

Traccia della soluzione dell'esame del 23-1-2019

1) Poiché $V_{uo} = 5$ V, il BJT è in regione normale, quindi la tensione d'uscita dell'opamp vale $V_{uOP} = V_{CC} - V_{\gamma}$ e l'opamp è in alto guadagno. Allora si ha

$$V_i = V^- = V^+ = V_u \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad ; \quad I_C = \frac{V_u}{R_1 + R_2} \quad , \quad (1)$$

da cui con i valori di riposo dati si deduce $R_1 = 10$ k Ω , $R_2 = 40$ k Ω .

2) Come si deduce dalla prima delle (1), che vale evidentemente non solo a riposo ma in ogni caso purché l'opamp sia in alto guadagno, la tensione d'uscita dipende solo dalla tensione d'ingresso e non dalla corrente d'uscita. Quindi la resistenza d'uscita ai piccoli segnali è nulla, poiché $R_u = (v_u/i_u)_{v_i=0} = 0$.

Si noti che, in base alla prima delle (1) ed al valore della R_u trovato, il circuito è un amplificatore non invertente ideale.

3) Il blocco di retroazione è composto da uno stadio ad e.c. seguito da un partitore resistivo, per cui il fattore di feedback è

$$\beta(s) = \frac{v^+}{v_{OP}} = \frac{v^+}{v_u} \frac{v_u}{v_{OP}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{-\beta_o}{r_{BE}} \frac{R_{eq}}{1 + sCR_{eq}} \quad , \quad (2)$$

dove $R_{eq} = (R_1 + R_2) || R_C$. Si noti che la retroazione è complessivamente negativa, dato che lo stadio ad e.c. è invertente.

4) Per l'opamp si ha

$$A_d(s) = \frac{A_{do}}{1 + s/\omega_o} = \frac{\omega_o A_{do}}{\omega_o + s} = \frac{2\pi BGW}{s} \quad , \quad (3)$$

dove nell'ultimo passaggio si è tenuto conto dei dati. Il guadagno d'anello risulta pertanto

$$LG(s) = \beta(s)A_d(s) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{-\beta_o}{r_{BE}} \frac{R_{eq}}{1 + sCR_{eq}} \frac{2\pi BGW}{s} \quad . \quad (4)$$

5) Dalla (4), la pulsazione del secondo polo del guadagno d'anello è $\omega_2 = 1/CR_{eq}$. Deve risultare $\omega_2 = 3\omega_T$, con ω_T pulsazione a guadagno d'anello unitario, che si determina con

$$|LG(j\omega_T)| = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{\beta_o}{r_{BE}} \frac{R_{eq}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_T}{\omega_2}\right)^2}} \frac{2\pi BGW}{\omega_T} = 1 \quad . \quad (5)$$

Dalla (5), nel caso $R_C = \infty$ ed utilizzando $\omega_2 = 3\omega_T$, si ottiene $\omega_T = 2.4$ Mrad/s, da cui $C = 2.8$ pF.

6) Ai segnali il nodo di alimentazione è a massa. Così il nodo di base, che è cortocircuitato a massa dalla capacità C_B insieme alle due resistenze di polarizzazione della base. Ai segnali quindi restano $C_2 || R_E$ tra base ed emettitore, L tra base e collettore, C_1 tra collettore ed emettitore. Inoltre, applicando l'approssimazione di piccoli segnali, si considera anche la r_{BE} in parallelo alla R_E . Questa configurazione è del tutto simile a quella considerata nella teoria.

7) La frequenza d'oscillazione è data da

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)} = 58 \text{ MHz} . \quad (6)$$

8) Considerando l'equivalente di Thevenin per il bipolo formato da V_{CC} , R_{B1} e R_{B2} , si può scrivere a riposo

$$V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} - \frac{I_{Co}}{\beta_F} (R_{B1} || R_{B2}) - V_Y - R_E I_{Co} \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} = 0 , \quad (7)$$

da cui si deduce $I_{Co} \cong 1 \text{ mA}$. Il transistore lavora certamente in regione normale, dato che il collettore a riposo si trova alla tensione di alimentazione.

9) La condizione d'innesco è data da

$$g_m (R_E || r_{BE}) \frac{C_2}{C_1} > 1 . \quad (8)$$

Utilizzando i valori di riposo prima trovati per calcolare i parametri differenziali, si verifica che tale condizione è ampiamente soddisfatta.