

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.

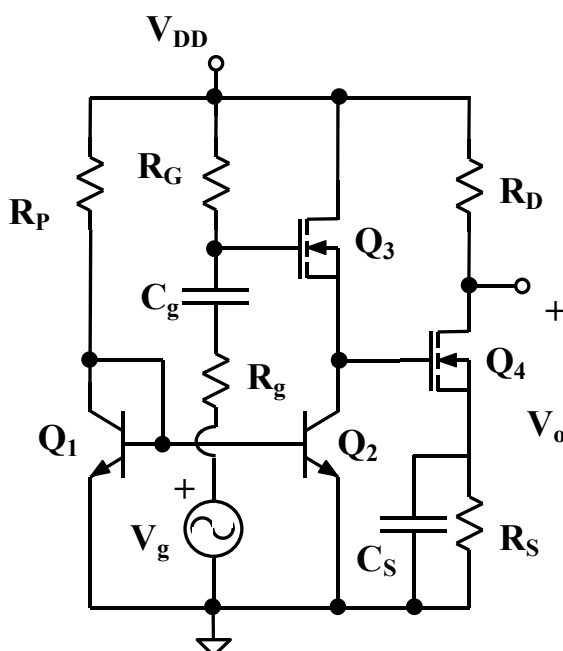


Fig. 1 – Amplificatore a doppio stadio con generatore di corrente di polarizzazione

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).

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.

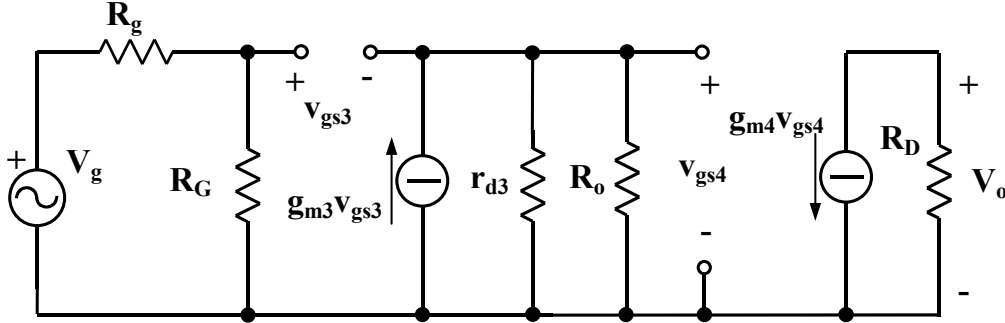


Fig. 2 – Schema equivalente per i piccoli segnali dell'amplificatore dato

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.