

# **Laboratorio di Fisica**

Docenti: Prof. A. Garfagnini - Prof. M. Lunardon  
Corso di Laurea in Fisica  
Canale 1 A-L  
Anno Accademico 2020/2021

---

## **ESPERIENZA DI LABORATORIO**

Amplificatori Operazionali & Calibrazione Arduino

---

TURNO T2

**NICOLÒ LAI**  
1193976  
[nicolo.lai@studenti.unipd.it](mailto:nicolo.lai@studenti.unipd.it)

DATA ESPERIENZA  
28/10/2020 - 29/10/2020

# 1 Obiettivo

Verificare la linearità di un amplificatore operazionale e misurare il guadagno di un circuito amplificatore. Misurare la frequenza di taglio di un filtro attivo passa alto e verificarne il comportamento derivatore. Calcolare il sampling rate e la funzione di calibrazione in tensione di una scheda Arduino Due.

## 2 Strumentazione e Componenti

Nel corso dell'esperienza vengono utilizzati:

- Multimetro digitale Metrix MTX3292
- Generatore di funzioni Tektronix AFG1022
- Oscilloscopio digitale Tektronix TBS1102B
- Alimentatore di tensione continua TTi
- Circuito integrato TL082C (contenente due amplificatori operazionali)
- Tre resistori  $R_f$ ,  $R_1$ ,  $R_3$  ed un condensatore  $C_1$
- Scheda Arduino Due

## 3 Amplificatore Operazionale Invertente

In questa sezione ci si propone di studiare il comportamento di un circuito puramente resistivo comprendente un amplificatore operazionale in configurazione invertente (polo positivo a massa, polo negativo collegato al segnale in ingresso). Si vuole in particolare verificare la sua linearità e stimare l'amplificazione del circuito come grandezza derivata sia partendo dalle misure dirette delle resistenze del circuito, sia come parametro di un'interpolazione lineare di misure acquisite con l'oscilloscopio.

### 3.1 Configurazione Sperimentale

Si inizia assemblando il circuito, rappresentato in Figura 1, utilizzando le resistenze  $R_f$ ,  $R_1$ ,  $R_3$  e l'amplificatore operazionale. La resistenza  $R_g$  rappresenta la resistenza interna del generatore, non nulla in quanto ci si trova in condizioni di non idealità. Le resistenze esterne, invece, vengono misurate direttamente utilizzando il multimetro Metrix MTX3292, ottenendo i risultati esposti in Tabella 1. Si utilizza poi un generatore di tensione continua con  $V_{cc} = +15\text{ V}$  e  $V_{ee} = -15\text{ V}$  per alimentare l'operazionale. Si assume, inoltre, che esso abbia un comportamento ideale, ovvero che il polo positivo ed il polo negativo si trovino allo stesso potenziale (*virtual short*). Il segnale viene prelevato nei punti  $IN$  e  $OUT$  evidenziati nello schema in Figura 1 (e verrà in seguito

richiamato rispettivamente come  $V_{in}$  e  $V_{out}$ ) utilizzando due sonde 10X. Dal canale CH1 dell'oscilloscopio viene visualizzato il segnale in ingresso  $V_{in}$ , mentre il segnale in uscita  $V_{out}$  è prelevato dalla sonda collegata al canale CH2. Per entrambi i canali viene selezionata la modalità "attenuazione sonda 10X", in modo da compensare la riduzione del segnale dovuta alle sonde e visualizzare quindi nel display il segnale reale. Il generatore di funzioni viene poi configurato in

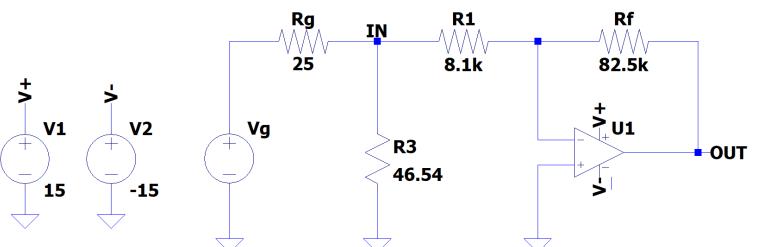


Figura 1: Rappresentazione a variabili concentrate del circuito assemblato in laboratorio.

Misure Dirette delle Resistenze		
Resistenza	Valore	F.S.
$R_f$	$82.46 \pm 0.03 \text{ k}\Omega$	$100 \text{ k}\Omega$
$R_1$	$8.089 \pm 0.003 \text{ k}\Omega$	$10 \text{ k}\Omega$
$R_3$	$46.54 \pm 0.05 \Omega$	$1 \text{ k}\Omega$

Tabella 1: Valori di resistenza, misurati direttamente con il multimetro, e relativo fondoscala.

modalità "50 Ohm", in modo che l'impedenza d'uscita del generatore sia comparabile con  $R_3 \approx 50 \Omega$ . Ci si aspetta così di trovare una tensione in ingresso  $V_{in}$  in accordo con la tensione nominale erogata dal generatore. Si imposta infine il generatore di funzioni in modo da erogare un segnale di tipo sinusoidale con frequenza  $f_{gen} = 1 \text{ kHz}$  (mantenuta costante in questa sezione) e ampiezza invece variabile tra  $200 \text{ mV}$  picco picco e  $3.5 \text{ V}$  picco picco.

Dall'assunzione di idealità dell'amplificatore operazionale segue che, risolvendo il circuito, il segnale in uscita è legato a quello in ingresso da  $V_{out} = -R_f/R_1 V_{in}$ , dove il segno meno (dovuto alla particolare configurazione dell'operazionale) indica un segnale in output invertito rispetto a quello in ingresso<sup>1</sup>, e amplificato di un fattore  $G \equiv R_f/R_1$ . Facendo riferimento ai valori delle resistenze  $R_f$  ed  $R_1$  riportate in Tabella 1, l'aspettativa teorica per il guadagno del circuito è dunque

$$G = \frac{R_f}{R_1} = 10.194 \pm 0.006 \quad \text{con } \sigma_G = \sqrt{\left(\frac{1}{R_1}\right)^2 \sigma_{R_f}^2 + \left(\frac{R_f}{R_1^2}\right)^2 \sigma_{R_1}^2} \quad (1)$$

### 3.1.1 Simulazione Spice del Circuito

Si decide di effettuare una simulazione della risposta del circuito ad un segnale sinusoidale di frequenza  $f_{gen} = 1 \text{ kHz}$  in ingresso, come da configurazione sperimentale. In Figura 2 sono rappresentate due

simulazioni corrispondenti a due ampiezze differenti del segnale in ingresso: la prima (in tonalità blu) è la risposta a  $V_{gen} = 0.5 \text{ V}$ , mentre la seconda (in tonalità rossa) a  $V_{gen} = 3 \text{ V}$ . Dal grafico si nota chiaramente come la risposta  $V_{out}$  ad un segnale in ingresso  $V_{gen} = 0.5 \text{ V}$  sia perfettamente conforme alle aspettative: viene mantenuta la forma sinusoidale del segnale, amplificato di circa un fattore 10 ed invertito di segno rispetto alla tensione  $V_{in}$ . Si nota inoltre come questo non si ripresenti però nel caso della risposta a  $V_{gen} = 3 \text{ V}$ : il segnale in uscita presenta, infatti, i picchi di massimo e minimo

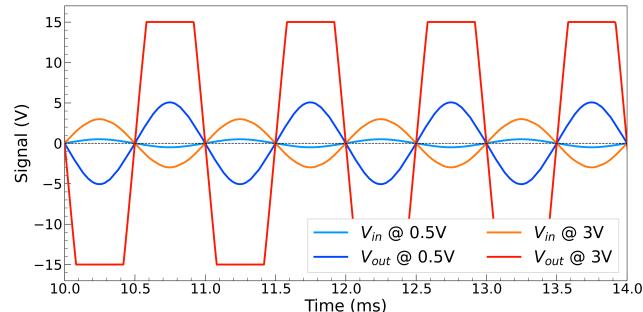


Figura 2: Simulazione Spice della risposta del circuito.

tagliati a livello  $V_{sat} = \pm 15 \text{ V}$ . Questo accade perché, essendo l'amplificatore operazionale una componente attiva del circuito, è stato alimentato con una tensione continua a  $\pm 15 \text{ V}$  (come riportato sopra) e per la conservazione dell'energia, allora, l'operazionale non può fornire in output una tensione maggiore di quanta ne riceve esso stesso in alimentazione. Si parla quindi di *saturazione* del segnale in uscita a  $V_{sat} = \pm 15 \text{ V}$ . Per quanto detto, avendo  $G \approx 10$ , ci si aspetta che questo fenomeno inizi a manifestarsi attorno ad un valore nominale di tensione  $V_{gen} = 1.5 \text{ V}$ .

## 3.2 Acquisizione Misure

Al fine di verificare la linearità dell'amplificatore operazionale e stimare l'amplificazione  $G$  del circuito, vengono acquisite separatamente le misure di un massimo ed un minimo sia del segnale in ingresso sia di quello in uscita facendo variare la tensione nominale erogata dal generatore partendo da  $200 \text{ mV}$  picco picco fino a  $3.5 \text{ V}$  picco picco. Per l'acquisizione vengono utilizzati i cursori di tipo tensione dell'oscilloscopio (orizzontali).

<sup>1</sup>Ci si aspetta che i massimi del segnale in ingresso corrispondano ai minimi del segnale in uscita e viceversa.

### 3.3 Dati e Analisi

In questa sezione si vuole inizialmente rappresentare le misure acquisite in laboratorio riportandole in un grafico esplorativo di  $V_{\text{out}}$  contro  $V_{\text{in}}$ : da questo si cerca dunque di estrarre informazioni di carattere generale riguardo i dati a disposizione. Le coppie  $\{V_{\text{in}}, V_{\text{out}}\}$  sono costruite associando, per ogni valore di tensione nominale erogata dal generatore, il massimo di  $V_{\text{out}}$  al rispettivo massimo di  $V_{\text{in}}$  (analogo per i minimi). Per quanto riportato in Sezione 3.1 ci si aspetta una distribuzione lineare delle coppie con pendenza pari all'amplificazione del circuito  $G$ : attraverso un'interpolazione lineare, quindi, è possibile estrarre una stima di tale  $G$ . Inoltre è possibile caratterizzare la linearità dell'operazionale tramite la bontà del fit e studiando l'andamento dei residui associati all'interpolazione.

#### 3.3.1 Dataset

Si comincia riportando in Figura 3 le misure acquisite con l'oscilloscopio, alle quali (sia a  $V_{\text{in}}$  sia a  $V_{\text{out}}$ ) si associa la seguente incertezza:

$$\sigma_V = \sqrt{(\sigma_L \times V/\text{div})^2 + (\sigma_k \times \text{measure})^2} \quad (2)$$

dove  $\sigma_L = 0.04$  e  $\sigma_k = 1.5\%$  rappresentano rispettivamente il contributo di lettura e di scala associati all'oscilloscopio mentre  $V/\text{div}$  rappresenta la scala di acquisizione della misura.<sup>2</sup> Si evidenzia che, acquisendo le misure utilizzando scale diverse e canali diversi, il contributo  $\sigma_k$  verrà sempre tenuto in considerazione nei fit lineari, nonostante questo non influenzi direttamente l'andamento dei residui.

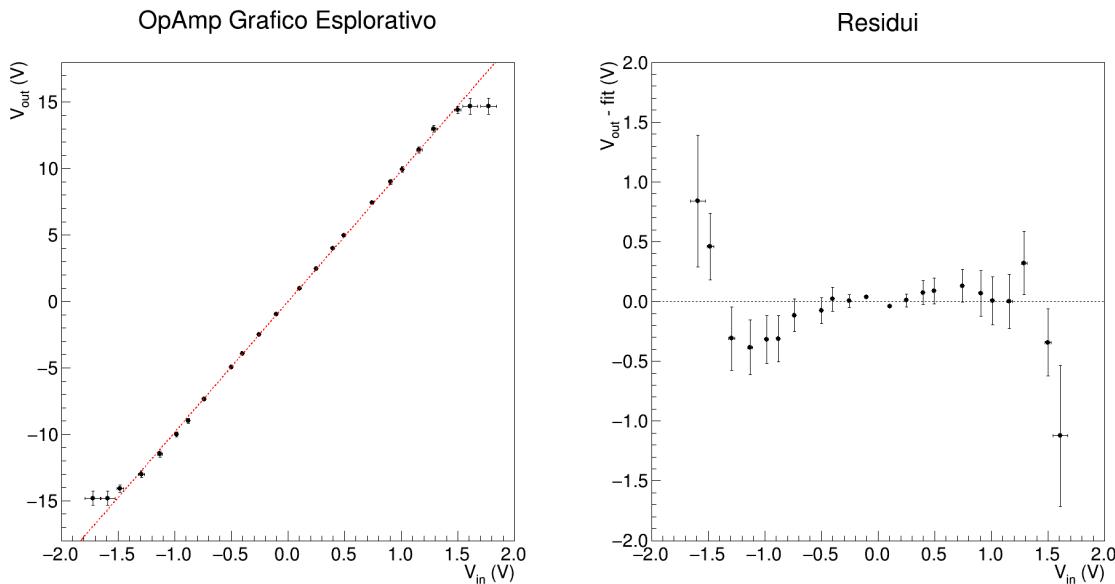


Figura 3: Grafico delle misure acquisite interpolate linearmente e relativo grafico dei residui.

Si noti inizialmente che i valori di  $V_{\text{in}}$  sono conformi a quanto erogato dal generatore: questo è sicuramente indice di una corretta acquisizione del segnale in ingresso, di una corretta configurazione del generatore (modalità "50 Ohm") e dell'oscilloscopio (attenuazione sonda 10X). Osservando poi i valori di  $V_{\text{out}}$ , si nota un'amplificazione conforme alle aspettative (circa di un fattore 10). Si osserva, inoltre, come le misure acquisite a  $V_{\text{gen}} \approx 1.5 \text{ V}$  tendano a stabilizzarsi attorno a  $V_{\text{out}} = V_{\text{sat}} = \pm 15 \text{ V}$ , ovvero la tensione massima che l'amplificatore operazionale può fornire in output: questo effetto di saturazione del segnale in uscita segue le previsioni esposte in Sezione 3.1.1. Spostando l'attenzione sul grafico dei residui, si può notare chiaramente che l'effetto della saturazione del segnale si traduce qui in

<sup>2</sup>Si vuole raffigurare entrambi i contributi d'errore per evidenziarne l'ordine di grandezza relativo, in particolare nel grafico dei residui dove la scala di rappresentazione è la stessa per entrambi gli assi.

outliers rispetto al trend lineare dei dati, i quali residui si distribuiscono invece ragionevolmente attorno allo zero. Si noti infine come gli errori relativi  $\sigma_{V_{\text{in}}}/V_{\text{in}}$  e  $\sigma_{V_{\text{out}}}/V_{\text{out}}$  siano generalmente comparabili tra loro: le incertezze su  $V_{\text{in}}$  non sono quindi trascurabili rispetto a quelle su  $V_{\text{out}}$ .

### 3.3.2 Linearità e Amplificazione

Si procede ora considerando separatamente i campioni di coppie  $\{V_{\text{in}}, V_{\text{out}}\}_{\text{MAX}}$  corrispondenti alle misure di massimo e  $\{V_{\text{in}}, V_{\text{out}}\}_{\text{MIN}}$  di minimo. A priori, infatti, non si ha la certezza che i due siano caratterizzati dalla stessa amplificazione  $G$  e che non sia presente una sistematica di shift/offset verticale tra i dataset. Chiaramente, nelle interpolazioni successive, non verranno considerati gli outliers identificati nella sezione precedente. Si è notato, inoltre, come l'errore sulle misure di  $V_{\text{in}}$  non sia trascurabile rispetto a quello su  $V_{\text{out}}$ . Per tenere conto di questo, ci si propone allora di effettuare un fit preliminare nel quale si considera unicamente l'errore su  $V_{\text{out}}$ . Il coefficiente angolare  $m$  della retta viene dunque utilizzato per proiettare il contributo di incertezza dovuto a  $V_{\text{out}}$  lungo l'asse delle ordinate secondo

$$\sigma_y = \sqrt{\sigma_{V_{\text{out}}}^2 + m^2 \sigma_{V_{\text{in}}}^2} \quad (3)$$

I coefficienti angolari di interesse sono dunque riportati in Tabella 2.

Coefficients Angolari Preliminari	
Campione di Massimi	Campione di Minimi
$m = 10.02 \pm 0.09$	$m = 10.16 \pm 0.09$

Tabella 2: Valori dei coefficienti angolari restituiti dalle interpolazioni preliminari.

Si ripetono ora le interpolazioni dei due dataset con il contributo d'errore proiettato. I parametri restituiti da tali fit sono riportati in Tabella 3.

Fit Parameters			
Campione di Massimi			
Offset (V)	Slope	$\chi^2/\text{ndf}$	$\sigma_{\text{posteriori}} (\text{V})$
$-0.06 \pm 0.04$	$10.02 \pm 0.14$	0.98/7	0.10
Campione di Minimi			
Offset (V)	Slope	$\chi^2/\text{ndf}$	$\sigma_{\text{posteriori}} (\text{V})$
$0.07 \pm 0.04$	$10.16 \pm 0.14$	0.67/7	0.07

Tabella 3: Parametri della retta interpolante, il valore del  $\chi^2$  associato al fit e l'errore a posteriori relativo alla distribuzione dei dati.

Si noti inizialmente come i due coefficienti angolari, che si ricorda rappresentano l'amplificazione risentita dal segnale in uscita rispetto a quello in ingresso, siano in ottima compatibilità tra loro ( $\lambda = 0.7$ ). Da questo, allora, si può assumere che i due campioni risentano della stessa amplificazione  $G$  e che questa è conforme a quanto trovato in Equazione 1, come da aspettative. Le due stime dell'intercetta  $q$  sono invece in leggera compatibilità con zero ( $\lambda \approx 1.5$ ), mentre tra loro presentano una compatibilità  $\lambda = 2.4$ . Sorge dunque l'idea di una possibile sistematica di shift/offset verticale tra i due dataset: computando la differenza tra le due intercette si trova uno sfalsamento  $d = 0.13 \pm 0.05$  V. Osservando poi il valore dei  $\chi^2$ , si trova per entrambi i campioni  $\chi^2/\text{ndf} \ll 1$ . Ricordando che le incertezze sul guadagno verticale dell'oscilloscopio sono almeno parzialmente correlate, gli errori associati alle misure sono dunque tra loro correlati: questo spiega i valori di  $\chi^2$  eccessivamente ridotti. Un'interpolazione di misure con incertezze correlate restituisce di conseguenza parametri con errori

sottostimati, in quanto il fit non tiene conto di tale correlazione. Si vuole dunque assumere che i parametri *slope* e *offset* riportati in Tabella 3 presentino in realtà un accordo maggiore tra i due campioni di misure proprio a causa di una possibile sottostima dell'errore sui parametri, che però non si riesce a quantificare. Si vuole allora assumere che i due campioni risentano della stessa amplificazione  $G$  e che non siano tra loro sfalsati verticalmente in modo significativo: segue quindi un tentativo di "unificazione" del campione di dati ed un'interpolazione lineare unica che tenga conto sia dei massimi che dei minimi, rappresentato in Figura 4.

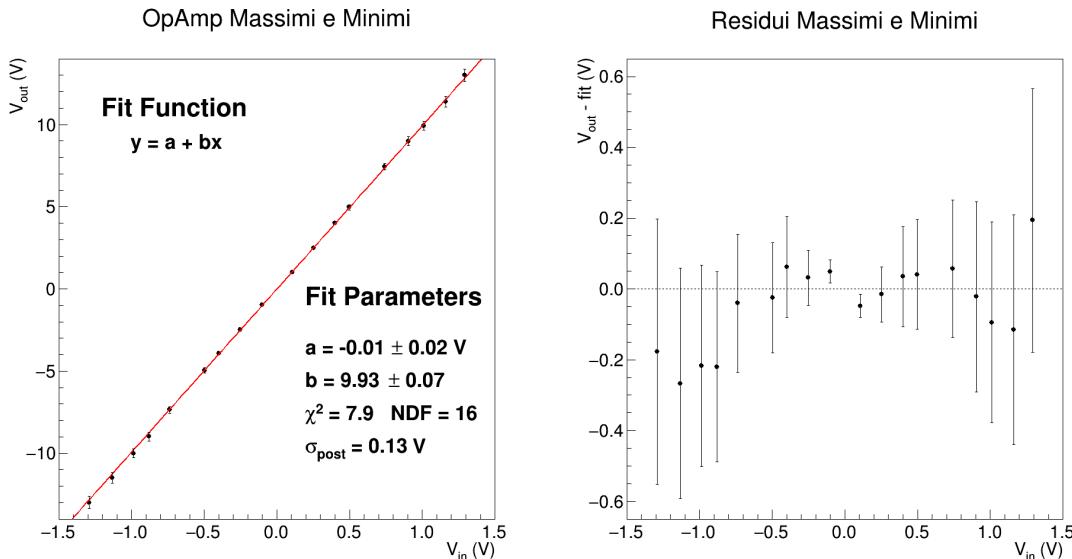


Figura 4: A sinistra: grafico rappresentante il dataset dei massimi ed il dataset dei minimi uniti assieme, con relativa retta interpolante e parametri del fit. A destra: grafico dei residui  $V_{\text{out}} - \text{fit}$ .

Si noti inizialmente come l'intercetta  $a$  risulti ora ben compatibile con zero. Il coefficiente angolare  $b$ , invece, pur essendo compatibile con i risultati esposti precedentemente in Tabella 3, si trova essere sensibilmente minore di entrambi. Questa "anomalia" è perfettamente conforme con lo sfalsamento  $d$  tra i due campioni: avendo il dataset di minimi un offset positivo e quello dei massimi un offset negativo, il primo si trova essere "rialzato" rispetto al secondo e la retta interpolante il campione unificato presenta quindi un coefficiente angolare minore rispetto ai due coefficienti angolari separati. Osservando poi il grafico dei residui, si può notare un andamento leggermente patologico, quasi parabolico, avente concavità rivolta verso il basso: è evidente come questo andamento sia dovuto alla sistematica di sfalsamento tra i due dataset. Si può inoltre notare un andamento "a farfalla" delle barre d'errore, tipico della correlazione degli errori tra misure acquisite con l'oscilloscopio. L'errore a posteriori, tuttavia, si trova in una zona intermedia rispetto alla gamma di errori associati alle misure: non potendo eliminare la correlazione tra le incertezze si può affermare dunque che l'errore è in media stimato correttamente e l'oscilloscopio lavora entro le specifiche. I residui, infatti, si posizionano tutti entro il loro errore, alcuni anche abbondantemente.

Per quanto detto poco sopra, siccome l'effetto dello sfalsamento  $d$  tra i due campioni risulta incidere sensibilmente sulla stima dell'amplificazione  $G$  del circuito, tanto da rendere questa quasi incompatibile con le aspettative esposte in Equazione 1 ( $\lambda = 3.7$ ), si decide di rinunciare all'assunzione che la sistematica di offset/shift verticale possa essere considerata trascurabile. Al fine di ottenere una stima dell'amplificazione  $G$  che tenga conto sia del campione di massimi sia di quello dei minimi assieme, si decide di computare le grandezze picco picco delle tensioni in ingresso  $V_{\text{in}}$  e in uscita  $V_{\text{out}}$  secondo  $V_{\text{pp}} = V_{\text{MAX}} - V_{\text{MIN}}$ . Per quanto riguarda l'errore da associare a tali grandezze, si ricorda che l'oscilloscopio misura la differenza  $\Delta$  tra i due cursori con una precisione ancora maggiore rispetto alla singola misura. Si decide dunque di non aggiungere il fattore moltiplicativo  $\sqrt{2}$  alla propagazione presentata

in Equazione 2, al fine di evitare sovrastime eccessive dell'errore. Si procede ora come mostrato in Sezione 3.3.2, effettuando inizialmente un fit lineare preliminare considerando solo gli errori su  $V_{pp, out}$ , e, utilizzando il coefficiente angolare restituito da tale interpolazione, si proietta il contributo di  $V_{pp, in}$  secondo Equazione 3. Si ripete quindi il fit, che viene rappresentato in Figura 5.

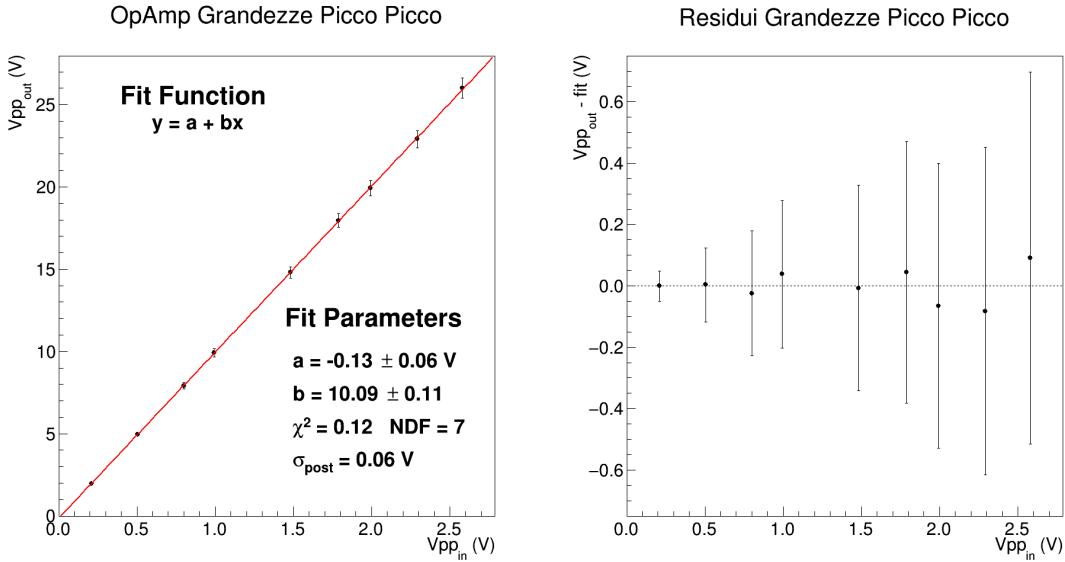


Figura 5: A sinistra: grafico rappresentante il dataset delle grandezze picco picco, con relativa retta interpolante e parametri del fit. A destra: grafico dei residui  $V_{pp, out} - \text{fit}$ .

Si noti ora come, al contrario di quanto trovato in Figura 4, l'intercetta  $a$  risulti essere scarsamente compatibile con zero: essa, infatti, assume proprio il valore dello sfalsamento  $d$  tra i due campioni di misure. Il coefficiente angolare  $b$ , invece, è perfettamente in linea con quanto ottenuto considerando i dataset separatamente e, di conseguenza, conforme alle aspettative teoriche. Quanto appena riportato fornisce dunque un'ulteriore conferma all'ipotesi di offset/shift verticale tra i due campioni che, essendo questo costante per tutte le misure, si riesce ad eliminare studiando le grandezze picco picco. Nel grafico dei residui, questo si traduce nell'assenza dell'andamento patologico riscontrato in Figura 4: come si può osservare, infatti, i punti sono tutti ben distribuiti attorno allo zero, abbondantemente compreso entro la barra d'errore dei dati. L'errore a posteriori, inoltre, risulta essere appena maggiore dell'incertezza associata al primo punto, mentre diventa notevolmente inferiore per i dati successivi. Tale valore di  $\sigma_{post}$  è indice di una buona distribuzione delle misure attorno alla retta suggerendo, assieme all'andamento dei residui, una soddisfacente linearità dell'amplificatore operazionale. Il valore estremamente ridotto del  $\chi^2$ , invece, non permette né di rigettare l'ipotesi di linearità, né di poterla confermare (diverso invece se il  $\chi^2$  fosse stato molto grande). Altri possibili indicatori, come il coefficiente di correlazione e la  $t$  di Student non si ritengono, in questo caso, significativi dato il contesto.

### 3.3.3 Confronto tra Stime di G

Si vuole ora esporre e confrontare le stime dell'amplificazione  $G$  del circuito, ricavate nel corso dell'analisi riportata nella sezione precedente, rappresentando tali stime in Figura 6. Il primo punto a sinistra (1) corrisponde alla stima teorica di  $G$ , ottenuta in Equazione 1 utilizzando le misure dirette delle resistenze. Il secondo ed il terzo punto (2) (3) corrispondono invece alle stime ottenute interpolando separatamente il campione di massimi ed il campione di minimi. Queste presentano rispettivamente una compatibilità  $\lambda_{MAX} = 1.3$  e  $\lambda_{MIN} = 0.2$  con la stima teorica (1) e una compatibilità  $\lambda = 0.7$  tra loro. Nonostante (1) ed il valore ottenuto analizzando il campione di minimi si trovino in

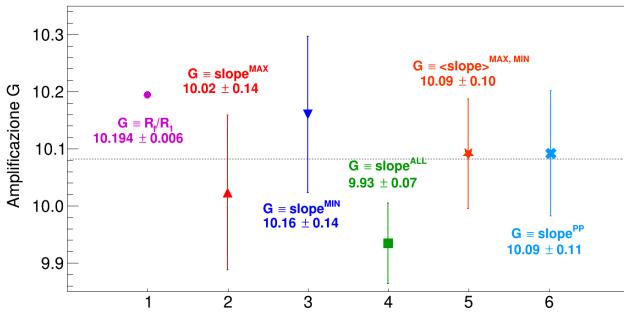


Figura 6: Stime di  $G$ . Da sinistra: 1) partendo dalle misure dirette delle resistenze; 2) come coefficiente angolare del dataset di massimi; 3) come coefficiente angolare del dataset di minimi; 4) come coefficiente angolare del dataset unificato; 5) come media pesata di 2 e 3; 6) come coefficiente angolare del dataset delle grandezze picco picco.

( $\lambda = 0.01$  tra media pesata e slope grandezze picco picco). Si deduce, allora, che eliminando la sistematica presente tra i due dataset si trovino risultati consistenti e conformi alle aspettative ( $\lambda = 0.9$  tra media pesata o slope grandezze picco picco con le previsioni teoriche). Si assume, in ogni caso, che l'errore sull'amplificazione  $G$  sia sottostimato a causa della correlazione delle incertezze. In conclusione, si preferisce la stima (6) ottenuta dalle grandezze picco picco, in quanto presenta un errore relativo leggermente maggiore rispetto alla media pesata (5).

## 4 Filtro Attivo - Circuito Derivatore

Ci si propone ora di studiare il comportamento *in frequenza* di un circuito simile a quello schematizzato in Figura 1, con l'aggiunta di un condensatore  $C_1$  in serie alla resistenza  $R_1$ : questo lo rende dunque un filtro (attivo, in quanto è sempre presente l'amplificatore operazionale) passa alto, derivatore a basse frequenze. Si vuole, in particolare, stimare la frequenza di taglio  $f_t$  del circuito.

### 4.1 Configurazione Sperimentale

La capacità aggiunta è pari a  $C_1 = 0.977 \pm 0.017 \text{ nF}$  (misurata direttamente utilizzando il multmetro digitale Metrix a fondo scala 1 nF). Vengono poi utilizzate le stesse impostazioni riportate in Sezione 3.1 per quanto riguarda generatore di funzioni ed oscilloscopio. Inizialmente si configura il generatore di funzioni in modo da erogare un'onda triangolare di ampiezza 1 V e frequenza 1 kHz al fine di verificare il comportamento derivatore del circuito. Successivamente, per lo studio della risposta in frequenza, si utilizza un'onda sinusoidale di ampiezza 1 V picco picco e frequenza variabile tra 100 Hz e 1 MHz. Il modulo della funzione di trasferimento del circuito  $H = |V_{\text{out}}/V_{\text{in}}|$ , in condizioni stazionarie, risulta

$$H(\omega) = \frac{R_f}{R_1} \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_0^2}} \quad \text{con } \omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1} \quad (4)$$

Si noti allora che il termine  $\frac{R_f}{R_1}$  è esattamente l'amplificazione  $G$  del circuito studiato in Sezione 3, mentre il termine  $\frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_0^2}}$  è tipico di un filtro passivo passa alto. Ci si aspetta allora che, considerando entrambi i termini, il circuito si comporti come derivatore a basse frequenze e che si ottenga il massimo guadagno, pari a  $G$ , al tendere di  $\omega \rightarrow \infty$ . Avendo quindi misurato le componenti circuituali direttamente con il multmetro, e ricordando che  $\omega = 2\pi f$ , la stima teorica del massimo guadagno  $G$  è già stata esplicitata in Equazione 1, mentre ci si aspetta una frequenza di taglio

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 20.1 \pm 0.3 \text{ kHz} \quad \text{con } \sigma_{f_t} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left( \frac{1}{C_1 R_1^2} \right)^2 \sigma_{R_1}^2 + \left( \frac{1}{C_1^2 R_1} \right)^2 \sigma_{C_1}^2} \quad (5)$$

eccellente accordo, non si considera (3) come miglior stima dell'amplificazione  $G$ . Si preferisce, infatti, fornire una stima che tenga conto di tutte le misure acquisite in laboratorio e non solo la metà corrispondente ai minimi. Il quarto punto, dunque, rappresenta quanto ottenuto interpolando il campione unificato di massimi e minimi. È piuttosto evidente come questa si discosti dalle rimanenti: come esposto in Sezione 3.3.2 tale stima risente di una sistematica di offset/shift verticale tra i due campioni e si preferisce quindi non prenderla in considerazione. Il quinto punto rappresenta poi la media pesata di (2) e (3): si vuole far notare come questa sia in perfetto accordo con (6), ovvero il coefficiente angolare del campione di grandezze picco picco

## 4.2 Acquisizione Misure

Per studiare la risposta in frequenza del circuito, si acquisiscono le misure di tensione picco picco sia del segnale in ingresso sia del segnale in uscita facendo variare la frequenza dell'onda sinusoidale erogata dal generatore partendo da 100 Hz fino a 1 MHz. Inizialmente, viene effettuata un'acquisizione preliminare al fine di individuare gli intervalli di frequenza più interessanti, quali l'intorno della frequenza di taglio e l'intorno del massimo di amplificazione. Si trova infatti che quest'ultimo non viene assunto al tendere della frequenza verso valori sempre maggiori ma, piuttosto, si ha un fenomeno di attenuazione del segnale in uscita oltre una certa frequenza. Campionando poi in modo più fitto tali intervalli di frequenze si riesce a fornire una stima "sperimentale" della massima amplificazione  $G_{\text{sper}} \approx 9.8$  e della frequenza di taglio  $f_{t, \text{sper}} \approx 19.7 \text{ kHz}$ .

## 4.3 Dati e Analisi

Si vuole inizialmente verificare il comportamento derivatore del circuito sfruttando l'onda triangolare in ingresso. Successivamente invece si vogliono rappresentare le misure acquisite sperimentalmente tramite un grafico di Bode: dallo studio di questo si vogliono poi estrarre informazioni di carattere generale sui dati e fornire una stima della frequenza di taglio del circuito.

### 4.3.1 Comportamento Derivatore

Sfruttando l'onda triangolare in ingresso, come anticipato, si vuole ora verificare il comportamento derivatore del circuito. Ricordando allora che il segnale derivato della salita lineare è la funzione a gradino, per l'onda triangolare in input ci si aspetta un'onda quadra in output. In Figura 7 è riportato il display dell'oscilloscopio, nel quale si può osservare la traccia del segnale in ingresso (in giallo) e la traccia del segnale in uscita (in azzurro). Per le considerazioni appena riportate, il comportamento derivatore del circuito è dunque verificato. Si osserva, inoltre, che l'onda quadra non risulta essere perfetta: questo è dovuto principalmente al fatto che l'onda triangolare in ingresso possiede una frequenza di 1 kHz. Essendo il circuito un filtro passa alto, il comportamento derivatore risulta essere più accentuato a basse frequenze. Ci si aspetta dunque che riducendo la frequenza dell'onda triangolare in ingresso la forma dell'onda quadra migliori, mentre l'ampiezza diminuisca.

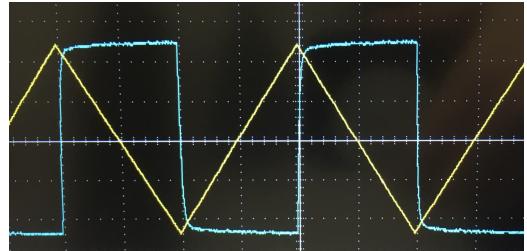


Figura 7: Display dell'oscilloscopio: onda triangolare in input e onda quadra in output.

### 4.3.2 Grafico di Bode

Si vogliono ora rappresentare le misure acquisite sperimentalmente attraverso un grafico di Bode. Date le misure di tensione  $V_{\text{in}}$  e  $V_{\text{out}}$ , dunque, viene calcolata la funzione di trasferimento  $H$ , alla quale viene associata un'incertezza  $\sigma_H$  data da

$$H = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \quad \sigma_H = H \sqrt{\left( \frac{\sigma_L \times V_{\text{in}}/\text{div}}{V_{\text{in}}} \right)^2 + \left( \frac{\sigma_L \times V_{\text{out}}/\text{div}}{V_{\text{out}}} \right)^2} \quad (6)$$

dove  $\sigma_L = 0.04$  rappresenta l'incertezza di lettura associata all'oscilloscopio mentre i termini  $V_{\text{in}}/\text{div}$  e  $V_{\text{out}}/\text{div}$  corrispondono al numero di Volt per divisione per il canale di acquisizione rispettivamente del segnale in ingresso e del segnale in uscita. L'incertezza di guadagno associata all'oscilloscopio non viene invece considerata in quanto, dovendo successivamente prendere il logaritmo  $\log_{10} H$  della funzione di trasferimento, tale contributo viene scaricato interamente nell'intercetta delle interpolazioni volte a caratterizzare l'andamento delle misure. Si assume infine trascurabile l'incertezza sulla frequenza dell'onda erogata dal generatore. Si rappresenta allora in Figura 8 il grafico di Bode delle misure acquisite assieme ai punti ottenuti attraverso una simulazione Spice della risposta del circuito.

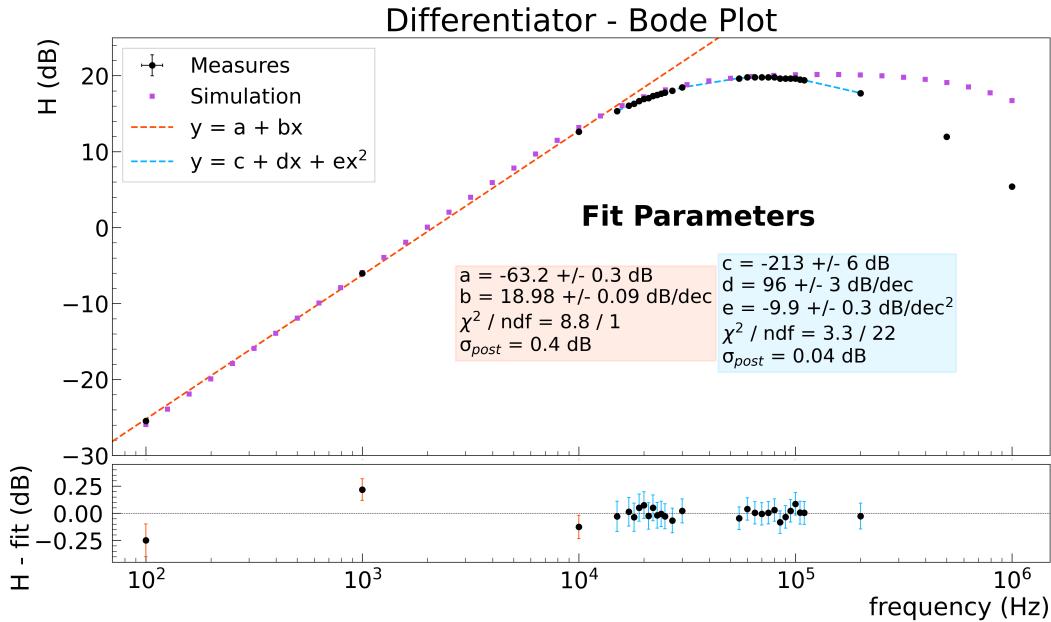


Figura 8: Grafico di Bode delle misure sperimentali e dei dati simulati. Le misure sperimentali vengono interpolate con una retta  $y = a + bx$  e con una parabola  $y = cx^2 + dx + e$ . Vengono mostrati anche i residui, rispettivamente per la retta e per la parabola.

Confrontando inizialmente le misure sperimentali con la simulazione Spice, la zona lineare sulla sinistra e l'intorno della frequenza di taglio presentano un accordo soddisfacente tra le due. Spostando l'attenzione verso la zona destra del grafico, invece, si vede chiaramente un effetto di attenuazione della funzione di trasferimento, tipico di un filtro passa banda piuttosto che di un passa alto. Questo comportamento, infatti, si trova in disaccordo con la simulazione Spice del circuito ed è, probabilmente, indice della presenza di una capacità parassita (non considerata nella simulazione) in parallelo al circuito causata da breadboard, cavi, sonde, oscilloscopio.<sup>3</sup> Simulando nuovamente la risposta del circuito aggiungendo una capacità  $C_2 = 7 \text{ pF}$  in parallelo alla resistenza di feedback  $R_f$  si trova un notevole miglioramento nell'accordo tra punti simulati e misure sperimentali: questo conferma dunque che l'effetto di attenuazione della funzione di trasferimento del circuito è dovuto a contributi capacitivi non trascurabili posti in parallelo. In Figura 9 è messo in evidenza

questo confronto tra i dati sperimentali e quelli simulati, sia trascurando la capacità  $C_2$  (in arancione) sia invece tenendone conto (in azzurro). Si procede ora nella ricerca della frequenza di taglio  $f_t$  del circuito. Si noti che nel grafico sono riportate due interpolazioni. La prima, lineare, è caratterizzata dalla traccia arancione: per questo fit sono state prese in considerazione unicamente le prime tre misure in quanto, ampliando ulteriormente l'intervallo di interpolazione, sarebbero stati considerati punti che non rispettano il trend lineare. La seconda, invece, è un fit parabolico (traccia azzurra) ristretto all'intorno del massimo della funzione di trasferimento. La strategia per la stima di tale frequenza è la seguente: inizialmente si stima il massimo della funzione di trasferimento come vertice della parabola e si associa a tale valore una retta orizzontale  $y = H_{\max} = 19.79 \pm 0.03 \text{ dB}$ .<sup>4</sup> Si calcola poi il punto

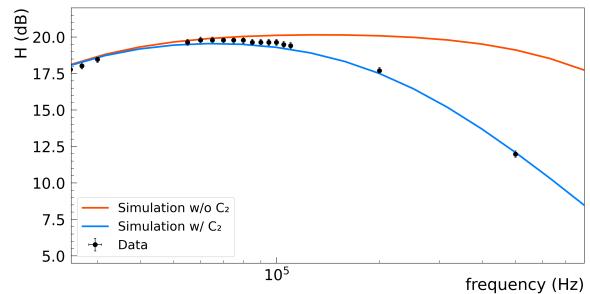


Figura 9: Confronto misure-simulazioni.

<sup>3</sup>È da considerare, inoltre, il GBW (o meglio la frequenza di guadagno unitario) dell'operazionale.

<sup>4</sup>Nel calcolo sono state prese in considerazione le opportune covarianze.

di intersezione con la retta  $y = a + bx$  in arancione: la coordinata  $x$  di tale punto fornisce quindi una stima della frequenza di taglio  $f_t = 4.371 \pm 0.007$  dec.<sup>4</sup> Convertendo quanto trovato in Hertz, la frequenza di taglio così stimata risulta essere  $f_t = 23.5 \pm 0.4$  kHz. Tale valore è però incompatibile sia con le aspettative teoriche sia con quanto trovato sperimentalmente, seppur in modo approssimativo. Si ipotizza dunque che la causa possa essere il leggero disaccordo tra il coefficiente angolare della retta arancione  $b = 18.98 \pm 0.09$  dB/dec e l'aspettativa  $b_{th} = 20$  dB/dec: sfruttando la strategia riportata sopra, infatti, una pendenza minore di tale retta si tradurrebbe in un aumento della frequenza di taglio. Si associa a questa anomalia la scarsa campionatura a basse frequenze: un numero maggiore di misure tra 100 Hz e 10 kHz renderebbe sicuramente il fit più significativo. Ci si propone allora di stimare la frequenza di taglio  $f_t$  utilizzando un metodo alternativo al fine di verificare se questa incompatibilità con le aspettative risulti essere ricorrente.

#### 4.3.3 Stima di $f_t$ in Scala Lineare

Si considerano ora frequenza e funzione di trasferimento in scala lineare e si effettua un fit del tipo  $y = mx + q$  in uno stretto intorno della frequenza di taglio, ricavabile da

$$\frac{H_{\max}}{\sqrt{2}} = mx + q \quad \Rightarrow \quad f_t = \frac{H_{\max} - q\sqrt{2}}{m\sqrt{2}} \quad (7)$$

Per effettuare il fit, il contributo d'errore dovuto al guadagno verticale dell'oscilloscopio non viene considerato in quanto non altera l'andamento dei residui e le misure nell'intervallo considerato sono state acquisite utilizzando la stessa scala. Il contributo viene quindi aggiunto in secondo luogo sui parametri dell'interpolazione, in particolare nel calcolo di  $f_t$  come segue

$$\sigma_{f_t} = \sqrt{\left(\frac{\partial f_t}{\partial m}\right)^2 \sigma_m^2 + \left(\frac{\partial f_t}{\partial q}\right)^2 \sigma_q^2 + 2\left(\frac{H_{\max}}{m\sqrt{2}}\right)^2 \sigma_k^2 + 2\left(\frac{\partial f_t}{\partial m}\right)\left(\frac{\partial f_t}{\partial q}\right) \text{cov}(m, q)} \quad (8)$$

dove  $\sigma_k = 1.5\%$  rappresenta il contributo di scala. Si sceglie allora come  $H_{\max} = 9.76 \pm 0.04$  il valore trovato attraverso il fit parabolico precedente (convertito in scala lineare). Si vuole far notare che in Equazione 8 non è stato considerato il contributo relativo ad  $H_{\max}$ , in quanto due ordini di grandezza inferiore rispetto agli altri termini e non modifica in quantità apprezzabile la stima finale dell'errore.

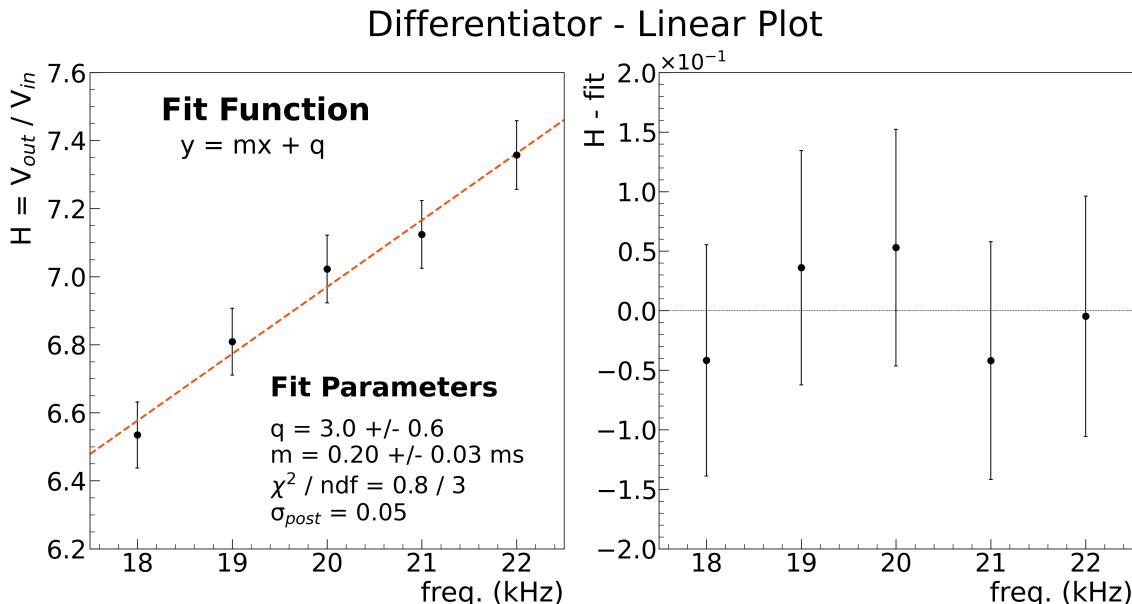


Figura 10: Fit lineare delle misure in un intorno della frequenza di taglio e relativo grafico dei residui.

Pur avendo trascurato il contributo di scala nel calcolo delle incertezze, i punti si distribuiscono tutti entro il loro errore. Il  $\chi^2$  risulta in ogni caso compatibile con il suo valore di aspettazione ( $\lambda = 0.9$ ), pur segnalando una leggera sovrastima dell'errore sulle misure (ipotesi assecondata anche dall'errore a posteriori, che risulta essere circa 1/3 rispetto alle incertezze assegnate ai dati). La stima della frequenza di taglio che si ottiene è, infine,  $f_t = 19.6 \pm 0.8$  kHz: questa risulta essere in ottimo accordo con le previsioni teoriche ( $\lambda = 0.6$ ) e con quanto trovato sperimentalmente. Di conseguenza, questa si trova essere scarsamente compatibile con quanto ricavato studiando il grafico di Bode ( $\lambda = 4.5$ ).

## 5 Arduino

In questa sezione si vuole effettuare una calibrazione della scheda Arduino Due. In particolare, si vuole quantificare il sampling rate dell'ADC della scheda e determinare la funzione di calibrazione in tensione, ovvero  $V = a + b \cdot \text{ADC}$ , dove  $V$  è il valore in Volt del segnale, ADC è la tensione in ADC counts acquisita da Arduino, mentre  $a$  e  $b$  sono i parametri di calibrazione. Si ricorda che la scheda in questione presenta un ADC a 12 bit, ovvero 4096 valori, e l'*operating voltage* caratteristico (ovvero il valore massimo di tensione che può leggere in input) è  $V_{op} = 3.3$  V.<sup>5</sup> La più piccola variazione di tensione rilevabile in ADC counts risulta dunque essere circa 0.8 mV. Ci si aspetta dunque di trovare una funzione di calibrazione in tensione con un coefficiente angolare attorno a tale valore.

### 5.1 Sampling Rate

Si comincia configurando il segnale di trigger. Si imposta quindi nel canale CH2 del generatore un impulso quadrato di durata 10  $\mu$ s, frequenza 1 kHz e altezza 2 V a partire dallo zero. Sul canale CH1 del generatore, invece, si imposta un'onda quadra di ampiezza 1 V partendo da zero con frequenza 5 kHz. Conoscendo il periodo dell'onda quadra in ingresso ( $T = 1/f$ ), il sampling rate viene computato come  $S = N/T = Nf$  con  $N$  il numero di misure acquisite in un periodo. Per calcolare  $N$  viene computata la derivata numerica della forma d'onda: questa presenterà dei picchi positivi quando la funzione passa da zero a 1 V e picchi negativi quando scende da 1 V a zero. Il numero di acquisizioni in un periodo sarà allora il numero di punti compresi tra due picchi positivi della funzione derivata. Si trova allora un sampling rate  $S = 0.955$  Msps, ovvero 955000 acquisizioni al secondo.

### 5.2 Calibrazione in Tensione

Si vuole ora verificare la linearità dell'ADC interno alla scheda e stimare i parametri  $a$ ,  $b$  della funzione di calibrazione, in quanto si è interessati a convertire il segnale acquisito da ADC counts in Volt. Si acquisiscono allora diverse forme d'onda quadra variando la tensione massima  $V_{high}$ , avendo cura di misurare il segnale erogato con i cursori dell'oscilloscopio, in quanto può non essere esattamente uguale a quello nominale indicato dal generatore. Si rappresentano in grafico i valori di tensione  $V$  misurati sperimentalmente contro la media dei punti appartenenti ai picchi della relativa forma d'onda (si decide di non considerare unicamente il massimo della forma in quanto è possibile si tratti di una fluttuazione). Per quanto riguarda le incertezze associate ai dati, si associa lungo  $y$  l'errore riportato in Equazione 2 (misure acquisite utilizzando i cursori), mentre si assume che l'incertezza di acquisizione delle misure di Arduino sia trascurabile rispetto a quella dell'oscilloscopio e non viene quindi considerata. Effettuando poi un'interpolazione lineare, riportata in Figura 11, si ricavano l'offset (cioè quanti Volt corrispondono allo zero dell'ADC) ed il coefficiente angolare (cioè come scalano i Volt rispetto all'ADC). Osservando il grafico dei residui, si nota un marcato andamento anomalo dei punti a tensioni maggiori, oltre i 2 V: la scheda, cioè, risponde in modo leggermente diverso a seconda della tensione in ingresso. Questo è dovuto molto probabilmente al circuito di protezione dei pin di ingresso (limitatore di tensione a diodi, utile per evitare di bruciare la scheda) che ne altera la risposta avvicinandosi a tensioni potenzialmente dannose. Si prova allora ad effettuare nuovamente l'interpolazione rimuovendo i punti

---

<sup>5</sup><https://www.arduino.cc/en/pmwiki.php?n>Main/arduinoBoardDue>

relativi a tensioni in ingresso maggiori di 2 V: nonostante l'andamento dei residui migliori, anche il primo punto (tensione in ingresso pari a 200 mV) si trova essere fuori trend. Si ottengono quindi due zone in cui la linearità dell'ADC risulta essere ottimale: la prima tra 500 mV e 1.8 V (parametri di calibrazione:  $a = -0.59 \pm 0.02$  V e  $b = 0.776 \pm 0.013$  mV/a.u.) mentre la seconda tra 1.8 V e 2.5 V (parametri di calibrazione:  $a = -0.44 \pm 0.15$  V e  $b = 0.73 \pm 0.04$  mV/a.u.).

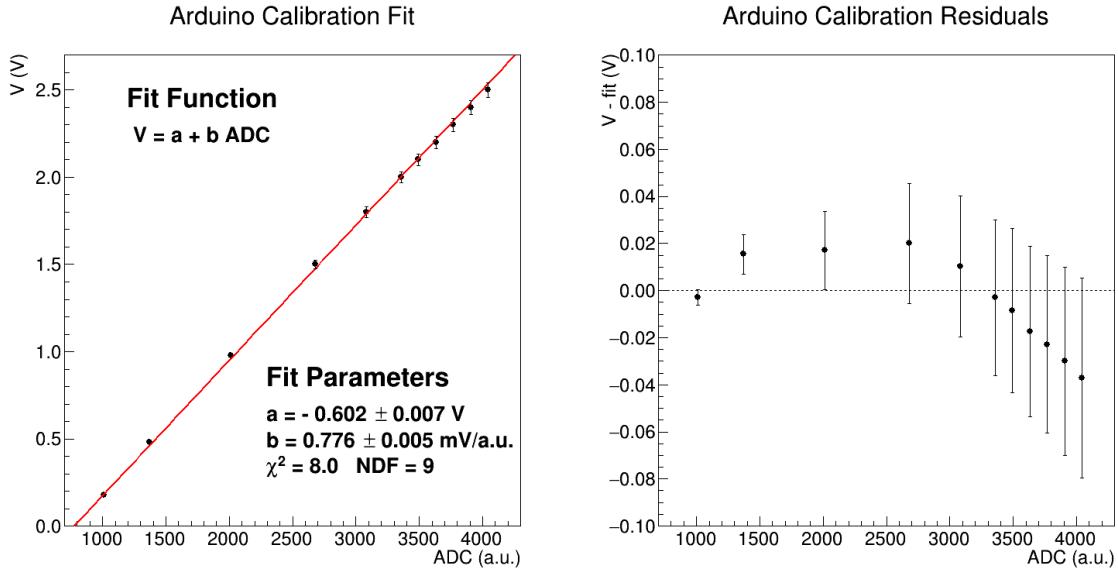


Figura 11: Grafico di calibrazione in tensione e relativo grafico dei residui.

## 6 Conclusioni

Ripercorrendo brevemente ciò che è emerso dall'analisi effettuata, si vuole cominciare osservando che la linearità dell'amplificatore operazione è stata verificata dall'andamento dei residui in Figura 5 e dall'errore a posteriori del campione di grandezze picco picco. Non è stato invece possibile fare riferimento ai valori di  $\chi^2$  a causa della correlazione tra gli errori. Dallo studio dell'amplificazione del circuito, rappresentato in Figura 1, è poi emersa una sistematica di offset/shift verticale tra il campione di misure dei massimi e quello dei minimi che può essere imputabile ad un livello di tensione continua sotto i segnali acquisiti. È perciò risultato necessario considerare le grandezze picco picco per ricavare una stima che tenesse conto di entrambi i dataset e che fosse svincolata dall'offset trovato. La miglior stima dell'amplificazione del circuito risulta dunque essere  $G = 10.29 \pm 0.11$ , ottenuta come coefficiente angolare della retta interpolante il campione di grandezze picco picco (Figura 5). Spostando ora l'attenzione sul circuito derivatore, dall'analisi in frequenza è emersa una discrepanza con le aspettative ad alte frequenze: si è ipotizzato che la causa fosse la presenza di una capacità parassita in parallelo al circuito, oltre ad essere manifestazione della frequenza di guadagno unitario dell'operazionale. La frequenza di taglio extrapolata attraverso la prima strategia è risultata scarsamente compatibile con le aspettative teoriche e la causa di ciò potrebbe essere una campionatura troppo rarefatta a basse frequenze che ha portato ad una stima non ottimale della retta a 20 dB/dec. L'interpolazione lineare ristretta all'intorno della frequenza di taglio, in cui la campionatura è sufficientemente fitta, invece restituisce una stima  $f_t = 19.8 \pm 0.8$  kHz in ottimo accordo con le aspettative. Si prende dunque quest'ultima come miglior stima della frequenza di taglio. Per quanto riguarda la calibrazione della scheda Arduino Due, infine, si è stimato un sampling rate  $S = 0.955$  Msps e una funzione di calibrazione conforme alle aspettative, ovvero con un coefficiente angolare  $m = 0.766 \pm 0.013$  mV/adc counts e un offset  $q = -0.59 \pm 0.02$  V per valori di tensione in ingresso sotto circa 2 V.