

Esperienza 1: Analisi del funzionamento dell'amplificatore operazionale 741 e studio del guadagno in termini della frequenza

Laura Francesca Iacob, Sara Pieri, Sara Schippa
Università degli Studi di Perugia, CdL in Fisica

Anno Accademico 2024/2025

Estratto: L'amplificatore operazionale può essere usato per ottenere in uscita un segnale risultante da “operazioni” compiute su quello in entrata mediante un’opportuna configurazione circuitale. In un primo momento si prende visione qualitativamente del comportamento dell’amplificatore in open-loop, in modalità di feedback invertente e sotto forma di integratore.

Successivamente, si caratterizza quantitativamente la dipendenza del guadagno sul segnale in uscita in termini della frequenza in ciascuna delle tre configurazioni.

Per finire, si studia la frequenza di banda della modalità invertente al variare delle resistenze del circuito per estrarre il Gain-Bandwidth Product e confrontarlo con il valore fornito dal costruttore.

Keywords: op-amp, open-loop, feedback invertente, integratore, bandwidth, GBP

1 Introduzione teorica

Nella catena di un Sistema di Acquisizione Dati (DAQ) un ruolo fondamentale è svolto dall'amplificatore, il cui compito è quello di amplificare il segnale elettrico in entrata mediante un fattore di amplificazione che determina il *guadagno* ottenuto su quello in uscita.

Una tipologia specifica è l'amplificatore differenziale: componente elettronico costituito da due ingressi ed un'uscita, viene impiegato nell'amplificazione della differenza di due segnali in ingresso limitando la perdita di modo comune. Si analizzerà nello specifico l'amplificatore operazionale 741, appartenente alla suddetta categoria.

1.1 Amplificatori operazionali

Gli amplificatori operazionali sono amplificatori differenziali la cui denominazione deriva dal fatto che possono essere opportunamente utilizzati per effettuare operazioni matematiche su segnali elettrici.

$$V_{out} = G(V_{in}^+ - V_{in}^-) \quad (1)$$

Il segnale in uscita segue la legge (1), dove G è il guadagno associato al segnale differenziale, ottenuto dalla differenza tra i due ingressi V_{in}^+ e V_{in}^- rispettivamente *non-inverting* ed *inverting input*. Graficamente questa componente elettronica è rappresentata negli schematics da un simbolo triangolare, mentre fisicamente è un chip a 8 piedini.

La struttura interna dell'amplificatore operazionale è composta da transistor e resistenze opportunamente connessi. Questo fa sì che il funzionamento del dispositivo richieda l'utilizzo di un generatore che si collega ai canali di alimentazione dello stesso: V_{CC}^+ e V_{CC}^- (i cui valori sono indipendenti tra loro). Sempre per motivazioni legate al circuito interno, il segnale in uscita per questa configurazione risulta limitato da questi due parametri mediante un range in difetto ($V_{sat}^+ < V_{CC}^+$), responsabile dei valori di saturazione (Paragraph 1.2).

1.2 Open loop

L'utilizzo dell'amplificatore operazionale nella funzionalità differenziale prende il nome di *open loop* ed il guadagno differenziale associato, o *open loop gain*, è alto: $G \sim 10^5$. Il grande potere d'amplificazione del dispositivo fa sì che, a causa dei limiti imposti dall'alimentazione, l'andamento lineare che ci si aspetta tra l'ingresso differenziale e l'uscita venga spezzato a causa del raggiungimento della saturazione.

Per questo motivo, l'amplificatore operazionale viene utilizzato in altre configurazioni controllate per compiere operazioni specifiche sul segnale in ingresso.

1.3 Amplificatore invertente

L'impiego più diffuso dell'amplificatore operazionale avviene in *modalità di feedback*, in cui il canale di uscita viene reimmesso in entrata.

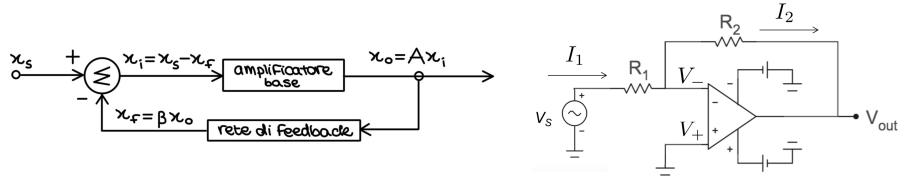


Figure 1: Modalità di feedback invertente.

Nella configurazione di feedback invertente il reinserimento viene eseguito sul canale invertente e viene controllato mediante un carico scelto dal costruttore del circuito (Figure 1). Questo set up funge da circuito autoregolatore, dato che la rete di retroazione mantiene minima la differenza di potenziale tra i due ingressi, così da avere il segnale in uscita che tende ad essere pari a quello in entrata.

L'ultima proprietà individuata descrive il principio del corto virtuale e permette di avere un guadagno limitato che rende utilizzabile il dispositivo.

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_s \quad (2)$$

Il segnale in ingresso, essendo la modalità invertente, è “ribaltato” rispetto a quello in entrata, come evidenziato nella relazione (2).

1.4 Integratore: filtro passa basso

L'integratore è una particolare configurazione di feedback invertente in cui la tensione in uscita è proporzionale all'integrale della tensione di ingresso. L'operazione genera sui due segnali uno sfasamento pari a $\frac{\pi}{2}$.

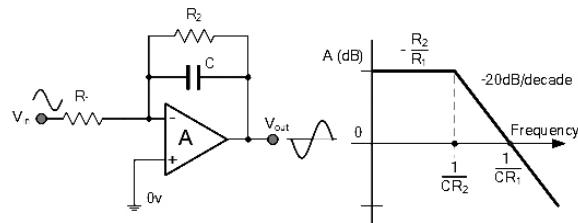


Figure 2: Integratore corretto con resistenza in parallelo al feedback.

La peculiarità dell'integratore è dovuta alla presenza nel ramo di feedback di un condensatore, il che permette all'amplificatore di fungere da filtro passa basso. Il fattore $\frac{1}{\omega}$ del semplice caso sinusoidale (3) descrive il funzionamento di tale sistema: a frequenze elevate l'impedenza risulta bassa ed il guadagno è inferiore, viceversa a frequenze minori questo aumenta.

$$V_{out} = -\frac{1}{RC} \int V_{in} dt \Rightarrow \int \sin(\omega t) dt \propto \frac{1}{\omega} \cos(\omega t) \quad (3)$$

L'andamento in scala logaritmica¹ del guadagno in termini della frequenza è quello di una retta, la cui intercetta dipende dai parametri R e C scelti attraverso la cutoff frequency f_c (4).

Per gestire in maniera più appropriata la saturazione, si aggiunge un'ulteriore resistenza di controllo in parallelo al tratto in feedback, il cui ruolo è quello di regolarizzare il guadagno a basse frequenze (Figure 2).

Pertanto (4), a basse frequenze il circuito si comporta come un integratore perché il segnale percorre il tratto con il condensatore, mentre ad alte frequenze agisce come un invertente perché passa attraverso la resistenza di controllo.

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^2}} \quad \text{con} \quad f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad (4)$$

1.5 Risposta in frequenza op-amp

L'integratore non è l'unica configurazione in cui il guadagno assume valori variabili. L'amplificatore operazionale, infatti, può essere approssimato ad un comportamento ideale solo per un determinato intervallo di frequenze: il *bandwidth*. Che si tratti dell'open loop o dell'invertente, in scala logaritmica a basse frequenze il guadagno teorico si mantiene costante, mentre oltre un valore specifico, detto frequenza di cutoff, decresce linearmente con una pendenza di -20dB/decade (6).

Nella realtà, il "ginocchio" non è dovuto ad una funzione spezzata, ma ha un andamento più dolce (diagramma di Bode). La frequenza di cutoff corrisponde a quel valore per cui il guadagno costante caratteristico delle basse frequenze ha avuto una diminuzione di circa 3.01dB (fattore moltiplicativo di $\frac{1}{\sqrt{2}}$).

Il fenomeno è caratterizzato dal Gain-Bandwidth Product (GBP), il cui valore si mantiene costante secondo la relazione (5), dove G_c ed ω_c sono rispettivamente il guadagno e la frequenza di cutoff ed ω_1 è la pulsazone a guadagno unitario.

$$\forall \omega = 2\pi f : \quad GBP = G(\omega)\omega = G_c\omega_c = \omega_1 = \text{costante} \quad (5)$$

Partendo da questa, si ottengono i parametri che descrivono l'andamento lineare in scala logaritmica (6).

$$y = 20 \log \left(\frac{GBP}{2\pi} \right) - 20 \log(f_c) \quad \text{con} \quad \begin{cases} y = G(dB) = 20 \log G \\ x = \log(f) \end{cases} \quad (6)$$

2 Materiali e strumentazione

E' possibile consultare i codici usati per l'elaborazione e l'analisi dei dati nella repository GitHub. Ulteriori materiali inerenti disponibili presso la cartella *Drive* in collegamento ipertestuale.

In laboratorio è stata adoperata la strumentazione seguente:

- generatore di funzioni GW GFG-8019G;
- oscilloscopio RIGOL DS1054 (digitale);
- amplificatore operazionale 741;
- resistori;
- condensatori;
- basetta sperimentale e cavi di collegamento.

¹Il logaritmo di riferimento per l'intera trattazione è quello in base 10.

²Il decibel è un'unità di misura logaritmica che permette di determinare il rapporto tra due quantità dello stesso tipo ed è definito come segue: $(dB) = 20 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$.

3 Fase I. Descrizione qualitativa

In laboratorio si monta il circuito comprendente l'amplificatore nelle varie configurazioni (Figure 3) e ci si accerta che le suddette considerazioni teoriche siano verificate.

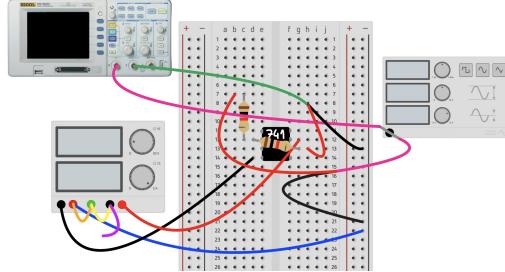


Figure 3: Simulazione dei collegamenti circuitali per la configurazione invertente.

L'amplificatore in modalità **open loop** è destinato alla saturazione a causa dell'alto guadagno. Impostando, ad una frequenza di 500Hz, una alimentazione simmetrica di 10V mediante il generatore ed una tensione in entrata di 1V (V_{in}^+ collegato a terra), si osserva il fenomeno anticipato: $V_{out} = 10V$.

L'oscilloscopio (Figure 4, sinistra) mostra come la tensione sinusoidale in ingresso è ridotta, per i motivi su sopra, ad un'onda quadra. Inoltre, è visibile uno "sfasamento" di fattore π tra i due segnali causata dalla messa a terra del canale in ingresso non-invertente (si tratta di una simmetria rispetto all'asse dei tempi). Infatti, ripetendo il procedimento spostando la terra sull'entrata invertente, si ha uno sfasamento nullo (Figure 4, destra).



Figure 4: Visualizzazione open loop a sfasamento $\phi = \pi$ (sinistra) e $\phi = 0$ (destra).

La configurazione di **amplificatore invertente** proposta fa riferimento al montaggio (Figure 3) della resistenza sul tratto di feedback pari a 5600Ω ed una sul tratto invertente di 1200Ω . Il guadagno teorico atteso è circa $\simeq 4.7$, in accordo con l'osservazione sperimentale dei segnali sull'oscilloscopio (Figure 5). Lo "sfasamento" degli stessi di π è dovuto alla configurazione invertente, come atteso (2).

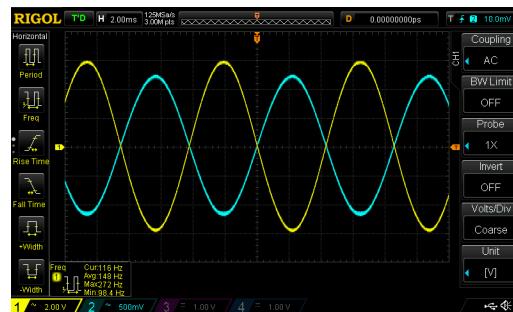


Figure 5: Visualizzazione invertente, l'input ha un massimo a 1.3V e l'output a 6V circa.

All'aumentare della frequenza si verifica il fenomeno di *slewrate* ($V/\mu s$), parametro indice della velocità con cui l'output del dispositivo è in grado di stare al passo con l'input. L'effetto sul segnale di tipo sinusoidale, per via del suo andamento quadratico, è quello di approssimazione al primo ordine ad uno di tipo triangolare.

L'integratore viene costruito con un condensatore da 22nF ed una resistenza in parallelo da 3900Ω al ramo di feedback, mentre una resistenza da 1200Ω è inserita sul tratto invertente. Si osserva uno sfasamento di $\frac{\pi}{2}$ perché la sinusoide integrata si converte in un segnale cosinusoidale.



Figure 6: Visualizzazione integratore: l'input ha un massimo a 1V e l'output a 0.6V circa.

4 Fase II. Caratterizzazione quantitativa

4.1 Metodologia sperimentale

In una seconda fase si caratterizza ciascuna configurazione in modo quantitativo. Nel caso dell'amplificatore open loop ed invertente, lo studio prevede l'estrazione del GBP (1.5), mentre nell'integratore si sceglie di confrontare il valore teorico atteso di frequenza di cutoff con quello sperimentale proveniente dall'analisi dei dati opportuna.

La visualizzazione dell'andamento dei dati (guadagno in funzione della frequenza) in scala logaritmica ha richiesto la raccolta discreta di valori di frequenza e le corrispondenti ampiezze massime di segnale in entrata (mantenuto costante a 1V) ed in uscita per il calcolo del guadagno.

Ci si aspetta, in generale, che la suddetta curva segua in un primo momento un andamento costante, per poi curvarsi e discendere linearmente, all'aumentare della frequenza, con pendenza -20dB/decade (dovuto all'uso dei decibel nella definizione del guadagno).

Sperimentalmente si sceglie di operare un fit lineare dei dati successivi al ginocchio per estrarre la retta in questione (6) e verificare che la sua pendenza sia consistente con il valore atteso.

La curvatura dell'andamento si verifica in corrispondenza della cosiddetta frequenza di cutoff, che viene determinata analiticamente come l'intersezione della retta di fit e la retta orizzontale corrispondente al guadagno costante. Il guadagno di cutoff si calcola come quest'ultimo valore sottratto di 3.01dB .

Le grandezze a livello di cutoff non sono elementi caratterizzanti dell'op-amp, ma solo della configurazione circuitale scelta per l'analisi. Tale dato è però importante per l'analisi svolta nella terza parte dell'esperienza, di cui verrà discusso successivamente (Paragraph 4.2.3).

Si osservi che il suddetto procedimento non ha lo stesso significato per la configurazione in open loop. Infatti, l'andamento costante è generato dalla saturazione e non ha niente a che vedere con il punto di cutoff.

Per quanto riguarda l'integratore, la frequenza di cutoff estratta viene confrontata con quella teorica (4), specifica degli elementi circuituali scelti. A questo proposito, si presta attenzione al valore atteso, in quanto potrebbe generarsi un fenomeno particolare di "schiaffamento" della retta (Figure 11).

Nel caso invertente e di open loop, si estraе la GBP a partire dall'intercetta A della retta di fit, sfruttando la legge (6).

$$\text{GBP} = 2\pi 10^{\frac{A}{20}} \quad (7)$$

4.2 Discussione dei risultati

4.2.1 Open loop

Nella configurazione a loop aperto, come anticipato, il guadagno interno dell'op-amp è $\sim 10^5$, per cui l'amplificazione porta immediatamente il segnale a saturazione (Figure 7). Ciò che ci si aspetta di visualizzare in output è in effetti il valore di saturazione corrispondente a V_{CC}^+ (dal momento che, nel caso in esame, il valore di $V_{in}=1$ V, per cui il guadagno è proprio pari a V_{out}).

È però comunque possibile trovare la GBP attraverso l'intercetta della retta calcolata tramite il fit: infatti il calo del guadagno avviene comunque, con l'unica differenza che è visualizzabile solo superata una certa frequenza, che non è la frequenza di cutoff, ma che si denota in questa sede con "frequenza di saturazione". Questa determina il punto in cui il guadagno effettivo diventa minore del valore di saturazione, e a partire dalla quale possono essere raccolti i dati per svolgere il fit.

La scelta di una alimentazione simmetrica pari a 10V non è casuale, ma derivata da una semplice simulazione preliminare. Infatti, considerando una GBP $\sim 10^6$ Hz come indicata dal datasheet, si ottiene un'intercetta della retta di circa 104dB. Intersecando questa con un guadagno costante di saturazione di 10, si stima il valore logaritmico della frequenza di saturazione come 4.2Hz. Il dato ottenuto è perfettamente accettabile perché inferiore al fondoscala del generatore in uso.

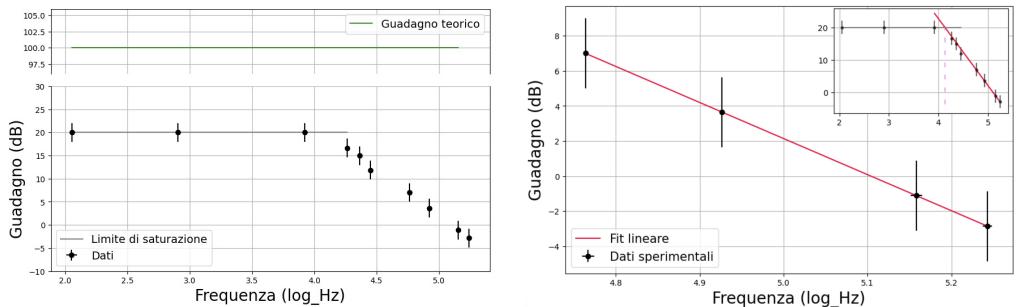


Figure 7: Dati sperimentali (sinistra) e fit lineare (destra) dell'open loop.

Dall'analisi dei dati si è ottenuto un valore di coefficiente angolare per la retta pari a (-20.57 ± 0.05) dB/decade, con un indice di correlazione lineare ottimo, approssimabile a -1. Il valore di GBP $=1114541\pm12791$ è paragonabile al risultato atteso, dal momento che il valore di riferimento nel datasheet di 0.7MHz è un limite minimo.

4.2.2 Amplificatore invertente

Anche per l'amplificatore invertente (Figure 8) si impone una resistenza su tratto di feedback di 5600Ω ed una su canale invertente di 1200Ω . L'inclinazione della retta di (-19.80 ± 0.83) dB/decade è consistente con il valore 20 atteso, mentre il GBP estratto è circa pari a (0.7 ± 0.1) MHz.

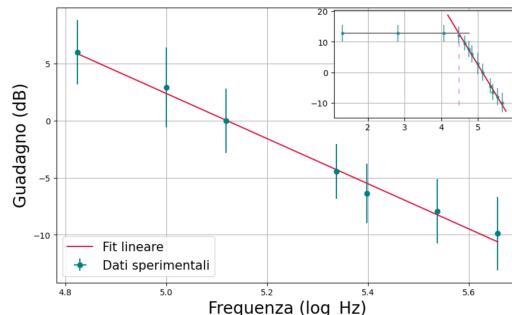


Figure 8: Dati sperimentali e fit lineare dell'invertente.

4.2.3 Integratore

L'integratore viene costruito con un condensatore da 22nF , una resistenza sul canale invertente da 1200Ω ed una di controllo da 3900Ω .

Si osservi (Figure 9, sinistra) come l'andamento dei dati è descritto nei margini di errore ottimamente dalla relazione ideale (4) ed il coefficiente angolare della retta di fit pari a $(-19.24 \pm 0.49)\text{dB/decade}$ risulta consistente con il valore atteso.

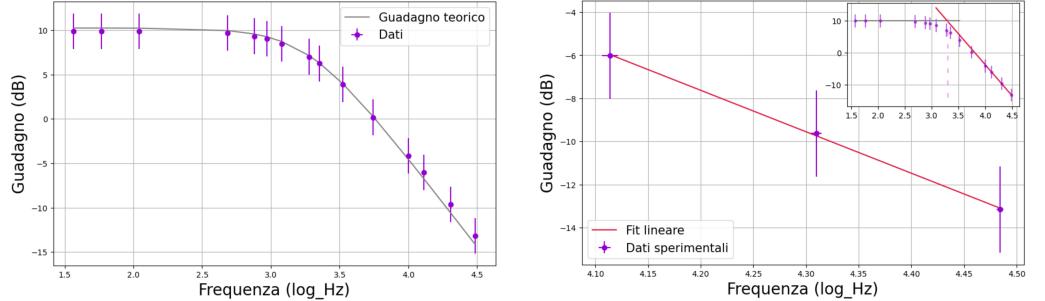


Figure 9: Dati sperimentali con andamento ideale (sinistra) e fit lineare (destra) dell'integratore.

Il calcolo ideale della frequenza di cutoff resiste a un valore pari a $(1854 \pm 207)\text{Hz}$ che, confrontato con il valore estratto di $(1949 \pm 334)\text{Hz}$, restituisce un accordo tra teoria ed esperimento di circa l'80% attraverso un fattore gaussiano di 0.24σ (Figure 10).

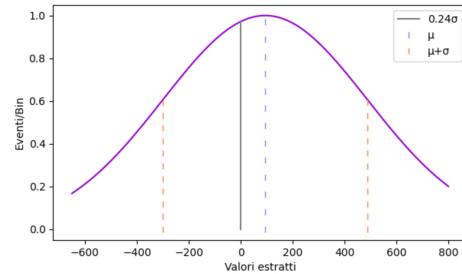


Figure 10: Test statistico gaussiano per confronto di frequenza di cutoff sperimentale e teorica.

Il caso dell'integratore richiede una trattazione più approfondita per l'andamento lineare a seguito del ginocchio. Questa è tale da avere uno zero della retta che dipende dagli elementi che formano il circuito, il cui valore non dà informazioni riguardo al GBP.

L'intersezione con l'asse x , infatti, a livello teorico può avvenire dopo o prima della retta caratterizzante l'amplificatore. In realtà, quest'ultima rappresenta un limite massimo oltre cui non è possibile andare ed è la stessa che è stata estratta mediante la configurazione invertente. Per questo motivo, l'integratore appena analizzato, in cui lo zero si trova a sinistra del limite, non è soggetto a comportamenti ambigui.

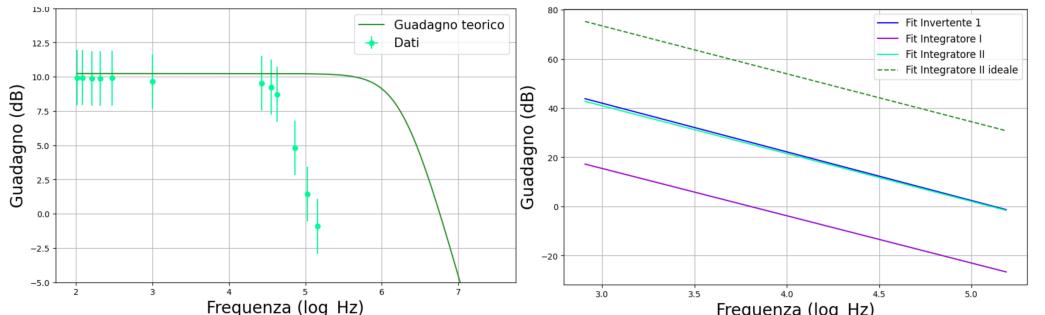


Figure 11: Seconda configurazione di integratore, la curva teorica mostra l'andamento che i dati avrebbero dovuto assumere in caso non ci fosse stata la retta di limite (sinistra), ma i dati arrivano a schiacciarsi su questa (destra).

Si imposta un secondo circuito come integratore, dove vengono mantenute le stesse resistenze ma usato un condensatore da 22pF . L'andamento dei dati dovrebbe andare oltre il limite consentito, per questo, come atteso si verifica uno “schiacciamento” delle misure sulla retta massima (Figure 11).

5 Fase III. Risposta in frequenza a guadagni diversi

5.1 Metodologia sperimentale

L'amplificazione in modalità invertente in analisi nel paragrafo 4.2.2 è specifica per il circuito costruito. Variando le componenti resistive di carico, infatti, si ottiene un diverso guadagno ed una differente frequenza di cutoff.

Ciò che rimane costante è il GBP che, in termini logaritmici, corrisponde all'intersezione della retta dopo il ginocchio con l'asse x (a meno di un fattore 2π). Perciò, costruendo diversi circuiti, si verifica che le rette di fit sono coincidenti tra loro (Figure 12).

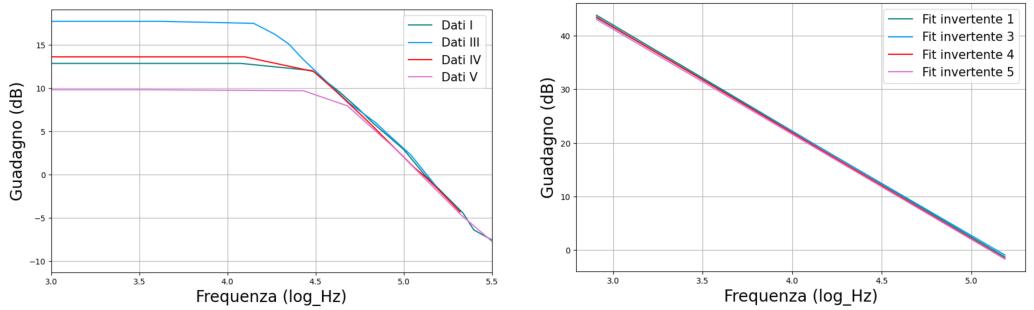


Figure 12: Confronto grafico tra l'andamento dei dati delle varie configurazioni invertenti (sinistra) e tra le corrispondenti rette di fit (destra).

Nello scegliere le resistenze di carico, si è prestato attenzione a differenziare i guadagni dei diversi circuiti in fase di montaggio, simulando la frequenze di cutoff attese per non rischiare di raggiungere il fondoscala del generatore di funzioni.

L'estrazione finale della costante di GBP può essere effettuata in modalità differenti. Un modo potrebbe essere quello di estrarre lo zero di ciascuna retta o, come già proposto in Paragraph 4.2.2, studiare l'intercetta estratta mediante il fit. Oltre a questa metodologia, in grado di restituire un valore per ciascuno dei circuiti montati, si è trovata una soluzione alternativa che potesse tener conto di tutte le configurazioni invertenti contemporaneamente.

Volendo dimostrare che il GBP si mantiene costante, si utilizzano le frequenze ed i corrispondenti guadagni al cutoff per ciascun set invertente e si genera un grafico che abbia sull'asse y gli G_c e su x gli inversi delle frequenze $\frac{1}{f_c}$. Si aspetta di ottenere un andamento lineare la cui pendenza, a meno di un fattore 2π , coincide con la grandezza cercata (5).

5.2 Discussione dei risultati

In questo modo è stato effettivamente verificato che in corrispondenza delle diverse configurazioni le rette in scala logaritmica coincidono. La scelta di fare il fit sui dati presi nei punti di cutoff potrebbe comportare delle ambiguità in quanto gli errori corrispondenti risultano essere confrontabili rispetto alla grandezza stessa. Questo è dovuto al fatto che le frequenze di cutoff sono state ottenute attraverso l'intersezione delle due rette: questa procedura è logicamente corretta, ma non del tutto ben definita, infatti il fit fatto sui dati dopo il ginocchio potrebbe essere affetto da imprecisione dettata dalla mancanza di un criterio formale per selezionare le frequenze successive al ginocchio.

Quindi, per determinare il GBP costante, sono state estratte le coppie guadagno-frequenza corrispondenti al valore di frequenza massima misurata, poiché questa è sicuramente la più lontana dal ginocchio ed ha un'incertezza che, confrontata con quella ricavata prima, risulta essere più appropriata.

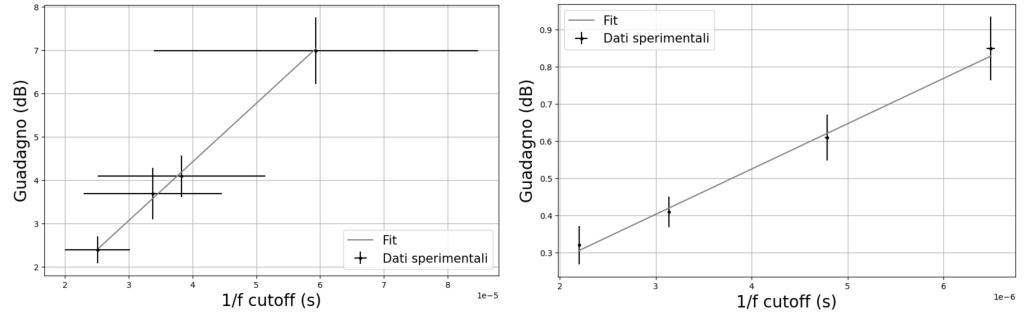


Figure 13: Estrazione della GBP comune a tutte le configurazioni invertenti al cutoff (sinistra) e in punti arbitrari (destra).

I risultati ottenuti sono riassunti in Figure 14, si osserva che questi sono ragionevolmente compatibili tra loro ed al valore minimo indicato nel datasheet dell'amplificatore (riferito all'open loop ma non dissimile in prima approssimazione dalla configurazione invertente). Si osservi in ultima istanza che il GBP estratto in modalità open loop differisce da questi ultimi valori riportati. Si ipotizza che in quel caso una componente di rumore abbia influenzato le misure, dato che, nel processo di presa dati, il segnale “ballava”, dando segni di cedimento.

| | Metodo | GBP (Hz) | ϵ GBP (Hz) |
|---|----------------|----------|---------------------|
| 0 | cutoff | 850861 | 34479 |
| 1 | arbitrario | 765713 | 43076 |
| 2 | Invertente I | 739765 | 162398 |
| 3 | Invertente III | 619595 | 190270 |
| 4 | Invertente IV | 703582 | 133116 |
| 5 | Invertente V | 635463 | 82030 |

Figure 14: Riassunto dei dati di GBP estratti mediante le diverse metodologie.

6 Conclusioni

Il funzionamento dell'amplificatore operazionale è stato verificato con successo in tutte le configurazioni scelte: open loop, invertente, integratore.

La caratterizzazione quantitativa dello strumento è stata empiricamente operata mediante varie metodologie, portando all'estrazione di valori di GBP confrontabili tra loro. Questo dimostra la valenza sperimentale della teoria che descrive i diversi comportamenti delle relative configurazioni.

Riferimenti

1. Duranti, M.; Laboratorio di elettronica e Tecniche di acquisizione dati. Università degli Studi di Perugia, 2024. Dispense online: https://www.fisgeo.unipg.it/~duranti/laboratoriode/laboratorioele_24-25.html.
2. Ranieri, G.; Amplificatore operazionale. Edutecnica online: <https://www.edutecnica.it/elettronica/ao/ao.htm>.
3. Lee, C.Z.; Engeneering lecture on operational amplifiers. Standford University, 2017. Disponibile online: <https://web.stanford.edu/class/arche40m.1178/slides/opamps.pdf>.