Quaderno di laboratorio

Francesco Pasa

francescopasa@gmail.com - Gruppo A5

1 Sorgente di corrente costante e sommatore pesato

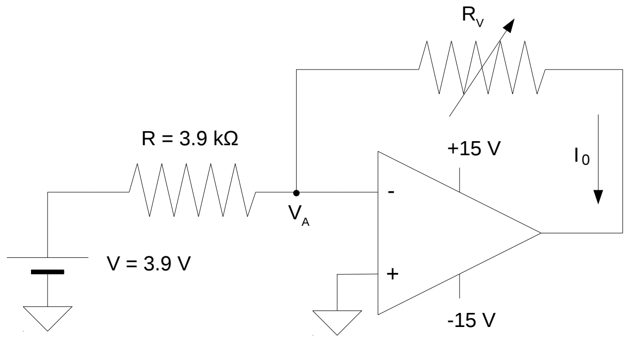
1.1 Obbiettivo

Nella prima sessione di laboratorio abbiamo ripassato gli amplificatori operazionali, costruendo due semplici circuiti: un generatore di corrente costante e un sommatore pesato di tensioni.

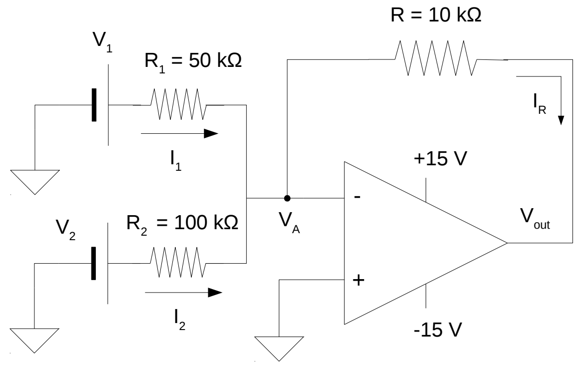
1.2 Materiali e circuiti

Per costruire i due circuiti in esame, mostrati in figura 1.1, abbiamo utilizzato i seguenti materiali:

- Breadboard, cavi a banana e cavetti da breadboard.
- Amplificatore operazionale UA741.
- Resistenze: $3.9\,\mathrm{k\Omega}$, $50\,\mathrm{k\Omega}$, $100\,\mathrm{k\Omega}$ e una variabile per simulare un carico con impedenza non costante. Nel nostro caso abbiamo usato una resistenza con un range operativo da 0 a $10\,\mathrm{k\Omega}$.
- Alimentatore di corrente continua.
- Generatore di funzioni d'onda Agilent 33120A.
- Multimetro Agilent 34410A.
- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A, con generatore di funzioni d'onda integrato (purtroppo questo modello ha solo 2 canali di input, per il test del sommatore sarebbe stato meglio avere un oscilloscopio con almeno 3 input).



(a) Generatore di corrente costante



(b) Sommatore pesato di tensioni

Figura 1.1: Circuiti costruiti durante l'esperienza

1.3 Dati e risultati

1.3.1 Generatore di corrente costante.

Il generatore di corrente costante è stato costruito come nello schema in figura 1.1a. La scelta della tensione di input V è stata dettata dal valore della resistenza R a nostra disposizione e dalla corrente che volevamo generare: 1 mA. Infatti il polo invertente dell'operazionale è un ground virtuale (cioè $V_A = 0$), quindi la corrente I_0, tenuto conto del fatto che il polo assorbe una corrente trascurabile, vale V/R (1 mA appunto).

Poiché abbiamo usato una resistenza R con una tolleranza del 5%, che assumo come incertezza sul valore della stessa, e che l'incertezza di risoluzione sulla tensione V è di 0.005 V, il valore atteso della corrente con l'incertezza è $I_0 = 1 \pm 0.05$ mA.

Abbiamo misurato con il multimetro la corrente I_0 al variare del valore della resistenza R_v, per verificare il funzionamento del generatore. La noiosa tabella 1.1 mostra che la corrente non varia al variare della resistenza di carico, proprio come volevamo realizzare. Il circuito si comporta come una sorgente di corrente costante.

1.3.2 Sommatore pesato di tensioni.

Il sommatore pesato di tensioni che abbiamo realizzato è il circuito 1.1b, ed è pensato per fornire il seguente output

$$V_{\text{out}} = R\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}\right) \tag{1.1}$$

Come nel circuito precedente si ha che $V_A = 0$ (ground virtuale) e che l'amplificatore operazionale assorbe una quantità di corrente trascurabile, per cui la corrente di retroazione I_R è data dalla somma di I_1 e I_2 (per la conservazione della carica). Le resistenze R_1 e R_2 trasformano le tensioni in ingresso nelle correnti I_1 e I_2, pesandole secondo l'inverso dei valori delle stesse. Questo implica che I_R dipende dalle tensioni in input pesate, e quindi anche $V_{\text{out}} = RI_R$ dipende da esse.

La resistenza R determina il guadagno del circuito. Per esempio per la tensione V_1 il guadagno vale

$$G = \frac{V_{\text{out}}}{V_1} = \frac{R}{R_1} = 0.2 \pm 0.014 \tag{1.2}$$

dove abbaimo considerato incertezze sulle resistenze pari al 5%.

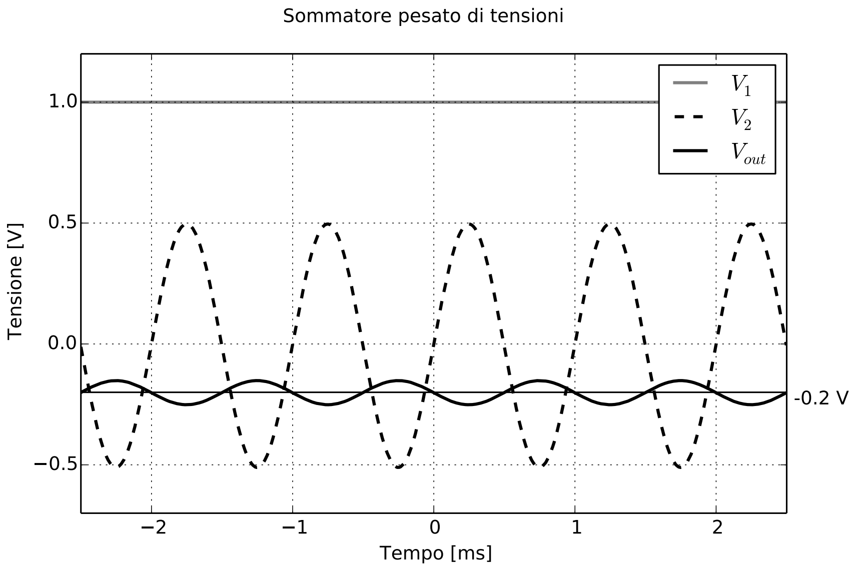


Figura 1.2: Il grafico riporta un esempio del funzionamento del circuito 1.1b. I canali V_1 e V_2 sono stati impostati rispettivamente a una tensione continua di 1 V e ad una sinusoide 1 Vpp (peak-to-peak) di frequenza 1 kHz di offset nullo. La sinusoide nera mostra l'output: è esattamente quello che ci si aspettava dalla formula (1.1).

I_0[mA]	R_v[kΩ]
1.009 ± 0.0005	10
1.009 ± 0.0005	9
1.009 ± 0.0005	8
1.009 ± 0.0005	7
1.009 ± 0.0005	6
1.009 ± 0.0005	5
1.009 ± 0.0005	4
1.009 ± 0.0005	3
1.009 ± 0.0005	2
1.009 ± 0.0005	1

Tabella 1.1: La corrente nel circuito 1.1a rimane costante al variare della resistenza di carico R_v. Le incertezze riportare sul valore di corrente sono incertezze di risoluzione del multimetro (metà della risoluzione), mentre sui valori di resistenza non sono riportate perchè non rilevanti (sono comunque dell'ordine di qualche ohm).

Per verificare il corretto funzionamento del circuito abbiamo generato due segnali, usando il generatore di forme d'onda a nostra disposizione e quello integrato nell'oscilloscopio, e li abbiamo dati in input al circuito. Poi con l'oscilloscopio abbiamo verificato che l'output si comportasse secondo la (1.1). Il risultato è stato positivo: abbiamo provato diverse combinazioni di sinusoidi, onde quadre, rampe e triangoli e in tutti i casi il circuito si è comportato correttamente.

Purtroppo l'oscilloscopio a nostra disposizione non ha 3 canali in ingresso (che sarebbero stati utili per vedere contemporaneamente i due input e l'output), per cui abbiamo dovuto usare la funzione di persistenza per visualizzare i 3 segnali, che non permette di salvare i dati. A causa di questo fatto non siamo riusciti a riportare i grafici che mostrino il funzionamento del circuito.

Siamo quindi tornati in laboratorio alcuni giorni dopo e abbiamo montato il circuito una seconda volta per acquisire almeno un grafico che mostrasse il funzionamento del circuito. Il risultato è riportato in figura 1.2. Per motivi di chiarezza del grafico, abbiamo scelto $V_1 = 1$ V DC, mentre V_2 era un onda sinusoidale di frequenza 1 kHz e di ampiezza 1 V picco-picco. L'output è riportato in figura e corrisponde a quanto previsto dalla formula (1.1).

Il guadagno per V_1 è esattamente 0.2 come calcolato sopra. L'amplificatore è invertente.

1.4 Conclusione

Purtroppo a causa del disguido nel salvataggio dei dati di persistenza non siamo riusciti ad inserire nemmeno un grafico dell'output del sommatore pesato, se non quello che abbiamo acquisito qualche giorno dopo.

Fortunatamente, questo grafico mostra chiaramente che il circuito 1.1b si comporta come un sommatore pesato invertente.

Questa è stata la sessione introduttiva, volta più che altro a familiarizzare con il nuovo corso, e la giornata è stata più che altro un introduzione e un ripasso degli amplificatori operazionali. Come tale posso dire che l'esperienza è stata positiva, sia perché siamo riusciti a montare i circuiti correttamente sia perché abbiamo usato per la prima volta il generatore integrato nell'oscilloscopio. Inoltre, ora che abbiamo capito meglio come funziona questo strumento, eviteremo di fare errori simili nell'acquisizione dei dati nelle prossime esperienze.

2 Amplificatore operazionale reale: parte 1

2.1 Obbiettivo

Osservare praticamente le caratteristiche di un amplificatore operazionale reale che lo differenziano da un operazionale ideale. Tra queste ci concentreremo sulla tensione di offset e sulle correnti di polarizzazione, misurando queste quantità per avere un idea del loro ordine di grandezza e quindi di quando diventi importante considerarle nelle applicazioni.

2.2 Materiali e Circuiti

Abbiamo realizzato i circuiti schematizzati in Figura 2.1. Ci siamo serviti dei seguenti materiali:

- Breadboard, cavi a banana e cavetti da breadboard.
- Amplificatore operazionale UA741.
- Resistenze: $10\,\Omega$, $10\,\mathrm{k}\Omega$, $100\,\mathrm{k}\Omega$ e una variabile per aggiustare l'offset dell'amplificatore operazionale. Nel nostro caso abbiamo usato una resistenza trimmer con un range operativo da 0 a $10\,\mathrm{k}\Omega$.
- Alimentatore di corrente continua.
- Multimetro Agilent 34410A.
- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A.

2.3 Dati e risultati

2.3.1 Tensione di offset

Un amplificatore operazionale ideale amplifica la differenza tra i due segnali in ingresso. Questo significa che se i due segnali sono uguali, l'output deve essere zero. Negli operazionali reali questo non è vero: esiste infatti una tensione di offset V_{offset} tra gli ingressi per la quale l'output è nullo, mentre se gli ingressi sono allo stesso potenziale l'uscita non è nulla (anzi spesso l'uscita è in saturazione a causa dell'enorme guadagno dell'amplificatore). Questa tensione è dovuta al processo produttivo di costruzione degli operazionali. Un amplificatore ha uno stadio di amplificazione differenziale in ingresso costruito utilizzando due transistor, che non possono mai essere prodotti in maniera perfettamente uguale. Differenti transistor rispondono in modo anche abbastanza diverso agli input e questo causa uno sbilanciamento negli ingressi dell'operazionale.

L'esistenza della tensione di offset implica anche che un cosiddetto ground virtuale abbia in realtà una tensione diversa da zero. In pratica si può anche vedere V_{offset} come la differenza di potenziale mantenuta tra gli ingressi se non sono collegati tra di loro.

Esistenza della tensione di offset. La figura 2.2 mostra la differenza tra la situazione reale e quella ideale. Come è ben visibile in figura, è necessario applicare una tensione di offset per avere un output nullo. In altre parole, collegando i due input allo stesso potenziale, nel caso ideale la tensione dovrebbe essere nulla, ma in quello reale non lo è. Per verificare questo fatto abbiamo montato il circuito 2.1a e abbiamo misurato la tensione di output. È risultato che l'output era in saturazione negativa (come in figura 2.2), ovvero $V_{\text{out}} = -12.80 \pm 0.005$ V. Collegando l'ingresso invertente con tensioni negative fino a -15 V e vedendo che l'uscita restava circa costante (a -15 V ha raggiunto -12.94 ± 0.005 V), ci siamo accertati di essere realmente in saturazione. Abbiamo quindi verificato l'esistenza della tensione di offset.

Misura della tensione di offset. Per misurare la tensione di offset abbiamo utilizzato il circuito 2.1b. Il circuito sfrutta l'amplificatore operazionale per amplificare la tensione V_{offset} in modo da renderla facilmente misurabile. Poiché la differenza di potenziale tra gli ingressi è non nulla, $V_A \neq 0$. Si ha quindi (facendo riferimento alla figura 2.3):

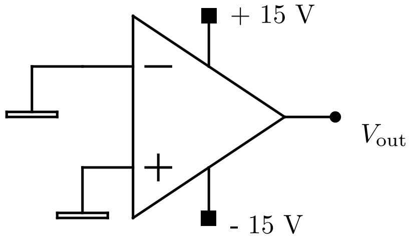
$$I_1 = \frac{V_A}{R_1}, \qquad I_2 = I_1 - I_p^- = \frac{V_A}{R_1} - I_p^- \tag{2.1}$$

da cui, usando la legge di Ohm, si ottiene

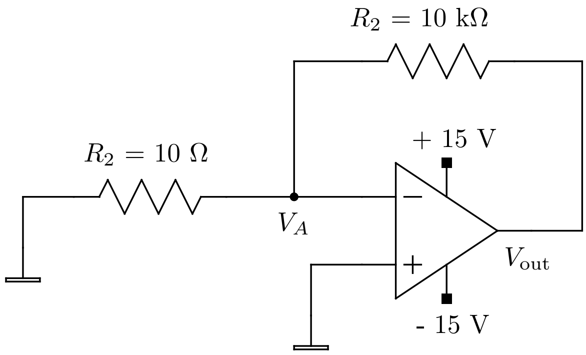
$$V_{\text{out}} = V_A + R_2 I_2 = V_A + \frac{R_2}{R_1} V_A - R_2 I_p^- \tag{2.2}$$

Questa formula riassume il funzionamento del circuito. Misurando V_{out} è possibile ricavare facilmente il valore di V_A, assumendo che il contributo dato da I_p^- sia trascurabile. Dato che la tensione di offset è la tensione che esiste tra i terminali di input dell'operazionale, cioè $V_A = V_{\text{offset}}$, possiamo così misurare V_{offset}.

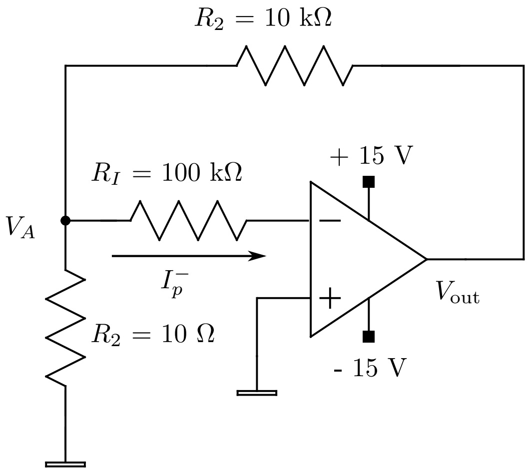
Grossomodo, il funzionamento di questo circuito può essere pensato intuitivamente nel seguente modo. Supponiamo che la tensione di offset tra non invertente ed invertente sia positiva (cioè se il non invertente è a 0 V, l'invertente è a V_{offset} V.). All'accensione dell'alimentazione, $V_A = 0$ V, per cui, essendo l'amplificatore non ideale, l'uscita sarà positiva (ricordo che un amplificatore operazionale segue



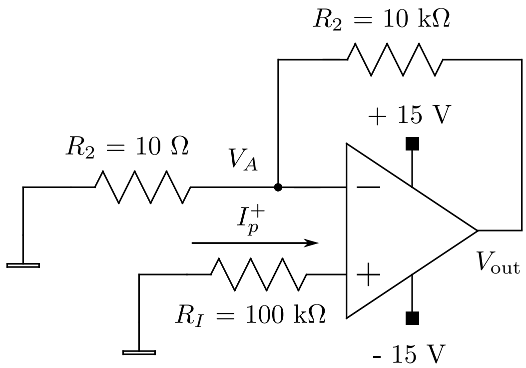
(a) Circuito utilizzato per osservare l'esistenza della tensione di offset.



(b) Circuito per misurare V_{offset}. Questo circuito sfrutta l'amplificatore per amplificare il valore della tensione di offset e renderla più facilmente misurabile.



(c) Circuito per la misura della corrente di polarizzazione I_p^-. Questo circuito richiede la cancellazione della tensione di offset per funzionare.



(d) Circuito per la misura della corrente di polarizzazione I_p^+. Questo circuito richiede il bilanciamento della tensione di offset per funzionare.

Figura 2.1: Circuiti costruiti durante l'esperienza

una legge del tipo $V_{\text{out}} = G(V^+ - V^- + V_{\text{offset}})$, dove G è il guadagno differenziale). Il ramo di feedback tende quindi ad alzare la d.d.p. in V_A e la avvicina a V_{offset}, riducendo V_{out}. Il ciclo di feedback si ripete (o meglio tutto si bilancia quasi istantaneamente) finché V_A non diventa praticamente indistinguibile da V_{offset} (grazie al fatto che il guadagno di un operazionale è enorme, circa 10^5).

Poiché, come è evidente dalla (2.2), anche I_p^- ha un certo rilievo, abbiamo scelto i valori $R_1 = 10\ \Omega$ e $R_2 = 10\ k\Omega$, in modo da rendere il contributo del secondo termine molto grande rispetto a quello dell'ultimo termine.

Dalle nostre misure è risultato:

$$V_{\text{out}} = -970 \pm 30 \text{ mV} \tag{2.3}$$

da cui si calcola (abbiamo assunto 5% di incertezza sui valori delle resistenze)

$$V_{\text{offset}} = \frac{V_{\text{out}}}{1 + R_2/R_1} = -0.97 \pm 0.07 \text{ mV} \tag{2.4}$$

in accordo con i valori tipici per un operazionale economico come l'UA741.

Abbiamo inoltre misurato direttamente il valore di V_A, perché in questo caso è stato possibile farlo con il multimetro a nostra disposizione, ottenendo $V_{\text{offset}} = 1.07 \pm 0.005$ mV, risultato quasi compatibile con quello precedente.

2.3.2 Correzione della tensione di offset

La tensione di offset può essere di qualche millivolt, come visto nel paragrafo precedente, e per

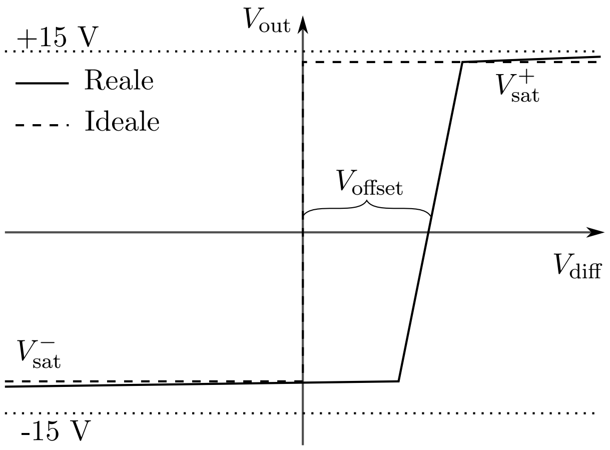


Figura 2.2: La figura mostra la tensione in uscita in funzione della differenza di tensione agli input di un operazionale reale e di uno ideale. La pendenza e V_{offset} sono esagerate (la pendenza è molto minore di quella reale, mentre la tensione di offset è molto più grande) per motivi di chiarezza grafica. In un amplificatore reale, oltre al fatto che esiste una tensione di offset, le tensioni di saturazione non coincidono con quelle di alimentazione ed inoltre non sono simmetriche e neppure esattamente costanti (su un intervallo V_{diff} da 0 a -15 V abbiamo misurato una variazione di 0.14 V) e il guadagno non è infinito.

alcune applicazioni di precisione questo può essere un grosso limite. In tal caso è necessario usare un amplificatore operazionale con una tensione di offset minore. È anche possibile ridurre la tensione di offset utilizzando gli appositi piedini, come faremo in seguito.

Gran parte degli amplificatori operazionali è infatti munita di due piedini di regolazione dell'offset che vanno collegati agli estremi di una resistenza variabile. Il piedino centrale della resistenza va collegato all'alimentazione. Sbilanciando la resistenza in modo che la tensione alimentazione-offset sia diversa per i due piedini, andiamo a polarizzare lo stadio differenziale in ingresso all'opamp, aggiustando in questo modo la risposta del circuito. Riusciamo così a ridurre V_{offset} a qualche μV.

Questa operazione si esegue misurando la tensione di offset e regolando la resistenza fino a raggiungere il valore di tensione minore possibile. Dopo questa operazione, abbiamo misurato la nuova tensione di offset con lo stesso circuito di prima (il circuito 2.1b). Abbiamo ottenuto

$$V_{\text{offset}} = 3 \pm 3\ \mu V \tag{2.5}$$

che è notevolmente minore della precedente. Notare che in questo caso sarebbe stato molto più

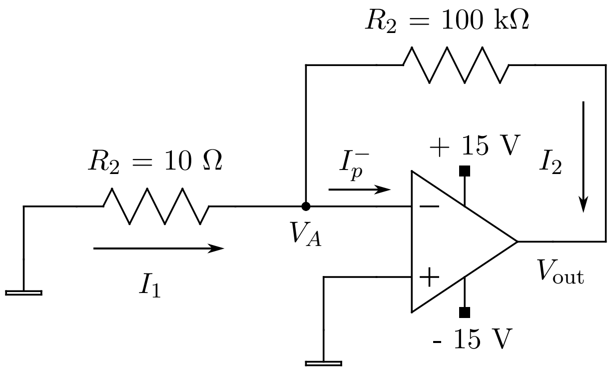


Figura 2.3: La figura riporta il circuito 2.1b con indicate le correnti che scorrono nei vari rami. Il verso delle correnti è stato scelto coerentemente con il segno che abbiamo usato nei calcoli e per scrivere i risultati.

difficile misurare direttamente questa differenza di potenziale, dato che è molto piccola.

2.3.3 Correnti di polarizzazione

Oltre alla tensione di offset, un altra deviazione dall'idealità importante degli opamp reali è l'esistenza delle correnti di polarizzazione. Un amplificatore reale, al contrario di quello ideale, assorbe infatti una minima quantità di corrente attraverso gli ingressi. Queste correnti variano da qualche nanoampere a qualche femtoampere a seconda del tipo di transistor utilizzati per la costruzione dell'operazionale.

Per misurare queste correnti dobbiamo sfruttare l'amplificazione fornita dall'operazionale, poiché le correnti sono troppo piccole per essere misurate accuratamente con gli strumenti a nostra disposizione.

Misura della corrente di polarizzazione assorbita dall'ingresso invertente. Abbiamo quindi costruito il circuito 2.1c. Per la misura della corrente di polarizzazione è fondamentale usare un trimmer per eliminare la tensione di offset prima di montare il circuito. In questo caso vale $V_A = R_I I_p^-$. È necessario scegliere R_I grande in modo da rendere V_A più facilmente misurabile. Noi abbiamo optato per una resistenza da $100\,\text{k}\Omega$. Il circuito funziona poi come il precedente, vale infatti la stessa analisi circuitale del caso precedente.

In questo caso però quello che vogliamo misurare è I_p^- e non V_A. Sostituendo in (2.2) l'espressione di V_A, risulta:

$$V_{\text{out}} = \left(R_I + \frac{R_2}{R_1} R_I - R_2 \right) I_p^- \tag{2.6}$$

perciò

$$I_p^- = \frac{V_{\text{out}}}{R_I + \frac{R_2}{R_1}R_I - R_2} \tag{2.7}$$

Facendo più misure di V_{out} (l'output variava abbondantemente sul multimetro e sull'oscilloscopio), calcolando I_p^- in ogni caso e poi facendo media e deviazione standard abbiamo ottenuto

$$I_p^- = 27.7 \pm 1.7 \text{ nA} \tag{2.8}$$

anche questo un valore tipico per amplificatori operazionali basati su transistor BJT.

Misura della corrente di polarizzazione assorbita dall'ingresso non invertente. Una corrente di polarizzazione entrante nell'ingresso non invertente è stata scelta positiva, come abbiamo fatto per l'ingresso invertente.

Il procedimento è del tutto analogo al precedente, ad eccezione del circuito; in questo caso abbiamo usato il 2.1d. La differenza sta nella posizione della resistenza R_I che deve adesso trasformare I_p^+ in una tensione e non I_p^-. Poiché l'offset è stato azzerato (o meglio, reso trascurabile, in queste misure V_A è dell'ordine dei millivolt, mentre la tensione di offset, come mostrato prima è di microvolt) $V_A = R_I I_p^+$. Vale quindi la seguente formula, ricavata come quella del paragrafo precedente:

$$I_p^+ = \frac{V_{\text{out}} + R_2 I_p^-}{R_I + \frac{R_2}{R_1}R_I} \tag{2.9}$$

Con lo stesso procedimento di prima abbiamo quindi ottenuto

$$I_p^+ = -29 \pm 3 \text{ nA} \tag{2.10}$$

2.4 Conclusione

Dopo aver calcolato le correnti di polarizzazzione, ci siamo proposti di ricalcolare il valore di V_{offset} con la formula (2.2) senza però trascurare il valore di I_p^-. Abbiamo quindi inserito il valore della corrente di polarizzazione trovato nei paragrafi precedenti non rilevando alcun cambiamento nelle cifre significative di V_{offset}. Allo stesso modo abbiamo verificato che il valore di tensione di offset residua dopo l'azzeramento non fosse influenzato da questa correzione.

Siamo quindi certi che le approssimazioni eseguite non inficiano la correttezza dei risultati presentati in questa relazione. Ci riteniamo soddisfatti di tali risultati, poiché sono in pieno accordo con i valori tipici che ci sono stati riferiti a lezione. È stato inoltre interessante vedere quanto sia facile notare l'esistenza di queste deviazioni dall'idealità di un amplificatore operazionale. L'esperienza è inoltre stata utile per conoscere l'ordine di grandezza di queste deviazioni, in modo da non commettere errori (o almeno avere uno strumento in più per correggerli) nella progettazione e realizzazione di circuiti elettronici.

3 Amplificatore operazionale reale: parte 2

3.1 Obbiettivo

Come nell'esperienza precedente, lo scopo è quello di verificare alcune caratteristiche importanti degli amplificatori operazionali reali. In questo relazione ci concentreremo sullo slew rate, sul guadagno open loop in funzione della frequenza e sulla corrente massima che l'amplificatore riesce a fornire. Tutte queste caratteristiche devono essere tenute in considerazione nella progettazione dei circuiti.

3.2 Materiali e circuiti

Ci siamo serviti dei seguenti materiali:

- Breadboard, cavi a banana e cavetti da breadboard.
- Amplificatore operazionale UA741.
- Resistenze: $100\,\Omega$, $2.2\,\mathrm{k}\Omega$, $10\,\mathrm{k}\Omega$, $100\,\mathrm{k}\Omega$ e una variabile per aggiustare l'offset dell'amplificatore operazionale. Nel nostro caso abbiamo usato una resistenza trimmer con un range operativo da 0 a $10\,\mathrm{k}\Omega$.
- Condensatore da 180 pF.
- Alimentatore di corrente continua.
- Generatore di forme d'onda Agilent 33120A.
- Multimetro Agilent 34410A.
- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A.

Per le misure abbiamo utilizzato i circuiti riportati in figura 3.1, che verranno spiegati nei seguenti paragrafi.

3.3 Dati e risultati

Slew rate. La prima parte dell'esperienza era centrata sulla misura dello slew rate dell'amplificatore operazionale. Lo slew rate è il tasso di cambiamento massimo della tensione di uscita per unità di tempo. Anche se idealmente un operazionale risponde istantaneamente ai cambiamenti in ingresso, in realtà impiega del tempo ad adattare la tensione di uscita, soprattutto perché contiene dei condensatori.

Per misurare lo slew rate del nostro operazionale, abbiamo montato il circuito 3.1a, che è il circuito standard per fare queste misure ed è riportato nel manuale del costruttore dell'opamp. Il circuito è semplice ed è pensato per una misura diretta. Il ramo di feedback serve per fare un amplificatore con guadagno unitario (un follower), mentre resistenza e capacità servono per polarizzare l'operazionale e per tagliare le frequenze alte (i rimbalzi che si hanno ai bordi delle onde quadre).

Per la misura si fornisce in input un'onda quadra generata con il generatore di funzioni d'onda (Che ha uno slew rate molto alto che fa si che il suo output sia molto vicino ad un onda quadra. Abbiamo misurato uno slew rate di circa 500 V/μs per il nostro generatore.) e si misura V_{out}, che è un trapezio a causa appunto dello slew rate finito dell'operazionale. La figura 3.2 mostra un esempio di quello che succede dando in ingresso un onda quadra. Per convenzione, si misura il tempo impiegato dalla tensione per salire dal 10% al 90% della tensione massima dello scalino. Lo slew rate è calcolabile così:

$$S = \frac{V_{90\%} - V_{10\%}}{t_{90\%} - t_{90\%}} \tag{3.1}$$

Nelle nostre misure abbiamo utilizzato un onda quadra di 10 Vpp a 1 kHz. Misurando lo slew rate sia in salita che in discesa, e abbiamo ottenuto due valori diversi

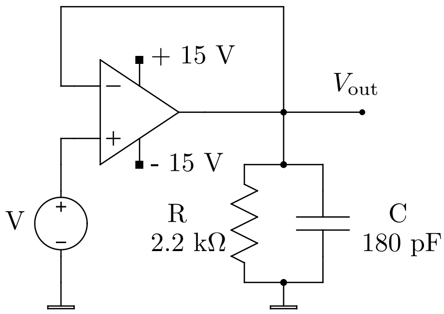
$$S_{\mathrm{salita}} = 0.498 \pm 0.004\ \mathrm{V}/\mu\mathrm{s} \tag{3.2}$$

$$S_{\mathrm{discesa}} = -0.353 \pm 0.003\ \mathrm{V}/\mu\mathrm{s} \tag{3.3}$$

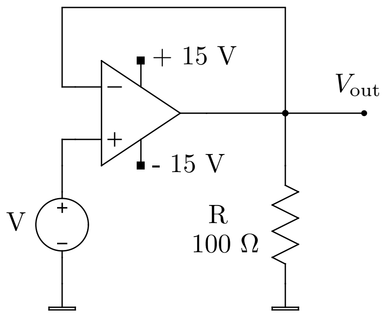
Il valore in salita è vicinissimo al dato specificato dal produttore: 0.5 V/μs. Il dato in discesa è minore circa del 30% rispetto a quello in salita.

Lo slew rate ha implicazioni piuttosto pesanti ad alte frequenze di funzionamento del circuito. Infatti se all'amplificatore operazionale è dato in input un segnale che varia in maniera molto veloce (un segnale periodico ad alta frequenza), ad un certo punto l'amplificatore non riuscirà più a "star dietro", per così dire, al segnale, e inizierà a deformarlo. Per verificare questo comportamento, abbiamo usato lo stesso circuito di prima, ma il generatore di forme d'onda è stato impostato per fornire un'onda sinusoidale 10 Vpp di divese frequenze. Variando la frequenza abbiamo notato che il segnale inizia ad essere deformato a circa 13 kHz (solo in discesa ovviamente, poiché lo slew rate è minore). In figura 3.3 sono mostrati input e output alla frequenza di 20 kHz. La deformazione del segnale è evidente sia in salita che in discesa ed è pure abbastanza seria, nonostante la frequenza non sia poi così alta (è grande l'ampiezza del segnale).

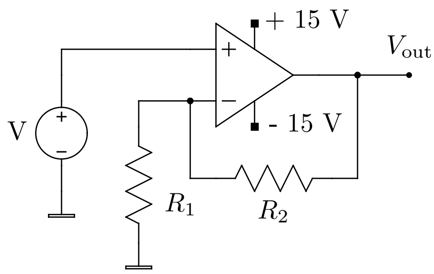
Corrente massima. In questo paragrafo ci proponiamo di misurare la corrente massima che il nostro amplificatore riesce a fornire dall'uscita. Per la misura ci siamo serviti del circuito 3.1b. Il circuito è semplicissimo: è simile al precedente, ma tra



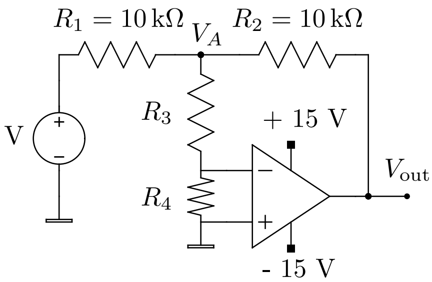
(a) Circuito utilizzato per misuraro lo slew rate dell'opamp. Il circuito è riportato sul manuale dell'operazionale ed è lo standard per questo tipo di misure.



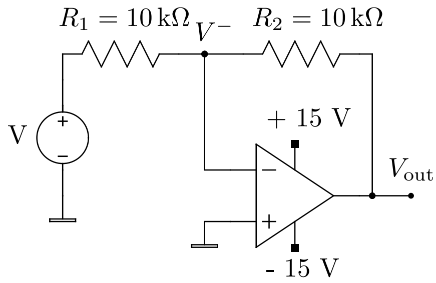
(b) Per la misura della massima corrente erogabile dall'operazionale ci siamo serviti del circuito in figura.



(c) Circuito di cui abbiamo misurato la banda passante. Il circuito è stato utilizzato in due differenti configurazioni: una con guadagno di 20 dB e $R_2 = 10\,\mathrm{k}\Omega$ e l'altro con un guadagno di 20 dB e $R_2 = 100\,\mathrm{k}\Omega$.



(d) Circuito utilizzato per misurare il guadagno open loop di un amplificatore operazionale. Il circuito è pensato per fare misure a basse frequenze, dove l'operazionale ha un guadagno molto elevato (circa 10^5). Quando l'operazionale viene usato ad alte frequenze il suo guadagno si riduce notevolmente e il circuito in figura diventa inutilizzabile. In questi regimi si utilizza il circuito **??**.



(e) Circuito per la misura del guadagno open loop ad alte frequenze. In circuito in pratica serve a fare una misura diretta del guadagno, tuttavia utilizza un ramo di feedback per impedire saturazioni non volute (per esempio causate dalla tensione di offset, che non può mai essere perfettamente oppure da altre tensioni DC dovute all'alimentazione che vengono amplificate moltissimo perché a bassa frequenza).

Figura 3.1: Circuiti costruiti durante l'esperienza

l'uscita e terra è presente solo una resistenza molto piccola (100 Ω) in modo che la tensione v_{out} non sia determinata dalla tensione in ingresso, bensì dalla massima corrente che l'amplificatore riesce a fornire. Misurando V_{out}. si ricava banalmente la corrente dalla legge di Ohm, assumendo che la corrente assorbita dall'ingresso invertente sia trascurabile.

Abbiamo fornito in input un'onda triangolare di 10 Vpp a 1 kHz. L'uscita registrata è stata un'andamento, sempre triangolare, di 2.7 V da picco a picco. Dividendo a metà (cioè prendendo la massima tensione che V_{out} assume, nell'altra metà dell'onda la corrente scorre semplicemente al rovescio) e usando la legge di Ohm si ottiene $I_{\max} = 13.5 \pm 0.7$ mA. Il range tipico riportato sul manuale è 10-20 mA.

Banda passante. La banda passante di un circuito è la banda di frequenze nella quale il segnale non viene attenuato. Quantitativamente si considera l'intervallo dello spettro in frequenza del circuito tra le frequenze alle quali il segnale viene attenuato di -3 dB rispetto al massimo, cioè le frequenze di taglio. Abbiamo quindi registrato la risposta in frequenza del circuito 3.1c, che è un semplice amplificatore non invertente di guadagno $G = R_2/R_1$. Abbiamo considerato due configurazioni del circuito: una con $R_2 = 10\,\mathrm{k}\Omega$ e l'altra con $R_2 = 100\,\mathrm{k}\Omega$, mentre $R_1 = 1\,\mathrm{k}\Omega$ in entrambi i casi. I due circuiti amplificavano quindi 20 dB e 40 dB rispettivamente.

Abbiamo quindi fornito in ingresso una sinusoide di $V = 50$ mVpp e abbiamo misurato con l'oscil-

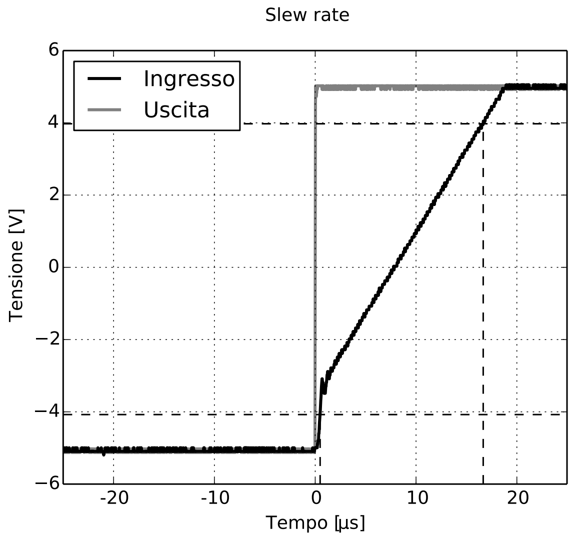


Figura 3.2: La figura mostra il comportamento dell'operazionale ad un brusco cambiamento della tensione differenziale in ingresso. Il circuito realizzato (il 3.1a) è un emitter follower e dovrebbe copiare il segnale in ingresso all'uscita. Invece, a causa del fatto che lo slew rate dell'operazionale è finito, la tensione impiega circa 20 μs a passare da -5 V a 5 V.

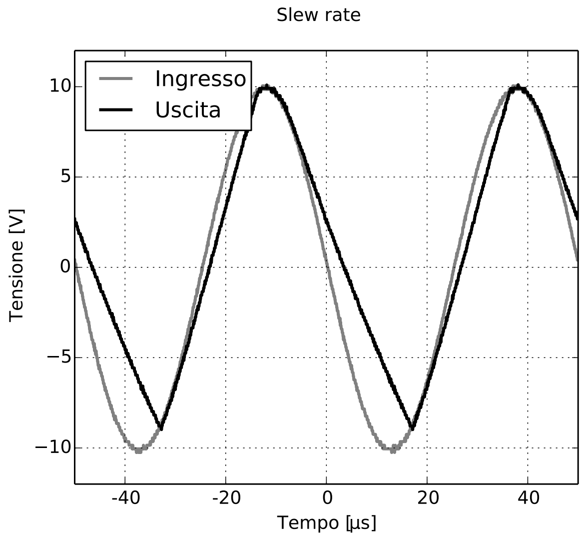


Figura 3.3: La figura mostra il comportamento dell'operazionale ad un brusco cambiamento della tensione differenziale in ingresso. Il circuito realizzato (il 3.1a) è un emitter follower e dovrebbe copiare il segnale in ingresso all'uscita. Invece, a causa del fatto che lo slew rate dell'operazionale è finito, la tensione impiega circa 20 μs a passare da -5 V a 5 V.

loscopio l'ampiezza dell'onda in uscita variando la frequenza all'ingresso. Il valore di 50 mV è stato scelto perché volevamo fare misure fino a 1 MHz circa e non volevamo che lo slew rate dell'amplificatore influisse sulle misure. Infatti a 1 MHz un onda sinusoidale va dal massimo al minimo in 0.5 μs e quindi è necessario che l'ampiezza sia al massimo 0.25 V (assumendo 0.5 Vμs) affinché l'operazionale non abbia problemi. In realtà la pendenza massima della sinusoide è ancora maggiore, quindi per essere conservativi abbiamo scelto 1/5 del valore massimo. Successivamente, calcolando in ogni punto il guadagno in decibel con la formula $G = 20\log_{10}(R_2/R_1)$ e plottando i valori in funzione della frequenza, abbiamo ottenuto i grafici in figura 3.4. La banda passante dei due circuiti è:

- Da zero a 108 $\pm$ 6 kHz per il circuito con guadagno 20 dB.
- Da zero a 11 $\pm$ 5 kHz per il circuito con guadagno 20 dB.

Il fatto che il guadagno di questi circuiti non sia costante su tutte le frequenze è dovuto al fatto che ad alte frequenze il guadagno open loop dell'operazionale diminuisce di molto e quindi la retroazione non funziona più come dovrebbe. Con queste misure volevamo mostrare proprio questo fatto, che rappresenta l'ultimo aspetto degli amplificatori operazionali reali che vogliamo andare a studiare. Infatti il guadagno open loop non è costante, ma fortemente dipendente dalla frequenza, come mostreremo nel seguente paragrafo.

Guadagno in funzione della frequenza. Abbiamo sempre detto che un operazionale ha un guadagno differenziale enorme, dell'ordine di 100-120 dB (nel caso ideale sarebbe infinito). Tuttavia questo è vero solo a frequenze molto basse, dell'ordine dei 10 Hz. A frequenze più alte il guadagno si riduce notevolmente, fino a diventare unitario attorno ad 1 MHz.

La misura del guadagno è difficile, soprattutto a basse frequenze, poiché il guadagno è enorme e la misura diretta è impossibile. Inoltre a causa dell'enorme guadagno una misura senza retroazione è praticamente impossibile, perché anche piccole tensioni DC in ingresso (dovute a rumore o al genratore di forme d'onda o anche la semplice tensione di offset che è impossibile eliminare completamente) vengono amplificate moltissimo, portanto l'output in saturazione.

La soluzione è utilizzare l'intelligente circuito 3.1d. Abbiamo usato le resistenze $R_3 = 100\,\mathrm{k}\Omega$ e $R_4 = 100\,\Omega$. Nel circuito il segnale in ingresso V è simile alla tensione presente in V_A. Il partitore di tensione formato da R_3 ed R_4 fa si che all'ingresso invertente sia presente una tensione $V_A \cdot [R_3/(R_3 + R_4)] = V_A/1001$. Il ramo di feedback serve a impedire all'operazionale di saturare,

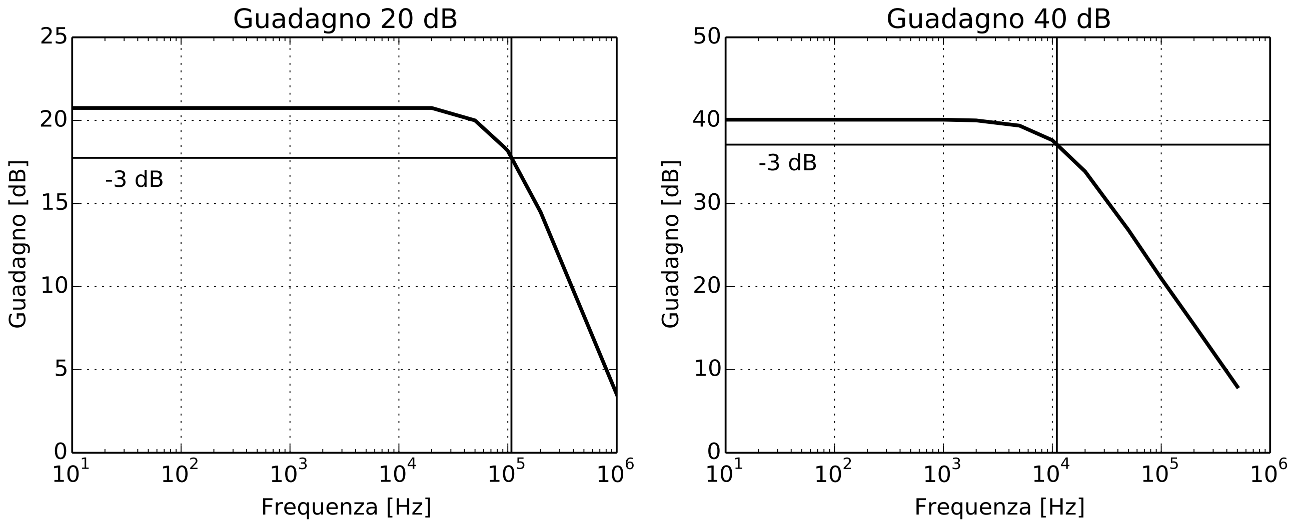


Figura 3.4: La figura mostra l'amplificazione in frequenza del circuito 3.1c nelle due varianti con guadagno di 20 db e 40 db circa. I circuiti si comportano come filtri passa basso con frequenza di taglio di 108 ± 6 kHz (20 db) e 11 ± 5 kHz (40 db). Sono filtri di primo ordine, con un'attenuazione di 20 db per decade.

mentre R_1 è necessaria al corretto funzionamento del feedback (altrimenti V_A sarebbe costretta ad essere uguale a V, e quindi il feedback non agirebbe). Misurando V_A e V_{out} e sapendo che il comportamento dell'amplificatore è modellizzato dalla formula $V_{\text{out}} = A(V^+ - V^-)$, dove V^+ e V^- sono le tensioni agli ingressi non invertente ed invertente rispettivamente, mentre A è il guadagno che vogliamo misurare, si ha:

$$A = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \frac{V_{\text{out}}}{V_A} = 1001 \frac{V_{\text{out}}}{V_A} \tag{3.4}$$

(Il segno meno è sparito perché noi consideriamo solo l'ampiezza, e non la fase, di V_{out} e V_A.)

È importante notare che all'aumentare della frequenza il guadagno diminuisce e quindi, a parità di input, V_A aumenta, mentre V_{out} diminuisce. Ad un certo punto questo andamento è controproducente perché V_{out} diventa troppo piccola per una misura affidabile. Al raggiungimento di questo punto abbiamo quindi deciso di utilizzare il circuito 3.1e che permette una semplice misura diretta del guadagno, mediante la formula:

$$A = \frac{V_{\text{out}}}{V_A} \tag{3.5}$$

3.4 Conclusione