



Laboratorio di elettronica e tecniche d'acquisizione dati

Esperienza I: Amplificatori operazionali

Gentili Irene, Pace Lorenzo, Tintori Filippo

15 ottobre 2024

Indice

1	Introduzione	2
2	Aspetti teorici	2
3	Strumentazione	4
4	Analisi delle fonti di errore	4
5	Configurazione open-loop	5
6	Circuito integratore	6
7	Circuito invertente	9
8	Circuiti derivatore e non invertente	13
9	Conclusioni	14

1 Introduzione

L'obiettivo della presente relazione è quello di illustrare l'esperienza relativa alla realizzazione di montaggi basati sull'amplificatore operazionale 741. Si descriverà il funzionamento del circuito di amplificatore in open-loop, dell'amplificatore invertente e dell'integratore. Ci si propone di caratterizzare in modo quantitativo gli amplificatori al variare della frequenza del segnale in ingresso e infine di verificare la banda passante dell'invertente al variare del guadagno.

2 Aspetti teorici

L'amplificatore operazionale è un dispositivo che amplifica la differenza tra due segnali input V_1 , V_2 in un'uscita V_0 e per il quale si definisce *guadagno* il rapporto $V_{out}/V_{in} = A$. Questo risulta alimentato da due tensioni definite come V_{cc}^+ e V_{cc}^- . Sulla base dell'unicità del modulo dei guadagni in entrata i due input V_1 , V_2 sono detti input *invertente* $(-)$ e *non invertente* $(+)$. L'op-amp è caratterizzato da un guadagno alto (idealmente ∞ , in realtà sui 10^5) e dal fatto che l'ampiezza del segnale in uscita è sempre compresa tra $[V_{cc}^-, V_{cc}^+]$. Inoltre nella configurazione a *open loop* e op-amp operato in saturazione particolarmente rilevante è lo *slew rate* (di seguito anche S), che è una misura della velocità di risposta dell'operazionale al variare del segnale di ingresso ed è misurato in $V/\mu s$. Nel loop aperto la tensione in uscita è $V_{out} = A(V^+ - V^-)$; a causa dell'elevato guadagno dell'operazionale (10^5) il segnale in uscita da esso risulterà incompleto, essendo che fuoriesce dall'intervallo limitato dalle due tensioni di alimentazione, e ciò accade indipendentemente dall'alimentazione.

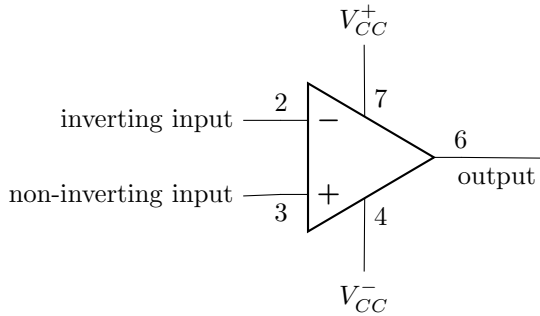


Figura 1: Schema circuitale open-loop.

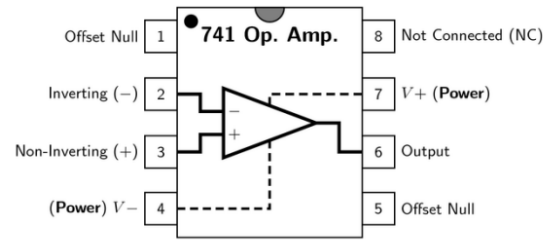


Figura 2: Configurazione op-amp.

L'introduzione delle reti di feedback è l'unico modo che permette di usare nella pratica la formula di uscita dell'operazionale e di lavorare con l'op-amp in condizioni più flessibili. Se ad essere collegato all'output è l'input non invertente allora si parla di feedback positivo, altrimenti di feedback negativo. Il guadagno con feedback negativo (A_f) è sempre minore del guadagno in open loop: esso è determinato completamente dalla rete di feedback, che può essere implementata stabile a piacere fissando β (il guadagno del circuito di feedback) tramite una resistenza. Nel corso dell'esperienza si è scelto di analizzare l'amplificatore *invertente* e il circuito *integratore*.

Nell'amplificatore invertente [figura 4], la sorgente in ingresso V_s entra dall'input invertente. L'uscita è invertita rispetto all'entrata, ossia V_{out} è sfasata su V_{in} di π . Se l'altro input è messo a terra, con un resistore sul ramo di feedback e uno sul ramo fra sorgente e input negativo, visto che l'op-amp non assorbe corrente, questa va tutta nel ramo di feedback senza che nulla entri in V^- . I terminali sono input *a ground virtuale*: $i_1 = (V_s - V_-)/R_1 = V_s/R_1$. Il fatto che l'op-amp non assorba corrente è reso da $i_2 = i_1$ per cui:

$V_- - V_0 = R_2 i_2 = R_2 / R_1 \cdot V_s \implies \frac{V_0}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1}$ amplificazione del segnale negativa (invertente). Per l'amplificatore invertente il parametro $\beta = R_2$ e causa una caduta di potenziale.

Nel circuito integratore [figura 3] la struttura è analoga a quella del non invertente, ma con un condensatore

al posto della resistenza sul ramo di feedback. Essendo la corrente iniziale pari alla finale, $i_i = i_f \iff \frac{V_{in}}{R} = -C \frac{dV_{out}}{dt} \implies V_{out} = -\frac{1}{RC} \int V_{in} dt$. Il fattore scalare davanti al segno integrale rende la possibilità di modificare il guadagno implementando i diversi componenti passivi. Un circuito di questo tipo si comporta da filtro passa-basso. Infatti, l'impedenza associata a un condensatore è una funzione inversa della frequenza ($Z_c = 1/j\omega C$) e dunque nell'integratore il guadagno tende a infinito per segnali quasi continui, ma è infinitesimo per alte ν . Al fine di regolarizzare il guadagno a basse frequenze si implementa una resistenza R_2 in parallelo con il condensatore.

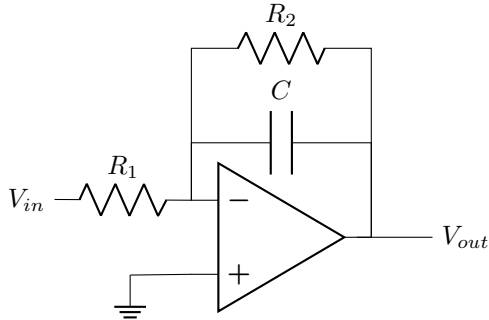


Figura 3: Integratore.

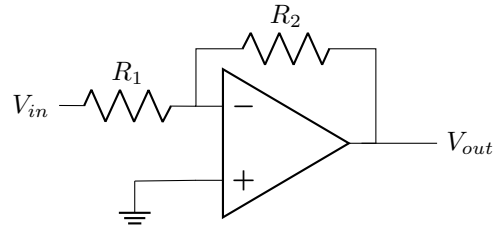
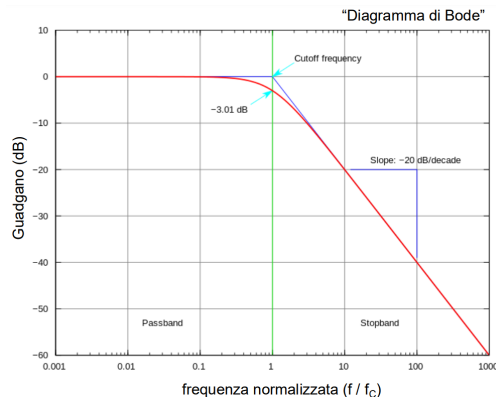


Figura 4: Invertente.

Infine, come si è già discusso, il comportamento dell'op-amp può dipendere anche fortemente dalla frequenza del segnale in entrata. La risposta in frequenza di un amplificatore operazionale ideale è costante, cioè il dispositivo amplifica allo stesso modo i segnali indipendentemente dalla ν . Per un operazionale reale esiste invece una banda limitata, poiché il guadagno a loop aperto dipende dalla frequenza del segnale. Gli amplificatori della famiglia 741, cui appartiene quello usato, hanno un limite di pochi Hz entro il quale il guadagno è pressoché costante, dopo di che decresce con una pendenza di 20dB/decade all'aumentare della frequenza. In presenza di feedback negativo, il guadagno dell'amplificatore diminuisce e la banda passante aumenta in maniera da mantenere costante il prodotto tra guadagno e banda. Tale prodotto ha le dimensioni di Hertz e prende il nome di *gain-bandwidth product* (GBP). Si definisce la frequenza di taglio ν_c come quella frequenza alla quale il guadagno diminuisce di 3 dB (ovvero è attenuato di $1/\sqrt{2}$). In particolare, per l'integratore, considerando la configurazione comprendente anche la resistenza R_2 , risulta $\nu_{c,t} = \frac{1}{2\pi R_2 C}$. In via generale, invece, per calcolare il GBP sarà sufficiente moltiplicare la frequenza di taglio per il guadagno corrispondente, ossia quello costante scalato di una $\sqrt{2}$.



3 Strumentazione

Si elencano di seguito gli strumenti e il materiale di cui si dispone per lo svolgimento dell'esperienza:

- un generatore di tensione in regime DC;
- un multimetro analogico usato come ohmetro;
- resistori vari;
- una basetta sperimentale;
- un amplificatore operazionale 741;
- un oscilloscopio digitale;
- un generatore di funzioni;
- un condensatore.

Si considereranno gli strumenti facendo approssimazioni lecite nei limiti degli esperimenti considerati; in particolare, si trascura la dipendenza termica delle resistenze, la resistività dei fili, la resistenza interna del generatore. Si considera l'oscilloscopio ideale per la relazione fra la sua resistenza interna e quelle usate. Ciascuno degli apparati sperimentali implementati nelle esperienze distinte sarà discusso approfonditamente nella relativa sezione. L'incertezza strumentale associata a ciascuno degli strumenti di misura è riportata nel paragrafo seguente. Congiuntamente alla relazione si riporta in allegato la lista delle misure prese ed il codice implementato per l'analisi dati.

4 Analisi delle fonti di errore

Prima di cercare le possibili sorgenti di incertezza nelle misure effettuate è conveniente riportare le fonti certe di errore che derivano dall'incertezza strumentale come dichiarata dai costruttori. Alle tensioni misurate con l'oscilloscopio si è attribuita un'incertezza pari al 3% del fondo scala utilizzato, mentre alle frequenze misurate con lo stesso strumento corrisponde un'incertezza relativa del 5%. Per quanto riguarda l'ohmetro, nel fondoscala utilizzato questo ha un'incertezza strumentale dichiarata che è tutta di lettura sulle tacche analogiche (ampie $X\Omega$), pertanto sarà $\sigma_{R_{ohmetro}} = X/\sqrt{12}$. Nel potenziometro poi l'errore è tutto di lettura ed è pari a quello della distribuzione piatta centrata nell'ultima cifra significativa: $\sigma_{pot} = 1/\sqrt{12} \Omega$. La tensione erogata dal generatore DC con cui si alimenta l'operazionale ha un errore associato di $0,5\% + 3 \text{ digits}$ della lettura. Il condensatore ha associata un'incertezza nominale del 10%. Per tutte le misure indirette si userà infine la formula generale per la propagazione degli errori stimando la varianza come la somma in quadratura degli errori pesati con le derivate parziali:

$$f = f(y_1 \dots y_n) \implies \sigma_f = \sqrt{\sum_i \left(\frac{\partial f}{\partial y_i} \sigma_{y_i} \right)^2}$$

5 Configurazione open-loop

Dell'amplificatore in open-loop ci si limiterà ad esporre un'analisi qualitativa perché la risoluzione degli strumenti non è tale da poter pensare a una qualsiasi indagine di carattere quantitativo. Tramite i due canali dell'oscilloscopio si è osservato il comportamento dell'op-amp a varie frequenze e ciò che si è immediatamente osservato è che il segnale in uscita (giallo nelle figure) è sfasato rispetto all'entrata (segnale azzurro) di un fattore orizzontale crescente con la frequenza. Si è scelto di analizzare i due segnali a una frequenza $\nu = 9,92\text{Hz} < 10\text{Hz}$, ossia del punto teorico in frequenza entro cui i segnali sono ancora in fase nel circuito a loop aperto. La posizione orizzontale dei picchi è ragionevolmente coincidente [figura 6]; tuttavia, come del resto ci si aspettava, neanche a frequenze basse si può osservare il picco vero e proprio sia sopra che sotto lo zero della ΔV . Come da datasheet, infatti, il guadagno a loop aperto dell'amplificatore 741 usato è di 10^5 : il segnale in uscita è tagliato a qualsiasi frequenza. In particolare il valore massimo e minimo tra cui oscilla è, rispettivamente, leggermente minore di V_{cc}^+ e leggermente maggiore di V_{cc}^- voltaggi di alimentazione erogati in continua, confermando ancora quanto ci si aspettava dalla teoria. Un altro parametro che è possibile valutare in termini qualitativi è lo slew rate. Al crescere della ν del segnale in ingresso, regolabile tramite il generatore di funzioni, la curva in uscita è sempre più inclinata [figura 7] e ciò è risultato particolarmente evidente osservando la trasformazione di una sinusoide: ad alte frequenze, un segnale sinusoidale è praticamente trasformato in una triangolare (a loop aperto) [figura 8].

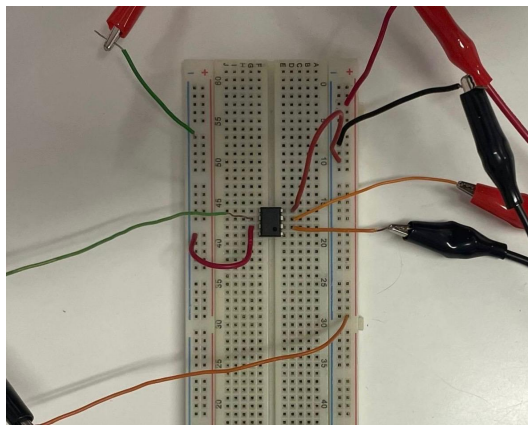


Figura 5: Configurazione a loop aperto.

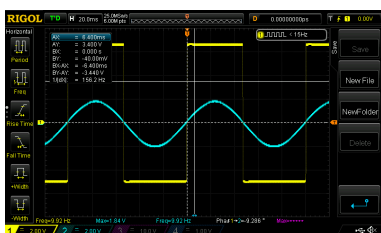


Figura 6: Uscita a 9.92 Hz.

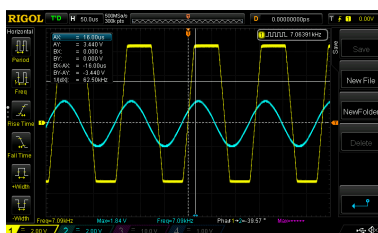


Figura 7: Uscita a 7.09 KHz.

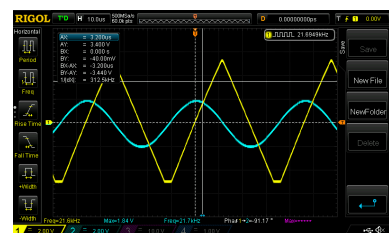


Figura 8: Uscita a 21.7 KHz.

6 Circuito integratore

Per verificare il comportamento dell'integratore, si è inizialmente considerata una configurazione senza resistenza ponendo il condensatore in parallelo con l'amplificatore operazionale. Si è alimentato il circuito tramite il generatore in continua con i due voltaggi $V_{cc}^{\pm} = \pm(15,0 \pm 0,1)V$ e si è scelto un condensatore avente capacità nominale $C = (33,0 \pm 3,3)nF$. Sul segnale in entrata è stata invece posta una resistenza $R_1 = (1800 \pm 30)\Omega$.

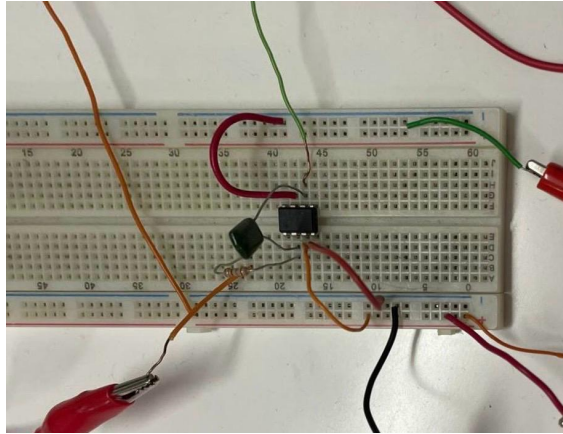


Figura 9: Circuito integratore.

Si è variata la forma d'onda del segnale in entrata aspettandosi di trovare in uscita la forma d'onda della funzione integrata: per l'onda quadra l'integrale della costante, ossia un andamento lineare; per la triangolare l'integrale di una retta, dunque un andamento parabolico; per la sinusoidale una forma d'onda cosinusoidale, cioè analoga ma sfasata di π .



Figura 10: Integrazione di una sinusoide.

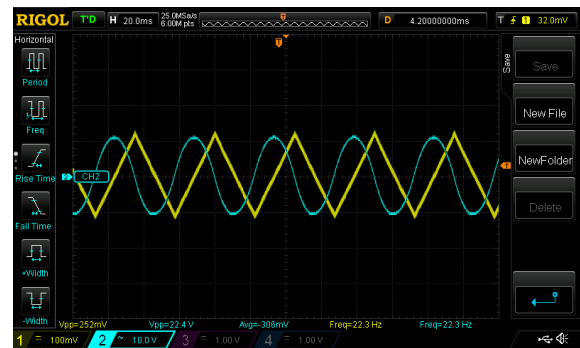


Figura 11: Integrazione di una triangolare.

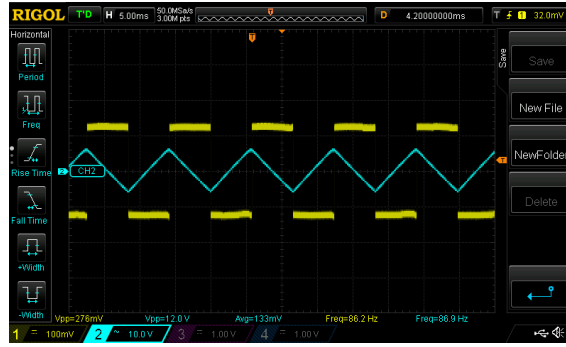


Figura 12: Integrazione di un'onda quadra.

Avendo confermato qualitativamente il comportamento *integrante* del circuito realizzato, si è proceduto a porre una resistenza aggiuntiva $R_2 = (12,00 \pm 0,03) \text{ k}\Omega$ sempre sul ramo di feedback ma in parallelo col condensatore. Con questo ulteriore resistore il circuito risulta più stabile a basse frequenze e permette di analizzare l'integratore anche per ν vicine allo zero, dato che R_2 va a regolarizzare il guadagno. Il passo successivo è stato dunque analizzare la dipendenza del guadagno dalla frequenza. Per l'analisi quantitativa si è variata la ν del segnale in entrata partendo dalle frequenze più basse possibili, prendendo i dati a partire da ν dell'ordine dei 10 Hz fino al fondoscala del generatore di funzioni a disposizione che è di poco superiore ai 2 MHz. Si è proceduto con un passo non costante e privilegiando le frequenze che provocassero cambiamenti nella tensione in uscita, pur nei limiti delle fluttuazioni del generatore di funzioni, per un totale di 30 misure. Come sarà evidente una volta mostrato il grafico, esiste una regione di frequenze basse alle quali il guadagno si mantiene pressoché costante e pari al valore teorico R_2/R_1 : si sceglie di considerare i primi 4 valori calcolati del guadagno. Una volta stabilito l'intervallo di frequenze i cui guadagni relativi possono considerarsi ancora costanti, si è valutata la media pesata dei singoli rapporti V_{out}/V_{in} per trovare la stima sperimentale più rappresentativa del guadagno a frequenze inferiori a quella di taglio. I dati scelti sono stati dunque 4 relativi a frequenze inferiori ai 400 Hz. Da questi si è calcolato un guadagno sperimentale:

$$A_s = 6,67 \pm 0,11, \text{ da confrontarsi con il valore teorico } A = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow A_t = 6,57 \pm 0,03.$$

Le misure sono consistenti entro l'errore. Per una stima più accurata si confrontano i due valori nella ragionevole ipotesi che la distribuzione degli errori sia gaussiana. Se si definisce Δ il modulo della differenza dei due valori del guadagno: $\Delta = |A_s - A_t| \wedge \sigma_\Delta = \sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_t^2} \Rightarrow \Delta = 0,097 \pm 0,117$. Il valore di Δ è compatibile con zero; dal calcolo del numero di deviazioni standard entro cui cade il risultato: $t = \Delta/\sigma_\Delta \simeq 0,84$. A un tale valore di t si associa una probabilità che il risultato non derivi da distribuzioni casuali dell'errore pari al 70,05%. Si è scelto di determinare la frequenza di taglio ν_c come l'ascissa dell'intersezione fra le due rette che descrivono il comportamento lineare del guadagno nel grafico (A ; ν) in scala logaritmica, ossia il guadagno costante appena descritto e la retta decrescente delle alte frequenze. Con le incertezze discusse al punto [4], la distribuzione dei dati misurati avrà forma:

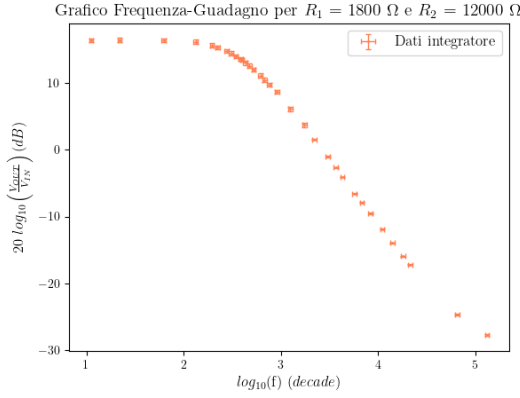


Figura 13: Dati dell'integratore.

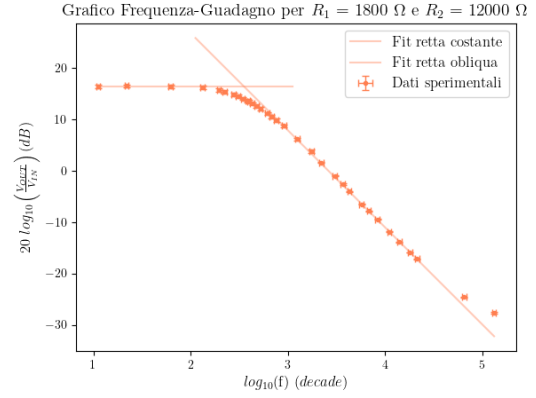


Figura 14: Fit dell'integratore.

Dell'integratore si ha una stima teorica della frequenza di taglio: $\nu_{c,t} = \frac{1}{2\pi RC}$. Avendo resistenza e capacità descritte all'inizio di questa sezione, si esprime il valore teorico della $\nu_c = (402 \pm 40)$ Hz. Per trovarne la miglior stima sperimentale, si procede trovando il punto dell'asse orizzontale corrispondente all'intersezione fra le rette che descrivono il comportamento di A nel piano in scala logaritmica: la $A = A_s$ (data dalla curva costante al valore precedentemente calcolato come media pesata) e la retta obliqua delle alte frequenze che ci si aspetta decada con coefficiente angolare 20 dB/decade. Per la regressione lineare di quest'ultima si è scelto di considerare 7 valori del guadagno rappresentativi alle frequenze dalla 23° alla 29°: per questa scelta si veda la sezione [7] successiva. Quindi $a \log \nu_{c,s} + b = 20 \log(A_s)$, essendo a , b i coefficienti della regressione lineare (svolta col modulo ODR di Python). Questo valore sperimentale della frequenza di taglio $\nu_{c,s}$ è consistente entro l'errore con la $\nu_{c,t}$ teorica; non si ha modo di verificare che in questo calcolo gli errori siano normalmente distribuiti, e anzi si ritiene che qualche errore sistematico possa essere intervenuto: si evita pertanto di calcolare la bontà di questa stima in termini probabilistici.

$$\nu_{c,t} = (402 \pm 40) \text{ Hz}; \quad \nu_{c,s} = (356 \pm 48) \text{ Hz}; \quad a = -18,9 \pm 0,2 \text{ dB/decade}$$

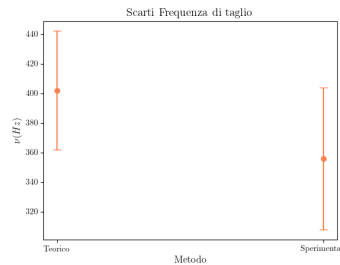


Figura 15: Confronto frequenza di taglio.

7 Circuito invertente

Per realizzare l'amplificatore invertente si è scelto di usare come resistenza della rete di feedback R_2 un valore fisso a $R_2 = (10 \pm 0,3)k\Omega$; l'altro resistore (R_1) è variabile. Si è scelto R_2 in modo che fosse apprezzabile il confronto con R_1 . Per tutta la durata dell'esperimento sull'invertente lo si è alimentato con tensioni in continua di modulo $(15,0 \pm 0,1)V$. Le ampiezze misurate, sia per l'entrata che per l'uscita, sono picco-picco. In un primo momento ci si è limitati ad un'analisi qualitativa del circuito realizzato per verificare che il comportamento fosse effettivamente invertente. Si è erogato col generatore di funzioni un segnale sinusoidale (giallo) osservando correttamente un'uscita (azzurra) sfasata di π .

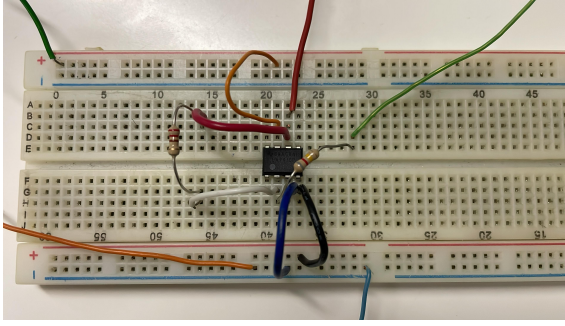


Figura 16: Circuito invertente.

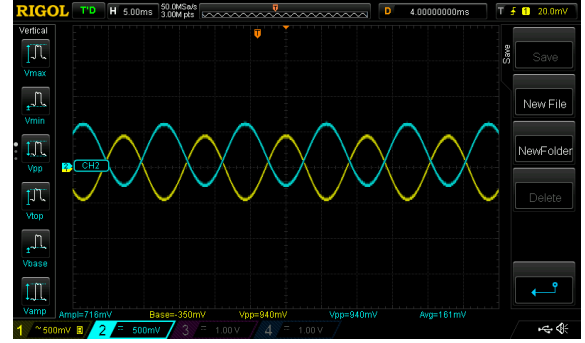


Figura 17: Confronto qualitativo nell'invertente.

L'analisi del circuito è proceduta con una metodologia analoga a quella presentata per l'integratore al punto [6], ma ripetuta per 4 valori diversi di $R_1 = 20, 0; 30, 0; 40, 0; 50, 0 k\Omega$ tutti con un'incertezza associata di $0,3 k\Omega$. I valori del guadagno costante a basse frequenze (A_s) e il confronto col valore teorico $A_t = R_2/R_1$ sono riportati nella tabella successiva e sono stati calcolati dai primi 5 dati in ordine di ν crescente. Per ciascun valore si è ripetuta la procedura del punto [6] per il confronto tra valori del guadagno. Nella quarta riga è riportata la percentuale di probabilità P che, assumendo errori normalmente distribuiti, il risultato trovato non derivi da distribuzioni casuali dell'errore. Tutti gli scarti sono compatibili con zero (nei termini già descritti per l'integratore).

$R_1 (k\Omega)$	20	30	40	50
A_t	$0,50 \pm 0,02$	$0,33 \pm 0,01$	$0,25 \pm 0,01$	$0,20 \pm 0,01$
A_s	$0,51 \pm 0,01$	$0,34 \pm 0,01$	$0,26 \pm 0,01$	$0,21 \pm 0,01$
$P(\%)$	79,4	82,3	58,8	51,0

Si è proceduto poi, come per l'integratore, a trovare la frequenza di taglio a partire dall'intersezione della retta obliqua e della retta orizzontale corrispondente al guadagno costante ($a \log \nu_c + b = 20 \log(A_s)$). Per la regressione lineare del comportamento ad alte frequenze si sono considerati i valori dal 23° al 29° escludendo il trentesimo guadagno registrato: si è infatti osservato che, in alcune delle misure ripetute, mandando a fondoscala il generatore di funzioni la tensione in uscita aveva una leggera inflessione verso l'alto. Seppure questo non avrebbe sicuramente influito in maniera pesante nella regressione, si è scelto di non considerare questi ultimi dati del fit perché potrebbero essere relativi ad effetti di bordo difficilmente controllabili. In ogni caso, ci si aspetta che la pendenza di quest'ultima retta sia compatibile con i -20 dB/decade: ancora, si è scelto di limitarsi alla visualizzazione della consistenza fra questo valore e i 6 coefficienti angolari (ρ) senza ipotesi di distribuzione gaussiana.

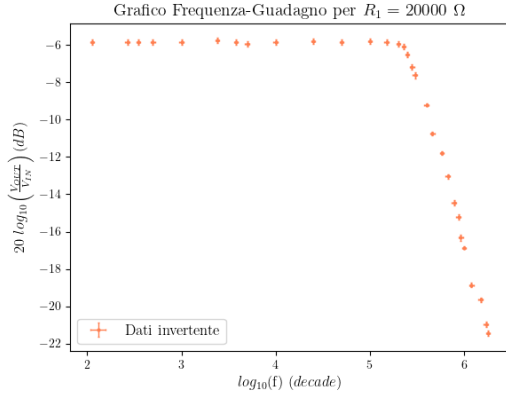


Figura 18: Dati per $R_1 = 20k\Omega$

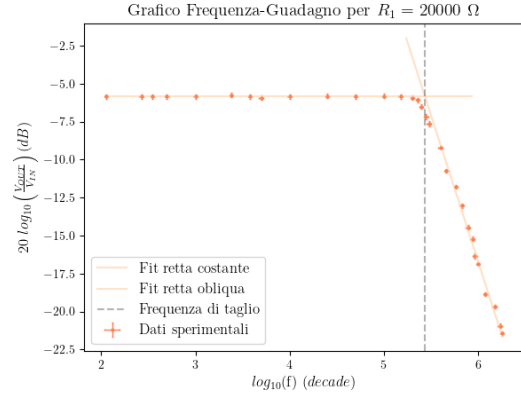


Figura 19: Fit per $R_1 = 20k\Omega$

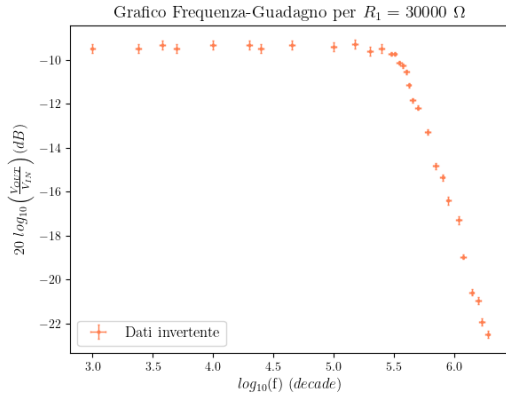


Figura 20: Dati per $R_1 = 30k\Omega$

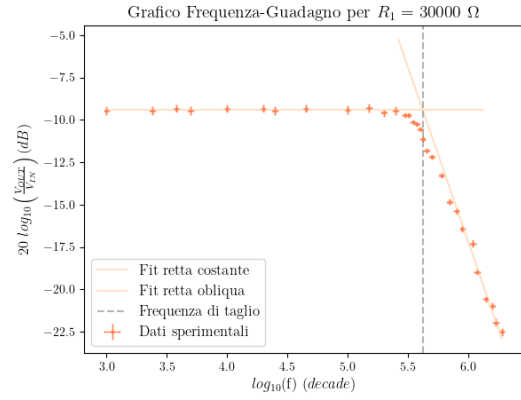


Figura 21: Fit per $R_1 = 30k\Omega$

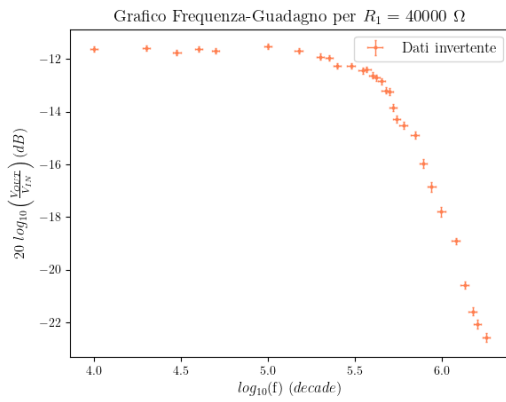


Figura 22: Dati per $R_1 = 40k\Omega$

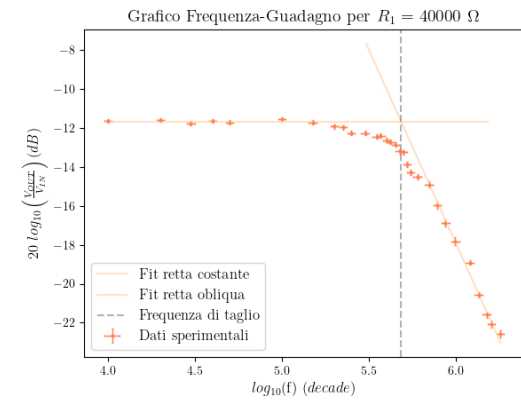


Figura 23: Fit per $R_1 = 40k\Omega$

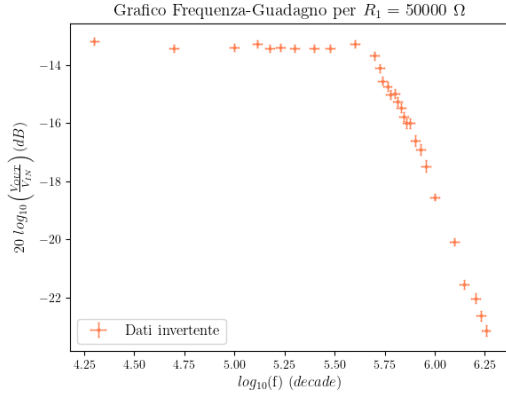


Figura 24: Dati per $R_1 = 50k\Omega$

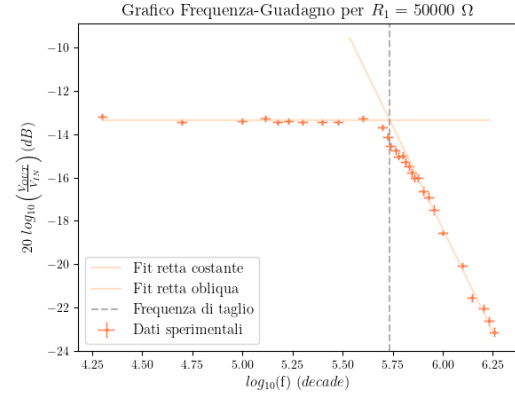


Figura 25: Fit per $R_1 = 50k\Omega$

Riassumendo, per i 4 valori di resistenze si sono trovate le frequenze di taglio riportate nella tabella seguente. L'ultima parte dell'esperimento è consistita nel calcolo del prodotto banda-guadagno: $GBP = \nu_c \cdot A_s / \sqrt{2}$, implementando la semplice propagazione degli errori, per ciascun valore di R_1 :

R_1 ($k\Omega$)	20	30	40	50
ρ (dB[decade] $^{-1}$)	$-19,3 \pm 1,4$	$-20,6 \pm 1,5$	$-19,9 \pm 1,00$	$-19,0 \pm 0,8$
ν_c (kHz)	273 ± 58	421 ± 93	484 ± 76	545 ± 73
GBP (kHz)	$98,6 \pm 21,2$	$100,7 \pm 22,1$	$89,4 \pm 14,1$	$82,8 \pm 11,1$

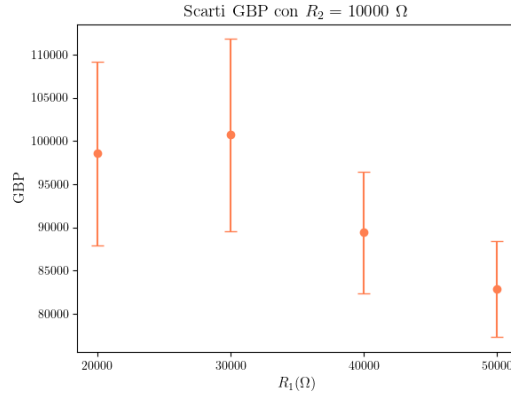


Figura 26: Confronto GBP.

Nonostante i sei valori siano in accordo entro l'errore, come è evidente dal grafico della consistenza sopra riportato, è utile visualizzare questi prodotti anche nel piano (A ; ν) e osservare che, come ci si aspettava, i punti si dispongono su un'iperbole in scala lineare e su una retta in scala logaritmica.

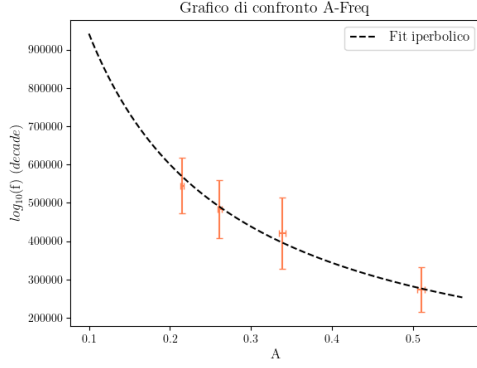


Figura 27: Andamento iperbolico.

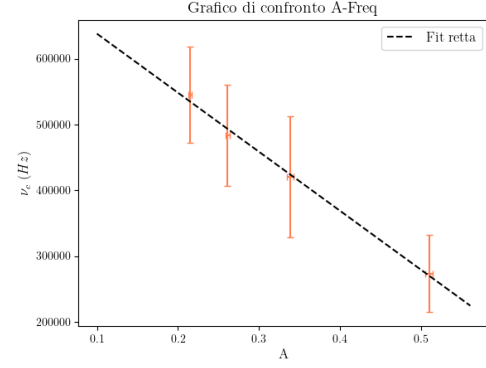


Figura 28: Andamento rettilineo.

Inoltre, considerando la scala logaritmica, dal fit rettilineo si può determinare il GBP rappresentativo dall'intercetta della retta(B):

$$GBP = \frac{10^B}{\sqrt{2}} = (11,6 \pm 13) kHz$$

Infine, per un'ulteriore conferma dell'accordo, si possono sovrapporre i grafici relativi alle 4 resistenze per osservare qualitativamente che ad alte frequenze le rette sono in accordo e praticamente sovrapposte.

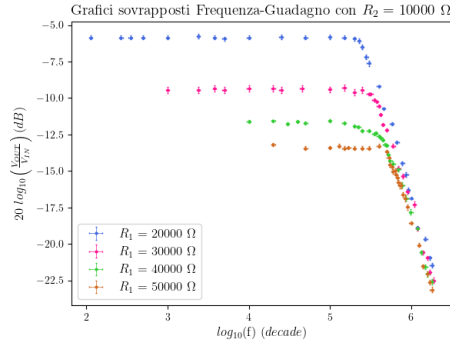


Figura 29: Sovrapposizione dei dati.

8 Circuiti derivatore e non invertente

Si è scelto di implementare i circuiti in oggetto per valutarne qualitativamente il comportamento. Il derivatore si distingue dall'integratore solo per la disposizione degli elementi passivi: ha un resistore sul ramo di feedback, un capacitore e un resistore prima dell'input invertente. Nel caso considerato, eseguendo un'analisi prettamente qualitativa, si considera solo il capacitore prima dell'input invertente e il resistore sul ramo di feedback. Quando vi sia sottoposto un segnale, il derivatore opera trasformandolo nella *derivata* del prim'ordine, ossia trasforma onde sinusoidali in cosinusoidali, triangolari in quadre e quadre in *spikes* (picchi successivi). In figura è riportato il comportamento rilevato erogando un'onda triangolare con parametri $C = 33 \pm 3,3 \text{ nF}$, $R = (1800 \pm 30)\Omega$.

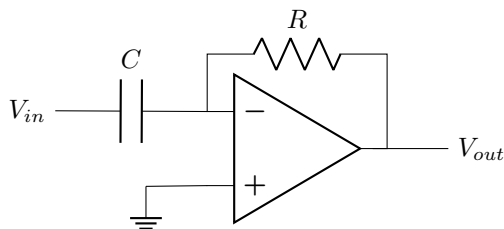


Figura 30: Circuito derivatore.

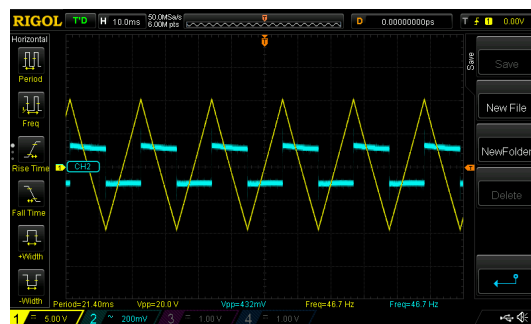


Figura 31: Segnale per entrata triangolare.

Il non invertente, invece, è caratterizzato da una resistenza nel ramo di feedback, un'altra prima dell'input invertente dall'applicazione del segnale V_{in} all'input non invertente. Per un'analisi qualitativa del circuito derivatore si è usata una resistenza $R_2 = (10,0 \pm 0,3)\Omega$, $R_1 = (1800 \pm 30)\Omega$, da cui un guadagno teorico $A_t = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1,01 \pm 0,02$: quello ottenuto in laboratorio, considerando una frequenza entro cui il guadagno rimanesse costante, è di $A_s = V_{out}/V_{in} = 1,05 \pm 0,03$. Inoltre, come ci si aspetta, il segnale in uscita non è sfasato rispetto a quello in ingresso, essendo applicato all'input non invertente.

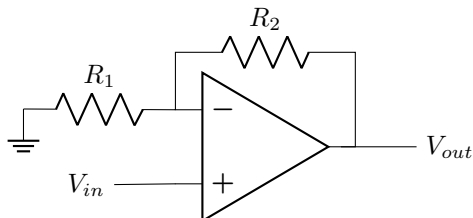


Figura 32: Circuito non invertente.



Figura 33: Segnale per entrata sinusoidale.

9 Conclusioni

La sezione [8] appena discussa è da considerarsi esterna allo scopo della relazione e i suoi risultati, qualitativamente corretti, non sono oggetto di discussione. Procedendo con ordine, lo studio della configurazione open-loop è stato coerente con quanto si aspettava dalla teoria; l'esperimento ha inoltre confermato l'impossibilità pratica di effettuare qualsiasi misura qualitativa per le forti limitazioni in termini di slew rate.

Quanto all'integratore, tutti i valori rilevati sono consistenti con quelli teorici e la distribuzione calcolata risponde a quella discussa al punto [2]. Il coefficiente angolare a della retta obliqua non è consistente col valore atteso di 20 dB/*decade*, ma si è notato che questo variava sensibilmente con i punti scelti come rappresentativi. Questa discussione vale anche per l'invertente, sebbene lì i coefficienti angolari ρ siano consistenti entro l'errore per 3 misure su 4: la semplicità dell'apparato sperimentale non è tale da effettuare misure di precisione alle alte frequenze e un risultato così vicino è comunque da considerarsi corretto.

Ci si sente in dovere di aggiungere una nota sulla realizzazione del circuito invertente. In un primo momento si era previsto di utilizzare un potenziometro per selezionare manualmente la resistenza R_2 . Essendo però quello a disposizione limitato a un massimo di 1 k Ω , si è osservato un funzionamento del circuito che a prima vista era quello corretto (qualitativamente) ma non riproduceva, a parità ovviamente della realizzazione del circuito, i dati quantitativi attesi. Si è dunque ipotizzato che con l'apparato a disposizione l'impedenza del circuito vada modulata aggiungendo resistori più importanti, visto che il comportamento era particolarmente problematico alle alte frequenze. Per il resto, ciò che si voleva verificare, ovvero la costanza del GBP, è dimostrato. Ciò entro i limiti dell'errore: la dispersione sui dati misurati è abbastanza importante e tocca il 25% del valore numerico. Questa stessa incertezza, però, deriva per la maggior parte dalla frequenza di taglio e come tale è difficilmente eliminabile per la via contorta con cui la si è ricavata in questo esperimento.