

Es05A: Applicazioni non-lineari di amplificatori operazionali

Gruppo 1.AC
Matteo Rossi, Bernardo Tomelleri

25 novembre 2021

Misura componenti dei circuiti

Resistenze [k Ω]	R	σR	Capacità [nF]	C	σC
R_1^Q	100.6	0.8	C_T	1.00	0.04
R_1^T	9.94	0.08	C_F	1.00	0.04
R_2^T	2.19	0.03	C_1	96	4
R_2^S	9.94	0.08	C_2	1.00	0.04
R_3	9.92	0.08			
R_4	9.94	0.08			

Tabella 1: Valori di resistenza e capacità misurate per i componenti dei circuiti studiati.

Resistenze [Ω]	R	σR	Capacità [nF]	C	σC
R_1^Q	99.8	0.8	C_T	1.00	0.04
R_1^T	9.94	0.08	C_F	1.00	0.04
R_2^T	2.19	0.03	C_1	99	4
R_2^A	9.87	0.08	C_2	1.00	0.04
R_3^A	10.01	0.08			
R_4^M	9.91	0.08			

Tabella 2: Valori di resistenza e capacità misurate per i componenti dei circuiti studiati.

Riportiamo per completezza anche i valori delle tensioni di alimentazione continue per l'op-amp misurate con il multimetro

$$V_{CC} = 4.99 \pm 0.03\text{V}$$

$$V_{EE} = -4.99 \pm 0.03\text{V}$$

Non è stato facile misurare i valori di capacità dei condensatori nel circuito con il multimetro, che a volte con i soli puntali collegati legge un rumore di fondo intorno ai 7 ± 1 nF, abbastanza alto da saturare il fondo scala da 2 nF con cui si vorrebbero misurare i valori delle capacità C_T , C_F e C_2 .

Per tutto il resto della trattazione come ampiezze dei segnali si intendono misurate non “picco - picco”, a meno che non venga esplicitato altrimenti.

Nota sul metodo di fit

Per determinare i parametri ottimali e le rispettive covarianze si è implementato in Python un algoritmo di fit basato sui minimi quadrati mediante la funzione `curve_fit` della libreria SciPy.

1 Circuito amplificatore di carica

1.a Progettazione del circuito

Si è costruito un amplificatore di carica a partire da un op-amp TL081CP come quello in figura 1

In cui abbiamo indicato i sotto-circuiti di cui è composto, da sinistra verso destra come: “iniettore/rivelatore di carica”, “circuito formatore/shaper” (passa-basso/integratore attivo) e “discriminatore/comparatore”.

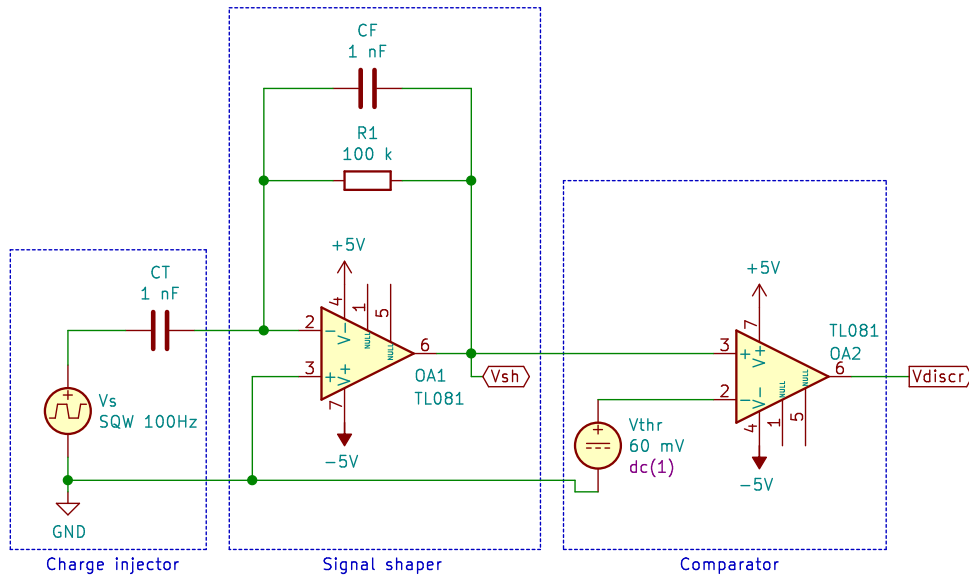


Figura 1: Schema circuitale dell'amplificatore di carica costruito.

1.b Funzionamento di iniettore e shaper

Si è inviato all'ingresso di entrambi i circuiti un'onda quadra di ampiezza $V_s = 999 \pm 8 \text{ mV}$ e frequenza fissata a $f = 100.0 \pm 1.6 \text{ Hz}$, che corrisponde ad una carica $Q_{in} = C_T \cdot 2V_s = 1.98 \pm 0.08 \text{ nC}$, proporzionale al "salto" di tensione dal livello alto a basso (e viceversa) dell'onda, più semplicemente alla sua ampiezza picco-picco $V_s^{pp} = 2V_s \implies Q_{in} = C_T \cdot V_s^{pp}$.

Dunque abbiamo trovato come segnale in uscita dal circuito formatore un segnale che dopo un breve transiente diventa un esponenziale decrescente, con ampiezza iniziale $V_{sh}(t=0) = 2007 \pm 18 \text{ mV}$ e con la stessa frequenza $99.9 \pm 1.6 \text{ Hz}$ dell'onda quadra. Riportiamo in figura l'immagine acquisita dall'oscilloscopio con dettaglio sul transiente al fronte di discesa dell'onda quadra.

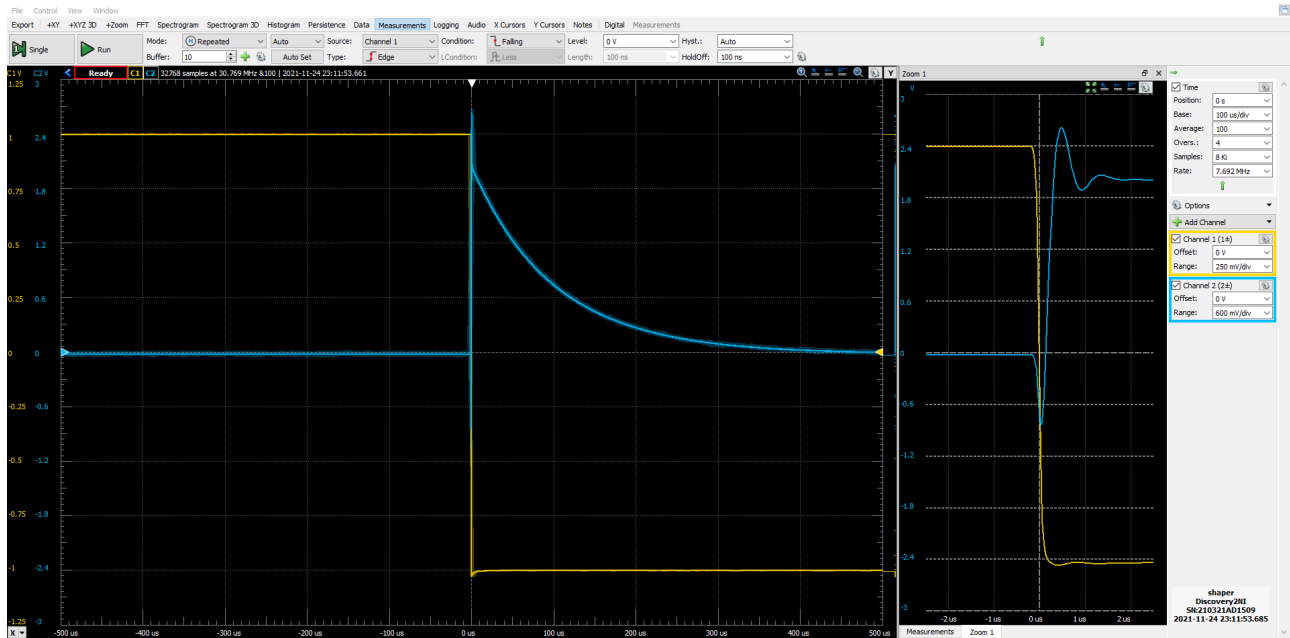


Figura 2: Acquisizione del segnale in uscita dal circuito formatore con un'onda quadra in ingresso $V_s = 1 \text{ V}$, $f = 100 \text{ Hz}$

Assumendo iniezione di carica istantanea sulle armature dei condensatori C_T e C_F , il segnale in uscita dal

sotto-circuito formato da C_T e dal formatore è legato al segnale in ingresso dalla relazione

$$V_{sh}(t) = \frac{Q_{in}}{C_F} e^{-t/\tau} = 2V_s(t) \frac{C_T}{C_F} e^{-t/\tau} \quad (1)$$

$$\tau = R_1 C_F \quad (2)$$

Per i circuiti in esame i valori delle capacità sono $C_T \approx C_F = 1$ nF e $R_1 = 100$ k Ω , per cui possiamo semplificare il rapporto $C_T/C_F \approx 1$, da cui ricaviamo come valori attesi

$$V_{sh}(t) = 2V_s(t) e^{-t/\tau}$$

$$\tau = R_1 C_F = 100 \pm 4 \mu s$$

Quindi complessivamente come tensione in uscita $V_{sh}(t)$ ci aspettiamo di osservare una serie di picchi seguiti da decrescite esponenziali di segno alternante con l'onda quadra in ingresso e di ampiezza doppia.

Questo risulta compatibile con quanto si è osservato dall'oscilloscopio, che riportiamo per chiarezza in figura 3

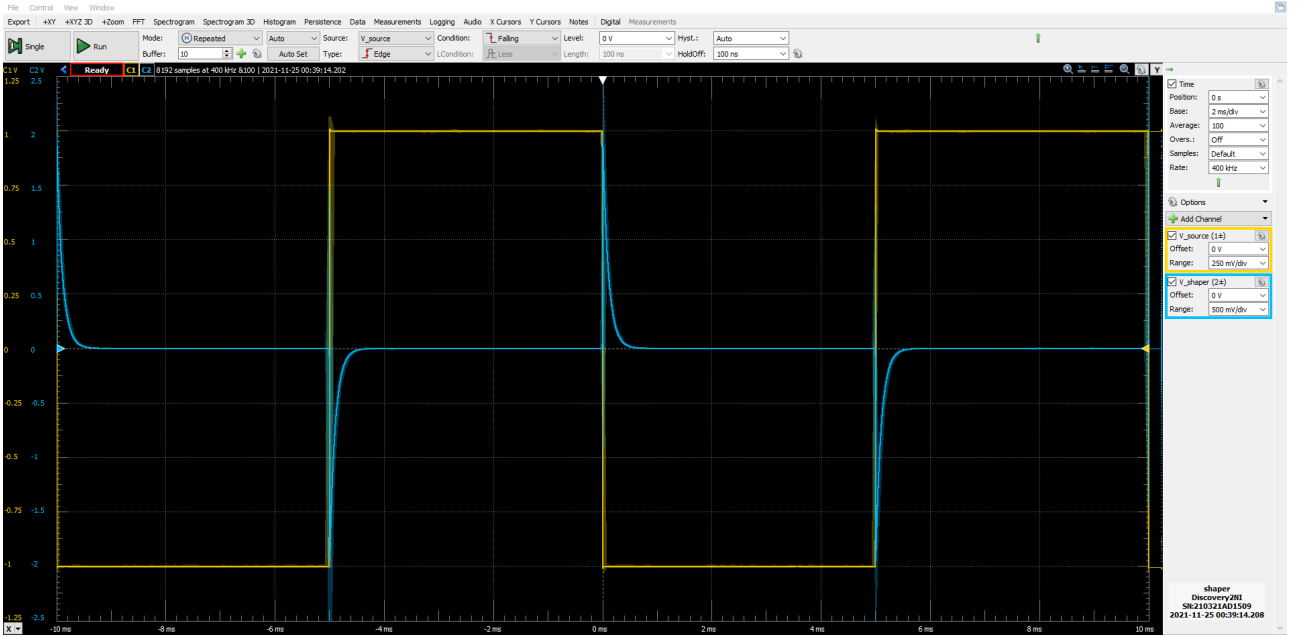


Figura 3: Onda quadra in ingresso $V_s = 1$ V, $f = 100$ Hz su CH1 e segnale in uscita dal circuito formatore V_{sh} su CH2.

Dunque possiamo controllare che la forma d'onda esponenziale sia compatibile con quanto atteso dalla (1) tramite un fit ai punti campionati dall'AD2, di cui riportiamo brevemente i risultati

$$V_{sh}(t=0) = 2021 \pm 2 \text{ mV} \quad \tau = 101.88 \pm 0.03 \mu s$$

$$\chi^2/\text{ndof} = 2774/4086 \quad \text{cov}_{\text{norm}} = -0.75$$

Da cui vediamo come non solo la misura di ampiezza iniziale sia compatibile con il valore misurato, ma anche il tempo caratteristico di smorzamento τ risulta pienamente in accordo con il valore atteso dai componenti del circuito.

1.d Funzionamento del discriminatore

Il sotto-circuito discriminatore è un comparatore con tensione di soglia misurata con l'oscilloscopio $V_{thr} = 51.9 \pm 0.4$ mV e fornita dal generatore di tensione (con valore nominale 60 mV) W2 collegato all'ingresso invertente del secondo OpAmp.

Supponiamo di essere sempre in regime di saturazione per l'OpAmp ideale e come prima assumiamo iniezione istantanea di carica sui condensatori. Grazie al fatto che le tensioni di alimentazione sono pari in modulo $V_{CC} = -V_{EE}$ possiamo prendere come segnale atteso in uscita

$$V_{discr}(t) = V_{CC} \text{sgn}[V_{sh}(t) - V_{thr}] \quad (3)$$

Più esplicitamente, ricordando che V_{sh} ha ampiezza (iniziale) doppia rispetto all'ampiezza in ingresso V_s (o proporzionale a V_s^{pp})

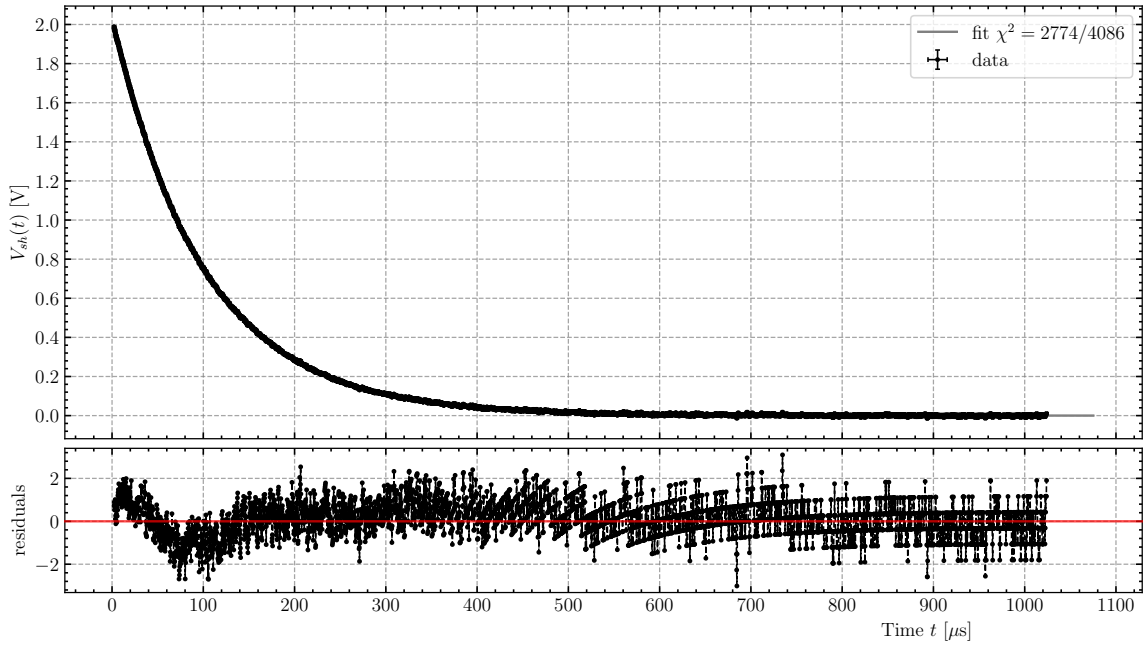


Figura 4: Fit con esponenziale decrescente al segnale in uscita dal circuito formatore V_{sh}

- se $V_s^{pp} < V_{thr} \implies V_{discr} = V_{EE}$ costante.
- se $V_s^{pp} \geq V_{thr}$, ci aspettiamo (in un periodo dell'onda quadra di durata $T = 9.99 \pm 0.16$ ms)

$$V_{discr}(t) = \begin{cases} V_{CC} & 0 < t < ToT \\ V_{EE} & ToT < t < T \end{cases}$$

In cui ToT è il tempo in cui il picco esponenzialmente decrescente è maggiore della tensione di soglia $V_{sh}(t) = \frac{Q_{in}}{C_F} e^{-t/\tau} \geq V_{thr}$, appunto il “Time-over-Threshold”.

$$ToT = \tau \log \left(\frac{Q_{in}}{C_F V_{thr}} \right) = \tau \log \left(\frac{C_T V_s^{pp}}{C_F V_{thr}} \right) = \tau \log \left(\frac{C_T}{C_F} \frac{2V_s}{V_{thr}} \right). \quad (4)$$

Mantenendo lo stesso segnale in ingresso al circuito del punto precedente (con ampiezza ben oltre la soglia $V_s \gg V_{thr}$) riportiamo il segnale visualizzato all'oscilloscopio in uscita dal discriminatore in figura 5.

Risulta già chiaro dal dettaglio a destra, in corrispondenza del fronte di discesa dell'onda quadra, come il segnale in uscita non abbia né livelli basso e alto simmetrici rispetto a 0 V, né pendenza uguale (idealmente infinita) nel passaggio tra questi due, al contrario di quanto atteso dal nostro modello semplificato.

Possiamo caratterizzare il segnale $V_{discr}(t)$ trovato come un impulso di tensione con livello basso V_{OL} e livello alto V_{OH} di durata T_{OH} che si ripete periodicamente con la stessa frequenza dell'onda quadra in ingresso $V_s(t)$. Riportiamo le misure dirette effettuate con i cursori delle tensioni di saturazione del comparatore e una misura del tempo “alto” dell'impulso definita in maniera compatibile con la funzione automatica di misura “PosWidth” (cioè come il tempo in cui la tensione si trova al di sopra della metà del valore positivo dell'impulso, che quindi sovrastima per la pendenza decisamente non ideale dei fronti d'onda).

$$\begin{aligned} V_{OH} &= 4.38 \pm 0.03 \text{ V} \\ V_{OL} &= -3.53 \pm 0.02 \text{ V} \\ T_{OH} &= 416 \pm 5 \text{ μs} \end{aligned}$$

Osserviamo quindi che i valori di saturazione alta e bassa misurati non sono compatibili con quelli attesi, ma sono entrambi inferiori (in modulo). Questo può essere dovuto al fatto che in realtà il TL081 in regime di saturazione produce al massimo tensioni entro il suo (Maximum Output) *Voltage swing* riportato come valore tipico nel datasheet $V_{OM,typ} = 13.5$, sensibilmente inferiore rispetto al valore di tensione di alimentazione tipico a cui è riferito $V_{CC,typ} = 15$ V.

Quindi, volendo ragionare per analogia ci aspettiamo un escursione massima tra le tensioni di saturazione (date le nostre tensioni di alimentazione a ± 5 V) $V_{OM} = 13.5 \cdot V_{CC}/V_{CC,typ} = 13.5/3 = 4.5$ V, che risulta sicuramente più vicino a quanto abbiamo misurato.

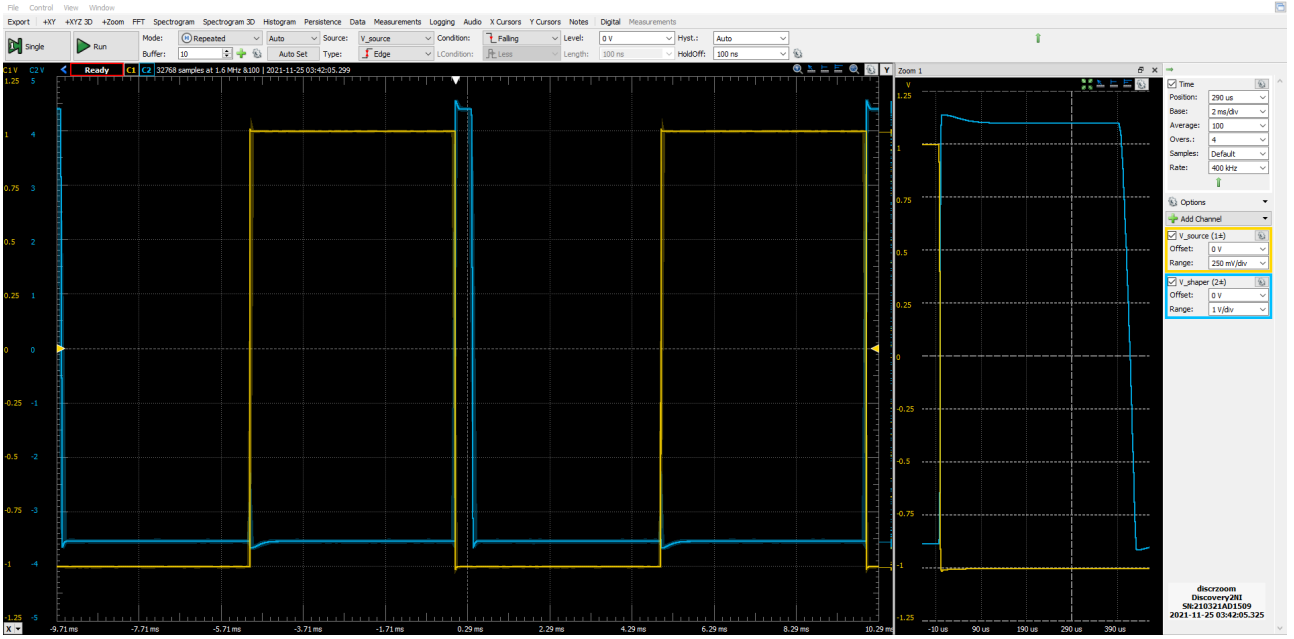


Figura 5: Acquisizione del segnale in uscita dal circuito comparatore con un'onda quadra in ingresso $V_s = 1\text{ V}$, $f = 100\text{ Hz}$

1.e Durata impulso per carica di test

Abbiamo scelto come ampiezza per l'onda quadra $V_s = 999 \pm 8\text{ mV}$ e frequenza $f = 100.0 \pm 1.6\text{ kHz}$, dunque come carica iniettata $Q_{in} = C_T \cdot 2V_s = 1.98 \pm 0.08\text{ nC}$. Si è scelta una frequenza abbastanza bassa, con periodo corrispondente a $1/f = T \gg \tau$ di modo che tra una iniezione di carica e l'altra (cioè tra ogni semiperiodo dell'onda quadra $V_s(t)$) i condensatori abbiano tempo di scaricarsi, così da poter considerare indipendente ogni iniezione di carica dalla precedente.

L'impulso in uscita ha durata pari a $416 \pm 5\text{ }\mu\text{s}$ in un circuito e $410 \pm 5\text{ }\mu\text{s}$ nel secondo.

Per quanto riguarda il valore atteso per la durata dell'impulso, possiamo confrontare i due valori trovati per il tempo "alto" con il valore atteso di Time-over-Threshold

$$ToT = R_1 C_F \log \left(\frac{C_T}{C_F} \frac{2V_s}{V_{thr}} \right) = 370 \pm 15\text{ }\mu\text{s}$$

1.f Andamento di TOT al variare di Q_{in}

Provando con varie ampiezza in ingresso, in entrambi i circuiti si sono verificati i medesimi risultati: per ampiezze dei segnali in ingresso maggiori dei 50 mV non sono presenti particolari deformazioni nel segnale in uscita;

al di sotto dei 50 mV invece il segnale in uscita inizia a deformarsi, assumendo la forma di una parabola rovesciata che si sposta verso il basso più diminuiamo l'ampiezza in ingresso

Il fronte di salita all'uscita del discriminatore è sicuramente limitato dallo slew rate finito dell'amplificatore

$$t_{oh} = V_{disc}^{pp} / SR = 7.9/13 = 2\text{ }\mu\text{s}$$

mentre il fronte di discesa è meno ripido perché corrisponde alla transizione del discriminatore sulla discesa esponenziale di V_{sh} , che ha una derivata piccola in prossimità della soglia. Questo infatti lascia presumere che esista un intervallo temporale durante il quale l'uscita di V_{discr} è in zona lineare.

Infatti si è trovato, per ampiezza dell'onda quadra prossima alla soglia che è proprio il transiente dello shaper visto in 2 amplificato dal secondo OpAmp in regime lineare.

questo comportamento si osserva fino a circa 20 mV, quando il segnale in uscita dal comparatore non è più apprezzabilmente diverso dalla tensione di saturazione del trigger.

1.g Minima ampiezza di carica per cui si attiva il comparatore

Per ottenere una misura di ampiezza minima di carica per cui si registra un segnale che raggiunga la soglia V_{OH} in uscita dal discriminatore abbiamo variato l'ampiezza del segnale in ingresso V_s dal generatore di forme

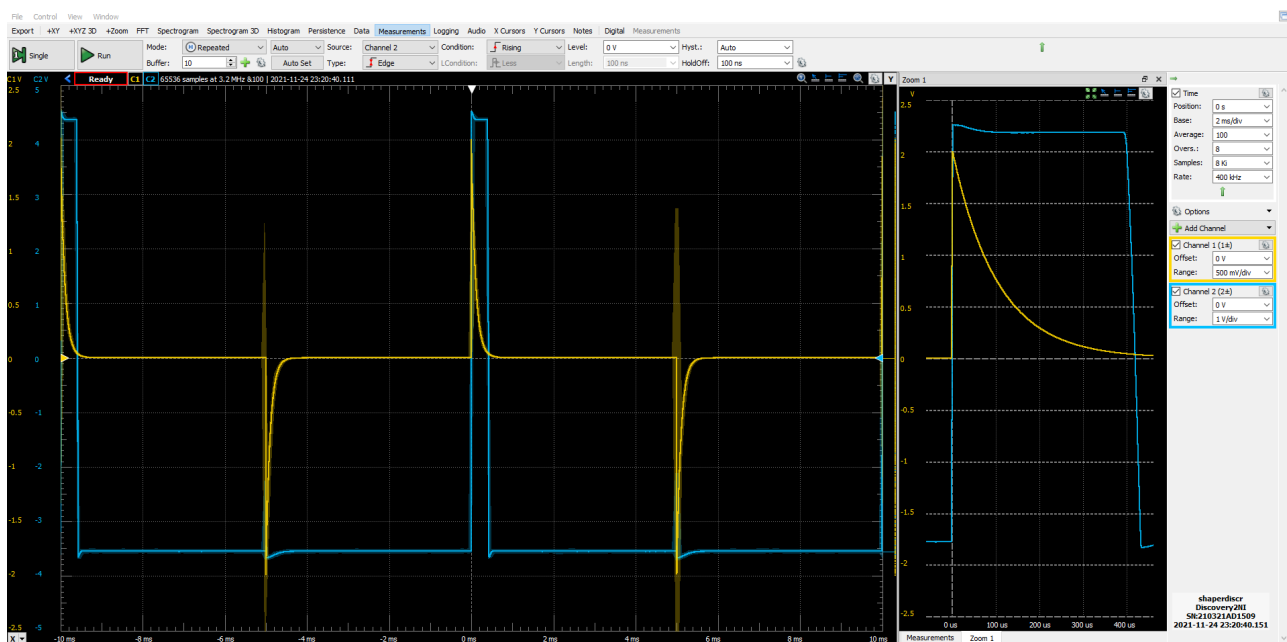


Figura 6: Acquisizione del segnale in uscita dal circuito discriminatore con un'onda quadra in ingresso $V_s = 1\text{ V}$, $f = 100\text{ Hz}$

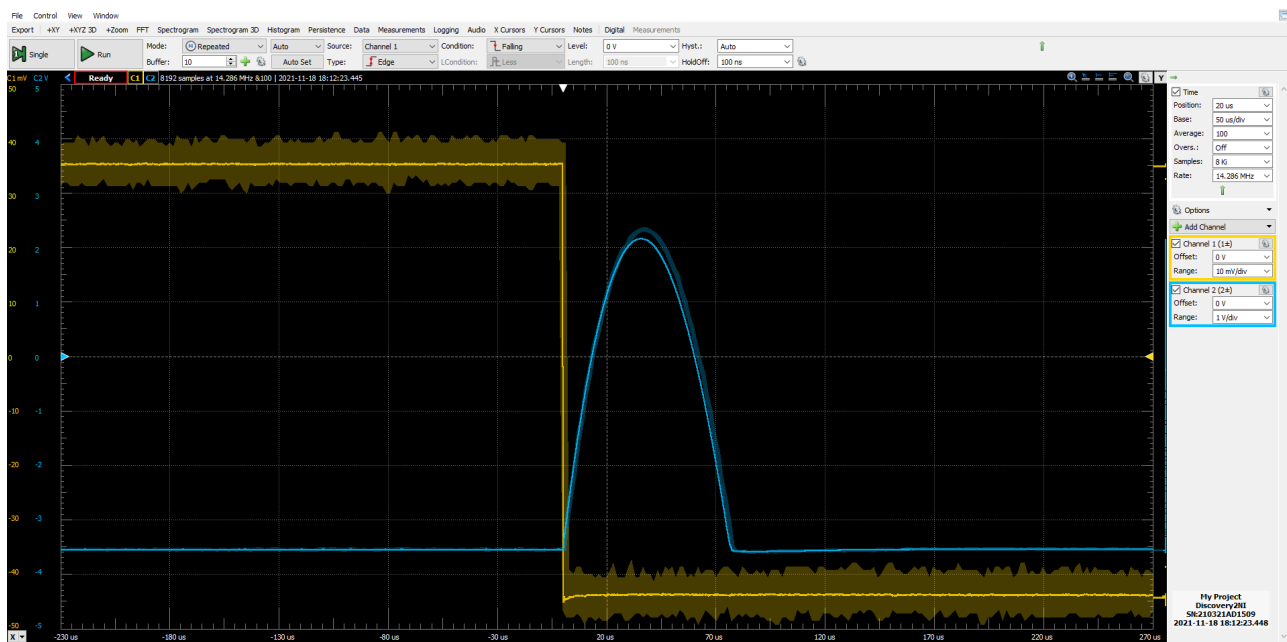


Figura 7: Acquisizione del segnale in uscita dal circuito discriminatore con un'onda quadra in ingresso $V_s = 30\text{ mV}$, $f = 100\text{ Hz}$

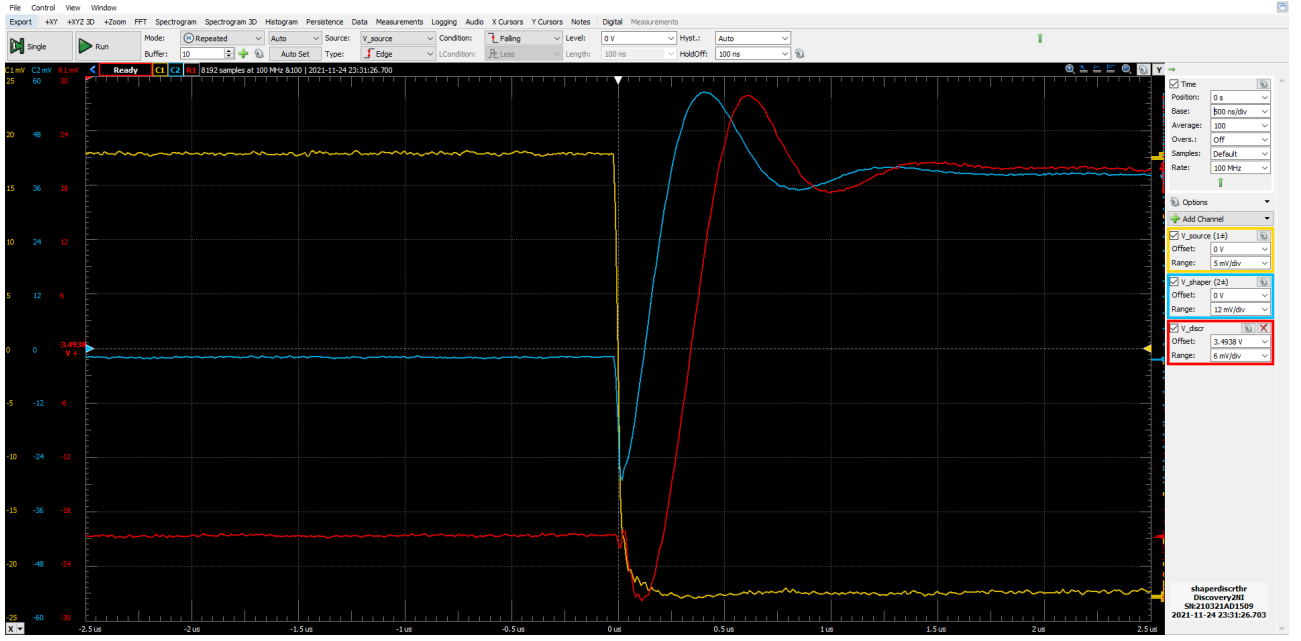


Figura 8: Acquisizione del segnale in uscita dal circuito discriminatore con un'onda quadra in ingresso $V_s = 20 \text{ mV}$, $f = 100 \text{ Hz}$

d'onda, dunque abbiamo misurato con i cursori l'ampiezza critica trovata per i due circuiti studiati:

$$V_{\text{thr}} = 40.5 \pm 0.3 \text{ mV}$$

$$V_{\text{thr}} = \pm \text{ mV}$$

1.h Confronto con i valori attesi

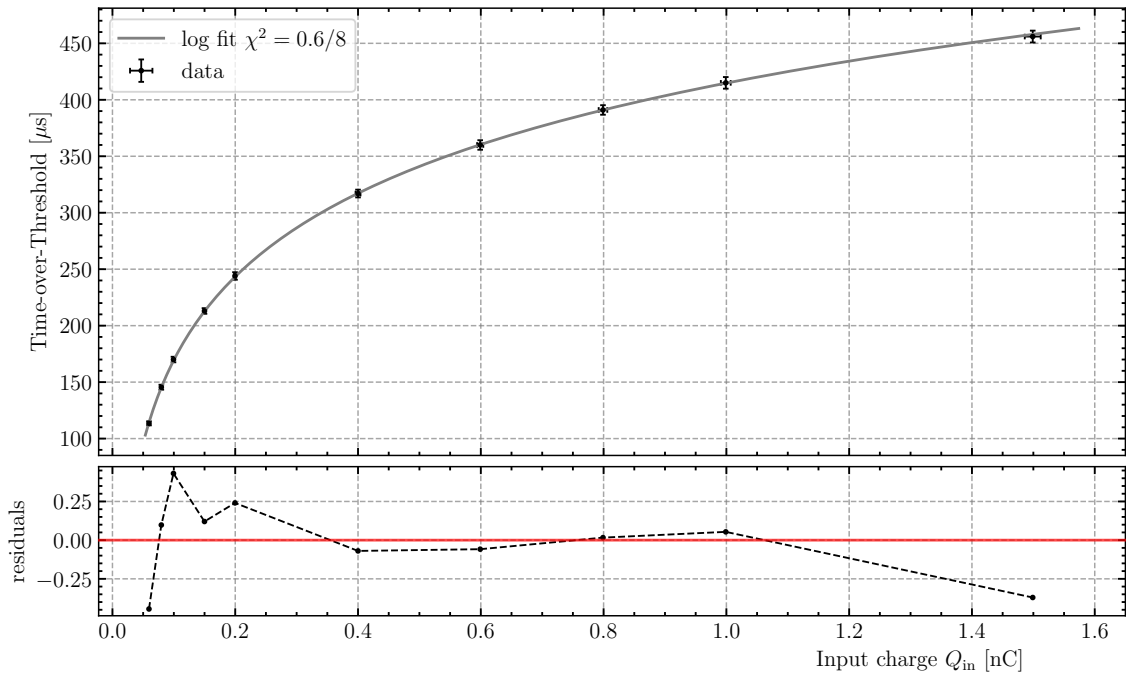


Figura 9: Fit logaritmico del ToT in funzione dell'ampiezza di carica in ingresso Q_{in}

$$V_{\text{thr}} = 40.7 \pm 0.2 \text{ mV}$$

$$\chi^2/\text{ndof} = 0.6/8$$

$$\tau = 106.51 \pm 0.3 \text{ } \mu\text{s}$$

$$\text{cov}_{\text{norm}} = 0.82$$

Ritroviamo che il valore del tempo di smorzamento τ è compatibile con il valore atteso dai componenti del circuito. e che la tensione di soglia trovata dal fit è compatibile con il valore in corrispondenza della minima ampiezza di carica.

2 Trigger di Schmitt

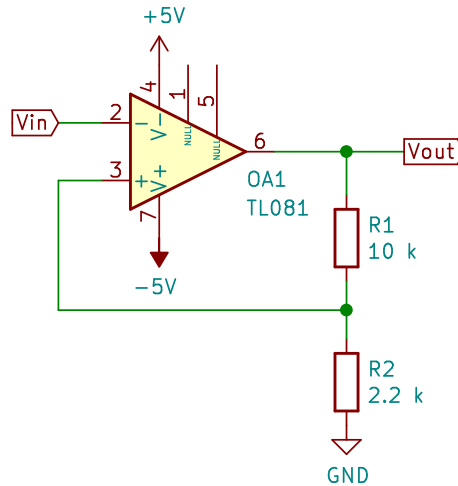


Figura 10: Schema circuitale del trigger di Schmitt costruito.

2.a Risposta ad un'onda sinusoidale

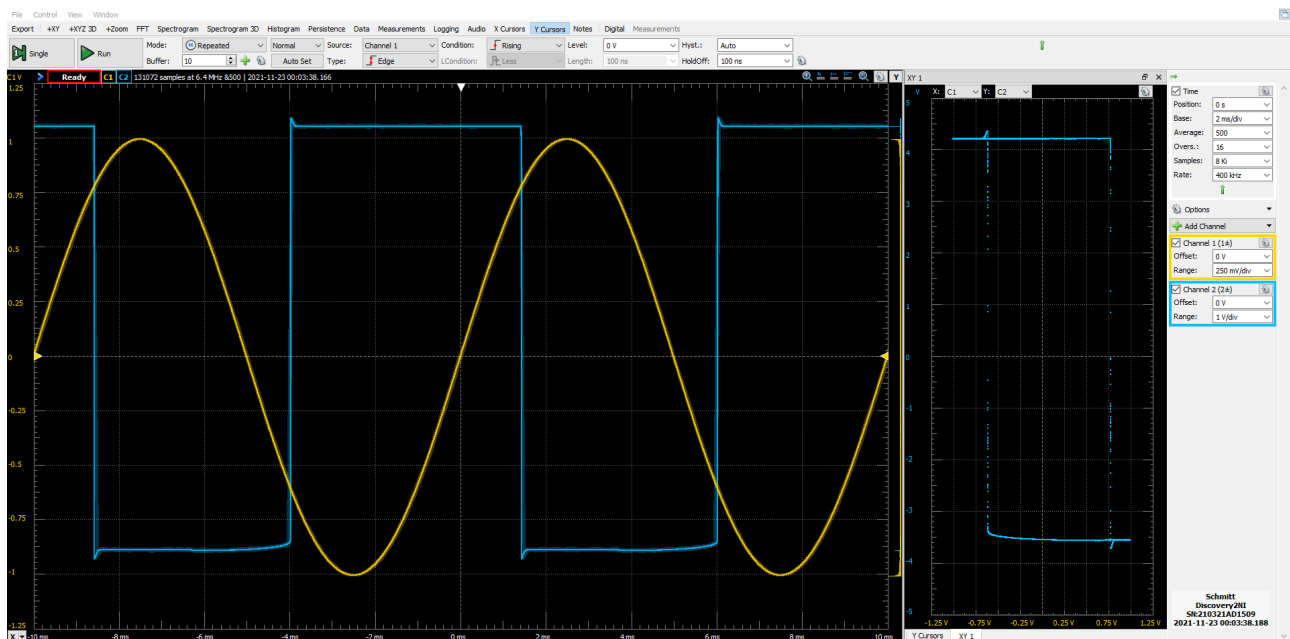


Figura 11: risposta ad un segnale sinusoidale di ampiezza 1 V e frequenza 100 Hz del trigger di schmitt

2.b Saturazione dell'OpAmp

Per il primo circuito

$$V_{OH} = 4.28 \pm 0.04 \text{ V}$$

$$V_{OL} = -3.66 \pm 0.03 \text{ V}$$

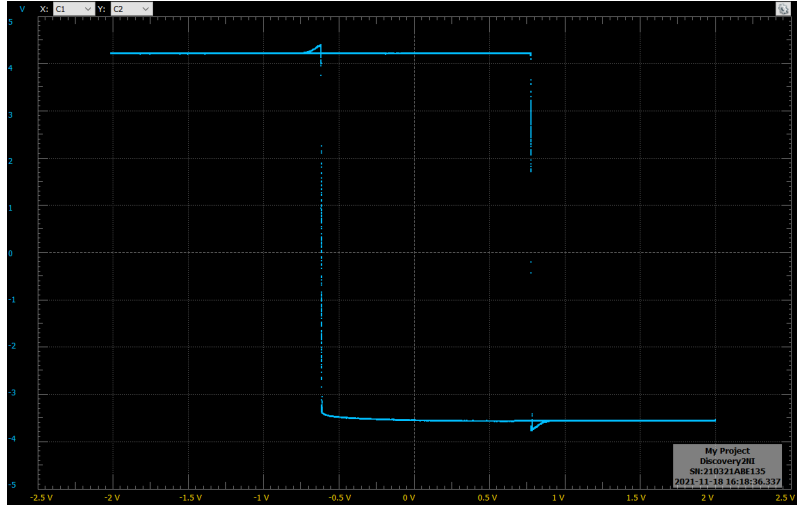


Figura 12: risposta ad un segnale sinusoidale di ampiezza 2 V e frequenza 100 Hz del trigger di schmitt, visto nel piano XY in cui il segnale in ingresso è sulle x e il segnale in uscita sulle y

Mentre per il secondo

$$V_{OH} = 4.21 \pm 0.04 \text{ V}$$

$$V_{OL} = -3.53 \pm 0.03 \text{ V}$$

2.c Tensioni di soglia e funzionamento del trigger

Abbiamo inviato in ingresso all'amplificatore un'onda sinusoidale di ampiezza $1999 \pm 15 \text{ mV}$ e frequenza $1000 \pm 16 \text{ Hz}$. Dalle intersezioni tra i due canali abbiamo misurato le transizioni basso-alto (OH) e alto-basso (OL)

$$V_{TH} = -617 \pm 5 \text{ mV}$$

$$V_{TL} = 775 \pm 6 \text{ mV}$$

Per il secondo circuito invece è stata fatta una media pesata sui punti sulle 2 linee verticali che si formano nel grafico XY (ovviamente una per ogni linea).

$$V_{TH} = 611.6 \pm 0.5 \text{ mV}$$

$$V_{TL} = 780.4 \pm 0.5 \text{ mV}$$

Supponiamo che l'OpAmp funzioni come discriminatore, cioè che la differenza tra v_+ e v_- sia tale da farlo lavorare sempre in regime non lineare. Allora vale

$$V_{\text{out}} = V_{CC} \text{sgn}(v_+ - v_-).$$

Inoltre, poiché v_+ è collegato all'uscita del partitore, abbiamo

$$v_+ = \frac{R}{R_1 + R_2} V_{\text{out}} = \beta V_{\text{out}}$$

e quindi

$$V_{\text{out}} = V_{CC} \text{sgn}(\beta V_{\text{out}} - V_s).$$

Da questa si conclude che il valore di V_{out} sarà "alto" (cioè pari a V_{CC} nel semipiano $V_{\text{out}} > \frac{V_s}{\beta}$ e "basso" nel semipiano $V_{\text{out}} < \frac{V_s}{\beta}$. La transizione avviene pertanto quando si ha

$$V_s = \pm V_{\text{sat}} \quad \text{con} \quad V_{\text{sat}} = \beta V_{CC} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

Che corrisponde ad un valore di soglia $V_{\text{sat}} = 0.90 \pm 0.03 \text{ V}$

Il feedback positivo regola il funzionamento del trigger tramite il controllo del segnale in ingresso. Se la tensione V_s è minore di V_{TH} il segnale in uscita rimane sul livello alto. Aumentando l'ampiezza del segnale in ingresso fino a superare il valore di soglia V_{TH} il circuito salta bruscamente dal segnale a livello alto a quello a livello basso. Segue un ragionamento analogo per il restante periodo dell'onda tenendo in considerazione V_{TL} , con l'ampiezza del segnale in ingresso che diminuisce fino a V_{OL}

2.d Limiti fisici del circuito

$$F_L = 92.6 \pm 0.1 \text{ kHz}$$

$$SR = 11.1 \pm 0.3 \text{ kHz}$$

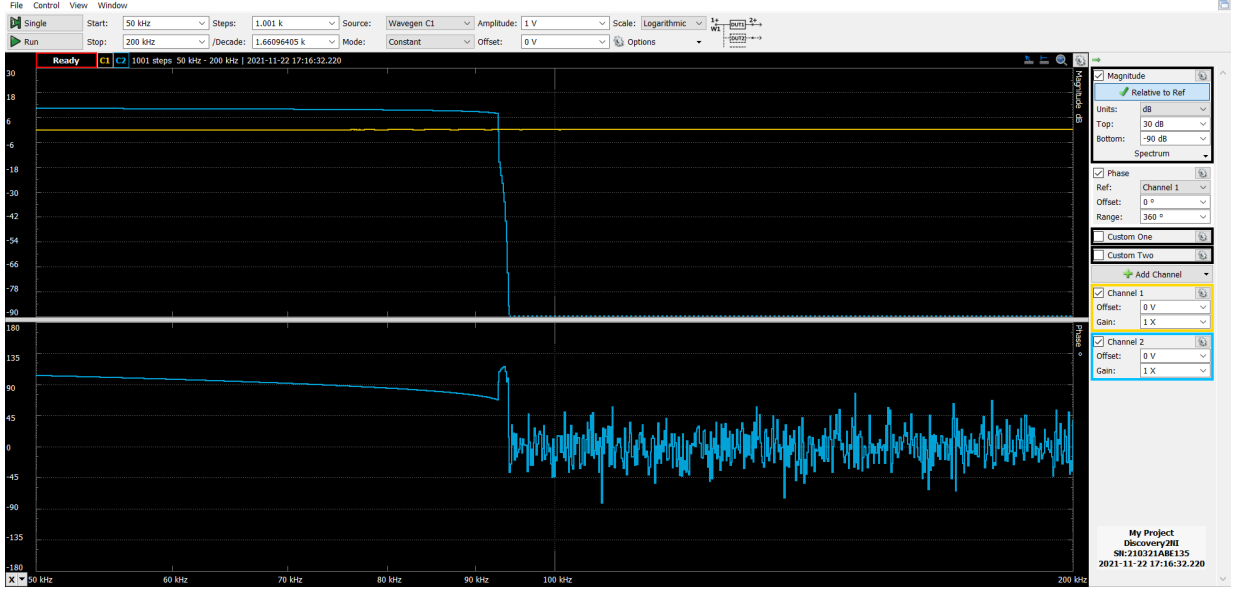


Figura 13: analisi in frequenza del trigger di schmitt, in particolare l'unico punto di interesse si trova a circa 90 kHz, punto in cui smette di funzionare

Si osserva che il circuito si comporta come discriminatore con isteresi per frequenze sufficientemente basse. Per frequenze maggiori di $\sim 10 \text{ kHz}$ la pendenza della transizione del segnale in uscita da “alto” a “basso” e viceversa comincia ad essere limitata dallo slew rate dell'OpAmp.

Il regime in cui l'OpAmp si comporta da discriminatore con isteresi è quello in cui il tempo minimo di salita e discesa è molto minore del periodo del segnale in ingresso (e in uscita)

$$T \gg 2t_{\min} \quad t_{\min} = \frac{V_{\text{out}}}{\text{SR}} \approx 0.5 \mu\text{s} \implies f \ll 1 \text{ MHz}. \quad (5)$$

Variando l'ampiezza del segnale in ingresso V_s si osserva che l'ampiezza del segnale in uscita rimane pressoché uguale fino a una soglia inferiore, al di sotto della quale diventa costante. Infatti, affinché ciò non accada il circuito deve poter compiere il ciclo di isteresi, e dunque l'ampiezza picco-picco del segnale in ingresso deve essere maggiore della base del rettangolo di isteresi:

$$V_s > 2V_{\text{sat}} =: V_{s,\min}.$$

Sperimentalmente, si misura come ampiezza in ingresso minima

3 Multivibratore astabile

3.a Funzionamento del circuito

Il circuito in figura 14 funziona come un trigger di Schmitt collegato in input ad un filtro passa-basso RC. Il condensatore C_1 si carica fino a raggiungere il livello della tensione dell'ingresso non invertente, a questo punto l'OpAmp scatta, la tensione nell'ingresso non invertente scende e il condensatore comincia a scaricarsi fino a quando il livello della tensione ai capi del condensatore non raggiunge quello presente all'ingresso non invertente. Il ciclo dunque si ripete generando un'onda quadra il cui periodo di oscillazione è quindi il doppio del tempo caratteristico $\tau = R_3 C_1$ in cui il condensatore è in grado di caricarsi/scaricarsi.

$$q = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

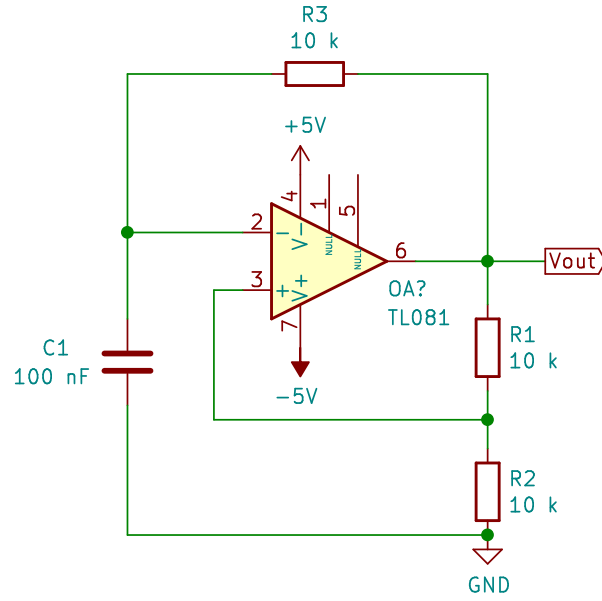


Figura 14: Schema circuitale del multivibratore astabile costruito.

$$t_H = \tau \ln \left(\frac{1 - q \frac{V_{OL}}{V_{OH}}}{1 - q} \right) \quad (6)$$

$$t_L = \tau \ln \left(\frac{1 - q \frac{V_{OH}}{V_{OL}}}{1 - q} \right) \quad (7)$$

$$T = 2R_3C_1 \ln \left(\frac{1 + q}{1 - q} \right) = t_H + t_L \quad (8)$$

3.c Studio dei segnali in ingresso e uscita

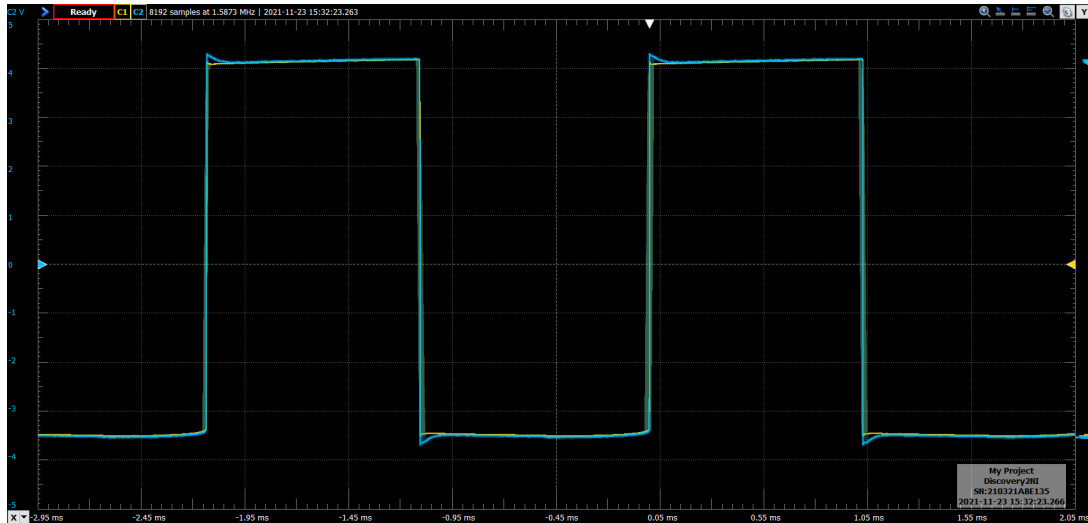


Figura 15: Grafico segnale in V_+ e segnale in V_{out}

Osservando il segnale in uscita V_{out} ci si aspetta di osservare un'onda quadra di ampiezza picco-picco ≈ 8 V e periodo 2.15 ± 0.03 ms e duty cycle 50%. Osservando V_+ ci si aspetta un segnale identico a V_{out} , ma ridotto di un fattore $\beta \approx 0.5$. Osservando V_- , infine, ci si aspetta di vedere un segnale "a pinna di squalo", caratteristico del processo di carica/scarica di un condensatore, con la stessa ampiezza picco-picco di V_+ .

3.d Misure di periodo e duty cycle

$$DC = 0.482 \pm 0.013$$

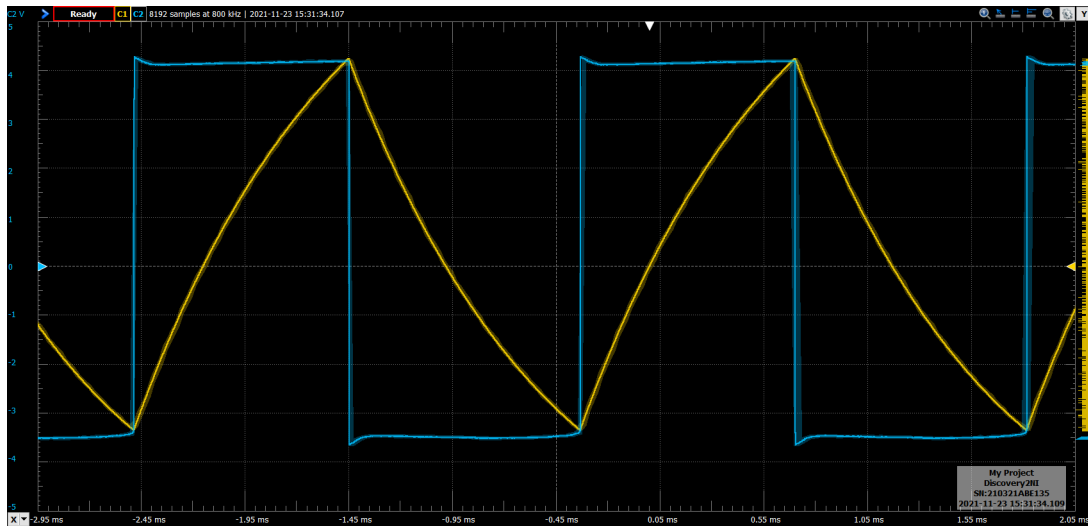


Figura 16: Grafico segnale in V_- e segnale in V_{out}

$$T = 2.15 \pm 0.02\text{ms}$$

$$T_{atteso} = 2.17 \pm 0.09\text{ms}$$

3.e Limite massimo in frequenza del generatore

Riducendo di metà il valore della resistenza R_3 o riducendo di metà il valore della capacità C_1 notiamo un raddoppiamento della frequenza del treno d'impulsi generato dovuto ad un dimezzamento del tempo caratteristico di carica/scarica $\tau = R_3 C_1$.

Quando il valore del periodo diventa dell'ordine del μs , il tempo che lo slew rate impiega per fare un salto di circa 8V, non otteniamo più in uscita un'onda quadra perché l'OpAmp non riesce a passare in tempo da uno stato all'altro.

4 Multivibratore monostabile

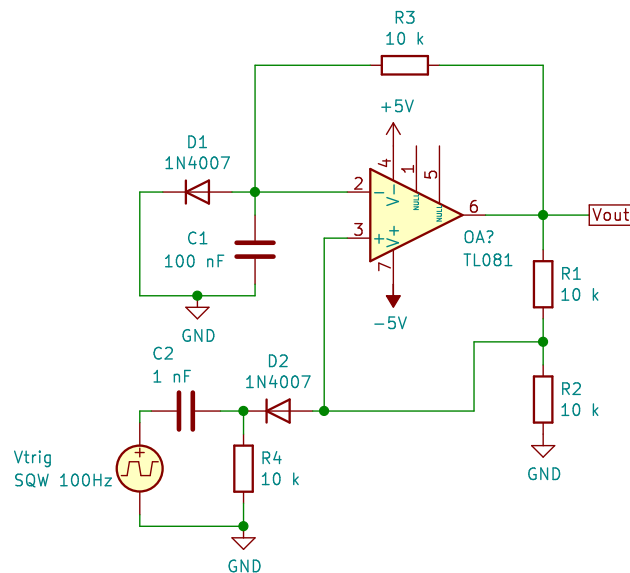


Figura 17: Schema circuitale del multivibratore monostabile costruito.

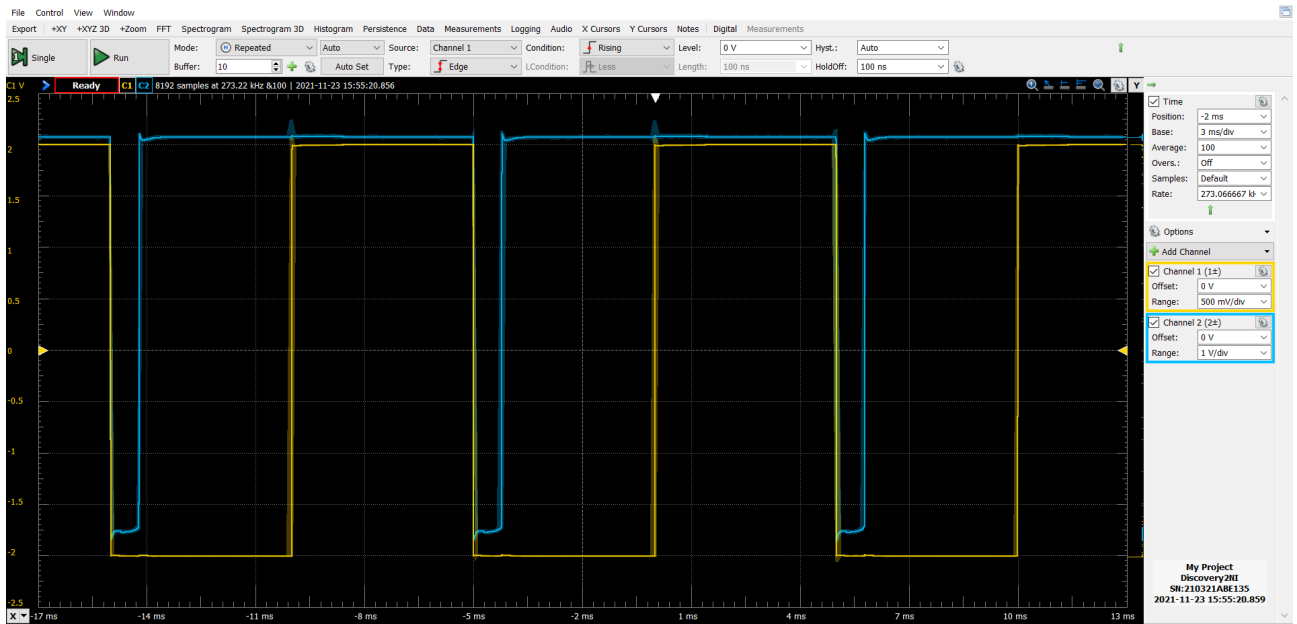


Figura 18: Grafico segnale in ingresso e V_{out}



Figura 19: Grafico segnale in V_+ e V_{out}

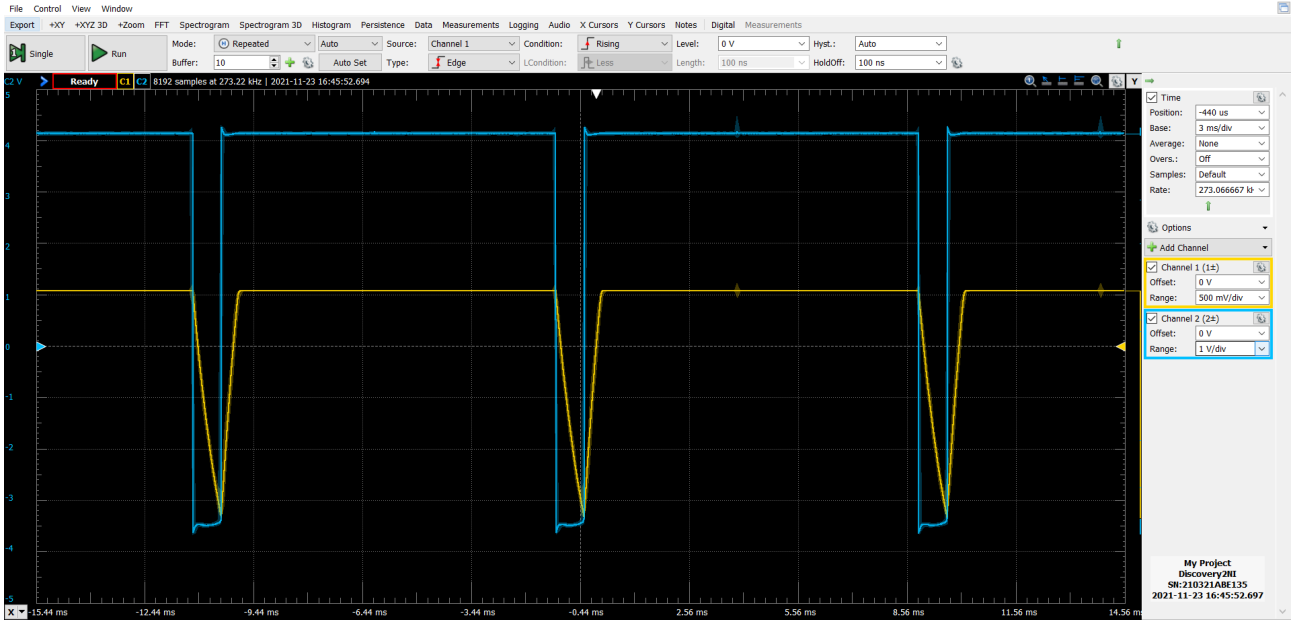


Figura 20: Grafico segnale in V_- e V_{out}

4.a Studio dei segnali in ingresso e uscita

I segnali osservati riproducono qualitativamente quanto atteso. In particolare, per V_{out} si osserva un'onda quadra con duty cycle, per V_- un segnale analogo a V_{out} ma ridotto di un fattore $\frac{R_2}{R_2+R_1} \simeq 0.5$.

Si è misurato il tempo per cui il segnale V_{out} rimane “basso” in ogni periodo:

Il valore atteso è

$$t_{L,exp} = \tau \log \left[\left(1 + \frac{V_\gamma}{V_{out}/2} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] \quad (9)$$

riportato senza incertezza data la natura nominale e indicativa del parametro $V_\gamma \simeq 0.7$ V. Il valore Δt_{exp} risulta comparabile con quello misurato.

In assenza del sotto-circuito di trigger, il sistema presenta un solo stato stabile in cui $V_{out} = V_\gamma + V_z$. Come nel caso del multivibratore astabile, V_{out} può assumere solo come valori $\pm V_\gamma + V_z$. Se il condensatore è inizialmente scarico e se è $V_{out} = V_\gamma + V_z$ allora il condensatore C si carica fino a quando la caduta ai suoi capi è V_γ essendo in parallelo ad un diodo; essendo quindi $V_+ \sim V_\gamma \simeq 0.7$ V e $V_- = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{out} \simeq 0.5 \times 7$ V = 4 V, l'uscita rimane “alta”. Se il condensatore è inizialmente carico (con caduta ai capi pari a V_γ) e se è $V_{out} = -(V_\gamma + V_z)$, allora si scarica fintanto che è $V_- > V_+ \simeq -4$ V: a questo, essendo l'OpAmp in regime di saturazione, l'uscita passa a $V_{out} = V_\gamma + V_z$ e il condensatore si carica come descritto sopra, ripristinando la condizione $V_+ \sim V_\gamma$.

Il sotto-circuito di trigger, formato dal passa-alto con il diodo in cascata, ha la funzione di “sovrapporre” a V_+ dei picchi di differenza di potenziale negativa che portano il circuito nella configurazione instabile sopra descritta, che, dopo un tempo caratteristico dato dall'equazione (??) torna nella configurazione stabile.

Come si può vedere in Figura ??, quanto osservato sperimentalmente riproduce qualitativamente quanto descritto

4.b Durata dell'impulso generato

$$V_{S-} = 3.49 \pm 0.03V$$

$$V_{OL} = \frac{V_{S-}}{\beta} = 6.95 \pm 0.10V$$

$$\Delta = R_3 C_1 \ln \left(\frac{1 - \frac{V_\gamma}{V_{OL}}}{1 - \beta} \right) = 0.78 \pm 0.03ms$$

Dalla misura diretta ricavo

$$\Delta = 779 \pm 10 \mu s$$

4.c Analisi del funzionamento del circuito

a discesa di V_{trig} causa l'impulso in V_{out} . La risalita in V_{out} accade quando V_{trig} è costante, prima che torni "alto". Tale risalita avviene infatti nel momento in cui V_- assume il valore minimo che fa "scattare" il discriminatore.

Si tiene fissa l'ampiezza di V_{trig} e se ne varia la frequenza. Si osserva che la durata dell'impulso in V_{out} risulta (entro gli errori di misura) indipendente dalla frequenza del segnale in ingresso, fino a quando la durata di tale impulso è minore del periodo di V_{trig} . Al di sopra di tale frequenza critica (sperimentalmente $f \sim 1000$ Hz) il circuito smette di funzionare correttamente.

Si tiene la frequenza di V_{trig} e se ne varia l'ampiezza. La durata dell'impulso in V_{out} risulta (entro gli errori di misura) indipendente dall'ampiezza del segnale in ingresso fintanto V_{trig} è maggiore di una certa soglia. Si osserva sperimentalmente che al di sotto di $V_{\text{trig}} \sim 4$ V il circuito rimane nella configurazione stabile. Infatti se V_{trig} è minore di una certa soglia ci aspettiamo che V_+ , dato dalla sovrapposizione dell'impulso prodotto dal sotto-circuito di trigger e del segnale uscente dal partitore, non sia abbastanza grande da rendere $V_+ - V_-$ negativo e far scattare il discriminatore.

Conclusioni e commenti finali

Si è riusciti a costruire e studiare alcuni dei circuiti più comuni che si possono realizzare con un amplificatore operazionale, tra cui: due filtri attivi, passa-basso e passa-alto, un amplificatore di tensione invertente (e uno non). In particolare siamo riusciti ad apprezzare il differente comportamento dei circuiti (anche in regime non lineare) dare una stima di guadagno, impedenza di ingresso e frequenze caratteristiche della loro risposta in frequenza.

Dichiarazione

I firmatari di questa relazione dichiarano che il contenuto della relazione è originale, con misure effettuate dai membri del gruppo, e che tutti i firmatari hanno contribuito alla elaborazione della relazione stessa.

Appendice

Consideriamo il sotto-circuito formato dal condensatore C_T e dal circuito di formazione. La funzione di trasferimento che lega V_s a V_{sh} è data di fatto da quella di un amplificatore invertente con impedenze complesse: in trasformata di Laplace

$$\tilde{A}(s) = -\frac{\left(\frac{1}{R_1} + sC_F\right)^{-1}}{\frac{1}{sC_T}} = -\frac{C_T}{C_F} \frac{s}{s + \frac{1}{\tau}}$$

con $\tau := R_1 C_F$. In ingresso abbiamo un'onda quadra di periodo $2T$ (che prendiamo nulla per tempi negativi) che possiamo scrivere come

$$V_{in}(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k f(t - kT) \quad \text{dove} \quad f(t) = V_s [\theta(t) - \theta(t - T)]$$

In trasformata di Laplace si ha

$$\tilde{f}(s) = V_s \left[\frac{1}{s} - \frac{e^{-sT}}{s} \right]$$

da cui

$$\tilde{V}_{in}(s) = \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k \tilde{f}(s) e^{-kTs} = \tilde{f}(s) \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k e^{-kTs}$$

La risposta del circuito in trasformata è

$$\tilde{V}_{sh}(s) = \tilde{A}(s) \tilde{V}_{in}(s) = \tilde{A}(s) \tilde{f}(s) \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k e^{-kTs} = \tilde{g}(s) \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k e^{-kTs} = \mathcal{L} \left[\sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k g(t - kT) \right] (s)$$

Ora

$$\tilde{g}(s) = -V_s \frac{C_T}{C_F} \left[\frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} - \frac{e^{-sT}}{s + \frac{1}{\tau}} \right]$$

da cui, anti-trasformando

$$g(t) = -V_s \frac{C_T}{C_F} \left[e^{-t/\tau} \theta(t) - e^{-(t-T)/\tau} \theta(t - T) \right]$$

Ma allora la risposta del circuito nel dominio del tempo è

$$\begin{aligned} V_{sh}(t) &= -V_s \frac{C_T}{C_F} \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k e^{-\frac{t-kT}{\tau}} \theta(t - kT) - \sum_{k=0}^{+\infty} (-1)^k e^{-\frac{t-(k+1)T}{\tau}} \theta(t - (k+1)T) \right\} \\ &= -V_s \frac{C_T}{C_F} \left\{ e^{-\frac{t}{\tau}} \theta(t) - 2 \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k e^{-\frac{t-kT}{\tau}} \theta(t - kT) \right\} \end{aligned}$$

ovvero, ignorando il transiente iniziale e supponendo $\tau \ll T^1$,

$$\begin{aligned} V_{sh}(t) &\approx 2V_s \frac{C_T}{C_F} \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k e^{-\frac{t-kT}{\tau}} \theta(t - kT) \\ &\approx 2V_s \frac{C_T}{C_F} \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k e^{-\frac{t-kT}{\tau}} \chi_{[kT, (k+1)T]}(t) \end{aligned} \tag{10}$$

¹La buona definizione della somma è assicurata dal fatto che (tralasciando le costanti fisiche)

$$\sum_{k \geq 0} \theta(t - k) e^{-(t-k)} = \sum_{k=0}^{\lfloor t \rfloor} e^{-(t-k)} \leq \frac{e}{e-1} e^{-\{t\}}.$$