

QUADERNO DI LABORATORIO

Francesco Pasa

francescopasa@gmail.com - Gruppo A5

1 Sorgente di corrente costante e sommatore pesato

1.1 Obiettivo

Nella prima sessione di laboratorio abbiamo riepilogato 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: $3.9\text{ k}\Omega$, $50\text{ k}\Omega$, $100\text{ k}\Omega$ 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 $10\text{ k}\Omega$.
- 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).

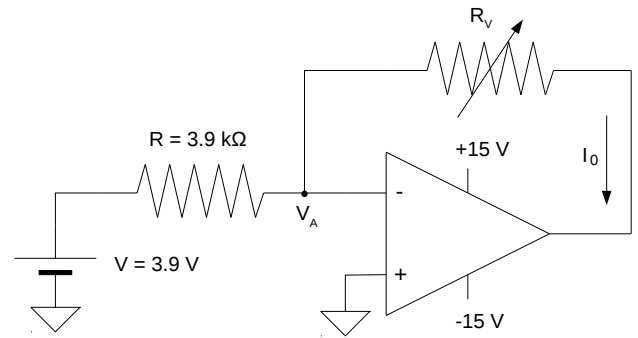
1.3 Dati e risultati

1.3.1 Generatore di corrente costante.

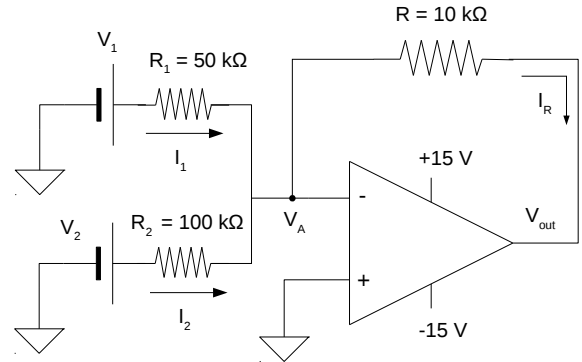
Il generatore di corrente costante è stato costruito come nello schema in figura 1.1a. La scelta della tensione di input V è stata dettata dal valore della resistenza R a nostra disposizione e dalla corrente che volevamo generare: 1 mA . Infatti il polo invertente dell'operazionale è un ground virtuale (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 $I_0 = 1 \pm 0.05\text{ mA}$.

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.



(a) Generatore di corrente costante



(b) Sommatore pesato di tensioni

Figura 1.1: Circuiti costruiti durante l'esperienza

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

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

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

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

dove abbiamo considerato incertezze sulle resistenze pari al 5%.

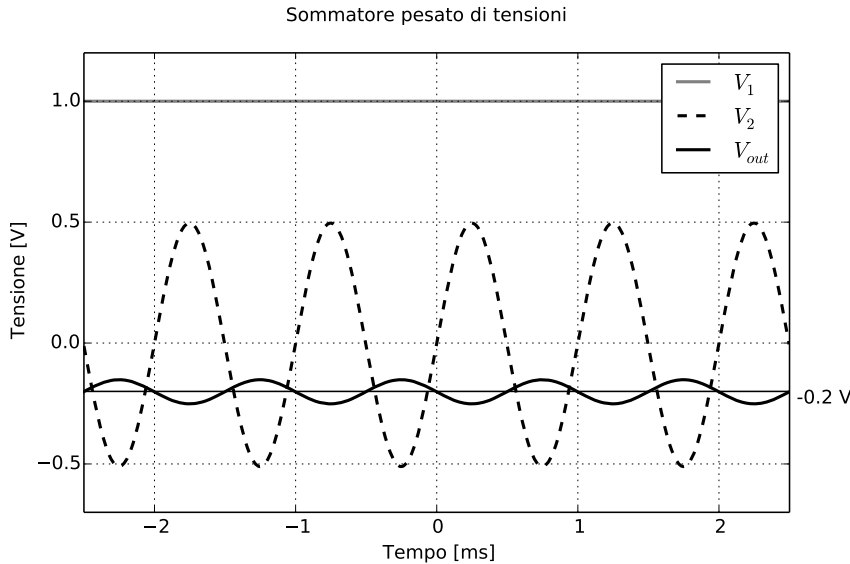


Figura 1.2: Il grafico riporta un esempio del funzionamento del circuito 1.1b. I canali V_1 e V_2 sono stati impostati rispettivamente a una tensione continua di 1 V e ad una sinusoide 1 Vpp (peak-to-peak) di frequenza 1 kHz di offset nullo. La sinusoide nera mostra l'output: è esattamente quello che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

I_0 [mA]	R_v [k Ω]
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 riportate sul valore di corrente sono incertezze di risoluzione del multimetro (metà della risoluzione), mentre sui valori di resistenza non sono riportate perché 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 Ω , 10 k Ω , 100 k Ω 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 k Ω .
- 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):

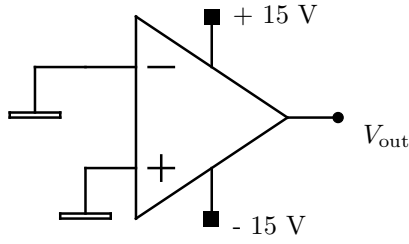
$$I_1 = \frac{V_A}{R_1}, \quad I_2 = I_1 - I_p^- = \frac{V_A}{R_1} - I_p^- \quad (2.1)$$

da cui, usando la legge di Ohm, si ottiene

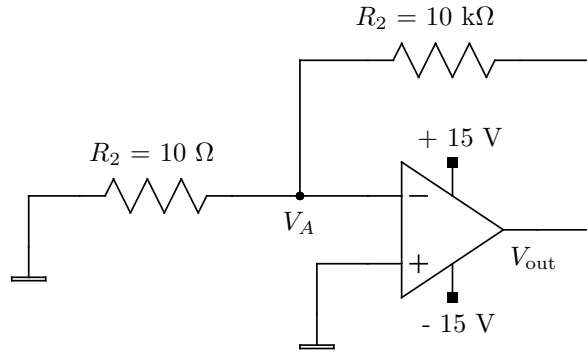
$$V_{\text{out}} = V_A + R_2 I_2 = V_A + \frac{R_2}{R_1} V_A - R_2 I_p^- \quad (2.2)$$

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} .

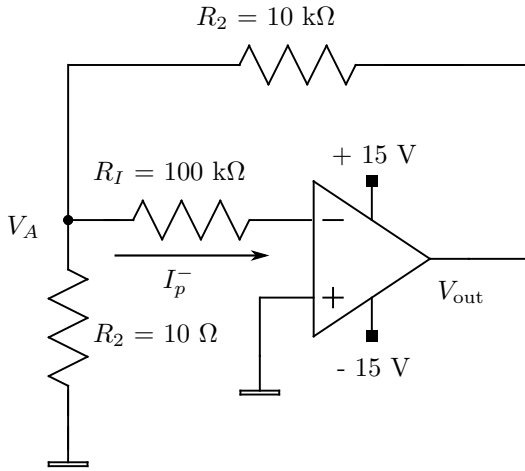
Grossomodo, il funzionamento di questo circuito può essere pensato intuitivamente nel seguente modo. Supponiamo che la tensione di offset tra non invertente ed invertente sia positiva (cioè se il non invertente è a 0 V, l'invertente è a V_{offset} V.). All'accensione dell'alimentazione, $V_A = 0$ V,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



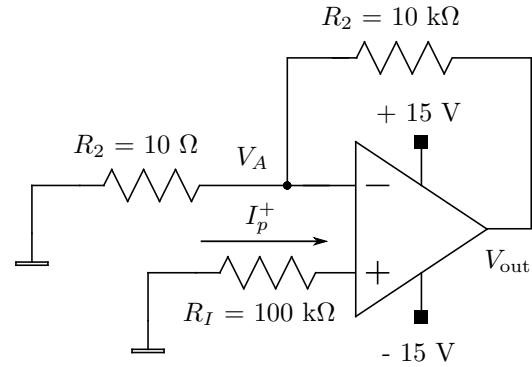
(a) Circuito utilizzato per osservare l'esistenza della tensione di offset.



(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 $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, in modo da rendere il contributo del secondo termine molto grande rispetto a quello dell'ultimo termine.

Dalle nostre misure è risultato:

$$V_{\text{out}} = -970 \pm 30 \text{ mV} \quad (2.3)$$

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

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

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 $V_{\text{offset}} = 1.07 \pm 0.005 \text{ mV}$, 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

$$V_{\text{offset}} = 3 \pm 3 \mu\text{V} \quad (2.5)$$

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

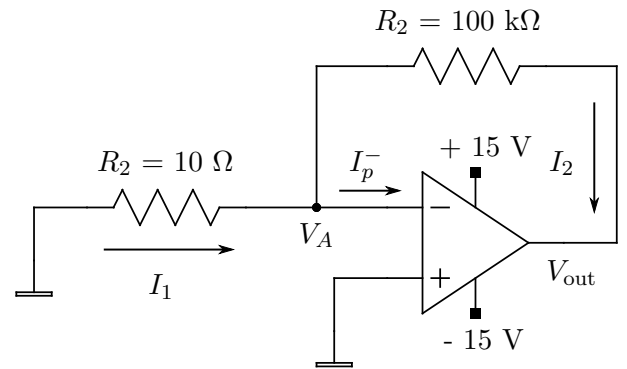


Figura 2.3: La figura riporta il circuito 2.1b con indicate le correnti che scorrono nei vari rami. Il verso delle correnti è stato scelto coerentemente con il segno che abbiamo usato nei calcoli e per scrivere i risultati.

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 k Ω . 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:

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

perciò

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

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

$$I_p^- = 27.7 \pm 1.7 \text{ nA} \quad (2.8)$$

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:

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

Con lo stesso procedimento di prima abbiamo quindi ottenuto

$$I_p^+ = -29 \pm 3 \text{ nA} \quad (2.10)$$

2.4 Conclusione

Dopo aver calcolato le correnti di polarizzazione, 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 questa 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 Ω , 2.2 k Ω , 10 k Ω , 100 k Ω 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 k Ω .
- 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 sì che il suo output sia molto vicino ad un'onda quadra. Abbiamo misurato uno slew rate di circa 500 V/ μ s 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:

$$S = \frac{V_{90\%} - V_{10\%}}{t_{90\%} - t_{10\%}} \quad (3.1)$$

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

$$S_{salita} = 0.498 \pm 0.004 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (3.2)$$

$$S_{discesa} = -0.353 \pm 0.003 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (3.3)$$

Il valore in salita è vicinissimo al dato specificato dal produttore: 0.5 V/ μ s. 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 diverse 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

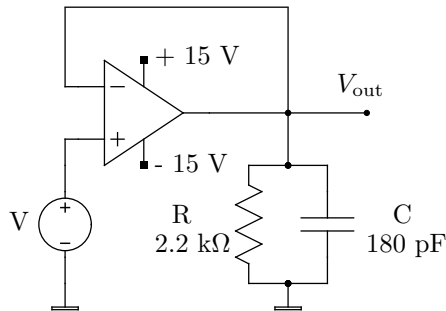
l'uscita e terra è presente solo una resistenza molto piccola ($100\ \Omega$) in modo che la tensione v_{out} non sia determinata dalla tensione in ingresso, bensì dalla massima corrente che l'amplificatore riesce a fornire. Misurando V_{out} si ricava banalmente la corrente dalla legge di Ohm, assumendo 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 $I_{max} = 13.5 \pm 0.7\text{ mA}$. Il range tipico riportato sul manuale è 10-20 mA.

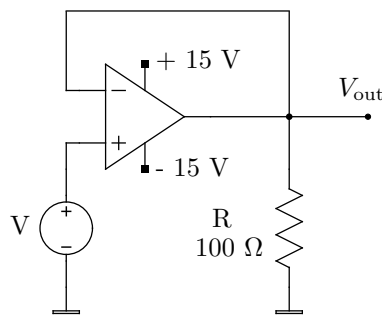
Banda passante. La banda passante di un circuito è la banda di frequenze nella quale il segnale

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 $R_2 = 10\text{ k}\Omega$ e l'altra con $R_2 = 100\text{ k}\Omega$, mentre $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ in entrambi i casi. I due circuiti amplificavano quindi 20 dB e 40 dB rispettivamente.

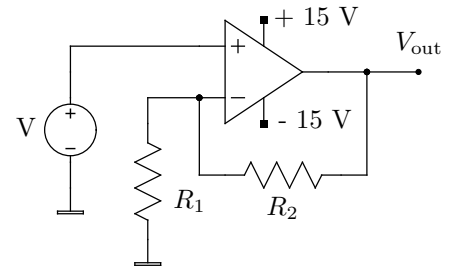
Abbiamo quindi fornito in ingresso una sinusoide di $V = 50\text{ mVpp}$ e abbiamo misurato con l'oscilloscopio l'ampiezza dell'onda in uscita variando la frequenza all'ingresso. Il valore di 50 mV è stato scelto perché volevamo fare misure fino a 1 MHz circa e non volevamo che lo slew rate dell'amplificatore influisse sulle misure. Infatti a 1 MHz un'onda



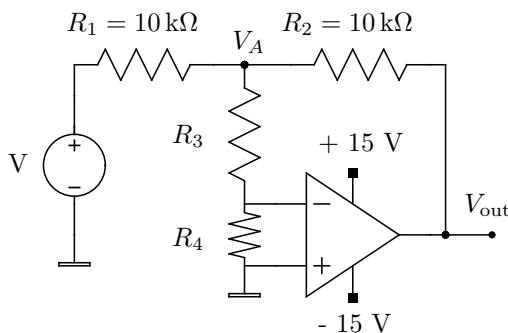
(a) Circuito utilizzato per misurare lo slew rate dell'opamp. Il circuito è riportato sul manuale dell'operazionale ed è lo standard per questo tipo di misure.



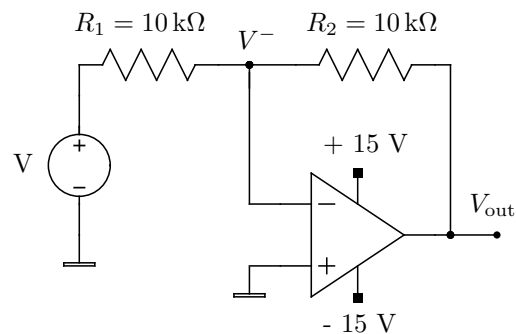
(b) Per la misura della massima corrente erogabile dall'operazionale ci siamo serviti del circuito in figura.



(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 $R_2 = 10\text{ k}\Omega$ e l'altro con un guadagno di 20 dB e $R_2 = 100\text{ k}\Omega$.



(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 3.1e.



(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

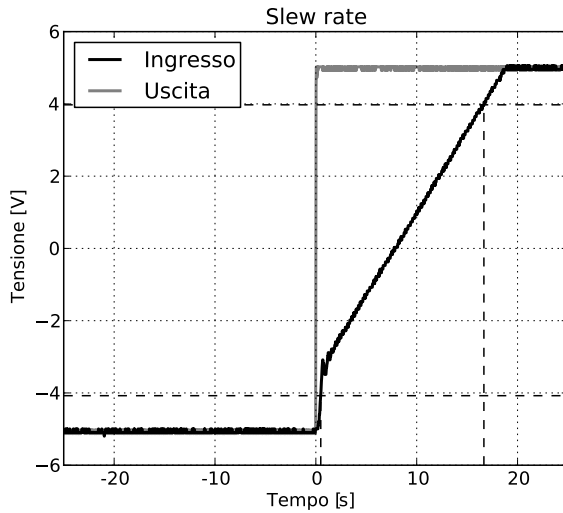


Figura 3.2: La figura mostra il comportamento dell'operazionale ad un brusco cambiamento della tensione differenziale in ingresso. Il circuito realizzato (il 3.1a) è un emitter follower e dovrebbe copiare il segnale in ingresso all'uscita. Invece, a causa del fatto che lo slew rate dell'operazionale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

sinusoidale va dal massimo al minimo in $0.5 \mu s$ e quindi è necessario che l'ampiezza sia al massimo $0.25 V$ (assumendo $0.5 V \mu s$) 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 $108 \pm 6 \text{ kHz}$ per il circuito con guadagno 20 dB .
- Da zero a $11 \pm 5 \text{ kHz}$ per il circuito con guadagno 40 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 gua-

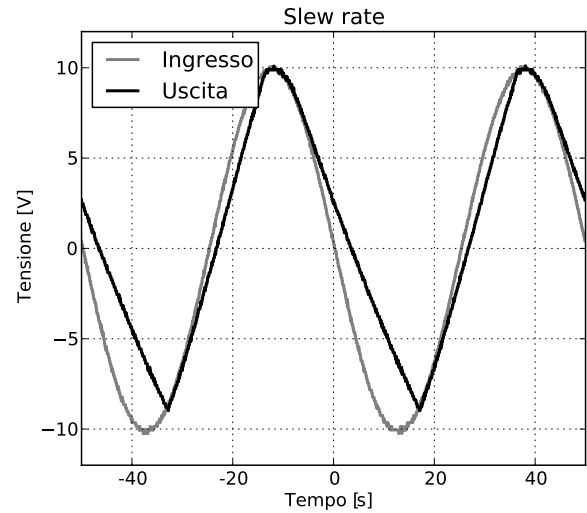


Figura 3.3: La figura mostra il comportamento dell'operazionale ad un brusco cambiamento della tensione differenziale in ingresso. Il circuito realizzato (il 3.1a) è un emitter follower e dovrebbe copiare il segnale in ingresso all'uscita. Invece, a causa del fatto che lo slew rate dell'operazionale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

dagno differenziale enorme, dell'ordine di $100\text{-}120 \text{ dB}$ (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 generatore di forme d'onda o anche la semplice tensione di offset che è impossibile eliminare completamente) vengono amplificate moltissimo, portando l'output in saturazione.

La soluzione è utilizzare l'intelligente circuito 3.1d. Abbiamo usato le resistenze $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ 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 sì 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, 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 $V_{out} = A(V^+ - V^-)$, dove V^+ e V^- sono le

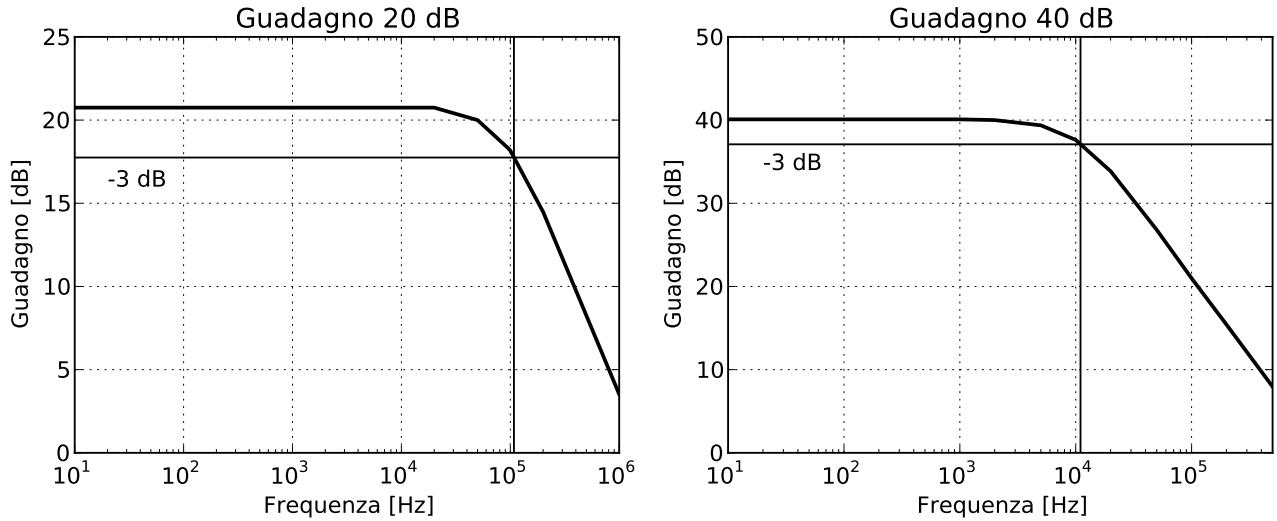


Figura 3.4: La figura mostra l'amplificazione in frequenza del circuito 3.1c nelle due varianti con guadagno di 20 db e 40 db circa. I circuiti si comportano come filtri passa basso con frequenza di taglio di 108 ± 6 kHz (20 db) e 11 ± 5 kHz (40 db). Sono filtri di primo ordine, con un'attenuazione di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

tensioni agli ingressi non invertente ed invertente rispettivamente, mentre A è il guadagno che vogliamo misurare, si ha:

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

(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:

$$A = \frac{V_{\text{out}}}{V_A} \quad (3.5)$$

Per le misure abbiamo utilizzato la canonica onda sinusoidale di 50 mVpp (sempre per non avere problemi con lo slew rate). Il grafico in figura 3.5 mostra l'andamento misurato, che è simile al grafico tipico riportato sul manuale. L'amplificatore ha un guadagno in continua di 99.9 ± 0.4 dB (circa la metà del valore tipico 106 dB), e si comporta come un filtro RC con un'attenuazione di 20 dB/decade (6 db/ottava).

Nella figura 3.6 abbiamo riportato lo stesso grafico con anche gli andamenti in frequenza degli amplificatori non invertenti del paragrafo precedente, per mostrare come l'attenuazione del segnale che si osserva in questi circuiti sia dovuta al comportamento

in frequenza dell'operazionale. Per applicazione ad alta frequenza sono disponibili amplificatori senza condensatori all'interno.

3.4 Conclusione

Anche in questa esperienza abbiamo conosciuto aspetti interessanti degli operazionali e abbiamo scoperto alcuni difetti che possono influenzare il comportamento dei circuiti con essi costruiti.

A parte il valore di amplificazione open loop, gli altri risultati sono vicinissimi ai dati di targa. L'amplificazione è comunque abbastanza variabile da pezzo a pezzo e comunque abbiamo ottenuto un valore il cui ordine di grandezza è corretto.

Figura 3.5: Il grafico mostra l'andamento del guadagno open loop dell'amplificatore operazionale UA741 in funzione della frequenza. Come si vede il guadagno è massimo solo in una ristretta banda di frequenze, fino a circa 8 Hz. Poi il guadagno diminuisce ad un decimo ogni decade. I punti neri sono stati rilevati con il circuito 3.1d e si vede che a frequenze alte l'incertezza diventa cospicua, mentre quelli grigi sono stati misurati con il circuito 3.1e. Nei punti dove l'incertezza non è visibile essa è minore della dimensione dei punti. Il guadagno diventa unitario a circa 1 MHz.

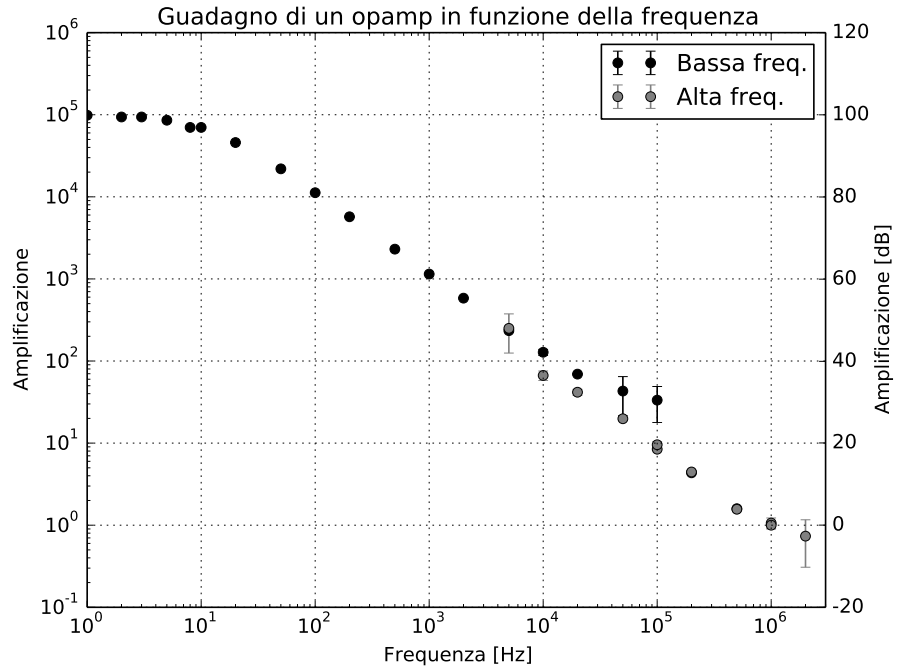
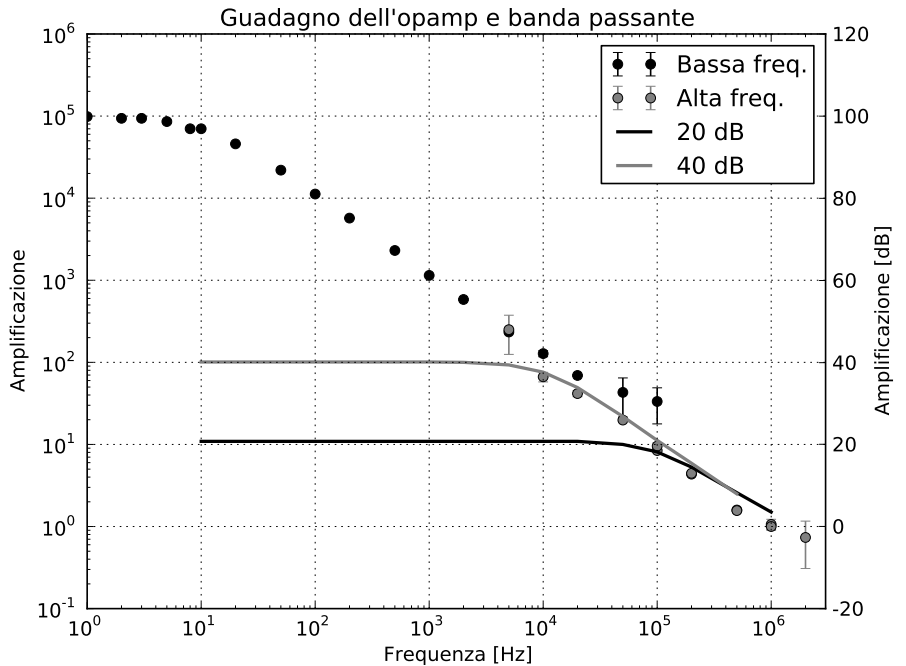


Figura 3.6: Nel grafico sono visibili gli stessi dati delle figure 3.4 e 3.5, solo che sono mostrati assieme. Come si vede è proprio a causa dell'andamento del guadagno in frequenza dell'opamp che questi circuiti hanno una frequenza di taglio ed una riduzione del guadagno.



4 Comparatori, oscillatori a rilassamento, interruttori crepuscolari

4.1 Obiettivo

L'obiettivo di questa esperienza è l'introduzione di un nuovo componente: il comparatore LM311. Questo componente è simile ad un amplificatore operazionale UA741 con la differenza che è molto più veloce (vogliamo che un comparatore sia veloce), non contiene capacità (quindi la diminuzione del guadagno all'aumentare della frequenza è molto meno marcata) ed è a collettore aperto, cioè permette all'utilizzatore di impostare dall'esterno la corrente assorbita. In questo modo è possibile pilotare carichi che richiedono correnti elevate. Utilizzeremo questo componente per realizzare un semplice circuito comparatore, un oscillatore e un interruttore crepuscolare. Utilizzeremo per la prima volta il feedback positivo.

4.2 Materiali e circuiti

- Breadboard, cavi a banana e cavetti da breadboard.
- Amplificatore operazionale LM311.
- Resistenze: 100 Ω , 2 da 10 k Ω e 100 k Ω .
- Capacità da 100 nF.
- Fototransistor.
- Alimentatore di corrente continua.
- Generatore di forme d'onda Agilent 33120A.
- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A.

4.3 Dati e risultati

Comparatore. Lo scopo della realizzazione di questo circuito è famigliarizzare con il comparatore LM311. Il primo circuito che abbiamo montato, in figura 4.1a, è il più semplice utilizzo di questo componente. L'ingresso è impostato sul piedino non invertente in modo da ottenere un comparatore non invertente. L'ingresso invertente è invece collegato a comune e definisce la soglia di riferimento per la comparazione (mettendolo a comune la soglia è quindi 0 V). Collegando questo ingresso ad una tensione continua a scelta, il comparatore comparerà il segnale in ingresso alla tensione scelta.

Il comparatore LM311 funziona in modo un po' diverso dall'UA741. Essenzialmente agisce come se al suo interno ci fosse un interruttore con i capi collegati all'uscita e a comune (l'LM311 ha un piedino da collegare a ground, mentre per l'UA741 non era necessario). L'interruttore è interdetto se $V^+ > V^-$

ed è chiuso in caso contrario. Quindi quando l'ingresso non invertente V^+ è ad una tensione maggiore di quello invertente V^- l'uscita è a +15 V (alimentazione) a causa della resistenza di pull-up R. Invece, se $V^- > V^+$, l'uscita è a comune. La resistenza R è stata scelta "grande" (10 k Ω) per evitare il passaggio di troppa corrente e la conseguente dissipazione di potenza nel caso di uscita a ground. Per le altre specifiche del circuito si faccia riferimento alla figura 4.1a.

Quindi abbiamo un circuito che confronta un segnale con lo zero e fornisce in uscita uno stato binario: V_{sat}^+ se il segnale è maggiore di zero e 0 V se il segnale è minore di zero. Per testarne il funzionamento abbiamo fornito in ingresso vari segnali con il generatore di funzioni d'onda. Un esempio è riportato in figura 4.2.

Il problema principale di questo circuito è il fatto che è soggetto al rumore. Nelle vicinanze di una transizione da positivo a negativo possono esserci più punti che intersecano il riferimento a causa del fatto che c'è sempre rumore sommato al segnale. Noi lo abbiamo testato con funzioni d'onda di ampiezza picco-picco piuttosto ridotta (200 mV e 600 mV) per far sì che la transizione fosse più lenta e gli effetti del rumore risultassero più evidenti. Il rumore è visibile in figura 4.5.

Trigger di Schmitt. Per evitare questo problema del rumore si utilizza il cosiddetto trigger di Schmitt, ovvero un circuito come quello riportato in figura 4.1d. Il trigger di Schmitt è un comparatore con isteresi, vale a dire un comparatore che invece di scattare al passaggio di una soglia, ha una fascia di tensioni in cui non agisce e scatta solo quando il segnale esce da questa banda. La figura 4.3 chiarifica il funzionamento.

Ma come è possibile ottenere un effetto simile in un circuito? La soluzione è utilizzare un feedback *positivo* come indicato in figura 4.1d. In questa configurazione (è evidentemente possibile costruire un trigger simile in configurazioni diverse), le resistenze R_1 ed R_2 formano un partitore che determina la tensione V^+ all'ingresso non invertente, determinando così la grandezza della banda dove il comparatore non agisce.

Se la tensione V_{in} supera lo zero, anche la tensione V^+ lo supera, ed il comparatore interdetto costringe V_{out} a rimanere alla tensione alta (che in questo caso varia con la tensione in ingresso. Se le tensioni in ingresso sono piccole rispetto a 15 V, si ottiene un'uscita di $(15 \text{ V}) \cdot (R_1 + R_2) / (R_1 + R_2 + R_3) = 13.6 \text{ V}$). In seguito, quando V_{in} scende sotto lo zero, il parti-

tore fa sì che la tensione in V^+ sia ancora maggiore di zero, evitando così la commutazione del comparatore. Ovviamente ad un certo punto, quando V_{in} supera la tensione di soglia negativa V_{OL} (determinata dalle resistenze) anche V^+ diventa minore di zero e V_{out} viene messo a terra. Da questo punto in poi il partitore funziona in modo diverso, infatti R_3 non ne fa più parte. Quindi quando la tensione sale nuovamente, si ha che il segnale in ingresso deve superare lo zero (la soglia alta V_{OH}) affinché V^+ superi lo zero facendo chiudere il comparatore e riportando tutto alle condizioni iniziali. Si ha quindi un comportamento di isteresi, con tensioni in salita trattate in maniera differente da quelle in discesa. Il punto principale del discorso è che se l'ampiezza tipica del rumore è minore dell'ampiezza della

banda, il comparatore sarà molto meno soggetto a scatti casuali.

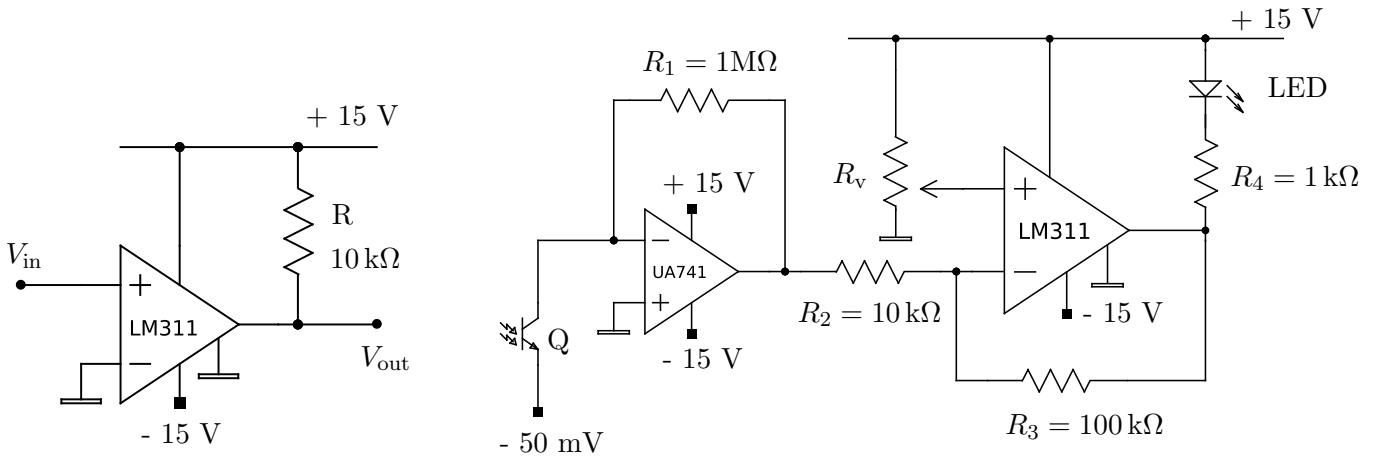
Per il circuito abbiamo scelto $R_1 = 100\ \Omega$, $R_2 = 100\text{ k}\Omega$ e $R_3 = 10\text{ k}\Omega$. In questo modo, valendo la formula

$$V^+ = V_{in} + (15\text{ V} - V_{in}) \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (4.1)$$

si ottiene che

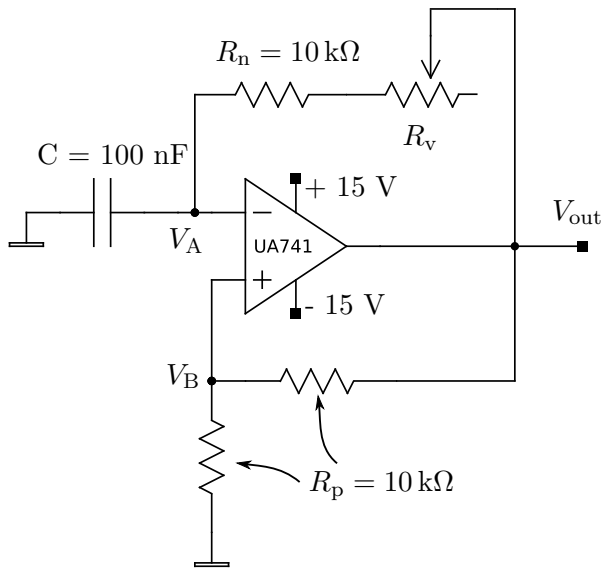
$$V_{in} = V^+ \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2 + R_3} - 15V \frac{R_1}{R_2 + R_3} \quad (4.2)$$

Imponendo $V^+ = 0$ ed inserendo i valori da noi scelti, risulta

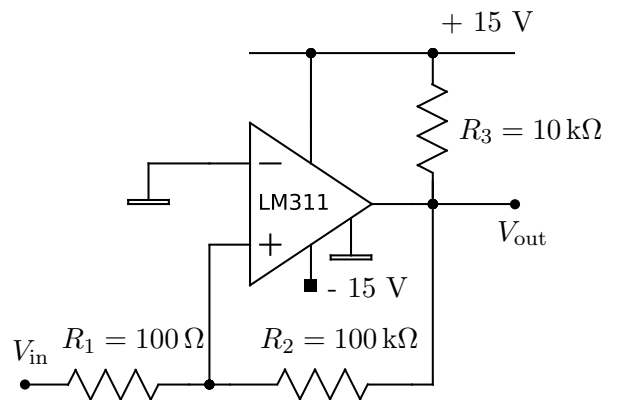


(a) Comparatore semplice.

(b) Interruttore crepuscolare.



(c) Oscillatore a rilassamento.



(d) Comparatore con isteresi (trigger di Schmitt). Questo circuito sfrutta una retroazione positiva per evitare che il comparatore scatti più volte a causa del rumore (elettrico o non).

Figura 4.1: Circuiti costruiti durante l'esperienza

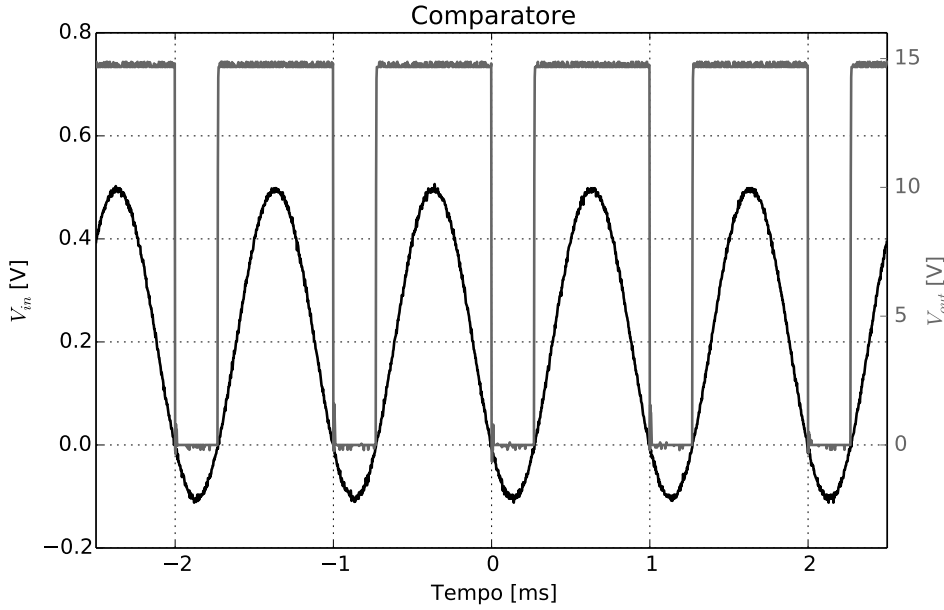


Figura 4.2: Esempio di funzionamento del circuito 4.1a. Il segnale in ingresso è la sinusoide di 600 mVpp a 1 kHz con un offset di +200 mV (la scala per l'ingresso è a sinistra, per l'uscita è a destra). Come si può notare il circuito compara correttamente il segnale in ingresso con il comune, fornendo una specie di onda quadra all'uscita. Gli effetti del rumore non sono visibili a questa scala di tempo, ma sono visibili in figura 4.5.

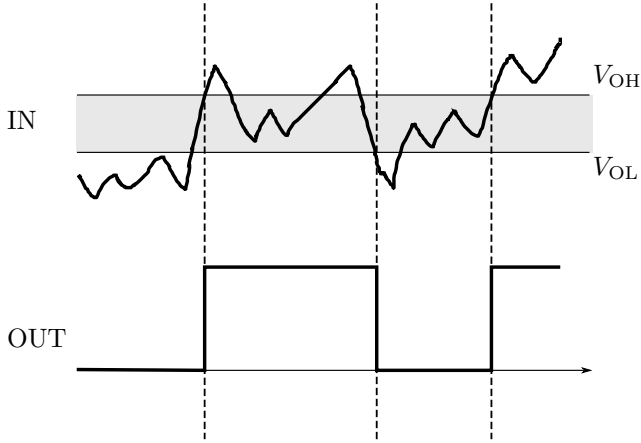


Figura 4.3: Funzionamento di un comparatore con isteresi. Il passaggio tra i due stati di uscita del comparatore avviene non ad una determinata soglia, ma all'uscita della banda di tensioni compresa tra due soglie V_{OH} e V_{OL} . In questo modo il comparatore è molto meno soggetto al rumore.

$$V_{OL} = -15V \frac{R_1}{R_2 + R_3} = -13.6 \text{ mV} \quad (4.3)$$

Poiché $V_{OH} = 0$, la fascia di tensioni “di isteresi” è ampia 13.6 mV, che è dell'ordine del rumore presente nel nostro circuito. La figura 4.5 mostra gli effetti dell'isteresi sul rumore. In figura è visibile il circuito del paragrafo precedente e quello con isteresi, che presenta molto meno rumore. Aumentando R_1 è possibile aumentare la banda “di isteresi” e quindi diminuire ancora il rumore (l'ovvio svantaggio è che si perde sensibilità nella comparazione, quindi è sconsigliato aumentare troppo

le soglie). Notare che sarebbe stato possibile avere una banda simmetrica rispetto allo zero, mettendo $V^- = -13.6 \text{ mV}/2$ anche se questo può portare a rumore ulteriore.

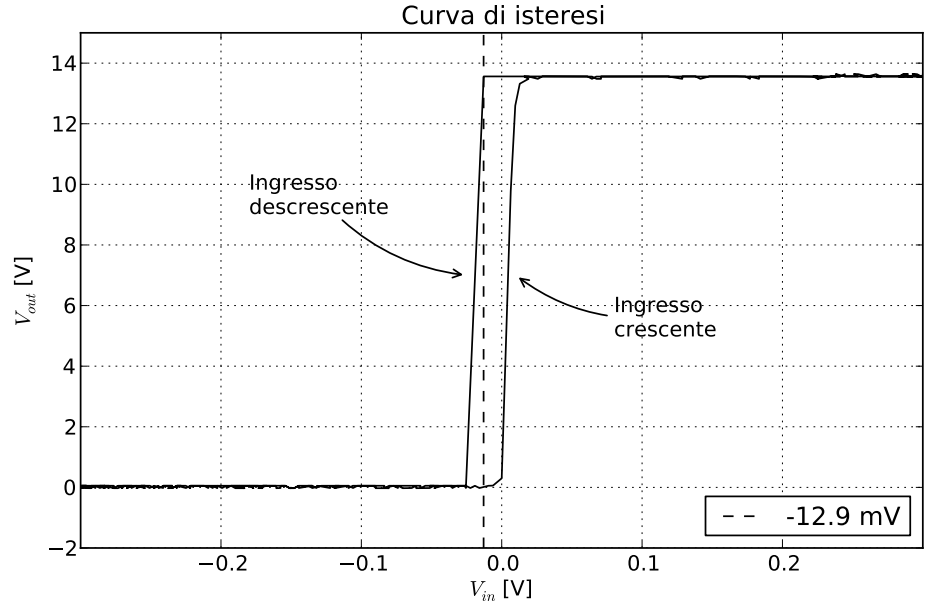
Con l'oscilloscopio abbiamo misurato la tensione V_{OL} , rilevando $14.1 \pm 0.1 \text{ mV}$, vicino al valore calcolato. La discrepanza è spiegabile grazie al fatto che era presente rumore dell'ordine di grandezza della soglia e quindi è difficile capire dove veramente inizia la commutazione.

Abbiamo inoltre acquisito i dati e graficato la curva di isteresi del circuito. Il risultato è visibile in figura 4.4. Si vedono bene le due soglie V_{OL} e V_{OH} , anche se nell'intervallo dove il comparatore commuta ci sono pochi punti, che in parte spiegano il fatto che le soglie siano oblique. Con questo metodo $V_{OL} = 12.9 \text{ mV}$, mentre V_{OH} è vicina a 0 V.

Oscillatore a rilassamento. Passiamo ora all'analisi di un circuito completamente diverso, l'oscillatore a rilassamento riportato in figura 4.1c. Questo circuito genera un'onda quadra di ampiezza $V_{sat}^+ - V_{sat}^-$ e di frequenza regolabile da 370 Hz a 438 Hz tramite il trimmer sulla retroazione negativa. Si noti che in questo circuito abbiamo usato l'UA741.

Come funziona questo circuito? All'accensione del circuito l'uscita si trova, per esempio, a V_{sat}^+ (a causa della tensione di offset o di altri disturbi, come abbiamo visto nella precedente relazione). Questo significa che $V_B = V_{sat}^+/2$ e che, grazie alla retroazione negativa, il condensatore inizia a caricarsi. L'uscita resta a V_{sat}^+ finché ai capi del condensatore la tensione non supera $V_B = V_{sat}^+/2$, dopodiché l'operaziona-

Figura 4.4: Curva di isteresi del trigger di Schmitt. La curva di isteresi si ottiene graficando la tensione in output versus la tensione di input. In questo caso l'input va da - 0.3 V a 0.3 V e ritorno. Si vedono bene le due soglie e la banda di isteresi. L'ampiezza dell'output è 13.7 V.



le porta l'uscita a V_{sat}^- . In seguito $V_B = V_{\text{sat}}^-/2$ e il condensatore si scarica e carica con polarizzazione inversa, fino a che ai suoi capi non c'è una tensione pari a $V_B = V_{\text{sat}}^-/2$. Al che l'operazionale porta l'uscita a V_{sat}^+ ed il ciclo ricomincia. La frequenza del ciclo è determinata dalla resistenza sulla retroazione negativa, che limita la corrente di carica del condensatore e quindi la velocità di carica. A resistenze più basse corrispondono frequenze più alte e viceversa.

Dopo aver montato il circuito ne abbiamo verificato il funzionamento, che è risultato corretto. L'ampiezza picco-picco dell'onda quadra generata è stata misurata ed era pari a 27.3 V, indipendentemente dalla frequenza generata. Quindi $V_{\text{sat}}^\pm = \pm 13.7$ V.

Usando la definizione di capacità, la legge di Ohm e risolvendo l'equazione differenziale nel caso in cui $V_{\text{out}} = V_{\text{sat}}^+$, si ottiene l'equazione che descrive la carica del condensatore. Imponendo come condizioni iniziali che a $t = 0$ si avesse $V_A = V_{\text{sat}}^-/2 = -V_{\text{sat}}^+/2$ (ovvero che l'uscita abbia appena commutato verso $V_{\text{out}} = V_{\text{sat}}^+$), e risolvendo per t si ottiene

$$t = \frac{T}{2} = RC \log \left(\frac{2}{3} - \frac{2}{3} \frac{V_A}{V_{\text{sat}}} \right) \quad (4.4)$$

Per calcolare il periodo dell'onda possiamo quindi porre $V_A = V_{\text{sat}}^+/2$. Facendo l'inverso del periodo si ottiene la frequenza:

$$f_{R_v=0} = 460 \pm 90 \text{ Hz} \quad (4.5)$$

$$f_{R_v=10 \text{ k}\Omega} = 230 \pm 50 \text{ Hz} \quad (4.6)$$

Per il calcolo delle incertezze, abbiamo assunto un'incertezza del 5% sulle resistenze e del 20% sulla capacità, ovvero le tolleranze dei componenti usati. Le misure hanno rivelato valori $f_{R_v=0} = 438 \text{ Hz}$ e $f_{R_v=10 \text{ k}\Omega} = 298 \text{ Hz}$, il primo dei quali è compatibile con i nostri risultati, mentre il secondo no (non sappiamo perché).

Interruttore crepuscolare. L'ultimo circuito che abbiamo realizzato è una semplice ma molto interessante applicazione del trigger di Schmitt. Si tratta di un circuito che analizza il segnale proveniente da un fototransistor (un transistor simile ad un BJT ma controllato dalla luminosità ambientale invece che dalla corrente di base) e che accende o spegne un LED in base a tale segnale. Una versione modificata del circuito può essere utile per accendere delle luci automaticamente la sera o in altre situazioni simili. Il diagramma schematico del circuito è mostrato in figura 4.1b.

Nel circuito, la corrente che attraversa il fototransistor Q dipende dalla luminosità dell'ambiente attorno al transistor. Il transistor è collegato a - 50 mV invece che a comune per assicurare una corretta polarizzazione del transistor in qualsiasi condizione operativa. L'amplificatore UA741 serve, assieme alla retroazione R_1 , ad amplificare la corrente fornita dal fototransistor e a convertirla in tensione. Abbiamo verificato che la corrente massima che il transistor assorbe (in condizioni di massima luminosità) è di circa 14 μA ; conseguentemente è stata usata una resistenza $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ per trasformare la corrente di un segnale di qualche Volt. Nello stadio successivo, troviamo il comparatore LM311

Rumore con e senza trigger

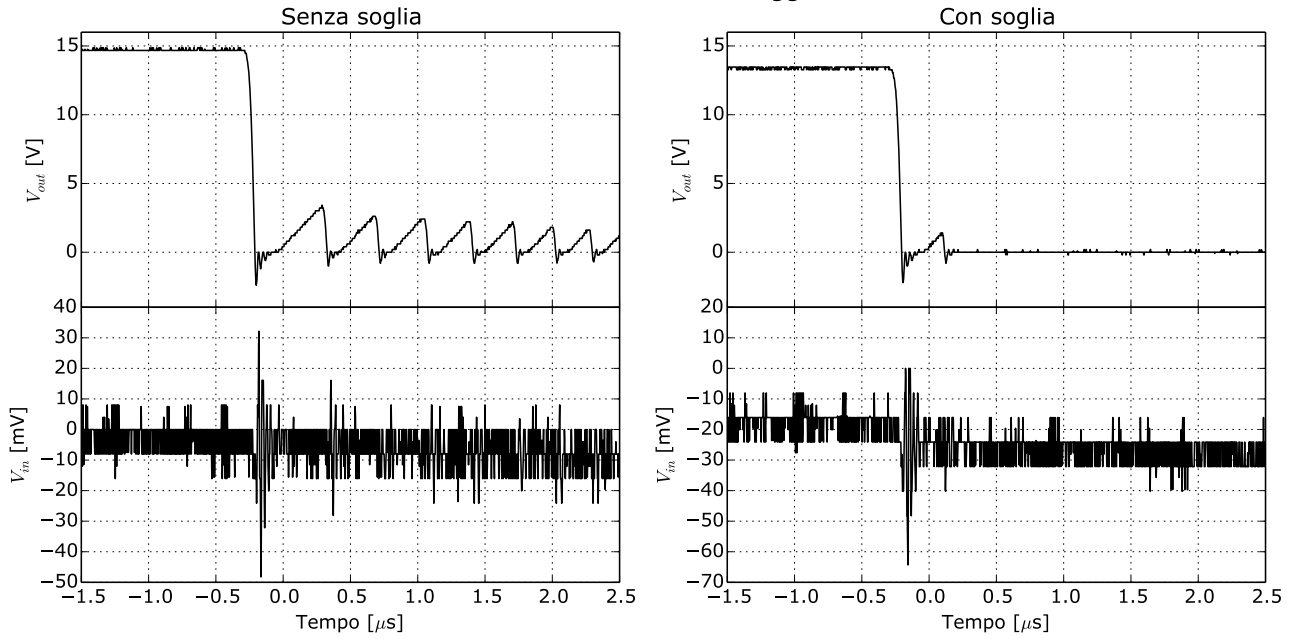


Figura 4.5: Nel grafico a sinistra è riportato l'output del circuito 4.1a (in alto) e l'ingresso dello stesso circuito, riportato in scala molto ingrandita per visualizzare il rumore. Stessa cosa per la figura a destra, solo che in questo caso il circuito è il trigger di Schmitt (4.1d). Evidentemente il rumore è molto minore. Si notino le scale temporali (per questo il rumore non è visibile nella figura 4.2) e l'ampiezza del rumore in uscita (vari Volt). Nell'immagine a destra si nota inoltre che la commutazione avviene circa ai -13.6 mV previsti.

all'interno di un trigger di Schmitt, che compara il segnale amplificato con una soglia regolabile tramite la resistenza variabile R_v . Nel feedback positivo troviamo due resistenze $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ed $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ che fanno sì che le soglie V_{OL} e V_{OH} siano piuttosto distanti e che il circuito sia poco soggetto al rumore (vogliamo che il LED si accenda e si spenga in modo stabile; vorremmo evitare di vedere il LED accendersi e spegnersi ripetutamente a causa di variazioni di luminosità repentine). In seguito abbiamo un ramo che collega l'uscita dell'LM311 con l'alimentazione positiva mediante una resistenza (limitatore di corrente) e il diodo LED.

Quando la luce ambientale è alta, il fototransistor assorbe molta corrente, e all'ingresso non invertente dell'LM311 arriva una tensione alta. Se la tensione supera la soglia impostata dall'utilizzatore, il comparatore è in interdizione e attraverso il diodo passa pochissima corrente, non sufficiente ad illuminarlo. Quando l'ambiente è poco luminoso il transistor assorbe poca corrente, all'ingresso del comparatore arriva una tensione bassa e il comparatore mette a terra la sua uscita. Quindi scorre una corrente $I = \frac{15V}{R_4} = 15 \text{ mA}$ attraverso il diodo. Questa corrente è sufficiente per far funzionare il LED.

Dopo aver montato il circuito (tra molte peripezie a dire il vero), abbiamo verificato il suo funzio-

namento, che è risultato estremamente stabile. Il diodo si illumina nel momento in cui è utile che lo faccia (quando la luminosità diventa scarsa) ed è totalmente assente qualsiasi scatto del LED dovuto a rumore (ricordiamo che le stesse lampade del laboratorio si accendono e si spengono alla frequenza della rete, ovvero 50 Hz).

4.4 Conclusione

Nonostante i circuiti si siano rivelati non proprio banali da montare (anche a causa di errori da principianti), siamo riusciti a verificare il funzionamento di tutti e quattro i circuiti in esame. I risultati numerici sono stati in buon accordo con la teoria, nonostante qualche deviazione significativa.

Da notare il fatto che abbiamo usato per la prima volta il feedback positivo, sia per il trigger che per l'oscillatore. Abbiamo usato con successo due nuovi componenti (LM311 e fototransistor) in circuiti di grande importanza applicativa.

Tutto sommato l'esperienza è stata molto interessante. Per concludere, vogliamo citare Otto Schmitt, il geniale inventore ed ingegnere statunitense che inventò l'omonimo trigger di Schmitt imitando il sistema nervoso dei calamari. Tra le sue alte imprese riportiamo l'aver pubblicato il suo primo articolo su Science a 17 anni e l'aver fondato il campo dell'ingegneria biomedica.

5 Rettificatore di precisione, amplificatore differenziale e misure di temperatura

5.1 Obbiettivo

Montaggio e verifica del funzionamento di alcuni circuiti di precisione, verifica del funzionamento dell'instrumental amplifier AD622 e misure a 4 fili con il multimetro.

In particolare realizzeremo un rettificatore a mezz'onda di precisione, un amplificatore differenziale che useremo per eliminare il rumore dovuto alla rete e misureremo la temperatura con la resistenza al platino.

5.2 Materiali e circuiti

- Breadboard, cavi a banana e cavetti da breadboard.
- Amplificatore operazionale LM311 e amplificatore strumentale AD622.
- Resistenze: 4 da $10\ \Omega$, 2 da $100\ \Omega$, 2 da $100\ \text{k}\Omega$, 5 da $10\ \text{k}\Omega$ e un trimmer da $10\ \text{k}\Omega$.
- 2 diodi.
- Resistenza al platino PT100.
- Alimentatore di corrente continua.
- Generatore di forme d'onda Agilent 33120A.
- Multimetro Agilent 34410A.
- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A.

5.3 Dati e risultati

Rettificatore a mezz'onda di precisione. Il problema dei rettificatori realizzati con i diodi è la caduta di tensione in polarizzazione diretta del diodo. Questa caduta, dell'ordine dei $0.5\text{--}0.7\ \text{V}$, implica che la tensione in uscita non potrà mai avere la stessa ampiezza di quella in ingresso e, essendo grande, può portare a problemi con segnali piccoli in ingresso.

Una soluzione elegante e semplice è quella di utilizzare un operazionale come indicato nel circuito 5.1a. Il circuito sfrutta la retroazione per far sì che l'amplificatore porti V_o alla stessa tensione dell'ingresso, se quest'ultimo è positivo. Per fare ciò deve valere $V_{o1} = V_o + V_d$, dove V_d indica la caduta in diretta del diodo. Quando invece l'ingresso è negativo l'opamp va in saturazione negativa e il diodo entra in interdizione. In questa modalità l'amplificatore agisce in modalità open-loop. R_L gioca il ruolo di carico pilotato dal circuito.

Abbiamo quindi montato il circuito per verificarne il corretto funzionamento e i limiti operativi. Abbiamo fornito in input delle onde sinusoidali di diverse frequenze ($50\ \text{Hz}$, $500\ \text{Hz}$, $5\ \text{kHz}$, $10\ \text{kHz}$) e visualizzato l'output. Nelle figure 5.2, 5.3 e 5.4 sono mostrati tre grafici: nei primi due sono graficate le tensioni di input, V_o e V_{o1} e dimostra il funzionamento del circuito, il terzo è semplicemente un ingrandimento della transizione da $V_o = 0\ \text{V}$ a $V_o = V_{in}$. L'operazionale impiega un certo tempo, variabile con la frequenza del segnale, per uscire dallo stato di saturazione negativa e raggiungere la zona di funzionamento lineare. La transizione opposta, da uscita uguale al segnale a $V_o = 0\ \text{V}$, non presenta questo tipo di imprecisione.

Come mai c'è un ritardo? La tensione di offset in questo caso è troppo piccola per avere effetti cospicui come quelli osservati. Inizialmente abbiamo pensato che il ritardo nella risposta fosse dovuto allo slew rate, ovvero al fatto che per passare da $-15\ \text{V}$ a circa $0\ \text{V}$ l'operazionale UA741 ha bisogno di circa $30\ \mu\text{s}$ (assumendo uno slew rate di $0.5\ \text{V}/\mu\text{s}$, misurato nelle precedenti relazioni). Tuttavia abbiamo osservato ritardi variabili fino a $160\ \mu\text{s}$ per cui, anche se lo slew rate di sicuro gioca un ruolo, deve esserci qualcos'altro a ritardare ulteriormente l'amplificatore. Questo "qualcos'altro" è il fatto che, per uscire dall'interdizione o dalla saturazione, i transistor che compongono l'operazionale impiegano un certo tempo. Questo tempo è tanto minore quanto maggiore è la derivata della tensione, poiché questo causa cambiamenti più repentini e correnti più alte all'interno dell'operazionale.

Questo spiega il comportamento del circuito e anche la diminuzione del tempo di commutazione all'aumentare della frequenza. Spiega inoltre perché questo ritardo avvenga solo con una tensione in ingresso crescente ma non quando decresce.

Rettificatore a mezz'onda migliorato. Poiché stiamo tentando di costruire un raddrizzatore a mezz'onda di precisione, vogliamo eliminare il problema presentato nel paragrafo precedente. Vogliamo quindi impedire che l'operazionale vada in saturazione negativa per evitare i problemi connessi alla commutazione. Ancora meglio, vorremmo tenere il suo output vicino al riferimento, in modo da ridurre possibili problemi di slew rate.

Abbiamo quindi realizzato il circuito 5.1b. In questo caso il raddrizzatore è invertente, cioè mantiene solo le parti dell'input negative, rendendole però positive.

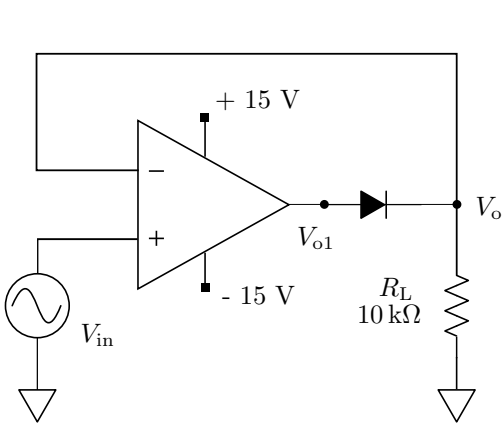
Riassumiamo il funzionamento del circuito:

- Se $V_{in} > 0$: il diodo D_2 è interdetto e il circuito funziona come un amplificatore invertente, con guadagno 1 se $R_1 = R_2$. D_1 fa in modo che $V_{o1} = V_o + V_d$.
- Se $V_{in} < 0$: l'operazionale tenta di andare in saturazione negativa, per cui D_1 è interdetto e la retroazione non funziona più. Poiché l'ingresso invertente è un ground virtuale e il carico è a comune si ha $V_o = 0$ V. Il diodo D_2 impedisce all'operazionale di andare in saturazione negativa e mantiene la sua uscita a $-V_d$.

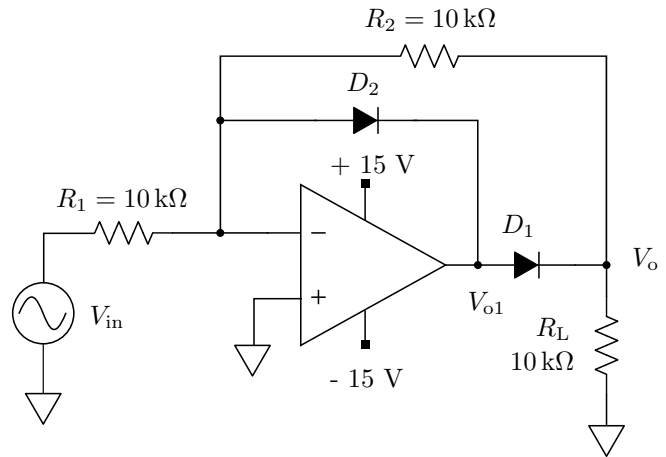
Abbiamo quindi analizzato il comportamento del circuito per la stessa onda sinusoidale 1 Vpp e per le stesse frequenze del circuito precedente. In figura 5.5 è mostrato il grafico con le misure di V_o e V_{o1} e dell'ingresso alla frequenza di 500 Hz. In questo caso abbiamo rilevato un comportamento molto

più pulito, con commutazioni con ritardi molto meno marcati (generalmente da 3 a 5 microsecondi). Inoltre, si osserva la figura riferita sopra, V_{o1} non è mai sceso oltre i - 0.5 V.

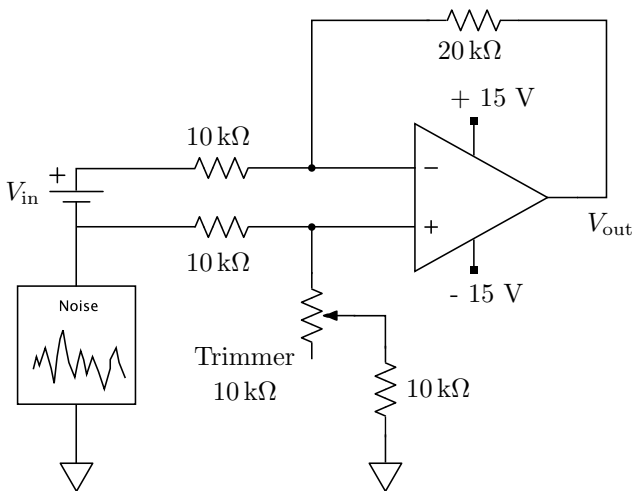
Amplificatore differenziale. Nella fase successiva dell'esperienza, abbiamo studiato gli amplificatori strumentali, ovvero degli amplificatore differenziali che sono utili per eliminare il rumore nel caso in cui si debbano fare misure utilizzando cavi lunghi (per esempio un apparato sperimentale e apparecchi di misura dall'altro lato del laboratorio o in locali adiacenti). La lunghezza dei cavi introduce problematiche legate al rumore che non sorgono nel caso cavi corti. Per esempio, in un caso del genere può essere conveniente collegare usare la terra come comune, cosa che però induce disturbi a causa del fatto che i punti in cui l'impianto elettrico è messo



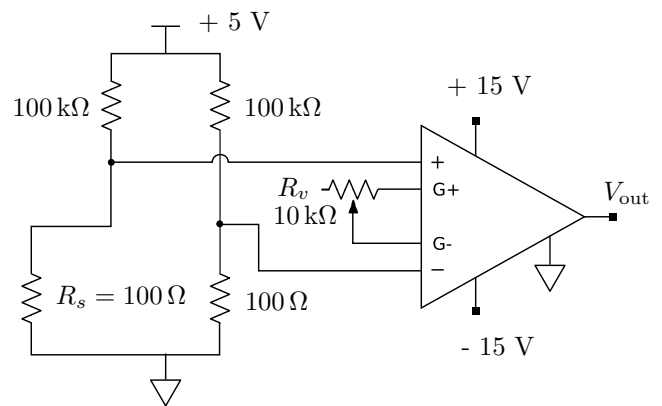
(a) Semplice raddrizzatore a mezz'onda costruito con un UA741.



(b) Raddrizzatore migliorato.



(c) Amplificatore differenziale usato per filtrare il rumore.



(d) Circuito di verifica del funzionamento dell'amplificatore strumentale AD622.

Figura 5.1: Circuiti costruiti durante l'esperienza

Figura 5.2: Input e output (V_o) del raddrizzatore a mezz'onda semplice (circuitto 5.1a). L'input è una sinusoide di 1 Vpp a 500 Hz. È visibile un certo ritardo del circuito a seguire l'andamento dell'ingresso, quando questa da negativo diventa positivo. Rispetto ad un raddrizzatore a diodi non è presente un offset di 0.6 V.

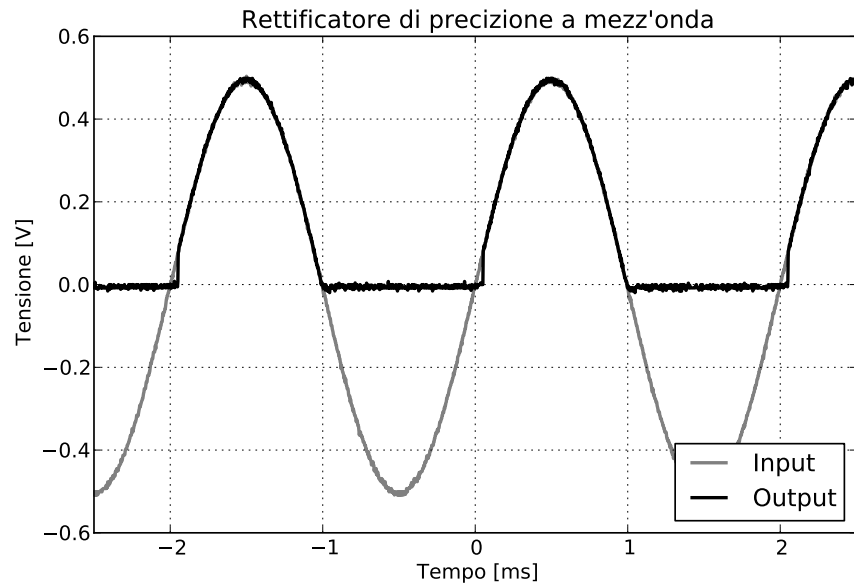


Figura 5.3: Input e tensione V_{o1} all'uscita dell'amplificatore operazionale nel circuito 5.1a. Si vede come l'operazionale vada in saturazione negativa (circa -13 V) e come impieghi un certo tempo a tornare in funzionamento lineare (per esempio al tempo $t = 0$). È inoltre visibile l'effetto della caduta in diretta del diodo, che ammonta a circa 0.4 V nel grafico. L'input è sempre una sinusoide 1 Vpp a 500 Hz.

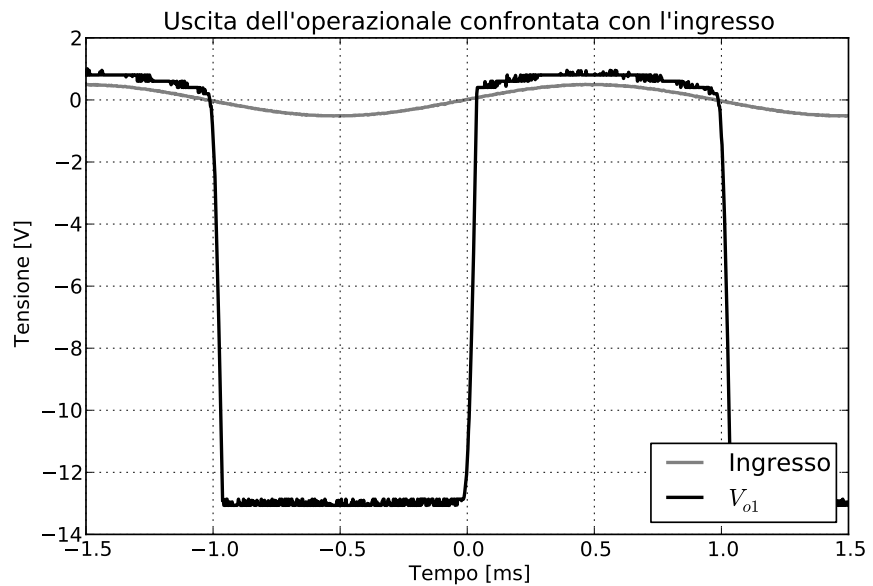
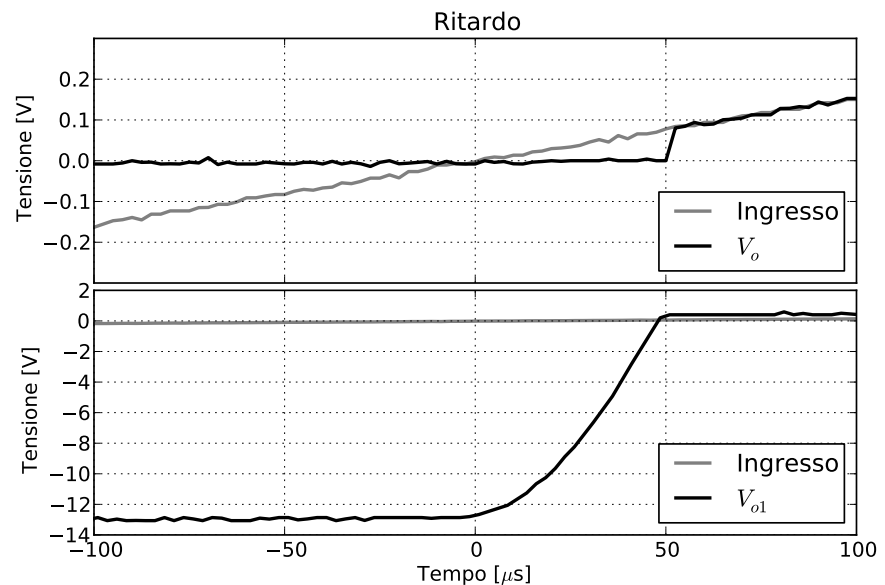


Figura 5.4: Questa immagine è un'ingrandimento delle precedenti due (figure 5.2 e 5.3) nella zona dove avviene il ritardo. Il ritardo è circa $50 \mu s$, inspiegabile con il solo slew rate limitato dell'operazionale. Nel grafico in basso, la parte iniziale della curva nera (la parte meno pendente) è il momento in cui l'operazionale spende tempo ad uscire dalla saturazione.



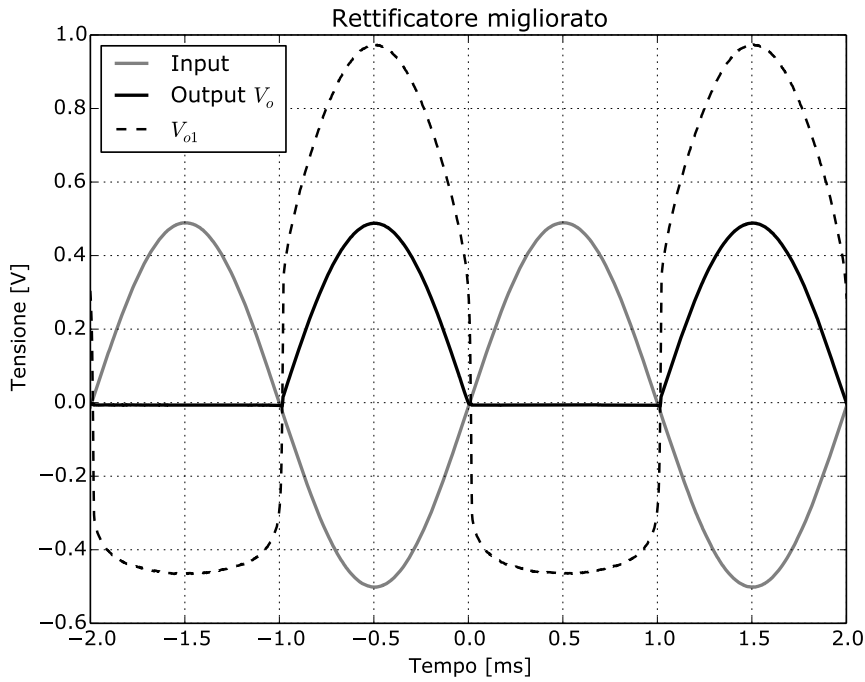


Figura 5.5: Il raddrizzatore ottimizzato produce un output molto più pulito (senza ritardi) mantenendo V_{o1} vicino a 0 V. Il raddrizzatore in questo caso mantiene le semionde negative raddrizzandole. V_{o1} è circa 0.5 V più alta di V_o , come ci si aspetta dalla caduta in polarizzazione diretta del diodo. Il fatto che la curva tratteggiata sia tonda in basso è dovuto alla caratteristica del diodo.

a terra possono trovarsi a potenziali diversi. Inoltre sono più forti i disturbi generati da onde radio, onde elettromagnetiche generate dalla rete e da altra strumentazione.

Per evitare i problemi dovuti al rumore si può utilizzare un amplificatore differenziale in un circuito come il 5.1c. Nel circuito V_{in} rappresenta il segnale da misurare (nel nostro caso una tensione DC). In questo caso abbiamo usato un amplificatore differenziale costruito con un UA741, che è costituito dall'operazionale e da tutte le resistenze visibili nel circuito. Il trimmer serve per regolare con precisione le resistenze, poiché è impossibile trovare delle resistenze tutte uguali. Per eseguire la taratura abbiamo collegato i due ingressi ($V_{in} = 0$) e abbiamo modificato la resistenza fino a che l'output non è diventato nullo. Per simulare la presenza di rumore, abbiamo utilizzato il generatore di forme d'onda collegato tra il segnale e comune. Le resistenze sono state scelte per amplificare l'ingresso differenziale di un fattore 2.

Lo scopo del circuito è quello di amplificare solo il segnale con l'amplificatore differenziale, mentre il rumore, essendo presente in entrambi gli input viene scartato.

Il test del funzionamento è semplice: si visualizza l'output e il rumore (il segnale generato dal generatore di funzioni) e variando frequenza, ampiezza e forma del rumore si verifica che il segnale amplificato non venga modificato. Abbiamo quindi posto $V_{in} = 1$ V e provato con sinusoidi, onde quadre, triangoli, rampe e altre funzioni a frequenze da 50

Hz a 100 kHz. Il circuito si è comportato bene, anche se quando il rumore ha un'ampiezza grande (per esempio 10 Vpp) si nota che l'output, invece di essere piatto, è una onda sinusoidale di circa 5 mVpp. In ogni caso un rumore di tale ampiezza in pratica non si ha mai. L'intero problema del rumore si ha solo se si vuole misurare un segnale comparabile con la dimensione del rumore, cioè di qualche millivolt.

Instrumental amplifier AD622. L'amplificatore differenziale studiato nel paragrafo precedente non è privo di problemi, prima di tutto la piccola impedenza in ingresso. Inoltre spesso è comodo poter variare il guadagno senza dover cambiare le resistenze e ricalibrare il circuito. Per risolvere questo problema è possibile usare un circuito costruito con 3 amplificatori operazionali; un tale circuito sfrutta l'elevata impedenza degli ingressi degli opamp e non sarebbe complicato da costruire. Tuttavia è ancora più comodo e preciso utilizzare un integrato che contiene al suo interno l'intero circuito. In questo modo si ha anche il beneficio aggiuntivo di avere delle resistenze costruite in modo tale da non sbilanciare il circuito. Questi integrati sono anche chiamati instrumental amplifiers.

L'integrato da noi utilizzato è l'AD622, che viene venduto in un package simile a quello di un operazionale, con la particolarità che va connesso a comune e che ha due piedini che devono essere collegati ad una resistenza variabile. Cambiando valore della resistenza è possibile variare il guadagno del

°C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	°C
-30.00	88.22	87.83	87.43	87.04	86.64	86.25	85.85	85.46	85.06	84.67	-30.00
-20.00	92.16	91.77	91.37	90.98	90.59	90.19	89.80	89.40	89.01	88.62	-20.00
-10.00	96.09	95.69	95.30	94.91	94.52	94.12	93.73	93.34	92.95	92.55	-10.00
0.00	100.00	99.61	99.22	98.83	98.44	98.04	97.65	97.26	96.87	96.48	0.00
0.00	100.00	100.39	100.78	101.17	101.56	101.95	102.34	102.73	103.12	103.51	0.00
10.00	103.90	104.29	104.68	105.07	105.46	105.85	106.24	106.63	107.02	107.40	10.00
20.00	107.79	108.18	108.57	108.96	109.35	109.73	110.12	110.51	110.90	111.29	20.00
30.00	111.67	112.06	112.45	112.83	113.22	113.61	114.00	114.38	114.77	115.15	30.00
40.00	115.54	115.93	116.31	116.70	117.08	117.47	117.86	118.24	118.63	119.01	40.00
50.00	119.40	119.78	120.17	120.55	120.94	121.32	121.71	122.09	122.47	122.86	50.00
60.00	123.24	123.63	124.01	124.39	124.78	125.16	125.54	125.93	126.31	126.69	60.00
70.00	127.08	127.46	127.84	128.22	128.61	128.99	129.37	129.75	130.13	130.52	70.00
80.00	130.90	131.28	131.66	132.04	132.42	132.80	133.18	133.57	133.95	134.33	80.00
90.00	134.71	135.09	135.47	135.85	136.23	136.61	136.99	137.37	137.75	138.13	90.00
100.00	138.51	138.88	139.26	139.64	140.02	140.40	140.78	141.16	141.54	141.91	100.00

Figura 5.6: Valori della resistenza PT100 per varie temperature.

circuito.

Per prendere confidenza con l'AD622 abbiamo realizzato il circuito 5.1d. Il circuito non fa altro che amplificare lo sbilanciamento di un ponte di Wheatstone. La resistenza R_s è stata montata fisicamente lontana dalle altre per poter essere riscaldata e raffreddata senza interferire con le altre.

Abbiamo quindi visualizzato l'output del circuito. In condizioni di operazione a temperatura ambiente l'output valeva -1040 ± 10 mV a causa del sempre presente sbilanciamento delle resistenze. Il guadagno è stato scelto in modo da avere un output in queste condizioni di circa 1 V. Successivamente abbiamo riscaldato la resistenza R_s con un dito. In queste condizioni operative abbiamo misurato -1210 ± 10 mV in uscita. Raffreddando invece la resistenza con una bomboletta di refrigerante abbiamo registrato -460 ± 10 mV. Poiché il valore a temperatura ambiente è negativo abbiamo che R_s è leggermente più piccola dell'altra resistenza da 100 Ω (il ponte di Wheatstone può essere visto come due partitori e l'output del partitore con R_s deve essere più piccolo dell'altro). All'aumentare della temperatura il valore di resistenza diminuisce, poiché l'uscita scende, quindi il coefficiente di temperatura è negativo.

Misura di temperatura. Come ultima misura della giornata, abbiamo usato una resistenza al platino PT100 per la misura di temperatura con il multimetro, in misurazione con 4 cavi. La resistenza al platino che ci è stata fornita ha una resistenza di 100 Ω alla temperatura di 0 °C. Le resistenze al platino hanno delle variazioni ben precise di resistenza al variare della temperatura e hanno tolleranze piccole. Si trovano tabulati i valori di resistenza per

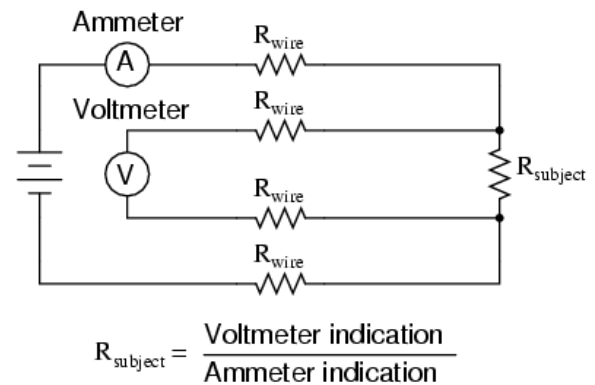


Figura 5.7: Misura a 4 cavi.

ogni grado centigrado (figura 5.6), in modo da poter fare facilmente la conversione tra resistenza e temperatura.

Per questo tipo di misura è importante riuscire a misurare esattamente la resistenza, senza introdurre errori sistematici dovuti all'impedenza dei cavi di collegamento. Poiché la resistenza è da soli 100 Ω anche un cavo con un'impedenza piuttosto piccola, per esempio 1 Ω (che potrebbe essere la resistenza di un cavo sottile abbastanza lungo), ci fa compiere un errore dell'1%, cioè di circa 3 °C. Per ovviare a questo inconveniente si utilizza la misura a 4 fili. In questa modalità di misura (figura 5.7), invece di utilizzare due fili, far scorrere la corrente in un circolo e misurare la caduta di potenziale (che include la caduta dovuta ai cavi di collegamento), se ne utilizzano 4: 2 formano un loop in cui è imposta una corrente dall'esterno, gli altri due servono alla misura della tensione. Su un anello si misura la corrente, che passa sicuramente attraverso la resistenza in esame R_{subject} , nell'altro si misura la tensione ai capi, utilizzando un voltmetro che fa passare pochissima

corrente. Utilizzando la legge di Ohm si ottiene una misura molto più precisa, poiché nel ramo di misura della tensione la corrente è piccolissima. Può sembrare che questa modalità di misura non faccia guadagnare nulla, tuttavia il trucco stà nel fatto che la corrente che passa attraverso un amperometro è alta, mentre quella in un voltmetro è bassa. Combinando i due strumenti si ha che la misura di tensione è influenzata praticamente solo dalla R_{subject} poiché attraverso di essa passa molta corrente, mentre nelle resistenze dei cavi di collegamento del voltmetro ne passa pochissima.

Abbiamo quindi simulato la resistenza dei cavi con delle resistenze da $10\ \Omega$. A temperatura ambiente abbiamo misurato $112.00\ \Omega$ che indica una temperatura di $31\ ^\circ\text{C}$ (in lab fa un gran caldo!). Con la misura a due fili si otteneva invece $134\ \Omega$ (circa $112 + 2 \times 10$), che significherebbe $78\ ^\circ\text{C}$. Anche se questo è un esempio artificioso, si capisce ben che bastano pochi Ohm per rendere completamente inutile la misura. Riscaldando la resistenza con le dita abbiamo invece letto $114.32\ \Omega$ ($37\ ^\circ\text{C}$), mentre raffreddandola con lo spray abbiamo misurato $89,5\ \Omega$ ($-27\ ^\circ\text{C}$).