

Relazione esperienza di laboratorio

Gruppo BI: Federica Maria Surace, Marco Cilibrasi

27 novembre 2014

Esercitazione N. 7: Amplificatore operazionale: circuiti lineari

1 Amplificatore invertente

L'amplificatore invertente è stato realizzato come in figura 1 con i seguenti componenti:

- op-amp TL081 alimentato a una tensione $V_+ = 14.8 \pm 0.4V$ e $V_- = -15.0 \pm 0.4V$,
- $R_1 = 4.69 \pm 0.04k\Omega$,
- $R_2 = 46.2 \pm 0.4k\Omega$.

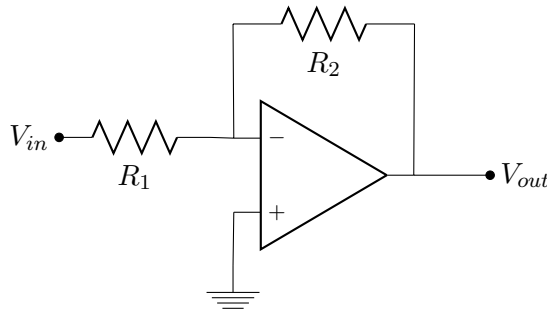


Figura 1: Amplificatore invertente

Il circuito, come atteso, amplifica il segnale e lo sfasa di π (figura 2).

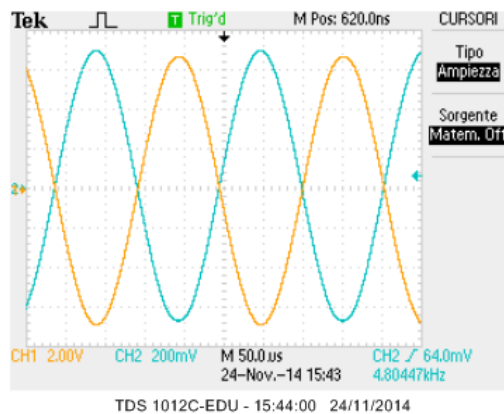


Figura 2: Amplificatore invertente

Abbiamo misurato v_{out} in funzione di v_{in} per un segnale sinusoidale di frequenza circa $4.82kHz$: riportiamo i dati in tabella 1 e nel grafico in figura 3.

Tabella 1: Amplificatore invertente: guadagno

$v_{in}[mV]$	$v_{out}[V]$	$A = \frac{v_{out}}{v_{in}}$
100 ± 4	1.02 ± 0.04	10.2 ± 0.6
200 ± 8	2.04 ± 0.08	10.2 ± 0.6
300 ± 8	3.00 ± 0.08	10.0 ± 0.4
400 ± 20	3.9 ± 0.2	9.8 ± 0.7
500 ± 20	4.8 ± 0.2	9.6 ± 0.6
600 ± 20	5.8 ± 0.2	9.7 ± 0.5
700 ± 20	6.7 ± 0.2	9.6 ± 0.4
800 ± 40	8.0 ± 0.4	10.0 ± 0.7
900 ± 40	8.8 ± 0.4	9.8 ± 0.6
1000 ± 40	9.8 ± 0.4	9.8 ± 0.6
1100 ± 40	11.0 ± 0.4	10.0 ± 0.5
1200 ± 40	11.8 ± 0.4	9.8 ± 0.5
1300 ± 40	12.6 ± 0.4	9.7 ± 0.4
1400 ± 40	12.8 ± 0.4	9.1 ± 0.4
1500 ± 40	13.0 ± 0.4	8.7 ± 0.4
1600 ± 40	13.0 ± 0.4	8.1 ± 0.3

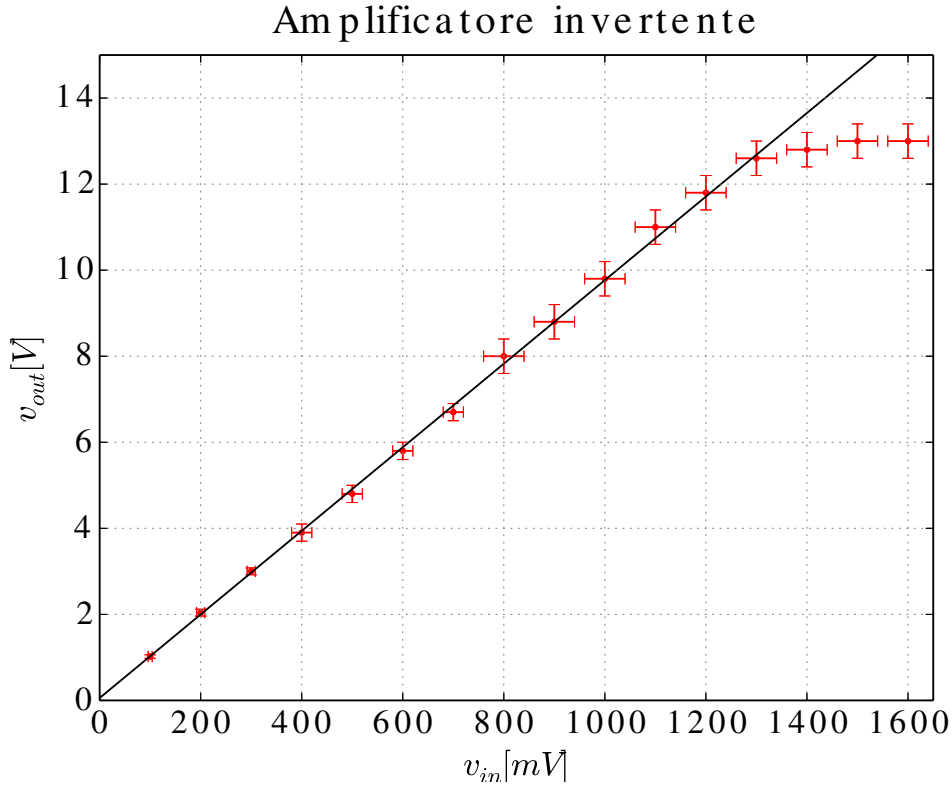


Figura 3: Amplificatore invertente: guadagno

Si osserva che il circuito si comporta linearmente fino a circa 12V in uscita: questo succede perchè la tensione in uscita è limitata dalla tensione di alimentazione dell'op-amp. Come si può notare in figura 4 oltre questo valore di tensione il segnale satura e l'onda sinusoidale viene distorta.

Il guadagno che si ottiene dal fit della zona lineare ($\chi^2_{red} = 0.2$) è $A = 9.71 \pm 0.07$, compatibile entro il 2% con il valore atteso $A = \frac{R_2}{R_1} = 9.9 \pm 0.1$.

Per la misura dell'impedenza di ingresso abbiamo montato in serie a R_1 una resistenza $R_{test} = 47.1 \pm 0.4k\Omega$ e misurato il segnale in uscita con e senza R_{test} . Si ottiene $V_1 = 1.68 \pm 0.04V$ e

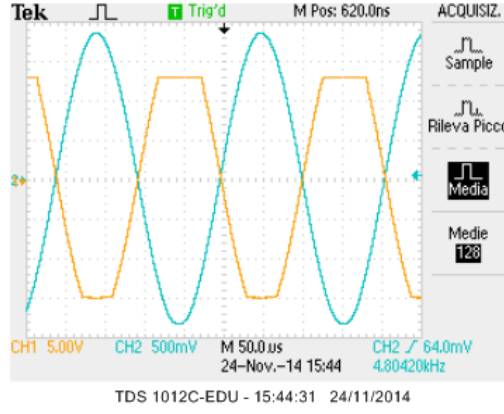


Figura 4: Amplificatore invertente fuori linearità

$V_2 = 0.152 \pm 0.004V$, dunque $R_{in} = \frac{R_{test}}{\frac{V_1}{V_2} - 1} = 4.7 \pm 0.2k\Omega$. Il valore ricavato è compatibile con quello atteso $R_{in} \simeq R_1 = 4.69 \pm 0.04k\Omega$.

2 Risposta in frequenza del circuito e slew rate

Abbiamo misurato la risposta in frequenza del circuito mantenendo un'ampiezza sufficiente bassa da evitare le distorsioni ($V_{in} = 170 \pm 4mV$). Abbiamo riportato i dati nella tabella 2 e nel grafico in figura 5. Si vede nel grafico il comportamento che ci aspettiamo, cioè un guadagno di $20dB$ costante per basse frequenze e una caduta lineare per frequenze più alte di una certa frequenza di taglio f_H , che stimeremo a breve.

Tabella 2: Risposta in frequenza

$f[kHz]$	$V_{out}[V]$	A_V
0.100 ± 0.001	1.68 ± 0.04	19.9 ± 0.3
0.166 ± 0.002	1.68 ± 0.04	19.9 ± 0.3
0.363 ± 0.004	1.68 ± 0.04	19.9 ± 0.3
0.558 ± 0.006	1.68 ± 0.04	19.9 ± 0.3
0.99 ± 0.01	1.68 ± 0.04	19.9 ± 0.3
1.78 ± 0.02	1.68 ± 0.04	19.9 ± 0.3
3.16 ± 0.03	1.68 ± 0.04	19.9 ± 0.3
5.6 ± 0.06	1.68 ± 0.04	19.9 ± 0.3
9.9 ± 0.1	1.68 ± 0.04	19.9 ± 0.3
17.7 ± 0.2	1.68 ± 0.04	19.9 ± 0.3
31.7 ± 0.3	1.66 ± 0.04	19.8 ± 0.3
56.2 ± 0.6	1.62 ± 0.04	19.6 ± 0.3
99 ± 1	1.54 ± 0.04	19.1 ± 0.3
168 ± 2	1.32 ± 0.04	17.8 ± 0.3
316 ± 3	0.96 ± 0.04	15.0 ± 0.4
562 ± 6	0.58 ± 0.02	10.7 ± 0.4
1000 ± 10	0.288 ± 0.008	4.6 ± 0.3
1740 ± 20	0.126 ± 0.002	-2.6 ± 0.2

Possiamo stimare la frequenza di taglio f_H , cioè la frequenza per cui $A_V \simeq 17dB$, e la frequenza GBW , cioè quella per cui $A_V \simeq 0dB$. Otteniamo $f_H \simeq 210kHz$ e $GBW \simeq 1.4MHz$, quest'ultimo dato è dello stesso ordine di grandezza di quanto indicato nel datasheet ($GBW = 4MHz$).

Abbiamo misurato direttamente lo slew rate dell'op-amp inviando in ingresso un'onda quadra di frequenza di circa 1 kHz e di ampiezza picco-picco di $V_{pp} = 3.56 \pm 0.02V$. Abbiamo misurato con i

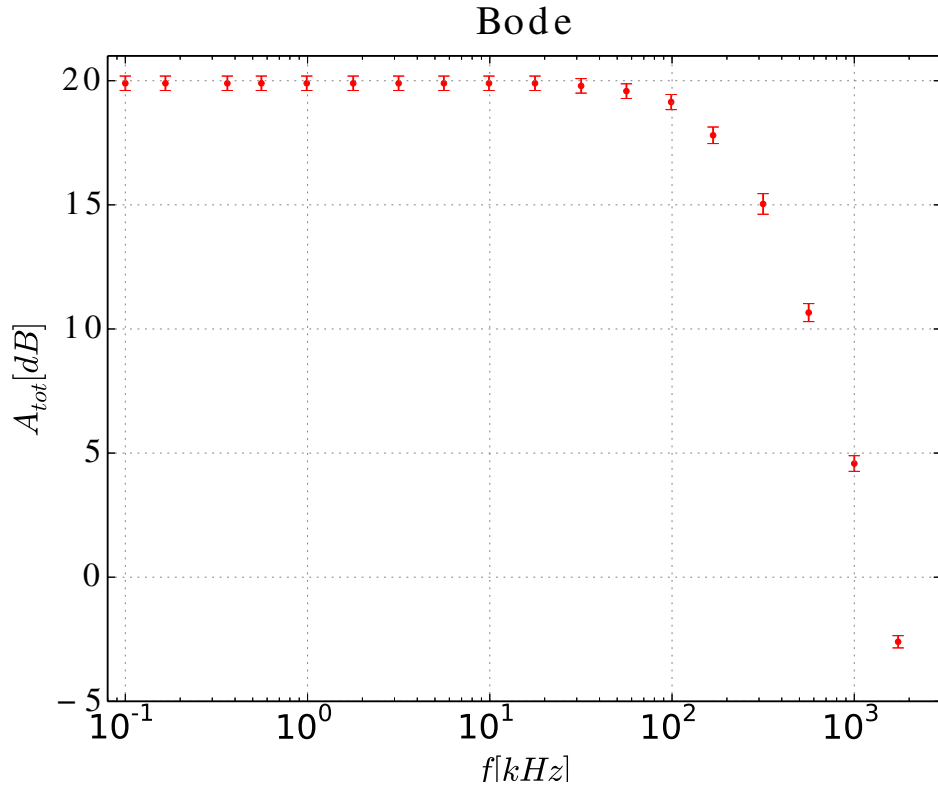


Figura 5: Risposta in frequenza

cursori la parte lineare della transizione che si vede in figura 6, ottenendo $SR = 3.02 \pm 0.05 V/\mu s$, non in accordo con il valore di circa $13 V/\mu s$ indicato nel datasheet.

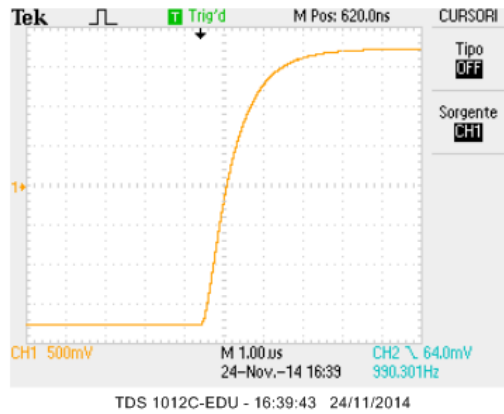


Figura 6: Slew Rate

3 Amplificatore non invertente

L'amplificatore non invertente richiesto è stato realizzato con i seguenti componenti:

- op-amp TL081 alimentato a una tensione $V_+ = 14.8 \pm 0.4 V$ e $V_- = -15.0 \pm 0.4 V$,
- $R_1 = 217 \pm 2 \Omega$,
- trimmer con resistenza totale misurata $105.7 \pm 0.8 k\Omega$.

Riportiamo in tabella 3 le misure del guadagno A e della frequenza di taglio f_H (corrispondente a un guadagno di $17dB$) effettuate al variare della posizione del trimmer.

Tabella 3: Amplificatore non invertente: guadagno e frequenza di taglio

$f[Hz] \pm 1\%$	$v_{in}[mV]$	$v_{out}[V]$	$A = \frac{v_{out}}{v_{in}}$	$f_h[kHz]$	$A \cdot f_h[MHz]$
48	110 ± 4	4.3 ± 0.2	39 ± 2	55 ± 1	2.2 ± 0.1
41	58 ± 2	7.1 ± 0.2	122 ± 5	17.4 ± 0.3	2.1 ± 0.1
46	24.4 ± 0.8	6.4 ± 0.2	260 ± 10	8.2 ± 0.2	2.1 ± 0.1
50	24.4 ± 0.8	9.2 ± 0.4	378 ± 20	5.7 ± 0.1	2.1 ± 0.1
49	24.4 ± 0.8	10.6 ± 0.4	430 ± 20	4.8 ± 0.1	2.1 ± 0.1

Come previsto, il valore Af_h rimane costante ed è dello stesso ordine di grandezza del prodotto banda-guadagno indicato nel datasheet ($4MHz$).

4 Circuito integratore

Abbiamo montato il circuito integratore richiesto utilizzando come in precedenza $V_+ = 14.8 \pm 0.4V$ e $V_- = -15.0 \pm 0.4V$, mentre i componenti circuitali utilizzati sono $R_1 = 0.971 \pm 0.008k\Omega$, $R_2 = 9.97 \pm 0.08k\Omega$ e $C = 49 \pm 2nF$.

Misurando la risposta in frequenza del circuito e la fase del segnale in uscita rispetto al segnale in ingresso ci aspettiamo che il circuito venga descritto dall'equazione $\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1(1+j2\pi f R_2 C)}$. Quindi ci aspettiamo un comportamento analogo ad un filtro passa-basso integratore (e invertente) con una frequenza di taglio $f_T = \frac{1}{2\pi R_2 C} = 330 \pm 10Hz$, mentre per la fase ci aspettiamo $\Phi = -\arctan(2\pi f R_2 C) + \pi$. Riportiamo i dati in tabella 4 e nei grafici in figura 7 e 8. Dai grafici vediamo che il circuito si comporta nel modo previsto sia per il guadagno che per la fase (le curve disegnate sono quelle previste). Possiamo stimare $f_T \simeq 348Hz$, cioè la frequenza per cui $A_V \simeq 17dB$, in accordo con il valore atteso all'interno del 5%. In figura 9 osserviamo il comportamento dell'integratore ad una frequenza molto maggiore di f_T .

Tabella 4: Risposta in frequenza e fase

$f[kHz]$	$V_{in}[mV]$	$V_{out}[mV]$	A_V	$\Phi[\pi]$
0.0103 ± 0.0001	172 ± 3	1740 ± 30	20.1 ± 0.2	1.00 ± 0.02
0.0215 ± 0.0002	200 ± 4	2080 ± 40	20.3 ± 0.2	0.97 ± 0.04
0.0477 ± 0.0005	210 ± 4	2160 ± 40	20.2 ± 0.2	0.97 ± 0.01
0.097 ± 0.001	212 ± 4	2020 ± 40	19.6 ± 0.2	0.91 ± 0.02
0.215 ± 0.002	214 ± 4	1860 ± 40	18.8 ± 0.2	0.81 ± 0.02
0.466 ± 0.005	214 ± 4	1280 ± 30	15.5 ± 0.2	0.71 ± 0.04
1.00 ± 0.01	214 ± 4	720 ± 10	10.5 ± 0.2	0.58 ± 0.02
2.16 ± 0.02	214 ± 4	328 ± 7	3.7 ± 0.2	0.57 ± 0.04
4.63 ± 0.05	216 ± 4	160 ± 3	-2.6 ± 0.2	0.56 ± 0.04
9.9 ± 0.1	210 ± 4	73 ± 1	-9.2 ± 0.2	0.52 ± 0.04
21.6 ± 0.2	210 ± 4	34.0 ± 0.7	-15.9 ± 0.2	0.53 ± 0.04

Abbiamo provato a mandare in ingresso un'onda quadra di ampiezza picco-picco $V_{in} = 216 \pm 4mV$ e di frequenza circa $f = 10kHz$. Per prevedere il funzionamento del circuito alle varie frequenze possiamo scomporre l'onda quadra in serie di Fourier, quindi una serie di onde sinusoidali di opportuna ampiezza e di frequenza $(2n+1)f$ con $n \in \mathbb{N}$. Visto che f è quasi due ordini di grandezza maggiore di f_T , tutte le frequenze della serie di Fourier sono nella zona in cui il circuito si comporta da integratore (invertente), per cui ci aspettiamo di vedere un'onda triangolare come nella simulazione in figura 10 (nelle simulazioni, fatte trattando la serie di Fourier con Gnuplot, le scale degli assi sono arbitrarie e non indicative). Solo una coda della serie ha frequenza nella zona interessata dallo slew rate e non ne notiamo l'effetto. Se abbassiamo la frequenza al di sotto di f_T molte componenti dell'onda quadra si troveranno nella zona a guadagno costante. Ci aspettiamo quindi di vedere semplicemente l'onda

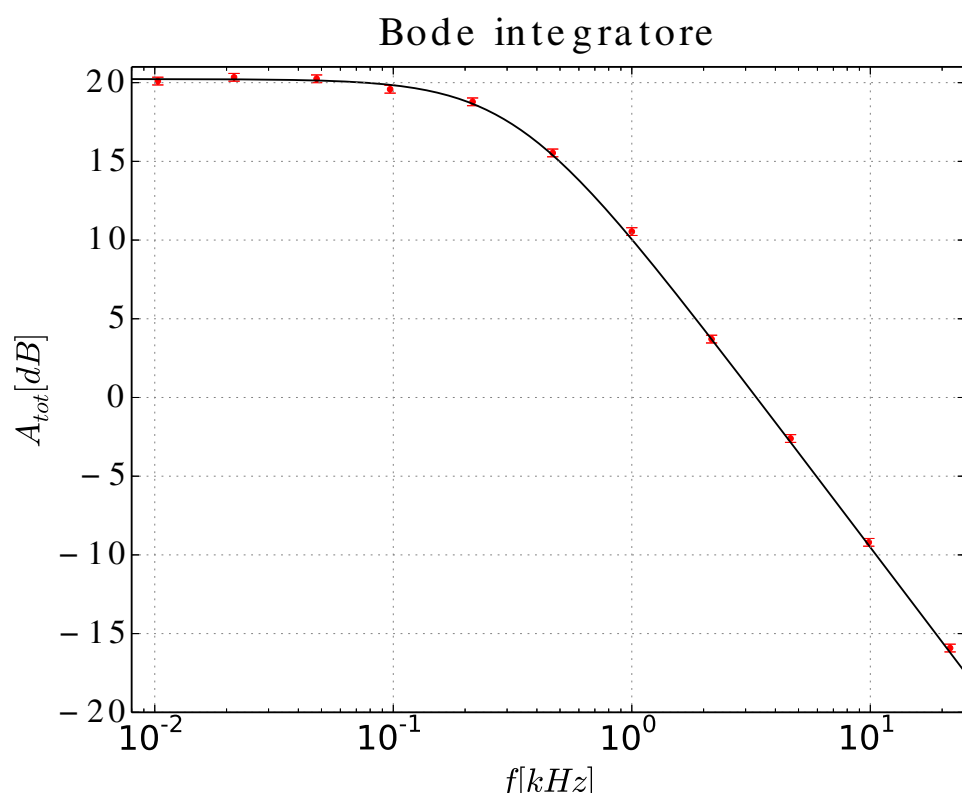


Figura 7: Risposta in frequenza dell'integratore

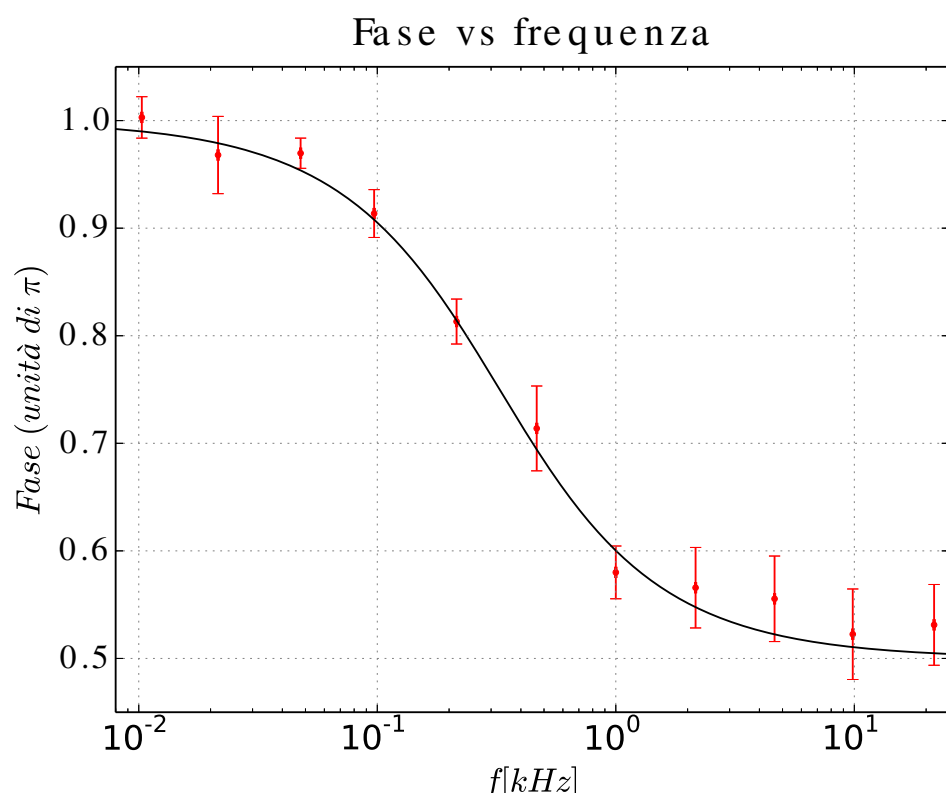


Figura 8: Fase dell'integratore

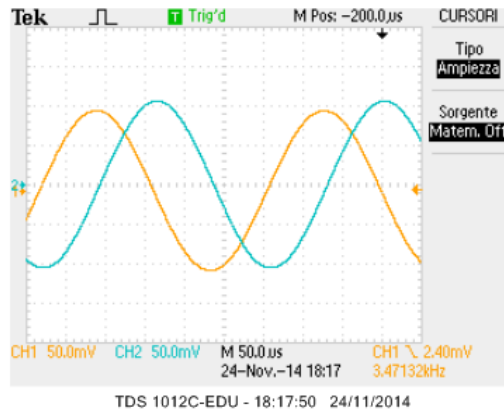


Figura 9: Circuito integratore

quadra invertita a frequenza sufficientemente bassa per trascurare gli effetti integranti sulle code (simulazione a 10Hz in figura 11). Se alziamo troppo la frequenza il fenomeno dello slew rate provocherà una distorsione dell'onda. Provando a cambiare la frequenza effettivamente vediamo sull'oscilloscopio i segnali in figura 12 (10kHz), 13 (10Hz) e 14 (94kHz), in accordo con le previsioni. Per l'onda quadra a 10kHz ci aspettiamo un guadagno $\frac{v_{out\ pp}}{v_{in\ pp}} = \frac{1}{4fR_1C} = 0.53 \pm 0.02$ (si ottiene analiticamente facendo l'integrale dell'onda quadra). Sperimentalmente otteniamo $v_{out\ pp} = 112 \pm 2\text{mV}$, $v_{in\ pp} = 216 \pm 4\text{mV}$, quindi $\frac{v_{out\ pp}}{v_{in\ pp}} = 0.52 \pm 0.01$ in accordo con la previsione.

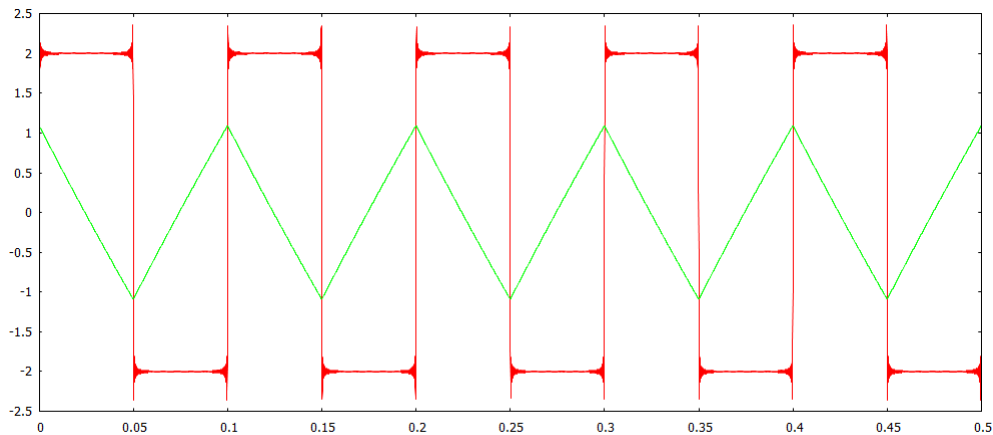


Figura 10: Simulazione integratore a 10kHz

La resistenza R_2 ha la funzione di tagliare le frequenze basse in modo da non avere un'amplificazione infinita sulla corrente continua.

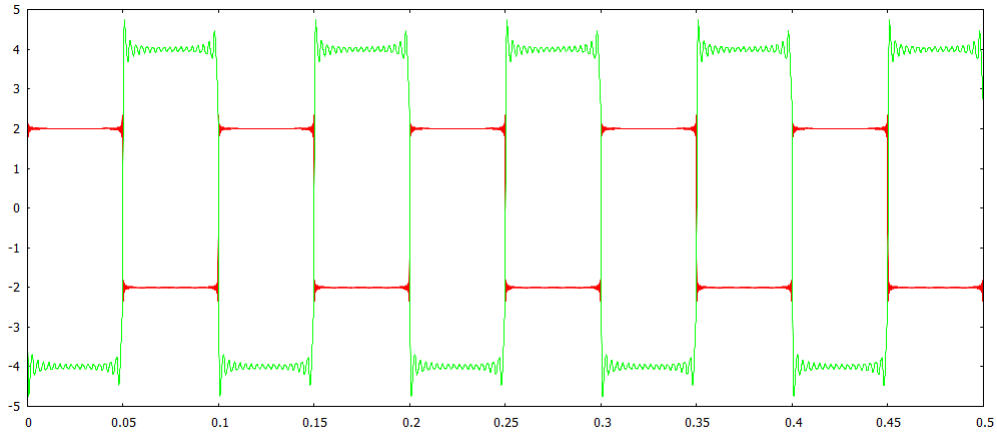


Figura 11: Simulazione integratore a 10 Hz

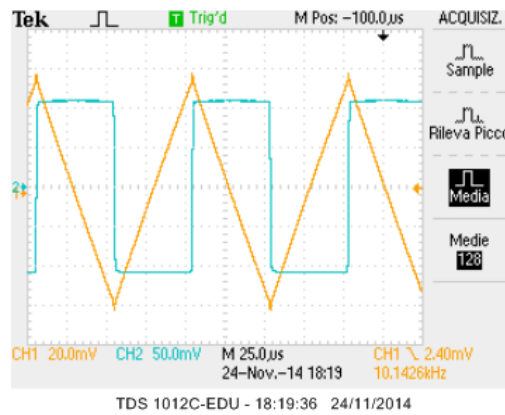


Figura 12: Integratore a 10 kHz

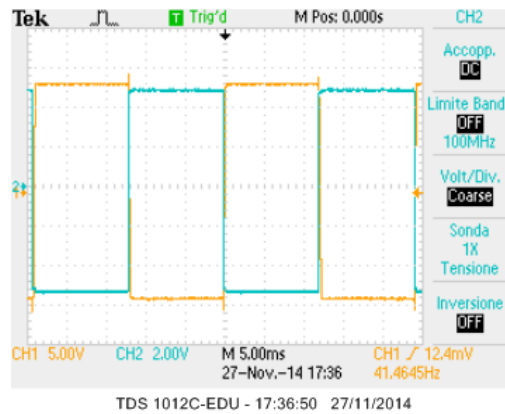


Figura 13: Integratore a 41 Hz

5 Circuito derivatore

Abbiamo montato il circuito derivatore richiesto utilizzando come in precedenza $V_+ = 14.8 \pm 0.4V$ e $V_- = -15.0 \pm 0.4V$, $R_1 = 0.971 \pm 0.008k\Omega$, $R_2 = 9.97 \pm 0.08k\Omega$ e $C = 49 \pm 2nF$. Misurando la risposta in frequenza del circuito e la fase del segnale in uscita rispetto al segnale in ingresso ci aspettiamo che il circuito venga descritto dall'equazione $\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1(1 + j2\pi f R_1 C)}$. Quindi ci aspettiamo

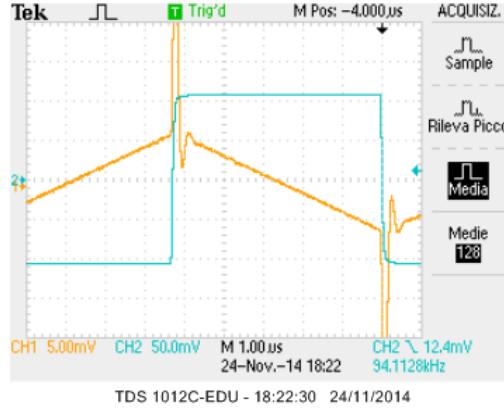


Figura 14: Integratore a $94kHz$

un comportamento analogo ad un filtro passa-alto derivatore (e invertente) con una frequenza di taglio $f_T = \frac{1}{2\pi R_1 C} = 3.35 \pm 0.01 kHz$, mentre per la fase ci aspettiamo $\Phi = \arctan(\frac{1}{2\pi f R_1 C}) - \pi$. Riportiamo i dati in tabella 5 e nei grafici in figura 15 e 16. Dai grafici vediamo che il circuito si comporta nel modo previsto a basse frequenze sia per il guadagno che per la fase (le curve disegnate sono quelle previste). Ad alte frequenze gli effetti dovuti allo slewrate abbassano il guadagno (il circuito non riesce a raggiungere l'ampiezza massima in uscita) e sfasano il segnale in uscita. Possiamo stimare $f_T \simeq 3.32 kHz$, cioè la frequenza per cui $A_V \simeq 17dB$, in accordo con il valore atteso all'interno del 1%. In figura 17 osserviamo il comportamento del derivatore ad una frequenza molto minore di f_T .

Considerando adesso un'onda in ingresso di tipo triangolare si osserva in uscita un'onda quadra invertita, come atteso (figura 18). Sono applicabili ragionamenti analoghi a quelli fatti in precedenza riguardo la serie di Fourier. Alzando la frequenza si notano sia gli effetti di non derivazione sia l'effetto dovuto allo slewrate (figure 19 e 20).

Abbiamo provato a confrontare la massima pendenza del segnale in uscita con lo slewrate (figura 20). Per la pendenza abbiamo ottenuto $SR = 2.8 \pm 0.4 V/\mu s$, in accordo all'interno dell'errore con il valore dello slewrate trovato in precedenza.

Per l'onda triangolare a $100Hz$ ci aspettiamo un guadagno $\frac{v_{out\ pp}}{v_{in\ pp}} = 4fR_2C = 0.195 \pm 0.008$ (si ottiene analiticamente facendo la derivata dell'onda triangolare). Sperimentalmente otteniamo $v_{out\ pp} = 232 \pm 8mV$, $v_{in\ pp} = 1180 \pm 20mV$, quindi $\frac{v_{out\ pp}}{v_{in\ pp}} = 0.197 \pm 0.008$ in accordo con la previsione.

La resistenza R_1 ha la funzione di tagliare le frequenze alte in modo da non amplificarle con un guadagno infinito.

Abbiamo provato a misurare l'impedenza di uscita del dispositivo mettendo in parallelo una R_{test} molto piccola usando un'onda sinusoidale a $100Hz$. Anche usando la più piccola resistenza a disposizione (10Ω) non si riesce ad osservare alcuna differenza nel segnale in uscita rispetto al caso senza R_{test} . Concludiamo quindi che l'impedenza di uscita è $\ll 10\Omega$. Dal datasheet si vede che a $100Hz$ l'impedenza in uscita è compresa fra $60m\Omega$ e $70m\Omega$ in accordo con quanto misurato.

Tabella 5: Risposta in frequenza e fase

$f[kHz]$	$V_{in}[mV]$	$V_{out}[mV]$	A_V	$\Phi[\pi]$
0.100 ± 0.001	218 ± 4	67 ± 1	-10.0 ± 0.2	-0.54 ± 0.02
0.214 ± 0.002	218 ± 4	143 ± 3	-3.7 ± 0.2	-0.50 ± 0.03
0.460 ± 0.005	218 ± 4	302 ± 6	2.8 ± 0.2	-0.56 ± 0.02
1.00 ± 0.01	218 ± 4	630 ± 10	9.2 ± 0.2	-0.61 ± 0.02
2.15 ± 0.02	218 ± 4	1190 ± 20	14.7 ± 0.2	-0.70 ± 0.02
4.60 ± 0.05	214 ± 4	1800 ± 40	18.5 ± 0.2	-0.84 ± 0.02
10.1 ± 0.1	212 ± 4	2100 ± 40	19.9 ± 0.2	-0.94 ± 0.02
21.6 ± 0.2	210 ± 4	2160 ± 40	20.2 ± 0.2	-1.00 ± 0.02
46.3 ± 0.5	210 ± 4	2120 ± 40	20.1 ± 0.2	-1.10 ± 0.02
99 ± 1	212 ± 4	2000 ± 40	19.5 ± 0.2	-1.20 ± 0.02
215 ± 2	215 ± 4	1560 ± 30	17.2 ± 0.2	-1.30 ± 0.02
465 ± 5	220 ± 4	920 ± 20	12.4 ± 0.2	-1.50 ± 0.02

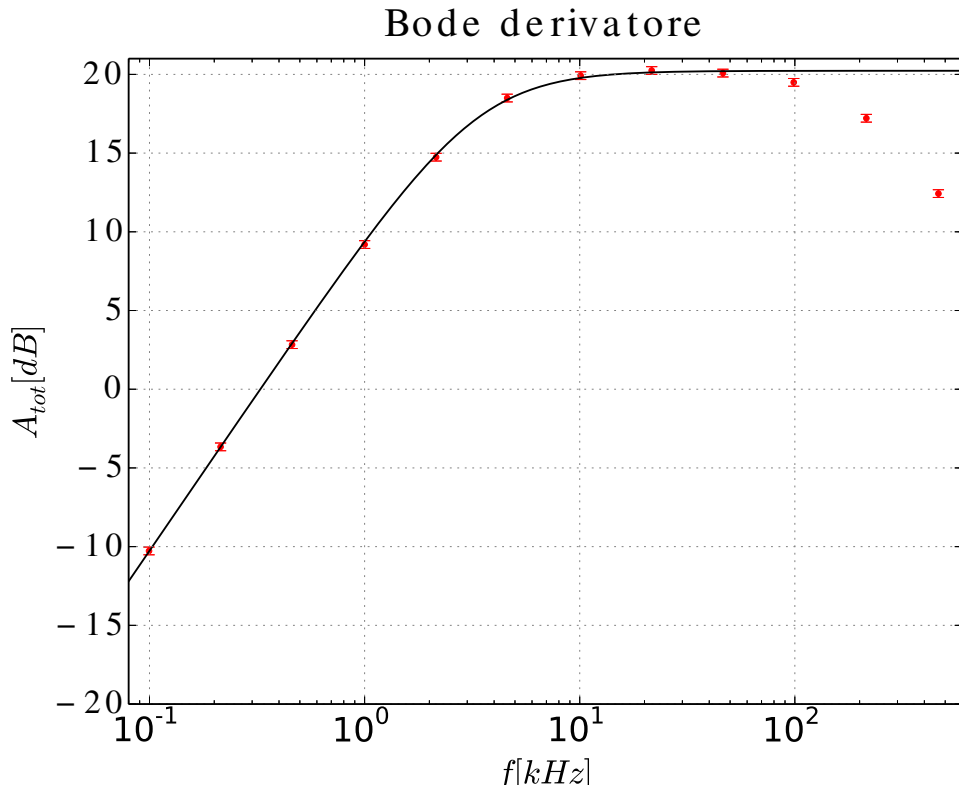


Figura 15: Circuito derivatore: guadagno

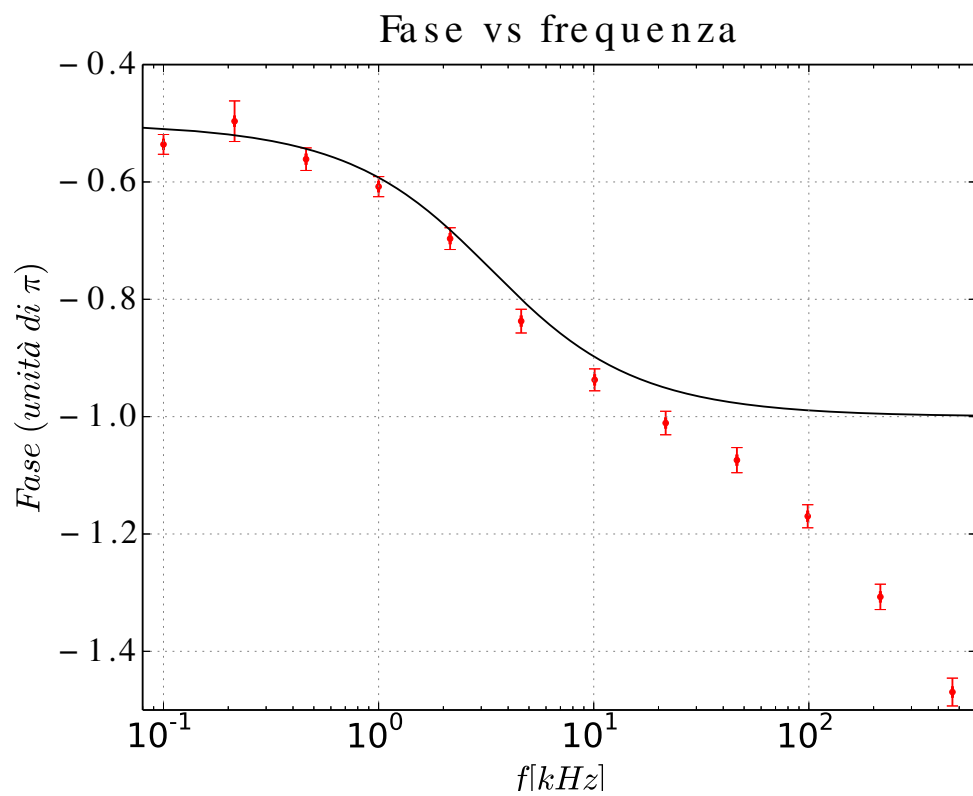


Figura 16: Circuito derivatore: fase

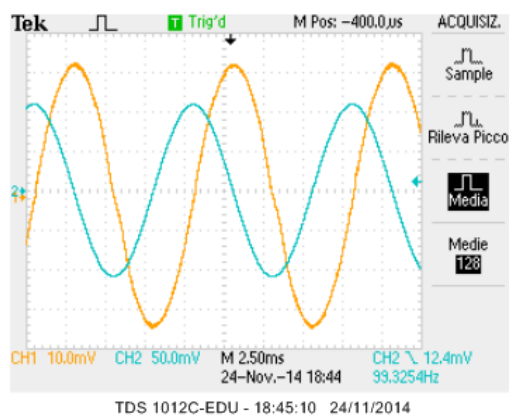


Figura 17: Circuito derivatore a 100Hz

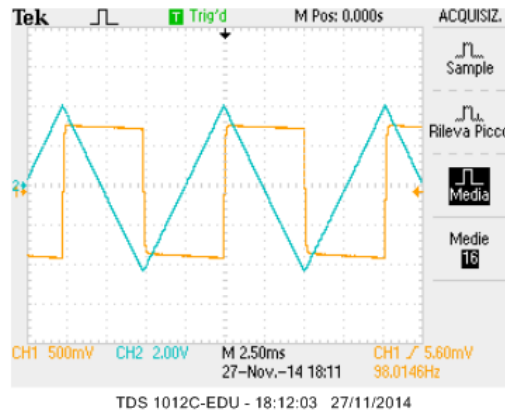


Figura 18: Circuito derivatore a $100Hz$

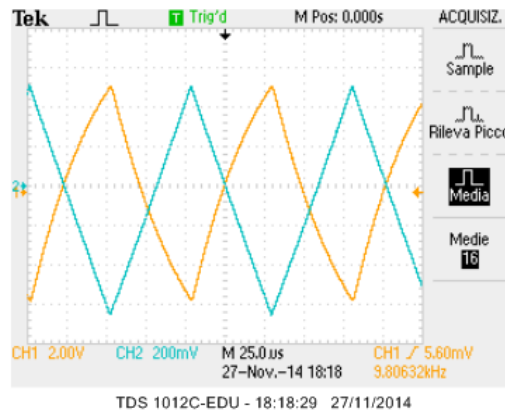


Figura 19: Circuito derivatore a $10kHz$

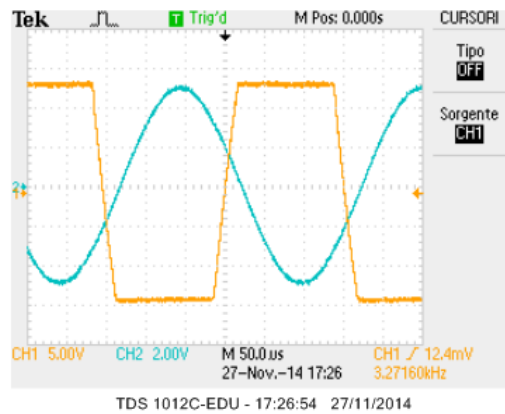


Figura 20: Slewrate