno parametri diversi)



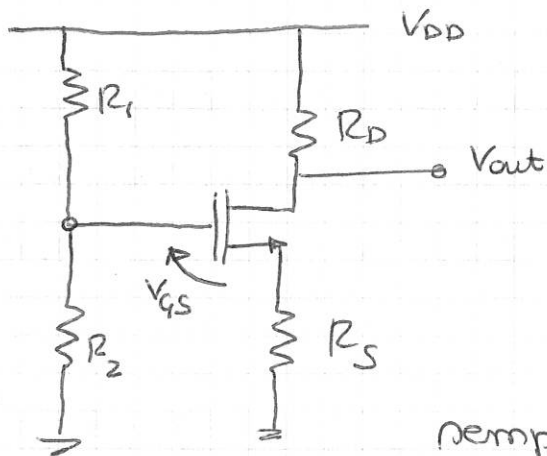
$$\Delta I_D = \Delta k (V_{GS} - V_T)^2$$

$$\Downarrow$$

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta k}{k}$$

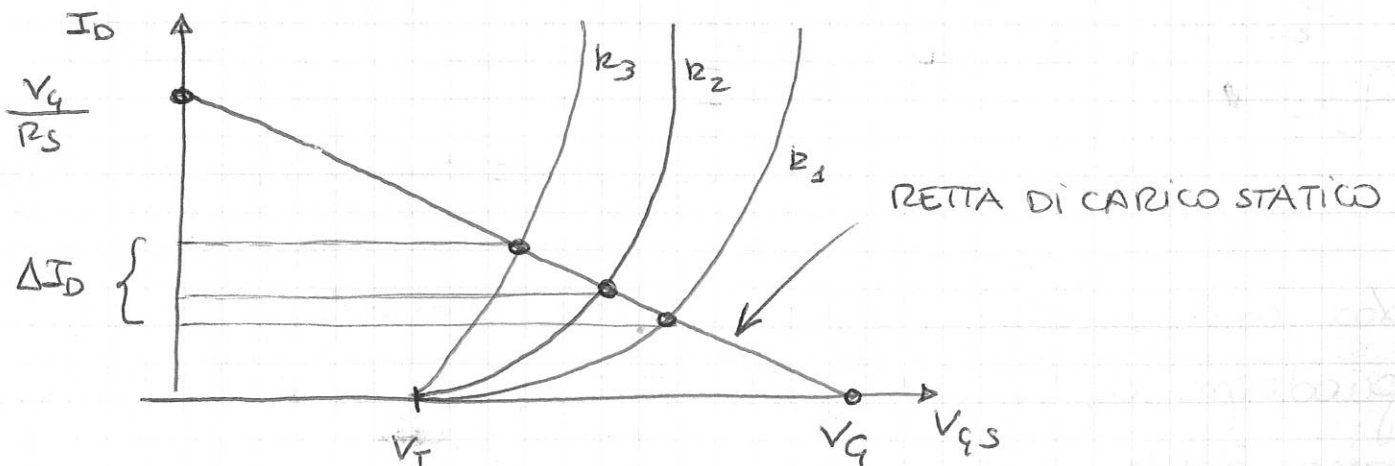
Vediamo che cosa accade nella configurazione source a massa inserendo una resistenza R_S in serie al source

* CONFIGURAZIONE SOURCE A MASSA CON DEGENERAZIONE DI SOURCE



- ⊙ $I_D = k (V_{GS} - V_T)^2$
- $V_{DD} = I_D (R_S + R_D) + V_{DS}$
- $V_G = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$
- ⊙ $V_G = V_{GS} + I_D R_S$

sempre ipotizzando che il MOSFET lavori in zona di saturazione e poi verificandolo e posteriori.



In questo modo la variazione di corrente dovuta alla dispersione di k è molto più contenuta, infatti se per qualche ragione I_D aumenta, cresce la caduta di tensione ai capi di R_S e, poiché il potenziale di gate è fisso, la tensione

V_{GS} tende a diminuire causando conseguentemente la diminuzione della corrente I_D in contrasto con l'iniziale aumento.

Possiamo vedere questo effetto anche analiticamente.

$$I_D = k [V_{GS}(k) - V_T]^2$$

$$V_G = V_{GS}(k) + I_D R_S$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta I_D = \Delta k [V_{GS}(k) - V_T]^2 + \underbrace{2k [V_{GS}(k) - V_T]}_{g_m} \Delta V_{GS} \\ \Delta V_{GS} = - \Delta I_D R_S \end{array} \right.$$

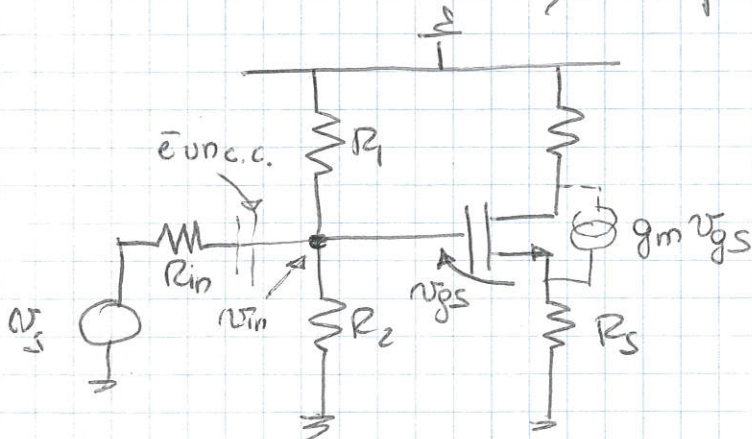
$$\hookrightarrow \Delta I_D = \Delta k [V_{GS}(k) - V_T]^2 - g_m R_S \Delta I_D$$

$$\Downarrow$$

$$\Delta I_D = \Delta k \frac{[V_{GS}(k) - V_T]^2}{1 + g_m R_S} \cdot \frac{k}{k}$$

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta k}{k} \frac{1}{1 + g_m R_S}$$

Consideriamo ora il comportamento su segnale:



$$v_{in} = \frac{R_1 // R_2}{R_{in} + R_1 // R_2} v_{gs}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{in} = v_{gs} + i_d \cdot R_S \\ i_d = g_m v_{gs} \end{array} \right. \Rightarrow v_{gs} = \frac{v_{in}}{1 + g_m R_S}$$

quindi solo una frazione della tensione di segnale in ingresso appare come tensione di comando del MOSFET

$$V_{out} = -j\omega R_D = -g_m R_D \frac{1}{1 + g_m R_S} V_{in}$$

$$\Downarrow A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} \approx \frac{R_D}{R_S}$$

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_S} = - \frac{R_2 \parallel R_1}{R_{in} + R_1 \parallel R_2} \cdot \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

partitore di ingresso

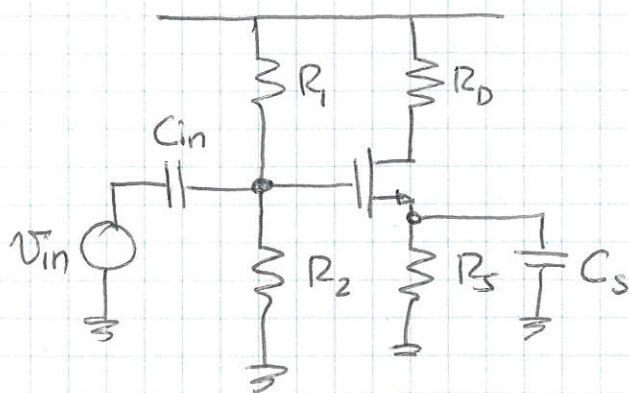
quindi il guadagno di tensione è ridotto di un fattore $(1 + g_m R_S)$ rispetto al caso del source a massa.

Calcoliamo l'errore di linearità per questa configurazione:

$$\varepsilon\% = \frac{V_{GS}}{2 \cdot (V_{GS} - V_T)} = \frac{A_{Vin}}{2 \cdot (V_{GS} - V_T)} \frac{1}{1 + g_m R_S} \quad \text{vedi foglio}$$

↳ quindi anche l'errore di linearità risulta ridotto del fattore $(1 + g_m R_S)^2$.

Come possiamo sfruttare la stabilizzazione della polarizzazione data dalla presenza di R_S senza ridurre il guadagno?
prima cin sola

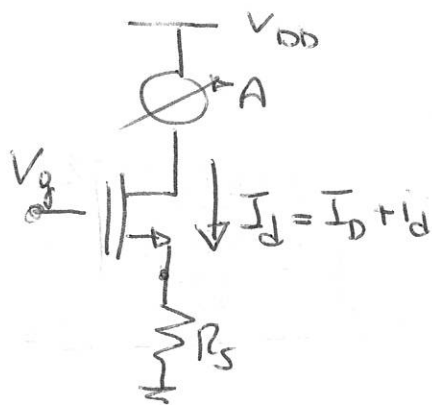


In polarizzazione la capacità C_S è un circuito aperto quindi è come se non ci fosse e la resistenza R_S stabilizza il punto di lavoro.

Quando la capacità C_S è intervenuta, by-passa la resistenza R_S e lo stadio torna ad essere uno stadio source

a massa.

ERRORE DI LINEARITÀ SOURCE DEGENERATO



$$V_g = V_G + v_g$$

$$I_D = k_m [v_{gs} - V_{th}]^2 = k_m [V_G - V_S + v_g - v_s - V_{th}]^2$$

$$= k_m [(V_{GS} - V_{th}) + v_{gs}]^2 = k_m [(V_{GS} - V_{th})^2 + 2(V_{GS} - V_{th})v_{gs} + v_{gs}^2]$$

$$\downarrow$$

$$i_d = 2(V_{GS} - V_{th})k_m v_{gs} + k_m v_{gs}^2$$

$$v_s = i_d R_S$$

$$i_d = g_m (v_g - i_d R_S) + k_m (v_g - i_d R_S)^2$$

$$= g_m v_g - g_m R_S i_d + k_m [v_g^2 - 2 i_d R_S v_g + i_d^2 R_S^2]$$

$$i_d (1 + g_m R_S + i_d R_S^2 k_m + 2 k_m R_S v_g) = g_m v_g + k_m v_g^2$$

$$-k_m R_S^2 i_d^2 + i_d (1 + g_m R_S + 2 k_m R_S v_g) - g_m v_g - k_m v_g^2 = 0$$

$$k_m R_S^2 i_d^2 - i_d (1 + g_m R_S + 2 k_m R_S v_g) + g_m v_g + k_m v_g^2 = 0$$

$$i_d = \frac{[1 + g_m R_S + 2 k_m R_S v_g] \pm \sqrt{(1 + g_m R_S + 2 k_m R_S v_g)^2 - 4 k_m R_S^2 (g_m v_g + k_m v_g^2)}}{2 k_m R_S^2}$$

$$= \frac{(1 + g_m R_S) + 2 k_m R_S v_g \pm \sqrt{(1 + g_m R_S)^2 + 4 k_m R_S v_g (1 + g_m R_S) + 4 k_m^2 R_S^2 v_g^2 - 4 k_m R_S^2 g_m v_g - 4 k_m^2 R_S^2 v_g^2}}{2 k_m R_S^2}$$

$$= \frac{(1 + g_m R_S) + 2 k_m R_S v_g \pm (1 + g_m R_S) \sqrt{1 + 4 k_m R_S v_g / (1 + g_m R_S)}}{2 k_m R_S^2}$$

Ricordando che :

$$(1+x)^{1/2} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{1}{2} \frac{x^2}{4} + \dots$$

$$I_d = \frac{(1+\beta_m R_S) + 2k R_S v_g \pm (1+\beta_m R_S) \left[1 + \frac{1}{2} \frac{(4k R_S v_g)^2}{(1+\beta_m R_S)^2} - \frac{1}{2} \frac{(4k R_S v_g)^2}{4} \right]}{2k R_S^2}$$

$$= \frac{(1+\beta_m R_S) + 2k R_S v_g \pm (1+\beta_m R_S) \pm \frac{1}{2} \frac{4k R_S v_g}{(1+\beta_m R_S)} \mp \frac{1}{8} \frac{(4k R_S v_g)^2}{(1+\beta_m R_S)^3}}{2k R_S^2}$$

$$\ominus = \frac{(1+\beta_m R_S) + 2k R_S v_g \mp (1+\beta_m R_S) \mp \frac{2k R_S v_g}{(1+\beta_m R_S)} \mp \frac{1}{8} \frac{4k R_S v_g^2}{(1+\beta_m R_S)^3}}{2k R_S^2}$$

$$= \frac{2k R_S v_g}{2k R_S^2} \left[1 - \frac{1}{1+\beta_m R_S} \right] + \frac{1}{(1+\beta_m R_S)^3} \frac{1}{k R_S}$$

$$\frac{v_g}{R_S} \frac{1+\beta_m R_S - 1}{1+\beta_m R_S} + \frac{1}{(1+\beta_m R_S)^3} \frac{1}{k R_S} = \frac{\beta_m v_g}{1+\beta_m R_S} + \frac{1}{(1+\beta_m R_S)^3} \frac{1}{k R_S}$$

$$\varepsilon = \left[\frac{\beta_m v_g}{(1+\beta_m R_S)} - \frac{1}{2} \frac{k R_S v_g^2}{(1+\beta_m R_S)^3} \right] \frac{1}{\beta_m}$$

$$\varepsilon = \frac{v_g^2 R_S / (1+\beta_m R_S)^2}{\beta_m v_g / (1+\beta_m R_S)} = \frac{v_g R_S}{(1+\beta_m R_S)^2} \frac{1}{\beta_m (V_{GS} - V_{th})}$$

$$= \frac{v_g}{(1+\beta_m R_S)} \cdot \frac{1}{2(V_{GS} - V_{th})} \cdot \frac{1}{(1+\beta_m R_S)}$$

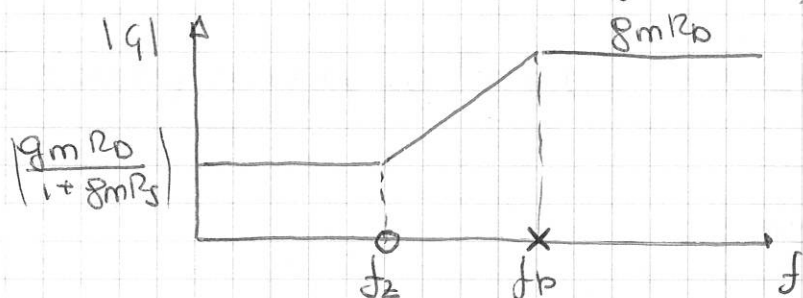
A bassa frequenza, quando C_s è un circuito aperto, lo stadio guadagna:

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

ad alta frequenza, quando C_s è un corto circuito, il guadagno vale:

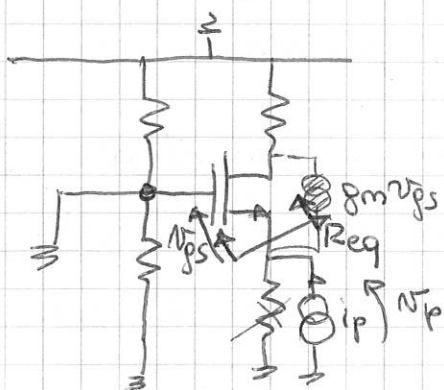
$$G_{HF} = - g_m R_D$$

Se tracciamo il diagramma di Bode del guadagno



quindi il condensatore C_s introduce un polo e uno zero.

= polo: la costante di tempo associata ad un condensatore è data dal prodotto della capacità per la resistenza in parallelo ai suoi morsetti (se è indipendente!).



$$R_{eq} = \frac{v_p}{i_p}$$

$$v_p = -v_{gs}$$

$$i_p = -g_m v_{gs}$$

$$R_{eq} = \frac{1}{g_m}$$

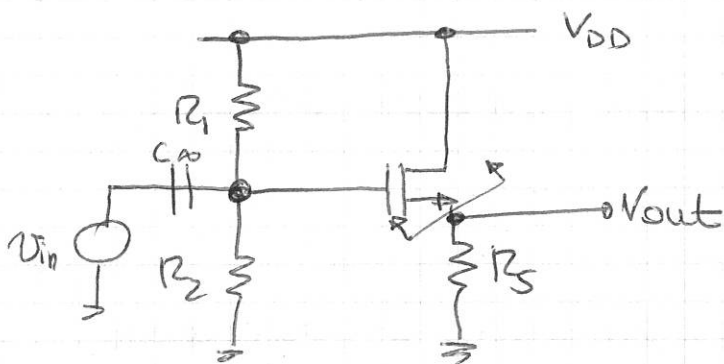
$$\Downarrow \tau_p = C_s (R_S \parallel \frac{1}{g_m}) \Rightarrow f_p = \frac{1}{2\pi\tau_p} = \frac{1}{2\pi C_s (\frac{1}{g_m} \parallel R_S)}$$

= zero: avere uno zero nella funzione di trasferimento significa che la tensione di uscita, nel dominio delle variabili s , si annulla pur dando un segnale finito in ingresso.

Nel nostro caso ^{questo} accade quando l'impedenza $Z_s(s)$

diventa infinito $\Rightarrow Z_s(s) = \frac{R_s}{1+sC_s R_s} \rightarrow \infty \Rightarrow C_s = C_s R_s ; f_z = \frac{1}{2\pi C_s R_s}$

* CONFIGURAZIONE SOURCE FOLLOWER



Il calcolo della polarizzazione è identico al caso precedente.

Calcoliamo il guadagno:

Consideriamo l'eq. Thevenin:



$$V_{out} = \frac{R_S}{\frac{1}{g_m} + R_S} U_{in}$$

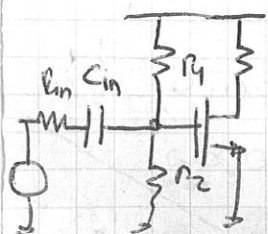
$$G = \frac{R_S}{\frac{1}{g_m} + R_S} \rightarrow 1$$

L'impedenza di uscita dello stadio vale:

$$R_{out} = \frac{1}{g_m} \parallel R_S \quad \text{piccola}$$

↳ lo stadio source follower è un ottimo disaccoppiatore di tensione, poiché presenta alta impedenza di ingresso, bassa impedenza di uscita e guadagno circa unitario.

* CALCOLO DEL POLO E ZERO DEL CONDENSATORE DI DISACCOPPIAMENTO



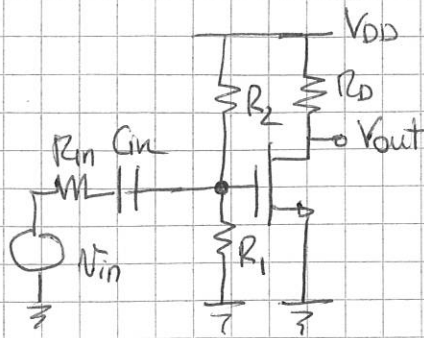
C_{in} : - zero nell'origine (è in serie al segnale, ma conti-mus non passa)

- polo $Z_p = C_{in} (R_{in} + R_1 \parallel R_2)$



$\Rightarrow f_{in} > f_p$ (è meglio almeno)

DIMENSIONAMENTO CAPACITÀ DI INGRESSO



FUNZIONE DI TRASFERIMENTO

$$V_g(s) = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_{in} + R_1 \parallel R_2 + \frac{1}{sC_{in}}} \cdot V_{in}(s)$$

$$V_{out}(s) = -g_m R_D V_g(s)$$

$$\hookrightarrow V_{out}(s) = -g_m R_D \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_{in} + \frac{1}{sC_{in}}} V_{in}(s)$$



FUNZ. DI TRASFERIMENTO

$$T(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = - \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_{in}} \cdot \frac{sC_{in} R_1 \parallel R_2}{1 + sC_{in}(R_{in} + R_1 \parallel R_2)} g_m R_D$$

part. resistive di ingresso

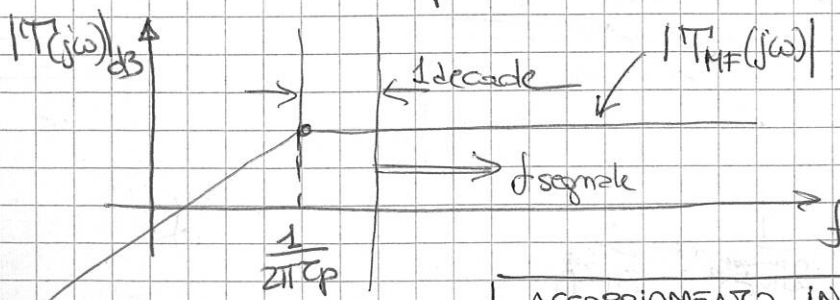
zero nell'origine

polo

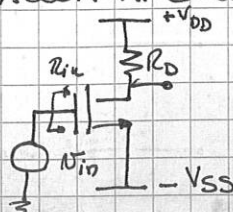
$$T_{MF} = - \frac{R_1 \parallel R_2}{R_{in} + R_1 \parallel R_2} g_m R_D$$

zero nell'origine

polo con $\tau_p = C_{in}(R_{in} + R_1 \parallel R_2)$

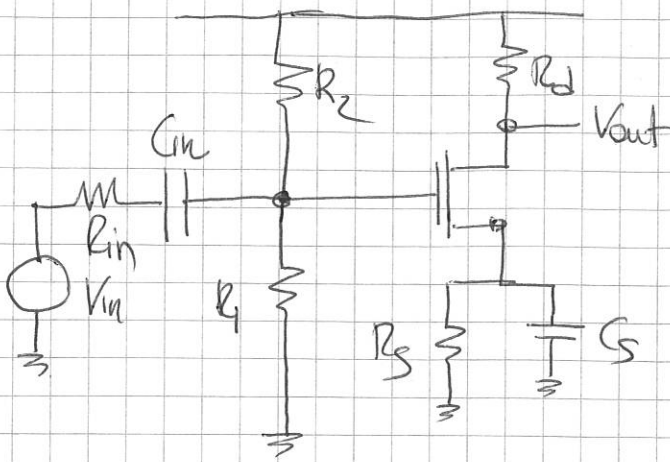


ACCOPIAMENTO IN DC



- $R_{in} \rightarrow \infty$
- amplifico della continua in su
- necessita alimentazione negativa

DIMENSIONAMENTO CAPACITÀ DI BYPASS



$$V_g(s) = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_{in} + \frac{1}{sC_{in}} + R_1 \parallel R_2} V_{in}(s) = \frac{sC_{in} R_1 \parallel R_2}{1 + sC_{in} (R_{in} + R_1 \parallel R_2)} V_{in}(s)$$

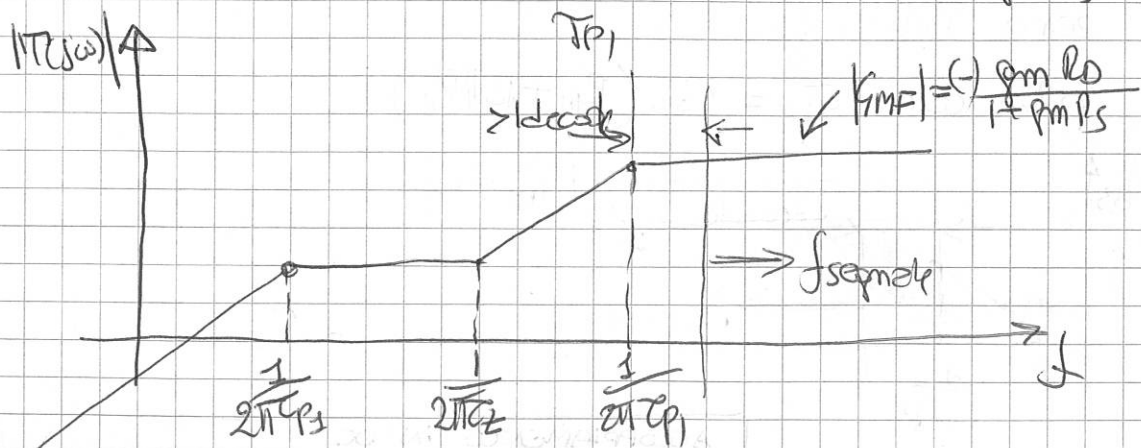
$$i_d(s) = \frac{V_g(s)}{\frac{1}{g_m} + \frac{R_S}{1 + sC_S R_S}}$$

$$V_{out}(s) = -i_d(s) R_D = - \frac{sC_{in} R_1 \parallel R_2}{1 + sC_{in} (R_{in} + R_1 \parallel R_2)} V_{in}(s) \cdot \frac{1 + sC_S R_S}{1 + sC_S (R_S \parallel \frac{1}{g_m})} \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

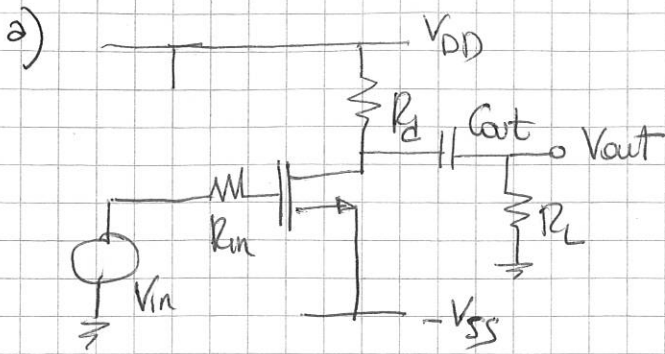


FUNZIONE DI TRASFERIMENTO

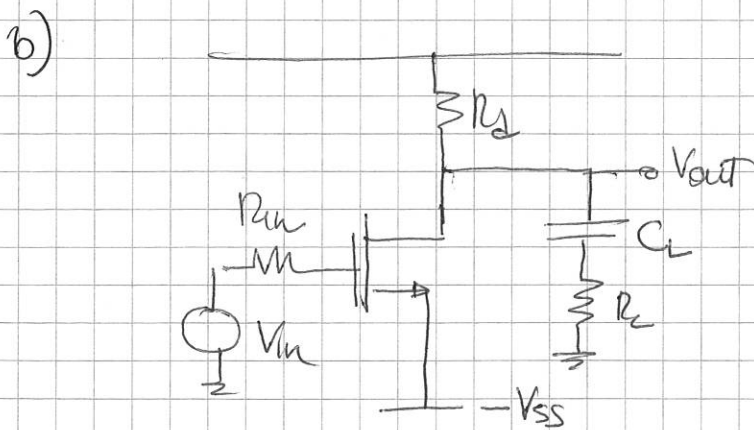
$$T(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = - \frac{sC_{in} R_1 \parallel R_2}{1 + sC_{in} (R_{in} + R_1 \parallel R_2)} \cdot \frac{1 + sC_S R_S}{1 + sC_S (\frac{1}{g_m} \parallel R_S)} \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$



DIMENSIONAMENTO CAPACITÀ DI USCITA



$$\begin{aligned}
 T'(s) &= -g_m R_d \parallel \left(\frac{1}{sC_{out}} + R_L \right) \cdot \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{sC_{out}}} = \\
 &= -g_m \frac{R_d \left(\frac{1}{sC_{out}} + R_L \right)}{R_d + \frac{1}{sC_{out}} + R_L} \cdot \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{sC_{out}}} = \\
 &= -g_m \frac{R_d R_L}{R_d + R_L} \cdot \frac{sC_{out} (R_d + R_L)}{1 + sC_{out} (R_d + R_L)} = \\
 &= -g_m R_d \parallel R_L \cdot \frac{sC_{out} (R_d + R_L)}{1 + sC_{out} (R_d + R_L)}
 \end{aligned}$$




$$\begin{aligned}
 T'(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} &= -g_m R_d \parallel \left(R_L + \frac{1}{sC_L} \right) = -g_m \frac{R_d \left(\frac{1 + sC_L R_L}{sC_L} \right)}{\frac{1 + sC_L R_L}{sC_L} + R_d} = \\
 &= -g_m \frac{R_d (1 + sC_L R_L)}{1 + sC_L (R_d + R_L)} = -g_m R_d \frac{(1 + sC_L R_L)}{1 + sC_L (R_d + R_L)}
 \end{aligned}$$

$\hookrightarrow T'_{LF} = -g_m R_d$
 $\tau_p = C_L (R_d + R_L)$

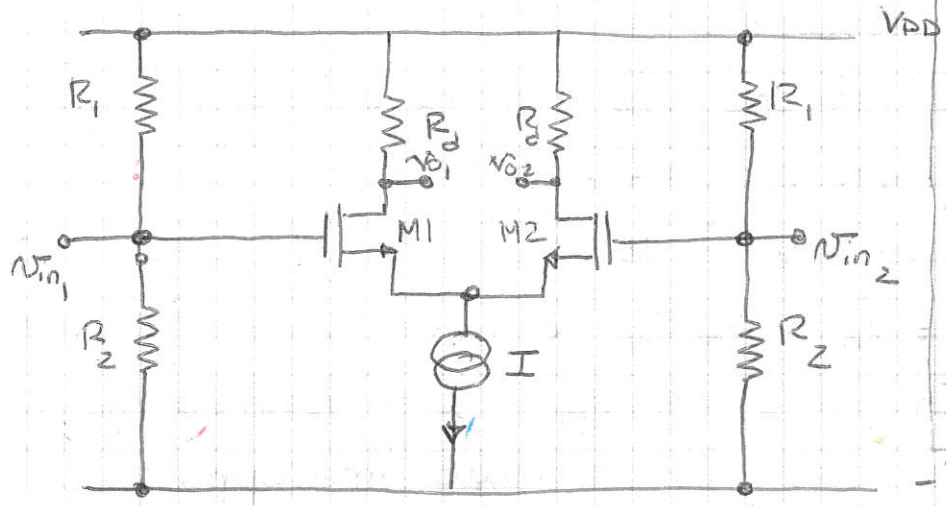
$T'_{MF} = -g_m R_d \frac{sC_L R_L}{sC_L (R_d + R_L)} = -g_m R_d \parallel R_L$
 $\tau_z = C_L R_L$

*** STADIO DIFFERENZIALE A MOSFET.**


MOTIVAZ.
 misura V_{gs} in condiz. d'osc.
 con una testina a 50V/V
 AMPL. NON DIFF.



(A) GENERATORE DI CODA IDEALE



AMPL. DIFF.



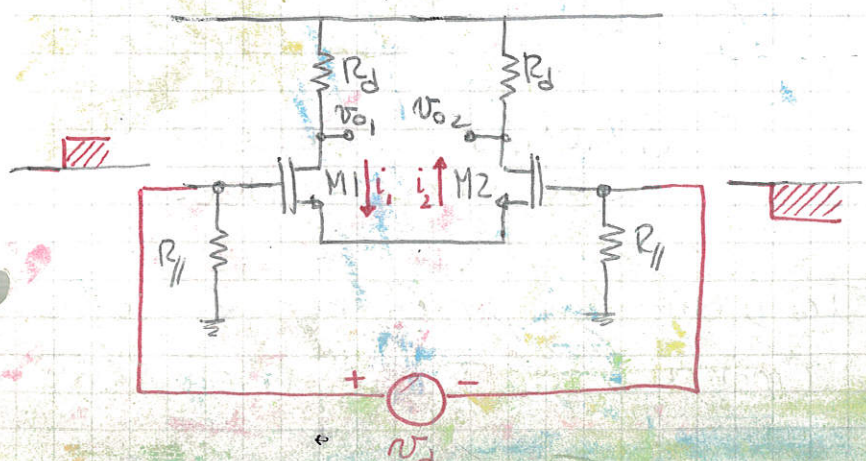
Dal momento che i due transistor sono perfettamente identici, la corrente si ripartisce nei due rami in regione dell'equazione quadratica che governa la corrente in funzione della tensione V_{gs} .

(1) POLARIZZAZIONE

Due partitori di tensione fissano il potenziale di gate dei due transistori allo stesso tensione \Rightarrow poichè il nodo di source è in comune, i due transistori hanno la stessa $V_{gs} \Rightarrow$ portano la stessa corrente, pari a metà della corrente I erogata dal generatore di coda.

\hookrightarrow questo vale nelle ipotesi che i due MOSFET siano perfettamente identici, altrimenti la corrente si ripartirebbe nei due rami in regione dell'equazione quadratica che governa la corrente in funzione della tensione V_{gs} .

(2) COMPORTAMENTO SU SEGNALE DIFFERENZIALE



$R_{||} = R_1 || R_2$

Applichiamo al circuito un segnale differenziale. ^{Il potenziale} ^{di} ^{output} ^{di} ^{uscita} ^{*}
 le del gate di M_1 aumenta rispetto a quello del gate di M_2 .
 Quindi la V_{GS_1} aumenta e conseguentemente la corrente
 in M_1 . Contemporaneamente la corrente di M_2 diminuisce della
 stessa quantità, poiché la somma delle due correnti
 deve essere sempre pari a I .

Poiché per piccoli segnali la variazione di corrente è
 pari a $i_{d_1} = i_{d_2} = g_m v_{gs}$ e i due transistori sono
 identici e con la stessa g_m , i due segnali v_{gs_1} e v_{gs_2}
 devono essere uguali in modulo ma opposti.

↳ il segnale differenziale si divide equamente
 a comandare i due MOSTET con $+\frac{v_d}{2}$ da un
 lato e $-\frac{v_d}{2}$ dall'altro.

⇓

$$i_{d_1} = i_{d_2} = g_m \frac{v_d}{2} = i_d$$

$$v_{o_1} = -i_d R_D = -g_m R_D \frac{v_d}{2}$$

$$v_{o_2} = +i_d R_D = +g_m R_D \frac{v_d}{2}$$

⇓

$$v_{out_d} \triangleq v_{o_1} - v_{o_2} = -g_m R_D v_d$$

⇓

$$G_d = \frac{v_{out_d}}{v_d} = -g_m R_D$$

QUADAGNO DIFFERENZIALE
 USCITA DOUBLE-ENDED.

Se preleviamo l'uscita solo su uno dei due drain ri-
 spetto a massa, l'amplificazione del segnale diventa:

$$G_d = \frac{v_{out_d}}{v_d} = \pm \frac{g_m R_D}{2}$$

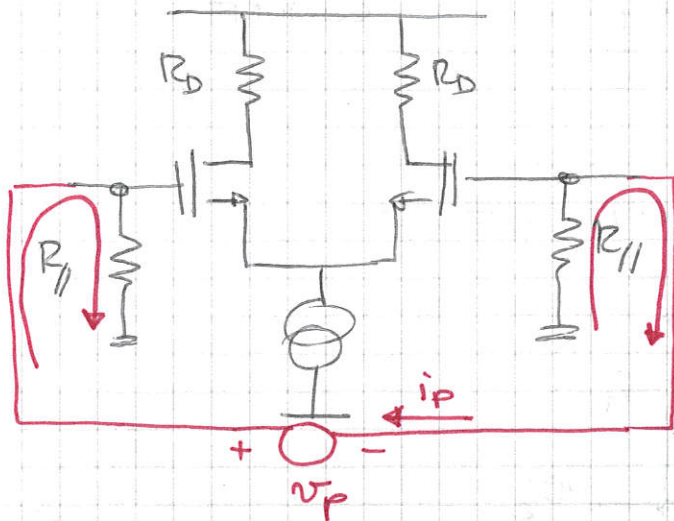
QUADAGNO DIFFERENZIALE
 USCITA SINGLE-ENDED.

m.b. il modo centricale tra i due source non subisce varia-
 zioni di potenziale (nel caso di studio perfettamente

simmetrico) poiché il gate di M_1 aumenta di $\frac{V_a}{2}$, mentre il gate di M_2 diminuisce della stessa quantità.

Il modo tra i due source può essere considerato, una messa sul segnale \Rightarrow ciascuno metà del circuito si comporta come una singola source e manca al cui morsetto di gate è applicata solo metà del segnale V_a .

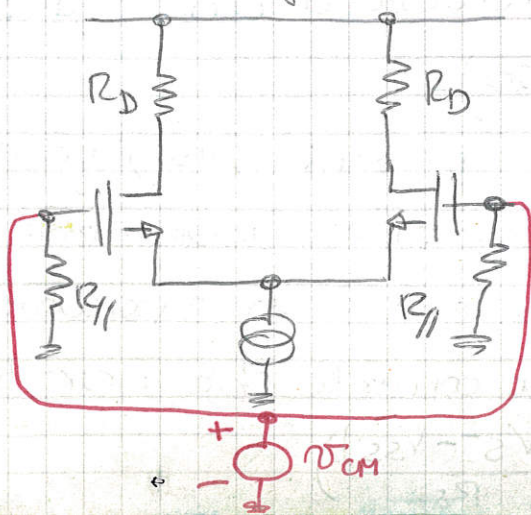
La RESISTENZA DI INGRESSO DIFFERENZIALE può essere calcolata applicando un generatore di prova:



$$i_P = \frac{V_P}{R_{g1} + R_{S1}} \Rightarrow R_{in,d} = \frac{V_P}{i_P} = 2R_{g1}$$

③ COMPORTAMENTO SU SEGNALE DI MODO COMUNE

Si pensi di applicare ad entrambi gli ingressi del circuito uno stesso segnale V_{CM} :



Esso non determina alcuno sbilanciamento dei potenziali dei due gate

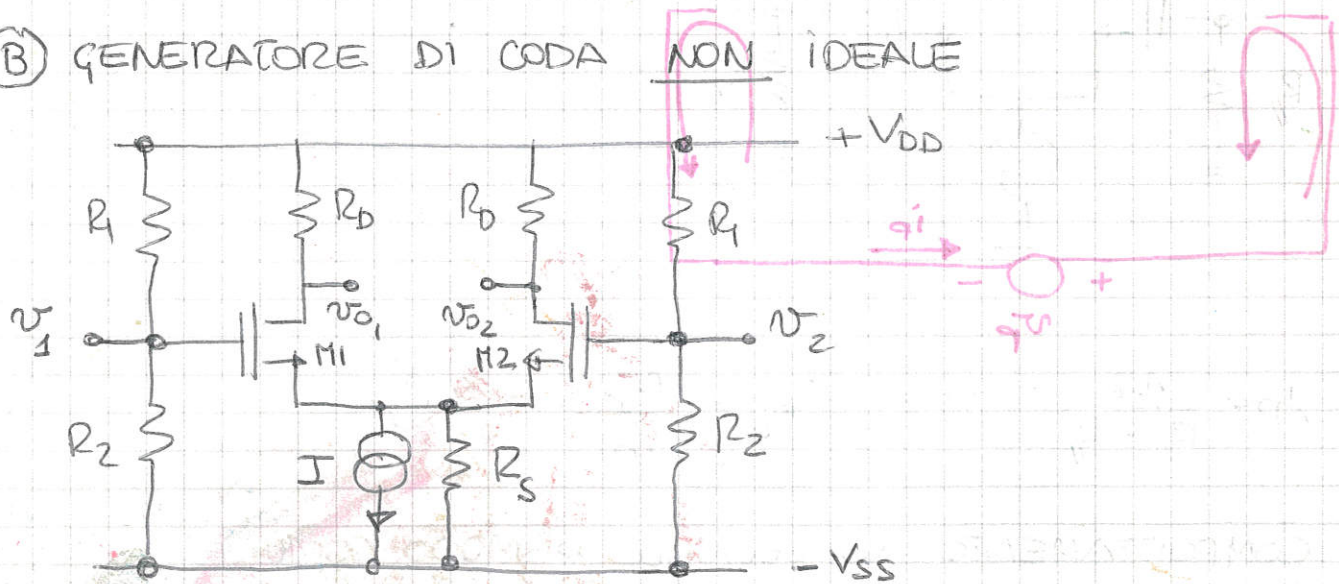
↳ i due transistor continuano ad essere attraversati dalla stessa corrente $\frac{I}{2}$, poiché la corrente del generatore di coda è invariata al valore I .

⇓
 al punto T_{co} i due source V_{GS} in potenziale dello stesso segnale applicato ai gate \rightarrow i potenziali di drain non cambiano e le uscite sono insensibili alle variazioni comuni degli ingressi.

$$G_{cm} \triangleq \frac{\frac{V_{O1} + V_{O2}}{2}}{V_{cm}} = 0$$

GUADAGNO DI MODO COMUNE

(B) GENERATORE DI CODA NON IDEALE



Il generatore di coda presenta una resistenza finita (oppure in alcuni casi il generatore di coda è direttamente dato da una resistenza).

Per la polarizzazione se è presente sia il generatore di coda che la resistenza possiamo inizialmente non considerare la presenza della resistenza e valutare in un secondo momento se la corrente che vi circola è trascurabile o no ($I_{RS} = \frac{V_S - V_{SS}}{R_S}$)

Se invece è presente solo la resistenza occorre risolvere il sistema

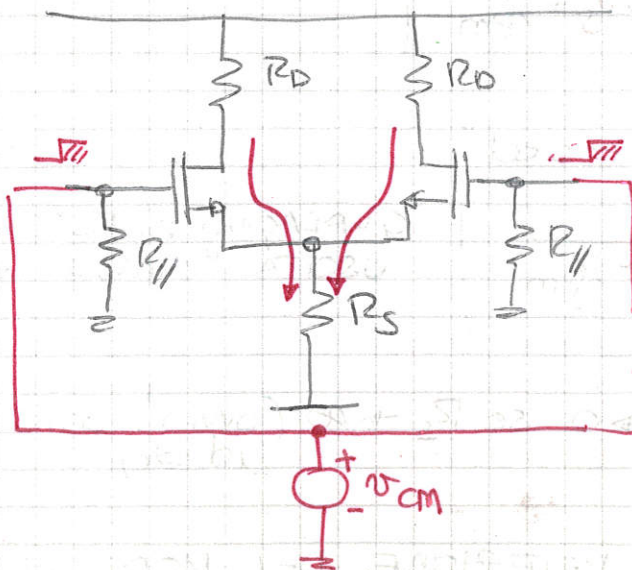
$$\begin{cases} I_D = k (V_{GS} - V_T)^2 \\ V_S - (-V_{SS}) = 2I_D R_S \end{cases}$$

Su SEGNALE DIFFERENZIALE non cambia nulla rispetto al caso di generatore di corrente ideale: se i due MOSFET sono perfettamente identici e ugualmente polarizzati il segnale differenziale si ripartisce per metà tra le V_{GS} dei due transistori e il potenziale del punto tra i due source resta fisso inteso come:



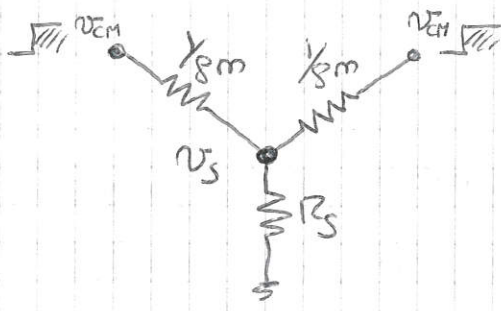
- 1) la tensione ai capi di R_S non cambia
- 2) non cambia la corrente che circola in R_S .

Il comportamento del circuito cambia significativamente sul SEGNALE DI MODO COMUNE



Applicando un segnale di modo comune fluisce una corrente attraverso R_S data dalla somma delle correnti che attraversano i due MOSFET \Rightarrow i morsetti di drain risentono di una $\frac{1}{2}$ variazione di tensione proporzionale al valore delle resistenze R_D

Calcoliamo lo spostamento di V_S , ricorrendo all'equivalente Thevenin



Sovrapposizione degli effetti

$$V_S = \frac{1/g_m \parallel R_S}{1/g_m + 1/g_m \parallel R_S} V_{CM} + \frac{1/g_m \parallel R_S}{1/g_m + 1/g_m \parallel R_S} V_{CM} = \frac{2R_S}{2R_S + 1/g_m} V_{CM}$$

$$i_{R_S} = \frac{V_S}{R_S} = V_{CM} \frac{2}{2R_S + 1/g_m} \quad \text{CORRENTE DI MODO COMUNE IN } R_S$$

$$V_{O1} = -\frac{1}{2} i_{R_S} R_D = -\frac{R_D}{2R_S + 1/g_m} V_{CM}$$

$$V_{O2} = -\frac{1}{2} i_{R_S} R_D = -\frac{R_D}{2R_S + 1/g_m} V_{CM}$$

Se lo stadio esce "double-ended" ed è perfettamente simmetrico

$$G_{CM} = \frac{V_{O1} + V_{O2}}{V_{CM}} = -\frac{R_D}{2R_S + 1/g_m}$$

GUADAGNO DI MODO-COMUNE USCITA "DOUBLE-ENDED"

Se lo stadio esce "single-ended"

$$G_{CM} = \frac{V_O}{V_{CM}} = -\frac{R_D}{2R_S + 1/g_m}$$

GUADAGNO DI MODO-COMUNE USCITA "SINGLE-ENDED"

$$G_{CM} \approx -\frac{R_D}{R_S} \Rightarrow G_{CM} \rightarrow 0 \text{ se } R_S \rightarrow \infty \text{ (ovvio! generatore di corrente ideale)}$$

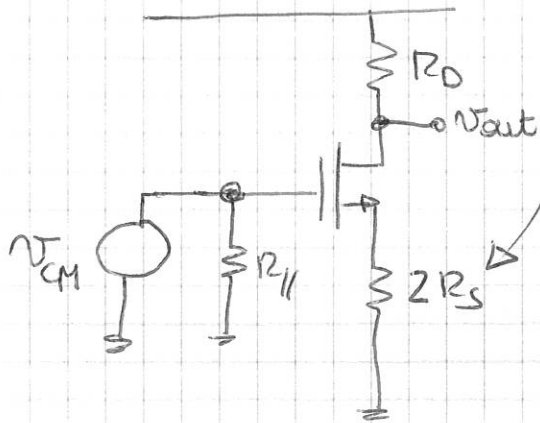
Si definisce RAPPORTO DI REIEZIONE DEL MODO COMUNE la quantità:

$$CMRR = \frac{|G_{CM}|}{|G_d|} \text{ solitamente espresso in dB.}$$

Esso indica la capacità del circuito di amplificare esclu-

sivamente, il segnale differenziale relettando ingressi che si presentano in comune ai due ingressi.

Per calcolare rapidamente il guadagno di modo comune possiamo ricorrere ancora al concetto di "mezzo-circuito"



La resistenza R_S può essere vista come il parallelo di 2 resistenze del valore di $2R_S$; se lo stadio è perfettamente simmetrico, il ramo tra le due resistenze non è attraversato da corrente ed il circuito può essere spezzato.

Possiamo anche calcolare la RESISTENZA DI INGRESSO DI MODO COMUNE:

$$R_{CM} = R_{II} \parallel R_{II} = \frac{1}{2} R_{II}$$

poiché vedo, due cammini relativi ai due ingressi identici o tra loro in parallelo

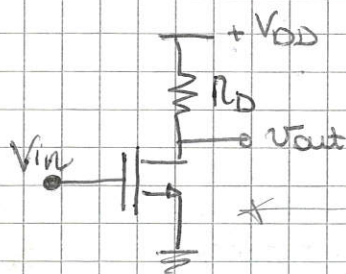
dal cosa più grave è che se i transistori o le resistenze di drain non sono perfettamente identici \Rightarrow alle due uscite si ha un segnale differenziale anche per un ingresso perfettamente di modo comune

* CARICHI ATTIVI E SPACCO SOURCEERANTASSA

da massima amplificazione di tensione ottenibile con uno stadio source a meno, una volta fissato il transistor, è limitata dal fatto che, a pari corrente stazionaria, per aumentare la resistenza sul drain occorre aumentare la tensione di alimentazione.

Ai fini dell'amplificazione le funzioni della resistenza di carico sono quelle di presentare una impedenza alta su cui iniettare la corrente di segnale erogata dal transistor.

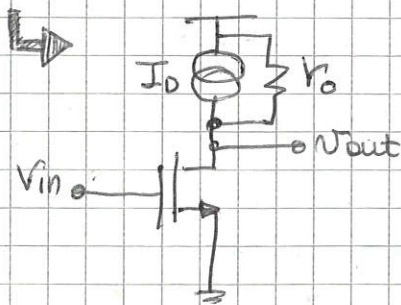
↓ possiamo sostituire con un generatore di corrente (reale!) la resistenza di carico



$$A_v = -g_m R_D \quad (\text{in realtà } -g_m R_D || r_o)$$

$$V_{DD} = V_{DS} + I_D R_D$$

* fare effetto r_o !!



polarizzazione: $I_D \approx I_0$ (trascurando la corrente in r_o nello per verificarlo)

$$A_v = -g_m r_o$$

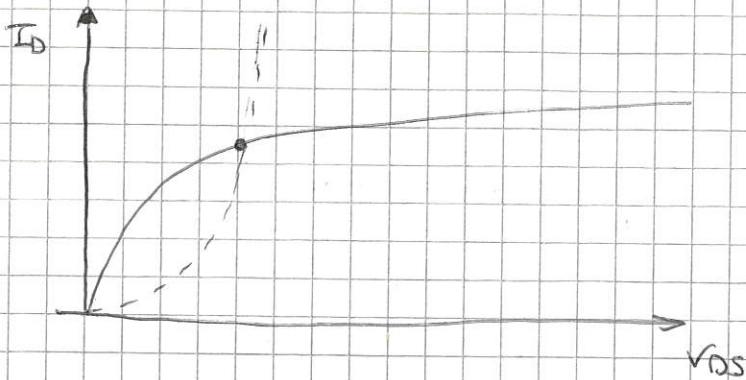
↓ svincolo il valore della resistenza di carico dallo di alimentazione, poiché il generatore non necessita una caduta di tensione di cui i morsetti proporzionale all'impedenza offerta su segnale

↳ tensione di alimentazione, amplificazione e corrente di polarizzazione diventano tre grandezze tra loro più indipendenti:

- a parità di tensione di alimentazione si può avere un più alto valore della resistenza di carico e quindi di un più alto guadagno dello stadio

- il transistor di ingresso può essere polarizzato con la corrente più adatta ad ottenere la transconduttanza ottimale, indipendentemente dalla tensione di alimentazione

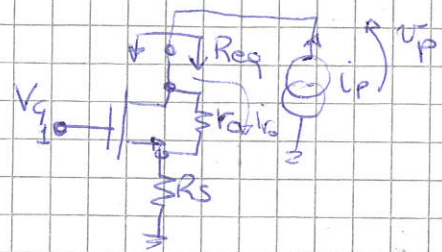
...ure in tecnologia integrata. L'utilizzo di resistenze, soprattutto di valore elevato, ~~è~~ molto costoso, intermini di area occupata, mentre in tecnologia integrata un MOSFET può essere fabbricato su una piccola area e con parametri ben controllati.



con V_{GS} fissata

Un MOSFET in zona di saturazione può essere impiegato come generatore di corrente se polarizzato in saturazione

Se considero r_o di M1:



$$i_p = i_{r_o} + g_m v_{gs}$$

$$v_{gs} = -i_p R_S$$

$$i_{r_o} = \frac{v_p - v_s}{r_o} = \frac{v_p - i_p R_S}{r_o}$$

$$\hookrightarrow i_p = \frac{v_p}{r_o} - i_p \frac{R_S}{r_o} + i_p g_m R_S$$

$$\hookrightarrow R_{eq} = \frac{v_p}{i_p} = \frac{r_o}{1 + g_m R_S} + R_S = R_S + r_o (1 + g_m R_S)^{-1}$$

da tensione V_{GS} di M2 fissa la corrente in M2 e, dunque, in M1 al valore:

$$I_D = k_p (V_{GS_p} - V_{T_p})^2$$

$$= \frac{(R_S + r_o) \left(1 + \frac{g_m R_S r_o}{R_S + r_o} \right)}{(R_S + r_o) \left(1 + g_m R_S / r_o \right)}$$

Tracurando la resistenza r_o di M1 su segnale otteniamo un guadagno pari a:

$$G = - \frac{g_m r_o}{1 + g_m R_S}$$

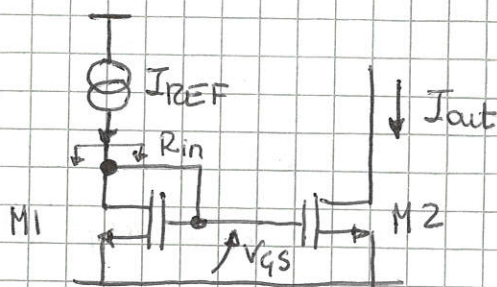
Calcoliamo quale è la massima escursione che

regole di uscita:

- V_{out} positiva \Rightarrow rischio di far uscire M2 dalla zona di saturazione. Al massimo può solire una tensione di soglia sopra V_{G1} , poi M2 entra in zona ohmica
- V_{out} negativa \Rightarrow Se V_{out} scende più di una tensione di soglia sotto la tensione di gate di M1 \Rightarrow M1 entra in zona ohmica

$$V_{G2} + |V_{Tp}| > V_{out} > V_{G1} - V_{Tn}$$

* SPECCHI DI CORRENTE



La corrente I_{REF} viene assorbita dal transistor M1 in configurazione di diodo \Rightarrow il transistor M1 sviluppa una tensione V_{GS} data dalla relazione:

$$I_{REF} = k_1 (V_{GS} - V_T)^2$$

Il transistor M2 ha la stessa tensione V_{GS} di M1, quindi la corrente I_{out} è data da:

$$I_{out} = k_2 (V_{GS} - V_T)^2$$



$$\frac{I_{out}}{I_{REF}} = \frac{k_2}{k_1} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$

Quindi, la corrente di uscita è una replica della corrente

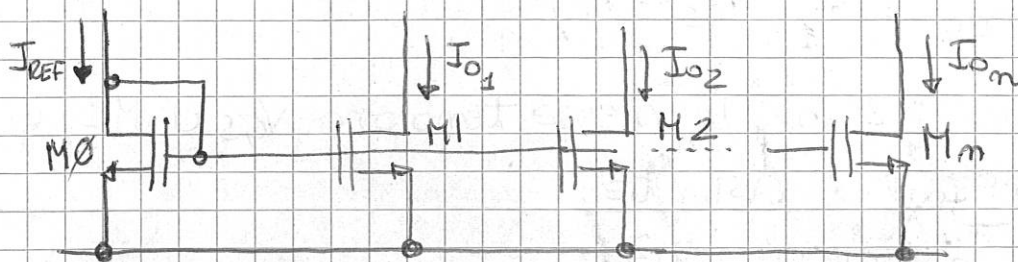
di ingresso semplificata del rapporto di forme per i due
 stadi. Nel caso particolare in cui i due transistori abbiano
 lo stesso fattore di forma $I_{OUT} = I_{REF} \Rightarrow$ il circuito specchia
 la corrente di riferimento nel ramo di uscita, da cui il
 nome di specchio di corrente.

Ovviamente lo specchio, si comporta come tale, anche su
 segnale: il ramo di riferimento mostra una resistenza
 pari a $1/g_m$, quindi in generale bassa.

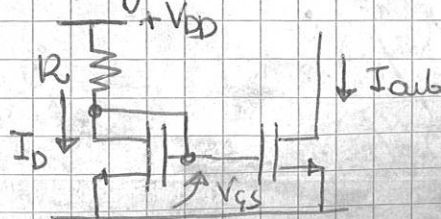
Il ramo di uscita mostra una resistenza pari a r_o , quindi
 in generale alta \Rightarrow è un buon generatore di corrente.

Per poter funzionare correttamente lo specchio, il transi-
 store M2 deve rimanere in zona di saturazione. Questo
 accade fino a che la tensione di drain di M2 è al più
 una tensione di soglia al di sotto del gate di M2. Il
 transistorore M1, per come è connesso opera sempre in
 saturazione.

Collegando più rami in parallelo ad uno stesso ramo
 di riferimento è possibile fornire le correnti di polariz-
 zazione a diverse parti di uno stesso circuito.

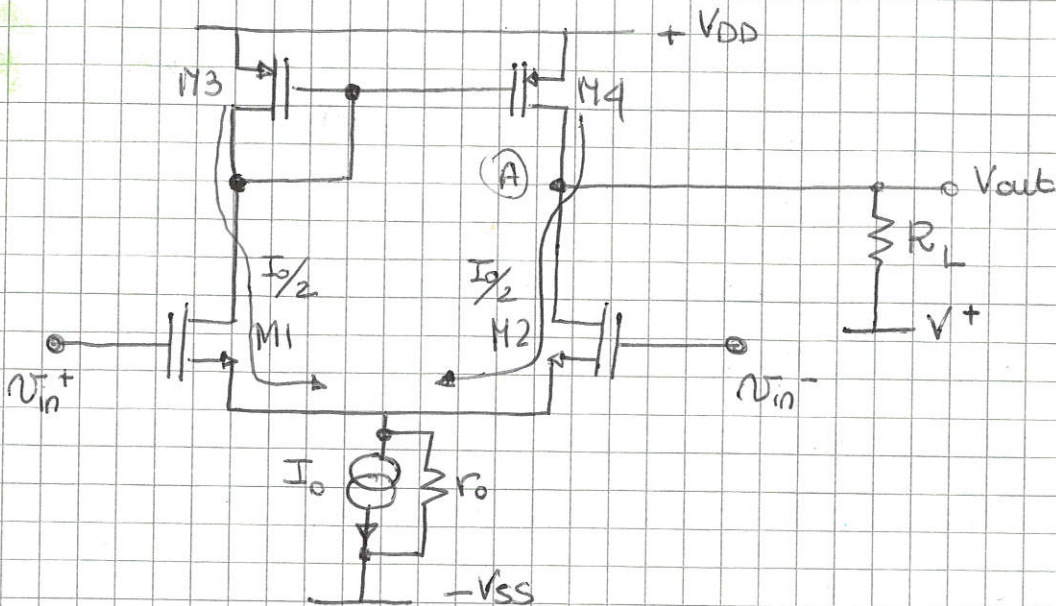


Per creare la corrente di riferimento è possibile impiegare una
 resistenza e un generatore di tensione



$$\left. \begin{aligned} V_{DD} &= I_D R + V_{GS} \\ I_D &= k (V_{GS} - V_T)^2 \end{aligned} \right\}$$

STADIO DIFFERENZIALE CON CARICO A SPECCHIO



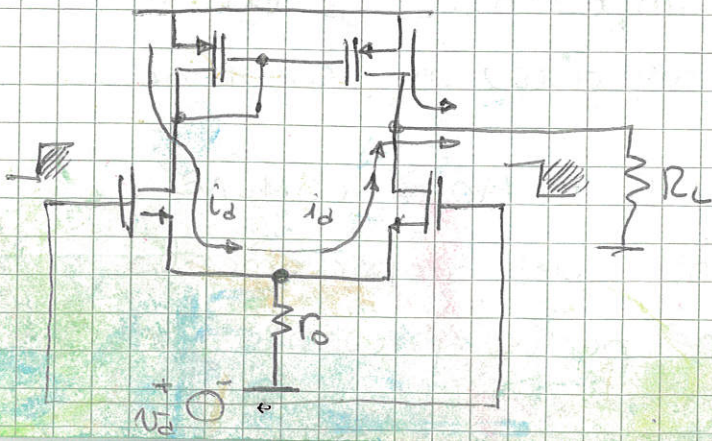
(A) POLARIZZAZIONE

La corrente I_0 si ripartisce in maniera uguale tra il MOSFET M1 ed il MOSFET M2. Come al solito trascuriamo la corrente che fluisce in r_0 , salvo poi verificarlo.

La corrente di drain di M1 è richiamata dal ramo di riferimento dello specchio, lo specchio, costituito dai MOSFET M3 ed M4, riporta la corrente nel ramo M2-M4 \Rightarrow al modo (A) il bilancio di corrente garantisce che nella resistenza R_L non scorra corrente di polarizzazione.

Quindi il modo (A) si porta alla tensione V_+ (che deve essere tale da mantenere M2 e M4 in zona di saturazione).

(B) COMPORTAMENTO SU SEGNALE DIFFERENZIALE



su segnale differenziale, l'aumento della tensione ai gate di M1, rispetto a quello di M2, causa un aumento di corrente in M1 ed una diminuzione di corrente in M2 della stessa quantità, poiché la somma deve essere costante.

La corrente di segnale, i_d , è richiamata dal ramo di riferimento dello specchio ed è riportata dallo specchio nel ramo di drain di M4.

Al bilancio di corrente al nodo (A) ci conviene di calcolare la corrente che circola nella resistenza R_L :

$$i_d = g_m \frac{v_d}{2}$$

$$i_d + i_d = i_{R_L}$$

$$\hookrightarrow v_{out} = i_{R_L} R_L = 2 \times g_m R_L \times \frac{v_d}{2}$$

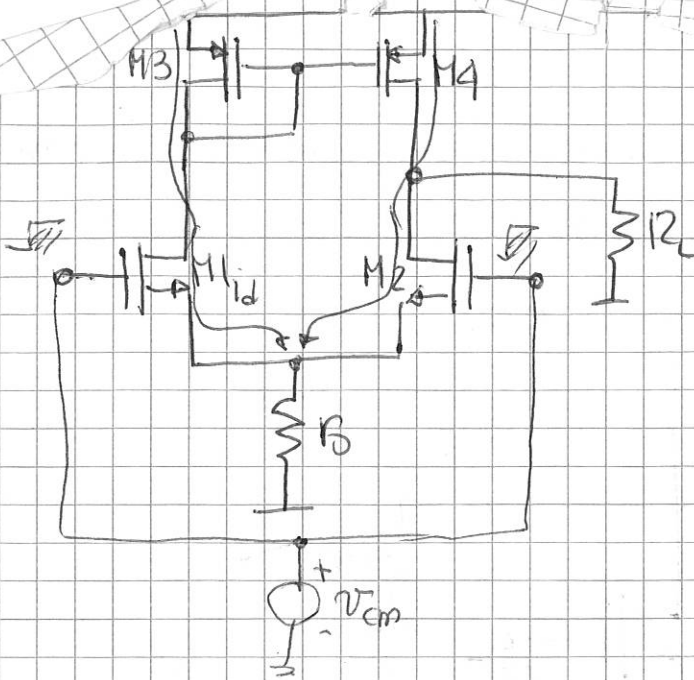
$$\Downarrow G_{diff} = + g_m R_L$$

• \Downarrow La presenza dello specchio raddoppia la corrente nel resistore di carico R_L ; in tal modo è possibile ottenere un guadagno pari a quello che si ha in uno stadio differenziale, con carico resistivo, ed uscita double-ended, pur uscendo single-ended.

• Con un carico su specchio non è possibile prelevare l'uscita double-ended, poiché il nodo di drain di M3 è un nodo a bassa impedenza a causa della presenza del MOSTET in configurazione T con diodo.

(c) COMPORTAMENTO SU SEGNALE DI MODO COMUNE

Sensibile è il cambiamento del comportamento su segnale di modo comune per la presenza dello specchio.



Le gate dei transistori M1 ed M2 vengono della stessa quantità causando una corrente di drain equiverosa in M1 ed M2 che va a fluire nello resistenza R_B .

La corrente i_d è richiamata dal drain di M3 e dallo specchio è replicata anche nel ramo di M4 e M2.

⇓ in R_L non fluisce corrente su segnale di modo comune \Rightarrow la tensione di uscita di modo comune è nulla e, quindi, è nullo il guadagno di modo comune.



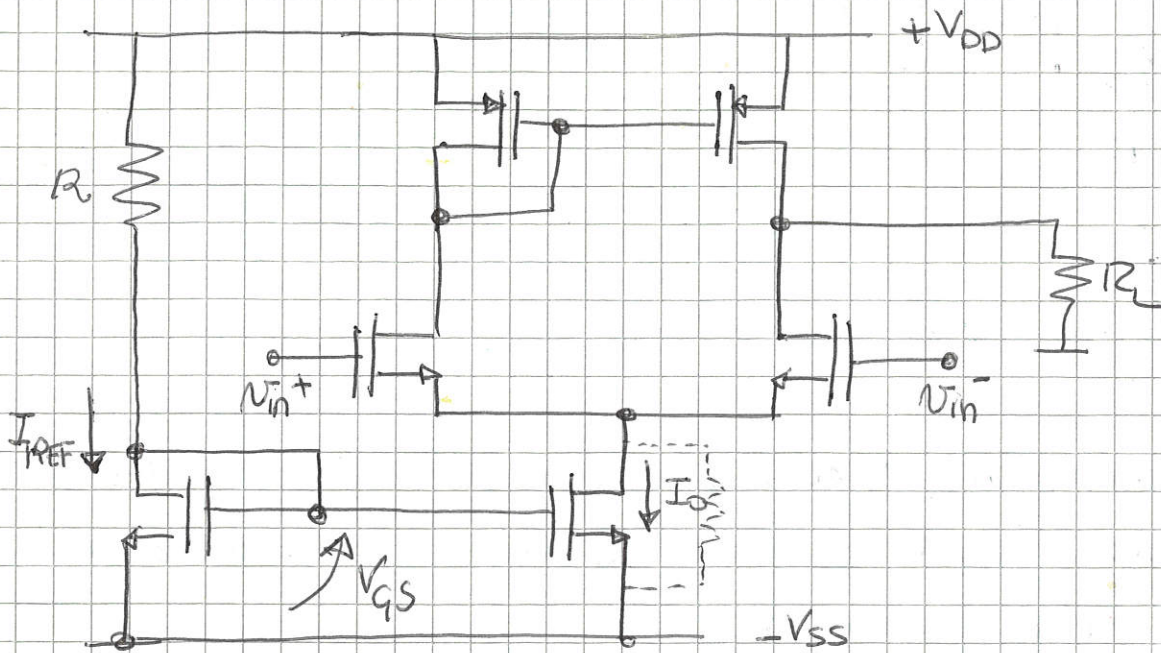
di introduzione di uno specchio di corrente:

- raddoppia il guadagno differenziale della configurazione single-ended.
- se tutto lo stadio è simmetrico (transistori di ingresso e transistori dello specchio) perfino, il CMRR è elevatissimo al limite infinito.

In pratica sono le disimmietrie dei transistori e le loro resistenze di uscita a limitare il valore di CMRR ottenis

ble

Vediamo come potremmo realizzare il generatore di corrente di coda mediante un altro transistor.



Polarizzazione:

$$V_{DD} = I_{REF} * R + V_{GS}$$

$$I_{REF} = R (V_{GS} - V_T)^2$$