

Esercitazione N.6: Amplificatore operazionale: circuiti lineari

Gruppo BF

Andrea Luzio, Gianfranco Cordella, Valerio Lomanto

17 Novembre 2016

1 Scopo e strumentazione

Scopo dell'esperienza è quello di misurare le caratteristiche di circuiti costituiti da un amplificatore operazionale. Si analizzano dapprima l'amplificatore invertente e non; se ne misurano guadagno in funzione della frequenza e dell'ampiezza dell'ingresso. Si passa poi allo studio del circuito integratore e derivatore tramite l'analisi dei plot di bode e dello sfasamento tra ingresso e uscita. E' stato usato l'oscilloscopio per la misura delle d.d.p oscillanti ed il multimetro per quelli continui. Si è poi usato un generatore d'onda per la produzione di segnali oscillanti ed un generatore di tensioni continue per alimentare l'OpAmp.

2 Amplificatore invertente

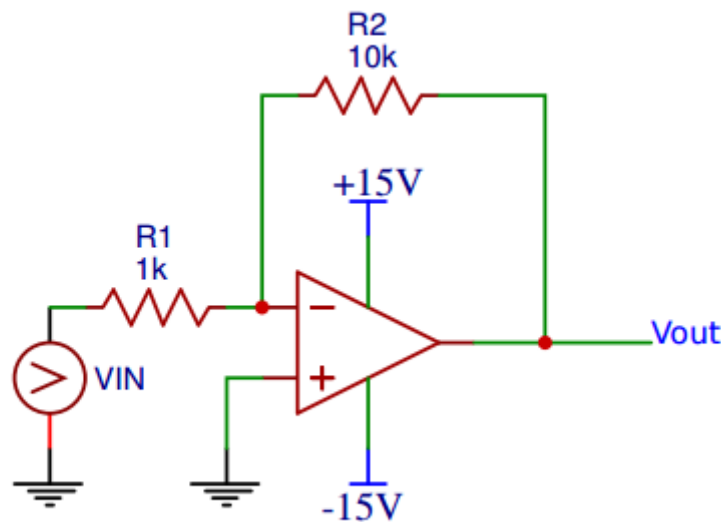


Figura 1: Amplificatore invertente.

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.

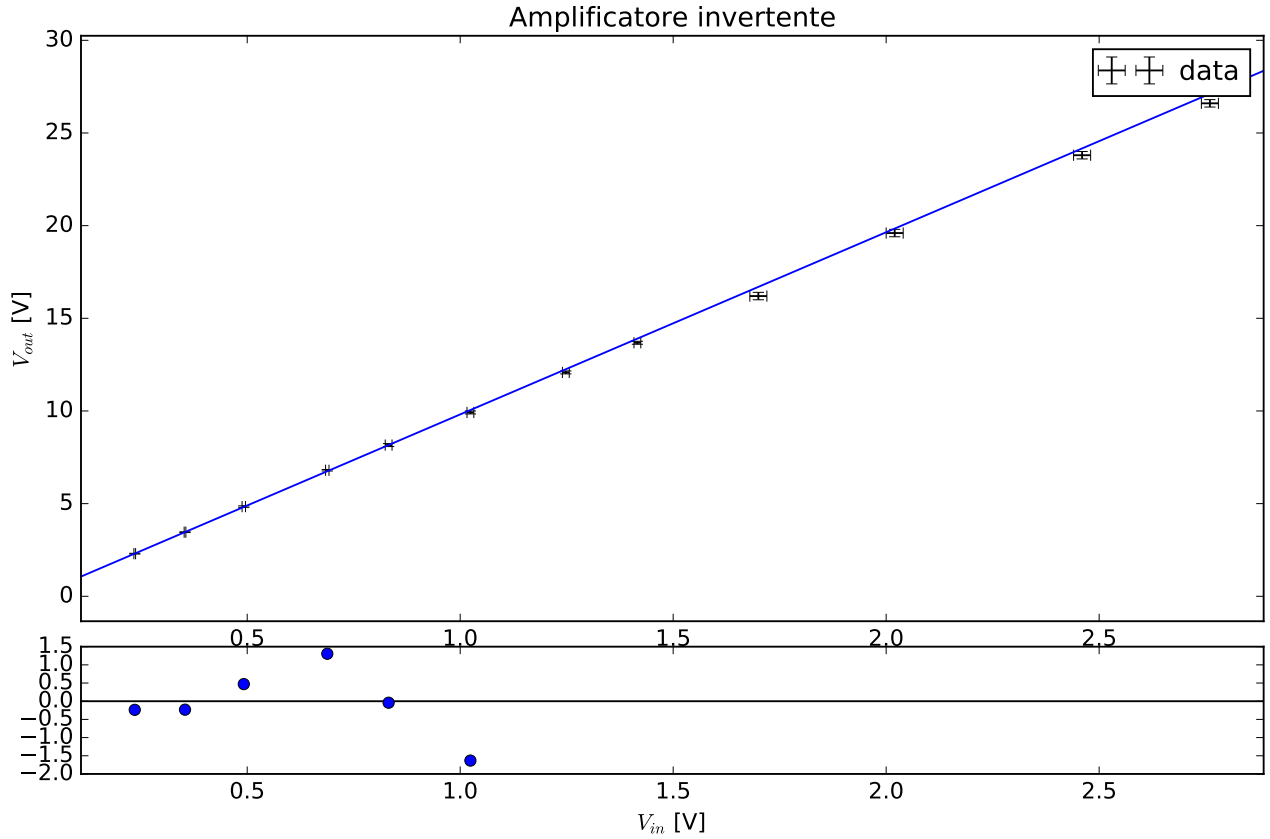


Figura 2: V_{out} in funzione di V_{in} per l'opamp invertente.

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 .

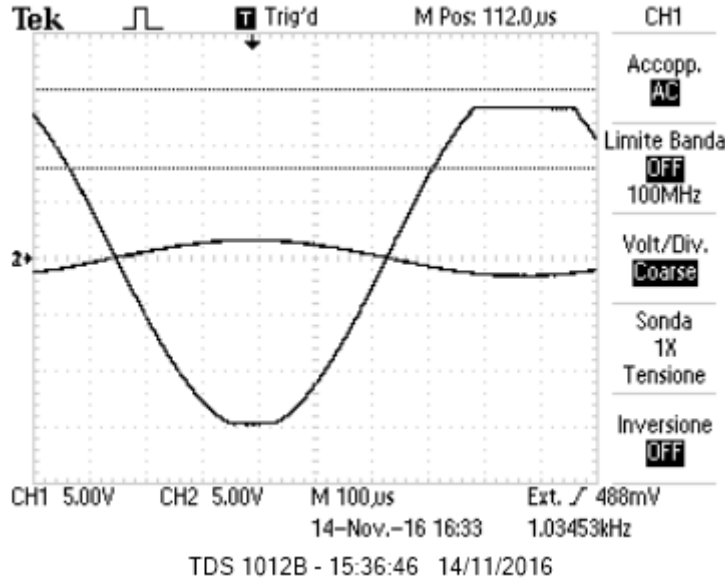


Figura 3: Clipping di V_{out} per l'opamp invertente.

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

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:

$$m = -18.32 \pm 0.37\text{ dB/decade}$$

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

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

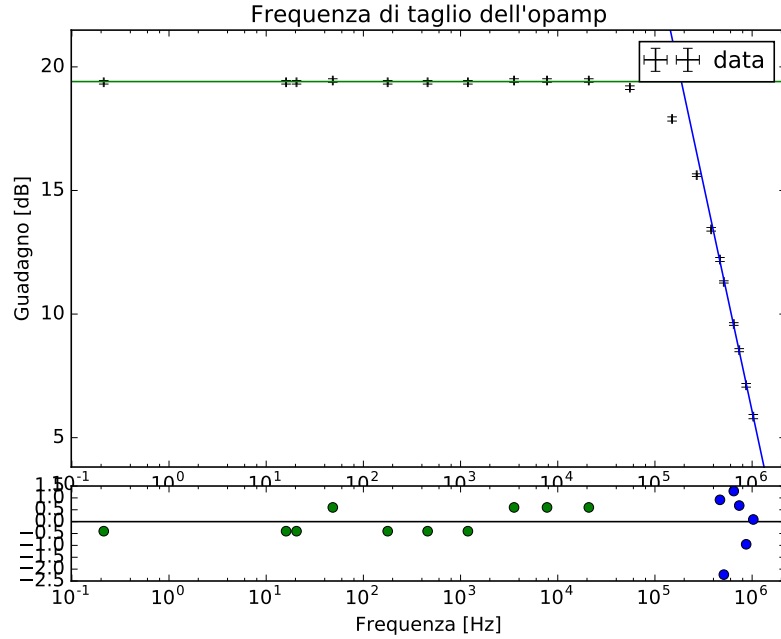


Figura 4: Plot di bode di dati e fit

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: $m = -18.3 \pm 1.8 \text{ dB/decade}$

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 1.04 V e frequenza 1 kHz . 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

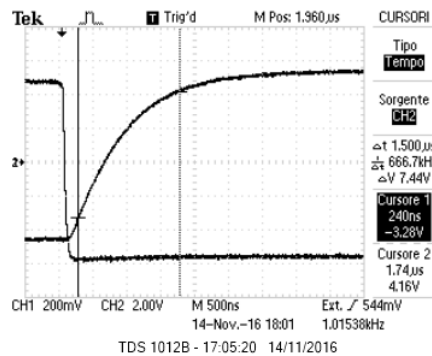


Figura 5: Output dell'onda quadra

ma, nonostante tutto, nella prima parte della salita si può notare uno scostamento dalla natura esponenziale aspettata.¹ Per discernere il tratto in cui lo slow-rate si fa sentire dal normale comporta-

¹Il vero scopo è fare vedere che con abbastanza sbatta si riesce a far tornare tutto in tempo di analisi dati, ma che palle!!! Potevamo prendere i dati come dio comanda

mento 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 $1.5e - 7sec$ dopo il triggering, si è spostato il punto di cut-off in una finestra tra $1.5e - 7sec$ a $3.0e - 7sec$) Si è dunque plottata la probabilità marginale in funzione del punto di cut-off 7.

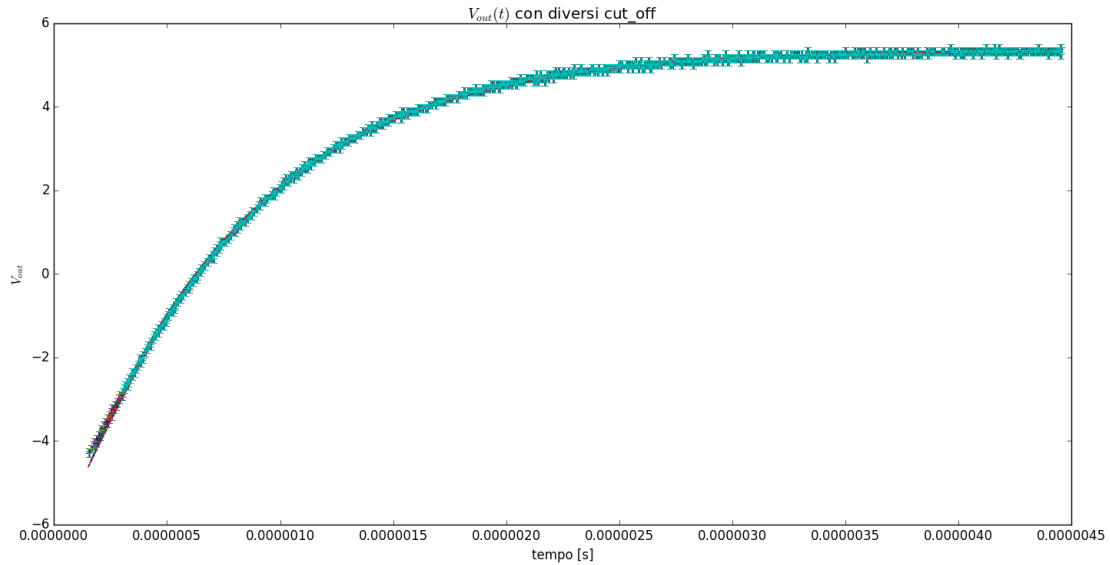


Figura 6: Output dell'onda quadra, fittato con cut-off variabili

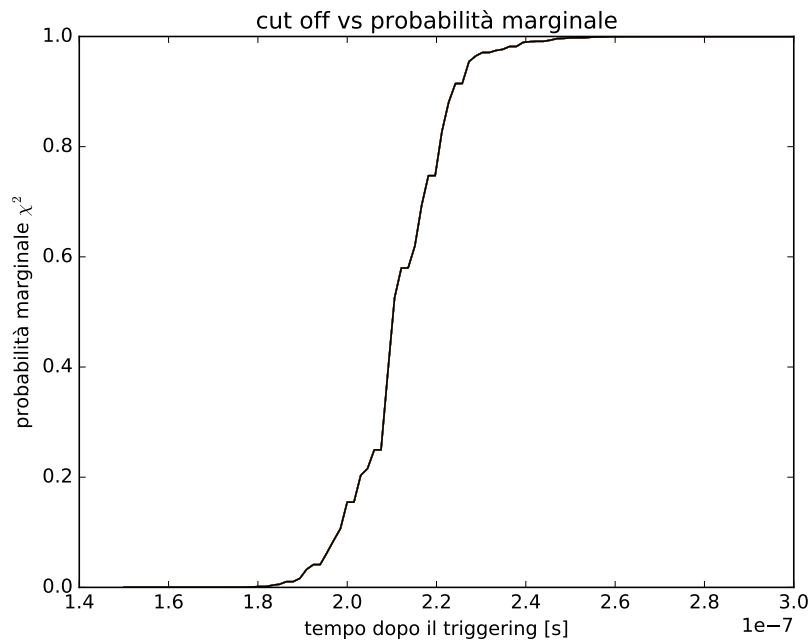


Figura 7: Probabilità marginale in funzione del cut-off

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 $1.97e - 7sec$ dopo il triggering.

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

$$SR = 8.56 \pm 0.67 MV/s$$

$$b = -5.60 \pm 0.11 V \text{ intercetta, parametro inutile}$$

$$corr = -0.99$$

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

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 $15 MV/s$, da datasheet.

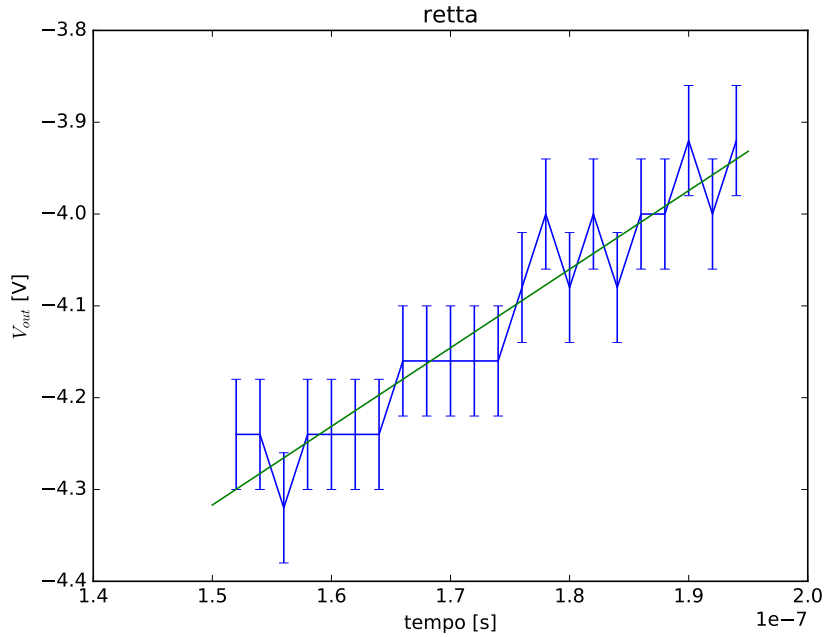


Figura 8: Fit dello slow-rate

4 3

In questa sezione si studia il comportamento dell'amplificatore non invertente, in particolare si verifica che variando il valore dell'amplificazione (modificando la resistenza del trimmer) la banda passante verifica la ben nota formula $Af_t = cost$.

Il circuito è stato montato con una resistenza $R_1 = 214 \pm 3 \Omega$. La tensione di ingresso si è mantenuta sempre $V_{in} = 1.04 \pm 0.03 V$ picco-picco. Per stimare la frequenza di taglio si è usato il metodo dei $-3dB$. Per dare una stima dell'errore sulla frequenza si è variata la stessa f quando l'output era compatibile con l'attenuazione richiesta. Si sono inoltre misurate le resistenze del trimmer per ogni misura.

I dati ottenuti, riassunti in figura 9, con i risultati:

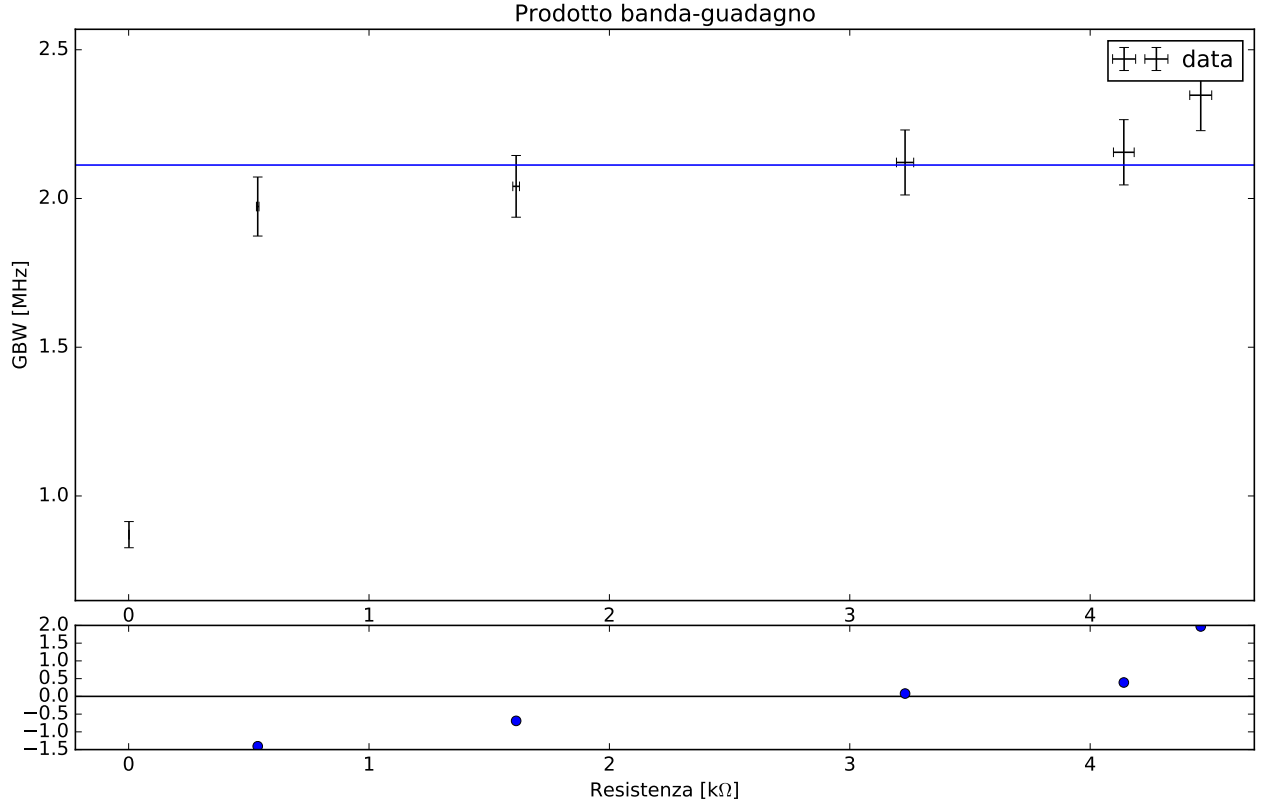


Figura 9: Prodotto banda-guadagno per diversi valori della resistenza del trimmer

5 Circuito integratore

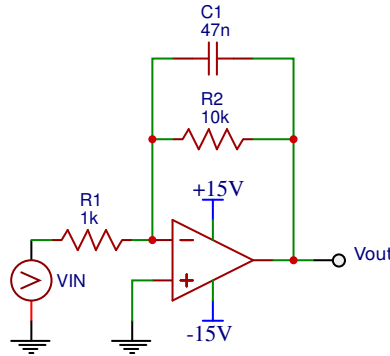


Figura 10: circuito integratore con OpAmp.

Si è montato il circuito in 10 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 ascisse². Da questa misura si ricava lo sfasamento: $\Delta\phi = 2\Delta T f$. Per quanto riguarda il guadagno in frequenza sono stati eseguiti due fit (in 11), 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

²Tale asse orizzontale corrisponde per ogni onda ad una tensione costante pari al proprio valor medio

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 $A_v = 20 \log_{10} \frac{R_2}{R_1} = SI20.1(2) \text{ dB}$ 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 $A_v = -5.6 \pm 0.2 \text{ dB}$. ??????VALORE ATTESO QUAL E'?????????

Dai grafici in 13, in 14 e in 15 si nota che all'aumentare della frequenza l'onda quadra viene sempre meglio integrata, soprattutto quando $f > f_t$. Tuttavia a frequenze molto elevate si nota che il tempo in cui l'onda quadra è alta o bassa è molto minore di quello necessario al condensatore per caricarsi, quindi la tensione ai capi di quest'ultimo rimane costante.

Il ruolo di R_2 è quello di stabilizzare il circuito integratore in modo che l'OpAmp non vada subito in saturazione se in ingresso c'è una componente continua. Inserendo tale resistenza il polo della funzione di trasferimento presente nello zero viene spostato in $-\frac{1}{R_2 C_1}$. Così facendo si rimuove la divergenza del guadagno per frequenze nulle.

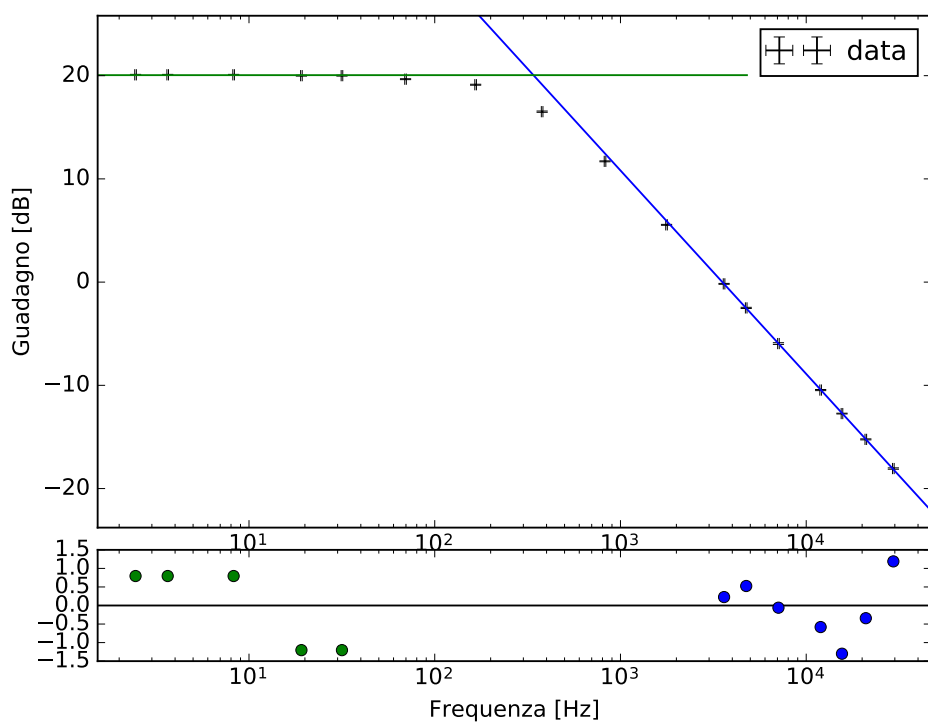


Figura 11: plot di bode del guadagno del circuito integratore.

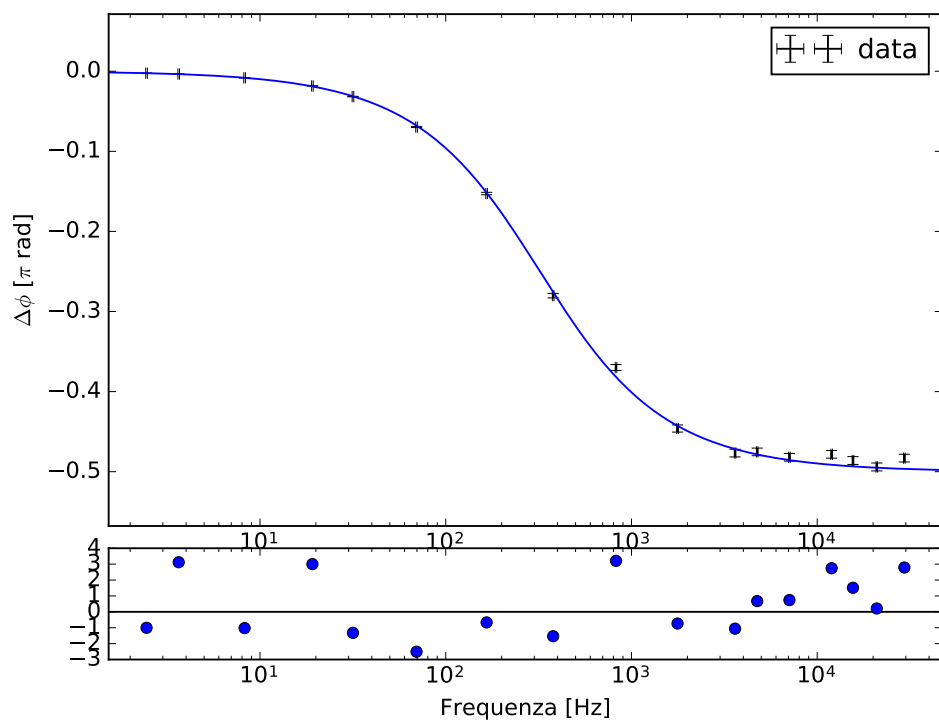


Figura 12: fase in unità π del circuito integratore in funzione della frequenza.

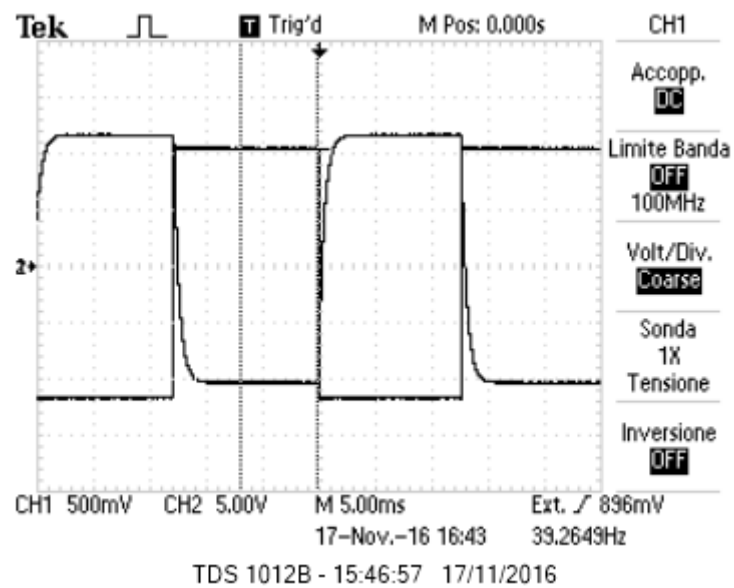


Figura 13: Risposta integratore ad un onda quadra di frequenza 39 Hz.

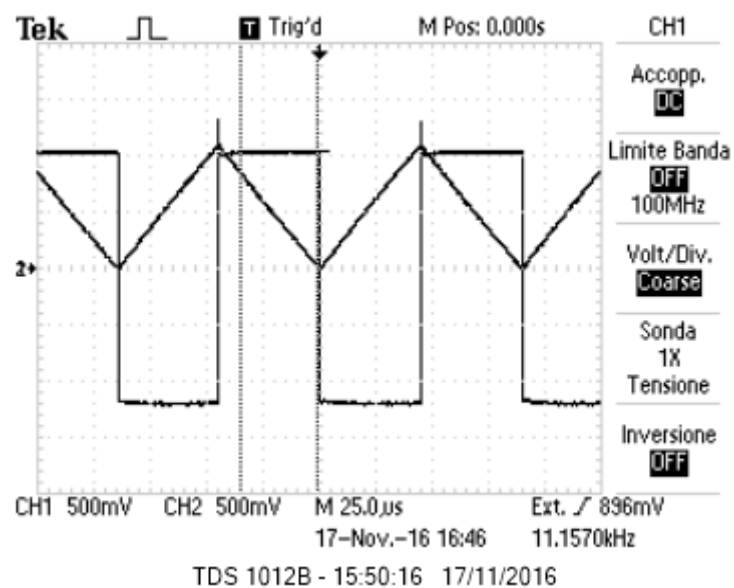


Figura 14: Risposta integratore ad un onda quadra di frequenza 11 kHz.

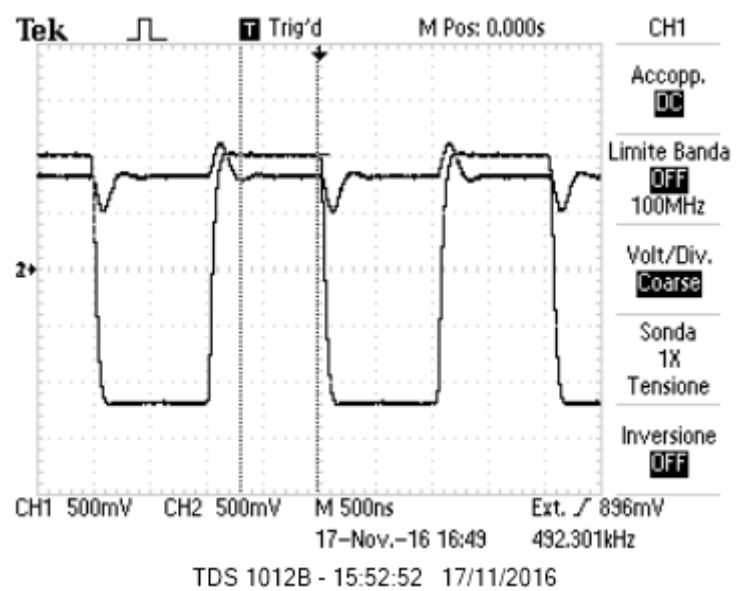


Figura 15: Risposta integratore ad un onda quadra di frequenza 492 kHz.