

Relazioni 1-2: L'amplificatore operazionale

Gruppo MER3: Ziglio Simone, Furlan Riccardo*

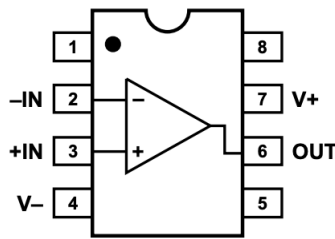
6 ottobre 2021

1 Introduzione

In questa prima esperienza abbiamo studiato il comportamento dell'amplificatore operazionale tramite l'utilizzo di diversi circuiti.

Nella prima parte ci siamo concentrati sulla configurazione follower, studiandone la funzionalità ed utilizzandola per trovare le impedenze in ingresso e in uscita all'op-amp. Nella seconda parte abbiamo studiato diversi circuiti in grado di amplificare segnali in base ad un termine di guadagno.

Gli amplificatori operazionali utilizzati sono schematizzabili nella seguente maniera:



Nel corso di tutta l'esperienza abbiamo alimentato l'operazionale con $V_{CC} = \pm 12\text{ V}$ rispettivamente ai pin 4 e 6.

2 Follower

Nella prima parte dell'esperienza abbiamo fatto riferimento al modello:

$$V_{OUT} = G(V_+ - V_-) \quad (1)$$

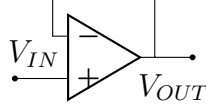
nel quale il valore di G può essere approssimato a $G \simeq 10^5$ per frequenze minori di $\sim 10\text{ Hz}$ e in generale, $G \gg 1$ nel range di frequenze utilizzate.

Approssimazioni amplificatore operazionale ideale

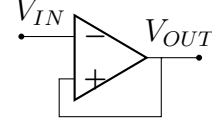
Consideriamo l'impedenza in ingresso Z_{IN} molto maggiore di quella degli altri componenti e Z_{OUT} molto minore, in modo da poter approssimare $Z_{IN} \sim \infty$, $Z_{OUT} \sim 0$.

I componenti utilizzati sono un amplificatore operazionale uA741, resistenze da $100\ \Omega$, $1\text{ M}\Omega$, $10\text{ M}\Omega$ e un trimmer da $1\text{ k}\Omega$. Applichiamo un segnale $V_{IN}^{pp} = 1\text{ V}$ alla frequenza di 1 kHz .

*E-mail: simone.ziglio-1@studenti.unitn.it - riccardo.furlan@studenti.unitn.it



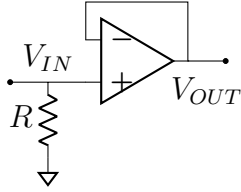
(a) Follower con feedback negativo



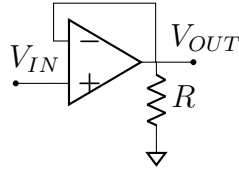
(b) Follower con feedback positivo

Nella configurazione **1a** osserviamo un segnale in uscita $V_{OUT} \simeq 1 \text{ V}$. Ciò non ci stupisce; infatti il feedback negativo garantisce la stabilità del sistema e, sostituendo $V_- = V_{OUT}$ nel modello **1** otteniamo una previsione $V_{OUT} \simeq V_+$: l'output segue l'input.

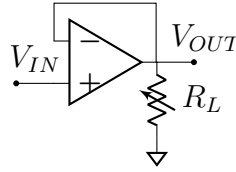
Ciò invece non accade nella configurazione **1b**, sebbene il modello **1** suggerisca una $V_{OUT} \simeq V_-$, abbiamo misurato una ddp DC pari a $V_{OUT} = (11.33 \pm 0.03) \text{ V}$. La nostra ipotesi è che, essendo il feedback positivo, il sistema sia instabile e V_{OUT} tenda alla saturazione intorno al valore massimo possibile: quello fornito dall'alimentazione in DC ($\pm 12 \text{ V}$), ridotto da dissipazioni interne.



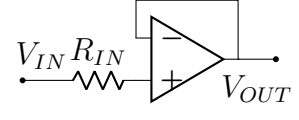
(a) Resistenza in parallelo all'input



(b) Resistenza in parallelo all'output



(c) Trimmer in parallelo all'output



(d) Resistenza in serie all'input

Abbiamo poi implementato diverse configurazioni, apportando lievi variazioni al follower, al fine di studiare l'impedenza in ingresso Z_{IN} e in uscita Z_{OUT} all'op-amp.

Nel caso della prima, la **2a**, abbiamo posto un resistore R da 100Ω fra l'ingresso non invertente e la massa. Abbiamo misurato le ampiezze ottenendo $V_{OUT} = (657 \pm 14) \text{ mV}$ e $V_+ = (657 \pm 11) \text{ mV}$. Ciò è spiegabile approssimando la corrente assorbita dall'op-amp a zero (ovvero immaginando $Z_{IN} \sim \infty$), ottenendo così un partitore tra la resistenza interna del generatore R_G e la resistenza R che abbassa V_{IN} a $V_+ = \frac{R}{R_G + R} V_{IN} \simeq \frac{2}{3} V$.

Otteniamo la configurazione **2b** spostando la resistenza fra l'uscita e la massa. Abbiamo ottenuto $V_{OUT} = (995 \pm 10) \text{ mV}$ e $V_+ = (993 \pm 8) \text{ mV}$ in ampiezza. In questo caso il partitore è fra l'impedenza in uscita ed R . Non osservando cadute di potenziale dovute al partitore, confermiamo l'approssimazione $Z_{OUT} \ll R$.

Per valutare la validità di questa approssimazione al variare di R , abbiamo sostituito la resistenza con un trimmer da $1 \text{ k}\Omega$ (**2c**). Al diminuire di R , abbiamo osservato un clipping superiore per $R < 23 \Omega$ ed un clipping inferiore per $R < 15 \Omega$.

Riteniamo ciò sia dovuto alla saturazione dei due transistor BJT presenti all'uscita dell'op-amp.

L'ultima configurazione studiata in questa prima parte è la **2d** in cui abbiamo messo una resistenza $R = 1 \text{ M}\Omega$ ed in seguito una da $10 \text{ M}\Omega$ in serie all'ingresso non-invertente dell'op-amp.

Dai risultati in tabella osserviamo che per valori di R maggiori (e di conseguenza meglio confrontabili con Z_{IN}), l'offset verticale "DC" e lo sfasamento risultano più evidenti. A partire da questi dati possiamo anche stimare la corrente di bias come il rapporto fra l'offset DC (corrispondente alla caduta di potenziale ai capi di R) e la resistenza, ottenendo $\simeq 50 \text{ nA}$, comparabile al valore riportato sul datasheet.

	ΔV_{DC}	Δt	$\Delta \phi$	ΔV_{DC}	Δt	$\Delta \phi$
R	$1 \text{ M}\Omega$			$10 \text{ M}\Omega$		
V_+	$-(12.5 \pm 6) \text{ mV}$	$(4.8 \pm 2) \mu s$	$(0.13 \pm 0.02) \text{ rad}$	$-(12 \pm 6) \text{ mV}$	$(505 \pm 3) \mu s$	$(0.48 \pm 0.04) \text{ rad}$
V_{OUT}	$-(80 \pm 13) \text{ mV}$	$(25 \pm 3) \mu s$		$-(533 \pm 17) \text{ mV}$	$(582 \pm 6) \mu s$	

3 Amplificatori

I componenti utilizzati sono un **amplificatore operazionale OP07**, 2 resistenze da $10 \text{ k}\Omega$ e 2 resistenze da $100 \text{ k}\Omega$.

Abbiamo studiato il caso di un circuito più generale (cfr. Figura 3), ottenendo un'espressione per V_{OUT} indipendente da G (ciò vale per $G \gg 1 + \frac{R_2}{R_1}$).

$$V_{OUT} = \frac{R_4}{R_1} \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} V_B - \frac{R_2}{R_1} V_A \quad (2)$$

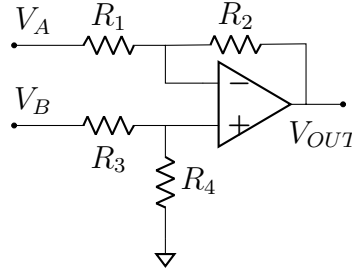


Figura 3: Circuito generale

3.1 Amplificatore invertente

Cominciamo dalla prima configurazione ponendo l'ingresso non-invertente a massa ($R_4 = 0$, $R_3 = \infty$) e immettendo un segnale $V_A^{pp} = 1 \text{ V}$ ad 1 kHz .

Avendo utilizzato resistenze $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ci aspettiamo un guadagno pari a $G = -\frac{R_2}{R_1} = -10$. Facendo il rapporto fra le ampiezze di V_{OUT} e V_A , abbiamo misurato $G = (-10.08 \pm 0.15)$, compatibile col valore atteso. Il segno riflette come l'amplificatore "inverte" l'output rispetto all'input, ovvero come fornisca anche uno sfasamento di π oltre che un'amplificazione in modulo.

3.2 Amplificatore non-invertente

In questo caso, abbiamo applicato il segnale all'ingresso non-invertente ($R_3 = 0$ e $R_4 = \infty$) e posto il capo della resistenza R_1 a massa. Immettiamo un segnale $V_B^{pp} = 1 \text{ V}$ ad 1 kHz .

L'espressione per il guadagno diventa $G = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 11$ per le resistenze utilizzate. Il valore misurato è $G = (11.26 \pm 0.27)$, in buon accordo con la previsione.

3.3 Amplificatore differenziale

Costruiamo la configurazione dell'amplificatore differenziale, utilizzando come segnali in ingresso $V_A^{pp} = V_B^{pp} = 0.5 \text{ V}$ ad 1 kHz . Il circuito così costruito amplifica da modello la differenza fra i due

segnali secondo un guadagno $G = \frac{R_2}{R_1} = 10$. Osserviamo come per V_A e V_B in fase l'output è nullo, in accordo con le previsioni, al crescere della stessa si osserva V_{OUT} crescente, fino a raggiungere il massimo per $\Delta\Phi = \pi$; per questo valore misuriamo $G = 10.15 \pm 0.26$, risultato compatibile col modello.

Riportiamo in fase i due segnali e riduciamo di 1 Hz la frequenza di V_B , osservando così i battimenti dati dallo sfasamento variabile nel tempo fra i due segnali. Tramite la modalità roll e stoppando l'acquisizione di segnale, misuriamo la distanza temporale ΔT fra due nodi, $\Delta T \simeq 1$ s, in accordo con la previsione $\Delta T = \frac{1}{f_A - f_B} = \frac{1}{1000 \text{ Hz} - 999 \text{ Hz}} = 1$ s.

4 Derivatore

Costruiamo il circuito derivatore utilizzando una capacità $C = 10$ nF e un resistore $R = 1$ kΩ. Immettiamo un segnale sinusoidale $V_{IN}^{pp} = 1$ V ad 1 kHz.

Il modello circuitale prevede $V_{OUT} = -RC \frac{d}{dt} V_{IN}$. Si può notare come l'output corrisponda all'input cambiato di segno, ovvero uno sfasamento di $\Delta\Phi = \pi$. Inoltre, il guadagno atteso è $G = -2\pi f RC \simeq -2\pi \cdot 1 \text{ kHz} \cdot 1 \text{ k}\Omega \cdot 10 \text{ nF} \simeq 0.063$.

Osservando le figure di Lissajous riusciamo a dare una stima del prodotto RC : variamo la frequenza dell'input finché l'ellisse osservata non diventa una circonferenza sul grafico ($x = V_{IN}, y = V_{OUT}$). Il valore di f impostato sarà da modello $f = \frac{1}{2\pi RC} \simeq 15.9 \text{ kHz}$ e invertendo la formula riusciamo a stimare il tempo caratteristico $\tau = RC \simeq 10 \mu\text{s}$.

Dalla misura, otteniamo $\tau = \frac{1}{2\pi f_{mis}} = \frac{1}{2\pi 16.6 \text{ kHz}} \simeq 9.6 \mu\text{s}$.

Infine osserviamo qualitativamente le derivate di diversi segnali in ingresso: un'onda quadra viene trasformata in una delta di Dirac, ovviamente sporcata dalle oscillazioni RC e una rampa diventa un'onda quadra, anch'essa con oscillazioni nei punti di transizione.

5 Conclusione

Siamo riusciti nell'intento di caratterizzare il funzionamento dell'amplificatore operazionale tramite lo studio di diversi circuiti. In particolare abbiamo verificato il funzionamento del follower, la validità del modello impedenza in ingresso infinita e in uscita nulla e i suoi limiti e implementato l'utilizzo dell'op-amp in diversi circuiti amplificatori, riuscendo a misurare i diversi guadagni che sono risultati in buon accordo coi corrispettivi valori di aspettazione teorici.