

# 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 rippassato 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).

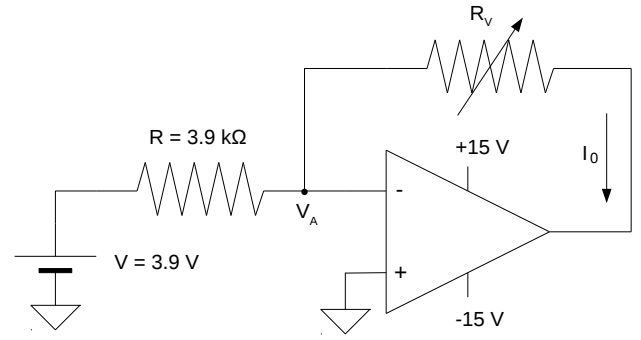
## 1.3 Dati e risultati

### 1.3.1 Generatore di corrente costante.

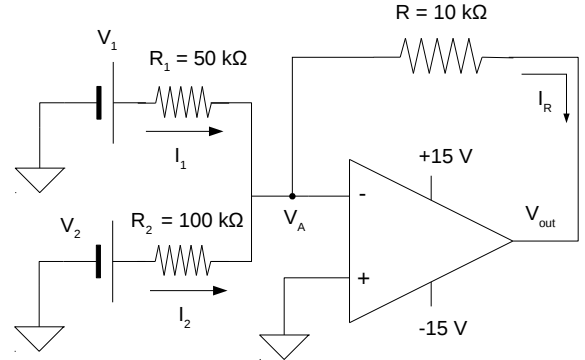
Il generatore di corrente costante è stato costruito come nello schema in figura 1.1a. La scelta della tensione di input  $V$  è stata dettata dal valore della resistenza  $R$  a nostra disposizione e dalla corrente che volevamo generare:  $1\text{ mA}$ . Infatti il polo invertente dell'operazionale 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  $V/R$  ( $1\text{ mA}$  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  $0.005\text{ V}$ , 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%.

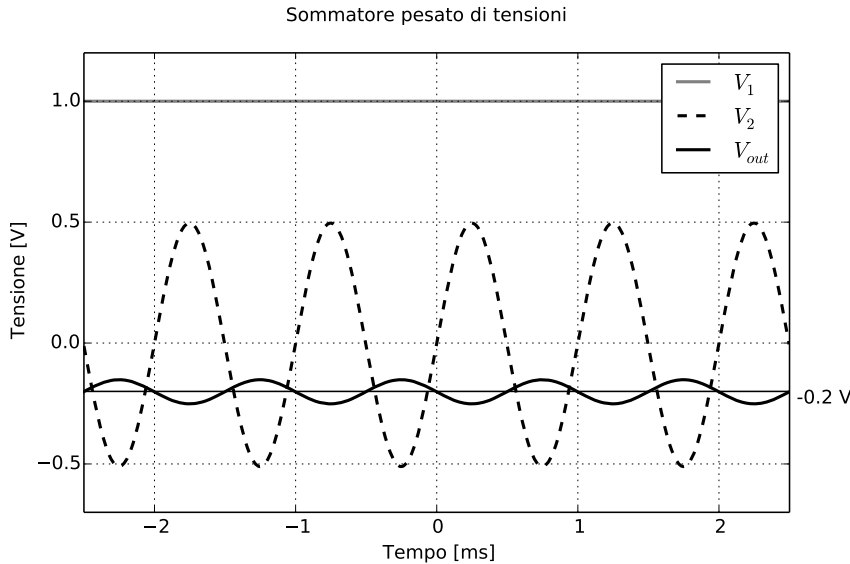


Figura 1.2: Il grafico riporta un esempio del funzionamento del circuito 1.1b. I canali  $V_1$  e  $V_2$  sono stati impostati rispettivamente a una tensione continua di 1 V e ad una sinusoide 1 Vpp (peak-to-peak) di frequenza 1 kHz di offset nullo. La sinusoide nera mostra l'output: è esattamente quello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

$I_0$ [mA]	$R_v$ [k $\Omega$ ]
$1.009 \pm 0.0005$	10
$1.009 \pm 0.0005$	9
$1.009 \pm 0.0005$	8
$1.009 \pm 0.0005$	7
$1.009 \pm 0.0005$	6
$1.009 \pm 0.0005$	5
$1.009 \pm 0.0005$	4
$1.009 \pm 0.0005$	3
$1.009 \pm 0.0005$	2
$1.009 \pm 0.0005$	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  $\Omega$ , 10 k $\Omega$ , 100 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 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  $V_{\text{offset}}$  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  $V_{\text{offset}}$  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  $-12.94 \pm 0.005$  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  $V_{\text{offset}}$  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):

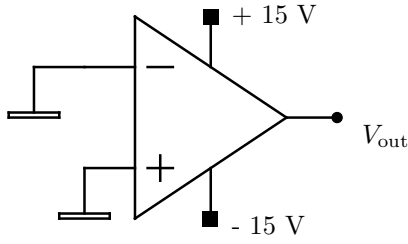
$$I_1 = \frac{V_A}{R_1}, \quad I_2 = I_1 - I_p^- = \frac{V_A}{R_1} - I_p^- \quad (2.1)$$

da cui, usando la legge di Ohm, si ottiene

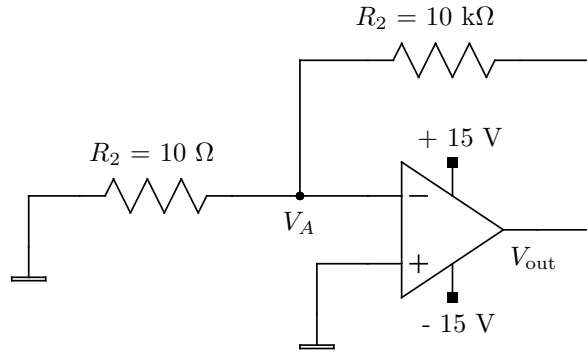
$$V_{\text{out}} = V_A + R_2 I_2 = V_A + \frac{R_2}{R_1} V_A - R_2 I_p^- \quad (2.2)$$

Questa formula riassume il funzionamento del circuito. Misurando  $V_{\text{out}}$  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  $V_{\text{offset}}$ .

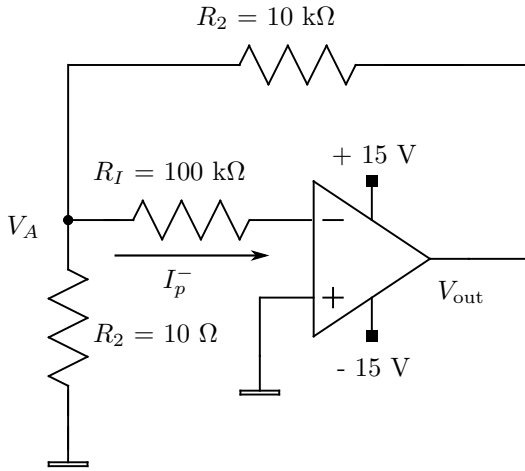
Grossomodo, il funzionamento di questo circuito può essere pensato intuitivamente nel seguente modo. Supponiamo che la tensione di offset tra non invertente ed invertente sia positiva (cioè se il non invertente è a 0 V, l'invertente è a  $V_{\text{offset}}$  V.). All'accensione dell'alimentazione,  $V_A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



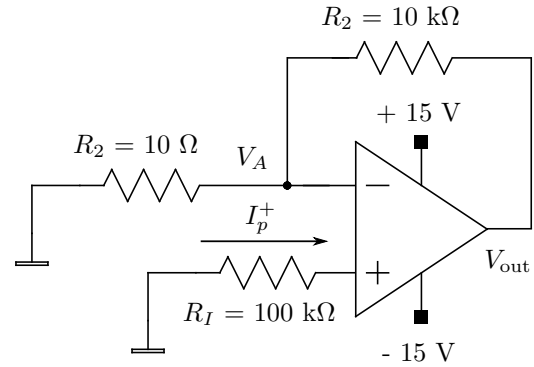
(a) Circuito utilizzato per osservare l'esistenza della tensione di offset.



(b) Circuito per misurare  $V_{\text{offset}}$ . 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  $V_{\text{offset}}$ , riducendo  $V_{\text{out}}$ . Il ciclo di feedback si ripete (o meglio tutto si bilancia quasi istantaneamente) finché  $V_A$  non diventa praticamente indistinguibile da  $V_{\text{offset}}$  (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  $V_{\text{offset}}$  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  $V_{\text{diff}}$  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  $V_{\text{offset}}$  a qualche  $\mu\text{V}$ .

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

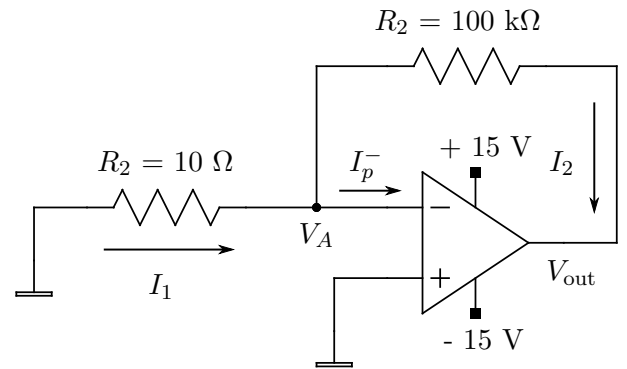


Figura 2.3: La figura riporta il circuito 2.1b con indicate le correnti che scorrono nei vari rami. Il verso delle correnti è stato scelto coerentemente con il segno che abbiamo usato nei calcoli e per scrivere i risultati.

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 $\Omega$ . 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:

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

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  $V_{\text{out}}$  (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  $V_{\text{offset}}$  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  $V_{\text{offset}}$ . 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  $\Omega$ , 2.2 k $\Omega$ , 10 k $\Omega$ , 100 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 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 sì che il suo output sia molto vicino ad un'onda quadra. Abbiamo misurato uno slew rate di circa 500 V/ $\mu$ 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/ $\mu$ 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



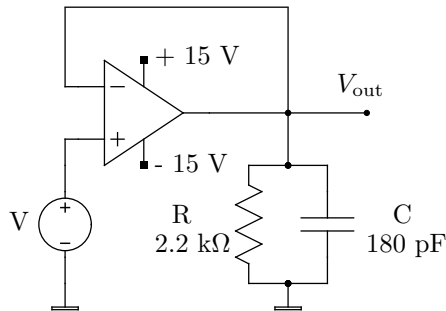
l'uscita e terra è presente solo una resistenza molto piccola ( $100\ \Omega$ ) in modo che la tensione  $v_{out}$  non sia determinata dalla tensione in ingresso, bensì dalla massima corrente che l'amplificatore riesce a fornire. Misurando  $V_{out}$  si ricava banalmente la corrente dalla legge di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

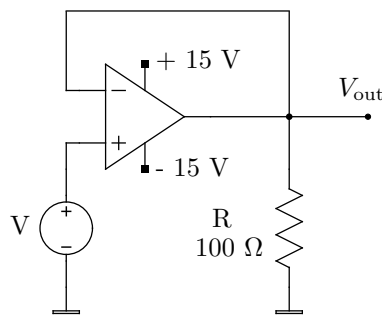
**Banda passante.** La banda passante di un circuito è la banda di frequenze nella quale il segnale

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.

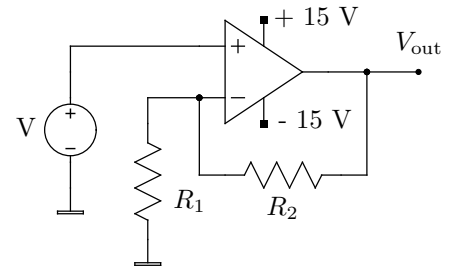
Abbiamo quindi fornito in ingresso una sinusoide di  $V = 50\text{ mVpp}$  e abbiamo misurato con l'oscilloscopio l'ampiezza dell'onda in uscita variando la frequenza all'ingresso. Il valore di 50 mV è stato scelto perché volevamo fare misure fino a 1 MHz circa e non volevamo che lo slew rate dell'amplificatore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



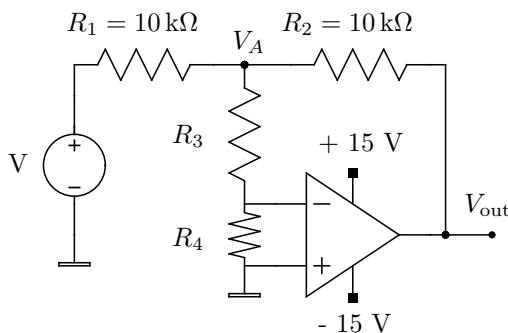
(a) Circuito utilizzato per misurare lo slew rate dell'opamp. Il circuito è riportato sul manuale dell'operazionale ed è lo standard per questo tipo di misure.



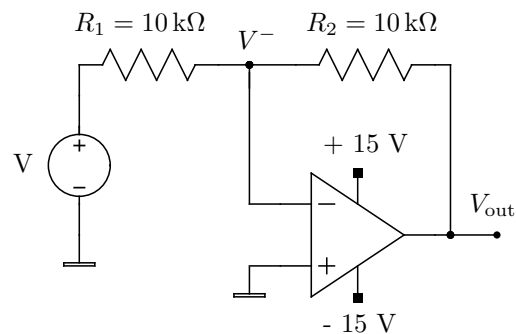
(b) Per la misura della massima corrente erogabile dall'operazionale ci siamo serviti del circuito in figura.



(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

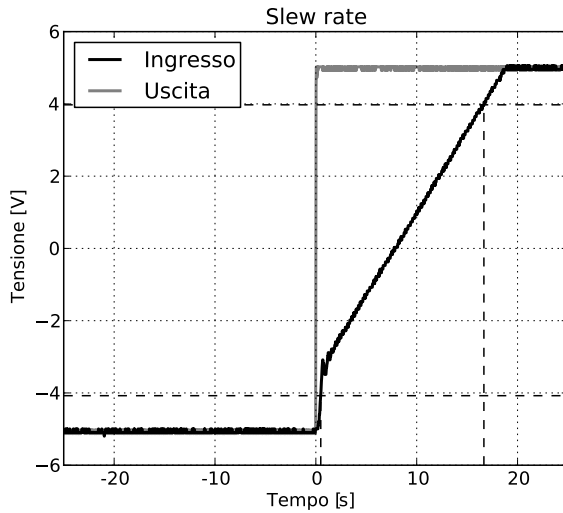


Figura 3.2: La figura mostra il comportamento dell'operazionale ad un brusco cambiamento della tensione differenziale in ingresso. Il circuito realizzato (il 3.1a) è un emitter follower e dovrebbe copiare il segnale in ingresso all'uscita. Invece, a causa del fatto che lo slew rate dell'operazionale 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  $20 \text{ dB}$ .
- Da zero a  $11 \pm 5 \text{ kHz}$  per il circuito con guadagno  $40 \text{ dB}$ .

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-

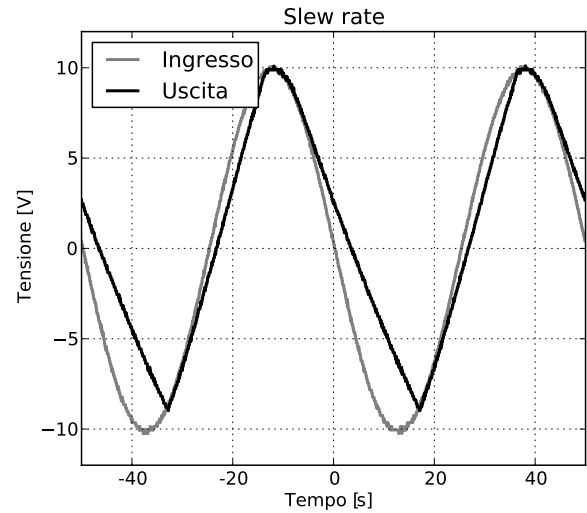


Figura 3.3: La figura mostra il comportamento dell'operazionale ad un brusco cambiamento della tensione differenziale in ingresso. Il circuito realizzato (il 3.1a) è un emitter follower e dovrebbe copiare il segnale in ingresso all'uscita. Invece, a causa del fatto che lo slew rate dell'operazionale 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  $10 \text{ Hz}$ . A frequenze più alte il guadagno si riduce notevolmente, fino a diventare unitario attorno ad  $1 \text{ MHz}$ .

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

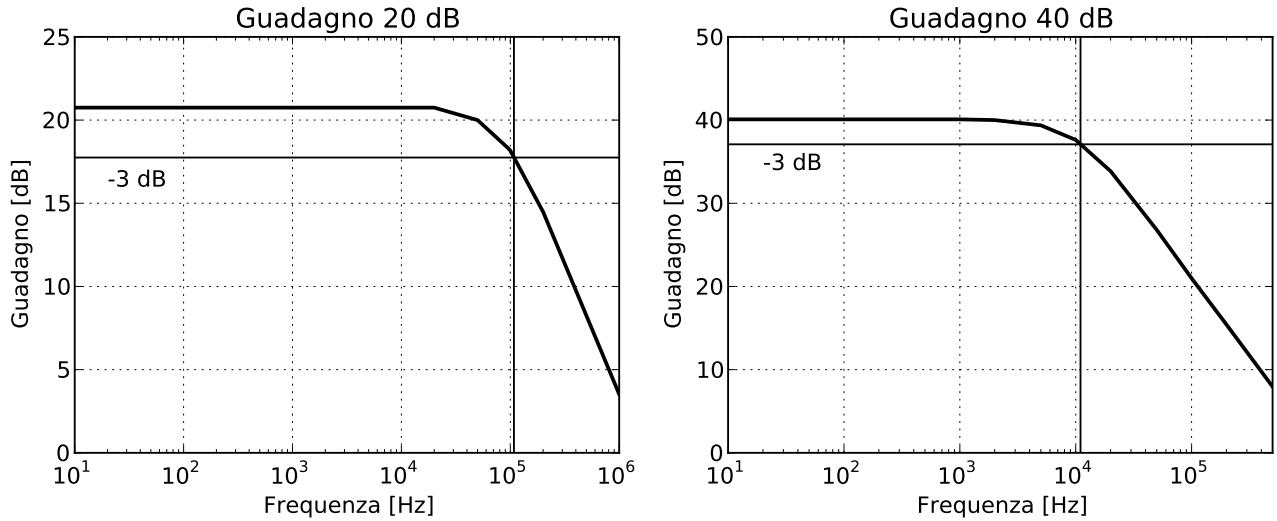


Figura 3.4: La figura mostra l'amplificazione in frequenza del circuito 3.1c nelle due varianti con guadagno di 20 db e 40 db circa. I circuiti si comportano come filtri passa basso con frequenza di taglio di  $108 \pm 6$  kHz (20 db) e  $11 \pm 5$  kHz (40 db). Sono filtri di primo ordine, con un'attenuazione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

È importante notare che all'aumentare della frequenza il guadagno diminuisce e quindi, a parità di input,  $V_A$  aumenta, mentre  $V_{\text{out}}$  diminuisce. Ad un certo punto questo andamento è controproducente perché  $V_{\text{out}}$  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  $99.9 \pm 0.4$  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.

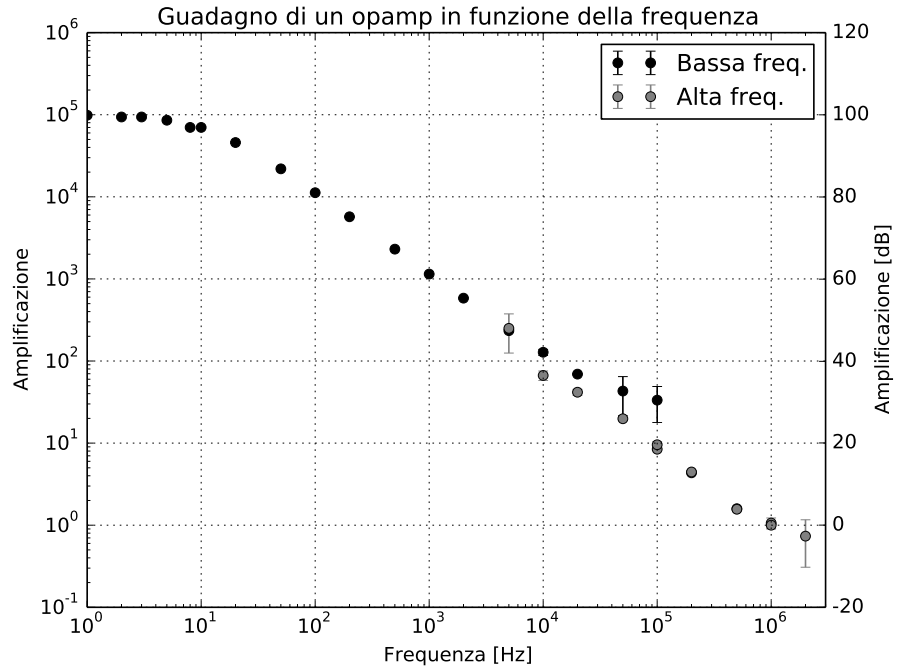
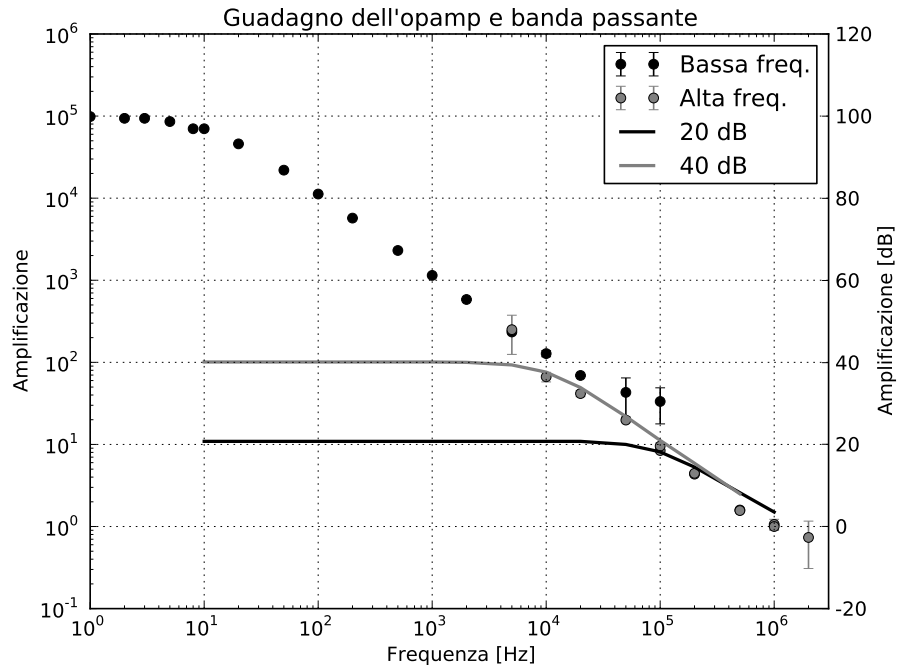


Figura 3.6: Nel grafico sono visibili gli stessi dati delle figure 3.4 e 3.5, solo che sono mostrati assieme. Come si vede è proprio a causa dell'andamento del guadagno in frequenza dell'opamp che questi circuiti hanno una frequenza di taglio ed una riduzione del guadagno.



## 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  $\Omega$ , 2 da 10 k $\Omega$  e 100 k $\Omega$ .
- 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 $\Omega$ ) 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:  $V_{\text{sat}}^+$  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  $V_{\text{in}}$  supera lo zero, anche la tensione  $V^+$  lo supera, ed il comparatore interdetto costringe  $V_{\text{out}}$  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  $V_{\text{in}}$  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.

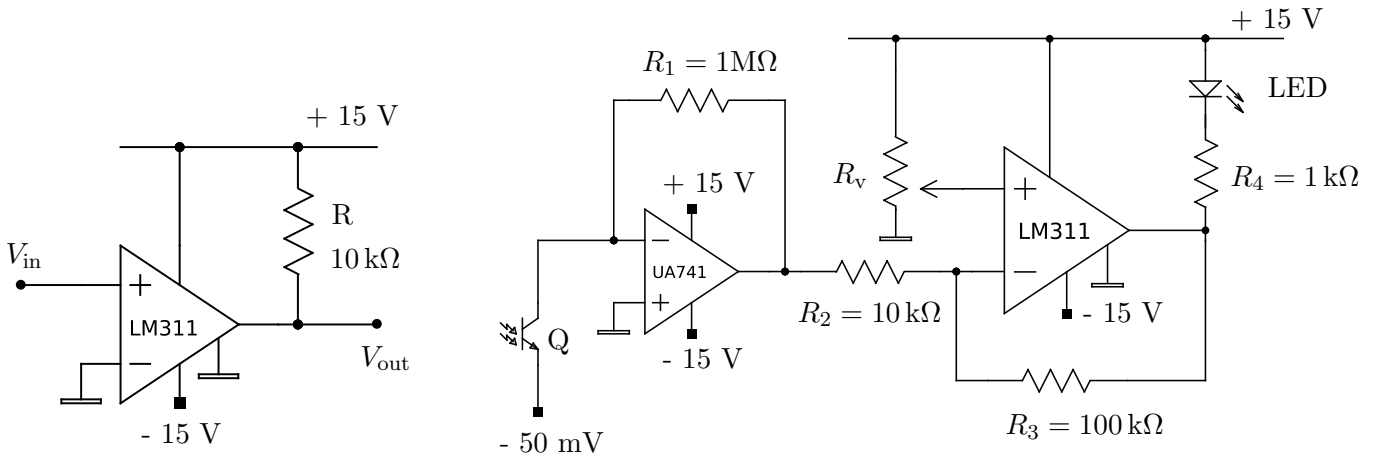
Per il circuito abbiamo scelto  $R_1 = 100\ \Omega$ ,  $R_2 = 100\text{ k}\Omega$  e  $R_3 = 10\text{ k}\Omega$ . In questo modo, valendo la formula

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

si ottiene che

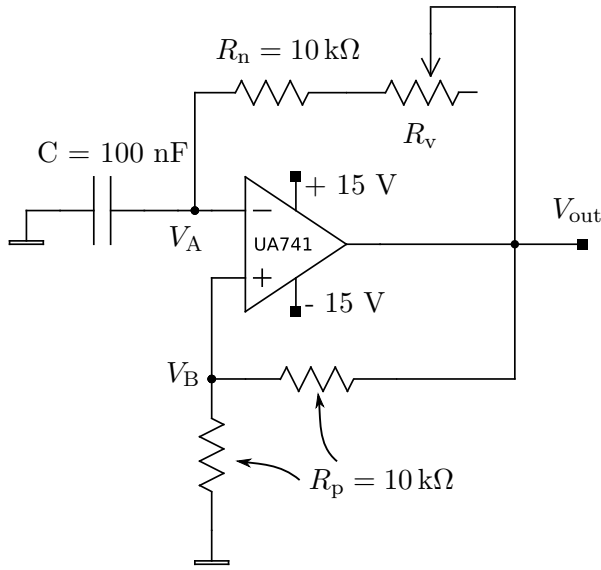
$$V_{in} = V^+ \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2 + R_3} - 15V \frac{R_1}{R_2 + R_3} \quad (4.2)$$

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

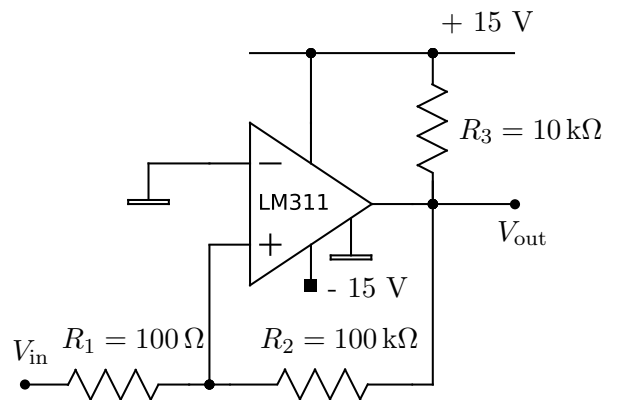


(a) Comparatore semplice.

(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

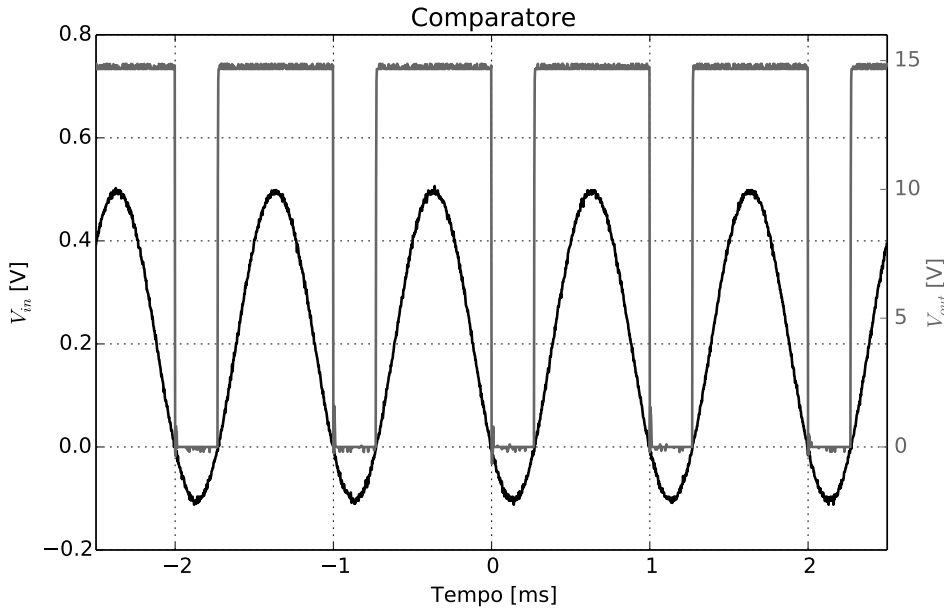


Figura 4.2: Esempio di funzionamento del circuito 4.1a. Il segnale in ingresso è la sinusoide di 600 mVpp a 1 kHz con un offset di +200 mV (la scala per l'ingresso è a sinistra, per l'uscita è a destra). Come si può notare il circuito compara correttamente il segnale in ingresso con il comune, fornendo 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.

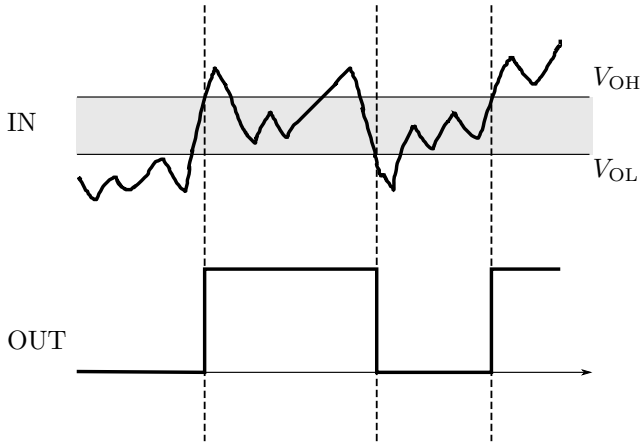


Figura 4.3: Funzionamento di un comparatore con isteresi. Il passaggio tra i due stati di uscita del comparatore avviene non ad una determinata soglia, ma all'uscita della banda di tensioni compresa tra due soglie  $V_{OH}$  e  $V_{OL}$ . In questo modo il comparatore è molto meno soggetto al rumore.

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

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.

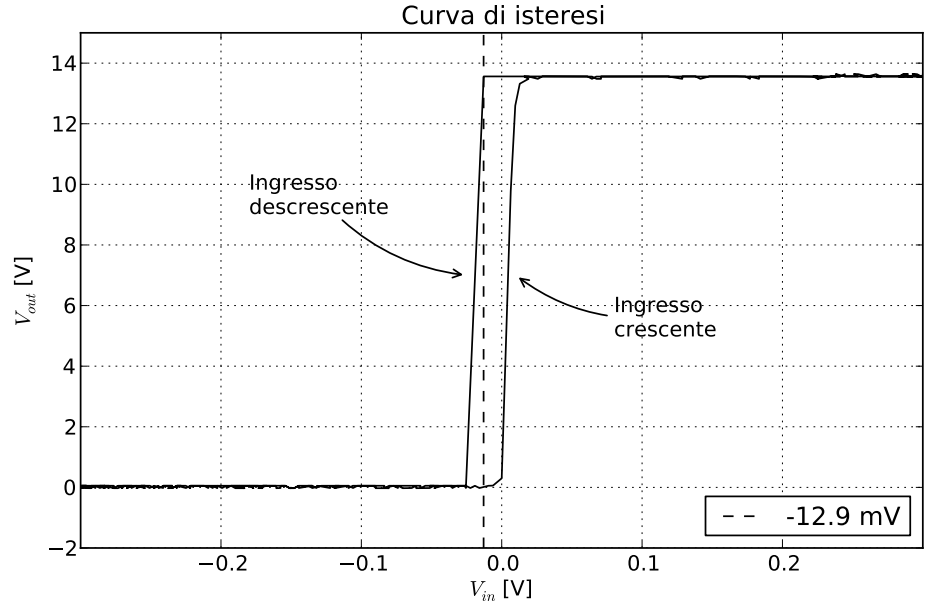
Con l'oscilloscopio abbiamo misurato la tensione  $V_{OL}$ , rilevando  $14.1 \pm 0.1 \text{ mV}$ , vicino al valore calcolato. La discrepanza è spiegabile grazie al fatto che era presente rumore dell'ordine di grandezza della soglia e quindi è difficile capire dove veramente inizia la commutazione.

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  $V_{\text{sat}}^-$ . 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  $V_{\text{sat}}^+$  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  $\mu\text{A}$ ; 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

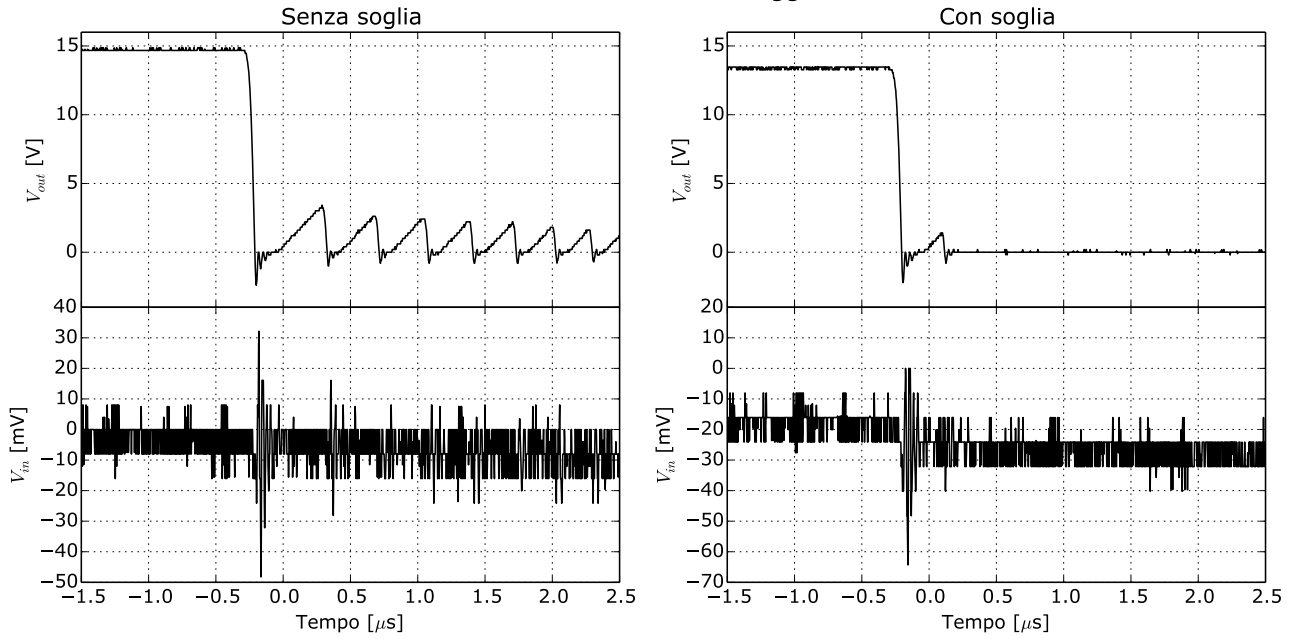


Figura 4.5: Nel grafico a sinistra è riportato l'output del circuito 4.1a (in alto) e l'ingresso dello stesso circuito, riportato in scala molto ingrandita per visualizzare il rumore. Stessa cosa per la figura a destra, solo che in questo caso il circuito è il trigger di Schmitt (4.1d). Evidentemente 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 Obiettivo

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 k $\Omega$ , 5 da 10 k $\Omega$  e un trimmer da 10 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 0.5-0.7 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 Hz, 500Hz, 5 kHz, 10 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  $V_o = 0$  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  $V_o = 0$  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 V a circa 0 V l'operazionale UA741 ha bisogno di circa 30  $\mu$ s (assumendo uno slew rate di 0.5 V/ $\mu$ s, misurato nelle precedenti relazioni). Tuttavia abbiamo osservato ritardi variabili fino a 160  $\mu$ 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.

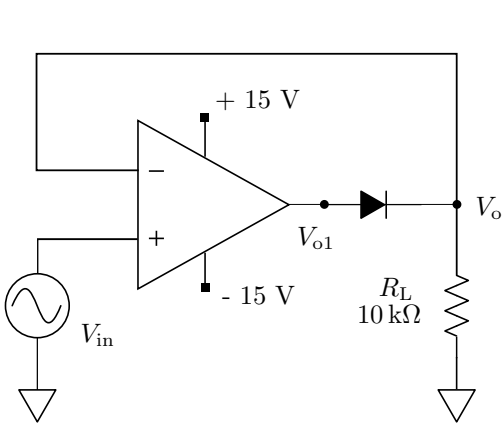
Riassumiamo il funzionamento del circuito:

- 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  $-V_d$ .

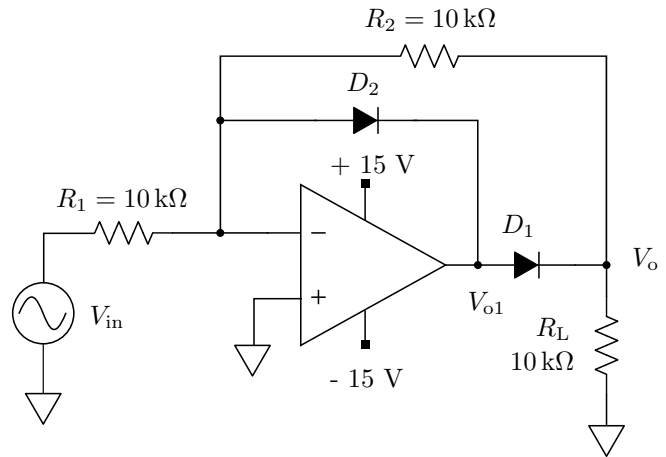
Abbiamo quindi analizzato il comportamento del circuito per la stessa onda sinusoidale 1 Vpp e per le stesse frequenze del circuito precedente. In figura 5.5 è mostrato il grafico con le misure di  $V_o$  e  $V_{o1}$  e dell'ingresso alla frequenza di 500 Hz. In questo caso abbiamo rilevato un comportamento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

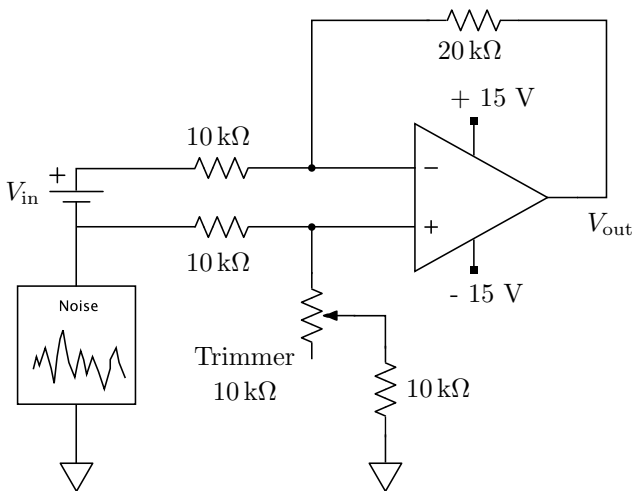
**Amplificatore differenziale.** Nella fase successiva dell'esperienza, abbiamo studiato gli amplificatori strumentali, ovvero degli amplificatore differenziali che sono utili per eliminare il rumore nel caso in cui si debbano fare misure utilizzando cavi lunghi (per esempio un apparato sperimentale 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



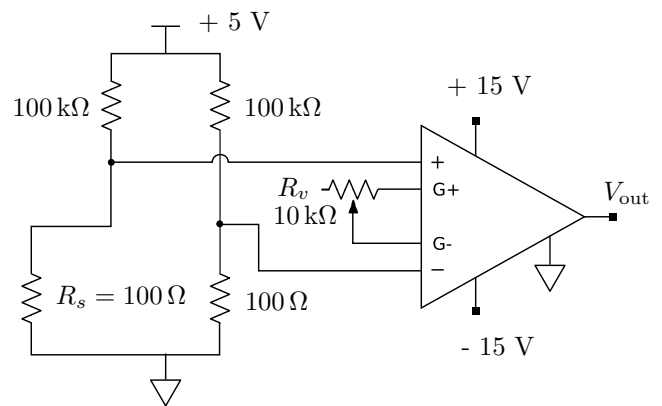
(a) Semplice raddrizzatore a mezz'onda costruito con un UA741.



(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.

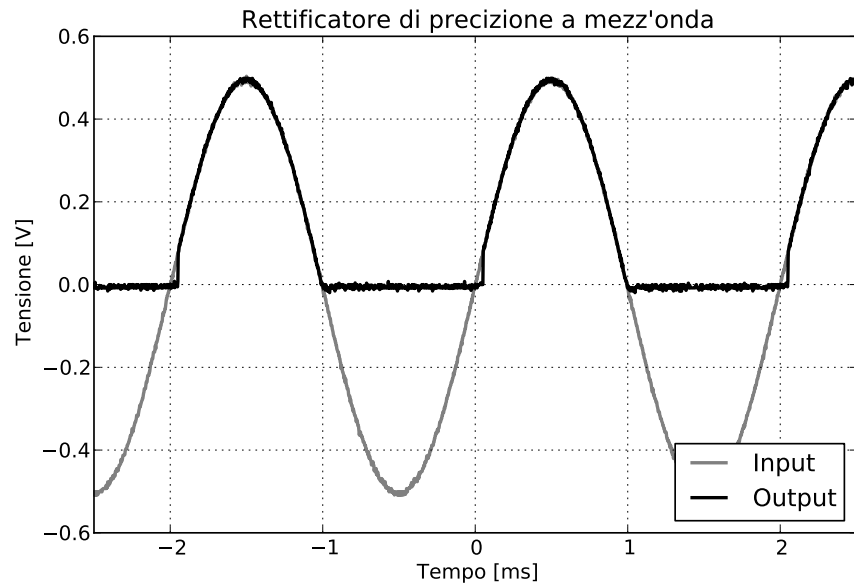


Figura 5.3: Input e tensione  $V_{o1}$  all'uscita dell'amplificatore operazionale nel circuito 5.1a. Si vede come l'operazionale vada in saturazione negativa (circa -13 V) e come impieghi un certo tempo a tornare in funzionamento lineare (per esempio al tempo  $t = 0$ ). È inoltre visibile l'effetto 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.

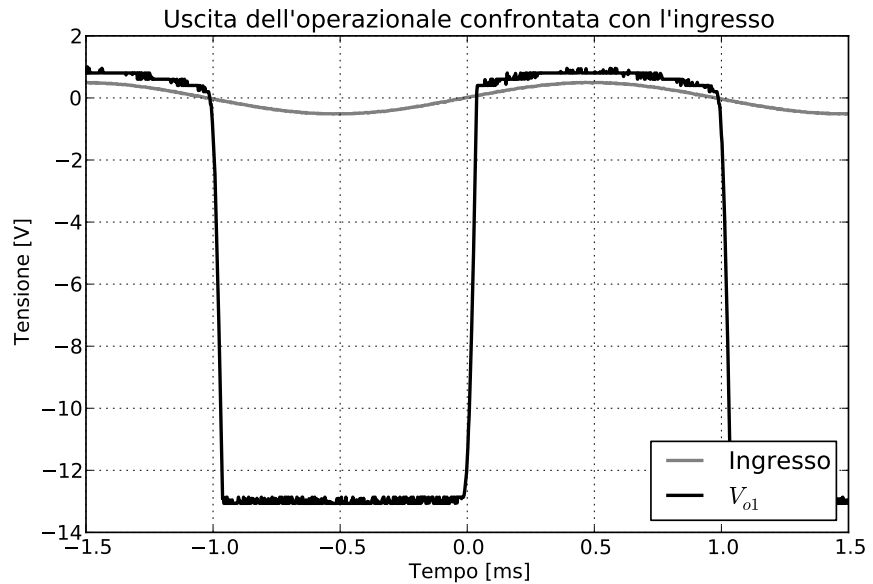
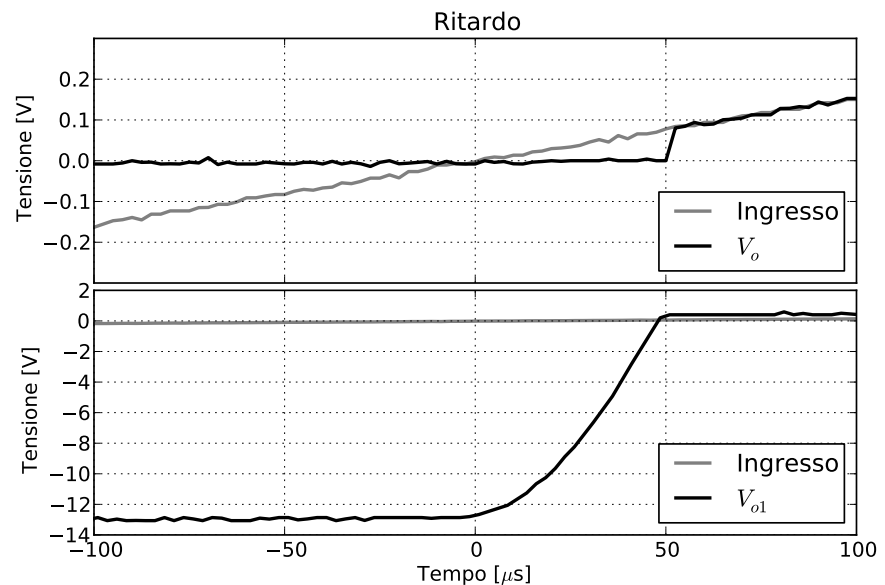


Figura 5.4: Questa immagine è un'ingrandimento delle precedenti due (figure 5.2 e 5.3) nella zona dove avviene il ritardo. Il ritardo è circa  $50 \mu s$ , inspiegabile con il solo slew rate limitato dell'operazionale. Nel grafico in basso, la parte iniziale della curva nera (la parte meno pendente)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



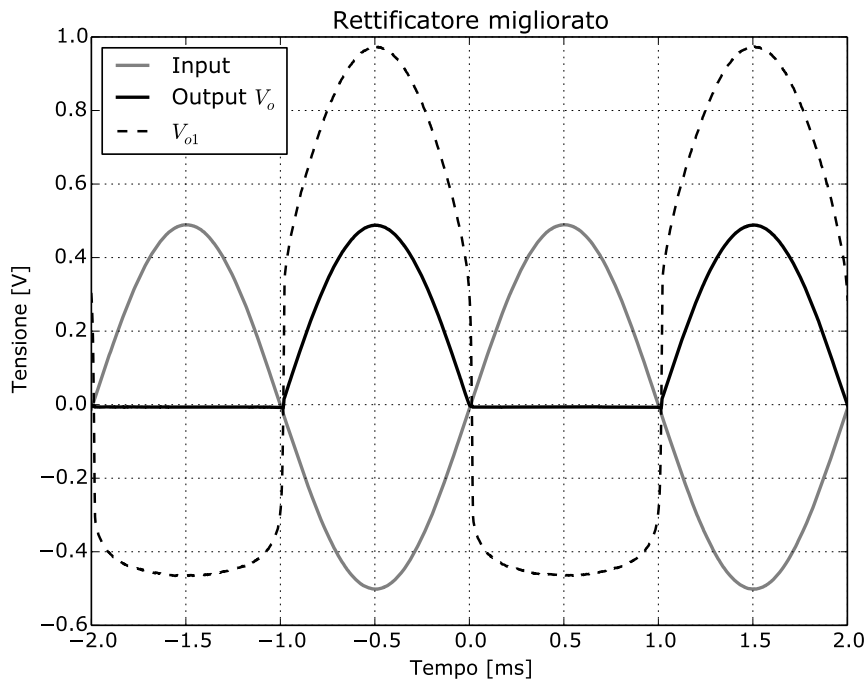


Figura 5.5: Il raddrizzatore ottimizzato produce un output molto più pulito (senza ritardi) mantenendo  $V_{o1}$  vicino a 0 V. Il raddrizzatore in questo caso mantiene le semionde negative raddrizzandole.  $V_{o1}$  è circa 0.5 V più alta di  $V_o$ , come ci si aspetta dalla caduta in polarizzazione 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  $-1040 \pm 10$  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  $-1210 \pm 10$  mV in uscita. Raffreddando invece la resistenza con una bomboletta di refrigerante abbiamo registrato  $-460 \pm 10$  mV. Poiché il valore a temperatura ambiente è negativo abbiamo che  $R_s$  è leggermente più piccola dell'altra resistenza da 100  $\Omega$  (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  $\Omega$  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

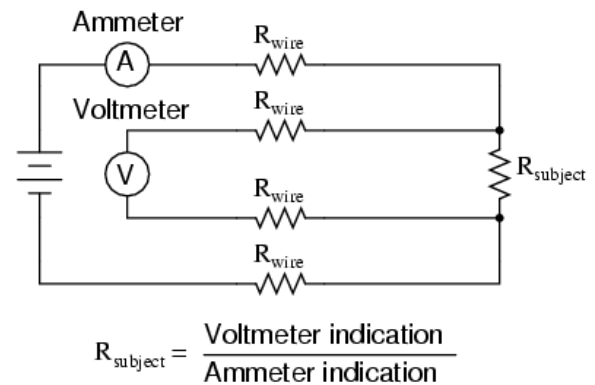


Figura 5.7: Misura a 4 cavi.

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  $\Omega$  anche un cavo con un'impedenza piuttosto piccola, per esempio 1  $\Omega$  (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  $R_{\text{subject}}$ , 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  $R_{\text{subject}}$  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 sui cavi di collegamento 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  $89,5\ \Omega$  ( $-27\ ^\circ\text{C}$ ).

## 6 Termostatazione

### 6.1 Obbiettivo

In questa sessione di Laboratorio abbiamo realizzato dapprima un termometro analogico basato sulla resistenza al platino PT100 e poi un circuito di termostatazione in grado di mantenere una resistenza alla temperatura desiderata.

### 6.2 Materiali

- Breadboard, cavi a banana e cavetti da breadboard.
- 3 amplificatori operazionali OP07 e un amplificatore strumentale AD622.
- Generatore di tensione di riferimento REF02.
- Resistenze: 1 k $\Omega$ , 1.5 k $\Omega$ , 2.2 k $\Omega$ , 4.7 k $\Omega$ , 10 k $\Omega$ , 3 $\times$ 100  $\Omega$ .
- Potenzimetri: 3 $\times$ 1 k $\Omega$ , 10 k $\Omega$
- Resistenza al platino PT100.
- Resistenza riscaldante da 27  $\Omega$  da 1/2 W.
- Alimentatore di corrente continua.
- Generatore di forme d'onda Agilent 33120A.
- Multimetro Agilent 34410A.
- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A.

### 6.3 Dati e risultati

Lo schema del circuito realizzato è mostrato in figura 6.1. Lo scopo del circuito è quello di misurare la temperatura tramite la resistenza PT100 e di attivare o disattivare la resistenza  $R_s$  (l'elemento riscaldante) in modo che la temperatura rimanga ad un valore impostato. È il funzionamento di base di un termostato di una casa o di un forno elettrico. Ovviamente noi abbiamo riscaldato solo la resistenza  $R_s$ , per cui nel nostro circuito  $R_s$  e PT100 erano a contatto tra loro.

Analizziamo ora il circuito con tutti i suoi blocchi funzionali, evidenziati nello schema, in modo da capire come opera e quali accorgimenti sono necessari per farlo funzionare correttamente. Questo circuito inizia ad essere di una certa complessità per cui è importante testare ogni blocco funzionale separatamente. In questo modo si evita di perdere troppo tempo per capire dov'è l'errore. Riporiamo in ogni sezione i risultati dei nostri test.

I primi tre blocchi (1, 2 e 3) servono per la lettura della temperatura, mentre il 4 comanda il circuito di riscaldamento. Le specifiche che sono state richieste erano le seguenti: l'output dei primi 3 circuiti doveva essere una tensione proporzionale alla

temperatura, con una costante di proporzionalità di 100 mV/°C. Inoltre l'output doveva essere 0 V a 0 °C. In questo modo la lettura della temperatura è semplice, ogni grado Celsius corrisponde a 0.1 V.

**Generatore di tensione di riferimento.** Per costruire il circuito di nostro interesse è importante avere a disposizione una sorgente di tensione stabilizzata, utile in più punti del circuito. Poiché il nostro scopo era di costruire un termostato e non uno stabilizzatore di tensione, abbiamo utilizzato uno stabilizzatore integrato, il REF02. All'apparenza del tutto simile ad un comune operazionale, questo integrato necessita di essere alimentato da una tensione da 8 V a 40 V (nel nostro caso 15 V come gli altri operazionali presenti nel circuito) e di essere collegato a comune. L'output dell'integrato è una tensione di 5 V con qualche millivolt di errore. Oltre ad avere una buona stabilità, il REF02 ha anche un ottimo coefficiente termico, con un output che varia di soli 10 ppm/°C.

Il REF02 in nostro possesso forniva in output 5.004 V.

**Conversione da resistenza a tensione.** Il blocco 1 serve per leggere, mediante la resistenza al platino PT100 la temperatura dell'ambiente (o meglio, della resistenza  $R_s$ ) e a trasformarla in una tensione. Questo blocco è un generatore di corrente costante da 1 mA, corrente che passa poi attraverso la PT100 (l'ingresso dell'operazionale assorbe pochi nanoampere). Si ha quindi una tensione in uscita proporzionale alla temperatura. La PT100 è una resistenza che vale 100  $\Omega$  a 0°C e che ha un coefficiente di temperatura di 0.385 m $\Omega$  °C<sup>-1</sup>. Abbiamo scelto il valore di 1 mA per la corrente perché in questo modo la PT100 dissipa 0.1 mV, un valore molto ridotto che evita surriscaldamenti della resistenza e il conseguente errore nella lettura della temperatura. La precisione nel valore della corrente è fondamentale, infatti, se per esempio al posto di 1 mA passasse 1.01 mA, a 0°C si avrebbe un errore di 1  $\Omega$  nella lettura della resistenza che equivale ad un'incertezza di circa 3 °C, errore del tutto non trascurabile.

Poiché dal REF02 arrivano 5 V e l'ingresso invertente è un ground virtuale, per ottenere la corrente desiderata è necessario utilizzare una resistenza da 5 k $\Omega$ . Dato che questo valore deve essere preciso per il motivo visto sopra, al posto di utilizzare una resistenza da 5 k $\Omega$  con il 5% di incertezza è consigliabile usarne una più piccola (per esempio 4.7 k $\Omega$ ) e poi mettere in serie un potenziometro  $P_1$  da 1 k $\Omega$  in



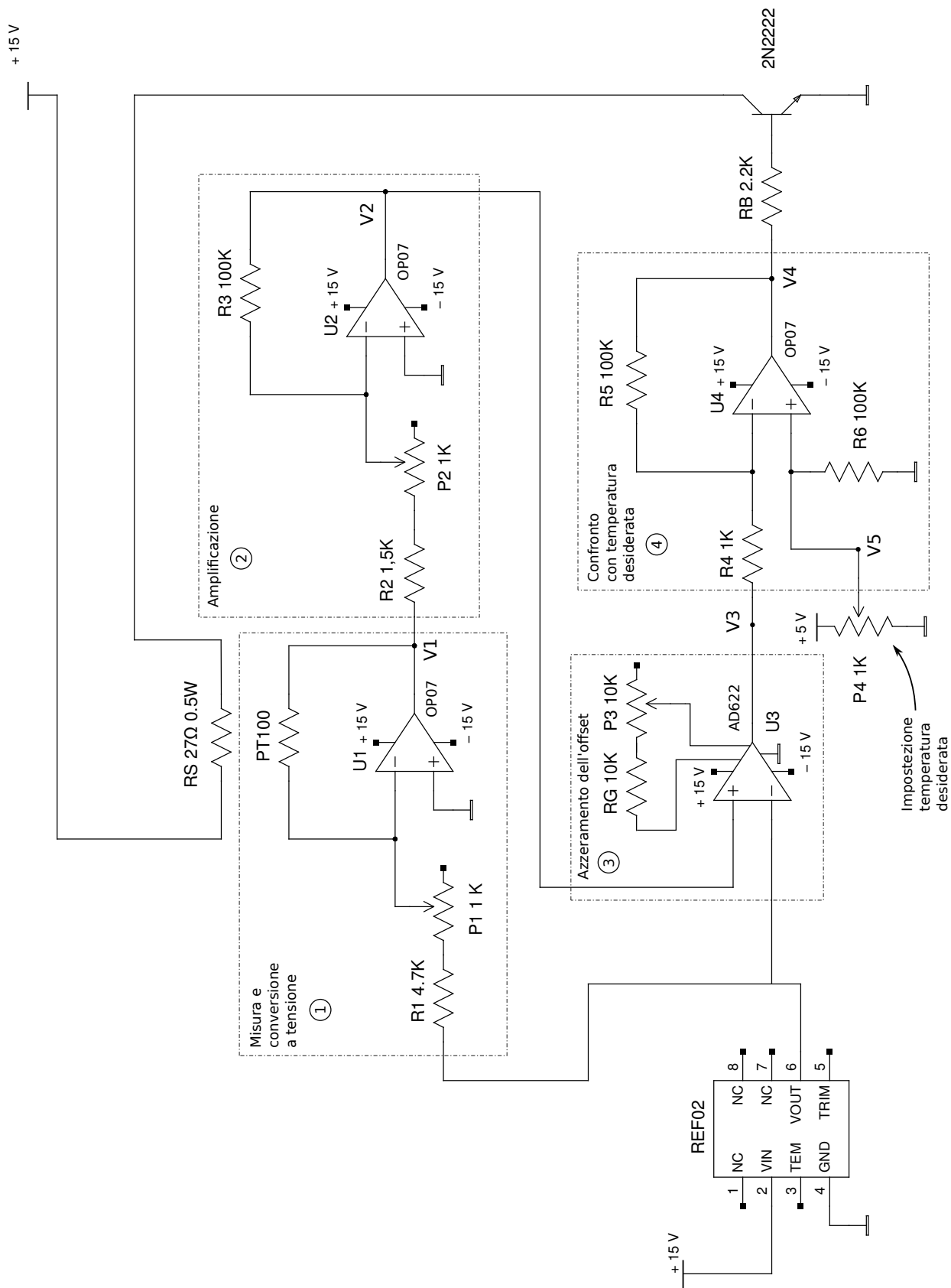


Figura 6.1

modo da poter regolare a piacere la resistenza. Questo trucco è molto utile e lo abbiamo usato in altre parti del circuito. Sempre per la stessa ragione è necessario usare un operazionale con una tensione di offset piccola. Abbiamo utilizzato un OP07, che è costruito per avere una tensione di offset bassa. Il produttore riporta un massimo di  $75 \mu\text{V}$ , circa 20 volte di meno di un  $\mu\text{A}741$ .

Per la taratura abbiamo collegato un amperometro in serie al generatore di corrente e, agendo sul trimmer, ci siamo assicurati che passasse una corrente di 1 mA. Siamo riusciti ad ottenere una corrente di  $1.0001 \pm 1 \text{ mA}$ !

**Amplificatori (blocchi 2 e 3).** L'output del blocco 1 è quindi di  $100 + T \times 0.385 \text{ mV}$  dove  $T$  è la temperatura in Celsius. Le specifiche richieste erano di avere un output con una sensibilità di  $100 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ , in modo da poter leggere comodamente la temperatura e da rendere semplice la misura (per rilevare  $0.385 \text{ mV}$  serve un buon strumento). Di conseguenza, il blocco 2 è un amplificatore di tensione. Era inoltre richiesto che a  $0^\circ\text{C}$  l'output del blocco 3 fosse di 0 V, per poter leggere la temperatura direttamente con il voltmetro senza dover fare calcoli. Per ottenere questo risultato il blocco 3 è un'INA (l'AD622 come nella precedente esperienza) che amplifica la differenza tra i suoi due ingressi. Fornendo a uno degli input dell'INA il segnale amplificato proveniente dalla resistenza al platino e all'altro una tensione opportuna è possibile eliminare la tensione (l'offset) dovuta ai  $100 \Omega$  a  $0^\circ\text{C}$  della PT100.

Anche se può sembrare ovvio regolare il blocco 2 in modo che trasformi  $0.385 \text{ mV}$  in  $100 \text{ mV}$ , questa non è la scelta più saggia, perché all'ingresso del blocco 3 si avrebbero  $10 \text{ V}$  a  $0^\circ\text{C}$  e per annullare l'offset serve quindi una tensione stabile di  $10 \text{ V}$ , mentre noi abbiamo solo  $15 \text{ V}$  e  $5 \text{ V}$ . Inoltre a temperature oltre i  $35\text{-}40^\circ\text{C}$  l'operazione  $U_2$  rischia di andare in saturazione. Un'alternativa è la seguente: il blocco 2 amplifica la tensione proveniente dalla PT100 in modo che a  $0^\circ\text{C}$  il suo output sia di  $5 \text{ V}$ . In questo modo il terzo blocco può fare il confronto tra la tensione di  $5 \text{ V}$  proveniente dal REF02 e quella del termometro e fornire un output nullo a  $0^\circ\text{C}$ . È inoltre necessario regolare il guadagno dell'INA  $U_3$  in modo che l'uscita vari di  $100 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ .

Facciamo alcuni brevi calcoli per capire come tarare il circuito. Il blocco 2 deve avere un guadagno  $G_2 = 50$  per trasformare i  $100 \text{ mV}$  forniti dal primo blocco a  $0^\circ\text{C}$  in  $5 \text{ V}$ , quindi due valori di resistenza opportuna sono  $100 \text{ k}\Omega$  e  $2 \text{ k}\Omega$  (que-

sto secondo valore si ottiene sommando resistenza da  $1.5 \text{ k}\Omega$  e potenziometro da  $1 \text{ k}\Omega$  per poter tarare il guadagno). Il terzo blocco riceve quindi  $V_2 = 5 \text{ V} + 0.385 \times G_2 T \text{ mV} = 5 + 0.01925 \times T \text{ V}$ . Vogliamo quindi che il guadagno del blocco 3 sia  $G_3 = 100/19.25 = 5.195$ . L'AD622 può essere tarato per avere un guadagno  $G_3$  da 1 a 1000 collegando i due piedini di guadagno con una resistenza opportuna. La formula per calcolare questa resistenza è  $R_G = 50.5 \text{ k}\Omega / (G_3 - 1) \simeq 12040 \Omega$ . Per ottenere questa resistenza abbiamo usato il solito trucco di mettere una resistenza da  $10 \text{ k}\Omega$  in serie ad un potenziometro da  $10 \text{ k}\Omega$ .

Per testare il funzionamento dei due blocchi abbiamo collegato il circuito al generatore di tensione in modo da poter variare l'ingresso di ciascun blocco e leggere col multimetro l'uscita. In questo modo ci siamo assicurati che i guadagni fossero impostati più precisamente possibile al valore voluto.

A questo punto siamo in possesso di un termometro di facile lettura. Abbiamo quindi testato i primi tre blocchi collegati tra loro, misurando la temperatura del laboratorio: abbiamo letto  $V_3 = 2.68 \text{ V}$  che vuol dire  $26.8^\circ\text{C}$ . Confrontando il risultato con quello degli altri gruppi abbiamo trovato un buon accordo.

### Elemento riscaldante e circuito di controllo.

Ora che siamo in possesso di un termometro, possiamo vedere come funziona l'ultimo blocco. Quello che vogliamo ottenere è la termostatazione di una resistenza, vale a dire che lo scopo è mantenere una resistenza ad una determinata temperatura. La resistenza riscaldante  $R_s$  si riscalda grazie al passaggio di corrente. Deve essere collegata a  $+5 \text{ V}$  e a comune mediante un transistor di potenza, come il 2N2222 da noi utilizzato. Il transistor deve essere di potenza poiché per scaldare la resistenza è necessario il passaggio di una grande corrente. È necessario usare una resistenza piccola, come quella da  $27 \Omega$  che abbiamo usato noi, per assicurare il passaggio di una grande quantità di corrente. La caduta in saturazione da collettore a emettitore del transistor è di  $0.4 \text{ V}$ , quindi usando la resistenza riferita sopra si ottiene  $I = (V_{\text{alimentazione}} - V_{\text{CE}}^{\text{sat}}) / R_s = 170 \text{ mA}$ .

Bisogna notare che la resistenza  $R_s$  non è stata alimentata dal REF02: abbiamo allestito un canale di alimentazione e un cavo per il comune separato dal resto del circuito. Questo è fondamentale per il corretto funzionamento del circuito. Il REF02 non è in grado di fornire  $170 \text{ mA}$  di corrente. Inoltre usare lo stesso filo del resto del circuito per il collegamento a comune è molto problematico perché

la corrente è ingente e questo fa sì che, anche se la resistenza dei cavi è piccola, ci siano delle differenze di potenziale tra un punto e l'altro. Avere i collegamenti a comune a diversi potenziali all'interno del circuito è un disastro, il circuito diventa inutile.

La corrente di base  $I_B$  del transistor controlla la corrente di collettore  $I_C$ , finché il transistor non entra in saturazione, con una legge approssimativamente lineare:  $I_C = \beta I_B$  ( $\beta \simeq 75$ ). Possiamo quindi agire sulla corrente di base per accendere o spegnere la corrente che attraversa  $R_s$ . Questo è lo scopo del blocco 4. Inoltre poiché la legge sopra riportata è lineare, è possibile costruire un controllo di tipo *proporzionale*, ovvero un sistema che varia la corrente in base a quanto distante è la temperatura di  $R_s$  da quella desiderata.

Le specifiche richieste sono le seguenti: se la temperatura è più alta di quella desiderata il transistor deve essere in interdizione, in modo da bloccare la corrente e quindi il riscaldamento. Se la temperatura è più bassa di almeno un grado di quella desiderata, la corrente attraverso  $R_s$  deve essere massima, ovvero 170 mA. Se la temperatura è inferiore a quella desiderata ma di meno di un grado la corrente deve essere proporzionale alla distanza dalla temperatura voluta.

La temperatura desiderata si imposta mediante il potenziometro  $P_4$  con la solita scala 0.1 V/°C e 0 V indica 0°C. Se per esempio al piedino centrale ( $V_5$ ) di  $P_4$  ci sono 4 V allora la temperatura desiderata è 40°C. Il potenziometro  $P_4$  è stato alimentato dal REF02 e rappresenta la manopola del termostato.

Il blocco 4 è un altro amplificatore differenziale che confronta la temperatura letta e trasformata dai primi 3 blocchi con quella desiderata, amplificando di 100 volte la differenza. Se la tensione all'input invertente  $V_3$  è superiore a quella impostata significa che la temperatura è più alta del voluto e l'amplificatore va in saturazione negativa mandando il transistor in cut-off. Se la tensione  $V_3$  è minore di quella impostata si ottiene che  $V_4 = 100 \times (V_5 - V_3)$ . Perciò, quando la differenza tra temperatura misurata e desiderata è 1°C,  $V_4 = 10$  V. Vogliamo che a questa tensione il transistor vada in saturazione, in modo che se  $V_4$  aumenta ancora la corrente rimanga fissa. Affinché il transistor vada in saturazione è necessario che  $I_C = 170 \text{ mA} = \beta I_B \implies I_B = 2.27 \text{ mA}$ . La tensione di base  $V_B$  del transistor in regione lineare è 1.3 V (a causa della caduta base-emettitore. Il valore 1.3 V è riportato nelle specifiche del transistor), di conseguenza deve valere  $R_B = (10 - 1.3) \text{ V} / 2.27 \text{ mA} = 3.8 \text{ k}\Omega$ .

Costruito in questo modo il circuito opera per-

fettamente secondo le specifiche. Per testare l'ultimo blocco abbiamo semplicemente verificato il funzionamento del circuito nel complesso, poiché le altre parti erano già state testate. Abbiamo provato ad impostare la temperatura desiderata a 40°C monitorando al contempo  $V_3$ ,  $V_4$  e la corrente attraverso l'elemento riscaldante. Abbiamo constatato che la temperatura è aumentata fino a circa 39°C con una corrente stabile di 170 mA e che dopo quella temperatura la corrente è calata bruscamente, per raggiungere lo zero quando la temperatura ha superato la soglia desiderata. Dopodiché la temperatura ha continuato ad oscillare attorno alla soglia desiderata, a volte costringendo il controller a mandare nuovamente il transistor in saturazione.

## 6.4 Conclusione

L'esperienza è stata una delle più interessanti finora, sia perché si cominciano a vedere i frutti di tutti i circuiti che abbiamo studiato, sia perché il circuito è piuttosto complesso e richiede un certo metodo nella realizzazione. Inoltre il risultato è molto interessante e ha applicazioni pratiche estremamente comuni e utili. Siamo molto soddisfatti dell'esperienza. L'unica pecca è stato il tempo a disposizione limitato.

## 7 Elettrocardiogramma

### 7.1 Obiettivo

L'obiettivo è costruire un circuito per la misura della tensione generata dal cuore durante il suo funzionamento; come test del circuito ci siamo fatti un elettrocardiogramma (ECG) "fatto in casa"!

### 7.2 Materiali e circuiti

- Breadboard, cavi a banana e cavetti vari.
- 3 amplificatori operazionali OP07 e un'amplificatore strumentale AD622.
- Isolatore ISO 124.
- Resistenze: 220  $\Omega$ , 3.9 k $\Omega$ , 10 k $\Omega$ , 100 k $\Omega$ .
- Capacità: 3 $\times$ 10 nF, 100 nF, 470 nF.
- 2 batterie da 9 V.
- Cavi con calza e 3 elettrodi per la misura.
- Alimentatore di tensione continua.
- Generatore di forme d'onda Agilent 33120A.
- Multimetro Agilent 34410A.
- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A.

### 7.3 Dati e risultati

**Battito cardiaco** Per capire come misurare l'attività cardiaca è necessaria una breve introduzione al funzionamento del cuore. In cuore è composto da due atri e due ventricoli, come mostrato in figura 7.1. Si gonfiano e si contraggono prima gli atri e poi ventricoli in modo da pompare il sangue lungo i vasi sanguigni. Un apposito sistema di valvole fa in modo che il sangue non venga spinto nella direzione sbagliata diminuendo l'efficienza dell'organo.

Ma come fa in cuore a coordinare con precisione le contrazioni? La membrana cellulare di tutte le cellule del corpo, in condizioni normali, è polarizzata, ovvero c'è una differenza di potenziale tra interno ed esterno a causa delle diverse concentrazioni di ioni. Il miocardio, il muscolo cardiaco, contiene alcune cellule (formanti il miocardio specifico) che sono in grado di depolarizzarsi. Queste cellule forniscono, ad intervalli circa regolari, l'impulso elettrico che fa contrarre il cuore. Essendo il cuore un organo complicato la stimolazione elettrica deve essere precisa ed è composta di varie fasi che agiscono su svariate parti del cuore in successione.

Poiché il corpo è un buon conduttore, essendo formato in gran parte da soluzioni ioniche, questi impulsi si trasmettono facilmente a tutto il corpo, generando differenze di potenziale abbastanza semplici da misurare. Così è possibile rilevare, senza

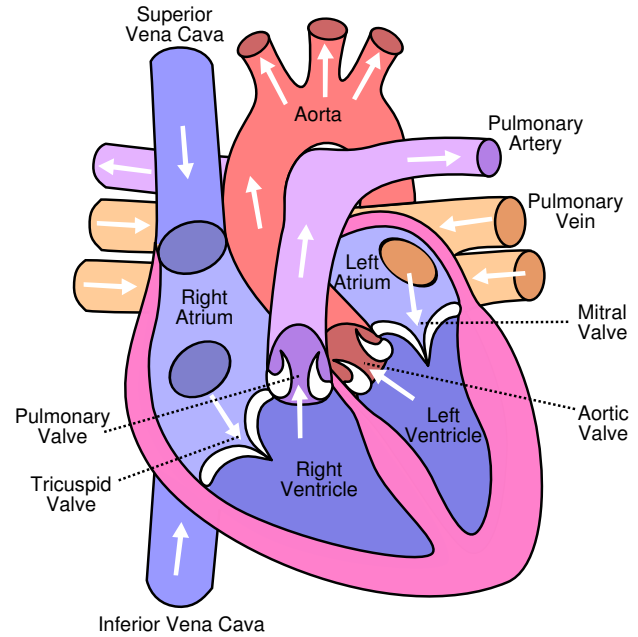


Figura 7.1

interventi invasivi, le fasi di contrazione del cuore e verificare l'insorgenza di problemi di salute.

Esistono decine di modi di disporre gli elettrodi sul corpo per misurare l'attività cardiaca e ognuna porta a un diverso tipo di elettrocardiogramma. Il modo più semplice è usare 3 elettrodi: uno sulla caviglia per mettere a comune il corpo, e due sui polsi per rilevare le differenze di potenziale generate dal miocardio specifico (si può immaginare il miocardio come un momento di dipolo variabile che genera una differenza di potenziale). Il nostro compito è di misurare, amplificare e filtrare queste minuscole differenze di potenziale per poter leggere l'andamento temporale dell'attività cardiaca.

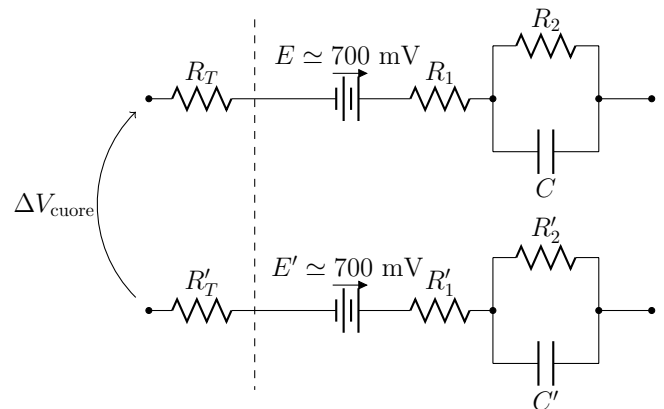


Figura 7.2: Le  $R_T$  rappresentano la resistenza del corpo, mentre la parte a destra della linea tratteggiata è il circuito equivalente dell'elettrodo.

**Difficoltà nella misura** L'elettrocardiogramma è una misura piuttosto delicata, poiché ci sono molti fattori di disturbo, tra i quali:

- Movimenti e posizioni reciproche delle varie parti del corpo.
- Movimenti e posizioni dei cavi di collegamento.
- Interazioni tra corpo ed elettrodi. Il circuito 7.2 mostra il circuito equivalente del sistema corpo + elettrodi.
- Effetti di induzione e capacitivi sulle varie parti del circuito e sul paziente dovuti per esempio alla tensione di rete.

Tutti questi disturbi, uniti al fatto che il segnale elettrico proveniente dal cuore è di pochi millivolt, rendono la misura difficoltosa. È quindi necessario prendere svariate precauzioni, che vedremo nel prossimo paragrafo.

**Blocchi funzionali** Il circuito per la misura è mostrato in figura 7.3. Il circuito è stato alimentato da

due batterie da 9 V al fine di evitare contatti accidentali tra tensione di rete, terra e corpo. Questi contatti potrebbero portare a folgorazioni del paziente. Analizziamo quindi i vari blocchi funzionali del circuito.

Il segnale che arriva dai polsi è piuttosto piccolo, nell'ordine dei millivolt, ed è molto sporco. Il primo blocco è costituito da un amplificatore alle differenze AD622 il cui scopo è amplificare la differenza di potenziale tra i polsi del paziente. Per ridurre il rumore i due ingressi sono dotati di due filtri passa-basso formati dalle resistenze  $R_F$  e dai condensatori  $C_c$ . Inoltre per ridurre ulteriormente le frequenze molto alte, il condensatore  $C_m$  mette gli ingressi in modo comune a frequenze alte. Abbiamo poi scelto le resistenze di guadagno  $R_G$  in modo da avere un guadagno elevato: la scelta è caduta su due resistenze da 220  $\Omega$ , il guadagno dell'AD622 era quindi  $G = 1 + 2R_G/50.5 \text{ k}\Omega = 1 + 440/50.5 \text{ k}\Omega = 116$ .

Una volta amplificato il segnale, abbiamo utilizzato un filtro passa alto (blocco 2) per eliminare le componenti continue e a bassa frequenza che a

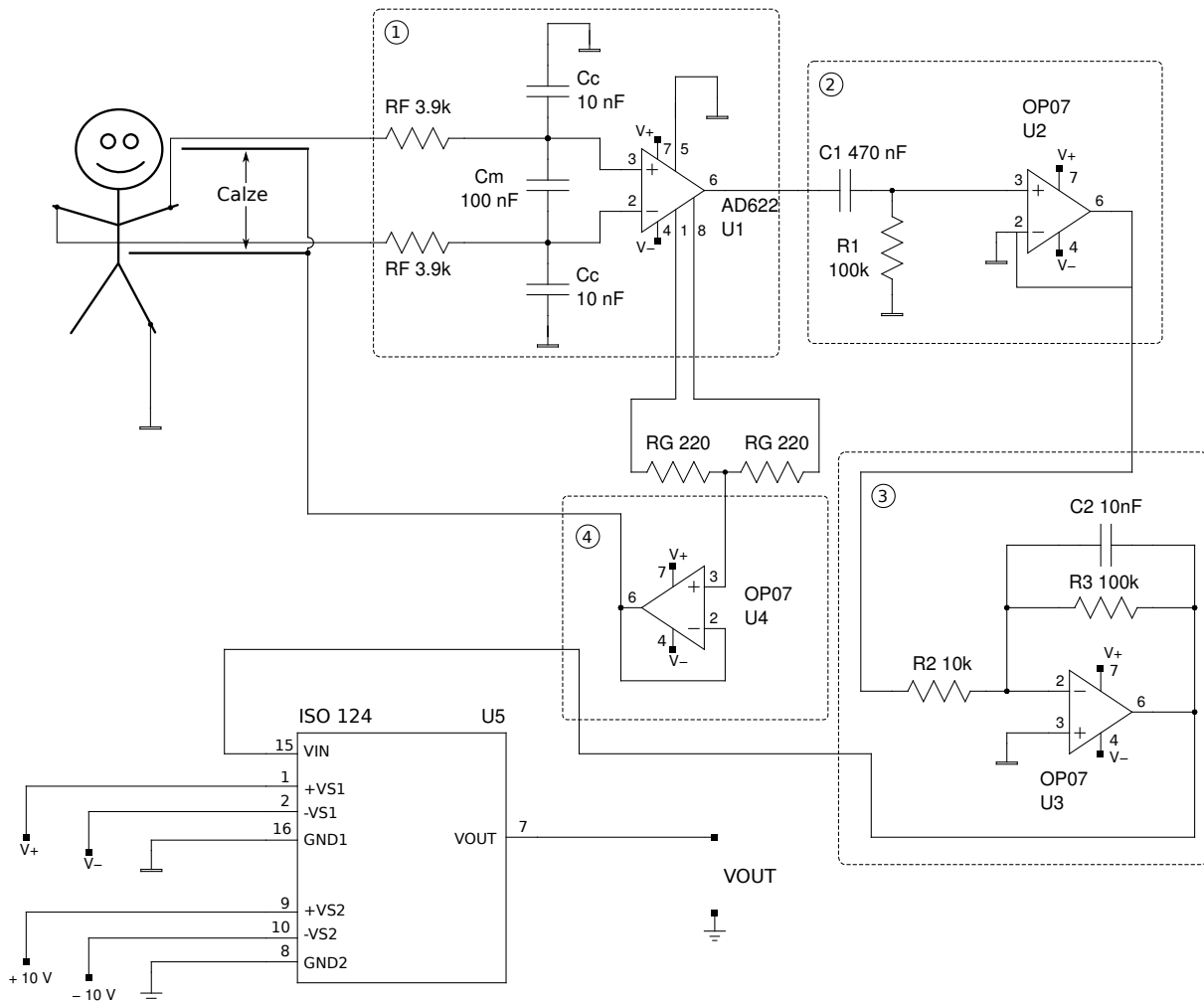


Figura 7.3: Circuito per la misura dell'ECG

noi non interessano. Questo filtro ha una capacità piuttosto grande per tagliare solo le componenti a bassissima frequenza (ha una frequenza di taglio di circa 3-4 Hz), poiché il segnale cardiaco ha una frequenza di 1-2 Hz. In questo modo, anche se il segnale viene attenuato un po', si eliminano le componenti continue e altri rumori che non vogliamo avere nell'ECG. Il blocco contiene anche un follower (opamp U2), per avere un'alta impedenza all'uscita del filtro.

Infine il blocco 3 è costituito da un ulteriore stadio di amplificazione, realizzato con un operazionale in modalità di amplificatore invertente con guadagno  $G = -10$ . L'unica cosa da notare è la capacità  $C_2$ , che non è altro che un ulteriore filtro per il rumore ad alta frequenza. Il condensatore evita che vengano amplificati i segnali ad alte frequenze.

Un altro accorgimento per ridurre il rumore è il blocco 4. Questo blocco preleva tra le 2  $R_G$  la media delle due tensioni all'ingresso dell'AD622 e dopo l'opamp U4, la cui funzione è solo di aumentare l'impedenza in modo da non disturbare il funzionamento dell'AD622, questa tensione media viene inserita nelle calze dei cavi di collegamento agli elettrodi. Le calze sono degli involucri conduttori che avvolgono i cavi veri e propri, e hanno due funzioni:

- Limitano le perdite dell'isolante che avvolge i cavi perché la differenza di potenziale tra cavo e calza è piccola.
- Fanno sì che entrambi i cavi di collegamento vedano lo stesso potenziale e siano meno influenzati dalle loro posizioni sul banco di laboratorio.

Dopo questo stadio abbiamo quindi il segnale finale che formerà l'ECG. Tuttavia c'è ancora un problema di sicurezza. Collegando questo circuito, che è stato alimentato da due batterie per evitare collegamenti con la rete, con l'oscilloscopio c'è il rischio che qualche parte venga a contatto con tensioni di rete (per esempio perché l'oscilloscopio è malfunzionante, ma anche perché semplicemente non sappiamo come sia realizzato internamente). Abbiamo quindi utilizzato un amplificatore isolante ISO 124. Questo componente accetta in ingresso due diverse coppie di tensioni di alimentazione e due riferimenti diversi, indicati rispettivamente con  $+V_{S1}$ ,  $-V_{S1}$ , GND1,  $+V_{S2}$ ,  $-V_{S2}$ , GND2 in figura 7.3. Inoltre possiede un ingresso e un'uscita: l'uscita è una replica l'ingresso, ma è riferita a GND2 e alimentata da  $+V_{S2}$ ,  $-V_{S2}$  invece che essere riferita a GND1 come l'entrata. Questo permette di separare alimentazioni e riferimenti di due parti del circuito, isolando-

le elettricamente, ma di mantenere inalterato il segnale da trasmettere. L'uscita dell'ISO 124 è quindi collegata all'oscilloscopio per poter visualizzare l'ECG.

**Risultati** Dopo aver montato il circuito, ne abbiamo testato il comportamento provando a misurare l'elettrocardiogramma di uno dei membri del gruppo. Il risultato è stato molto incoraggiante. In figura 7.4 è mostrata la registrazione ottenuta. Si possono notare le varie fasi dell'attività cardiaca, che approfondiremo nel prossimo paragrafo. Inoltre si nota che la frequenza è circa 75 battiti/minuto, un valore tipico. In figura 7.5 vediamo invece un elettrocardiogramma fatto dopo che lo stesso soggetto era uscito per compiere qualche centinaio di metri di corsa. Il battito cardiaco è ora attorno a 150 battiti/minuto!

Un'analisi più dettagliata dell'ECG fa riferimento alla figura 7.6. In questa immagine è mostrato uno spezzone ingrandito dell'ECG della figura 7.4. Sono distinguibili diverse fasi dell'attività cardiaca:

- Onda P: È dovuta alla depolarizzazione degli atri, ovvero alla loro contrazione. In questa fase il sangue viene pompato dagli atri ai ventricoli.
- Complesso QRS: È dovuto alla contrazione dei ventricoli, ovvero alla fase durante la quale il sangue viene pompato fuori dal cuore. Poiché i ventricoli hanno una massa muscolare molto maggiore a quella degli atri, il picco è molto più pronunciato.
- Onda T: In questa fase i ventricoli si ripolarizzano, ovvero si rilassano, risucchiando sangue dall'esterno.
- Onda U: Non è ben chiaro a cosa sia dovuta. L'ipotesi più plausibile è che rappresenti la ripolarizzazione del setto interventricolare. Spesso è assente. Tuttavia nel caso in cui fosse troppo prominente, è un sintomo di alcune malattie cardiache.

## 7.4 Conclusione

Questa è stata una delle esperienze più interessanti del semestre, innanzitutto perché abbiamo ottenuto un bellissimo risultato di utilità pratica. Vedere com'è semplice la costruzione di un utilissimo strumento medico è molto interessante.

Dal punto di vista dell'elettronica, gli aspetti nuovi e più interessanti sono l'eliminazione del rumore tramite vari metodi (tra cui l'utilizzo di cavi con calze) e l'utilizzo dell'ISO 124.

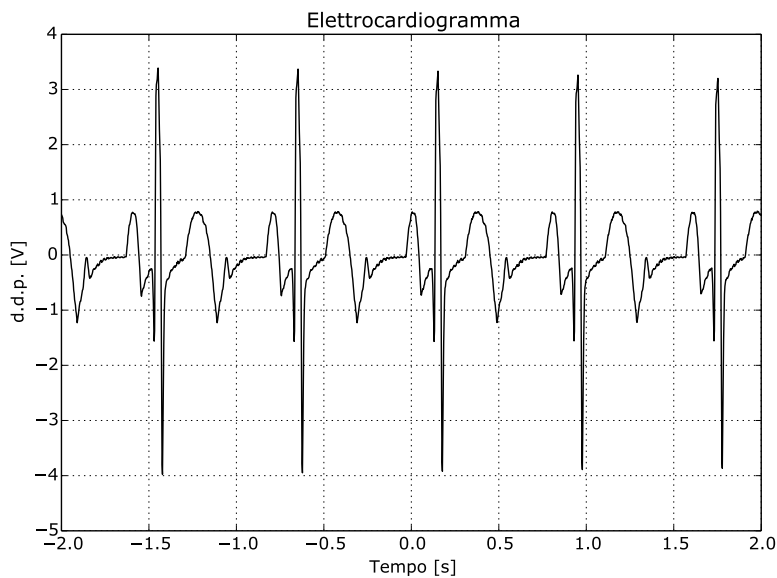


Figura 7.4: Esempio di elettrocardiogramma misurato con il circuito che abbiamo montato. Il battito é di 75 battiti/minuto. Misurando la distanza tra i picchi, abbiamo notato che il cuore é estremamente preciso: ogni picco é distanziato da quello vicino da circa 800 ms, con una deviazione massima di 2 ms. Sono inoltre visibili altri picchi secondari, dovuti a varie fasi dell'attività cardiaca. Il paziente era uno dei membri del gruppo.

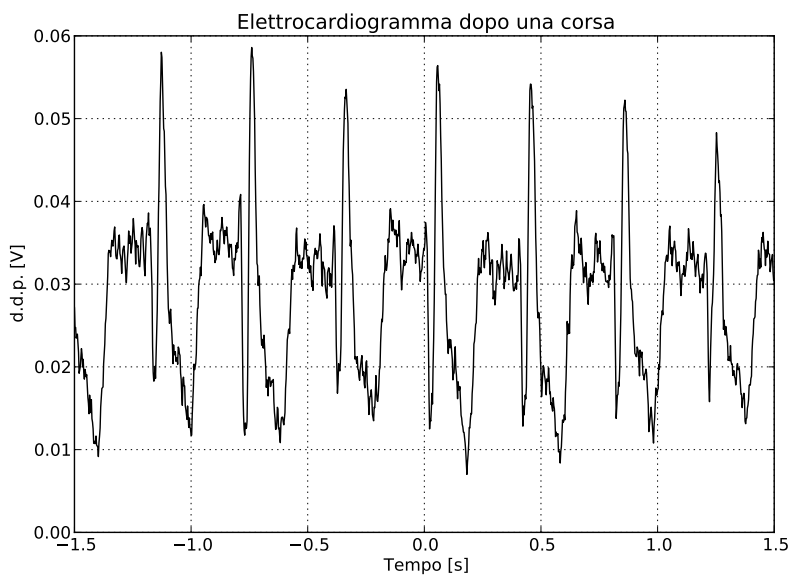


Figura 7.5: ECG dello stesso soggetto dell'ECG in figura 7.4 soltanto che in questo caso il paziente é uscito dal laboratorio e ha percorso qualche centinaio di metri di corsa prima della misura. Di conseguenza, il battito é salito a circa 150 battiti/minuto, o circa 400 ms tra i battiti, sempre con una precisione di pochi millisecondi. Questo ECG é un poco piú rumoroso del precedente.

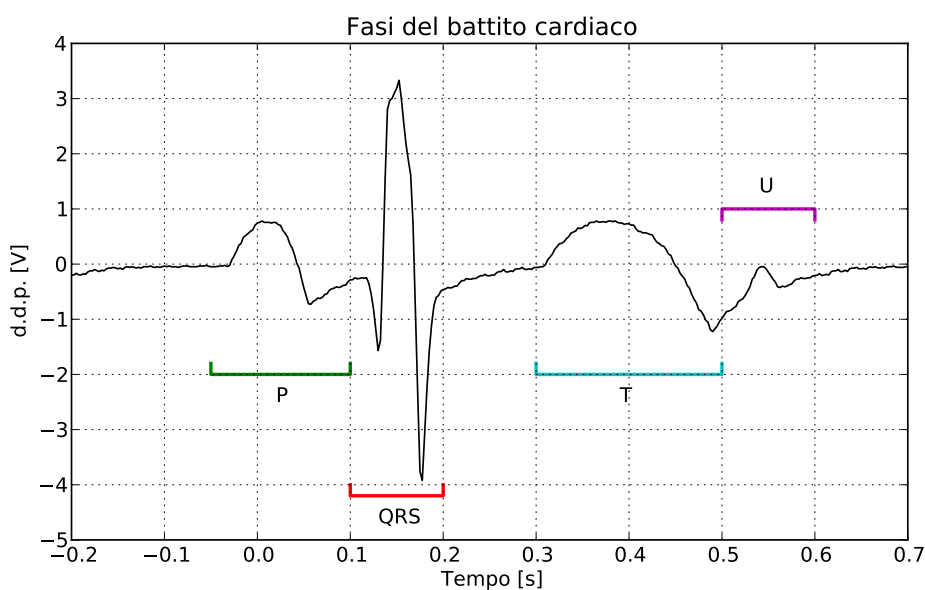


Figura 7.6: Quest'immagine é un ingrandimento della figura 7.4 e rappresentano un tipico battito cardiaco visto tramite ECG. Si vedono molto bene le varie onde generate dalle fasi dell'attività cardiaca. Riassumendo quanto scritto nel testo: **P** é la fase di contrazione degli atri, **QRS** é l'onda generata dalla contrazione dei ventricoli, **T** é il rilassamento dei ventricoli e **U** é generata dal setto interventricolare.

## 8 Oscillatore a ponte di Wien e compensazione delle sonde

### 8.1 Obiettivo

Costruzione di un generatore di onde sinusoidali detto oscillatore a ponte di Wien. Inoltre impareremo ad utilizzare sonde compensabili e verificheremo il loro funzionamento.

### 8.2 Materiali e circuiti

- Breadboard, cavi a banana e cavetti vari.
- Amplificatori operazionale.
- Lampadina da 12 V @ 50 mA.
- Resistenze: 47  $\Omega$ , 10 k $\Omega$ , trimmer da 1 k $\Omega$ .
- Capacità: 2 $\times$ 15 nF.
- Sonda compensabile.
- Alimentatore di tensione continua.
- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A.

### 8.3 Dati e risultati

L'oscillatore a ponte di Wien (figura 8.1), che prende il nome dal fatto che non è altro che un ponte di Wien modificato con l'inserimento di un amplificatore operazionale, è un particolare tipo di oscillatore che genera onde sinusoidali. È evidente che un oscillatore deve avere un feedback positivo, altrimenti non è caratterizzato dall'instabilità tipica di un oscillatore.

**Principio di funzionamento.** All'accensione dell'alimentazione, l'operazionale ha l'uscita ad una tensione  $V_{out}$  diversa da zero, spesso in saturazione positiva o negativa. Questo è dovuto alla tensione di offset e al rumore ed è il trigger che fa partire l'oscillatore. Trascuriamo per un momento la presenza della lampadina.

L'improvviso passaggio da zero a  $V_{out}$  alla accensione è un segnale che può essere immaginato come uno scalino e che quindi ha uno spettro in frequenza molto ampio. Per comprendere il funzionamento dell'oscillatore è quindi necessario studiare il partitore formato da  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C_1$  e  $C_2$  e vedere come si comporta in frequenza. La funzione di trasferimento del partitore è ( $R = R_2 = R_3$ ,  $C = C_1 = C_2$ )

$$H(s) = \frac{(\frac{1}{R} + sC)^{-1}}{(sC + \frac{1}{R})^{-1} + R + \frac{1}{sC}} \quad (8.1)$$

che una volta semplificata un po' prende la forma

$$H(s) = \frac{sRC}{1 + 3sRC + (sRC)^2} \quad (8.2)$$

Nel dominio delle frequenze ( $s = i\omega$ ) si ottiene il guadagno

$$G = |H(\omega)| = \frac{\omega RC}{\sqrt{(1 - \omega^2 R^2 C^2)^2 + 9\omega^2 R^2 C^2}} \quad (8.3)$$

Il grafico del guadagno è riportato in figura 8.2. Il massimo del guadagno si ha alla frequenza angolare  $\omega = 1/RC$  o per  $f = 2\pi/RC \simeq 1.6 \pm 0.3$  kHz, dove il guadagno vale 1/3. In pratica il partitore si comporta come un filtro passa banda di primo ordine con un'attenuazione al di fuori delle frequenze di taglio di -20 dB/decade.

È quindi evidente che delle frequenze presenti nello "scalino" dopo l'accensione, alcune saranno più presenti all'ingresso non-invertente dell'operazionale a causa di questo filtro. Le frequenze che vengono passate più facilmente, sono attorno ai 1.6 kHz, vengono ridotte di un terzo.

Poiché l'operazionale ha anche un altro ramo di feedback negativo, l'operazionale tenderà ad aggiustare  $V_{out}$  in modo che  $V^-$  sia una replica di  $v^+$ . In questo caso significa che  $V_{out}$  conterrà la stessa proporzione delle frequenze presenti all'ingresso  $V^+$ , poiché il ramo di retroazione negativa è puramente resistivo e non filtra le frequenze.

A questo punto il "ciclo" ricomincia con  $V_{out}$  che contiene principalmente le frequenze non filtrate, dato che all'ingresso non invertente giunge una versione filtrata della  $V_{out}$  iniziale. Il sistema tende ad attenuare di molto le frequenze molto distanti dal picco a 1.6 kHz, ma avendo un guadagno di 1/3 tende ad attenuare anche le frequenze di picco. È evidente che se sul ramo di retroazione negativa il

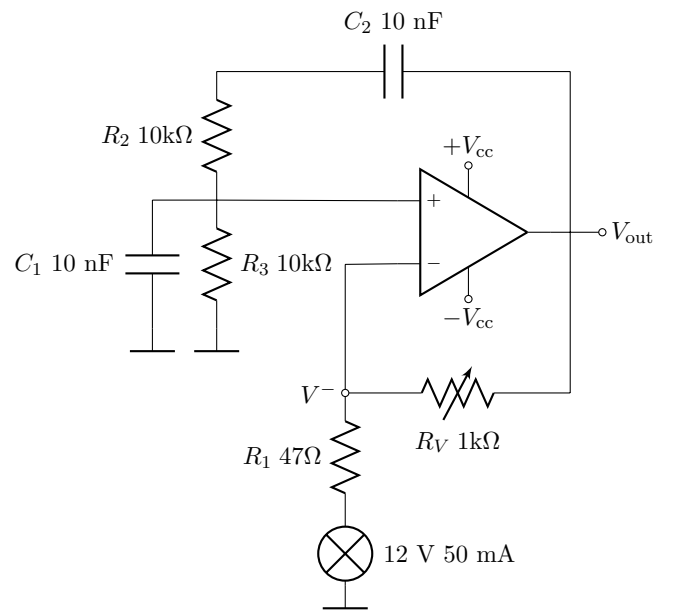


Figura 8.1: Oscillatore a ponte di Wien.



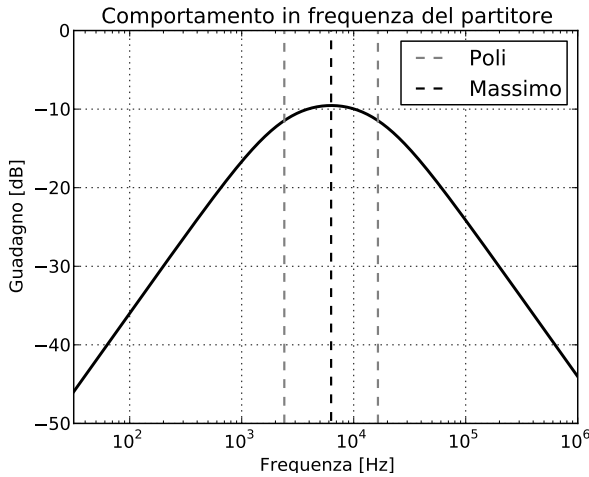


Figura 8.2: Comportamento in frequenza del partitore. Alla frequenza di picco il guadagno è esattamente  $1/3$ .

guadagno fosse esattamente 3 in modo da compensare il guadagno  $1/3$  sull'altro ramo, si avrebbe che tutte le frequenze tranne quella centrale vengono rimosse, mentre quella centrale rimane inalterata. Si ottiene così un'onda sinusoidale. È importante sottolineare che, anche se è stato presentato come un ciclo che si ripete, il funzionamento del circuito è dinamico e avviene tutto allo stesso tempo.

È chiaro che deve esserci una perfetta cancellazione dei guadagni per ottenere l'oscillatore che vogliamo, poiché se il guadagno complessivo fosse minore di 1, si avrebbe che il sistema “va a zero” oscillando, mentre se il guadagno fosse maggiore di 1 il sistema si porterebbe rapidamente in saturazione. Ottenere questo matching è praticamente impossibile e anche se si riuscisse ad ottenerlo sicuramente durerebbe poco, a causa dei coefficienti termici dei vari componenti.

Esistono varie soluzioni a questo problema, la più semplice delle quali è la seguente: invece di impostare un guadagno fisso mediante una resistenza nella retroazione negativa si inserisce un componente, per esempio una lampadina, che varia la propria resistenza in base alla corrente che scorre al suo interno. Usando una lampadina si otterrà un guadagno variabile. La lampadina va posta tra l'ingresso non invertente e il riferimento. Il guadagno diminuisce quando passa molta corrente (poiché la resistenza aumenta con la corrente), ovvero quando il guadagno era più alto di 1, perché il segnale tende ad andare in saturazione, aumentando la d.d.p. ai capi della lampadina. Al contrario, quando il guadagno è inferiore a 1 il segnale tende a diminuire, diminuendo la corrente (e quindi la resistenza) e aumentando quindi i guadagni. È una sorta di feedback.

In pratica si sfrutta l'inerzia della lampadina per

attenuare le oscillazioni non volute del sistema. Con questo trucco l'oscillatore diventa stabile ed è utilizzabile. La resistenza  $R_1$  serve soltanto come limitatore di corrente. La variazione della resistenza della lampadina è dovuta a effetti termici.

**Test del funzionamento.** Inizialmente abbiamo montato il circuito senza inserire la lampadina. Abbiamo inserito un potenziometro nel ramo di feedback negativo e la lampadina è stata sostituita con una resistenza da  $220\ \Omega$ . Abbiamo tentato, ovviamente senza successo, di eseguire un matching dei guadagni. La figura 8.5 riporta un paio di risultati in cui il segnale satura o va a zero a causa del matching imperfetto dei guadagni. Il tempo impiegato dal sistema per saturare o per andare a riferimento

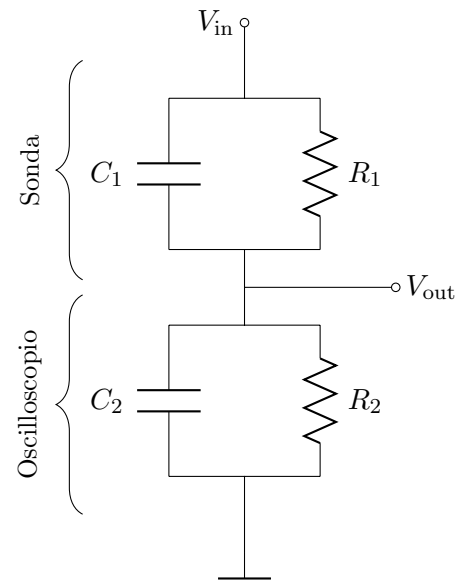


Figura 8.3: Schema circuitale del sistema oscilloscopio + sonda. Il nostro oscilloscopio riporta i dati  $R_2 = 1\ \text{M}\Omega$  e  $C_2 = 12\ \text{pF}$ .

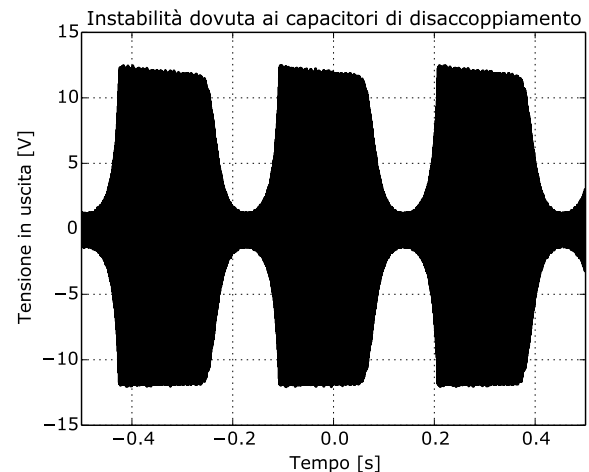


Figura 8.4

è di poche decine di millisecondi.

Successivamente abbiamo inserito la lampadina, sempre mantenendo il trimmer per poter tarare il circuito. In questo caso l'oscillatore si è rivelato stabile. La figura 8.6 mostra la tensione  $V_{out}$  all'accensione e durante il funzionamento a regime dell'oscillatore.

Abbiamo inoltre provato ad inserire dei condensatori di disaccoppiamento sull'alimentazione dell'operazionale, notando che l'output diventava instabile, producendo una sinusoide a tratti stabile e a tratti di ampiezza variabile. Il passaggio tra i tratti di stabilità ed instabilità era periodico di periodo circa 0.3 secondi ed è riportato in figura 8.4.

La frequenza che abbiamo misurato nell'output dell'oscillatore era di  $1675 \pm 5$  Hz, mentre la frequenza passata dal filtro passa banda formato dal partitore, che può essere calcolata come indicato sopra, è  $1600 \pm 300$  Hz. Risulta tutto coerente e compatibile con la teoria. Abbiamo usato 5% di incertezza sui valori delle resistenze e 20% su quelli delle capacità.

**Compensazione delle sonde.** Oltre alla costruzione dell'oscillatore, abbiamo anche compensato una sonda di misura. Ma vediamo la ragione per cui in alcuni casi è necessario utilizzare sonde che prevedono la possibilità di aggiustare la capacità interna.

In figura 8.3 è riportato uno schema di un oscilloscopio con collegata una generica sonda. La sonda, non essendo un conduttore ideale, presenta una certa resistenza e possiede una capacità propria, causata dalla posizione del cavo rispetto ad altri conduttori. Inoltre è soggetta al rumore di rete, e alle trasmissioni elettromagnetiche. L'ingresso dell'oscilloscopio presenta una capacità ed una resistenza, come tutti i circuiti elettrici.

È immediato comprendere che si forma un partitore, la cui tensione di uscita, contenendo delle capacità, dipende anche dalla frequenza. All'ingresso dell'oscilloscopio abbiamo quindi un segnale diverso da quello che volevamo misurare ed inoltre non è semplicemente un segnale ridotto di ampiezza (come accadrebbe se il partitore fosse solamente resistivo), bensì un segnale storpiato. In taluni casi questo fatto non è accettabile e provoca errori nelle misure. Vengono quindi in nostro aiuto le sonde compensate, ovvero sonde che permettono, attraverso una vite posta sul puntale della stessa, di cambiare la capacità interna  $C_1$ .

Consideriamo la funzione di trasferimento del circuito in figura 8.3:

$$H(s) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \left( 1 + \frac{R_1(sC_2R_2 + 1)}{R_2(sC_1R_1 + 1)} \right)^{-1} \quad (8.4)$$

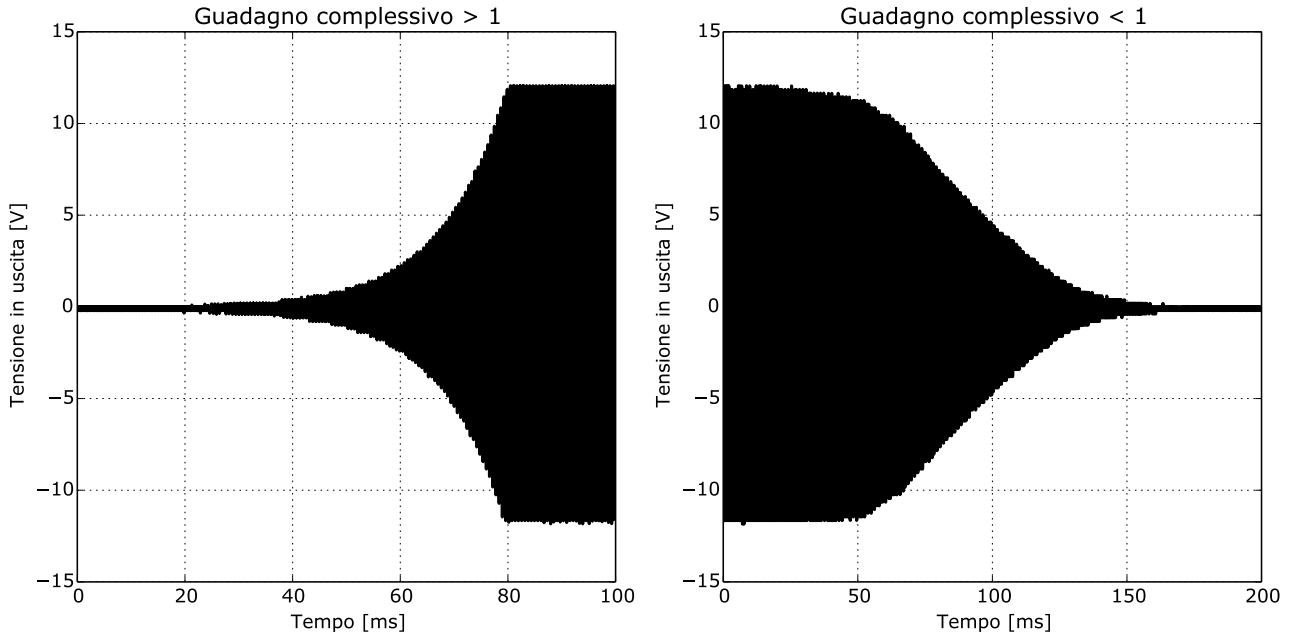


Figura 8.5: Se la lampadina è assente il sistema è instabile e tende ad andare a zero (grafico a destra) oppure ad entrare in saturazione (immagine a sinistra). Nel caso di guadagno maggiore di 1 è evidente che l'operazionale entra in saturazione a circa 12 V. L'immagine riporta solo la modulante del segnale. Ingrandendo l'immagine è possibile vedere che il segnale modulante contiene un'onda sinusoidale.

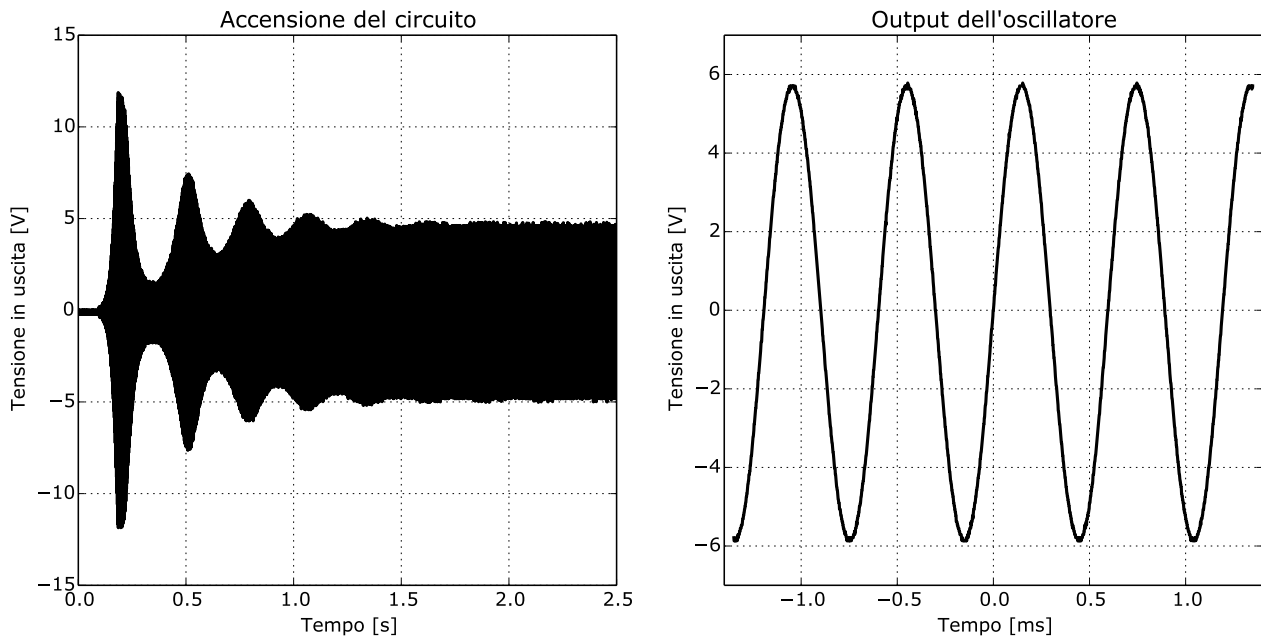


Figura 8.6: Nella figura a sinistra è mostrato il segnale modulante all'accensione del circuito. Il sistema oscilla ma a causa dell'inerzia della lampadina, dopo circa 2 secondi diventa stabile. L'ampiezza delle oscillazioni si riduce sempre di più. Nel grafico a destra è invece mostrato l'output dell'oscillatore una volta che si è stabilizzato. L'output è una sinusoide ed ha una frequenza di  $1675 \pm 5$  Hz.

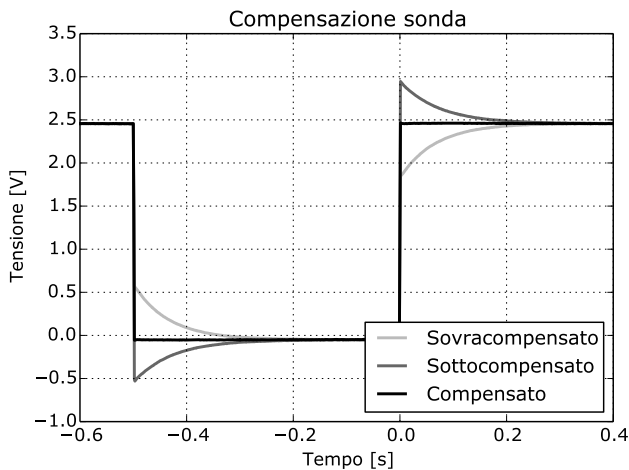


Figura 8.7: Input dell'oscilloscopio con una sonda compensabile. Cambiando capacità si può ottenere una sottocompensazione, una sovracompensazione oppure compensare perfettamente le capacità, ottenendo un'onda quadra.

Si vede subito da questa formula che se  $R_1 C_1 = R_2 C_2$  la frazione si riduce a  $R_1/R_2$ . In questo caso la funzione di trasferimento dipende solo dalle resistenze, è indipendente dalla frequenza ( $s = i\omega$ ) e quindi il segnale non cambia forma. Agendo sulla vite di regolazione è possibile variare la capacità  $C_1$  finché la relazione sopra non risulta soddisfatta, eliminando quindi l'effetto delle capacità.

Nella pratica la compensazione viene fatta collegando la sonda al generatore di funzioni d'onda interno dell'oscilloscopio e fornendo un'onda quadra. Sull'oscilloscopio si visualizzano l'onda quadra generata e l'ingresso proveniente dalla sonda. Poiché prima della compensazione il partitore dipende dalla frequenza, all'ingresso non arriverà un'onda quadra ma un segnale diverso, come quello in figura 8.7. Agendo sulla vite si tenta quindi di trasformare il segnale in ingresso in un'onda quadra. La figura 8.7, mostra cosa si riesce ad ottenere compensando la sonda.

La procedura di compensazione è molto semplice e non ha creato alcun problema.

## 8.4 Conclusione

In questa esperienza abbiamo fatto uso per la prima volta dell'analisi di Laplace per comprendere il funzionamento del circuito e siamo sicuri che questo importantissimo strumento ci sarà utile in futuro.

## 9 Introduzione all'elettronica digitale: porte logiche

### 9.1 Obiettivo

Familiarizzare con le porte logiche e l'elettronica digitale. Utilizzare le mappe di Karnaugh per semplificare le espressioni logiche e creare circuiti.

### 9.2 Materiali e circuiti

- Breadboard, cavi a banana e cavetti vari.
- Integrati 74SL00 contenenti 4 porte NAND ciascuno.
- Scheda con LED per la verifica dei livelli logici.
- Alimentatore di tensione continua.
- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A.

### 9.3 Dati e risultati

L'esperienza è stata divisa in varie parti. Abbiamo testato il funzionamento di alcune porte logiche nella prima parte, verificato il loro comportamento in commutazione nella seconda, e le abbiamo poi usate per montare un paio di circuiti nella terza parte.

**Porte logiche.** Le porte che abbiamo utilizzato ci sono state fornite in forma di integrati contenenti 4 porte ciascuno. In elettronica digitale è comune lavorare con porte NAND poiché con queste è possibile costruire quasi tutti gli altri tipi di porte facilmente; in questo modo non è necessario avere molti tipi di integrati con le varie porte. Tutte le porte che abbiamo usato sono del tipo TTL, ovvero operano da 0 a + 5 V.

Abbiamo quindi verificato il funzionamento delle porte NAND sull'integrato 74LS00, grazie ad una piccola schedina che mostra con dei LED il livello (alto o basso) delle uscite.

Altre porte che abbiamo costruito e testato sono le porte NOT, AND e XOR, la cui costruzione utilizzando porte NAND è riportata in figura 9.1

**Isteresi della porta NOT.** Ogni componente digitale ha delle bande di tensione che vengono trattate come 0 e 1 logici. Per esempio una porta logica può considerare 0 le tensioni più basse di una certa soglia (nella TTL, 0.8 V), e 1 le tensioni superiori ad un'altra soglia (nella TTL, 2 V). La banda a metà tra le due soglie dà un risultato indefinito. Tuttavia le soglie non sono fisse, ma dipendono se si sta salendo o scendendo di tensione, ovvero è presente

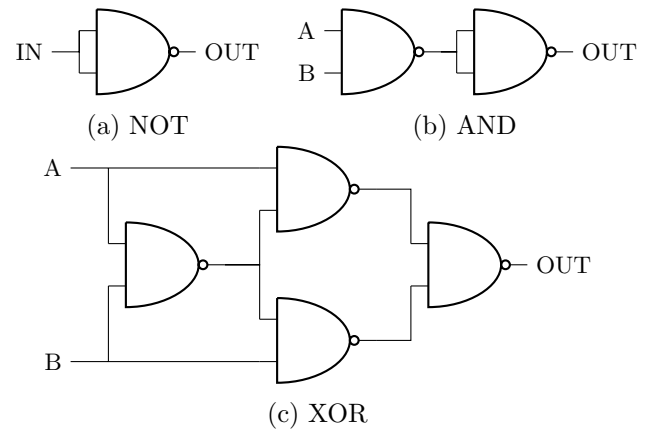


Figura 9.1: Tutte le altre porte logiche possono essere costruite utilizzando porte NAND. Per una NOT (9.1a) è sufficiente collegare tra di loro gli ingressi, la AND si ottiene mettendo una NAND in serie ad un NOT, per rovesciare lo stato logico, mentre una XOR è un poco più complicata, ma sempre realizzabile con poche porte NAND. Anche la OR non è difficile da realizzare, con due not agli ingressi di una NAND.

un ciclo di isteresi. Inoltre questi dispositivi devono rispondere ad uno standard che prevede che la loro uscita per i livelli logici 0 e 1 sia contenuta in certe bande di tensione. Noi non abbiamo verificato quest'ultimo aspetto.

Per verificare l'esistenza dell'isteresi abbiamo collegato l'ingresso della porta NOT al generatore di tensione, variando poco a poco la tensione di ingresso e misurando l'uscita. In questo modo abbiamo

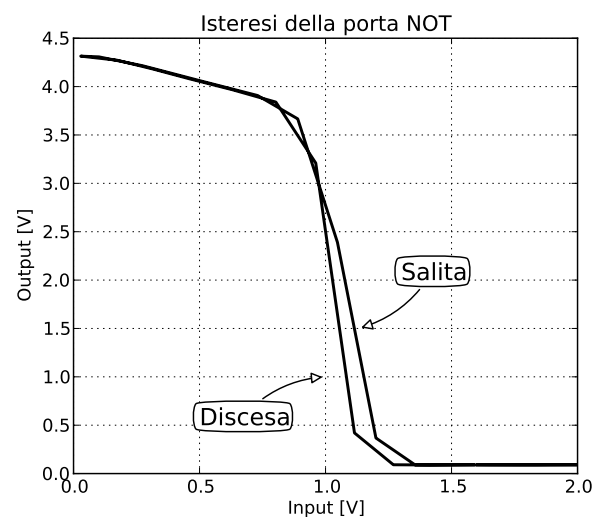


Figura 9.2: Il grafico mostra l'isteresi della porta NOT. L'ampiezza dell'isteresi è di circa 0.1 V e avviene attorno a 1.1 V. Questo significa che partendo da 0 V e salendo in tensione, si ha la commutazione a circa 1.15 V, mentre scendendo da 5 V la commutazione avviene a circa 1.05 V. La tensione alta non è sempre 5 V, anzi in base alla tensione di ingresso l'output varia visibilmente.

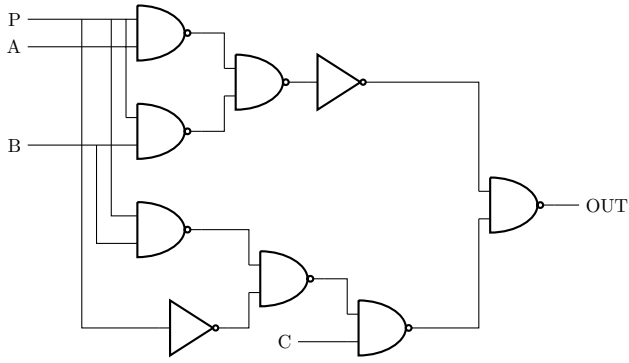


Figura 9.3

A	B	C	P	OUT	A	B	C	P	OUT
0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	0	1	1	1
0	1	0	0	0	0	1	0	1	1
0	1	1	0	0	0	1	1	1	1
1	0	0	0	0	1	0	0	1	1
1	0	1	0	0	1	0	1	1	1
1	1	0	0	0	1	1	0	1	1
1	1	1	0	1	1	1	1	1	1

Tabella 9.1: Tabella di verità del circuito per la votazione che abbiamo realizzato. A, B e C sono i votanti, mentre P è il presidente. La tabella è spezzata per questioni di spazio.

ottenuto il grafico in figura 9.2.

Il grafico mostra che quando la tensione di ingresso sale, l'output è differente rispetto alla stessa situazione registrata durante la discesa della tensione di input. Vale a dire che la commutazione alto-basso non è simmetrica dipende dallo stato precedente della porta logica. Inoltre possiamo notare che la tensione che rappresenta lo stato 1 è tutt'altro che costante, dipende dall'input in maniera approssimativamente lineare tra le tensioni da 4.5 a 3.5 V.

**Votazioni.** Nell'ultima parte dell'esperienza abbiamo costruito due circuiti come applicazione delle porte logiche. Il primo circuito calcola il risultato di una votazione in cui possono votare 3 persone (A, B e C) più il presidente (P), con la particolarità poco democratica che il voto del presidente vale doppio. Il circuito prende quindi 4 input (i voti), che sono a 0 se la voto è contrario e 1 se è favorevole all'emendamento in votazione.

La tabella di verità che vogliamo ottenere è la 9.1 e come si nota tende verso la dittatura del presidente. Dalla tabella si può costruire la mappa di Karnaugh corrispondente (tabella 9.2). Raggruppando sulla mappa i gruppi di celle vicine, si ottiene l'espressione logica corrispondente alla tabella:

CP-AB	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	1	1	1
11	1	1	1	1
10	0	0	1	0

Tabella 9.2: Mappa di Karnaugh della tabella 9.1, con cerchiati i gruppi che permettono di scrivere l'equazione 9.1.

$$Y = P(A + B + C) + ABC \quad (9.1)$$

Che può essere scritta mediante NOT e AND (e quindi NAND) applicando ripetutamente il teorema di De Morgan

$$Y = \overline{\overline{P} \cdot \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C}} \cdot \overline{ABC} \quad (9.2)$$

In questo modo è possibile costruire un circuito che produca il risultato desiderato mediante sole porte NAND. Il circuito che rispetta questa logica è mostrato in figura 9.3 ed è quello che siamo andati a realizzare. Il circuito è stato controllato utilizzando la scheda che permette di visualizzare con dei LED lo stato logico delle uscite, e possiamo dire che è stato un successo perché lo abbiamo montato correttamente al primo colpo, nonostante il circuito sia abbastanza complesso.

**Sistema di allarme.** Un secondo circuito è un altro esercizio che riguarda un allarme antifurto per una casa. L'idea è quella di avere vari sensori che indicano se le porte o finestre sono aperte o chiuse e un altro sensore ad infrarossi che indica la presenza di movimento in una stanza a scelta. Il sensori restituiscono uno 0 logico se le porte e finestre sono chiuse o se il sensore a infrarossi non rileva movimento e 1 in caso contrario. Ognuno dei tre sensori può far scattare l'allarme, ma il sensore a infrarossi è dotato anche di un interruttore o di una chiave che permette di disattivarlo.

Partendo da queste specifiche, costruendo la tabella di verità ed utilizzando il metodo della mappa di Karnaugh come nel paragrafo precedente, è possibile ricavare la seguente espressione logica che ottiene quello che vogliamo

$$Y = \overline{IC} + F + P = \overline{IC} \cdot (\overline{F} \cdot \overline{P}) \quad (9.3)$$

dove ovviamente P indica la porta, F la finestra, I il sensore ad infrarossi e C la chiave per disattivare l'allarme con gli infrarossi. Questa espressione è anche intuitiva: o la finestra aperta, o la porta

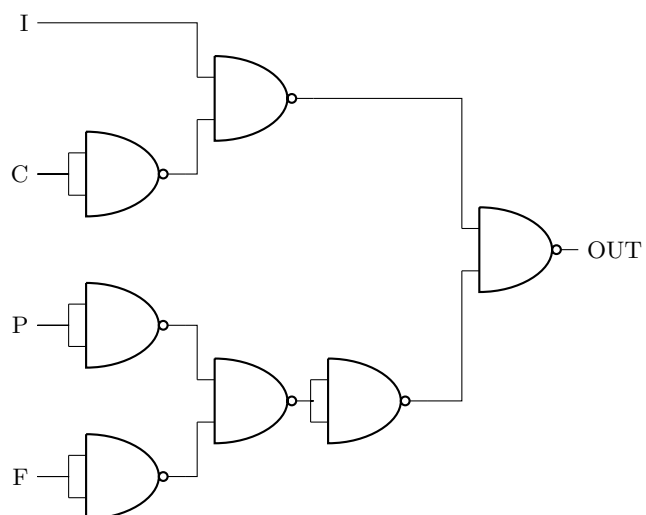


Figura 9.4

aperta, oppure il sensore ad infrarossi, se la chiave non è inserita. Il circuito corrispondente è mostrato in 9.4.

La verifica del circuito è banale ed è andata a buon fine.

## 10 Ritardo di commutazione, buffer tri-state, multiplexing e demultiplexing.

### 10.1 Obiettivo

L'obiettivo è verificare una delle non idealità delle porte logiche (nello specifico di una NOT), verificare il funzionamento di specifici dispositivi chiamati buffer tri-state e delle porte open collector. Inoltre costruiremo un multiplexer (un altro gruppo costruirà un demultiplexer e li useremo congiuntamente).

### 10.2 Materiali e circuiti

- Breadboard, cavi a banana e cavetti vari.
- Integrati 74SL00 contenenti 4 porte NAND ciascuno.
- Integrati 74SL05 contenenti 4 porte NOT open collector.
- Integrati 74SL125 contenenti 4 buffer tri-state.
- Scheda con LED per la verifica dei livelli logici.
- Cavo Ethernet.
- Alimentatore di tensione continua.
- Generatore di funzioni d'onda.
- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A.
- Multimetro.

### 10.3 Dati e risultati

**Ritardo in commutazione.** Come tutti i dispositivi elettronici, anche le porte logiche presentano delle non-idealità che possono creare problemi in alcuni circuiti oppure venir sfruttate in altri. La principale non idealità delle porte logiche è il ritardo nella commutazione. Più nel dettaglio, essendo le porte logiche costruite con dei transistor (nella TTL), ogni porta ha una sua piccola capacità (qualche pF) a causa delle giunzioni PN all'interno dei transistor. La capacità implica che la risposta della porta non sarà istantanea, ma sarà leggermente in ritardo rispetto al segnale in ingresso, provocando un ritardo nella commutazione.

Per verificare sperimentalmente questo fenomeno, abbiamo misurato il ritardo nella risposta di una porta NOT. Il circuito che abbiamo utilizzato è riportato in figura 10.1. Il circuito misura il ritardo generato da 3 porte NOT (costruite mediante NAND) in sequenza, in modo da aumentare l'entità dell'effetto e tendere più precisa la misura. La porta NAND in fondo alla serie di NOT trasforma il ritardo in un impulso.

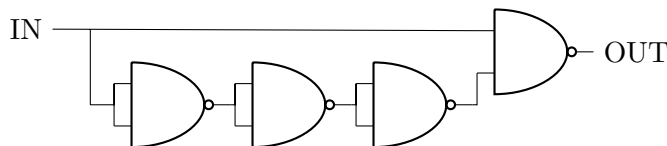


Figura 10.1: Circuito per la misura del ritardo.

Nello stato iniziale, ovvero ingresso costante 0, la porta NAND ha un'uscita uguale a 1, poiché ad un ingresso riceve direttamente lo 0 e all'altro 1. Quando l'input passa da 0 a 1, la porta NAND commuta stato e il suo output diventa 0: ad un ingresso c'è 1, mentre all'altro c'è ancora 1 a causa del ritardo delle porte NOT. Quando anche le porte NOT commutano, la NAND si ritrova con un input 1 e l'altro 0, quindi l'uscita torna ad essere 1. Al momento della discesa da 1 a 0 non accade nulla.

Idealmente si forma un circuito che da in output un impulso rettangolare di durata pari a quella della commutazione delle 3 porte. Chiaramente, avendo anche la porta NAND un suo tempo di commutazione l'impulso in realtà non sarà rettangolare, ma smussato. Per questo è importante usare 3 porte NOT: in questo modo si evita che il ritardo della porta NAND renda incomprensibile il segnale di uscita, assicurandoci che la commutazione dei NOT duri circa il triplo di quella della NAND.

Il risultato della misura è mostrato nel grafico in figura 10.2. La figura mostra l'input e l'output del circuito 10.1. All'ingresso è stata applicata un'onda quadra di frequenza 100 kHz tra 0 V e 5 V e la figura mostra il fronte in salita dell'onda. La commutazione ha una durata di circa 60 ns che significa 20 ns per ciascuna porta NOT. Questi valori sono in accordo con quelli riportati dal costruttore.

**Porte open collector.** Le porte logiche hanno un'altra caratteristica che può creare problemi: possono sostenere al massimo una certa corrente di output, che spesso è piuttosto limitata e non è quindi adatta per pilotare carichi che necessitano di grandi correnti, come per esempio un LED. Possono sorgere problemi anche se una porta logica è utilizzata per pilotare un gran numero di altre porte logiche. In questo contesto si parla spesso di *fan out* ovvero del massimo numero di porte della stessa famiglia che una porta è in grado di pilotare.

Per risolvere il problema si ricorre alle porte open collector, ovvero a delle porte che invece di pilotare l'uscita, pilotano un transistor che ha l'emettitore collegato a ground mentre il collettore è l'uscita accessibile all'utilizzatore (da qui il nome) e può essere collegato all'alimentazione mediante una

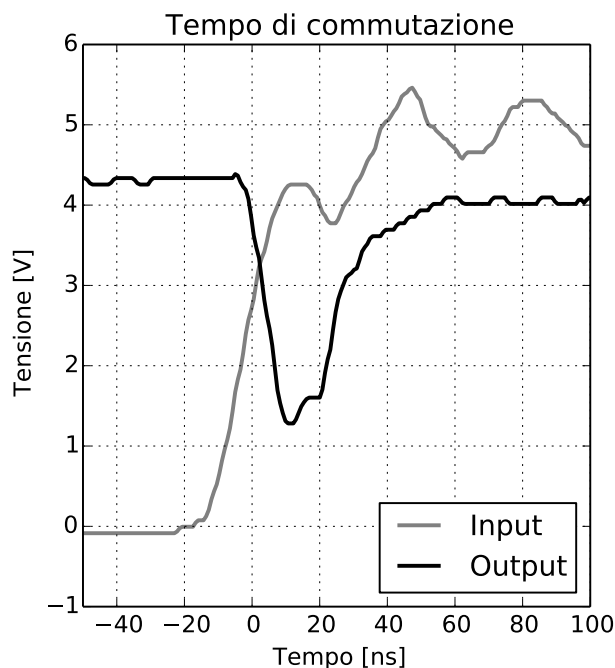


Figura 10.2

resistenza dimensionata per ottenere la corrente desiderata. In questo modo si possono pilotare carichi che richiedono correnti elevate.

Quello che abbiamo fatto in laboratorio è semplicemente verificare il funzionamento della porta facendo accendere un LED. Il LED era collegato all'alimentazione (+9 V) e a una resistenza che era a sua volta collegata alla porta NOT open collector a nostra disposizione.

La resistenza deve essere dimensionata in modo opportuno. La corrente che il LED assorbe è di 5 mA, inoltre la caduta di potenziale all'interno del LED è di circa 1 V mentre tra collettore ed emettitore ci sono circa 0.4 V. Imponendo che la corrente debba essere di 5 mA, la resistenza deve essere circa  $(9 - 1 - 0.4)/0.005 = 1.52 \text{ k}\Omega$ . Abbiamo quindi utilizzato una resistenza da 1 k $\Omega$  e un trimmer da 1 k $\Omega$ , in modo da poter regolare la corrente, misurata con il multimetro mentre la NOT era in funzione, fino al valore desiderato.

In seguito, abbiamo verificato il funzionamento fornendo 0 o 1 in input al NOT e osservando il LED. Risultato:

- 1 in entrata  $\Rightarrow$  LED acceso.
- 0 in entrata  $\Rightarrow$  LED spento.

In pratica il transistor è in interdizione se l'entrata è bassa.

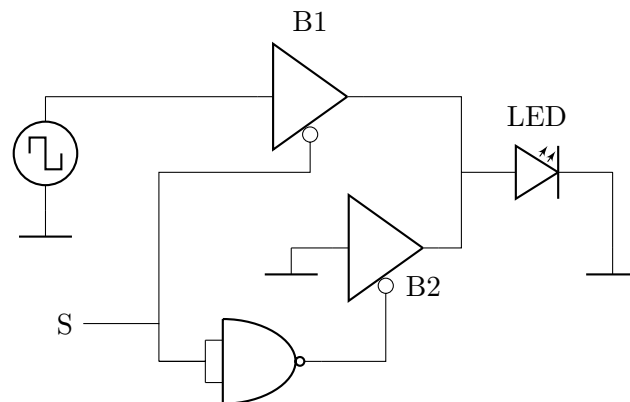


Figura 10.3

**Buffer tri-state.** Un buffer tri-state è un dispositivo che somiglia ad una porta AND (o nel caso del modello 74SL125 una porta NAND). Un buffer tri-state può essere pensato come un interruttore (come anche una porta AND può essere considerata un interruttore), e ha 3 connessioni: l'input, l'output e un terminale di controllo. Nel caso del 74SL125, se il terminale di controllo è a 0, l'input e l'output sono collegati, mentre se è a 1 l'interruttore è aperto. La peculiarità dei buffer tri-state, da cui deriva anche il loro nome, è il fatto che quando l'interruttore è aperto assumono una configurazione di alta impedenza in uscita, che permette di creare circuiti che si comportano come se il buffer non esistesse se è aperto.

Abbiamo quindi costruito il circuito 10.3. Il circuito serve principalmente per poter sperimentare il funzionamento dei buffer tri-state. Il circuito è collegato con il generatore di forme d'onda che forniva un onda quadra 0-5 V di frequenza variabile (per poter vedere l'effetto si deve stare sotto i 10 Hz). È poi presente una linea di selezione S, che permette di scegliere se aprire il buffer B1 oppure il B2. Per come il circuito è costruito, se S è a 0 si ottiene che il buffer B1 è aperto, mentre se S è 1 è aperto il buffer B2.

In pratica il circuito fa passare il segnale, che viene poi visualizzato dal LED se  $S = 0$ , mentre il LED è spento se  $S = 1$ . Il circuito ha funzionato a dovere.

**Multiplexer** Congiuntamente con un altro gruppo, abbiamo realizzato un sistema di Multiplexing/Demultiplexing. Il multiplexing è una tecnica che consente di trasmettere più segnali attraverso un unico cavo (per esempio per risparmiare prezioso cavo come nelle linee telefoniche). L'idea di base è questa: si hanno N diverse segnali digitali da trasmettere. Si inizia trasmettendo il primo segnale e segnalando all'altro capo, attraverso dei cavi di se-



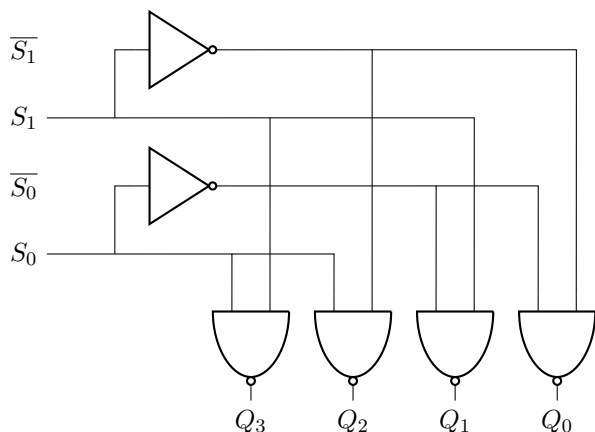


Figura 10.4: Circuito di selezione della linea.

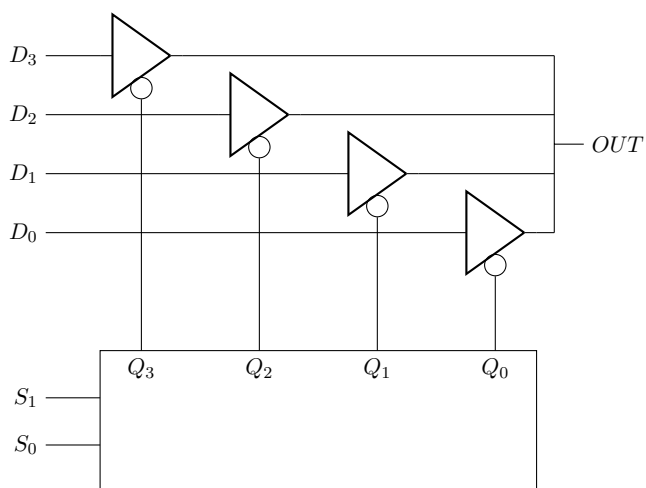


Figura 10.5: Filtro. Permette solo ad una linea di essere trasmessa. Il quadrato in basso indica il selettore.

lezione o di controllo, quale degli  $N$  segnali si sta trasmettendo. Poi si trasmette il secondo segnale, poi il terzo e così via, fino all' $N$ -esimo e poi si ricomincia. Chiaramente la frequenza del segnale lungo il cavo deve essere  $N$  volte quella dei segnali da trasmettere. Un altro tipo di multiplexing (questo tipo si chiama *time-division multiplexing*) divide le frequenze invece del tempo.

Noi abbiamo realizzato un multiplexing a 4 linee, cioè in grado di trasmettere fino a 4 segnali diversi. Abbiamo quindi 4 segnali in entrata, un cavo di collegamento che contiene un filo per la trasmissione, 2 per la selezione e un filo che trasporta il comune, in modo da non avere trasmittente e ricevente fluttuanti. I 2 cavi di selezione sono necessari perché 2 bit codificano 4 diversi stati, corrispondenti a quale delle 4 linee di dati è attiva.

Il circuito è formato da 2 parti:

- Selettore di linea, mostrato in figura 10.4. Questo circuito prende 2 input e attiva solo una delle uscite, impostandola a 1. Le uscite non selezionate restano a tensione bassa.
- Filtro, mostrato in figura 10.5. Grazie a 4 buffer tri-state, questo componente lascia passare solo uno dei segnali. Ogni buffer deve essere collegato alla corrispondente uscita del selettore, in modo da poter selezionare con i terminali di selezione quale dei 4 segnali viene inviato lungo il cavo.

All'altro terminale del cavo è presente un circuito di demultiplexing, che agisce in maniera opposta ed è costruito in maniera molto simile. Questo componente è stato realizzato dal nostro gruppo partner. Una volta montato il circuito lo abbiamo testato inviando segnali generati con il generatore di funzioni d'onda, a uno degli input e selezionando con le linee di selezione i 4 canali a rotazione. L'altro gruppo, mediante una scheda con i LED, ha verificato la ricezione del segnale. Anche se il circuito è piuttosto intricato, siamo riusciti a realizzarlo correttamente al primo tentativo.

## 11 Flip Flops

### 11.1 Obiettivo

Questa esperienza è un'introduzione ai flip-flop, i componenti di base della memoria. I flip-flop vengono utilizzati come registri in tutti i microcontrollori e microprocessori e sono quindi dei componenti molto importanti dell'elettronica digitale. Dal punto di vista sperimentale si possono utilizzare per conteggiare eventi. Il conteggio sarà l'argomento della prossima relazione.

### 11.2 Materiali e circuiti

- Breadboard, cavi a banana e cavetti vari.
- Integrati 74SL00 contenenti 4 porte NAND ciascuno.
- Integrati 74SL109 contenenti 2 flip-flop JK ciascuno.
- Scheda con LED per la verifica dei livelli logici.
- Interruttori di diverso tipo.
- Alimentatore di tensione continua.
- Generatore di funzioni d'onda.
- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A.
- Multimetro.

### 11.3 Dati e risultati

**Flip-Flop SR** Il flip-flop SR (Set-Reset, il nome deriva dalle terminazioni) è il primo elemento di memoria che incontriamo in questo corso. È un circuito sequenziale e non combinatorio, nel senso che il suo output dipende da quello che è avvenuto prima e non dallo stato delle entrate.

Il flip-flop SR è riportato in figura 11.1. Questo piccolo e straordinario circuito si basa sulla dipendenza reciproca tra entrate ed uscite delle porte NAND  $U_1$  e  $U_2$ . Non è difficile capire, provando a

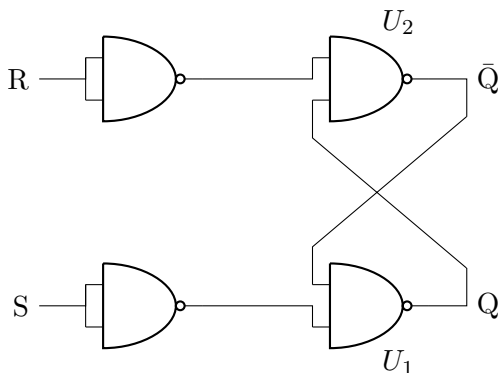


Figura 11.1

S	R	$\bar{S}$	$\bar{R}$	Q	$\bar{Q}$
0	0	1	1	x	$\bar{x}$
0	1	1	0	0	1
1	0	0	1	1	0
1	1	0	0	1	1

Tabella 11.1: Tabella di verità del circuito in figura 11.1. S ed R sono gli ingressi, mentre Q e  $\bar{Q}$ .

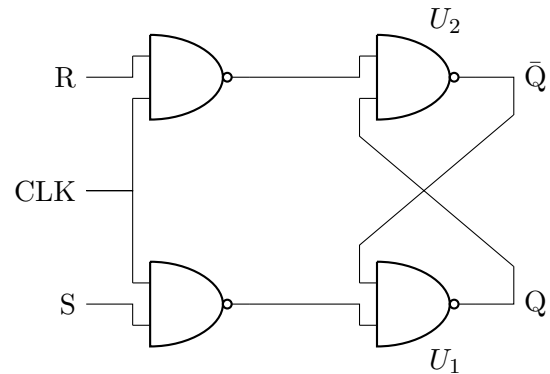


Figura 11.2

immaginare il funzionamento del circuito per ciascuna combinazione di input S e R, che la tabella di verità del circuito è la tabella 11.1

L'aspetto notevole è il fatto che quando R e S sono entrambi a 0, l'output rimane uguale a quello che è stato impostato in precedenza. In pratica il circuito mantiene in memoria un'informazione. Questo è possibile poiché un ingresso di ciascuna delle porte NAND  $U_1$  e  $U_2$  rimangono a 0, facendo passare l'informazione contenuta all'uscita dell'altra porta (negata). Il sistema è quindi stabile. Per impostare il valore delle uscite si possono utilizzare le configurazioni  $S = 1$  e  $R = 0$  oppure  $S = 0$  e  $R = 1$ . Il caso R e S entrambi a 1 è invece da evitare, perché porta il circuito in uno stato non ben definito. Infatti una volta che gli ingressi cambiano da 1 a 0 non si sa più qual'è l'output, perché esso dipende da come avviene la transizione (da quale passa prima a 0).

Questo piccolo circuito è quindi un elemento di memoria che può immagazzinare un dato binario. Non ci è rimasto che verificare il funzionamento del circuito utilizzando la schedina con i LED, test che ha dato esiti positivi.

**Flip-Flop SR sincronizzato** Il flip-flop (FF) che abbiamo costruito nel precedente paragrafo viene detto asincrono poiché cambia stato quando l'input cambia. Vogliamo ora costruire un FF sincrono. In un flip-flop sincrono l'output cambia stato al comando di una cosiddetta linea di clock (CLK).

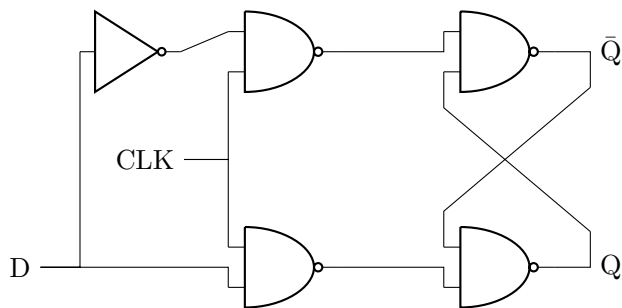


Figura 11.3

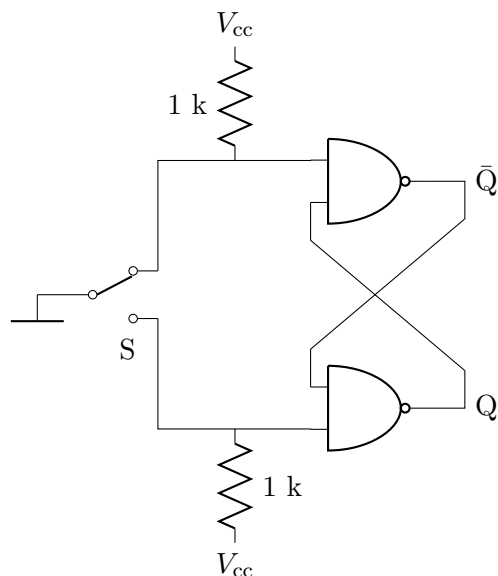


Figura 11.4

La figura 11.2 mostra un FF sincrono. Il dato viene scritto nella memoria soltanto quando il clock è a 1. Nella modalità  $CLK = 0$  il flip-flop rimane nello stato in cui è stato impostato. Infatti quando uno degli ingressi delle porte NAND è nullo, il suo output è certamente 1, quindi agli ingressi di  $U_1$  e  $U_2$  ci sono degli 1 logici. Ci troviamo quindi nella configurazione che mantiene il dato in memoria.

Anche in questo caso la verifica è stata immediata.

**Flip-Flop RS D-type** È spesso utile poter salvare lo stato di un segnale. Torna utile per questo scopo il flip-flop di tipo D. Il circuito è riportato in figura 11.3. Non c'è molto da commentare sul circuito poiché è molto simile ai precedenti. La differenza è che quando il CLK è alto viene immagazzinato in Q il segnale proveniente dall'ingresso D.

**Antirimbalzo** Un problema che può presentarsi con i FF è che sono suscettibili al rumore. Supponiamo per esempio che ci sia un disturbo negli input R, S o D e che questo disturbo (per esempio

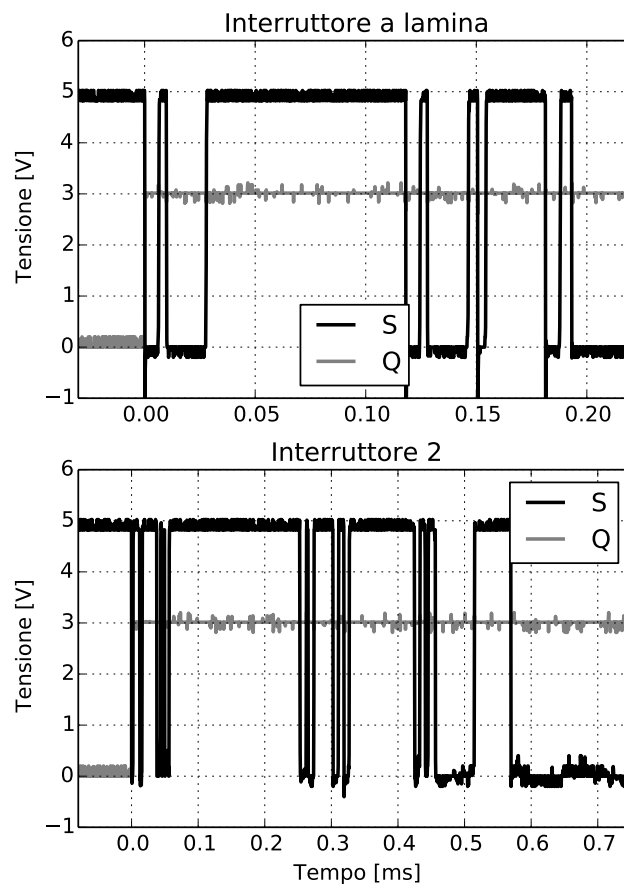


Figura 11.5

i rimbalzi dovuti ad un interruttore meccanico) sia sufficientemente grande da far cambiare lo stato di uno degli input. Questo può far cambiare lo stato “salvato” nel flip-flop.

Un esempio di questo problema è il circuito 11.4. Quando l'interruttore viene premuto viene cambiato lo stato del FF. Tuttavia sappiamo che il contatto tra le parti metalliche che compongono l'interruttore non è istantaneo e pulito: sono presenti dei rimbalzi che fanno cambiare più volte lo stato del FF. La soluzione è utilizzare due resistenze di pull-up abbastanza grandi da non aumentare di molto il consumo del circuito. In questo modo anche quando è presente un disturbo (l'interruttore fa contatto e poi rimbalza interrompendo il contatto) le resistenze portano gli ingressi delle porte NAND allo stato alto dove, come abbiamo visto, il circuito mantiene in memoria il suo stato precedente.

Abbiamo provato il circuito con due diversi tipi di interruttori. In un caso abbiamo usato un interruttore a lamina e un altro interruttore a due stati che dovrebbero generare rumori diversi. La verifica del funzionamento è immediata. Il circuito ha funzionato bene, cambiando di stato stabilmente senza l'interferenza del rumore. La figura 11.5 mostra la

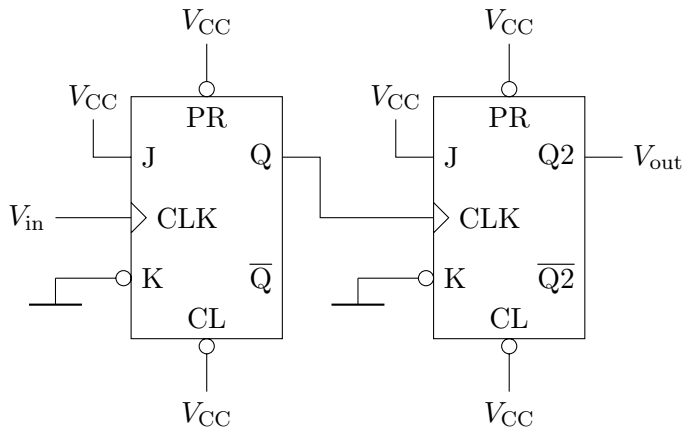


Figura 11.6: PR è il preset e CL sta per clear. Entrambi i piedini vanno collegati all'alimentazione in modo da non creare problemi.

tensione in S e in Q per i due interruttori. Come si vede i due interruttori generano molto rumore (S), e il tipo di rumore è diverso tra i due (quello a lamina dimostra di avere rimbalzi più marcati). Tuttavia l'output è stabile e la commutazione è precisa senza tracce di rumore. I rimbalzi durano circa 200  $\mu$ s.

**Divisore di frequenza** Vediamo ora un'applicazione dei flip-flop: il divisore di frequenze. Questo circuito sarebbe molto complesso da implementare senza flip-flop. Inoltre ha delle applicazioni molto importanti, per esempio i contatori.

Il circuito in figura 11.6 è un divisore per 4. In questo circuito i rettangoli rappresentano dei flip-flop di tipo JK, che sono molto simili a quelli di tipo SR. Per costruire il circuito abbiamo usato l'integrato 74LS109 che contiene 2 FF JK. I flip-flop JK, a differenza di quelli SR, quando sottoposti all'input  $J = 1$  e  $K = 1$  al posto di andare in uno stato indefinito scambiano le uscite Q e  $\bar{Q}$ . In pratica  $J = 1$  e  $K = 1$  funziona come un comando di toggle, invertendo lo stato della memoria. Per il resto si comportano esattamente come gli SR, con J al posto di S e K al posto di R. Il modello da noi usato è negative edge triggered, ovvero cambia stato quando il clock scende da alto a basso, mentre negli altri casi l'output rimane costante.

Grazie a questo possiamo vedere che il circuito in figura 11.6 funziona nel seguente modo. Analiz-

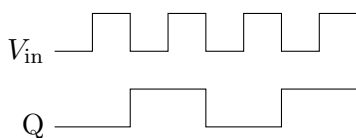


Figura 11.7

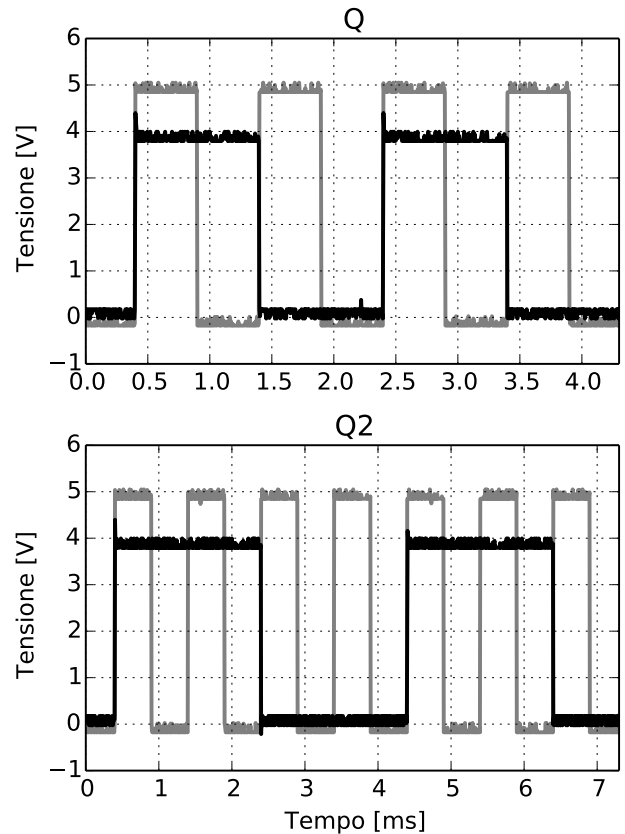


Figura 11.8: L'input era un onda quadra a 1 kHz.

ziamo solo il primo blocco, poiché il secondo FF è in cascata e serve a dividere ulteriormente per 2 la frequenza. Inizialmente  $V_{out} = 0$ . Quando giunge un fronte d'onda negativo non succede nulla. Tuttavia, una volta che l'input torna a 0, essendo il FF negative edge triggered, si ha che Q cambia stato salendo a 1 (supponendo che all'inizio fosse nullo). All'arrivo di un altro impulso non accade nulla, ma quando arriva la discesa Q cambia stato di nuovo, tornando a 0. È chiaro che in Q c'è un'onda quadra che varia a metà della frequenza del segnale in ingresso. La figura 11.7 chiarifica la situazione.

La figura 11.8 mostra invece l'input  $V_{in}$  e i due output del circuito, mostrando il suo corretto funzionamento.

## 11.4 Conclusione

L'esperienza è stata interessante per via delle molte applicazioni del flip-flop nell'elettronica moderna. Speriamo di poter imparare ancora di più su questi oggetti nelle prossime esperienze.

## 12 Conteggio e conversione da analogico a digitale

### 12.1 Obiettivo

L'esperienza verte sulla costruzione di uno shift register, un contatore a 8 bit e sulla conversione dell'output del contatore da digitale ad analogico grazie ad un DAC integrato.

### 12.2 Materiali e circuiti

- Breadboard, cavi a banana e cavetti vari.
- Integrati 74SL00 contenenti 4 porte NAND ciascuno.
- Integrati 74SL109 contenenti 2 flip-flop JK ciascuno.
- Contatori integrati 74LS191.
- Convertitore analogico-digitale DAC08.
- Scheda con LED per la verifica dei livelli logici.
- Resistenze da 1 k $\Omega$  e 10 k $\Omega$ .
- Capacità da 470 nF.
- Alimentatore di tensione continua.
- Generatore di funzioni d'onda.
- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A.
- Multimetro.

### 12.3 Dati e risultati

**Shift register.** Gli shift register, o registri a scorrimento, sono circuiti che mantengono in memoria un certo numero di bit e spostano la sequenza di 1 bit ogni volta che arriva un fronte d'onda positivo (I FF da noi usati erano positive edge triggered). I registri a scorrimento servono principalmente per costruire convertitori seriale-parallelo e parallelo-seriale, ma trovano impiego anche in altri campi.

La figura 12.1 mostra lo shift register che abbiamo costruito. Il registro è costruito con 4 flip-flop JK e di conseguenza memorizza 4 bit. Inoltre è l'uscita dell'ultimo FF è collegata con l'entrata del primo, per fare un registro ciclico, che cicla la sequenza di bit.

Vediamo come funziona il circuito. La prima cosa da fare all'accensione del circuito è caricare una sequenza di bit in memoria. Questo risultato è ottenuto grazie alle porte preset (PR) e clear (CL), che, come fa intuire il nome, servono rispettivamente per importare un valore all'uscita Q o a "pulire" i valori precedenti, impostando 0. Entrambe queste entrate sono negate, cioè vengono impostate a 1 se

non si vuole usarle. Infatti le porte preset dei FF 2, 3 e 4 e la clear del primo sono state collegate tutte a  $V_{CC}$ , in modo che non siano mai utilizzate. Il trucco viene poi con la resistenza e il condensatore; il punto A è collegato con il preset del primo FF e ai clear dei restanti. All'accensione dell'alimentazione il condensatore impiega un certo tempo per caricarsi, per cui all'inizio il punto A è a 0 logico e carica un 1 sul primo FF, mentre gli altri sono impostati a 0 mediante le porte clear.

Ogni volta che arriva un fronte d'onda negativo (cioè c'è un passaggio da 1 a 0) nel clock, i flip-flop leggono i loro ingressi e copiano il valore all'uscita. Poiché ci sono dei ritardi di pochi nanosecondi tra l'arrivo del fronte e la copiatura del valore in ingresso si ha che la sequenza di bit viene spostata a destra (si noti che l'ultimo valore  $Q_4$  viene spostato a  $Q_1$ ).

Abbiamo quindi collegato il circuito alla schedina con i LED che ci permette di visualizzare i valori 0 o 1 alle uscite  $Q_1, \dots, Q_4$ . Fornendo un onda quadra di frequenza bassa (1-10 Hz) è stato possibile vedere il bit 1 impostato all'inizio ciclare.

**Contatore a 8 bit.** Un utilissima applicazione dei FF sono i contatori. A parte il loro utilizzo in moltissime componenti elettroniche, in ambito scientifico sperimentale sono molto utili per realizzare esperimenti in cui sia necessario contare degli oggetti, per esempio il numero di particelle arrivate su di un rivelatore. In queste applicazioni si usano degli integrati come il 74LS191, che includono al loro interno tutto il necessario per il conteggio. Non resta che collegarli opportunamente.

Tuttavia i 74LS191 sono contatori a 4 bit e noi vogliamo realizzare un contatore a 8 bit, per cui ce ne servono 2 in cascata, il secondo dei quali conta il numero delle volte che il primo è andato in overflow/underflow. Il circuito in figura 12.2 è il circuito adatto allo scopo.

Gli integrati 74LS191 hanno le seguenti porte:

- CE (Count Enable): se bassa il contatore è abilitato, altrimenti il contatore non fa nulla.
- D/ $\bar{U}$  (Down/Up): se 0 il contatore conta da 0 (0000) a 15 (1111), mentre se è alta il conteggio avviene al rovescio.
- RC (Ripple Clock): quest'uscita è normalmente a 1, ma scende a 0 quando si è raggiunto il valore massimo o minimo, in base alla direzione in cui si sta contando (crescente o decrescente rispettivamente). Rimane bassa finché il clock

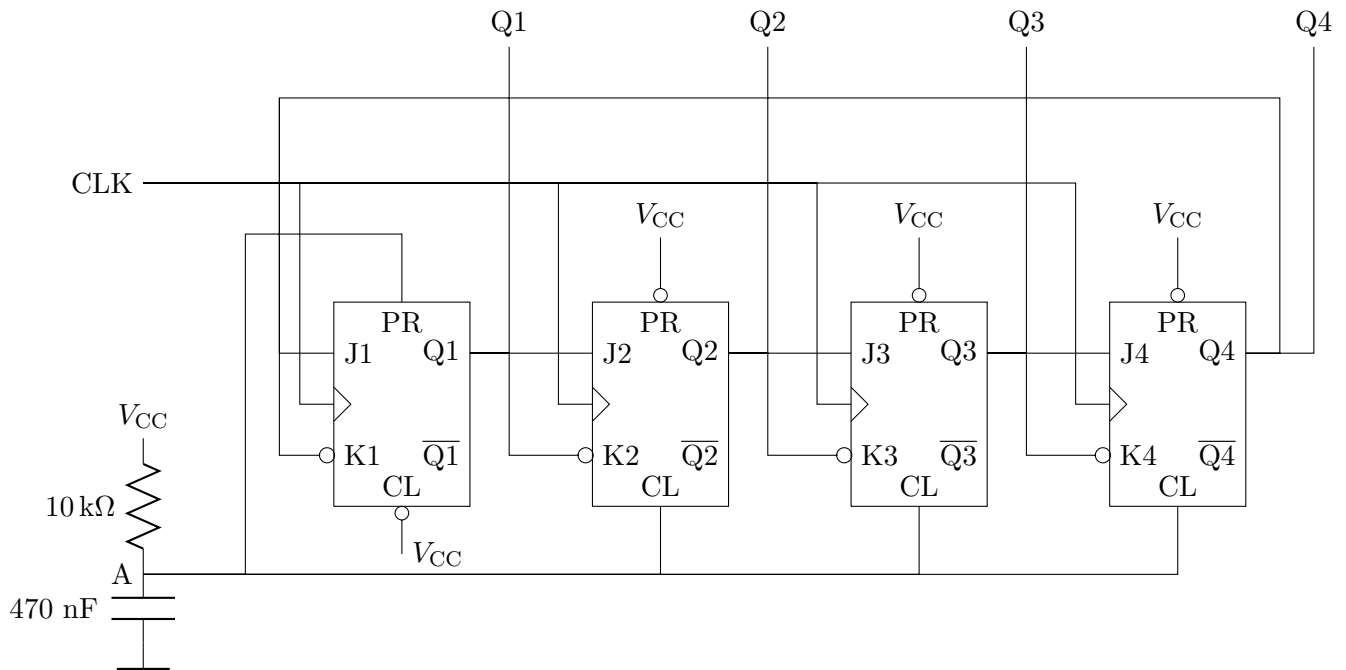


Figura 12.1: Shift register ciclico.

non ritorna basso (il 74LS191 è positive edge triggered).

- **LOAD e  $P_1, \dots, P_4$ :** Quando LOAD è basso il segnale agli ingressi  $P_1, \dots, P_4$  viene copiato in modo asincrono alle uscite, indipendentemente dal clock. Utile per impostare i valori iniziali.

La parte in basso a sinistra del circuito è composta da un interruttore che permette di scegliere la direzione del conteggio. Il FF JK serve per assicurarsi che lo stato delle porte  $U/\bar{U}$  venga cambiato soltanto quando il clock è alto, poiché sulle specifiche del 74LS191 è scritto che cambiarlo in altri momenti causa uno stato non definito all'interno dell'integrato. Il flip-flop cambia lo stato di Q e quindi delle porte  $U/\bar{U}$  soltanto quando il clock diventa alto, poiché i JK sono positive edge triggered. La resistenza da 1 kΩ è un semplice pull-down.

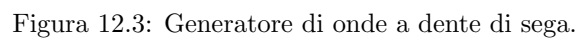
In seguito sono presenti due contatori a 4 bit, collegati a clock e al FF JK come visto prima. Inoltre la porta CE (Count Enable) del primo è collegata al riferimento per attivare il contatore, mentre quella del secondo è collegata all'uscita RC del primo, in modo che il secondo venga attivato solo quando il primo va in overflow/underflow. Inoltre è necessario azzerare il contatore all'accensione. Questo viene assicurato collegando a comune le uscite  $P_1, \dots, P_4$  di ciascun contatore e collegando la porta LOAD, attiva negativa, con una resistenza ed un condensatore, come è stato fatto nel circuito precedente. All'accensione il condensatore impiega del tempo per caricarsi e nel frattempo attiva la porta LOAD.

Quindi questo circuito conta il numero di fronti d'onda che arrivano dal clock. Se il clock è collegato ad un rivelatore di particelle, per esempio, verrà contato il numero di particelle rilevate. Ovviamente il rivelatore deve fornire un segnale a 5 volt quando arriva la particella.

La verifica del funzionamento è stata fatta con la solita scheda coi LED, fornendo sul clock un'onda quadra di frequenza bassa (pochi Hertz) per poter vedere il conteggio. Una verifica migliore verrà fatta nel prossimo paragrafo.

**Convertitore digitale-analogico.** L'ultima parte dell'esperienza si è svolta con l'utilizzo del DAC08 un convertitore digitale analogico a 8 bit (DAC sta per Digital to Analog Converter). Questo integrato prende in input 8 canali digitali fornisce un output analogico. Abbiamo quindi collegato il DAC08 al circuito illustrato nel paragrafo precedente, in modo da poter costruire un generatore di onde a dente di sega come quello in figura 12.3. Questo è il modo in cui la granparte dei generatori di forme d'onda funzionano, poiché è molto semplice da implementare.

Il DAC08 ha 8 ingressi sui quali si può inviare un numero a 8 bit per la conversione. Ovviamente questi ingressi sono stati collegati con le uscite dei contatori, come si può vedere nello schema in figura ???. Oltre agli ingressi il DAC08 necessita di alimentazione ai pin 13 (positiva) e 3 (negativa) compresa tra i 9 e i 36 V (anche non simmetrici). Noi abbiamo usato  $\pm 5$  V. Questo integrato fornisce in output



una corrente sul pin 4 ( $I_{out}$ ) che è proporzionale al numero binario in ingresso, e una corrente sul pin 2 ( $\overline{I_{out}}$ ) che è il complemento di quella sul pin 4. Possono essere usate entrambe; nel caso in cui una non vada usata è necessario collegarla a terra per far fluire la corrente. Nel nostro caso, il piedino 2 è stato collegato a terra. La corrente assorbita dal pin 4 ( $I_{out}$ ) rispetta la seguente formula

$$I_{out} = I_{FS} \frac{n}{256} = I_{ref} \frac{255}{256} \cdot \frac{n}{256} \quad (12.1)$$

dove  $n$  è il numero binario in ingresso,  $I_{FS} = 255/256 \times I_{ref}$  è la corrente massima di uscita (a  $n = 255$ ) e  $I_{ref}$  è la corrente di riferimento. La corrente di riferimento può andare da 0.2 mA a 4 mA, e può essere impostata grazie al pin 14 (VR+). Abbiamo deciso  $I_{ref} = 2$  mA. Per ottenere questo valore è necessario sapere che i pin 14 (VR+) e 15 (VR-) sono le entrate di un operazionale. Il pin 15 è stato collegato a riferimento, mentre l'altro è stato alimentato con 4.4 V e interponendo tra l'alimentazione e il pin una resistenza da 2.2 k $\Omega$ , in modo da generare 2 mA (l'operazionale crea un ground virtuale). Inoltre per eliminare l'effetto delle correnti di polarizzazione, anche VR- è stato collegato a terra con una resistenza da 2.2 k $\Omega$ .

Poiché il circuito può essere usato con famiglie di logiche diverse dalla TTL, è necessario impostare il tipo di logica da usare, utilizzando il pin 1 (VLC). Nel caso della TTL è sufficiente collegare il VLC a ground. Infine il DAC08 è dotato di una porta (COMP) per compensare l'operazionale. Quest pin (16) deve essere collegato all'alimentazione negativa mediante una capacità. Abbiamo usato una capacità da 10 nF.

Infine è necessario trasformare la corrente di output in una tensione. Si è quindi collegato l'uscita a riferimento mediante una resistenza da 2 k $\Omega$ , in modo da avere una tensione di uscita  $V_{out}$  compresa tra 0 e -4 V (la corrente è entrante).

È chiaro che il circuito così costruito darà in output un'onda a dente di sega di frequenza dipendente da quella del clock, o per essere più precisi pari a  $1/256$  della frequenza del clock. La figura 12.4 mostra un tipico output del circuito. La frequenza del dente di sega in figura è 3.9 Hz, che è esattamente 1 kHz nel clock, ovvero la frequenza dell'onda quadra che abbiamo fornito sul clock per far funzionare il circuito.

## 12.4 Conclusione

Anche questa esperienza si è conclusa positivamente, nonostante le difficoltà nel montare il conta-

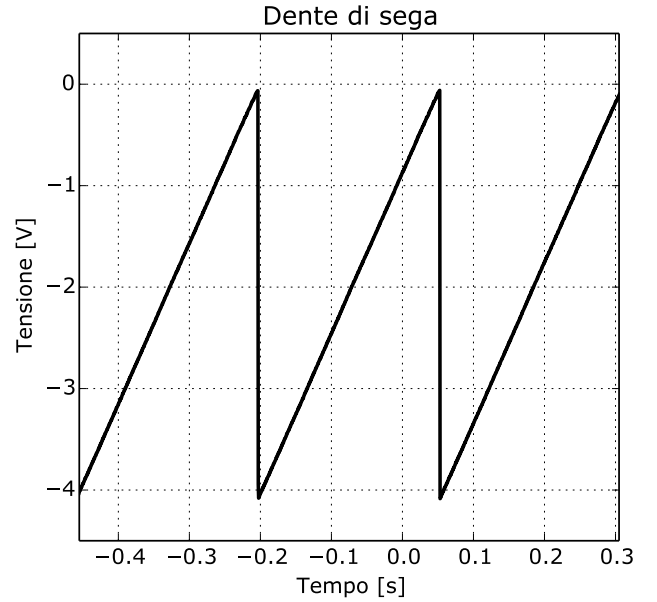


Figura 12.4: Output del circuito 12.3

tore. Inoltre crediamo che queste conoscenze siano importanti in ambito della fisica sperimentale.



## 13 Convertitore analogico-digitale e teorema del campionamento

### 13.1 Obiettivo

In questa relazione costruiremo un convertitore analogico-digitale (ADC) utilizzando un circuito molto simile a quello montato nella relazione precedente. Il convertitore si basa su un meccanismo di tracking che verrà illustrato nella relazione. Inoltre abbiamo fatto delle prove di campionamento e verificato il teorema di Shannon.

### 13.2 Materiali e circuiti

- Breadboard, cavi a banana e cavetti vari.
- Contatori a 4 bit 74SL191.
- Convertitore digitale analogico DAC08.
- Integrati 74SL109 contenenti 2 flip-flop JK.
- Comparatore LM311.
- Scheda con LED per la verifica dei livelli logici.
- Resistenze da 1 k $\Omega$ , 2 k $\Omega$ , 2.2 k $\Omega$ , 5.6 k $\Omega$ , 10 k $\Omega$ , 10 M $\Omega$ .
- Condensatori da 10 nF, 470 nF.
- Potenziometro da 10 k $\Omega$ .
- Alimentatore di tensione continua.
- Generatore di funzioni d'onda.
- Oscilloscopio Agilent DSO-X 2002A.
- Multimetro.

### 13.3 Dati e risultati

**Analog to Digital Converter** Il circuito in figura 13.1 mostra il diagramma a blocchi del convertitore analogico digitale (ADC) che abbiamo montato. I primi due blocchi sono un contatore e un convertitore digitale analogico, ovvero il circuito costruito nella precedente esperienza (visibile in figura 12.3). Questi due blocchi generano un'onda a dente di sega. Il terzo blocco è un comparatore che compara il segnale da leggere ( $V_{COMP}$ ) con il dente di sega. Lo schema del comparatore è riportato in figura 13.2. L'ampiezza dell'onda a dente di sega è

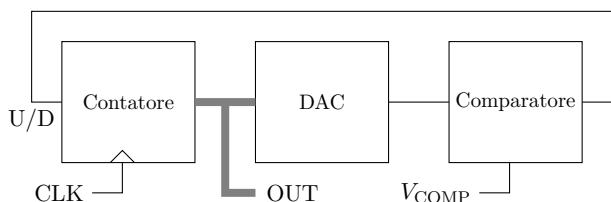


Figura 13.1: Schema a blocchi del ADC.

l'altezza massima del segnale che il convertitore può leggere. Nel nostro caso l'intervallo di conversione andava da -4 V a 0 V.

Il comparatore è un semplice comparatore LM311 che confronta la tensione proveniente dal DAC08 (generatore del dente di sega) con il segnale da leggere. L'LM311 è un comparatore open-collector e quindi è necessario collegare l'uscita con una tensione a scelta mediante una resistenza di pull-up. Noi abbiamo collegato l'uscita del comparatore a una tensione di 5 V e l'entrata invertente all'output del DAC08 e quella non invertente al segnale da misurare. In questo modo l'uscita dell'LM311 è un 1 logico se il segnale è più grande della tensione proveniente dal DAC08 altrimenti. Ora arriva l'idea geniale del circuito: l'uscita del comparatore è poi collegata con l'ingresso U/D del contatore contenuto del primo blocco (si veda 12.3).

In pratica il circuito si comporta così: all'accensione il segnale è più alto dell'output del DAC08, poiché quest'ultimo parte dalla tensione più bassa. L'output del comparatore è tale per cui il contatore conta verso l'altro, facendo aumentare l'uscita del DAC08. Ad un certo punto l'output del DAC08 supera il segnale in ingresso: in comparatore cambia stato e il contatore conta verso il basso, facendo tornare il DAC08 sotto al segnale. Allora il comparatore cambia ancora la direzione del conteggio, e poi di nuovo, etc. Il segnale del DAC08 oscilla attorno al valore del segnale analogico. Se il segnale analogico cambia questo sistema seguirà l'andamento del segnale molto velocemente. È un cosiddetto sistema di tracking.

Questo sistema rispetto ad altri simili ma senza tracking ha il vantaggio di avere la stessa precisione ma di essere più veloce, perché spesso i segnali cambiano lentamente e quindi il contatore parte da un valore vicino a quello da misurare. Il valore digitale

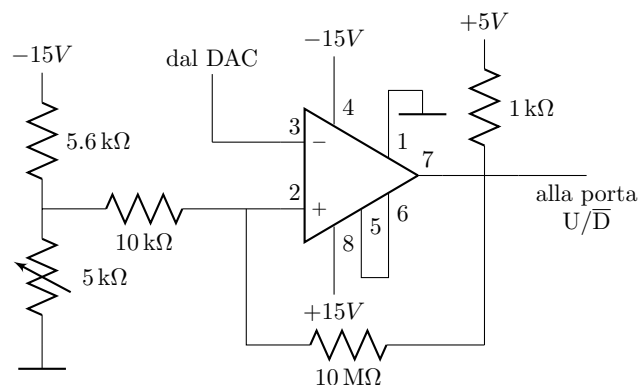


Figura 13.2: Schema circuitale del blocco di comparazione.

Ingresso [V]	Valore letto	Equivalente [V]
-4	227	-4
-3.51	203	-3.58
-3	173	-3.05
-2.51	144	-2.54
-2	116	-2.04
-1.5	85	-1.5
-1.02	57	-1
-0.5	27	0.48

Tabella 13.1: Nella prima colonna è riportato il valore letto con l'oscilloscopio, nella seconda il numero che è stato letto nella schedina con i LED (convertito a decimale). L'ultima colonna riporta i valori della seconda colonna convertiti di nuovo a tensione per verificare il corretto funzionamento del circuito.

misurato è quindi l'uscita del contatore.

Per testare il circuito abbiamo usato un potenziometro ed una resistenza (figura 13.2) per scegliere e variare il segnale analogico, abbiamo usato una frequenza di clock bassa (100 Hz) per poter vedere il comportamento del circuito e abbiamo usato la schedina con i LED per leggere il valore digitale in uscita. La tabella 13.1 mostra alcune misure che abbiamo fatto. I risultati sono stati molto incoraggianti.

**Teorema del campionamento** Per verificare e fare esperienza con i problemi relativi al campionamento, abbiamo campionato alcuni segnali di di-

verso tipo mediante un computer. Nelle prove abbiamo mantenuto la frequenza di campionamento invariata, variando la frequenza del segnale da campionare.

La figura 13.3 mostra un esempio di campionamento di un'onda sinusoidale. La frequenza di campionamento è stata mantenuta fissa a 10 kHz, mentre abbiamo misurato sinusoidi di 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, etc. Evidentemente finché si sta al di sotto dei 5 kHz, come affermato dal teorema di Shannon, la sinusoide viene campionata correttamente, anche se già a 1 kHz è visibile un degrado nella qualità del risultato. Andando invece a frequenze vicine o superiori a quelle di campionamento, si mostra il fenomeno dell'aliasing, ovvero si ottengono sempre sinusoidi, ma di frequenze completamente sbagliate, perché il campionamento non è abbastanza fitto. Nel grafico si vede una sinusoide di 10 kHz che sembra avere una frequenza di 0.1 Hz!

### 13.4 Conclusione

L'esperienza è stata certamente positiva, poiché abbiamo contruito un utilissimo convertitore analogico/digitale.

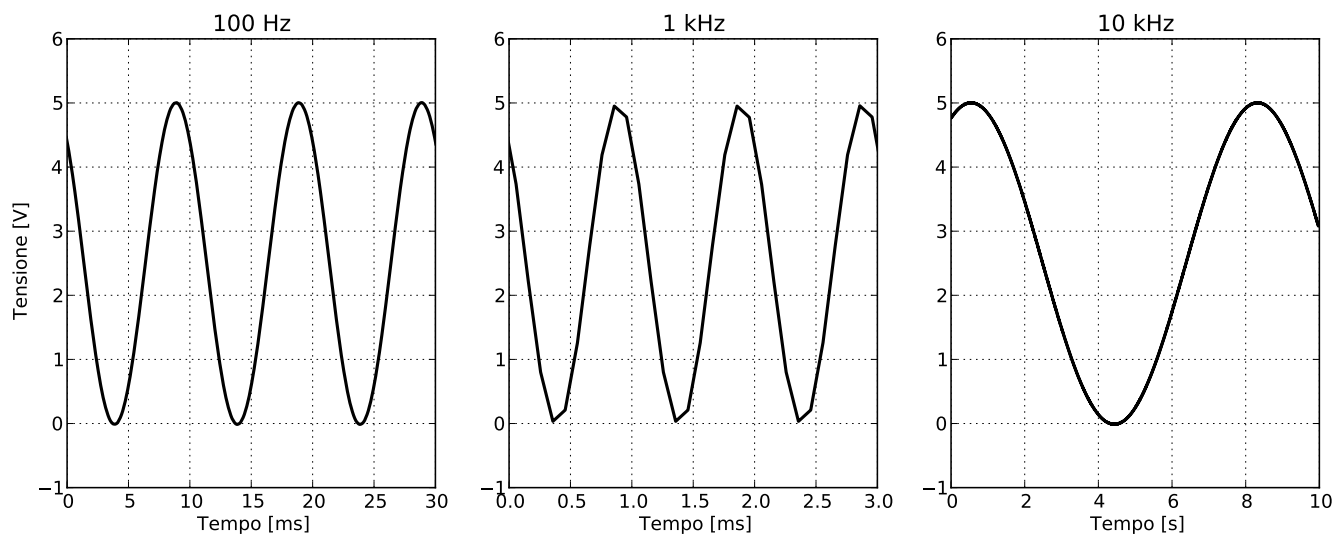


Figura 13.3: Campionamento di sinusoidi di varia frequenza. La frequenza di campionamento è stata mantenuta fissa a 10 kHz. Si vede molto bene il degrado della forma d'onda già con una frequenza di campionamento 10 volte superiore a quella dell'onda. Nel caso in cui la frequenza di campionamento e quella del segnale siano uguali è molto ben visibile il fenomeno dell'aliasing: un'onda di frequenza 10 kHz sembra un'onda di frequenza di circa 0.1 Hz.