

## 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.

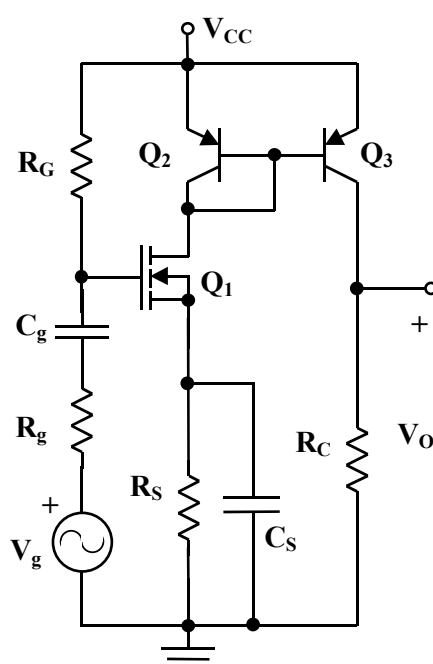


Fig. 1 – Amplificatore con generatore di corrente di polarizzazione

### 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  $r_\pi$  di  $Q_2$ , della resistenza  $r_\pi$  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.

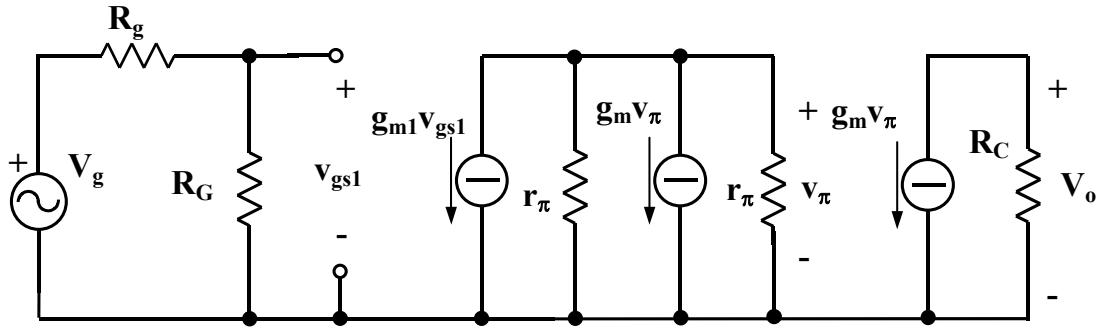


Fig. 2 – Schema equivalente per i piccoli segnali dell'amplificatore dato

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  $g_m \cdot r_{\pi} = \beta_0$ . E' facile allora determinare la tensione  $v_{\pi}$  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  $R_{L1}$ .