

Es03A: Amplificatore a transistor

Gruppo 1.AC
Matteo Rossi, Bernardo Tomelleri

23 ottobre 2021

Misura componenti del circuito

Resistenze [Ω]	R	σR	Capacità [F]	C	σC
R_C	5.06 k	0.04 k	C_{in}	0.23 μ	0.01 μ
R_{E_p}	992	8	C_{out}	104 n	4
R_{E_q}	993	8	C_E	90 μ	5
R_E	496	4			
R_{1_s}	19.87 k	0.16 k			
R_{1_t}	50.5 k	8 k			
R_1	70.4 k	0.6 k			
R_2	9.93 k	0.08 k			
R_{es_p}	100.5	0.8			
R_{es_q}	100.2	0.8			
R_{es}	50.5	0.5			

Tabella 1: Valori di resistenza e capacità misurate per i componenti del circuito

Riportiamo per completezza anche il valore calcolato della resistenza di base

$$R_B = R_1 || R_2 = 8.70 \pm 0.07 \text{ k}\Omega$$

e i valori delle tensioni di alimentazione continue misurate con il multimetro

$$V_{CC} = 4.99 \pm 0.03 \text{ V}$$

$$V_{EE} = -4.99 \pm 0.03 \text{ V}$$

1 Caratterizzazione del punto di lavoro del transistor

1.a Misura delle componenti quiescenti

Con il multimetro digitale abbiamo misurato

$$V_{BE}^Q = 630 \pm 4 \text{ mV}$$

$$V_{CE}^Q = 3.67 \pm 0.03 \text{ V}$$

$$I_C^Q = \frac{\Delta V_{RC}}{R_C} = 1.134 \pm 0.011 \text{ mA}$$

Prendendo come riferimento (arbitrario) il valore per la tensione di soglia della giunzione BE $V_\gamma = 0.65 \pm 0.05 \text{ V}$ e come valore atteso per la tensione al terminale di base del transistor $V_{B,\text{exp}} = \frac{V_{CC}}{1 + R_1/R_2}$, ci aspettiamo di trovare

$$V_{BE,\text{exp}}^Q \approx V_\gamma = 0.6 \pm 0.1 \text{ V}$$

$$I_{C,\text{exp}}^Q = \frac{V_B - V_{BE}^Q}{R_E + R_B/h_{FE}} = 1.09 \pm 0.05 \text{ mA}$$

$$V_{CE,\text{exp}}^Q = V_{CC} - I_C^Q(R_C + R_E) = 3.9 \pm 0.2 \text{ V}$$

1.b Tensioni ai terminali del BJT

Con il multimetro digitale abbiamo misurato rispetto a V_{EE}

$$\begin{aligned}V_E &= 566 \pm 3 \text{ mV} \\V_B &= 1.196 \pm 0.006 \text{ V} \\V_C &= 4.23 \pm 0.03 \text{ V}\end{aligned}$$

mentre rispetto a GND :

$$\begin{aligned}V_E &= -773 \pm 3 \text{ mV} \\V_B &= -3.76 \pm 0.006 \text{ V} \\V_C &= -4.39 \pm 0.03 \text{ V}\end{aligned}$$

Come valori attesi otteniamo

$$\begin{aligned}V_{E,\text{exp}} &= R_E I_E \approx R_E I_{C,\text{exp}}^Q = 0.54 \pm 0.2 \text{ V} \\V_{B,\text{exp}} &= \frac{V_{CC}}{1 + R_1/R_2} = 1.24 \pm 0.13 \text{ V} \\V_{C,\text{exp}} &= R_C I_{C,\text{exp}}^Q = 5.5 \pm 0.2 \text{ V}\end{aligned}$$

1.c Rigidità del partitore di tensione

Possiamo ricavare le intensità di corrente che scorrono per le resistenze di base a partire dalle misure precedenti

$$I_{R_1} = \frac{V_{CC} - V_B}{R_1} = \quad I_{R_2} = \frac{V_B}{R_2} =$$

da cui ricaviamo una stima della corrente di base

$$I_B = I_{R_1} - I_{R_2} =$$

La condizione di partitore “stiff”: $I_B^Q \ll \frac{V_B^Q - V_{EE}}{R_B}$ che si traduce in $R_B \ll h_{fe} R_E$ o $I_{R_1} \sim I_{R_2} > 10 I_B$ è abbastanza ben verificata. Possiamo anche dare una stima del guadagno in corrente continua del transistor

$$\beta_F = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} =$$

2 Risposta a segnali sinusoidali

2.a Inversione di fase del segnale in uscita

La nostra stima della frequenza per cui $A_v(\text{dB}) = -3 \text{ dB}$ è

$$f_{1A} = 7336 \pm 6 \text{ Hz}$$

2.b Guadagno per piccoli segnali in ingresso

Dal fit a bassa frequenza ($f \ll f_1$) otteniamo

$$A_1(\text{dB}) = (-17.91 \pm 0.18) \times 10^{-3} \quad \chi^2 = 243 \quad d.o.f. = 873$$

Ad alta frequenza ($f \gg f_1$) la retta di best-fit al plot di Bode in ampiezza ha i seguenti parametri:

intercetta = 75.928 ± 0.008 pendenza = -19.6747 ± 0.0016 correlazione = -0.997 $\chi^2 = 1647$ $d.o.f. = 1746$

Dall'intersezione delle due rette stimiamo per la frequenza di taglio il valore

$$f_{1B} = 7246 \pm 8 \text{ Hz}$$

Figura 1: Fit al plot di bode per trovare la frequenza di corner. In verde i punti non utilizzati nel fit.

2.c Linearità del circuito amplificatore

Dal fit complessivo del modulo della funzione di trasferimento

$$|T(f)| = A(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2}} \quad (1)$$

otteniamo per l'amplificazione di centro-banda e per la frequenza di taglio i seguenti valori:

$$A_1(\text{dB}) = (-19.1 \pm 0.3) \times 10^{-3} \quad f_{1C} = 7428.8 \pm 0.9 \text{ Hz} \quad \chi^2 = 1614 \quad d.o.f. = 4997$$

Figura 2: Fit complessivo al plot di bode con l'espressione per l'attenuazione (1).

2.d Clipping del segnale in uscita

Le misure delle frequenze di taglio trovate sono tutte compatibili con il valore atteso dato dai componenti.

3 Impedenze in ingresso e uscita

Il fronte del segnale di uscita ha un tempo di salita, misurato con i cursori, di

$$t_r = 47 \pm 2 \mu\text{s}$$

da cui

$$f_1 = \ln(9)R_1C_1 \approx \frac{2.2}{2\pi t_r} = 7.4 \pm 0.3 \text{ kHz}$$

3.a Impedenza di ingresso

L'impedenza in ingresso al circuito in ?? è data da:

$$Z_{\text{in}}(\omega) = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = R_1 \left(1 - j \frac{1}{\omega R_1 C_1}\right) = R_1 \left(1 - j \frac{\omega_1}{\omega}\right)$$

A bassa frequenza ($f \ll f_1$) il termine costante è trascurabile, per cui

$$Z_{\text{in}}(f) \approx -jR_1 \frac{f_1}{f}$$

Poiché l'impedenza del condensatore $Z_{C_1} \rightarrow \infty$ per $f \rightarrow 0$ il filtro si comporta come un circuito aperto.

Ad alta frequenza ($f \gg f_1$) è il termine costante a dominare, quindi

$$Z_{\text{in}} \approx R$$

cioè, nel limite opposto ($Z_{C_1} \rightarrow 0$ per $f \rightarrow \infty$) il condensatore si comporta come un corto-circuito, quindi il filtro ha impedenza puramente reale.

Alla frequenza di taglio vale

$$Z_{\text{in}} = R_1(1 - j).$$

Mentre come impedenza in uscita abbiamo:

$$Z_{\text{out}}(\omega) = \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1\right)^{-1}.$$

3.b Impedenza di uscita

(Qui è richiesto che valutate l'amplificazione di centro-banda e la frequenza di taglio nel caso in cui il carico sia rispettivamente 100 e 10 kΩ)

$$\begin{aligned} R_L = 100 \text{ k}\Omega &\implies A_1 = 0.98 \quad f_1 = 7450 \\ R_L = 10 \text{ k}\Omega &\implies A_1 = 0.83 \quad f_1 = 8761 \end{aligned}$$

4 Risposta in frequenza

4.a Network Analyzer

$$R_1 = 1.98 \pm 0.02 \text{ k}\Omega \quad C_1 = 10.8 \pm 0.4 \text{ nF} \quad f_1 = 7442 \pm 351 \text{ Hz}$$

4.b Stima delle frequenze di taglio

Dalla fit con la funzione di trasferimento del passa basso risulta: Il valore della frequenza di taglio vale invece:

Figura 3: Fit con il modello della funzione di trasferimento per il filtro passa basso

$$f_1 = 7.76 \pm 0.01 \text{ kHz}$$

che è compatibile con i valori attesi.

Il guadagno a centro banda vale:

$$A_1 = (-23 \pm 61) \times 10^{-3} \text{ dB}$$

5 Aumento del guadagno con passa-alto all'emettitore

$$R_2 = 1.98 \pm 0.02 \text{ k}\Omega \quad C_1 = 97.6 \pm 3.9 \text{ nF} \quad f_1 = 821 \pm 41 \text{ Hz}$$

5.a Guadagno a 10 kHz con condensatore C_E

Dal fit con modello la funzione di trasferimento di un filtro passa alto risulta: Il valore della frequenza di taglio

Figura 4: Fit con il modello della funzione di trasferimento per il filtro passa alto

ricavata dal fit vale:

$$f_2 = 821.3 \pm 0.2 \text{ Hz}$$

Il guadagno a centro banda vale:

$$A_2 = (-25 \pm 61) \times 10^{-3} \text{ dB}$$

5.b Confronto con il guadagno atteso

La nostra stima dell'amplificazione di centro-banda e delle frequenze di taglio (per cui il guadagno si riduce di 3 dB rispetto a centro-banda) è

$$A(\text{dB}) = -6.505 \pm 0.006 \quad f_L = 380 \pm 3 \text{ Hz} \quad f_H = 16.29 \pm 0.16 \text{ kHz}$$

Conclusioni e commenti finali

Si è riusciti a realizzare dei filtri RC passivi del primo ordine (o “a un polo”) e ad apprezzarne il differente comportamento in vari regimi, quando usati separatamente, collegati in cascata e connessi a carichi resistivi di diverso valore.

Dichiarazione

I firmatari di questa relazione dichiarano che il contenuto della relazione è originale, con misure effettuate dai membri del gruppo, e che tutti i firmatari hanno contribuito alla elaborazione della relazione stessa.