

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

Gruppo BN

Lisa Bedini, Federico Belliardo, Marco Costa

15 maggio 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;
- fotodiode;

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%.

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 pari a 1 kHz per eliminare il rumore $1/f$ dovuto alla presenza di dispositivi attivi¹. In figura 5 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

Amplificatore di potenza e preamplificatore Abbiamo montato il circuito in figura 2 inviando a S1 un'onda sinusoidale di ampiezza picco-picco pari a $V_{pp} = 5.92 \pm 0.03$ V e frequenza $f = 1.03 \pm 0.01$ kHz.

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

¹Può essere prodotto dalle discontinuità intrinseche dei materiali costruttivi.

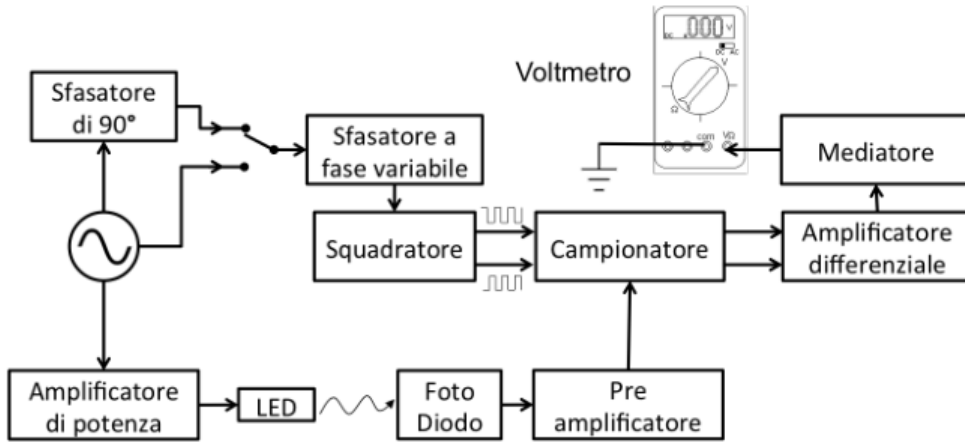


Figura 1: Schema a blocchi del circuito Lock-in.

il circuito di lettura del fotodiodo, che a causa dell'OpAmp presenta un'alta impedenza di ingresso e bassa impedenza di uscita e permette quindi di osservare la risposta del diodo senza alterarla. Il segnale del fotodiodo è successivamente derivato per ottenere un segnale a media nulla, quindi inviato all'amplificatore non invertente dal guadagno di circa $A = 30$.

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 ?? che ha ampiezza $V = 3.26 \pm 0.05$ V. Si nota che questa tensione è affetta da rumore a bassa frequenza, probabilmente dovuto all'illuminazione ambientale, pertanto l'errore su tali misure sarà maggiore di quello strumentale. Abbiamo ripetuto la misura della tensione in uscita in funzione del numero n di lastre di Mylar poste fra LED e fotodiodo, i dati sono rappresentati in tabella 1.

E' noto l'andamento teorico della tensione: $V_{out} = V_0 \exp(-n/n_0)$. Abbiamo eseguito sia un fit esponenziale sia logaritmico del tipo $\ln(V_{out}) = b - \frac{n}{a}$ (così da fittare una retta in carta logaritmica). Dal fit esponenziale (vedi grafico a sinistra in figura 4) si ottengono $n_0 = 3.44 \pm 0.04$, $V_0 = 5.74 \pm 0.09$ V e un $\chi^2_{rid} = 600^2$; da questi dati, sapendo che lo spessore di ogni lastra è pari a $150 \mu\text{m}$ si ottiene la lunghezza caratteristica di assorbimento $x_{ass} = 0.52 \pm 0.01$ mm. Dal fit lineare (vedi grafico a destra 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 e $n_0 = 5.7 \pm 0.1$ e $x_{ass} = 0.86 \pm 0.01$ mm.

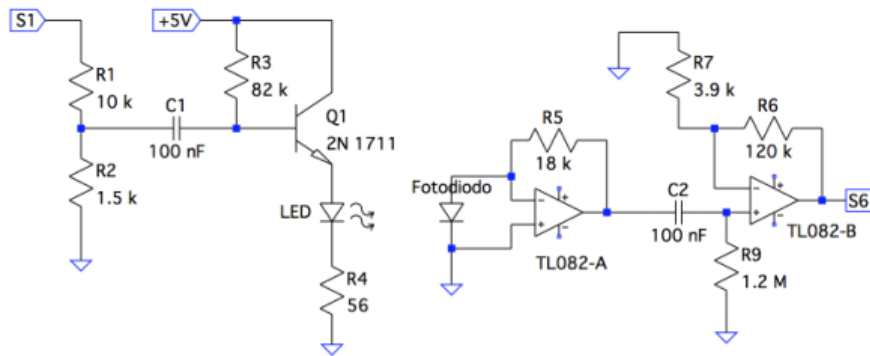


Figura 2: Schema a blocchi del circuito Lock-in.

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. Abbiamo regolato il trimmer P1 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 P3 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

²Probabilmente dovuto a una sottostima dell'errore.

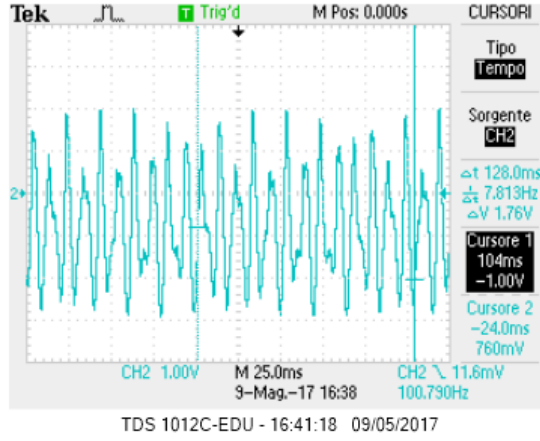


Figura 3: Onda in S6; si nota che il segnale presenta rumore a bassa frequenza.

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

Tabella 1: Presa dati della tensione in S6.

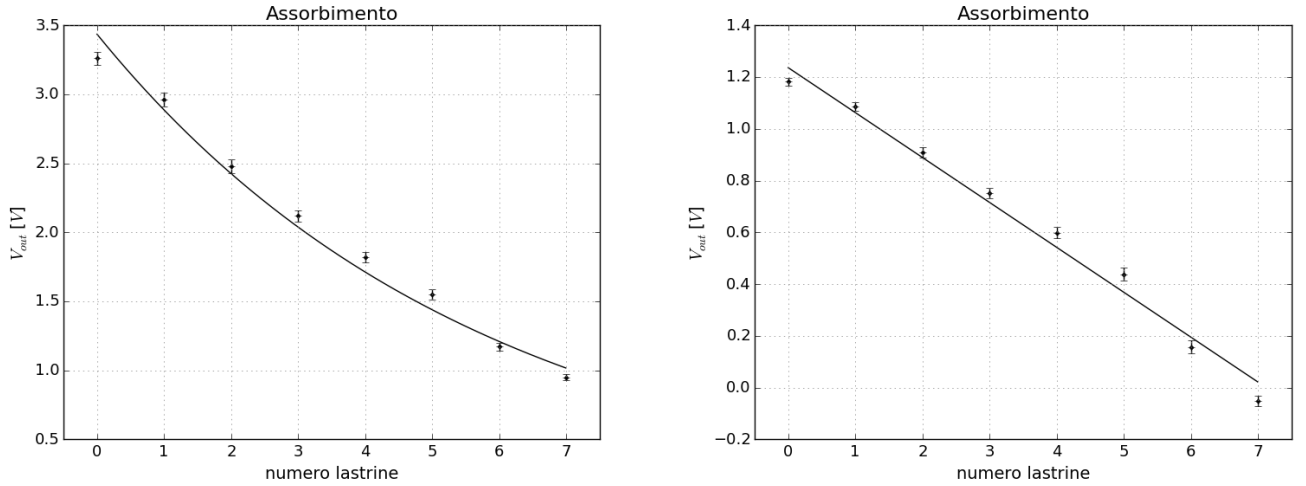


Figura 4: A sinistra grafico del fit esponenziale mentre a destra di quello lineare.

dello sfasatore variabile l'onda sarà la stessa dell'ingresso S1.

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 $\frac{\pi}{2}$.

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

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

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} .

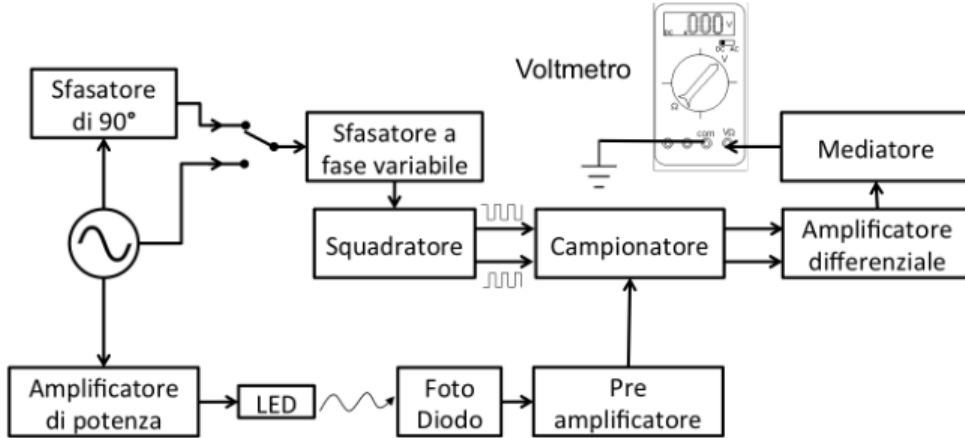


Figura 5: Schema a blocchi del circuito Lock-in.

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 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. 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.

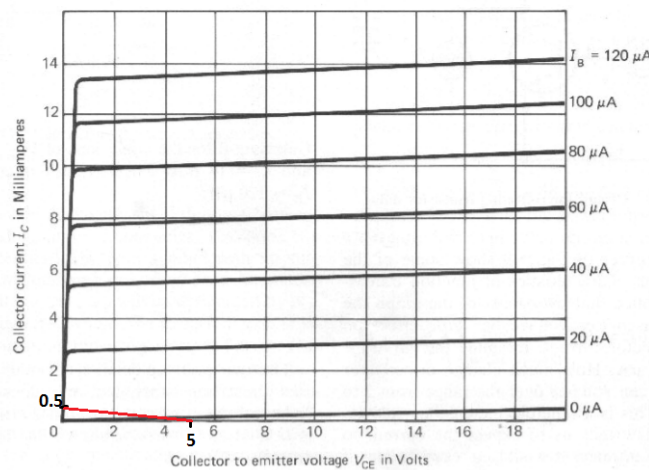


Figura 6: Retta di carico del transistor.

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 interdizione e di saturazione.

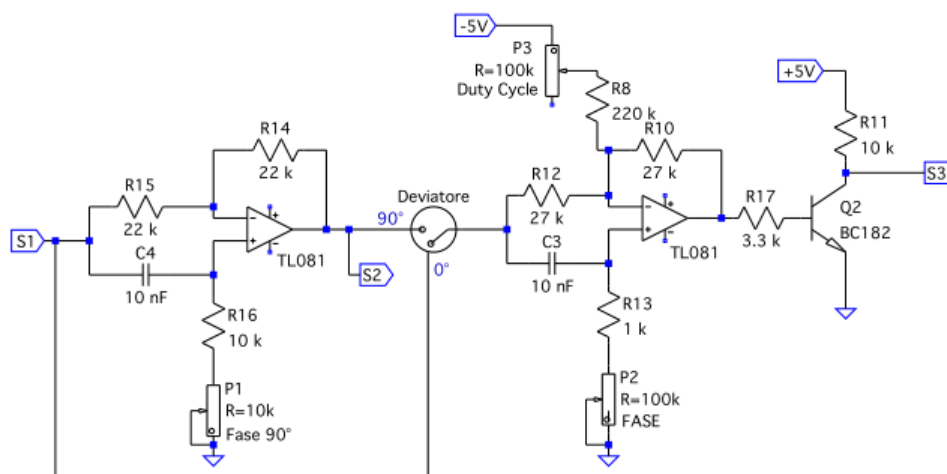


Figura 7: Schema circuitale dello sfasatore di 90° e dello sfasatore variabile.

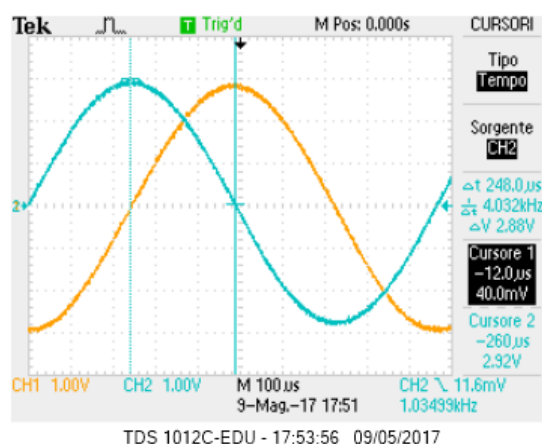


Figura 8: Onda S1 in canale 1 e onda S2 in canale 2 sfasate di 90° .

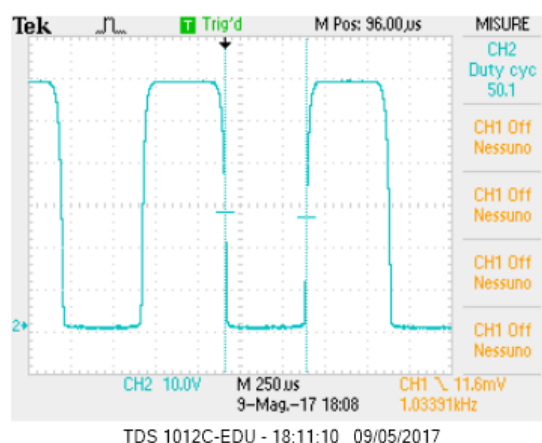


Figura 9: Forma d'onda in S3 con duty cycle pari al 50%.

Squadratore e 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 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

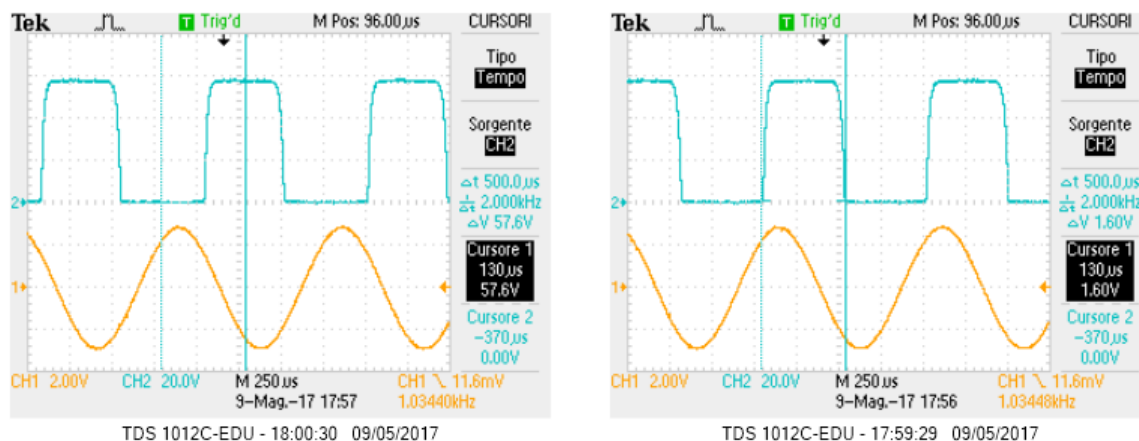


Figura 10: Forma d'onda in S3, a sinistra con deviatore a 0° , a destra con deviatore a 90° .

ottengono segnali con stesso segno (S4 in fase con S1), o a media nulla (S4 sfasato di 90° rispetto a S1). In figura ?? si osservano i segnali S4 e S5 in opposizione di fase, come atteso, mentre in figura 12 si trovano le forme d'onda S7 e S8 nelle due posizioni del deviatore. In queste ultime due immagini si nota una modulazione dovuta al rumore, infatti in figura 13 si osserva rumore a $\simeq 50$ Hz, che è la frequenza della luce ambientale fornita dalle lampadine. Un'ulteriore osservazione riguarda i picchi dei segnali S7 e S8: pensiamo che siano dovuti a una regolazione non perfetta delle fasi o a un ritardo nella propagazione del segnale.

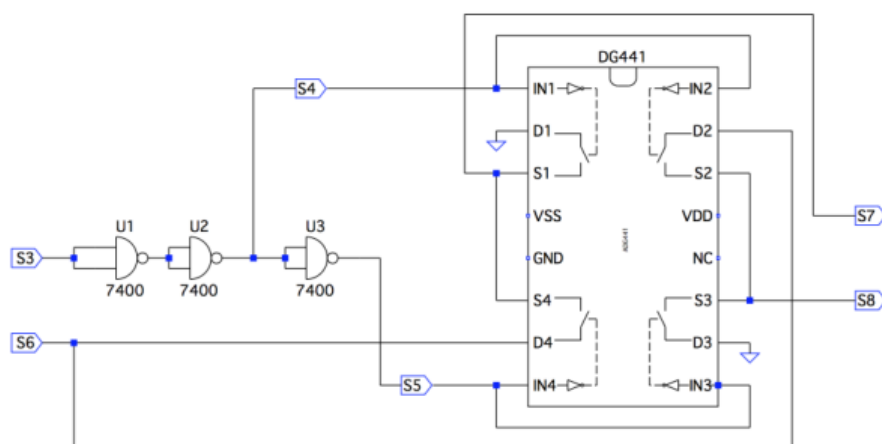


Figura 11: Schema circuitale dello squadratore e del campionatore.

Amplificatore differenziale e mediatore Infine abbiamo realizzato il circuito in figura 14. 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 figura 16 si trova il segnale S9 per le due posizioni del deviatore, i risultati sono in accordo con quanto detto precedentemente. Infine due integratori (uno RC e l'altro con OpAmp) rendono continuo il segnale. Le frequenze di taglio di entrambi sono dell'ordine delle decine di Hz, dunque per il segnale a 1 kHz funzionano bene come integratori. 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 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 tensione in uscita a causa della limitata escursione di fase. $V = 0.0 \pm 0.1$ V. 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 riacquisito le immagini dei segnali: in figura ?? si osserva la forma d'onda S9 nelle due configurazioni del deviatore e anche in questo caso si nota la modulazione indotta dal rumore.

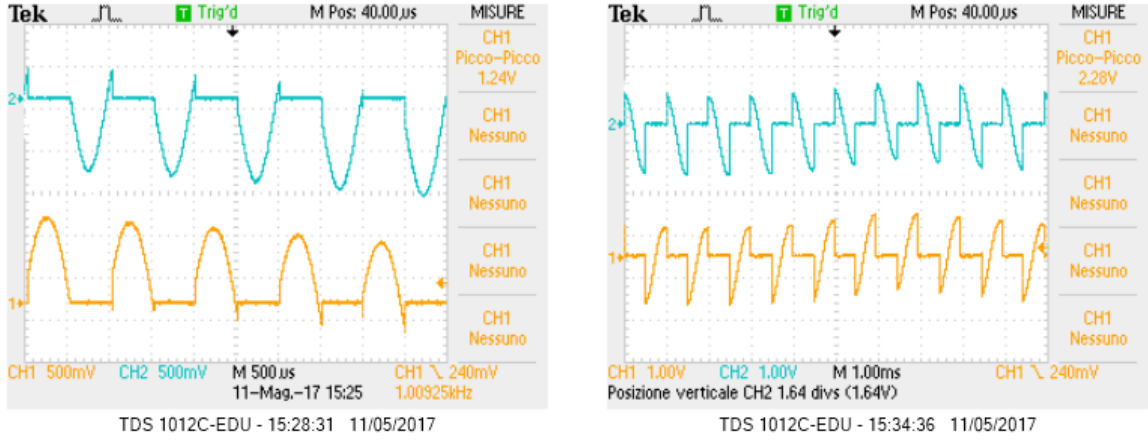


Figura 12: Onda S8 in canale 1 e S7 in canale 2. Nell'immagine a sinistra il deviatore è collegato a 0° mentre in quella a destra a 90°. Si nota la modulazione indotta dal rumore a bassa frequenza.

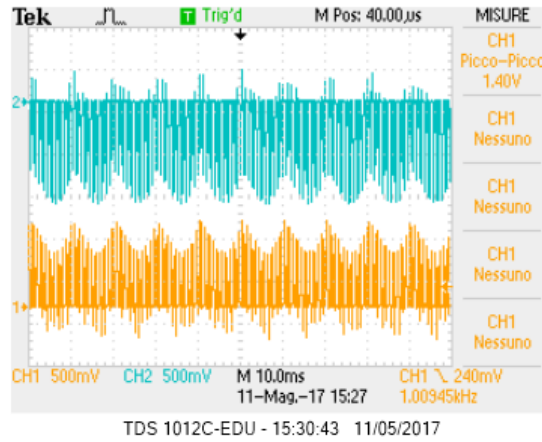


Figura 13: Onda S8 in canale 1 e S7 in canale 2. Rumore a bassa frequenza $\simeq 50$ Hz.

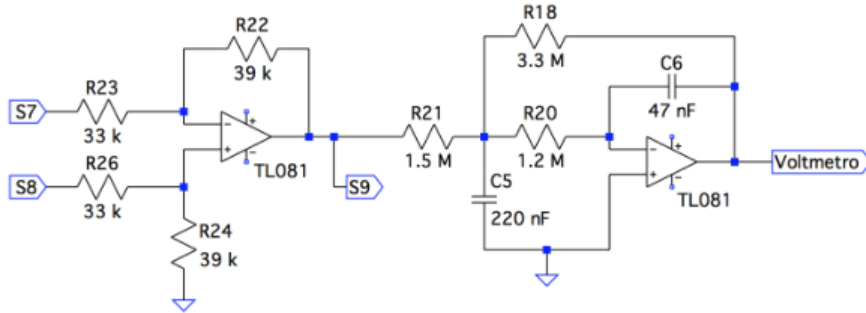


Figura 14: Schema a blocchi del circuito Lock-in.

5 Presa dati

Dopo aver settato il segnale con il deviatore a 0° su 0, si è posto il deviatore nella posizione 90° per effettuare le misure di tensione in funzione del numero di lastrine di Mylar. Le misure delle tensioni sono state prese tramite multimetro. Durante la presa dati, si è verificato periodicamente (ogni 5 lastrine), che il segnale con 0 lastrine fosse sempre lo stesso. I dati sono presenti in tabella 2. Come in precedenza abbiamo eseguito un fit esponenziale e uno lineare. Dal fit esponenziale (vedi grafico a sinistra della figura 17) abbiamo ottenuto i seguenti parametri: $n_0 = 1.388 \pm 0.001$, $V_0 = 6.355 \pm 0.006$ V ma un χ^2_{rid} molto alto, $x_{ass} = 0.208 \pm 0.001$ mm. Dal fit lineare (vedi grafico a destra della figura 17) 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.

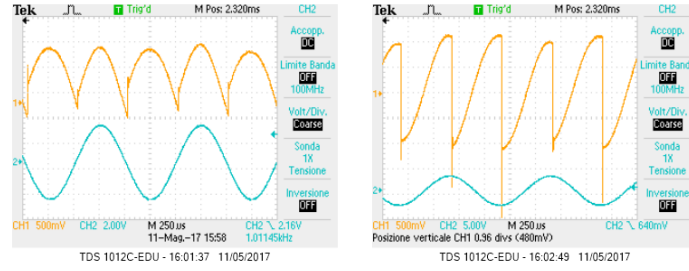


Figura 15: La forma d'onda S1 (dal generatore di funzioni) è in canale 2, mentre S9 in canale 1. A sinistra il deviatore è a 0° , nella figura a destra è a 90° .

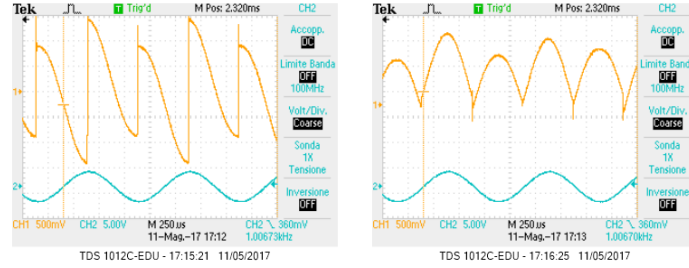


Figura 16: La forma d'onda S1 (dal generatore di funzioni) è in canale 2, mentre S9 in canale 1. A sinistra il deviatore è a 0° , nella figura a destra è a 90° .

6 Conclusioni

Le misure eseguite con lock-in risultano non affette da rumore in maniera significativa, pertanto l'incertezza associata è solo strumentale. 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. I dati inoltre sono in maggiore accordo con l'andamento previsto rispetto ai dati presi senza lock-in: infatti nel primo caso si ha un $\chi^2_{rid} =$, migliore che nel secondo caso.

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

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

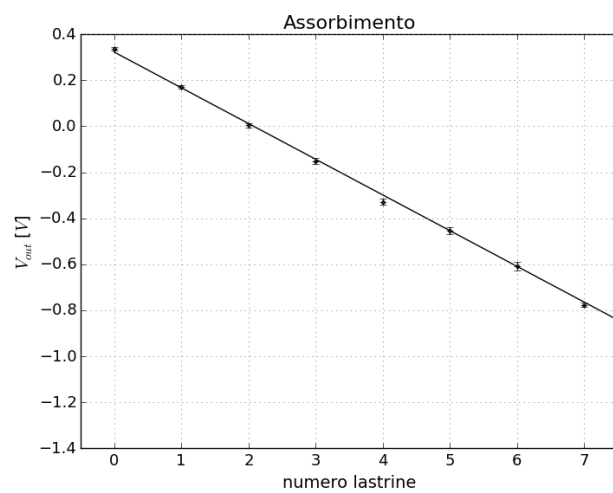
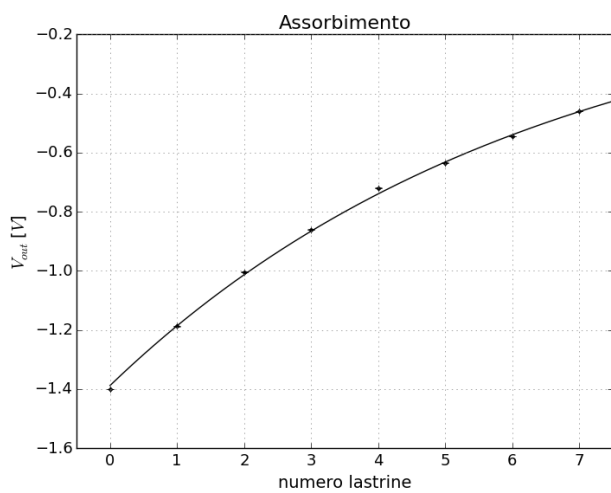


Figura 17: A sinistra grafico del fit esponenziale mentre a destra di quello lineare.