



Università degli Studi di Bergamo

SCUOLA DI INGEGNERIA

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Informatica

Laboratorio di Elettronica

Relazione esperienza di Laboratorio 1

Prof.
Luigi Gaioni

Candidati
Davide Salvetti
Matricola 1057596

Marco Rodolfi
Matricola 1040347

Matteo Verzeroli
Matricola 1057926

Laboratorio 1

In questa esperienza di laboratorio si è realizzato e analizzato il seguente circuito:

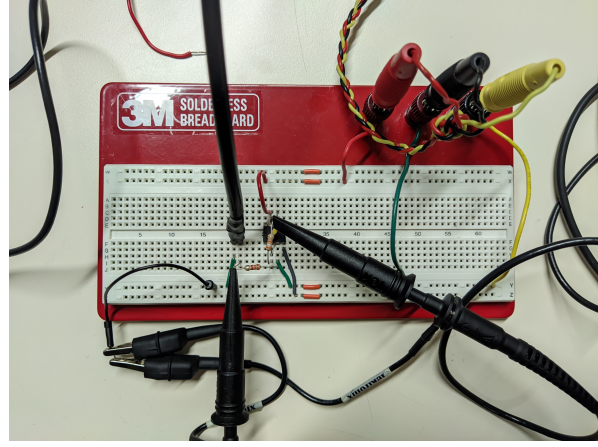
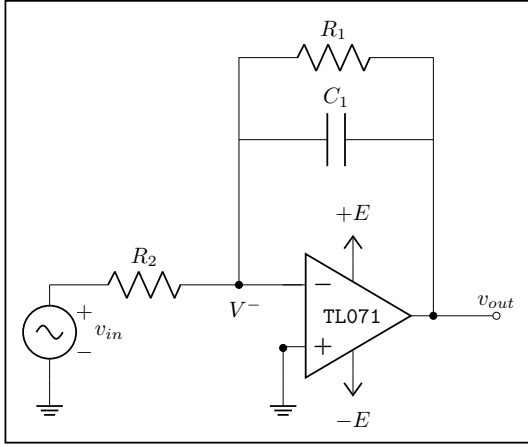


Figura 1.1: Schema e foto del circuito realizzato.

Il circuito realizza un filtro passa basso attivo del primo ordine grazie ad un amplificatore operazionale retroazionato negativamente. In particolare, si utilizza l'amplificatore operazionale TL071 (<https://www.st.com/resource/en/datasheet/tl071.pdf>). Questo amplificatore rientra nella categoria degli operazionali *general-purpose* ed è caratterizzato da elevati slew rate e basse correnti di ingresso. È possibile ricavare la funzione di trasferimento del circuito tramite un bilancio delle correnti al nodo V^- . Si consideri v_{in} come un generatore ideale di tensione applicato in ingresso al circuito. Indicando con Z_1 l'impedenza equivalente del parallelo tra R_1 e C_1 e con Z_2 l'impedenza della resistenza R_2 , si può ottenere la funzione di trasferimento del circuito:

$$v_{out} = -\frac{Z_1}{Z_2} v_{in} = -\frac{R_1}{R_2} \frac{1}{1 + j\omega R_1 C_1} v_{in}, \quad (1.1)$$

da cui si ricava

$$T = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_1}{R_2} \frac{1}{1 + j\omega R_1 C_1}. \quad (1.2)$$

Questa funzione di trasferimento corrisponde a quella di un filtro passa basso. È possibile calcolare il valore del modulo e della fase in funzione della pulsazione del segnale in ingresso ω tramite le seguenti espressioni:

$$\begin{aligned} |T| &= \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_1 C_1)^2}} \\ \angle T &= 180^\circ - \arctan(\omega R_1 C_1). \end{aligned} \quad (1.3)$$

Per comprendere l'andamento del modulo e della fase in funzione della frequenza del segnale applicato in ingresso, è necessario analizzare i termini dipendenti da ω nelle due equazioni. Nell'espressione del modulo della funzione di trasferimento, il termine

$$\sqrt{1 + (\omega R_1 C_1)^2} \rightarrow \begin{cases} 1 \text{ per } \omega \rightarrow 0 \\ \infty \text{ per } \omega \rightarrow \infty \end{cases}, \quad (1.4)$$

mentre nell'espressione della fase, il termine

$$\arctan(\omega R_1 C_1) \rightarrow \begin{cases} 0 \text{ per } \omega \rightarrow 0 \\ 90^\circ \text{ per } \omega \rightarrow \infty \end{cases}. \quad (1.5)$$

Quindi il modulo tende a $\frac{R_1}{R_2}$ per segnali in ingresso a bassa frequenza, mentre tende a zero per segnali in ingresso ad alta frequenza. La fase, invece, è pari a circa 180° per segnali a bassa frequenza e tende a 90° per segnali ad alta frequenza. Il comportamento del circuito è quindi quello di un filtro passa basso invertente del primo ordine, con frequenza di taglio pari a $f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$.

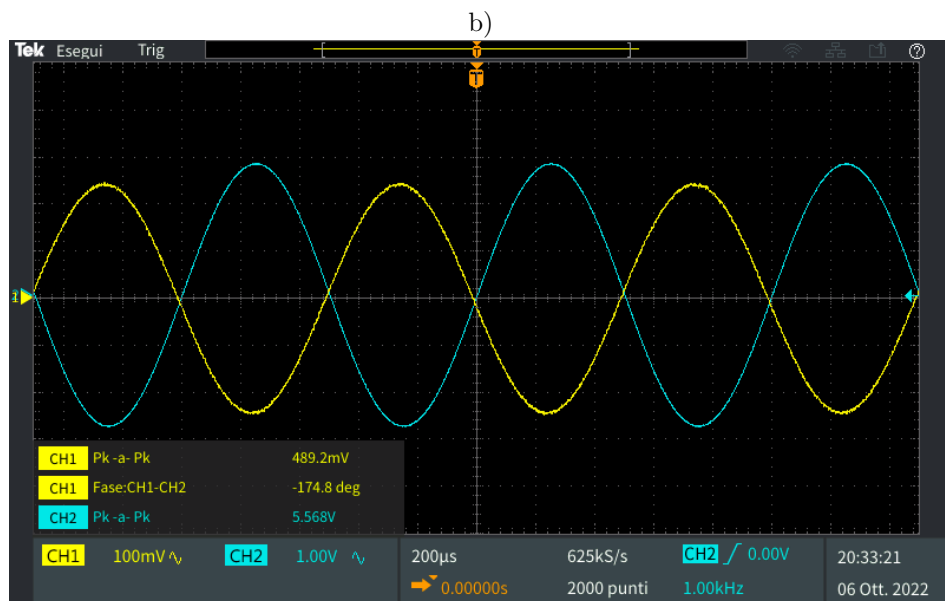
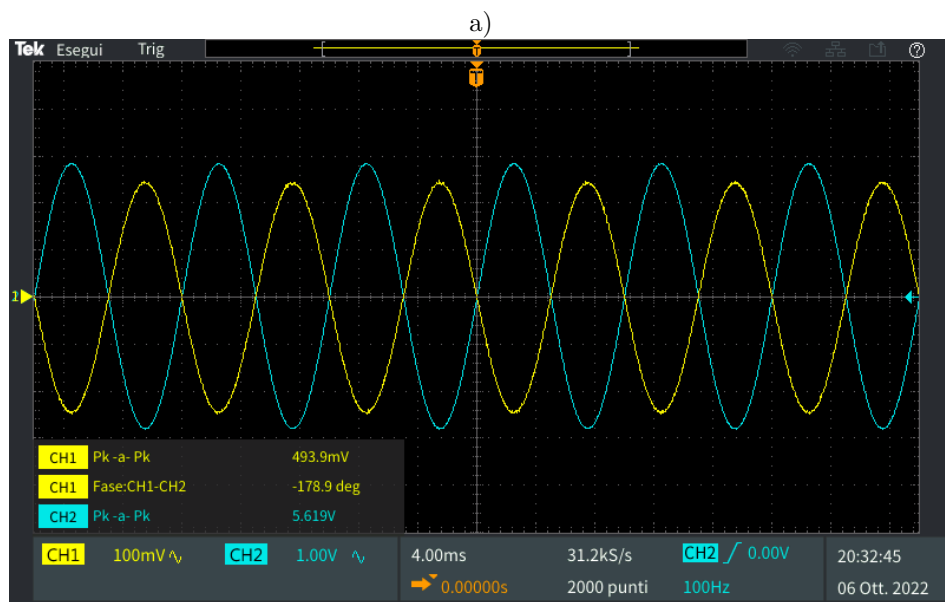
I valori dei componenti passivi sono stati scelti per soddisfare i requisiti di prestazioni del filtro. In particolare, veniva richiesto un guadagno di un fattore 10 con frequenza di taglio pari a 10 kHz. I valori nominali ed effettivi dei componenti passivi utilizzati sono riportati in tabella 1.1. Inoltre, le tensioni di alimentazione positiva +E e negativa -E dell'amplificatore operazionale sono state fissate rispettivamente a +10 V e -10 V.

Componente	Valore Nominale	Valore Misurato
R ₁	38 kΩ	38.10 kΩ
R ₂	3.3 kΩ	3.29 kΩ
C ₁	390 pF	Non misurato

Tabella 1.1: Valori nominali e misurati dei componenti passivi del circuito.

Attraverso un generatore di forme d'onda sono stati applicati in ingresso al circuito dei segnali sinusoidali con ampiezza picco-picco pari a 500 mV e frequenza compresa tra i 100 Hz e i 10 MHz. Nella figura 1.2 sono riportati i segnali in ingresso ed in uscita all'amplificatore al variare della frequenza, misurati attraverso un oscilloscopio. In particolare, in figura 1.2c è apprezzabile lo sfasamento tra i due segnali dovuto al fatto che la frequenza del segnale in ingresso è nei dintorni della frequenza di taglio del filtro.

Tramite le funzioni fornite dall'oscilloscopio, sono state ottenute le misure di ampiezza picco-picco del segnale in uscita al circuito e la differenza di fase tra il segnale in ingresso e quello in uscita. Grazie a questi valori sono stati ricostruiti i diagrammi di Bode di modulo e fase del circuito riportati in figura 1.3. Dai diagrammi di Bode della funzione di trasferimento si può osservare il comportamento tipico del filtro passa basso. Osservando l'andamento del modulo si può notare che fino alla frequenza di taglio, pari a 10 711 Hz, il segnale in ingresso viene amplificato di circa 20 dB (più precisamente il guadagno del circuito è pari a 11.58, ossia 21.27 dB), mentre per valori di frequenza superiori alla frequenza di taglio viene attenuato con una pendenza di 20 dB/dec. Inoltre, analizzando il diagramma della fase, si può notare che, in corrispondenza della frequenza di taglio, la fase è aumentata di circa 45° rispetto alle frequenze più basse, mentre una decade dopo la frequenza di taglio è pari circa a -90° . Tuttavia, per frequenze superiori a 1 MHz, il comportamento del circuito non è più quello ideale descritto dalla formula 1.3: infatti, a tali frequenze subentrano dei limiti e dei comportamenti in frequenza particolari causati dalla banda limitata di funzionamento dell'amplificatore operazionale.



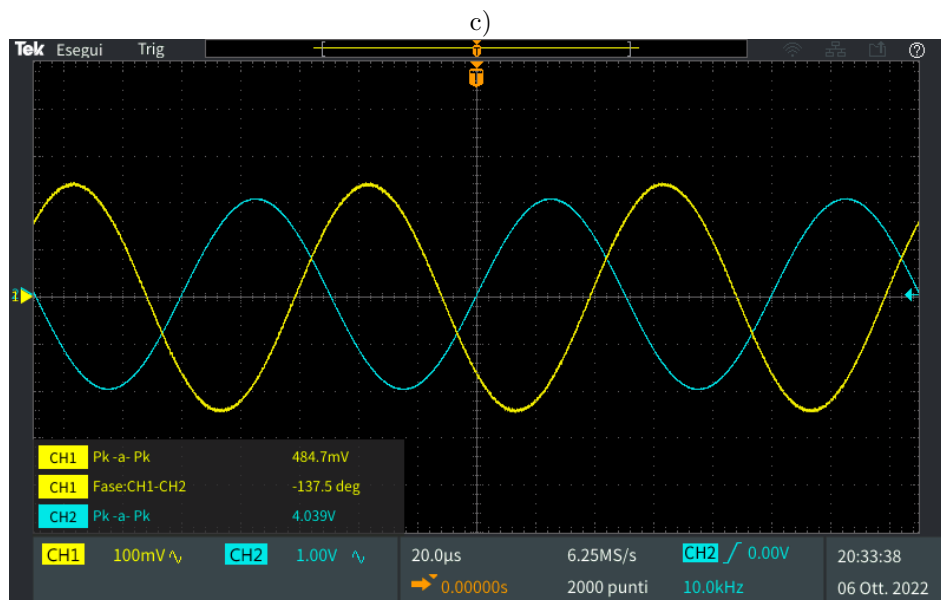


Figura 1.2: Misure del segnale in ingresso (linea gialla) e segnale in uscita (linea azzurra) al circuito. Si è utilizzato in ingresso un segnale sinusoidale con ampiezza picco-picco di 500 mV e frequenza di 100 Hz (figura a), 1 kHz (figura b) e 10 kHz (figura c).

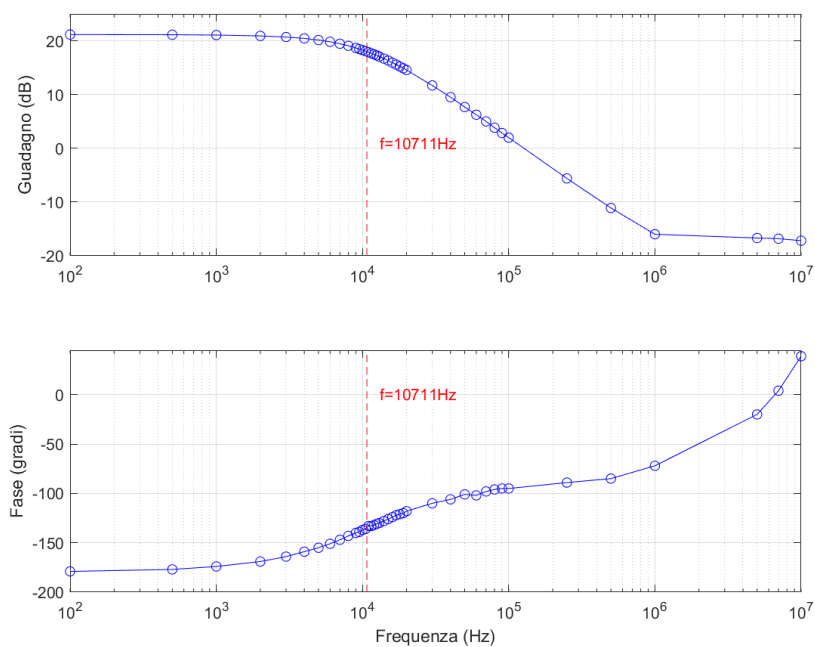
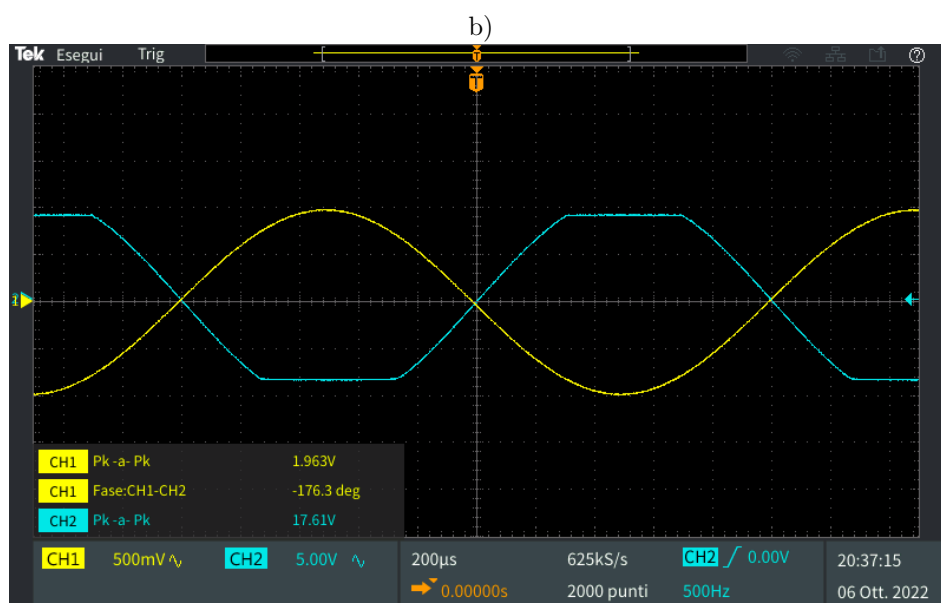
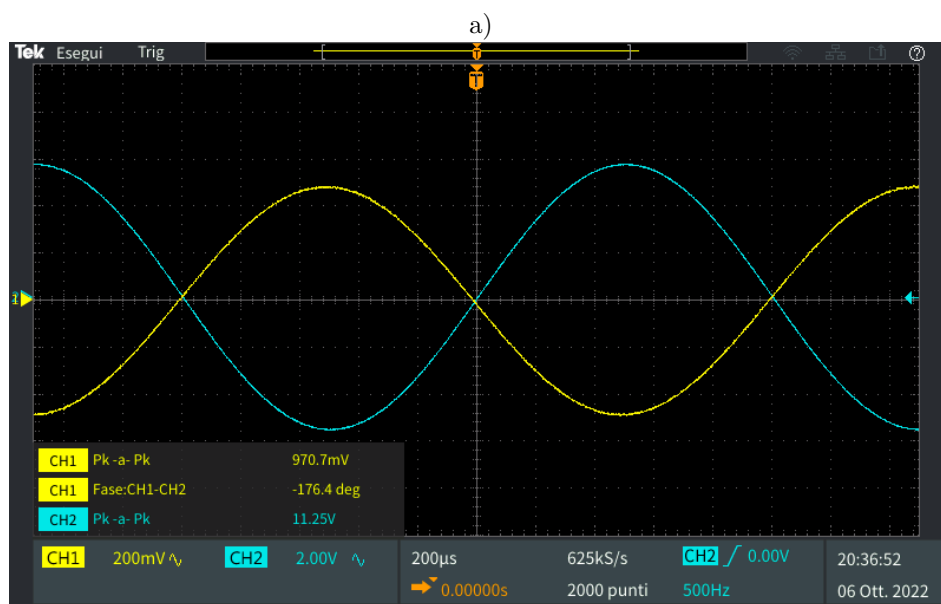


Figura 1.3: Diagrammi di Bode del modulo e della fase del filtro realizzato.

In seguito, si è voluto analizzare il comportamento del circuito quando in ingresso si applica un segnale con ampiezza picco-picco crescente. I risultati sono mostrati nella figura 1.4.



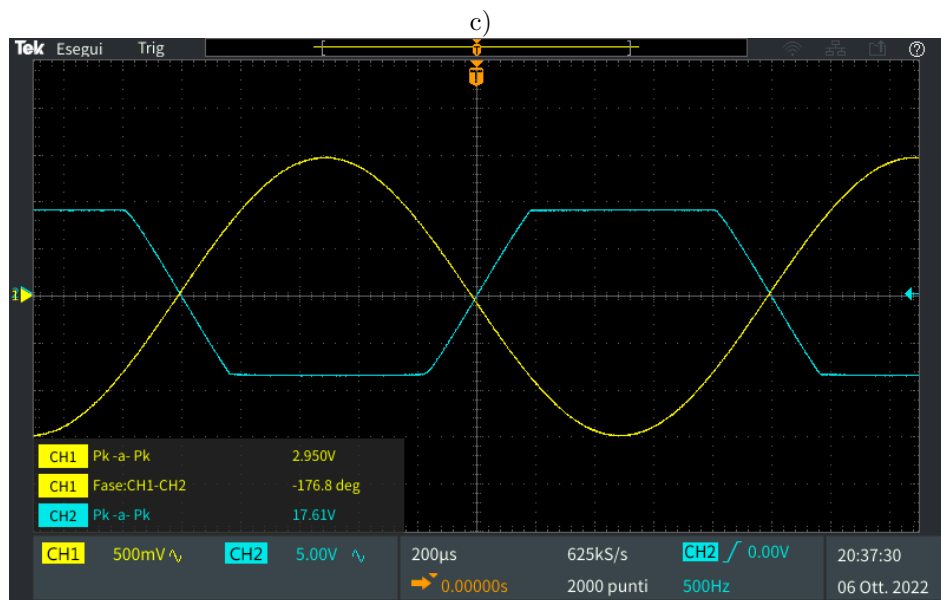


Figura 1.4: Misure del segnale in ingresso (linea gialla) e segnale in uscita (linea azzurra) al circuito. Si è utilizzato in ingresso un segnale sinusoidale con ampiezza picco-picco di circa 1 V (figura a), 2 V (figura b) e 3 V (figura c) e con frequenza di 500 Hz.

Come si può vedere nella figura 1.4b, quando la sinusoide in ingresso ha una ampiezza di circa 2 V, il segnale in uscita presenta una distorsione. Questo comportamento è descritto dal fenomeno di saturazione della tensione di uscita dell'amplificatore operazionale. Esso è caratterizzato da due fattori:

- guadagno del circuito;
- tensioni di alimentazione positiva $+E$ e negativa $-E$ dell'amplificatore operazionale.

Infatti, la tensione in uscita all'amplificatore operazionale (sul morsetto v_{out}) non può assumere valori superiori alle tensioni di alimentazione del circuito, nel nostro caso fissate rispettivamente a $+10$ V e a -10 V. Dal momento che in ingresso è fornita un'onda sinusoidale di ampiezza picco-picco pari a 2 V e considerando un fattore di guadagno di circa 11.6, il circuito dovrebbe presentare in uscita una sinusoide di ampiezza picco-picco di 23 V, ossia una funzione sinusoidale che oscilla tra $+11.5$ V e -11.5 V. Questo però non è possibile perché significherebbe superare le tensioni di alimentazione del circuito e quindi l'uscita satura a valori pari alle alimentazioni. In realtà, a causa dei circuiti interni all'amplificatore operazionale, in un circuito reale l'uscita satura a una tensione inferiore a $+E$ e superiore a $-E$ (a meno che non si tratti di un amplificatore *rail-to-rail*, ma non è il caso del TL071). Inoltre, le tensioni di saturazione positiva e negativa possono assumere valori diversi, presentando un comportamento asimmetrico. Il fenomeno della saturazione diventa ancora più evidente nella figura 1.4c, dove in ingresso viene applicato un segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco di 3 V.

Dalle figure 1.4b e 1.4c è possibile anche ricavare la massima ampiezza picco-picco che il segnale in uscita può assumere senza che si presenti il fenomeno della saturazione, misurando l'ampiezza picco-picco dei segnali saturati in uscita: in questo circuito tale valore è pari a 17.61 V. Infatti, si può osservare che in figura 1.4a il segnale in uscita non presenta distorsioni poiché il valore picco-picco è pari a 11.25 V.

Per cercare di eliminare il fenomeno della saturazione si potrebbe pensare di aumentare le tensioni di alimentazione del circuito: così facendo si aumenta l'ampiezza massima possibile della sinusoide in uscita. Tuttavia, non è possibile aumentare a piacere il valore di queste tensioni. Infatti, è necessario verificare sul datasheet le tensioni massime sopportate dal particolare opamp. Inoltre, i limiti sulle

tensioni applicabili sono definiti dai generatori utilizzabili nella particolare applicazione. Tipicamente, si cerca di mantenere le tensioni di alimentazione le più basse possibili in modo da limitare i consumi del circuito.

Infine, si è analizzato il comportamento del circuito modificando la tensione di offset applicata al segnale in ingresso. Applicare una tensione di offset alla sinusoide in ingresso significa alzare la sinusoide rispetto alle prove eseguite fino ad ora (Fig.1.5).

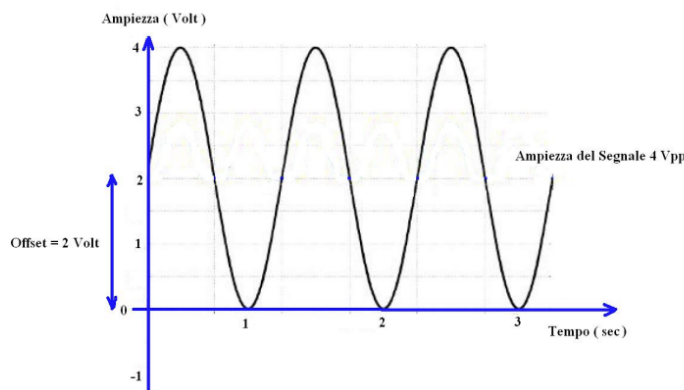
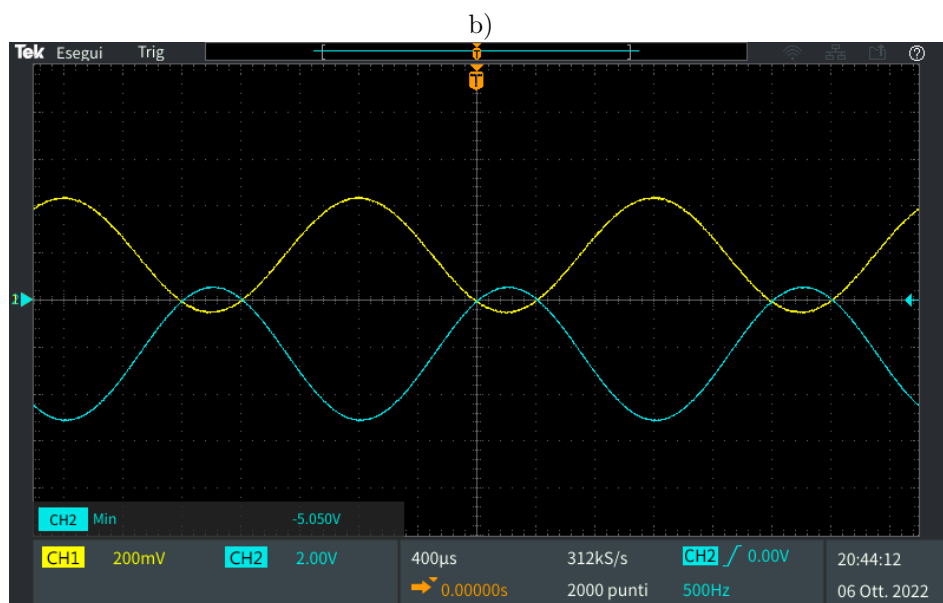
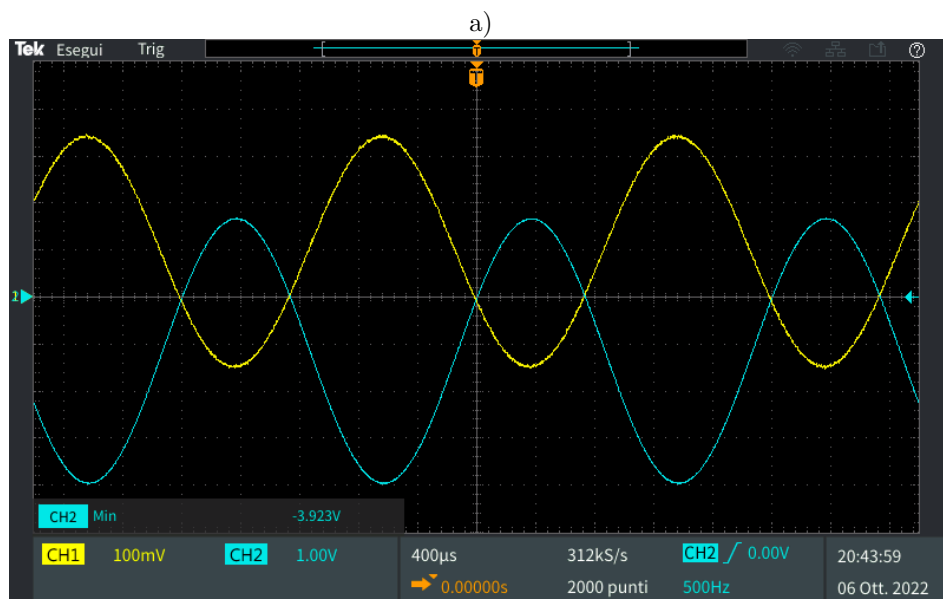


Figura 1.5: Illustrazione della tensione di offset di una sinusoide.

In figura 1.6 sono riportati i grafici dei segnali in ingresso ed in uscita al variare della tensione di offset. Dalle misure effettuate è possibile notare che il segnale in uscita presenta le seguenti caratteristiche:

- fattore di amplificazione rispetto al segnale in ingresso pari al guadagno del circuito;
- fase di circa 180° rispetto al segnale in ingresso (amplificatore invertente);
- offset amplificato di un fattore pari al guadagno del circuito e di segno opposto rispetto all'offset del segnale in ingresso.

Da questi risultati si comprende che anche la parte DC del segnale in ingresso è soggetta ad un fattore di amplificazione pari a $-\frac{R_1}{R_2}$. Infatti, aumentando l'offset del segnale in ingresso aumenta la differenza di potenziale ai capi della resistenza R_2 e di conseguenza la corrente che ne scorre attraverso (legge di Ohm). Considerando nulle le correnti di ingresso all'amplificatore, aumenta la corrente anche in R_1 . Tuttavia, dal momento che il nodo V^- è una massa virtuale, è necessario che la tensione sul nodo V_{out} diminuisca. Per questo motivo, l'offset in uscita avrà segno opposto rispetto a quello in ingresso. Considerazioni analoghe possono essere fatte per offset negativi applicati in ingresso. Anche in questi casi bisogna prestare attenzione a non far saturare l'uscita: infatti, se l'offset applicato in ingresso è troppo elevato, la sinusoide in uscita viene tagliata dalla saturazione dell'operazionale, come mostrato in figura 1.7. In particolare, si è notato un comportamento non simmetrico delle tensioni di saturazione: infatti, applicando un offset positivo di +500 mV il segnale in uscita raggiungeva la tensione di saturazione negativa. Al contrario, è necessario applicare un offset di -600 mV per raggiungere la tensione di saturazione positiva.



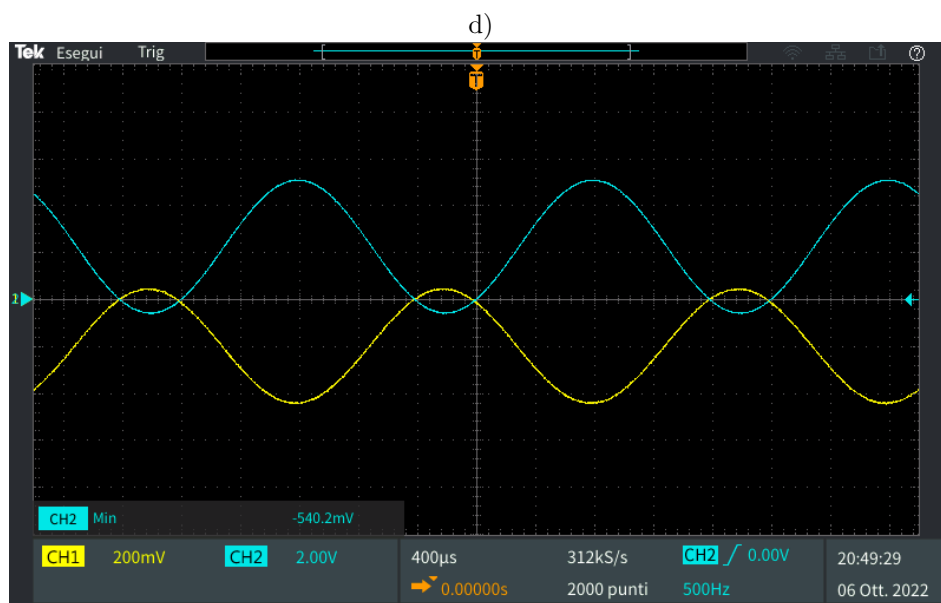
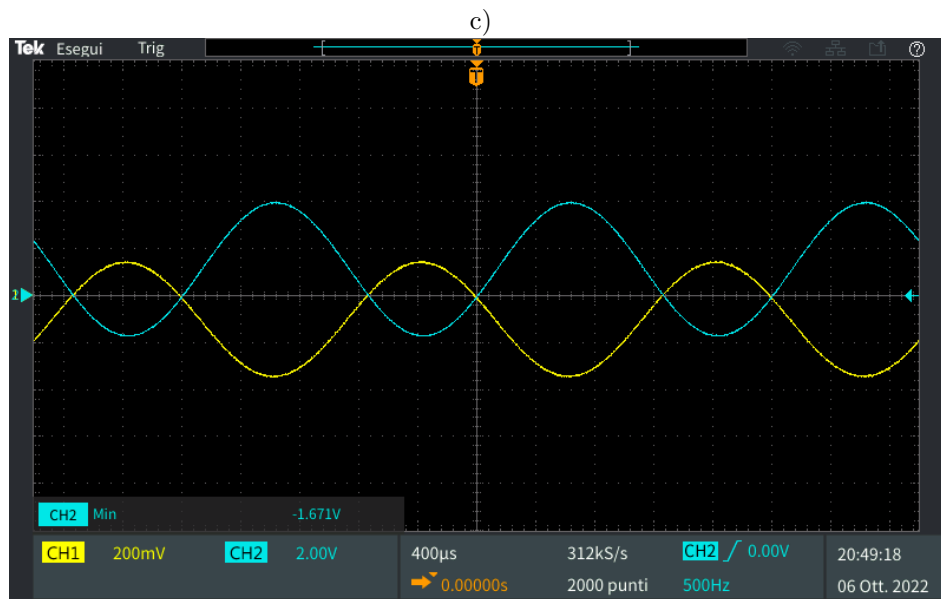


Figura 1.6: Misure del segnale in ingresso (linea gialla) e segnale in uscita (linea azzurra) al circuito. Si è utilizzato in ingresso un segnale sinusoidale con ampiezza picco-picco di 500 mV, frequenza di 500 Hz e offset di +100 mV (figura a), +200 mV (figura b), -100 mV (figura c) e -200 mV (figura d).

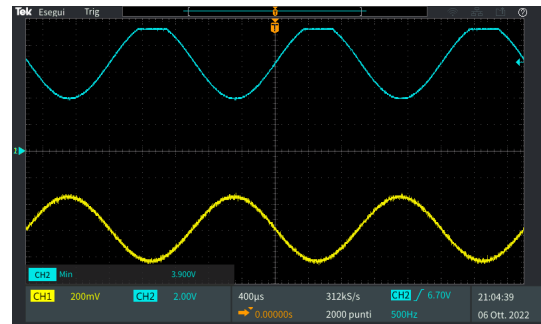
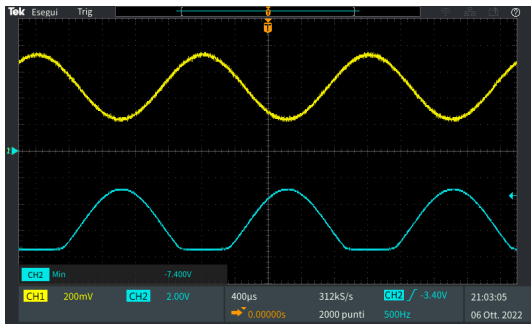


Figura 1.7: Misure del segnale in ingresso (linea gialla) e segnale in uscita (linea azzurra) al circuito. Si è utilizzato in ingresso un segnale sinusoidale con ampiezza picco-picco di 500 mV, frequenza di 500 Hz. A sinistra è stato applicato un offset di +500 mV, mentre a destra di -600 mV.