



Esercitazione 03: Op-Amp come follower e peak detector

Brognoli Roberto, Garbi Luca, Libardi Gabriele

Issue: 1

Date: September 11, 2020

University of Trento
Department of Physics
Via Sommarive 14, 38123
Povo (TN), Italy

Introduzione

L'obiettivo di questa esercitazione è quello di misurare alcune caratteristiche fondamentali dell'amplificatore operazionale, quali impedenza in ingresso e in uscita. Viene costruito a tal fine un circuito follower con due operazionali differenti. Successivamente questo circuito è applicato all'uscita di un peak detector del quale si studia l'effetto. Infine viene realizzato e studiato un circuito che media in modo pesato due (o più) segnali.

1 Setup

1.1 Materiali

- Generatore di funzione d'onda *Rigol DG1022* (impedenza nominale in uscita $R_s = 50 \Omega$);
- multimetro digitale (DMM) *Agilent 34410A*;
- oscilloscopio *Agilent DSOX2002A*;
- cavi coassiali BNC-banana;
- 1 trimmer da $1 \text{ k}\Omega$;
- 1 Op-Amp uA741, 1 Op-Amp OP07;
- 1 diodo high-speed PH4148.

1.2 Procedure di misura

Nella prima parte dell'esperienza montiamo il circuito *inseguitore* (segnale in entrata all'ingresso non invertente e output collegato direttamente all'ingresso invertente) rappresentato in figura (1a), verificandone il funzionamento. Viene utilizzato un amplificatore operazionale uA741 alimentato a $\pm 12 \text{ V}$, mentre come segnale in ingresso V_{in} un'onda sinusoidale di frequenza $f = 1 \text{ kHz}$ e ampiezza picco-picco 1 V . Dopodiché i due ingressi vengono invertiti (figura 1b) solamente per notare che il sistema si trova nel caso di retrazione positiva e quindi l'operazionale amplifica il segnale fino ad arrivare alla saturazione determinata dai 12 V di alimentazione. Quello che si ottiene è infatti un segnale in DC a poco meno di 11.4 V . Al fine di stimare le impedenze in ingresso e in uscita dell'amplificatore, utilizzi-

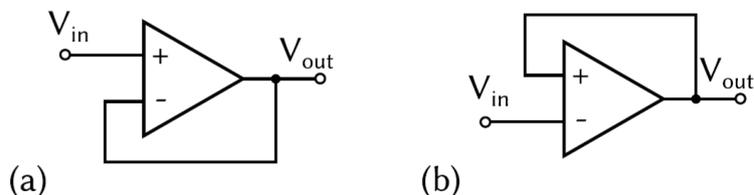


Figure 1: Op-Amp uA741 come inseguitore e con ingressi invertiti.

amo ancora l'operazionale uA741 e lo stesso segnale sinusoidale della prima parte. Viene quindi studiato l'output del circuito nelle seguenti configurazioni (fig.2). La resistenza R presente nei primi due circuiti vale $R = (98.7 \pm 0.2) \Omega$. Grazie alla configurazione c, in cui è stato inserito un trimmer da $1 \text{ k}\Omega$, possiamo valutare la resistenza R_L massima alla quale

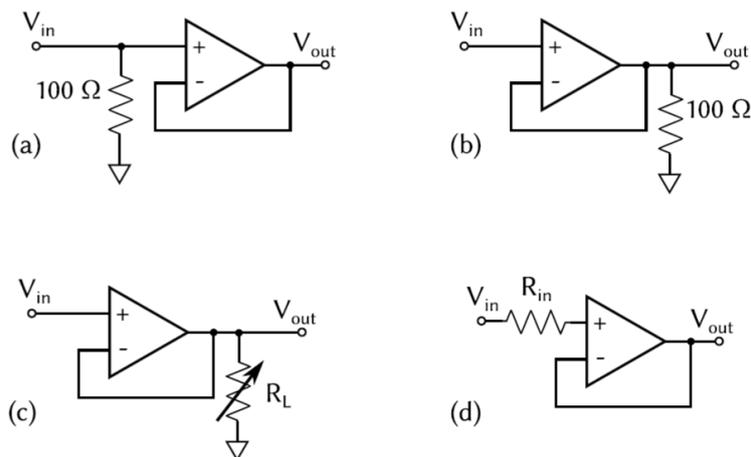


Figure 2: Setup utilizzati per la stima di impedenza in entrata e in uscita degli Op-Amp.

è osservabile un clamping. Il circuito **d** viene invece utilizzato per stimare l'impedenza in ingresso: a tal fine viene aggiunta alla configurazione in figura (1a) una resistenza $R_{in} = (9979 \pm 0.004) \text{ M}\Omega$. Quest'ultimo circuito viene utilizzato anche con l'operazionale OP07, valutando le conseguenze sul segnale in uscita. Il segnale V_{in} in ingresso e quello V_{out} in uscita vengono studiati grazie all'acquisizione di una schermata dell'oscilloscopio, sul quale vengono impostate 8 medie.

Nella seconda parte dell'esperienza è richiesta la realizzazione di un circuito detto *rivelatore di picco (peak detector)*, che idealmente mantiene in output il valore di tensione massimo presentato in input a partire dall'accensione. Utilizzando il setup mostrato in figura (3) ed

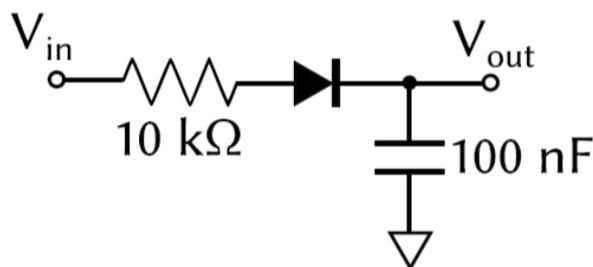


Figure 3: Peak detector.

in ingresso una forma d'onda a rampa (“dente di sega”) di frequenza 0.9 Hz ed ampiezza picco-picco 5 V, è stato osservato il segnale V_{out} all'uscita dal circuito. Il valore misurato col DMM della resistenza utilizzata è $R = (9728 \pm 0.2) \Omega$. Il rivelatore viene poi collegato all'ingresso del follower in figura (1a) e, utilizzando nuovamente l'operazionale uA741, viene valutato cosa accade alla scarica che si osservava in precedenza; dopo aver verificato che la scarica è lineare si può misurare la corrente corrispondente. Viene ripetuta la stessa procedura sostituendo l'uA741 con l'OP07. In questa parte non vengono utilizzate medie e vengono prese 2 acquisizioni per entrambe le configurazioni.

Infine, nella terza parte dell'esperienza, viene realizzato un circuito che esegue la media pesata di due segnali V_1 e V_2 in ingresso. Il circuito rappresentato in figura (4) è infatti detto *mediatore*: l'uscita V_{out} è data dall'espressione

$$V_{out} = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}. \quad (1)$$

Tramite la configurazione sopracitata viene prodotta l'approssimazione di una onda tri-

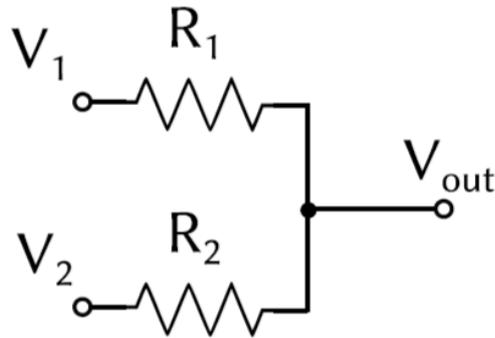


Figure 4: Circuito che fornisce la media pesata di due segnali in ingresso.

angolare mediante la media dei primi due termini della corrisponde serie di Fourier; le impostazioni e le componenti utilizzate sono riportate nel paragrafo (2.3).

2 Descrizione e discussione dei risultati

L'analisi dei dati è suddivisa in tre sotto sezioni: nella prima vengono esposti i risultati ottenuti per le varie configurazioni del circuito follower, nella seconda è presente l'analisi dell'applicazione del follower al rivelatore di picco, mentre nell'ultima parte viene effettuata una discussione sul circuito di media pesata.

Non viene riportata una sezione per la conclusione in quanto i risultati vengono già esaminati e commentati in questa sezione.

2.1 Circuito follower

Il segnale in uscita ottenuto con l'inseguitore è completamente sovrapponibile con quello in ingresso, pertanto non se ne apprezza l'effetto nella figura sottostante (Fig.5). Al contrario

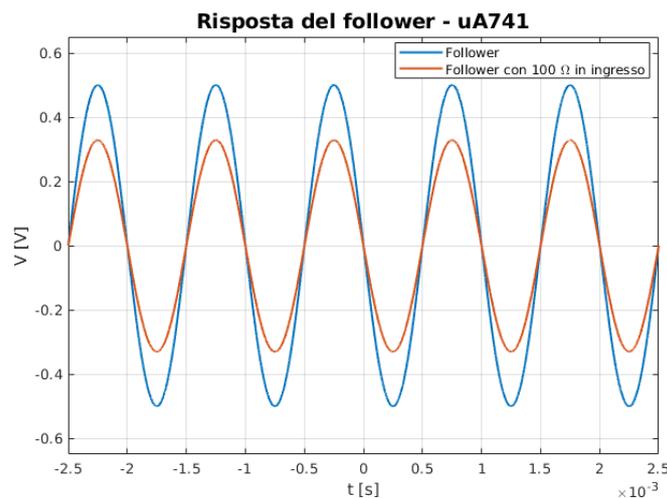


Figure 5: Follower con e senza resistenza da 100 Ω in parallelo all'input.

però quando utilizziamo la configurazione (2a) si può notare una sensibile attenuazione del segnale. L'attenuazione risulta pari a 2/3 del segnale in entrata entro le incertezze

dell'oscilloscopio. Sapendo che l'impedenza di sorgente del nostro generatore è di 50Ω notiamo che questo è il segnale che ci aspetteremmo se non ci fosse l'operazionale. Avremmo infatti un semplice partitore resistivo formato da due resistenze da 50Ω e 100Ω . Questo fatto ci suggerisce che l'impedenza in ingresso del nostro follower sia molto più grande di 100Ω .

Possiamo calcolare quanto realmente valga questa impedenza utilizzando la configurazione (2d) con un R_{in} sufficientemente grande da fare in modo di creare un partitore d'impedenza che restituisca un segnale in uscita di cui possiamo misurare ampiezza e fase relativa. I risultati per i due operazionali sono riportati nella coppia di figure seguenti. A

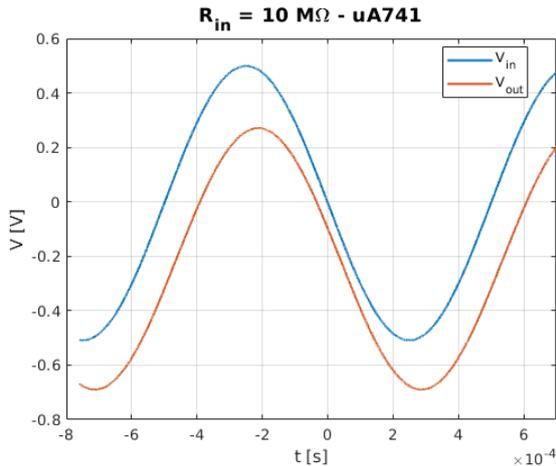


Figure 6: Risposta del circuito con $10 M\Omega$ in serie all'ingresso invertente dell'uA741.

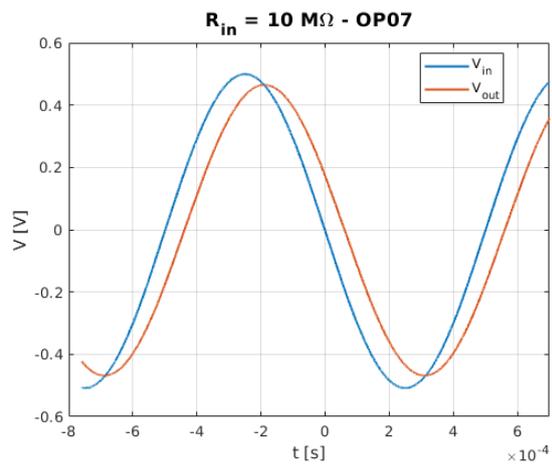


Figure 7: Risposta del circuito con $10 M\Omega$ in serie all'ingresso invertente dell'OP07.

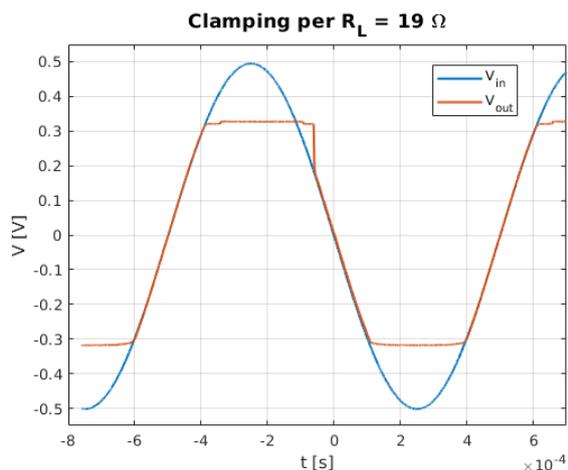
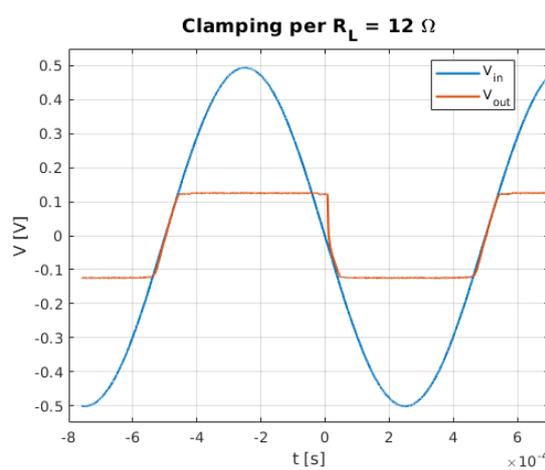
questo punto possiamo calcolare le impedenze degli operazionali attraverso

$$Z_{op} = \frac{R_{in} \tilde{V}_{out}}{\tilde{V}_{in} - \tilde{V}_{out}}$$

Per l'uA741 otteniamo una *input resistance* di $(4.3 \pm 0.001) M\Omega$ ed una componente capacitiva dell'impedenza di $(4 \pm 0.4) pF$, mentre per l'OP07 la resistenza in ingresso vale $(239 \pm 0.01) G\Omega$ e la capacità $(6.4 \pm 0.5) pF$. Questi valori sono in accordo con i valori di tolleranza massimi che si possono trovare sui datasheets dei rispettivi operazionali. Una sensibile differenza tra il segnale in uscita dei due op-amp è che per l'uA741 il V_{out} presenta un offset che non si riscontra con l'OP07. L'effetto è dovuto al fatto che la corrente di bias di quest'ultimo è molto minore di quella invece dell'uA741. Una stima di queste correnti verrà data nella prossima sezione.

Possiamo ora farci un'idea di quanto valga l'impedenza in uscita del nostro operazionale uA741 utilizzando la configurazione (2c). Quello che misuriamo in uscita, rapportato a V_{in} , è il risultato dato da un partitore di impedenza tra l'op-amp e R_L . Osserviamo che il segnale in uscita rimane uguale a quello in entrata fino ad un valore di $R_L = 22 \Omega$, questo ci suggerisce quindi che l'impedenza in uscita dell'operazionale sia trascurabile rispetto a 100Ω . Diminuendo ulteriormente la resistenza di carico si osserva un fenomeno di clamping (Fig.8 e 9) del segnale.

Il valore di soglia di 22Ω non può essere interpretato in senso lato come impedenza in uscita poiché questo valore dipende anche dal voltaggio a cui è alimentato l'operazionale. Possiamo solamente concludere che con la nostra configurazione questa è la resistenza per cui iniziamo a vedere una saturazione del segnale in uscita.

Figure 8: Effetto di clamping, per $R_L = 19 \Omega$.Figure 9: Effetto di clamping, per $R_L = 12 \Omega$.

2.2 Circuito peak detector

Nel grafico seguente (Fig.10) sono rappresentati il segnale in entrata ed uscita dal peak detector. Osserviamo che il V_{out} insegue il V_{in} a meno di un offset (a causa della caduta di potenziale su resistenza e diodo) durante la fase in cui il voltaggio aumenta.

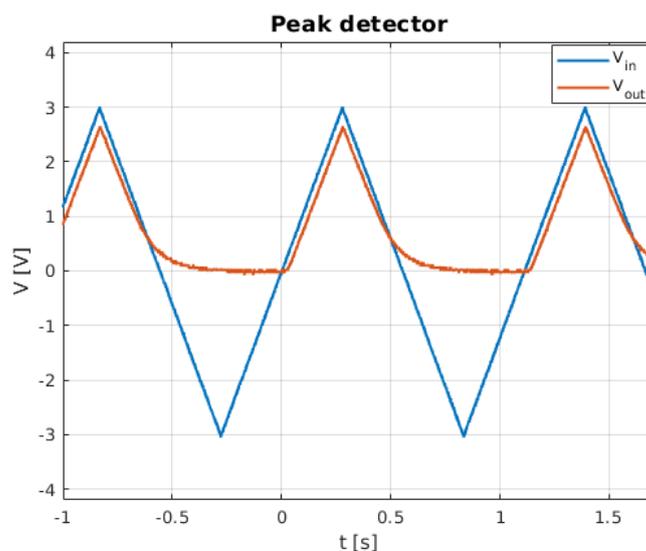


Figure 10: Segnale in entrata ed uscita al peak detector per l'uA741.

Successivamente notiamo un andamento di tipo esponenziale del segnale in uscita che si scarica fino ad arrivare quasi a $V = 0$, per poi riniziare il ciclo. Questo effetto, a rigor di logica, non dovrebbe presentarsi nel caso di un peak detector ideale. Lo strumento di misura però in questo caso gioca un ruolo fondamentale. La scarica che vediamo infatti è quella tipica di un circuito RC, dove la componente resistiva è data da $R_{osc} = 1 M\Omega$, mentre C è la somma dei 100 nF del circuito e gli 11 pF dell'oscilloscopio. Possiamo verificare che la situazione sia effettivamente questa notando che un τ di questa scarica vale circa 98 ms.

Collegando ora il peak detector all'ingresso del buffer si osserva che la scarica che in precedenza era esponenziale sembra essere lineare. Ci convinciamo di questo fatto riducendo repentinamente il voltaggio in ingresso al circuito da 10 V a 1 V in modo da

riuscire ad apprezzare la scarica per un tempo maggiore (Fig.11 e 12). Attraverso un fit

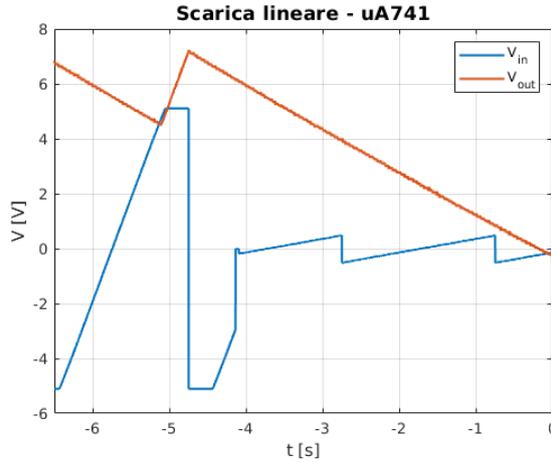


Figure 11: Scarica lineare per il peak detector all'ingresso del follower (uA741).

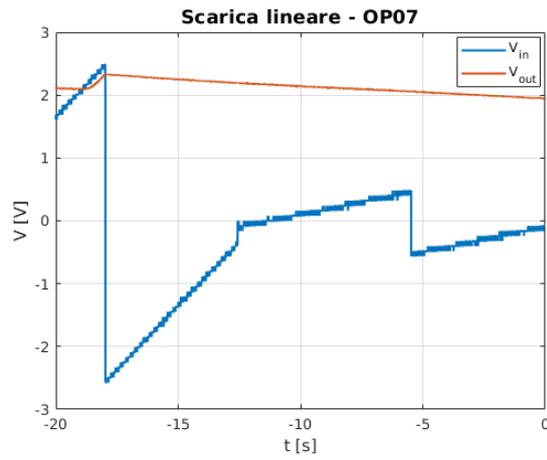


Figure 12: Scarica lineare per il peak detector all'ingresso del follower (OP07).

alla scarica possiamo trovare la corrente di bias sapendo che

$$\frac{Q}{C} = V = \alpha t + \beta \quad \implies \quad I = \alpha C$$

Effettuiamo questo calcolo per entrambi gli operazionali: per l'uA741 il valore di α ottenuto è -1.555 V/s , mentre per l'OP07 vale -0.0196 V/s . Le grandi incertezze sulla scala verticale dell'oscilloscopio si trasmettono in altrettanto grandi deviazioni standard su questi valori, ma chi quadrati ridotti molto bassi ($\chi_r^2=0.002$) su un numero di gradi libertà così alto ci suggeriscono una decisa sovrastima delle incertezze. Una valutazione delle incertezze a posteriori ci porta ad ottenere un intervallo di confidenza del 95% per le stime (-1.555 ± 0.001) V/s e (-19.6 ± 0.1) mV/s.

A questo punto calcoliamo le correnti di bias degli operazionali ottenendo per l'uA741 $I_{uA} = (156 \pm 15) \text{ nA}$ e $I_{OP} = (1.9 \pm 0.2) \text{ nA}$. Questi valori sono in linea con quelli tipici tabulati sui datasheet per questi modelli di op-amp ed inoltre sono in accordo con le previsioni fatte in precedenza.

2.3 Circuito di media pesata di due segnali

Dall'analisi di Fourier si trova che una funzione periodica può essere espressa dalla sommatoria di funzioni sinusoidali semplici. Ad esempio la funzione, detta triangolare, di ampiezza compresa tra -1 e 1 e di periodo $2a$, definita come:

$$\begin{cases} y = \frac{2x}{a} & x \in [-\frac{a}{2}, \frac{a}{2}] \\ y = -\frac{2x}{a} + 2 & x \in [\frac{a}{2}, \frac{3a}{2}] \end{cases} \quad (2)$$

può essere rappresentata in serie di potenze tramite la relazione:

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{8}{\pi^2} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{\sin((2k+1)\omega t)}{(2k+1)^2} \\ &= \frac{8}{\pi^2} \left(\sin(\omega t) - \frac{1}{9} \sin(3\omega t) + \frac{1}{25} \sin(5\omega t) - \dots \right) \end{aligned} \quad (3)$$

dove $\omega = 2\pi/a$ è la velocità angolare.

A questo punto si può costruire un circuito che prende in ingresso diverse onde sinusoidali

e restituisca un'unica onda somma di queste. Un tale circuito può essere costruito in virtù del teorema di Millman, collegando ogni generatore d'onda ad un'unica uscita (con una resistenza), creando una così detta rosa di resistenze. Il segnale in uscita dall'estremo comune di queste resistenze è la media pesata tra i vari segnali in ingresso, dove ovviamente i pesi sono dati dalle resistenze applicate. Per due soli segnali vale dunque:

$$V_{out} = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \quad (4)$$

Avendo a disposizione un generatore d'onde con due uscite, abbiamo costruito un circuito mediatore che prenda in ingresso due segnali e che restituisca in output un'approssimazione dell'onda triangolare. Per realizzare ciò abbiamo considerato i primi 2 termini della serie di Fourier (3), quindi abbiamo impostato un'onda sinusoidale di ampiezza 1 V per entrambi i segnali. Nel primo generatore abbiamo impostato 1 kHz in frequenza, mentre per il secondo 3 kHz.

La frequenza del primo generatore definisce il periodo dell'onda somma, ma ovviamente l'importante è che il rapporto delle due frequenze restituisca 3 per ottenere un'onda triangolare al "secondo ordine". La presenza del meno nel secondo termine della serie impone che il segnale del secondo generatore sia sfasato rispetto al primo di 180°. Infine per aggiustare le ampiezze dei segnali in ingresso è stato necessario agire sulle resistenze del circuito. Avendo a disposizione solo resistenze da 1 kΩ, 10 kΩ e 100 kΩ e, osservando che il secondo segnale deve essere 1/9 del primo, l'unica opzione è quella di usare le resistenze in questa configurazione: $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ e per R_2 utilizzare il parallelo di 10 kΩ e 100 kΩ che risulta approssimativamente 9 kΩ, in modo che $R_2/R_1 = 9$ come voluto. Il segnale in output è rappresentato nel grafico seguente (Fig.14). Dal teorema di Thevenin, per calcolare

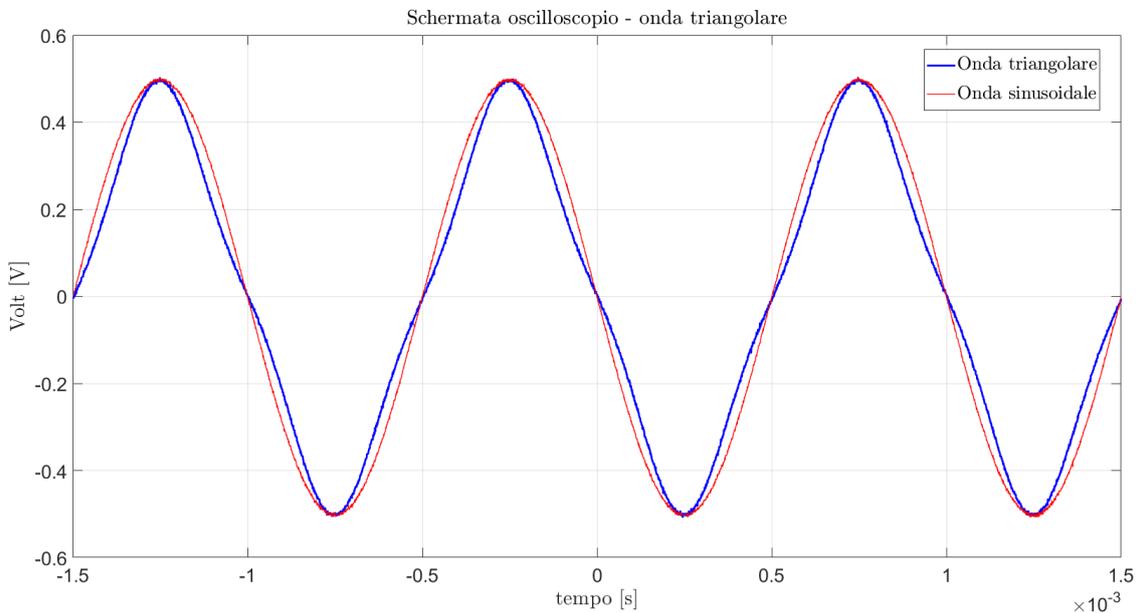


Figure 13: Confronto onda sinusoidale e triangolare, schermata oscilloscopio.

l'impedenza in uscita, si cortocircuita il circuito e si mandano a zero i generatori d'onda. Da questo calcolo emerge dunque che l'impedenza in uscita Z_{out} è data dal parallelo di R_1 e R_2 .

$$Z_{out} = R_1 || R_2 \quad (5)$$

Dai valori misurati con il DMM, $Z_{out} = (904.1 \pm 8.2) \Omega$. Per stimare l'impedenza in uscita sperimentalmente, abbiamo costruito un partitore di tensione aggiungendo all'uscita del circuito una resistenza di carico Z_L (trimmer). Abbiamo poi preso diverse misure di \tilde{V}_{in} e \tilde{V}_{out} del circuito per diversi valori di resistenza di carico Z_L . Dall'analisi di Thevenin e conoscendo \tilde{V}_{in} , \tilde{V}_{out} e Z_L , si trova il valore dell'impedenza in uscita dal circuito.

$$\tilde{V}_{out} = \frac{Z_L}{Z_{out} + Z_L} \tilde{V}_{in} \quad (6)$$

Facendo un fit non lineare di questa relazione, si ottiene Z_{out} dai dati sperimentali. Di seguito un grafico che rappresenta i dati sperimentali e il relativo modello. Trascurando

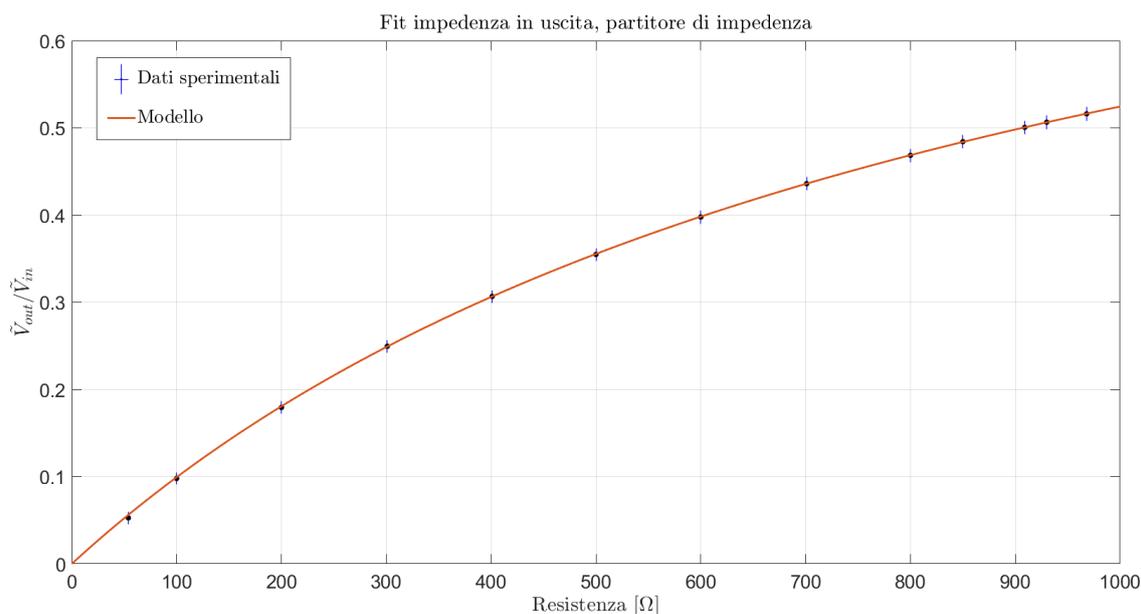


Figure 14: Dati partitore di impedenza e relativo modello

l'impedenza dell'oscilloscopio, otteniamo dal fit che l'impedenza in uscita vale $Z_{out} = (906.8 \pm 3.1) \Omega$. Il risultato trovato è compatibile con il valore di impedenza trovato dall'analisi precedente entro la sua incertezza. Va specificato che, come ci si aspettava, l'impedenza in uscita è data praticamente solo da un contributo resistivo, infatti dall'oscilloscopio non si sono osservati cambiamenti di fase significativi quando veniva variata la resistenza di carico.