

Esercitazione 04 - Logbook

Task 1

Obiettivi:

- Cercare sul datasheet di AD8031 i valori tipici dichiarati per A e R_i ;
- Si annotino i valori nel logbook per futura memoria.

Open-Loop Gain - DC PERFORMANCE = $80dB(typical)$

Input Resistance - INPUT CHARACTERISTICS = $280k\Omega(typical)$

Short Circuit Current sourcing/sinking - OUTPUT CHARACTERISTICS = $35/\text{mA}$



Task 2

Obiettivo:

cercare sul datasheet i seguenti parametri:

- Offset;
- Correnti di bias;
- Impedenza di ingresso (resistiva e capacitiva);
- Fattore di amplificazione di modo comune (CMRR);
- Resistenza e capacità di larghezza di banda.

Input Offset Voltage - DC PERFORMANCE = $\pm 1mV / \pm 6mV(typical/maximum)$

Input Bias Current - DC PERFORMANCE = $0.45\mu A / 1.2\mu A(typical/maximum)$

Input Capacitance - INPUT CHARACTERISTICS = $1.6pF(typical)$

Common-Mode Rejection Ratio - DC PERFORMANCE = $60/80dB(minimum/typical)$



Task 3

Obiettivi:

- Tracciare il diagramma di Bode simulato su TINA per il circuito non invertente riportato in figura 1 con uno degli OpAmp a disposizione (a scelta tra AD8031 o OP77a), spingendo l'intervallo di frequenze fino al punto in cui diventa evidente il roll-off dell'amplificazione;

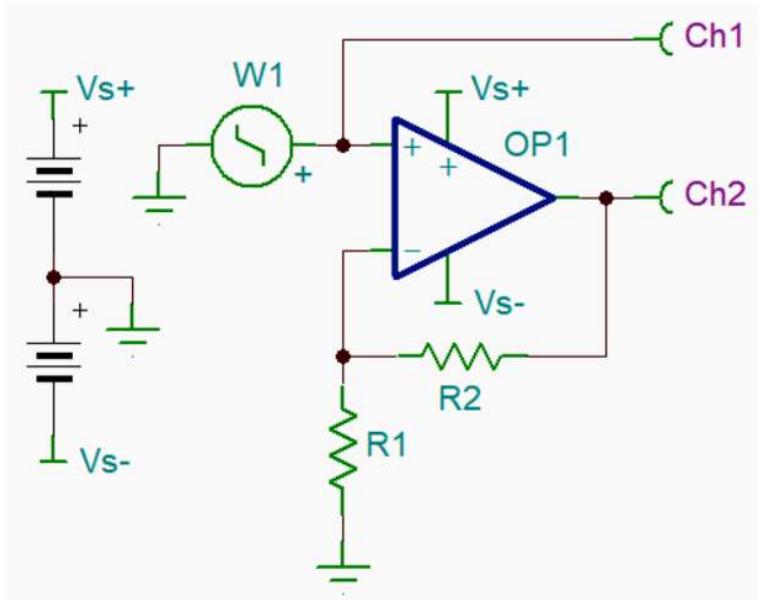


Figura 1 – Schema a blocchi dell'amplificatore non invertente.

- Determinare il guadagno $G(\omega \rightarrow 0)$ e la frequenza di taglio f_c

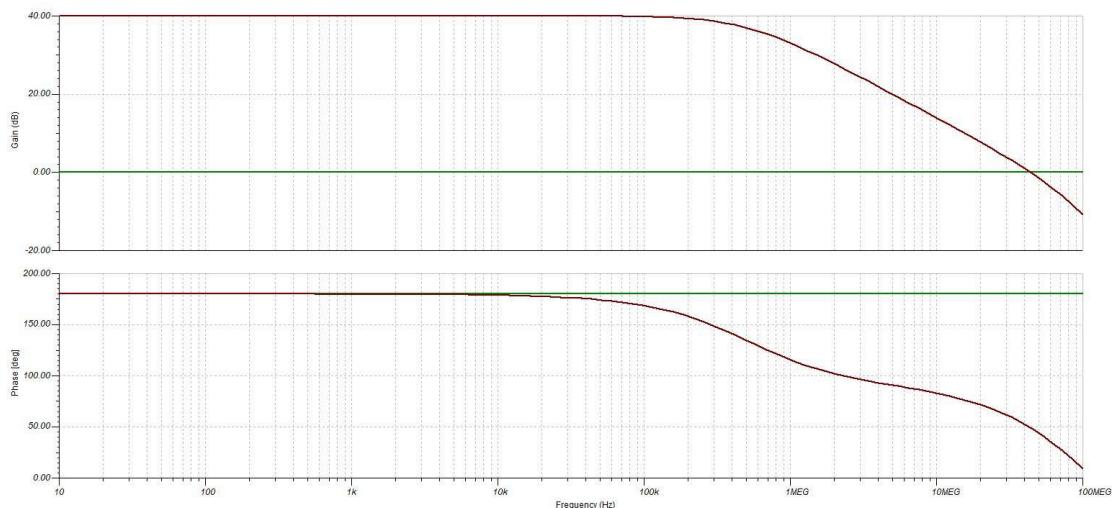


Figura 2 – Guadagno e sfasamento del circuito simulato con TINA.

Abbiamo usato AD8031. Dalla simulazione si stima una frequenza di cut-off di circa $f_c \simeq 0.5$ MHz e $G(\omega \rightarrow 0) \simeq 40$ dB, come del resto atteso considerando che il circuito simulato è un amplificatore non invertente il cui guadagno di closed loop è dato da $G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. Effettuando un fit sui dati simulati, si ottengono i seguenti valori, in accordo con le previsioni:

- $G_0 \sim 9.99e1$
- $f_c \sim 5.04e5$

Gli errori sui parametri non sono stati stimati in quanto non considerati quelli dei dati della simulazione.

Task 4

Obiettivi:

- Costruire un circuito con guadagno $G \simeq 100$ utilizzando l'OpAmp AD8031 (R_1 dell'ordine di $100\Omega - 1k\Omega$);
- Selezionare manualmente sul generatore di funzioni una sinusoide con frequenza di circa 1kHz e mandarla in ingresso all'amplificatore;
- Regolare l'ampiezza (ed eventualmente l'offset) in maniera da non saturare l'uscita dell'amplificatore;
- Annotare i valori.

Abbiamo preso $R_1 = 100\Omega$ e $R_2 = 10k\Omega$, per avere un guadagno di 100.

Abbiamo quindi scelto $V_{in} = 0.045V$ per evitare la saturazione dell'uscita dell'amplificatore (si è visto che l'uscita satura a poco meno di 5 V di ampiezza), che corrisponde dunque al valore più alto utile, al fine di ridurre il rumore della misura.

Abbiamo scelto $Offset = 0$ perché, di per sé, l'offset in uscita dall'OpAmp non porta il segnale a saturare (a +5 V o -5 V), quindi, fin tanto che il segnale non satura, abbiamo preferito evitare di impostare ulteriori parametri.

Notiamo, tuttavia, che il segnale in uscita presenta un leggero rumore di fondo, come si può vedere in figura 3:

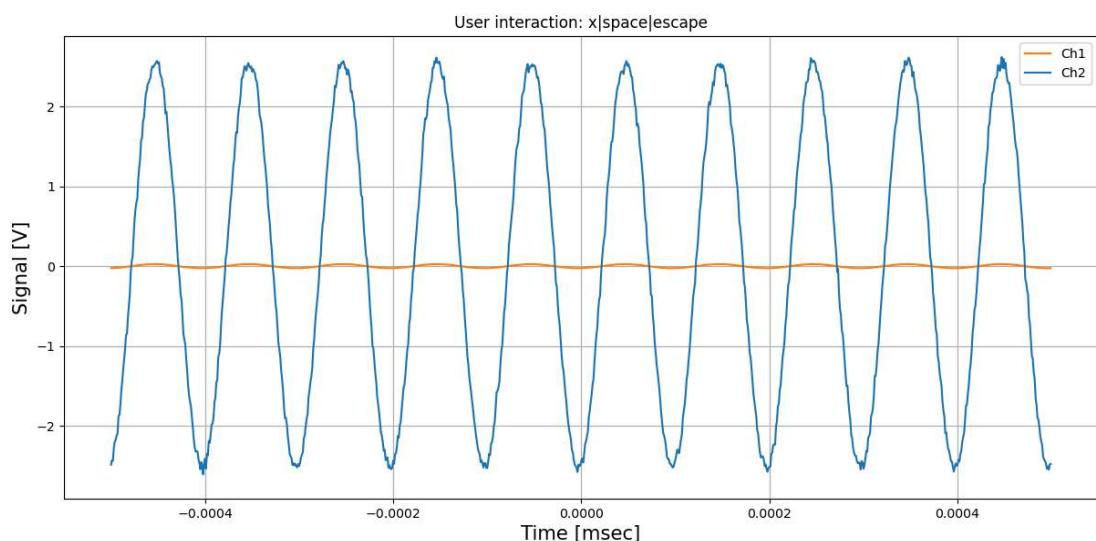


Figura 3 – Segnale in uscita dall'amplificatore con rumore di fondo.

Dunque, abbiamo costruito un partitore di tensione in ingresso per poter generare un segnale più ampio tramite W1, meno rumoroso, che venisse attenuato in modo consistente all'amplificazione da effettuare. Abbiamo usato un partitore costituito da $R_{W1} = 10k\Omega$ e $R_{GD} = 100\Omega$, che attenua il segnale di un fattore circa 100 (secondo la nota formula del partitore $V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_{GD}}{R_{W1}+R_{GD}}$);abbiamo così generato un segnale di circa 4.5V in ingresso a W1, che viene ridotto a circa 45mV in ingresso all'amplificatore (frequenza 1kHz). Di seguito, il circuito costruito con il partitore di tensione:

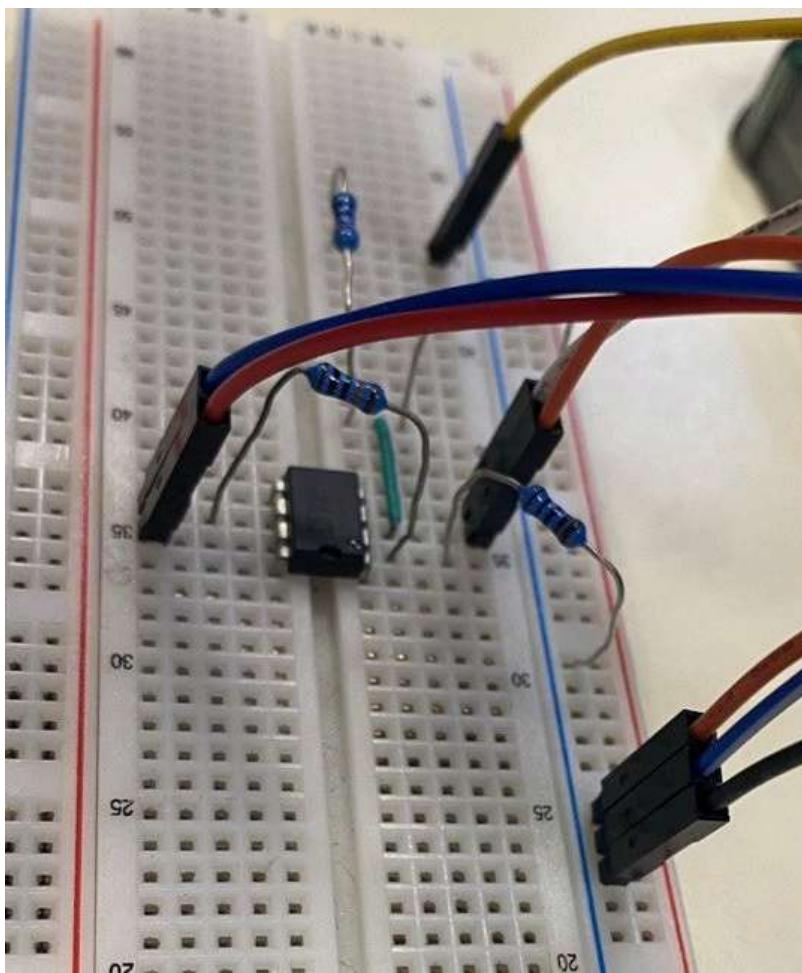


Figura 4 – Circuito non invertente con partitore di tensione (vista frontale).

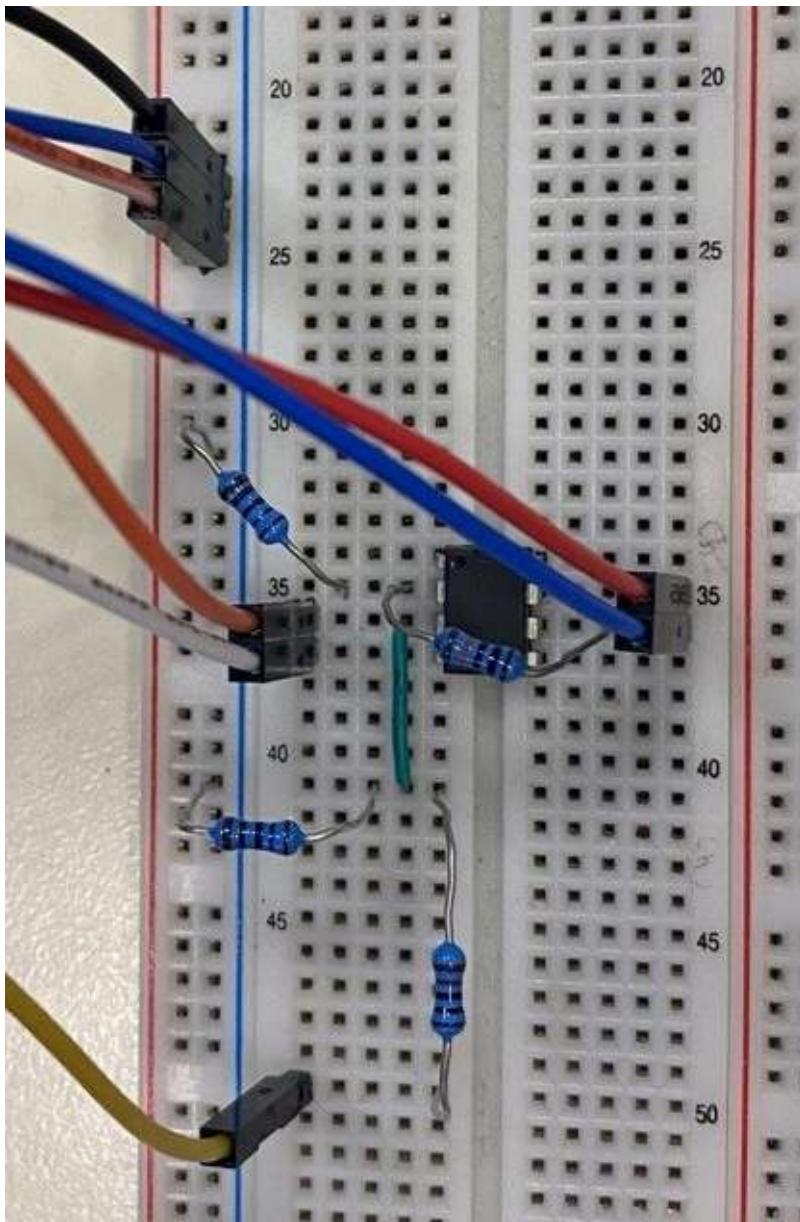


Figura 5 – Circuito non invertente con partitore di tensione (vista dall'alto).

Notiamo inoltre un offset in uscita di circa 0.2V, probabilmente dovuto all'offset dell'amplificatore.

Di seguito un'immagine del segnale osservato (in ingresso ed uscita) con il partitore in serie al generatore:

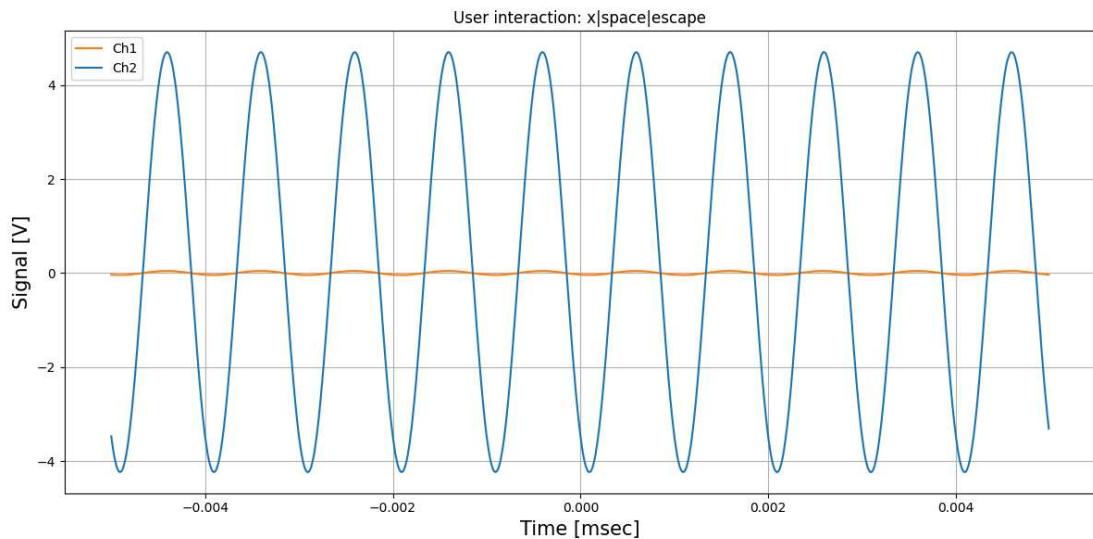


Figura 6 – Sinusoide osservata con i parametri scelti riportati sopra, confrontata con il segnale in ingresso.

Task 5

Obiettivi:

- Misurare il diagramma di Bode utilizzando uno script basato su sweepfreq.ipynb su un range sufficiente ad osservare il cut-off dell'amplificatore;
- Alcuni OpAmp potrebbero presentare un offset non banale, modificare opportunamente la funzione di fit per includere il parametro offset dell'onda misurata;
- Fittare i diagrammi di Bode usando i seguenti modelli per guadagno e sfasamento rispettivamente:

$$G(\omega) = |A(\omega)| = \left| \frac{A(0)}{1 + i\omega t} \right| ; \quad \phi(\omega) = \frac{\text{Im}A(\omega)}{\text{Re}A(\omega)}$$

- Ricavare frequenza di taglio e GBWP;
- Confrontare il valore trovato con quello della simulazione;

Il tutto è stato eseguito utilizzando il circuito costruito al task 4 con, in aggiunta, un partitore all'ingresso, in modo da poter generare con W1 un segnale ad ampiezza maggiore (quindi meno rumoroso), che poi viene attenuato dal partitore (il difetto di questa modifica è che aumenta l'offset generato dall'OpAmp a causa della corrente assorbita dal partitore); nel task presente si sono utilizzate le seguenti resistenze per il partitore: $R_{W1} \simeq 10k\Omega$ e $R_{GD} \simeq 100\Omega$.

Di seguito risultati del fit e relativi grafici:

Parametro	Valore	Valore atteso
χ^2_{rid}	9615.51 ± 0.06	1

Parametro	Valore	Valore atteso
G_{max}	101.576 ± 0.003	100
f_{taglio}	2.952 ± 0.002	3 MHz
$GBWP$	299.9 ± 0.002	/
	MHz	MHz

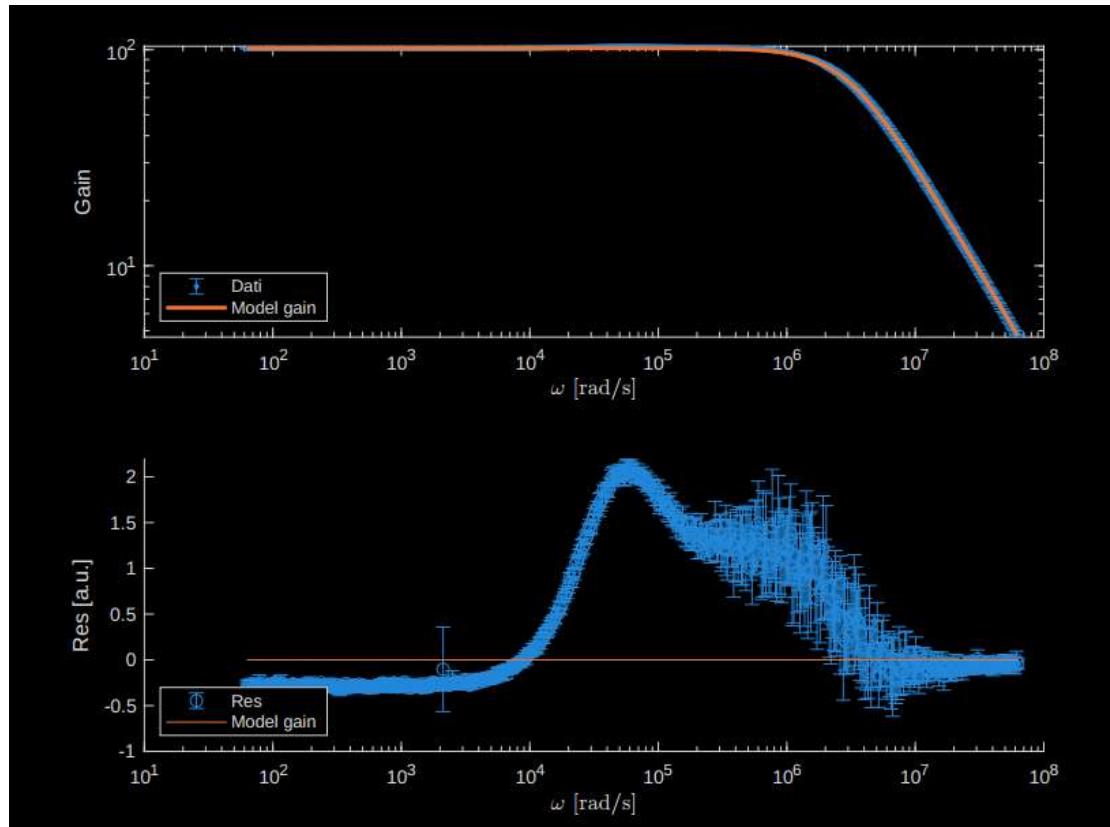


Figura 7 – Fit del guadagno in funzione di ω dell'OpAmp AD8031 in configurazione di amplificatore non invertente, con guadagno massimo di 100, e residui del fit sotto.

Per il fit dello sfasamento i risultati non sono riportati in quanto il fit fatica a convergere ed i risultati non sono significativi

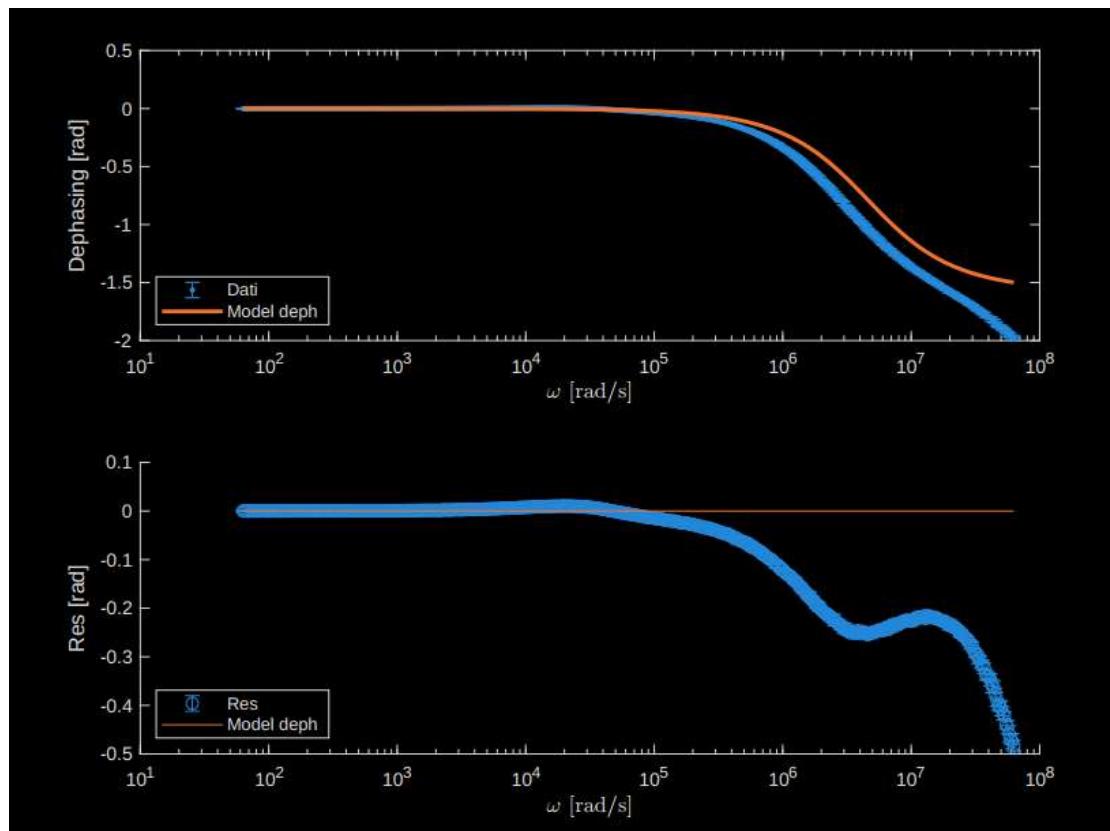


Figura 8 – Fit dello sfasamento in funzione di ω dell'OpAmp AD8031 in configurazione di amplificatore non invertente, con guadagno massimo di 100, e residui del fit sotto.

Per concludere si osserva come il valore della frequenza di taglio restituito dal fit è in accordo qualitativo con il valore ottenuto dalla simulazione con Tina.

Task 6

Obiettivi:

- Ripetere lo studio per $G(0) \simeq 300$ e 1000, verificando quanto effettivamente il prodotto bandaguadagno $G(0)f_c$ sia davvero costante, includendo i risultati precedenti ottenuti per $G \simeq 100$;
- Ripetere lo stesso studio con l'OpAmp OP77;
- Riportare i risultati dello studio (incluso quanto ottenuto al punto precedente) su un grafico comparativo della $G(\omega)$ chiamato **GBWP.pdf**;
- Per gain 300: ampiezza di segnale in ingresso $V_{in} \simeq 1.3$ V e offset nullo, mentre le resistenze utilizzate sono: $R_1 = 100\Omega$ e $R_2 = 33k\Omega$, infine il partitore è rimasto invariato rispetto al task precedente.

Parametro	Valore	Valore atteso
χ^2_{rid}	7.39 ± 0.06	1

Parametro	Valore	Valore atteso
G_{max}	332.19 ± 0.04	330
f_{taglio}	910 ± 2	909 kHz
$GBWP$	302.3 ± 0.5	/
		MHz

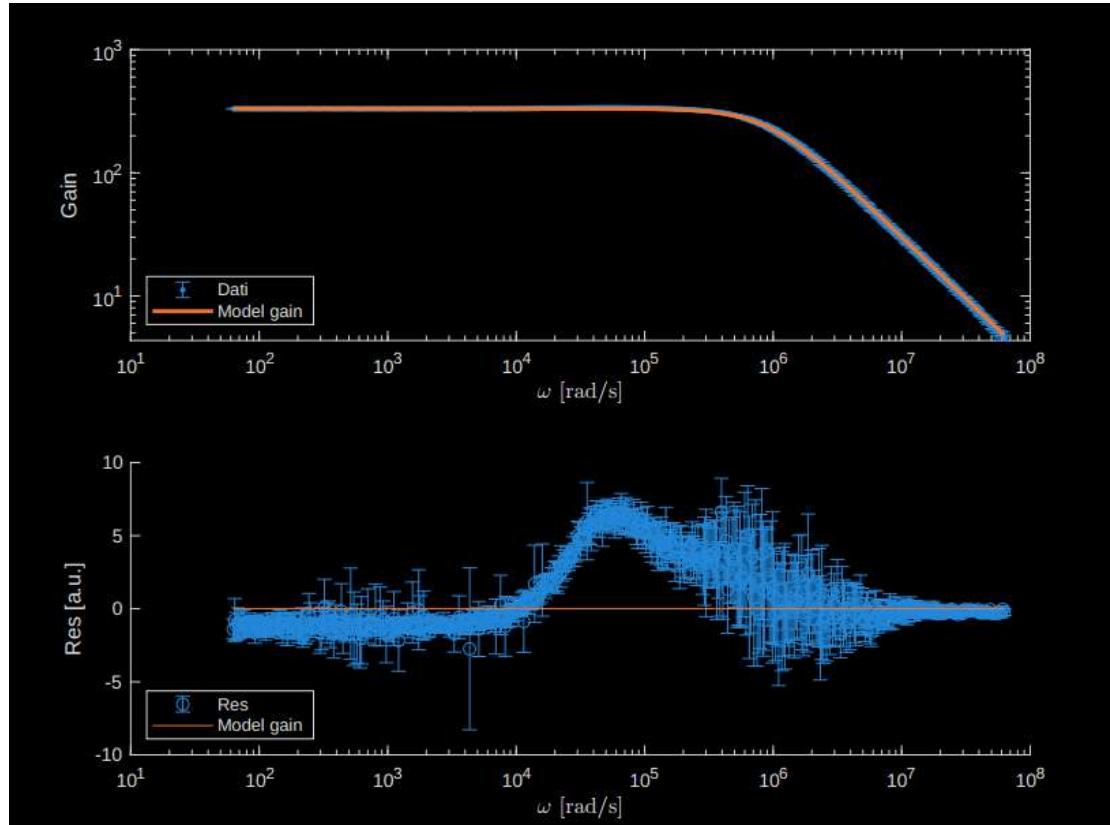


Figura 9 – Fit del guadagno in funzione di ω dell'OpAmp AD8031 in configurazione di amplificatore non invertente, con guadagno massimo di 330, e residui del fit sotto.

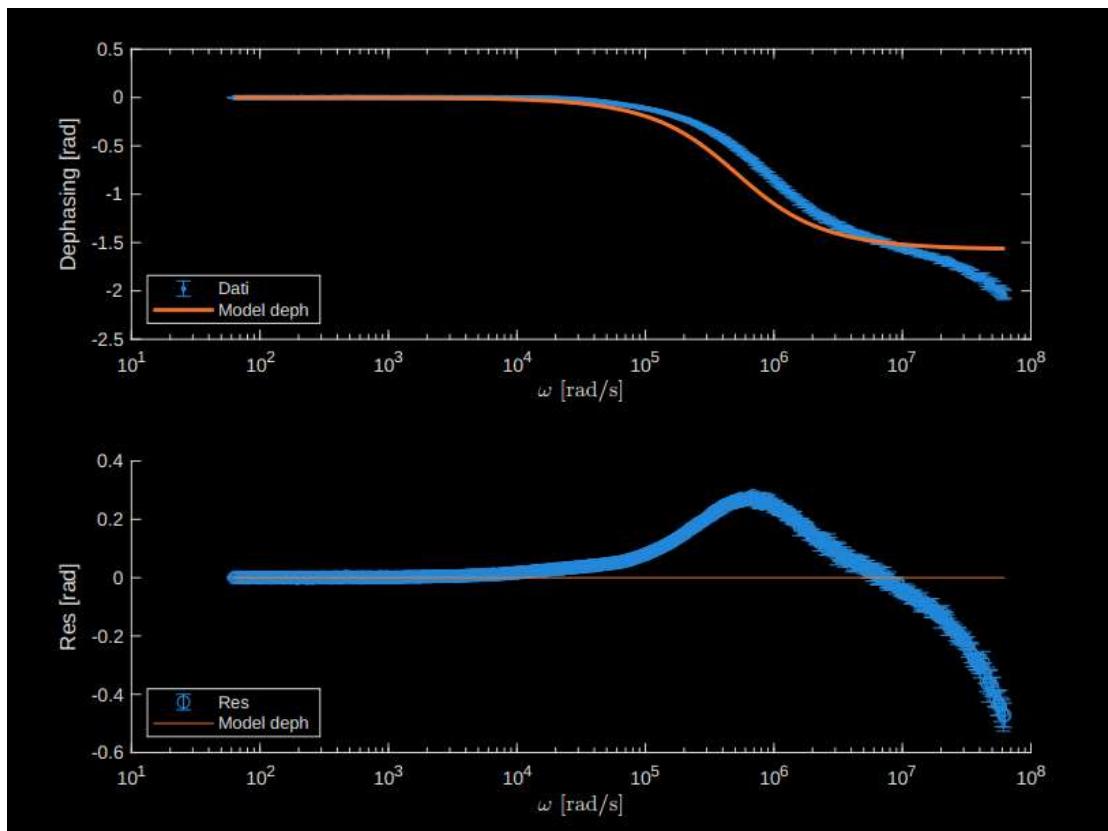


Figura 10 – Fit dello sfasamento in funzione di ω dell'OpAmp AD8031 in configurazione di amplificatore non invertente, con guadagno massimo di 330, e residui del fit sotto.

- Per gain 1000: ampiezza di segnale in ingresso $V_{in} \simeq 1$ V e offset nullo (in questo caso, però, l'offset sull'uscita è molto grande, rispetto a prima, infatti è di circa 2.16 V), mentre le resistenze utilizzate sono: $R_1 = 100\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$, infine nel partitore sono state usate le resistenze: $R_{W1} \simeq 100k\Omega$ e $R_{GD} \simeq 100\Omega$.

Per quest'ultima casistica è stato impossibile eliminare il rumore dal segnale in ingresso, tale fatto unito alla piccola ampiezza del segnale a fatto sì che si sia scelto di prendere spazzate che coprissero solo 3 decadi in frequenza (anzi che 6 come nei due casi sopra), da 1 kHz a 1 MHz, riducendo il numero di punti a 150 (da 500, acquisendo quindi, circa 30 punti in meno per decade). Essenzialmente il problema risiede nel fatto che l'ampiezza del segnale è nell'ordine dell'ampiezza del rumore ed aumentando la sua frequenza si confonde sempre più con esso, quindi il fit sinusoidale del codice "sweepfreq" fatica a convergere (e le misure perdono molto in accuratezza)

Parametro	Valore	Valore atteso
χ^2_{rid}	0.2 ± 0.1	1
G_{max}	999 ± 3	1000
f_{taglio}	309 ± 7	281 kHz

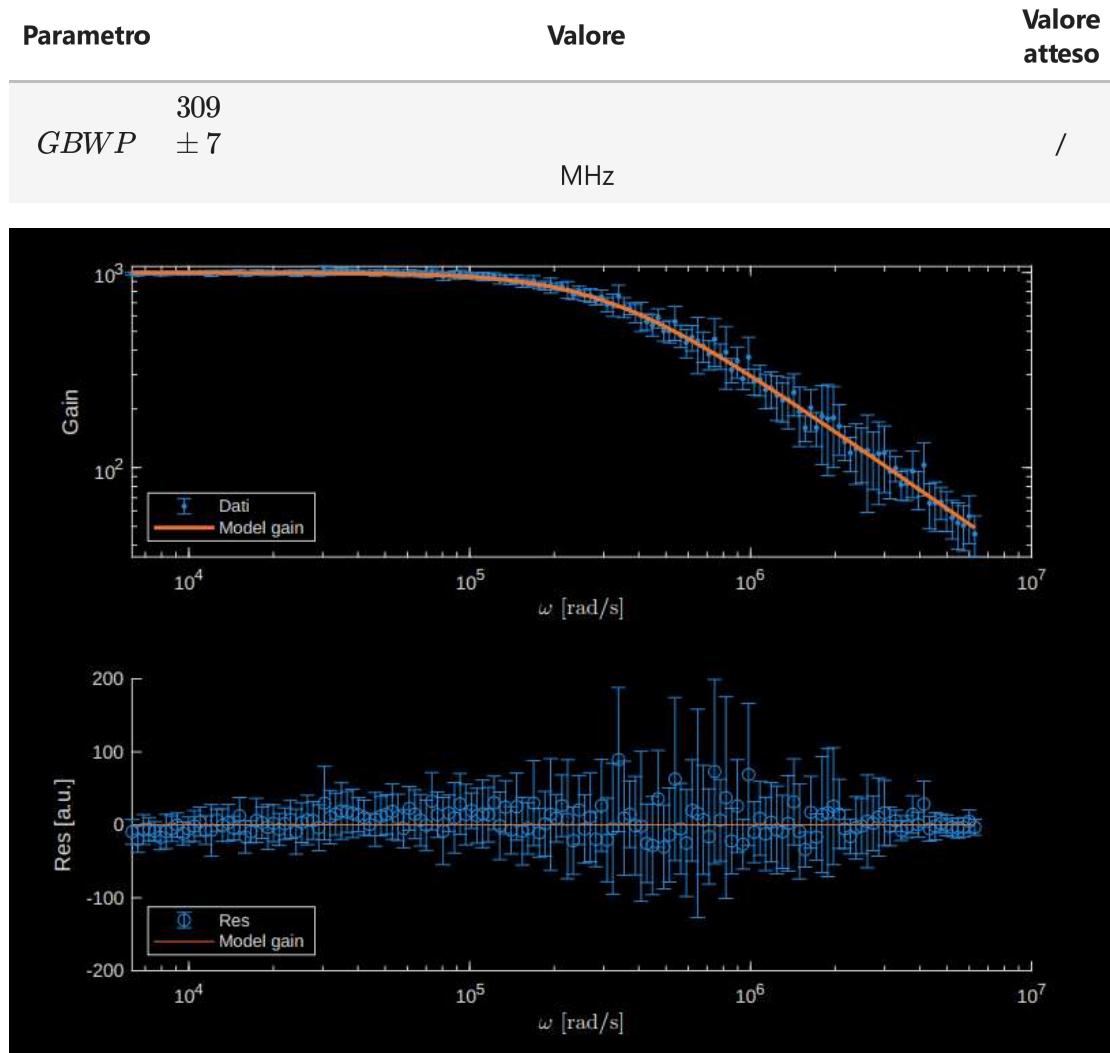


Figura 11 – Fit del guadagno in funzione di ω dell'OpAmp AD8031 in configurazione di amplificatore non invertente, con guadagno massimo di 1000, e residui del fit sotto.

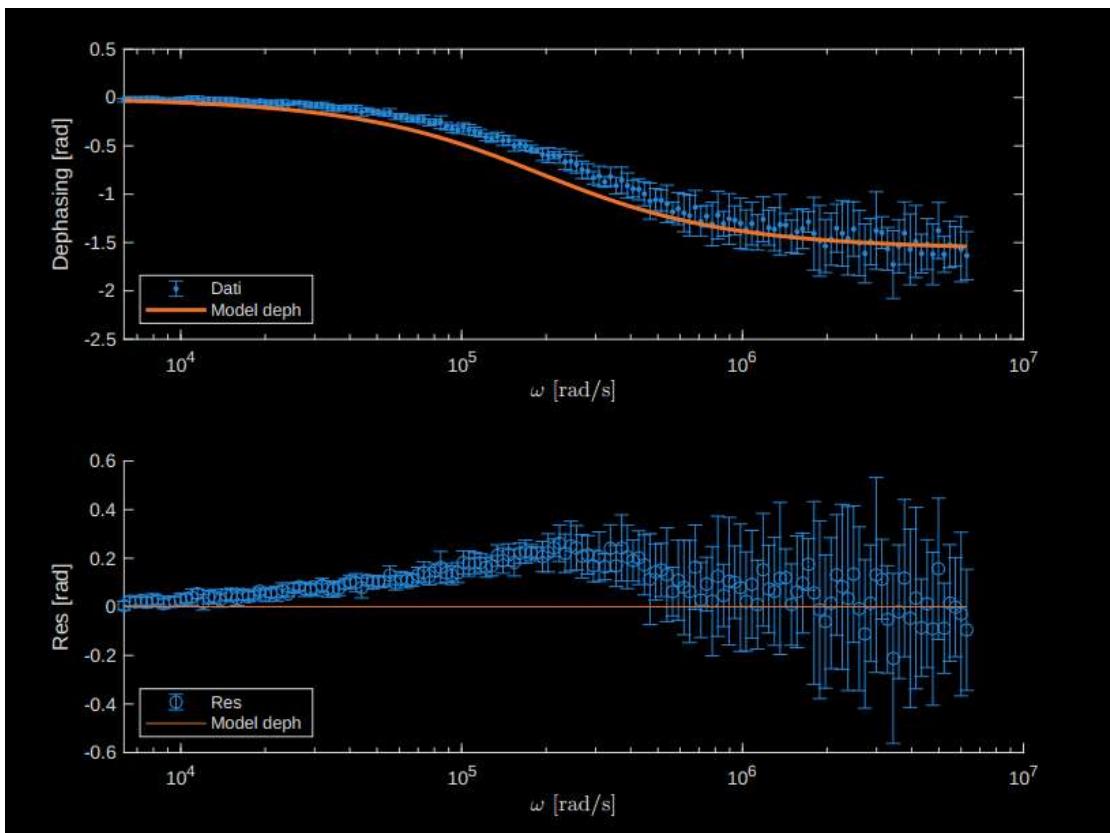


Figura 12 – Fit dello sfasamento in funzione di ω dell'OpAmp AD8031 in configurazione di amplificatore non invertente, con guadagno massimo di 1000, e residui del fit sotto.

Si osservi che, come nel task precedente i risultati di fit per lo sfasamento non sono riportati, per le stesse ragioni.

Di seguito, infine, una figura di confronto tra i vari guadagni riportati sopra (ovviamente per il modello di OpAmp AD8031)

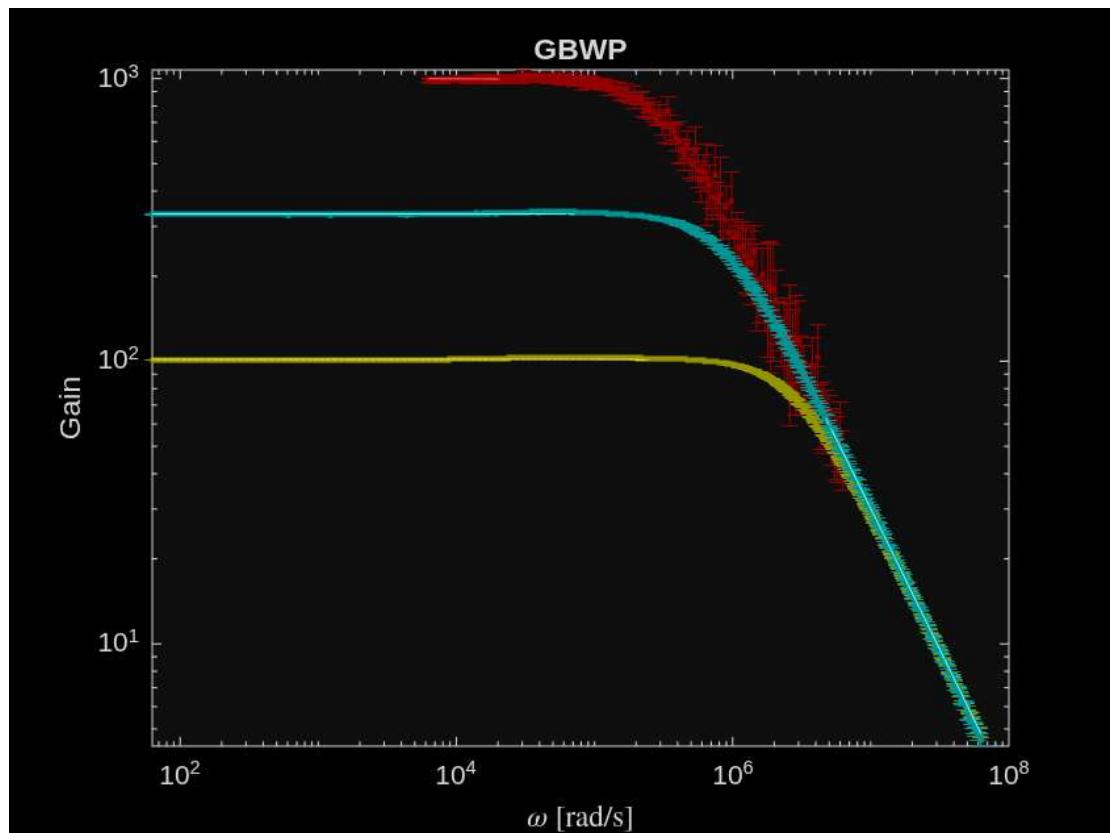


Figura 13 – Confronto tra i fit del guadagno sopra riportati per l'OpAmp AD8031 per evidenziare la costanza del Gain Bandwidth Product del dispositivo in esame.

- **CONSIDERAZIONI SUI FIT:** I primi due fit sopra riportati presentano dei residui correlati e chi quadro ridotto troppo alto. Il modello fatica a seguire i dati nella decade precedente al roll off del gain, questo era atteso, in quanto dalle acquisizioni fatte si evinceva a vista un andamento inatteso dei dati, che tendevano a salire dal plateau per poi ricadere nel punto del rolloff, proprio in prossimità della decade sopra citata. L'ultimo fit, invece, relativo al gain più alto, è quello migliore, ma il chi quadro ridotto è troppo basso, questo è dovuto al contesto in cui sono state prese le misure: segnale piccolo con rumore nell'ordine dell'ampiezza, codice di acquisizione troppo lento (causa, probabilmente, del trigger attivo per ogni spazzata) che ha portato a ridurre il numero di punti acquisiti ed osservare meno decadi, misure con deviazioni standard del campione molto grandi, che porta a chi quadro molto piccolo (questo problema può essere sistemato prendendo più spazzate, se ne sono prese 10 per tutti i dati fittati nei vari grafici riportati, ma soprattutto velocizzando il codice e diminuendo il rumore del segnale in ingresso nell'OpAmp).

In definitiva tutti i risultati sopra riportati devo essere interpretati come qualitativi, come, del resto, è qualitativo il loro accordo. Si osservi in particolare il GBWP: le misure ottenute non sono tra loro confrontabili (distanziano l'una dall'altra troppe barre d'errore), ma vista la qualità dei fit, possono essere considerate in accordo qualitativo tra loro (l'ordine di grandezza è lo stesso per tutte); tale accordo è ulteriormente evidenziato dal grafico dei GBWP riportato sopra per ultimo.

Si citano i fit sullo sfasamento, per i quali (nessuno fa eccezione) è chiaro che il modello sia completamente inadatto a spiegare l'andamento dei dati (buono nel plateau, come ovvio aspettarsi, ma incapace di approssimare l'andamento dei dati nelle zone a maggiore variabilità)

Per quanto riguarda l'OpAmp OP77, sono stati usati i seguenti parametri:

- Gain 100: stessi parametri, ma ampiezza ridotta a 4 V.

Parametro	Valore	Valore atteso
χ^2_{rid}	97.40 ± 0.06	1
G_{max}	102.173 ± 0.003	100
f_{taglio}	27.133 ± 0.003	29 kHz
$GBWP$	2.7723 ± 0.0003	/
		MHz

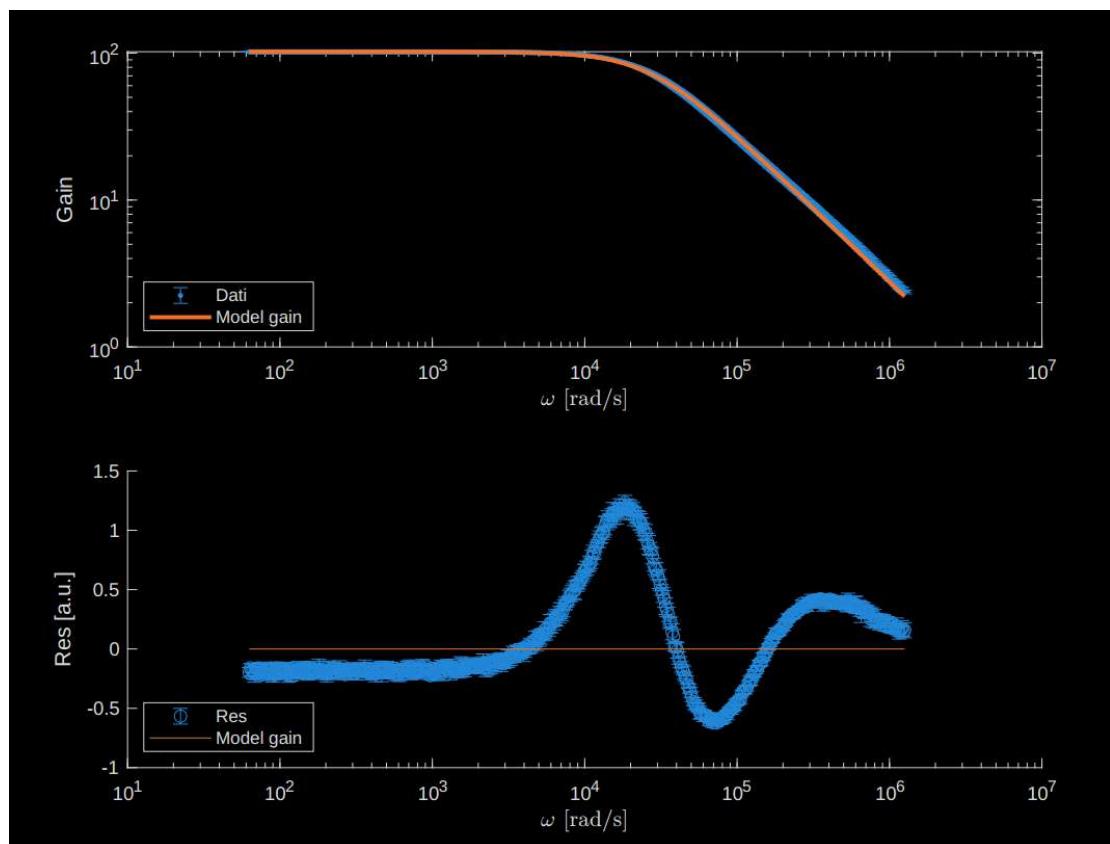


Figura 14 – Fit del guadagno in funzione di ω dell'OpAmp OP77 in configurazione di amplificatore non invertente, con guadagno massimo di 100, e residui del fit sotto.

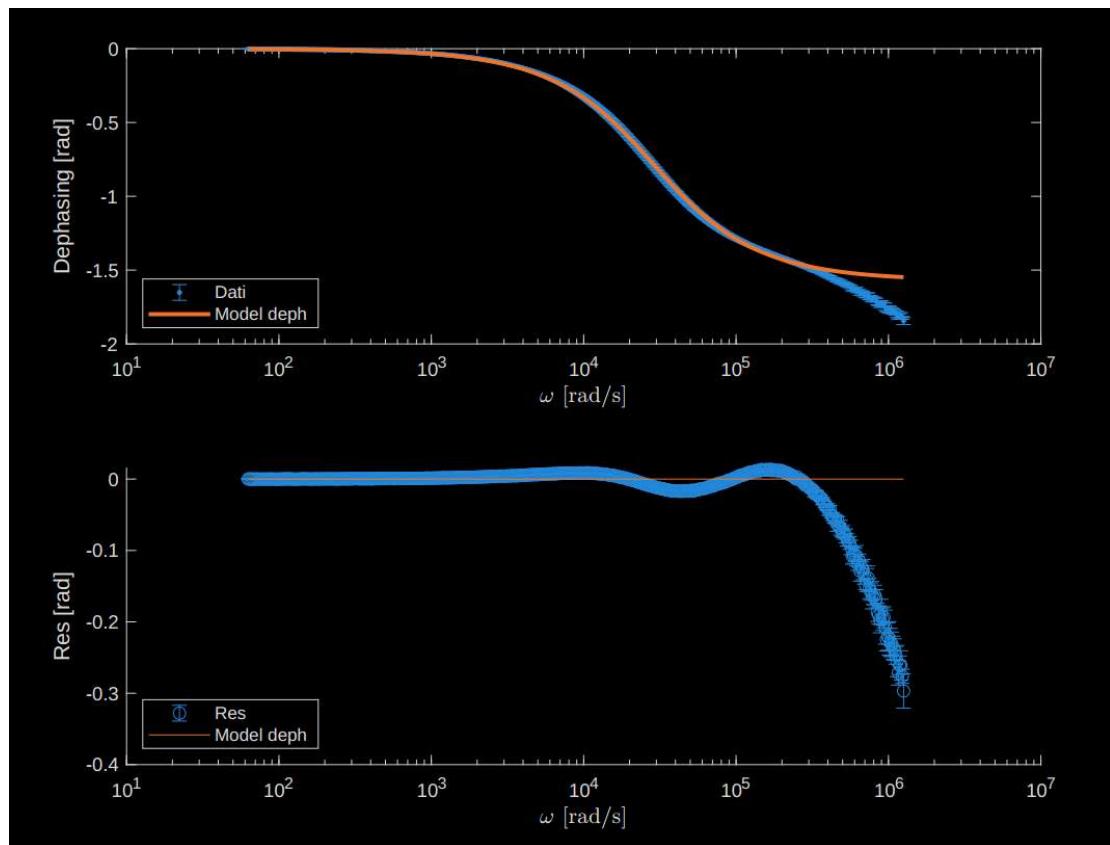


Figura 15 – Fit dello sfasamento in funzione di ω dell'OpAmp OP77 in configurazione di amplificatore non invertente, con guadagno massimo di 100, e residui del fit sotto.

- Gain 300: stessi parametri, ma ampiezza ridotta a 1 V.

Parametro	Valore	Valore atteso
χ^2_{rid}	11.92 ± 0.06	1
G_{max}	330.00 ± 0.04	330
f_{taglio}	9247 ± 3	9 kHz
$GBWP$	3.051 ± 0.001	/

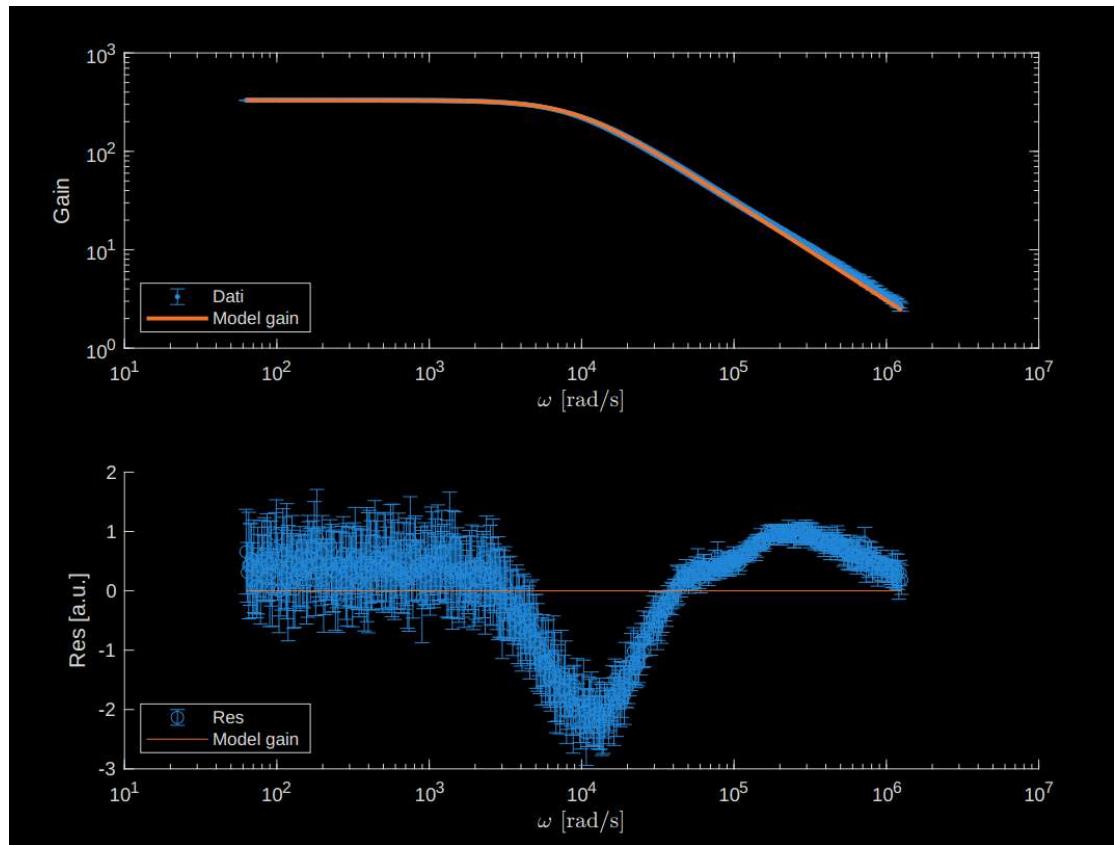


Figura 16 – Fit del guadagno in funzione di ω dell'OpAmp OP77 in configurazione di amplificatore non invertente, con guadagno massimo di 330, e residui del fit sotto.

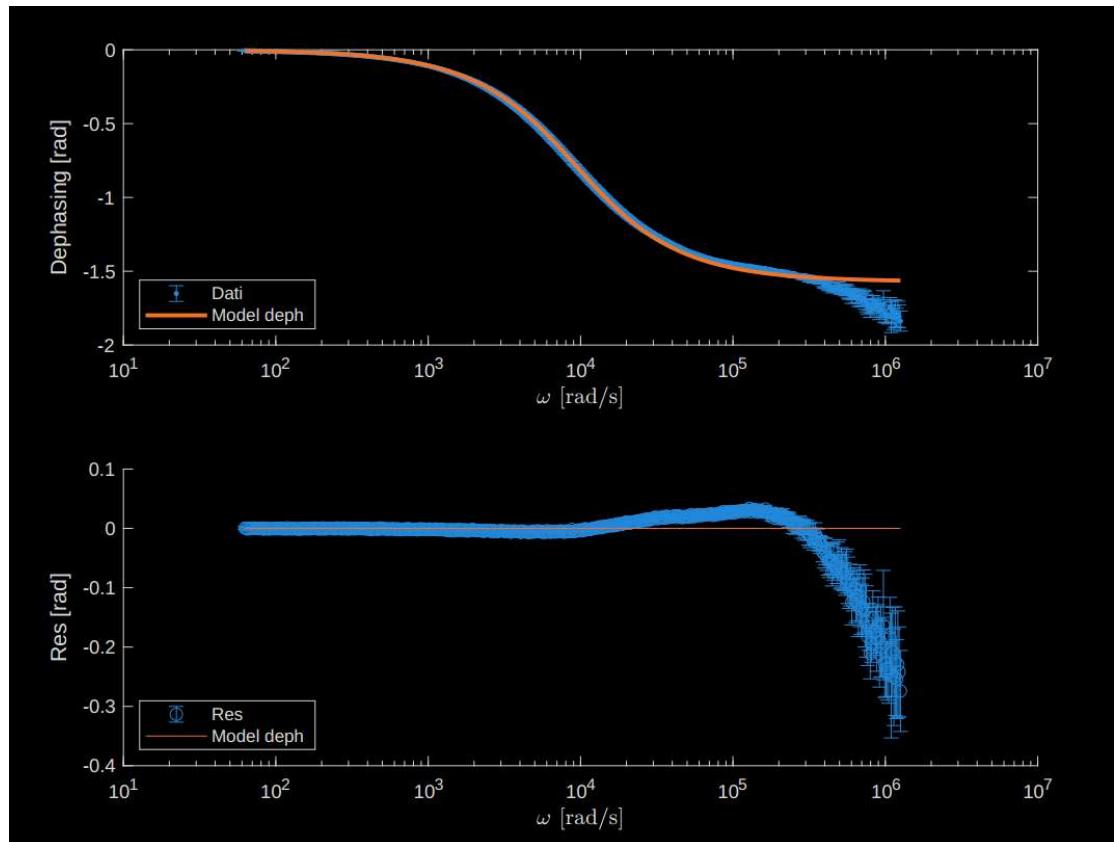


Figura 17 – Fit dello sfasamento in funzione di ω dell'OpAmp OP77 in configurazione di amplificatore non invertente, con guadagno massimo di 330, e residui del fit sotto.

- Gain 1000: stessi parametri usati nel caso dell'OpAmp AD8031, uniche modifiche intervallo in frequenza esplorato, da 10 Hz a 10 kHz e ampiezza input di 2.5 V.

Parametro	Valore	Valore atteso
χ^2_{rid}	1.2 ± 0.1	1
G_{max}	981.8 ± 0.8	1000
f_{taglio}	3.068 ± 0.005	3 kHz
$GBWP$	3.012 ± 0.005	/
		MHz

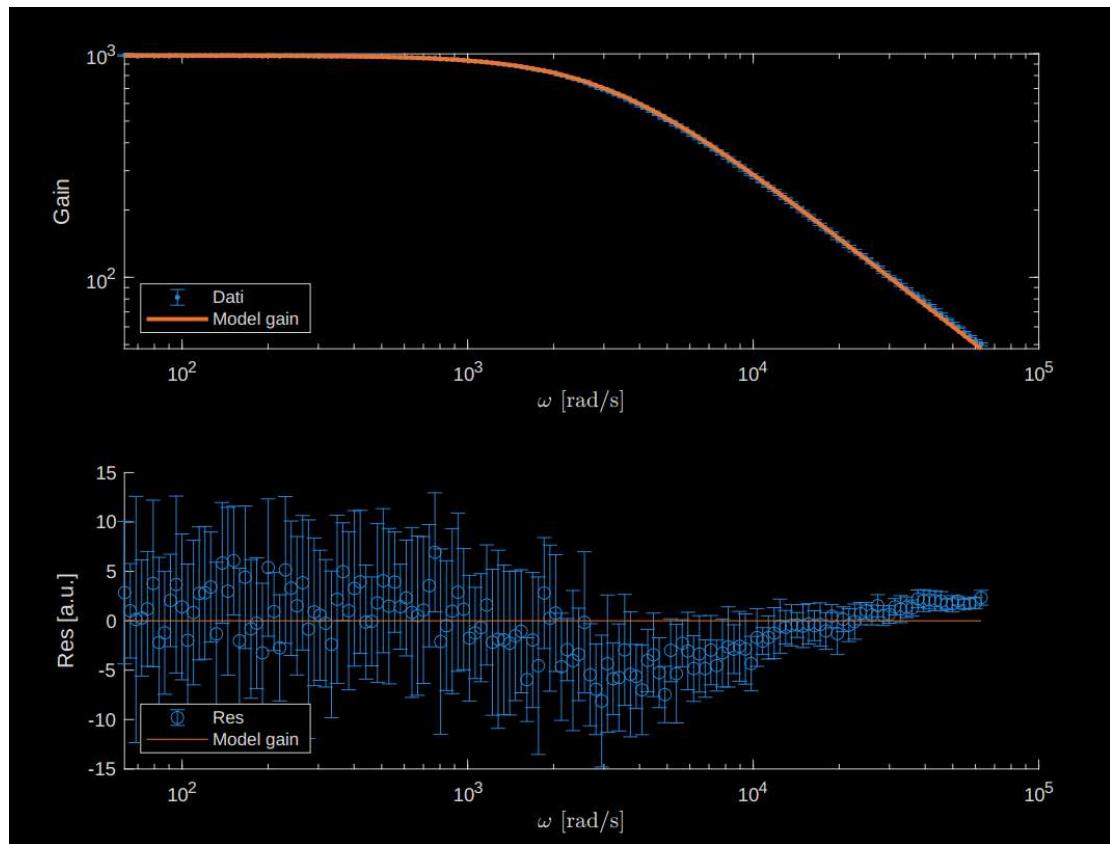


Figura 18 – Fit del guadagno in funzione di ω dell'OpAmp OP77 in configurazione di amplificatore non invertente, con guadagno massimo di 1000, e residui del fit sotto.

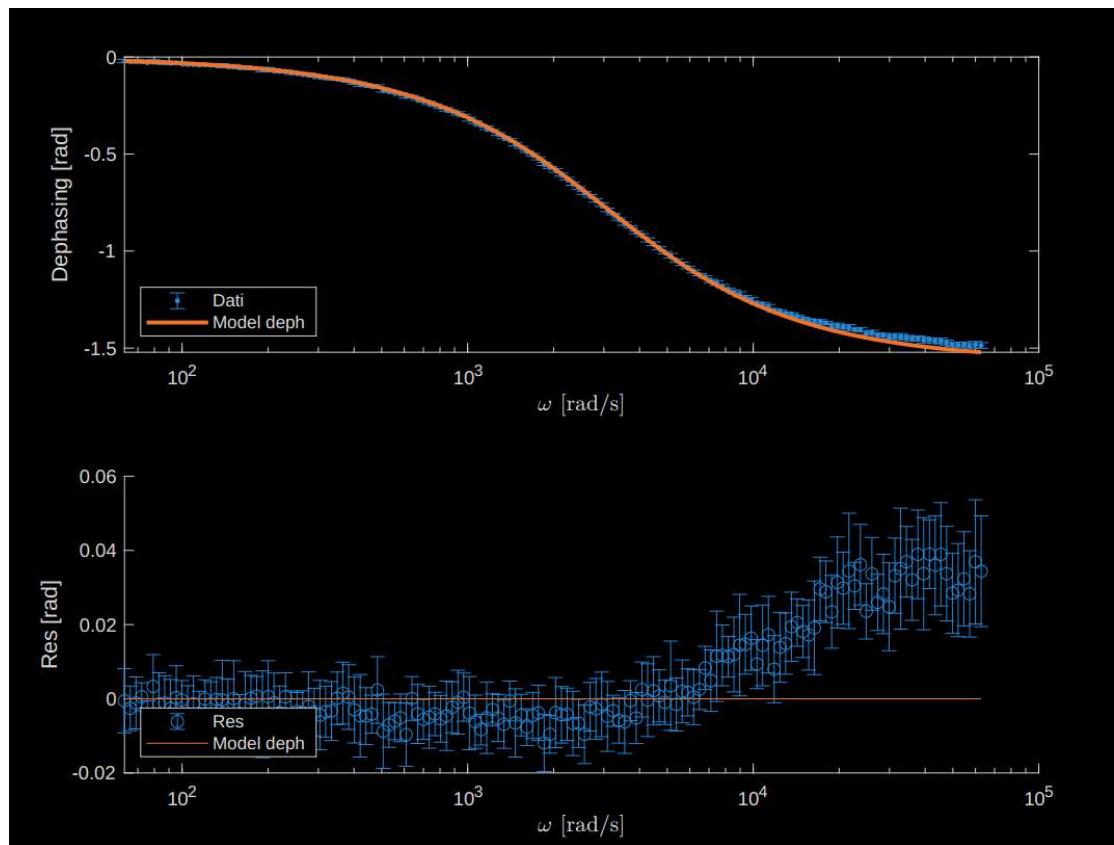


Figura 19 – Fit dello sfasamento in funzione di ω dell'OpAmp OP77 in configurazione di amplificatore non invertente, con guadagno massimo di 1000, e residui del fit sotto.

Ed ora, come per l'altro modello di OpAmp, una figura di confronto tra i guadagni per evidenziare il GBWP

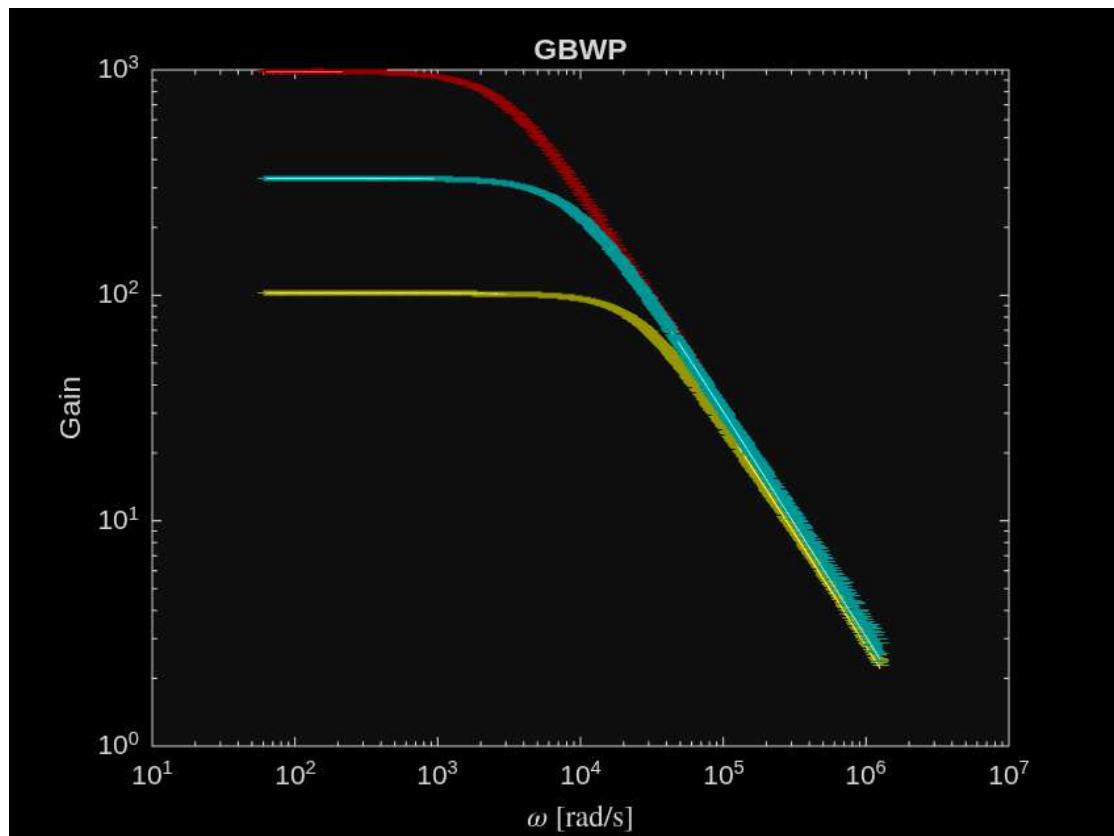


Figura 20 – Confronto tra i fit del guadagno sopra riportati per l'OpAmp OP77 per evidenziare la costanza del Gain Bandwidth Product del dispositivo in esame..

- **CONSIDERAZIONI SUI FIT:** Anche per questo modello di OpAmp si osservano le stesse problematiche del modello AD8031: i residui sono tutti più o meno correllati (anche nel fit con guadagno più alto questa volta) ed i valori dei parametri di best fit sono in accordo tra loro solo qualitativamente. Anche in questo caso i fit dello sfasamento evidenziano soltanto l'inadeguatezza del modello utilizzato.

Conclusioni

Essendo ben noto il comportamento dei dispositivi in esame che si vuole studiare, da quanto fatto si può concludere che tale comportamento è evidenziato dalle misure fatte e confermato dai fit effettuati (almeno qualitativamente).

Per quanto riguarda il modello utilizzato, è chiaro che questi (approssimato per sua natura) non tiene conto di molti altri effetti relativi agli OpAmp, tant'è che fatica praticamente sempre ad approssimare l'andamento dei dati in prossimità dei roll off e delle regioni a pendenza maggiore (sia per il guadagno che per lo sfasamento), quindi si può asserire che può essere utilizzato per una interpretazione prettamente qualitativa della risposta in frequenza dell'OpAmp, ma che, se si vuole essere accurati, esso è totalmente inadatto ed è necessario passare a modelli più sofisticati.

Task 7

Obiettivo: ripetere lo studio del task precedente con l'OpAmp MCP601.

Abbiamo ripetuto lo studio con l'OpAmp MCP601, ricostruendo il circuito non invertente con guadagno 330 e 1000, utilizzando le stesse resistenze del task precedente ($R_1 = 100\Omega$ e $R_2 = 33k\Omega$ nel primo caso, $R_1 = 100\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$ nel secondo) e un segnale in ingresso di ampiezza $V_{in} \simeq 3$ V nel primo caso e 2 V nel secondo, offset nullo. Come prima, abbiamo usato un partitore di tensione in ingresso per ridurre il rumore, consentendoci di utilizzare un segnale in ingresso più ampio generato da W1. Il partitore è stato realizzato, in entrambi i casi, con $R_3 = 10k\Omega$ e $R_4 = 100\Omega$.

Il fit è stato fatto su un set di dati ottenuti da media e deviazione standard di 10 acquisizioni per punto, ottenendo i seguenti risultati:

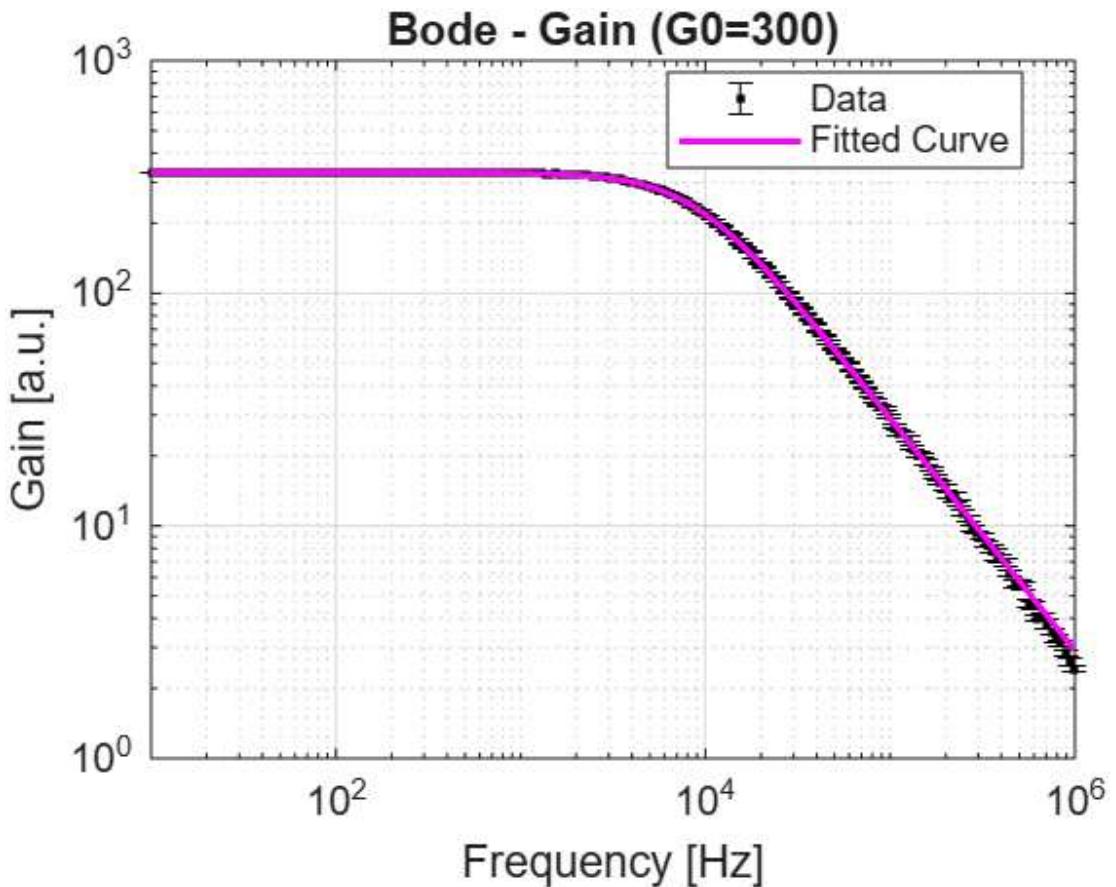


Figura 21 – Fit del guadagno in funzione della frequenza per MCP601, guadagno 300.

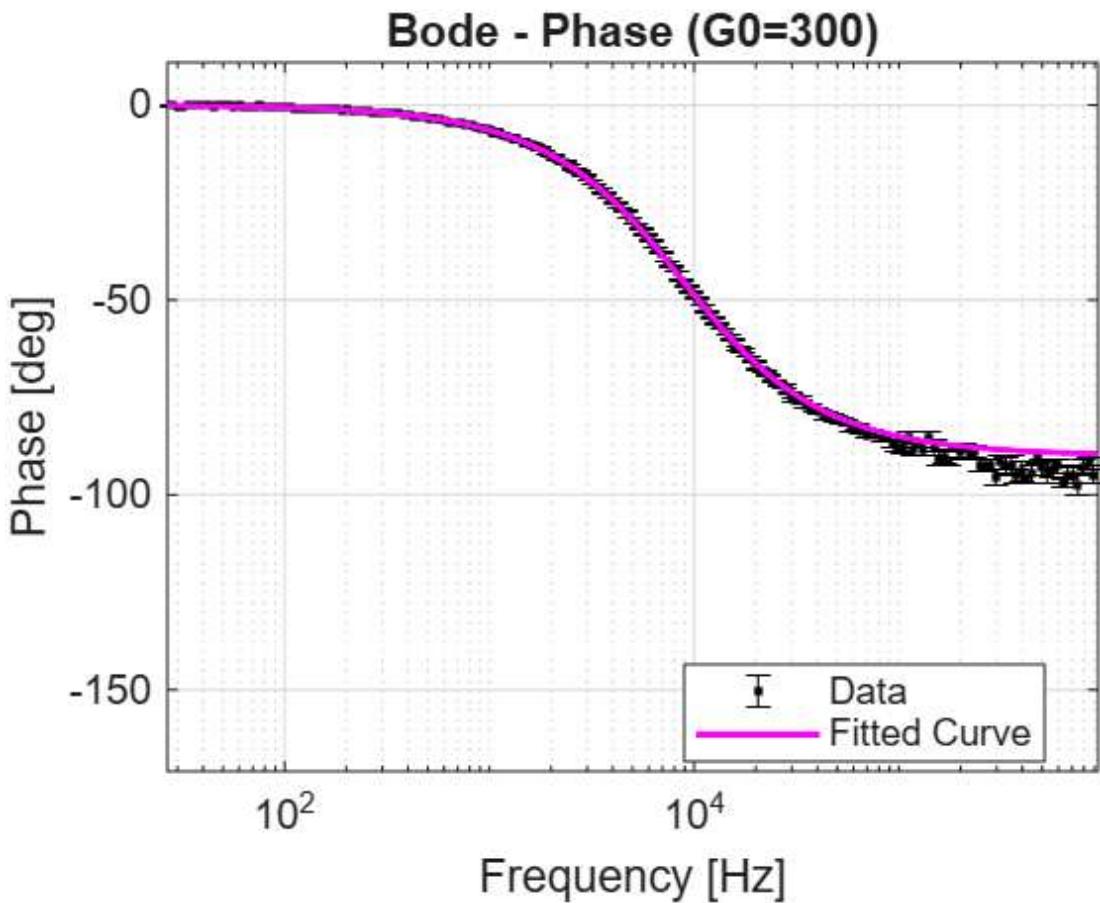


Figura 22 – Fit della fase in funzione della frequenza per MCP601, guadagno 300.

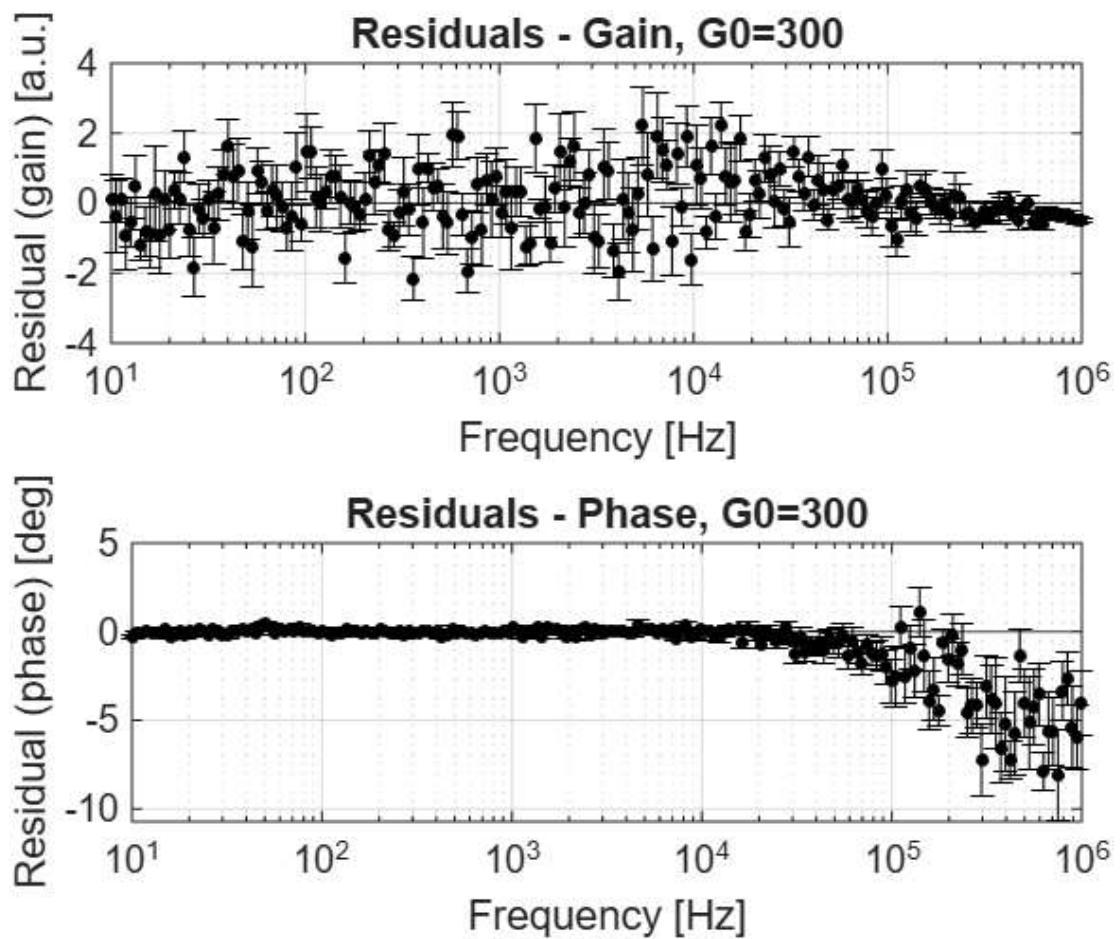


Figura 23 – Residui del fit per MCP601, guadagno 300.

I parametri ottenuti dal fit sono:

Parametro	Valore	Valore atteso
χ^2_{rid}	2.507389	1
G_0	330.26 ± 0.17	330
f_{taglio}	8.79 ± 0.02	8.79 kHz

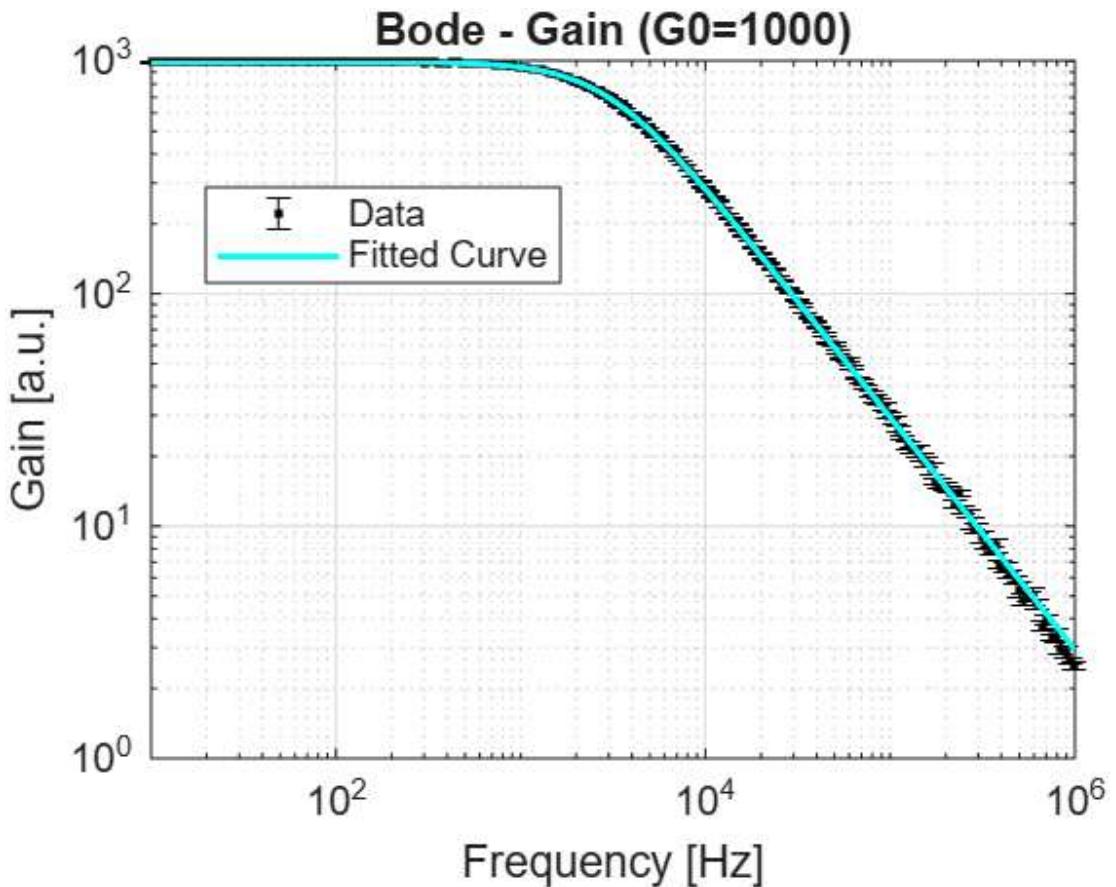


Figura 24 – Fit del guadagno in funzione della frequenza per MCP601, guadagno 1000.

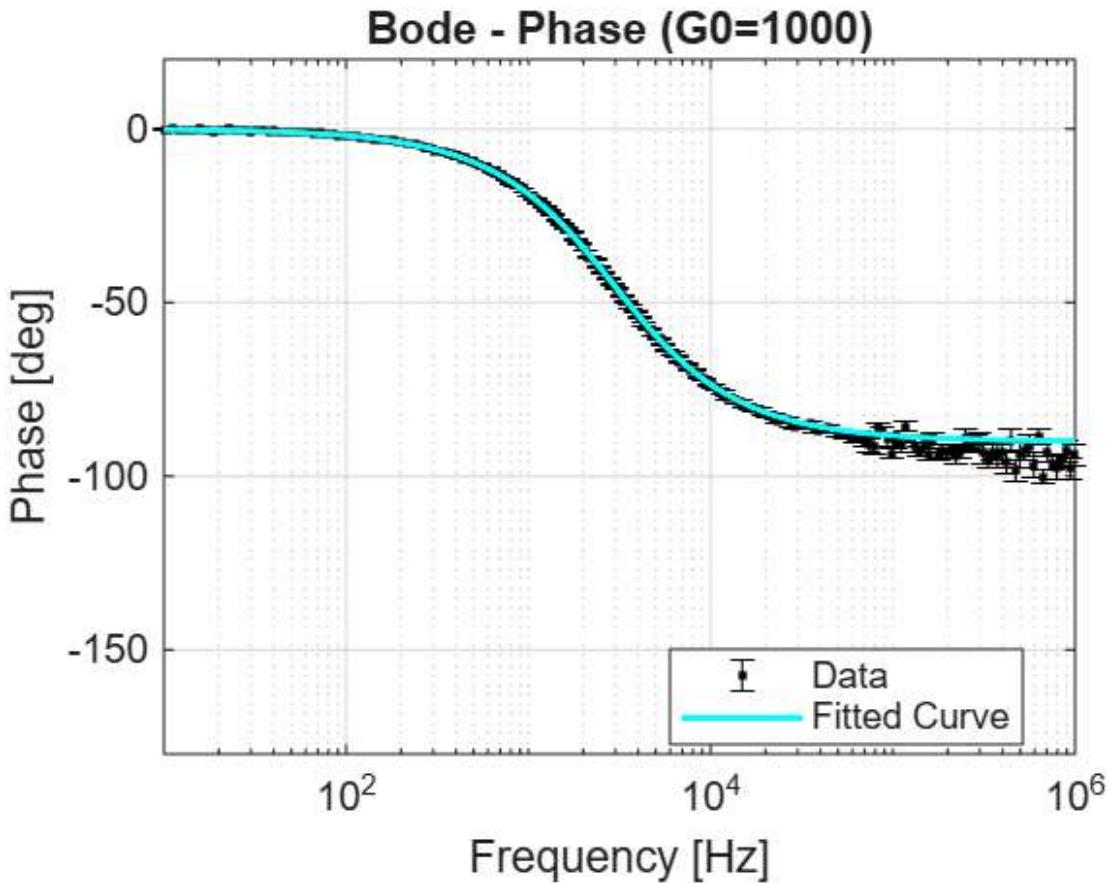


Figura 25 – Fit della fase in funzione della frequenza per MCP601, guadagno 1000.

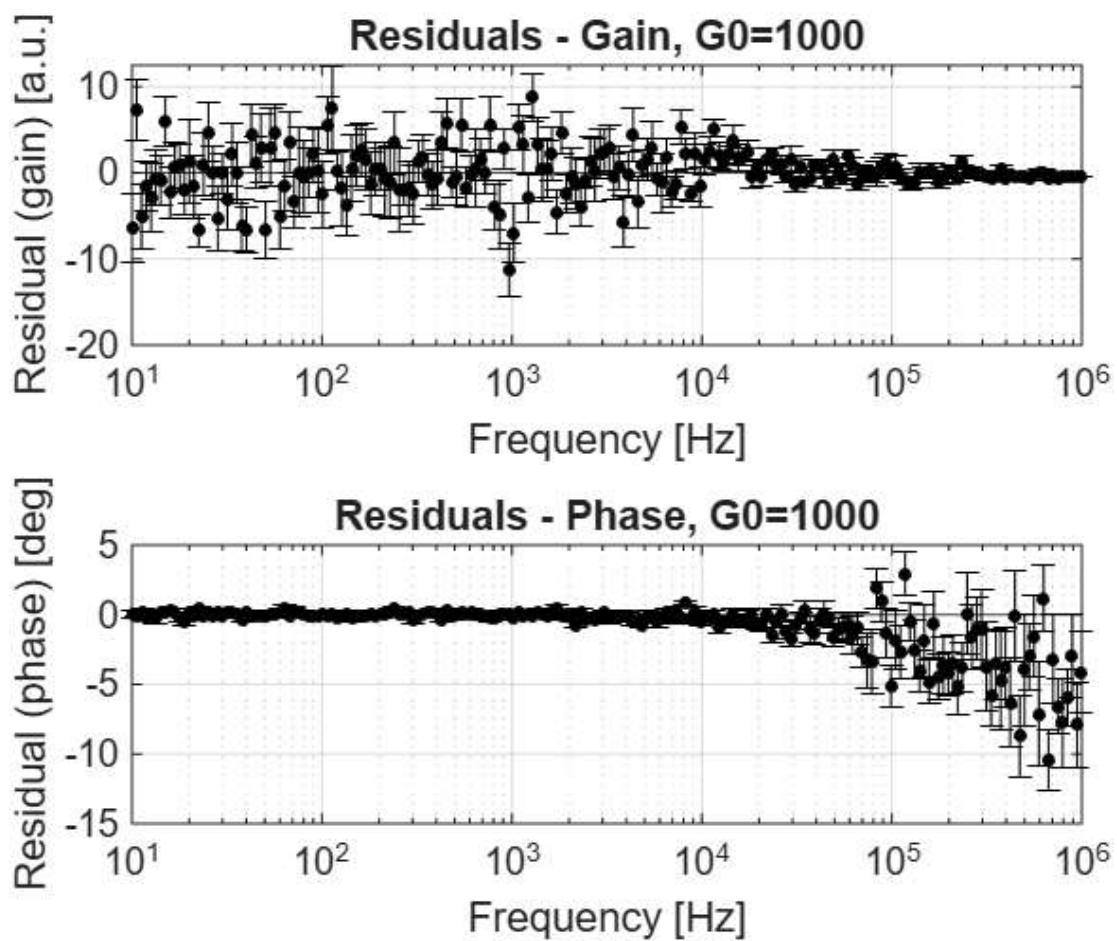


Figura 26 – Residui del fit per MCP601, guadagno 1000.

I parametri ottenuti dal fit sono:

Parametro	Valore	Valore atteso
χ^2_{rid}	2.13	1
G_0	996.3 ± 0.7	1000
f_{taglio}	2.9 ± 0.01	2.9 kHz

In entrambi i casi i risultati ottenuti sono stati soddisfacenti, con un buon accordo tra i valori misurati e quelli attesi (le frequenze di taglio sono state stimate a partire dai dati grezzi prima del fit, considerando il punto in cui il guadagno scende di 3 dB rispetto al valore a bassa frequenza). I valori di χ^2_{rid} sono leggermente superiori a 1, ma comunque accettabili, considerando che non è stato preso in considerazione, nel modello, l'ulteriore roll off che si registra a frequenze più alte, dovuto a poli aggiuntivi dell'amplificatore.

Di seguito si riporta un confronto tra i GBWP ottenuti:

$$\text{GBWP} (G_0 = 330) = 2.903 \times 10^6 \text{ Hz} \quad \text{GBWP} (G_0 = 1000) = 2.938 \times 10^6 \text{ Hz}$$

Il GBWP risulta dunque costante entro l'1% circa, confermando il comportamento atteso per un amplificatore operazionale a singolo polo dominante.

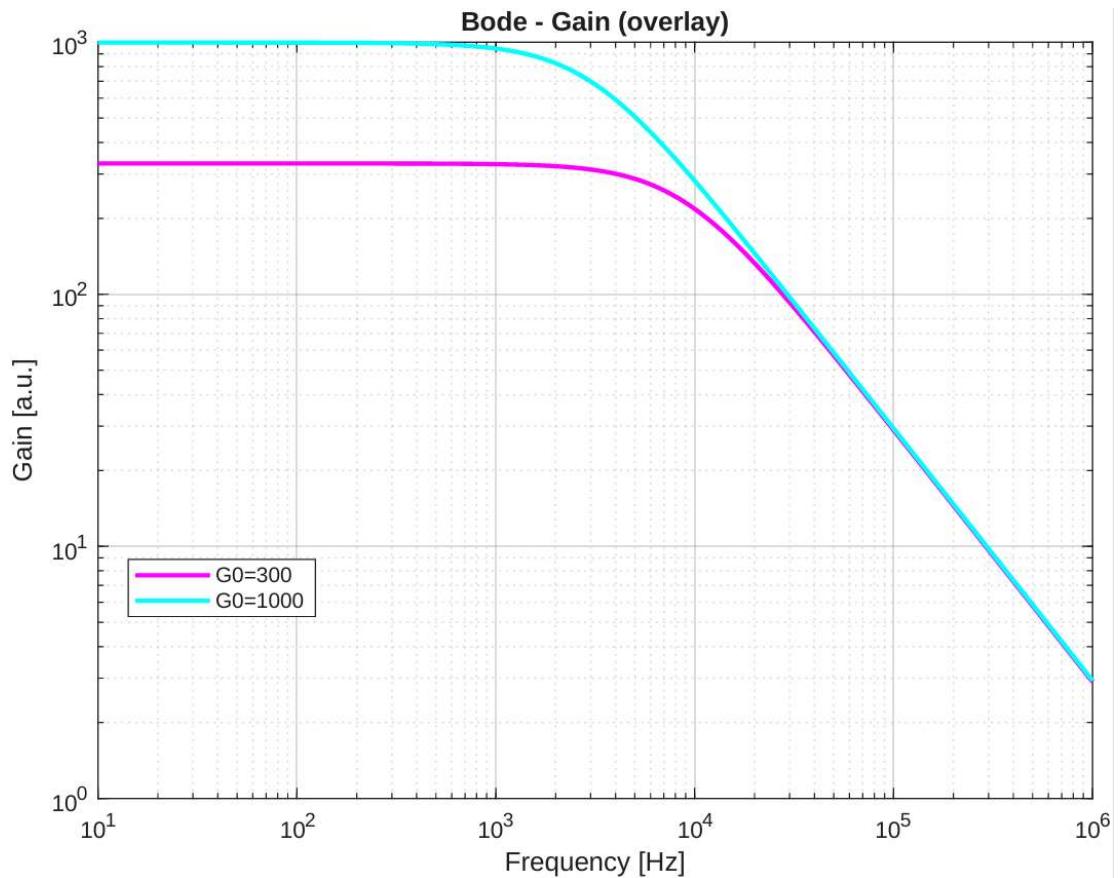


Figura 27 – Confronto tra i guadagni in funzione della frequenza per MCP601, guadagno 300 e 1000.

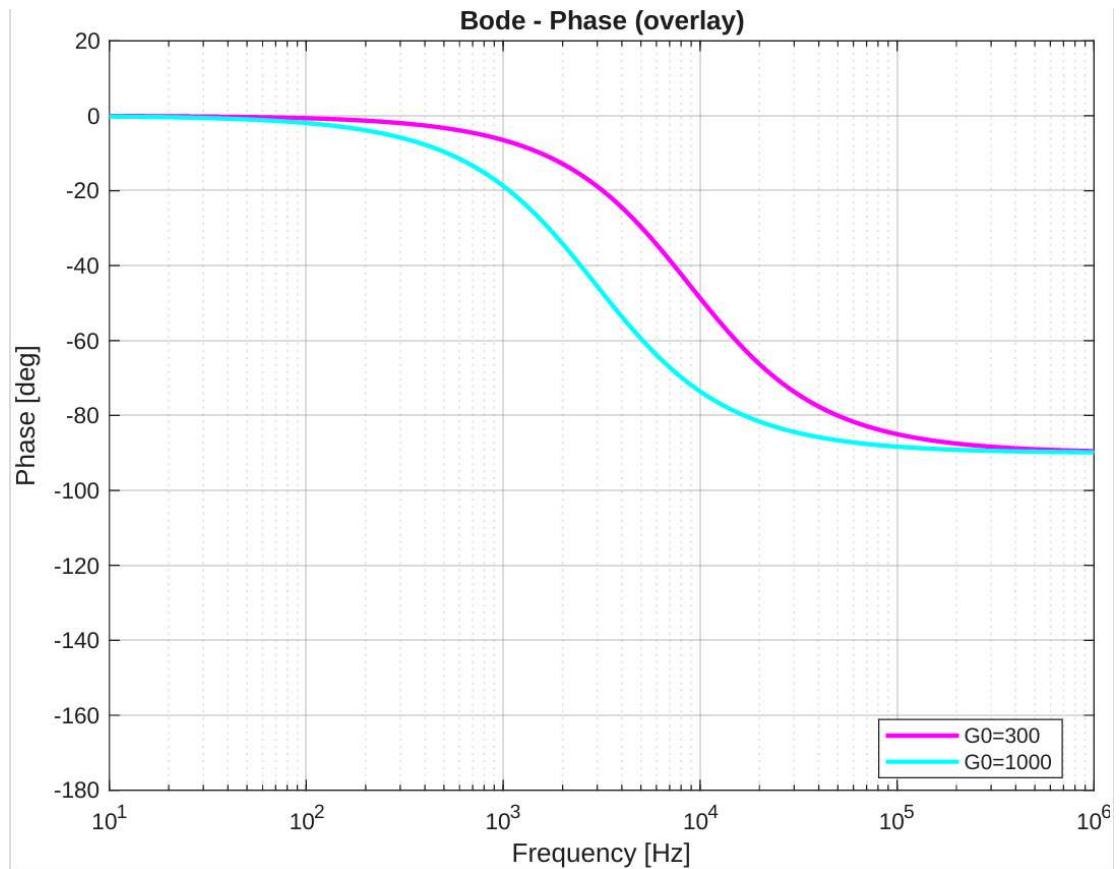


Figura 28 – Confronto tra le fasi in funzione della frequenza per MCP601, guadagno 300 e 1000.

La coerenza delle due curve conferma la validità del modello a singolo polo dominante, sia nel grafico del guadagno sia in quello dello sfasamento.

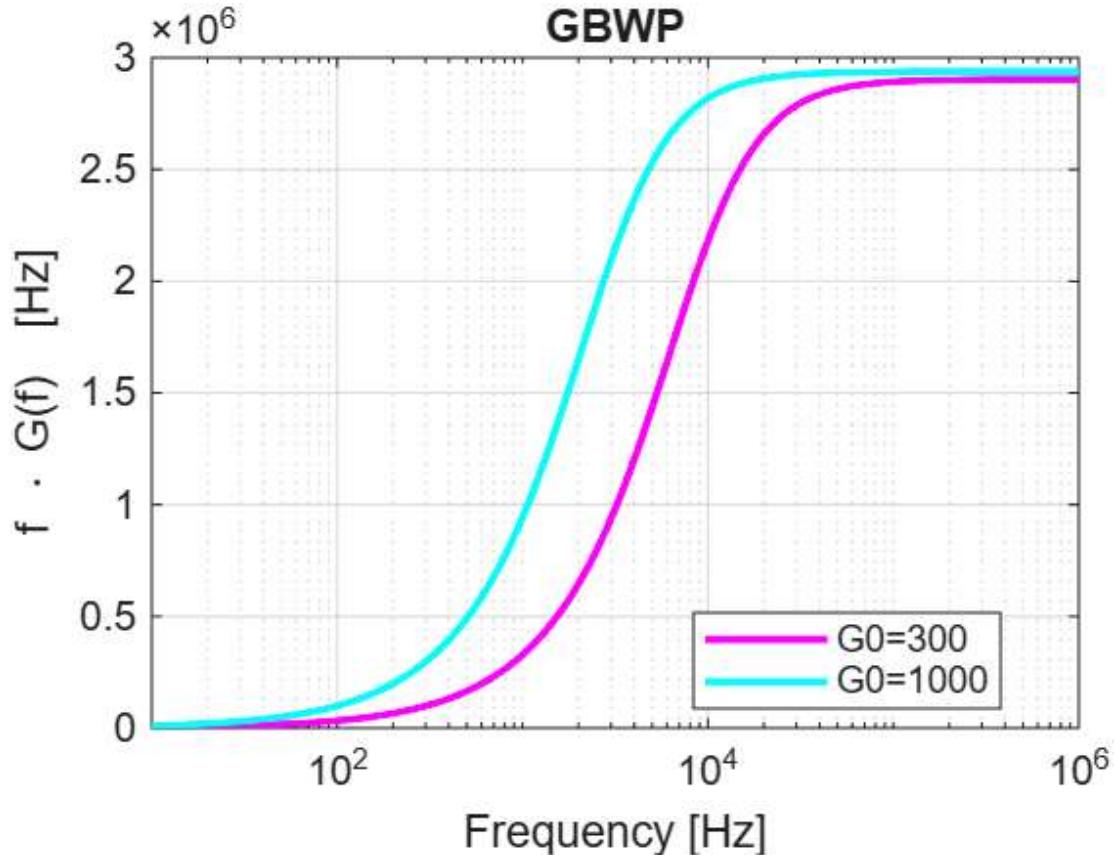


Figura 29 – Confronto tra i GBWP per MCP601, per guadagni 100, 300 e 1000.

Il prodotto $f_c \cdot G(0)$ cresce con la frequenza fino a raggiungere un valore costante di circa 3 MHz, che rappresenta la gain–bandwidth product (GBWP) del dispositivo. Le due curve si sovrappongono quasi completamente nella regione piatta, indicando che la GBWP è indipendente dal guadagno come atteso per un amplificatore a polo singolo. Si nota solo un leggero scostamento alle basse frequenze dovuto alle differenti configurazioni di retroazione.

Task 8

Obiettivi:

- Verificare il comportamento del circuito in figura

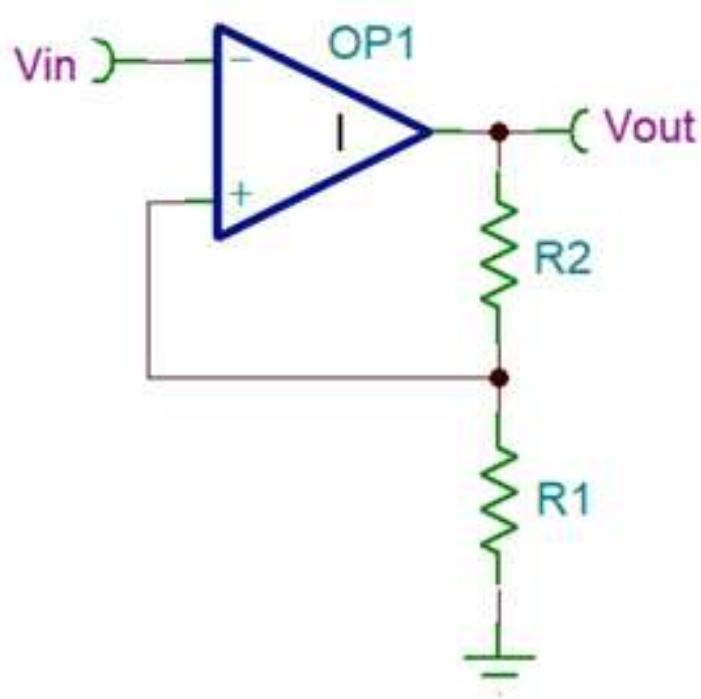


Figura 30 – Schema circuitale del trigger di Schmitt.

usando $R_1 = R_2 \sim 1k\Omega$ e una forma d'onda a piacere;

- Riportare il risultato su **Schmitt.pdf**;

Abbiamo costruito il circuito con le resistenze richieste e l'OpAmp MCP601:

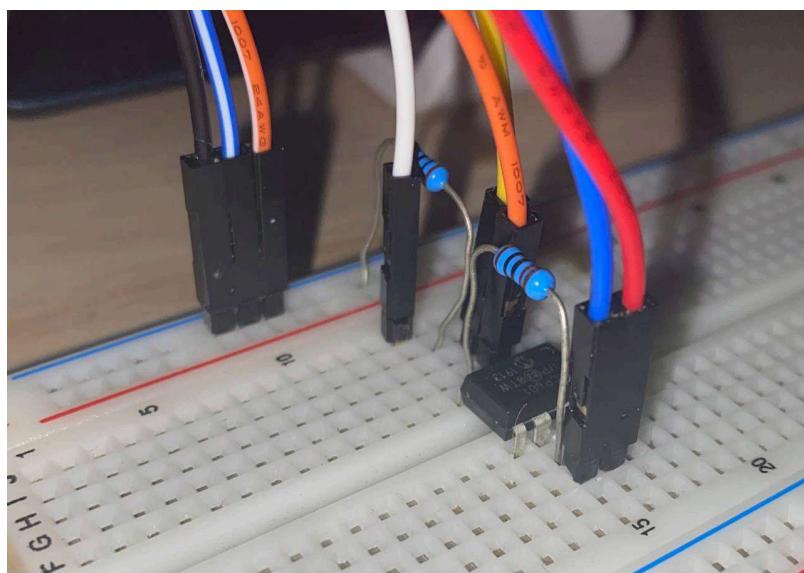


Figura 31 – Trigger di Schmitt (vista di lato).

abbiamo poi utilizzato un'onda sinusoidale in ingresso con ampiezza 2V, offset 0V e frequenza 1kHz. In uscita si ottiene un'onda quadra con lo stesso periodo, ma con transizioni più morbide e con un certo ritardo rispetto al segnale in ingresso, come mostrato in figura x:

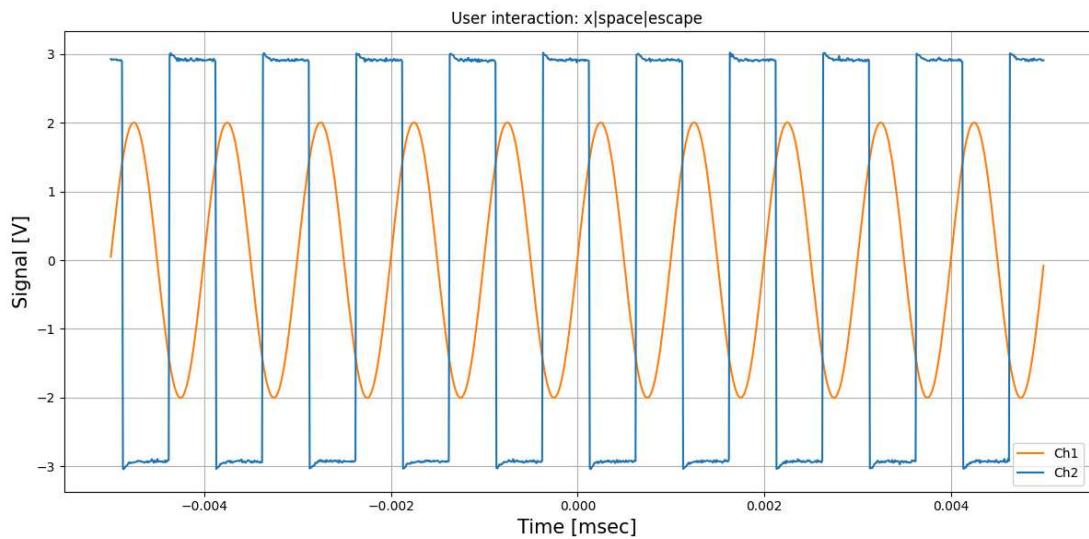


Figura 32 – Visualizzazione del comportamento del trigger di Schmitt tramite lo script dac+adc.

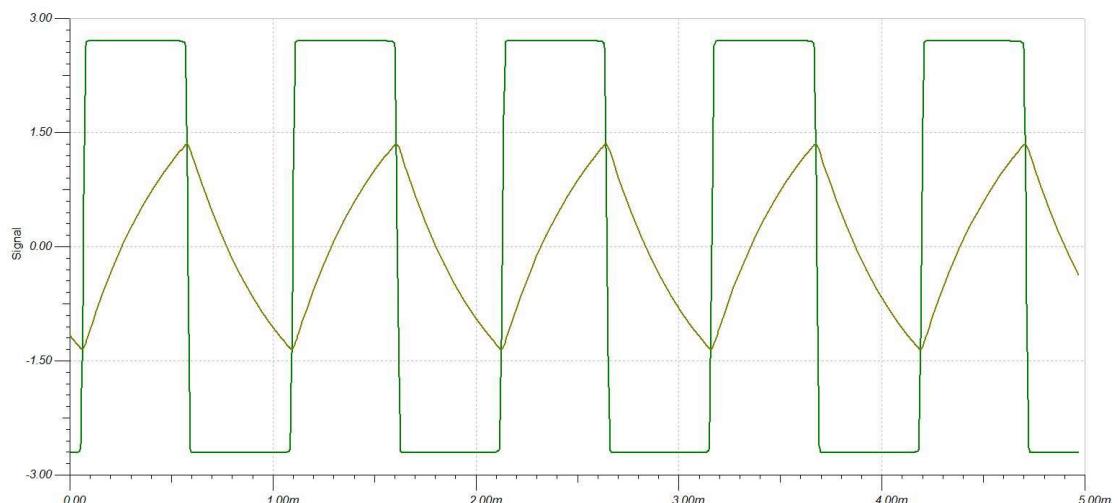
Il comportamento osservato è quello tipico del trigger di Schmitt, che presenta due soglie per la salita e la discesa del segnale in uscita pari a $\pm\beta V_s$, dove

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 1k\Omega} = \frac{1}{2}$$

e V_s è il valore di saturazione dell'OpAmp (circa 3V per MCP601).

Task 9

- Simulare il circuito di su TINA (scegliendo un OpAmp);
- Verificare il comportamento nei due punti indicati nello schema;
- Segnare quale frequenza ci aspetteremmo in base al valore di τ , di R_1 e R_2 , e quale otteniamo effettivamente dalla simulazione.

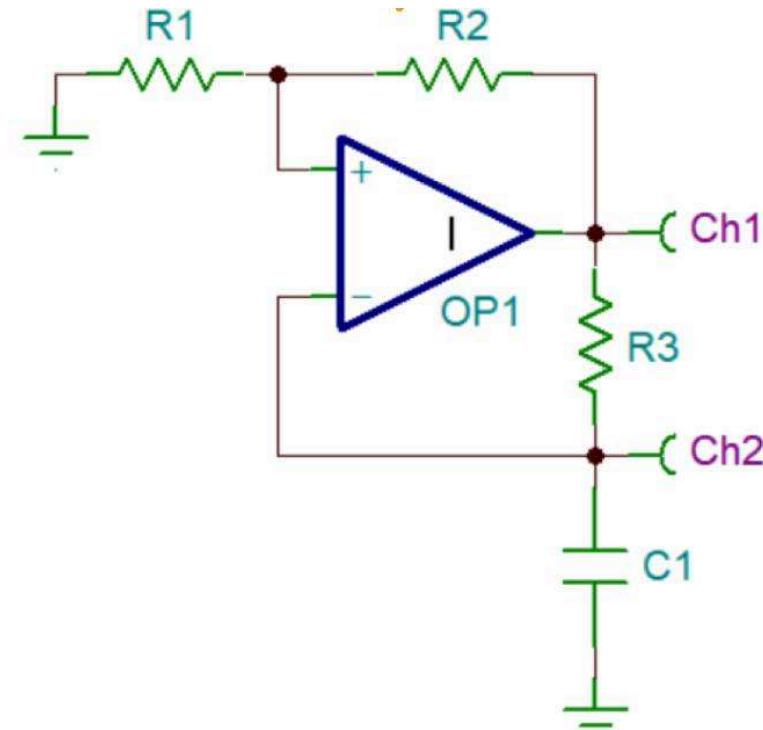


$$f_{misurata} = \sim 1kHz \quad f_{attesa} = \sim 1.4kHz$$

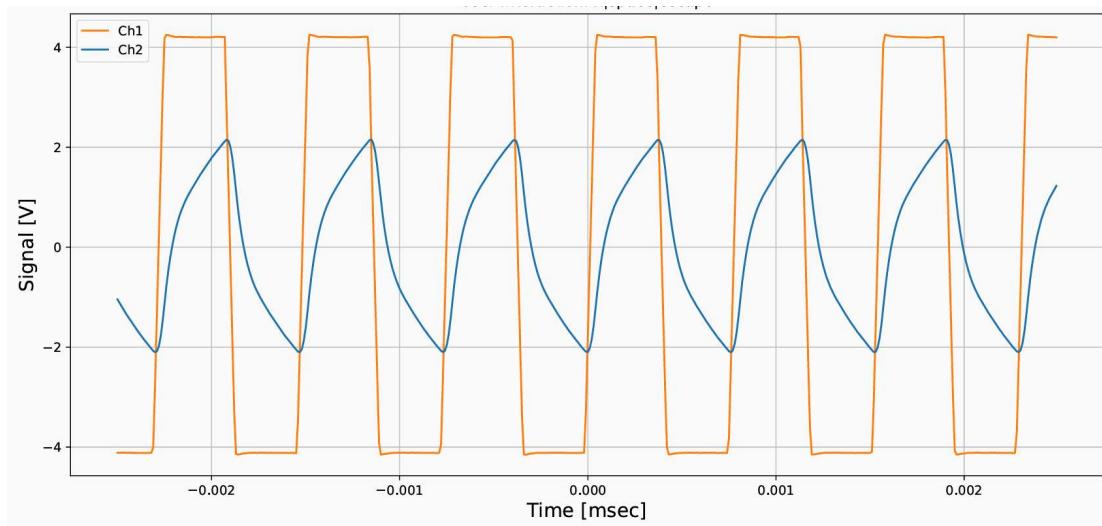
Gli ordini di grandezza sono compatibili.

Task 10

- Realizzare il circuito del multivibratore astabile;



- Misurare la frequenza e la forma d'onda prodotta dal circuito, confrontandola con le attese;
- Riportare il grafico su **Multivibratore.pdf**.



Dal grafico si osserva come la la frequenza del segnale misurato sia in accordo con la frequenza attesa e quella restituita dalla simulazione.