

Esercitazione N.7: Usi non lineari dell' OpAmp

Gruppo AC

Federico Belliardo, Giulia Franchi, Francesco Mazzoncini

November 27, 2016

Questa esperienza ha come obbiettivo quello di studiare il funzionamento di un amplificatore operazionale modello TL081 in circuiti non lineari.

A. Discriminatore

Si è montato il circuito in fig. 1, utilizzando $V_{CC} = 14.96 \pm 0.08 V$ e $V_{EE} = 14.96 \pm 0.08 V$ come tensioni di alimentazione.

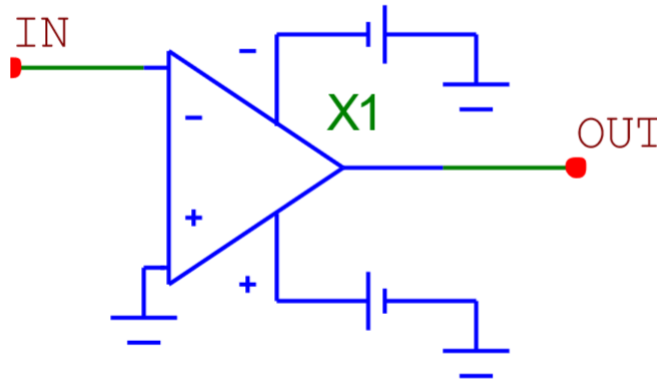


Figure 1: Discriminatore realizzato con un OpAmp modello TL081.

Si è studiata la risposta del circuito ad un segnale sinusoidale. Il circuito ideale dovrebbe funzionare come un comparatore che rileva se la tensione è positiva o negativa, infatti il segnale in ingresso viene invertito e amplificato in modo da mandare in saturazione l'uscita alla tensione di alimentazione positiva o negativa a seconda del segno dell'ingresso. Per basse frequenze il comportamento è quello ideale del discriminatore (l'uscita è un'onda quadra), come si vede in fig.2.

Purtroppo il circuito da noi analizzato non è un amplificatore ideale e come tale presenta dei limiti al suo funzionamento. Come primo limite vediamo l'influenza della tensione di offset V_{OS} , che dalla fig. 3 è stimata essere $V_{OS} = 25.6 \pm 0.8 mV$.

Inoltre all'aumentare della frequenza si notano gli effetti dello *slew rate* finito dell'OpAmp. La pendenza delle rette (che costituiscono la transizione tra uscita alta e bassa) satura e il segnale diventa sempre più simile a un onda trapezoidale, per diventare poi un'onda triangolare, vedi fig. 4.

Abbiamo valutato lo *slew rate* con due misure di tensione e di tempo: $dV = 4.00 \pm 0.04 V$ e $dt = 336 \pm 4 ns$, da questa si ricava $slew rate = 11.9 \pm 0.4 \frac{V}{\mu s}$, questo valore è simile a quello trovato nell'esperienza precedente $slew rate = 11.4 \pm 0.6 \frac{V}{\mu s}$.

Ad alta frequenza e a basso segnale l'uscita ricorda il fenomeno di clipping inferiore (o superiore), come si vede in fig. 5. Il valore a cui satura l'uscita dipende dal segno dell'offset (in continua) che il generatore di funzioni fornisce, infatti nell'opAmp un segnale a frequenza nulla viene integrato e l'uscita si satura alla tensione di alimentazione che ha segnale opposto all'offset. Tuttavia con un'ampiezza ridotta il segnale può diminuire tanto da non mandare in saturazione l'uscita e allora si osserva che per un certo intervallo di tempo il segnale

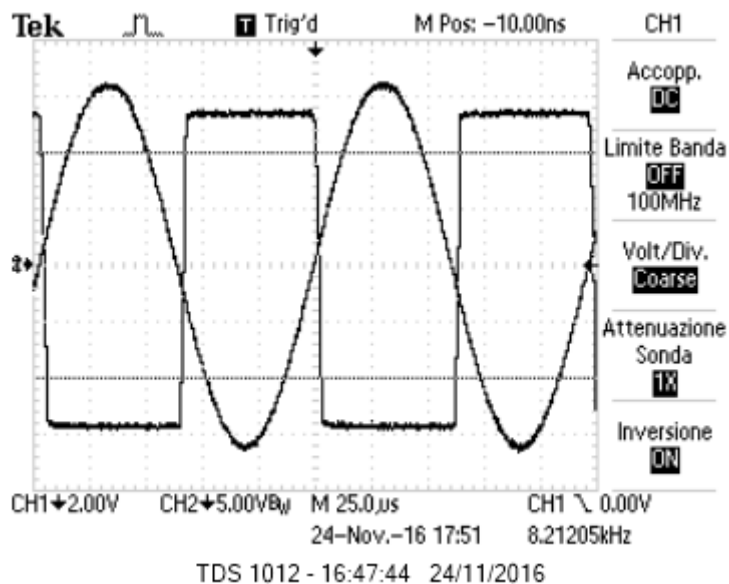


Figure 2: Segnale in ingresso e in uscita (invertito) del circuito discriminatore.

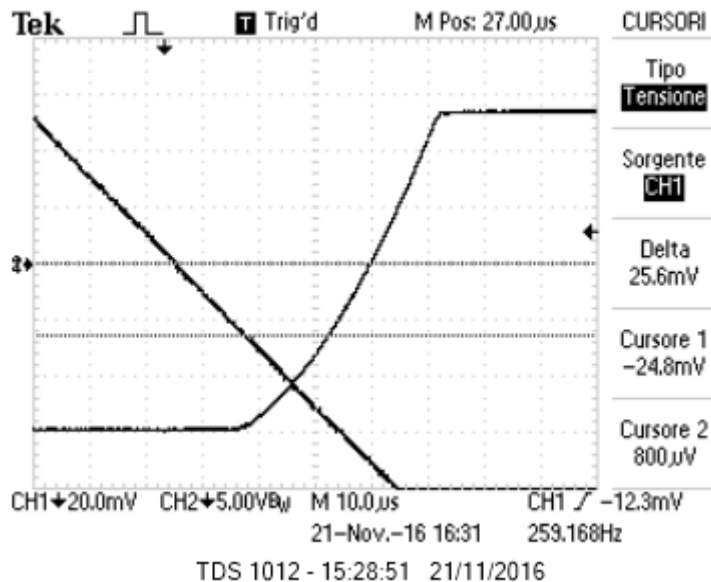


Figure 3: Misura della tensione di offset V_{os}

in uscita è sinusoidale (fig. 5).

E' addirittura possibile scegliere un segnale tanto piccolo in ampiezza da non mandare mai l'opAmp in saturazione, come si vede nelle fig. 7 e fig. 6, riferiti a un caso di offset rispettivamente positivo e negativo. Il comportamento descritto è consistente col fatto che ad alte frequenze il circuito si comporta da integratore (dove le impedenze sono da ricercarsi nelle giunzioni all'interno dell'opAmp), dunque il segnale in uscita è sempre sinusoidale e sfasato. L'ampiezza diminuisce all'aumentare della frequenza come ci si aspetta per un circuito integratore.

In altri termini il comportamento da integratore si può spiegare invocando la finitezza del fattore GBW, che introduce una frequenza di taglio nel sistema e una massima amplificazione alle basse frequenze. Il segnale in uscita è comunque limitato dalle tensioni V_{CC} e V_{EE} quindi non si può valutare con una misura l'amplificazione massima e pertanto risulta difficile dare una stima del prodotto $GBW = A_{max} * f_{taglio}$.

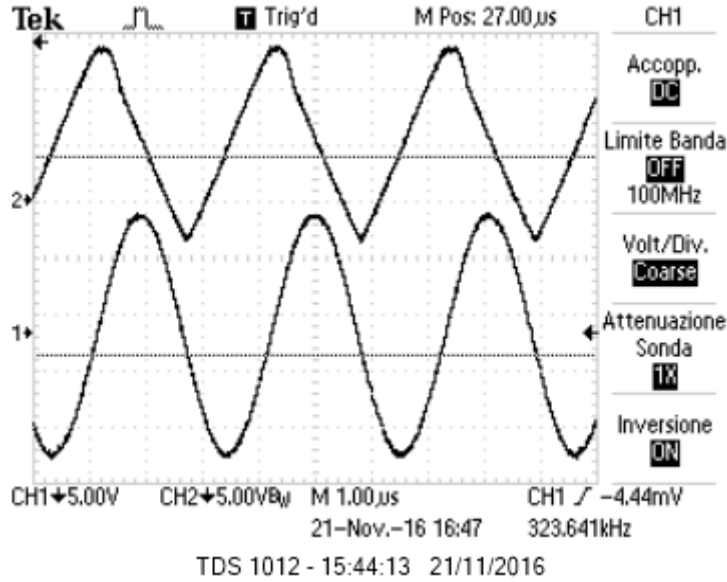


Figure 4: Effetto dello *slew rate* sull'uscita del discriminatore.

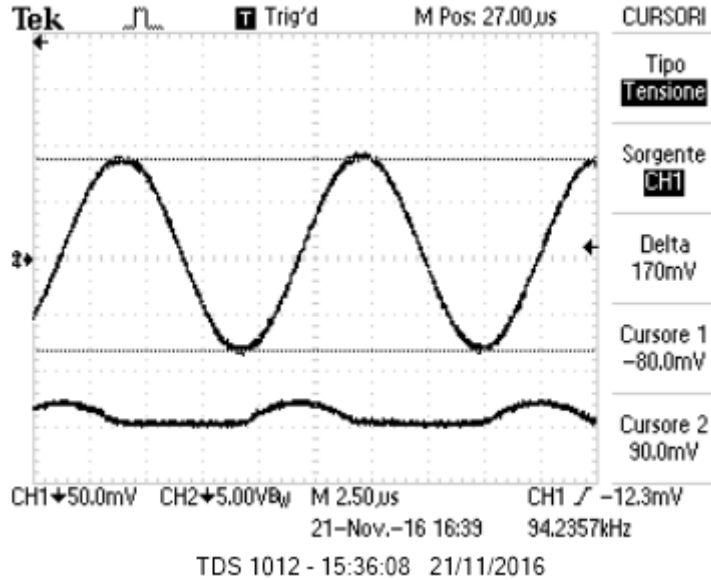


Figure 5: Segnale sinusoidale in ingresso ad alta frequenza.

B. Amplificatore di carica

Si è montato il circuito in fig. 8 utilizzando i componenti $C_T = 1.01 \pm 0.04 nF$, $C_F = 1.02 \pm 0.04 nF$, $C_1 = 21.9 \pm 0.9 nF$, $R_1 = 98.3 \pm 0.8 k\Omega$, $R_2 = 99.9 \pm 0.8 k\Omega$ e $R_3 = 97.8 \pm 0.8 k\Omega$ e le tensioni $V_{CC} = 14.96 \pm 0.08 V$ e $V_{EE} = 14.96 \pm 0.08 V$. Si è poi regolato il potenziometro R_3 in modo che la tensione di soglia del discriminatore fosse $V_{R3} = 200 \pm 4 mV$ e si è fornita in ingresso al sistema un'onda quadra.

1. Descrizione del circuito e prime misure

Il circuito montato è costituito da tre parti distinte: un circuito di iniezione di carica ($V_S + C_T$), un circuito formatore che converte la carica in un segnale di forma fissata (X1) e un discriminatore che confronta il circuito con una soglia prefissata (X2).

La prima parte è costituita dal generatore di forme d'onda V_S e dal condensatore C_T , dove viene fornita una carica pari a $Q_{IN} = V_S C_T$. Il formatore invece è rappresentato dal parallelo di C_F e R_1 , all'uscita di tale circuito si ha un segnale:

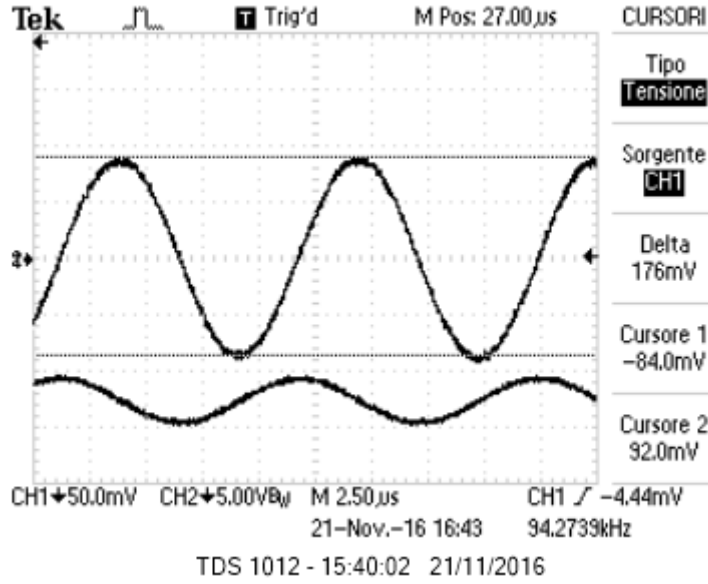


Figure 6: Segnale sinusoidale integrato con offset (in uscita) in basso.

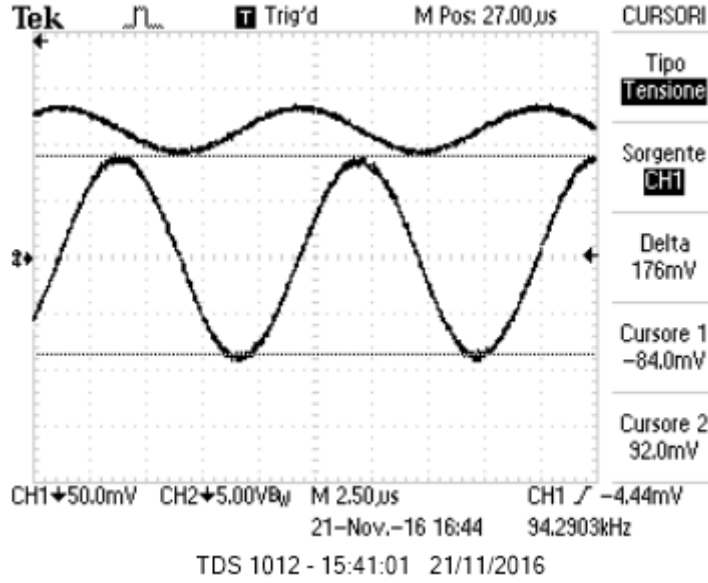


Figure 7: Segnale sinusoidale integrato con offset (in uscita) in alto.

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

Il resto del circuito rappresenta il discriminatore, analogo a quello descritto al punto A, ma con una tensione di soglia diversa da zero e determinata dal potenziometro. I componenti R_2 e C_1 hanno il compito di disaccoppiare il circuito formatore da quello discriminatore e di ridurre il rumore sulla tensione di soglia ad alte frequenze.

A frequenza fissata $f = 100 \pm 1 \text{ Hz}$ si è misurata la risposta del circuito ad un segnale di ampiezza picco-picco $V_S = 6.00 \pm 0.04 \text{ V}$.

L'ampiezza massima attesa per il segnale V_{SH} , secondo la formula sopra citata, è $V_{SH.MAX.ATT} = V_S \frac{C_T}{C_F} = 5.9 \pm 0.3 \text{ V}$, mentre il valore misurato sperimentalmente è $V_{SH.MAX} = 5.72 \pm 0.04 \text{ V}$, come si vede in figura 9.

Si sono misurati sull'oscilloscopio il tempo impiegato dal segnale V_{sh} a scendere sotto i 200 mV (fig. 10) e il tempo per cui il segnale di uscita V_{discr} è alto (fig. 11), i due valori sono $t_1 = 340 \pm 4 \mu\text{s}$ e $t_2 = 336 \pm 4 \mu\text{s}$ rispettivamente e come si vede sono compatibili tra di loro.

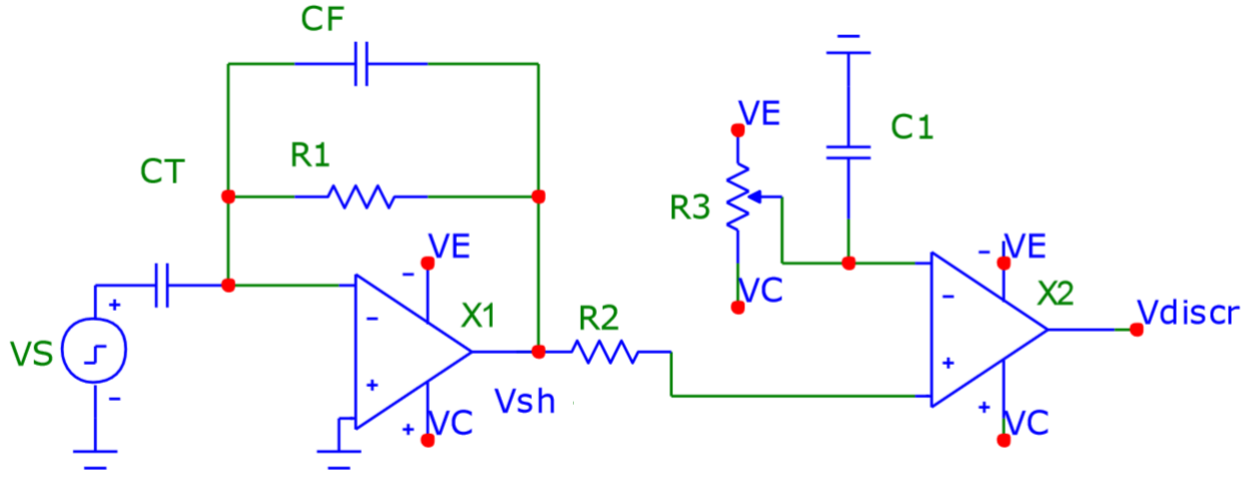


Figure 8: Amplificatore di carica realizzato con un OpAmp modello TL081.

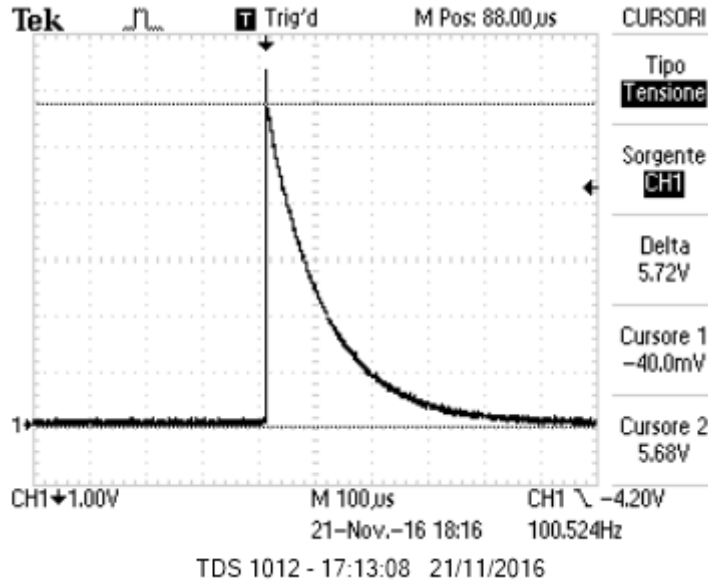


Figure 9: Misura del massimo valore dell'esponenziale $V_{SH.MAX}$.

2. Dipendenza del segnale in uscita dall'ampiezza del segnale in ingresso

Sempre mantenendo una frequenza fissa $f = 100 \pm 1 \text{ Hz}$, si è misurata, al variare dell'ampiezza, la durata nel tempo del segnale in uscita dal discriminatore, i dati sono riportati nella tab. 1, insieme ai valori attesi, ricavati dalla $V_- = V_S \frac{C_T}{C_F} e^{-\Delta t / R_1 C_F}$, che invertendo si scrive: $\Delta t = -R_1 C_F \log \left(\frac{V_- C_F}{V_S C_T} \right)$.

•	$V_S(V)$	$\Delta t_{atteso}(\mu s)$	$\Delta t_{misurato}(\mu s)$
1	6.99 ± 0.06	355 ± 11	350 ± 4
2	6.00 ± 0.06	340 ± 10	336 ± 4
3	5.03 ± 0.04	321 ± 10	317 ± 4
4	4.00 ± 0.04	300 ± 10	293 ± 4
5	2.98 ± 0.04	270 ± 8	263 ± 4
6	2.00 ± 0.01	230 ± 8	220 ± 4
7	1.01 ± 0.01	160 ± 5	145 ± 4

Table 1: Misure di tensione V_S e $\Delta t_{misurato}$ insieme a Δt_{atteso} calcolato.

I dati di tempo presi sono in accordo con quelli calcolati teoricamente.

Abbiamo eseguito inoltre un grafico di Δt in funzione di $\log(V_S)$ e un fit con una retta $y = mx + q$ riportato in fig. 12. I parametri ottenuti dal fit sono poi stati confrontati con quelli attesi calcolati dai valori delle

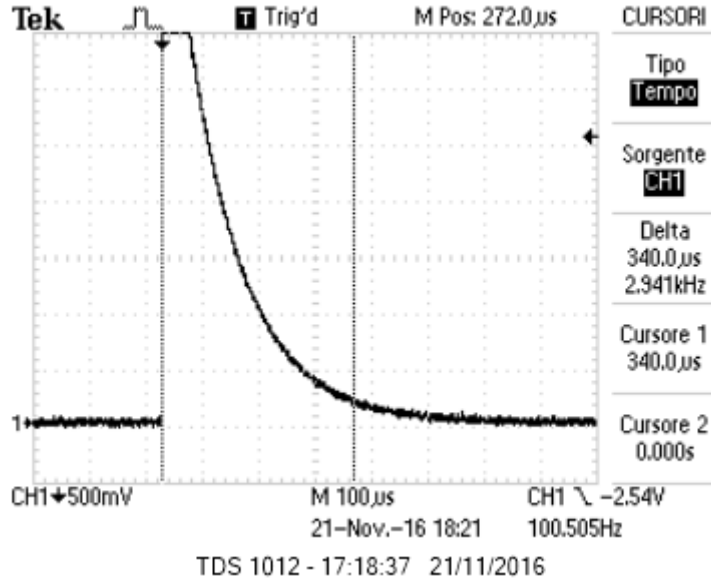


Figure 10: Tempo t_1 impiegato dall'ingresso del discriminatore a scendere sotto soglia.

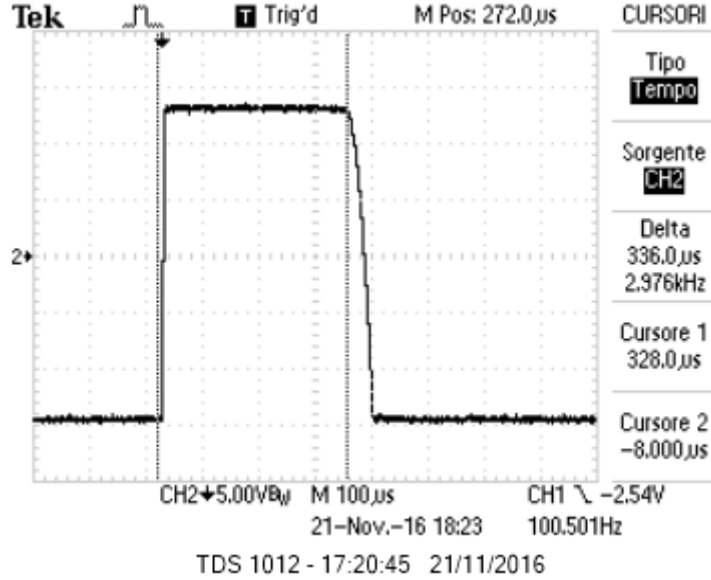


Figure 11: Tempo t_2 in cui l'uscita del discriminatore si mantiene positiva.

impedenze e della tensione di soglia.

Per il fit si è utilizzata la funzione *curvefit* della libreria *pylab* con l'opzione *absolute sigma = "true"*, poichè abbiamo considerato gli errori come statistici. Riportiamo di seguito parametri m e q della retta $y = mx + q$, con la relativa matrice di covarianza: $m = 106 \pm 3 \mu s$, $q = 145 \pm 3 \mu s$, $\Sigma_{ij} = \begin{pmatrix} 5.73 & -6.98 \\ -6.98 & 10.8 \end{pmatrix}$. Con un $\chi^2/ndof = 0.6/5$.

Il χ^2 basso indica che gli errori sulle misure di tempo e di tensione sono stati sovrastimati.

I valori teorici dei coefficienti a e b sono: $a = R_1 C_F = 100 \pm 4 \mu s$ e $b = -R_1 C_F \log \left(\frac{C_F}{V_S C_T} \right) = 160 \pm 5 \mu s$. Questi parametri teorici sono in buon accordo con quelli stimati dai dati sperimentali.

Per una tensione in ingresso di $330 mV$ si vede che il segnale in uscita dall'amplificatore di carica perde la forma d'onda quadra e incomincia a diventare sinusoidale (fig. 13), per una tensione in ingresso che scende sotto il valore di soglia di $200 mV$ il trigger non si attiva, come si vede in fig. 14.

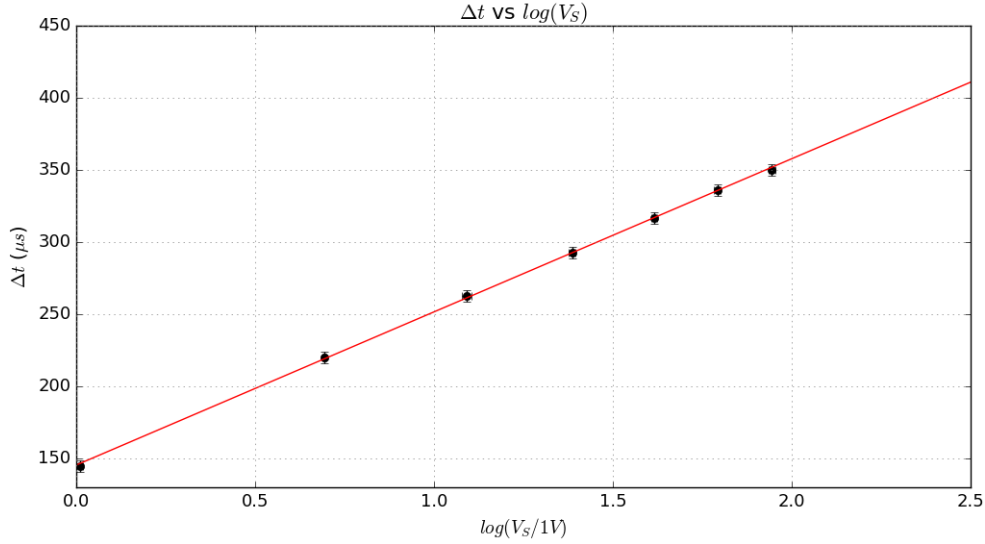


Figure 12: Tempo sopra soglia Δt in funzione della tensione V_S (in scala logaritmica).

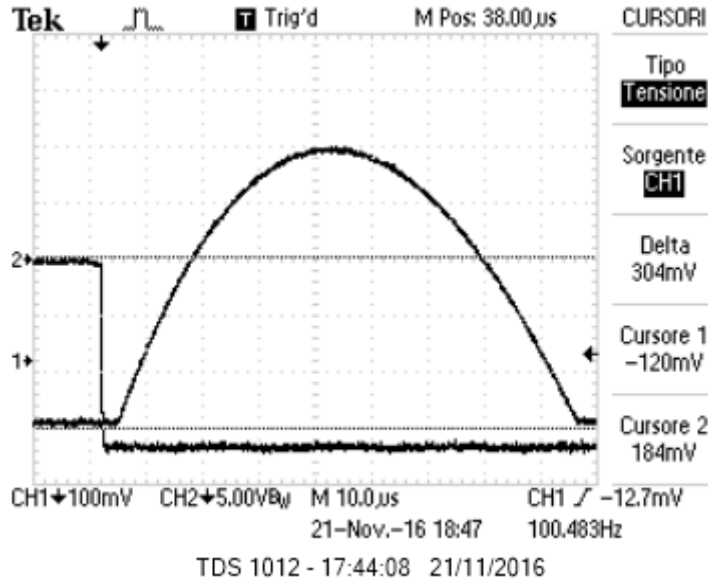


Figure 13: Tensione in ingresso al trigger del valore di 300 mV.

C. Trigger di Schmitt

0.1 1. Montaggio, descrizione del circuito e valutazione tensioni di soglia

Si è montato il circuito in fig. 15 con $R_1 = 9.92 \pm 0.08 k\Omega$ e $R_2 = 2.14 \pm 0.03 k\Omega$, alimentando l'operazionale con $V_{CC} = 14.96 \pm 0.08 V$ e $V_{EE} = 14.96 \pm 0.08 V$.

In questo trigger grazie alla caduta di potenziale sulla resistenza R_2 del partitore costituito da R_1 e R_2 (che viene immessa al V_+ dell'opAmp) ogni volta che si ha un attraversamento della soglia (V_+) da parte del segnale immesso su V_- la soglia stessa cambia (perché cambia l'uscita V_{OUT} e quindi la caduta di potenziale su R_2 e su V_+). Pertanto dopo una commutazione perché l'uscita cambi nuovamente è necessario che l'ingresso superi la seconda soglia, questo rende il discriminatore stabile rispetto al rumore del segnale in ingresso.

Al circuito è stata inviata in ingresso una tensione sinusoidale a frequenza di circa $f \sim 710 \pm 7 Hz$, e si sono misurate le tensioni in uscita nei due stati possibili: $V_{OH} = 14.5 \pm 0.2 V$ e $V_{OL} = 14.0 \pm 0.2 V$ (inferiori alle tensioni di alimentazione), dalle quali si sono ricavati i valori attesi per le tensioni di soglia $V_{1,ATT,TH} = -V_{OH}/(1 + R_1/R_2) = -2.57 \pm 0.05 V$ e $V_{2,ATT,TH} = V_{OL}/(1 + R_1/R_2) = 2.48 \pm 0.05 V$.

Dalle immagini fig. 16 e fig. 17, misurando a quale tensione dell'ingresso si ha la commutazione dell'uscita

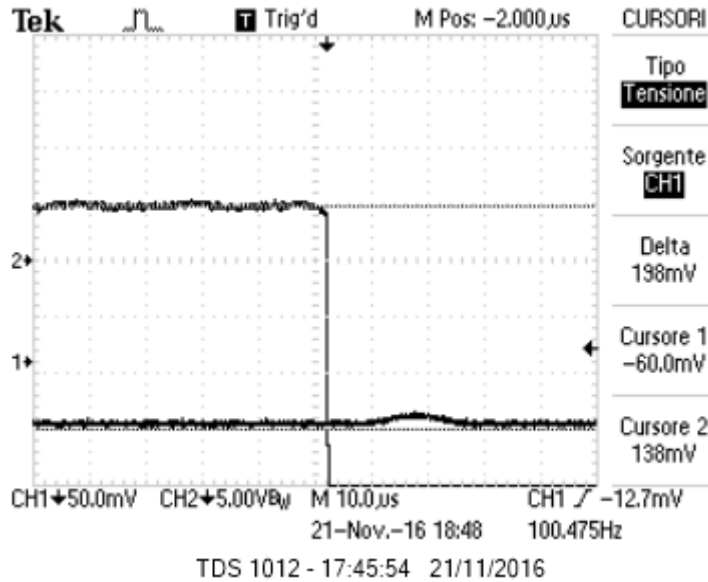


Figure 14: Tensione in ingresso al trigger del valore di 200 mV .

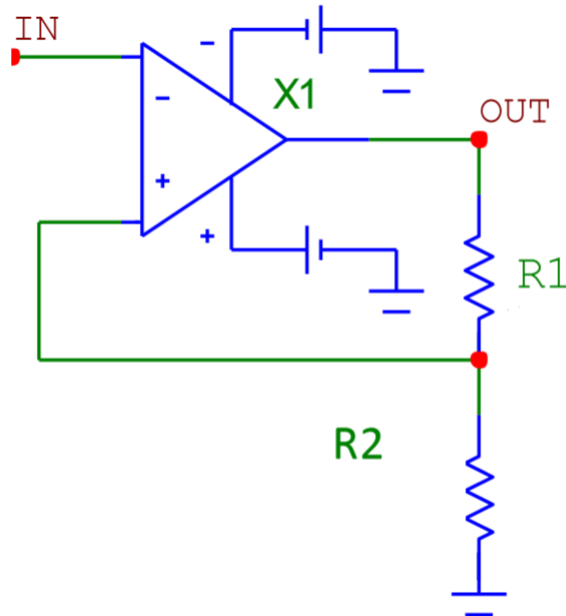


Figure 15: Trigger di Schmitt realizzato con un OpAmp modello TL081.

si sono trovati i due valori per le soglie: $V_{th,-} = -2.60 \pm 0.04\text{ V}$ e $V_{th,+} = +2.48 \pm 0.04\text{ V}$.

I valori delle tensioni di *threshold* misurati sono in accordo con quelli stimati teoricamente entro gli errori.

2. Dipendenza dall'ampiezza e dalla frequenza e limiti del circuito

Diminuendo l'ampiezza in ingresso questo non attraversa mai le soglie inferiori del trigger a -2.60 V , come si vede nella fig. 18, quindi il segnale in uscita dal trigger rimane sempre basso (anche quando l'ampiezza in ingresso è diminuita tanto da non attraversare nemmeno la soglia a $+2.48\text{ V}$).

Chiaramente aumentando l'ampiezza non si ha un comportamento simile per la soglia superiore perchè se il segnale attraversa la soglia a -2.60 V esso attraversa anche quella a $+2.48\text{ V}$. L'uscita satura al valore superiore solamente se si aggiunge un *offset* verso il basso e si diminuisce l'ampiezza, così che il segnale possa attraversare la soglia a -2.60 V senza attraversare quella a $+2.48\text{ V}$.

Aumentando la frequenza lo *slew rate* è il fattore limitante dell'uscita del trigger, come si vede dalla risposta a forma di onda trapezoidale della fig. 19, presa a $f = 323 \pm 3\text{ kHz}$.

Salendo in frequenza la pendenza del segnale satura, raggiunta questa condizione si è misurato lo *slew rate* come

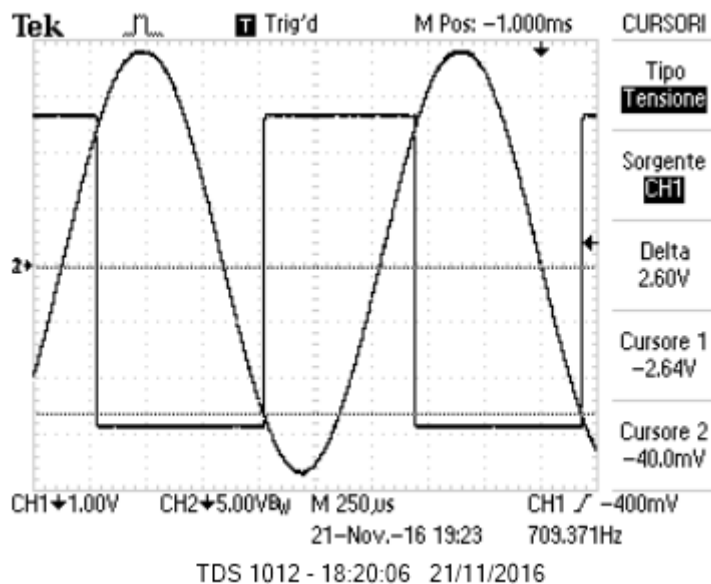


Figure 16: Misura della soglia inferiore del trigger.

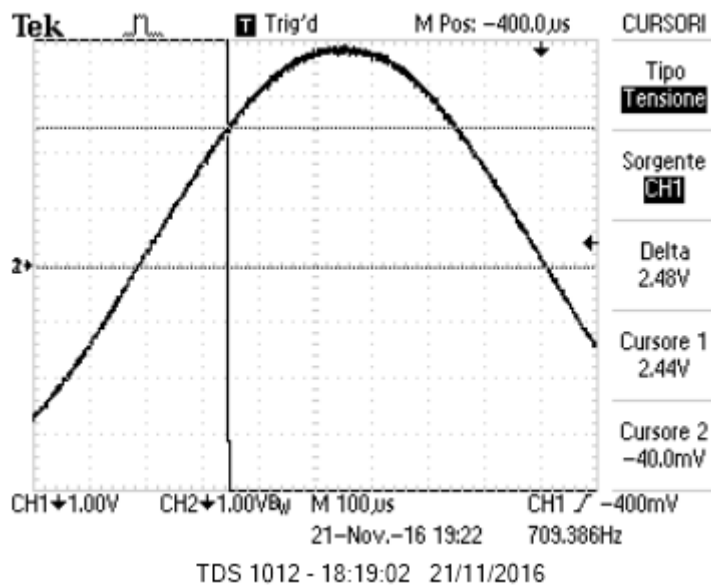


Figure 17: Misura della soglia superiore del trigger.

rapporto incrementale: $dV = 8.00 \pm 0.08 V$ e $dt = 730 \pm 10 ns$, dai quali si ottiene $slew\ rate = 10.9 \pm 0.2 \frac{V}{\mu s}$, confrontabile con tutti i valori ottenuti nelle altre esperienze. Diminuendo la frequenza non si sono osservate deviazioni dal comportamento ideale degli opAmp.

Perchè il circuito lavori bene come trigger è necessario che sia $T \gg \frac{V_{OH}+V_{OL}}{slewrate}$, cioè il periodo dell'onda da triggerare sia molto minore del tempo di commutazione.

D. Multivibratore astabile

1. Analisi e montaggio del circuito

Un circuito multivibratore astabile (come quello in fig. 20) può essere realizzato partendo dal trigger di Schmitt inserendo all'uscita un ramo contenente due diodi Zener (e una resistenza R_3), insieme a un circuito RC (che determina l'instabilità e la frequenza di oscillazione).

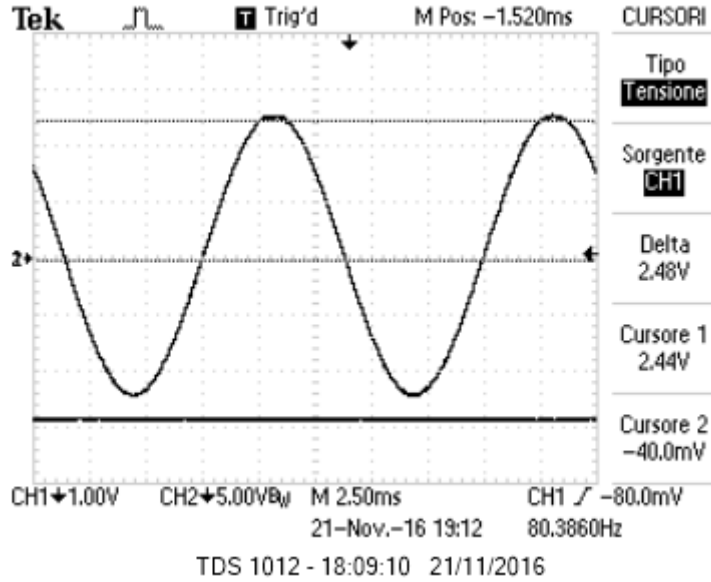


Figure 18: Segnale in ingresso che non attraversa la soglia inferiore del trigger a $-2.60V$.

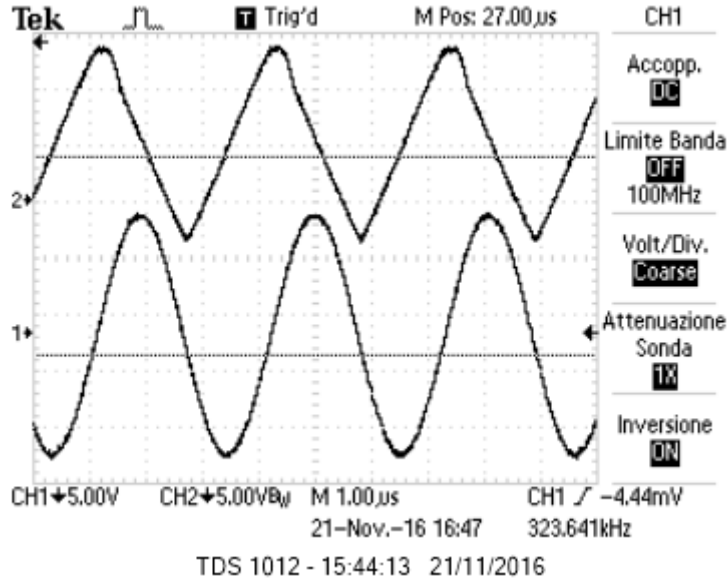


Figure 19: Trigger di Schmitt ad alta frequenza e limitazione dovuta allo *slew rate*

2. Breve spiegazione circuito oscillatore

Il condensatore inizialmente carico si scarica sulla resistenza R per raggiungere $-V_D$, finchè non raggiunge la tensione di *threshold* inferiore del trigger (data da V_+), allora la tensione in uscita commuta a $+V_D$ e anche il *threshold* cambia (principio del trigger di *Schmitt*), il condensatore si carica per raggiungere la tensione $V_D = V_{OUT}$, ma quando raggiunge la tensione di *threshold* superiore l'uscita commuta nuovamente e il condensatore ricomincia a scaricarsi. Il tempo caratteristico dell'oscillazione è determinato da $\tau = RC$.

Poichè $R_1 \simeq R_2$ per ottenere un periodo dell'onda quadra di $T \simeq 2ms$ si deve scegliere $\tau = RC = \frac{T}{2\log(3)} \simeq 0.9ms$.

A questo punto abbiamo potuto montare il circuito con $R = 3.87 \pm 0.04k\Omega$, e un condensatore $C = 229 \pm 9nF$, $R_1 = 9.78 \pm 0.08k\Omega$, $R_2 = 9.80 \pm 0.08k\Omega$ e $R_3 = 0.961 \pm 0.008k\Omega$, con un'alimentazione per l'OpAmp di $V_{CC} = 14.96 \pm 0.08V$ e $V_{EE} = -14.96 \pm 0.08V$. Si è determinato il periodo di oscillazione in funzione degli elementi resistivi e capacitivi:

$$T = 2\tau \log\left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right) = 1.94 \pm 0.08ms$$

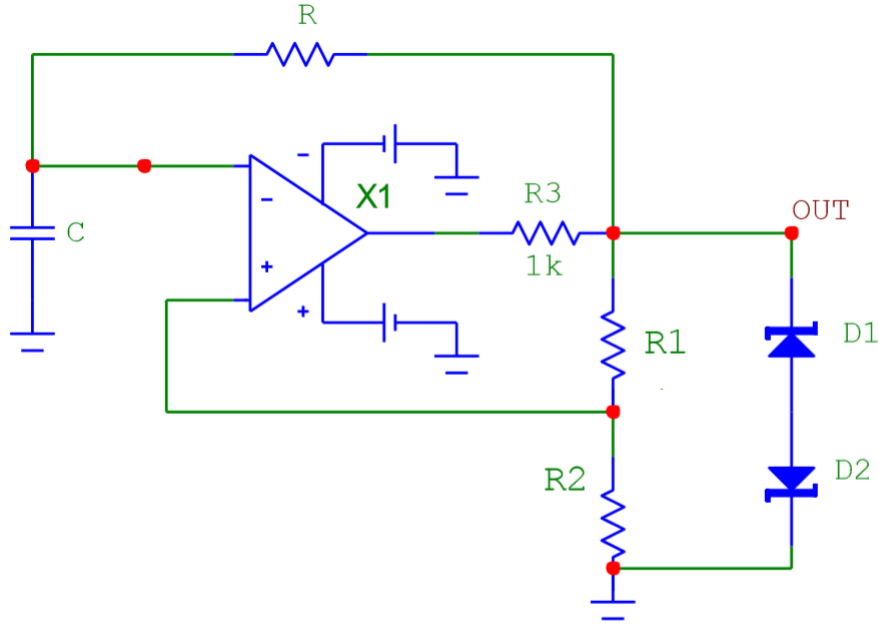


Figure 20: Multivibratore astabile realizzato con un OpAmp modello TL081.

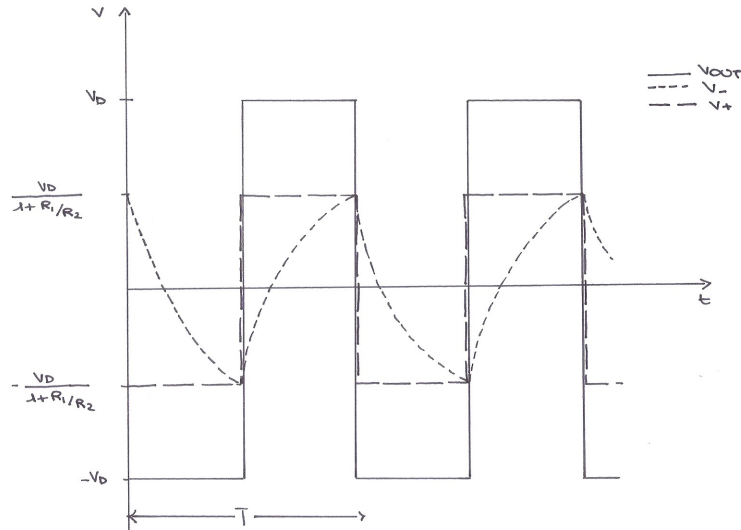


Figure 21: Segnali del multivibratore.

3. Verifica funzionamento del circuito

I diodi Zener servono per limitare la tensione V_{OUT} , che satura tra i due valori estremi $\pm V_D$, dove $V_D = V_Z + V_\gamma$. Per il diodo Zener $V_Z \sim 6.2 V$ ¹ e $V_\gamma \sim 0.7 V$, dunque $V_D \sim 6.9 V$.

La tensione in uscita all'opAmp è vincolata alle tensioni di alimentazione ($\pm 15 V$), quindi tra l'uscita e il ramo dei diodi Zener vi è una caduta di potenziale pertanto bisogna inserire una resistenza R_3 per evitare che i diodi si brucino a causa del passaggio di corrente elevato.

Sappiamo che le tensioni di *threshold* superiore e inferiore per il trigger di *Schmitt* sono: $V_{TH} = \pm \frac{V_D}{1 + \frac{R1}{R2}} = \pm 3.45 \pm 0.05 V$. Ci aspettiamo per V_+ un'onda quadra la cui tensione picco-picco attesa è $V_{+,pp} = 6.9 \pm 0.1 V$, V_- è costituito da cicli di carica e scarica del condensatore (quindi funzioni esponenziali) tra le tensioni di *threshold*, quindi $V_{-,pp} = 6.9 \pm 0.1 V$. Essendo V_{OUT} variabile tra $+V_D$ e $-V_D$, ci aspettiamo un'onda quadra con $V_{OUT,pp} \sim 13.8 V$.

Nelle fig. 22, 23, 24 si vedono i segnali V_+ , V_{OUT} e V_- .

Il segnale V_+ (fig. 22) ha ampiezza picco-picco pari a $V_{+,pp} = 6.84 \pm 0.04 V$, in buon accordo con il valore

¹Il costruttore non fornisce incertezza.

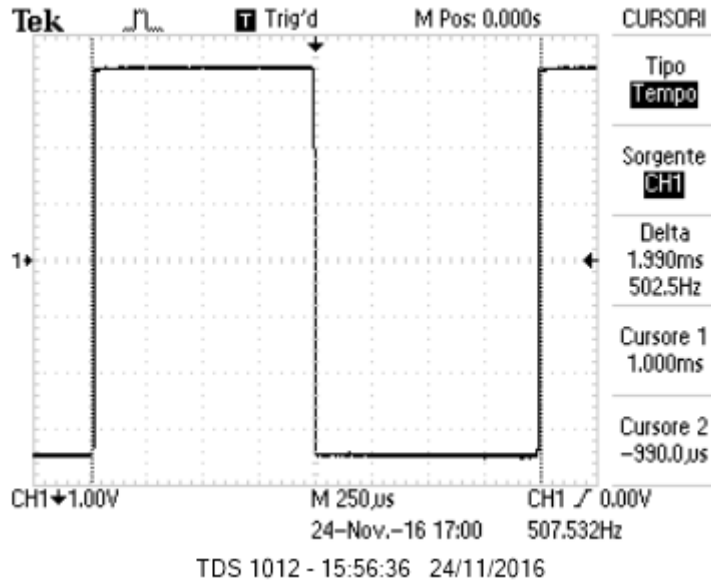


Figure 22: Segnale V_+ dell'opAmp.

atteso. Il periodo misurato è $T = 1.99 \pm 0.01 \text{ ms}$, anch'esso in accordo con il valore calcolato teoricamente.

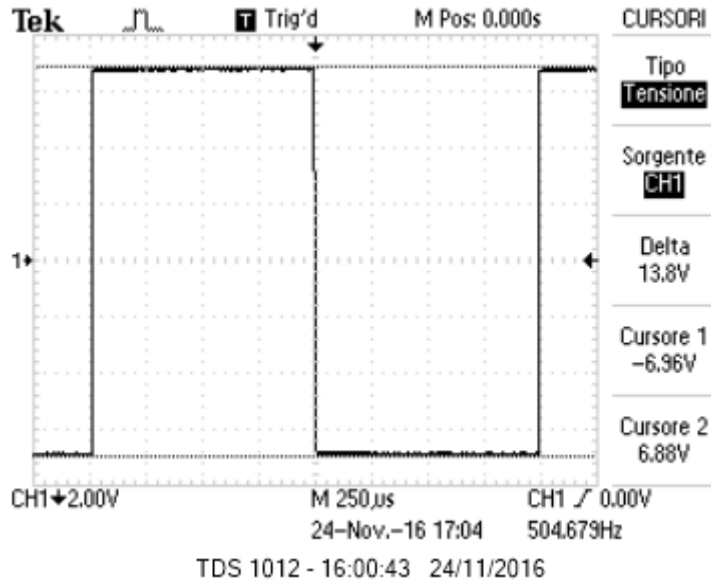


Figure 23: Segnale V_{out} dell'opAmp.

Si misura dalla fig. 23: $V_{OUT,pp} = 13.8 \pm 0.1 \text{ V}$, in ottimo accordo con quanto atteso.

In fig. 24 i tempi di carica e scarica del condensatore sono identici e pari a $t_{salita} = t_{discesa} = 1.00 \pm 0.02 \text{ ms}$, e il valore della tensione è: $V_{-,pp} = 6.96 \pm 0.04 \text{ V}$, anche questi valori sono in accordo con quelli attesi.

4. Dipendenza dalla tensione di alimentazione

Variando la tensione di alimentazione dell'opAmp² non osserviamo significative variazioni del periodo dell'oscillatore perchè esso dipende solo dai valori delle resistenze e dei condensatori e non dalle alimentazioni.

5. Limitazioni alla frequenza del segnale in ingresso

Il funzionamento ad alta frequenza dell'oscillatore è limitato dallo *slew rate*, in quanto l'opAmp esegue la commutazione tra i valori $\pm V_D$ in un tempo finito che deve essere molto minore del periodo di oscillazione del circuito.

²Restando nell'intervallo di tensioni di alimentazione indicati dal *datasheet*, cioè non minori di 11 V in valore assoluto.

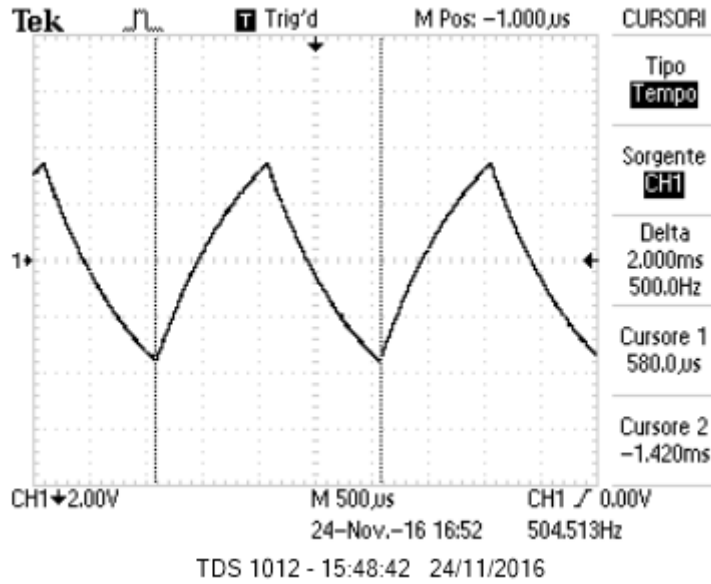


Figure 24: Segnale V_- dell'opAmp.

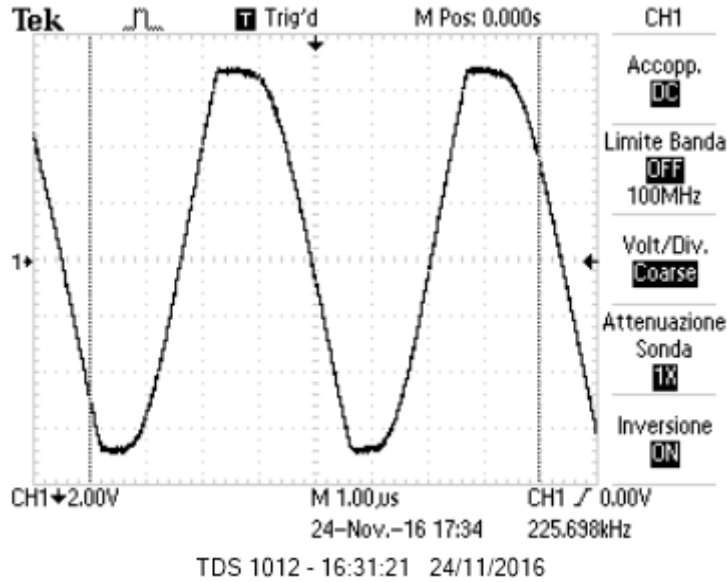


Figure 25: Limitazioni dello *slew rate* sul tempo di commutazione.

Per valutare questo effetto abbiamo diminuito il valore di τ finché non è diventato confrontabile con il valore del tempo di commutazione come si vede in fig. 25. Quindi per $C = 0.099 \pm 0.004 \text{ nF}$ si è misurata la pendenza del segnale nell'intervallo di commutazione: $dV = 2.00 \pm 0.04 \text{ V}$ e $dt = 192 \pm 4 \text{ ns}$, da cui $\text{slew rate} = 10.3 \pm 0.3 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$. Possiamo concludere che l'oscillatore funziona bene per frequenze $f \ll \frac{1}{\Delta t} \sim \frac{1}{1 \mu\text{s}} = 1 \text{ MHz}$, infatti il tempo di commutazione Δt come si vede dalla fig. 25 è di circa $\Delta t = 1 \mu\text{s}$.