

# Esercitazione 8 - Gruppo BG

## Usi non lineari dell'OpAmp

Tommaso Pajero

Alessandro Podo

4 dicembre 2014

L'esercitazione è volta allo studio del funzionamento di vari circuiti (discriminatore, amplificatore di carica, trigger di Schmitt, multivibratore astabile), tutti realizzati utilizzando un amplificatore operazionale<sup>1</sup> modello TL081 alimentato a  $\pm 15$  V.

### A. Discriminatore

Si è montato il circuito in figura 1 utilizzando le tensioni di alimentazione  $V_{CC} = 15.03 \pm 0.08$  V e  $-V_{EE} = -15.03 \pm 0.08$  V<sup>2</sup>.

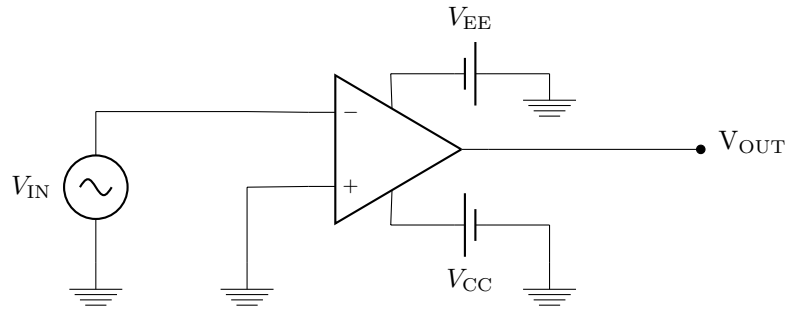


Figura 1: Discriminatore realizzato con un OpAmp modello TL081.

Si è studiata la risposta del circuito ad un segnale in ingresso sinusoidale. Se l'amplificatore operazionale fosse ideale, ovvero se GBW fosse infinito, e lo slew rate e la tensione di offset fossero nulle, il circuito dovrebbe comportarsi come un comparatore che funge da rivelatore di zero crossing. Infatti, il segnale in ingresso viene invertito e amplificato e, poichè il guadagno dell'OpAmp è molto grande, l'amplificatore va in saturazione restituendo un segnale in uscita pari alla tensione di alimentazione. Si ha quindi che: ad un segnale in ingresso positivo corrisponde un segnale in uscita costante pari a  $-V_{EE}$ , mentre ad un segnale in ingresso negativo corrisponde un segnale in uscita costante pari a  $V_{CC}$ . In corrispondenza di uno zero del segnale di ingresso, in uscita il segnale ha una transizione verticale tra le due tensioni di alimentazione (si veda la figura 2). Tale comportamento, nel caso ideale, è indipendente dalla frequenza e dall'ampiezza del segnale in ingresso.

Tuttavia, i limiti dell'amplificatore, che lo rendono non ideale, si riflettono sul comportamento del circuito in analisi.

In particolare la tensione di offset  $V_{OS}$  insita nell'OpAmp fa sì che il discriminatore non commuti esattamente in corrispondenza di  $V_{IN} = 0$  ma per  $V_{IN} = V_{OS}$ . Per un'onda in ingresso di frequenza  $10.1 \pm 0.1$  kHz e ampiezza  $V_{IN} \approx 450$  mV si è stimata una tensione di offset  $V_{OS} \approx 59 \pm 4$  mV. Questo comportamento è particolarmente evidente in figura 3.

Inoltre, all'aumentare della frequenza (con un segnale in ingresso di ampiezza sufficientemente grande e fissata) il segnale in uscita non è più un'onda quadra, ma un segnale di tipo trapezoidale, di ampiezza fissa, con lato orizzontale sempre più corto. Superata una frequenza limite, dipendente dall'ampiezza del segnale in ingresso, il segnale diviene di forma triangolare, con ampiezza decrescente all'aumentare della frequenza (figura 4). Questo effetto è dovuto allo slew rate finito dell'operazionale. L'intervallo di tempo tra due successivi zeri del segnale in ingresso<sup>3</sup>, infatti, non è sufficiente affinché la tensione in uscita arrivi al valore atteso<sup>4</sup>, per cui

<sup>1</sup>D'ora in poi OpAmp.

<sup>2</sup>Tali misure e tutte quelle relative a resistori e condensatori sono state eseguite per mezzo del multimetro digitale.

<sup>3</sup>O meglio tra due punti successivi in cui il segnale in ingresso assume il valore  $V_{OS}$ .

<sup>4</sup>In questo caso la tensione di alimentazione, dal momento che il segnale in ingresso è sufficientemente grande da far sì che l'amplificatore vada in saturazione.

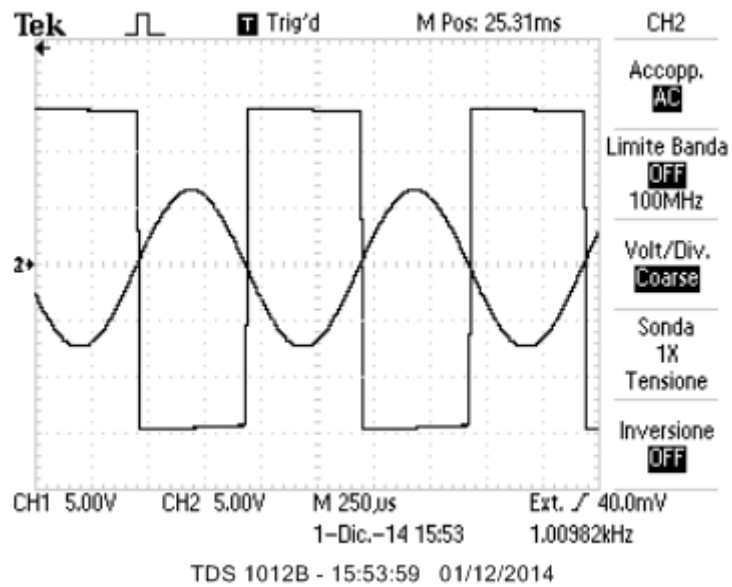


Figura 2: Risposta del circuito discriminatore ad un segnale oscillante in condizioni di lavoro vicine a quelle ideali.

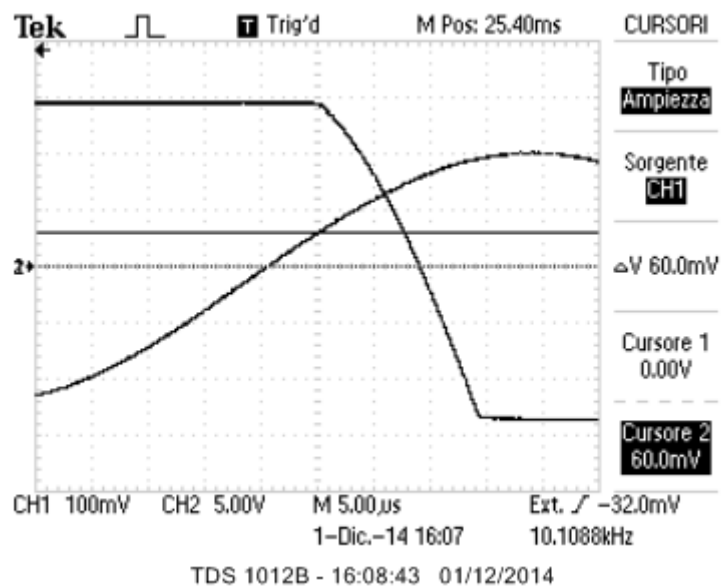


Figura 3: Tensione di offset per il discriminatore (i canali dell'oscilloscopio sono accoppiati in continua per non eliminare un eventuale offset sul segnale in ingresso che, altrimenti, costituirebbe un errore sistematico sulla misura).

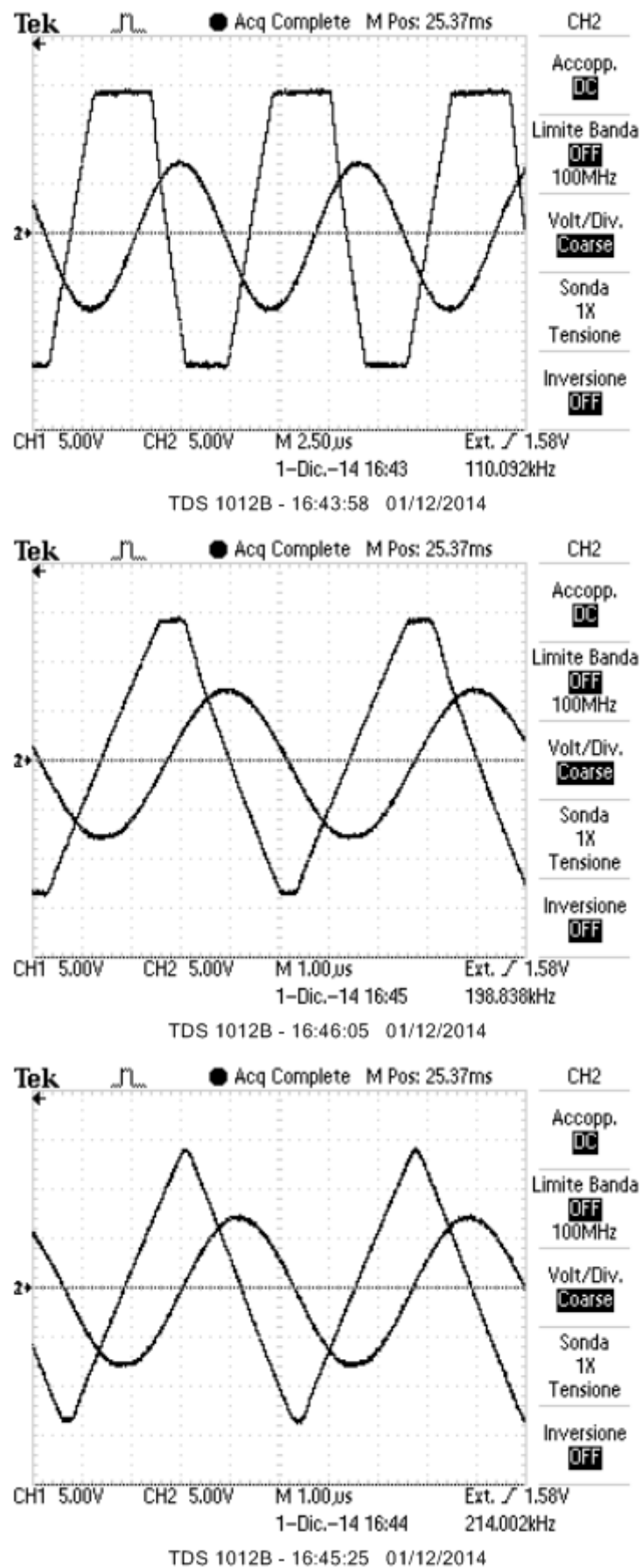


Figura 4: Effetto dello slew rate dell'OpAmp sul segnale in uscita dal discriminatore all'aumentare della frequenza del segnale in ingresso.

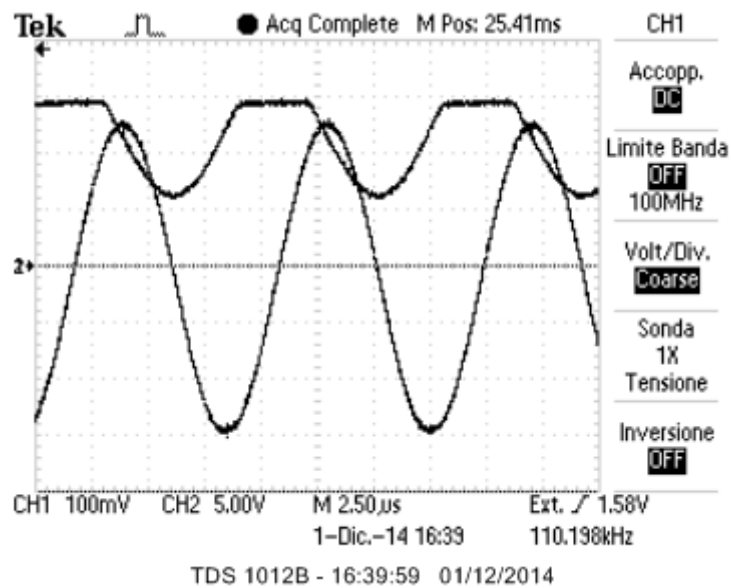


Figura 5: Effetto della finitezza del prodotto banda guadagno sul segnale in uscita del circuito discriminatore in presenza di offset sul segnale in ingresso.

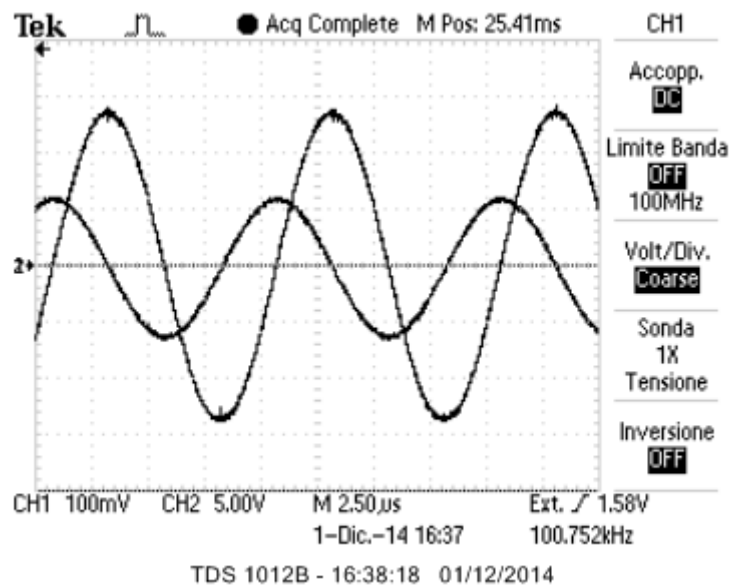


Figura 6: Effetto della finitezza del prodotto banda guadagno sul segnale in uscita dal circuito discriminatore in assenza di offset sul segnale in ingresso. Il segnale in uscita, sul canale 2, è quello che appare di ampiezza inferiore nella rappresentazione grafica (si noti tuttavia la scala differente per i due canali).

si osservano soltanto le fasi di salita e discesa del segnale. Durante queste fasi il segnale varia con la pendenza massima consentita, corrispondente allo slew rate. Da questo si evince l'andamento lineare osservato.

Infine si è considerato un segnale in ingresso di ampiezza ridotta. Per basse frequenze il comportamento del circuito è vicino a quello ideale. Ad alte frequenze, invece, il segnale in uscita presenta clipping superiore mentre appare sinusoidale nella parte inferiore (figura 5). Questo è dovuto alla combinazione di due effetti: la finitezza del prodotto banda guadagno dell'amplificatore operazionale e la presenza di una tensione di offset negativa sul segnale sinusoidale fornito dal generatore di funzioni. Il prodotto GBW finito riduce l'amplificazione del segnale ad alte frequenze; tuttavia, la presenza dell'offset su  $V_{IN}$  (il quale risulta amplificato sul segnale in uscita e invertito) fa sì che la parte superiore del segnale oscillante raggiunga la tensione di alimentazione e vada incontro a clipping contrariamente alla parte inferiore. Regolando manualmente la tensione di offset del generatore di funzioni in modo tale che sia sufficientemente piccola, il segnale in uscita risulta essere di forma sinusoidale, amplificato e sfasato di  $\pi/2$  rispetto al segnale in ingresso. Questo è in perfetto accordo con quanto atteso; infatti, la finitezza del prodotto GBW è dovuta alla presenza di un polo nell'OpAmp che fa sì che il circuito si comporti come un integratore ad alte frequenze (da cui lo sfasamento osservato).

## B. Amplificatore di carica

Si è montato il circuito in figura 7 adoperando i componenti  $C_T = 1.17 \pm 0.05$  nF,  $C_F = 1.07 \pm 0.04$  nF,  $C_1 = 21.2 \pm 0.8$  nF,  $R_1 = 100.0 \pm 0.8$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 99.4 \pm 0.8$   $\Omega$ ,  $R_{3,MAX} = 104.2 \pm 0.8$  k $\Omega$ ,  $V_{EE} = V_{CC} = 15.03 \pm 0.08$  V. Il generatore  $V_S$  è stato utilizzato in modalità onda quadra.

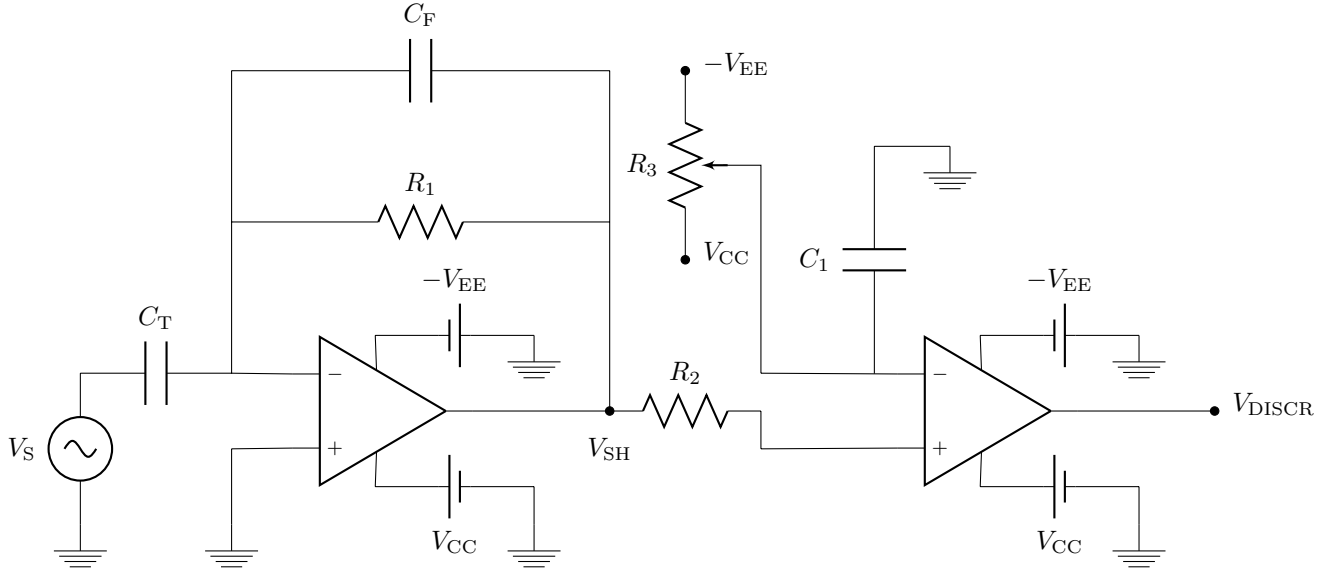


Figura 7: Amplificatore di carica realizzato con un OpAmp modello TL081.

Si è regolato il potenziometro ruotando l'apposita vite fino ad avere una tensione sul terminale negativo del secondo OpAmp (quello più a destra nella figura 7) pari a  $V_- = 215 \pm 1$  mV.

## 3. Descrizione del circuito e prime misure

Il circuito risulta essere composto da tre parti con funzioni distinte. Il generatore d'onda quadra  $V_S$  e il condensatore  $C_T$  costituiscono il circuito di iniezione di carica, fornendo una carica pari a  $Q_{INJ} = V_S C_T$ <sup>5</sup> sotto forma di impulso istantaneo<sup>6</sup>. Infatti, si tratta di un derivatore che agisce su un'onda quadra, dando quindi un segnale in ingresso sul primo OpAmp analogo a quello di una delta. La parte di circuito compresa tra  $C_T$  ed  $R_2$  costituisce il circuito formatore che converte l'impulso in un segnale di forma prefissata. In particolare, il condensatore  $C_F$  ha la funzione di immagazzinare la carica iniettata, mentre la resistenza  $R_1$  permette al condensatore di scaricarsi in modo da dare un segnale in uscita decrescente esponenzialmente con costante di tempo  $\tau = R_1 C_F$  (figura 8). Questo permette anche al circuito di rivelare un successivo segnale in ingresso se la distanza temporale tra i due impulsi in arrivo è sufficiente affinché il condensatore si scarichi. Per quanto

<sup>5</sup>A meno di un segno

<sup>6</sup>In questo paragrafo si considerano sia il generatore di forme d'onda sia l'OpAmp come ideali.

detto, all'uscita del circuito formatore si ha un segnale<sup>7</sup>:

$$V_{SH} = \frac{Q_{INJ}}{C_F} e^{-\frac{t}{\tau}} = V_S \frac{C_T}{C_F} e^{-\frac{t}{R_1 C_F}}$$

L'ultima parte del circuito è costituita da un discriminatore che permette di analizzare il segnale di forma fissa in modo più semplice. Tale circuito è analogo a quello descritto al punto A ma ha una tensione di soglia  $V_- = 215 \pm 1$  mV. La resistenza  $R_2$  e il condensatore  $C_1$  hanno rispettivamente la funzione di disaccoppiare il circuito formatore da quello discriminatore e di limitare il rumore ad alta frequenza sulla tensione di soglia. All'uscita del discriminatore si ha un segnale ad onda quadra che risulta essere positivo esclusivamente nell'intervallo di tempo in cui la scarica del condensatore non ha ancora fatto scendere il segnale  $V_{SH}$  sotto la tensione di soglia  $V_-$  (figura 9). Detto tale intervallo di tempo  $\Delta t$  si ha:

$$V_- = V_S \frac{C_T}{C_F} e^{-\frac{\Delta t}{R_1 C_F}} \implies \Delta t = -R_1 C_F \log \left( \frac{V_- C_F}{V_S C_T} \right) \quad (1)$$

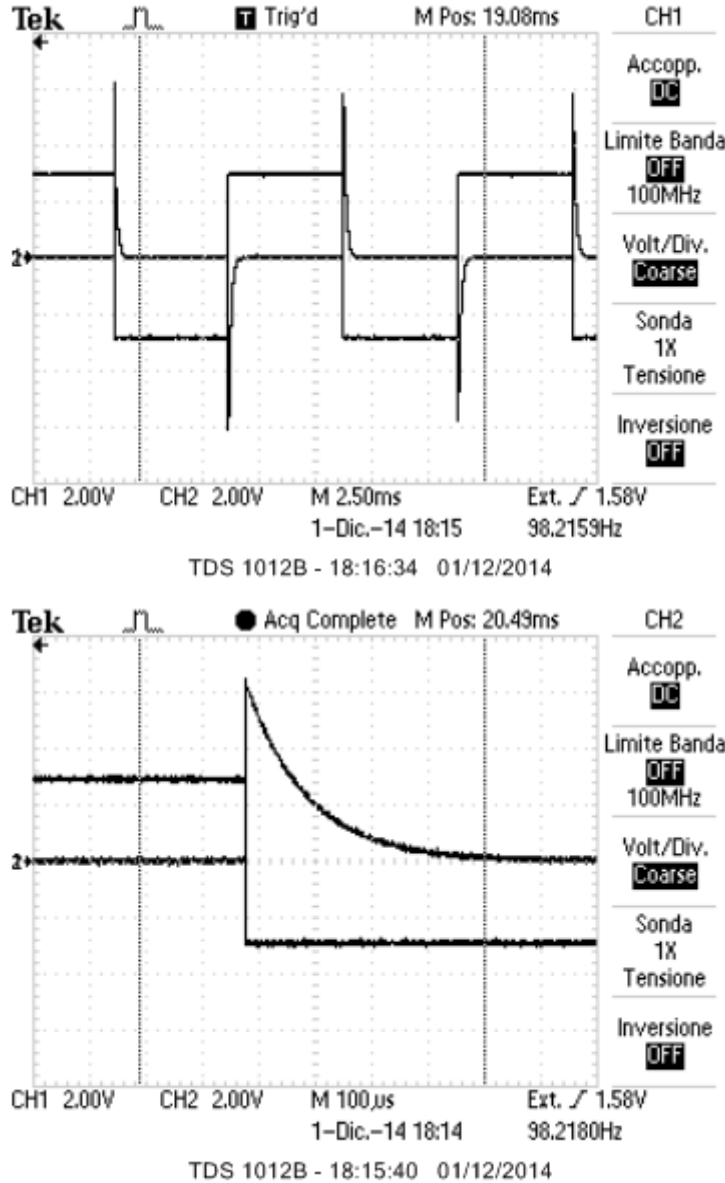


Figura 8: Segnale  $V_{SH}$  in uscita dal primo OpAmp in funzione del segnale  $V_S$ .

Si è misurata la risposta del circuito ad un segnale in ingresso di frequenza  $f = 98 \pm 1$  Hz e di ampiezza picco-picco  $V_S = 5.8 \pm 0.2$  V.

L'ampiezza massima attesa per il segnale  $V_{SH}$ , per quanto detto sopra, è  $V_{SH,MAX}^{ATT} = V_S \frac{C_T}{C_F} = 6.3 \pm 0.4$  V. Il valore misurato è  $V_{SH,MAX} = 6.2 \pm 0.3$  V in ottimo accordo con il valore atteso.

<sup>7</sup>Si sta considerando un singolo impulso.

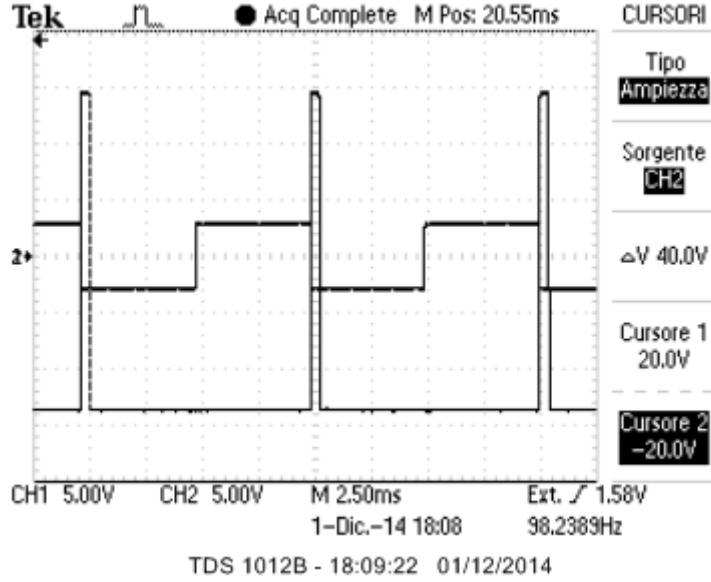


Figura 9: Segnale  $V_{discr}$  in uscita dal circuito in funzione del segnale  $V_S$ .

Si è quindi valutata la costante di tempo del decadimento esponenziale del segnale  $V_{SH}$  misurando l'intervallo di tempo  $t_{90} - t_{10} = 226 \pm 4 \mu s$ , da cui  $\tau = (t_{90} - t_{10})/2.2 = 103 \pm 2 \mu s$ . Tale valore è compatibile entro l'incertezza con il valore atteso  $\tau_{ATT} = R_1 C_F = 107 \pm 4 \mu s$ .

Infine si è misurata l'ampiezza picco-picco del segnale  $V_{discr} = 28 \pm 1 V$  e la sua durata  $\Delta t = 380 \pm 4 \mu s^8$ . La durata attesa è  $\Delta t_{ATT} = 362 \pm 14 \mu s$  compatibile entro  $2 \sigma$  con il valore misurato.

#### 4. Dipendenza del segnale in uscita dall'ampiezza del segnale in ingresso

Si è misurata la durata del segnale in uscita dal discriminatore in funzione dell'ampiezza del segnale in ingresso. La frequenza è stata mantenuta fissa al valore  $f = 98 \pm 1 Hz$ . I dati ottenuti sono riportati in tabella 1<sup>9</sup>.

Tabella 1: Durata del segnale in uscita in funzione dell'ampiezza picco-picco del segnale in ingresso

$V_S$ [V]	$\sigma_{V_S}$ [V]	$\Delta t$ $\mu s$	$\sigma_{\Delta t}$ $\mu s$
0.57	0.02	134	2
0.79	0.03	174	2
1.10	0.04	205	2
1.95	0.07	268	3
3.1	0.1	312	3
3.9	0.1	344	3
5.8	0.2	380	4
7.6	0.3	416	4
9.3	0.4	432	4
14.3	0.5	480	4
21.3	0.8	528	5

Dall'equazione (1) si può determinare la relazione attesa tra queste due grandezze ottenendo<sup>10</sup>:

$$\Delta t = R_1 C_F \log(V_S) + R_1 C_F \log\left(\frac{C_T}{V_- C_F}\right) \quad (2)$$

Pertanto per analizzare i dati riportati in tabella si è provato ad eseguire un best fit con una funzione del tipo  $\Delta t = a \log(V_S) + b$ . Nel fare questo si è preferito eseguire un fit lineare rispetto al logaritmo di  $V_S$ . Per valutare

<sup>8</sup>Nel fare questa misura si è posta attenzione a considerare l'intervallo di tempo tra l'inizio della salita e l'inizio della discesa del segnale. Si è dunque compresa la fase di salita dovuta allo slew rate, mentre si è esclusa la fase di discesa relativa all'attraversamento da parte dell'esponenziale decrescente di  $V_{SH}$  della tensione di soglia nei cui pressi, a causa dell'amplificazione finita dell'OpAmp e della derivata rispetto al tempo piuttosto bassa di  $V_{SH}$ , il segnale non si trova in zona di saturazione.

<sup>9</sup>Tali dati si riferiscono all'intervallo di ampiezze per cui il circuito si comporta nel modo ottimale sopra descritto.

<sup>10</sup>I logaritmi delle grandezze dimensionate sono da intendersi con argomento normalizzato sull'unità di misura.

correttamente l'errore da utilizzare nel fit, dal momento che l'incertezza sulle ascisse non è trascurabile, si è eseguito un primo fit utilizzando soltanto gli errori sulle ordinate e poi si è utilizzata la funzione così determinata per propagare l'errore ed eseguire un secondo fit, iterando il processo fino a quando i parametri non si sono stabilizzati. Si sono ottenuti per i parametri i valori  $a = 107.4 \pm 0.9 \mu\text{s}$  e  $b = 195.4 \pm 1.5 \mu\text{s}$ , con  $\chi^2_{\text{rid}} = 0.16$  (si veda la figura 10). Tali valori risultano in accordo, rispettivamente entro una e due sigma, con i valori attesi dal modello teorico dell'equazione (2), pari a  $a_{\text{ATT}} = \tau_{\text{ATT}} = 107 \pm 4 \mu\text{s}$  e  $b_{\text{ATT}} = 174 \pm 10 \mu\text{s}$ .

Tuttavia, il circuito si comporta nel modo sopra descritto soltanto per tensioni non troppo piccole. Infatti, in corrispondenza di un segnale di ingresso di ampiezza  $V_{\text{S,LIM}} = 0.31 \pm 0.01 \text{ mV}$ , il segnale in uscita inizia ad avere un picco di forma sinusoidale anziché ad onda quadra. Sotto tale soglia, l'ampiezza della tensione  $V_{\text{discr}}$  decresce al diminuire dell'ampiezza del segnale in ingresso, fino a quando non scompare del tutto in corrispondenza di  $V_{\text{S,NULL}} = 0.20 \pm 0.01 \text{ mV}$ . Tale comportamento è dovuto al fatto che l'OpAmp ha un guadagno finito e per tensioni in ingresso sul secondo OpAmp vicine alla tensione di soglia  $V_-$ , l'amplificazione non è sufficiente a portare il segnale in uscita in saturazione. Quando la tensione in ingresso sul secondo amplificatore diviene inferiore a  $V_-$  non si ha alcun segnale in uscita. In effetti, misurando tale tensione in corrispondenza di  $V_{\text{S,NULL}}$ , si ottiene  $V_+ = 0.22 \pm 0.01 \text{ mV}$ , valore compatibile con la tensione di soglia  $V_-$ . Tale tensione di soglia può essere modificata variando la posizione del potenziometro  $R_3$ . Pertanto, la tensione minima per cui il circuito funziona nel modo desiderato dipende essenzialmente da tale scelta.

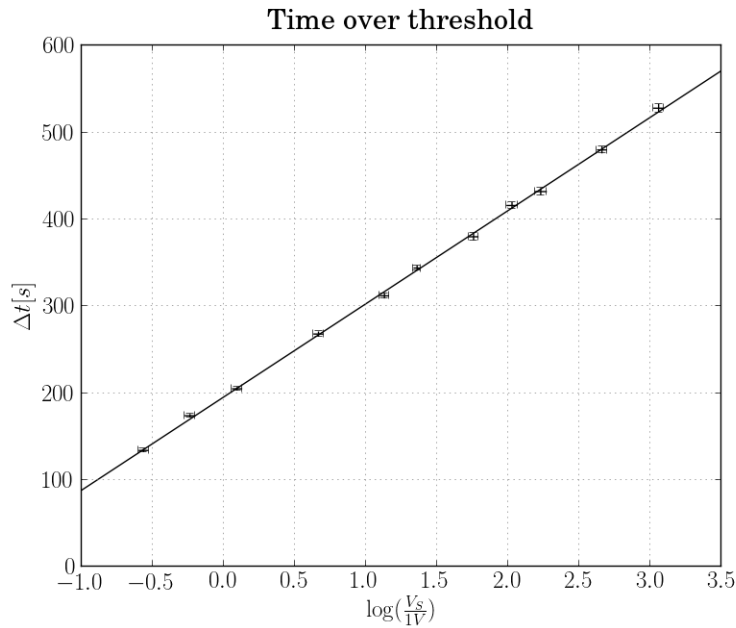


Figura 10: Durata del segnale in uscita in funzione del logaritmo del segnale in ingresso per l'amplificatore di carica del punto B e retta di best fit.

## C. Trigger di Schmitt

### 1. Funzionamento del circuito e valutazione dei valori di soglia

Si è montato il circuito in figura 11 con  $R_1 = 9.94 \pm 0.08 \text{ k}\Omega$  e  $R_2 = 2.17 \pm 0.02 \text{ k}\Omega$ , alimentando l'OpAmp con  $V_{\text{CC}} = V_{\text{EE}} = 15.05 \pm 0.08 \text{ V}$ . Tale circuito è un trigger di Schmitt, cioè un circuito comparatore con isteresi e retroazione positiva. Esso funziona come il circuito discriminatore studiato al punto A, con due importanti eccezioni:

1. Il segnale in ingresso viene confrontato con un valore di riferimento che non è più la tensione di massa, bensì viene modificato a seconda dello stato in cui si trova l'OpAmp: se  $V_{\text{OUT}} = V_{\text{OH}} > 0$  allora il segnale di riferimento è  $V_{\text{OH}}/(1 + R_1/R_2)$ ; se invece  $V_{\text{OUT}} = -V_{\text{OL}} < 0$ , è  $-V_{\text{OL}}/(1 + R_1/R_2)$ . In questo modo, il circuito non discrimina più in maniera precisa quando il segnale è maggiore o minore del riferimento di terra, bensì lo fa con un'incertezza  $\pm V_{\text{OUT}}/(1 + R_1/R_2)$ . Tuttavia, rispetto a un semplice comparatore, ha l'indubbio vantaggio di essere immune da rumori di ampiezza minore di  $\frac{2V_{\text{OUT}}}{1+R_1/R_2}$ <sup>11</sup>.

<sup>11</sup>Si sta supponendo che  $V_{\text{OUT}} = V_{\text{OH}} = V_{\text{OL}}$  (l'estensione al caso generale è semplice), e inoltre che  $|V_{\text{OUT}}|$  sia costante, cioè che l'OpAmp lavori sempre in stato di saturazione.



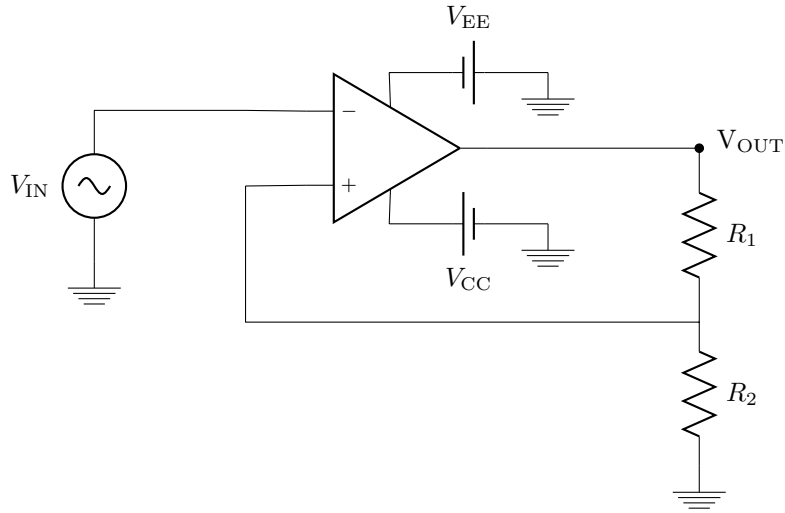


Figura 11: Trigger di Schmitt realizzato con un OpAmp modello TL081.

2. Il collegamento fra il nodo fra le due resistenze e l'entrata "+" dell'OpAmp introduce nel circuito un meccanismo di retroazione positiva, che limita gli effetti non ideali della finitezza dell'amplificazione differenziale dell'OpAmp, limitatamente al transiente fra i due stati dell'onda quadra in uscita<sup>12</sup>. Infatti, non appena la tensione in ingresso raggiunge il valore della tensione di soglia per il quale lo stato del circuito inizia a commutare, il valore della tensione di soglia inizia a variare in verso opposto, velocizzando il processo in questione.

Si è inviata nel circuito una tensione sinusoidale di ampiezza  $11.1 \pm 0.4$  V e frequenza  $98 \pm 1$  Hz, ottenendo in uscita il segnale riportato in figura 12.

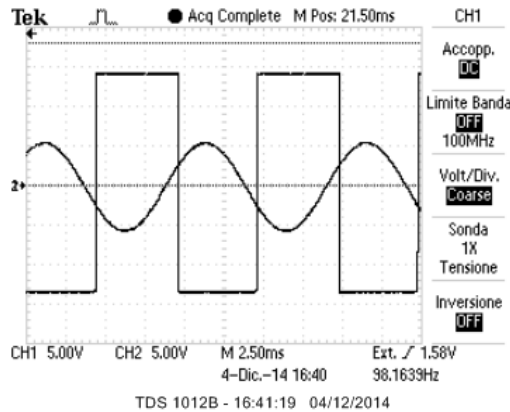


Figura 12: Tensione in uscita (onda quadra) in funzione di quella in ingresso (onda sinusoidale) per il trigger di Schmitt in figura 11, alla frequenza  $98 \pm 1$  Hz.

Si sono misurate le tensioni in uscita nei due stati possibili per il circuito  $V_{OH} = 14.2 \pm 0.6$  V e  $V_{OL} = 13.5 \pm 0.6$  V, da cui si sono ricavati i valori attesi per la tensione di soglia  $V_{1,TH}^{ATT} = -V_{OH}/(1 + R_1/R_2) = -2.4 \pm 0.1$  V e  $V_{2,TH}^{ATT} = V_{OL}/(1 + R_1/R_2) = 2.5 \pm 0.1$  V. Le misure dirette effettuate,  $V_{1,TH} = -2.40 \pm 0.15$  V e  $V_{2,TH} = 2.62 \pm 0.15$  V, sono in ottimo accordo con tali valori.

## 2. Variazione delle condizioni di lavoro

Aumentando l'ampiezza dell'onda in ingresso (a frequenza fissata), l'onda in uscita ha conservato la sua forma, ma è traslata verso sinistra. Infatti, l'intervallo di tempo fra il momento in cui l'onda si trova a potenziale nullo e quello in cui raggiunge il valore di soglia successivo (cioè  $V_{TH,2}$  se l'onda ha attraversato l'asse x con pendenza positiva, e  $V_{TH,1}$  se l'ha fatto con pendenza negativa) diminuisce. Analogamente, se si diminuisce l'ampiezza, l'onda trasla verso destra (si confronti la figura 13 con la figura 12). Se si diminuisce ancora l'ampiezza, l'onda in ingresso non supera mai i valori delle tensioni di soglia e dunque il segnale si stabilizza su una delle due

<sup>12</sup>Il transiente, cioè, diventa più breve. La retroazione non riesce però naturalmente a mitigare gli effetti non ideali sul medesimo transiente dovuti alla finitezza dello *slew rate*.

tensioni di saturazione  $V_{OH}$  o  $V_{OL}$ . Nel caso in esame, poiché  $|V_{TH,1}| < |V_{TH,2}|$ , il valore su cui si stabilizza l'onda in uscita è  $V_{OH}$  (cfr. figura 14). Infatti, il segnale in ingresso smette di attraversare la tensione di soglia  $V_{TH,2}$  (che sposta il segnale in uscita a  $V_{OL}$ ) prima di farlo con  $V_{TH,1}$ .

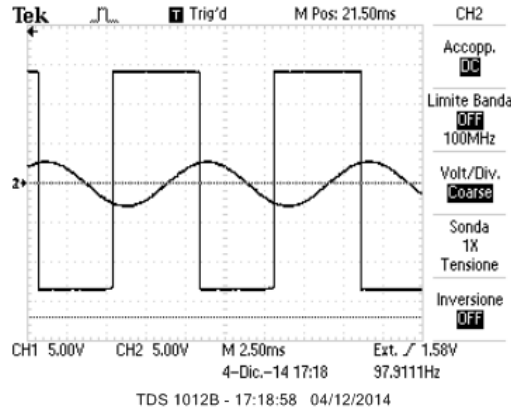


Figura 13: Tensione in uscita (onda quadra) in funzione di quella in ingresso (onda sinusoidale), d'ampiezza ridotta rispetto a quella in figura 12, per il trigger di Schmitt in figura 11, alla frequenza  $98 \pm 1$  Hz. Si nota che l'onda quadra è traslata verso destra.

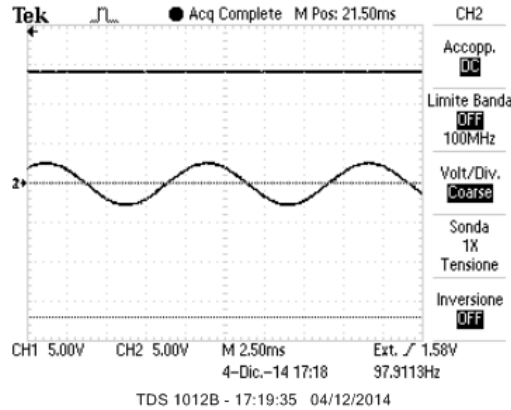


Figura 14: Tensione in uscita (onda quadra) in funzione di quella in ingresso (onda sinusoidale), ridotta in ampiezza rispetto a quella in figura 12 e in figura 13, per il trigger di Schmitt in figura 11, alla frequenza  $98 \pm 1$  Hz.

Mantenendo in seguito l'ampiezza costante e pari al valore utilizzato inizialmente, non si sono apprezzate variazioni di comportamento facendo diminuire la frequenza del segnale in ingresso fino a 1 Hz. Aumentandola, invece, si è iniziato ad osservare un comportamento non ideale dell'OpAmp nella transizione fra i due stati dell'onda quadra attorno a 10kHz, sempre più pronunciato all'aumentare della frequenza. Tale effetto, rappresentato in figura 15, è dovuto alla finitezza dello *slew rate* dell'OpAmp, che si manifesta in un transiente rettilineo di pendenza dell'ordine dei  $10 \text{ V}/\mu\text{s}$  (stimabile direttamente dalla figura 15)<sup>13</sup>.

Riassumendo, i principali limiti di funzionamento del circuito sono:

1. La tensione in ingresso non può mai avere ampiezza inferiore a quella della  $V_{TH}$  maggiore in modulo
2. La frequenza d'utilizzo dev'essere molto minore di  $\frac{\text{slew rate}}{V_{OH} + V_{OL}}$ , in modo che la durata del transiente sia trascurabile rispetto al tempo in cui l'onda si trova in uno dei due stati di saturazione

## D. Multivibratore astabile

### 1-3. Analisi e montaggio del circuito

Il circuito in figura 16 rappresenta un multivibratore astabile realizzato a partire dal trigger di Schmitt descritto nel punto C. Le modifiche apportate a quest'ultimo circuito sono state due.

<sup>13</sup>Questo valore è dello stesso ordine di grandezza dello *slew rate* dichiarato dal costruttore, pari a  $13 \text{ V}/\mu\text{s}$

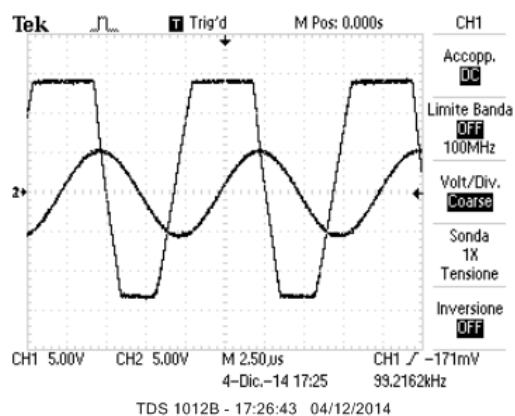


Figura 15: Tensione in uscita (onda quadra) in funzione di quella in ingresso (onda sinusoidale), per il trigger di Schmitt in figura 11, alla frequenza  $99 \pm 1$  kHz.

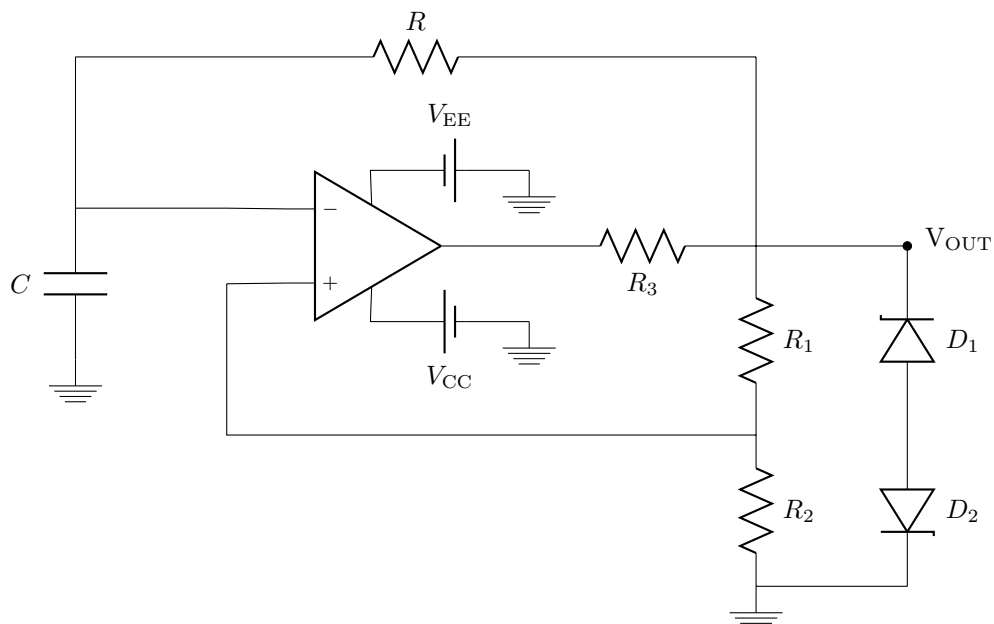


Figura 16: Multivibratore astabile realizzato con un OpAmp modello TL081.

La prima è costituita dall'inserimento, in parallelo al ramo delle resistenze  $R_1$  e  $R_2$ , di un ramo contenente due diodi Zener. Tale alterazione del circuito ha il fine di rendere costante il modulo della tensione in uscita  $V_{OUT}$  -ammesso che l'alimentazione dell'OpAmp sia abbastanza alta-, mantenendolo sempre pari a  $V_D = V_Z + V_\gamma$ , somma delle tensioni di Zener e di polarizzazione diretta dei diodi<sup>14</sup>. L'aggiunta di  $R_3$  in uscita all'OpAmp è resa necessaria dall'inserimento dei diodi, e serve a limitare la corrente che scorre attraverso il loro ramo, in modo che non si brucino.

La seconda modifica consiste invece nell'aggiunta del circuito RC responsabile dell'instabilità del multivibratore e dunque delle oscillazioni periodiche del segnale in uscita  $V_{OUT}$  fra i suoi due valori possibili  $V_{OH}$  e  $-V_{OL}$ . Assumendo che  $V_{OH} = V_{OL} = V_D$ <sup>15</sup>, si hanno per il sistema due stati possibili:

1.  $V_{OUT,1} = V_D$  e  $V_{TH,1} = \frac{V_D}{1+R_1/R_2}$
2.  $V_{OUT,2} = -V_D$  e  $V_{TH,2} = -\frac{V_D}{1+R_1/R_2}$

Nei due casi, il circuito RC rispettivamente si carica e si scarica con costante di tempo  $\tau = RC$ , fra i valori  $\mp \frac{V_D}{1+R_1/R_2}$  e  $\pm V_D$  (valore asintotico). Tuttavia, non appena il valore di  $V_- = Q/C$  raggiunge la tensione di soglia di segno opposto rispetto a quella da cui aveva iniziato la carica/scarica, lo stato dell'uscita dell'OpAmp commuta e comincia il processo inverso. Dunque il condensatore oscilla impiegando tempi uguali in carica e in scarica (poiché  $V_{OH} = V_{OL}$  e  $|V_{TH,1}| = |V_{TH,2}|$ ) con un periodo che può essere facilmente calcolato ed è pari a

$$T = 2\tau \log\left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right)$$

Dunque, per avere un periodo di valore vicino a 2 ms, serve scegliere  $\tau = RC \simeq 0.9$  ms. L'andamento dei segnali  $V_{OUT}$ ,  $V_+$ ,  $V_-$  in funzione del tempo sarà:

- $V_{OUT}$ : onda quadra di periodo  $T$  e ampiezza  $V_D$
- $V_+$ : onda quadra con lo stesso periodo e in fase con  $V_{OUT}$ , di ampiezza  $\frac{V_D}{1+R_1/R_2}$
- $V_-$ : onda periodica di periodo  $T$  e in fase con  $V_{OUT}$ , in cui si alternano decadimenti esponenziali (che avvengono quando  $V_{OUT} < 0$ ) e crescite antiesponenziali, senza che si giunga mai a toccare i valori asintotici cui tali decadimenti/crescite tendono

Tali andamenti attesi sono rappresentati in figura 17.

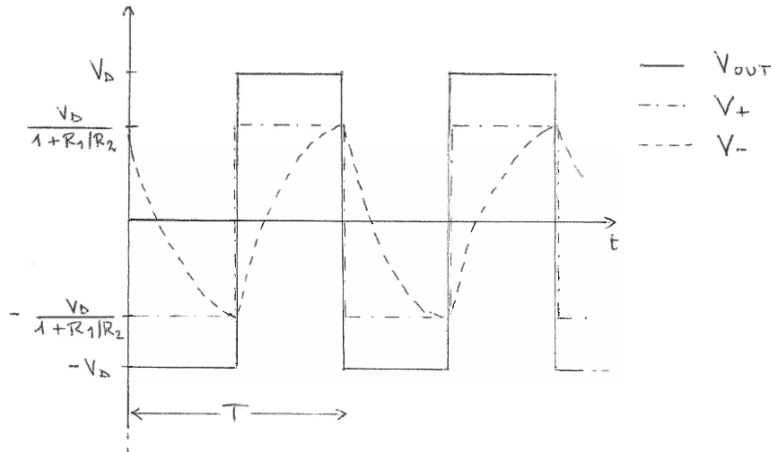


Figura 17: Andamento atteso delle tensioni in uscita e in entrata all'OpAmp in funzione del tempo per il circuito multivibratore in figura 16.

Si è montato il circuito con  $R = 2.68 \pm 0.02$  k $\Omega$ ,  $C = 0.35 \pm 0.01$   $\mu$ F,  $R_1 = 9.94 \pm 0.08$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 9.88 \pm 0.08$  k $\Omega$  e  $R_3 = 990 \pm 8$   $\Omega$ , alimentando l'OpAmp a 15 V. Per questa scelta dei componenti ci si attende  $T_{ATT} = 2.07 \pm 0.09$  ms e  $(V_{OUT}/V_+)^{ATT} = 2.01 \pm 0.01$ . Si sono utilizzati due diodi Zener modello

<sup>14</sup>Si è assunto in prima approssimazione che  $V_Z$  e  $V_\gamma$  siano le stesse per i due diodi. Si nota per inciso che, quando  $V_{OUT}$  è minore in modulo di  $V_D$  (ciò può avvenire se la resistenza  $R$  è piccola rispetto a  $R_3$  e/o quando l'alimentazione dell'OpAmp non è abbastanza alta), uno dei due diodi si trova in interdizione e dunque la presenza del loro ramo non modifica il funzionamento del resto del circuito.

<sup>15</sup>Ciò è vero se valgono le approssimazioni della nota precedente.

1N753A, di tensione di Zener nominale  $V_Z = 6.2 \text{ V}^{16}$ . Dunque, stimando  $V_\gamma = 0.7 \pm 0.1 \text{ V}$ , ci si aspetta  $|V_{OUT}| = V_D \simeq 6.9 \text{ V}$ . Si nota che il valore di  $R_3$  è stato scelto in modo che la corrente massima che potrebbe circolare nel ramo dei diodi, stimata per eccesso in maniera piuttosto grossolana tramite la formula  $I_{MAX} = (V_{CC} - V_D)/R_3$ , sia dell'ordine di  $8 \text{ mA}$ . Questo valore, infatti, è ben lontano da quello massimo tollerato dai diodi secondo il costruttore, pari a  $60 \text{ mA}$ .

## 2. Verifica del corretto funzionamento del circuito

Si riportano in figura 18 e in figura 19 gli andamenti osservati per le tensioni  $V_{OUT}$ ,  $V_-$  e  $V_+$ , sostanzialmente in accordo con quelli attesi.

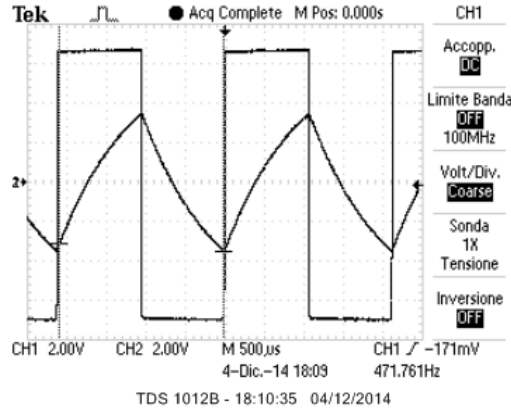


Figura 18: Andamento delle tensioni in uscita (onda quadra) e in entrata all'OpAmp al terminale “-” (decadimenti esponenziali e crescite antiesponenziali) in funzione del tempo per il circuito multivibratore in figura 16, montato con le componenti descritte al punto 1-3.

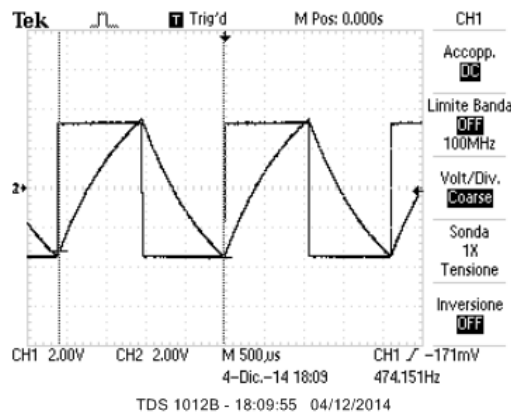


Figura 19: Andamento delle tensioni in entrata all'OpAmp ai terminali “+” (onda quadra) “-” (decadimenti esponenziali e crescite antiesponenziali) in funzione del tempo per il circuito multivibratore in figura 16, montato con le componenti descritte al punto 1-3.

Si è misurato il periodo dell'onda quadra in uscita  $T = 2.11 \pm 0.01 \text{ ms}$ , in ottimo accordo col valore atteso. Si sono inoltre misurate  $V_{OH} = 6.6 \pm 0.3 \text{ V}$  e  $V_{OL} = 6.9 \pm 0.3 \text{ V}$ , dello stesso ordine di quelle attese, ma differenti l'una dall'altra<sup>17</sup>, probabilmente a causa del fatto che i due diodi hanno tensioni di Zener e/o tensioni di polarizzazione diretta leggermente diverse. Questa discrepanza si riflette in una lieve asimmetria della durata delle parti positiva e negativa dell'onda ( $t_H = 1.07 \pm 0.01 \text{ ms}$  e  $t_L = 1.04 \pm 0.01 \text{ ms}$ ).

## 4. Dipendenza dalla tensione di alimentazione

Diminuendo  $V_{CC}$  di meno di un paio di Volt non si osservano cambiamenti apprezzabili nel periodo di oscillazione del circuito né nella forma dell'onda. Se invece  $V_{CC}$  scende al di sotto di circa  $12 \text{ V}$ , la parte superiore dell'onda quadra inizia a deformarsi come in figura 20, e in seguito inizia pure a diminuire il suo valore massimo;

<sup>16</sup>Il costruttore non fornisce alcuna incertezza su questo valore.

<sup>17</sup>Le incertezze associate, infatti, sono principalmente dovute all'incertezza dichiarata dal costruttore dell'oscilloscopio, che è verosimilmente di origine sistematica.

contemporaneamente, il suo periodo aumenta. Un fenomeno analogo avviene per la parte negativa dell'onda quadra se si diminuisce  $V_{EE}$ .

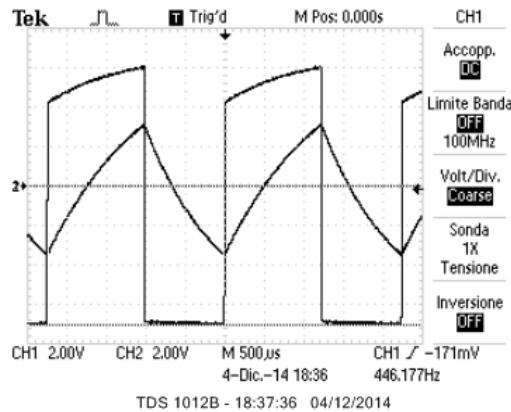


Figura 20: Andamento delle tensioni in uscita (onda quadra) e in entrata all'OpAmp al terminale “-” (decadimenti esponenziali e crescite antiesponenziali) in funzione del tempo per il circuito multivibratore in figura 16, montato con le componenti descritte al punto 1-3, ma alimentato con  $V_{CC} \simeq 12\text{ V}$ .

Questo fatto, che con una scelta più oculata di  $R$  inizierebbe ad avvenire solo per valori  $V_{CC}$  e  $V_{EE}$  vicini a quello di  $V_D$ , è dovuto al seguente fenomeno. Consideriamo il caso in cui si varia  $V_{CC}$ . Durante la fase in cui l'onda quadra assume valori positivi, il processo di carica di  $C$  fa sì che attraverso  $R$  scorra una corrente inversamente proporzionale al suo valore, proveniente dal ramo di  $R_3$  e di valore sempre minore man mano che il tempo passa (e che il valore della tensione ai capi di  $C$  si avvicina a quello di  $V_{OUT}$ ). Questa corrente provoca una caduta di potenziale ai capi di  $R_3$  che, poiché nel caso in esame  $R$  è dello stesso ordine di grandezza di  $R_3$ , può essere anche dello stesso ordine di grandezza di  $V_{CC}$ . Per questo motivo, se il valore di  $V_{CC}$  non è sufficientemente elevato, può accadere che  $V_{OUT}$  sia temporaneamente inferiore a  $V_D$ . Questo fatto comporta il passaggio in interdizione del diodo polarizzato inversamente e, di fatto, l'eliminazione del ramo comprendente i diodi dal resto del circuito. Dunque l'onda in uscita non è più quadra, bensì presenta un fronte in crescita che tende al valore  $V_D$  (infatti, col passare del tempo, la tensione ai capi di  $C$  aumenta, la corrente che scorre attraverso  $R$  diminuisce e con lei pure la caduta di potenziale ai capi di  $R_3$ . Inoltre, poiché il valore asintotico cui tende, istante per istante, il potenziale del condensatore in fase di carica è  $V_{OUT} < V_{OH}$ , la carica del condensatore è più lenta e dunque il periodo dell'onda in uscita aumenta.

Per evitare che un tale comportamento si manifestasse per tensioni di alimentazioni ben superiori a  $V_D$ , sarebbe stato sufficiente scegliere  $R$  in modo che fosse  $R/R_3 \gg 1$ .

## 5. Limitazioni alla frequenza del segnale in ingresso

Il circuito in esame, come il trigger di Schmitt del punto C, è dotato di un meccanismo di retroazione positiva per la determinazione della soglia del segnale in ingresso. Questo fatto porta a pensare che il primo fattore che infici l'idealità del comportamento del multivibratore sia la finitezza dello *slew rate* dell'OpAmp. Se così fosse, il circuito potrebbe funzionare bene come generatore di onde quadre solo se  $T \gg \frac{2V_D}{\text{slew rate}}$ . In effetti, si nota che sostituendo il condensatore usato nei punti precedenti con uno di valore  $1.07 \pm 0.05\text{ nF}$  (e dunque riducendo il periodo di un fattore vicino a 350 -si veda la figura 21-), la deviazione più evidente dal comportamento ideale del multivibratore è la durata del transiente, che ha l'andamento di una retta obliqua di pendenza dell'ordine di  $7\text{ V}/\mu\text{s}$ , comportamento compatibile con quello che ci si aspetterebbe a causa dello *slew rate*<sup>18</sup>.

<sup>18</sup>Il costruttore dichiara uno *slew rate* pari a  $13\text{ V}/\mu\text{s}$ , dello stesso ordine di grandezza di  $7\text{ V}/\mu\text{s}$ , senza corredarlo di incertezza.

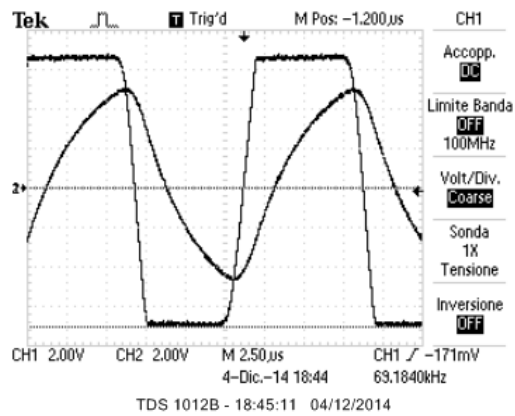


Figura 21: Andamento delle tensioni in uscita (onda quadra) e in entrata all'OpAmp al terminale “-” (decadimenti esponenziali e crescite antiesponenziali) in funzione del tempo per il circuito multivibratore in figura 16, montato con le componenti descritte al punto 1-3, eccetto  $C = 1.07 \pm 0.05$  nF.