

## ESERCIZIO 2 (Settimana 7)

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

$V_{DD} = 12 \text{ V}$ ,  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_G = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_D = 4.7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_S = 2.2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_P = 2.2 \text{ k}\Omega$ ,  $C_g = 10 \text{ }\mu\text{F}$ ,  
 $C_S = 47 \text{ }\mu\text{F}$ ;

$Q_{1,2}$ : (npn-BJT identici)  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ ,  $\beta_F = 100$ ,  $\beta_o = 100$ ,  $r_o = \infty$ ;

$Q_3$ : (n-channel MOSFET):  $V_T = 3 \text{ V}$ ,  $I_{DSS} = k'_n V_T^2 (W/2L) = 10 \text{ mA}$ ,  $r_{d3} = 50 \text{ k}\Omega$ ;

$Q_4$ : (n-channel MOSFET):  $V_T = 3 \text{ V}$ ,  $I_{DSS} = k'_n V_T^2 (W/2L) = 10 \text{ mA}$ ,  $r_{d4} = \infty$ ;

determinare:

- 1) il punto di riposo dei transistor;
- 2) il guadagno di tensione  $A_v = V_o/V_g$  a centro banda.

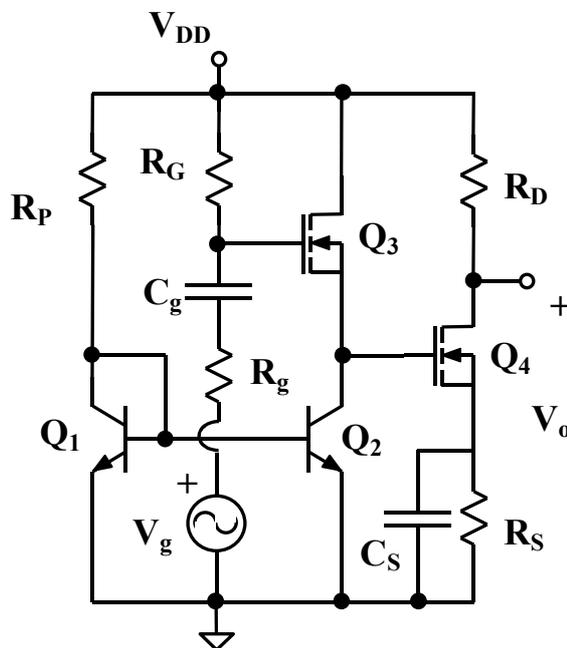


Fig. 1 – Amplificatore a doppio stadio con generatore di corrente di polarizzazione

### Soluzione

1)

Conviene iniziare l'analisi del circuito dallo specchio di corrente realizzato da  $Q_1$  e  $Q_2$ . Si sa che, nell'ipotesi di polarizzazione in zona attiva dei due transistor, nonché di identità dei loro parametri, la corrente di collettore di  $Q_2$  a riposo ( $I_{CQ2}$ ), che nello schema dato diventa la corrente di drain a riposo del MOSFET  $Q_3$  ( $I_{DS3}$ ), può essere espressa come

$$I_{CQ2} = I_P \cdot \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_F}} = 5.03 \text{ mA}, \quad (1)$$

dove

$$I_p = \frac{V_{DD} - V_{BE}}{R_p} = 5.14 \text{ mA}, \quad (2)$$

Dalla corrente di drain di  $Q_3$  è immediato risalire alla tensione  $V_{GS}$ , che, nell'ipotesi di polarizzazione del transistor in zona di saturazione, è data da

$$V_{GS3} = V_T \cdot \left( 1 + \sqrt{\frac{I_{DS3}}{I_{DSS}}} \right) = 5.13 \text{ V}. \quad (3)$$

Il punto di riposo di  $Q_3$  si determina determinando la tensione  $V_{DS3}$ , cosa che si può fare immediatamente. Infatti, osservando che la corrente che percorre la resistenza  $R_G$  è sicuramente nulla a riposo, risulta  $V_{DS3} = V_{GS3}$ , ossia  $V_{GD3} = 0$ . Ne consegue che il transistor  $Q_3$  si trova sicuramente in zona di saturazione, come ipotizzato, e il suo punto di lavoro (5.03 mA, 5.13 V).

Ricaviamo quindi la tensione collettore emettitore dei due transistor bipolari dello specchio. Risulta ovviamente  $V_{CE1} = V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ , mentre si ha

$$V_{CE2} = V_{DD} - V_{DS3} = 6.87 \text{ V}. \quad (4)$$

I punti di riposo dei due transistor sono quindi (5.03 mA, 0.7 V) e (5.03 mA, 6.87 V). Si vede come entrambi siano effettivamente polarizzati in zona attiva, in accordo con l'ipotesi iniziale. A questo punto resta da analizzare la situazione del transistor  $Q_4$ . Possiamo scrivere le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} V_{GS4} = V_{CE2} - R_S \cdot I_{DS4} \\ I_{DS4} = I_{DSS} \cdot \left( 1 - \frac{V_{GS4}}{V_T} \right)^2 \end{cases} \quad (5)$$

La soluzione del sistema porta a due valori per ciascuna variabile incognita. Vanno evidentemente scelti quelli compatibili con la polarizzazione del transistor nella regione di saturazione. Nel caso di  $V_{GS4}$  andrà scelto un valore positivo e maggiore di  $V_T$ , nel caso di  $I_{DS4}$  andrà scelto un valore positivo e tale da mantenere la tensione  $V_{DS4}$  sufficientemente elevata affinché sia  $V_{GD4} < V_T$ . Adottando questi criteri la soluzione cercata risulta

$$V_{GS4} = 4.07 \text{ V},$$

$$I_{DS4} = 1.27 \text{ mA}.$$

Da questi valori è poi immediato calcolare  $V_{DS4}$ , che risulta

$$V_{DS4} = V_{DD} - (R_S + R_D) \cdot I_{DS4} = 3.22 \text{ V}, \quad (6)$$

da cui troviamo anche

$$V_{GD4} = V_{GS4} - V_{DS4} = 0.85 \text{ V}, \quad (7)$$

che garantisce l'effettiva polarizzazione di  $Q_4$  in zona di saturazione. Risulta allora determinato anche il punto di riposo di  $Q_4$  che è (1.27 mA, 3.22 V).

2)

Ricaviamo inizialmente lo schema ai piccoli segnali equivalente al circuito assegnato. E' importante ricordare che lo specchio di corrente si riduce a una semplice resistenza, che è appunto la resistenza equivalente di uscita dello specchio  $R_o$ . Lo schema che si ottiene è quindi quello rappresentato in Fig. 2.

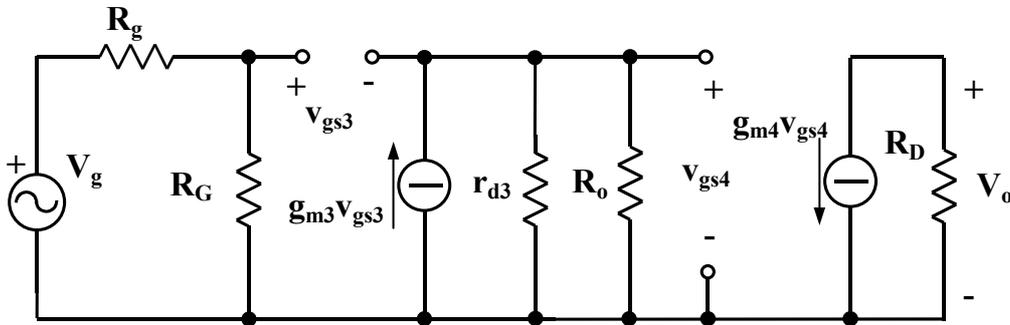


Fig. 2 – Schema equivalente per i piccoli segnali dell'amplificatore dato

Come si può osservare, nello schema ottenuto sono presenti due amplificatori, il primo nella configurazione a drain comune, il secondo nella configurazione a source comune. Tali amplificatori sono connessi in cascata, di modo che l'uscita del primo diventa l'ingresso del secondo. Sebbene, in generale, l'analisi di una connessione in cascata di due o più stadi amplificatori richieda particolari cautele, nel caso specifico lo studio è assolutamente intuitivo, nel senso che il guadagno complessivo della cascata dei due amplificatori è pari al prodotto dei guadagni dei singoli stadi, calcolati separatamente. Ciò è dovuto all'assenza di qualunque *effetto di carico*, garantita a sua volta dalla resistenza di ingresso infinita degli stadi a MOSFET. In questo caso particolare quindi, la presenza di un secondo stadio non influenza il funzionamento del primo e viceversa, ovvero i due sono completamente disaccoppiati.

Fatte queste premesse, procediamo al calcolo usuale dei parametri del circuito di Fig. 2. Conviene innanzitutto osservare che la resistenza  $R_o$  di uscita dello specchio di corrente è pari alla  $r_o$  del transistor Q2, e quindi, nel caso specifico è infinita. Di conseguenza, la presenza dello specchio di corrente non ha, nelle ipotesi di questo esercizio, alcun effetto sul guadagno dell'amplificatore. Otteniamo poi

$$g_{m3} = 2 \cdot \sqrt{k \cdot \frac{W}{L} \cdot I_{DQ3}} = \frac{2}{V_T} \cdot \sqrt{I_{DQ3} \cdot I_{DSS}} = 4.73 \text{ mS}, \quad (8)$$

$$g_{m4} = 2 \cdot \sqrt{k \cdot \frac{W}{L} \cdot I_{DQ4}} = \frac{2}{V_T} \cdot \sqrt{I_{DQ4} \cdot I_{DSS}} = 2.38 \text{ mS}. \quad (9)$$

A questo punto ricaviamo molto semplicemente il guadagno dell'amplificatore che risulta

$$A_v = \frac{V_o}{V_g} = \frac{R_G}{R_G + R_g} \cdot \left( \frac{g_{m3} \cdot r_{d3}}{1 + g_{m3} \cdot r_{d3}} \right) \cdot (-g_{m4} \cdot R_D) = 0.99 \cdot (0.996) \cdot (-11.18) = -11, \quad (10)$$

dove sono stati messi in evidenza nell'ordine il fattore di attenuazione di ingresso, il guadagno dello stadio a drain comune e il guadagno dello stadio a source comune. Ribadiamo che la resistenza  $R_o$  non compare nella formula in quanto il suo valore è infinito, come precedentemente spiegato.