

ESERCIZIO 1 (Settimana 7)

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

$V_{CC} = 12V$, $R_g = 1k\Omega$, $R_G = 100k\Omega$, $R_S = 1k\Omega$, $R_C = 2k\Omega$, $C_g = 10\mu F$, $C_S = 15\mu F$;

Q_1 (n-channel MOSFET): $V_T = 5V$, $I_{DSS} = V_T^2 K'_n W/2L = 5mA$, $r_d = \infty$;

$Q_{2,3}$ (pnp BJT): $V_{BE} = -0.7V$, $\beta_F = 100$, $\beta_o = 100$, $r_o = \infty$;

determinare:

- 1) il punto di riposo dei transistor (I_{DQ1}, V_{DS1}), (I_{CQ2}, V_{CEQ2}) e (I_{CQ3}, V_{CEQ3}), trascurando l'effetto Early e considerando identici i transistor Q_2 e Q_3 ;
- 2) il guadagno di tensione $A_v = V_o/V_g$ a centro banda.

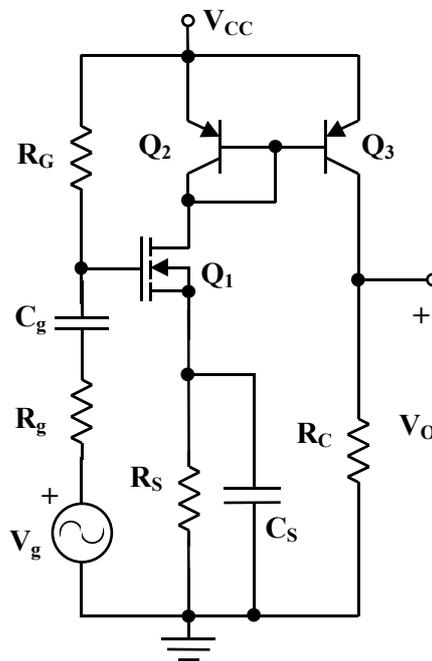


Fig. 1 – Amplificatore con generatore di corrente di polarizzazione

Soluzione

1)

Determiniamo in primo luogo il punto di riposo del transistor Q_1 . Ipotizzando il suo funzionamento in zona di saturazione possiamo scrivere

$$\begin{cases} V_{GS1} = V_{CC} - R_S \cdot I_{DQ1} \\ I_{DQ1} = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS1}}{V_T}\right)^2 \end{cases} \quad (1)$$

dove la prima equazione sfrutta il fatto che, a riposo, non c'è assorbimento di corrente dal terminale di gate di Q_1 e quindi non c'è nemmeno caduta di tensione sulla resistenza R_G , per cui la tensione di gate di Q_1 risulta pari a V_{CC} . 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_{GS1} andrà scelto un valore positivo e maggiore di V_T , nel caso di I_{DQ1} andrà scelto un valore positivo e tale da mantenere la tensione V_{DS1} sufficientemente elevata affinché sia $V_{GD1} < V_T$. Adottando questi criteri la soluzione cercata risulta

$$V_{GS1} = 8.92 \text{ V},$$

$$I_{DQ1} = 3.08 \text{ mA}.$$

Da questi valori è poi immediato calcolare V_{DS1} , che risulta

$$V_{DS1} = V_{CC} + V_{BE} - R_S \cdot I_{DQ1} = 8.22 \text{ V}, \quad (6)$$

da cui troviamo anche

$$V_{GD1} = V_{GS1} - V_{DS1} = 0.7 \text{ V}, \quad (7)$$

che garantisce l'effettiva polarizzazione di Q_1 in zona di saturazione. Il punto di riposo di Q_1 è stato allora correttamente determinato e risulta (3.08 mA, 8.22 V).

Completiamo l'analisi del circuito dal punto di vista della polarizzazione determinando i punti di riposo anche di Q_2 e Q_3 . Analizzando lo specchio di corrente, si riconosce che la corrente I_{DQ1} deve essere pari alla corrente di collettore di Q_2 sommata alle correnti di base di Q_2 e Q_3 . Considerando le ipotesi di identità dei due transistor bipolari e trascurando l'effetto Early, si deve poi concludere che le correnti di base dei due transistor sono necessariamente uguali. Ne consegue che la corrente di collettore di Q_2 è data da

$$I_{CQ2} = I_{DQ1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_F}} = 3.02 \text{ mA}. \quad (8)$$

Tale corrente, sempre per le ragioni sopra descritte, è quindi uguale alla corrente di collettore di Q_3 . Restano da determinare le tensioni collettore emettitore dei due dispositivi. Mentre nel caso di Q_2 è immediato osservare che si ha $V_{CEQ2} = V_{BE} = -0.7 \text{ V}$, nel caso di Q_3 risulta

$$V_{CEQ3} = -V_{CC} + R_S \cdot I_{CQ3} = -V_{CC} + R_S \cdot I_{CQ2} = -5.97 \text{ V}. \quad (9)$$

I punti di riposo dei due transistor sono quindi (3.02 mA, -0.7 V) e (3.02 mA, -5.97 V). Si vede quindi come entrambi siano effettivamente polarizzati in zona attiva, condizione necessaria per poter scrivere la (8).

2)

Ricaviamo inizialmente lo schema ai piccoli segnali equivalente al circuito assegnato. In questo caso, dato l'uso che viene fatto dello specchio di corrente, come carico dell'amplificatore realizzato attraverso Q_1 , conviene mantenere lo schema completo dello specchio. Lo schema finale che si ottiene è quindi quello rappresentato in Fig. 2.

E' possibile fare qualche osservazione preliminare. Come si può notare, il carico di Q_1 è rappresentato dal parallelo della resistenza r_π di Q_2 , della resistenza r_π di Q_3 (già indicate uguali, pure le rispettive g_m , per l'uguaglianza dei dispositivi e delle loro correnti a riposo) e del generatore comandato di Q_2 . Quest'ultimo è in realtà equivalente ad una resistenza di valore $1/g_m$, dato che la tensione da cui dipende la corrente che esso impone è proprio la tensione presente ai suoi capi.

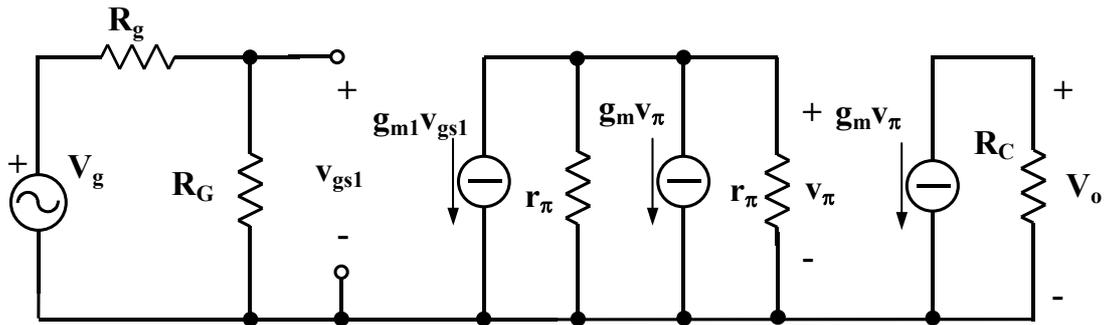


Fig. 2 – Schema equivalente per i piccoli segnali dell'amplificatore dato

Tenuto conto di ciò si vede che il carico per il transistor Q_1 , che è nella configurazione a source comune, è dato da

$$R_{L1} = r_{\pi} // r_{\pi} // \frac{1}{g_m} = \frac{r_{\pi}}{\beta_0 + 2}, \quad (10)$$

dove si è tenuto conto della nota relazione $g_m \cdot r_{\pi} = \beta_0$. È facile allora determinare la tensione v_{π} che risulta

$$v_{\pi} = \frac{R_G}{R_G + R_g} \cdot (-g_{m1} \cdot R_{L1}) \cdot V_g, \quad (11)$$

dalla quale è possibile ricavare la tensione V_o e quindi il guadagno cercato. Si ottiene

$$A_v = \frac{V_o}{V_g} = \frac{R_G}{R_G + R_g} \cdot (-g_{m1} \cdot R_{L1}) \cdot (-g_m \cdot R_C) = \frac{R_G}{R_G + R_g} \cdot g_{m1} \cdot \frac{\beta_0}{\beta_0 + 2} \cdot R_C = 3.05, \quad (12)$$

dove, per ottenere l'espressione finale, si è sostituita la (10) al posto di R_{L1} .