

Esperienza 14: misura del coefficiente di assorbimento del Mylar tramite Lock-in

Gruppo BN

Lisa Bedini, Federico Belliardo, Marco Costa

May 15, 2017

1 Scopo dell'esperienza

Questa esperienza è finalizzata alla misura della costante di assorbimento del Mylar. Nella prima parte ci si propone di montare i circuiti e caratterizzarne il singolo funzionamento, successivamente procederemo a collegarli fra loro per eseguire la misura mediante Lock-in.

2 Materiale occorrente

- TL082 (JFET input dual Op-Amp);
- 4 TL081 (JFET input Op-Amp);
- SN7400 (4 porte NAND);
- DG441 (4 interruttori analogici CMOS);
- 2N1711/BC182 (transistor NPN);
- LED rosso;
- fotodiodo;

Tutte le resistenze, i condensatori, le tensioni di alimentazione e la tensione in uscita dal Lock-in sono stati misurati con il multimetro digitale (in DC), quindi l'errore è stato propagato secondo le specifiche nel manuale ($0.8\% + 3$ digit per le resistenze, $4\% + 3$ digit per i condensatori, $0.5\% + 1$ digit per i voltaggi). I tempi e le restanti tensioni sono state misurate con i cursori dell'oscilloscopio: l'errore sui tempi è dato dalla risoluzione dei cursori stessi mentre quello sulle tensioni è stato propagato considerando sia l'errore sul posizionamento dei cursori sia l'errore sistematico del 3%, se non altrimenti specificato.

3 Schema a blocchi

Il circuito Lock-in è usato per effettuare misure di segnali deboli in un ambiente molto rumoroso. Nel nostro caso il segnale è la luce emessa dal LED. Tale segnale non è continuo ma modulato da un'onda sinusoidale prodotta dal generatore di funzioni. Abbiamo impostato una frequenza di circa 1 kHz per eliminare il rumore $1/f$ dovuto alla presenza di dispositivi attivi¹. In figura 1 si nota come questo circuito complesso sia costituito da sottocircuiti (che saranno analizzati e spiegati successivamente); in particolare nella parte superiore dello schema si trovano i circuiti che servono a sfruttare sia la parte positiva che negativa del segnale per la misura, mentre nella parte inferiore si trovano i circuiti di amplificazione del segnale da misurare.

4 Implementazione schema a blocchi

4.1 Amplificatore di potenza e preamplificatore

Abbiamo montato il circuito in figura 2 inviando a S1 un'onda sinusoidale di ampiezza picco-picco pari a $V_{pp} = 5.9 \pm 0.1$ V e frequenza $f = 1.03 \pm 0.01$ kHz.

¹Può essere prodotto dalle discontinuità intrinseche dei materiali costruttivi.

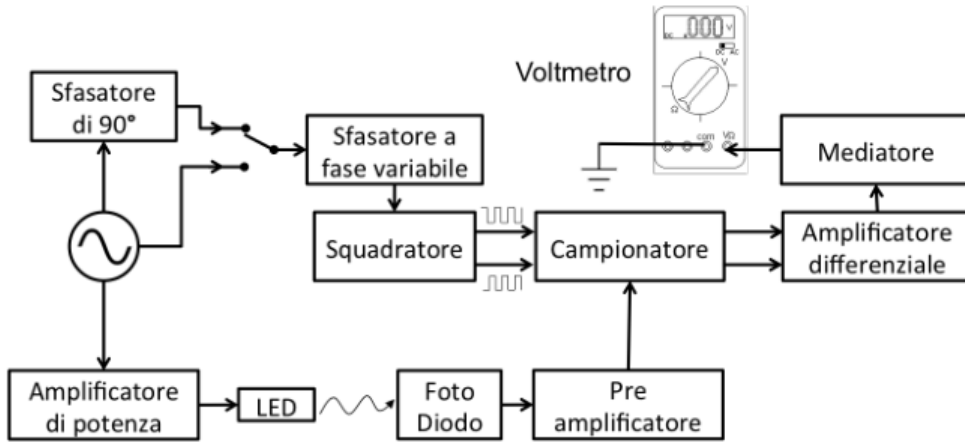


Figure 1: Schema a blocchi del circuito Lock-in.

Il circuito consiste in un amplificatore di potenza realizzato con un transistor NPN. Tale transistor è dotato di circuito di polarizzazione che riceve in ingresso il segnale dal generatore di funzioni, che controlla la corrente di base, quindi l'intensità luminosa. Nella seconda parte, elettricamente separata dalla prima, troviamo il circuito di lettura del fotodiodo. Questo converte la fotocorrente in una differenza di potenziale; inoltre l'OpAmp presenta un'alta impedenza di ingresso e bassa impedenza di uscita, quindi permette di osservare la risposta del diodo senza alterarla. Lo stesso opAmp agisce anche come preamplificatore. Il segnale del fotodiodo è successivamente derivato per ottenere un segnale a media nulla, quindi inviato all'amplificatore non invertente dal guadagno di circa $A = 30$.

4.2 Misura della costante di assorbimento senza Lock-in

Il circuito è sensibile alla luce ambientale, quindi abbiamo posto particolare attenzione a questo fatto durante la presa dati. All'uscita S6 si ottiene la forma d'onda sinusoidale in figura 3, alla quale è sommato un rumore a bassa frequenza, probabilmente dovuto all'illuminazione ambientale. Abbiamo misurato l'ampiezza del segnale fra un minimo ed un massimo relativi consecutivi, e che non fossero né il massimo né il minimo assoluti (per limitare l'effetto del rumore). Si è ottenuto $V = 3.26 \pm 0.05$ V.

Abbiamo ripetuto la misura della tensione in uscita in funzione del numero n di lastre di Mylar poste fra LED e fotodiodo, facendo attenzione a prendere la misura sempre sugli stessi picchi. Abbiamo preso come incertezza sui segnali la semidispersione fra i valori dei punti che sembravano plausibili per la misura, cioè i massimi e i minimi della modulazione dovuta al rumore a bassa frequenza. Non abbiamo riportato l'incertezza dovuta alla calibrazione dell'oscilloscopio perché sistematica e non influente sul fit. I dati sono rappresentati in tabella 1.

E' noto l'andamento teorico della tensione: $V_{out} = V_0 \exp(-n/n_0)$ derivante dall'ipotesi di assorbimento uniforme nel materiale. Abbiamo eseguito un fit del tipo $\ln(V_{out}) = b - \frac{n}{a}$ (così da *fit* una retta in carta logaritmica).

Dal fit lineare (in figura 4) si ottengono $a = -0.174 \pm 0.003$ e $b = 1.24 \pm 0.02$ con un $\chi^2_{rid} = 7.6$; quindi $V_0 = 3.46 \pm 0.06$ V, $n_0 = 5.7 \pm 0.1$ e $x_{ass} = 0.86 \pm 0.01$ mm.

n	V_{out} [V]	ΔV [V]
0	3.26	0.05
1	2.96	0.05
2	2.48	0.05
3	2.12	0.04
4	1.82	0.04
5	1.55	0.04
6	1.17	0.03
7	0.95	0.02

Table 1: Presa dati della tensione in S6.

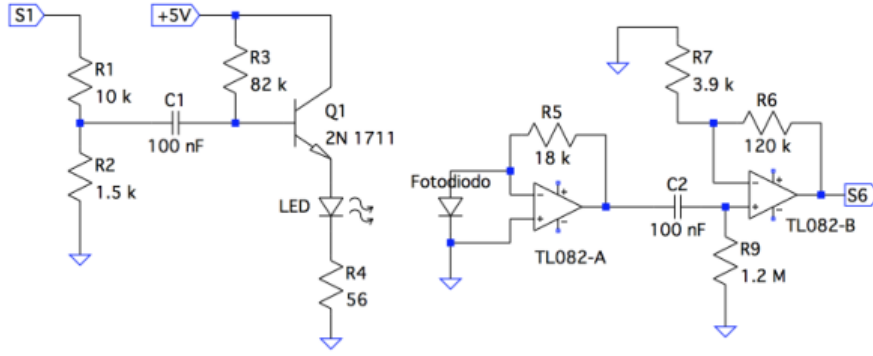


Figure 2: Schema circuitale dell'amplificatore di potenza e del preamplificatore.

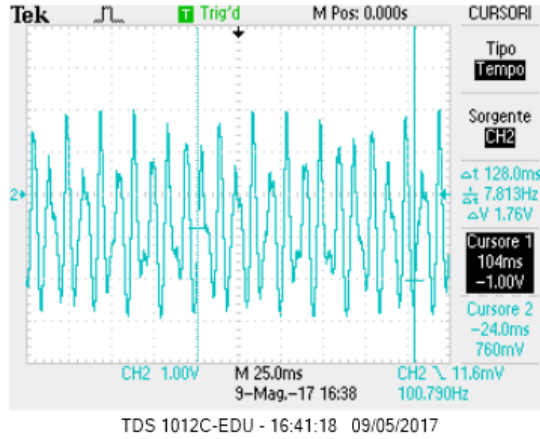


Figure 3: Onda in S6; si nota che il segnale presenta rumore a bassa frequenza che "modula" le ampiezze.

4.3 Sfasatore di 90° e sfasatore variabile

I circuiti relativi sono quelli in figura 7. L'ingresso S1 è ancora collegato all'uscita del generatore di funzioni. L'analisi dello sfasatore mostra che esso ha una funzione di trasferimento nel dominio di Laplace pari a

$$G(s) = -\frac{1 - s(R_{16} + P_1)C_4}{1 + s(R_{16} + P_1)C_4} \quad (1)$$

Si osservi che il guadagno è unitario per tutte le frequenze, quindi il circuito si limita ad aggiungere una fase che può essere scelta calibrando il trimmer P_1 . Inoltre esiste un solo valore della resistenza di trimmer per cui a 1kHz si ha uno sfasamento positivo di $\frac{\pi}{2}$. Abbiamo quindi regolato il trimmer P_1 in modo da ottenere in S2 la stessa forma d'onda dell'ingresso sfasata di 90° (figura 8). In S3 l'uscita sarà un'onda quadra e abbiamo regolato il trimmer P_3 in modo che il *duty cycle* fosse pari al 50% (ciò è stato verificato con l'opportuna funzione dell'oscilloscopio, vedi figura 9).

Se si agisce sul deviatore si bypassa lo sfasatore quindi all'ingresso dello sfasatore variabile l'onda sarà la stessa dell'ingresso S1.

L'analisi del circuito che regola il duty cycle (escludendo il transistor finale) si presenta simile, l'uscita S3 risulta in questo caso essere:

$$v_{out}(s) = \left(\frac{sC_3(R_{13} + P_2)}{1 + sC_3(R_{13} + P_2)} \frac{R_{12}}{R_8 + P_3} - \frac{1 - s(R_{13} + P_2)C_3}{1 + s(R_{13} + P_2)C_3} \right) v_{in}(s) - \frac{R_{12}V_{EE}}{R_8 + P_3} \delta(s) \quad ; V_{EE} = -5V. \quad (2)$$

Come si vede l'output presenta un offset costante positivo $-\frac{R_{12}V_{EE}}{R_8 + P_3}$ il cui valore massimo risulta essere circa 0.61V. L'aumento della resistenza P_3 si vede che causa una diminuzione anche dell'ampiezza del segnale proporzionale a V_{in} .

Il circuito applica anche uno sfasamento rispetto al segnale originario regolabile con P_2 . L'uscita viene mandata alla base di un transistor la cui polarizzazione è tale da potersi muovere sulla retta di carico solamente tra la zona di saturazione e quella di interdizione. Il segnale in arrivo sulla base è molto vicino alla tensione di polarizzazione diretta della giunzione BE, dunque la variazione dell'ampiezza della componente oscillante

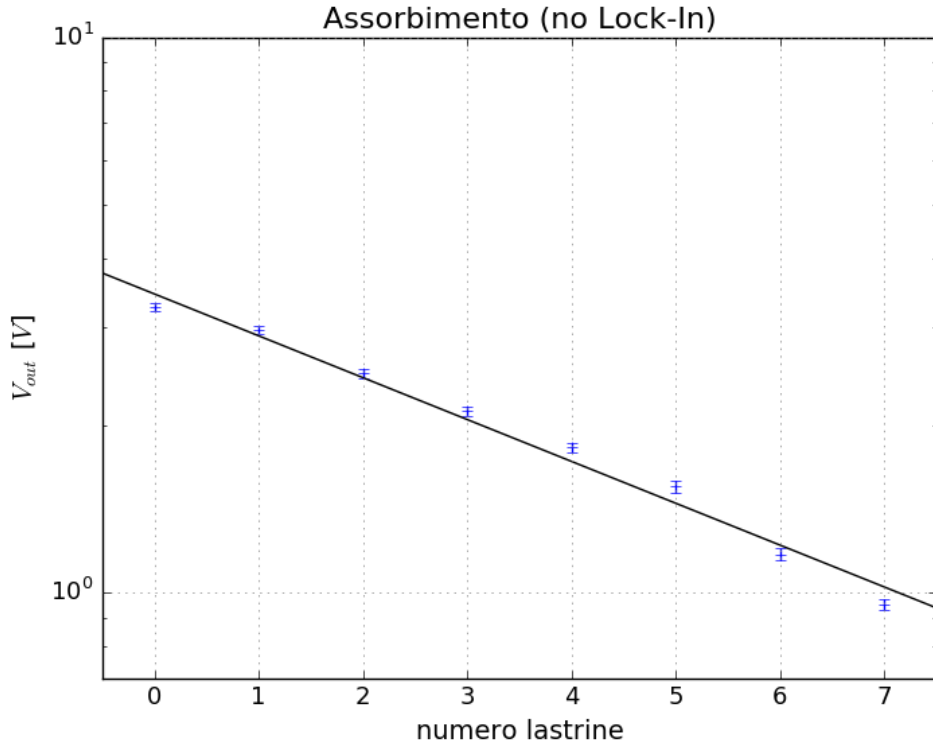


Figure 4: Grafico del fit lineare dei dati presi senza Lock-in.

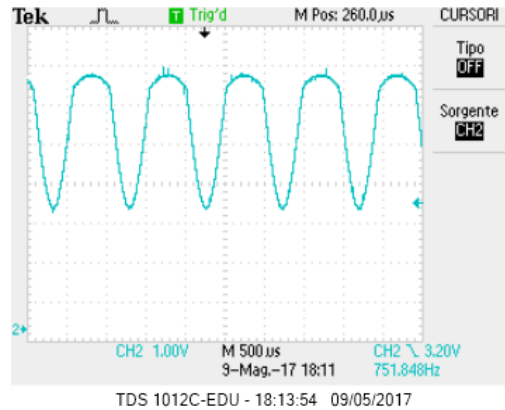


Figure 5: Misura della tensione di base sul transistor.

che arriva in base è direttamente legata alla frazione di tempo per cui questo segnale è sufficientemente alto da polarizzare in diretta la giunzione BE mandando quindi il transistor in saturazione. Variare P_3 significa modificare dello stesso fattore sia la componente continua che quella oscillante della tensione sulla base, quindi agisce come un coefficiente di dilatazione che permette al segnale di attraversare la barriera di potenziale oltre a cui si ha saturazione per una frazione controllabile del periodo. La figura 5 riporta la tensione sulla base del transistor (prima di R_{17} in realtà) che mostra l'andamento oscillante (con offset) previsto. Si nota anche come superata la tensione di soglia per la polarizzazione di BE ci sia un taglio (non linearità) sulla tensione che rimane circa costante.

Il transistor alternativamente in saturazione e interdizione produce su S3 un'onda quadra (sfasata di π rispetto al segnale in base, ma ciò è irrilevante ai fini della nostra analisi).

Abbiamo misurato che si ha un'escursione di fase di $4/5\pi$ agendo sul trimmer P_2 . La misura dello sfasamento possibile è stata fatta misurando i tempi intercorrenti fra i punti di 0 dell'onda sinusoidale in S1 e i punti a metà ampiezza dell'onda quadra in S3.

Come si vede in figura 6 la retta di carico del transistor (in rosso) è molto bassa e non permette mai di entrare veramente in regime attivo. Variare la tensione sulla base commuta quindi il transistor tra gli stati di

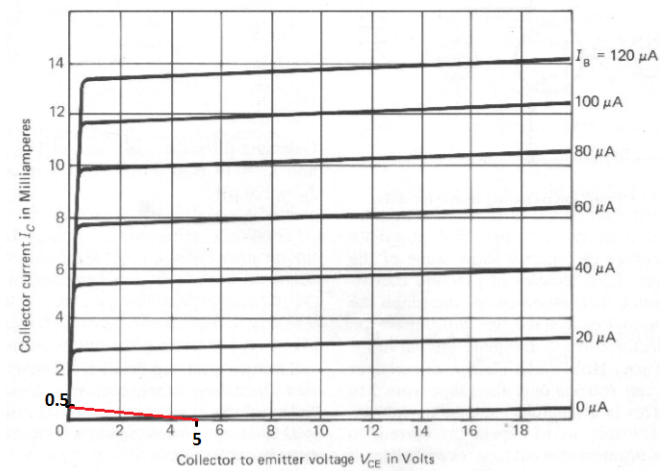


Figure 6: Retta di carico del transistor.

interdizione e di saturazione.

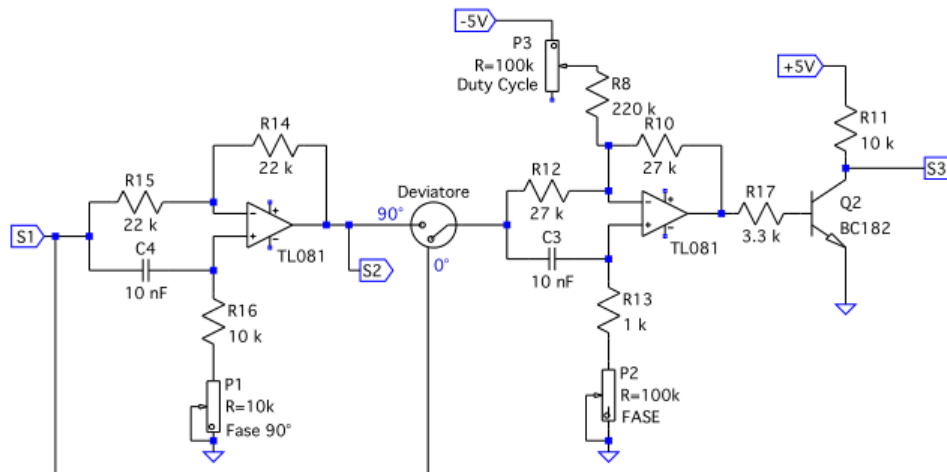


Figure 7: Schema circuitale dello sfasatore di 90° e dello sfasatore variabile.

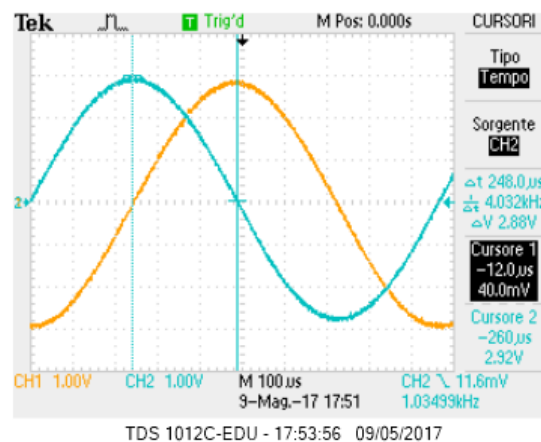


Figure 8: Onda S1 in canale 1 e onda S2 in canale 2 sfasate di 90° .

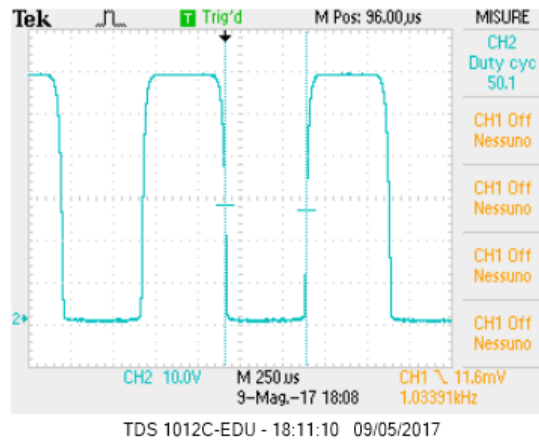


Figure 9: Forma d'onda in S3 con duty cycle pari al 50%.

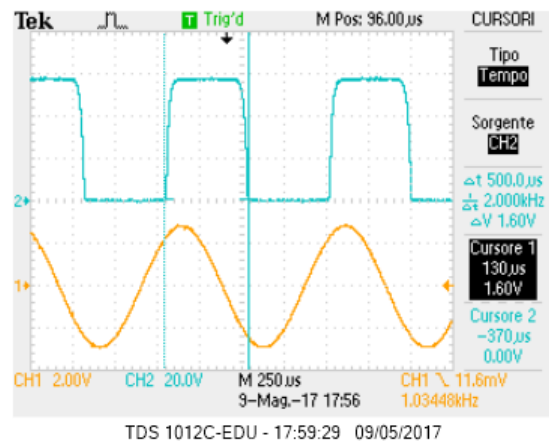
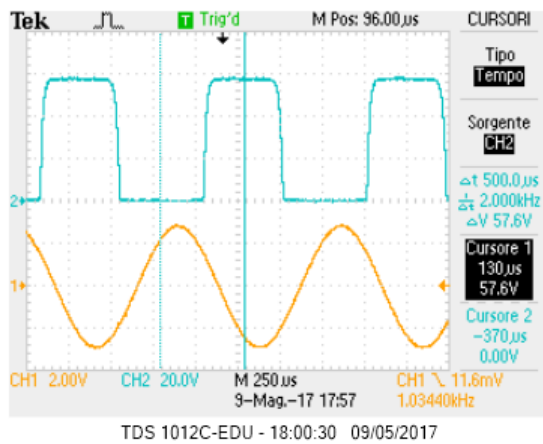


Figure 10: Forma d'onda in S3, a sinistra con deviatore a 0° , a destra con deviatore a 90° .

4.4 Squadratore e campionatore

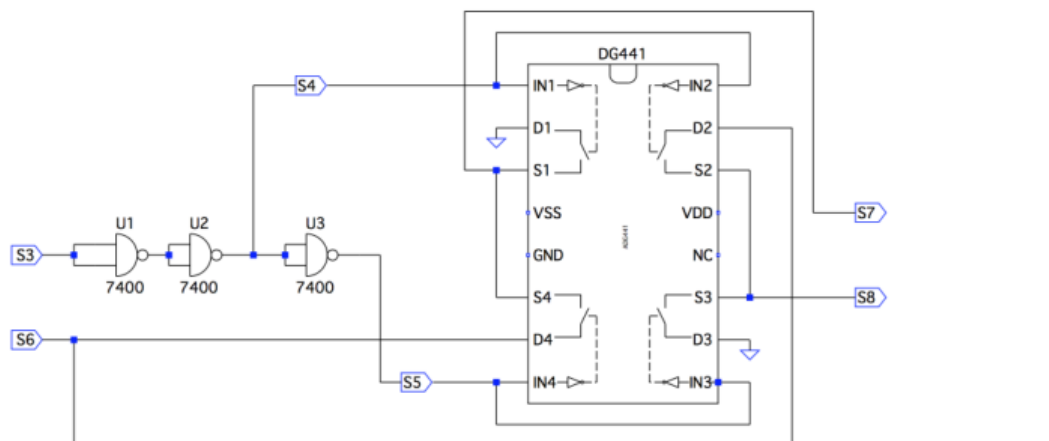


Figure 11: Schema circuitale dello squadratore e del campionatore.

Abbiamo montato i circuiti in figura 11. Ricordiamo che S3 corrisponde all'onda quadra in uscita dallo sfasatore variabile; questo viene inviato ai due NOT U1 e U2 (che hanno la funzione di rendere più squadrato il segnale), quindi il segnale S4 e il suo negato S5 vengono mandati al campionatore realizzato con un circuito integrato contenente interruttori MOSFET. Seguendo la logica del circuito in figura 11 si vede che S4 e S5

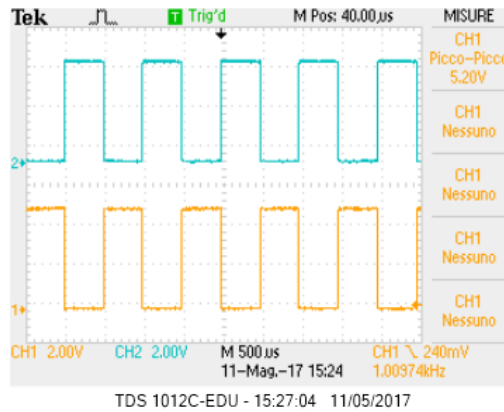


Figure 12: Segnale S4 (in basso) e S5 (in alto). Si osservi che sono in opposizione di fase.

selezionano alternativamente l'uscita S8 o S7 su cui mandare il segnale S6. L'uscita che non lo riceve viene in quel semiperiodo messa a terra. Cambiando la posizione del deviatore si varia la fase dell'onda che controlla gli interruttori rispetto al segnale da campionare: in questo modo si ottengono segnali con stesso segno (S4 in fase con S1), o a media nulla (S4 sfasato di 90° rispetto a S1)

In figura 12 si osservano i segnali S4 e S5 in opposizione di fase, come atteso, mentre in figura 13 si trovano le forme d'onda S7 e S8 nelle due posizioni del deviatore. Si osservi come questi segnali siano non nulli solo per un semiperiodo e che quando uno è nullo, l'altro non lo è.

In queste ultime due immagini si nota una modulazione dovuta al rumore, infatti in figura 14 si osserva rumore a $\simeq 50$ Hz, che è la frequenza della luce ambientale fornita dalle lampadine. Un'ulteriore osservazione riguarda le *spikes* dei segnali S7 e S8: pensiamo che siano dovuti a una regolazione non perfetta delle fasi o a un ritardo nella propagazione del segnale.

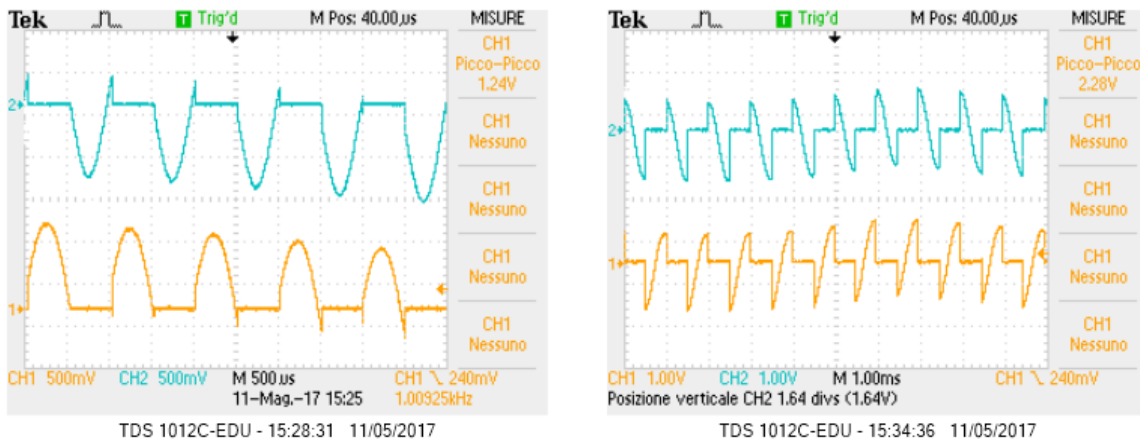


Figure 13: Onda S8 in canale 1 (in basso) e S7 in canale 2 (in alto). Nell'immagine a sinistra il deviatore è collegato a 0° mentre in quella a destra a 90° . Si nota la modulazione indotta dal rumore a bassa frequenza.

4.5 Amplificatore differenziale e mediatore

Infine abbiamo realizzato il circuito in figura 15. Le onde agli ingressi S7 e S8 sono sommate dall'amplificatore differenziale, il quale amplifica la differenza, così da ottenere un output di segno definito o a media nulla, a seconda della posizione del deviatore. In questo modo si può ricostruire un segnale che non sia mai nullo. In figura 16 si trova il segnale S9 per le due posizioni del deviatore, i risultati sono in accordo con quanto detto precedentemente. Infine si ha un circuito mediatore che effettua la media del segnale in ingresso. In uscita si osserva un segnale costante nel tempo, il cui valore dipende dalla posizione del deviatore. Il segnale mediato è negativo perché S8 è collegato all'ingresso non invertente dell'OpAmp, infatti scambiando S7 e S8 il segnale risulta positivo. Prima di effettuare le misure di tensione abbiamo posto il deviatore a 0° e collegato l'uscita al multimetro digitale, quindi abbiamo regolato il trimmer P_2 in modo da avere una tensione nulla (entro l'errore) per una delle due posizioni del deviatore. Inizialmente abbiamo provato ad annullare il segnale con il deviatore nella posizione 90° ma in questo modo non si riusciva per nessuna posizione del potenziometro ad annullare la

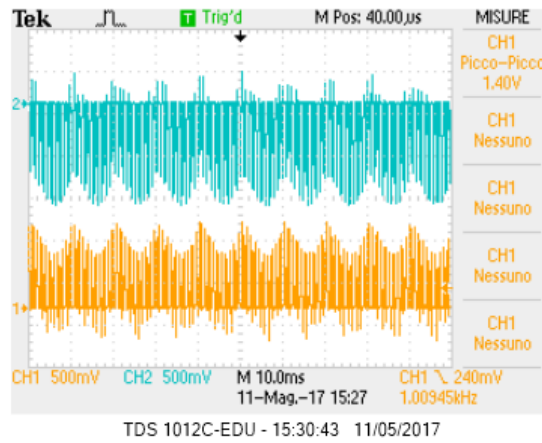


Figure 14: Onda S8 in canale 1 (in basso) e S7 in canale 2 (in alto) (deviatore a 0°). Rumore a bassa frequenza $\simeq 50$ Hz.

tensione in uscita a causa della limitata escursione di fase. Si è quindi posizionato P_2 in modo che fosse nullo il segnale nella posizione a 0° (verificato tramite oscilloscopio e multimetro digitale in continua). Abbiamo quindi acquisito le immagini dei segnali: in figura 17 si osserva la forma d'onda S9 nelle due configurazioni del deviatore e anche in questo caso si nota la modulazione indotta dal rumore. Il fatto di avere un segnale a media nulla implica che il segnale all'uscita del Lock-in nell'altra posizione del deviatore sia correttamente rettificato. E' proprio questo il meccanismo su cui si basa il Lock-in: solo il segnale di interesse correttamente rettificato ha media non nulla (ha la frequenza giusta), mentre tutti i rumori a frequenze diverse non vengono rettificati e vengono mediati a 0.

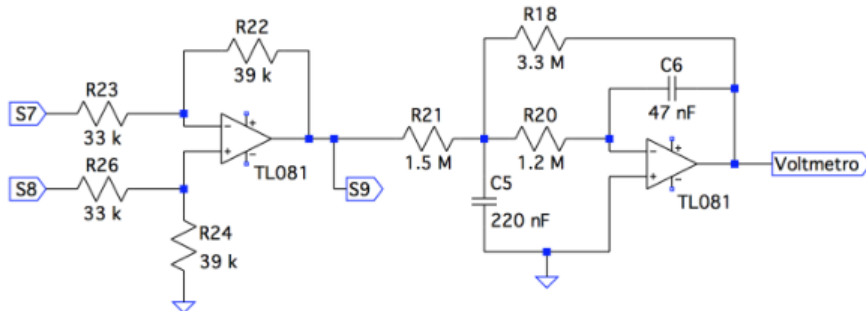


Figure 15: Schema dell'amplificatore differenziale e mediatore.

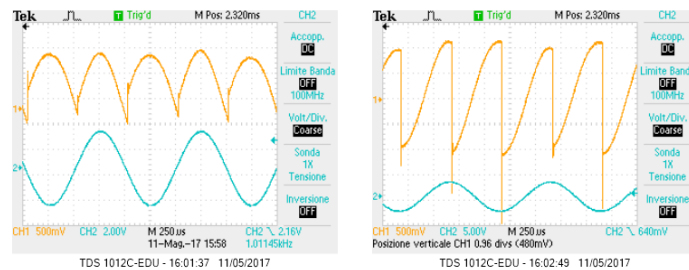


Figure 16: La forma d'onda S1 (dal generatore di funzioni) è in canale 2 (in basso), mentre S9 in canale 1 (in alto). A sinistra il deviatore è a 0° , nella figura a destra è a 90° .

5 Presa dati

Dopo aver eseguito la procedura di calibrazione della rettificazione mediante il potenziometri, si è posto il deviatore nella posizione 90° per effettuare le misure di tensione in funzione del numero di lastre di Mylar

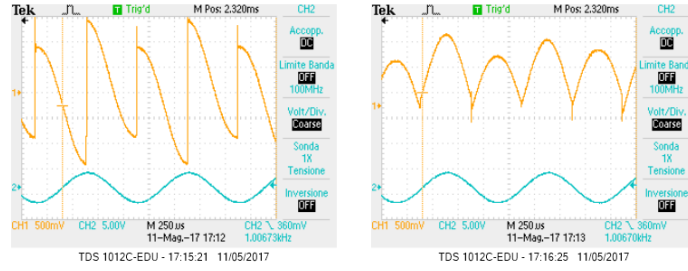


Figure 17: La forma d'onda S1 (dal generatore di funzioni) è in canale 2 (in basso), mentre S9 in canale 1 (in alto). A sinistra il deviatore è a 0° , nella figura a destra è a 90° . La misura è stata effettuata sulla media del segnale S9 a destra.

n	V_{out} [V]	ΔV [V]
0	-1.40	0.01
1	-1.19	0.01
2	-1.00	0.01
3	-0.86	0.01
4	-0.72	0.01
5	-0.64	0.01
6	-0.545	0.005
7	-0.460	0.005
8	-0.393	0.004
9	-0.340	0.003
10	-0.300	0.003
11	-0.256	0.003

Table 2: Presa dati della tensione in uscita al circuito Lock-in.

interposte tra LED e fotodiodo. Le misure delle tensioni sono state prese tramite multimetro in DC. Durante la presa dati, si è verificato periodicamente (ogni 5 lastrine), che il segnale con 0 lastrine fosse sempre lo stesso. I dati sono riportati in tabella 2. Come in precedenza abbiamo eseguito un fit lineare. Dal fit (vedi grafico a destra della figura 18) abbiamo ottenuto $a = -0.155 \pm 0.001$, $b = 0.322 \pm 0.004$ e $\chi^2_{rid} = 2.6$, quindi $n_0 = 6.45 \pm 0.04$, $V_0 = 1.38 \pm 0.02$ V, $x_{ass} = 0.967 \pm 0.006$ mm.

6 Conclusioni

Nelle misure senza lock-in si aveva una incertezza non solo strumentale, ma dovuta anche al fatto che il rumore spostava significativamente i massimi dei segnali. Le misure eseguite con lock-in risultano non affette da rumore in maniera significativa, pertanto l'incertezza associata è solo strumentale. I dati inoltre sono in maggiore accordo con l'andamento previsto rispetto ai dati presi senza lock-in: infatti senza di esso si ha $\chi^2_{rid} = 7.6$, mentre con il lock-in si ha $\chi^2_{rid} = 2.6$.

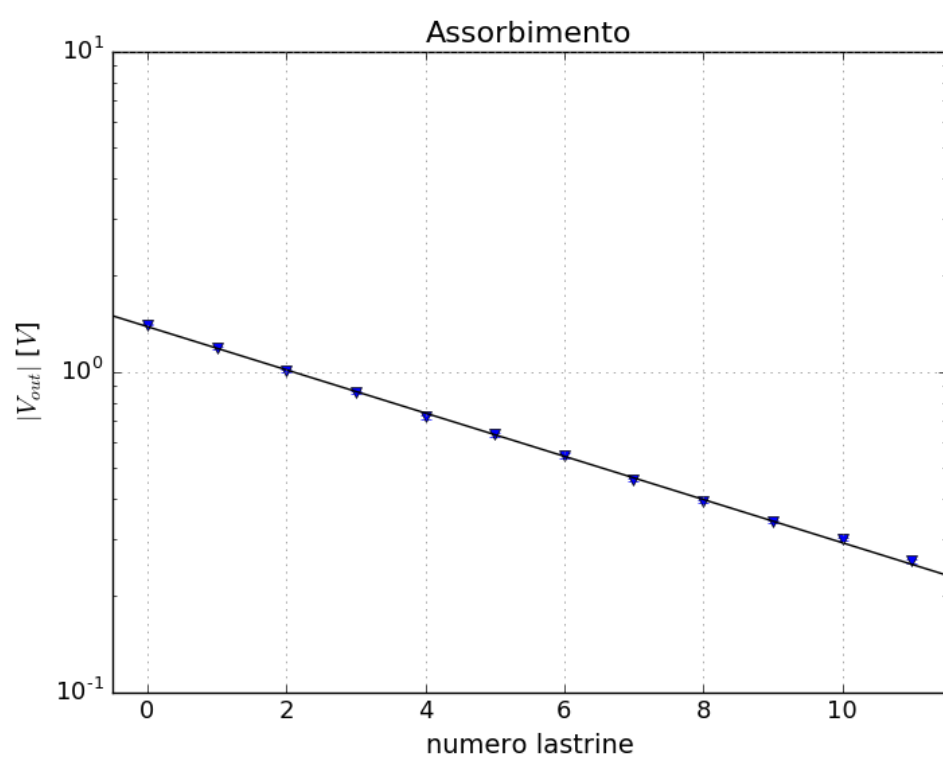


Figure 18: Grafico del fit lineare. Si osservi che abbiamo riportato i valori assoluti delle tensioni misurate