

Es04A: Amplificatori operazionali e filtri attivi

Gruppo 1.AC
Matteo Rossi, Bernardo Tomelleri

19 novembre 2021

Misura componenti del circuito

Resistenze [Ω]	R	σR	Capacità [nF]	C	σC
R_1	100.6	0.8	C	50	2
R_2^a	7.04	0.06			
R_2^f	9.85 k	0.08 k			
R_S	998	8			

Tabella 1: Valori di resistenza e capacità misurate per i componenti dei circuiti studiati.

Resistenze [Ω]	R	σR	Capacità [nF]	C	σC
R_1	993	8	C	48	2
R_2^a	5.09 k	0.04 k			
R_2^f	9.94 k	0.08 k			
R_3	993	8			
R_S	992	8			

Tabella 2: Valori di resistenza e capacità misurate per i componenti dei circuiti studiati.

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

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

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

Non è stato possibile misurare i valori di capacità dei condensatori nel circuito con il multimetro, che ha un rumore di fondo abbastanza alto da saturare sempre il fondo scala da 2 nF, per cui al posto delle loro misure prendiamo i valori nominali e relativa tolleranza.

1 Circuito amplificatore di carica

1.a Progettazione del circuito

Scegliamo di costruire un amplificatore invertente a partire da un op-amp TL081CP con impedenza in ingresso maggiore o uguale a 1 k Ω e guadagno $A_{v,\text{atteso}} = -\frac{R_2}{R_1}$ compreso (in valore assoluto) tra 5 e 10 come quello in figura 1

In condizione di op-amp ideale gli ingressi $+$, $-$ sono dei circuiti aperti, per cui la stessa corrente scorre attraverso R_1 ed R_2 : $V_+ = V_- \approx 0$. Questo implica che

$$R_{\text{in}} \approx R_1 \tag{1}$$

allora per soddisfare la richiesta $5 \leq A_v \leq 10$ basta imporre $5R_1 \leq R_2 \leq 10R_1$.

Dunque una volta fissata $R_1 = 1 \pm 1\% \text{ k}\Omega$, dobbiamo avere $5 \text{ k}\Omega \leq R_2 \leq 10 \text{ k}\Omega$, di conseguenza scegliamo $R_2 = 5.1 \pm 1\% \text{ k}\Omega$, che corrisponde ad un guadagno di centro banda $A_{v,\text{atteso}} = 5.1 \pm 2\%$

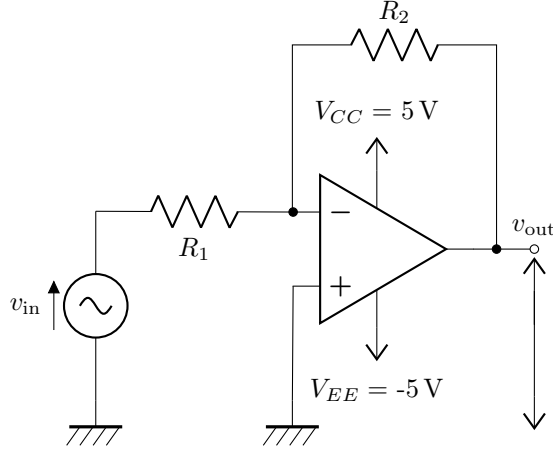


Figura 1: Schema di massima dell'amplificatore invertente costruito.

1.b Amplificazione di piccoli segnali

Si è inviato all'ingresso di entrambi i circuiti un segnale sinusoidale di ampiezza $v_{in} = 200 \pm 2$ mV ad una frequenza fissata 5.01 ± 0.05 kHz.

Dunque abbiamo misurato l'ampiezza del segnale in uscita dal circuito con $R_2^a = 5$ k Ω , che risulta $v_{out} = 1022 \pm 8$ mV, ottenendo così una stima del guadagno dell'amplificatore $A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 5.11 \pm 0.06$.

Consideriamo il sotto-circuito formato dal condensatore C_T e dal circuito di formazione. La funzione di trasferimento che lega V_{in} a V_{sh} è data di fatto da quella di un amplificatore invertente con impedenze complesse: in trasformata di Laplace

$$\tilde{A}(s) = -\frac{\left(\frac{1}{R_1} + sC_F\right)^{-1}}{\frac{1}{sC_T}} = -\frac{C_T}{C_F} \frac{s}{s + \frac{1}{\tau}}$$

con $\tau := R_1 C_F$. In ingresso abbiamo un'onda quadra di periodo $2T$ (che prendiamo nulla per tempi negativi) che possiamo scrivere come

$$V_{in}(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k f(t - kT) \quad \text{dove} \quad f(t) = V_0 [\theta(t) - \theta(t - T)]$$

In trasformata di Laplace si ha

$$\tilde{f}(s) = V_0 \left[\frac{1}{s} - \frac{e^{-sT}}{s} \right]$$

da cui

$$\tilde{V}_{in}(s) = \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k \tilde{f}(s) e^{-kTs} = \tilde{f}(s) \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k e^{-kTs}$$

La risposta del circuito in trasformata è

$$\tilde{V}_{sh}(s) = \tilde{A}(s) \tilde{V}_{in}(s) = \tilde{A}(s) \tilde{f}(s) \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k e^{-kTs} = \tilde{g}(s) \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k e^{-kTs} = \mathcal{L} \left[\sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k g(t - kT) \right] (s)$$

Ora

$$\tilde{g}(s) = -V_0 \frac{C_T}{C_F} \left[\frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} - \frac{e^{-sT}}{s + \frac{1}{\tau}} \right]$$

da cui, anti-trasformando

$$g(t) = -V_0 \frac{C_T}{C_F} \left[e^{-t/\tau} \theta(t) - e^{-(t-T)/\tau} \theta(t - T) \right]$$

Ma allora la risposta del circuito nel dominio del tempo è

$$\begin{aligned} V_{sh}(t) &= -V_0 \frac{C_T}{C_F} \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k e^{-\frac{t-kT}{\tau}} \theta(t - kT) - \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k e^{-\frac{t-(k+1)T}{\tau}} \theta(t - (k+1)T) \right\} \\ &= -V_0 \frac{C_T}{C_F} \left\{ e^{-\frac{t}{\tau}} \theta(t) - 2 \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k e^{-\frac{t-kT}{\tau}} \theta(t - kT) \right\} \end{aligned}$$

ovvero, ignorando il transiente iniziale e supponendo $\tau \ll T^1$,

$$\begin{aligned} V_{\text{sh}}(t) &\approx 2V_0 \frac{C_T}{C_F} \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k e^{-\frac{t-kT}{\tau}} \theta(t-kT) \\ &\approx 2V_0 \frac{C_T}{C_F} \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k e^{-\frac{t-kT}{\tau}} \chi_{[kT, (k+1)T]}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

Per il circuito in esame i valori nominali sono $C_T = C_F = 1 \text{ nF}$, $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, da cui $\tau = 100 \text{ }\mu\text{s}$, e $2T = 10 \text{ ms}$. Dopo un transiente $t \ll \tau$ in uscita ci aspettiamo quindi di osservare dei picchi esponenzialmente decrescenti di segno alterno e di ampiezza pari al doppio del segnale in ingresso.

Discriminatore Ignorando ora il condensatore C_1 che ha il solo scopo di rimuovere il rumore ad alte frequenze dal generatore, il sotto-circuito **X2** è un discriminatore con tensione di soglia V_t data dal partitore di tensione collegato al terminale “-” dell’OpAmp

$$V_t = (1 - 2\alpha)V_G$$

dove $0 \leq \alpha \leq 1$ è la “frazione” di resistenza data dal potenziometro e $V_G = 20 \text{ V}$ (valore nominale) è la tensione di alimentazione. In altri termini la tensione di soglia è variabile da -20 V a 20 V . Supponendo di essere sempre in regime di saturazione, l’uscita del circuito è data da

$$V_{\text{out}} = V_G \operatorname{sgn}(V_{\text{sh}} - V_t).$$

Più esplicitamente, usando $V_{\text{in}} = 6 \text{ V}$ ci aspettiamo $V_{\text{sh}} = 10 \text{ V}$ (ampiezze picco-picco), pertanto:

- se $V_t > 6 \text{ V}$, $V_{\text{out}} = -V_G$ costante.
- se $0 \text{ V} < V_t < 6 \text{ V}$, ci aspettiamo (in un periodo)

$$V_{\text{out}}(t) = \begin{cases} V_G & 0 < t < h \\ -V_G & h < t < 2T \end{cases}$$

dove h è il tempo in cui il picco esponenzialmente decrescente è maggiore della tensione di soglia, ovvero

$$h = \tau \log \left(\frac{C_F}{C_T} \frac{V_{\text{in}}}{V_t} \right). \quad (3)$$

- se $-6 \text{ V} < V_t < 0 \text{ V}$, ci aspettiamo (in un periodo)

$$V_{\text{out}}(t) = \begin{cases} V_G & 0 < t < T \\ -V_G & T < t < T + h' \\ V_G & T + h' < t < 2T \end{cases}$$

dove h' è il tempo in cui il picco esponenzialmente crescente è minore della tensione di soglia, ovvero

$$h' = \tau \log \left(\frac{C_F}{C_T} \frac{V_{\text{in}}}{|V_t|} \right).$$

- se $V_t < -6 \text{ V}$, $V_{\text{out}} = -V_G$ costante.

1.c Misure di guadagno al variare di v_{in}

Misurando con l’oscilloscopio l’ampiezza dei segnali in ingresso v_{in} e in uscita v_{out} dall’amplificatore possiamo ricavare una misura del guadagno del circuito dal rapporto $A_v = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}}$.

Con un fit lineare possiamo stimare il guadagno dell’amplificatore a partire dal grafico di $v_{\text{out}} = A_v v_{\text{in}}$ al variare di v_{in} . Riportiamo quanto trovato per il primo circuito: Da cui troviamo i seguenti parametri per la

¹La buona definizione della somma è assicurata dal fatto che (tralasciando le costanti fisiche)

$$\sum_{k \geq 0} \theta(t-k) e^{-(t-k)} = \sum_{k=0}^{\lfloor t \rfloor} e^{-(t-k)} \leq \frac{e}{e-1} e^{-\{t\}}.$$

$v_{in}(\text{mV})$ (nom.)	$v_{in} \pm \sigma(v_{in})$ [mV]	$v_{out} \pm \sigma(v_{out})$ [V]	$A_v \pm \sigma(A_v)$
40	40.1 ± 0.2	283 ± 1.7 m	7.06 ± 0.06
60	59.8 ± 0.3	410 ± 2 m	6.86 ± 0.06
80	79.9 ± 1.1	564 ± 3 m	7.06 ± 0.06
100	100.1 ± 1.2	705 ± 4 m	7.04 ± 0.06
200	200 ± 2	1412 ± 8 m	7.06 ± 0.06
400	401 ± 3	2882 ± 17 m	7.04 ± 0.06
600	601 ± 5	4.24 ± 0.02	7.05 ± 0.06
800	801 ± 6	5.78 ± 0.03	7.21 ± 0.06
900	900 ± 6	6.32 ± 0.04	7.00 ± 0.06
1000	1000 ± 7	7.04 ± 0.04	7.02 ± 0.06

Tabella 3: Misure di guadagno al variare della tensione in ingresso all'amplificatore con $R_2^a = 7 \text{ k}\Omega$. Le ampiezze per questo circuito sono riportate per comodità in ampiezza picco-picco. A partire da valori di ampiezza (picco-picco) di 1 V del segnale in ingresso la parte inferiore dell'onda in uscita viene "tosata".

Figura 2: Fit lineare per l'andamento dell'uscita rispetto al segnale in ingresso.

retta di best-fit

$$\text{intercetta} = -0.6 \pm 0.4 \text{ mV} \quad \text{pendenza} = 5.124 \pm 0.003 \quad \text{correlazione} = -0.72 \quad \chi^2 = 0.2 \quad d.o.f. = 10$$

$$\text{coefficiente angolare/senza intercetta} = 5.120 \pm 0.002 \quad \chi^2 = 0.2 \quad d.o.f. = 11$$

Il valore atteso per il guadagno dal valore dei componenti in questa configurazione del circuito è pari a

$$A_{v,\text{exp}} = -\frac{R_2}{R_1} = -5.13 \pm 0.12$$

Questo è in ottimo accordo con quanto trovato sperimentalmente dalla nostra analisi.

Per completezza riportiamo in un grafico anche le misure che non abbiamo considerato nel fit perché oltre la regione in cui l'op-amp ha comportamento lineare

Figura 3: Andamento reale dell'uscita al variare dell'ampiezza del segnale in ingresso oltre il regime lineare dell'amplificatore misurati per il circuito con $R_2^a = 5.1 \text{ k}\Omega$

1.d Durata impulso per carica di test

Abbiamo misurato per $V_s = 999 \pm 8 \text{ mV}$ di ampiezza dell'onda quadra in ingresso, frequenza $f = 100.0 \pm 1.6 \text{ kHz}$, dunque come carica $Q_{in} = C_T \cdot V_s = 0.99 \pm 0.04 \text{ nC}$.

L'impulso in uscita ha durata pari a $415 \pm 5 \text{ }\mu\text{s}$.

1.e Andamento di TOT al variare di Q_{in}

Per 40 mV l'impulso di deforma in una parabola Sotto i 20 mV non c'è segnale apprezzabile in uscita.

2 Risposta in frequenza e slew rate

2.a Network analyzer

Con l'aiuto dei cursori abbiamo misurato come guadagno a centro banda per il circuito amplificatore con resistenza $R_2^a = 5.1 \text{ k}\Omega$ $A_M = 14.18 \pm 0.09 \text{ dB} = 5.12 \pm 0.05$ dunque abbiamo ricavato una stima della frequenza di taglio dell'amplificatore invertente dal punto in cui il guadagno diminuisce di -3.01 dB rispetto ad A_M : $f_A = 388.0 \pm 1.1 \text{ kHz}$

Per caratterizzare le frequenze di taglio misurate possiamo ricavare un valore atteso con cui confrontarle a partire dal valore del prodotto banda guadagno (GBW) riportato nel datasheet dell'op-amp: 4 MHz^2 .

²Assumendo che il prodotto banda-guadagno sia costante, come frequenza di taglio attesa in funzione del guadagno dell'amplificatore abbiamo $f_{A,\text{exp}} = \text{GBW}/A_v$

$v_{\text{in}}(\text{mV})$ (nom.)	$v_{\text{in}} \pm \sigma(v_{\text{in}})$ [mV]	$v_{\text{out}} \pm \sigma(v_{\text{out}})$ [V]	$A_v \pm \sigma(A_v)$
50	50.0 ± 0.4	256 ± 2 m	5.12 ± 0.06
100	100.0 ± 0.8	511 ± 4 m	5.11 ± 0.06
150	150.0 ± 1.2	767 ± 6	5.11 ± 0.06
200	200 ± 1.6	1022 ± 8	5.11 ± 0.06
250	250 ± 2	1278 ± 11	5.11 ± 0.06
300	300 ± 2	1534 ± 12	5.11 ± 0.05
350	349 ± 3	1790 ± 14	5.13 ± 0.06
400	399 ± 3	2046 ± 16	5.13 ± 0.06
450	449 ± 4	2302 ± 18	5.13 ± 0.06
500	499 ± 4	2.56 ± 0.02	5.13 ± 0.06
550	549 ± 4	2.82 ± 0.02	5.13 ± 0.06
600	599 ± 5	3.07 ± 0.02	5.13 ± 0.06
700	699 ± 6	3.55 ± 0.03	5.07 ± 0.06
800	799 ± 6	3.82 ± 0.03	4.78 ± 0.05
900	899 ± 7	3.86 ± 0.03	4.28 ± 0.05
1 V	999 ± 8	3.86 ± 0.03	3.86 ± 0.04
1.2 V	1199 ± 9	3.86 ± 0.03	3.22 ± 0.04
1.4 V	1399 ± 11	3.88 ± 0.03	2.78 ± 0.03
1.6 V	1599 ± 12	3.89 ± 0.03	2.43 ± 0.03
1.8 V	1799 ± 14	3.90 ± 0.03	2.17 ± 0.02
2 V	1999 ± 15	3.92 ± 0.03	1.96 ± 0.02

Tabella 4: Misure di guadagno al variare della tensione in ingresso all'amplificatore con $R_2^a = 5.1 \text{ k}\Omega$. Oltre i 600 mV di ampiezza del segnale in ingresso la forma d'onda in uscita inizia a manifestare difetti dovuti al clipping dell'op-amp al di fuori del regime lineare.

Figura 4: Plot di Bode ottenuto dallo scan con Network tra 100 Hz e 5 MHz con un segnale sinusoidale in ingresso all'amplificatore invertente di ampiezza costante $v_{\text{in}} = 200 \text{ mV}$.

2.b Misura dello slew rate

Abbiamo inviato in ingresso all'amplificatore un'onda quadra di ampiezza 1999 ± 15 mV e frequenza 1000 ± 16 Hz, al fronte di discesa dell'onda abbiamo trovato una rampa come segnale in uscita. Questo permette di misurare lo slew rate dell'amplificatore direttamente dalla pendenza della rampa.

Misurando con l'oscilloscopio di quanto sale la tensione in uscita dall'amplificatore ΔV in un certo intervallo di tempo Δt (presi su una porzione lineare della rampa) otteniamo una stima dello slew rate dal loro rapporto; che rispettivamente per i circuiti con $R_2^a = 5.1$ e 7 risulta

$$\begin{aligned} \text{SR} &= \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{6.19 \pm 0.04 \text{ V}}{542 \pm 10 \text{ ns}} = 11.4 \pm 0.2 \text{ V}/\mu\text{s} \\ \text{SR} &= \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{4.10 \pm 0.04 \text{ V}}{354 \pm 10 \text{ ns}} = 11.6 \pm 0.3 \text{ V}/\mu\text{s} \end{aligned}$$

Figura 5: La traccia della rampa in uscita dall'amplificatore visualizzata all'oscilloscopio da cui abbiamo ottenuto la misura diretta dello slew rate.

3 Circuito derivatore attivo

3.a Risposta in frequenza

Sempre usando i cursori abbiamo misurato come guadagno a centro banda per i circuiti derivatori

$$\begin{aligned} A_M &= 20.02 \pm 0.09 \text{ dB} \\ A_M &= 20.01 \pm 0.09 \text{ dB} \end{aligned}$$

Dunque abbiamo ricavato una stima delle frequenze di taglio del circuito dai due punti in cui il guadagno diminuisce di -3.01 dB rispetto a centro banda: $f_c = 3408 \pm 11$ Hz e $f_A = 209 \pm 2$ kHz.

Figura 6: Plot di Bode ottenuto dallo scan con Network tra 100 Hz e 5 MHz con un segnale sinusoidale in ingresso al derivatore RC attivo di ampiezza costante $v_{\text{in}} = 200$ mV.

Assumendo che il prodotto banda-guadagno rimanga costante possiamo

3.b Risposta ad un'onda triangolare

Si è inviato all'ingresso del filtro passa-alto un segnale triangolare di ampiezza $v_{\text{in}} = 200 \pm 2$ mV e frequenza $f = 100.0 \pm 1.6$ Hz.

Figura 7: Risposta del circuito ad un segnale triangolare di ampiezza 200 mV e $f = 100$ Hz in ingresso.

Per frequenze $f \ll f_c$ il filtro è in regime di taglio, per cui si comporta come un derivatore, dunque la forma d'onda in uscita è un'onda quadra di ampiezza sempre minore al diminuire della frequenza.

Per frequenze $f_c \ll f \ll f_A$ come ci si aspetta, la forma d'onda in uscita rimane visivamente inalterata rispetto all'onda triangolare in ingresso, che risulta però amplificata in ampiezza di un fattore $A_M \sim 10$.

Nel regime intermedio $f \sim f_c$ all'uscita del filtro RC osserviamo un'onda "a pinna di squalo" caratteristica della carica e della scarica del condensatore con cui abbiamo costruito il nostro filtro passa-alto.

Per frequenze $f \gg f_A$ il filtro torna in regime di taglio, ma ora si comporta grosso modo come un integratore, infatti la forma d'onda in uscita è costituita da una serie di parabole con concavità rivolte verso l'alto e verso il basso con ampiezza sempre minore all'aumentare della frequenza.

Inserendo tra l'uscita e la massa una resistenza di carico R_L dello stesso ordine di R_{out} e misurando la tensione di uscita con o senza resistenza è possibile dare una stima della resistenza in uscita dell'amplificatore. Detta V_1 la tensione misurata senza R_L e V_2 la tensione misurata con R_L , vale la formula:

$$\frac{R_{\text{out}}}{R_L} = \frac{V_1}{V_2} - 1 \quad (4)$$

Figura 8: Onda a pinna di squalo in risposta ad un triangolo di ampiezza 200 ± 2 mV e $f = 1000 \pm 16$ Hz in ingresso al circuito derivatore.

Figura 9: Parabole con concavità alternanti in risposta ad un triangolo di ampiezza 200 ± 2 mV e $f = 1.00 \pm 0.02$ MHz in ingresso al circuito derivatore.

Per cui, una volta misurate $V_1 = 1725 \pm 8$ mV, $V_2 = 866 \pm 4$ mV e $R_L = 5.08 \pm 0.05$ k Ω abbiamo ottenuto come impedenza d'uscita:

$$R_{\text{out}} = R_L \left(\frac{V_1}{V_2} - 1 \right)$$

Risulta $R_{\text{out}} = 5.0 \pm 0.1$ k Ω che è compatibile con la stima iniziale dell'impedenza.

3.c Confronto con i valori attesi

4 Circuito integratore attivo

4.a Risposta in frequenza

Di nuovo utilizzando i cursori abbiamo misurato come guadagno a centro banda per il circuito integratore attivo $A_M = 19.92 \pm 0.09$ dB.

Dunque abbiamo ricavato una stima della frequenza di taglio dell'amplificatore invertente dal punto in cui il guadagno diminuisce di -3.01 dB rispetto ad A_M : $f_c = 342.5 \pm 0.5$ Hz

Figura 10: Plot di Bode ottenuto dallo scan con Network tra 10 Hz e 5 MHz con un segnale sinusoidale in ingresso all'integratore RC attivo di ampiezza costante $v_{\text{in}} = 200$ mV.

4.b Risposta ad un'onda quadra @ 10 kHz

Si è inviato all'ingresso del filtro passa-basso un'onda quadra di ampiezza $v_{\text{in}} = 200$ mV e frequenza 10.02 ± 0.12 kHz.

$$v_{\text{in}} = 200 \pm 2 \text{ mV}$$

$$v_{\text{out}} = 107.3 \pm 1.3 \text{ mV}$$

$$A_v = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = 0.537 \pm 0.008$$

Partendo da una misura con i cursori del guadagno a centro banda, $A_V = 19.65 \pm 0.05$ dB = 9.65 ± 0.08 , possiamo ottenere una stima del valore delle frequenze di taglio a bassa f_L e ad alta frequenza f_H dai punti in cui il guadagno diminuisce di un fattore $1/\sqrt{2}$, cioè di circa -3.01 dB rispetto ad A_V .

$$f_L = 80.77 \pm 0.12 \text{ Hz}$$

$$f_H = 646.1 \pm 0.5 \text{ kHz}$$

Trascurando le capacità delle giunzioni nel transistor ci aspettiamo che la frequenza di taglio "bassa" corrisponda a quella di un filtro passa alto costituito dalla serie $C_{\text{in}} + R_B$

$$f_{L,\text{exp}} = \frac{1}{2\pi R_B C_{\text{in}}} = 83 \pm 4 \text{ Hz} \quad (5)$$

che è in accordo con il valore misurato.

Mentre per la frequenza di taglio "alta" la resistenza in uscita è data da R_C , per cui la capacità in serie dev'essere dell'ordine delle centinaia di pF per avere ordine di grandezza compatibile con il valore misurato. Ma nel datasheet risulta al massimo $C_{\text{ibo}} \approx 30$ pF, per cui è difficile stabilire un valore di riferimento per la frequenza f_H attesa.

Per frequenze $f \ll f_c$ come è ragionevole aspettarsi, la forma d'onda in uscita non è apprezzabilmente cambiata rispetto all'onda quadra in ingresso, ma risulta soltanto amplificata in ampiezza di un fattore $A_M \sim 10$.

Per frequenze $f \gg f_c$ il filtro è in regime di taglio, per cui si comporta come un integratore, dunque la forma d'onda in uscita è un'onda triangolare di ampiezza sempre minore al crescere della frequenza.

Figura 11: Risposta del circuito ad un'onda quadra di ampiezza 200 mV e $f = 10$ kHz in ingresso.

Nel regime intermedio $f \sim f_c$ all'uscita del filtro RC osserviamo un'onda "a pinna di squalo" che corrispondono alle curve di carica e scarica del condensatore al passaggio da basso ad alto e viceversa dell'onda quadra in ingresso.

Figura 12: Onda a pinna di squalo in risposta ad un'onda quadra di ampiezza 200 mV e $f = 500 \pm 6$ Hz in ingresso al circuito integratore.

5 Circuito amplificatore non invertente

Per mitigare la diminuzione del guadagno dovuta alla resistenza tra emettitore e V_{EE} si inserisce in parallelo a questa la serie $R_{es} + C_E$, in modo tale che R_E sia vista "per intero" solamente in condizioni stazionarie (cioè dalle tensioni e correnti continue di alimentazione). Al contrario, per frequenze abbastanza alte il condensatore si comporterà come un corto circuito, per cui la resistenza del parallelo tenderà al valore più piccolo tra le due resistenze, cioè $R_{es} \ll R_E$. Quindi in breve l'impedenza all'emettitore si comporterà grossolanamente come un filtro passa alto.

5.a Risposta in frequenza

Figura 13: Plot di Bode ottenuto dallo scan con Network tra 100 Hz e 5 MHz con un segnale sinusoidale in ingresso all'amplificatore non-invertente di ampiezza costante $v_{in} = 200$ mV.

5.b Misure di guadagno e frequenza di taglio

Partendo da una misura con i cursori del guadagno a centro banda, $A_V = 19.65 \pm 0.05$ dB = 9.65 ± 0.08 , possiamo ottenere una stima del valore delle frequenze di taglio a bassa f_L e ad alta frequenza f_H dai punti in cui il guadagno diminuisce di un fattore $1/\sqrt{2}$, cioè di circa -3.01 dB rispetto ad A_V .

$$\begin{aligned} f_L &= 80.77 \pm 0.12 \text{ Hz} \\ f_H &= 646.1 \pm 0.5 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Una volta inserito il ramo in parallelo a R_E , dalla formula per il guadagno atteso otteniamo

$$A_v = -\frac{R_C}{|Z_E|} = -\frac{R_C}{R_E \parallel (R_{es} + |1/j\omega C_E|)} = -R_C \left| \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_{es} + 1/\omega C_E} \right|$$

Visto che abbiamo scelto $C_E \gg C_{in} \sim C_{out}$, alla frequenza di lavoro $f = 10$ kHz possiamo considerare trascurabile l'impedenza del condensatore $|Z_{C_E}| = \frac{1}{2\pi f C_E} \approx 0.1 \Omega \ll R_{es}$, per cui in buona approssimazione ci aspettiamo

$$|A_v| \approx \frac{R_C}{R_E \parallel R_{es}} = R_C \left| \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_{es}} \right| \approx \frac{R_C}{R_{es}} = 110 \pm 1$$

Questo però assumendo che l'impedenza del transistor sia trascurabile rispetto a Z_E , o meglio $|Z_E| \gg \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$

$$\begin{aligned} |Z_E| &= \left| \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_{es} + 1/\omega C_E} \right|^{-1} = 45 \pm 2 \Omega \\ \frac{h_{ie}}{h_{fe}} &\approx 40 \Omega \end{aligned}$$

che non risulta affatto verificata.

Considerando nel modello anche l'impedenza in ingresso del transistor in serie a quella del ramo Z_E avremo come valore atteso per il guadagno

$$A_v = \frac{R_C}{|Z_E| + h_{ie}/h_{fe}} \approx 60 \quad (6)$$

Che è in buon accordo con il valore misurato per il guadagno sempre entro le grandi incertezze relative sui parametri di costruzione del transistor.

Figura 14: Sovrapposizione dei plot di Bode ottenuti per l'amplificatore non-invertente.

Conclusioni e commenti finali

Si è riusciti a costruire e studiare alcuni dei circuiti più comuni che si possono realizzare con un amplificatore operazionale, tra cui: due filtri attivi, passa-basso e passa-alto, un amplificatore di tensione invertente (e uno non). In particolare siamo riusciti ad apprezzare il differente comportamento dei circuiti (anche in regime non lineare) dare una stima di guadagno, impedenza di ingresso e frequenze caratteristiche della loro risposta in frequenza.

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.