

## ESERCIZIO 1 (Settimana 7)

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

$$V_{CC} = 24 \text{ V}, R_1 = 390 \text{ k}\Omega, R_2 = 68 \text{ k}\Omega, R_3 = 56 \text{ k}\Omega, R_C = 10 \text{ k}\Omega, R_E = 1.8 \text{ k}\Omega, R_g = 10 \text{ k}\Omega;$$

Q<sub>1</sub>: BJT npn,

$$V_{BE} = 0.6 \text{ V}, \beta_F = \beta_0 = 200, r_o = \infty;$$

si richiede di:

- 1) determinare il punto di riposo del transistor ( $I_{CQ}, V_{CEQ}$ ).

Supponendo le capacità equivalenti a corto circuiti, si richiede ancora di:

- 2) calcolare il guadagno di tensione  $A_v = V_o/V_g$  a centro banda;
- 3) le resistenze di ingresso e uscita indicate.

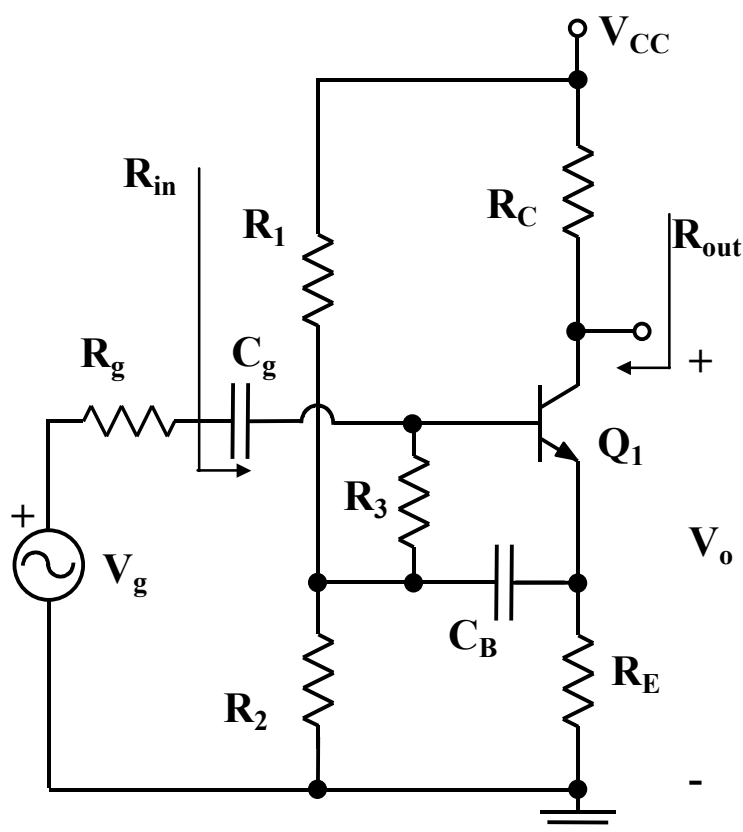


Fig. 1 – Amplificatore a singolo stadio a BJT

### Soluzione

1)

La determinazione del punto di riposo può essere svolta più agevolmente ridisegnando il circuito equivalente valido per lo studio della polarizzazione e semplificandolo secondo Thevenin nella maglia di ingresso. 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.

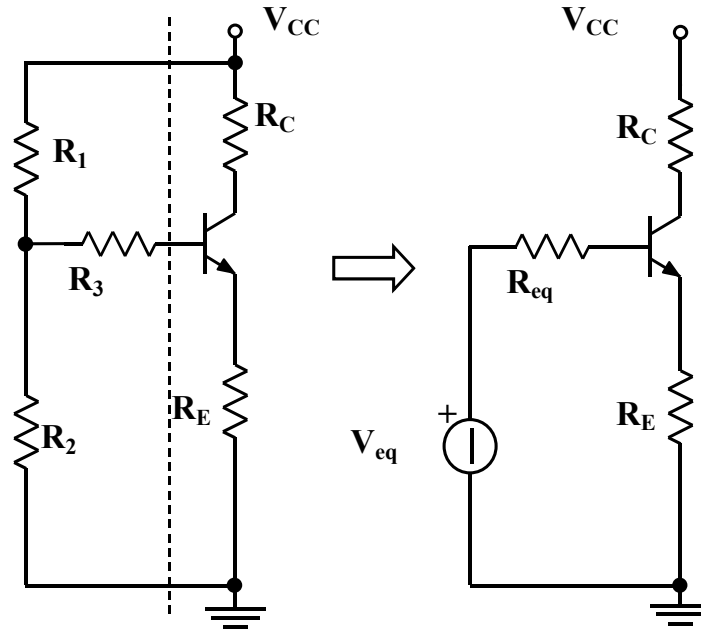


Fig. 2 – Circuito equivalente per la polarizzazione e sua semplificazione tramite equivalente di Thevenin

Calcoliamo innanzitutto le espressioni dei parametri del circuito equivalente di Thevenin. Troviamo

$$R_{eq} = R_3 + R_1 // R_2 = 113.9 \text{ k}\Omega, \quad (1)$$

$$V_{eq} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 3.56 \text{ V}. \quad (2)$$

Ipotizzando che il transistor lavori in zona attiva e considerando la maglia di ingresso possiamo quindi scrivere:

$$V_{eq} = R_{eq} \cdot I_{BQ} + V_{BE} + R_E \cdot I_{EQ} = R_{eq} \cdot I_{BQ} + V_{BE} + R_E \cdot (1 + \beta_F) \cdot I_{BQ}, \quad (3)$$

dove si è fatto uso dell'ipotesi di zona attiva nello scrivere l'espressione di  $I_{EQ}$  in funzione di  $I_{BQ}$ . Dalla (3) si ricava subito

$$I_{BQ} = \frac{V_{eq} - V_{BE}}{R_{eq} + R_E \cdot (1 + \beta_F)} = 6.22 \text{ }\mu\text{A}, \quad (4)$$

$$I_{CQ} = \beta_F \cdot I_{BQ} = 1.24 \text{ mA}. \quad (5)$$

Dall'equazione della maglia di uscita ricaviamo poi la tensione a riposo  $V_{CEQ}$ , ossia

$$V_{CEQ} = V_{CC} - \left[ R_C + R_E \cdot \left( 1 + \frac{1}{\beta_F} \right) \right] \cdot I_{CQ} = 9.3 \text{ V}, \quad (6)$$

che, essendo ben maggiore delle tipiche tensioni di saturazione di un transistor bipolare, e.g. 0.2 V, è sicuramente coerente con l'ipotesi inizialmente fatta di transistor in zona attiva.

E' interessante osservare lo schema di polarizzazione qui adottato. Si tratta di uno schema che realizza l'effetto detto di "bootstrap" attraverso la rete costituita da  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $C_B$ . Lo scopo di questo schema è di attenuare la diminuzione di guadagno e di resistenza di ingresso che

normalmente è causata dalla presenza della rete di polarizzazione di base. La resistenza  $R_3$ , che, dal punto di vista del segnale, risulta connessa tra base ed emettitore, corrisponde ad una resistenza dinamica molto elevata. Infatti, sempre ragionando rispetto al segnale, la tensione ai capi di  $R_3$  è molto piccola perché essa è posta tra l'ingresso e l'uscita di un inseguitore di tensione. Il suo effetto sul circuito amplificatore è quindi molto modesto.

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 equivalenti a corto circuiti. Per ricavare lo schema equivalente è 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.

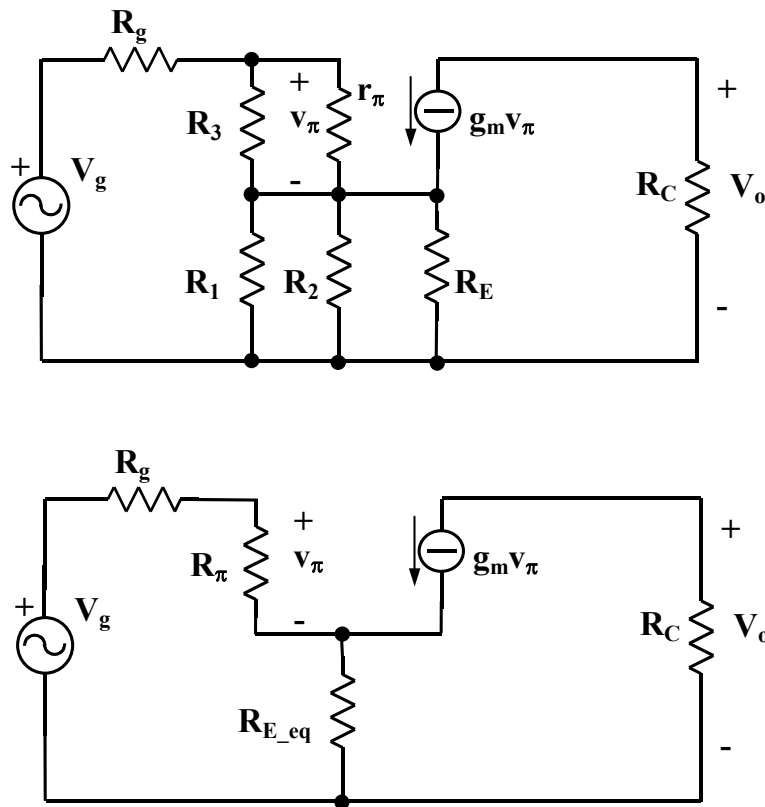


Fig. 3 – Circuito equivalente per i piccoli segnali e sua semplificazione

Otteniamo allora

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} \cong 40 \cdot I_{CQ} = 49.6 \text{ mS}, \quad (7)$$

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = 4 \text{ k}\Omega. \quad (8)$$

Come si può osservare dallo schema ai piccoli segnali, l'amplificatore da studiare è del tipo a emettitore comune con resistenza di emettitore (CER). Una volta definite

$$R_{E\_eq} = R_E // R_1 // R_2 = 1746 \, \Omega, \quad (10)$$

$$R_\pi = r_\pi // R_3 = 3733 \, \Omega. \quad (11)$$

il calcolo del guadagno può essere svolto molto semplicemente. Infatti, il circuito ottenuto è equivalente allo stadio CER elementare, a patto di non voler ragionare sulla corrente di base, che, nello schema semplificato di Fig. 3, non è la corrente che scorre su  $R_\pi$ , ma quella che scorre sulla sola  $r_\pi$  e quindi è piuttosto laboriosa da calcolare. Ragionando invece in termini di  $v_\pi$ , si trova

$$V_g = \left( 1 + \frac{R_g}{R_\pi} + \frac{R_{E\_eq}}{R_\pi} + g_m \cdot R_{E\_eq} \right) \cdot v_\pi, \quad (12)$$

$$V_o = -g_m \cdot v_\pi \cdot R_C, \quad (13)$$

da cui segue

$$A_v = \frac{V_o}{V_g} = \frac{V_o}{v_\pi} \cdot \frac{v_\pi}{V_g} = - \frac{g_m \cdot R_\pi \cdot R_C}{(1 + g_m \cdot R_\pi) \cdot R_{E\_eq} + R_\pi + R_g} = -5.47. \quad (14)$$

Come si può osservare, si tratta di un valore negativo, coerentemente con la configurazione in esame, che come noto, è invertente.

3)

Completiamo l'esercizio calcolando le resistenze di ingresso e di uscita richieste. Per quanto riguarda la resistenza di ingresso si vede subito che vale

$$R_{in} = (1 + g_m \cdot R_\pi) \cdot R_{E\_eq} + R_\pi = 328.8 \, k\Omega. \quad (15)$$

Per quanto riguarda la resistenza di uscita si trova invece

$$R_{out} = R_C = 10 \, k\Omega, \quad (16)$$

come in un comune stadio ad emettitore comune (nell'ipotesi di trascurare  $r_0$ ).

Come ulteriore esercizio, è interessante quantificare il vantaggio comportato dall'adozione della rete di bootstrap. Si può vedere che, per fissare, attraverso una usuale rete a 4 resistenze come nello schema di Fig. 4, un punto di lavoro vicino a quello precedentemente ottenuto, è necessario ridurre a  $56 \, k\Omega$  il valore di  $R_2$ . Infatti, ripetendo gli stessi passaggi svolti in precedenza, si trova adesso:

$$R_{eq} = R_1 // R_2 = 48.9 \, k\Omega, \quad (17)$$

$$V_{eq} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 3 \, V, \quad (18)$$

da cui derivano

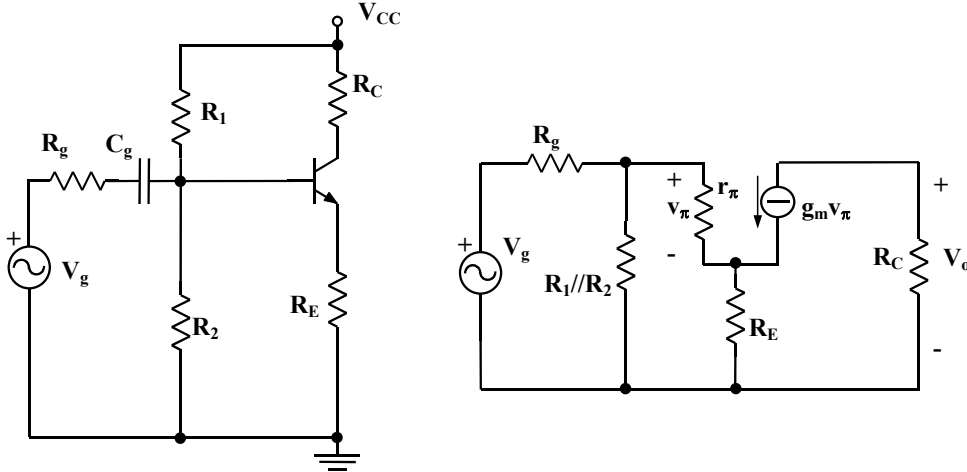


Fig. 3 – Stadio CER con polarizzazione a 4 resistenze e schema equivalente ai piccoli segnali

$$I_{BQ} = \frac{V_{eq} - V_{BE}}{R_{eq} + R_E \cdot (1 + \beta_F)} = 5.9 \mu A, \quad (19)$$

$$I_{CQ} = \beta_F \cdot I_{BQ} = 1.18 \text{ mA}, \quad (20)$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - \left[ R_C + R_E \cdot \left( 1 + \frac{1}{\beta_F} \right) \right] \cdot I_{CQ} = 10 \text{ V}, \quad (21)$$

Il punto di lavoro trovato è quindi molto vicino a quello del circuito con la rete di bootstrap. I valori dei parametri del modello ai piccoli segnali saranno quindi anch'essi molto prossimi a quelli calcolati in precedenza, infatti risulta

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} \cong 40 \cdot I_{CQ} = 47.2 \text{ mS}, \quad (22)$$

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = 4.24 \text{ k}\Omega. \quad (23)$$

Calcoliamo quindi il valore del guadagno e della resistenza di ingresso. Trattandosi ora di uno stadio CER del tutto convenzionale otteniamo subito

$$A_v = \frac{V_o}{V_g} = - \frac{R_1 // R_2}{R_g + R_1 // R_2} \cdot \frac{\beta_0 \cdot R_C}{(1 + \beta_0) \cdot R_E + r_\pi + R_1 // R_2 // R_g} = -0.83 \cdot 5.34 = -4.43, \quad (24)$$

$$R_{in} = R_1 // R_2 // [(1 + \beta_0) \cdot R_E + r_\pi] = R_{eq} // 366 \text{ k}\Omega = 43.2 \text{ k}\Omega, \quad (25)$$

da cui si vede come, pur restando il guadagno e la resistenza di ingresso intrinseci dello stadio CER molto vicini ai valori calcolati in precedenza (si valutino, per confronto, le espressioni (14) e (15)), la presenza della rete di polarizzazione R1, R2 comporta una riduzione del guadagno e, in misura molto maggiore, della resistenza di ingresso. Questo effetto è molto marcato a causa del valore abbastanza elevato della resistenza Rg. Proprio in queste condizioni quindi, ovvero nell'interfacciamento di un amplificatore di tensione con una sorgente di segnale a resistenza di uscita molto elevata, la polarizzazione tramite rete di bootstrap offre il massimo vantaggio.