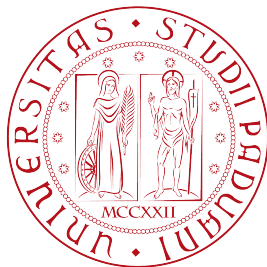


# Realizzazione di una versione semplificata di una catena elettronica per un rilevatore di radiazione

Barbon Alice, Ciarlantini Sabrina, Leso Aurora



Università degli studi di Padova  
Dipartimento di Fisica e Astronomia

## **CORSO:**

Laboratorio di Fisica

## **ANNO ACCADEMICO:**

2020/2021

## **GRUPPO DI LAVORO V**

Alice Barbon

1193880

alice.barbon@studenti.unipd.it

Sabrina Ciarlantini

1193258

sabrina.ciarlantini@studenti.unipd.it

Aurora Leso

1187622

aurora.leso@studenti.unipd.it

## **DATE DI ESECUZIONE**

23-11-2020

25-11-2020

26-11-2020

## Obiettivo dell'esperienza

Studio della risposta della catena elettronica completa, costituita da tre stadi (**preamplificatore**, **shaper**, **amplificatore**) analizzati dapprima singolarmente e successivamente nel loro insieme.

## Strumentazione utilizzata in ogni parte dell'esperienza

- **Multimetro Metrix o Agilent**
- **Oscilloscopio:** modello Tektronix TBS 1102B. E' uno strumento che permette di osservare l'andamento temporale di uno o più segnali di tensione variabile, mostrandoli sullo schermo. Il segnale analogico viene campionato ad intervalli di tempo fissi e convertito in valori numerici visualizzati sullo schermo.
- **Generatore di funzioni:** modello Textronix AFG 1022.
- **Breadboard**
- **Generatore di tensione continua**
- **2 circuiti integrati:** modello TL082C
- **Scheda Arduino Due**

## 1 Generatore di segnali e preamplificatore di carica

### 1.1 Obiettivo

Il preamplificatore consiste in un circuito integratore, e il segnale in uscita risulta in relazione alla carica fornita in ingresso secondo una proporzionalità diretta. Questo modulo mira a pulire il segnale acquisito, diminuendo l'incisività del rumore su di esso. Dunque, l'obiettivo di questa sezione è la verifica sia dell'effetto di integrazione del circuito, sia dell'effettiva linearità della tensione in uscita rispetto alla carica in ingresso, oltre che lo studio della sua risposta in frequenza e la conseguente stima della frequenza di taglio.

### 1.2 Componenti del circuito

Seguono i dati relativi ai componenti del circuito in questione:

Tabella 1: L

Componente	Misura $\pm$ incertezza	FS
$R_{in}$	$55.95 \pm 0.05 \text{ k}\Omega$	100 k $\Omega$
$R_{pre}$	$676.6 \pm 0.3 \text{ k}\Omega$	1000 k $\Omega$
$C_{fpre}$	$165 \pm 6 \text{ pF}$	1000 pF

Tabella 2: C

Componente	Misura $\pm$ incertezza	FS
$R_{in}$	$68.06 \pm 0.03 \text{ k}\Omega$	100 k $\Omega$
$R_{pre}$	$821.8 \pm 0.3 \text{ k}\Omega$	1000 k $\Omega$
$C_{ftot}$	$191 \pm 3 \text{ pF}$	1000 pF
$C_{cavetti}$	$10.0 \pm 0.1 \text{ pF}$	1000 pF
$C_{pre}$	$181 \pm 3 \text{ pF}$	1000 pF

Tabella 3: B

Componente	Misura $\pm$ incertezza	FS
$R_{in}$	$56.8 \pm 0.3 \text{ }\Omega$	60 k $\Omega$
$R_{pre}$	$677 \pm 3 \text{ k}\Omega$	600 k $\Omega$
$C_{fpre}$	$227 \pm 9 \text{ pF}$	1000 pF
$C_{cavetti}$	$11.0 \pm 0.1 \text{ pF}$	1000 pF
$C_{opamp}$	$79.2 \pm 0.6 \text{ nF}$	100 nF

## 1.3 Procedura di sperimentazione

Si costruisce il seguente circuito

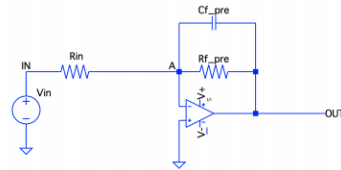


fig.1: schema generatore e preamplificatore

e si inietta un impulso quadrato di frequenza 1 kHz da generatore, durata  $T = 5\mu s$  e ampiezza negativa -1V.

Si alimenta l'operazionale tramite il generatore di tensione continua, con  $V_{cc} = +15V$  e  $V_{ee} = -15V$ , assumendo che esso sia ideale, quindi con polo positivo e negativo allo stesso potenziale per *virtual short*. La funzione di trasferimento del preamplificatore risulta essere

$$H(s) = -\frac{1}{R_{in}C_f} * \frac{1}{s + \frac{1}{\tau_{pre}}}$$

### 1.3.1 Analisi del circuito

Dopo aver assemblato il circuito sopra illustrato, si varia la durata T dell'impulso in ingresso modificando di conseguenza la carica iniettata nel circuito, che si computa come

$$Q_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in}} t \pm \sqrt{\left(\frac{t}{R_{in}} \sigma_{V_{in}}\right)^2 + \left(\frac{V_{in} t}{R_{in}^2} * \sigma_{R_{in}}\right)^2}$$

Si calcolano quindi il tempo caratteristico atteso per il preamplificatore e la relativa incertezza per propagazione, secondo la relazione

$$\tau_{pre} = (C_{fpre} R_{fpre}) \pm \sqrt{(R_{fpre} \sigma_{C_{fpre}})^2 + ((C_{fpre} \sigma_{R_{fpre}})^2)}$$

e la tensione in uscita attesa, con  $T \ll \tau_{pre}$ , come

$$V_{maxteo} = -\frac{Q_{in}}{C_{fpre}} \pm \sqrt{\left(\frac{Q_{in}}{(C_{fpre})^2} \sigma_{C_{fpre}}\right)^2 + \left(\frac{1}{C_{fpre}} \sigma_{Q_{in}}\right)^2}$$

Si misurano dunque i valori delle tensioni di output massimi del circuito e vi si associano le incertezze come

$$\sigma_V = \sqrt{(0.04FS)^2 + (0.015misura)^2}$$

Ciò che ci si aspetta da una prima analisi teorica valutando la funzione di trasferimento del circuito, è che il segnale in uscita presenti un andamento lineare fino a  $V_{maxteo}$ , per poi decrescere esponenzialmente con tempo caratteristico  $\tau_{pre}$ .

### 1.3.2 Verifica della linearità del preamplificatore

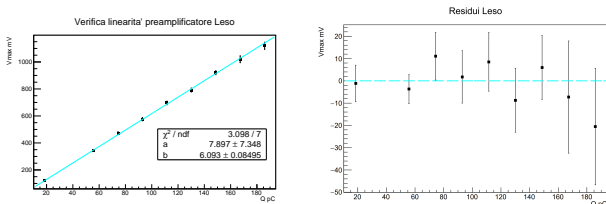
Al fine di verificare la linearità del preamplificatore, è stato realizzato un fit lineare di  $V_{max}$  vs  $Q_{in}$ . Dapprima si esegue un fit tenendo conto solo dell'incertezza sulle ordinate, per poi proiettare gli errori delle ascisse secondo la formula

$$\sigma_{V_{out}} = \sqrt{\sigma_{V_{out}}^2 + b^2 \sigma_{Q_{in}}^2}$$

Si ottengono i seguenti coefficienti angolari:

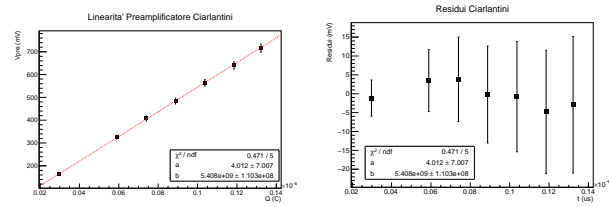
Op	$b \pm \sigma_b \left[\frac{mV}{pC}\right]$
L	$6.09 \pm 0.08$
C	$5.4 \pm 0.7$
B	$3.9 \pm 0.6$

Dopo la proiezione pocanzi descritta, i parametri della retta finale trovata, della forma  $y=a+bx$ , seguono nei plot, assieme al  $\chi^2$ :

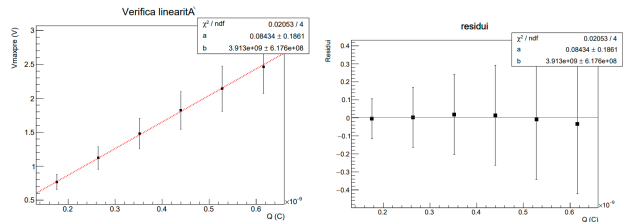


Dall'errore sull'intercetta si nota che la retta fittante non passa esattamente per lo zero, anche se resta ottimamente compatibile con esso: ciò si può giustificare se si tiene conto del fatto che è stato considerato solo il voltaggio massimo senza sottrarre la baseline, che evidentemente non era nulla. Dai residui si nota la buona riuscita del fit: è stato rigettato un dato ( $2 \mu s$ ) in quanto proprio da una prima analisi dei suddetti, questo si comportava da outlier. Rimuovendolo, i residui

del fit finale mediano a zero e, entro la barra di errore, comprendono tutti lo zero. Anche la stima di  $C_{fpre} = \frac{1}{b}$  risulta maggiormente compatibile con quella utilizzata fisicamente nel circuito, rispetto a quella che si otteneva senza rigettare l'outlier.



Durante l'analisi è stato rigettato il dato corrispondente a  $3 \mu s$  di durata dell'impulso, in quanto dall'analisi dei residui è risultato un outlier incompatibile con gli altri dati che invece hanno un buon andamento attorno alla retta fittante.



Anche se Barbon ha impostato un impulso maggiore di  $5 \mu s$  risulta ancora valida la relazione  $t \ll \tau$  per cui ci si aspetta un andamento lineare, come effettivamente si può osservare dal grafico. Si nota dal plot dei residui che i dati sono ben allineati attorno alla retta interpolante e che l'errore associato aumenta al crescere dei dati poichè legato all'errore sulle tensioni.

Si evidenzia come i risultati dei fit non cambino dopo la proiezione degli errori delle ascisse, in quanto questo contributo risulta trascurabile. Inoltre, la parziale correlazione tra gli errori di scala dell'oscilloscopio porta a dei bassi risultati dei  $\chi^2$  rispetto alle attese (risultato confermato dal computo dei  $\sigma_{post}$ , che risultano di un fattore  $\approx 10^{-1}$  più piccoli delle incertezze ottenute sperimentalmente), oltre che compromettere una precisa analisi statistica dei risultati. Ci si aspetta dunque che i risultati dei fit sovrastimino l'incertezza sui parametri trovati, e non si considera il  $\chi^2$  come parametro utile alla verifica della linearità. Invece, l'analisi dei residui risulta un ottimo indicatore della bontà del risultato ottenuto: per tutti gli operatori questi non presentano andamenti patologici, ma piuttosto si distribuiscono ottimamente attorno allo zero. Inoltre, ci si attende che la retta fittante passi per l'origine (carica nulla  $\Rightarrow$  output nullo) e questo

si verifica, più o meno ottimamente, per ogni operatore. Come anticipato, dalla pendenza della retta si può estrarre  $C_{f_{pre}}$  come:

$$C_{f_{pre}} = \frac{1}{b} \pm \left( \frac{1}{b^2} * \sigma_b \right)$$

seguono i risultati

Op	$C_{f_{pre_a}} \pm \sigma$ [pF]	$C_{f_{pre_s}} \pm \sigma$ [pF]	compatibilità
L	$165 \pm 6$	$164 \pm 2$	0.16
C	$181 \pm 3$	$185 \pm 4$	0.8
B	$227 \pm 9$	$250 \pm 40$	0.69

Come si evince dalla tabella Barbon ha una compatibilità considerata ottima dato che l'incertezza associata alla capacità sperimentale risulta piuttosto alta (di un ordine di grandezza superiore alle attese). Ciò è dovuto alla sovrastima degli errori in ordinata che ha influenzato i risultati del fit.

### 1.3.3 Stima del tempo caratteristico

La fase di scarica del segnale in output segue un andamento teorico del tipo

$$V(t) = a + be^{-\frac{t}{\tau}}$$

che si può linearizzare come

$$\ln\left[\frac{V(t) - a}{b}\right] = -\frac{1}{\tau}t$$

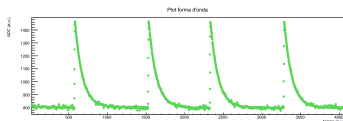
L'incertezza che si associa ai tempi è

$$\sigma_t = \sqrt{0.04 * \text{divisione} * 2}$$

Questo perchè l'incertezza di scala risulta quantitativamente trascurabile. Si associa poi l'incertezza alle tensioni come precedentemente descritto. Si nota che l'incertezza della misura temporale non dipende solo dalla scala dell'oscilloscopio, ma anche dal contributo d'errore derivante dalla stima del voltaggio. Dunque un metodo per analizzare i dati è la regressione lineare della curva di decadimento linearizzata, e tale linearizzazione dovrebbe portare a una retta passante per l'origine.

- **Con Arduino: operatore L**

Si registrano due segnali di preamplificatore di durata  $T=5\mu s$ , uno con offset, ottenendo la seguente forma d'onda:



Come previsto, il segnale presenta una prima crescita lineare fino a  $V_{max}$ , e una

decrecita esponenziale successivamente.

Una prima analisi consiste nel ricercare il massimo all'inizio di ogni decrescita esponenziale del segnale (notando anche come il valore del suddetto sia in linea con l'attesa teorica), il punto in cui l'output è scalato di un fattore  $\frac{1}{e}$  rispetto ad esso e i rispettivi tempi, calcolando una prima stima di  $\tau_i$  ( $i=1,2,3,4$ ) come differenza di questi ultimi. Tale primo risultato, ottenuto mediando i singoli  $\tau_i$  porta ad un valore di  $\simeq 103\mu s$ . Si può poi procedere cercando una stima più precisa. Si effettua un primo fit esponenziale sulla zona di decrescita, così da normalizzare i dati per il fit lineare della stessa zona riguardante la medesima presa dati che verrà eseguito in seguito.

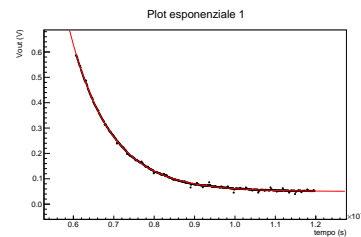
Per fare ciò, si sfruttano le informazioni ricavate dalla scorsa esperienza: avendo utilizzato lo stesso dispositivo Arduino (n°15), si conosce la funzione di calibrazione del tipo  $y=a+bx$ , con  $y$  il risultato in Volt e  $x$  il segnale registrato in ADC counts:

$$y = -0.60(\pm 0.06) + 0.00081(\pm 0.00004)x$$

che consente di convertire ADC count in Volt e di associare l'errore alle ordinate come

$$\sigma_V = \sqrt{\sigma_a^2 + (\sigma_b x)^2} \quad (1)$$

mentre le ascisse si convertono in secondi dividendole per il sampling rate, pari a 955000 sps. Si ottiene un fit di questo tipo, simile per ogni decrescita, dove le barre di errore non sono state plottate perchè invalidanti per la buona visualizzazione del fit:



Seguono i dati utili per il secondo fit

$a \pm \sigma_{a,udm}$	$b \pm \sigma_{b,udm}$	$\tau \pm \sigma_{\tau,\mu s}$
$0.0501 \pm 0.0002$	$0.5441 \pm 0.0005$	$101.1 \pm 0.2$
$0.0487 \pm 0.0002$	$0.5418 \pm 0.0005$	$102.1 \pm 0.2$
$0.0463 \pm 0.0001$	$0.4386 \pm 0.0005$	$102.3 \pm 0.2$
$0.0473 \pm 0.0001$	$0.5939 \pm 0.0006$	$102.3 \pm 0.2$

Una seconda stima di  $\tau$  si può ottenere come media dei  $\tau_i$  sopra esposti, in quanto questi risultano non compatibili non si procede con una media pesata. Vale quindi

$$\tau = 102.0 \pm 0.6\mu s \quad (2)$$

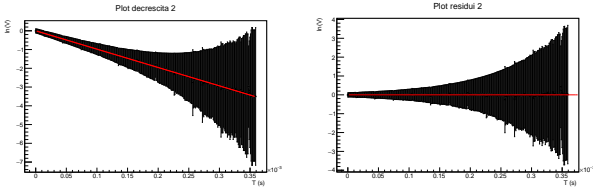
Si può quindi procedere con il fit lineare così da trovare la stima finale di  $\tau$ . La seconda parte dell'errore associato in ordinata (Eq.1), come anticipato, si può scorporare nel calcolo dell'incertezza sul fit lineare, in quanto trattasi di un errore correlato: significa che l'errore del coefficiente angolare, costante, viene man mano riscalato dal valore dell'ADC count, quindi si può trattare a tutti gli effetti come un errore di scala. Questo, tramite il logaritmo, viene interamente scaricato sull'intercetta del fit lineare. A questo punto, l'errore sulle tensioni convertite in volt è esattamente quello associato all'intercetta della funzione di calibrazione. Segue, per propagazione, l'errore

$$\sigma_y = \sqrt{\left(\frac{1}{b}\sigma_V\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\sigma_a\right)^2 + \left(\frac{a-V}{b^2}\sigma_b\right)^2 + 2cov_{ab}\frac{1}{b}\frac{a-V}{b^2}}$$

dove la covarianza tra i parametri a e b deriva dal precedente fit esponenziale, in quanto tali parametri sono ovviamente covarianti. Poi, applicando il logaritmo, segue l'errore finale da associare alle ordinate del fit lineare

$$\sigma_{\ln(y)} = \frac{1}{y} * \sigma_y$$

Seguono i risultati, che hanno il seguente andamento, simile per ogni decrescita come per il precedente fit:



Come si nota, la barra d'errore è molto grande nonostante sia stato scorporato l'errore di scala come prima descritto, e anche il  $\chi^2$  lo conferma, essendo decisamente inferiore rispetto ai gradi di libertà: di fatto, i  $\chi^2$  si aggirano attorno all'ordine  $10^{-1}$  (comunque 100 volte più alti dei precedenti), mentre i gradi di libertà sono  $\simeq 300/400$ : si evidenzia che le misure per i tempi più elevati tendono a rispettare meno l'andamento del fit rispetto a quelle per tempi minori, ma l'elevato errore ad esso associato sembra diminuire questo effetto di discostamento. A questo punto, si possono stimare i  $\tau = -\frac{1}{d} \pm \frac{\sigma_d}{d^2}$ , ottenendo

$\tau \pm \sigma_\tau \text{ } \mu\text{s}$
$101 \pm 3 \text{ } \mu\text{s}$
$102 \pm 3 \text{ } \mu\text{s}$
$102 \pm 3 \text{ } \mu\text{s}$
$102 \pm 5 \text{ } \mu\text{s}$

Dopo aver verificato che questi risultati siano effettivamente compatibili tra loro, se ne può fare una media ponderata per giungere al risultato finale, ossia:

$\tau_{att} \pm \sigma \text{ } \mu\text{s}$	$\tau_{sper} \pm \sigma \text{ } \mu\text{s}$	$\lambda_{teo}$
$112 \pm 4 \text{ } \mu\text{s}$	$102 \pm 2 \text{ } \mu\text{s}$	0.25

Si nota come il risultato sia altamente compatibile con l'attesa: la scarica completa conterrebbe circa 900 punti, anche rigettando la coda che, da un primo fit dopo aver effettuato la linearizzazione, si nota non seguire un andamento prettamente lineare, e considerando circa 300-400 punti totali per il fit lineare finale, il risultato soddisfa le attese. Inoltre, quest'ultimo risultato si trova in accordo con quello ottenuto dal primo fit esponenziale.

#### • Senza Arduino: operatori C e B.

L'operatore Barbon per la raccolta dei dati ha sfruttato i quadranti dell'oscilloscopio e ha misurato la tensione in corrispondenza dell'intersezione fra il cursore delle tensioni e la griglia dei tempi.

E' stato eseguito un primo fit lineare ponendo in ascissa i tempi e in ordinata il  $\ln(V)$ , considerando solo l'errore sulle tensioni opportunamente propagato, in modo da stimare dalla retta  $V_{max}$  e  $\tau$  poichè:

$$V_{max} = e^a, \tau = -\frac{1}{b}$$

In questo modo è possibile ricavare le incertezze sulle tensioni con la relazione:

$$\sigma_V = \sqrt{\sigma_t^2 + \left(\frac{\Delta V_{max} \tau}{V_{max}}\right)^2 * e^{-\frac{2t}{\tau}}}$$

Ciò si rende necessario per ovviare l'errore di lettura compiuto nella misurazione: si evidenzia che esso aumenta man mano che la curva si appiattisce. Negli ultimi punti presi sulla coda dell'esponenziale infatti, la determinazione del punto di intersezione tra la curva e la griglia dell'oscilloscopio su cui porre il cursore risulta sempre più impreciso. Questo contributo di errore che tiene conto della derivata della funzione analitica, e quindi della pendenza della curva, è stato aggiunto proprio per considerare questo tipo di incertezza nel computo totale.

E' stato calcolato l'errore sui  $\ln(V)$  attraverso la proiezione degli errori sulle ascisse :

$$\sigma_y = \sqrt{\sigma_y^2 + b^2 * \sigma_x^2}$$

Ove le ascisse sono i tempi e le ordinate i  $\ln(V)$ .

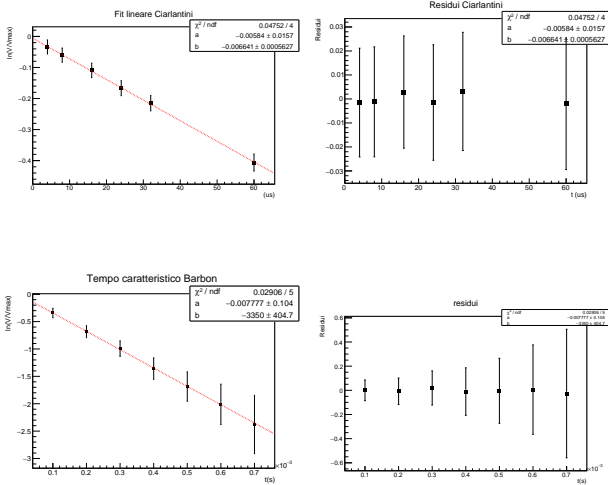
E' stato eseguito un secondo fit di  $\ln(V)$  vs  $t$  con gli errori calcolati come pocanzi spiegato in modo da stimare  $V_{max}$  e il relativo errore.

Infine è stato realizzato un ultimo fit di  $\ln[\frac{V}{V_{max}}]$  vs  $t$ , usando come  $V_{max}$  il valore ottenuto dal fit precedente.

La retta ottenuta è quindi della forma  $y=a+bx$  i cui valori sono riportati in tabella:

Op	$a \pm \sigma_a$	$b \pm \sigma_b$	$\chi^2$
C	$-0.06 \pm 0.02$	$-0.0066 \pm 0.0005$ $(\frac{1}{\mu s})$	0.04
B	$-0.01 \pm 0.1$	$-3400 \pm 400$ $(\frac{1}{s})$	0.03

Barbon ha ottenuto un eccessivo errore sulla intercetta e questo è dovuto alla sovrastima delle incertezze sui logaritmi, fatto confermato dalla stima del  $\sigma_{post}$  che risulta di un ordine di grandezza inferiore. Infatti il  $\chi^2$  ottenuto in fase sperimentale risulta inferiore alla stima teorica: questo suggerisce una sovrastima degli errori in ordinata.



Dal coefficiente angolare del fit si stima  $\tau$  :

Op	$\tau_a \pm \sigma_{\tau_a}$ (us)	$\tau_{sper} \pm \sigma_{\tau_{sper}}$ (us)	Compatibilità
C	$148.7 \pm 0.2$	$150 \pm 10$	0.1
B	$154 \pm 6$	$230 \pm 40$	3.95

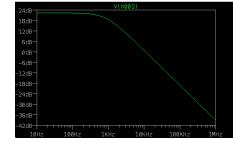
Si noti come la compatibilità dell'operatore Ciarlantini sia ottima ma non risulta rappresentativa per il risultato: l'errore su  $\tau_{sper}$  è solamente un ordine di grandezza più piccolo del suo valore stimato. E' evidente come dividere per una grandezza così elevata porti ad un valore

molto piccolo di compatibilità senza una reale bontà della stessa. Invece la compatibilità di Barbon risulta pessima: i valori ottenuti si discostano molto l'uno dall'altro, questo perchè in fase sperimentale a causa delle successive propagazioni si è ottenuta una sovrastima delle incertezze.

### 1.3.4 Risposta in frequenza

Si procede fornendo in ingresso un'onda sinusoidale di ampiezza 1 Vpp; variando la frequenza fornita in ingresso da generatore tra 10 Hz e 1 MHz sono state dunque misurate le ampiezze del segnale in ingresso e in uscita (modalità picco-picco) visualizzate su oscilloscopio.

L'andamento atteso per il grafico di Bode è quello tipico di un filtro passa basso



con frequenza di taglio attesa

$$f_{ta} = \frac{1}{2\pi C_{fpre} R_{fpre}} \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\sigma_{C_{fpre}}}{C_{fpre}^2 R_{fpre}}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{R_{fpre}}}{R_{fpre}^2 C_{fpre}}\right)^2}$$

Seguono i risultati, ove in ordinata sono stati scorporati gli errori di scala in quanto tramite il logaritmo vengono interamente scaricati sull'intercetta del fit tramite la relazione:

$$\sigma_{scala} = \frac{\sqrt{2}}{\ln(10)} * 0.015 \quad (3)$$

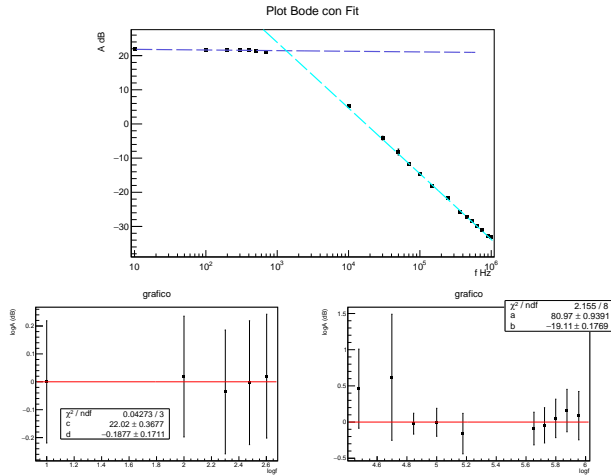
Per quanto concerne gli errori sulle frequenze, essi sono stati trascurati.

L'operatore Leso ha proceduto quindi con due fit lineari: il primo per i dati il cui voltaggio cresce, e il secondo dove il voltaggio resta tendenzialmente costante. Dall'intersezione  $x_{inter}$  tra le due rette ottenute, si calcola la frequenza di taglio come  $f_t = 10^{x_{inter}} \pm \sigma_f$  con  $\sigma_f$  calcolato secondo la formula riportata in appendice.

Compatibilmente con i risultati successivi, la sovrastima dell'errore in ordinata è confermata anche dal computo dei  $\chi^2$  (e del  $\sigma_{post}$ , che viene di circa un ordine di grandezza inferiore). Confrontando il grafico ottenuto con la simulazione LTSpice, si nota che i due grafici risultano ottimamente compatibili, confermando che il comportamento del circuito è appunto quello di un passa basso.

Seguono i plot dei fit





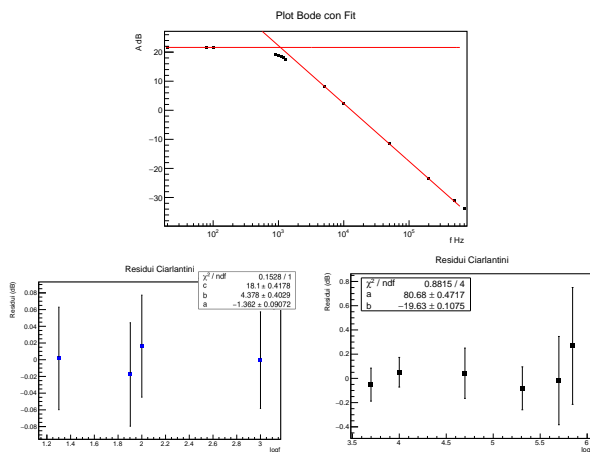
Come si nota, l'andamento dei dati a monte resta piuttosto costante attorno ai 22dB , essendo la pendenza della prima retta praticamente nulla. La seconda retta invece, ha pendenza  $\simeq -20\text{dB/dec}$  come teoricamente ci si aspetta.

L'operatore Ciarlantini nella sua analisi, differentemente da quanto fatto prima, ha fittato i dati per frequenze basse (da 20 a 1000 Hz) con una parabola in quanto essi mostravano andamento effettivamente parabolico. Ciò si nota dai residui sotto riportati che si accostano bene allo zero, cosa che non avrebbero fatto nel caso di un fit lineare. Il loro andamento conferma la buona scelta del tipo di fit effettuato.

Per i punti presi ad alta frequenza è stato eseguito un fit lineare come sopra descritto. L'intersezione per la stima della frequenza di taglio è stata calcolata con la retta tangente al massimo della parabola e la retta obliqua fittante i punti ad alta frequenza.

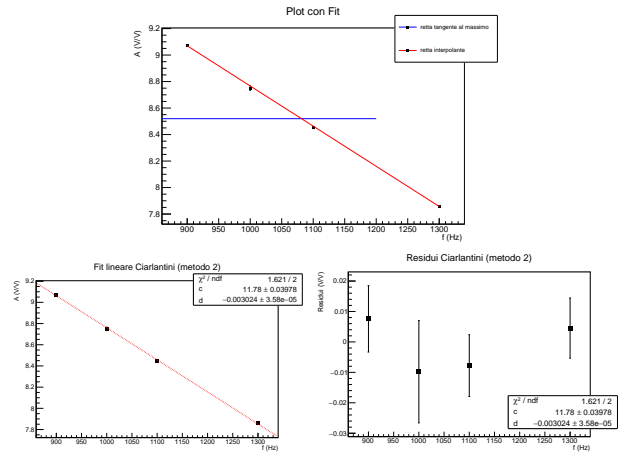
Il calcolo della  $f_t$  è stato effettuato come precedentemente spiegato.

Seguono i grafici dei residui e del plot totale del grafico di Bode con le rette intersecanti.



E' stata eseguita un altro tipo di analisi per cercare di affinare la stima di  $f_t$ . Durante la presa dati è stata campionata in maniera fine la zona attorno alla frequenza di taglio stimata dalle componenti del circuito. Attorno a questa si può approssimare l'andamento del grafico di bode ad una retta: in questo modo si è potuto eseguire un fit lineare dei punti (corrispondenti al range di frequenza 900-1300 Hz), tenendo la frequenza in scala decimale in ascissa e l'amplificazione, sempre in scala decimale (quindi V/V), in ordinata.

La retta così ottenuta è stata intersecata con la retta parallela all'asse delle ascisse tangente al valore del massimo della parabola (riportato da dB a V/V) diviso radice di due. L'ascissa dell'intersezione è appunto la frequenza di taglio sperimentale calcolata come sopra descritto. Seguono i risultati del plot e del grafico di bode.



L'operatore Barbon ha eseguito un fit lineare delle frequenze tra 10kHz e 500kHz e considerato l'ordinata corrispondente al massimo valore misurato come seconda retta interpolante, associando la corrispettiva incertezza e infine ha calcolato l'intersezione tra le due. In particolare la simulazione di LtSpice è in linea con tale procedimento.

Si riportano i parametri ottenuti in tabella:

$a \pm \sigma_a$ (dB)	$b \pm \sigma_b$ (dB/dec)	$\max \pm \sigma_{max}$ (dB)
$79 \pm 2$	$-19.5 \pm 0.4$	$21.14 \pm 0.09$

La pendenza della retta ottenuta è all'incirca di  $-20\text{dB/dec}$  come ci si aspettava a livello teorico.

Figura 1: B

Per la stima della frequenza di taglio, comparata a quella attesa, si ottiene:

Op	$f_{ts} \pm \sigma_f$ [Hz]	$f_{ta} \pm \sigma_f$ [Hz]	compatibilità
L	$1.3 \pm 0.1$ k	$1.426 \pm 0.001$ k	1
C <sub>1</sub>	$1030 \pm 20$	$1070 \pm 2$	2
C <sub>2</sub>	$1080 \pm 10$	$1070 \pm 2$	0.7
B	$1000 \pm 100$	$1030 \pm 40$	0.5

### 1.3.5 Commenti

Come si può notare, le incertezze associate alla frequenza di taglio sperimentale di L e B risultano piuttosto elevate, probabilmente perchè gli errori in ordinata dei vari fit presentavano una sovrastima, ipotesi confermata dai bassi  $\chi^2$ .

## 2 Circuito Shaper

### 2.1 Obiettivi

Questo secondo modulo ha come obiettivo quello di modificare il segnale in uscita dal preamplificatore, riducendone la durata, senza però intaccare ciò che riguarda la carica in ingresso: dunque, il segnale di output dovrà essere proporzionale all'input. Si mira dunque sia a verificare quest'ultima affermazione, sia che si abbia un'effettiva riduzione del segnale in output.

### 2.2 Componenti del circuito

Seguono i dati dei componenti del circuito in questione:

Tabella 4: L

Componente	Misura $\pm$ incertezza	FS
Csh <sub>1</sub>	$115 \pm 6$ pF	1000 pF
Csh <sub>2</sub>	$113 \pm 6$ pF	1000 pF
Rsh <sub>1</sub>	$99.96 \pm 0.06$ k $\Omega$	100 k $\Omega$
Rsh <sub>2</sub>	$100.22 \pm 0.06$ k $\Omega$	1000 k $\Omega$

Tabella 5: C

Componente	Misura $\pm$ incertezza	FS
Csh <sub>1tot</sub>	$165 \pm 2$ pF	1000 pF
Csh <sub>1cav</sub>	$11.0 \pm 0.1$ pF	1000 pF
Csh <sub>1</sub>	$155 \pm 2$ pF	1000 pF
Csh <sub>2tot</sub>	$159 \pm 2$ pF	1000 pF
Csh <sub>2cav</sub>	$11.0 \pm 0.1$ pF	1000 pF
Csh <sub>2</sub>	$149 \pm 2$ pF	1000 pF
Rsh <sub>1</sub>	$99.80 \pm 0.06$ k $\Omega$	100 k $\Omega$
Rsh <sub>2</sub>	$99.95 \pm 0.06$ k $\Omega$	1000 k $\Omega$

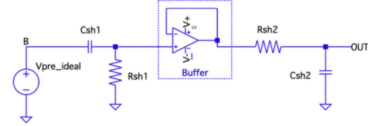
Tabella 6: B

Componente	Misura $\pm$ incertezza	FS
Ccavetti	$9.0 \pm 0.1$ pF	1000 pF
Rsh <sub>1</sub>	$148.32 \pm 0.07$ k $\Omega$	1000 k $\Omega$
Rsh <sub>2</sub>	$148.30 \pm 0.08$ k $\Omega$	1000 k $\Omega$
Csh <sub>1</sub>	$101 \pm 8$ pF	1000 pF
Csh <sub>2</sub>	$103 \pm 8$ pF	1000 pF

### 2.3 Analisi dati

#### 2.3.1 Verifica del funzionamento del circuito

Si costruisce il seguente circuito



In primis si inserisce sull'ingresso B un'onda quadra di frequenza  $\simeq 100$  Hz e di ampiezza 1 V, così da simulare il comportamento di un segnale ideale, costante per un tempo indeterminato e in grado di garantire una salita pressochè istantanea.

Per quanto concerne l'analisi della risposta del circuito al segnale fornito in ingresso, si attende la seguente tensione in uscita

$$V_{out}(t) = \frac{V_{in}}{\tau_{sh}} e^{-\frac{t}{\tau_{sh}}}$$

con massimo

$$V_{sh}^{max} = \frac{V_{in}}{e} \pm \frac{\sigma V_{in}}{e}$$

assunto a  $t_{max} = \tau_{sh}$ , ove

$$\tau_{sh} = Csh_i Rsh_i \pm \sqrt{(Csh_i \sigma_{Rsh_i})^2 + (Rsh_i \sigma_{Csh_i})^2}$$

Si ottiene, considerando il pedice **a** come "attesa" e il pedice **s** come "sperimentale":

Op	$\tau_{a1} \pm \sigma_{\tau_{a1}}$ [ $\mu$ s]	$\tau_{a2} \pm \sigma_{\tau_{a2}}$ [ $\mu$ s]	$\lambda_{\tau_{a1}\tau_{a2}}$	$\tau_{max} \pm \sigma_{\tau_{max}}$ [ $\mu$ s]
L	$11.5 \pm 0.6$	$11.3 \pm 0.6$	0.2	$11.4 \pm 0.4$
C	$15.5 \pm 0.2$	$14.9 \pm 0.2$	2	$15.2 \pm 0.2$
B	$15 \pm 1$	$15 \pm 1$	0.16	$15 \pm 1$

Siccome in un passa banda la frequenza del massimo è legata alle due frequenze di taglio dalla relazione  $f_{max} = \sqrt{f_{t1}f_{t2}}$ , e  $f = \frac{1}{2\pi\tau}$ , segue l'analoga relazione  $\tau_{max} = \sqrt{\tau_1\tau_2}$  con incertezza per propagazione (riportata in appendice).

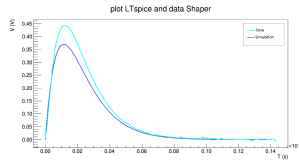
Si evidenzia come effettivamente venga rispettata l'attesa di riduzione del tempo caratteristico:  $\tau_{sh}$  risulta di un ordine di grandezza inferiore rispetto a  $\tau_{pre}$ .

Per il voltaggio massimo si ottiene

Op	$V_{maxa} \pm \sigma_{V_{maxa}}$ [mV]	$V_{maxs} \pm \sigma_{V_{maxs}}$ [mV]	compatibilità
L	$370 \pm 20$	$380.0 \pm 10$	0.5
C	$367.879 \pm 0.007$	$352 \pm 6$	2
B	$790 \pm 10$	$720 \pm 10$	4

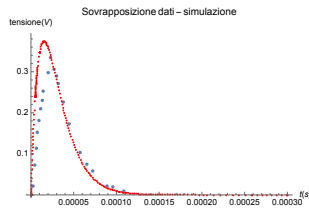


- **Arduino: Operatore L.** Segue la forma d'onda registrata, in paragone alla simulazione LTSpice



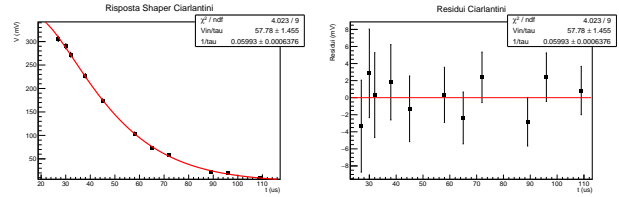
Come si può notare, il valore del massimo viene assunto circa allo stesso tempo, coincidente con  $\tau_{sh}$  stimato in precedenza, mentre il picco della simulazione è più basso di quello sperimentamente acquisito dalla DAQ. In realtà ci si aspettava l'esatto contrario, dato che le componenti circuitali dovrebbero influire sull'output abbassando la curva in uscita: ciò accade perchè l'operatore ha inserito un voltaggio in ingresso maggiore di 1V.

- **Senza Arduino: Operatori C e B**  
Grafico Ciarlantini:



Si nota come i dati sperimentali (in blu) approssimino in modo non accurato la curva ideale simulata con spice (in rosso), soprattutto il suo massimo. Solamente nella discesa si accostano leggermente meglio ad essa. Ciò potrebbe essere dovuto al fatto che il set di misure è stato preso in due momenti diversi: la discesa nel secondo giorno di esperienza e la salita con il massimo nel terzo giorno quando sulla basetta era stata ultimata la costruzione dell'intera catena elettronica. Gli altri componenti potrebbero aver influito in qualche modo nella risposta dello shaper ideale come resistenze o capacità parassite che hanno invalidato in parte la presa dati. I dati sono stati comunque fittati considerando solo la parte di discesa della curva, dove i dati sperimentali ne seguono meglio l'andamento: in questo modo è possibile ottenere una stima più accurata di  $\tau$ , dato che questo parametro riguarda la discesa esponenziale della curva. L'ideale sarebbe stato eseguire un fit completo dei dati con la forma analitica di  $V_{out}$  ma la poca accordanza tra dati e simulazione

avrebbe portato una stima non precisa. Seguono i grafici del fit eseguito e il tau stimato sperimentalmente (il suo errore si associa per propagazione).



Considerando solamente la parte finale della curva si ottiene un buon fit come dimostrano i residui che ben si distribuiscono attorno allo zero. Si stima dal fit un tau sperimentale di  $16.7 \pm 0.2 \mu s$ . La compatibilità con il  $\tau_{max}$  è 6.

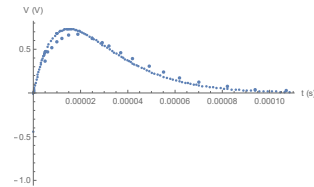


Figura 2: Barbon

Come precedentemente descritto l'andamento dei dati sperimentali presenta valori inferiori rispetto alla simulazione di LtSpice. Per errore è stato impostato in ingresso un voltaggio pari a 2V anziché 1 V dunque il grafico presenta un massimo ad un livello più elevato rispetto a Ciarlantini. Il massimo della curva sperimentale è pari a 672mV a cui corrisponde un tempo di 19 us. E' stato dunque ricavato il fit precedentemente descritto tenendo in considerazione solo le incertezze sulle tensioni ottenendo i valori riportati in tabella:

Op	$\tau_{spice}$ (us)	$\tau_{sper}$ (us)
B	$16 \pm 1$	$20 \pm 5$

Poichè è stato eseguito un fit senza errori il valore di  $\tau_{teorico}$  trovato per Barbon con LtSpice risulta avere un errore molto elevato, gli è stata dunque associata l'incertezza dovuta agli elementi del circuito poichè dipende da questi. Inoltre il valore di  $\tau$  sperimentale è maggiore rispetto a quello teorico, il fatto che il massimo sperimentale sia spostato rispetto a quello teorico potrebbe essere dovuto a effetti di dissipazione interni al circuito. E' stata dunque calcolata la compatibilità fra i due valori ottenuti riportata in tabella:

Op	Compatibilità
B	0.74

Invece, per C la compatibilità risulta pessima.

### 2.3.2 Risposta in frequenza dello shaper base

La funzione di trasferimento del circuito risulta essere

$$H(s) = \frac{1}{\tau_{sh}} \frac{s}{(s + \frac{1}{\tau_{sh}})^2} \quad (4)$$

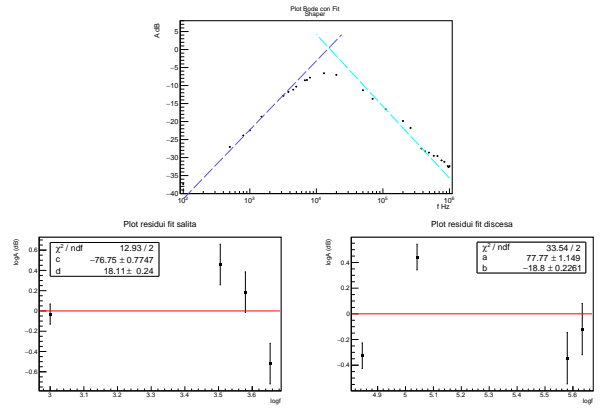
**Quindi ci si aspetta un grafico di Bode tipico dei filtri passa banda: una salita lineare di pendenza 20 dB/dec fino al polo con  $f = \frac{1}{2\pi\tau_{sh}}$  e una decrescita lineare di pendenza -20dB/dec.**

Si calcola la frequenza di taglio attesa come

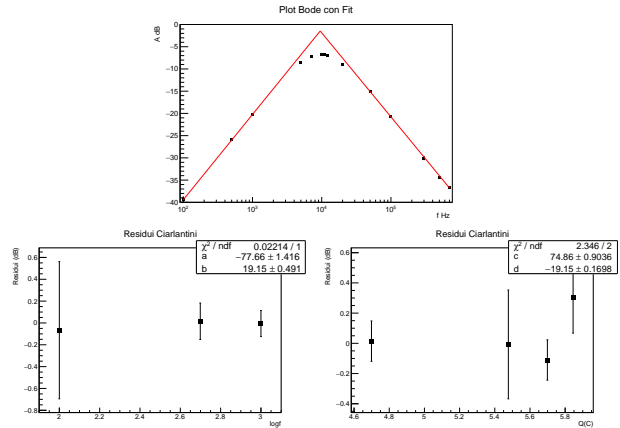
$$f_{ta} = \frac{1}{2\pi Csh_1 Rsh_1} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi Csh_1 Rsh_1^2} \sigma_{Rsh_1^2}\right)^2 + \left(\frac{1}{2\pi Rsh_1 Csh_1^2} \sigma_{Csh_1^2}\right)^2}$$

e si procede con l'analisi dei dati ottenuti sperimentalmente.

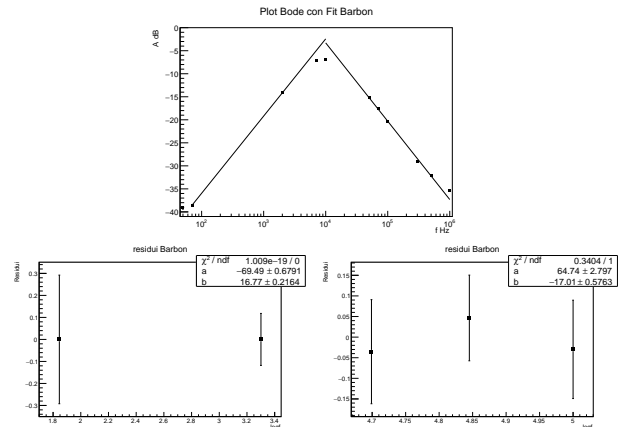
Per stimare la frequenza di taglio come  $f = 10^{x_{inter}}$ , sono stati eseguiti due fit lineari di punti corrispondenti a frequenze molto basse e frequenze molto alte rispettivamente. La pendenza delle due rette dovrebbe essere circa  $\simeq 20dB/dec$ ,  $-20dB/dec$  come ci si dovrebbe aspettare dal comportamento di un passa banda. L'intersezione tra queste rette  $x_{inter}$  è usata per stimare la frequenza di taglio per sopra descritto associandovi l'errore per propagazione (riportato in appendice). Nel computo dell'errore su  $x_{inter}$ , che si ripercuote sull'errore della frequenza di taglio, sono stati considerati anche i termini di covarianza dovuti alla correlazione dei parametri stimati. Seguono i risultati grafici, ove è stato scelto di riportare solo i residui dei fit, con i valori dei parametri ottenuti e del  $\chi^2$  perchè da essi, più che dal fit vero e proprio, si può giudicare la bontà dell'interpolazione effettuata.



I residui sembrano confermare l'andamento lineare, distribuendosi omogeneamente al di sopra e al di sotto dello zero. Ci si attendeva una distribuzione migliore, ma anche rigettando i dati meno rappresentativi non si riesce ad ottenere nulla di eccellente. Comunque, le pendenze sono in modulo vicine all'attesa di 20dB/dec.



Come si nota dal grafico dei residui, i due fit sono una buona approssimazione del reale andamento dei dati, distribuendosi in modo uniforme attorno allo zero. Questa osservazione è supportata dai coefficienti delle rette che sono sufficientemente vicini al valore di aspettazione di 20 dB.



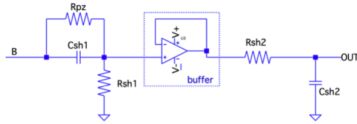
Non sono stati inseriti i valori del  $\chi^2$  teorico per B poichè sono stati considerati un numero esiguo di dati, ossia 2: in realtà un fit lineare per due punti non si può considerare accettabile, in quanto non rappresentativo per i dati.

Op	$f_{ts} \pm \sigma_f$ [kHz]	$f_{ta} \pm \sigma_f$ [kHz]	compatibilità
L	$15.4 \pm 0.5$	$13.8 \pm 0.7$	1.8
C	$10.5 \pm 0.1$	$9.6 \pm 0.3$	2
B	$9 \pm 10$	$10.6 \pm 0.9$	0.06

Per quanto riguarda l'incertezza sulla frequenza di taglio, essa risulta elevata (per Barbon in particolare) poichè le incertezze sulle ordinate sono state sovrastimate (come  $\chi^2$  conferma) e questo ha influenzato il computo dei parametri del fit.

## 2.4 Shaper con onda uscente dal preamplificatore in ingresso

Dopo aver realizzato il seguente circuito



Si inietta un impulso quadrato da generatore di frequenza  $f=1$  kHz, tensione negativa  $-1V_{pp}$  dallo 0 e durata  $T=5\mu s$ .

Ora la salita non risulta più istantanea come in precedenza, e non si ha più un andamento costante al masimo quanto piuttosto uno smorzamento esponenziale. Al fine di minimizzare l'**undershoot** (ossia il fatto che il segnale in output supera in negativo la baseline e torna ad azzerarsi molto più lentamente del caso precedente), dovuto proprio al fatto che non si ha più un ingresso ideale, si ricerca la resistenza **Rpz** più adatta, così da correggere con compensazione **pole zero** l'effetto di undershoot sopra descritto: teoricamente questa dovrebbe avere un valore »  $R_{sh1}$ , pari a

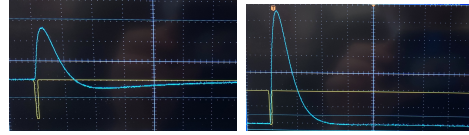
$$R_{pz} = \frac{\tau_{pre}}{C_{sh1}} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{C_{sh1}} * \sigma_{\tau}\right)^2 + \left(\frac{\tau_{pre}}{C_{sh1}^2} * \sigma_{C_{sh1}}\right)^2}$$

Questa resistenza Rpz posta in parallelo a  $C_{sh1}$ , trasforma la funzione di trasferimento in modo che il circuito presenti un polo doppio in  $f = \frac{1}{2\pi\tau_{sh}}$ . Gli operatori hanno utilizzato le seguenti resistenze:

Op	$R_{pz} \pm \sigma_{R_{pz}}$ [kΩ]
L	$1012.8 \pm 0.7$
C	$960 \pm 7$
B	$1500 \pm 1$

A questo punto si nota come il segnale non superi più la baseline, tendendo ad essa e azzerandosi molto più velocemente rispetto al caso senza compensazione, andando ad avvicinarsi al comportamento ideale.

Seguono le foto del segnale acquisito dall'oscilloscopio, a sinistra con undershoot e a destra quello con compensazione pole zero.

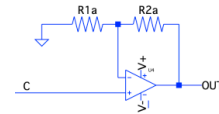


## 3 Catena elettronica completa

A questo punto, si desidera che lo shaper, oltre a modificare il segnale, lo amplifichi. Si assembla quindi un circuito con amplificatore non invertente collegato direttamente all'uscita dello shaper stesso.

### 3.1 Ricerca dell'amplificazione corretta

Dopo aver realizzato il seguente circuito



Si imposta la durata più lunga per il segnale sul generatore (pari a  $10\mu s$ ) e si misura l'ampiezza del segnale di uscita dallo shaper. Successivamente, si ricerca l'amplificazione necessaria al fine di ottenere un segnale in uscita pari a  $\simeq 2V$ , ossia  $A = \frac{2}{V_{in}[V]} \pm \frac{\sigma_{V_{in}} * 2}{V_{in}^2}$ , e si trovano le resistenze  $R_{1a}$  e  $R_{2a}$  tali che

$$A = \left(\frac{R_{2a}}{R_{1a}} + 1\right) \pm \sqrt{\left(\frac{1}{R_{1a}} * \sigma_{R_{2a}}\right)^2 + \left(\frac{R_{2a}}{R_{1a}^2} * \sigma_{R_{1a}}\right)^2}$$

ove il "+1" deriva dal fatto che l'operazionale è montato in configurazione non invertente. Seguono i risultati

Op	$A_a \pm \sigma_{A_a}$	$R_{1a} \pm \sigma_{R_{1a}}$ [kΩ]	$R_{2a} \pm \sigma_{R_{2a}}$ [kΩ]	$A_s \pm \sigma_{A_s}$
L	$5.43 \pm 0.01$	$5.600 \pm 0.006$	$26.87 \pm 0.02$	$4.798 \pm 0.006$
C	$4.46 \pm 0.02$	$16.24 \pm 0.08$	$56.14 \pm 0.08$	$4.46 \pm 0.02$
B	$4.91 \pm 0.02$	$10.01 \pm 0.04$	$39.1 \pm 0.1$	$4.5 \pm 0.1$

Si evidenziano anche i voltaggi in uscita attesi con l'amplificazione ottenuta e quelli effettivamente misurati sperimentalmente, in relazione al voltaggio fornito in ingresso:

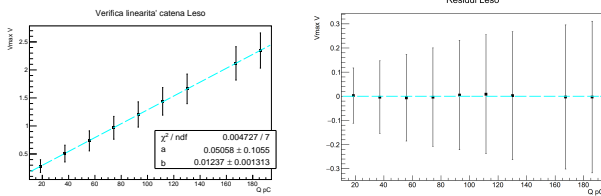
Op	$V_{in} \pm \sigma_{V_{in}}$ V	$V_{out_a} \pm \sigma_{V_{out_a}}$ V	$V_{out_s} \pm \sigma_{V_{out_s}}$ V	$\lambda$
L	$0.368 \pm 0.007$	$2.13 \pm 0.04$	$2.20 \pm 0.04$	1.2
C	$0.448 \pm 0.002$	$1.99 \pm 0.01$	$2.00 \pm 0.02$	0.1
B	$0.448 \pm 0.002$	$2.12 \pm 0.04$	$2.18 \pm 0.04$	1.1

Si nota un discostamento tra il voltaggio atteso in uscita e quello effettivamente ottenuto, probabilmente a causa delle componenti circuitali non ideali.

### 3.1.1 Verifica della linearità della catena elettronica

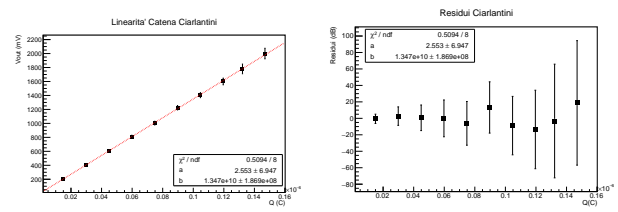
Si modifica la durata dell'impulso in ingresso e si studiano le forme d'onda al fine di ottenere un fit di  $Q_{in}$  vs  $V_{out}$ , come in precedenza.

- **con Arduino: operatore L.** La scheda Arduino Due può ricevere come input solo segnali positivi fino a circa 3V: il segnale senza amplificazione si aggira attorno ai  $10^2$  mV, quindi è già superiore allo zero, ma amplificandolo linearmente si può sfruttare al meglio l'input range della scheda. Si registrano le forme d'onda e si ricerca il massimo per ogni set di dati. Dopo di che, si convertono gli ADC in Volt e si calcola la carica come sopra descritto. Dopo un primo fit realizzato tenendo conto solo delle incertezze in ordinata, si possono proiettare quelle in ascissa e procedere con il fit lineare definitivo. Si ottengono i seguenti fit:



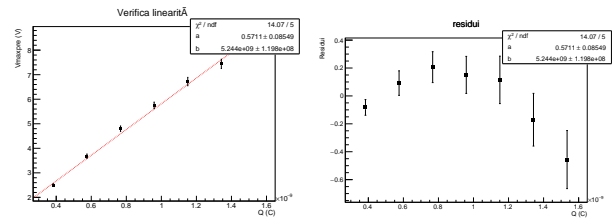
ove si nota chiaramente l'andamento lineare dei dati, confermato anche dai residui. Come prima, il  $\chi^2$  evidenzia la sovrastima delle incertezze in ordinata. Si nota che il dato che corrisponderebbe a  $T=8 \mu s$  è stato rigettato in quanto outlier: probabilmente l'operatore ha erroneamente salvato due volte il set di dati corrispondente a  $T=9 \mu s$ .

- **senza Arduino: operatori C e B.** L'analisi dati è stata eseguita in maniera speculare a quella della linearità del preamplificatore, seguendo gli stessi passaggi e computando gli errori allo stesso modo. Si riportano quindi in questa sezione solo i grafici per la verifica della linearità, in cui sono inseriti i valori dei parametri e del  $\chi^2$  calcolati dal fit lineare.



Il  $\chi^2$  risulta essere molto inferiore rispetto al suo valore teorico e ciò indica una sovrastima degli errori in ordinata dovuta probabilmente anche alla proiezione degli errori delle ascisse sulle ordinate. E' stato comunque seguito questo procedimento in quanto la carica in ascissa presentava un errore non completamente trascurabile (errore relativo  $10^{-2}$ ): è stato quindi considerato per non trascurare nulla del contributo di incertezza, pur essendo consapevoli che questo avrebbe sovrastimato l'errore e quindi ridotto notevolmente il  $\chi^2$ . L'aumento delle barre di errore al crescere del valore dei voltaggi è conseguenza del contributo di scala inserito nell'errore che è appunto proporzionale alla grandezza di  $V_{out}$ .

L'intercetta è compatibile con l'origine come ci si attende dalla teoria e i residui risultano buoni distribuiti uniformemente attorno allo zero



Si nota l'andamento anomalo dei residui dell'operatore Barbon questo perchè è stato iniettato un segnale per un periodo molto lungo e di conseguenza una grande carica. Potrebbe essere che il circuito sia andato in saturazione. Come si nota dai residui l'andamento è di tipo esponenziale come ci si aspetta per tempi molto lunghi. Dunque l'analisi di tale fit non può essere presa in considerazione.

### 3.1.2 Risposta in frequenza della catena elettronica

Si calcola la frequenza di taglio attesa come quella dello shaper: infatti, la funzione di trasferimento coincide con il prodotto delle precedenti, e, siccome

$$\tau_z = R_{pz} * C1 = \frac{\tau_{pre}}{C1} * C1 = \tau_{pre} \quad (5)$$

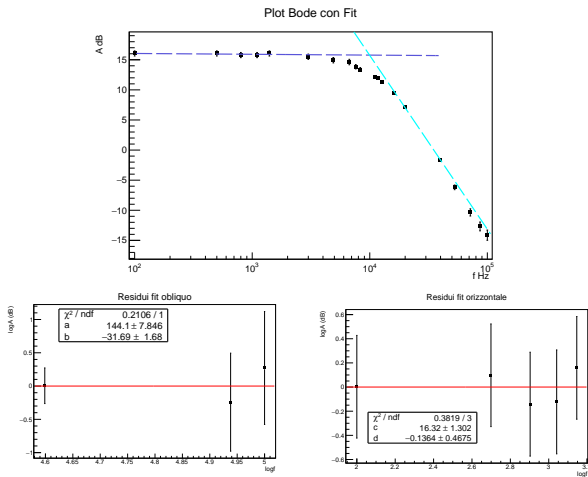
si ottiene la funzione di trasferimento finale posta in appendice, che ha lo stesso polo doppio dello shaper. La risposta in frequenza deve quindi coincidere con quella di un filtro passa

basso, con andamento costante a basse frequenze e una decrescita lineare di  $-40\text{dB/dec}$  successivamente, e in particolare la frequenza di taglio attesa è la stessa che si trova per lo shaper.

Vengono quindi eseguiti due fit lineari: uno dei dati a voltaggio decrescente, e uno dei dati a voltaggio tendenzialmente costante. Come prima, dall'intersezione dei due fit si ricava la frequenza di taglio.

Seguono i plot dei fit

Figura 3: L



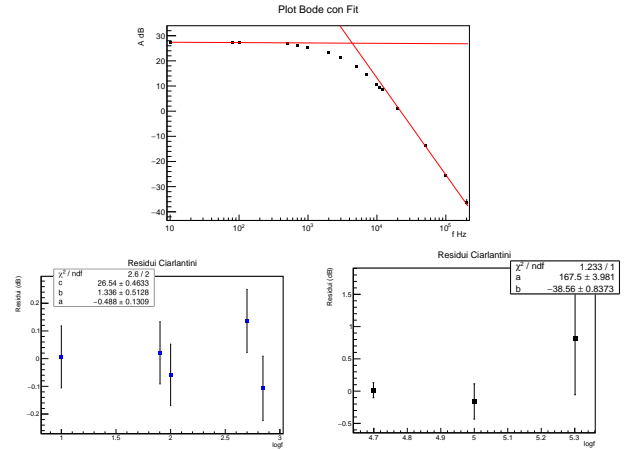
Come riportato in seguito, la frequenza di taglio sperimentale risulta  $\simeq 11\text{kHz}$ , più bassa sia dell'attesa sia della frequenza stimata per la sezione del circuito shaper. Questa incongruenza dei risultati può derivare dal fatto che la pendenza della retta obliqua risulta decisamente maggiore dell'attesa ( $\simeq -30\text{ dB/dec}$  contro  $-40\text{ dB/dec}$  atteso) e anche l'elevato errore associato all'intersezione dovrebbe derivare da questo. Inoltre, ci si aspetterebbe di trovare la stessa frequenza di taglio dello shaper anche sperimentalmente, ma questa risulta decisamente più bassa, per lo stesso identico motivo: se la pendenza della retta fosse maggiore in modulo, ovviamente aumenterebbe la  $x_{inter}$  e dunque anche la frequenza di taglio. Il risultato sperimentale finale si discosta dunque dall'attesa più del previsto.

Per quanto riguarda l'analisi dati eseguita da Ciarlantini, contrariamente a quanto calcolato da Leso, per i punti a frequenza bassa, tra i 10 e i 700 Hz, è stato eseguito un fit parabolico. E' stato trovato il massimo di tale parabola ed è stata tracciata la retta tangente a questo. L'intersezione tra quest'ultima e la retta interpolante i dati ad alta frequenza (range

50-200 kHz) corrisponde al logaritmo in base 10 della frequenza di taglio cercata.

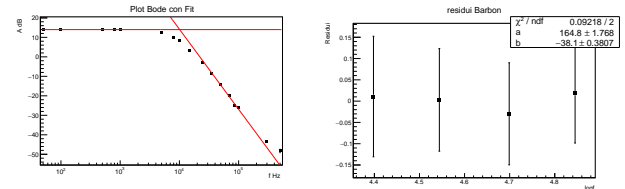
E' stato quindi utilizzato lo stesso procedimento seguito nelle altre analisi del grafico di Bode per la stima di  $f_t$  e del suo errore opportunamente propagato, considerando anche le covarianze tra i parametri.

Seguono il plot del grafico di Bode con scala logaritmica sulle ascisse e le due rette intersecanti, i grafici dei residui parabolici e lineari con i parametri e il  $\chi^2$  riportati:



Barbon ha eseguito lo stesso procedimento descritto per il preamplificatore.

Figura 4: B



Come si nota dai grafici i residui si allineano bene attorno alla retta interpolante. Come stima della frequenza di taglio, comparata a quella attesa, si ottiene:

O <sub>F</sub>	$f_{ts} \pm \sigma_f$ [kHz]	$f_{ta} \pm \sigma_f$ [kHz]	compatibilità
L	$11 \pm 1$	$13.8 \pm 0.7$	2
C	$4.3 \pm 0.2$	$10.5 \pm 0.1$	23
B	$9.1 \pm 0.1$	$10.1 \pm 0.1$	1.6

E' stata stimata la compatibilità fra la frequenza di taglio ottenuta dallo shaper e della catena elettronica poichè ci si aspetta che siano compatibili dato che hanno lo stesso polo. I valori sono riportati in tabella:

O <sub>F</sub>	$f_{t_{shaper}} \pm \sigma_f$ [kHz]	$f_{t_{catena}} \pm \sigma_f$ [kHz]	compatibilità
L	$13.4 \pm 0.5$	$11 \pm 1$	3.9
C	$9.6 \pm 0.3$	$4.3 \pm 0.2$	13
B	$9 \pm 10$	$9.1 \pm 0.1$	0.02

La stima della frequenza di taglio di Ciarlantini risulta essere molto lontana da quella attesa. Questo può essere dovuto ad un errore nei dati grezzi, conseguente all'errata lettura dei dati sull'oscilloscopio per esempio, piuttosto che all'analisi dati in sè, che è stata condotta alla stregua delle altre due componenti del gruppo ottenendo buoni risultati. Un'altra causa potrebbe essere legata alla costruzione del circuito: tra le varie parti dell'esperienza è possibile che inavvertitamente abbia mosso qualche componente o modificato il setting di qualche resistenza, in particolare della resistenza di pole zero dello shaper. Provando con simulazioni spice è stato notato che Rpz è quella che più influisce sulla forma del grafico di bode e quindi sulla frequenza di taglio, le altre componenti apportano modifiche non rilevanti. Si nota che la compatibilità di Barbon è piuttosto buona, ma questo è dovuto al fatto che la frequenza di taglio dello shaper ha un'incertezza piuttosto alta, come precedentemente evidenziato.

### 3.2 Commento finale

L'intera esperienza permette di assemblare e analizzare una serie di moduli che, nel loro insieme, simulano il comportamento di un **rivelatore di radiazione**: il generatore di funzioni fornisce in input un impulso di corrente rettangolare (che riproduce la rivelazione di un evento), questo viene modificato dal preamplificatore (che riduce il rumore) e successivamente dallo shaper (che lo modifica), e infine amplificato così da garantire una miglior acquisizione finale da parte di una DAQ (ossia ADC della scheda Arduino Due in questa esperienza).

## 4 Appendice

- errore x intersezione

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{\sigma_c^2}{(b-d)^2} + \frac{\sigma_a^2}{(b-d)^2} + \frac{(c-a)^2\sigma_b^2}{(b-d)^4} + \frac{(c-a)^2\sigma_d^2}{(b-d)^4} + cov} \quad (6)$$

dove con il termine "cov" si intendono i contributi delle covarianze tra le coppie di parametri a,b e c,d.

- errore frequenza di taglio

$$\sigma_{f_t} = 10^x \ln(10) \sigma_x$$

- errore  $\tau_{\max}$

$$\sigma_{\tau_{\max}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1} \sigma_{\tau_1}^2 + \frac{\tau_1}{\tau_2} \sigma_{\tau_2}^2}$$

- Funzione di trasferimento catena completa

$$H(s) = -\frac{1}{R_{in}C_f} \frac{1}{s + \frac{1}{\tau_{pre}}} \frac{1}{\tau_{sh}} \frac{s + \frac{1}{\tau_z}}{(s + \frac{1}{\tau_{sh}})^2} \left(1 + \frac{R2a}{R1a}\right)$$

- Compatibilità

$$\lambda = \frac{|a - b|}{\sqrt{\sigma_a^2 + \sigma_b^2}}$$

La scala per stabilire il grado di compatibilità tra le grandezze è

- \*  $0 < \lambda < 1$  ottimamente compatibile
- \*  $1 < \lambda < 2$  compatibile
- \*  $2 < \lambda < 3$  discretamente compatibile
- \*  $\lambda > 3$  non compatibile