Es03A: Amplificatore a transistor

Gruppo 1.AC
Matteo Rossi, Bernardo Tomelleri

21 ottobre 2021

Misura componenti

Resistenze [Ω]	R	σR	Capacità [F]	C	σC
R_C	5.06 k	0.4 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

1 Verifica del punto di lavoro

1.a Componenti quiescenti

La frequenza nominale di taglio è stata fissata a $f_1 = 7337\text{Hz} \quad \Rightarrow |A_v(3\,\text{kHz})| = 0.93 \;\; |A_v(30\,\text{kHz})| = 0.23$

Abbiamo scelto $f_{1\text{teo}} = 6.0$ kHz, così da attenuare il segnale a 3.0 kHz di un fattore ~ 1 e quello a 30 kHz di un fattore $1/\sqrt{1 + (30/6)^2} \approx 1/5$, per avere un fattore di soppressione di circa 4. Siamo giunti a questa scelta attraverso le seguenti considerazioni:

Dette $f_l = 3.0$ kHz e $f_h = 30$ kHz definiamo il fattore di soppressione del filtro come il rapporto tra le attenuazioni attese alle due frequenze di interesse:

$$\mathcal{S}^2(f_1) := \frac{|A(f_l)|^2}{|A(f_h)|^2} = \frac{f_1^2 + f_l^2}{f_1^2 + f_h^2}$$

questa è una funzione decrescente di f_1 con massimo in $f_1 = 0$ Hz pari a $\mathcal{S}(f_1 = 0) = f_l/f_h$; Però la scelta $f_1 = 0$ Hz oltre a non essere realizzabile praticamente avrebbe $A(f) \sim 0$ per tutte le frequenze di nostro interesse ($\geq$ 3kHz) su cui il circuito avrebbe sempre lo stesso comportamento, che va contro a quanto vogliamo.

Idealmente vorremmo f_1 il più "piccola" possibile, ma non minore di f_l per ridurre attenuazioni e sfasamenti indesiderati del segnale a bassa frequenza, ma "sufficientemente" minore di f_h affinché il segnale ad alta frequenza venga apprezzabilmente "tagliato". Ovverosia $f_l \ll f_1 \ll f_h$; però, dal momento che $f_h = 10 \cdot f_l$ tra i due estremi di frequenza c'è solo un ordine di grandezza, siamo costretti a cercare un compromesso ragionevole: $f_l \leq f_1 \leq f_h$.

Visto che il filtro raggiunge un fronte di discesa di pendenza modesta (-20 dB/decade) soltanto quando $f \gg f_1$ scegliamo f_1 decisamente più lontana da $f_h = 5 \cdot f_1$ che da $f_l = \frac{1}{2} f_1$: di modo che il segnale a f_h venga adeguatamente soppresso, mentre quello a f_l rimanga il più possibile indisturbato.

Infine la scelta tra i valori disponibili di R_1 e C_1 ci ha portato alla frequenza di taglio nominale più vicina a quella teorica di $f_1 = 7.3 \pm 0.3$ kHz.

1.b Tensioni ai terminali

I valori nominali scelti sono $R_1 = 2 \pm 1\%$ kΩ $C_1 = 10 \pm 10\%$ nF.

Affinché il passa basso non venga perturbato dal carico a valle $R_{\mathrm{L}} = 100$ kΩ, l'impedenza in uscita dal circuito $Z_{\mathrm{out}}(\omega)$ dev'essere trascurabile rispetto a quella del carico.

$$|Z_{\mathrm{out}}| = \left| \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right)^{-1} \right| \ll R_{\mathrm{L}} \implies R_1 \ll R_{\mathrm{L}} \sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2} = R_{\mathrm{L}} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1} \right)^2}.$$

Dunque dobbiamo avere

$$R_1 \ll 100 \text{ k}\Omega \sqrt{1 + \left(\frac{f_l}{f_1} \right)^2} \approx 110 \text{ k}\Omega.$$

Abbiamo quindi scelto $R_{1\mathrm{teo}} = 2.0$ kΩ. Per cui prendiamo $C_{1\mathrm{teo}} = \dfrac{1}{2\pi R_{1\mathrm{teo}} f_{1\mathrm{teo}}} \approx 8.0$ nF.

1.c Partitore "stiff"

$$C_1 = 10.9 \pm 0.4 \mathrm{nF}$$

Compatibile entro la tolleranza con il valore nominale.

2 Risposta a segnali sinusoidali

2.a Inversione di fase

La nostra stima della frequenza per cui A_v(dB) = -3 dB è

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

2.b Guadagno per piccoli segnali

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

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

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

$$\text{intercetta} = 75.928 \pm 0.008 \quad \text{pendenza} = -19.6747 \pm 0.0016 \quad \text{correlazione} = -0.997 \quad \chi^2 = 1647 \quad d.o.f. = 1746$$

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

Dal fit complessivo del modulo della funzione di trasferimento

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

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

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

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

2.d Clipping

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

$$t_r = 47 \pm 2 \text{ µs}$$

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 $Z_{C_1} \to \infty$ per $f \to 0$ 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 ($Z_{C_1} \to 0$ per $f \to \infty$) 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 valutiate l' amplificazione di centro-banda e la frequenza di taglio nel caso in cui il carico sia rispettivamente 100 e 10 kΩ)

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

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:

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

Aumento del guadagno

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

5.a Guadagno a 10 kHz

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

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

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.