



LABORATORIO DI FISICA IV

GRUPPO A10

# Quaderno di Laboratorio

Casalino Alessandro

## Indice

<b>1</b>	<b>16.09.2014 - Amplificatori Operazionali Ideali</b>	<b>2</b>
1.1	Introduzione . . . . .	2
1.2	Materiali . . . . .	2
1.3	Premessa sugli amplificatori operazionali ideali . . . . .	2
1.4	Generatore di corrente . . . . .	2
1.5	Sommatore Pesato . . . . .	3
1.5.1	Circuito . . . . .	3
1.5.2	Grafici . . . . .	4
1.5.3	Battimenti . . . . .	4
<b>2</b>	<b>24.09.2014 - Amplificatori reali</b>	<b>6</b>
2.1	Strumenti e materiali . . . . .	6
2.2	Stima e correzione dell'offset . . . . .	6
2.2.1	Configurazione senza retroazione . . . . .	6
2.2.2	Configurazione con retroazione . . . . .	6
2.3	Correnti di polarizzazione . . . . .	7
2.3.1	Configurazione senza retroazione . . . . .	7
2.3.2	Configurazione con retroazione negativa . . . . .	9
2.4	Calcolo di $V_{off}$ a posteriori . . . . .	10
2.5	Conclusioni . . . . .	10

# 1 16.09.2014 - Amplificatori Operazionali Ideali

## 1.1 Introduzione

In questa sessione di laboratorio abbiamo montato due circuiti con amplificatori operazionali: un generatore di corrente costante e un sommatore pesato. Nel primo caso abbiamo controllato se la corrente rimanesse costante al variare della resistenza di carico; nel secondo caso abbiamo valutato la tensione di uscita.

## 1.2 Materiali

- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A (bandwidth 70 MHz, sample rate 2 GSa/s);
- Generatore di tensione continua Agilent E3631A (max  $\pm 25$  V o  $\pm 6$  V);
- Generatore di tensione Agilent 33120A con range di frequenza da 100  $\mu$ Hz a 15 MHz;
- Multimetro Agilent 34410A (utilizzato come amperometro e per verificare i valori delle resistenze);
- Un amplificatore operazionale UA741;
- Resistenze di vari valori;
- Due capacità da 0.1  $\mu$ F (i valori misurati sono in Figura 1.1);
- Breadboard e cablaggi vari.

## 1.3 Premessa sugli amplificatori operazionali ideali

Durante l'esperienza valuteremo l'amplificatore operazionale considerandolo come ideale. Infatti, in questa approssimazione (peraltro non eccessivamente limitante visti i valori di corrente in gioco nel nostro caso), valgono (considerando come A e B rispettivamente gli ingressi invertente e non invertente):

$$\Delta V_{AB} = 0 \quad (1.1)$$

$$I_{AB} = 0 \quad (1.2)$$

cioè la ddp fra l'ingresso invertente e non invertente è portato ad essere nullo dall'amplificatore operazionale modificando il valore di tensione in output (il cosiddetto *ground virtuale* dato che nei nostri casi l'ingresso non invertente è collegato alla comune del circuito); e la corrente assorbita dall'amplificatore è nulla. Queste regole verranno utilizzate durante questa sessione per valutare la risposta del circuito a segnali in ingresso, e si intendono utilizzate per tutte le sessioni in cui l'amplificatore è considerato ideale.

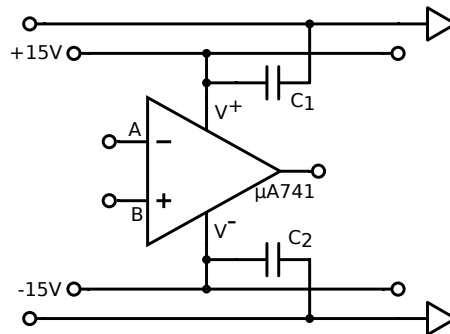


Figura 1.1: Grafico dell'alimentazione dell'OPAMP. La tensione di alimentazione è fornita con il generatore di tensione costante, mentre le capacità sono  $C_1 = (0.112 \pm 0.001) \mu\text{F}$   $C_2 = (0.095 \pm 0.001) \mu\text{F}$ . Per maggiore chiarezza negli schemi circuitali, questa configurazione sarà nascosta negli schemi successivi, ma comunque presente sulla breadboard.

Inoltre, al fine di evitare problemi di rumore durante l'alimentazione, abbiamo collegato l'alimentazione a due capacità come nello schema in Figura 1.1.

## 1.4 Generatore di corrente

In questo circuito abbiamo assemblato un generatore di corrente costante, cioè un dispositivo in grado di erogare una corrente costante ai capi di una resistenza (che definiremo *resistenza di carico*  $R_c$ ), indipendentemente dal valore di quest'ultima. Per valutare questa caratteristica abbiamo dunque utilizzato come  $R_c = R_2$  una resistenza variabile di tipo *trimmer*. Lo schema circuitale è in Figura 1.2.

Risolviamo ora il circuito, considerando la tensione fornita dal generatore di tensione continua come  $V_{gen}$  e la tensione in uscita dall'OPAMP come  $V_{out}$ . Dato che B si trova a potenziale di comune, per (1.1) anche A sarà allo stesso potenziale, che considereremo nullo. Dunque varranno

$$V_{gen} - V_A = V_{gen} = I_1 R_1 \quad (1.3)$$

$$V_{out} - V_A = V_{out} = I_2 R_2$$

Per (1.2) e la legge di Kirchhoff sui nodi, avremo invece che la corrente passante per la resistenza di carico è uguale alla corrente di (1.3) in modulo e varrà:  $I = I_1 = -I_2$ .

Otteniamo dunque che la tensione di output si modificherà, ad opera dell'OPAMP, in modo da far passare sempre lo stesso valore di corrente attraverso  $R_2$ ; ciò avviene per il fenomeno di retroazione negativa, che ci permette di controllare la tensione di output tramite la resistenza di feedback, che in questo caso è  $R_2$ , e di ottenere dunque una corrente costante passante per il circuito di feedback. Imponendo l'uguaglianza della corrente possiamo inoltre trovare il valore della tensione di uscita

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{gen}$$

Durante l'esperienza abbiamo però deciso di misurare la corrente passante per la resistenza piuttosto che la tensione di uscita, ponendo un amperometro fra l'uscita dell'OPAMP e la resistenza di carico  $R_2$ . Come valore di corrente abbiamo scelto 1 mA, discostandoci dalla corrente massima in cui l'amplificatore operazionale potrebbe non comportarsi più in maniera ideale (10/20 mA); e avendo a disposizione una resistenza  $R_1 = (3.85 \pm 0.01) \text{ k}\Omega$ , per (1.3), abbiamo utilizzato una tensione continua di 3.85 V. Di seguito proponiamo alcuni valori sperimentali che confermano la capacità del circuito da noi creato di fornire alla resistenza di carico una corrente costante di 1 mA.

Resistenza variabile [ $\Omega$ ]	0.54	35.1	412	1021	1996	3068	4170	4719
Corrente nel carico [mA]	1.002	1.002	1.002	1.002	1.002	1.002	1.002	1.002

Gli errori sulla tabella sono uguali, cioè unitari sull'ultima cifra del valore, sia per le resistenze che per le correnti.

## 1.5 Sommatore Pesato

### 1.5.1 Circuito

Valutiamo ora il sommatore pesato, cioè un circuito che dati alcuni segnali in ingresso (due nel nostro caso) li somma con relativi pesi dati dal rapporto fra la resistenza di feedback ( $R_f$ ) e quella a loro associata ( $R_1$  e  $R_2$ ). Lo schema circuitale è in Figura 1.3.



Figura 1.3: Schema del sommatore pesato. Come valori abbiamo utilizzato  $R_f = (99.7 \pm 0.1) \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = (99.9 \pm 0.1) \text{ k}\Omega$  e  $R_2 = (49.8 \pm 0.1) \text{ k}\Omega$ , dove per  $R_2$  è stato necessario utilizzare un parallelo di due resistenze da 100 k $\Omega$ . Come GEN 1 abbiamo utilizzato l'oscilloscopio, mentre per GEN 2 il generatore di forme d'onda. Infine, per valutare la tensione in uscita abbiamo utilizzato l'oscilloscopio.

Durante l'esperienza abbiamo optato per valori semplici dei rapporti fra le resistenze, utilizzando i seguenti valori:  $R_f = R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  e  $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$ . Si ottengono dunque  $\phi_1 = 1$  e  $\phi_2 = 2$ .



Figura 1.2: Schema del generatore di corrente costante. Come valori abbiamo utilizzato  $R_1 = (3.85 \pm 0.01) \text{ k}\Omega$  e  $V_{gen} = 3.85 \text{ V}$ , mentre  $R_2$  è variabile. Come amperometro è utilizzato il multimetro, mentre per alimentare l'OPAMP e come generatore di tensione costante in figura, abbiamo utilizzato il generatore Agilent E3631A.

Imponendo l'uguaglianza della corrente possiamo inoltre trovare il valore della tensione di uscita

Per risolvere il circuito consideriamo, definendo le tensioni dei generatori 1 e 2 rispettivamente  $V_1$  e  $V_2$ , le seguenti equazioni derivanti dalle leggi di Kirchhoff e dalla (1.2)

$$V_1 - V_A = I_1 R_1 \quad V_2 - V_A = I_2 R_2$$

$$V_A - V_{out} = (I_1 + I_2) R_f$$

Per (1.1) vale inoltre che  $V_A = V_B = 0$ ; dunque otteniamo, sostituendo le correnti nell'ultima equazione sopra

$$V_{out} = -R_f \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right)$$

Si può dunque definire un peso relativo  $\phi_i$  ad ogni segnale dato dal rapporto fra  $R_f$  ed  $R_i$  (con  $i = 1, 2$ ) e scrivere una formula del tipo

$$V_{out} = -\sum_{i=1}^2 \frac{R_f}{R_i} V_i = -\sum_{i=1}^2 \phi_i V_i$$

### 1.5.2 Grafici

Presentiamo ora i grafici di alcune forme d'onda in uscita.



Figura 1.4: Grafico della tensione di uscita. Il generatore 1 (generatore dell'oscilloscopio) crea un'onda sinusoidale di  $\nu = 800$  Hz e  $V_{pp}^1 = 500$  mV; il generatore 2 (generatore di forme d'onda) crea invece un'onda sinusoidale di  $\nu = 100$  Hz e  $V_{pp}^2 = 1000$  mV. Notiamo inoltre che l'ampiezza massima è pari a  $\phi_1 V_{pp}^1 + \phi_2 V_{pp}^2 = 2500$  mV.



Figura 1.5: Grafico della tensione di uscita. Il generatore 1 (generatore dell'oscilloscopio) crea un'onda sinusoidale di  $\nu = 900$  Hz e  $V_{pp}^1 = 500$  mV; il generatore 2 (generatore di forme d'onda) crea invece un'onda quadra di  $\nu = 100$  Hz e  $V_{pp}^2 = 1000$  mV. Notiamo inoltre che anche in questo caso l'ampiezza massima è pari a  $\phi_1 V_{pp}^1 + \phi_2 V_{pp}^2 = 2500$  mV.

### 1.5.3 Battimenti

Utilizzando due forme d'onda sinusoidali con il sommatore, abbiamo potuto il battimento, fenomeno che si verifica quando la differenza fra le frequenze delle onde in ingresso è sufficientemente bassa.

Con due onde abbiamo che:

$$V_{out} = \phi_1 A_1 \sin[2\pi\nu_1 t + \theta_1] + \phi_2 A_2 \sin[2\pi\nu_2 t + \theta_2] \quad (1.4)$$

Supponiamo che  $A = \phi_1 A_1 = \phi_2 A_2$ , come nel caso del grafico sotto riportato, in modo da poter applicare le formule di prostaferesi. Otteniamo che

$$V_{out} = 2A \cos \left[ \pi(\nu_1 - \nu_2)t + \frac{\theta_1 - \theta_2}{2} \right] \sin \left[ \pi(\nu_1 + \nu_2)t + \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \right]$$

Dunque, se consideriamo  $\nu_1 + \nu_2 \gg |\nu_1 - \nu_2|$ , otteniamo il battimento. Notiamo inoltre che, nel grafico in Figura 1.4 (caso in cui non vale la condizione sopra), non si osserva il fenomeno del battimento.



Figura 1.6: Grafico della tensione di uscita. Il generatore 1 (generatore dell'oscilloscopio) crea un'onda sinusoidale di  $\nu = 550$  Hz e  $V_{pp}^1 = 1000$  mV; il generatore 2 (generatore di forme d'onda) crea invece un'onda quadra di  $\nu = 500$  Hz e  $V_{pp}^2 = 250$  mV. Notiamo inoltre che l'ampiezza massima è data da  $A = 2\phi_1 A_1 = 2\phi_2 A_2 = 1000$  mV, coerentemente con la teoria sopra esposta. L'output teorico è stato valutato con un fit sulla legge (1.4).

## 2 24.09.2014 - Amplificatori reali

Scopo di questa esperienza è quello di studiare un amplificatore operazionale  $\mu A741$  reale. Ne analizzeremo l'offset e le correnti di polarizzazione (*bias currents*) cercando di stimarne un valore, tramite circuiti progettati ad hoc. Premettiamo che il circuito di alimentazione è lo stesso utilizzato nella precedente esperienza e dunque non ripeteremo le considerazioni e gli schemi circuitali già proposti. Inoltre ricordiamo che la circuiteria di alimentazione sugli schemi è stata nascosta per facilitarne la comprensione.

### 2.1 Strumenti e materiali

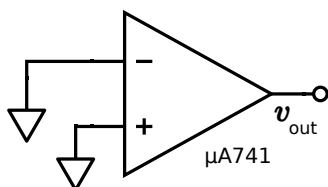
- Generatore di tensione continua Agilent E3631A (max  $\pm 25\text{ V}$  o  $\pm 6\text{ V}$ );
- Multimetro Agilent 34410A a sei cifre e mezza;
- Un amplificatore operazionale  $\mu A741$ ;
- Resistenze e capacità di vari valori;
- un trimmer a un giro da  $5\text{ k}\Omega$  e uno da  $10\text{ k}\Omega$ ;
- un trimmer multigiro da  $10\text{ k}\Omega$ ;
- Breadboard e cablaggi vari.

### 2.2 Stima e correzione dell'offset

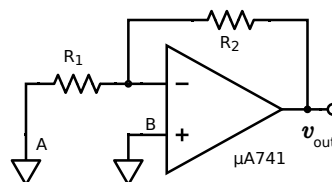
In questa prima parte dell'esperienza tratteremo il problema dell'offset. In un amplificatore ideale sappiamo che quando sia ingresso invertente che ingresso non invertente sono collegati a comune il segnale in uscita è nullo. Ciò è dovuto alla perfetta simmetria interna dell'op-amp. Ovviamente nel mondo reale non è possibile realizzare tale fatto in quanto non si riescono a costruire transistor BJT con specifiche identiche.

#### 2.2.1 Configurazione senza retroazione

Quando colleghiamo entrambi gli ingressi a comune l'op-amp vede all'ingresso una differenza di potenziale (ovviamente, fra gli ingressi non c'è, in quanto collegati entrambi a comune) la quale viene amplificata dal guadagno a maglia aperta: come  $V_{out}$  avremo dunque un valore diverso da zero. Nel nostro caso l'op-amp andava in saturazione negativa ( $-12.9\text{ V}$ ). Ricordando il funzionamento di un amplificatore operazionale, possiamo dire che il circuito si comporta come se la tensione all'ingresso invertente fosse maggiore di quella all'ingresso non invertente. Inoltre il valore  $V_{out}$  è diverso da  $-15\text{ V}$  utilizzati come alimentazione in quanto il valore di tensione massimo  $|V_{out}|$  è leggermente inferiore a  $|V^-|$ . In Figura(2.1a) è riportato lo schema del circuito utilizzato.



(a) Circuito a maglia aperta



(b) Circuito amplificatore

Con il circuito in Figura (2.1a) non possiamo quindi ricavare una stima del valore di offset. Per fare ciò dobbiamo ricorrere a un circuito amplificatore come quello in Figura(2.1b) (invertente o non invertente), che ci permetta di controllare il guadagno.

#### 2.2.2 Configurazione con retroazione

Trattiamo per primo il caso **invertente**. Assumiamo che la tensione nel punto A sia  $V_A = V_{off}$  e  $V_B = 0$ . L'analisi del circuito è ora banale e risulta immediatamente  $V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{off}$ . Ovviamente, visto che il punto A è collegato al comune, la sua tensione sarà identica a quella del punto A. La tensione  $V_{off}$  è infatti un valore che concerne la struttura stessa dell'op-amp. Assumere che il punto A sia alla tensione  $V_{off}$  permette dunque di analizzare il circuito.

Ora analogamente tratteremo il caso **non invertente**. Per far ciò assumiamo  $V_B = -V_{off}$  e  $V_A = 0$ . L'analisi risulta dunque identica a quella di un amplificatore non invertente, ovvero  $V_{out} = (1 + \frac{R_2}{R_1}) V_{off}$ .

Riportiamo nella seguente tabella i valori di offset calcolati nei due casi:

$R_1[\Omega]$	$R_2[\text{k}\Omega]$	Gain(inv)	Gain (ninv)	$V_{out}[\text{mV}]$	$V_{off}(\text{inv})[\text{mV}]$	$V_{off}(\text{ninv}) [\text{mV}]$
$119.8 \pm 0.1$	$9.911 \pm 0.001$	$-82.73 \pm 0.07$	$83.73 \pm 0.07$	$-103.5 \pm 0.5$	$-1.251 \pm 0.006$	$-1.23 \pm 0.01$
$119.8 \pm 0.1$	$99.35 \pm 0.01$	$-829.3 \pm 0.7$	$830.3 \pm 0.7$	$-1025 \pm 2$	$-1.236 \pm 0.002$	$-1.2 \pm 0.1$

Ricordiamo che i valori di tensione di offset ottenuti per configurazione invertente e non invertente differiscono nel segno in quanto è necessario che in entrambi i casi sia rispettata la condizione  $|V_{inv}| > |V_{ninv}|$ .

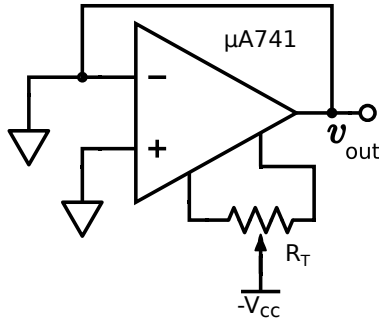


Figura 2.2: Circuito a guadagno unitario, con trimmer sui piedini 1 e 5 dell'OPAMP per compensare l'offset.

tensione di uscita infatti passava da  $\approx -13\text{ V}$  a  $\approx 13\text{ V}$ ). Abbiamo dunque utilizzato un trimmer multigiro da  $10\text{ k}\Omega$ , con il quale abbiamo raggiunto la tensione  $V_{out} = (1.3 \pm 0.2)\text{ V}$ . Ricordando che il guadagno a maglia aperta è di  $100\text{--}120\text{ dB}$ , si nota il buon bilanciamento della tensione di offset.

Come già accennato le correnti di bias, per quanto piccole (nA) giocano comunque un ruolo sull'offset totale. Per minimizzare il loro impatto sul valore della tensione di offset abbiamo inserito fra l'ingresso non invertente e ground una resistenza di compensazione  $R_C$  tale da annullare il contributo delle correnti di offset sulla tensione di uscita.

Il contributo alla tensione di uscita data dalle correnti di polarizzazione è

$$V_{out}^C = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[ \frac{I_{b-} R_2}{\frac{R_1 + R_2}{R_1}} - I_{b+} R_B \right] \quad (2.1)$$

dalla quale si ricava che, supponendo  $I_{off} = |I_{b+}| - |I_{b-}| \approx 0$  e ponendo  $V_{out}^C = 0$ ,

$$R_C = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

cioè il parallelo fra  $R_1$  ed  $R_2$ .

Riportiamo nella seguente tabella i nuovi valori in questa nuova configurazione (circuito in Figura 2.3):

$R_C[\Omega]$	$R_1[\Omega]$	$R_2[\text{k}\Omega]$	Gain (inv)	$V'_{out}[\text{mV}]$	$V'_{off}[\text{mV}]$	$ V_{off} - V'_{off} [\text{mV}]$
$119.4 \pm 0.1$	$119.8 \pm 0.1$	$9.911 \pm 0.001$	$-82.73 \pm 0.07$	$-105.5 \pm 0.5$	$-1.275 \pm 0.006$	$0.024 \pm 0.008$
$119.4 \pm 0.1$	$119.8 \pm 0.1$	$99.35 \pm 0.01$	$-829.3 \pm 0.7$	$-1038 \pm 5$	$-1.251 \pm 0.002$	$0.015 \pm 0.003$

Come vediamo, le differenze tra i due valori di  $V_{off}$  calcolati con e senza resistenza  $R_C$  sembrerebbe compatibile con il contributo di una corrente  $I^*$  dell'ordine dei nA che scorre nella resistenza  $R_C$ :  $\Delta V \simeq R_C I^* \simeq 10 \div 100\text{ }\mu\text{V}$ . Anche nel caso non invertente  $\Delta V$  risulta compatibile con la caduta di potenziale data da una corrente di base di alcuni nA. Rimandiamo al paragrafo 2.4 per ulteriori analisi su queste considerazioni.

## 2.3 Correnti di polarizzazione

In questa parte dell'esperienza abbiamo progettato diversi circuiti per misurare la corrente di polarizzazione per entrambi gli ingressi, avendo già stabilizzato la tensione di offset dall'esterno. Di seguito proponiamo due modalità.

### 2.3.1 Configurazione senza retroazione

Come sappiamo la tensione di offset non è però l'unico problema che incontriamo quando usiamo op-amp reali. Infatti ingresso invertente e non invertente sono collegati alle basi di transistor e, ovviamente, per polarizzarli serve una corrente di base. Gli effetti di tale corrente si sommeranno dunque a quelli dovuti all'offset. Tale argomento sarà comunque trattato approfonditamente nella sezione successiva. Per risolvere il problema dell'offset possiamo servirci di una resistenza variabile (*trimmer*) che posizioneremo tra i piedini 1 e 5 dell'op-amp, collegandola a  $V^-$ . Regolando tale resistenza andremo a generare una contro tensione che bilancerà l'offset. Il circuito utilizzato per verificare il bilanciamento dell'offset è quello in Figura 2.2.

Durante l'esperienza abbiamo provato ad utilizzare trimmer ad un giro da  $10\text{ k}\Omega$  ma la sensibilità meccanica era troppo bassa per poter azzerare l'offset (la

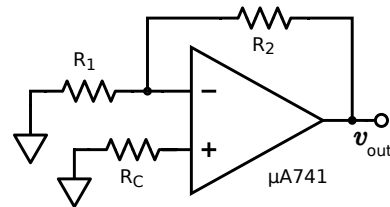


Figura 2.3: Circuito utilizzato per la stima di  $V_{off}$  con la correzione sulle correnti data da  $R_C$ .



Nel circuito mostrato in figura abbiamo posto la resistenza all'ingresso non invertente (analogamente si può fare con l'ingresso invertente) e, misurando la caduta di potenziale ai capi della stessa con il multimetro, possiamo ottenere il valore di corrente desiderato applicando semplicemente la legge di Ohm

$$V = I_{b+} R$$

Per far ciò, dato che attendevamo una corrente dell'ordine dei nA, abbiamo utilizzato una resistenza molto grande in modo da poter leggere il valore della tensione su una scala accettabile per il multimetro.

Durante la procedura abbiamo però notato che, a causa di rumori ambientali, il valore di tensione sul multimetro fluttuava sulla prima cifra, rendendo nostra misurazione ovviamente non quantitativa (al massimo poteva stimarci l'ordine di grandezza della corrente). Per ovviare, abbiamo inserito in parallelo alla resistenza un condensatore che caricandosi si portava alla stessa ddp dei capi della resistenza. In questo modo abbiamo potuto ottenere un valore meno fluttuante, che si attestava a  $V = (-80 \pm 2)$  mV, cioè  $I_{b+} = (7.7 \pm 0.2)$  nA.

Con questo metodo semplice abbiamo potuto ottenere una prima stima del valore della corrente. Di contro bisogna considerare che il rumore non permette di avere una stima qualitativa ed inoltre la resistenza, scaldandosi, modifica il suo valore e potrebbe portare ad un errore sulla misura. Nel paragrafo successivo progetteremo dunque un circuito che, sfruttando l'amplificazione data dall'amplificatore operazionale, minimizzerà questi errori.

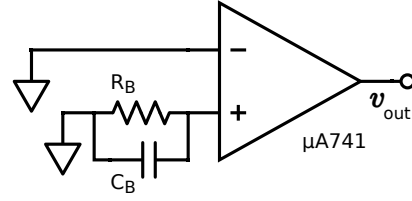


Figura 2.4: Schema del circuito non retro-azionato utilizzato per stimare la corrente di polarizzazione. La resistenza utilizzata è  $R_B = 10.36 \pm 0.01 \text{ M}\Omega$ ; la capacità  $C_B = 102 \pm 1 \text{ nF}$ .

### 2.3.2 Configurazione con retroazione negativa

Sfruttando un modello simile a quello utilizzato per trovare la tensione di offset, abbiamo montato i circuiti come in figura. Data la tensione in uscita, grazie alle proprietà di amplificazione dei segnali in ingresso dell'OPAMP, possiamo ottenere una misura indiretta della corrente di polarizzazione.

#### Misura di $I_{b-}$

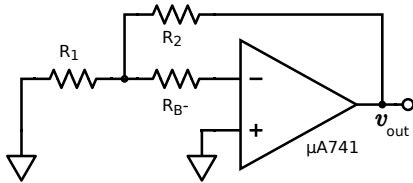


Figura 2.5: Schema del circuito retro-azionato utilizzato per stimare la corrente di polarizzazione  $I_{b-}$ . Le resistenze utilizzate sono  $R_1 = (98.9 \pm 0.1) \Omega$ ,  $R_2 = (99.4 \pm 0.1) \text{ k}\Omega$  e  $R_B = (99.4 \pm 0.1) \text{ k}\Omega$ .

Risolviamo il circuito per trovare la corrente di polarizzazione  $I_{b-}$  in funzione della tensione di uscita. Considerando  $V_-$  la tensione al capo di  $R_B$  collegato all'OPAMP e  $V^*$  quello opposto, vale in quel punto la legge di Kirchhoff sui nodi

$$\frac{V^* - V_{in}}{R_1} + \frac{V^* - V_{out}}{R_2} + \frac{V^* - V_-}{R_B} = 0$$

Dato che l'amplificatore operazionale è considerato già stabilizzato per quanto riguarda la tensione di offset, possiamo considerare la tensione all'ingresso invertente uguale all'ingresso non invertente. Vale dunque che  $V_{in} = V_- = 0$  e si trova (considerando  $I_{b-} R_B = V^*$ ):

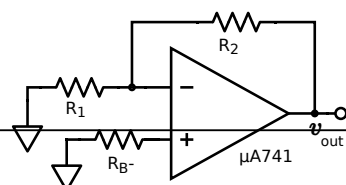
$$I_{b-} = \frac{V_{out}}{R_2 R_B} \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_B}}$$

Le resistenze sono state dimensionate tenendo invece conto dell'ordine di grandezza della corrente da misurare e considerando il risultato sopra ottenuto: volevamo che  $V_{out}$  fosse almeno  $10^7 \approx 10^8$  volte più grande della corrente, per poter utilizzare il multimetro, che ha scale di misura limitate. I valori sono in Figura 2.5.

La misura di tensione di uscita è di  $(3.89 \pm 0.02) \text{ V}$  ed il valore ottenuto è dunque  $I_{b-} = (38 \pm 5) \text{ nA}$ .

#### Misura di $I_{b+}$

Similmente a quanto visto per la configurazione prima, troviamo che, data la legge di Kirchhoff (con  $V^*$  la tensione all'ingresso non invertente, che per quanto detto sopra è uguale a quella all'ingresso invertente)



$$\frac{V^* - V_{in}}{R_1} + \frac{V^* - V_{out}}{R_2} = 0$$

e considerando  $V^* = I_{b+} R_B$ , otteniamo

$$I_{b+} = \frac{V_{out}}{R_2 R_B} \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \quad (2.2)$$

Anche in questo caso le resistenze sono state dimensionate come sopra e i valori sono in Figura 2.6. La misura di tensione di uscita è di  $-(3.72 \pm 0.02)$  V ed il valore ottenuto è dunque  $I_{b+} = -(37.2 \pm 0.2)$  nA<sup>1</sup>.

### Calcolo di $I_{b+}$ data $I_{b-}$

Consideriamo ora un altro modo per trovare la corrente di polarizzazione  $I_{b+}$  supponendo di aver già effettuato la misura di  $I_{b-}$  nel primo circuito (Figura 2.5). Successivamente controlleremo che il valore 'sperimentale' calcolato con (2.2) è compatibile con quello calcolato in questo paragrafo.

Analizziamo dunque il secondo circuito (Figura 2.6) per cercare di trovare la dipendenza di  $I_{b+}$  da  $I_{b-}$ . Vale, dalla teoria, l'equazione (2.1), da cui è possibile ricavare

$$I_{b+} = \frac{R_1}{R_B(R_1 + R_2)} (I_{b-} R_2 - V_{out})$$

ed inserendo i valori otteniamo  $I_{b+} = -(37.2 \pm 0.2)$  nA, compatibile con il risultato precedente.

## 2.4 Calcolo di $V_{off}$ a posteriori

Dopo aver misurato i valori delle correnti di polarizzazione, possiamo procedere ad una stima più consistente del valore della tensione di offset.

Supponiamo che la corrente di offset

$$I_{off} = |I_{b+}| - |I_{b-}| \approx 0$$

Vale dunque che l'approssimazione fatta per trovare la resistenza di compensazione  $R_C$ , con l'annullamento di (2.1), elimina completamente gli effetti delle correnti di polarizzazione sul valore di tensione misurata nel circuito in Figura 2.2; questi effetti sono invece presenti nel circuito in Figura 2.1b, dove non è presente la resistenza di compensazione. Dunque, la differenza fra i valori misurati delle tensioni deve coincidere con il contributo delle correnti di polarizzazione.

Questo contributo può essere calcolato considerando il circuito in Figura 2.1b (non possiamo utilizzare quello con la resistenza di compensazione, in quanto le correnti di polarizzazione non influiscono sulla tensione di uscita): l'unica corrente che contribuisce alla caduta di potenziale è la  $I_{b-}$ . Infatti su  $R_1$  non scorre corrente, perché la caduta ai capi di tale resistenza è nulla; all'ingresso non invertente non vi è una resistenza, quindi non vi è ddp; l'unico contributo è dato quindi da  $\Delta V_{off} = I_{b-} R_2 / \text{Gain}$ . Lo stesso risultato può essere ottenuto ponendo  $R_C = 0$  in (2.1).

Inserendo i valori: per la resistenza da 10 k $\Omega$ , ottengo  $\Delta V_{off} = (0.0045 \pm 0.0006)$  mV; per quella da 100 k $\Omega$  il valore è identico. Possiamo ora confrontare questo risultato con la media pesata di quelli ricavati al paragrafo 2.2 direttamente dalle misurazioni:  $(0.017 \pm 0.005)$  mV.

I risultati sembrerebbero dunque non compatibili. Bisogna però considerare che i valori ottenuti dalle misurazioni hanno l'errore dovuto ai rumori ambientali, che sono sull'ordine delle decine di mV picco picco. Un confronto con gli apparati e le misure a nostra disposizione è dunque impossibile.

## 2.5 Conclusioni

In questa esperienza abbiamo potuto osservare come gli integrati opamp, sebbene siano dei circuiti abbastanza precisi, abbiano delle imperfezioni, date principalmente dalla natura dei transistor BJT al loro interno. Le discrepanze tra il modello ideale e l'opamp reale sono date principalmente dallo sbilanciamento della risposta dell'opamp ( $V_{offset}$ ) e dalle correnti di polarizzazione (*bias currents*). Per nostra fortuna spesso gli opamp presentano dei connettori predisposti ad essere alimentati in modo tale da ridurre al minimo tali errori. Tramite un trigger collegato ai piedini di offset e all'alimentazione negativa siamo riusciti a bilanciare la risposta dell'opamp. Una volta bilanciato l'opamp, abbiamo misurato le correnti di polarizzazione e abbiamo potuto osservare che esse sono dell'ordine dei nA, quindi trascurabili per gli utilizzi più comuni.

<sup>1</sup>La negatività della corrente va intesa rispetto all'ingresso non invertente, ed è quindi uscente rispetto a tale ingresso. Al contrario, nel paragrafo precedente, la corrente è intesa entrante nel punto di  $V^*$ , e quindi è entrante rispetto all'ingresso invertente.