

# Esercitazione 7 - Gruppo BG

## Amplificatore operazionale: circuiti lineari

Tommaso Pajero

Alessandro Podo

27 novembre 2014

L'esercitazione è volta a misurare le caratteristiche di vari circuiti (amplificatore invertente, amplificatore non invertente, integratore e derivatore), tutti realizzati utilizzando un amplificatore operazionale modello TL081 alimentato a  $\pm 15$  V.

### 1. Amplificatore invertente

#### 1.a-b Progetto e realizzazione del circuito

Si vuole realizzare un amplificatore invertente con impedenza in ingresso  $R_{IN}$  maggiore di 1 k $\Omega$  e amplificazione di centro banda pari a 10. Il circuito riportato in figura 1 funge da amplificatore invertente con impedenza in ingresso  $R_{IN} = R_1$  e amplificazione a centro banda  $A_V = -R_2/R_1$ .

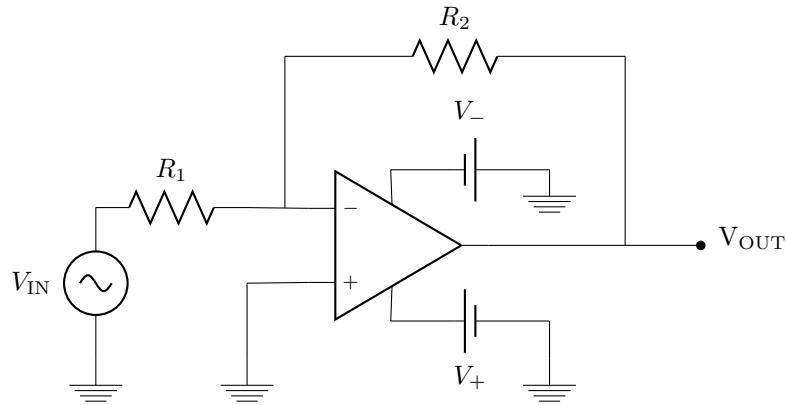


Figura 1: Amplificatore invertente realizzato con un OpAmp modello TL081.

Per il montaggio si sono scelte  $R_1 = 2.19 \pm 0.02$  k $\Omega$  e  $R_2 = 21.8 \pm 0.2$  k $\Omega$ <sup>1</sup> (si sono misurate anche le tensioni di alimentazione dell'OpAmp, pari a  $V_+ = 15.02 \pm 0.08$  V e  $V_- = 15.03 \pm 0.08$  V<sup>2</sup>).

I valori attesi di  $R_{IN}$  e  $A_V$  per tale circuito sono  $R_{IN,ATT} = 2.19 \pm 0.02$  k $\Omega$  e  $A_{V,ATT} = 10.0 \pm 0.1$ , in conformità alle richieste.

#### 1.c Misura del guadagno a frequenza fissata

Si è misurato il valore picco-picco della tensione in uscita in funzione di quella in ingresso, per un segnale sinusoidale di frequenza  $f = 2.94 \pm 0.03$  kHz<sup>3</sup>. I risultati sono riportati in tabella 1 e graficati in figura 1.

Si è interrotta la presa dati in corrispondenza della tensione in ingresso  $V_{IN} = 2.6 \pm 0.1$  V, per cui si è iniziato a osservare clipping superiore. Per amor di completezza si è misurato anche il valore della tensione in ingresso per il quale è comparso clipping inferiore  $3.0 \pm 0.1$  V, nonché la massima ampiezza picco-picco raggiunta dalla tensione in uscita  $V_{OUT,MAX} = 28.0 \pm 0.9$  V<sup>4</sup>.

<sup>1</sup>Tutte le misure di resistenze, di tensioni continue e di capacità sono state prese, qui e in seguito, per mezzo del multimetro digitale.

<sup>2</sup>Nel seguito dell'esperienza si sono sempre utilizzati questi stessi valori di tensione per l'alimentazione dell'OpAmp.

<sup>3</sup>Le misure di frequenza, qui e in seguito, sono state fatte affidandosi alla funzione integrata nell'oscilloscopio e assumendo una precisione costante dell'1%. Si è fatta tale scelta poiché, eseguendo le misure di frequenza attraverso i cursori, l'incertezza relativa si manteneva quasi costante e sempre inferiore all'1%, e la misura fornita dall'oscilloscopio -la cui incertezza non è indicata sul manuale dello strumento- rientrava largamente nell'incertezza determinata manualmente. Non rientrano in questo discorso le misure di frequenze inferiori a 1 Hz, che sono state prese per mezzo dei cursori.

<sup>4</sup>Questo valore è inferiore di circa 2 V rispetto alla tensione complessiva di alimentazione dell'OpAmp, in accordo con quanto previsto dal datasheet del dispositivo.

Tabella 1: Ampiezza del segnale in uscita in funzione di quello in ingresso per l'amplificatore invertente in figura 1, alla frequenza  $2.94 \pm 0.03$  kHz.

$V_{IN}$ [V]	$\sigma_{V_{IN}}$ [V]	$V_{OUT}$ [V]	$\sigma_{V_{OUT}}$ [V]
0.36	0.01	3.6	0.1
0.51	0.02	5.1	0.2
0.74	0.02	7.3	0.2
0.94	0.03	9.4	0.3
1.19	0.04	11.8	0.4
1.28	0.04	12.9	0.4
1.41	0.05	14.0	0.5
1.61	0.05	15.9	0.5
1.88	0.06	18.7	0.6
2.07	0.07	20.6	0.7
2.32	0.08	23.0	0.8
2.63	0.09	26.1	0.9

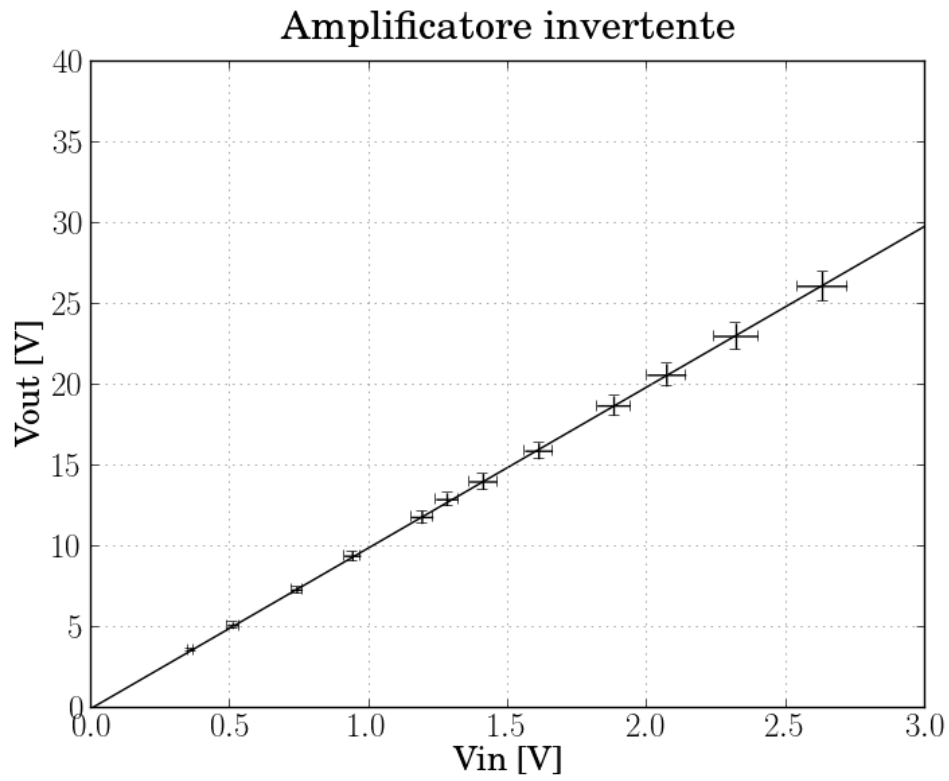


Figura 2: Tensione in uscita in funzione di quella in ingresso per l'amplificatore invertente in figura 1, alla frequenza  $2.94 \pm 0.03$  kHz.

Per i valori delle tensioni in ingresso riportati in tabella il circuito si è comportato con ottima approssimazione in maniera lineare (cosa che naturalmente non avviene in presenza di clipping), come si può desumere dalla figura 2. Nella stessa figura, si è rappresentata anche la retta ottenuta interpolando i dati tramite una funzione lineare a intercetta nulla. Questo procedimento ha portato alla determinazione del guadagno, pari a  $9.95 \pm 0.02$  ( $\chi^2_{\text{rid}} = 0.02$ ), compatibile entro l'incertezza col valore atteso<sup>5</sup>.

## 1.d Misura dell'impedenza in ingresso

Per misurare l'impedenza in ingresso del circuito si sono eseguite due misure della tensione in uscita dall'amplificatore per una stessa tensione in ingresso<sup>6</sup>, la prima a circuito imperturbato e la seconda dopo aver posto in serie al generatore di funzioni una resistenza  $R_S = 6.81 \pm 0.05 \text{ k}\Omega$ <sup>7</sup>. Dette rispettivamente  $V_1 = 8.2 \pm 0.3 \text{ V}$  e  $V_2 = 2.02 \pm 0.07 \text{ V}$  tali tensioni, dalla formula del partitore di tensione  $R_S/R_{\text{IN}} = V_1/V_2 - 1$  si trova  $R_{\text{IN}} = 2.23 \pm 0.15 \text{ k}\Omega$ , compatibile entro l'incertezza con il valore atteso<sup>8</sup>.

## 2. Risposta in frequenza del circuito e *slew rate*

### 2.a Risposta in frequenza

Si è studiata la risposta in frequenza del circuito misurando la tensione in uscita al variare della frequenza fra 0.3 Hz e 1.1 MHz a  $V_{\text{IN}} = 0.82 \pm 0.03 \text{ V}$  sinusoidale fissata<sup>9</sup>, scelta piuttosto piccola in modo da evitare deformazioni del segnale in uscita a frequenze alte<sup>10</sup>. I risultati sono riportati in tabella 2; in figura 3 si riporta invece il diagramma di Bode per il circuito.

Tabella 2: Ampiezza del segnale in uscita in funzione della frequenza per il circuito in figura 1, per un segnale in ingresso sinusoidale di ampiezza  $0.82 \pm 0.03 \text{ V}$ .

$f$ [kHz]	$\sigma_f$ [kHz]	$V_{\text{OUT}}$ [V]	$\sigma_{V_{\text{OUT}}}$ [V]
0.000333	0.000006	8.1	0.3
0.00289	0.00002	8.0	0.3
0.00592	0.00004	8.1	0.3
0.0159	0.0002	8.1	0.3
0.0415	0.0004	8.1	0.3
0.0793	0.0007	8.1	0.3
0.255	0.003	8.1	0.3
0.504	0.005	8.1	0.3
1.01	0.01	8.2	0.3
3.99	0.04	8.2	0.3
16.1	0.2	8.2	0.3
36.4	0.4	8.0	0.3
63.0	0.6	7.8	0.3
121	1	7.2	0.2
259	3	5.4	0.2
440	4	3.7	0.1
624	6	2.8	0.1
847	8	2.07	0.07
1110	10	1.60	0.05

Osservato che l'andamento del guadagno è quello tipico di un filtro passa-basso (non si è avuta traccia di alcuna frequenza di taglio inferiore nell'intervallo esplorato), si sono interpolati i dati con la relativa funzione di trasferimento:

<sup>5</sup>Il valore basso del chi quadro ridotto è verosimilmente dovuto al fatto che l'incertezza sulle misure di tensione tiene conto principalmente degli errori sistematici intrinseci al funzionamento dell'oscilloscopio.

<sup>6</sup>Tale tensione è stata posta a  $V_{\text{IN}} = 0.82 \pm 0.03 \text{ V}$  per evitare fenomeni di clipping.

<sup>7</sup>Il valore della resistenza è stato scelto in modo che fosse dello stesso ordine di grandezza di quello atteso per l'impedenza in ingresso dell'amplificatore (in modo che non alterasse troppo il comportamento del circuito), ma maggiore, in modo da minimizzare l'incertezza nel calcolo di tale impedenza (*cfr.* la formula del partitore)

<sup>8</sup>La lieve discrepanza fra i due valori è dovuta al fatto che nell'impedenza in ingresso stimata con quest'ultimo procedimento risulta erroneamente compresa pure l'impedenza in uscita del generatore di funzioni, pari a  $50 \Omega$ .

<sup>9</sup>Si è avuta cura di modificare la tensione erogata dal generatore per compensare fluttuazioni connesse alla variazione della frequenza di erogazione.

<sup>10</sup>Tali deformazioni sono dovute allo *slew rate* finito dell'OpAmp e si manifestano a frequenze e ampiezze alte

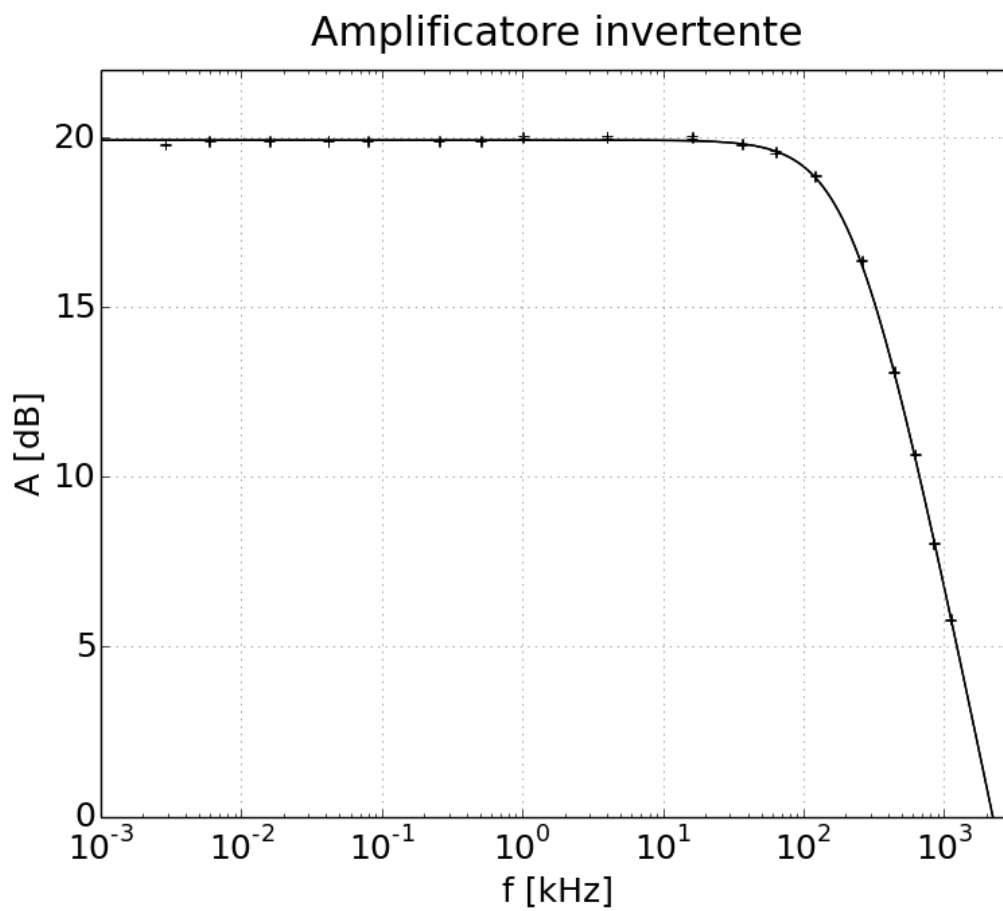


Figura 3: Diagramma di Bode per l'amplificatore invertente in figura 1; in sovrapposizione la funzione di *best fit* per i dati modellata su quella di un filtro passa-basso.

$$A(f)[\text{dB}] = \frac{A_{\text{MAX}}}{\sqrt{1 + (f/f_T)^2}}$$

dove  $A = \log_{10}(V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}})$ . Si sono ottenuti i valori  $A_{\text{MAX}} = 9.91 \pm 0.02$  e  $f_T = 225 \pm 1$  kHz ( $\chi_{\text{rid}}^2 = 0.03^{11}$ , matrice di covarianza dei parametri  $\begin{pmatrix} 0.0005 & -0.015 \\ -0.015 & 1.4 \end{pmatrix}$ ). Tale frequenza di taglio superiore del circuito è dovuta al funzionamento interno dell'OpAmp, che prevede un prodotto banda-guadagno costante. Nel caso in esame, per cui l'amplificazione massima del circuito (cioè quella ottenibile se l'OpAmp potesse amplificare a piacere segnali di qualsivoglia frequenza) è  $A_{\text{MAX}}$ , la frequenza di taglio introdotta dall'OpAmp nel circuito corrisponde a  $f_T^{12}$ .

Si nota per inciso che il valore ottenuto per  $A_{\text{MAX}}$  è appena compatibile con quello misurato al punto 1.c. Al fine di controllare che la correlazione fra i due parametri non avesse inficiato la misura, si è provveduto a eseguire pure un fit lineare del guadagno in decibel tramite una retta orizzontale per  $f \leq 16.1$  kHz, ottenendo però pressappoco lo stesso risultato ( $A_{\text{MAX}} = 9.90 \pm 0.02$ ).

## 2.b Misura dello *slew rate*

Si è impostato il generatore di funzioni in modo che fornisse al circuito un'onda quadra di ampiezza  $V_{\text{IN}} = 0.85 \pm 0.03$  V e frequenza  $f = 1.00 \pm 0.01$  kHz. Si è dunque considerata, visualizzando sull'oscilloscopio  $V_{\text{OUT}}$ , la parte del segnale corrispondente al transiente fra i due stati dell'onda. In tale transiente la tensione, dopo una breve salita qualitativamente esponenziale, assume un andamento lineare per poi rallentare in prossimità del suo valore limite. Si è presa una misura della differenza di tensione relativa a un piccolo intervallo di tempo, nella zona di crescita lineare<sup>13</sup>, ottenendo  $dV_{\text{OUT}} = 1.20 \pm 0.04$  V e  $dt = 142 \pm 1$  ns. Da questi valori si ottiene quello dello *slew rate*  $8.5 \pm 0.3$  V/ $\mu$ s, dello stesso ordine di grandezza di quello dichiarato dal costruttore di 13 V/ $\mu$ s<sup>14</sup>.

## 3. Amplificatore non invertente

Si è montato il circuito amplificatore non invertente in figura 4, adoperando una resistenza  $R_1 = 218 \pm 2$   $\Omega$  e un potenziometro di resistenza massima  $P_1 = 104.1 \pm 0.8$  k $\Omega$ .

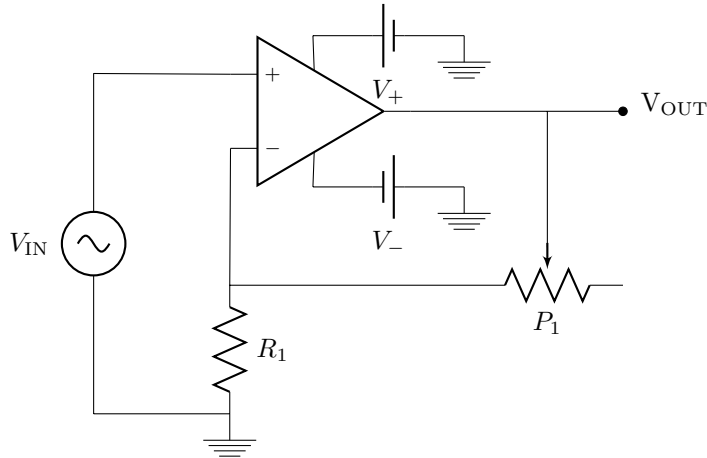


Figura 4: Amplificatore non invertente realizzato con un OpAmp modello TL081.

Come segnale di ingresso si è utilizzata un'onda sinusoidale di ampiezza  $V_{\text{IN}} = 0.062 \pm 0.002$  V, ponendo attenzione al fatto che tale ampiezza in ingresso fosse costante al variare della frequenza nel processo di misura (in caso di necessità, si è agito sul generatore di tensioni per ottenere il valore desiderato).

Si è quindi misurato il segnale in uscita nella zona di massimo guadagno al variare della resistenza del potenziometro. Per misurare la frequenza di taglio superiore  $f_H$  si è determinato a quale frequenza si aveva un guadagno inferiore di  $-3$  dB rispetto a quello massimo (cioè il valore della frequenza in corrispondenza del quale l'ampiezza della tensione in uscita veniva ridotta di un fattore  $\sqrt{2}$ ), salendo a frequenze superiori a quelle relative alla banda passante. A partire da queste misure si è calcolato il prodotto banda-guadagno  $GBW$ , ottenendo i risultati riportati in tabella 3.

<sup>11</sup>Valgono per questo valore del  $\chi_{\text{rid}}^2$  le stesse considerazioni fatte al punto 1.c.

<sup>12</sup>Si trova, difatti,  $GBW = A_{\text{MAX}} f_T = 2.29 \pm 0.01$  MHz, in accordo con i risultati del prossimo punto 3.

<sup>13</sup>In particolare, si è cercata la zona a pendenza massima per  $V_{\text{OUT}}$ : si veda la figura 18, relativa all'analoga misura del punto 5.

<sup>14</sup>Il costruttore non fornisce incertezza a tale valore, dunque verosimilmente questo parametro varia in maniera sensibile da esemplare a esemplare.

Tabella 3: Prodotto banda-guadagno per l'amplificatore non invertente in figura 4, per alcuni valori della resistenza del potenziometro.

$V_{OUT,MAX}$ [V]	$\sigma_{V_{OUT,MAX}}$ [V]	$A_{MAX}$	$\sigma_{A_{MAX}}$	$f_H$ [kHz]	$\sigma_{f_H}$ [kHz]	GBW [MHz]	$\sigma_{GBW}$ [MHz]
19.8	0.7	319	15	7.1	0.2	2.3	0.1
16.7	0.6	269	13	8.4	0.2	2.3	0.1
12.6	0.4	203	9	11.0	0.3	2.2	0.1
8.3	0.3	133	6	17.1	0.4	2.3	0.1
4.8	0.2	77	4	29.6	0.7	2.3	0.1
2.16	0.07	34	2	67	1	2.3	0.1

Dalle misure si vede chiaramente che il prodotto guadagno-larghezza banda passante si mantiene costante come atteso per un buon OpAmp ed è pari a  $GBW = 2.28 \pm 0.04$ . Questo è in accordo con le previsioni; infatti, considerando il diagramma di Bode relativo al circuito, al variare della resistenza del potenziometro varia la retta orizzontale corrispondente al guadagno massimo del circuito, per cui varia l'intercetta di tale retta con il diagramma di Bode relativo all'OpAmp. Tuttavia tali intercette giacciono tutte sulla retta a pendenza  $-20$  dB relativa all'OpAmp, per cui si ha:

$$y = -20x + K$$

$$20 \log_{10} A = -20 \log_{10} f + K$$

$$A f_H = 10^{K/20} = GBW$$

## 4. Circuito integratore

Si è montato il circuito integratore rappresentato in figura 5 con  $C = 51 \pm 2$  nF,  $R_1 = 986 \pm 8$   $\Omega$  e  $R_2 = 9.72 \pm 0.08$  k $\Omega$ .

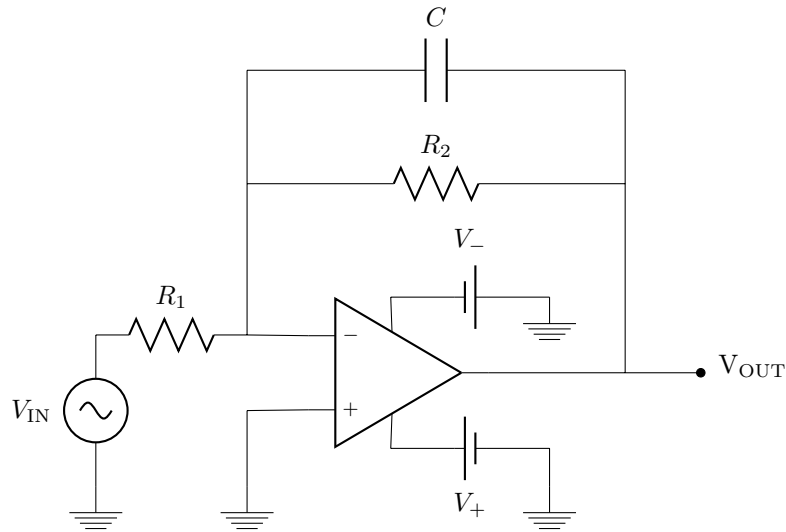


Figura 5: Circuito integratore realizzato con un OpAmp modello TL081.

### 4.a Risposta in frequenza

Si è usato un segnale in ingresso sinusoidale di ampiezza  $V_{in} = 0.072 \pm 0.003$  V<sup>15</sup> e si è misurata la risposta in frequenza dell'amplificazione e dello sfasamento tra segnale in uscita e segnale in ingresso. I dati ottenuti sono riportati in tabella 4; sono stati inoltre graficati nel diagramma di Bode in figura 12 e in quello dello sfasamento tra segnale in ingresso e in uscita in funzione della frequenza in figura 13.

Dall'analisi del circuito, applicando il principio del cortocircuito virtuale, ci si aspetta una funzione di trasferimento:

<sup>15</sup>Come prima, si è posta particolare attenzione nel verificare che tale ampiezza fosse costante al variare della frequenza.

Tabella 4: Sfasamento fra segnale in ingresso e in uscita, tensione in uscita e guadagno in funzione della frequenza e della tensione in ingresso per il circuito integratore in figura 5.

$f$ [kHz]	$\sigma_f$ [kHz]	$\phi$ [ $\pi$ rad]	$\sigma_\phi$ [ $\pi$ rad]	$V_{IN}$ [V]	$\sigma_{V_{IN}}$ [V]	$V_{OUT}$ [V]	$\sigma_{V_{OUT}}$ [V]	A	$\sigma_A$
0.00485	0.00005	1.00	0.01	0.085	0.003	0.82	0.03	9.6	0.5
0.0101	0.0001	1.00	0.01	0.085	0.003	0.83	0.03	9.8	0.5
0.0197	0.0002	0.992	0.008	0.086	0.003	0.83	0.03	9.7	0.5
0.0413	0.0004	0.967	0.008	0.085	0.003	0.82	0.03	9.6	0.5
0.0799	0.0008	0.920	0.002	0.085	0.003	0.81	0.03	9.5	0.5
0.160	0.002	0.853	0.004	0.086	0.003	0.75	0.03	8.7	0.5
0.318	0.003	0.751	0.004	0.086	0.003	0.59	0.02	6.9	0.3
0.634	0.006	0.650	0.007	0.086	0.003	0.38	0.01	4.4	0.2
1.30	0.01	0.58	0.01	0.086	0.003	0.203	0.007	2.4	0.1
2.46	0.02	0.54	0.02	0.086	0.003	0.110	0.004	1.28	0.06
5.09	0.05	0.52	0.01	0.086	0.003	0.054	0.002	0.63	0.03
10.1	0.1	0.52	0.01	0.086	0.003	0.027	0.001	0.31	0.02
20.1	0.2	0.52	0.02	0.086	0.003	0.0142	0.0005	0.165	0.008

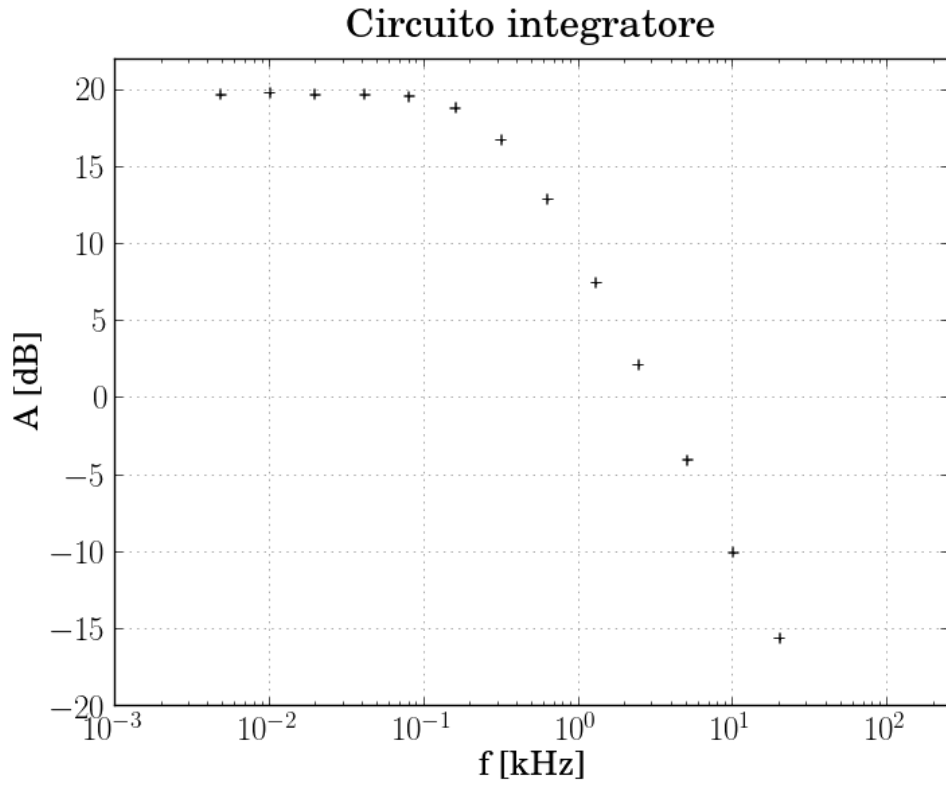


Figura 6: Diagramma di Bode per il circuito integratore in figura 5.

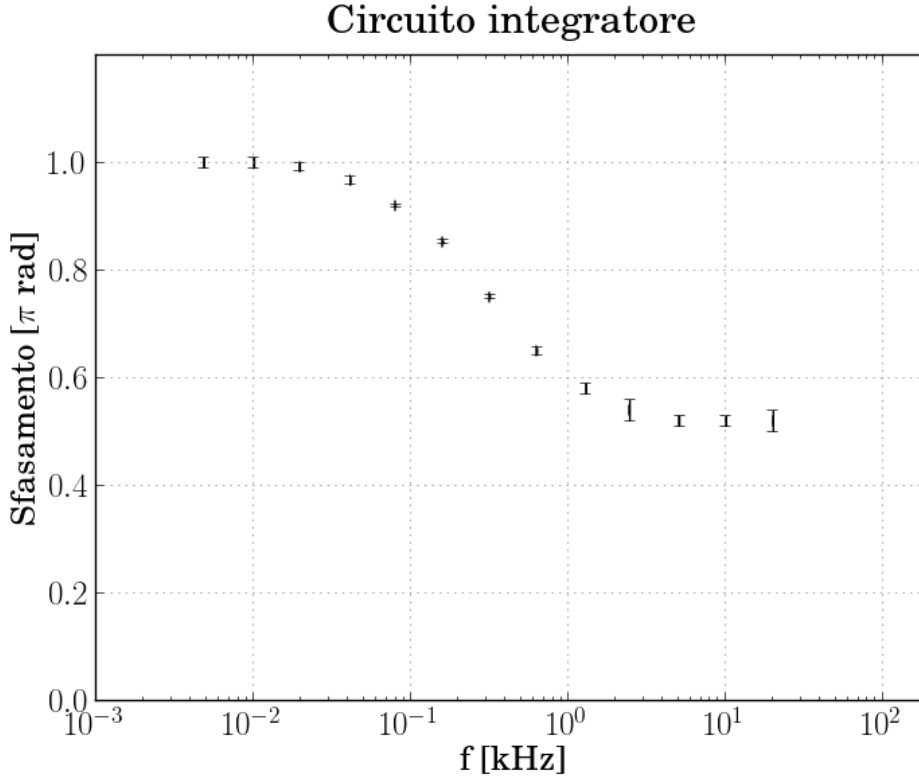


Figura 7: Sfasamento fra segnale in ingresso e in uscita dal circuito integratore in figura 5.

$$A_V = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sCR_2} \quad (1)$$

analoga a quella di un filtro passa-basso con frequenza di taglio  $f_H = 1/(2\pi R_2 C)$  posto in serie a un amplificatore ideale con amplificazione  $-R_2/R_1$ .

L'andamento osservato per il guadagno è in accordo con tale previsione. Infatti, esso è costante a basse frequenze e in accordo con il valore atteso  $|A_{ATT}| \simeq 20 \log_{10}(R_2/R_1) = 19.88 \pm 0.01$  dB, mentre decresce di 20 dB per decade a causa del polo presente al denominatore di  $A_V$  una volta oltrepassata la frequenza di taglio  $f_{H,ATT} = 1/(2\pi R_2 C) = 0.32 \pm 0.01$  kHz<sup>16</sup> (in tale zona il circuito si comporta come un integratore per i segnali sinusoidali).

Anche lo sfasamento è in accordo con le aspettative: infatti, il diagramma in figura 13 è qualitativamente uguale a quello di un circuito passa-basso. In particolare, a basse frequenze lo sfasamento vale  $\pi$  e il circuito, a causa della presenza della resistenza  $R_2$ , si comporta come un circuito invertente. Ad alte frequenze, invece, il circuito è assimilabile a un integratore, con uno sfasamento di  $\pi/2$ .

#### 4.b Risposta a un'onda quadra

Usando un'onda quadra come segnale in ingresso si è verificato che per frequenze intorno ai 10 kHz il circuito si comporta come un integratore restituendo un segnale in uscita di forma triangolare con un'amplificazione pari a  $0.49 \pm 0.03$ <sup>17</sup>, leggermente superiore a quello misurato per un'onda sinusoidale alla stessa frequenza  $0.31 \pm 0.02$ <sup>18</sup> (si veda la figura 8).

Utilizzando frequenze più basse ma comunque superiori a quella di taglio, il circuito non si comporta più da integratore, bensì il segnale in uscita ha una forma a pinna di squalo; abbassando ancora la frequenza, tale forma degenera sempre più in un'onda quadra nella quale i transienti presentano il comportamento antiesponenziale tipico dei processi di carica e scarica dei condensatori (*cfr.* la figura 10). Questo fenomeno è dovuto al fatto che a frequenze inferiori a quella di taglio l'onda quadra presenta componenti di Fourier sia a frequenze più alte che a frequenze più basse di questa. Le prime vengono integrate, mentre le ultime vengono soltanto amplificate, e il risultato complessivo è il segnale visualizzato. A frequenze ancora più basse (minori di 10 Hz), invece, il

<sup>16</sup>Osservando la figura 12 si nota che i risultati sperimentali sono dello stesso ordine di grandezza di quelli attesi: una stima grossolana fatta ad occhio sul diagramma è  $f_H = 0.3 \pm 0.1$  kHz.

<sup>17</sup>Valore corrispondente a  $V_{IN} = 89 \pm 3$  mV e  $V_{OUT} = 44 \pm 2$  mV.

<sup>18</sup>Non si è purtroppo riusciti a trovare una spiegazione convincente di questo fatto.



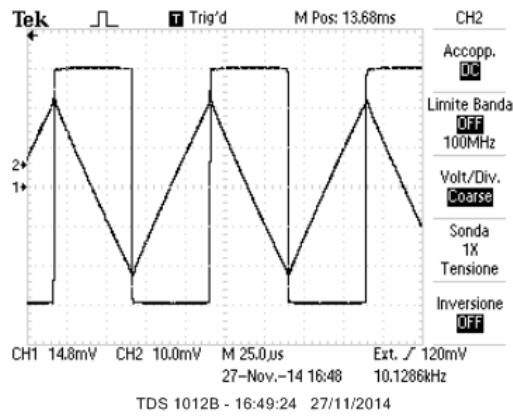


Figura 8: Segnali in ingresso (onda quadra) e in uscita (onda triangolare) per il circuito integratore in figura 5, utilizzato alla frequenza  $10.1 \pm 0.1$  kHz.

circuito si comporta come un amplificatore invertente, restituendo un'onda quadra in controfase e amplificata di un fattore vicino a 10. Infine, usando un segnale in ingresso a frequenze intorno ai 100 kHz, si nota che il segnale in uscita è di forma triangolare come atteso. Tuttavia, si hanno delle distorsioni, sempre più accentuate al crescere della frequenza, attorno al vertice del triangolo (si veda la figura ??). Esse sono probabilmente causate dalle componenti ad alta frequenza del segnale in ingresso per le quali il circuito non si comporta più da integratore. Infatti, poiché il  $GBW$  dell'OpAmp è finito, il guadagno per i segnali ad alta frequenza non è sufficientemente grande da giustificare l'approssimazione di cortocircuito virtuale per modellizzare la risposta del circuito alla loro sollecitazione. Dunque il guadagno previsto per esse può risultare maggiore di quanto previsto.

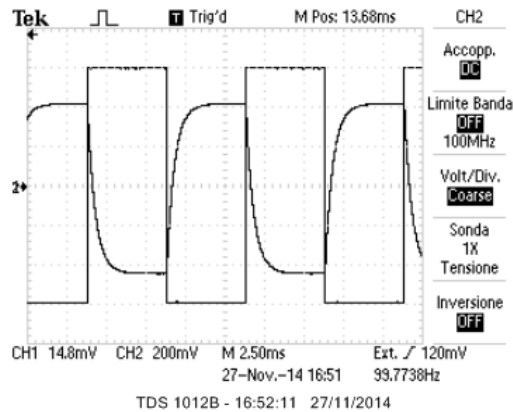


Figura 9: Segnali in ingresso (onda quadra) e in uscita (onda a pinna di squalo) per il circuito integratore in figura 5, utilizzato alla frequenza  $99.8 \pm 0.09$  Hz.

#### 4.c Ruolo di $R_2$

L'inserimento della resistenza  $R_2$  nel circuito è fondamentale poiché, sebbene limiti la banda in cui lavora in maniera ottimale impedendo il suo funzionamento come integratore per piccole frequenze, limita per tali frequenze il guadagno atteso, che in sua assenza divergerebbe<sup>19</sup> (se fosse  $R_2 = 0$  l'equazione 1 presenterebbe un polo per  $f = 0$ ).

### 5. Circuito derivatore

Si è infine montato il circuito derivatore in figura 11, utilizzando gli stessi componenti circuitali del punto precedente.

<sup>19</sup>In pratica, entrerebbero in gioco delle frequenze di taglio inferiore dovute al funzionamento interno dell'OpAmp e dunque non facilmente controllabili né prevedibili.

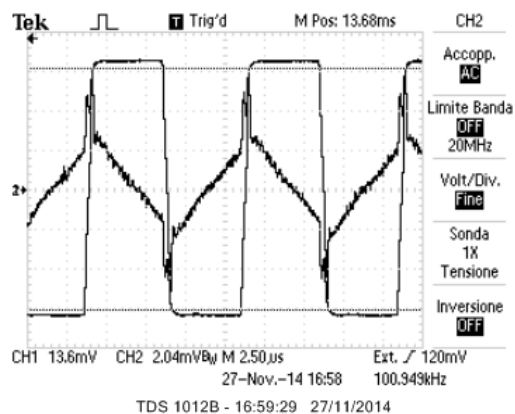


Figura 10: Segnali in ingresso (onda quadra) e in uscita (onda triangolare con deformazioni) per il circuito integratore in figura 5, utilizzato alla frequenza  $101 \pm 1$  kHz.

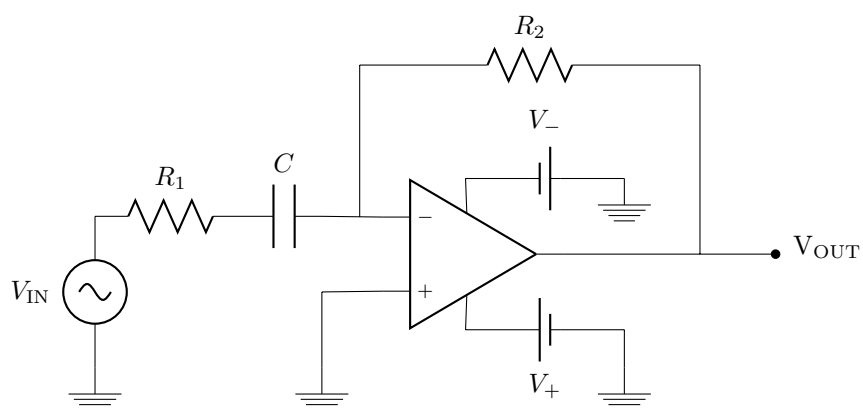


Figura 11: Circuito derivatore realizzato con un OpAmp modello TL081.

## 5.a Risposta in frequenza

Analogamente a quanto fatto per il circuito integratore, si è studiata la risposta in frequenza del circuito derivatore misurando l'amplificazione e lo sfasamento tra segnale in uscita e segnale in ingresso al variare della frequenza del segnale in ingresso. Si sono ottenuti i dati riportati in tabella 5 e rappresentati attraverso un diagramma di Bode e un diagramma dello sfasamento tra segnale in ingresso e in uscita in funzione della frequenza del segnale nelle figure 12 e 13.

Tabella 5

$f$ [kHz]	$\sigma_f$ [kHz]	$\phi$ [ $\pi rad$ ]	$\sigma_\phi$ [ $\pi rad$ ]	$V_{IN}$ [V]	$\sigma_{V_{IN}}$ [V]	$V_{OUT}$ [V]	$\sigma_{V_{OUT}}$ [V]	A	$\sigma_A$
0.0585	0.0006	0.504	0.007	0.114	0.004	0.0207	0.0007	0.182	0.009
0.119	0.001	0.519	0.006	0.115	0.004	0.042	0.002	0.4	0.02
0.244	0.002	0.527	0.006	0.117	0.004	0.087	0.003	0.7	0.04
0.498	0.005	0.558	0.007	0.117	0.004	0.175	0.006	1.5	0.1
1.05	0.01	0.609	0.009	0.117	0.004	0.35	0.01	3.0	0.1
2.01	0.02	0.682	0.009	0.116	0.004	0.60	0.02	5.2	0.2
4.16	0.04	0.794	0.004	0.113	0.004	0.89	0.03	7.9	0.4
7.99	0.08	0.888	0.002	0.112	0.004	1.03	0.04	9.2	0.5
16.0	0.1	0.958	0.006	0.112	0.004	1.08	0.04	9.6	0.5
31.7	0.4	0.981	0.006	0.111	0.004	1.08	0.04	9.7	0.5
63.0	0.6	0.917	0.006	0.111	0.004	1.06	0.04	9.5	0.5
121	1	0.831	0.012	0.119	0.004	1.06	0.04	8.9	0.5

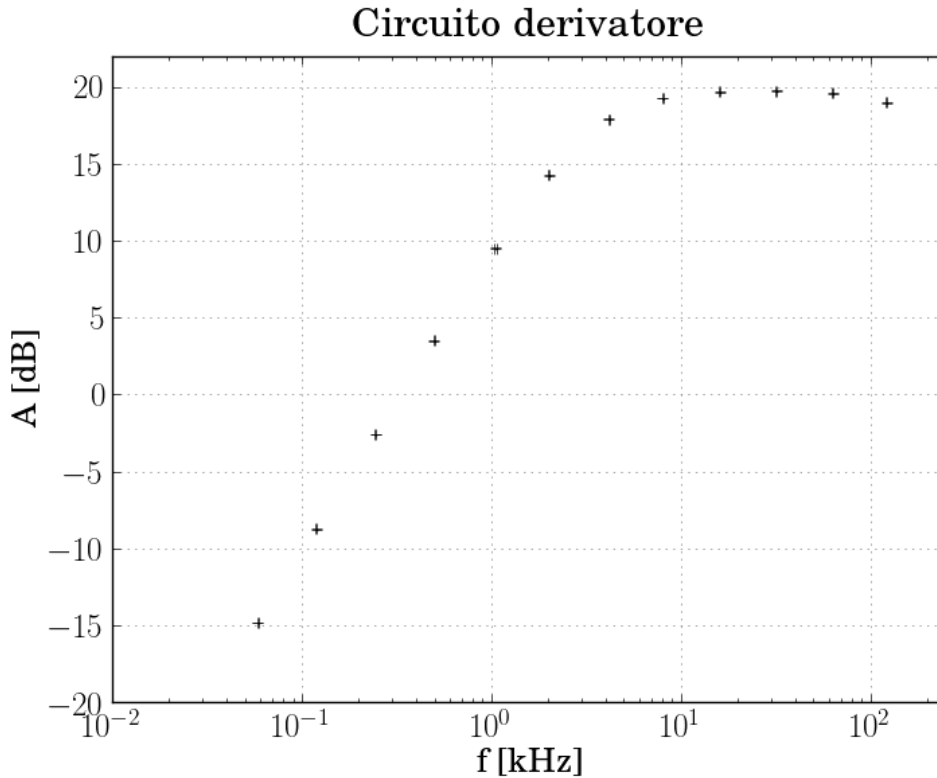


Figura 12: Diagramma di Bode per il circuito derivatore in figura 11.

La funzione di trasferimento attesa per il circuito è:

$$A = -\frac{sR_2C}{1 + sR_1C}$$

analoga a quella di un filtro passa-alto con frequenza di taglio  $f_L = 1/(2\pi R_1C)$  in serie a un amplificatore ideale di amplificazione  $-R_2/R_1$ .

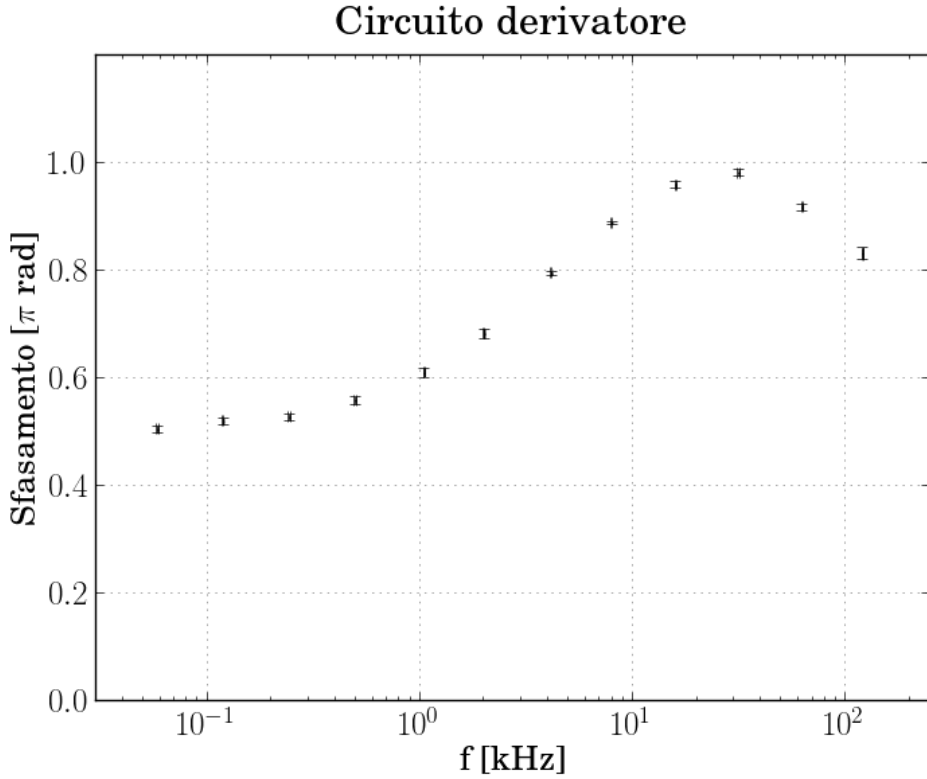


Figura 13: Sfasamento fra segnale in ingresso e in uscita dal circuito derivatore in figura 11.

Analizzando i due diagrammi si vede che a basse frequenze il guadagno ha effettivamente un andamento lineare con pendenza 20 dB e lo sfasamento vale circa  $\pi/2$ . Dunque, il circuito si comporta come un derivatore per le onde sinusoidali in tale intervallo di frequenze. Inoltre si vede che la frequenza di taglio inferiore del circuito si ha in corrispondenza di  $4 \pm 1$  kHz (valore stimato a occhio osservando il diagramma di Bode in figura 12), valore compatibile con quello atteso  $f_{L,ATT} = 1/(2\pi R_1 C) = 3.2 \pm 0.1$  kHz. A frequenze dell'ordine dei 10 kHz il circuito si comporta come un amplificatore invertente, in accordo con quanto atteso (lo sfasamento, che si comporta analogamente a quello di un passa-alto fino a questa frequenza, si assesta su un valore vicino a  $\pi$ )<sup>20</sup>.

Tuttavia, si nota che attorno ai 100 kHz il guadagno e lo sfasamento iniziano a diminuire, deviando dal modello proposto. Questo comportamento è dovuto alla finitezza del  $GBW$  dell'OpAmp, che introduce un polo e una conseguente frequenza di taglio superiore nel circuito. Poiché il guadagno massimo dell'amplificatore è vicino a 10, sfruttando i risultati del punto 3 ci aspetteremo che tale frequenza sia vicina ai 230 kHz. Tuttavia, non è stato possibile misurarla a causa di alcuni problemi riscontrati nel triggerare il segnale sopra i 100 kHz.

## 5.b Risposta a un'onda triangolare e misura della pendenza massima di $V_{OUT}$

Usando un'onda triangolare come segnale in ingresso si è verificato che per frequenze intorno ai 100 Hz il circuito si comporta come un derivatore restituendo in uscita un'onda quadra (si veda la figura 14. Non si è riusciti a trovare una spiegazione soddisfacente di tale fenomeno (forse il condensatore si scarica attraverso l'OpAmp).

Aumentando la frequenza, si osserva che attorno a 1 kHz il circuito non si comporta più da integratore, ma il segnale in uscita ha una forma a pinna di squalo (figura 15). La spiegazione di questo effetto è analoga a quella esposta per il circuito integratore. A frequenze ancora maggiori, sopra ai 10 kHz, il circuito si comporta come un amplificatore invertente, restituendo un'onda triangolare in controfase e amplificata di un fattore vicino a 10 (v. fig. 16). Si nota infine che il segnale in uscita appare leggermente distorto a basse frequenze, indipendentemente dall'ampiezza dell'onda in ingresso (v. fig. 17). Inoltre per frequenze dell'ordine dei 10 Hz anche il segnale in ingresso è distorto.

Da ultimo, si è misurata la massima pendenza del segnale in uscita procedendo in maniera analoga al punto 2.b (v. fig. 18), ottenendo il valore  $2.6 \pm 0.2$  V/ $\mu$ s. Tale valore risulta essere, naturalmente, inferiore allo *slew rate* misurato in precedenza. Non si è però riusciti a trovare una spiegazione del perché esso sia sensibilmente inferiore al valore citato.

<sup>20</sup>Inoltre si verifica che  $|A_{ATT,MAX}| \simeq 20 \log_{10} \left( \frac{R_2}{R_1} \right) = 19.88 \pm 0.01$  dB corrisponde al valore misurato

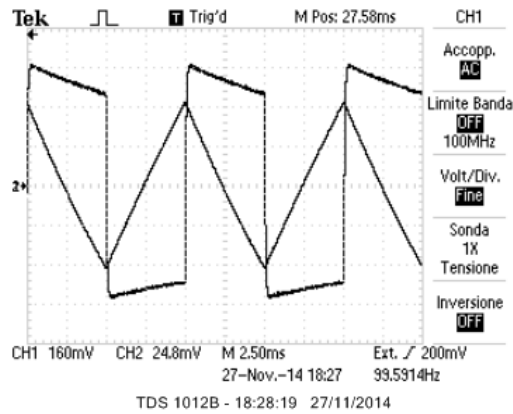


Figura 14: Segnali in ingresso (onda triangolare) e in uscita (onda quadra calante) per il circuito derivatore in figura 11, utilizzato alla frequenza  $100 \pm 1$  Hz.

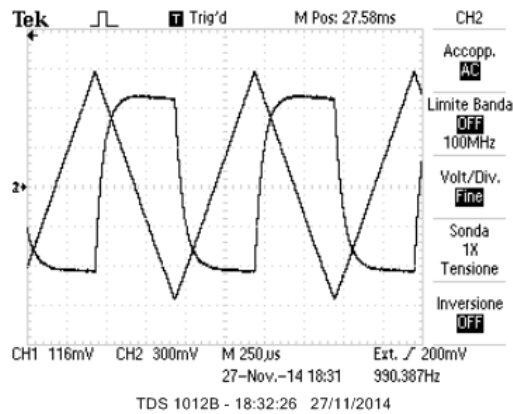


Figura 15: Segnali in ingresso (onda triangolare) e in uscita (onda a pinna di squalo) per il circuito derivatore in figura 11, utilizzato alla frequenza  $0.99 \pm 0.01$  kHz.

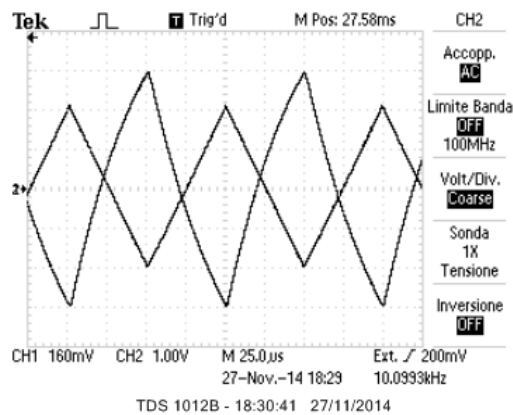


Figura 16: Segnali in ingresso e in uscita (di ampiezza maggiore sullo schermo) per il circuito derivatore in figura 11, utilizzato alla frequenza  $10.1 \pm 0.1$  kHz.

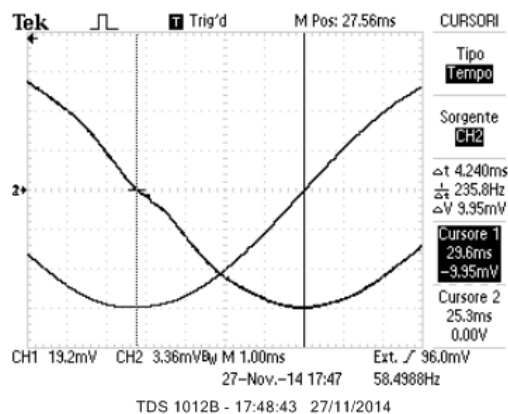


Figura 17: Distorsione del segnale in uscita per il circuito derivatore in figura 11 a basse frequenze.

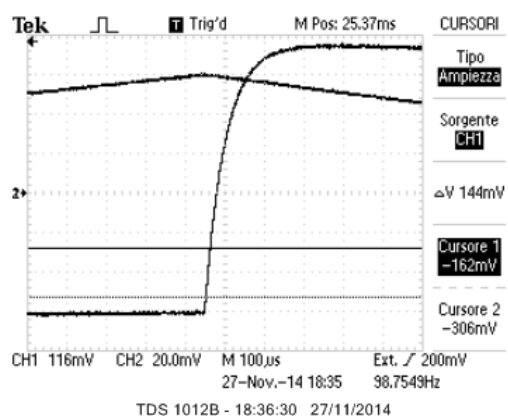


Figura 18: Misura della massima pendenza del segnale in uscita. Tale misura si è effettuata per l'intervallo compreso fra i cursori (naturalmente dopo aver opportunamente zoomato la schermata sulla zona di interesse).

### 5.c Ruolo di $R_1$

Analogamente al caso di  $R_1$  per l'integratore, la funzione della resistenza  $R_1$  è di limitare il guadagno del circuito in modo controllato, evitando che cresca ininterrottamente fino a quando non siano i parametri interni dell'OpAmp a limitarlo.

### 5.d Misura dell'impedenza in uscita

Si sono misurate le tensioni in uscita dal circuito prima a circuito imperturbato (misura 1), e quindi inserendo fra il canale di lettura di  $V_{OUT}$  dell'oscilloscopio e la terra una resistenza  $R_L = 10.0 \pm 0.8 \Omega$ , ottenendo  $V_{OUT,1} = 141 \pm 2 \text{ mV}$  e  $V_{OUT,2} = 140 \pm 2 \text{ mV}$ . Sfruttando la formula del partitore  $R_{OUT}/R_L = V_{OUT,1}/V_{OUT,2} - 1$  si ottiene  $R_{OUT} = 0.1 \pm 0.2 \Omega$ . Tale risultato, sebbene fornisca un valore poco significativo a causa della sua scarsa precisione, consente di stimare un limite superiore al valore dell'impedenza in uscita pari a  $0.3 \Omega$ . In accordo con le attese il circuito risulta avere un'impedenza in uscita molto piccola (se l'OpAmp e i cavi fossero ideali dovrebbe essere nulla) e spesso trascurabile ai fini pratici.