

Esercitazione N.6: Amplificatore operazionale: circuiti lineari

Gruppo BF

Andrea Luzio, Gianfranco Cordella, Valerio Lomanto

17 Novembre 2016

1 Scopo e strumentazione

2 Amplificatore invertente

Si è montato il circuito in figura (1) e si è scelto $R_1 = 2.27 \pm 0.03 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 22.1 \pm 0.3 \text{ k}\Omega$ e la frequenza del generatore in ingresso è $f = 1.0343 \pm 0.0005 \text{ kHz}$. Si è eseguito un fit lineare dei dati $V_{out} = aV_{in} + b$. Si sono considerati solo i dati con $V_{in} < 1.1 \text{ V}$. I risultati del fit in 2 sono :

$$a = 9.8 \pm 0.1$$

$$b = -0.02 \pm 0.04$$

$$\chi^2 = 4.70 \text{ (4 dof, } p = 0.32)$$

Provando a considerare anche i dati con V_{in} superiore al cut-off si ottengono valori del χ^2 con un p-value < 0.15 . Quindi supponiamo che tale cut-off sia la tensione limite oltre la quale si perde la linearità. Una verifica immediata si è fatta con l'oscilloscopio con $V_{in} = 2.76 \pm 0.02 \text{ V}$. Dalla 3 si osserva un clipping del segnale in uscita chiaro segno della non linearità del circuito. Il valore atteso del guadagno è $A = \frac{R_2}{R_1} = 9.7 \pm 0.2$ che è compatibile con quello ottenuto dal fit.

Si è poi misurata la resistenza di ingresso dell'amplificatore inserendo in serie a V_{in} una resistenza $R_s = 2.27 \pm 0.03 \text{ k}\Omega$ dello stesso ordine di grandezza di quella attesa. Poi è stato misurato V_{out} con e senza R_s inserita ottenendo rispettivamente $V_1 = 5.24 \pm 0.04 \text{ V}$ e $V_2 = 10.32 \pm 0.08 \text{ V}$. Da qui si ricava $R_{ing} = \frac{R_s V_1}{V_2 - V_1} = 2.34 \pm 0.07 \text{ k}\Omega$.

Tale valore è compatibile con quello atteso che è R_1 .

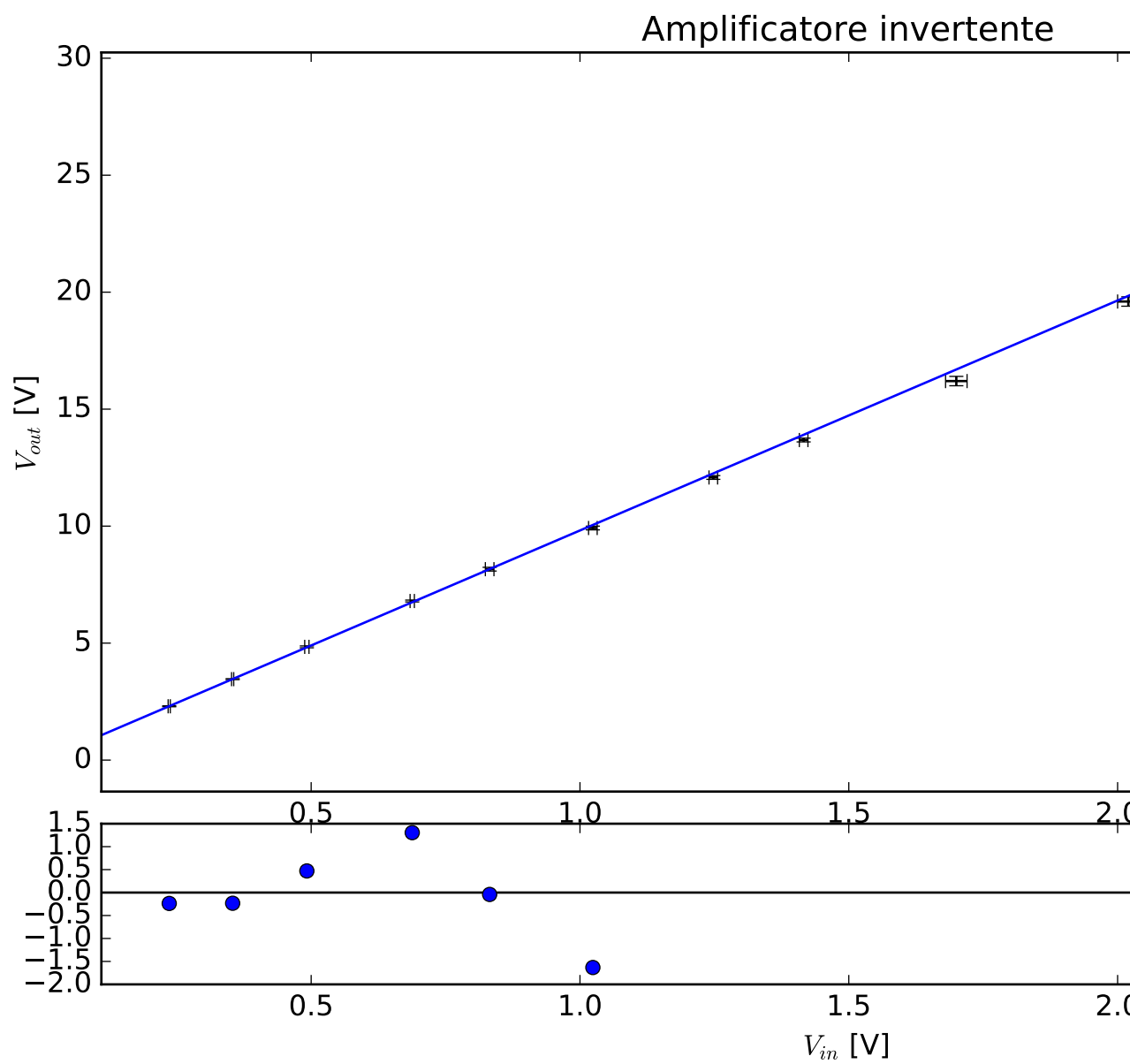


Figura 1: Amplificatore invertente.

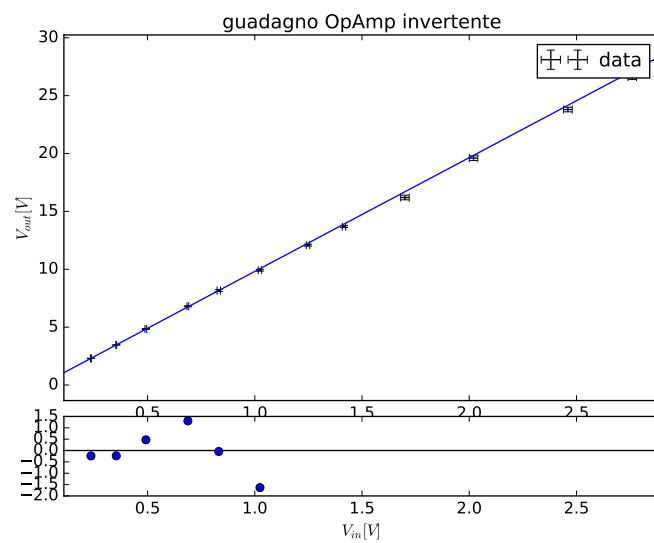


Figura 2: V_{out} in funzione di V_{in} per l'opamp invertente.

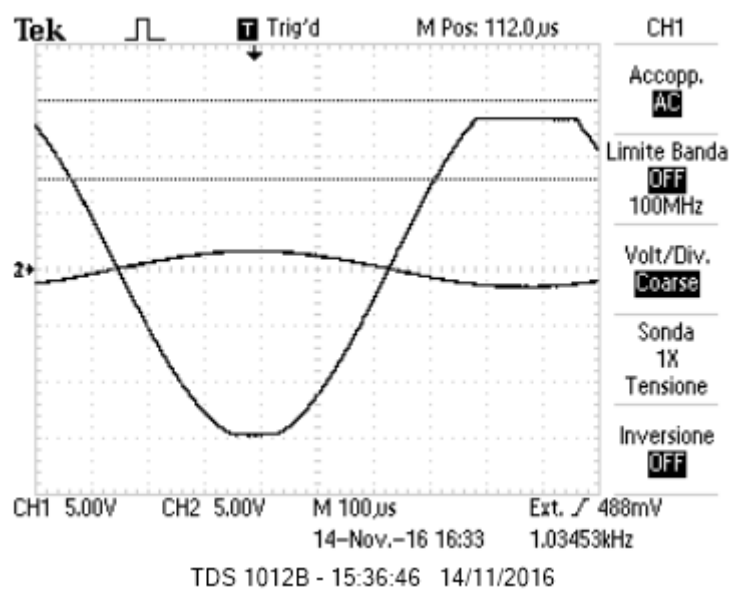


Figura 3: Clipping di V_{out} per l'opamp invertente.

3 2

In questa sezione si vuole misurare la frequenza di taglio e lo slow rate del amplificatore così costruito.

3.1 Risposta in frequenza

Qui si vuole vedere il comportamento del OpAmp come circuito a un polo, dunque se ne vuole misurare la risposta in frequenza trovando una frequenza di taglio e un'attenuazione -20 dB/decade tipica dei passa-basso. L'ampiezza dell'ingresso, per risparmiare tempo, si è tenuta costante a 1.04 V . Quest'ultima scelta ha impedito di aumentare la frequenza oltre 1 MHz per mantenere le pendenze massime delle sinusoidi al di sotto della pendenza di slewrate (da datasheet 13 MV s^{-1}). I dati sono stati fittati con due rette (una retta affine, 2 parametri, una retta costante, 1 parametro), senza considerare gli errori di calibrazione degli strumenti, né l'errore sulla tensione di ingresso. I cut-off sulle frequenze scelti per separare la regione in cui l'amplificazione è costante e la regione in cui l'amplificazione scende a circa -20 dB/decade sono poste a 40 kHz e 400 kHz . I dati e i fit sono riassunti in figura 4

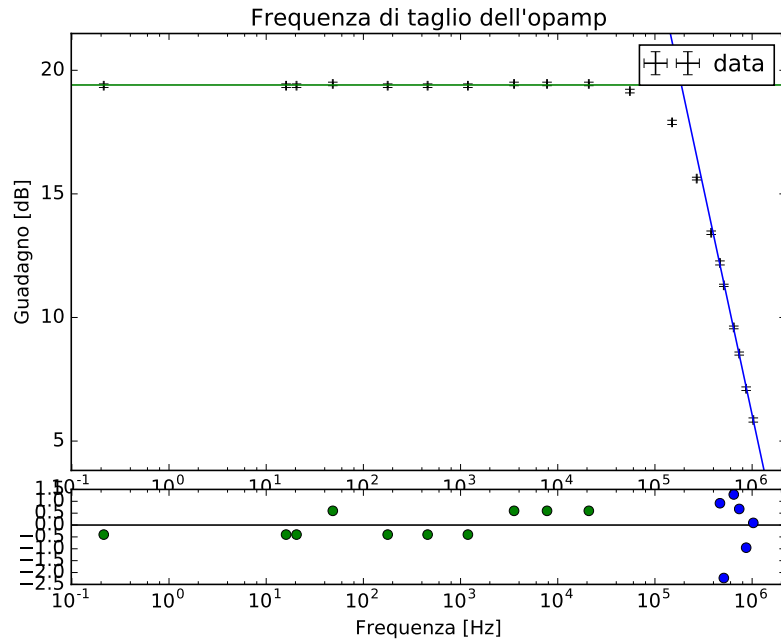


Figura 4: Plot di bode di dati e fit

Per la retta si sono ottenuti i seguenti parametri:

$$q = \chi^2 19.41 \pm 0.02\text{ dB}$$

$$\chi^2 = 2.40 \text{ (9 DoF, } p = 0.98)$$

Questo farebbe pensare a una sovrastima degli errori di lettura. In effetti per molti dati il segnale letto è uguale all'interno dell'errore di lettura. A questi dati grezzi va aggiunto l'errore di calibrazione e l'errore sulla tensione in ingresso. Dati σ_l l'errore su q dato dagli errori di lettura, σ_c l'errore su V_{out} dovuto alla calibrazione dell'oscilloscopio e σ_{in} l'errore totale sulla tensione in ingresso, si ottiene (propagando in quadratura e considerando indipendenti le fonti di errore, utilizzando come errore di calibrazione sulle misure dell'oscilloscopio il 3% del valore misurato): $\sigma_q^2 = \sigma_l^2 + 400(\frac{\sigma_{in}^2}{V_{in}^2} + \frac{\sigma_c^2}{V_{out}^2})$

Inserendo i dati si ottiene:

$$\sigma_q = 0.84$$

Dunque $q = 19.41 \pm 0.84$, compatibile con quanto atteso per il guadagno in continua.

Per la retta obliqua si ottiene invece:

$$m = -18.3255 \pm 0.3690\text{ dB/decade}$$

$$q = 116.0 \pm 2.2\text{ dB}$$

$$cov = -0.998 \quad \chi^2 = 2.19 \quad (4 \text{ DoF}, p = 0.70)$$

Anche qui vanno aggiunti gli errori di calibrazione sulle tensioni di ingresso e uscita. Per quanto riguarda q la correzione da apportare è la stessa, dunque si ottiene un valore di:

$$q = 116.0 \pm 2.3 \text{ dB}$$

Per quanto riguarda m si è stimato di calibrazione sul rapporto incrementale di due punti presi a caso con gli errori di calibrazione. Si è ottenuto: $m = -18.3255 \pm 1.8000 \text{ dB/decade}$

Con questi dati si può stimare la frequenza di taglio come la frequenza di intersezione delle due rette:

3.2 Slew-rate

In questa sezione lo scopo è misurare lo slew-rate del componente. Per fare questo ci si è inviata in ingresso un onda quadra di ampiezza 1.04V e frequenza 1kHz . Si è ottenuto il comportamento mostrato in figura 5. Esso a prima vista sembra compatibile con il normale comportamento di un circuito ad un polo sotto un segnale a scalino

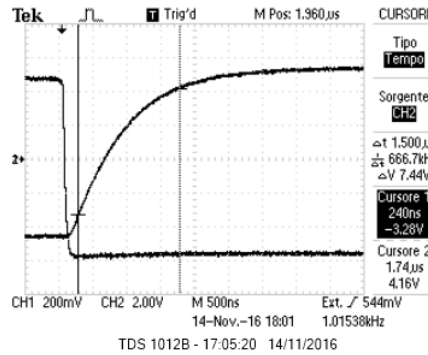


Figura 5: Output dell'onda quadra

ma, nonostante tutto, nella prima parte della salita si può notare uno scostamento dalla natura esponenziale aspettata. Per discernere il tratto in cui lo slow-rate si fa sentire dal normale comportamento da passa-basso si sono fittati i dati (acquisiti al computer tramite l'oscilloscopio) con un cut-off inferiore flottante (il componente inizia la salita $1.5e-7\text{sec}$ dopo il triggering, si è spostato il punto di cut-off in una finestra tra $1.5e-7\text{sec}$ a $3.0e-7\text{sec}$) Si è dunque plottata la probabilità marginale in funzione del punto di cut-off 7.

Le cose notevoli sono:

-La probabilità va a 1, dunque gli errori sono evidentemente sovrastimati

-nonostante ciò la probabilità scende a zero se si considerano dati troppo vicini a 1.5sec .

Per fittare la retta che dovrebbe dare il nostro slow-rate si è deciso di prendere il valore di probabilità del 0.5%, ovvero un tempo finale di $1.97e-7\text{sec}$ dopo il triggering.

Con il fit in figura 8 (retta affine) si sono ottenuti i seguenti dati:

$$SR = 8.56 \pm 0.67 \text{ MV/s} \quad b = -5.60 \pm 0.11 \text{ V} \text{ intercetta, parametro inutile } corr = -0.99$$

$$\chi^2 = 8.8 \quad (22 \text{ Dof } p = 0.994)$$

Si noti che anche qui si ha un valore di χ^2 troppo elevato, forse causato dalla sovrastima dell'errore di digitalizzazione. Il parametro risulta comunque non in disaccordo con il valore di riferimento 15MV/s , da datasheet.

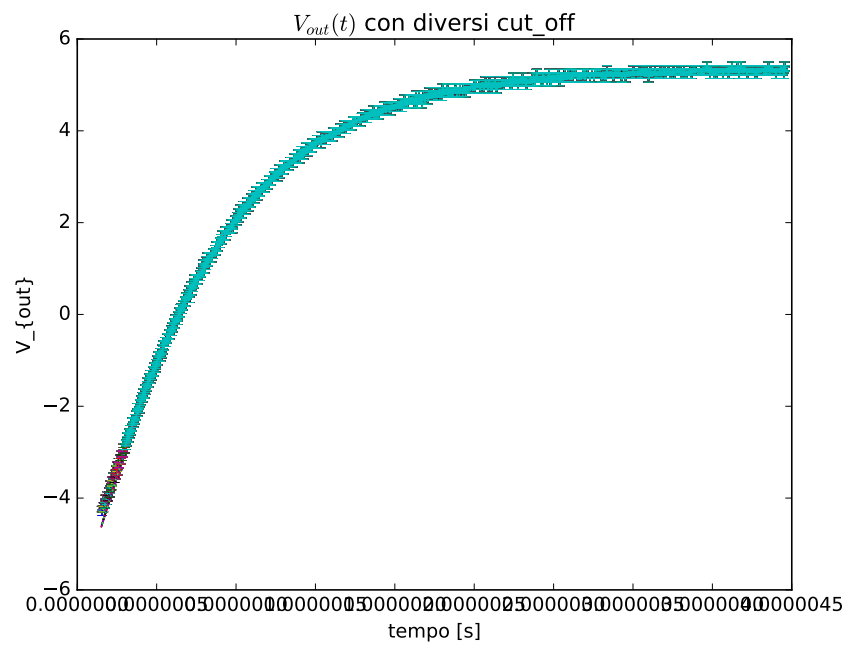


Figura 6: Output dell'onda quadra, fittato con cut-off variabili

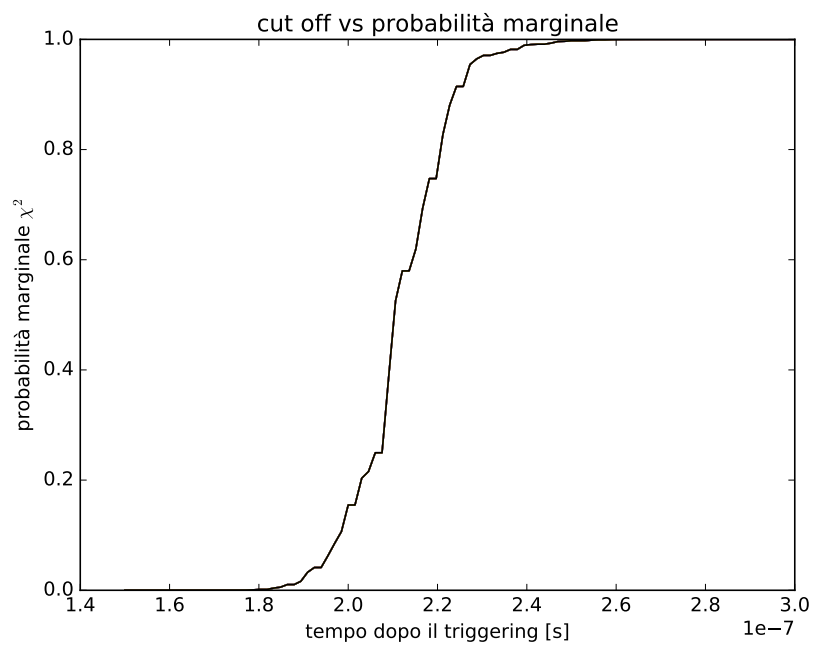


Figura 7: Probabilità marginale in funzione del cut-off

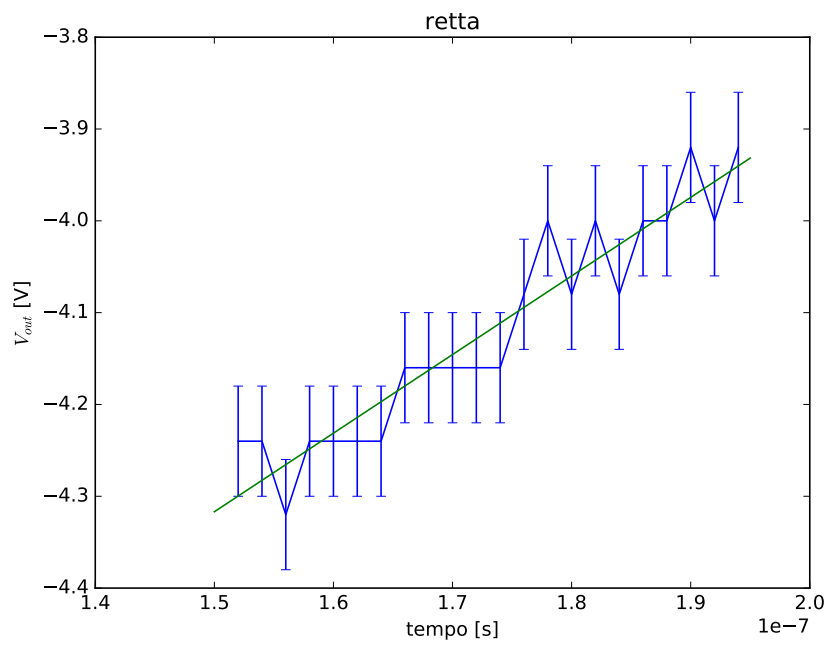


Figura 8: Fit dello slow-rate

5 Circuito integratore

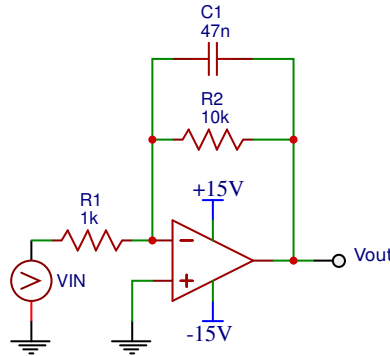


Figura 9: circuito integratore con OpAmp.

Si è montato il circuito in 9 con $R_1 = 0.981 \pm 0.009 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 9.87 \pm 0.09 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 48 \pm 2 \text{ nF}$. L'ampiezza picco-picco di $V_{in} = 2.08 \pm 0.02 \text{ V}$. Al variare della frequenza si è misurato V_{out} con l'oscilloscopio. La frequenza è stata misurata con il frequenzimetro dell'oscilloscopio e lo sfasamento tra V_{in} e V_{out} si è ricavato dalla misura dell'intervallo di tempo ΔT tra le due intersezioni delle onde in ingresso e uscita con l'asse delle ascisse¹. Da questa misura si ricava lo sfasamento: $\Delta\phi = 2\pi f \Delta T$. Per quanto riguarda il guadagno in frequenza sono stati eseguiti due fit (in 10), uno nella parte piatta dei dati cioè a basse frequenze ed un altro ad alte frequenze per studiare i due limiti del circuito integratore, rispettivamente $f \ll f_t$ e $f \gg f_t$. Per f_t si intende la frequenza di taglio del circuito integratore pari a $f_t = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} = 335 \pm 16 \text{ Hz}$.

Il fit a basse frequenze ($f < 50 \text{ Hz}$) è stato eseguito con una costante e i risultati sono :

$$A_v = 20.05 \pm 0.02$$

$$\chi^2 = 4.79 \text{ (4 dof, } p = 0.31)$$

Il fit ad alte frequenze ($f > 2 \text{ kHz}$) è stato eseguito con una funzione lineare $A_v(\text{dB}) = a \log_{10} f + b$ e i risultati sono:

$$a = -19.8 \pm 0.2 \frac{\text{dB}}{\text{decade}}$$

$$b = 69.9 \pm 0.4 \text{ dB}$$

$$\chi^2 = 3.89 \text{ (5 dof, } p = 0.56)$$

Il valore atteso del guadagno a basse frequenze è $A_v = 20 \log_{10} \frac{R_2}{R_1} = 20.1(2) \text{ dB}$ compatibile con il valore ottenuto dal fit. Ad alte frequenze la pendenza della retta è compatibile con $-20 \frac{\text{dB}}{\text{decade}}$.

E' stato eseguito anche un fit allo sfasamento() con un modello non lineare $\Delta\phi = \arctan \frac{-f}{f_t}$ e si è ottenuto:

$$f_t = 321 \pm 2 \text{ Hz}$$

$$\chi^2 = 62.21 \text{ (16 dof, } p = 0)$$

Il valore della frequenza di taglio risulta compatibile con quello atteso prima calcolato.

Si è poi verificata la risposta del circuito ad un'onda quadra di frequenza $f = 10.6 \pm 0.1 \text{ kHz}$. Con un'ampiezza di $V_{in} = 3.63 \pm 0.02 \text{ V}$ si è ottenuta un'ampiezza di $V_{out} = 1.90 \pm 0.02 \text{ V}$ quindi $A_v = -5.6 \pm 0.2 \text{ dB}$. Considerando che $f \gg f_t$ si può usare la formula approssimata $A_v = -20 \log_{10} f + 20 \log_{10} \frac{1}{2\pi R_1 C_1} =$

¹Tale asse orizzontale corrisponde per ogni onda ad una tensione costante pari al proprio valor medio

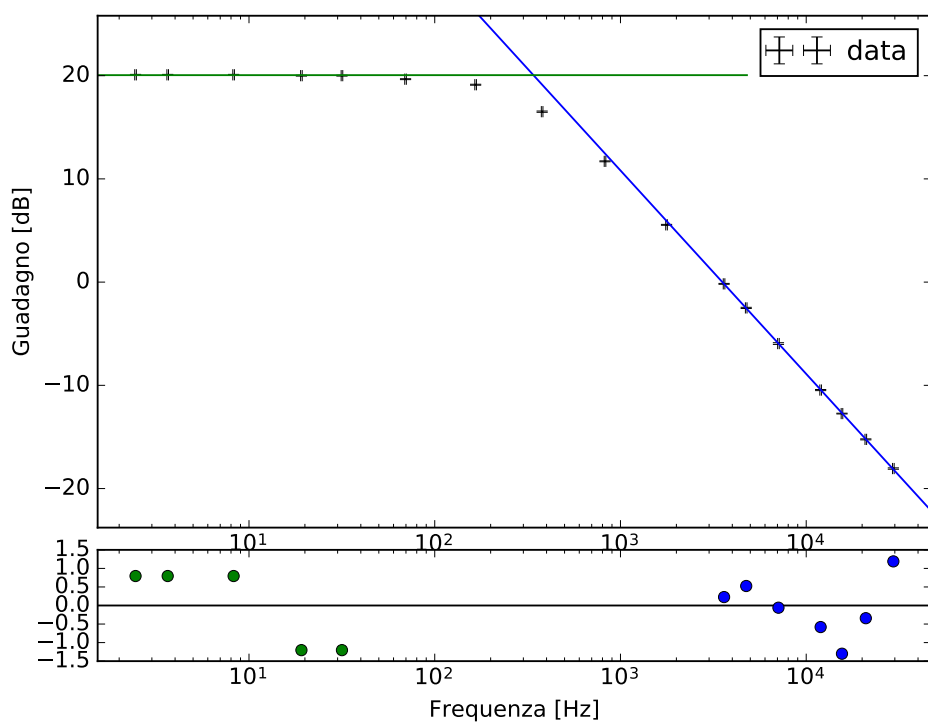


Figura 10: plot di bode del guadagno del circuito integratore

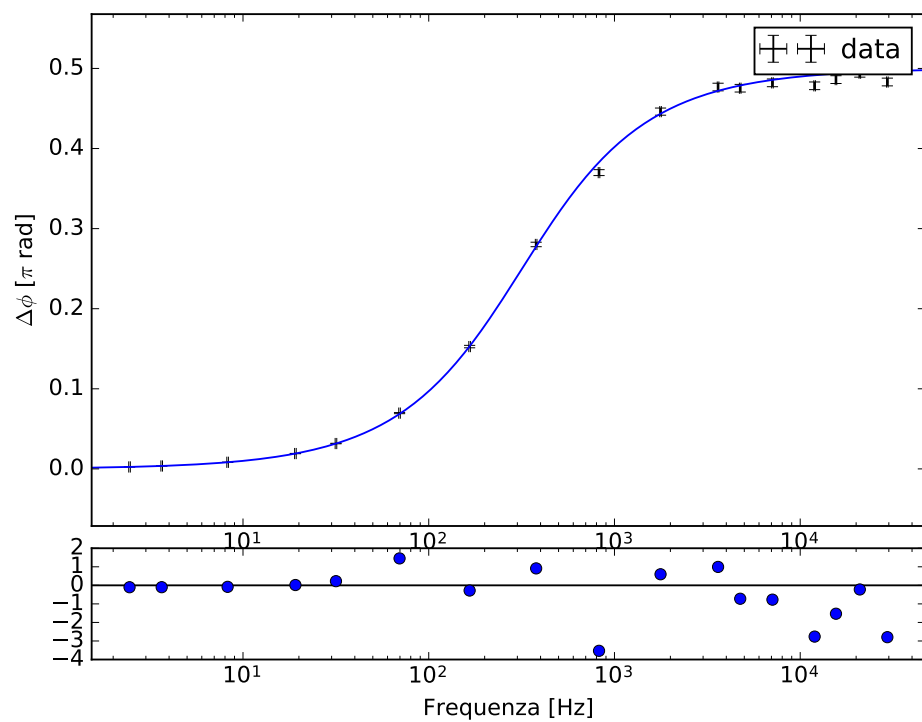


Figura 11: fase in unità π del circuito integratore in funzione della frequenza