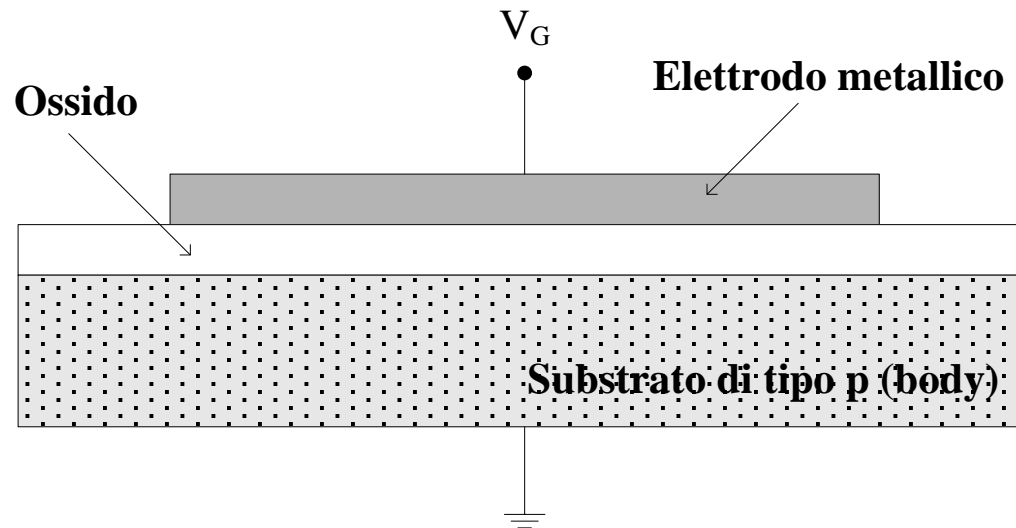


Transistori ad Effetto di Campo Metallo-Ossido-Semiconduttore (MOSFET)

Struttura Metal Oxide Semiconductor (MOS)

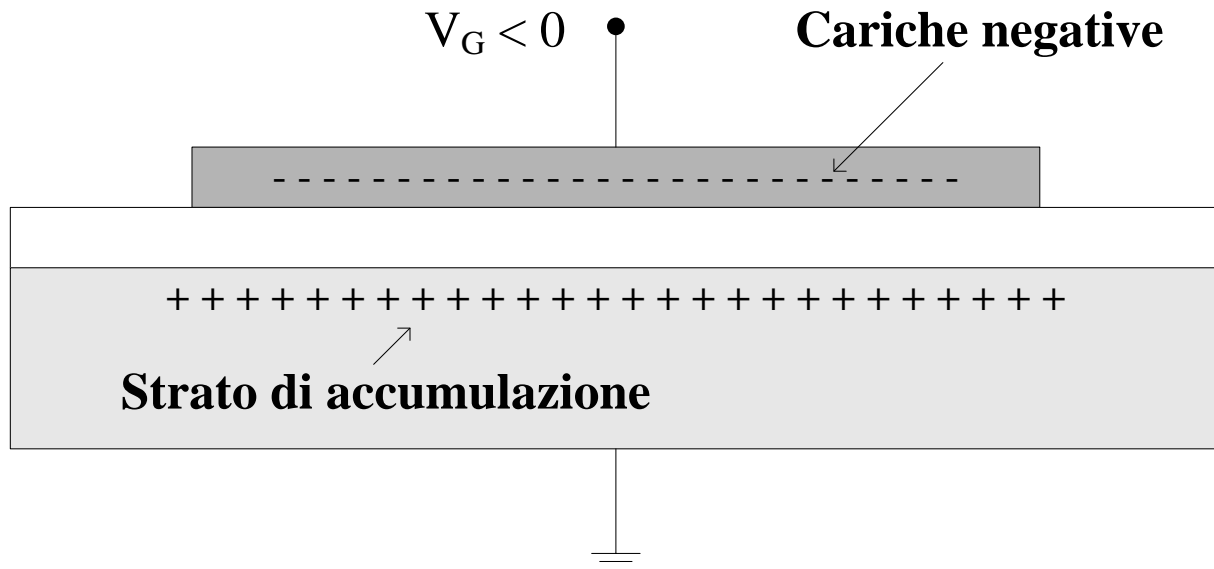
L'elettrodo superiore (**gate**) del condensatore è realizzato con una materiale metallico. L'altro elettrodo è semiconduttore drogato (**substrato** o **body**). Tra i due elettrodi è interposto un sottile strato di isolante, tipicamente **biossido di silicio**.



Struttura Metal Oxide Semiconductor (MOS)

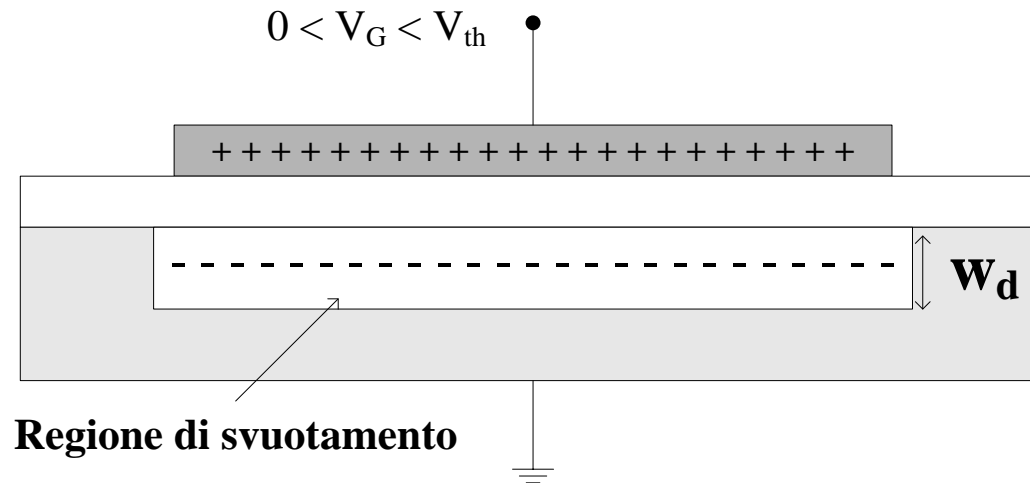
Applicando una tensione di gate negativa rispetto al substrato la carica negativa presente sul gate è bilanciata da una carica positiva nella regione superficiale del semiconduttore sottostante.

In questa situazione la concentrazione di lacune superficiale è maggiore rispetto al valore assunto nelle regioni interne del substrato; questa condizione è detta di **accumulazione**.



Struttura Metal Oxide Semiconductor (MOS)

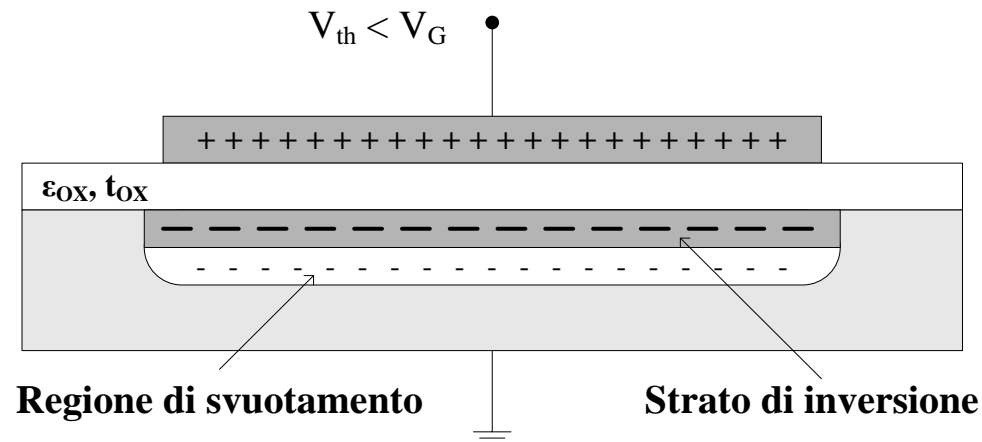
Con V_G positiva le lacune del semiconduttore vengono spinte lontano dalla superficie d'interfaccia. Si raggiunge in questo modo la condizione di **svuotamento**



Struttura Metal Oxide Semiconductor (MOS)

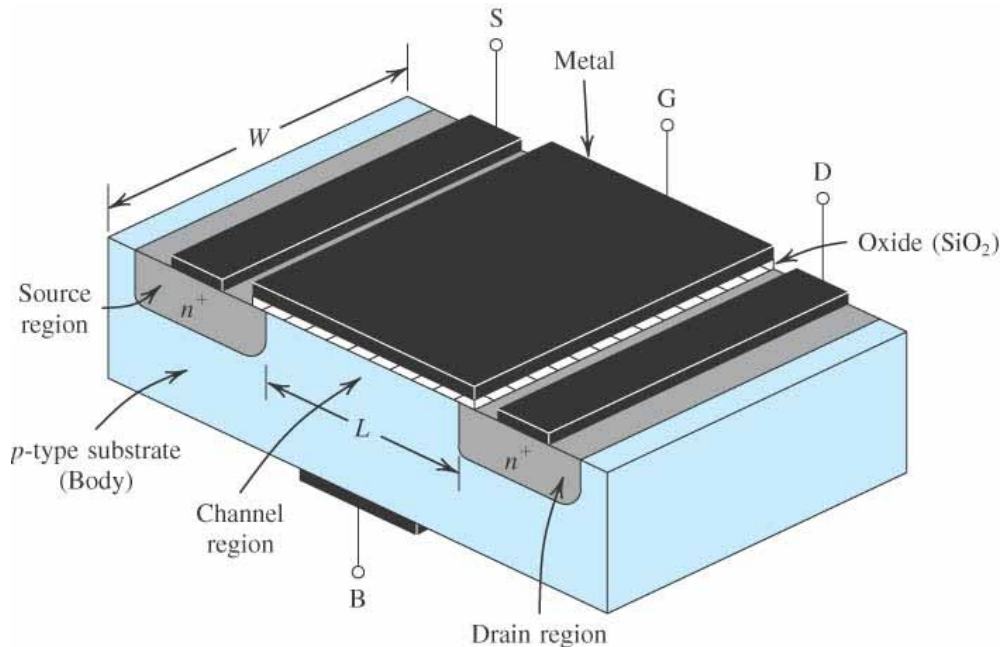
Raggiunto un determinato valore di tensione (V_{th} , threshold voltage) la concentrazione superficiale degli elettroni diventa superiore a quella delle lacune.

Si forma uno **strato superficiale di inversione**, nel quale i portatori di carica maggioritari sono gli elettroni invece che le lacune.



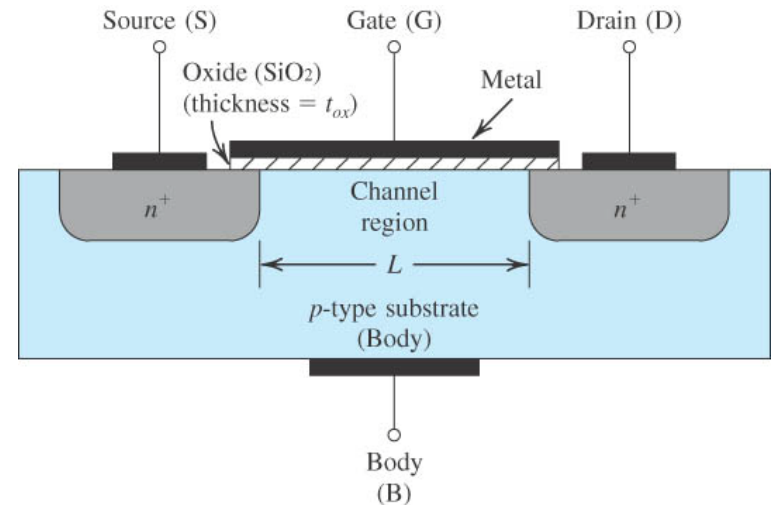
Struttura fisica di un NMOS ad arricchimento

MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor):
transistor ad effetto di campo metallo-ossido-semiconduttore



MOSFET ad arricchimento a canale n

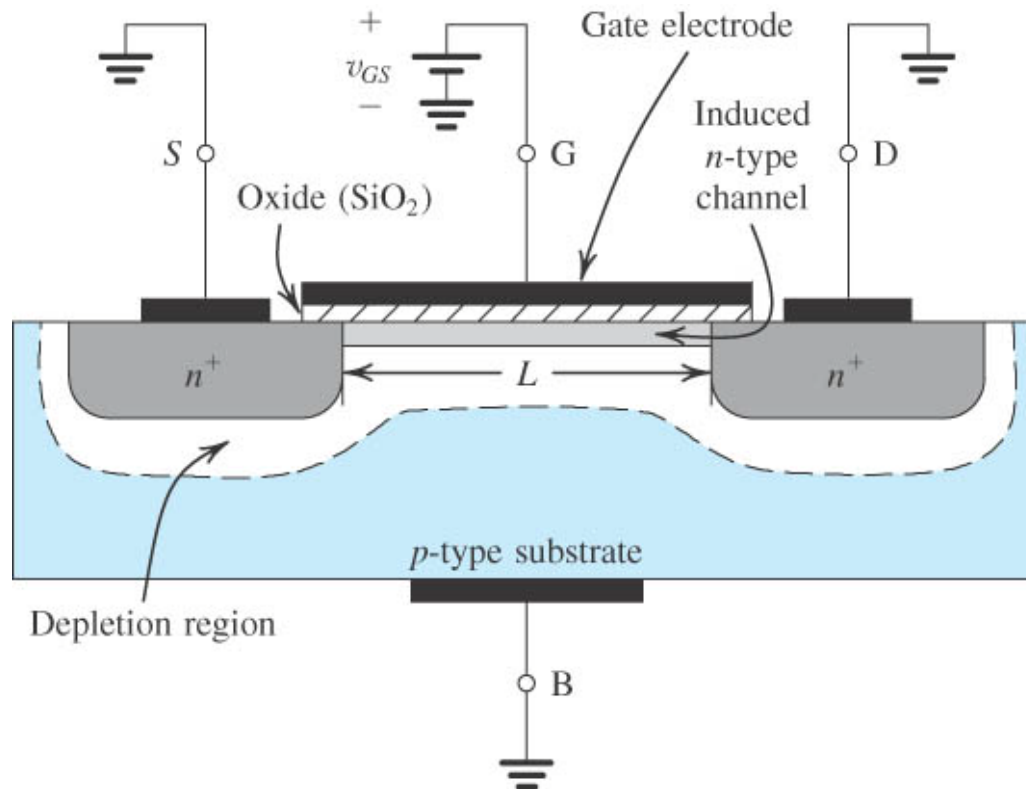
$0.1\text{mm} \leq L \leq 3\text{mm}$



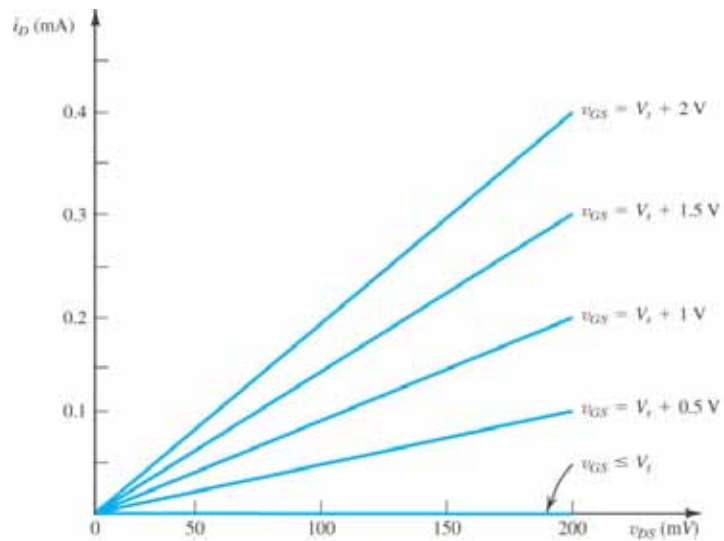
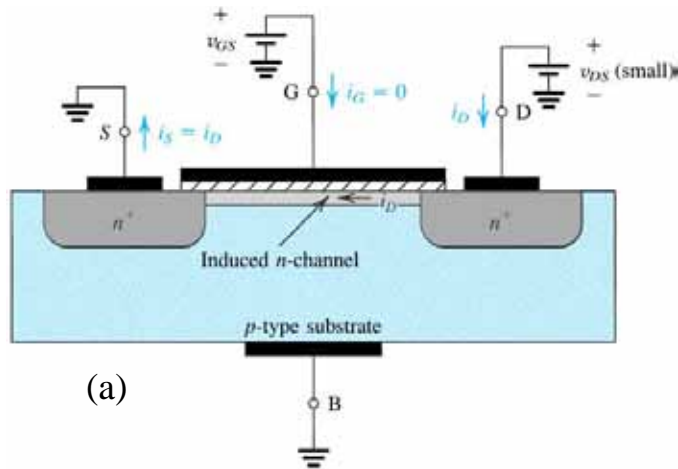
MOSFET ad arricchimento a canale n (sezione)

$0.2\text{mm} \leq W \leq 100\text{mm}$

Creazione del canale per il flusso di corrente

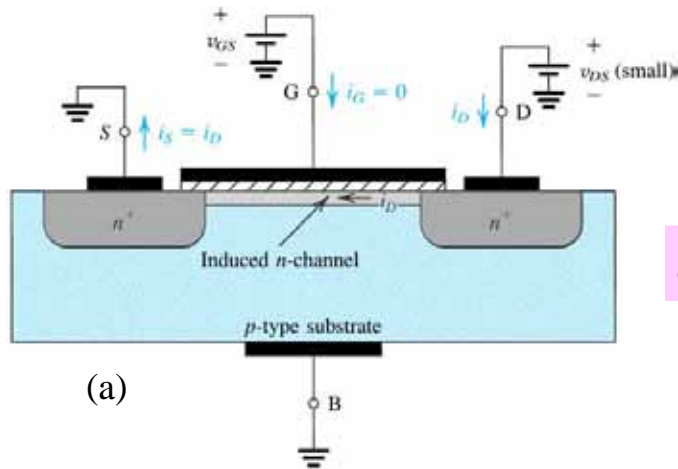


Funzionamento di un NMOS ad arricchimento

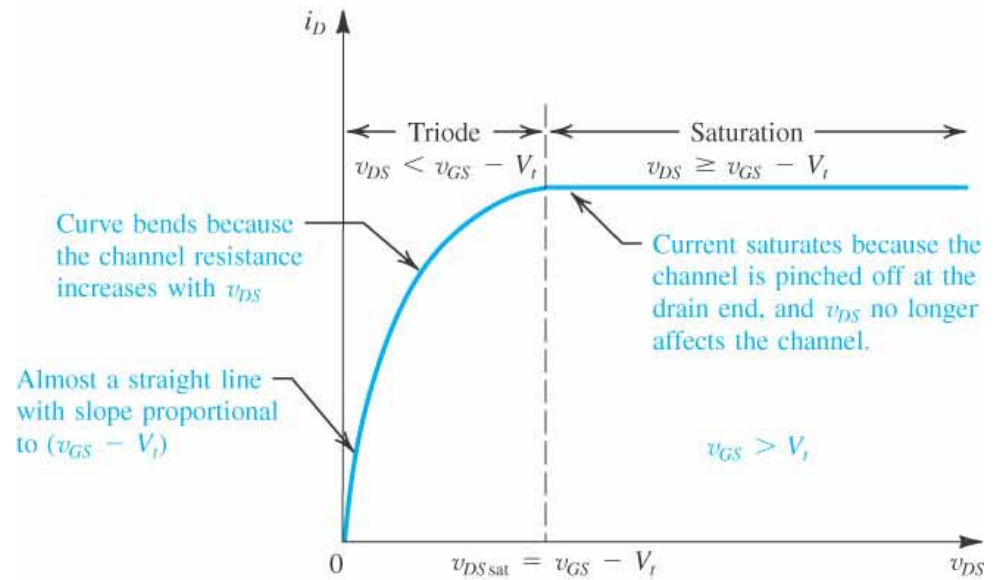
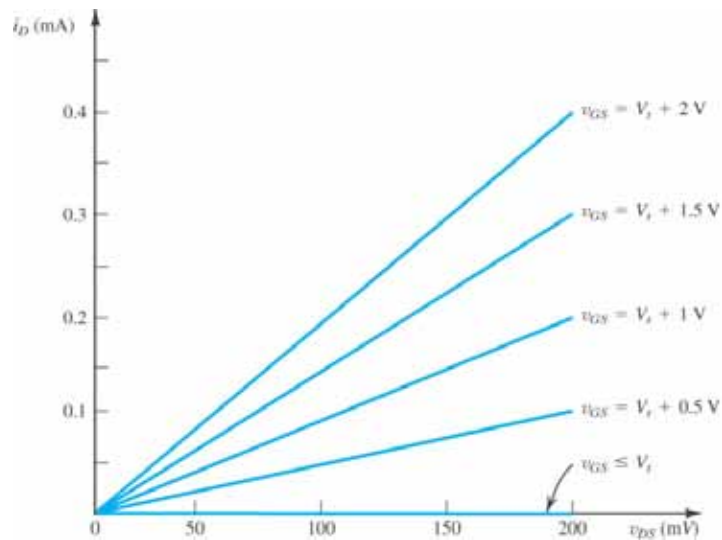
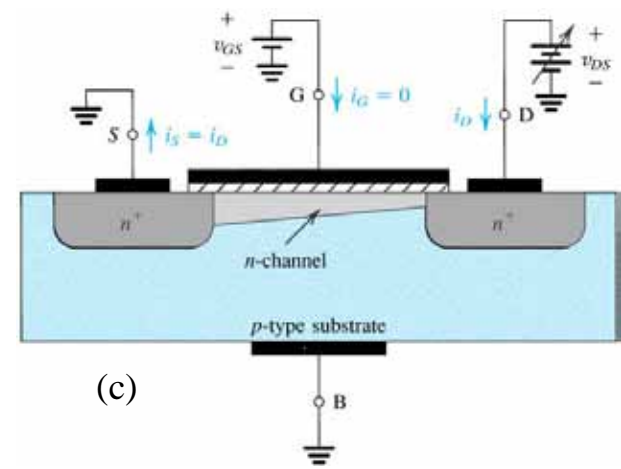


(b)

Funzionamento di un NMOS ad arricchimento



al crescere di v_{DS}



Regioni di funzionamento e simbolo circuitale (NMOS ad arricchimento)

Regione di cut-off

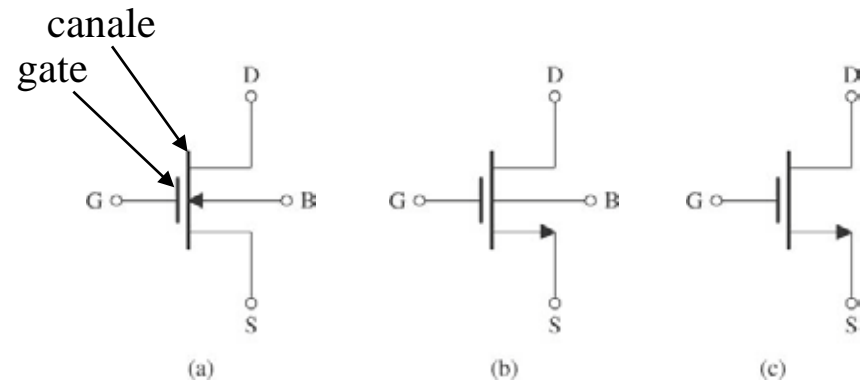
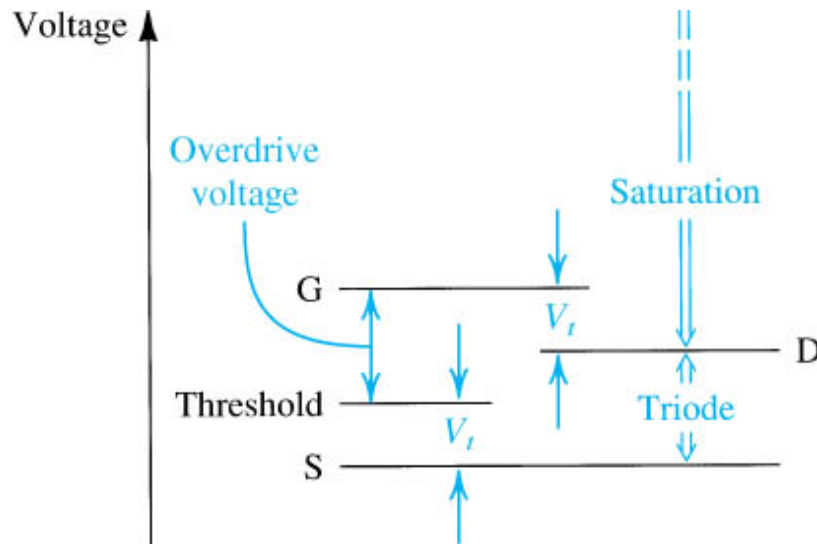
$$v_{GS} < V_t \quad \text{Canale NON indotto}$$

Regione di triodo

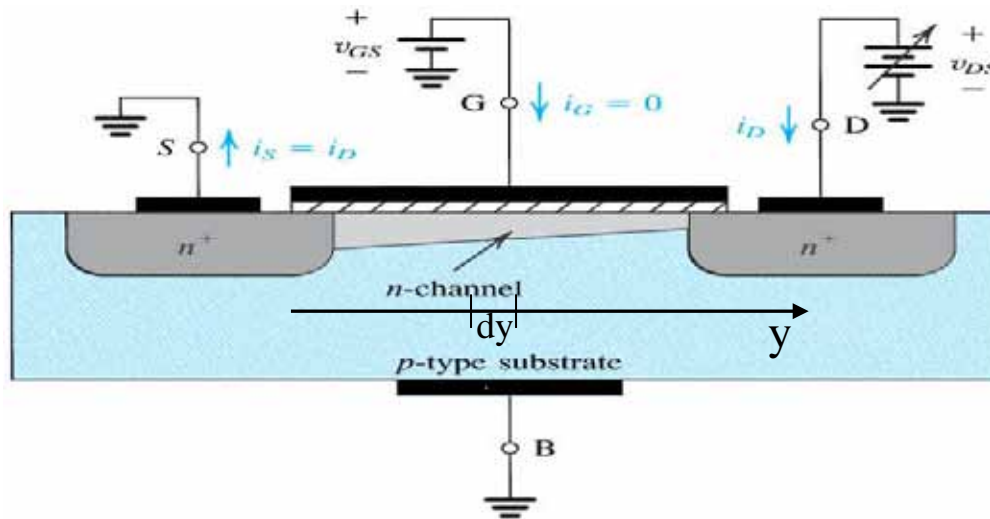
$$v_{GS} \geq V_t \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{Canale indotto} \\ v_{DS} < v_{GS} - V_t \quad \ll \quad v_{GD} > V_t \quad \text{Canale continuo} \end{array} \right.$$

Regione di saturazione

$$v_{GS} \geq V_t \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{Canale indotto} \\ v_{DS} \geq v_{GS} - V_t \quad \ll \quad v_{GD} \leq V_t \quad \text{Canale strozzato} \end{array} \right.$$



Calcolo Corrente di Drain 1(3)



$$Q_c(y) = C_{ox} \cdot [(V_{GS} - V_T) - V(y)]$$

Carica per unità di area

$\frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} = \text{capacità per unità di area}$

$$dR = \frac{dy}{W \mu_n Q_c(y)}$$

Calcolo Corrente di Drain 2(3)

$$dV(y) \equiv I_D dR = \frac{I_D dy}{W \mu_n C_{ox}(y)}$$

$$\int_0^L I_D dy = \int_0^{V_{DS}} W \mu_n C_{ox} [V_{GS} - V_T - V(y)] dV(y)$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[2(V_{GS} - V_T)V - V^2 \right] \Big|_0^{V_{DS}}$$

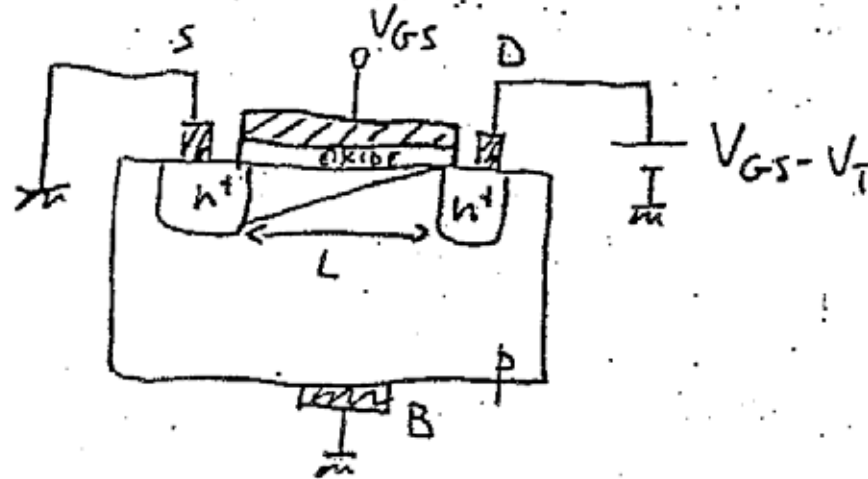
$$I_D = K [2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2]$$

$$K = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$$

Calcolo Corrente di Drain 3(3)

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

canale satura al drain

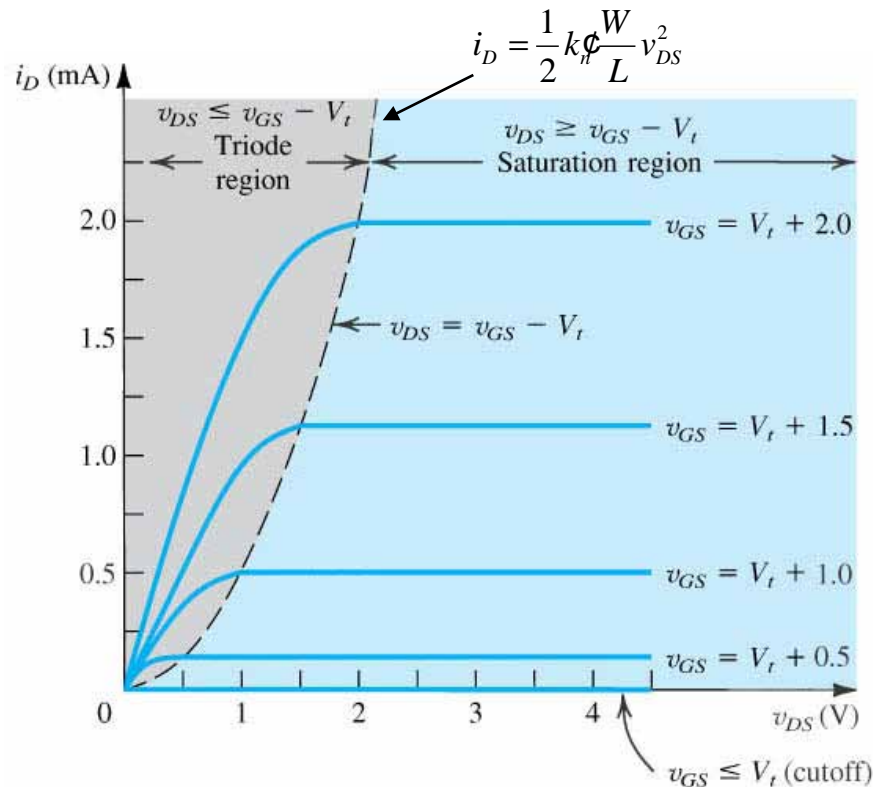
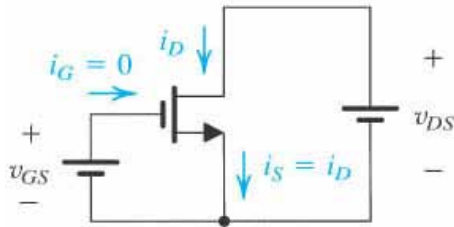


$$I_D = k [2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2]$$

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

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

Caratteristiche corrente-tensione (1/2)



Regione di interdizione (cutoff) ($v_{GS} \leq V_t$)

$$i_D = 0$$

Regione di triodo ($v_{GS} \geq V_t$; $v_{DS} < v_{GS} - V_t$)

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

$$\text{con } k'_n = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$$

Per piccoli valori di v_{DS} :

$$i_D \approx k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t) v_{DS}$$

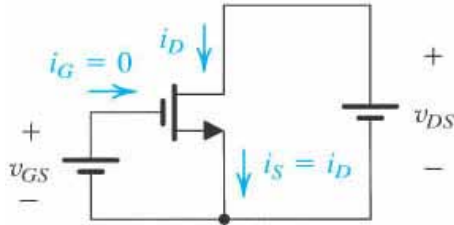
e il dispositivo si comporta come un resistore lineare r_{DS} controllato da v_{GS} :

$$r_{DS} = \left. \frac{v_{DS}}{i_D} \right|_{v_{GS}=V_{GS}} \approx \frac{1}{k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)}$$

con $V_{OV} = V_{GS} - V_t$ **tensione di overdrive**

W/L è detto rapporto d'aspetto del MOSFET

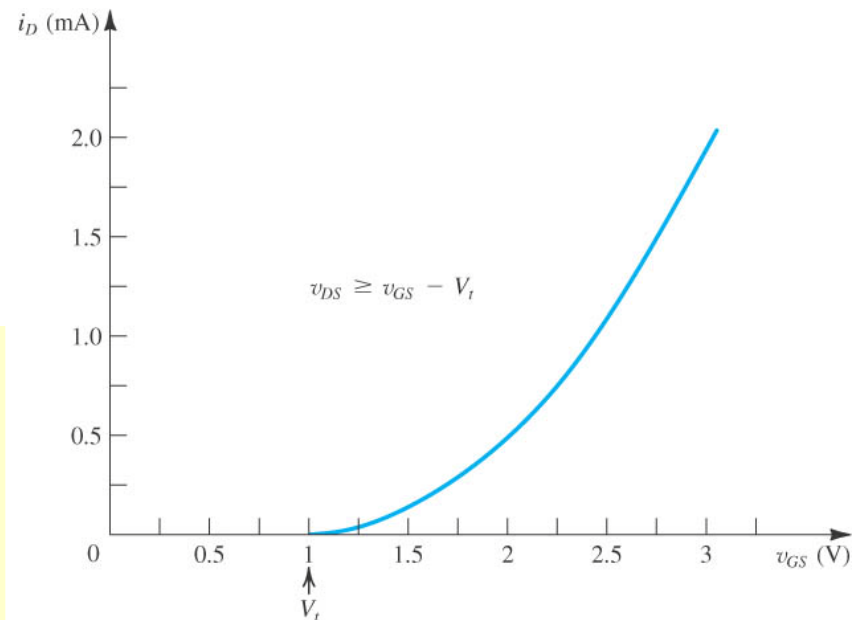
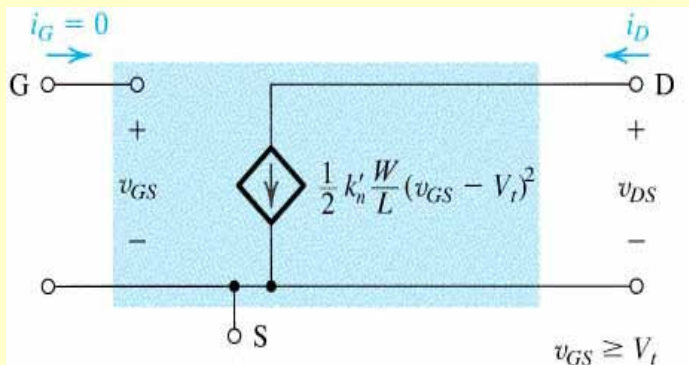
Caratteristiche corrente-tensione (2/2)



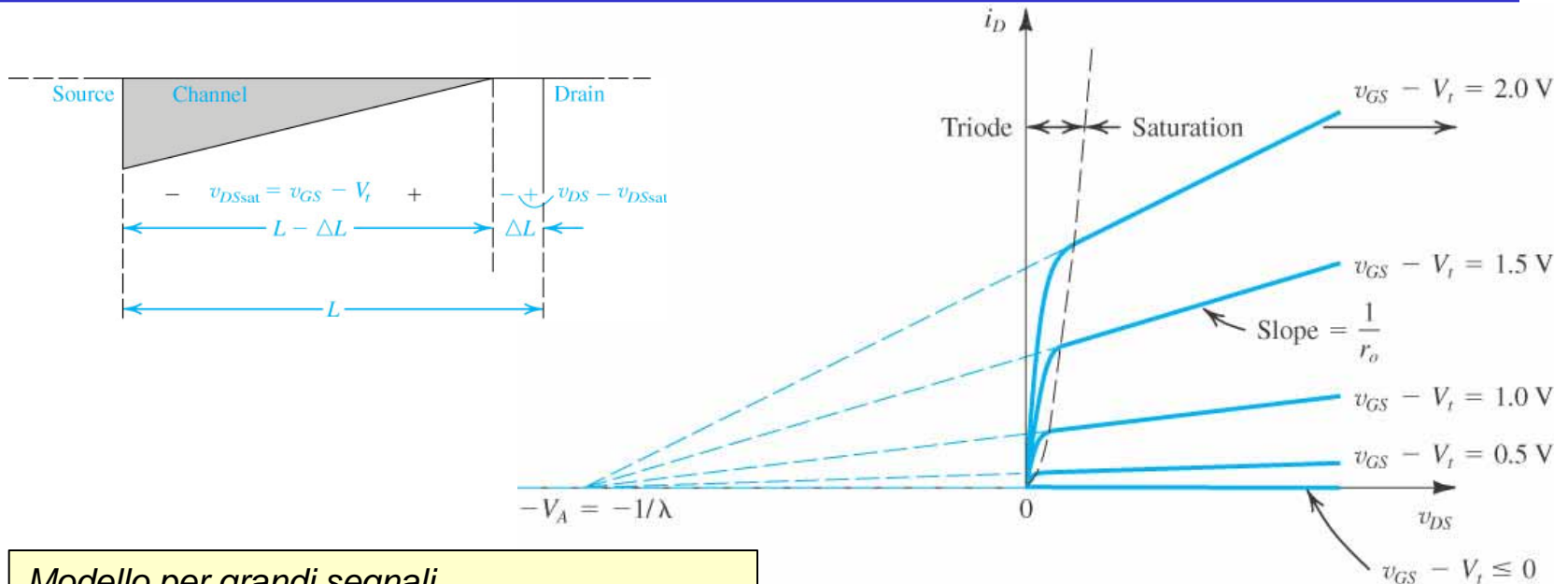
Regione di saturazione ($v_{GS} \geq V_t$; $v_{DS} \geq v_{GS} - V_t$)

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

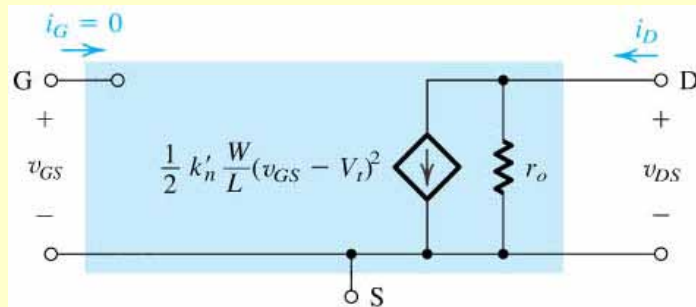
Modello NMOS per grandi segnali (in saturazione)



Valore finito della resistenza di uscita



Modello per grandi segnali



dove: $r_o @ \frac{1}{I_D} = \frac{V_A}{I_D}$

valori tipici di r_o sono compresi tra 10 e 1000 k Ω

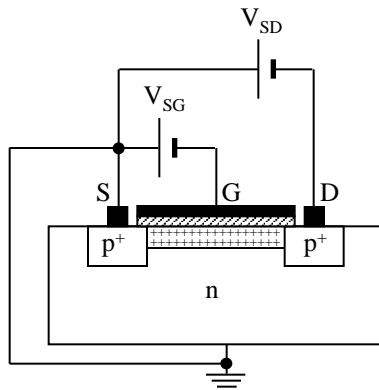
$$i_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS})$$

dove $\lambda \geq 0$ è un parametro di costruzione del MOSFET, inversamente proporzionale alla lunghezza di canale L

$$\lambda = \frac{1}{V_A}$$

V_A è detta **tensione di Early**

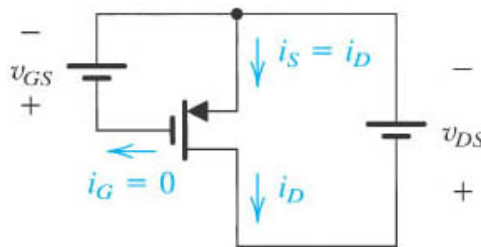
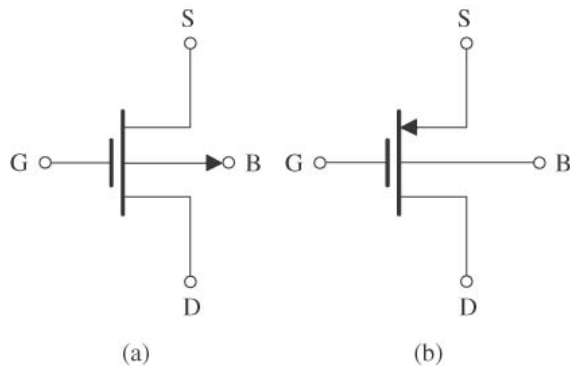
MOSFET a canale p ad arricchimento (PMOS)



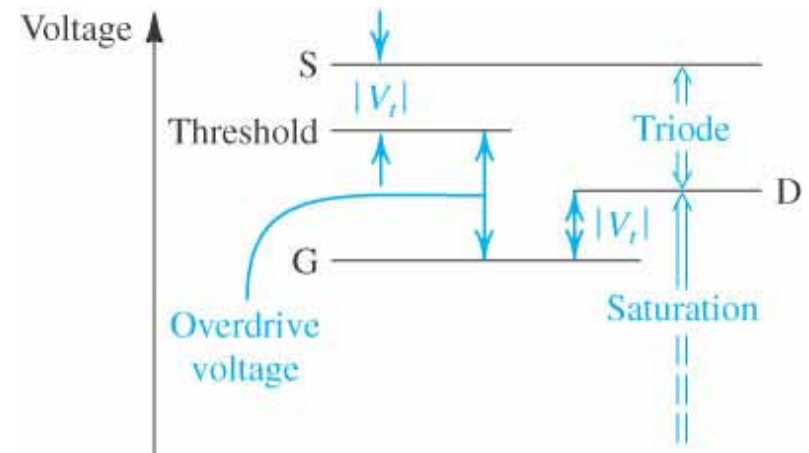
$v_{GS} \lesssim V_t \ll v_{SG} \approx |V_t|$ Canale indotto

$v_{DS} \approx v_{GS} - V_t$ Canale continuo \Rightarrow regione di triodo

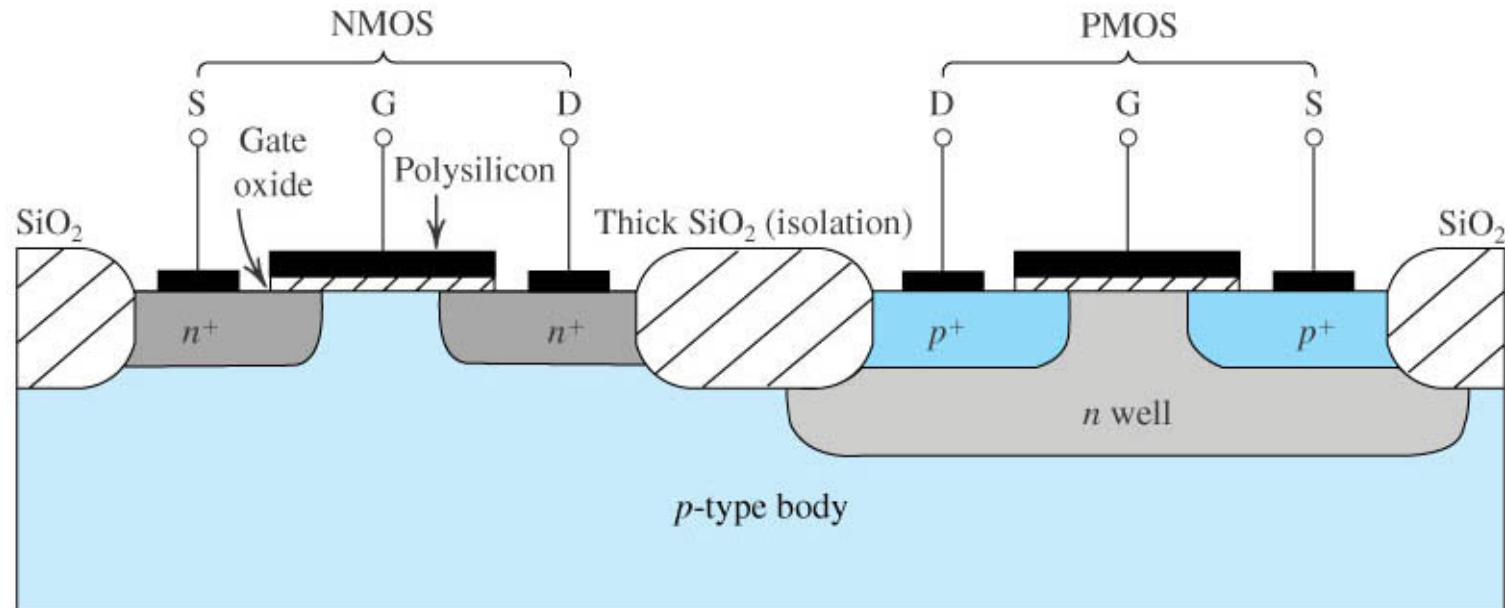
$v_{DS} \lesssim v_{GS} - V_t$ Canale strozzato \Rightarrow regione di saturazione



$$i_D = \frac{1}{2} k_p \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS})$$



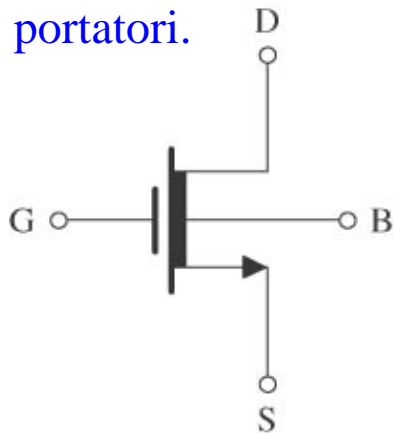
Tecnologia MOS complementare (CMOS)



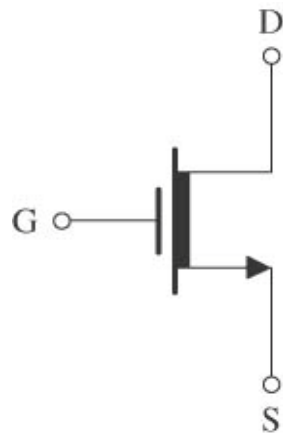
MOS a svuotamento

A differenza di quelli ad arricchimento, in questi MOS il canale è già formato anche a $V_{DS} = 0$. Tale proprietà si ottiene drogando la zona di canale a tal punto da avere portatori in conduzione.

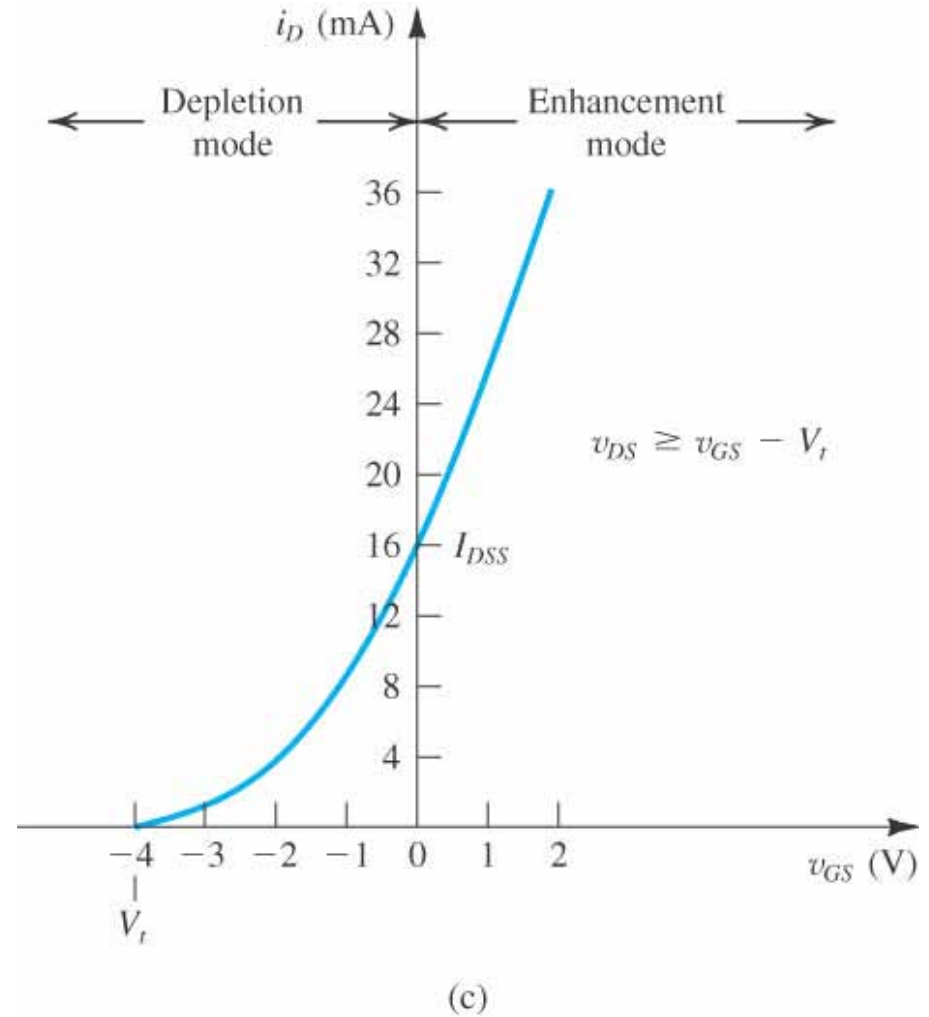
Come conseguenza si ha che la tensione di soglia (tensione per avere portatori in conduzione) è negativa (n-Type). Quindi generalmente si tende a svuotare il canale piuttosto che alimentarlo ulteriormente di portatori.



(a)



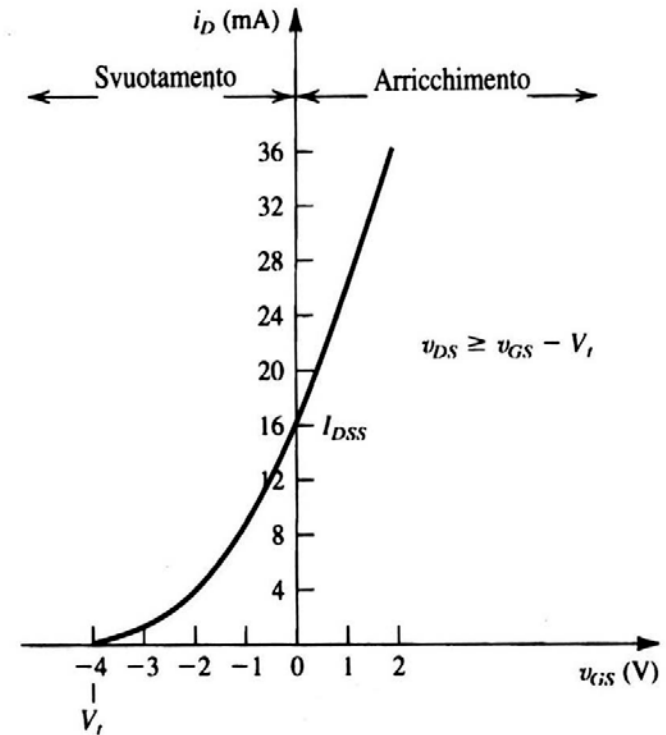
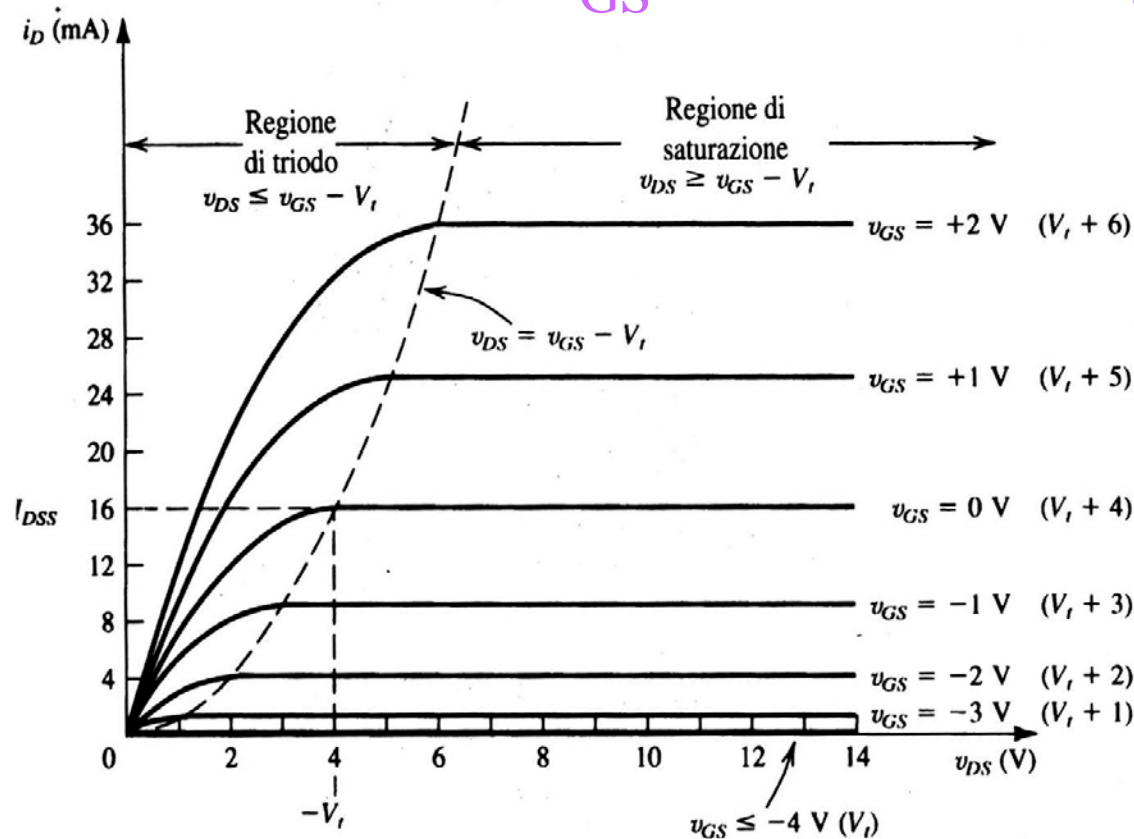
(b)



(c)

MOSFET a svuotamento

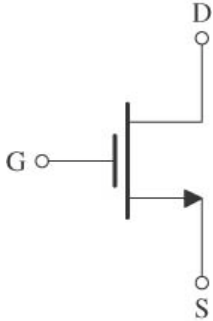
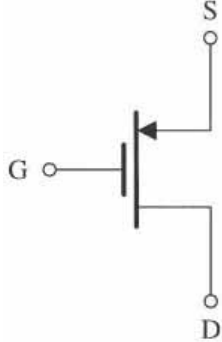
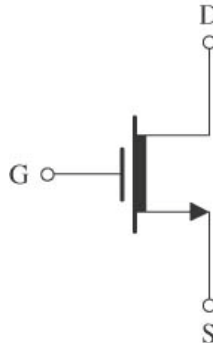
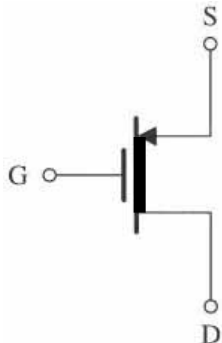
Per $V_{GS}=0$ il canale è già formato



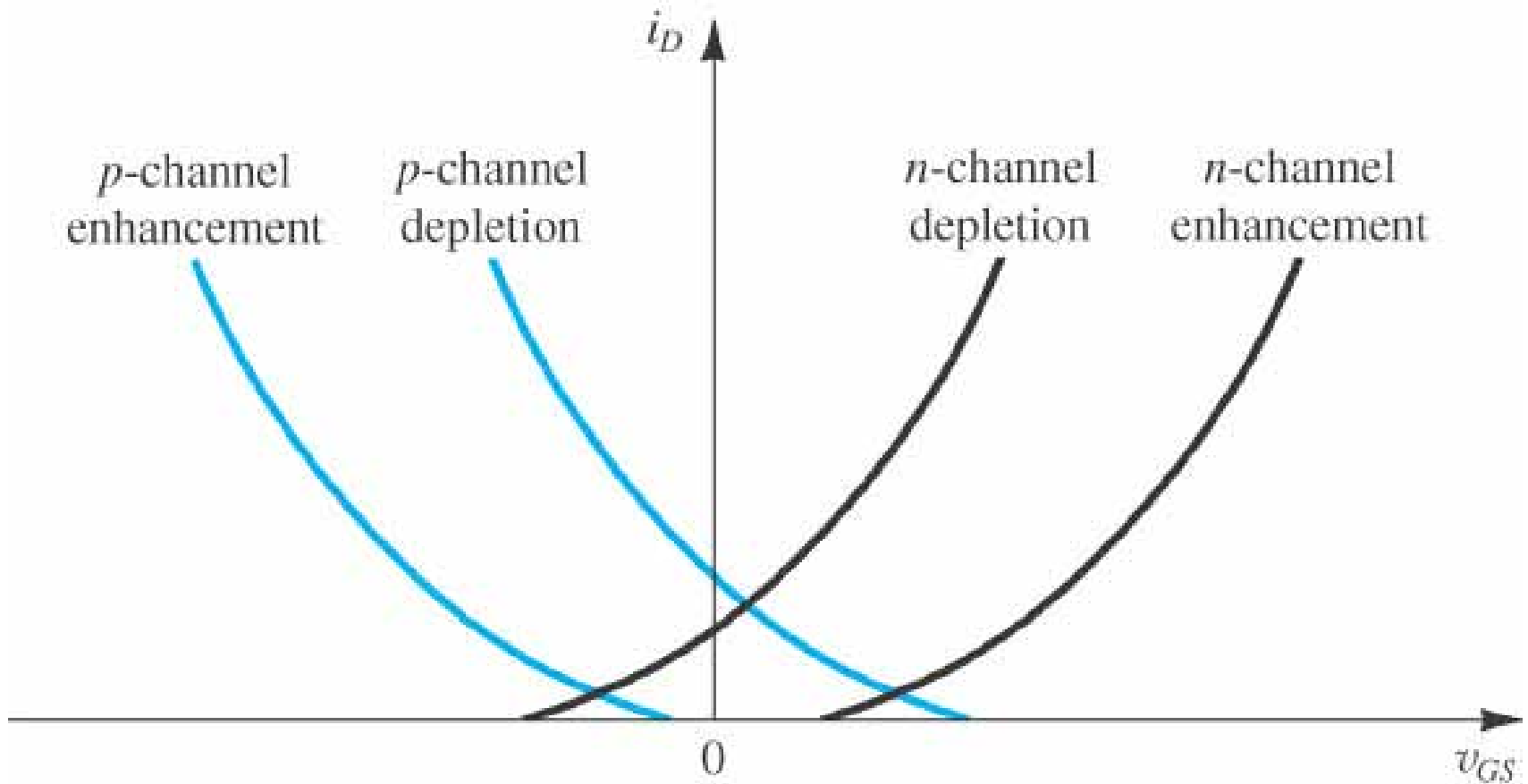
$V_t < 0$ per NMOS

$V_t > 0$ per PMOS

Field-Effect Transistor

MOSFET	A canale n NMOS	A canale p PMOS
Ad arricchimento (enhancement-type)		
A svuotamento (depletion-type)		

Differenza fra le transcaratteristiche



Transcaratteristiche MOSFET

Table 5.1 SUMMARY OF THE CHARACTERISTICS OF FIELD-EFFECT TRANSISTORS

	n-Channel			p-Channel		
	Enhancement MOSFET	Depletion MOSFET	JFET	Enhancement MOSFET	Depletion MOSFET	JFET
Circuit Symbol						
V_t	+	-	-	-	+	+
K	$\frac{1}{2} \mu_n C_{OX}(W/L)$		I_{DSS}/V_P^2	$\frac{1}{2} \mu_p C_{OX}(W/L)$		I_{DSS}/V_P^2
To turn transistor on	$v_{GS} > V_t$			$v_{GS} < V_t$		
v_{DS}	+			-		
To operate in the triode region	$v_{DS} \leq v_{GS} - V_t$			$v_{DS} \geq v_{GS} - V_t$		
To operate in the saturation region	$v_{DS} \geq v_{GS} - V_t$			$v_{DS} \leq v_{GS} - V_t$		
$\lambda = 1/V_A$	+			-		
In triode region	$i_D = K[2(v_{GS} - V_t)v_{DS} - v_{DS}^2]$					
In saturation region	$i_D = K(v_{GS} - V_t)^2(1 + \lambda v_{DS})$					
r_o	$ V_A /I_D$					

Aumento della tensione di soglia per l'effetto *body*

Per un NMOS:

$$V_t = V_{t0} + g \sqrt{2F_f + V_{SB}} - \sqrt{2F_f}$$

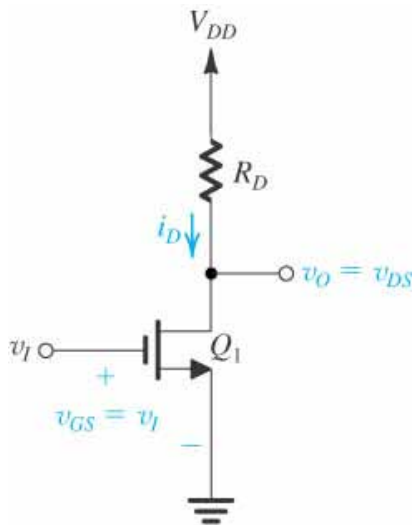
V_{SB} tensione tra source e body

V_{t0} tensione di soglia per $V_{SB} = 0$ (valori tipici $V_{t0} = 1, 1.5V$)

$2F_f$ potenziale di equilibrio elettrostatico del materiale tipo p (valori tipici $0.6, 0.8V$)

$g = \frac{\sqrt{2qN_A e_s}}{C_{ox}}$ costante di processo o parametro di effetto *body* (valori tipici $g = 0.3, 1\sqrt{V}$)

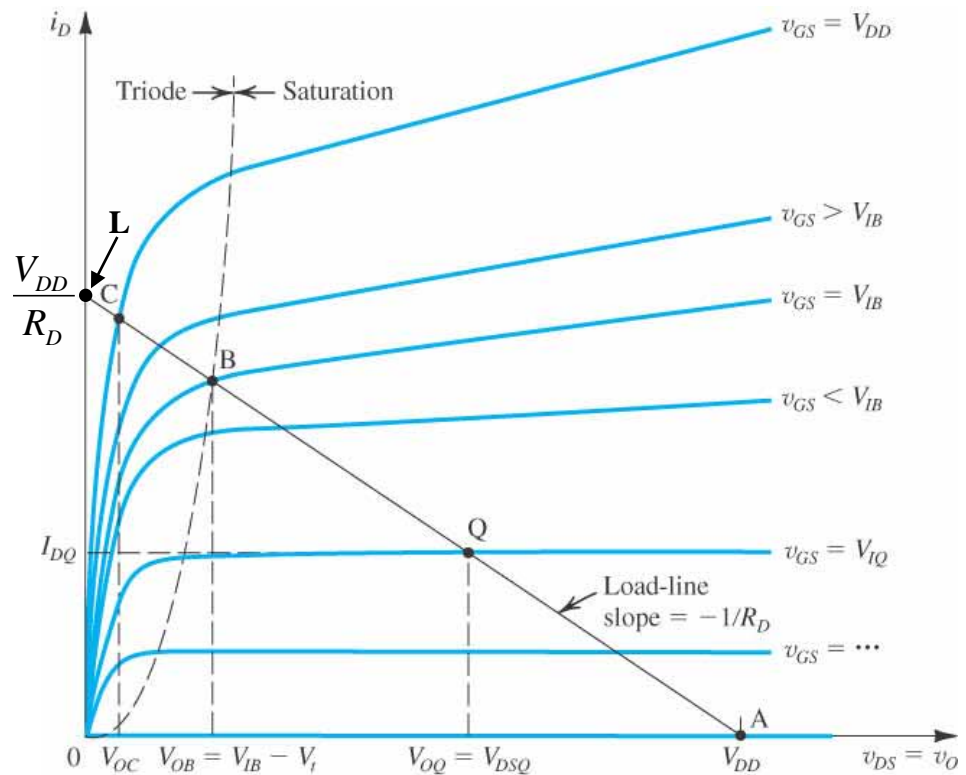
Retta di carico e punto Q di polarizzazione



Circuito a source comune (CS)

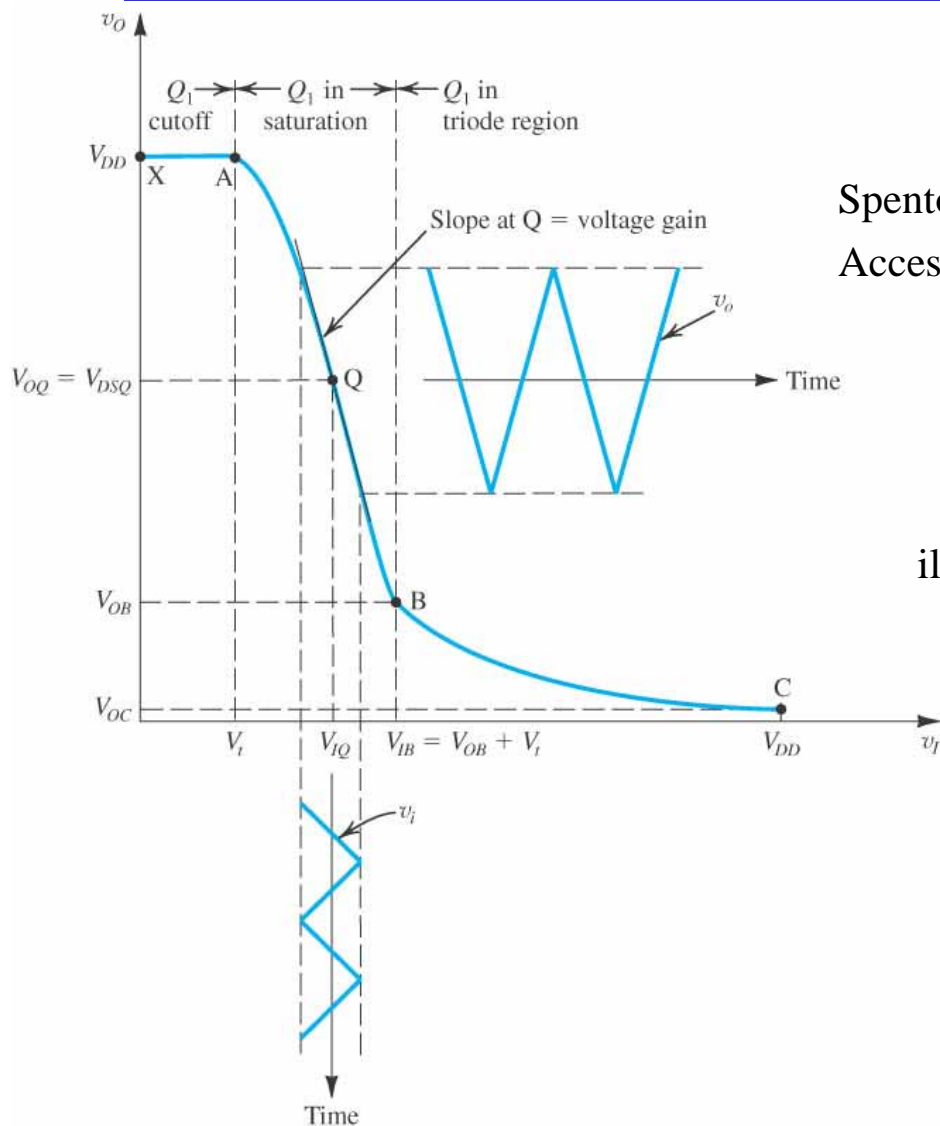
$$v_o = v_{DS} = V_{DD} - R_D i_D \quad \textcircled{R} \quad i_D = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{1}{R_D} v_{DS}$$

dove R_D è detto **resistore di carico**



(b)

Caratteristica di trasferimento



Funzionamento come interruttore

Spento se il punto di lavoro è su XA ($v_i < V_t$) $\Rightarrow v_O = V_{DD}$

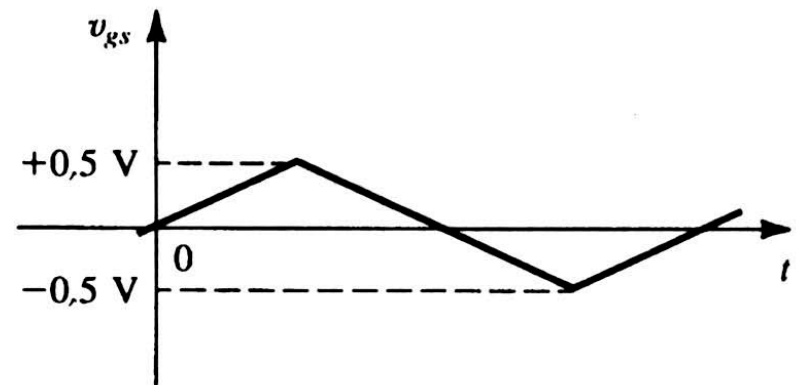
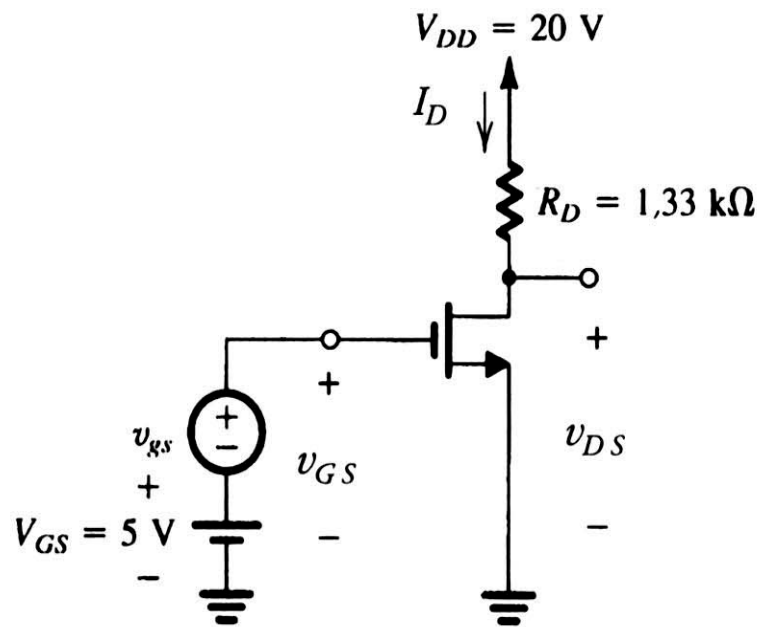
Acceso se il punto di lavoro è in C ($v_i = V_{DD}$) $\Rightarrow v_O = V_{OC}$ @0

Funzionamento come amplificatore

il punto di lavoro si sceglie in Q (zona lineare)

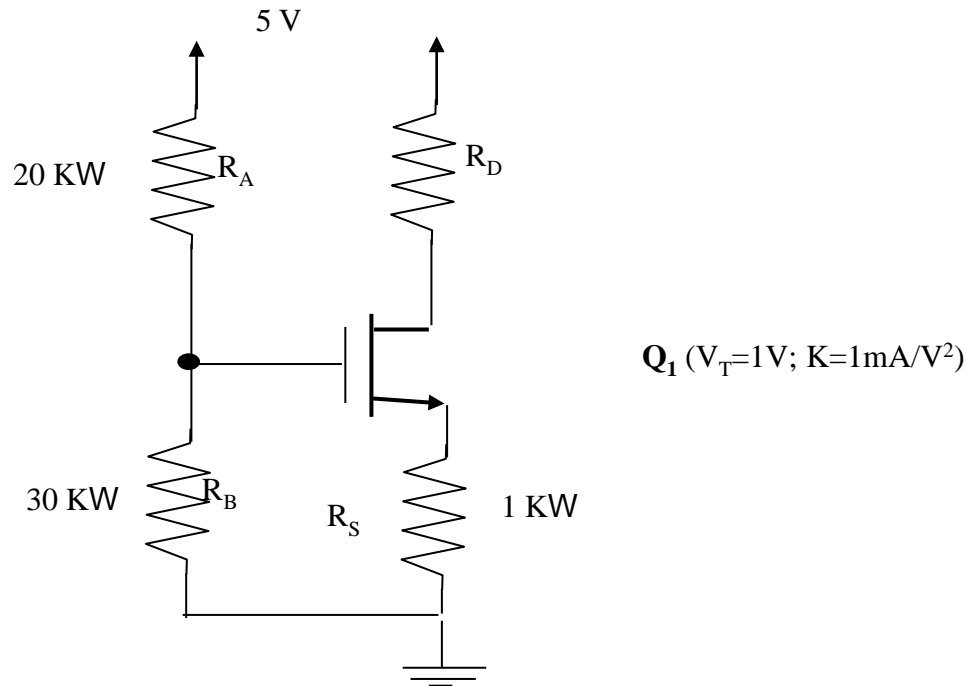
$$A_V \approx \left. \frac{dv_O}{dv_I} \right|_{v_I = V_{IQ}}$$

Circuito di polarizzazione e segnale d'ingresso

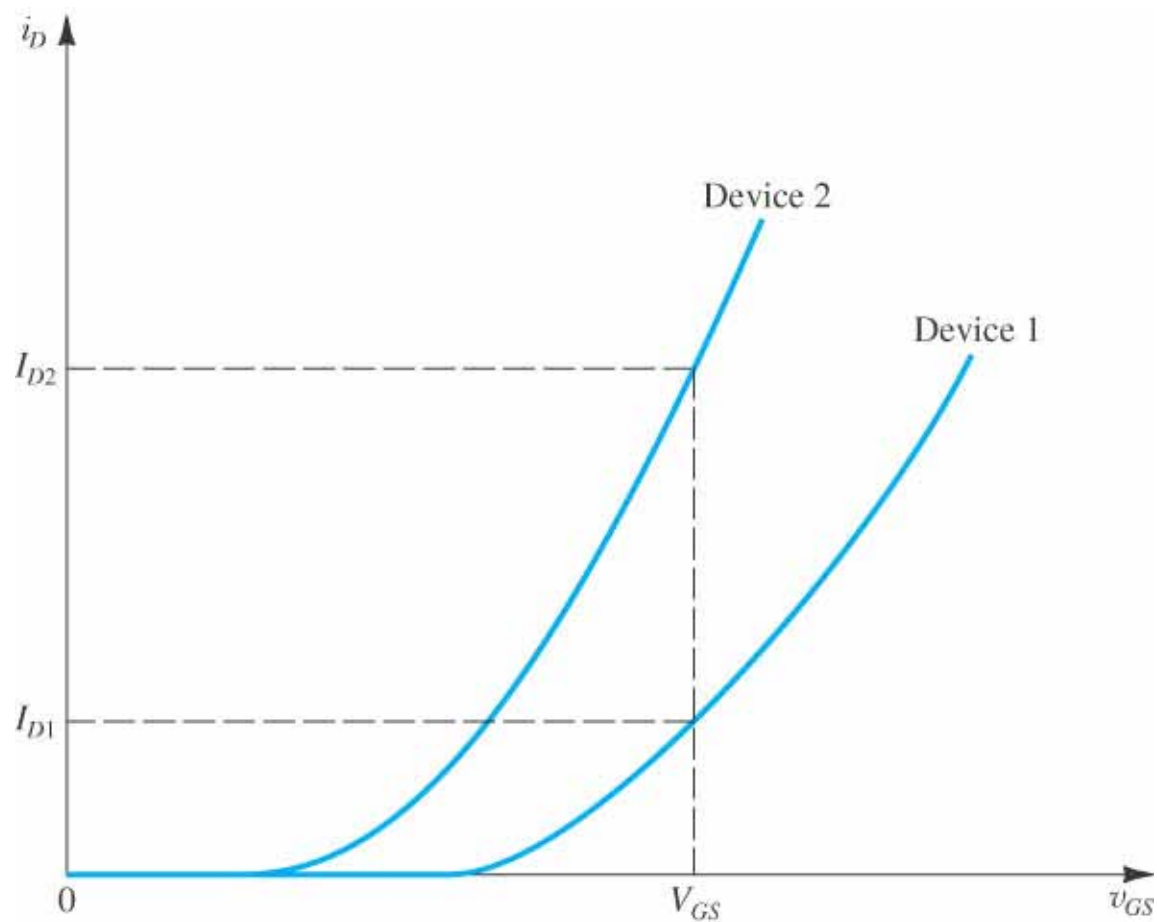


Esercizio - Circuito di polarizzazione

Per il seguente circuito calcolare il valore massimo di R_D che mantiene il transistor MOS in zona di saturazione.

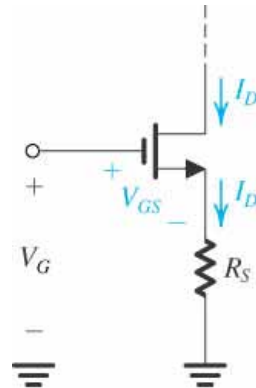


Polarizzazione a V_{GS} fissa

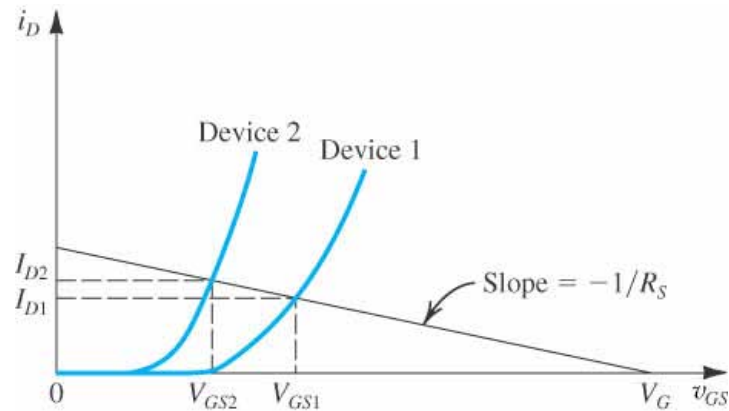


Polarizzazione con V_G fissa e resistore R_S

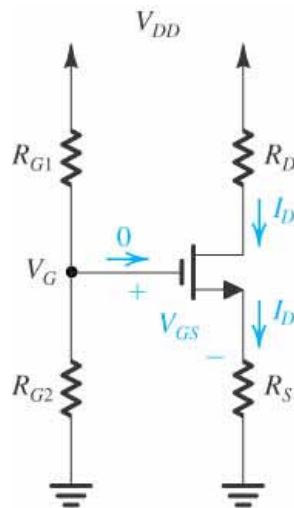
$$V_G = V_{GS} + R_S i_D$$



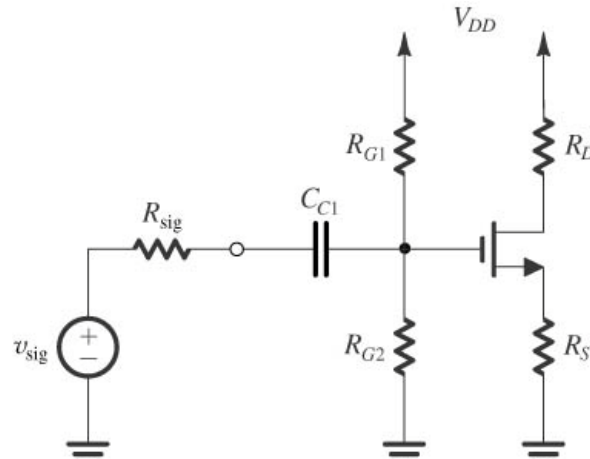
(a)



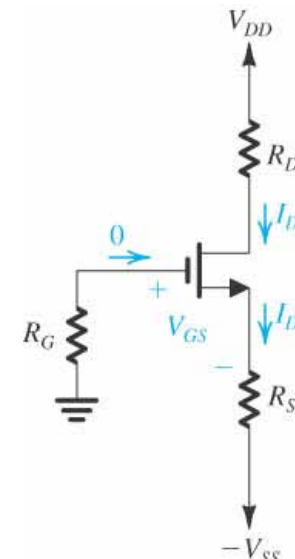
(b)



(c)

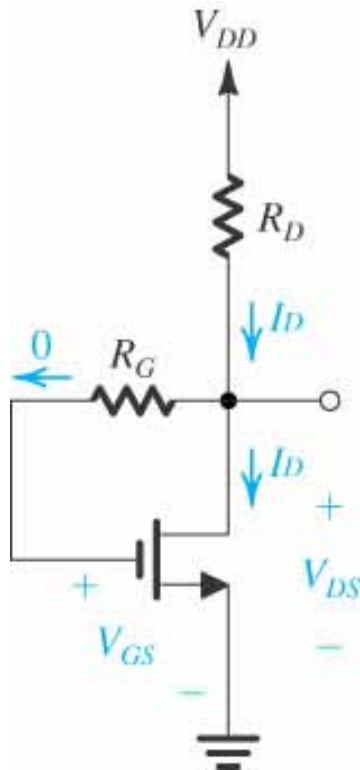


(d)

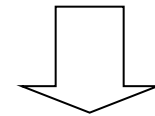


(e)

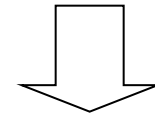
Polarizzazione con resistore di retroazione R_G



$$V_G = V_D$$

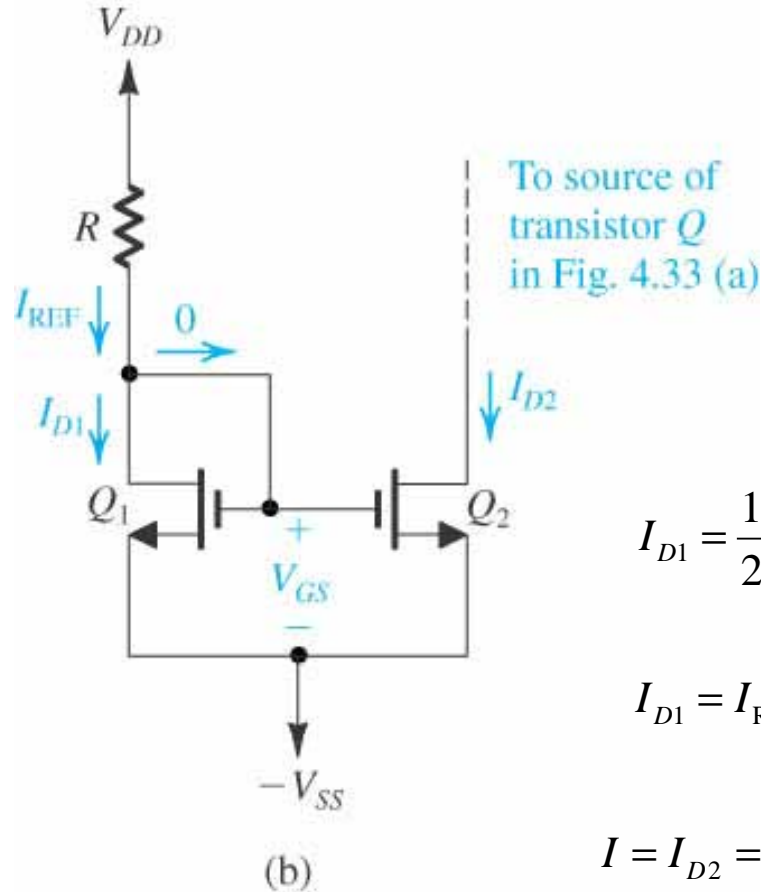
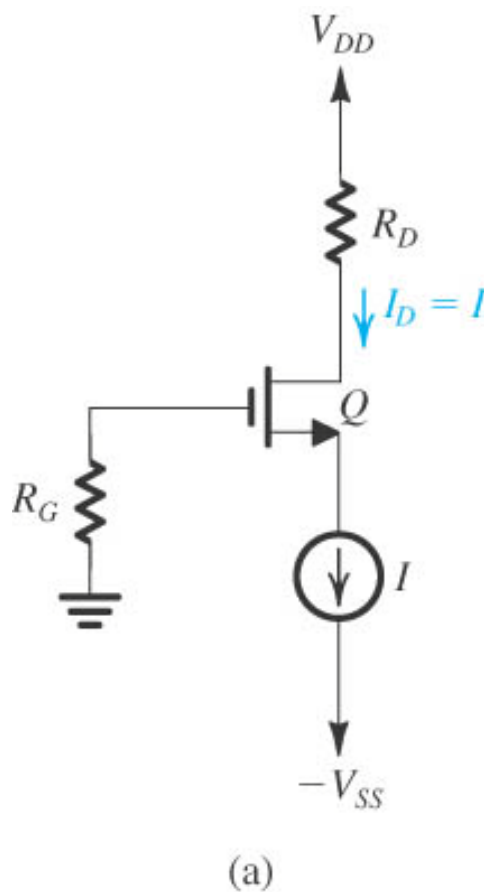


$$V_{GS} = V_{DS} = V_{DD} - R_D i_D$$



$$V_{DD} = V_{GS} + R_D i_D$$

Polarizzazione con generatore di corrente costante



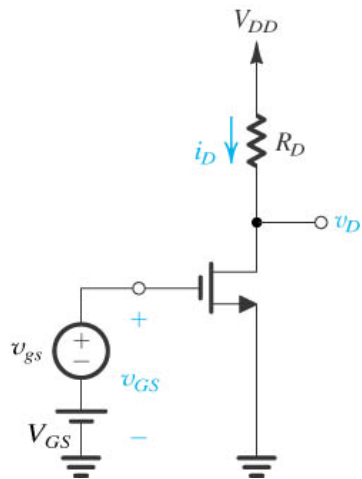
$$I_{D1} = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_{D1} = I_{REF} = \frac{V_{DD} + V_{SS} - V_{GS}}{R}$$

$$I = I_{D2} = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I = I_{REF} \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$

Utilizzo del MOSFET come amplificatore (1/2)



Nella regione di saturazione $\triangleright V_D > V_{GS} - V_t$

Se $v_{gs} = 0$ (assenza di segnale)

$$\begin{cases} I_D = \frac{1}{2} k_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \\ V_{DS} = V_D = V_{DD} - R_D I_D \end{cases}$$

Punto di polarizzazione in continua

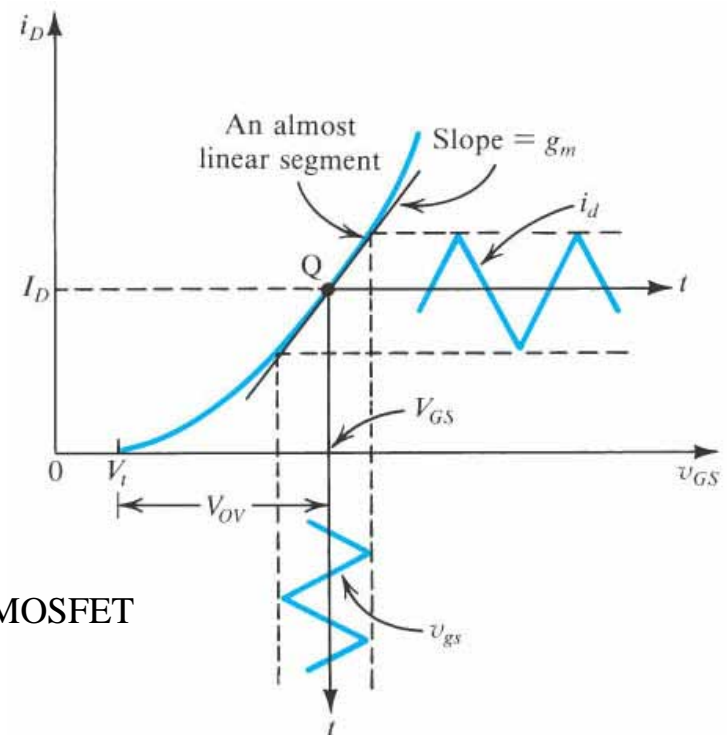
Se $v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$ e

$v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_t) = 2V_{OV}$ **condizione per piccoli segnali**

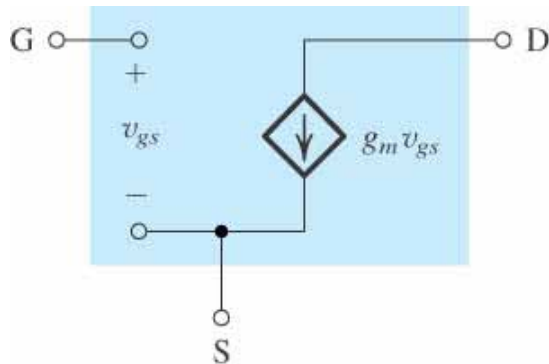
$$i_D = I_D + g_m v_{gs} + \frac{1}{2} k_n \frac{W}{L} v_{gs}^2 \quad @ I_D + g_m v_{gs}$$

dove:

$$g_m \triangleq \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS}} \quad @ k_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) \quad \text{transconduttanza del MOSFET}$$



Modelli del MOSFET per piccoli segnali: modello a p

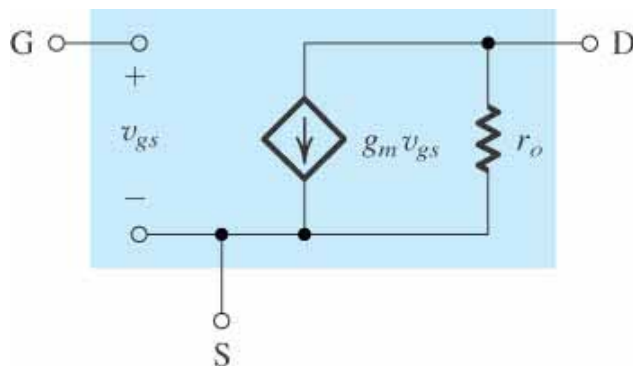


(a)

La **transconduttanza** è data dalle relazioni:

$$g_m = k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) = \sqrt{2k_n' \frac{W}{L}} \sqrt{I_D} = \frac{2I_D}{V_{OV}}$$

- Parametri di progetto per g_m : W/L , V_{OV} e I_D



(b)

La **resistenza di uscita**, data dalla relazione:

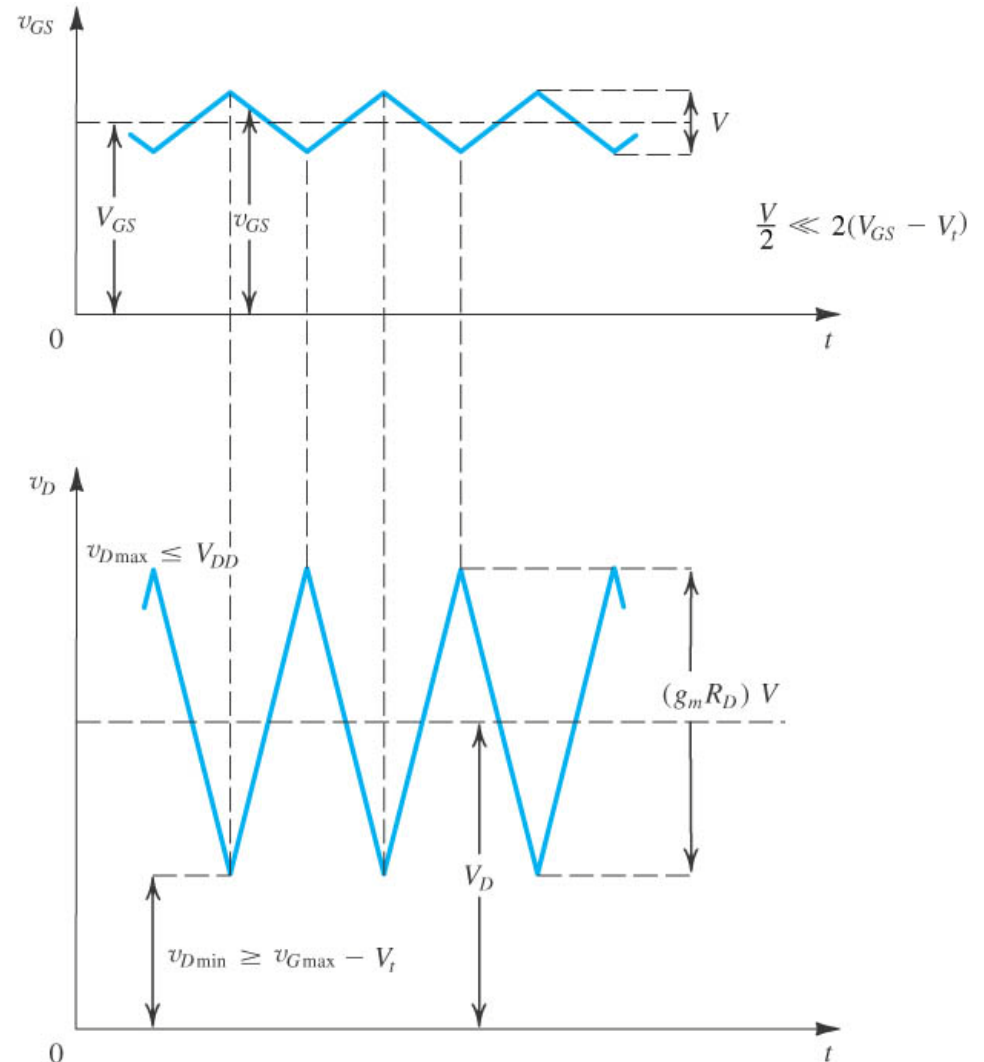
$$r_o @ \frac{|V_A|}{I_D}$$

- è inversamente proporzionale alla corrente di polarizzazione I_D
- è proporzionale alla tensione di Early V_A

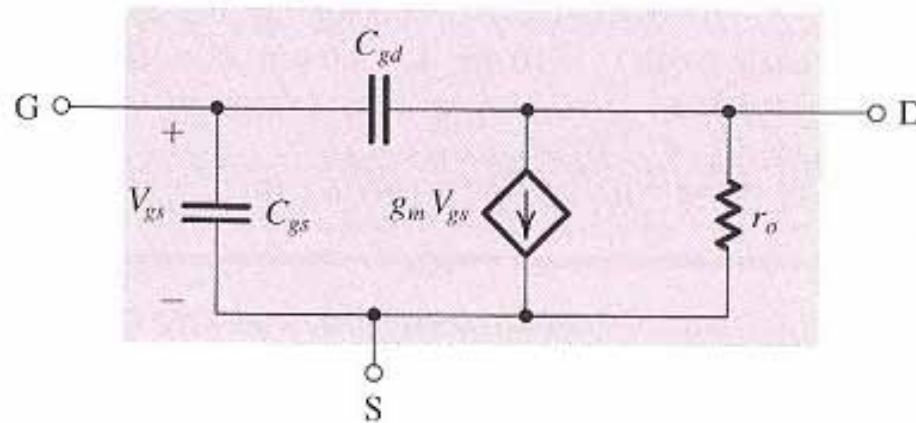
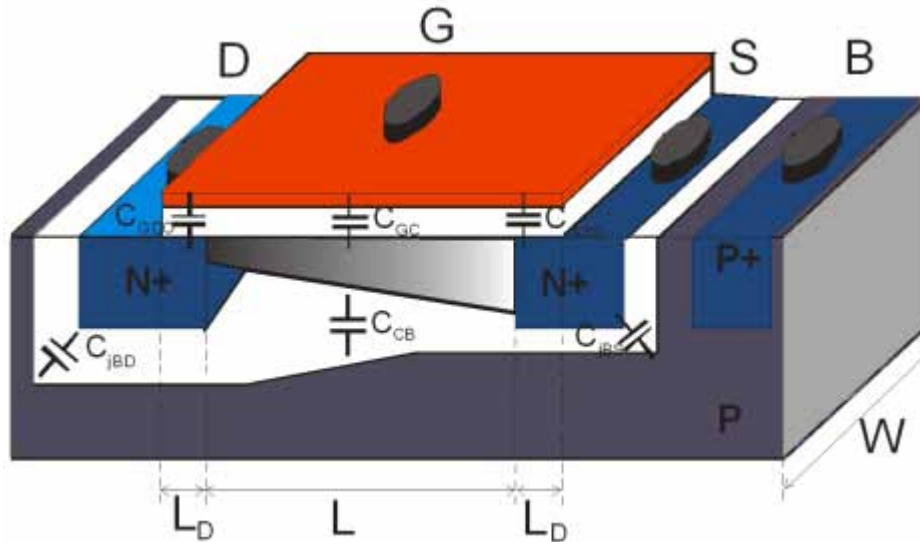
Utilizzo del MOSFET come amplificatore (2/2)

$$A_v \approx \frac{v_d}{v_{gs}} = -g_m R_D = -R_D k_n' \frac{W}{L} (V_{IQ} - V_t)$$

guadagno di tensione

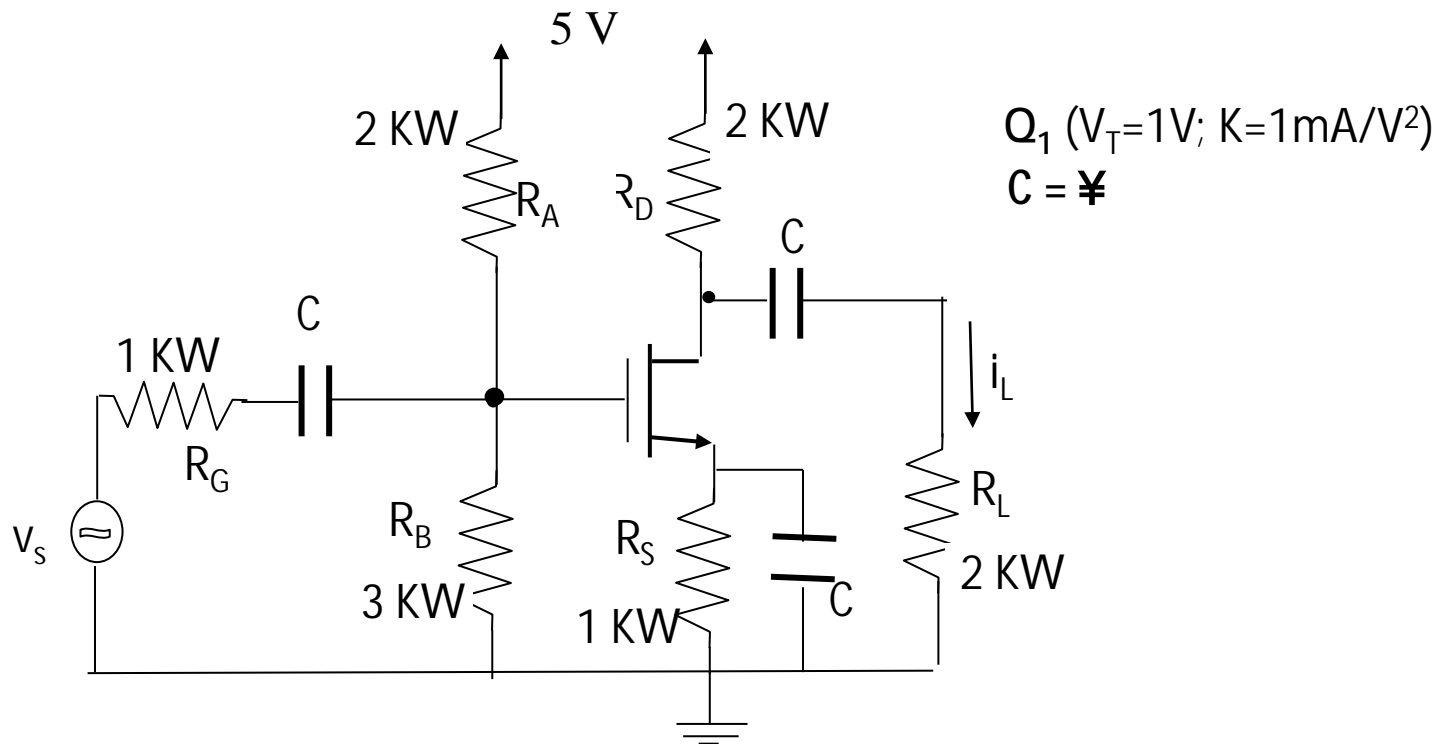


Modelli del MOSFET per piccoli segnali in alta frequenza



Esercizio

Calcolare l'amplificazione di transconduttanza i_L/v_s per il seguente circuito:



Esercizio

Dato il circuito amplificatore di figura caratterizzato da un punto di lavoro del transistor in zona di saturazione ($I_D=0.446\text{mA}$, $V_{DS}=6.66\text{V}$), determinare la transresistenza $R_M=v_{out}/i_s$ per piccoli segnali di medio banda

$$V_{DD} = 10 \text{ V}$$

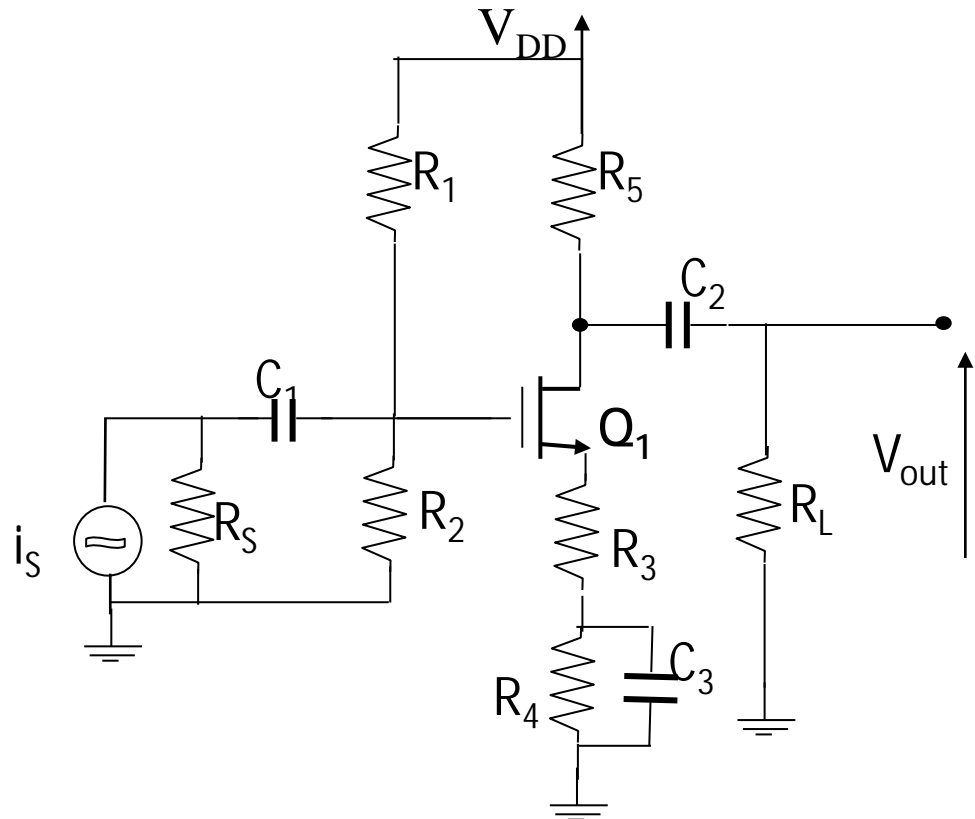
$$Q_1^0 \{k=0.3\text{mA/V}^2, V_t=1\text{V}, I=0\}$$

$$R_1 = 40 \text{ kW}, R_2 = 20 \text{ kW}, R_3 = 0.5 \text{ kW},$$

$$R_4 = 2 \text{ kW}, R_5 = 5 \text{ kW}, R_L = 15 \text{ kW},$$

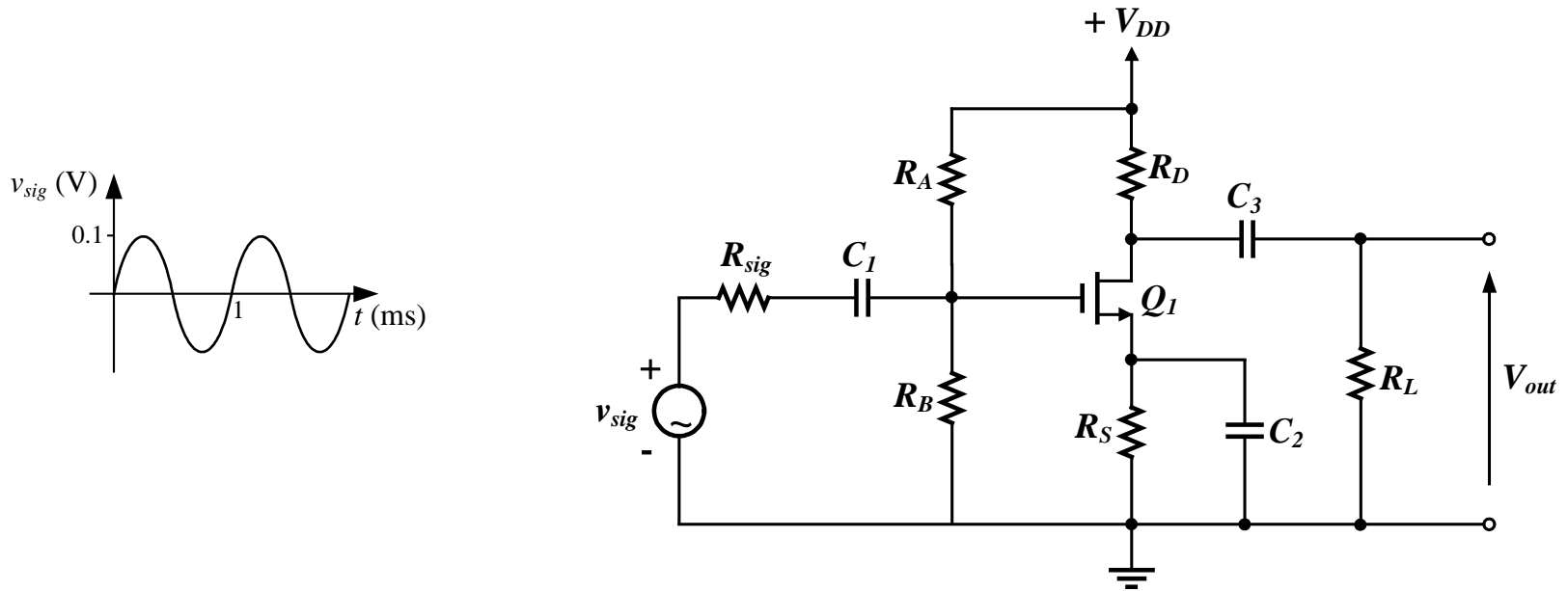
$$R_S = 80 \text{ kW},$$

$$C_1 = 1 \text{ nF}; C_2 = 1 \text{ nF}; C_3 = 1 \text{ nF};$$



Esercizio

Del circuito seguente, con tensione v_{sig} sinusoidale con valor medio nullo, ampiezza picco-picco pari a 0.2 V e frequenza 1 kHz, determinare e graficare l'andamento nel tempo della tensione di uscita V_{out} sia in assenza che in presenza della capacità $C_3 = \text{¥}$.



Amplificatore Operazionale ideale; $L^+ = -L^- = 10 \text{ V}$

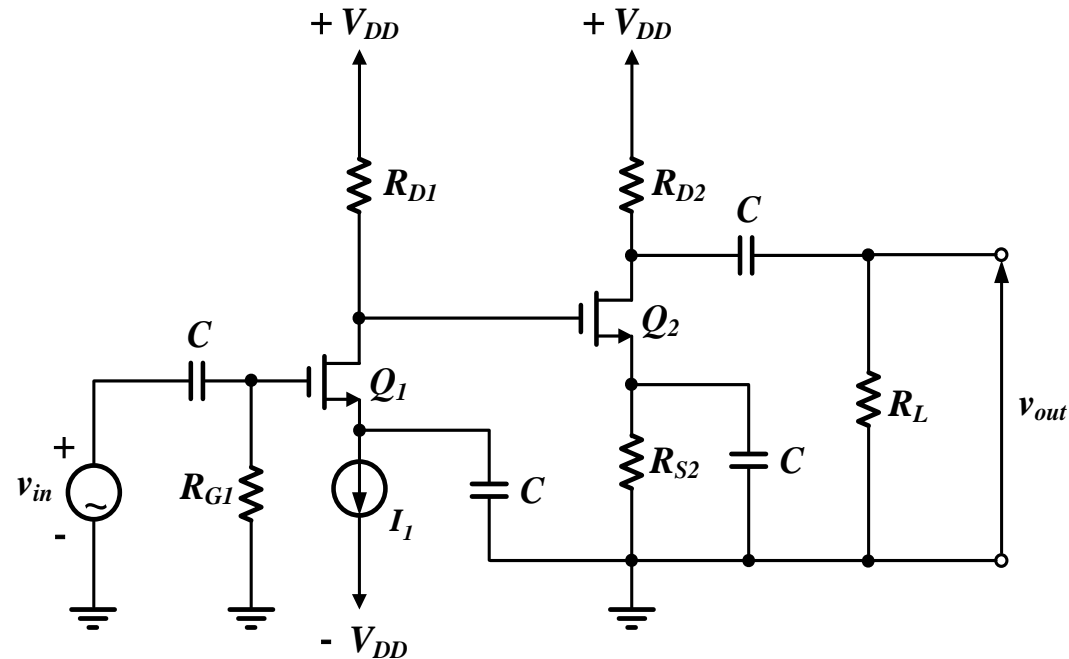
Q_1 : $V_T = 1 \text{ V}$; $K = 0,5 \text{ mA/V}^2$; $I = 0$, $c = 0$

$R_A = 6 \text{ k}\Omega$; $R_B = 4 \text{ k}\Omega$; $R_{sig} = 50 \text{ }\Omega$; $R_D = 2 \text{ k}\Omega$; $R_S = 0.5 \text{ k}\Omega$; $R_L = 10 \text{ k}\Omega$

$V_{DD} = 10 \text{ V}$; $C_1 = C_2 = \text{¥}$

Esercizio

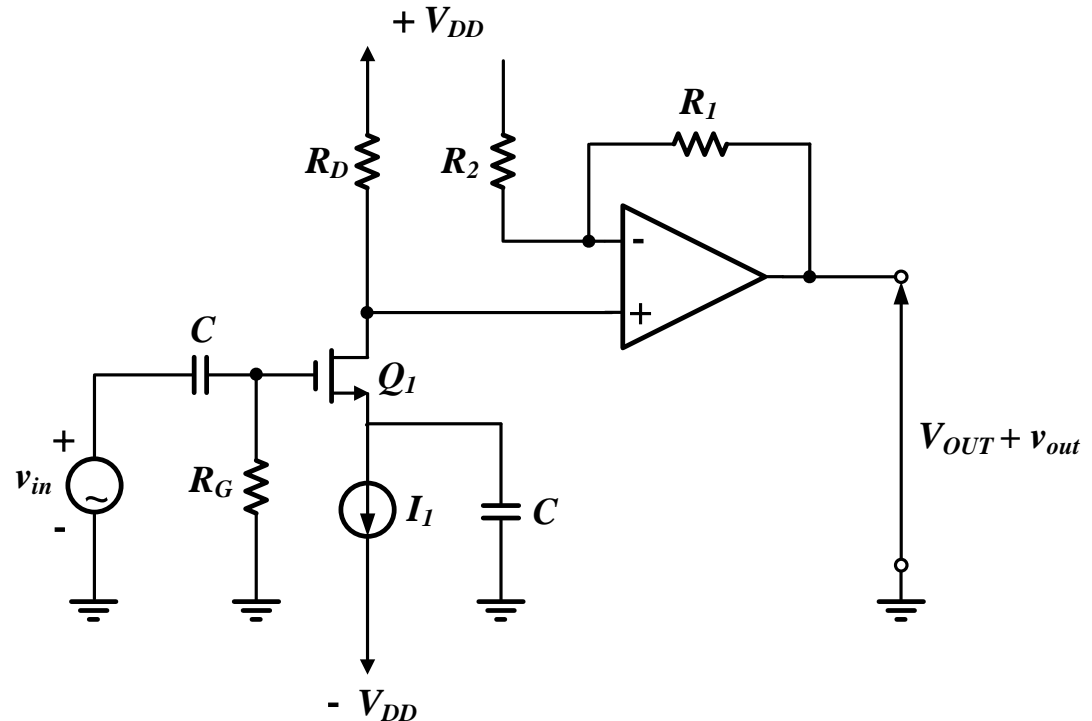
Del circuito seguente, calcolare lo stato di polarizzazione dei due transistori (V_{GS} ; I_D ; V_{DS}), e l'amplificazione di tensione $A_v = v_{out}/v_{in}$ per piccoli segnali.



$$\begin{aligned}
 Q_1: & \quad V_{T1} = 1 \text{ V}; \quad K_1 = 0,5 \text{ mA/V}^2; \quad \lambda = 0, \quad C = 0 \\
 Q_2: & \quad V_{T2} = 1 \text{ V}; \quad K_2 = 1 \text{ mA/V}^2; \quad \lambda = 0, \quad C = 0 \\
 I_1 = 2 \text{ mA} & \quad V_{DD} = 5 \text{ V}; \quad C = \infty \\
 R_{G1} = 10 \text{ k}\Omega; & \quad R_{D1} = 1 \text{ k}\Omega; \quad R_{S2} = 1 \text{ k}\Omega; \quad R_{D2} = 2 \text{ k}\Omega; \quad R_L = 2 \text{ k}\Omega;
 \end{aligned}$$

Esercizio

Del circuito seguente, calcolare lo stato di polarizzazione del transistor Q_1 (V_{GS} ; I_D ; V_{DS}), la componente continua della tensione di uscita V_{OUT} , e l'amplificazione di tensione $A_v = v_{out}/v_{in}$ per piccoli segnali.



Amplificatore Operazionale ideale; $L^+ = -L^- = 10\text{ V}$

Q_1 : $V_{TI} = 1\text{ V}$; $K_I = 0,5\text{ mA/V}^2$; $I = 0$, $C = 0$

$I_1 = 2\text{ mA}$ $V_{DD} = 5\text{ V}$; $C = \infty$

$R_G = 10\text{ kW}$; $R_D = 1\text{ kW}$; $R_1 = 6\text{ kW}$; $R_2 = 4\text{ kW}$;

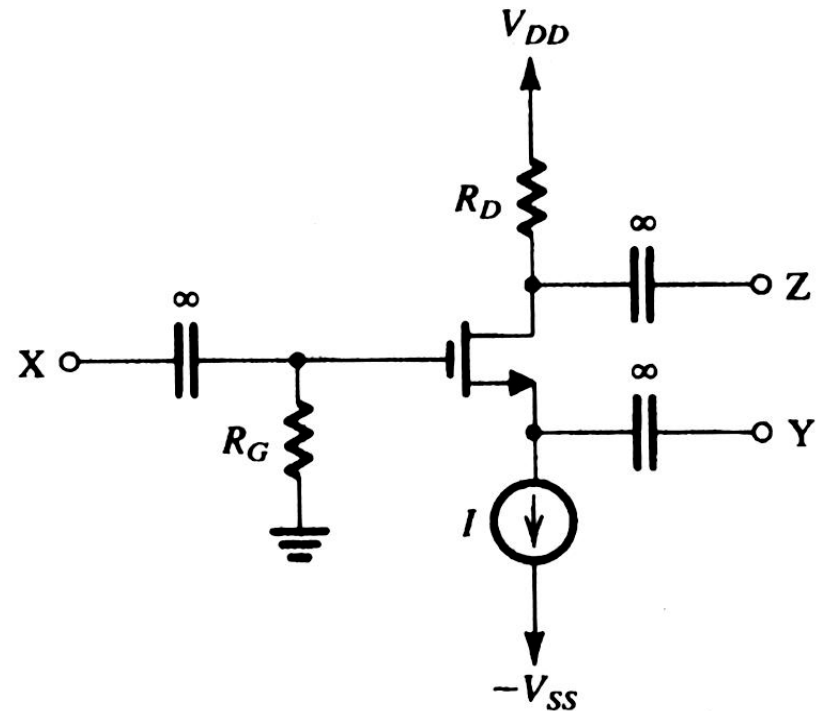


Configurazioni di amplificatori FET singolo stadio

Amplificatore universale

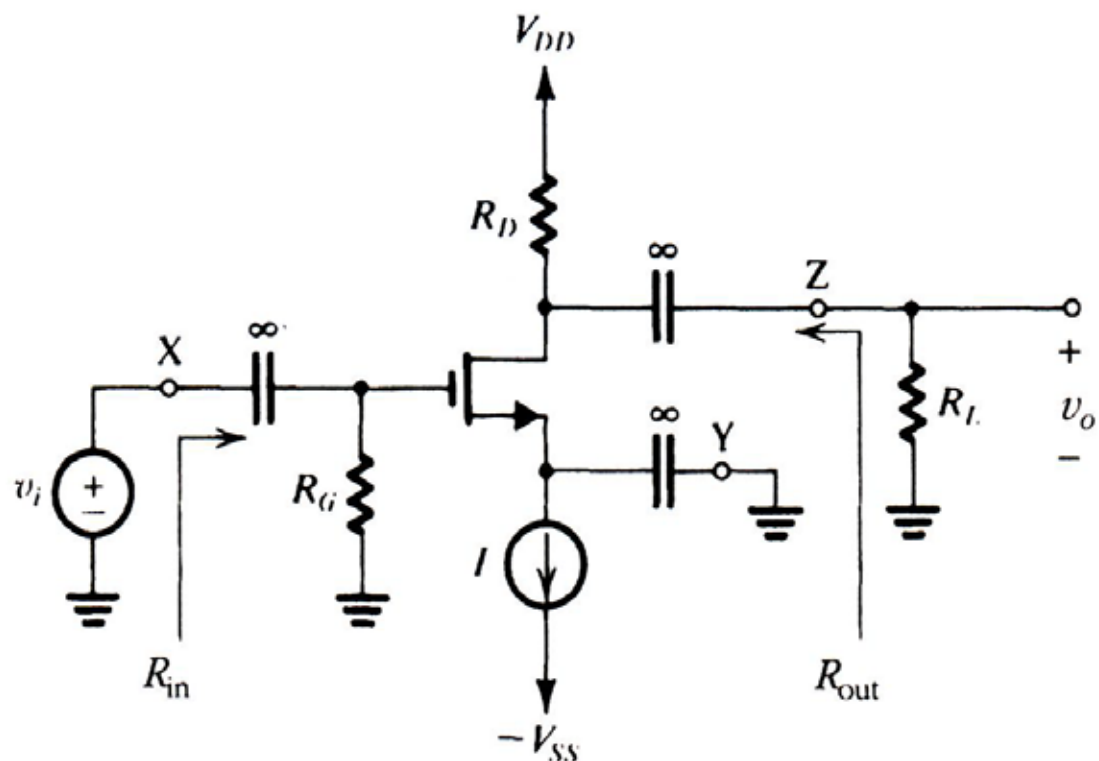
Le tre capacità di valore infinito sono usate per accoppiare i tre terminali del Mos a massa, al segnale, al carico.

Tali capacità bloccano la continua, in modo che le connessioni effettuate non influenzino la polarizzazione, mentre sono dei perfetti corto-circuiti per il segnale.



Amplificatore a Source comune

Schema circuitale



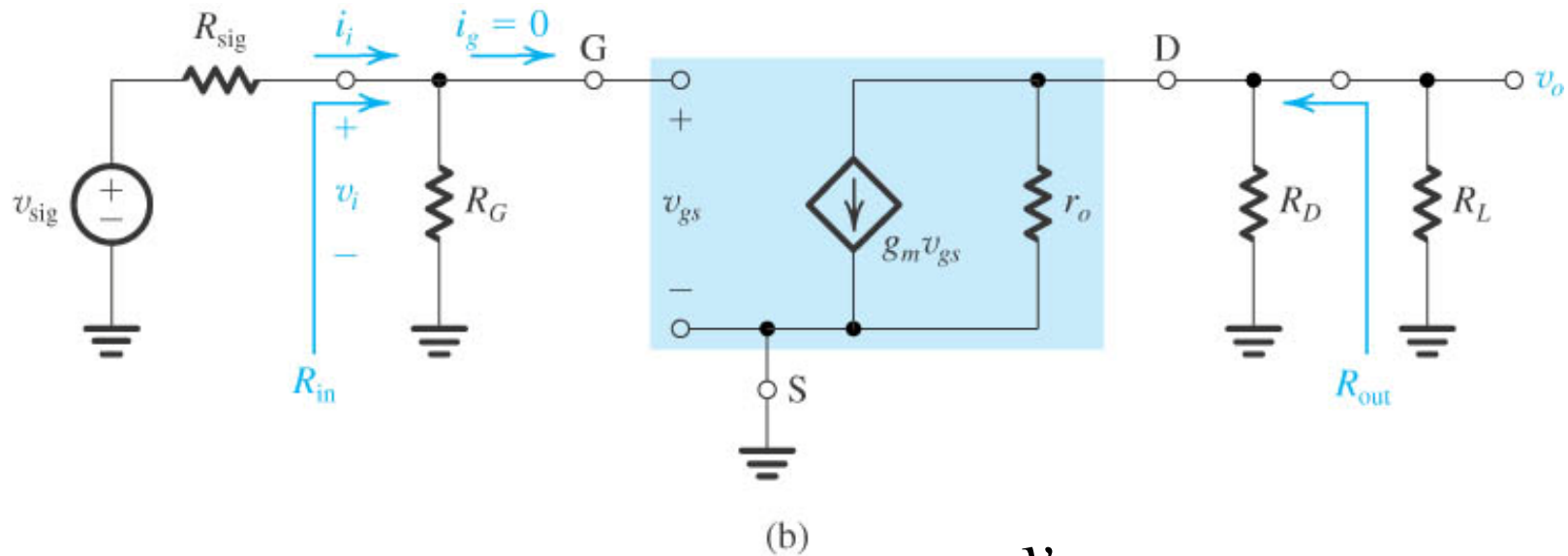
X connesso alla sorgente di segnale

Y dinamicamente a massa

Z connesso al carico

Amplificatore a Source comune

Circuito equivalente per piccoli segnali



$$R_{in} = R_G$$

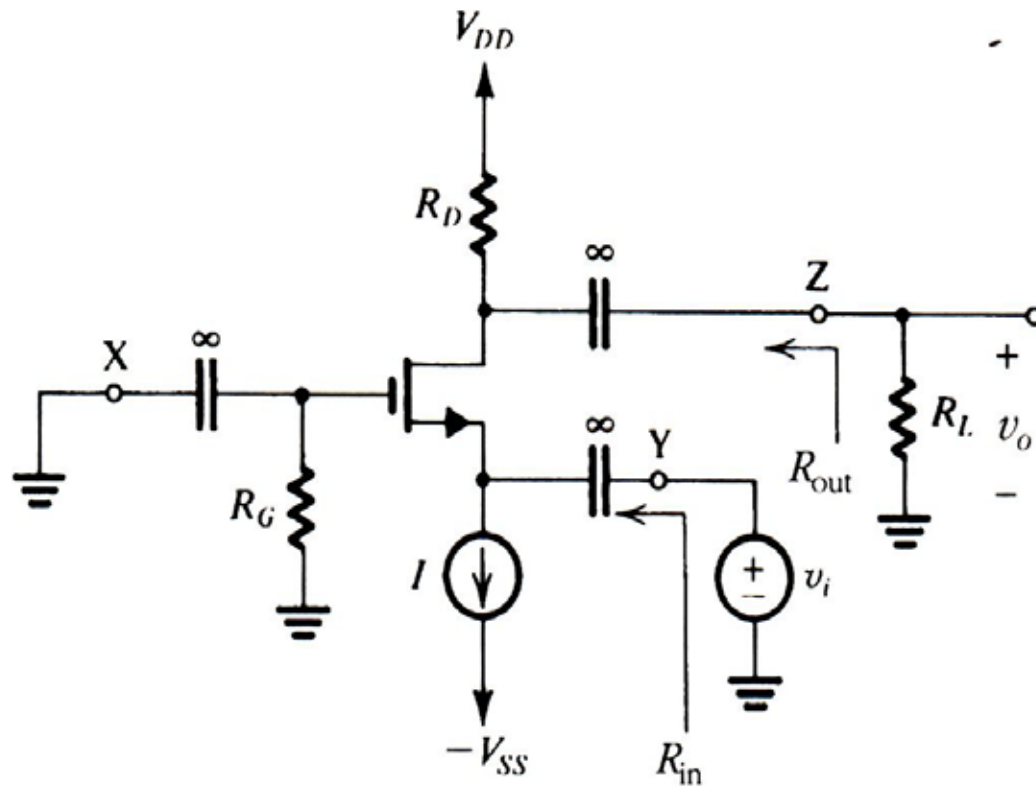
$$R_{out} = R_D // r_o$$

$$A_v \big|_{R_L = \infty} \frac{v_o}{v_i} = - g_m R_L // R_D // r_o$$

$$A_{vo} \big|_{R_L = \infty} \frac{v_o}{v_i} = - g_m R_D // r_o$$

$$A_v = A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$$

Amplificatore a Gate comune (inseguitore di corrente)



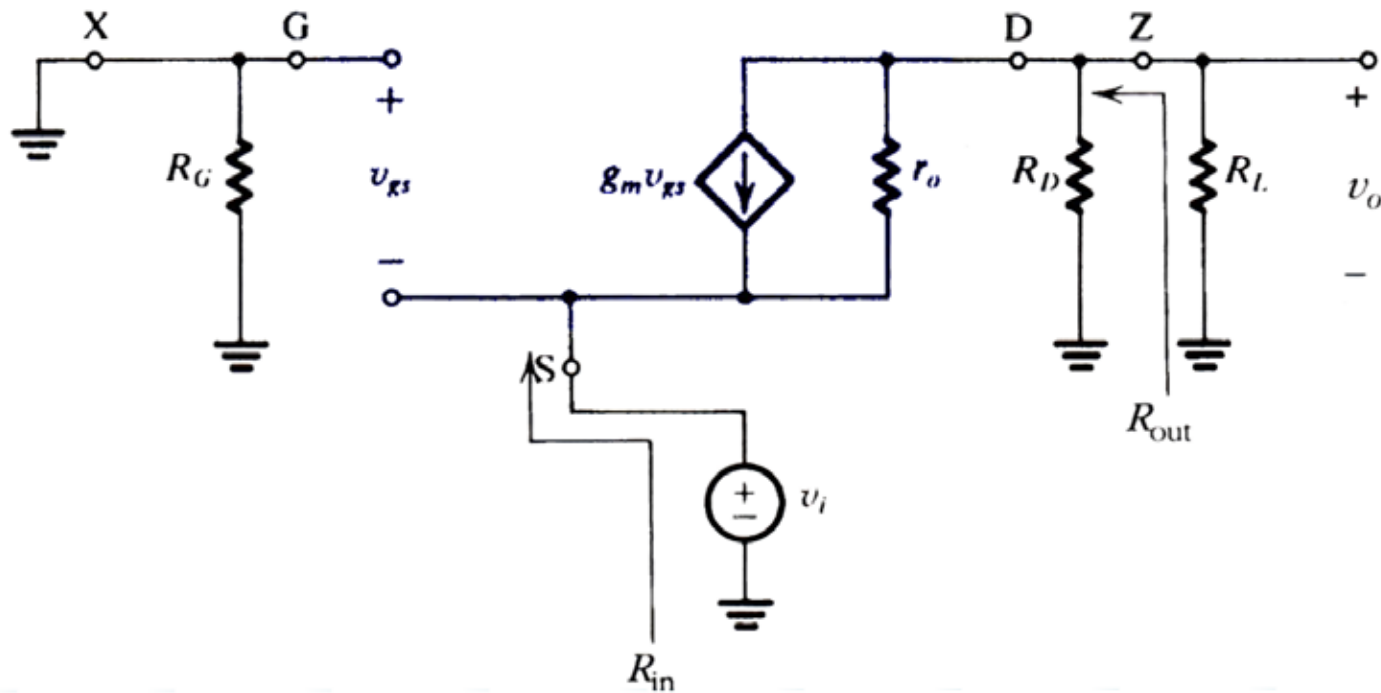
X dinamicamente a massa

Y connesso alla sorgente di segnale

Z connesso al carico

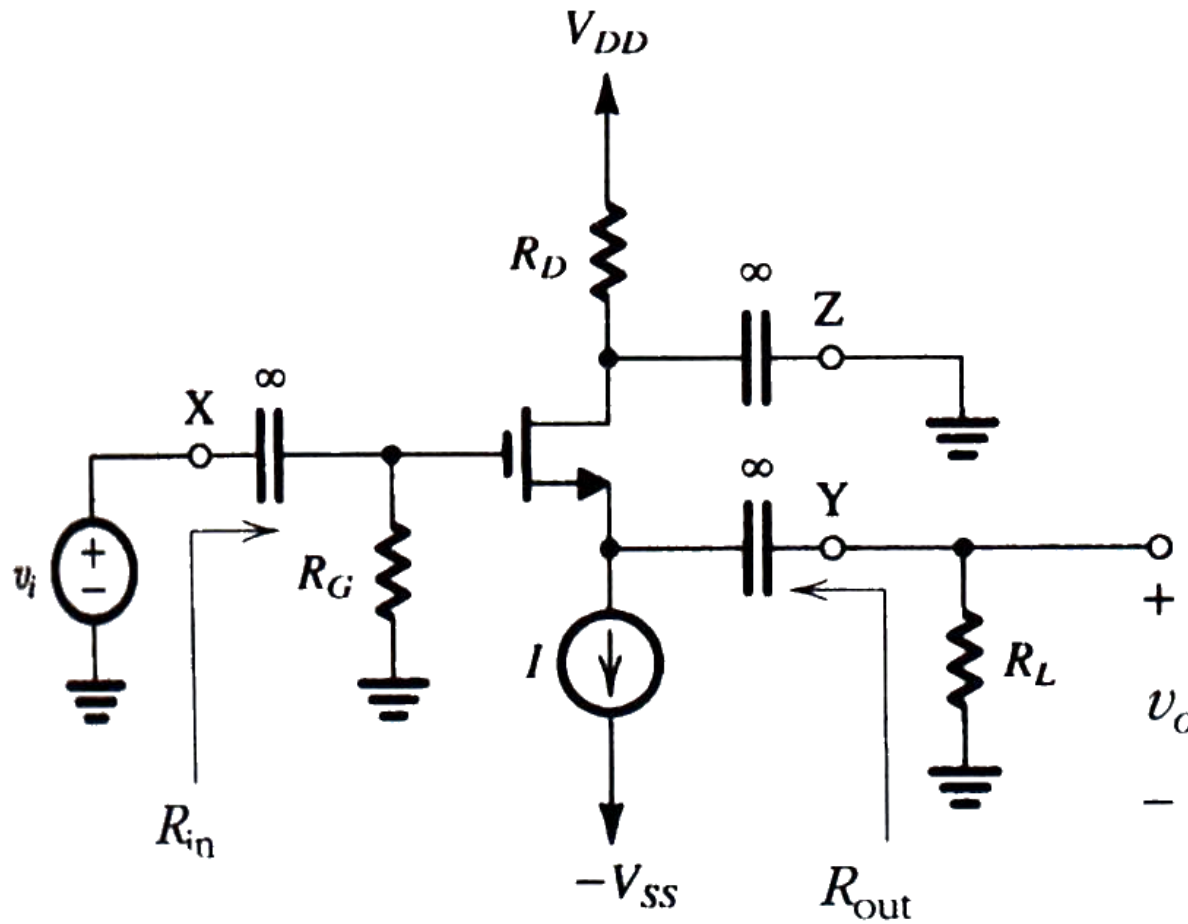
Amplificatore a Gate comune (inseguitore di corrente)

Circuito equivalente per piccoli segnali



$$R_{in} \gg \frac{1}{g_m} \quad R_{out} = R_D \parallel r_o \quad A_v \circ \frac{v_o}{v_i} = g_m R_L \parallel R_D$$

Amplificatore a Drain comune (inseguitore di Source)



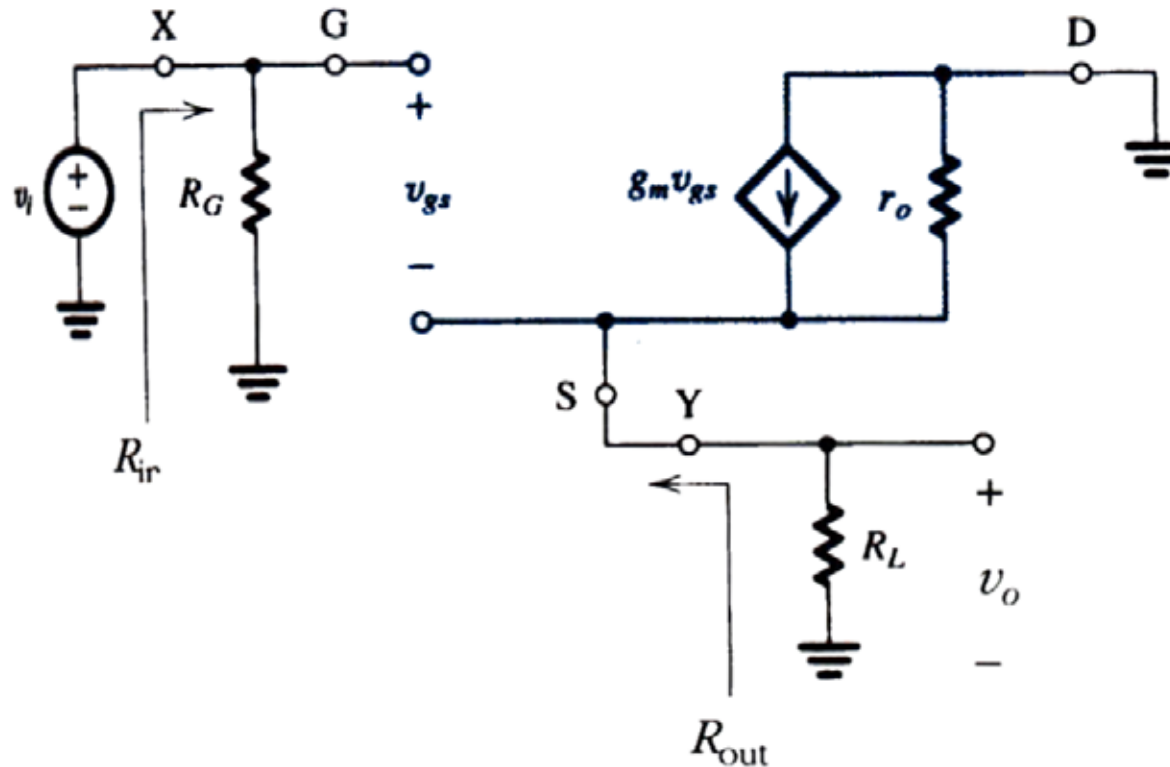
X connesso alla
sorgente di segnale

Y connesso al carico

Z dinamicamente a
massa

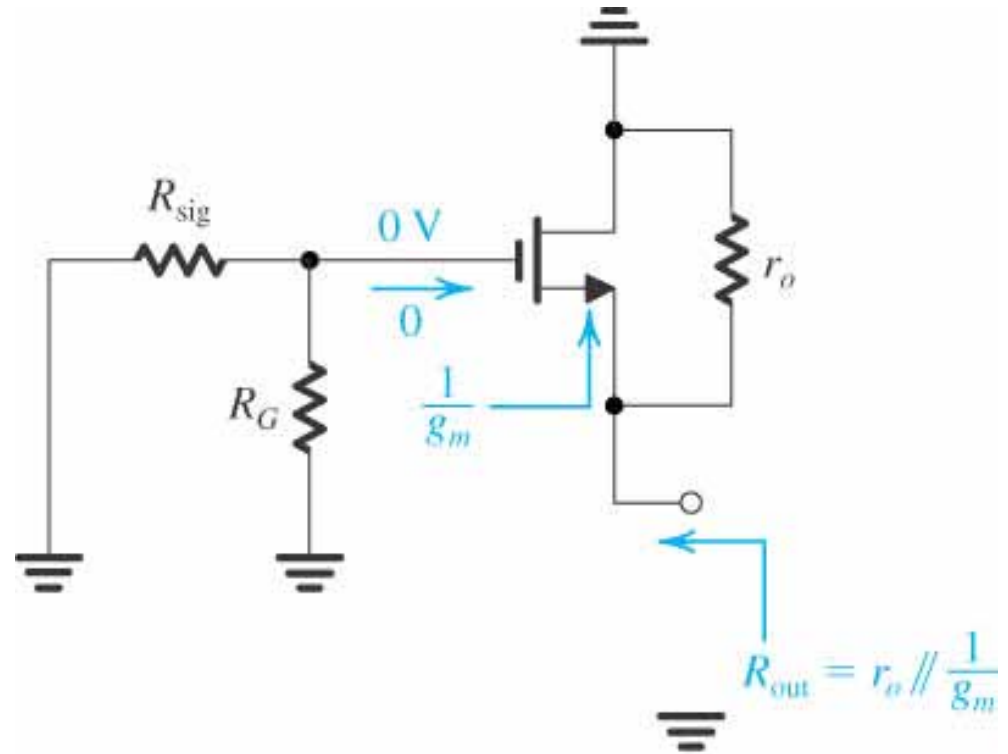
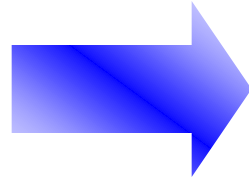
Amplificatore a Drain comune (inseguitore di Source)

$$R_{in} = R_G \quad A_{vo} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L = \infty} = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m r_o}} \quad R_{out} \gg \frac{1}{g_m} \quad A_v = A_{vo} \frac{R_L // r_o}{R_L // r_o + \frac{1}{g_m}} \gg 1$$



Amplificatore a Drain comune (inseguitore di Source)

Circuito per il
calcolo della
resistenza
d'uscita

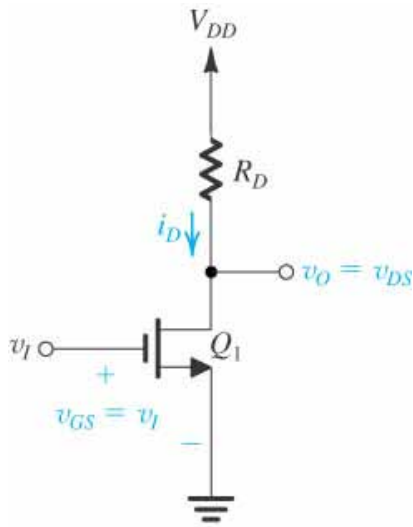


(d)

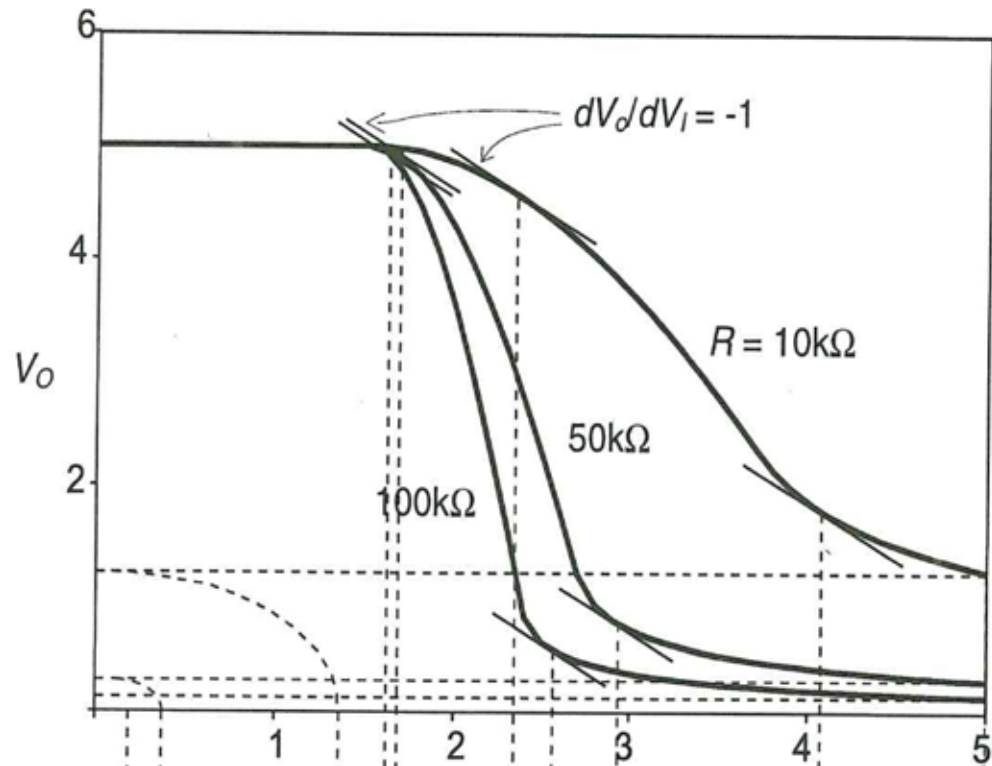
$$R_{out} = \frac{v_S}{i_S} = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_o}} = \frac{1}{g_m} \parallel r_o$$

$$i_S = -g_m v_{gs} + \frac{v_S}{r_o} = g_m v_S + \frac{v_S}{r_o}$$

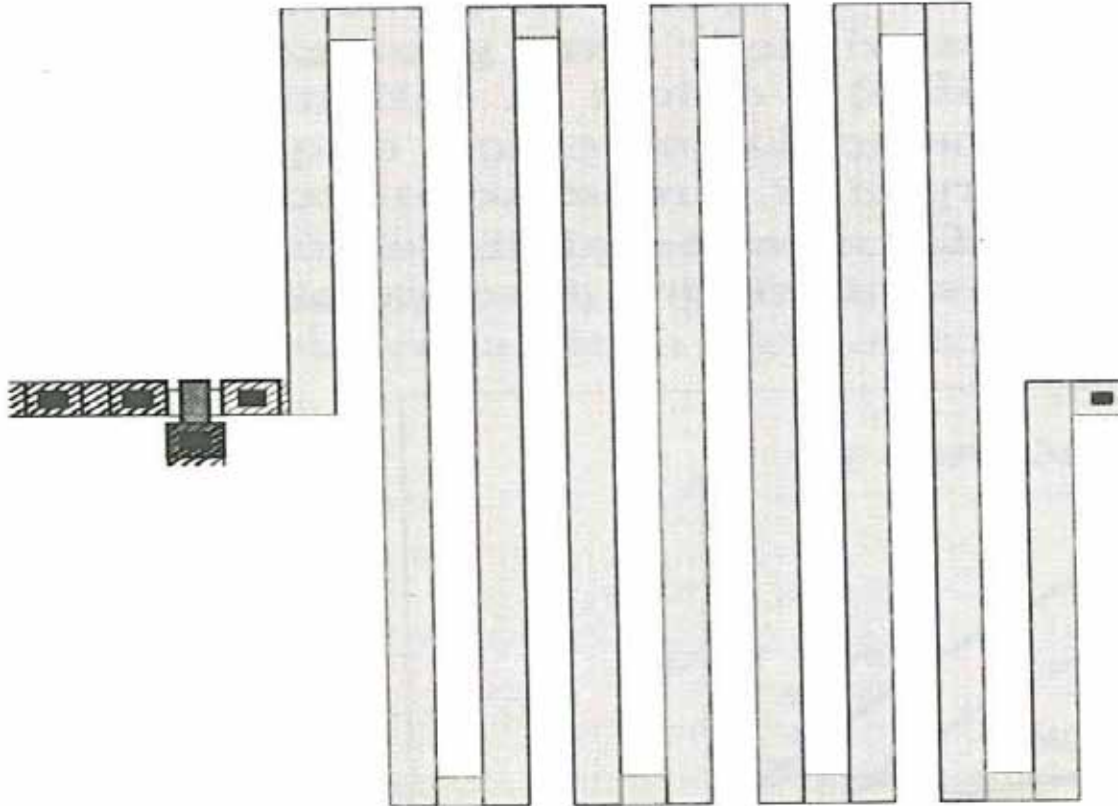
Dispositivi di carico in tecnologia NMOS



Circuito a source comune (CS)

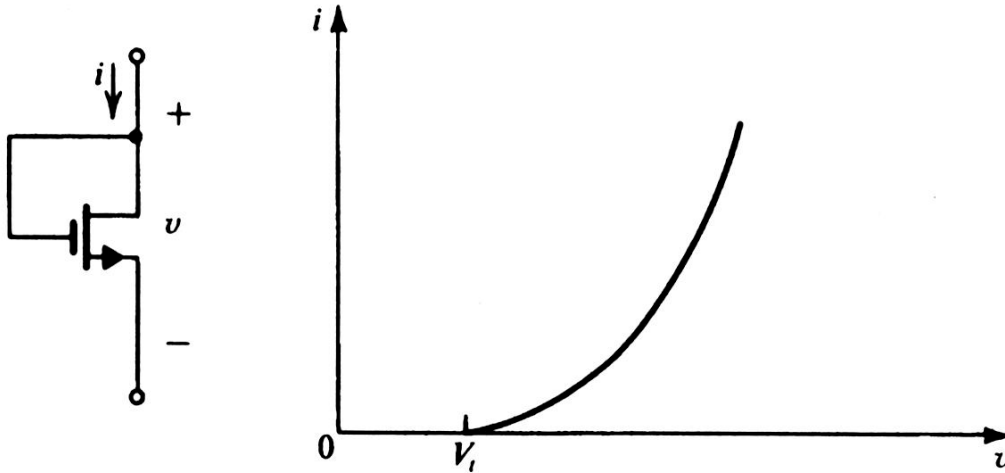


Dispositivi di carico in tecnologia NMOS

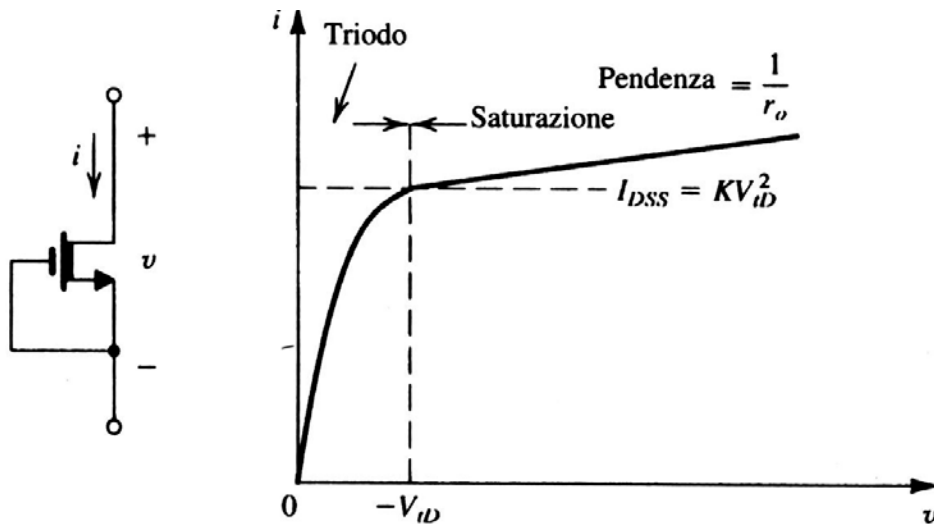


Area occupata da una resistenza da 10k Ω in tecnologia NMOS

Dispositivi di carico in tecnologia NMOS



$$i = K(v - V_t)^2$$



Nella regione di triodo:

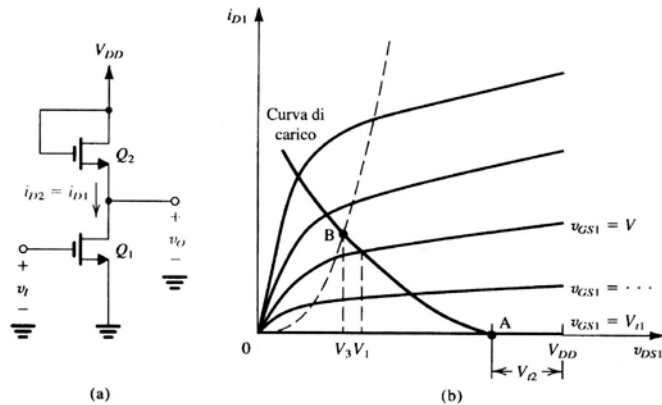
$$i = K(-2V_{tD}v - v^2)$$

$$v = -V_{tD}$$

$$i = KV_{tD}^2 = I_{DSS}$$

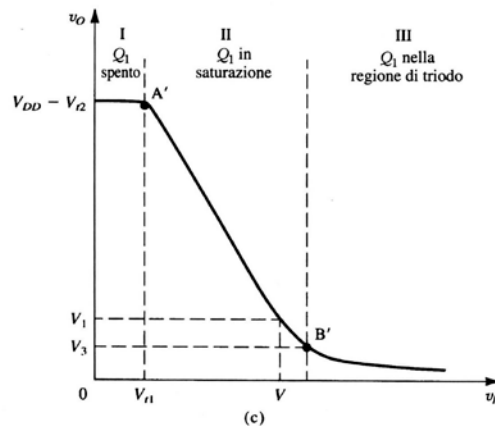
$$i = KV_{tD}^2 \left(1 + \frac{v}{V_A} \right)$$

Amplificatore NMOS con carico ad arricchimento



Quando i due MOSFET sono in saturazione:

$$v_O = \frac{\alpha}{\beta} V_{DD} - V_t + V_t \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} - v_{I1} \sqrt{\frac{K_1}{K_2}}$$



Anche per grandi segnali l'amplificatore è lineare:

$$A_v = - \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} = - \sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}}$$

Fig. 5.51 (a) Amplificatore NMOS con carico ad arricchimento. (b) Metodo grafico per determinare la caratteristica di trasferimento. (c) Caratteristica di trasferimento.

....analisi per piccoli segnali

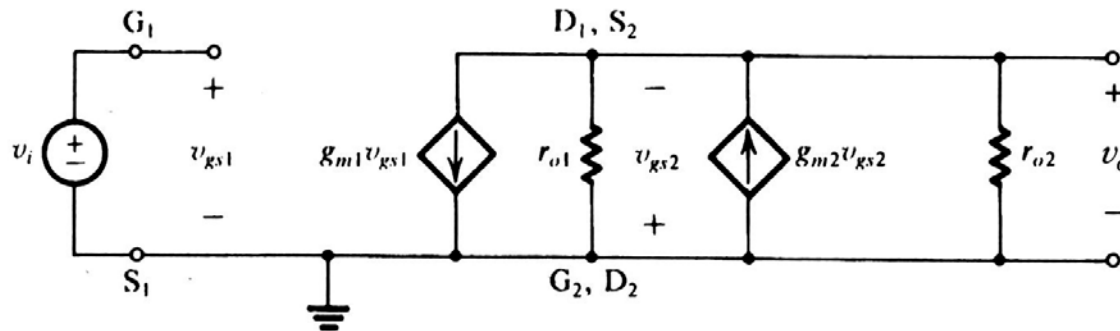
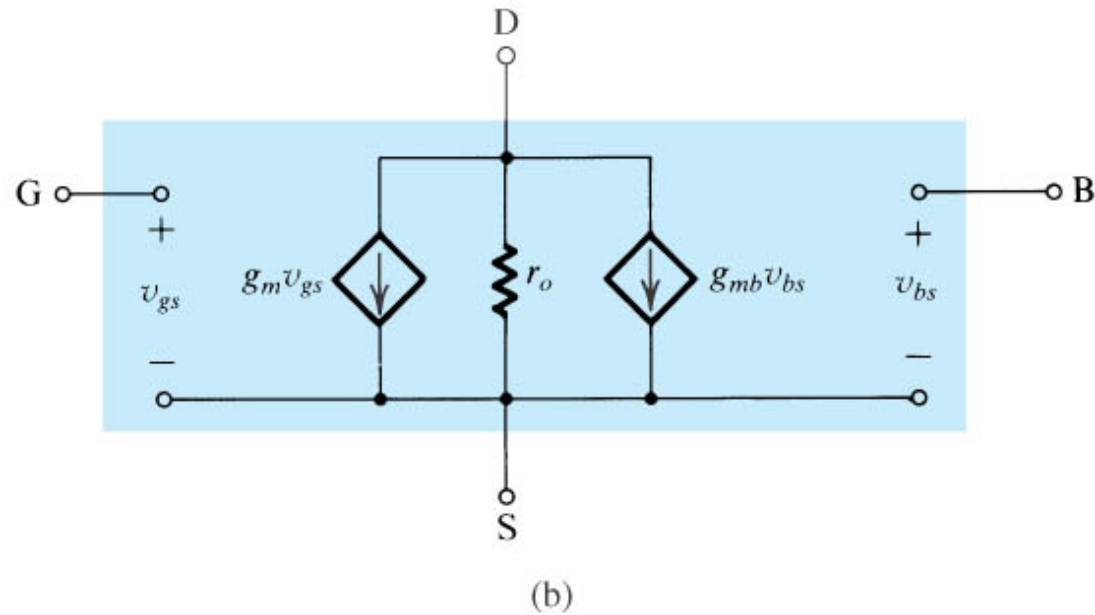
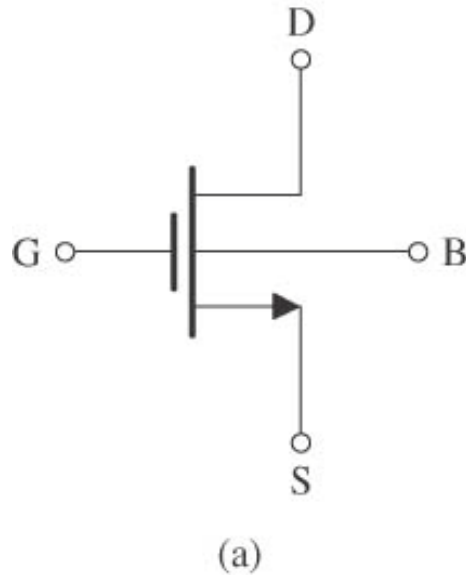


Fig. 5.52 Circuito equivalente per piccoli segnali dell'amplificatore con carico ad arricchimento di fig. 5.51(a).

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_{m1}}{g_{m2} + \frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}}} \gg -\frac{g_{m1}}{g_{m2}}$$

Modellizzazione dell'effetto body



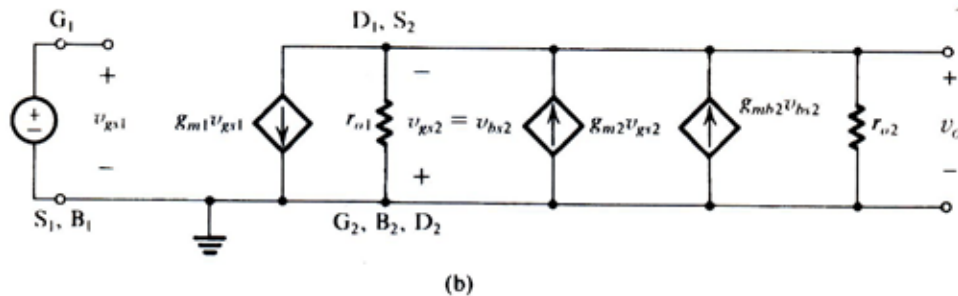
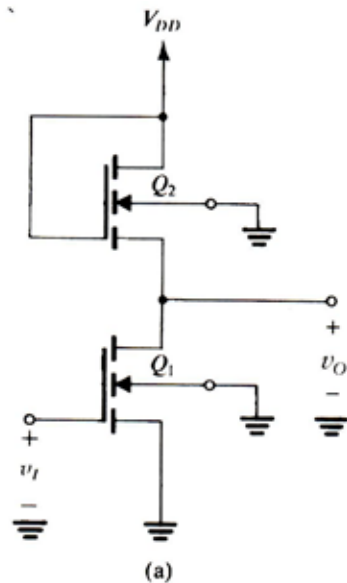
$$g_{mb} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} \right|_{\substack{v_{GS} = \text{costante} \\ v_{DS} = \text{costante}}} = C g_m$$

$$V_t = V_{t0} + g \left[\sqrt{2f_f + V_{SB}} - \sqrt{2f_f} \right]$$

$$C = \frac{\partial V_t}{\partial V_{SB}} = \frac{g}{2\sqrt{2f_f + V_{SB}}} = 0,1, 0,3$$

Circuito equivalente per piccoli segnali di un mosfet il cui substrato (body) non è collegato al source.

...inclusendo l'effetto body

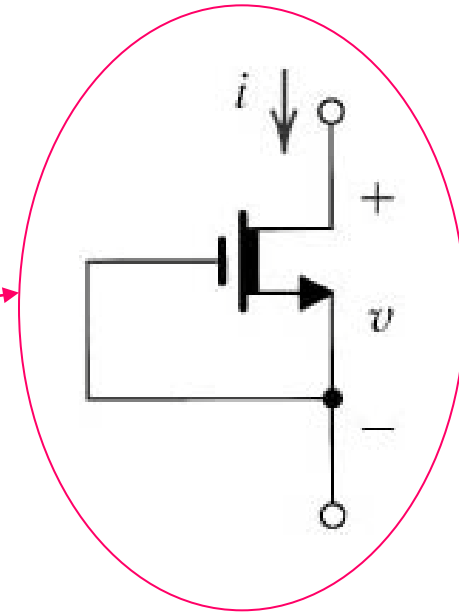
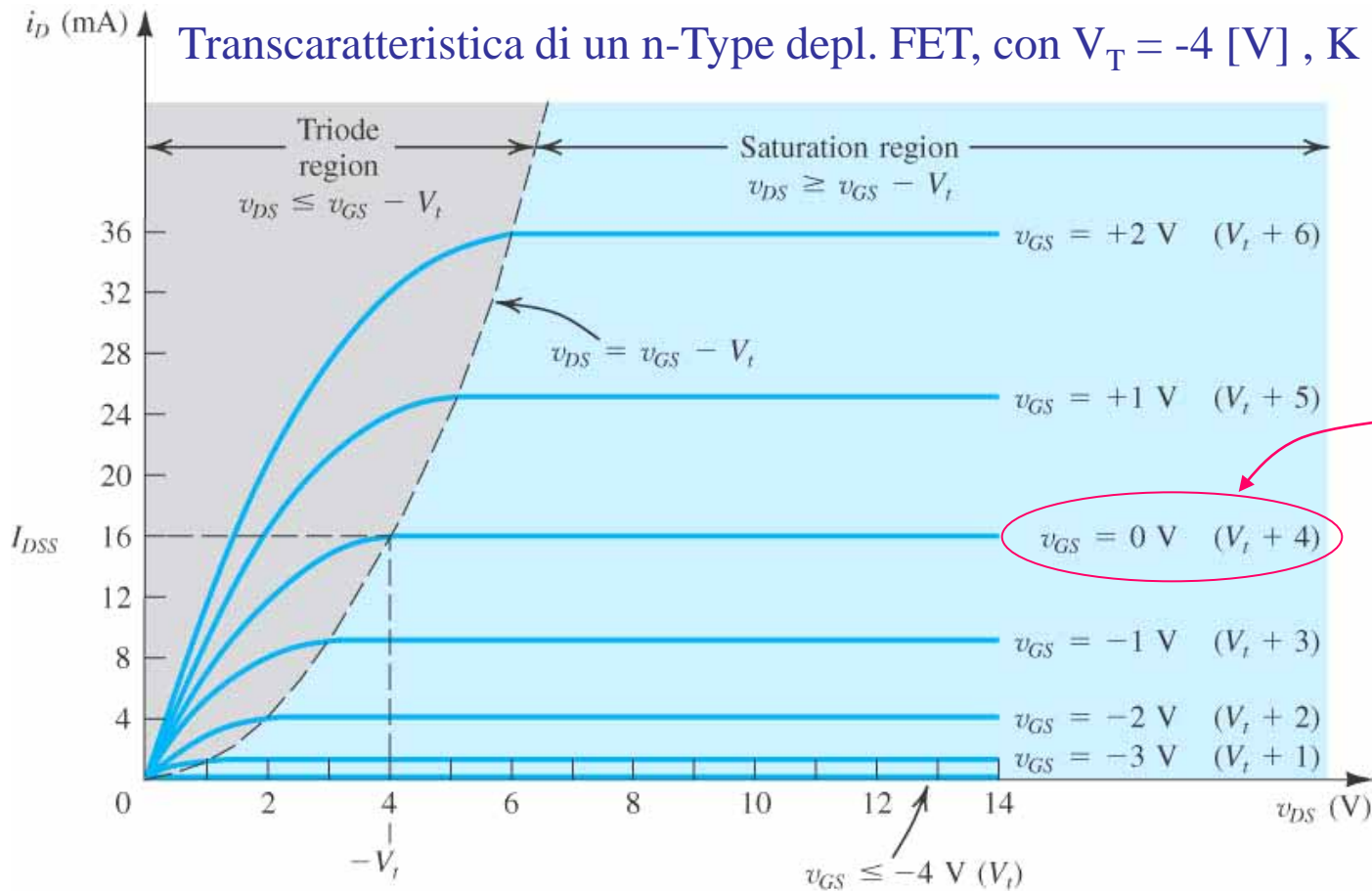


$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2} + \frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}}} \gg -\frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2}} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \frac{1}{1 + c}$$

Fig. 5.54 (a) Amplificatore con carico ad arricchimento in cui sono esplicitamente mostrate le connessioni del substrato. (b) Circuito equivalente per piccoli segnali dell'amplificatore in (a), comprendente l'effetto body che si verifica in Q_2 .

MOS a svuotamento

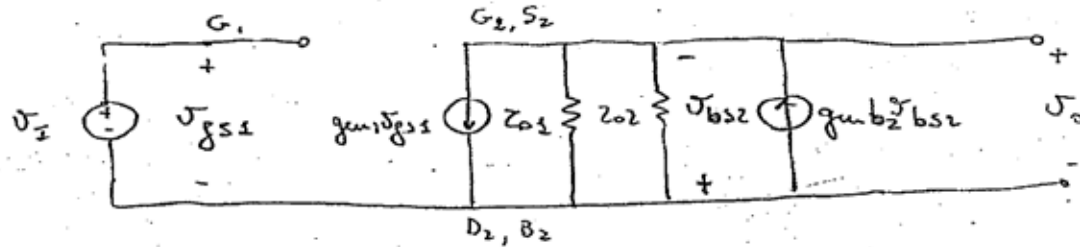
Transcaratteristica di un n-Type depl. FET, con $V_T = -4$ [V] , $K = 2$ [mA/V]



In questo tipo di connessione $V_{GS} = 0$, $I_D \neq 0$ e $V_{DS} = -V_T$ (con $V_T < 0$)

MOS a svuotamento

> inclusione dell'effetto body



$$v_o = -g_{m1} v_{gs1} \left[\frac{1}{g_{mb2}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \right]$$

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1} \left[\frac{1}{g_{mb2}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \right]$$

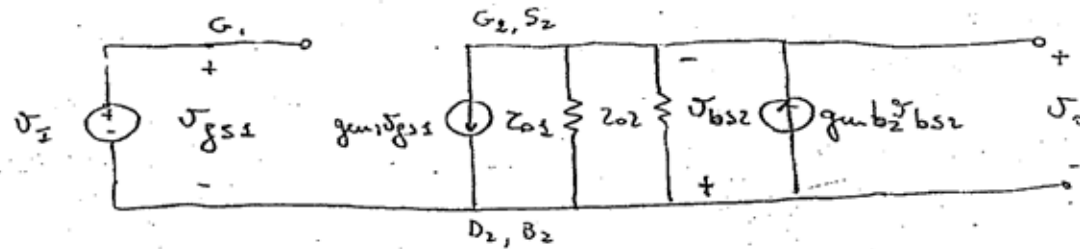
$$A_v \approx -\frac{g_{m1}}{g_{mb2}}$$

$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \cdot \frac{1}{\chi}$$

$$A_v = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \cdot \frac{1}{\chi}$$

MOS a svuotamento

> inclusion dell'effetto body



$$v_o = -g_{m1} v_{gs1} \left[\frac{1}{g_{mb2}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \right]$$

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1} \left[\frac{1}{g_{mb2}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \right]$$

$$A_v \approx -\frac{g_{m1}}{g_{mb2}}$$

$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \cdot \frac{1}{\chi}$$

$$A_v = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \cdot \frac{1}{\chi}$$

CMOS

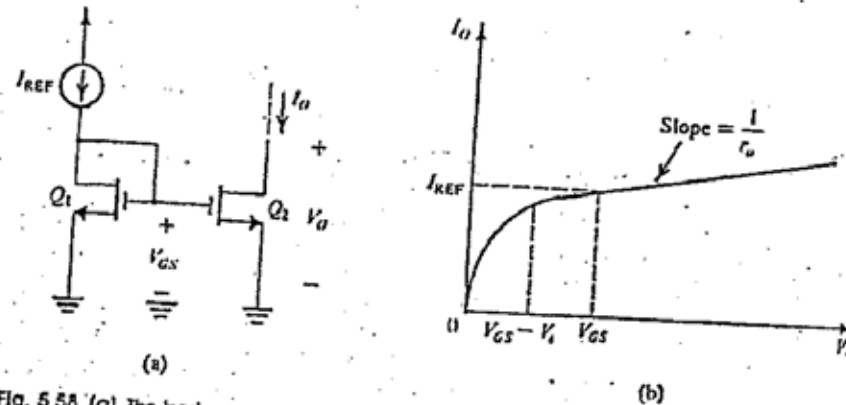


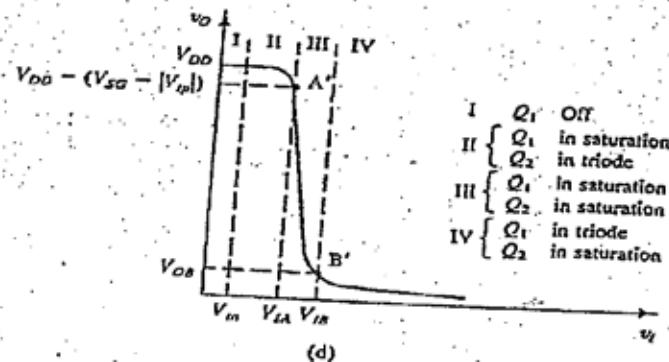
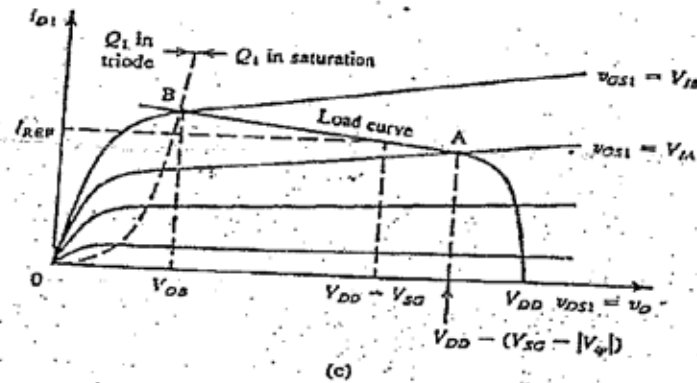
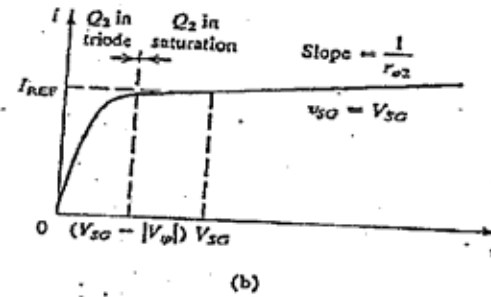
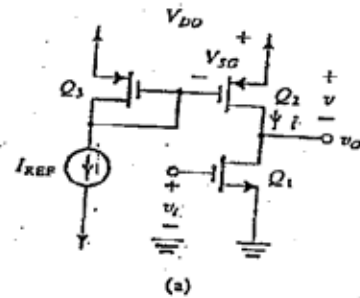
Fig. 5.58 (a) The basic current-mirror circuit. (b) The output characteristic of the current mirror for the case of matched transistors Q_1 and Q_2 .

$$I_{REF} = K_1 (V_{GS} - V_t)^2$$

$$I_O = K_2 (V_{GS} - V_t)^2$$

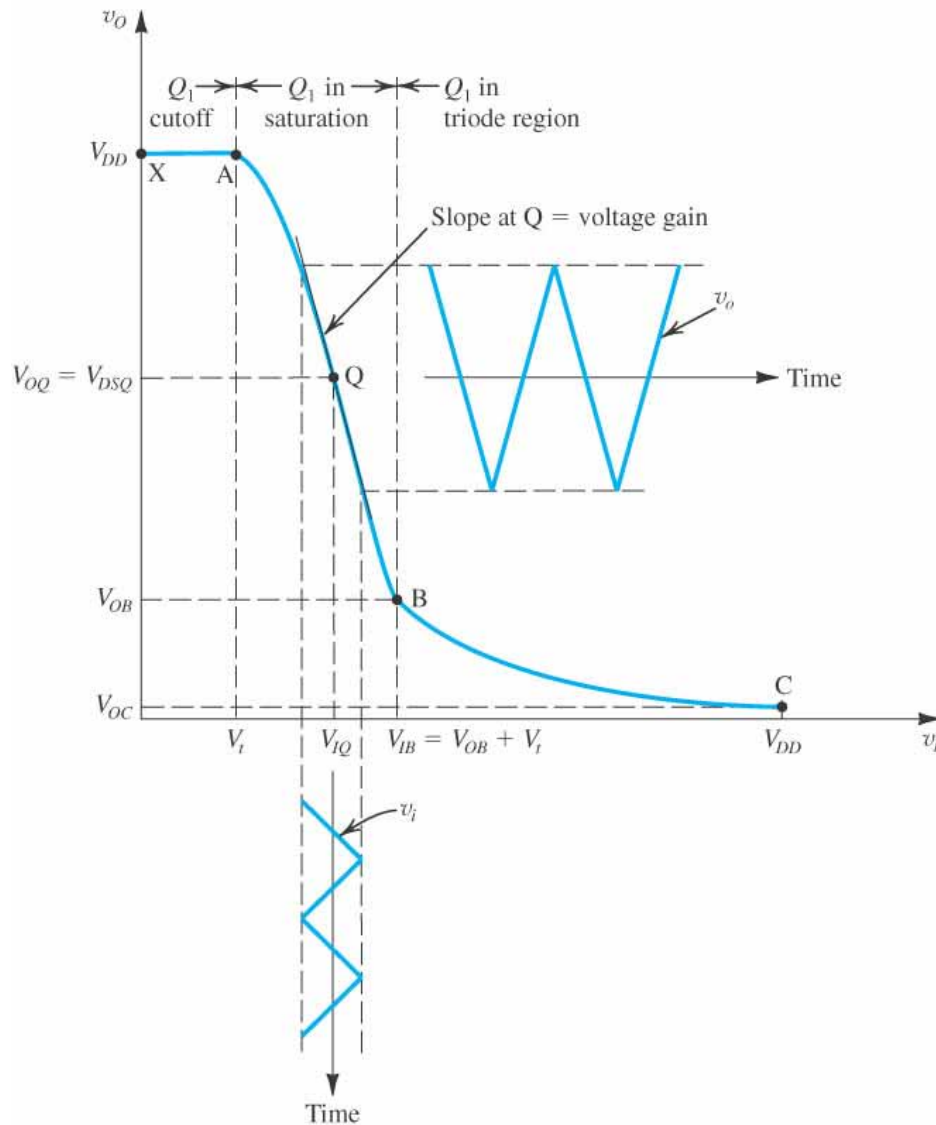
$$I_O = I_{REF} \frac{K_2}{K_1}$$

CMOS



CMOS

Espressione analitica della caratteristica di trasferimento



Regione di cut-off ($v_I < V_t$)

$$v_O = V_{DD}$$

Regione di saturazione ($V_t < v_I < V_{IB}$; $v_O > v_I - V_t$)

$$v_O = V_{DD} - \frac{1}{2} R_D k_n' \frac{W}{L} (v_I - V_t)^2$$

$$A_V = \left. \frac{dv_O}{dv_I} \right|_{v_I = V_{IQ}} = - R_D k_n' \frac{W}{L} (V_{IQ} - V_t)$$

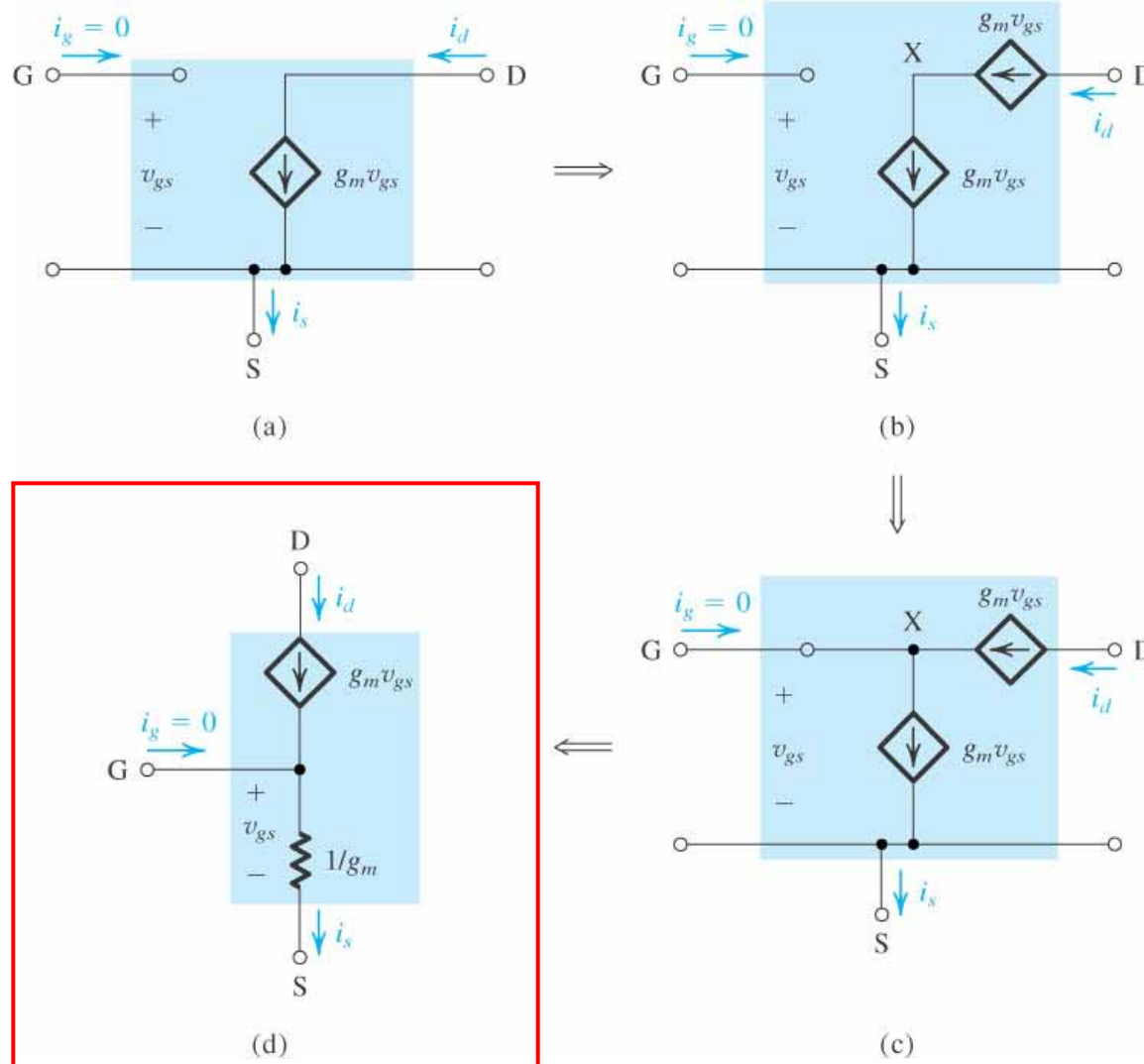
dove A_V è detto **guadagno in tensione**

Regione di triodo ($v_I > V_{IB}$; $v_O < v_I - V_t$)

$$v_O = V_{DD} \frac{r_{DS}}{r_{DS} + R_D} @ V_{DD} \frac{r_{DS}}{R_D}$$

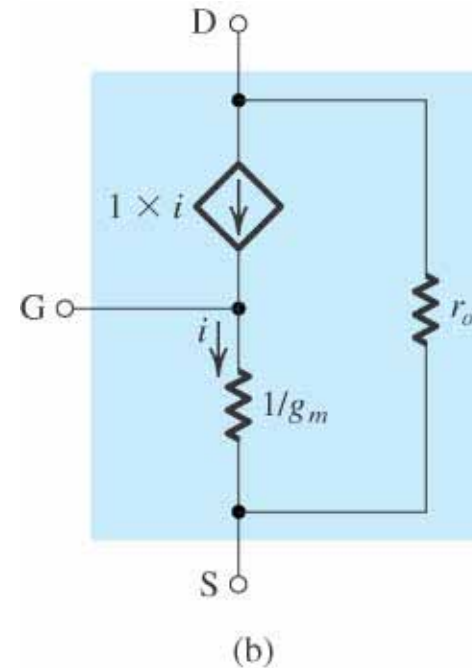
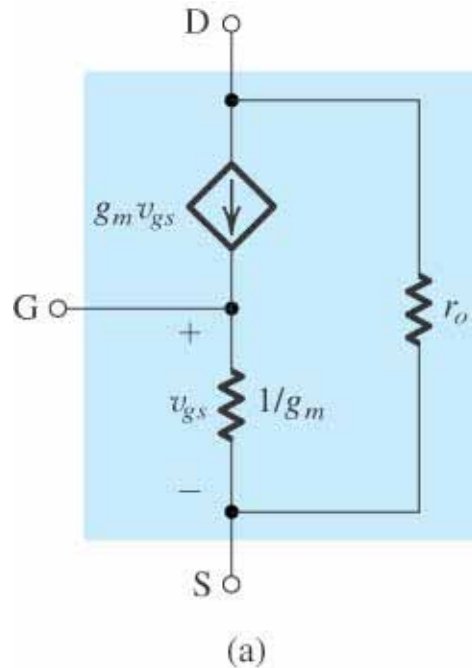
$$r_{DS} = 1 / \left(k_n' \frac{W}{L} (v_I - V_t) \right)$$

Modelli del MOSFET per piccoli segnali: modello a T

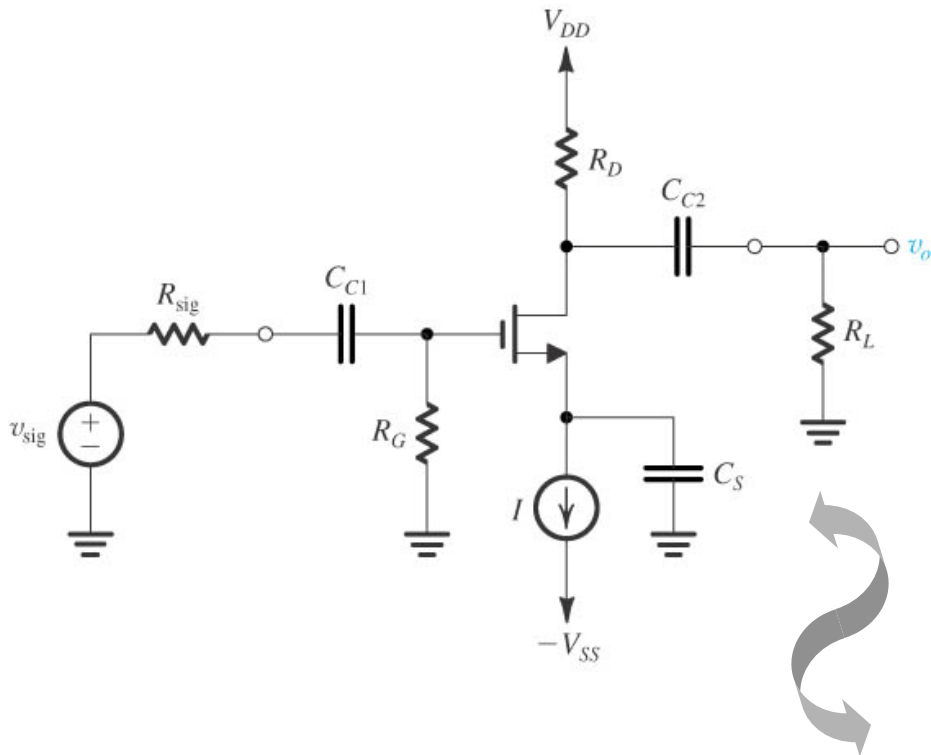


modello a T

Modelli del MOSFET per piccoli segnali: modello a T con resistenza r_o



Amplificatore a source comune (CS)



Assumendo $v_i = v_{gs}$ @ v_{sig} valida per $R_G \square R_{sig}$:

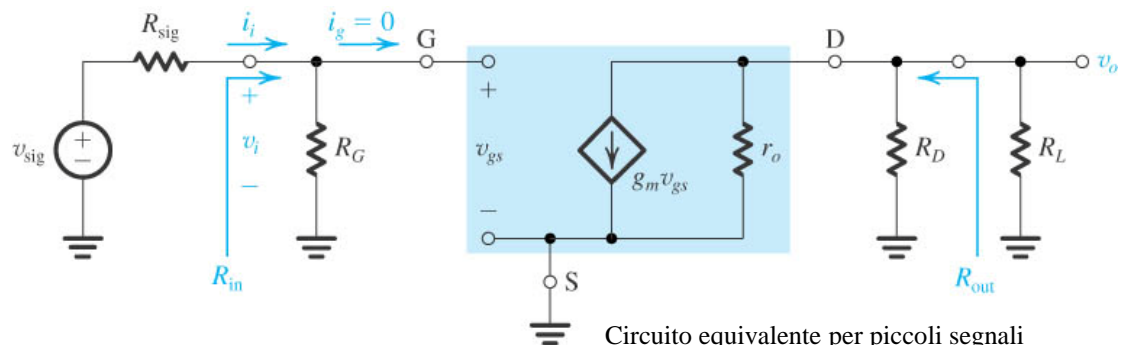
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m (r_o \parallel R_D \parallel R_L)$$

$$A_{vo} = \frac{v_o}{v_i} \bigg|_{R_L = \infty} = -g_m (r_o \parallel R_D)$$

$$G_v = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{sig}} A_v = -\frac{R_G}{R_G + R_{sig}} g_m (r_o \parallel R_D \parallel R_L)$$

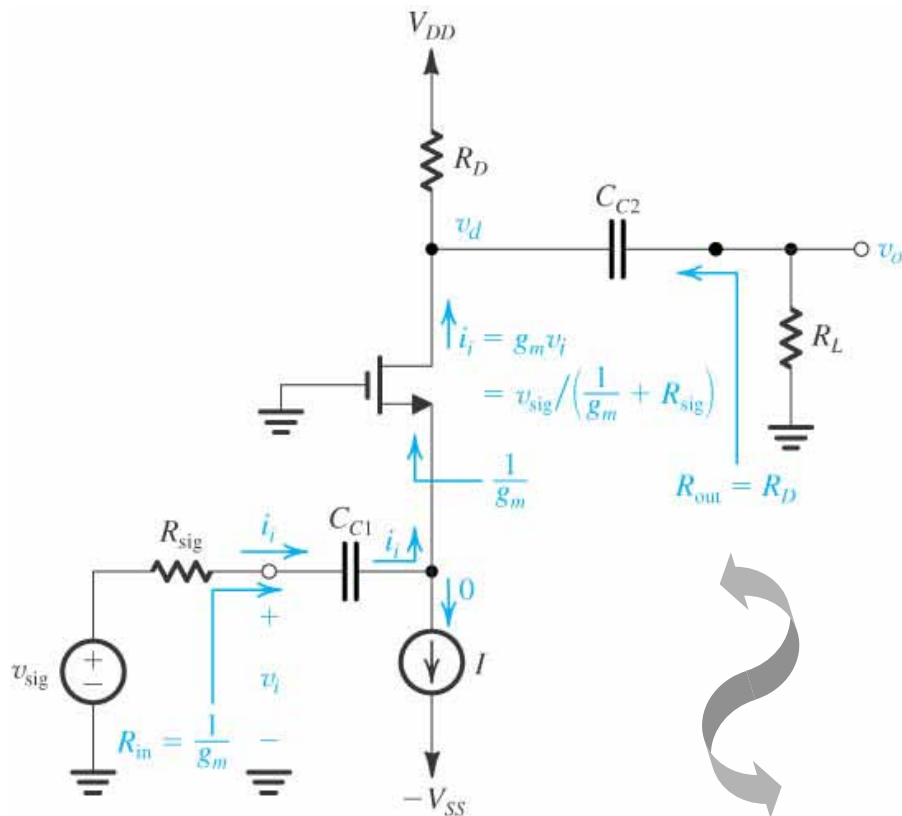
$$R_{in} = R_G$$

$$R_{out} = r_o \parallel R_D$$



Circuito equivalente per piccoli segnali

Amplificatore a gate comune (CG)



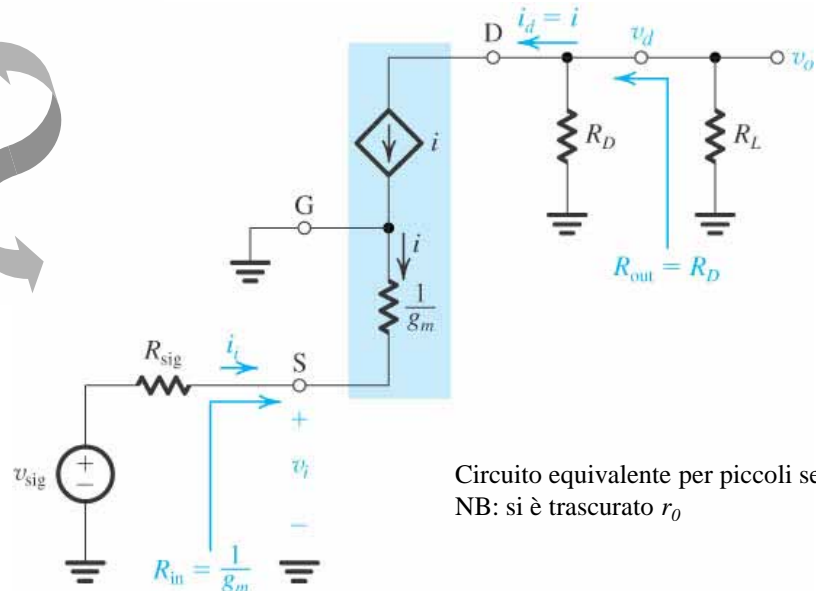
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = g_m (R_D \parallel R_L) \quad \text{con } R_{sig} \rightarrow \frac{1}{g_m} \parallel R_{sig}$$

$$A_{vo} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L = \infty} = g_m R_D$$

$$G_v = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{sig}} A_v = \frac{g_m (R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_{sig}}$$

$$R_{in} = 1/g_m$$

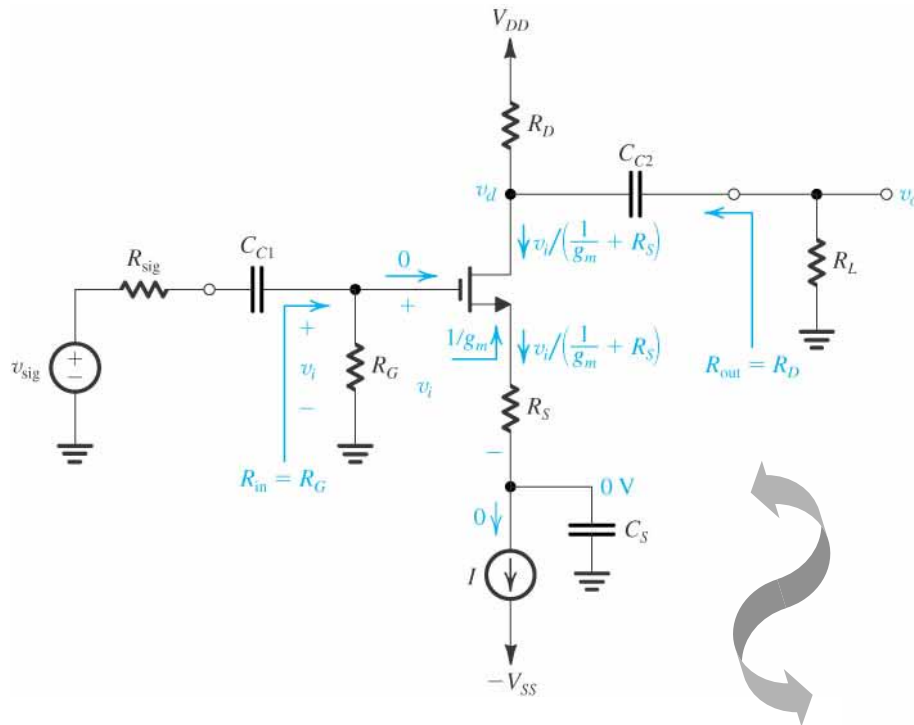
$$R_{out} = R_D$$



Circuito equivalente per piccoli segnali
NB: si è trascurato r_o

(viene trascurato l'effetto body)

Amplificatore CS con resistore di source



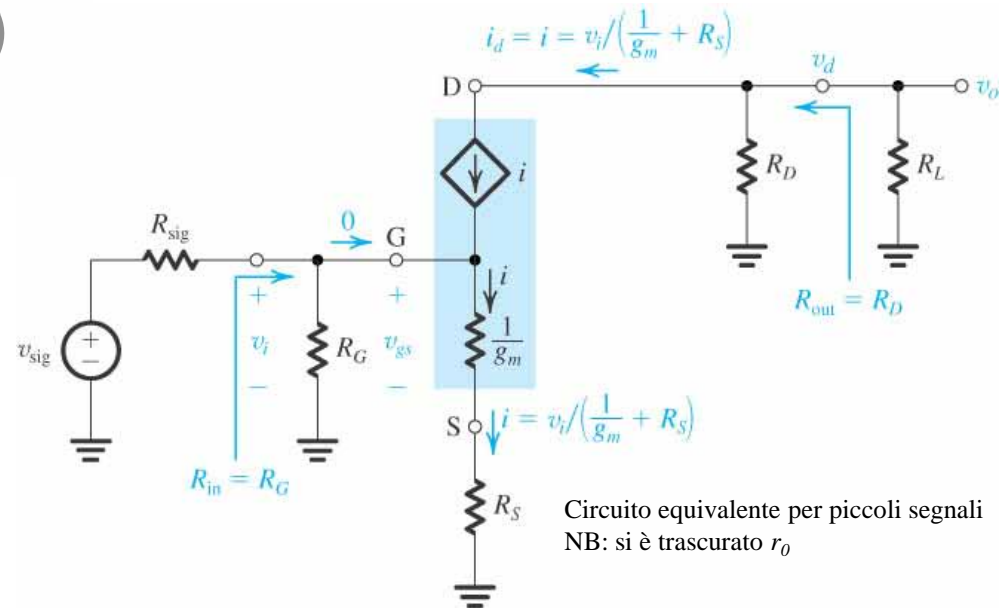
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = - \frac{g_m (R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_S}$$

$$A_{v_o} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L \neq \infty} = - \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

$$G_v = \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} A_v = - \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} \frac{g_m (R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_S}$$

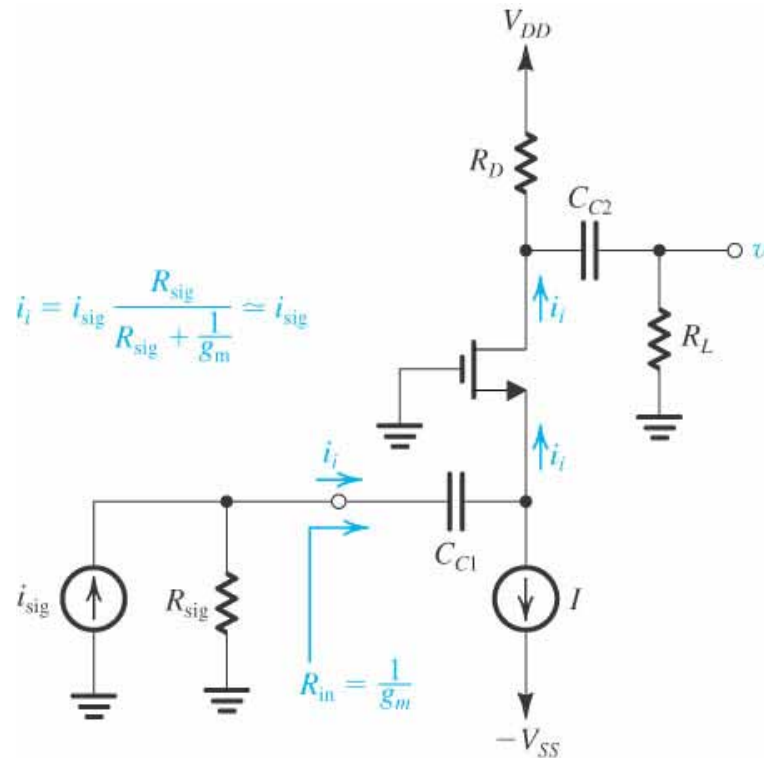
$$R_{in} = R_G$$

$$R_{out} = R_D$$



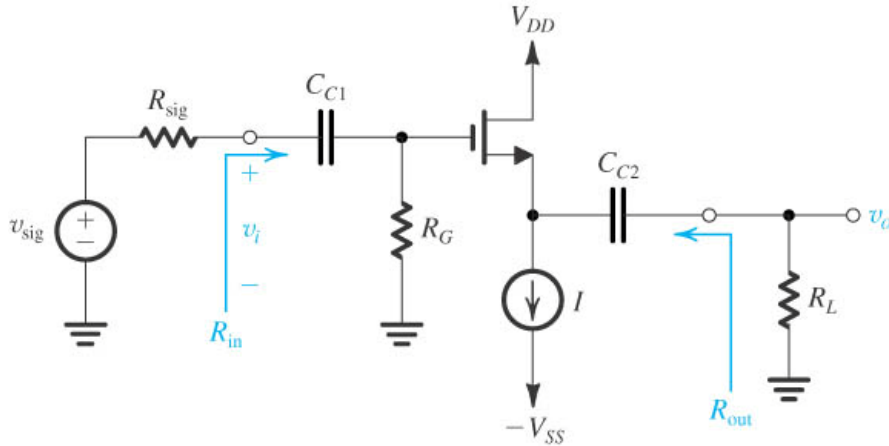
(viene trascurato l'effetto body)

Amplificatore a guadagno unitario o inseguitore di corrente



$$i_i \approx i_{sig} \text{ se } R_{sig} \ll \frac{1}{g_m}$$

Amplificatore a drain comune o inseguitore di source



$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_L \parallel r_o}{(R_L \parallel r_o) + 1/g_m} @ \frac{R_L}{R_L + 1/g_m}$$

$$A_{v_o} = \frac{v_o}{v_i} \Big|_{R_L = \infty} = \frac{r_o}{r_o + 1/g_m}$$

$$G_v = \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} \frac{R_L \parallel r_o}{(R_L \parallel r_o) + 1/g_m}$$

$$R_{in} = R_G$$

$$R_{out} = r_o \parallel (1/g_m) @ 1/g_m$$

