



Università degli studi dell'Insubria

Dipartimento di Scienza e Alta Tecnologia

Laboratorio di Fisica III

Gli Amplificatori Operazionali

Mozzanica Martina, Quaini Alessandro, Savorgnano Sofia

Docente

Prof. Valerio MASCAGNA

Data

19 febbraio 2020

Contents

1	Introduzione	3
2	L'amplificatore invertente	6
3	L'amplificatore non invertente	11
4	Lo slew rate	15
5	Il sommatore	19
6	Integratore	21
7	Derivatore	26
8	Amplificatore audio	30

1 Introduzione

Gli amplificatori operazionali derivano il loro nome dal fatto di essere circuiti in grado di fare le operazioni e sono stati inventati alla fine degli anni '60. Sono circuiti a molti terminali (almeno 8) che contengono sia componenti passivi (resistenze, diodi) che attivi (transistor sia bipolari che MOS). Fanno parte della grande categoria dei circuiti integrati, cioè dei circuiti che grazie alla tecnologia prima a Larga poi a Larghissima Integrazione di Scala (LSI e VLSI) permettono di racchiudere in substrati di silicio di piccolissime dimensioni (qualche mm^2) numeri elevati di componenti, mantenendo il costo basso, l'affidabilità alta, i diversi device equalizzati.

Gli amplificatori operazionali (opamp) utilizzano una proprietà fondamentale, quella del feedback, cioè di un circuito esterno all'opamp stesso che paragona l'output a quello desiderato e corregge l'input, sottraendoci una parte dell'output, per ottenere tale output. In altre parole, parte dell'input viene cancellato con conseguente riduzione del guadagno del circuito (che in un opamp ideale senza feedback è praticamente infinito) a vantaggio di minori distorsioni del segnale, migliore predicibilità del comportamento, migliore linearità su range di frequenze grandi.

Gli opamp usati senza feedback negativo si dicono in configurazione open-loop; quelli con feedback closed-loop.

Le proprietà dei circuiti closed-loop dipendono solo dalle proprietà della network di feedback; questa, in particolare, può:

- dipendere dalla frequenza
- dipendere dall'ampiezza

e può essere disegnata per produrre:

- una sorgente di corrente ($Z_{out} \sim \infty$)
- una sorgente di tensione ($Z_{out} \sim 0$)

La proprietà usata per produrre il feedback coincide con la proprietà che viene migliorata.

Il simbolo dell'opamp è rappresentato in fig. 1. I terminali di alimentazione (che in genere sta tra $\pm 5\text{ V}$ e $\pm 20\text{ V}$ tipici non vengono indicati. I due terminali di ingresso

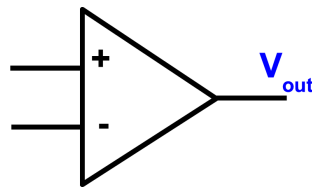


Figure 1: Simbolo dell'opamp.

sono rispettivamente l'input non-invertente e a quello invertente, con + e - che indicano come l'output sia positivo se l'input + è più positivo di quello -.

La relazione tra la differenza di potenziale tra i due ingressi e la tensione in uscita è data da

$$V_{out} = G_{OL}(V_1 - V_2) \quad (1)$$

dove G_{OL} indica il guadagno in condizioni di open-loop (senza collegamenti, cioè, tra uscita e ingressi) e ha un valore tipicamente compreso tra 10^5 e 10^6 ; l'amplificatore utilizzato in queste condizioni non si comporta, però, in modo lineare: essendo G così alto, una variazione di anche una frazione di mV tra i terminali di input fa oscillare l'output su tutto il suo range portandolo in saturazione positiva e negativa.

Inoltre, osservando la figura 2, si può notare che in base al guadagno scelto ad una certa frequenza (che è la frequenza a 3db) il guadagno decresce linearmente, quindi il prodotto tra guadagno e f_{3db} è costante. Si tratta di open-loop se si ha un guadagno elevato (ad esempio a 100k) che però viene mantenuto solo per un range limitato di frequenze mentre si tratta di close-loop se si sacrifica il guadagno (si prende ad esempio a 100) ma si ha tale guadagno per un range più grande di frequenze.

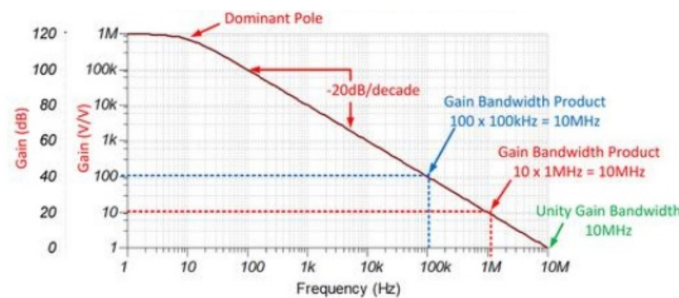


Figure 2: Guadagno in funzione della frequenza per un generico opamp.

Due sono le regole d'oro degli opamp ideali:

1. *L'output fa tutto il possibile per rendere la ΔV tra gli input uguale a 0* (questo non significa che l'op-amp cambia la tensione agli input, ma che l'amplificatore guarda ai suoi input e fa variare il suo output in modo che il feedback porti la differenza tra gli input a 0);
2. *Gli input non tirano corrente.*

Nel caso degli opamp reali, la situazione è diversa ed in alcune misure di laboratorio è stata verificata:

- L'impedenza in ingresso non è infinita e quella in uscita, seppur piccola, non è esattamente nulla;

- La massima corrente di output è dell'ordine di 20mA;
- L'open-loop voltage gain G_{OL} è $10^5 - 10^6$ e precipita a 1 per frequenze $f_T \simeq 1 - 10$ MHz;
- Esiste un offset per la tensione che è dato dalla differenza tra gli input quando l'output è uguale a 0;
- Esiste una corrente di bias (quella che scorre attraverso la rete resistiva che alimenta gli input);
- Il cambiamento dell'output non è istantaneo ma presenta uno slew rate (rate di cambiamento)

Le misure in laboratorio sono state le seguenti:

- realizzazione di un amplificatore invertente e uno non invertente e misura delle caratteristiche di guadagno, sfasamento, frequenza a 3dB per diversi valori della resistenza di feedback
- misura dello slew rate (cioè del tempo di risposta) di diversi opamp usati in configurazione invertente e con un'onda quadra in ingresso
- realizzazione di un sommatore e verifica del suo funzionamento
- realizzazione di un integratore e di un derivatore e verifica del loro funzionamento
- realizzazione di un amplificatore audio e verifica del suo comportamento con diverse configurazioni di feedback.

2 L'amplificatore invertente

Il circuito è riportato in fig. 3 L'ingresso B (non-invertente) è collegato a massa, mentre

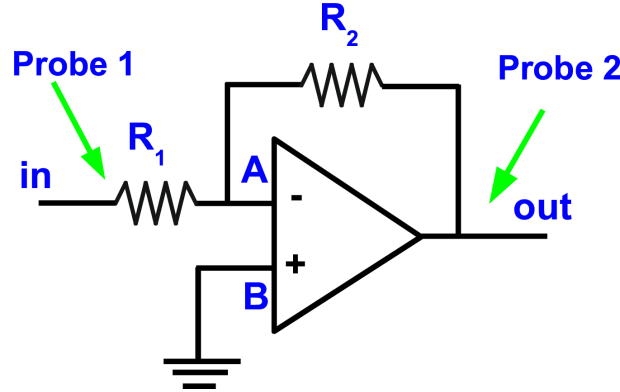


Figure 3: L'inverting amplifier.

il segnale entra in A (invertente); siccome per la regola 1, i due input devono stare alla stessa tensione, si dice che A si trova a virtual ground.

Utilizzando il principio di Kirchoff al nodo A, è possibile calcolare il rapporto tra segnale in uscita e segnale in ingresso, cioè il guadagno del circuito:

$$gain = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2)$$

Quindi il circuito amplifica e rovescia (cioè lo sfasa di π) il segnale in ingresso. Inoltre per questa particolare configurazione si ha $Z_{in} = R_1$ e $Z_{out} \simeq 0$.

Per la conduzione dell'esperimento sono stati fissati i valori ± 5 V per l'alimentazione e si è usato un OpAmp TL081.

Dopo aver costruito il circuito in figura 3, fissando $R_1 = 1$ k Ω , per diversi valori di R_2 , è stata inviata un'onda sinusoidale alla frequenza di 1 kHz, facendone variare l'ampiezza al variare di R_2 . Infatti è necessario regolare l'ampiezza dell'onda in ingresso per non far saturare il segnale, cioè si deve avere un segnale in uscita massimo $V_{out} = 2$ V distanza picco-picco. Invertendo l'equazione 2 si ha la relazione 3, dalla quale è possibile ricavare il valore di V_{in} tale per cui il segnale non satura.

$$V_{in} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot V_{out} \quad (3)$$

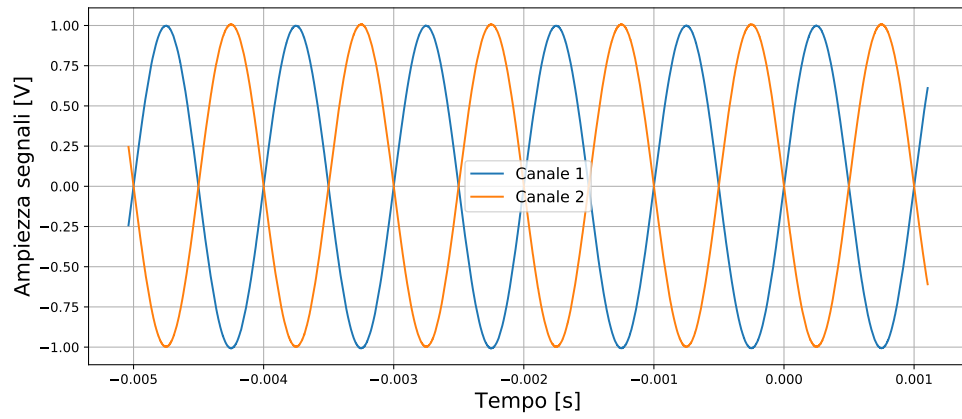


Figure 4: Grafico del segnale in ingresso e in uscita in funzione del tempo per una resistenza $R_2=1\text{ k}\Omega$ e un'onda in ingresso di ampiezza 1 V.

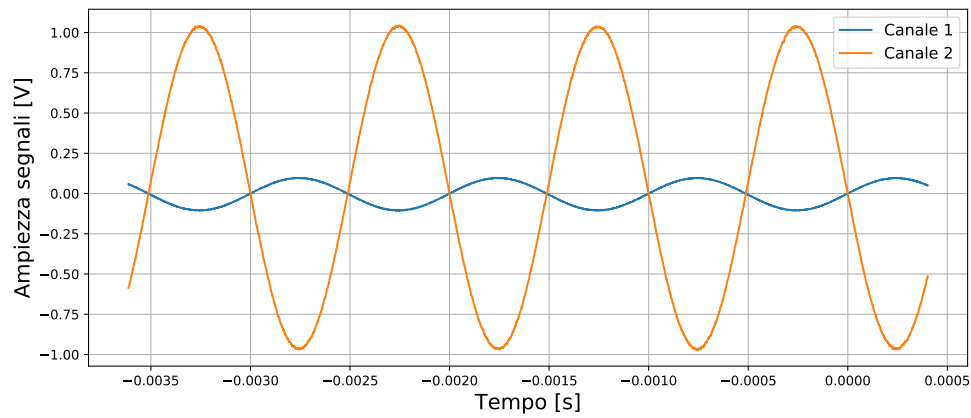


Figure 5: Grafico del segnale in ingresso e in uscita in funzione del tempo per una resistenza $R_2=10\text{ k}\Omega$ e un'onda in ingresso di ampiezza 0.1 V.

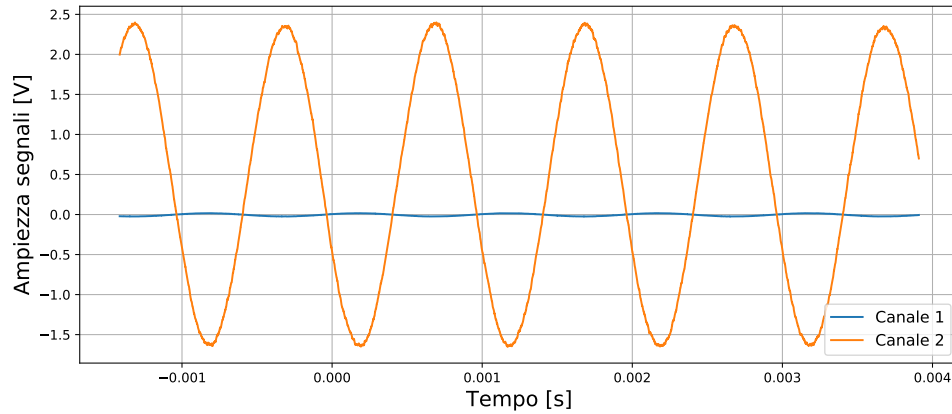


Figure 6: Grafico del segnale in ingresso e in uscita in funzione del tempo per una resistenza $R_2=100\text{ k}\Omega$ e un'onda in ingresso di ampiezza 0.01 V .

Da un'analisi qualitativa dei grafici 4,5 e 6, in questa configurazione l'OpAmp inverte e amplifica il segnale. Tuttavia nei grafici 5 e 6 si può notare come il segnale in uscita non sia perfettamente simmetrico rispetto allo zero. Tale andamento è associato alla presenza di un offset dell'onda in ingresso, che a causa della configurazione del circuito, è stato anch'esso amplificato di un fattore 10 e 100 rispettivamente.

In seguito, per ciascuna resistenza R_2 è stato eseguito uno scan da 1000 punti con il Network Analyzer da 100 Hz e 5 MHz .

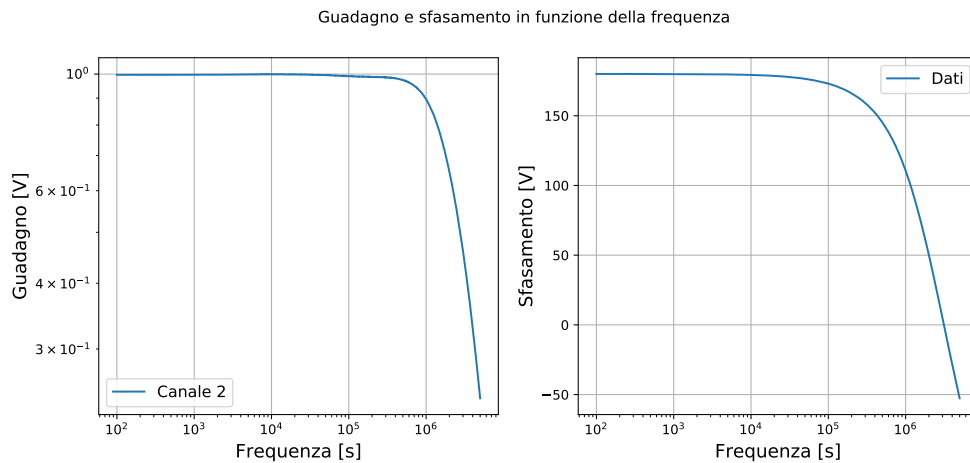


Figure 7: Grafico del guadagno e dello sfasamento del segnale in funzione della frequenza per una resistenza di $1\text{ k}\Omega$ e un'onda in ingresso di 1 V .

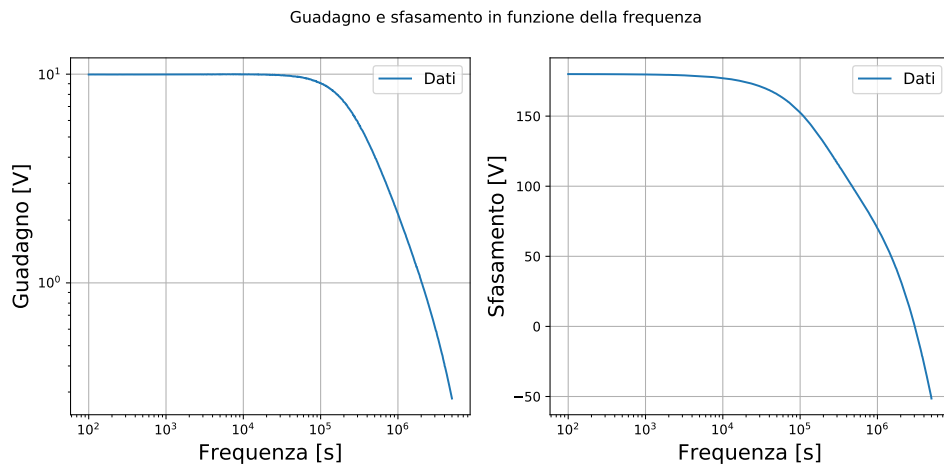


Figure 8: Grafico del guadagno e dello sfasamento del segnale in funzione della frequenza per una resistenza di $10\text{ k}\Omega$ e un'onda in ingresso di 0.1 V .

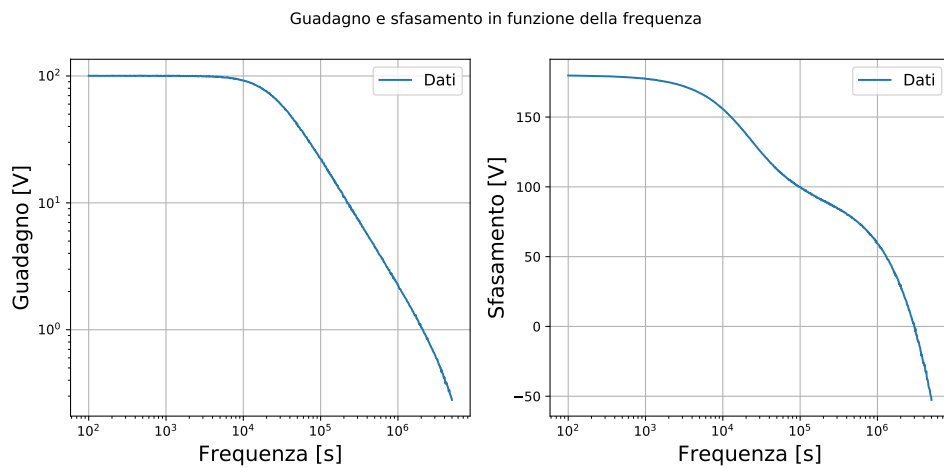


Figure 9: Grafico del guadagno e dello sfasamento del segnale in funzione della frequenza per una resistenza di $100\text{ k}\Omega$ e un'onda in ingresso di 0.01 V .

Per poter valutare anche in modo quantitativo la coerenza dei dati sperimentali con la teoria, sono stati calcolati i valori del guadagno teorico, calcolato dalla formula 2, e sperimentale. In tabella 1 vengono mostrati i valori assoluti del guadagno teorico e sperimentale, della frequenza a 3 dB e del loro rapporto che si nota essere costante come atteso.

R_2 [k Ω]	G_{th} [V]	G_{exp} [V]	f_{3dB} [Hz]	$G_{exp} \cdot f_{3dB}$ [V \cdot Hz]
1	1	0.99	$1.80 \cdot 10^6$	$1.78 \cdot 10^6$
10	10	9.96	$2.23 \cdot 10^5$	$2.22 \cdot 10^6$
100	100	100.44	$2.32 \cdot 10^4$	$2.33 \cdot 10^6$

Table 1: Valori assoluti del guadagno teorico e sperimentale e della frequenza a 3 dB per diversi valori di resistenza.

3 L'amplificatore non invertente

Il circuito è riportato in fig. 10. L'ingresso B (non-invertente) è collegato al segnale.

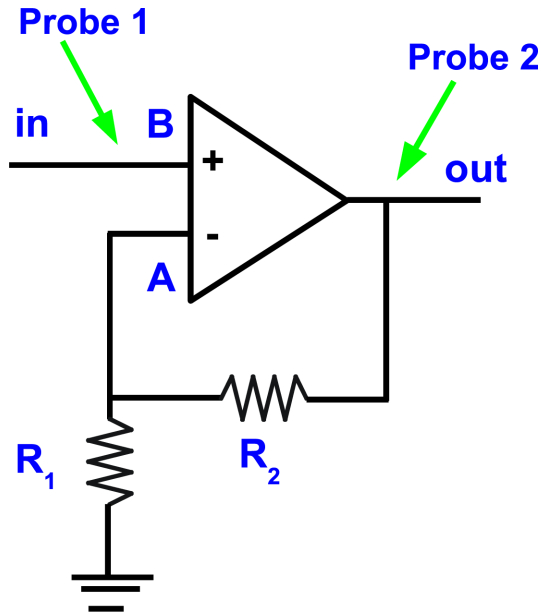


Figure 10: L'inverting amplifier.

Utilizzando il principio di Kirchhoff al nodo A, è possibile calcolare il rapporto tra segnale in uscita e segnale in ingresso, cioè il guadagno del circuito:

$$gain = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4)$$

Quindi il circuito amplifica senza sfasarlo il segnale in ingresso. Inoltre per questa particolare configurazione, si ha $Z_{in} = \infty$ e $Z_{out} \simeq 0$.

Dopo aver costruito il circuito in figura 10, fissando $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, per diversi valori di R_2 , è stata inviata un'onda sinusoidale alla frequenza di 1 kHz, facendone variare l'ampiezza al variare di R_2 . Come per l'amplificatore invertente, anche in questo caso è necessario regolare l'ampiezza dell'onda in ingresso per non far saturare il segnale. Invertendo la relazione 4 si ottiene la relazione 5, dalla quale si può ottenere il valore di V_{in} necessario a non far saturare il segnale.

$$V_{in} = \frac{V_{out}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad (5)$$

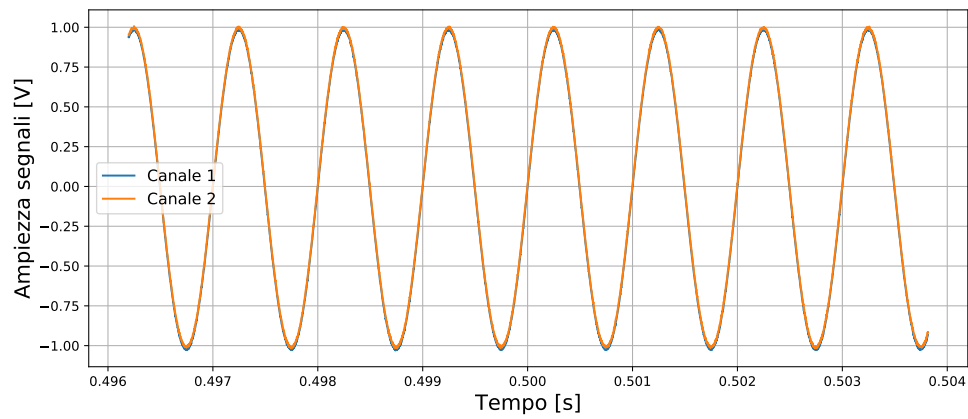


Figure 11: Grafico del segnale in entrata e in uscita in funzione del tempo per una resistenza di $0\ \Omega$ e un'onda in ingresso di ampiezza 1 V.

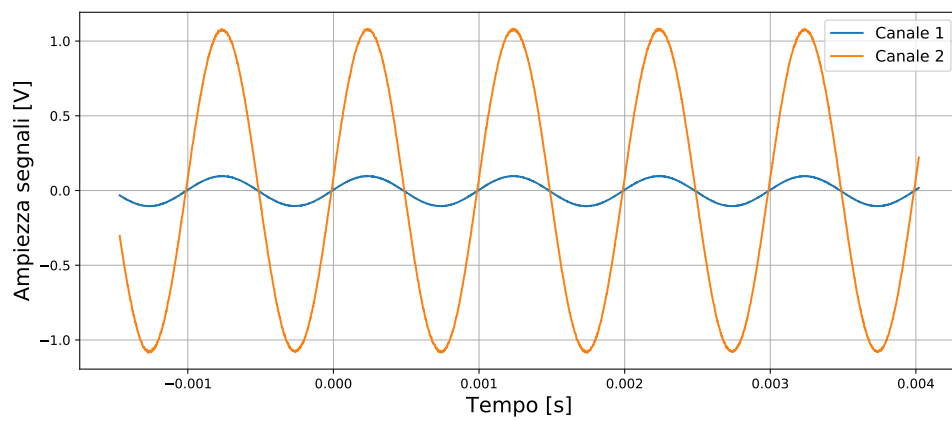


Figure 12: Grafico del segnale in entrata e in uscita in funzione del tempo per una resistenza di $10\ \text{k}\Omega$ e un'onda in ingresso di 0.9 V.

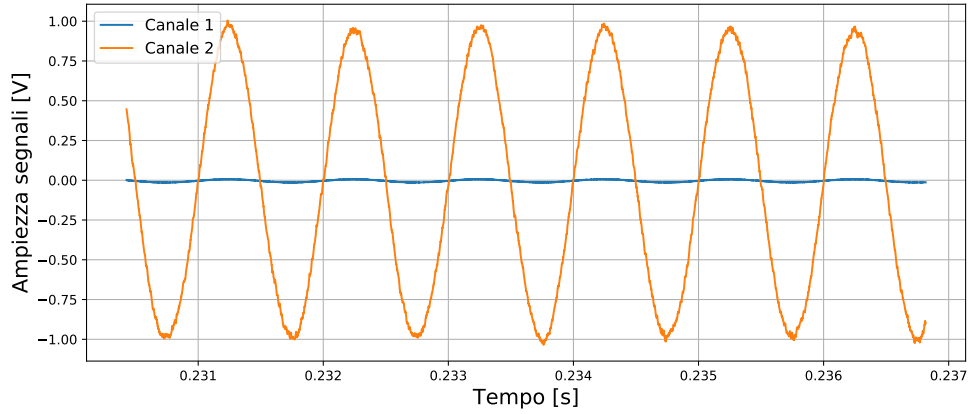


Figure 13: Grafico del segnale in entrata e in uscita in funzione del tempo per una resistenza di 100 k Ω e un'onda in ingresso di ampiezza 0.009 V.

Si può osservare dai grafici 11, 12 e 13 che l'OpAmp in questa configurazione amplifica il segnale, ma non lo inverte.

In seguito per ciascun valore di R_2 è stato eseguito uno scan di 1000 punti con il Network Analyzer da 100 Hz a 5 MHz.

Per poter valutare anche in modo quantitativo la coerenza dei dati sperimentali con la teoria, sono stati calcolati i valori del guadagno teorico, calcolato dalla formula 4, e sperimentale. In tabella 2 vengono mostrati i valori assoluti del guadagno teorico e sperimentale, della frequenza a 3 dB e del loro rapporto che si nota essere costante come atteso.

R_2 [k Ω]	G_{th} [V]	G_{exp} [V]	f_{3Db} [Hz]	$G_{exp} \cdot f_{3Db}$ [V \cdot Hz]
0	1	0.99	$2.24 \cdot 10^6$	$2.22 \cdot 10^6$
10	11	10.69	$2.54 \cdot 10^5$	$2.71 \cdot 10^6$
100	101	100.71	$2.30 \cdot 10^4$	$2.32 \cdot 10^6$

Table 2: Amplificatore non invertente: valori assoluti del guadagno teorico e sperimentale e della frequenza a 3 dB per diversi valori di resistenza.

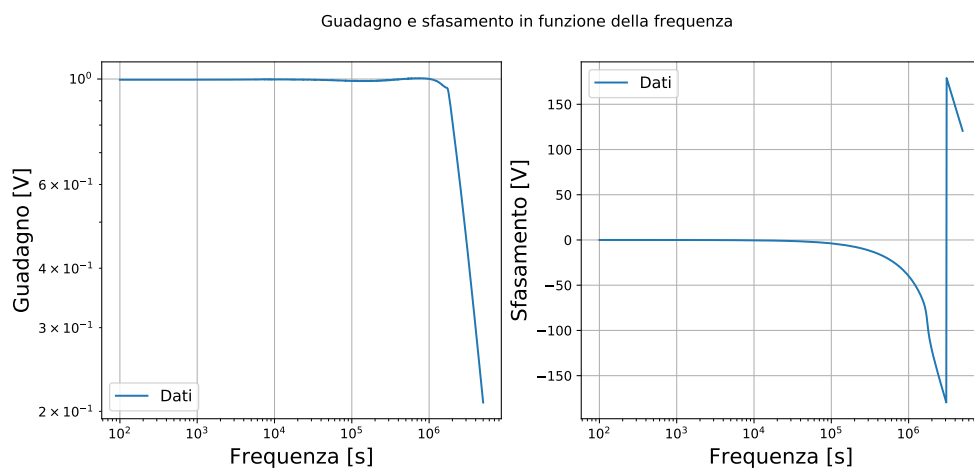


Figure 14: Grafico del guadagno e dello sfasamento in funzione della frequenza per una resistenza di 0Ω e un'onda in ingresso di ampiezza 1 V.

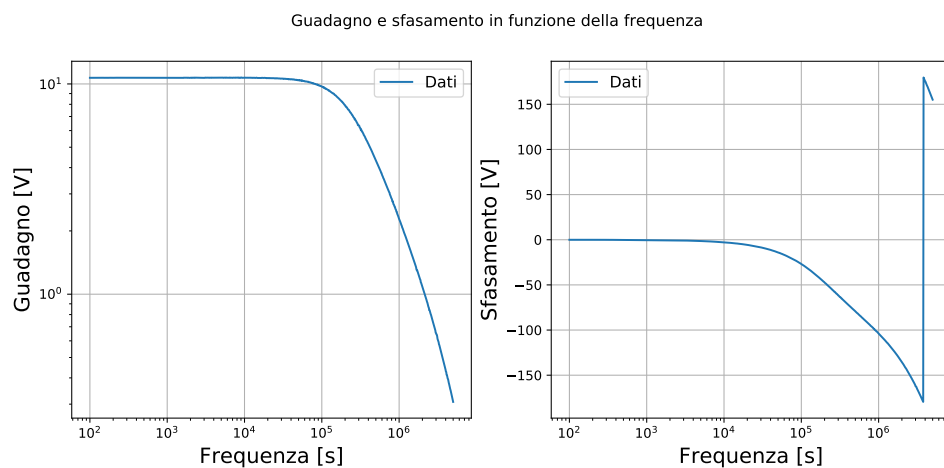


Figure 15: Grafico del guadagno e dello sfasamento in funzione della frequenza per una resistenza di $10 \text{ k}\Omega$ e un'onda in ingresso di ampiezza 0.9 V.

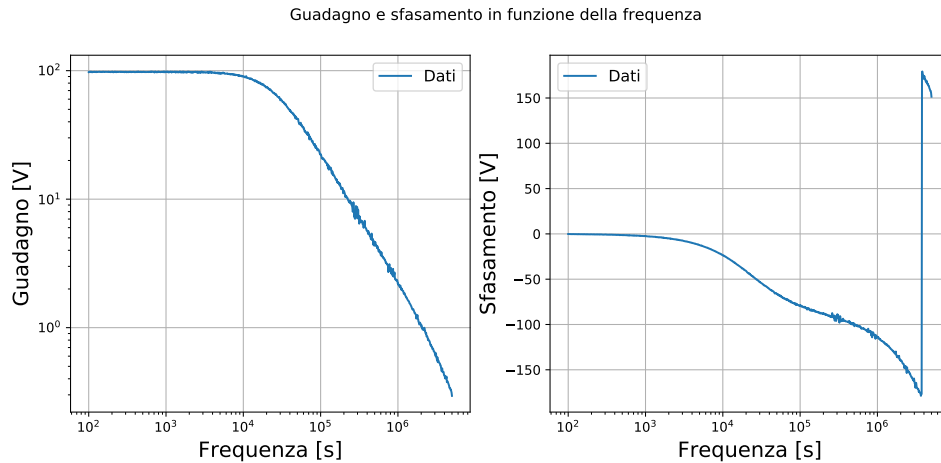


Figure 16: Grafico del guadagno e dello sfasamento in funzione della frequenza per una resistenza di 100 k Ω e un'onda in ingresso di ampiezza 0.009 V.

4 Lo slew rate

La tensione in uscita da un amplificatore operazionale ideale può variare istantaneamente. Non vale la stessa cosa per gli amplificatori operazionali reali, la cui tensione in uscita può variare al massimo con una velocità specifica per ogni opamp, detta slew rate e misurata in V/s.

Lo slew rate si ricava dal rapporto tra la variazione di tensione e il tempo che il segnale di uscita ci mette ad andare dal 10 al 90% dell'ampiezza totale.

Per misurare la velocità di risposta di un opamp espresso in termini di slew rate è stata utilizzata una configurazione di inverting amplifier con onda quadra in ingresso (fig. 17).

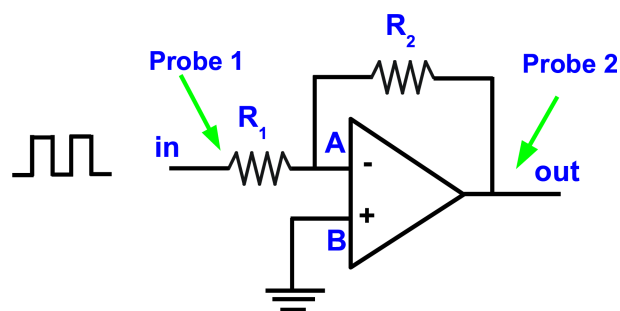


Figure 17: Circuito per la misura dello slew rate.

Gli effetti dello slew rate su un segnale sinusoidale possono creare una distorsione del

segnale in uscita, per evitare ciò è necessario che la frequenza f e l'ampiezza A dell'onda in ingresso siano tali da soddisfare la seguente relazione:

$$SR \geq 2\pi f A \quad (6)$$

Sono stati acquisiti dati relativi agli opamp TL081 e OPA604, inserendoli nel circuito schematizzato in figura 17 in modalità follower inviando in ingresso un'onda quadra a frequenza 100 Hz e differenza di potenziale picco-picco di 8 V (ampiezza 4 V).

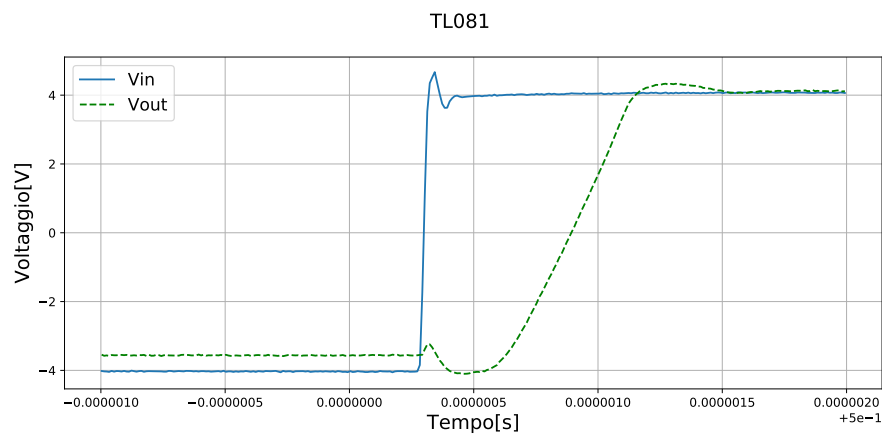


Figure 18: Confronto tra il segnale in uscita e il segnale in ingresso di un'onda quadra per un opamp TL081.

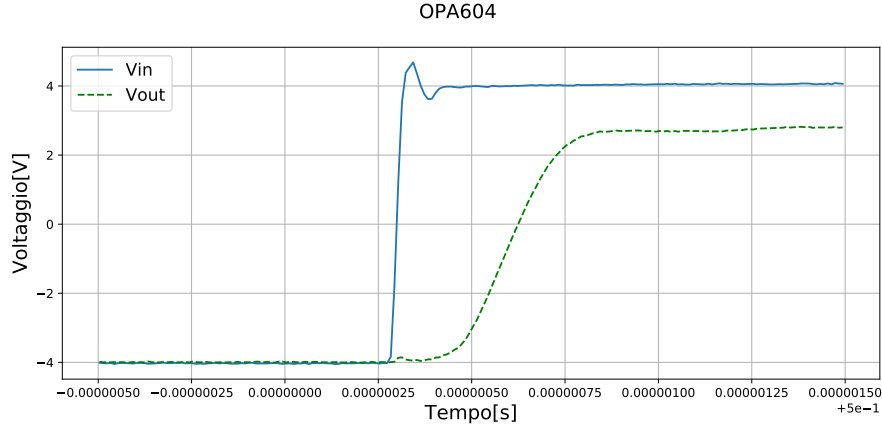


Figure 19: Confronto tra il segnale in uscita e il segnale in ingresso di un'onda quadra per un opamp OPA604.

Dalle figure 18 e 19 si può notare come il tempo di salita del segnale in uscita non risulta essere trascurabile a differenza di quello dell'onda in ingresso che viene considerato nullo. Per calcolare lo slew rate associato ad ognuno dei due opamp è stato eseguito un fit lineare da cui si è poi ricavato il coefficiente angolare della retta, ovvero lo slew rate.

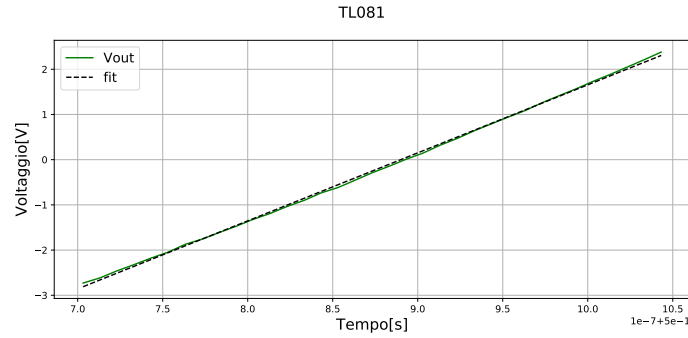


Figure 20: Fit lineare del segnale in uscita per l'opamp TL081.

I risultati ricavati dai fit sono riportati in tabella 3.

Opamp	$SR_{fit} \left[\frac{V}{\mu s} \right]$	$SR_{teorico} \left[\frac{V}{\mu s} \right]$
TL081	15.3	13
OPA604	24.3	25

Table 3: Confronto dei valori di slew rate ottenuti dai fit con quelli riportati nei data sheet.

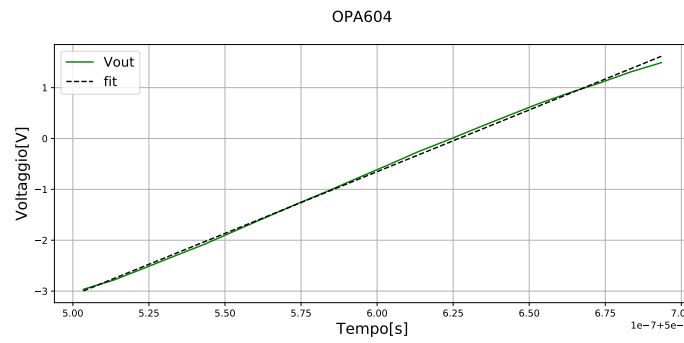


Figure 21: Fit lineare del segnale in uscita per l'opamp OPA604.

Sono stati calcolati inoltre i tempi di salita per entrambi gli opamp, ed è risultato che per l'opamp TL081 il tempo di salita è di $3.918 \cdot 10^{-7}$ s, mentre per l'opamp OPA604 è di $1.835 \cdot 10^{-7}$ s.

Dal confronto con i dati riportati nei data sheet relativi ad ognuno degli opamp (tabella 3), si conclude che i risultati ricavati dai fit dei dati sono in accordo con i risultati attesi.

5 Il sommatore

Come indicato dal nome, l'opamp è in grado di effettuare le operazioni. Il circuito rappresentato in fig. 22 permette di verificare la capacità dell'opamp di sommare i segnali. Considerando un circuito come quello in figura, si osserva che il punto A è a

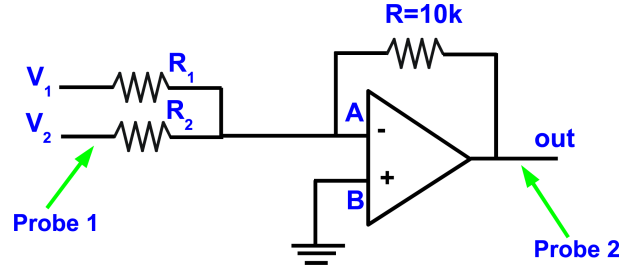


Figure 22: Sommatore.

virtual ground, e dunque se ne deduce che la corrente in ingresso all'op-amp è

$$I_{in} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}$$

Si ha quindi che

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = \frac{V_{out}}{R} \quad (7)$$

cioè il circuito fornisce, in uscita, un segnale pari alla somma dei segnali in entrata, pesata sulle resistenze.

In laboratorio abbiamo utilizzato il circuito in figura 22 con l'opamp TL081 e con V_1 in DC e V_2 un'onda sinusoidale di frequenza 1 kHz. In particolare abbiamo variato i potenziali in ingresso (V_1 e V_2) e le rispettive resistenze (R_1 e R_2) facendo attenzione a non saturare il circuito.

Si è calcolato (eq. 8) per il potenziale in uscita con i parametri di $R_1=1\text{ k}\Omega$ e $R_2=1\text{ k}\Omega$ e con potenziali d'ingresso $V_1=0.1\text{ V}$ e $V_2=0.1\text{ V}$ del segnale riportato in figura 23:

$$V_{out} = 10\text{ k}\Omega \left(\frac{0.1\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} + \frac{0.1\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} \right) = 2\text{ V} \quad (8)$$

Dato che il circuito è un amplificatore invertente si ha $V_{out}=-2\text{ V}$ ed è il minimo che viene ottenuto in figura 23.

In tabella 4 abbiamo riportato il valore teorico e il valore ottenuto del potenziale in uscita.

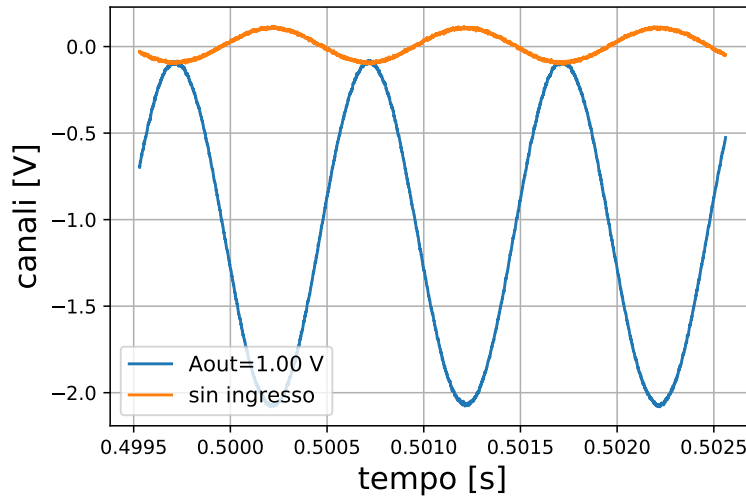


Figure 23: Sommatore: segnale sinusoidale in ingresso e segnale in uscita con resistenze $R_1=1\text{ k}\Omega$ e $R_2=1\text{ k}\Omega$ e con potenziali d'ingresso $V_1=0.1\text{ V}$ e $V_2=0.1\text{ V}$.

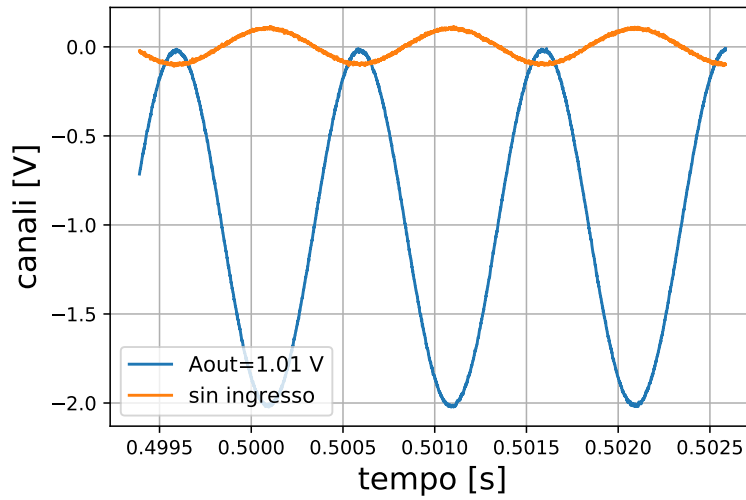


Figure 24: Sommatore: segnale sinusoidale in ingresso e segnale in uscita con resistenze $R_1=10\text{ k}\Omega$ e $R_2=1\text{ k}\Omega$ e con potenziali d'ingresso $V_1=1\text{ V}$ e $V_2=0.1\text{ V}$.

Notiamo che i risultati sono coerenti con il valore teorico. Inoltre possiamo vedere che il circuito in figura 22 è un amplificatore invertente per questo otteniamo un risultato di V_{out} negativo.

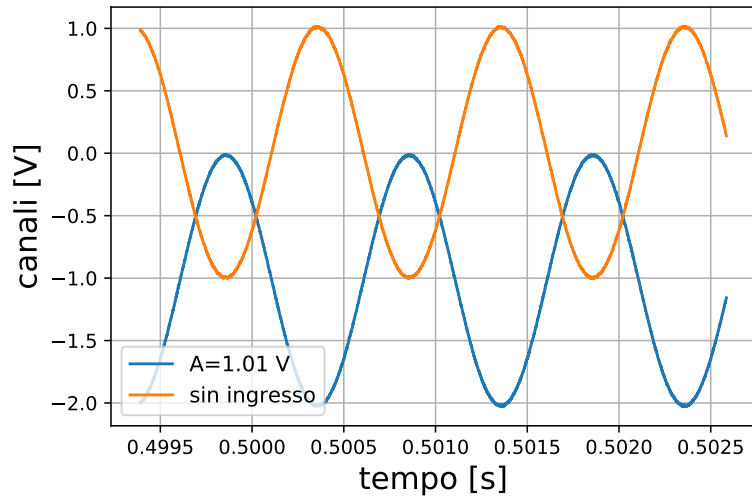


Figure 25: Sommatore: segnale sinusoidale in ingresso e segnale in uscita con resistenze $R_1=10\text{ k}\Omega$ e $R_2=10\text{ k}\Omega$ e con potenziali d'ingresso $V_1=1\text{ V}$ e $V_2=1\text{ V}$.

figura	valore teorico	valore ottenuto
23	-2 V	-2.081 V
24	-2 V	-2.023 V
25	-2 V	-2.030 V

Table 4: Sommatore: valore teorico e valore ottenuto del potenziale in uscita per i diversi segnali presi.

6 Integratore

Durante lo studio dei circuiti RC, abbiamo visto come il filtro passa-basso si comporta da integratore per le alte frequenze, cioè nella regione dove il filtro attenua drasticamente il segnale. Per realizzare un integratore che funzioni in praticamente tutti i range di frequenze si usano gli opamp nella configurazione presentata in fig. 26.

In ingresso viene fornito un segnale quadrato o triangolare; la corrente in ingresso è $I_{in} = \frac{V_{in}}{R}$ e scorre in C. Dato che il secondo ingresso è messo a terra, anche il primo lo è virtualmente (regola d'oro 1). Quindi:

$$\frac{V_{in}}{R_1} = -C \frac{dV_{out}}{dt}$$

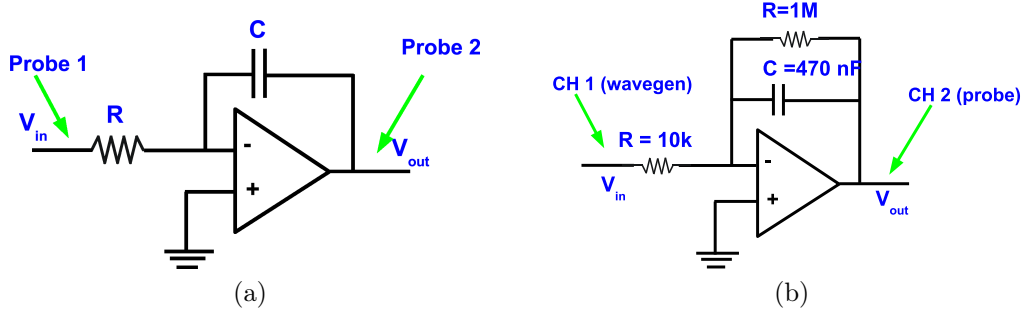


Figure 26: (a) Integratore incompleto. (b) Integratore.

cioè

$$V_{out} = -\frac{1}{R_1 C} \int V_{in} dt + cost \quad (9)$$

Il circuito in configurazione fig. 26a non può funzionare, nel senso che la presenza di un offset, anche piccolo in ingresso, non essendoci feedback in DC, porterebbe l'uscita in saturazione. Il problema viene risolto introducendo R_2 grande in parallelo con C , in modo da limitare il guadagno in DC. Infatti se, come nel circuito in figura 26b, mettiamo una $R_{in}=100 \text{ k}\Omega$ e $R_2=1 \text{ M}\Omega$ riduciamo il guadagno in DC di 100 volte.

Se la frequenza del segnale in ingresso aumenta, l'impedenza di C ($Z_C = \frac{1}{j\omega C}$) diminuisce e diventa minore di R . Si ha che $Z_C = R$ se $f = \frac{1}{2\pi RC}$.

In laboratorio abbiamo usato sia per l'integratore incompleto sia per quello completo un opamp TL081, una resistenza $R_{in}=10 \text{ k}\Omega$ e un condensatore $C=470 \text{ nF}$. Inoltre la resistenza utilizzata posta in parallelo con il condensatore per l'integratore completo è $R_2=1 \text{ M}\Omega$.

In figura 27 utilizzando un integratore incompleto si può osservare come l'opamp satura, poichè il segnale in uscita è al di sotto di -2 V .

Utilizzando, invece, un integratore completo l'opamp non satura e inviando un'onda quadra (fig.28) e un'onda triangolare (fig.30) vediamo come il circuito integra il segnale. In particolare per un'onda quadra che è costante a tratti, utilizzando l'eq. 6 abbiamo:

$$V_{out} = \frac{1}{R_{in} C} \int a \, dx = \frac{1}{10k\Omega \cdot 470nF} ax \quad (10)$$

dove a è una costante. In seguito abbiamo eseguito un fit di una parte del segnale utilizzando ciò che abbiamo ottenuto dall'equazione 6, che mostriamo in figura 29.

Facendo un procedimento analogo per un'onda triangolare, sempre utilizzando l'eq. 6 abbiamo:

$$V_{out} = \frac{1}{R_{in} C} \int (\pm ax + b) \, dx = \frac{1}{10k\Omega \cdot 470nF} \left(\frac{ax^2}{2} + bx \right) \quad (11)$$

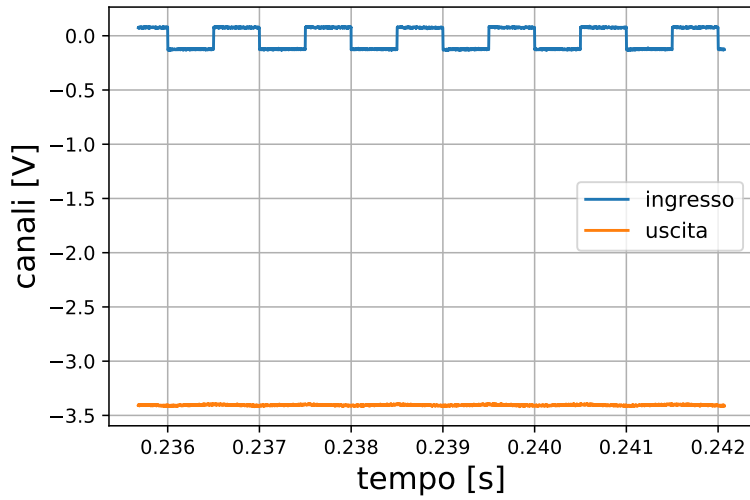


Figure 27: Integratore incompleto: onda quadra da 200 mV pp a 1 kHz.

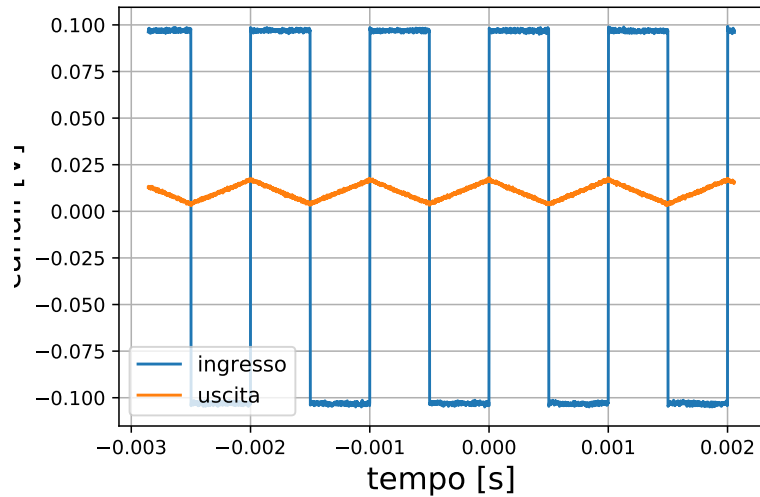


Figure 28: Integratore: onda quadra da 200 mV pp a 1 kHz. In output otteniamo un onda triangolare.

dove a e b sono delle costanti. Abbiamo eseguito un fit di una parte del segnale utilizzando ciò che abbiamo ottenuto dall'equazione 6, che mostriamo in figura 31.

Dal fit abbiamo stimato il valore della costante $1/R_{in}C$. Stimando prima i valori delle costanti a e b dalle onde in ingresso e poi calcolando il fattore costante $1/RC$ (tab. 5) abbiamo visto come i risultati ottenuti sono coerenti con quelli attesi.

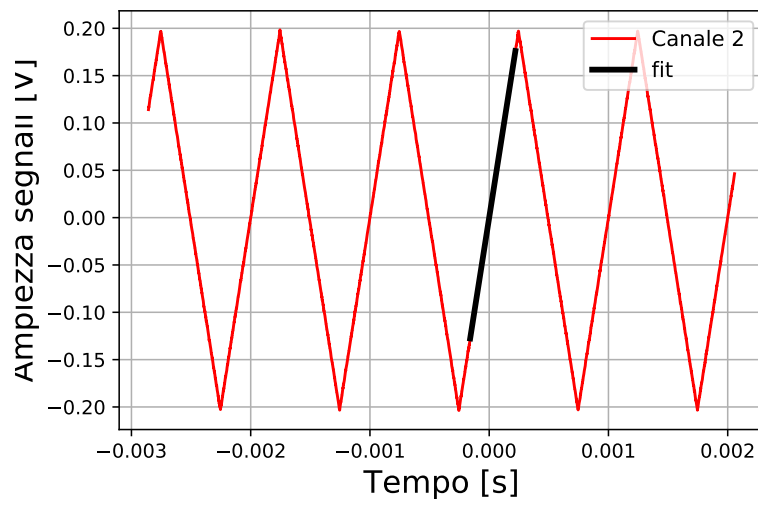


Figure 29: Integratore: fit dell'integratore dell'onda quadra.

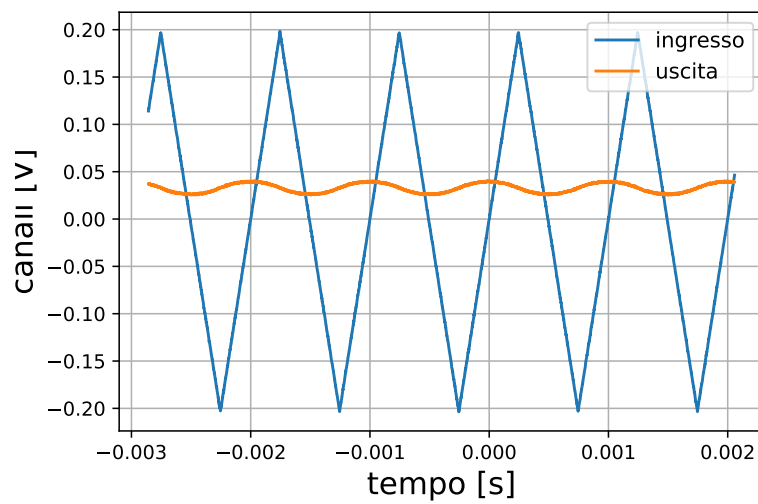


Figure 30: Integratore: onda triangolare da 200 mV pp a 1 kHz. In output otteniamo una parabola.

figura	valore teorico $\left[\frac{1}{\Omega \cdot F}\right]$	valore ottenuto $\left[\frac{1}{\Omega \cdot F}\right]$
29	212.8	271.6
31	212.8	259.8

Table 5: Integratore: valore teorico e valore ottenuto della costante $1/RC$.

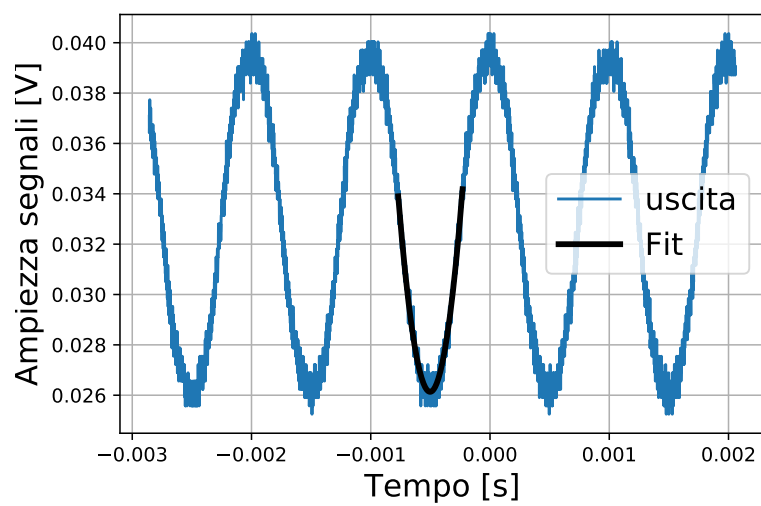


Figure 31: Integratore: fit dell'integratore dell'onda triangolare.

7 Derivatore

Durante lo studio dei circuiti RC, abbiamo visto come il filtro passa-alto si comporti da derivatore per le basse frequenze, cioè nella regione dove il filtro attenua drasticamente il segnale. Per realizzare un derivatore che funzioni in praticamente tutti i range di frequenze si usano gli opamp nella configurazione presentata in fig. 32.

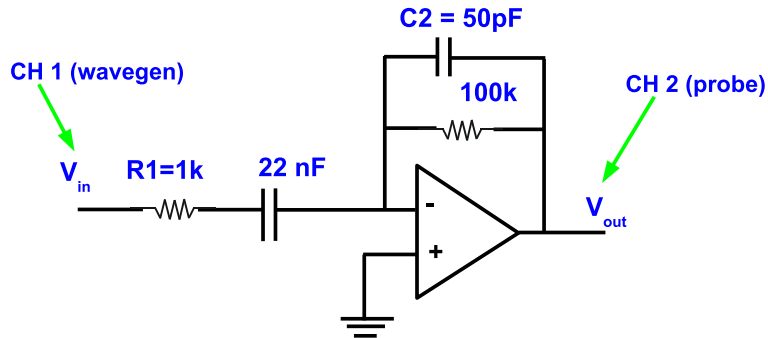


Figure 32: Derivatore.

Se non ci fossero la resistenza R_1 e il condensatore C_2 , si avrebbe

$$I_{in} = C_1 \frac{dV_{in}}{dt} = -\frac{V_{out}}{R_2}$$

cioè

$$V_{out} = -R_2 C_1 \frac{dV_{in}}{dt} \quad (12)$$

e il circuito presenterebbe problemi di rumore e di stabilità sul segnale per le alte frequenze, in corrispondenza delle quali si dovrebbe diminuire l'azione del derivatore; R_1 serve quindi a limitare il segnale in ingresso e C_2 filtra il noise.

In laboratorio abbiamo utilizzato un opamp TL081 con resistenze $R_1=1 \text{ k}\Omega$ e $R_2=100 \text{ k}\Omega$ e condensatori $C_1=22 \text{ nF}$ e $C_2=50 \text{ pF}$.

Abbiamo inviato due tipi di onde: un'onda quadra e un'onda triangolare. Per la prima derivando il segnale, essendo costante, si ottiene zero. Però bisogna notare che il segnale dell'onda quadra ha un punto di non derivabilità quando il segnale passa da essere costante positivamente ad esserlo negativamente e viceversa. Il segnale in ingresso e in uscita ottenuto viene mostrato in figura 33.

Derivando l'onda triangolare invece si ottiene:

$$V_{out} = -R_2 C_1 \frac{d(ax + b)}{dx} = -R_1 C_2 a$$

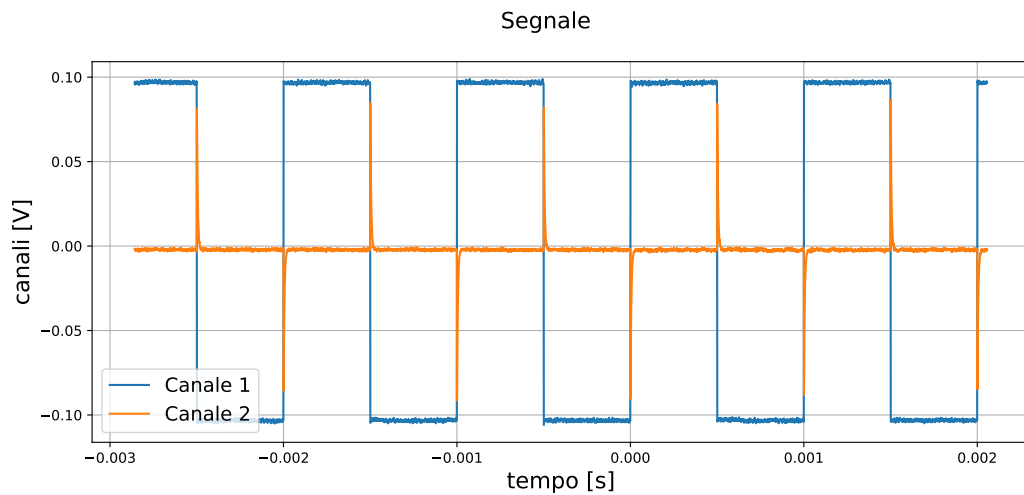


Figure 33: Derivatore: onda quadra da 200 mV pp a 1 kHz.

In cui a e b sono costanti. Notiamo che a seconda del segno di x la costante a è positiva o negativa. Derivando un'onda triangolare si ottiene un'onda quadra. Per l'onda triangolare abbiamo eseguito diverse misure variando sia l'ampiezza del segnale che la frequenza. Vengono riportati quattro esempi nelle figure 34, 35, 36 e 37. Si è notato che se il segnale triangolare del derivatore in ingresso è troppo alto allora l'opamp satura e il risultato non è coerente (figura 37).

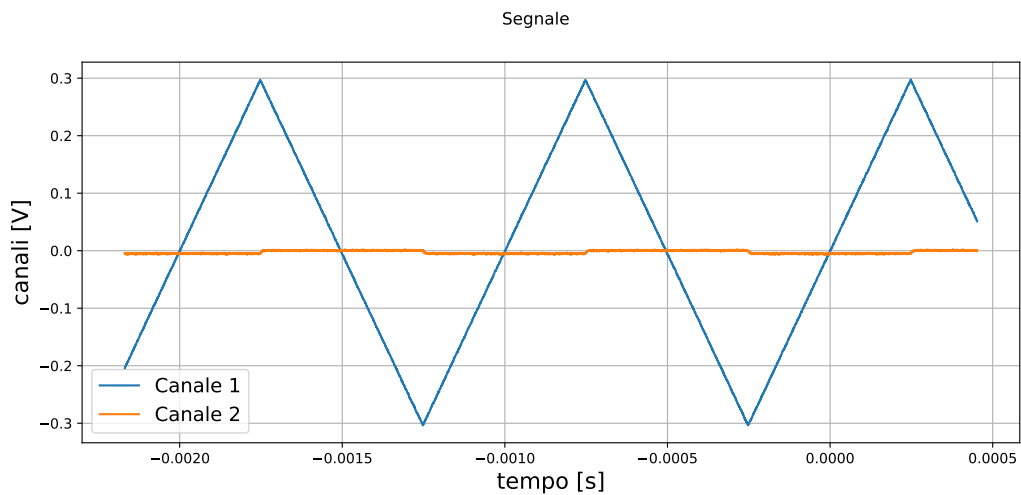


Figure 34: Derivatore: onda triangolare da 300 mV a 1 kHz.

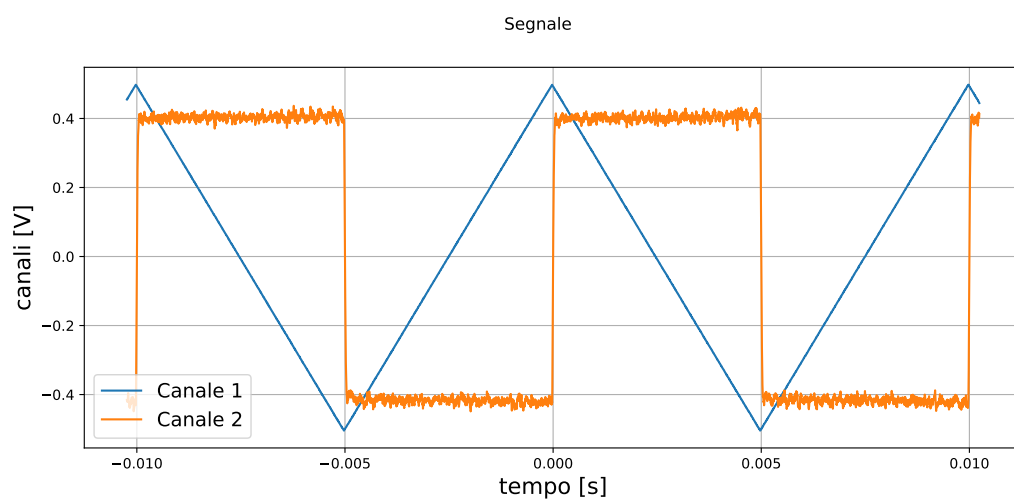


Figure 35: Derivatore: onda triangolare da 500 mV a 100 Hz.

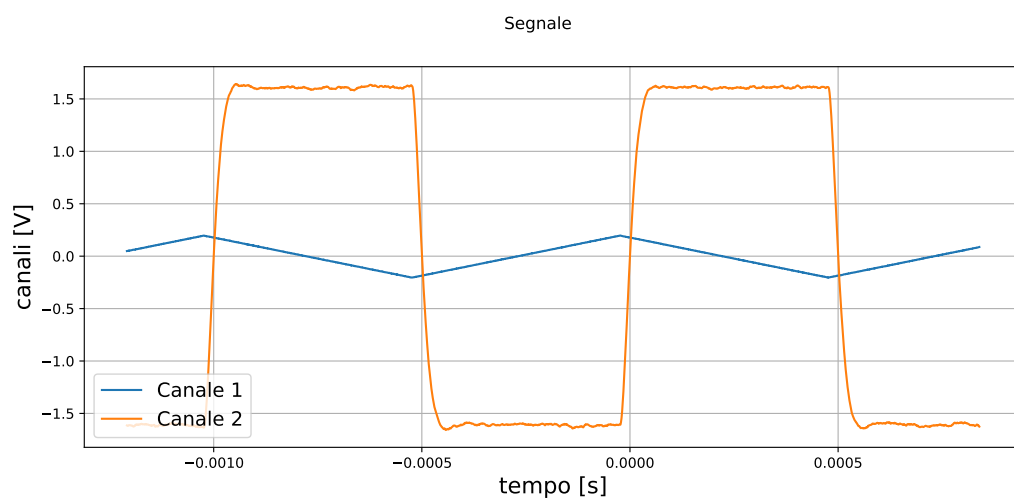


Figure 36: Derivatore: onda triangolare da 200 mV a 1 kHz.

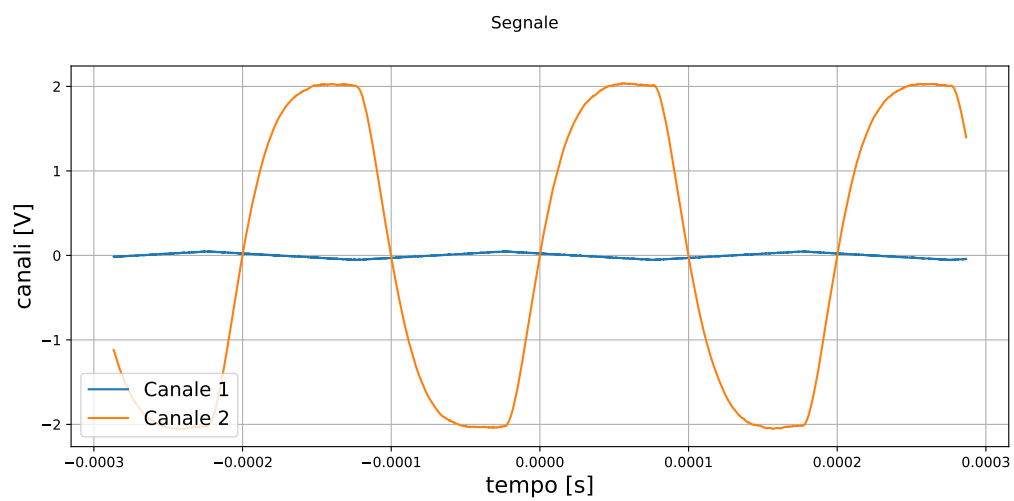


Figure 37: Derivatore: onda triangolare da 50 mV a 5 kHz.

8 Amplificatore audio

Infine è stato realizzato un circuito di amplificazione audio, presentato in fig. 38, dove

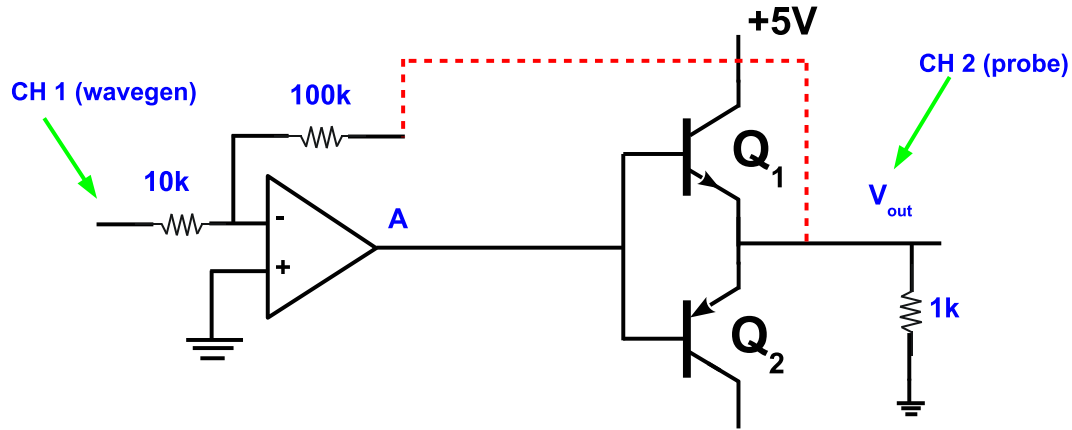


Figure 38: Circuito dell'amplificatore audio.

sono stati utilizzati i transistor $Q_1 = 2n3904$ e $Q_2 = 2n3906$.

Questo circuito è stato analizzato in due configurazioni differenti, nella prima il feedback viene collegato all'input del push-pull, mentre nella seconda configurazione viene collegato dopo l'output del push-pull seguendo il percorso indicato dalla linea tratteggiata in rosso.

Si è inviato al sistema un segnale sinusoidale di ampiezza 100 mV e sono stati acquisiti dati a due frequenze differenti pari a 100 e 500 Hz.

Come si può notare dalle figure 39 e 40, la prima configurazione del circuito comporta effetti di crossover in corrispondenza del segnale nullo, dovuta alla giunzione nel diodo che non permette il passaggio di segnale compreso tra i -0.6 e i 0.6 V.

Utilizzando il circuito nella seconda configurazione, e inviando nuovamente un segnale di ampiezza 100 mV a frequenze 100 e 500 Hz, si ha una perdita degli effetti di crossover come mostrato nelle figure 41 e 42. La perdita degli effetti di crossover è dovuta al nuovo collegamento del feedback al circuito dopo l'output del push-pull, in questo modo l'opamp annulla la differenza di potenziale tra i due punti del collegamento.

Osservando inoltre, per la stessa configurazione, il segnale in uscita dall'opamp a frequenza 100 Hz (fig. 43) si può notare che il segnale viene distorto per voltaggi compresi tra i -0.6 e i 0.6 V, facendo avvenire la variazione del segnale istantaneamente ed eliminando quindi la porzione di segnale che causava il crossover.

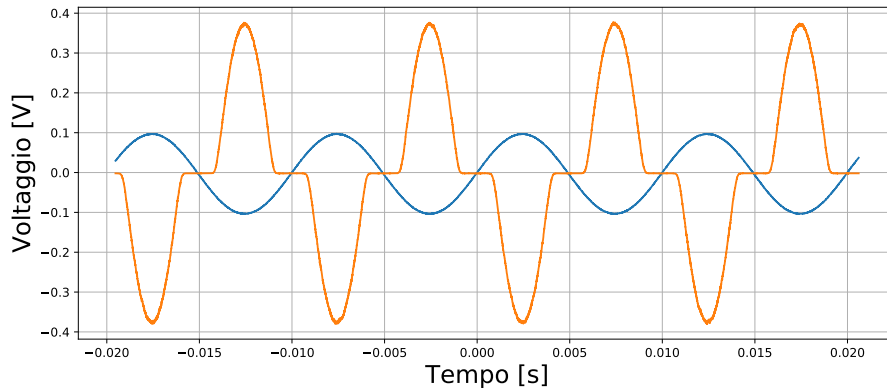


Figure 39: Amplificazione di un segnale a 100Hz per la prima configurazione.

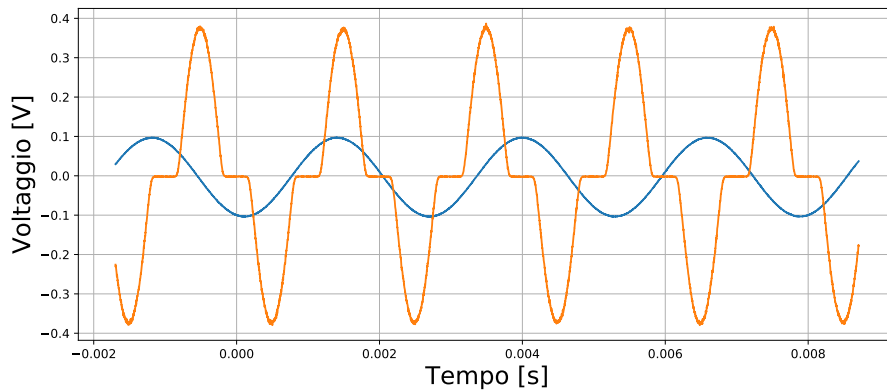


Figure 40: Amplificazione di un segnale a 500Hz per la prima configurazione.

Si è poi osservato il comportamento del circuito per segnali in ingresso a elevata frequenza (fig. 44) riscontrando nuovamente un'anomalia. Il segnale in uscita infatti non ha la forma del segnale sinusoidale in ingresso. Osservando il segnale in uscita dall'opamp (45) si osserva che per una frequenza di 50 kHz il segnale viene distorto in quanto la frequenza risulta troppo elevata per l'opamp e non rispetta la relazione espressa nell'equazione 6.

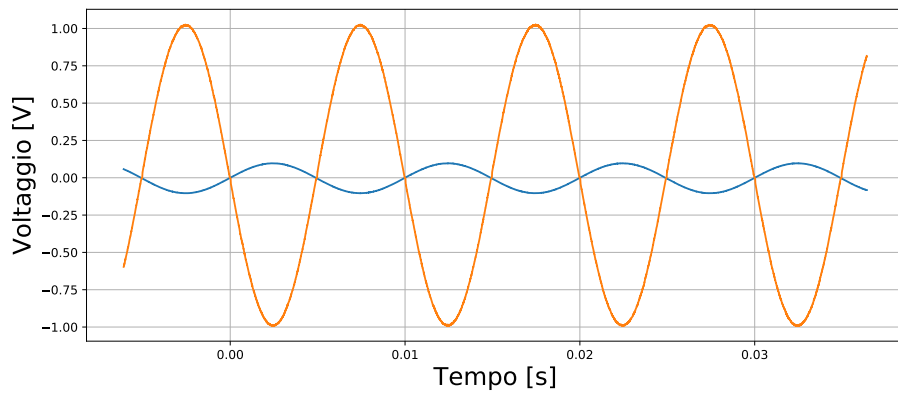


Figure 41: Amplificazione di un segnale a 100Hz per la seconda configurazione.

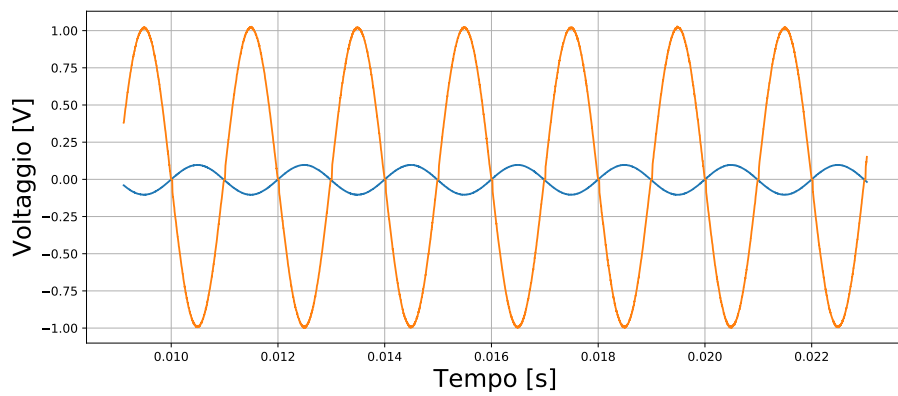


Figure 42: Amplificazione di un segnale a 500Hz per la seconda configurazione.

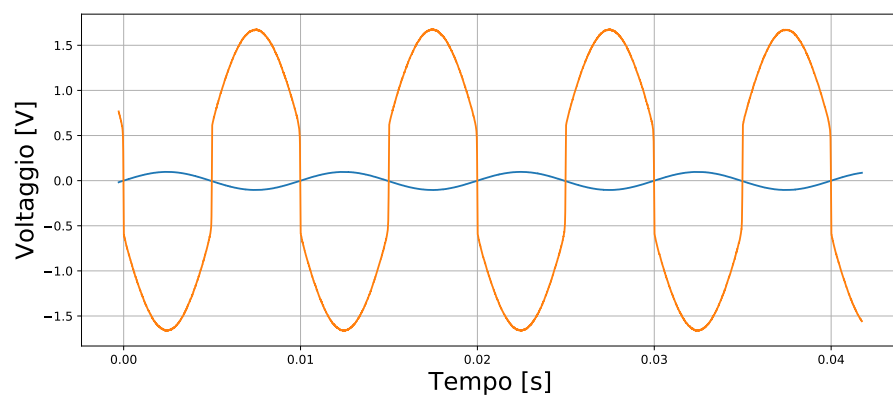


Figure 43: Segnale in uscita dall'opamp a frequenza 100 Hz.

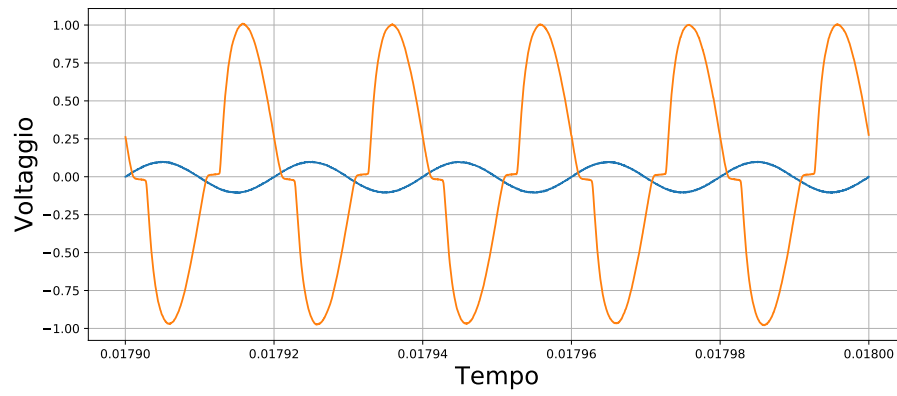


Figure 44: Amplificazione di un segnale a 50kHz per la seconda configurazione.

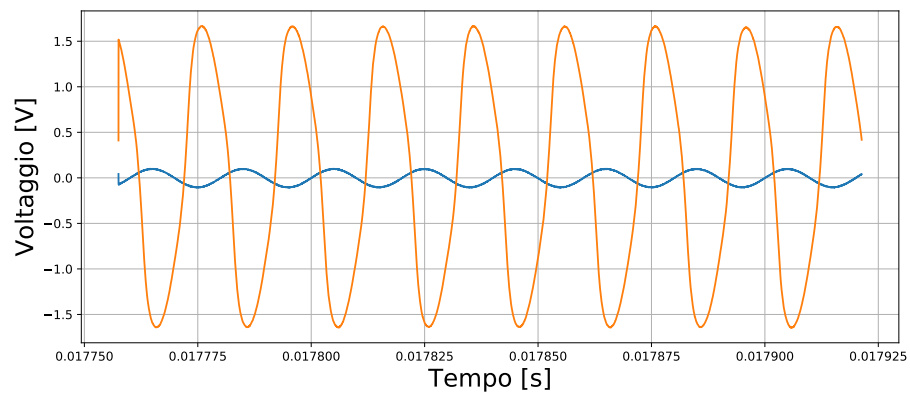


Figure 45: Segnale in uscita dall'opamp a frequenza 50 kHz.