

ESERCIZIO 1 (Settimana 7)

Dato l'amplificatore di figura, avente i seguenti parametri (a 25°C):

$$V_{DD} = 36 \text{ V}, R_g = 100 \text{ k}\Omega, R_B = 1 \text{ M}\Omega, R_D = 6 \text{ k}\Omega, R_{S1} = 0.2 \text{ k}\Omega, R_L = 4 \text{ k}\Omega;$$

Q₁: MOSFET ad arricchimento a canale n,

$$I_{DQ} = 3 \text{ mA}, V_{DSQ} = 12 \text{ V}, V_T = 5 \text{ V}, V_T^2 k_W/L = 5 \text{ mA} \quad (k = \mu_n C_{ox}/2), r_d = 150 \text{ k}\Omega;$$

determinare:

- 1) il valore delle resistenze R_1 , R_2 , R_{S2} , sapendo che $R_1//R_2 = R_B$;
- 2) il guadagno di tensione $A_v = V_o/V_g$ a centro banda;
- 3) la resistenza di ingresso R_{in} indicata;

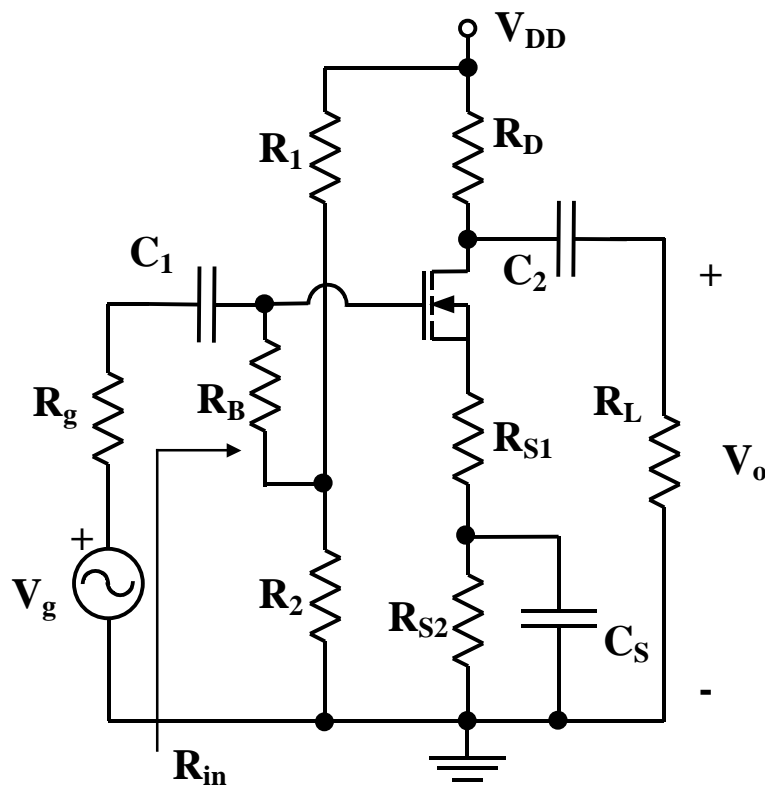


Fig. 1 – Amplificatore a singolo stadio a MOSFET

Soluzione

1)

Il calcolo delle resistenze incognite può essere svolto più agevolmente ridisegnando il circuito equivalente valido per lo studio della polarizzazione e semplificandolo secondo Thevenin nel circuito di Gate. E' importante ricordare che, ai fini dello studio della polarizzazione, i condensatori di blocco e by-pass vanno considerati dei circuiti aperti. Si ottengono così i circuiti rappresentati in Fig. 2.

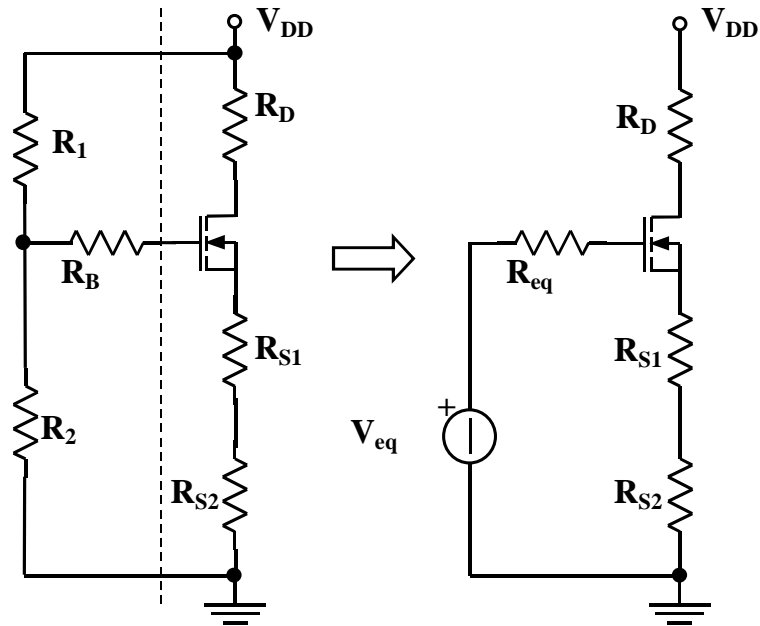


Fig. 2 – Circuito equivalente per la polarizzazione e suo equivalente secondo Thevenin

Calcoliamo innanzitutto le espressioni dei parametri del circuito equivalente di Thevenin, che serviranno successivamente. Troviamo

$$R_{eq} = R_1 // R_2 + R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_B = 2 \cdot R_B = 2 \text{ M}\Omega, \quad (1)$$

$$V_{eq} = V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2)$$

Dall'equazione della maglia di uscita poi si trova:

$$V_{DD} = R_D \cdot I_{DQ} + V_{DSQ} + (R_{S1} + R_{S2}) \cdot I_{DQ}, \quad (3)$$

da cui è immediato ricavare il valore di $R_{S1} + R_{S2}$ e quindi di R_{S2} , ossia

$$R_{S2} = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}} - R_D - R_{S1} = 1.8 \text{ k}\Omega. \quad (4)$$

Supponendo che il MOSFET si trovi nella regione di saturazione possiamo poi scrivere

$$I_D = k \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{GS} - V_T)^2 = k \cdot \frac{W}{L} \cdot V_T^2 \cdot \left(\frac{V_{GS}}{V_T} - 1 \right)^2 = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T} \right)^2, \quad (5)$$

da cui risulta

$$V_{GSQ} = V_T \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}} \right) = 8.87 \text{ V}, \quad (6)$$

avendo scelto la radice positiva in quanto, per avere il MOSFET per lo meno acceso è necessario che sia $V_{GSQ} > V_T$. Per l'ipotesi di saturazione, è però anche necessario che sia $V_{GD} < V_T$, il che nel nostro caso si verifica essendo

$$V_{GD} = V_{GSQ} - V_{DSQ} = -3.13 \text{ V} < V_T = 5 \text{ V}. \quad (7)$$

L'analisi condotta finora è quindi corretta perché il transistor si trova effettivamente in saturazione. Completiamo allora il calcolo considerando la maglia di ingresso, dalla quale risulta

$$V_{eq} = V_{GSQ} + (R_{S1} + R_{S2}) \cdot I_{DQ} = 14.87 \text{ V}, \quad (8)$$

dove si è sfruttato il fatto che la corrente assorbita dal circuito di Gate è nulla a riposo e quindi non abbiamo alcuna caduta di tensione sulla resistenza R_{eq} . Scrivendo allora

$$V_{eq} = V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_{DD} \cdot \frac{1}{R_1} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = V_{DD} \cdot \frac{R_B}{R_1} = 14.87 \text{ V}, \quad (9)$$

ricaviamo immediatamente

$$R_1 = \frac{V_{DD}}{V_{eq}} \cdot R_B = 2.42 \text{ M}\Omega, \quad (10)$$

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_B}{R_1 - R_B} = 1.7 \text{ M}\Omega. \quad (11)$$

2)

Il calcolo del guadagno di tensione richiede innanzitutto il disegno dello schema equivalente del circuito, valido per i piccoli segnali. Il circuito risultante è mostrato in Fig. 3. E' importante ricordare che, ai fini dell'analisi ai piccoli segnali, le capacità di disaccoppiamento e di by-pass vanno considerate dei corto circuiti. E' inoltre necessario "spegnere" i generatori di tensione e, eventualmente, di corrente continua presenti nel circuito, cortocircuitando i primi e sostituendo i secondi con dei circuiti aperti. Una volta ottenuto lo schema, è necessario ricavare i suoi parametri, a partire dalle grandezze determinate nello studio della polarizzazione.

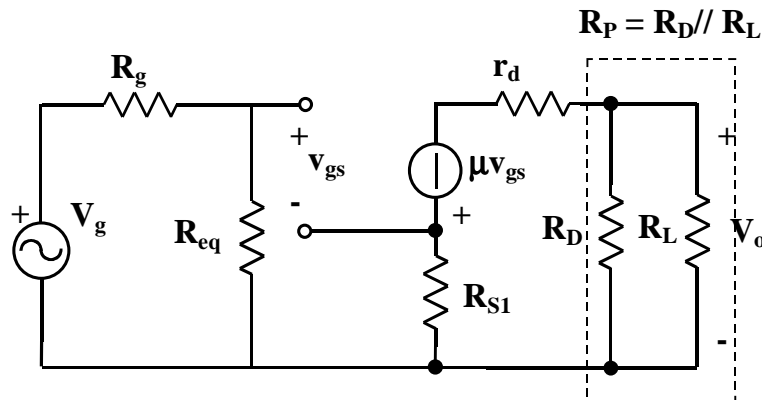


Fig. 3 – Circuito equivalente per i piccoli segnali

Otteniamo allora

$$g_m = 2 \cdot \sqrt{k \cdot \frac{W}{L} \cdot I_{DQ}} = \frac{2}{V_T} \cdot \sqrt{I_{DQ} \cdot I_{DSS}} = 1.55 \text{ mS}, \quad (12)$$

$$\mu = g_m \cdot r_d = 232.38. \quad (13)$$

Come si può osservare dallo schema ai piccoli segnali, l'amplificatore da studiare è del tipo a Source comune con resistenza di Source. Il calcolo del guadagno può essere svolto valutando

$$v_{gs} = v_g - v_s = V_g \cdot \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_g} - \mu \cdot v_{gs} \cdot \frac{R_{S1}}{R_{S1} + r_d + R_D // R_L}, \quad (14)$$

da cui, definendo $R_P = R_D // R_L = 2.4 \text{ k}\Omega$, si trova

$$v_{gs} = V_g \cdot \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_g} \cdot \frac{R_{S1} + r_d + R_P}{(1 + \mu) \cdot R_{S1} + r_d + R_P}. \quad (15)$$

A questo punto è possibile determinare l'espressione di V_o , cioè

$$V_o = -\mu \cdot v_{gs} \cdot \frac{R_P}{R_{S1} + r_d + R_P}, \quad (16)$$

che, una volta sostituita l'espressione (15) al posto di v_{gs} e esplicitato il guadagno A_v , porta finalmente al risultato cercato ossia

$$A_v = \frac{V_o}{V_g} = -\frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_g} \cdot \frac{\mu \cdot R_P}{(1 + \mu) \cdot R_{S1} + r_d + R_P} = -2.67. \quad (17)$$

Come si può osservare, si tratta di un valore negativo, coerentemente con la configurazione in esame, che, presentando l'uscita sul terminale di drain, è appunto invertente.

3)

Completiamo l'esercizio valutando la resistenza di ingresso, che, come indicato in Fig. 1, va calcolata escludendo la resistenza del generatore di segnale. Si trova allora, semplicemente per ispezione diretta,

$$R_{in} = R_{eq} = R_1 // R_2 + R_B = 2 \cdot R_B = 2 \text{ M}\Omega. \quad (18)$$