

Es04B: Circuiti lineari con Amplificatori Operazionali

Gruppo 23M

Alessandro Costanzo Ciano, Luca Palumbo

14 novembre 2023

Scopo dell' esperienza

Misurare le caratteristiche di circuiti lineari realizzati con un op-amp TL081 alimentato tra +5 V e -5 V.

A. Amplificatore non invertente

Abbiamo realizzato un amplificatore non invertente con resistenza $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ (nominale) e con un' amplificazione a centro-banda di $A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ secondo lo schema mostrato in figura 1.

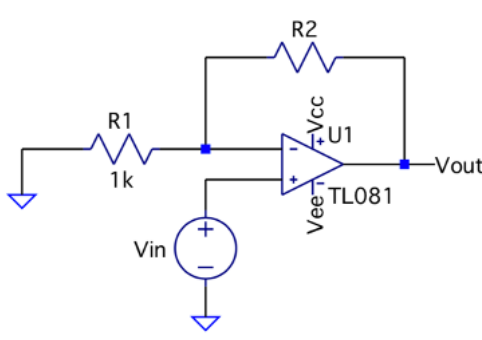


Figura 1: Schema dell'~amplificatore non invertente

1 Guadagno in tensione

a. Misura delle resistenze

Le resistenze selezionate hanno i seguenti valori, misurati con il multimetro digitale, con il corrispondente valore atteso del guadagno in tensione dell' amplificatore.

$$R_1 = (0.982 \pm 0.009) \text{ k}\Omega, \quad R_2 = (1.96 \pm 0.01) \text{ k}\Omega \quad \Rightarrow A_{v,exp} = (2.99 \pm 0.02) \quad (\text{Luca Palumbo})$$

$$R_1 = (5.08 \pm 0.06) \text{ k}\Omega, \quad R_2 = (0.991 \pm 0.003) \text{ k}\Omega \quad \Rightarrow A_{v,exp} = (1.195 \pm 0.002) \quad (\text{Alessandro C. Ciano})$$

b. Misura preliminare del guadagno

Abbiamo inviato all' ingresso dell' amplificatore un segnale sinusoidale di frequenza $f_{in} = (1.00 \pm 0.01) \text{ kHz}$ ed ampiezza 200 mV. Ingresso ed uscita dell' amplificatore sono mostrati in Fig. 2. Per le misure di ampiezza delle tensioni si è utilizzata la funzione "measurements" di Waveforms; l'errore associato è dato dalla somma della prima cifra instabile nella lettura, dai limiti di risoluzione dell'ADC e dallo 0.3% del fondo scala. Otteniamo

$$V_{in} = (196 \pm 1) \text{ mV}, \quad V_{out} = (0.591 \pm 0.001) \text{ V} \Rightarrow A_v = (3.01 \pm 0.01) \quad (\text{Luca Palumbo})$$

$$V_{in} = (404 \pm 2) \text{ mV}, \quad V_{out} = (482 \pm 2) \text{ mV} \Rightarrow A_v = (1.193 \pm 0.006) \quad (\text{Alessandro C. Ciano})$$

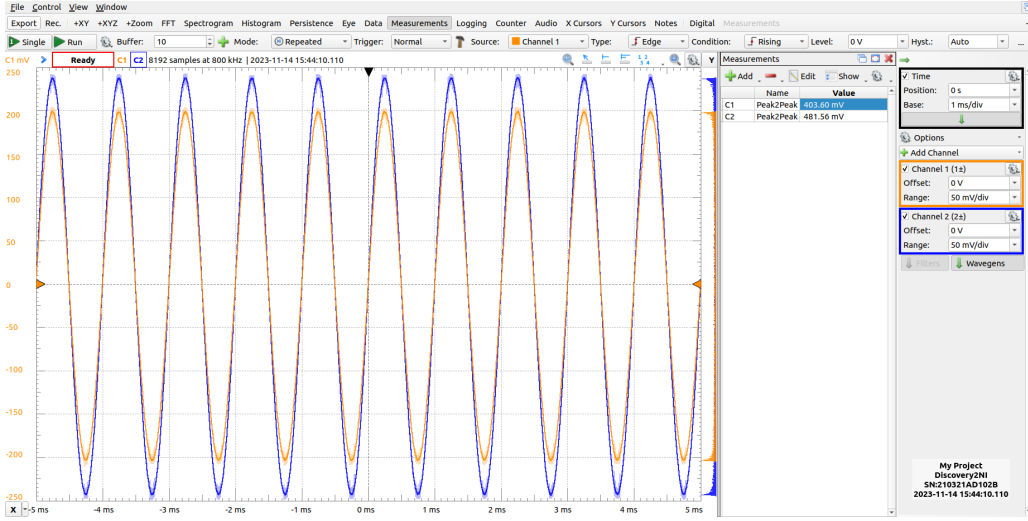


Figura 2: Ingresso (primo canale) ed uscita (secondo canale) di un amplificatore non invertente con OpAmp per ampiezza di $V_{in} = 200$ mV, riferito al circuito di Alessandro C. Ciano

Tabella 1: Ampiezza di V_{out} in funzione di V_{in} e relativo rapporto. Dati relativi al circuito di Luca Palumbo.

V_{in} (mV)	V_{out} (V)	A_v
96 ± 1	0.292 ± 0.001	3.04 ± 0.03
196 ± 1	0.592 ± 0.002	3.02 ± 0.02
296 ± 1	0.892 ± 0.002	3.01 ± 0.01
397 ± 1	1.192 ± 0.002	3.00 ± 0.01
496 ± 1	1.492 ± 0.002	3.00 ± 0.01

c. Verifica della linearità e misura del guadagno

Variando l' ampiezza di V_{in} abbiamo misurato V_{out} e per ciascun valore e ottenuto i guadagni $A_v = V_{out}/V_{in}$ riportati in tabella 1.

Si è considerato come intervallo di linearità l'intero set di misue, in quanto tutti i guadagni risultano tra loro compatibili. Utilizzando i soli dati in questo intervallo abbiamo effettuato un' interpolazione di V_{out} in funzione di V_{in} ($V_{out} = AV_{in}$). Il risultato del fit è riportato nel grafico di Fig. 3, con sovrapposta la funzione di best-fit, insieme all' andamento degli scarti normalizzati. Determiniamo così la nostra migliore stima del guadagno mediante fit dei dati ottenuti:

$$A_{best} = 3.010 \pm 0.002 \quad , \quad \chi^2/\text{n.d.o.f.} = 13/4.$$

Il valore del guadagno ottenuto dal best fit risulta in accordo con quello atteso dalle misure delle resistenze. Il χ^2 risulta ragionevole date le poche misure a disposizione. Usando un modello che preveda anche l'intercetta ($V_{out} = AV_{in} + q$) potrebbe ridurre ulteriormente il χ^2 .

2 Risposta in frequenza del circuito

Abbiamo misurato la risposta in frequenza dell' amplificatore utilizzando Network Analyzer ed ottenendo i plot di Bode mostrati in Fig. 4. Il guadagno di centro-banda risulta essere $A_M(\text{dB}) = (9.52 \pm 0.06)$ dB, o in unità naturali $A_M = (2.99 \pm 0.02)$, perfettamente in accordo con i risultati della regressione lineare precedente. La nostra migliore determinazione per la frequenza di taglio superiore è

$$f_L = (0.852 \pm 0.005) \text{ MHz}$$

determinata attraverso la riduzione del guadagno in tensione di 3dB rispetto a centro-banda.

Moltiplicando questa frequenza per il guadagno di centro-banda otteniamo la seguente stima del prodotto banda-guadagno

$$\text{GBW} = A_M f_L = (2.57 \pm 0.02) \text{ MHz}$$

da confrontarsi con un valore tipico di 3MHz riportato dal data sheet dell'opamp

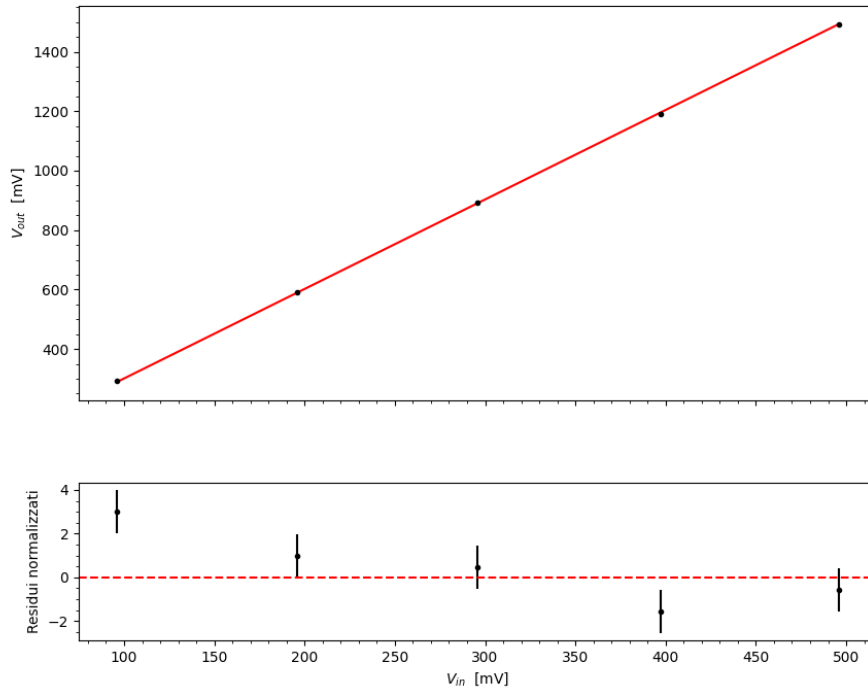


Figura 3: Andamenti in funzione di V_{in} di: (sopra) V_{out} , con verifica della linearità dell' amplificatore, e (sotto) dei scarti normalizzati rispetto alla funzione di best-fit.

3 Misura dello *slew-rate*

Si misura direttamente lo *slew-rate* del TL081 dalla pendenza di V_{out} in corrispondenza dei fronti di salita di un' onda quadra di frequenza di (1.00 ± 0.01) kHz ed ampiezza (2.039 ± 1) V inviata all' ingresso dell' amplificatore. Uno screenshot dei due segnali è visibile in figura 5. Si ottiene:

$$SR = (13.0 \pm 0.1) \text{ V}/\mu\text{s}$$

contro un valore tipico di $(13) \text{ V}/\mu\text{s}$ quotato dal data-sheet, in accordo con i precedente.

4 Circuito derivatore

a.Montaggio del circuito

Abbiamo realizzato un circuito derivatore reale con i seguenti valori dei componenti indicati:

$$\begin{aligned} R_1 &= (0.993 \pm 0.09) \text{ k}\Omega \\ R_2 &= (9.96 \pm 0.009) \text{ k}\Omega \\ C_1 &= (47.0 \pm 2.2) \text{ nF} \end{aligned}$$

b.Risposta in frequenza

Di nuovo utilizzando Network Analyzer abbiamo ottenuto i plot di Bode mostrati in Fig. 6. L' andamento a basse frequenze è quello tipico di un filtro passa-alto con frequenza di taglio

$$f_H = (3.37 \pm 0.03) \text{ kHz}$$

anche in questo caso determinata attraverso la riduzione del guadagno in tensione di 3dB rispetto a centro-banda.

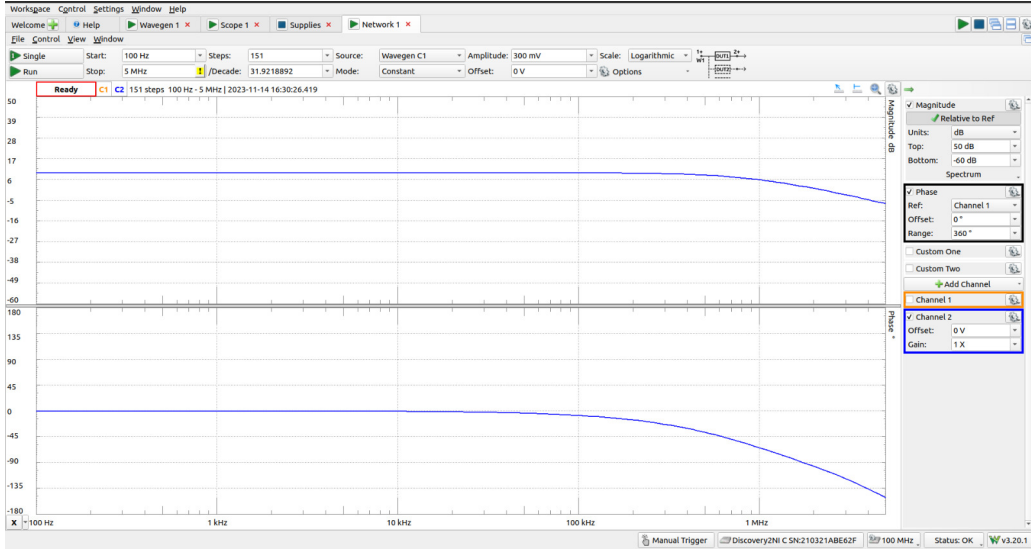


Figura 4: Plot di Bode in ampiezza (sopra) e fase (sotto) per l' amplificatore non invertente.

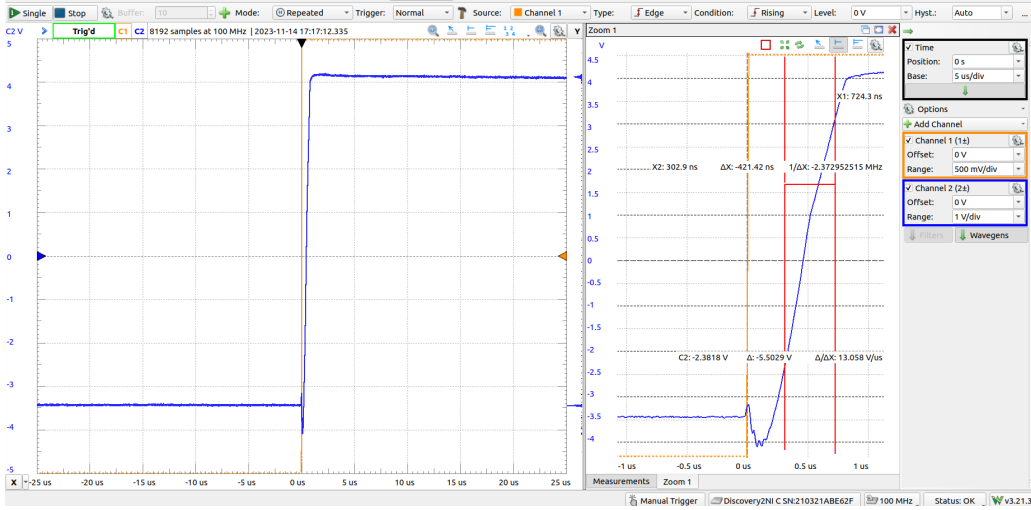


Figura 5: Fronti dei segnali per la misura dello slew-rate del TL081.

c. Risposta ad un' onda triangolare

Abbiamo inviato all' ingresso del circuito un' onda triangolare simmetrica di frequenza (100 ± 1) Hz ed ampiezza (497 ± 2) mV. Si riportano in Fig. 7 le forme d' onda acquisite all' oscillografo per l' ingresso e l' uscita. V_{out} risulta avere la forma di un'onda quadra, come atteso dal comportamento di un derivatore. Infatti essendo il guadagno del circuito $A = -\frac{R_2}{R_1} \frac{j\omega R_1 C}{1 + j\omega R_1 C}$, nel limite di basse frequenze ($\omega \ll \frac{1}{R_1 C}$) si ha $A \approx -j\omega R_2 C$, tipica di un derivatore. L' ampiezza di V_{out} - misurata con i cursori il valore centrale del massimo assunto, avendo cura di considerare un'incertezza pari all'ampiezza del rumore - è $V_M = (100 \pm 20)$ mV.

d. Confronto con i valori attesi

Sulla base dei valori misurati dei componenti, il valore atteso per la frequenza di taglio del circuito è $f_{H,exp} = \frac{1}{2\pi R_1 C} = (3.4 \pm 0.2)$ kHz, in ottimo accordo con la misura.

Per l' ampiezza dell' onda quadra in uscita a 100 Hz ci aspettiamo perciò un valore di

$$V_M = \omega R_2 C V_{in} = (146 \pm 7) \text{ mV}$$

La discrepanza può essere dovuta al fatto che questa equazione vale solo per onde sinusoidali. Per onde triangolari si dovrebbe calcolare lo sviluppo in serie di Fourier e applicare la formula ad ogni armonica, poi sommare i risultati.

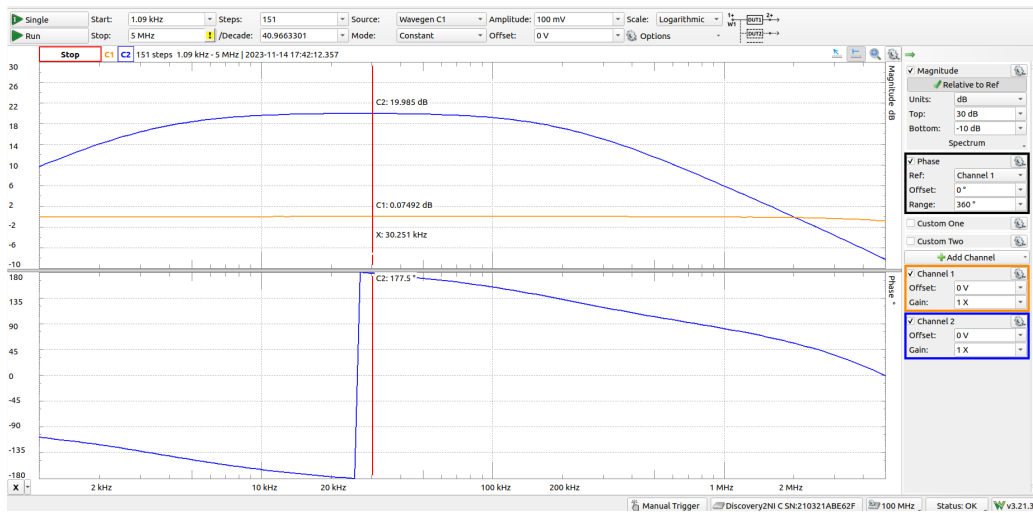


Figura 6: Plot di Bode in ampiezza (sopra) e fase (sotto) per il circuito derivatore.

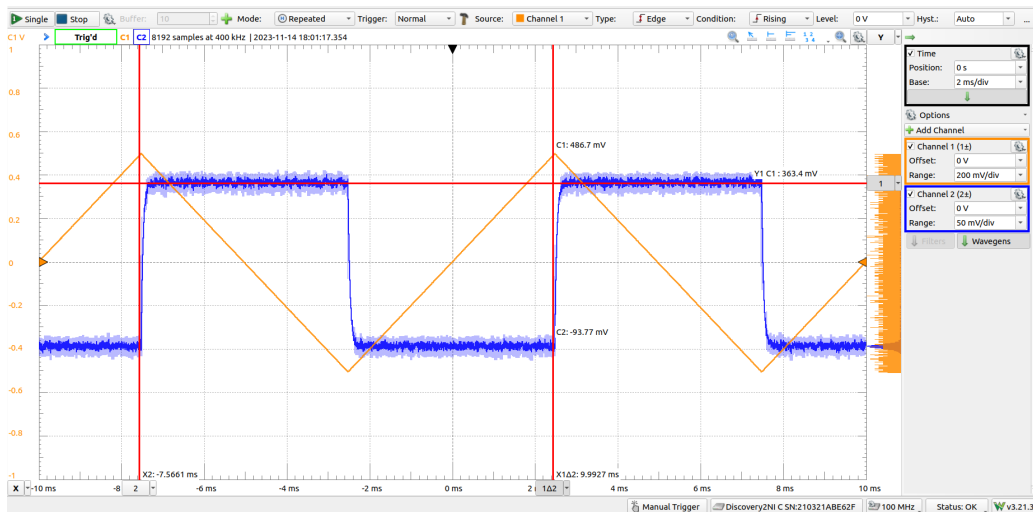


Figura 7: Ingresso (Ch1) ed uscita (Ch2) del circuito derivatore in risposta ad un' onda triangolare di frequenza 100 Hz.

e. Dipendenza della risposta dalla frequenza

All'aumentare della frequenza si osserva che il segnale in output assume la forma a *pinna di squalo*. Questo si verifica perché ci si allontana dalla condizione $\omega \ll \frac{1}{\omega R_1}$. Quindi ad alte frequenze il circuito non si comporta più come un derivatore, ma solo come un amplificatore.