

Misura della costante di assorbimento del mylar

Gruppo AA

Luca Ciambriello, Gianfranco Cordella, Leonardo Bertini

18 Maggio 2017

1 Scopo e strumentazione

Scopo dell'esperienza è la misura della costante di assorbimento del mylar ,utilizzando una serie di lastre dello stesso materiale su cui si è fatta incidere una luce rossa prodotta da un led a diodo. A tal fine è stato necessario l'uso di un amplificatore sincrono sensibile alla fase. Il circuito è stato montato a blocchi e l'ingresso del circuito completo è stato prelevato dal generatore d'onda ,corrispondente ad un onda sinusoidale di ampiezza picco-picco $5.80 \pm 0.04[V]$ e frequenza $1.04 \pm 0.01[kHz]$ ¹. Oltre a varie resistenze e condensatori il cui valore sarà indicato nel seguito, sono stati usati 4 TL081:JFET input op-amp, un TL082: JFET input dualop-amp, un SN7400:quad NAND gates, un DG441:quad CMOS analog switch, poi due NPN transistor modelli 2N1711, BC182, un led rosso ed un fotodiodo. Abbiamo inoltre collegato tra loro le linee di massa onde minimizzare differenze di tensione tra le stesse.

2 Amplificatore di potenza e preamplificatore

Abbiamo montato il circuito in figura (1), utilizzando le resistenze e condensatori di seguito indicati(gli errori sono quelli dovuti alla misura col tester):

- $R_1 = 10.10 \pm 0.09[k\Omega]$
- $R_2 = 1.479 \pm 0.01[k\Omega]$
- $R_3 = 81.9 \pm 0.8[k\Omega]$
- $R_4 = 56.4 \pm 0.8[\Omega]$
- $R_5 = 17.6 \pm 0.1[k\Omega]$
- $R_6 = 120.9 \pm 1[k\Omega]$
- $R_7 = 3.86 \pm 0.04[k\Omega]$
- $R_9 = 1.21 \pm 0.01[M\Omega]$
- $C_1 = 106 \pm 5[nF]$
- $C_2 = 104 \pm 5[nF]$

All'ingresso S1 è stato inviato un segnale prelevato dal generatore d'onda con frequenza e a ampiezza prima detti. Si è visto che il led rosso era acceso e si è misurata la tensione all'uscita dell'emettitore (in figura (2)) ottenendo un segnale sinusoidale con media $2.04 \pm 0.04[V]$ e ampiezza picco-picco $588 \pm 4[mV]$.²// Si è verificato che l'uscita S6 presentasse un andamento sinusoidale a media nulla e di ampiezza picco-picco pari a $1.36 \pm 0.04[V]$. Tale valore è stato ottenuto coprendo sia led che fotodiodo, in modo da eliminare gli effetti della luce ambientale. Successivamente è stata fatta una misura con la

¹Misure effettuate tramite oscilloscopio. In particolare il valore della frequenza è stato ottenuto dalla misura del periodo dell'onda

²Gli errori sono stati attribuiti considerando la risoluzione dell'oscilloscopio.

luce ambiente e si è notato un rumore di ampiezza circa $400[mV]$ sovrapposto al segnale;(tale rumore non è presente quando il circuito viene coperto ed in tal caso l'errore delle tensioni è pari alla risoluzione dell'oscilloscopio) . Sono state poi inserite una serie di lastrine di mylar tra led e fotodiodo (coprendoli nuovamente) e si è poi misurata l'ampiezza picco-picco del segnale in S6 in funzione del numero di lastrine . I dati sono in (tabella (1))

#lastrine	V_{out} [mV]	$\Delta V_{out}[mV]$
1	1100	40
2	936	40
3	744	15
4	644	32
5	504	12

Tabella 1: Tensione in uscita in funzione del numero di lastrine.

3 Sfasatore di 90° e sfasatore a fase variabile

E' stato montato il circuito in figura (4), utilizzando le resistenze e condensatori di seguito indicati(gli errori sono quelli calcolati per il tester):

- $R_8 = 215 \pm 3[k\Omega]$
- $R_{10} = 26.7 \pm 0.3[k\Omega]$
- $R_{11} = 10.18 \pm 0.09[k\Omega]$
- $R_{12} = 27.1 \pm 0.3[k\Omega]$
- $R_{13} = 975 \pm 9[\Omega]$
- $R_{14} = 21.6 \pm 0.2[k\Omega]$
- $R_{15} = 22.0 \pm 0.2[k\Omega]$
- $R_{16} = 9.93 \pm 0.09[k\Omega]$
- $R_{17} = 3.26 \pm 0.04[k\Omega]$
- $C_3 = 10.6 \pm 0.4[nF]$
- $C_4 = 10.4 \pm 0.4[nF]$
- $trimmerP1 = 9.33 \pm 0.09[k\Omega]$
- $trimmerP2 = 99.2 \pm 0.9[k\Omega]$
- $trimmerP3 = 105.5 \pm 0.9[k\Omega]$

L'ingresso S1 è lo stesso usato nel circuito precedente. Abbiamo aggiustato il trimmer P1 in modo che la fase tra S1 e S2 fosse di 90° gradi nel limite della risoluzione temporale dell'oscilloscopio. Abbiamo poi regolato il trimmer P3 in modo che il duty cycle dell'onda quadra in uscita da S3 fosse del 50% come in figura (5). Agendo sul deviatore si poteva variare la fase dell'onda in S3 di 90° rispetto a quella di S1: figura (5) e figura (6). Agendo sul trimmer P2 si poteva aggiungere un ulteriore sfasamento fino ad un massimo di 156 ± 5 gradi. ³ Questo sfasamento ottenuto tramite il trimmer P2 ha segno opposto rispetto a quello introdotto dallo sfasatore di 90° (Quest'ultimo è positivo mentre lo sfasamento variabile è negativo)

³errore calcolato in base agli errori ottenuti dalle misure temporali con l'oscilloscopio.

4 Squadratore e campionatore

E' stato montato il circuito in figura (7) e si è verificato che le onde quadre in S4 e S5 fossero in opposizione di fase come in figura (8). In questo circuito l'onda quadra proveniente da S3 viene utilizzata per agire sugli interruttori che si trovano nell'integrato DG441. In questo modo in ciascuna uscita S7 e S8 rappresenterà per metà periodo l'onda in ingresso S6, e per la restante metà un segnale nullo. Sono stati quindi osservati i segnali S7 e S8 ,separatamente e contemporaneamente ; i relativi grafici sono in figura (9), figura (10), figura (11), figura (12), figura (13), figura (14). Si può notare che, come atteso, a fissa posizione del deviatore, le onde sono l'una la complementare dell'altra. In seguito agendo sul trimmer P2 si farà in modo (per quanto possibile) di avere nelle due uscite S7 e S8 le semionde positive e negative.

5 Amplificatore differenziale e mediatore

Abbiamo realizzato il circuito mostrato in figura (15), usando come componenti:

- $R_{18} = 3.20 \pm 0.05[M\Omega]$
- $R_{20} = 1.17 \pm 0.01[M\Omega]$
- $R_{21} = 1.51 \pm 0.01[k\Omega]$
- $R_{22} = 38.6 \pm 0.4[k\Omega]$
- $R_{23} = 32.2 \pm 0.4[k\Omega]$
- $R_{24} = 38.7 \pm 0.4[k\Omega]$
- $R_{26} = 32.3 \pm 0.4[k\Omega]$
- $C_5 = 232 \pm 12[nF]$
- $C_6 = 50 \pm 2[nF]$

Ponendo il deviatore in posizione 0, abbiamo osservato all'oscilloscopio il segnale in posizione S9. Esso risultava, sempre negativo, con un'ampiezza $V = 1.1 \pm 0.1$ V. Dopo il mediatore (nell'uscita denominata "Voltmetro") abbiamo ottenuto un segnale continuo, positivo, di ampiezza $V = 1.12 \pm 0.05$ V.

Con il deviatore nella posizione 90° , invece, abbiamo ottenuto in S9 $V_{S9} = 1.9 \pm 0.1$ V e dopo il mediatore $V_{out} = 224 \pm 10$ mV. Il segnale risultava circa a media nulla.

Variando il potenziometro P2, le parti positiva e negativa della forma d'onda aumentavano o diminuivano, in modo complementare alle uscite S7 e S8, la loro estensione in un periodo, come atteso

Considerato il circuito nel suo complesso, abbiamo ricercato, mantenendo il deviatore nella posizione 90° , la posizione del potenziometro P2 che minimizzasse (in modulo) il segnale in uscita ("Voltmetro") , corrispondente ad un estremo della posizione del partitore di tensione (la stessa posizione che P2 aveva in precedenza, nel momento in cui si è verificato che l'uscita S9 fosse sempre negativa). Non è stato infatti possibile raggiungere, al variare del valore del potenziometro, un valore in uscita minore di $V_{out} = 224 \pm 10$ mV.

Spostando poi il deviatore nella posizione 0° , abbiamo misurato con il multimetro digitale la tensione in uscita, che appariva, come atteso, costante, in funzione del numero di lastrine collocate tra il LED ed il fotodiodo (tabella (2)).

E' stato verificato che, durante tutto il tempo in cui si sono svolte le misure, il valore del potenziale in uscita restituito in assenza di lastrine di mylar non variasse. Abbiamo realizzato un fit con un esponenziale a 2 parametri numerico al modello:

$$V = V_{out,0}e^{-nb} \quad (1)$$

numero lastrine	V_{out} [mV]
0	1023
1	857
2	708
3	615
4	510
5	426
6	332
7	294
8	252
9	221
10	195
11	172
12	154

Tabella 2: Tensione in uscita in funzione del numero di piastrine.

dove n è il numero di piastrine inserite tra il led e il fotodiodo, e b è una costante che quantifica l'assorbimento.

Come errori abbiamo considerato, per ciascuna misura di tensione, gli errori di lettura e calibrazione del multimetro sommati in quadratura. In figura (16) è mostrato il grafico con la funzione di fit.

Abbiamo ottenuto $V_{out,0} = 974 \pm 27$ mV, la costante $b = 0.160 \pm 0.004$, una covarianza normalizzata $cov = 0.84$ e $\chi^2 = 723$ con 11 gradi di libertà. Il valore molto grande del χ^2 può essere spiegato con la presenza di un errore ben più significativo di quelli strumentali dovuto alla variabilità della radiazione luminosa rilevata dal fotodiodo, che pur venendo coperto durante le misure, era raggiunto da un fondo di luce ambiente. Tuttavia il circuito è costruito per eliminare il rumore della luce dell'ambiente.

Si può ottenere un valore per la lunghezza caratteristica di assorbimento, cioè della grandezza l tale che:

$$I = I_0 e^{-x/l} \quad (2)$$

dove I è l'intensità della luce all'interno del materiale ad una distanza x dalla superficie esposta alla radiazione. Considerando che lo spessore di ciascuna lastra di Mylar ha un valore nominale di $s=150$ μm si ha $l=sb=24.0 \pm 0.6$ μm .

6 Osservazioni

Nel regolare le fasi del lock-in, ponendo il deviatore a 90° non è stato possibile avere una uscita al "Voltmetro" nulla (nei limiti della precisione dello strumento).

Il fatto che questo non sia stato possibile può essere determinato da diverse cause:

- dal fatto di non aver calibrato lo sfasatore variabile con sfasamento esattamente nullo rispetto all'onda in ingresso S1 (ed S6). In tal caso ciò porterebbe ad avere all'ingresso dell'amplificatore differenziale due segnali che non corrispondono ad esattamente le semionde positiva e negativa del segnale S6. Di conseguenza, anche il mediatore non avrà onde ingresso completamente positive (o negative). Questo potrà influire sulle misure che verranno effettuate.
- la presenza di un offset in almeno uno dei componenti del circuito totale. Anche questo può influire negativamente sulle misure.

Inoltre, l'andamento esponenziale è atteso per un mezzo materiale che sia uniforme e continuo. Al contrario in questa esperienza sono state utilizzate più lastre sovrapposte che quindi presentavano interfacce tra di esse che in generale determinano una riflessione della luce incidente.

Per verificare se questo effetto sia influente è stato effettuato un ulteriore fit al modello:

$$V = V_0 T^n e^{-nb} \quad (3)$$

Dove T rappresenta l'eventuale presenza di un coefficiente di trasmissione <1 nel caso di riflessione. Tuttavia i parametri V_0 e b risultano uguali a quelli trovati nel fit precedente (entro l'errore), ed anche il χ^2 risulta essere alto (~ 720)

Se ne deduce quindi che questo è un effetto trascurabile.

Si è svolto inoltre un fit considerando la possibile presenza di un offset nell'ipotesi in cui questo sia costante e dunque il modello è della forma:

$$V = V_{out,0}e^{-nb} + C \quad (4)$$

Da cui si ottiene: $V_{out,0} = 967 \pm 13$ mV ; $b = 0.208 \pm 0.008$ C = 73 ± 9 mV. Con $\chi^2/\text{ndof} = 135/10$ (figura (17)) Da cui si ricava $l = 31 \pm 1$ μm

7 Conclusioni

E' stato realizzato un circuito lock-in che, sfruttando le fasi relative tra onde ha permesso di eliminare con successo i notevoli rumori presenti nell'ambiente della misura, dovuti principalmente alla radiazione luminosa presente nell'ambiente. E' stata data una stima del coefficiente di assorbimento del mylar al 3%.

Il fit realizzato mostra che non c'è accordo quantitativo tra le misure e l'andamento esponenziale ipotizzato.

Questa discrepanza è attribuibile principalmente al non perfetto funzionamento del circuito di lock-in: infatti non è stato possibile eliminare l'offset presente all'uscita. Di conseguenza il valore restituito all'uscita del mediatore non rappresenta con precisione l'intensità luminosa incidente sul fotodiodo.

8 Grafici ed immagini

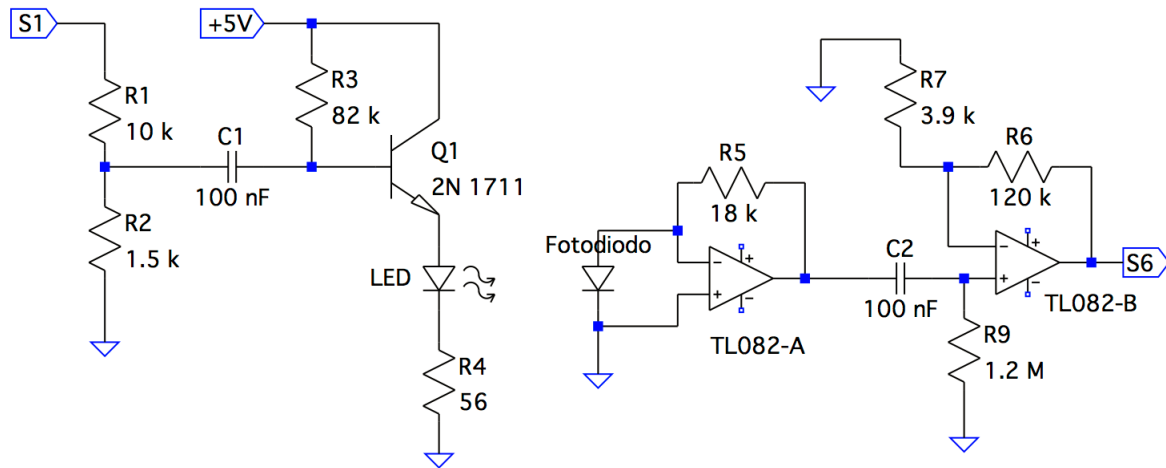


Figura 1: Schema circuitale di amplificatore di potenza e pre-amplificatore.

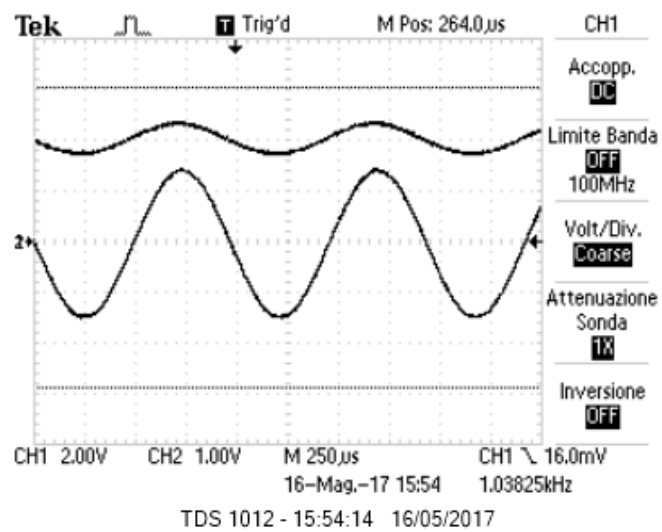


Figura 2: Segnale in ingresso (mostrato inferiormente) e segnale in uscita all'emettitore del transistor Q1 (sopra).

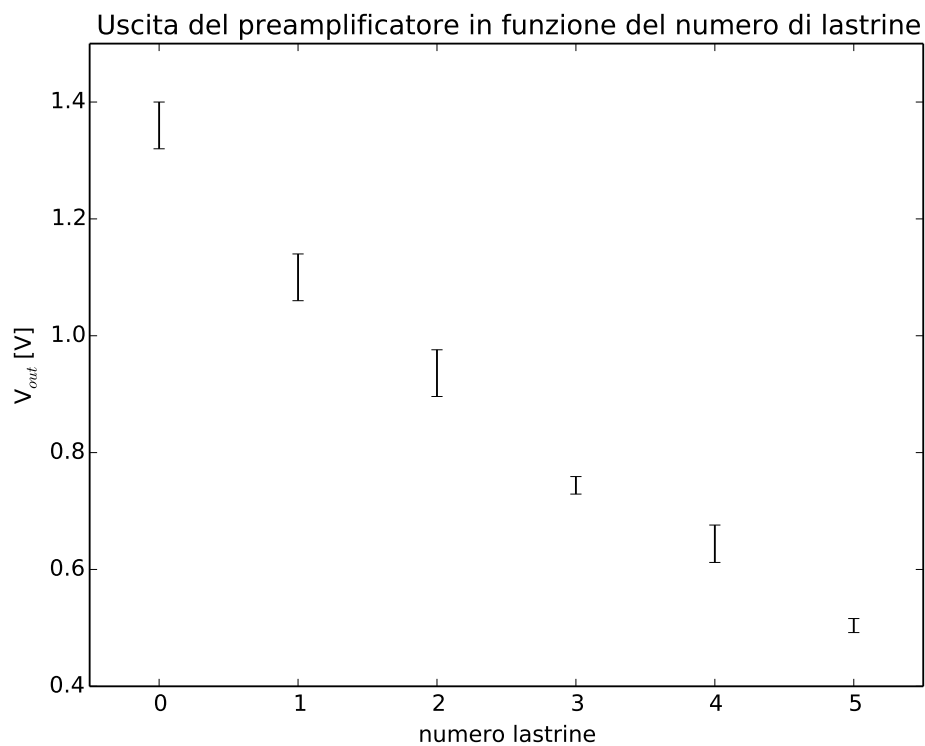


Figura 3: Grafico dell'ampiezza dell'uscita del pre-amplificatore, misurata all'oscilloscopio con errore di lettura, in funzione del numero di lastrine.

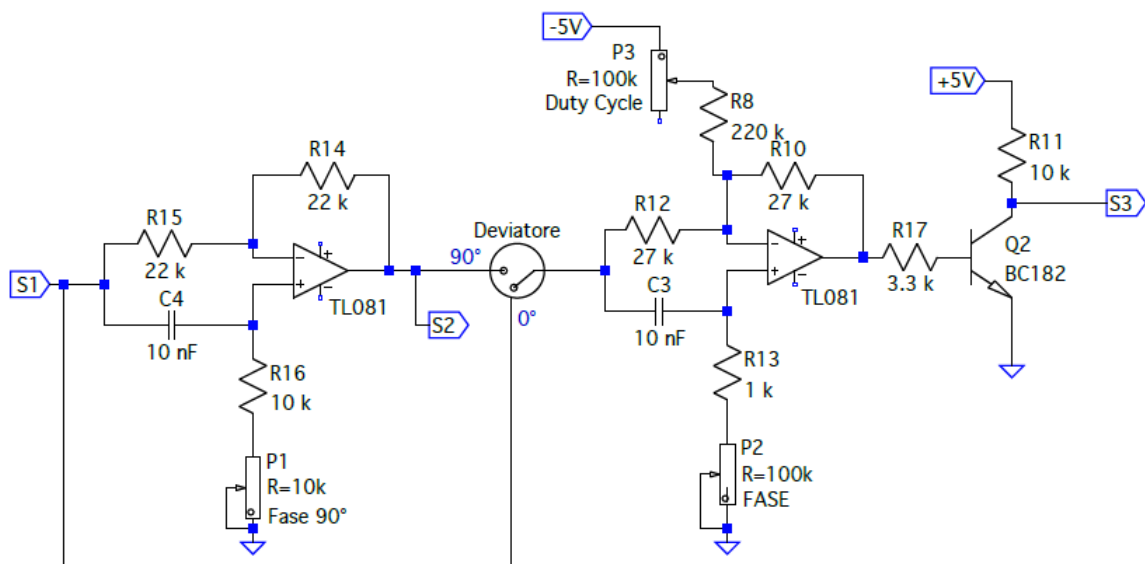


Figura 4: Schema del circuito degli sfasatori, di 90° e a fase variabile, che permettono l'adattamento di fase.

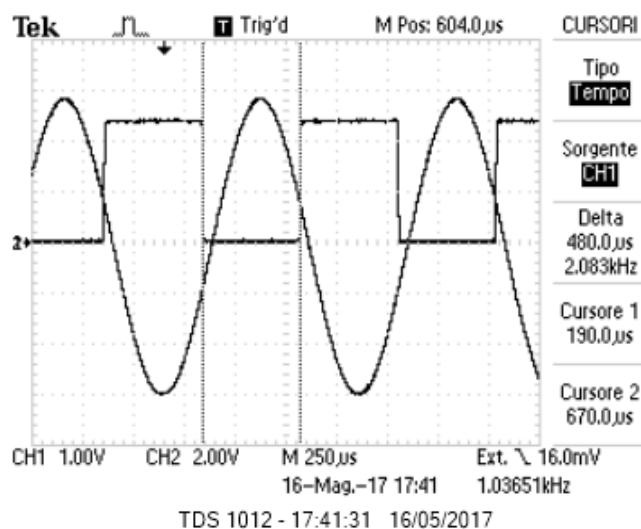


Figura 5: Segnale in S3 (onda quadra) ed in S1 (onda sinusoidale) con deviatore nella posizione 0° .

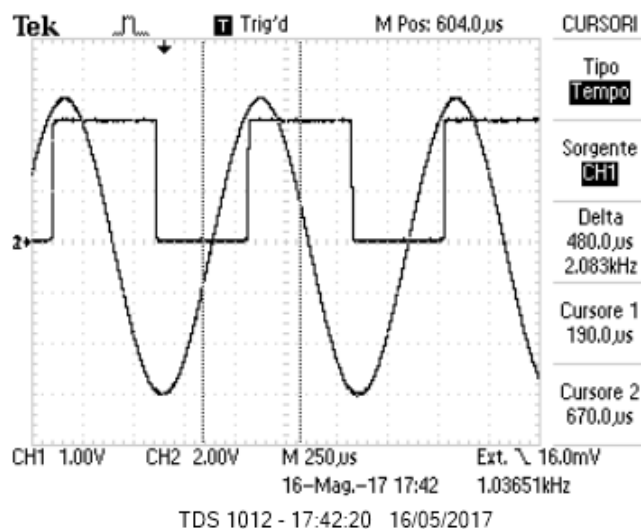


Figura 6: Segnale in S3 (onda quadra) ed in S1 (onda sinusoidale) con deviatore nella posizione 90° .

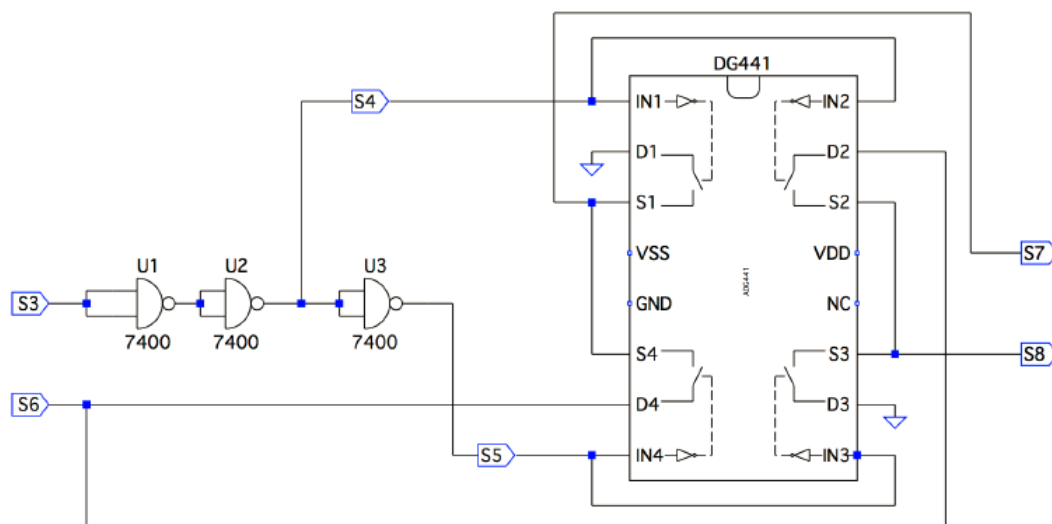


Figura 7: Schema del circuito per squadratore e campionatore.

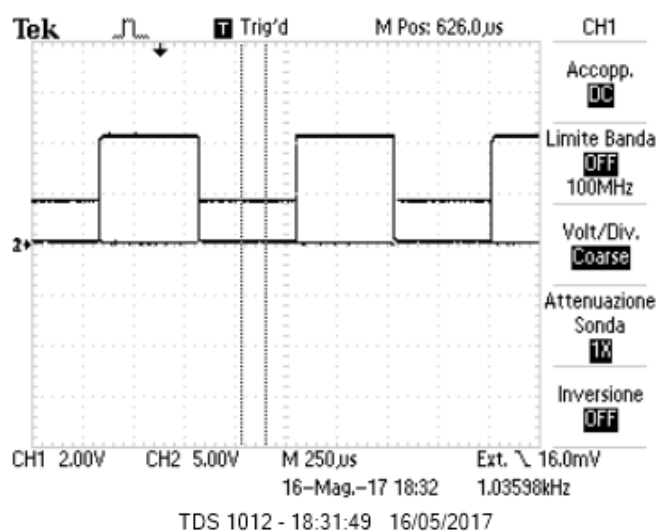


Figura 8: Segnali logici nelle posizioni S4 ed S5. Si può verificare che i segnali sono complementari, ovvero in opposizione di fase.

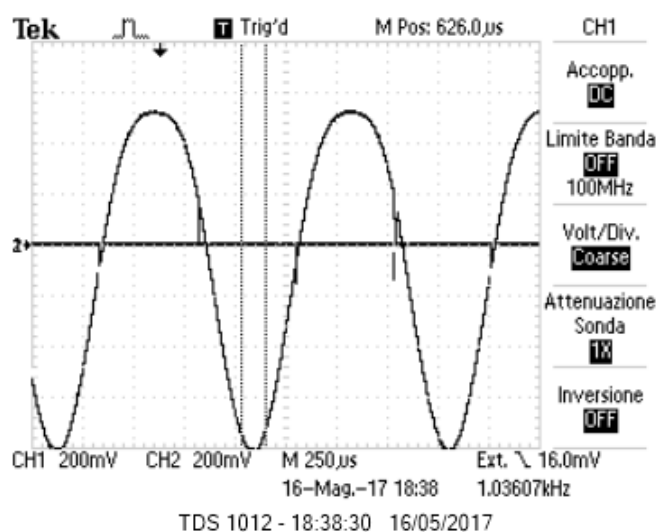


Figura 9: Segnale in S7 ed in S8 con deviatore nella posizione 0°.

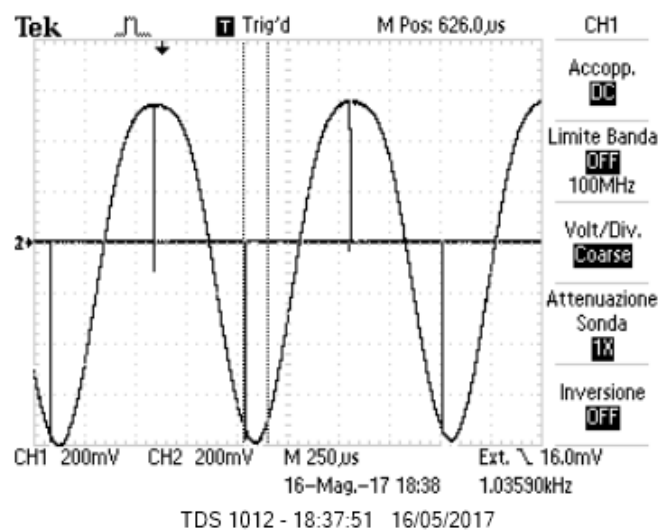


Figura 10: Segnale in S7 ed in S8 con deviatore nella posizione 90° .

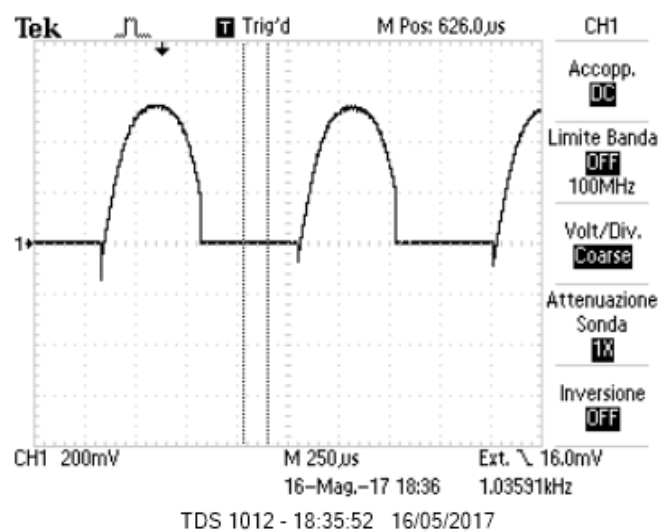


Figura 11: Segnale in S7 con deviatore nella posizione 0° .

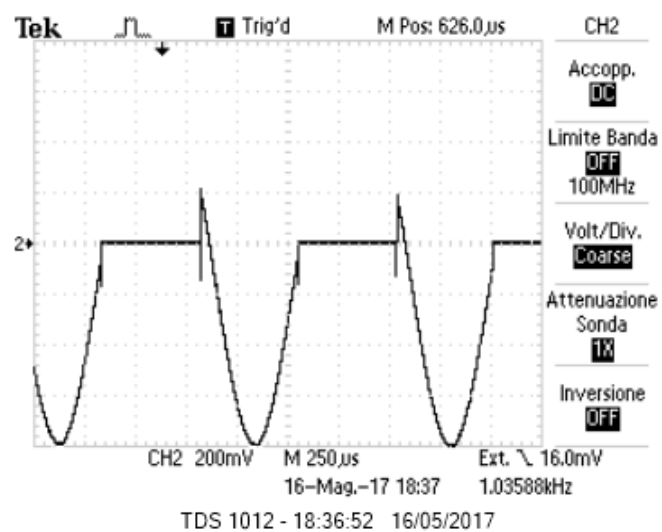


Figura 12: Segnale in S8 con deviatore nella posizione 0° .

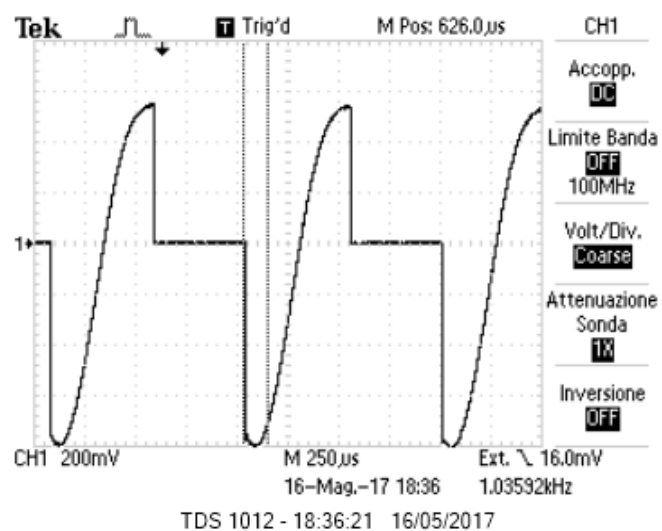


Figura 13: Segnale in S7 con deviatore nella posizione 90° .

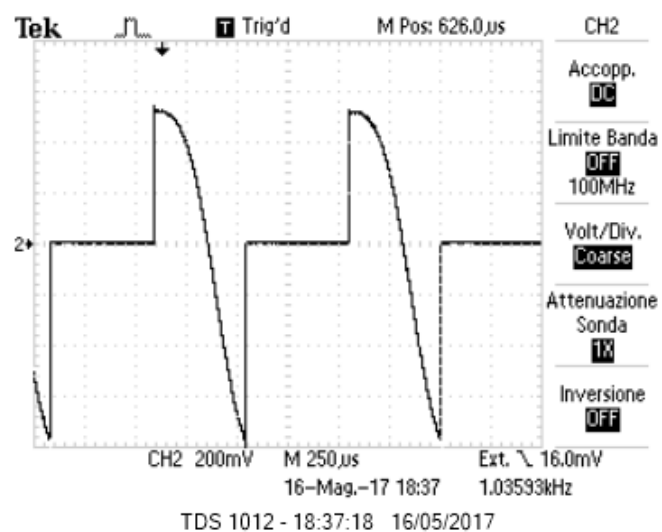


Figura 14: Segnale in S8 con deviatore nella posizione 90° .

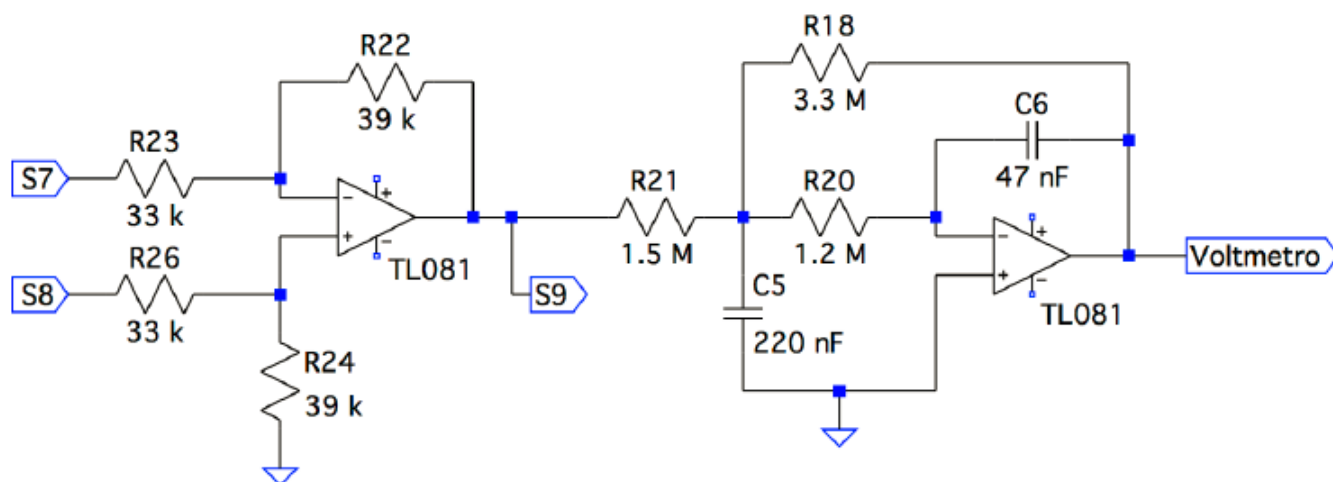


Figura 15: Schema di amplificatore differenziale(prima di S9) e mediatore.

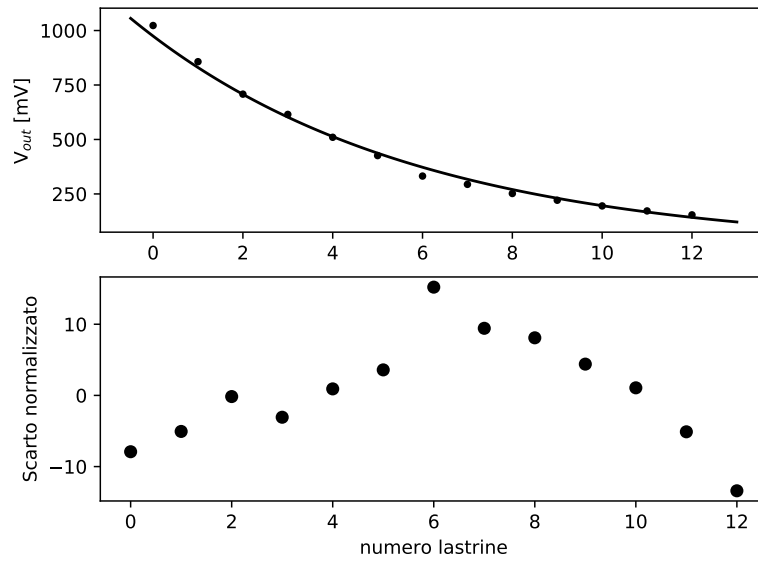


Figura 16: Fit di V_{out} in funzione del numero di lastrine. Sotto è mostrato il grafico dei residui. Il fit eseguito è a 2 parametri.

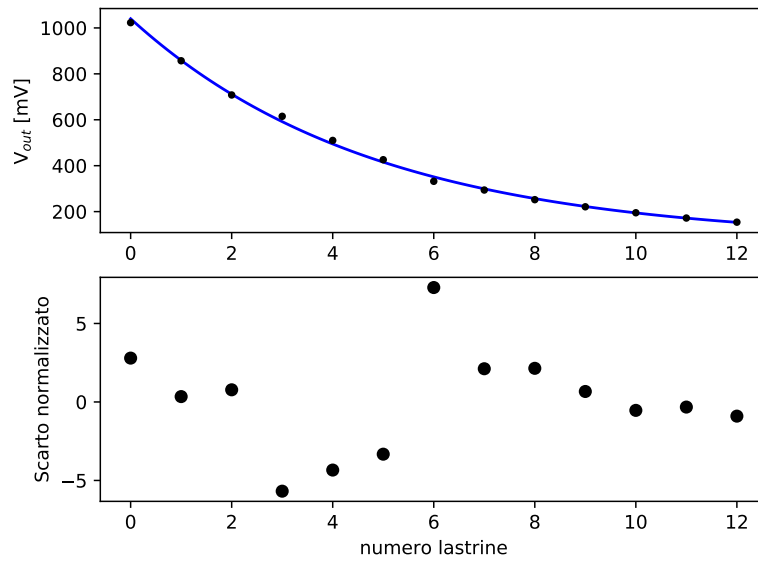


Figura 17: Fit di V_{out} in funzione del numero di lastrine. Sotto è mostrato il grafico dei residui, che non sembra evidenziare andamenti sistematici. In tal caso il fit è a 3 parametri, con aggiunta dell'offset.