

Lock in

Gruppo BN

Federico Belliardo, Marco Costa, Lisa Bedini

14 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;
- 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, quindi l'errore è stato propagato secondo le specifiche nel manuale ($0.8\% + 3$ digit per le resistenze, 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 e 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 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.

¹Può essere prodotto dalle discontinuità intrinseche dei materiali costruttivi.

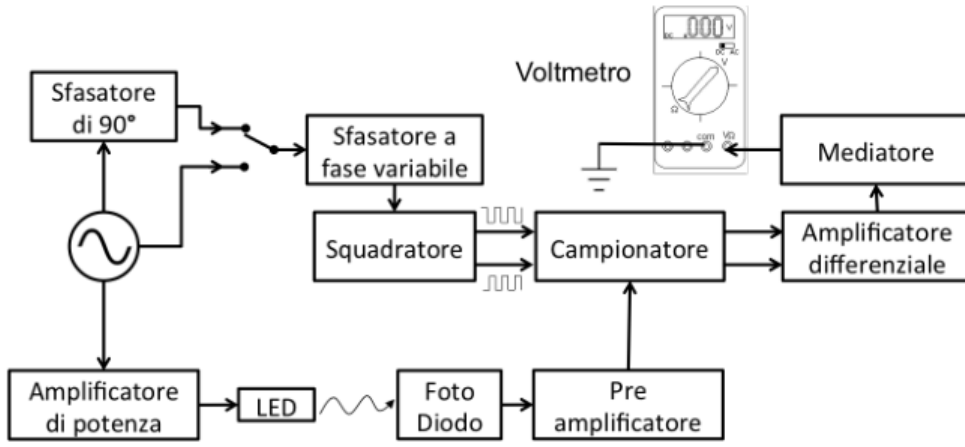


Figura 1: Schema a blocchi del circuito Lock-in.

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 $\ln(V_{out}) = b - \frac{n}{a}$. 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.

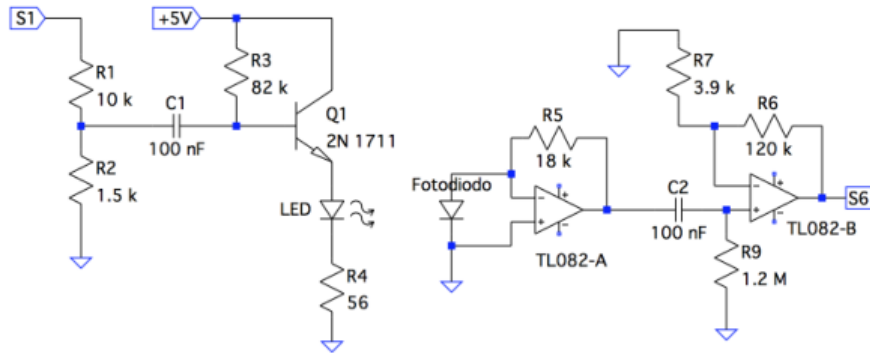


Figura 2: Schema a blocchi del circuito Lock-in.

Sfasatore di 90° e sfasatore variabile I circuiti relativi sono quelli in figura 6. L'ingresso S1 è ancora riferito 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 7). 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 8). 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 dello sfasatore mostra che esso ha una funzione di trasferimento nel dominio di Laplace: $G(s) = \frac{1-s(R_{16}+P_1)C_4}{1+s(R_{16}+P_1)C_4}$ dunque si tratta di una fase che può essere scelta calibrando il trimmer P_1 . Esiste un solo

²Probabilmente dovuto a una sottostima dell'errore.

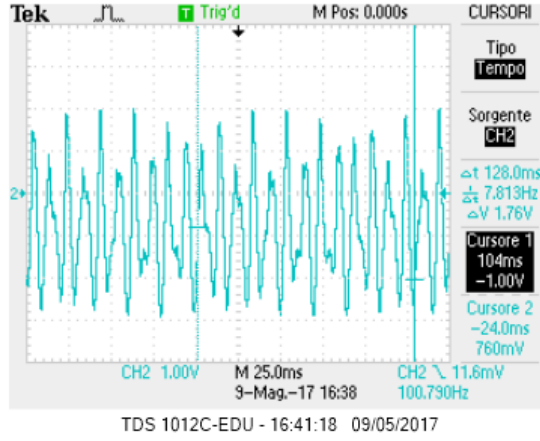


Figura 3: Onda in S6; si nota che il segnale presenta rumore a bassa frequenza.

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.

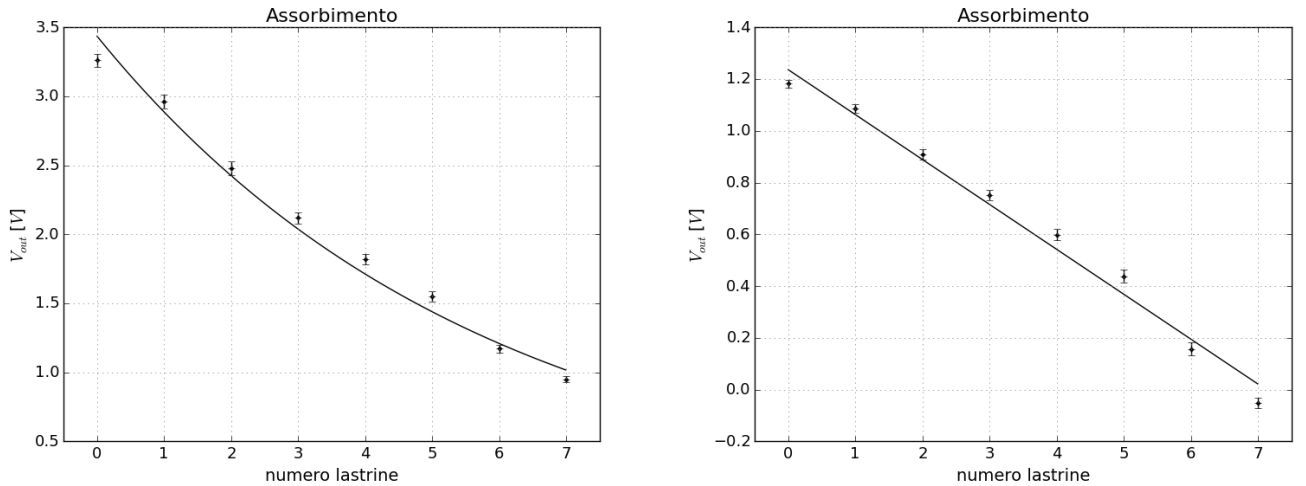


Figura 4: A sinistra grafico del fit esponenziale mentre a destra di quello lineare.

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 si presenta simile, l'uscita S3 risulta in questo caso essere:

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

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 (in pratica) 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

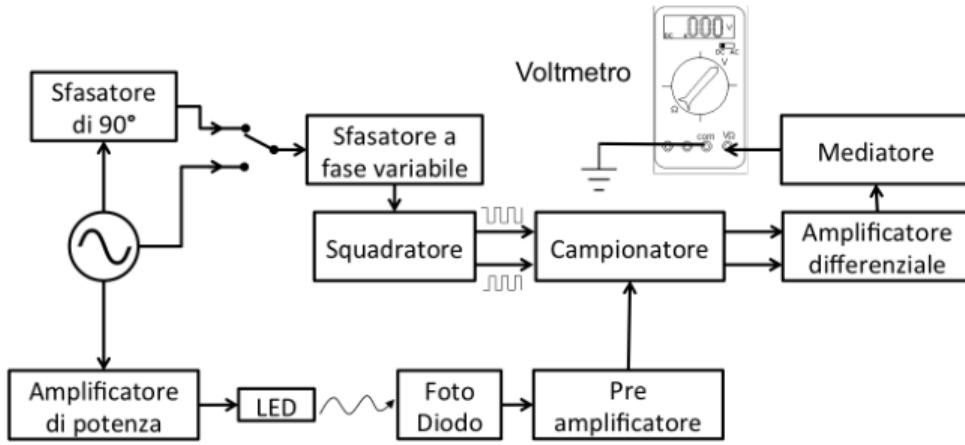


Figura 5: Schema a blocchi del circuito Lock-in.

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_2 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. Abbiamo misurato che si ha un'escursione di fase di $4/5\pi$ agendo sul trimmer P_2 . 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).

Come si vede in figura ?? 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.

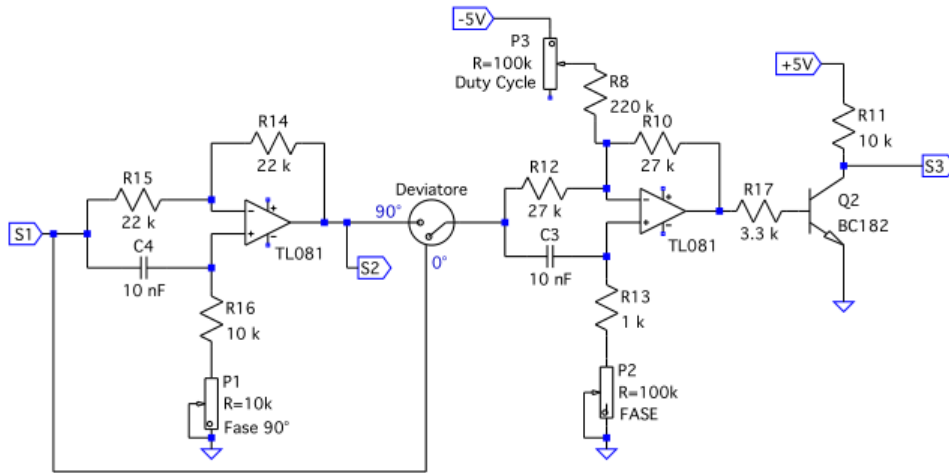


Figura 6: Schema circuitale dello sfasatore di 90° e dello sfasatore variabile.

Squadratore e campionatore Abbiamo montato i circuiti in figura 10. Ricordiamo che S3 corrisponde all'onda quadra in uscita dallo sfasatore variabile e viene inviato ai due NOT U1 e U2 (che hanno la funzione di ripulire 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 si vede che S6 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.

In figura ?? si osservano i segnali S4 e S5 in opposizione di fase, come atteso, mentre in figura 11 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 12 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.

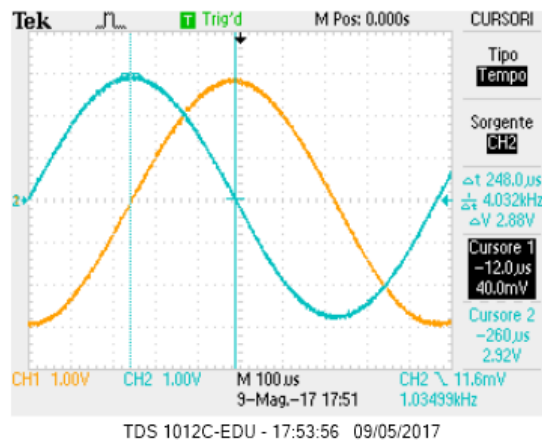


Figura 7: Onda S1 in canale 1 e onda S2 in canale 2 sfasate di 90° .

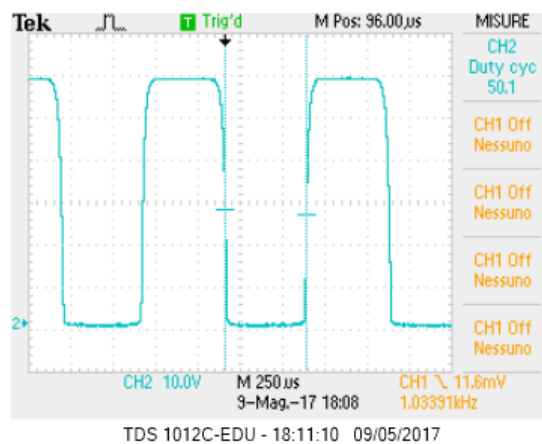


Figura 8: Forma d'onda in S3 con duty cycle pari al 50%.

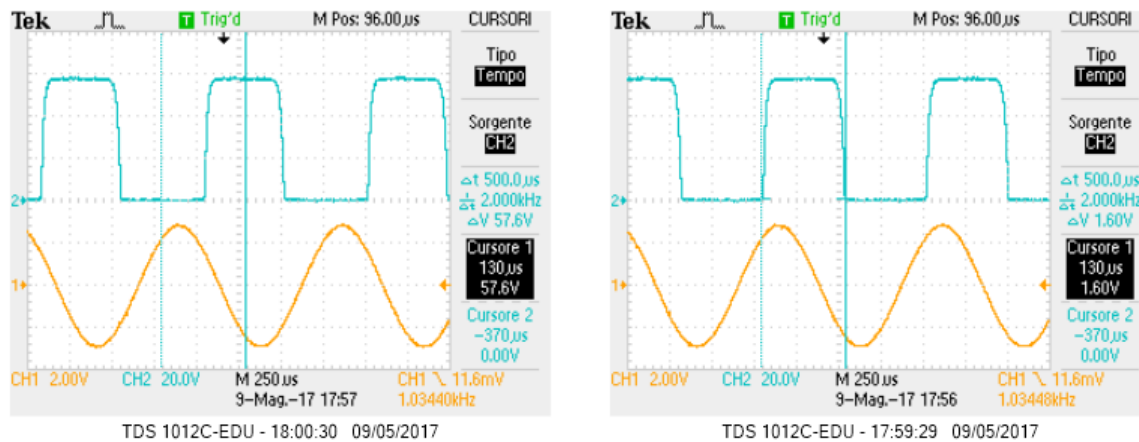


Figura 9: Forma d'onda in S3, a sinistra con deviatore a 0° , a destra con deviatore a 90° .

Amplificatore differenziale e mediatore Infine abbiamo realizzato il circuito in figura 13. 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. In figura 15 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. Il segnale mediato è negativo perchè 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,

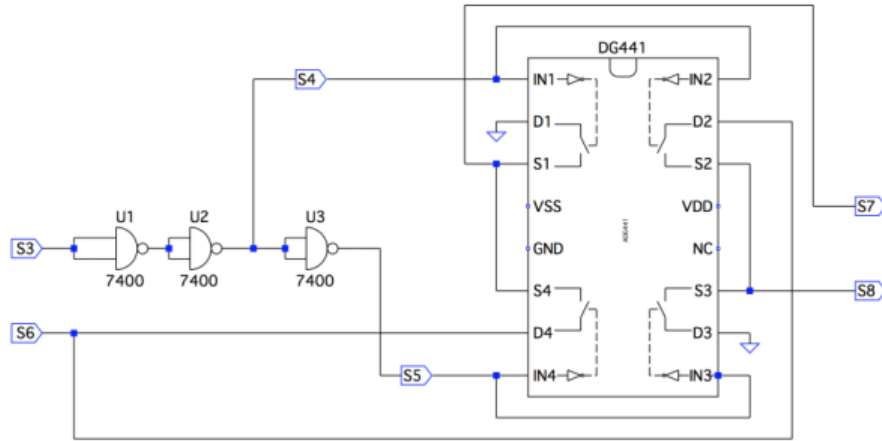


Figura 10: Schema circuitale dello squadratore e del campionatore.

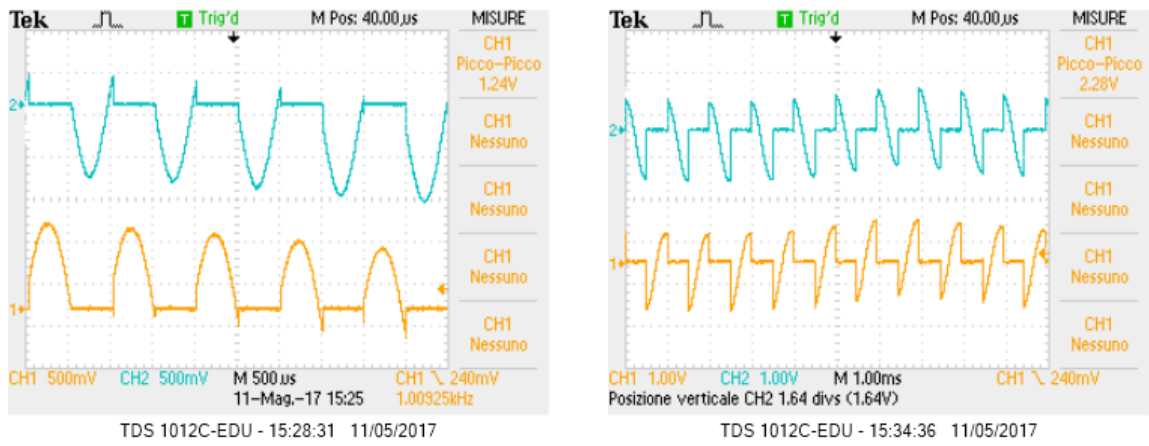


Figura 11: Onda S8 in canale 1 e S7 in canale 2. Nell'immagine a sinistra il deviatore è collegato a 0° mentre in quella a destra a 90° . Si nota la modulazione indotta dal rumore a bassa frequenza.

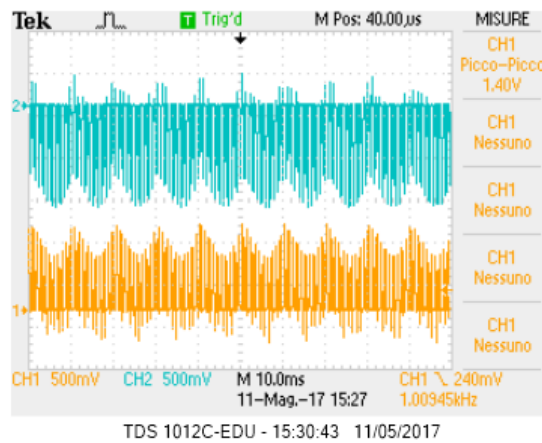


Figura 12: Onda S8 in canale 1 e S7 in canale 2. Rumore a bassa frequenza $\simeq 50$ Hz.

quindi abbiamo regolato il trimmer P_2 in modo da avere una tensione nulla³ $V = 0.0 \pm 0.1$ V. 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.

³Inizialmente abbiamo posto il deviatore nella posizione 90° ma in questo modo non si riusciva ad annullare la tensione in uscita a causa della limitata escursione di fase.

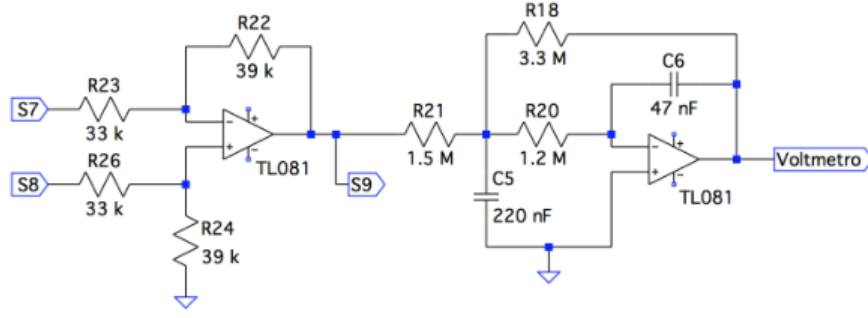


Figura 13: Schema a blocchi del circuito Lock-in.

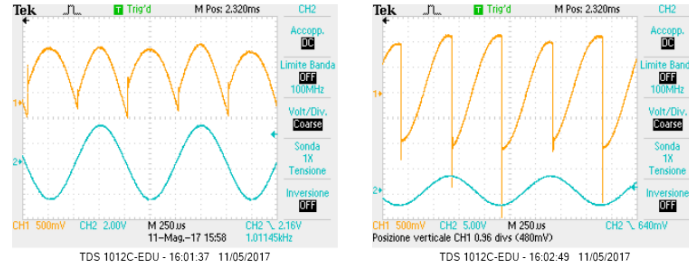


Figura 14: La forma d'onda S1 (dal generatore di funzioni) è in canale 2, mentre S9 in canale 1. A sinistra il deviatore è a 0° , nella figura a destra è a 90° .

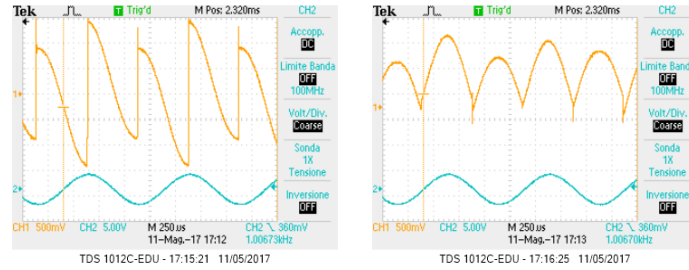


Figura 15: La forma d'onda S1 (dal generatore di funzioni) è in canale 2, mentre S9 in canale 1. A sinistra il deviatore è a 0° , nella figura a destra è a 90° .

5 Presa dati

Si è posto il deviatore nella posizione 90° per effettuare le misure di tensione in funzione del numero di lastre di Mylar, 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 16) 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 16) 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

CONFRONTO DEI VALORI OTTENUTI CON E SENZA LOCK-IN E COMMENTI

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.

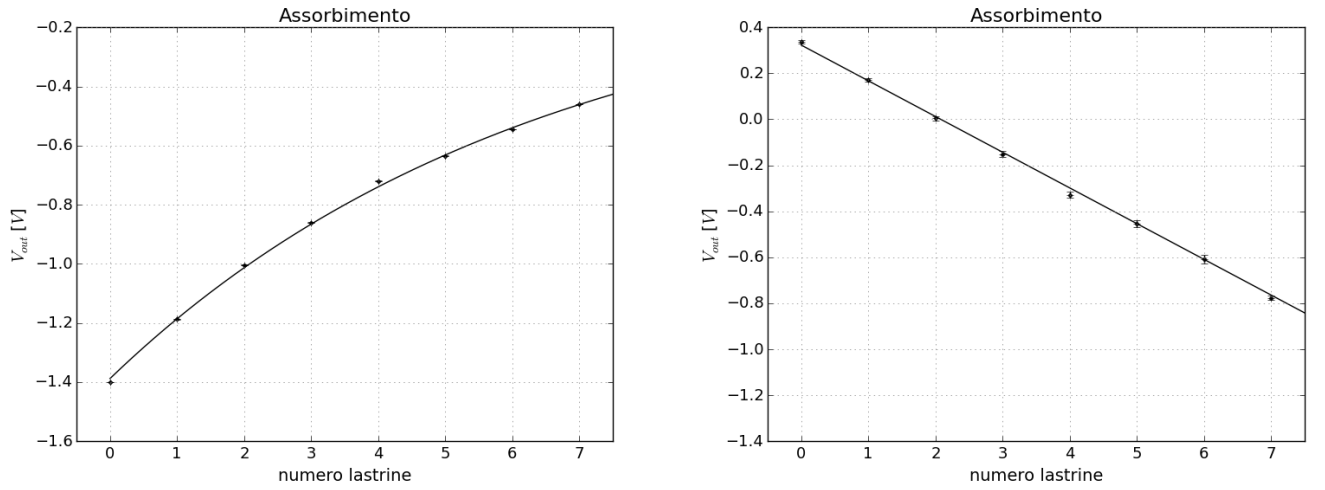


Figura 16: A sinistra grafico del fit esponenziale mentre a destra di quello lineare.