

# Es05A: Applicazioni non-lineari di amplificatori operazionali

Gruppo 1.AC  
Matteo Rossi, Bernardo Tomelleri

27 novembre 2021

## Misura componenti dei circuiti

Resistenze [k $\Omega$ ]	$R$	$\sigma R$	Capacità [nF]	$C$	$\sigma C$
$R_1^Q$	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 [ $\Omega$ ]	$R$	$\sigma R$	Capacità [nF]	$C$	$\sigma C$
$R_1^Q$	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  $7 \pm 1$  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”.

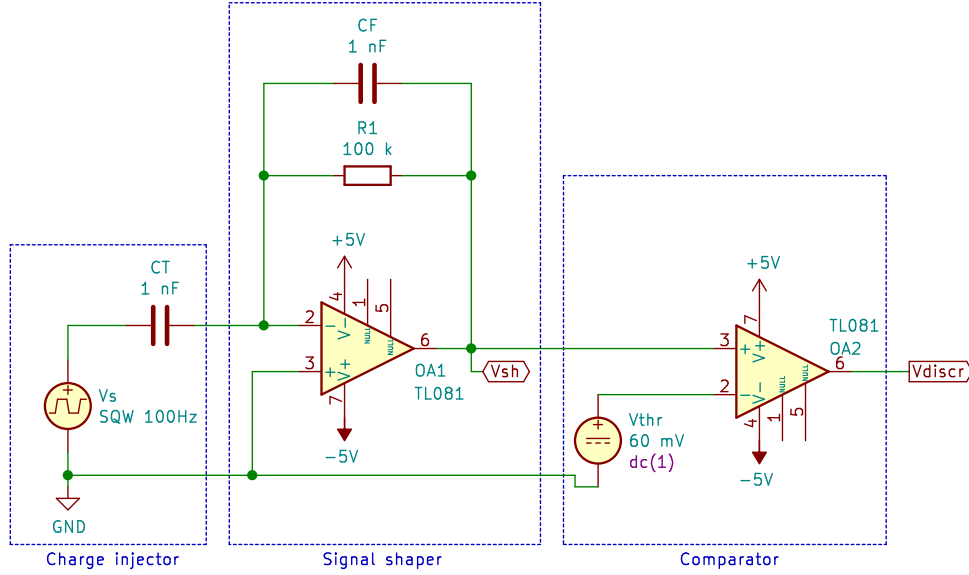


Figura 1: Schema circuitale dell'amplificatore di carica costruito.

### 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.

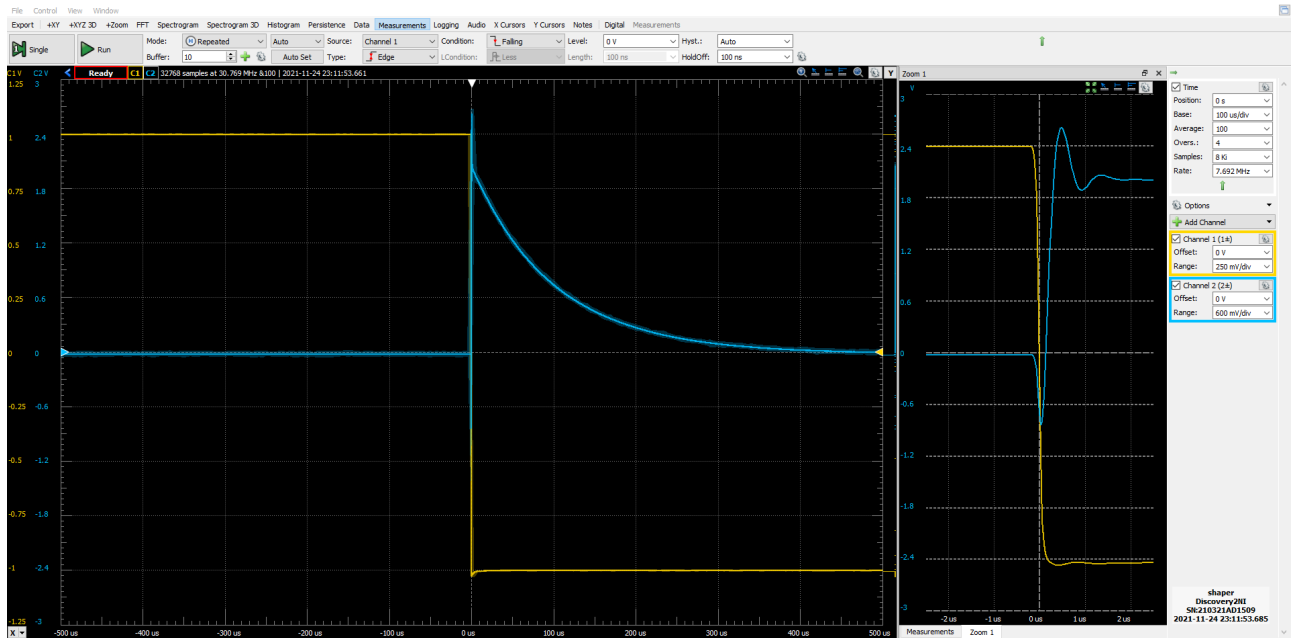


Figura 2: Acquisizione del segnale in uscita dal circuito formatore con un'onda quadra in ingresso  $V_s = 1 \text{ V}$ ,  $f = 100 \text{ Hz}$

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 $\Omega$ , 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

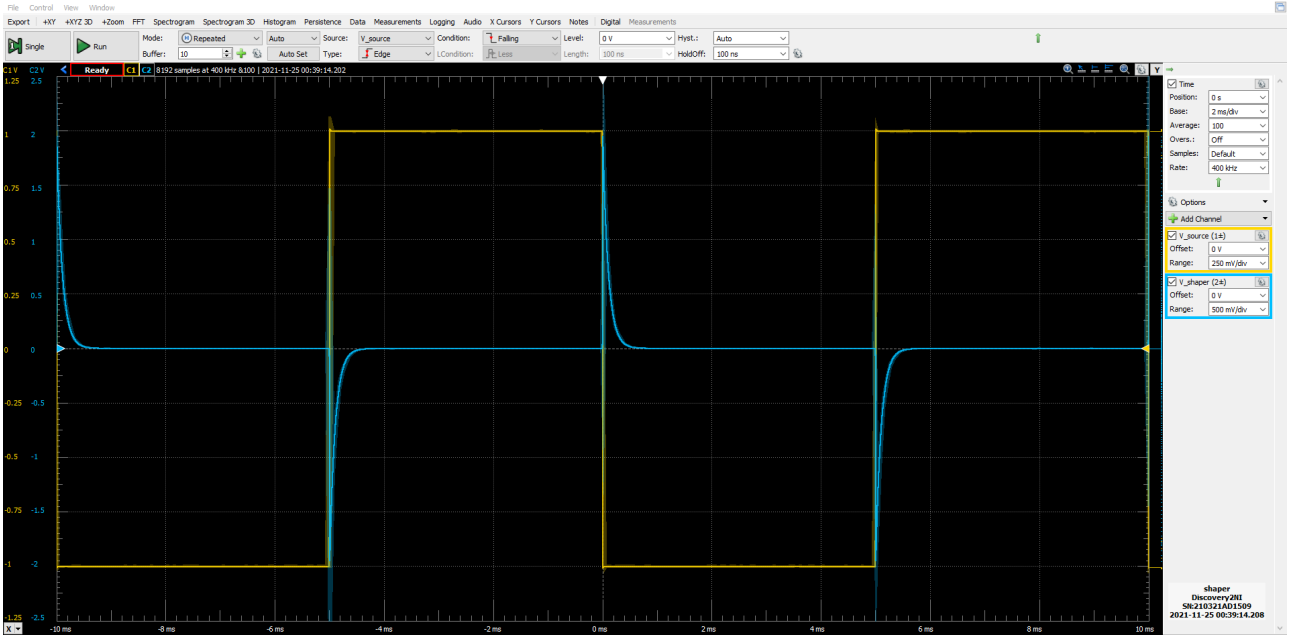


Figura 3: Onda quadra in ingresso  $V_s = 1$  V,  $f = 100$  Hz su CH1 e segnale in uscita dal circuito formatore  $V_{sh}$  su CH2.

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  $\tau$  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  $V_s^{pp}$ )

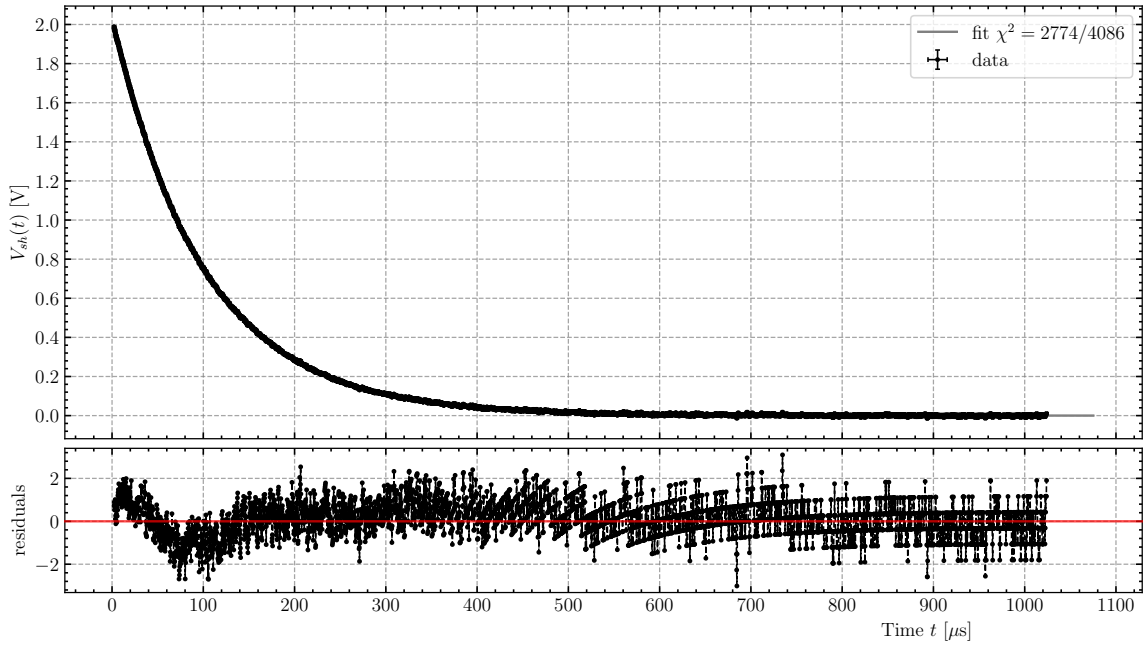


Figura 4: Fit con esponenziale decrescente al segnale in uscita dal circuito formatore  $V_{sh}$

- 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  $\pm 5$  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.

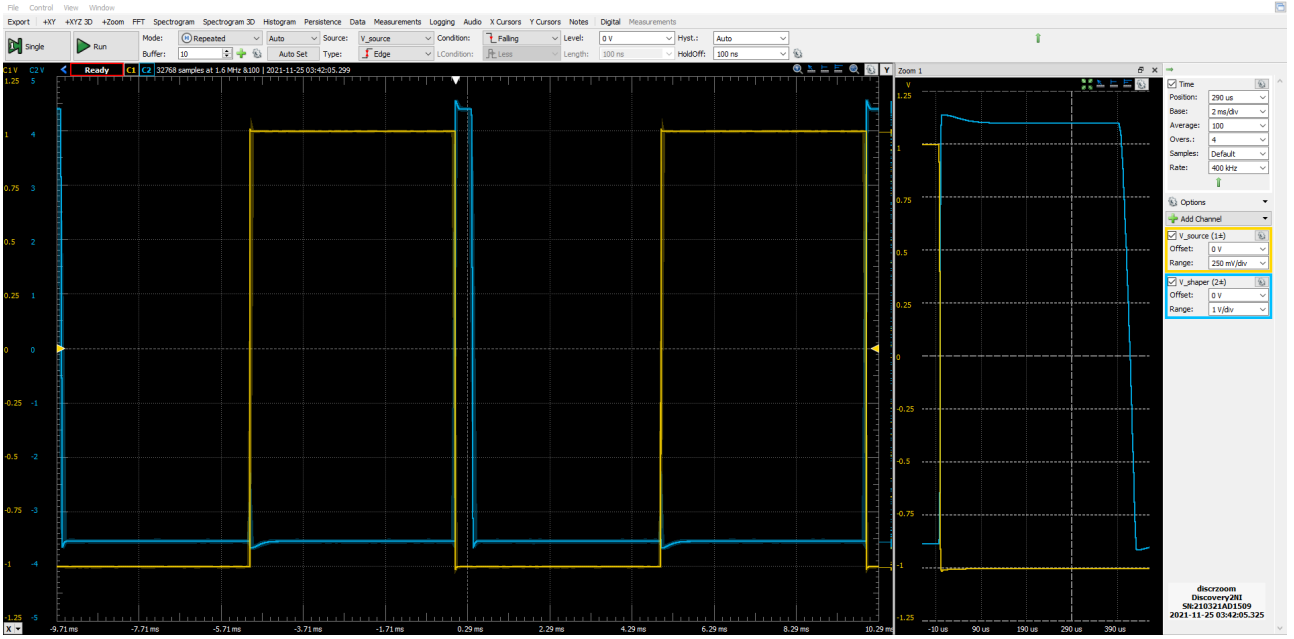


Figura 5: Acquisizione del segnale in uscita dal circuito comparatore con un'onda quadra in ingresso  $V_s = 1\text{ V}$ ,  $f = 100\text{ Hz}$

### 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

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

Che, come ci aspettavamo risulta, minore della durata dell'impulso trovata per via della sovrastima sistematica introdotta dal nostro metodo di misura, ma comunque compatibile entro 2 barre d'errore.

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

Provando con varie ampiezze del segnale in ingresso  $V_s$ , il comportamento osservato per i due circuiti è essenzialmente lo stesso: per ampiezze maggiori dei  $50\text{ mV}$  non sono presenti particolari deformazioni nel segnale in uscita rispetto all'impulso atteso in uscita dal comparatore;

Riducendo l'ampiezza al di sotto dei  $50\text{ mV}$  il segnale in uscita inizia a deformarsi, assumendo la forma di una parabola con concavità rivolta verso il basso, la cui tensione massima raggiunta diminuisce in maniera proporzionale all'ampiezza in ingresso.

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

Il fronte di salita all'uscita del discriminatore è sicuramente limitato dallo slew rate finito dell'amplificatore, per cui effettivamente ci aspettiamo un tempo di salita dell'impulso in ingresso dell'ordine dei

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

Mentre il fronte di discesa è meno ripido perché corrisponde alla transizione del discriminatore sulla discesa esponenziale di  $V_{sh}(t)$ , che ha una derivata "piccola" in prossimità della soglia. Questo infatti lascia presumere che esista un intervallo temporale durante il quale l'uscita di  $V_{discr}(t)$  è in regime lineare.

A testimonianza di questa possibile transizione al regime lineare abbiamo studiato la forma del segnale in uscita, per ampiezze dell'onda quadra prossime alla soglia. In cui è possibile riconoscere il transiente in uscita dallo shaper visto in 2 amplificato dal secondo OpAmp in regime lineare.

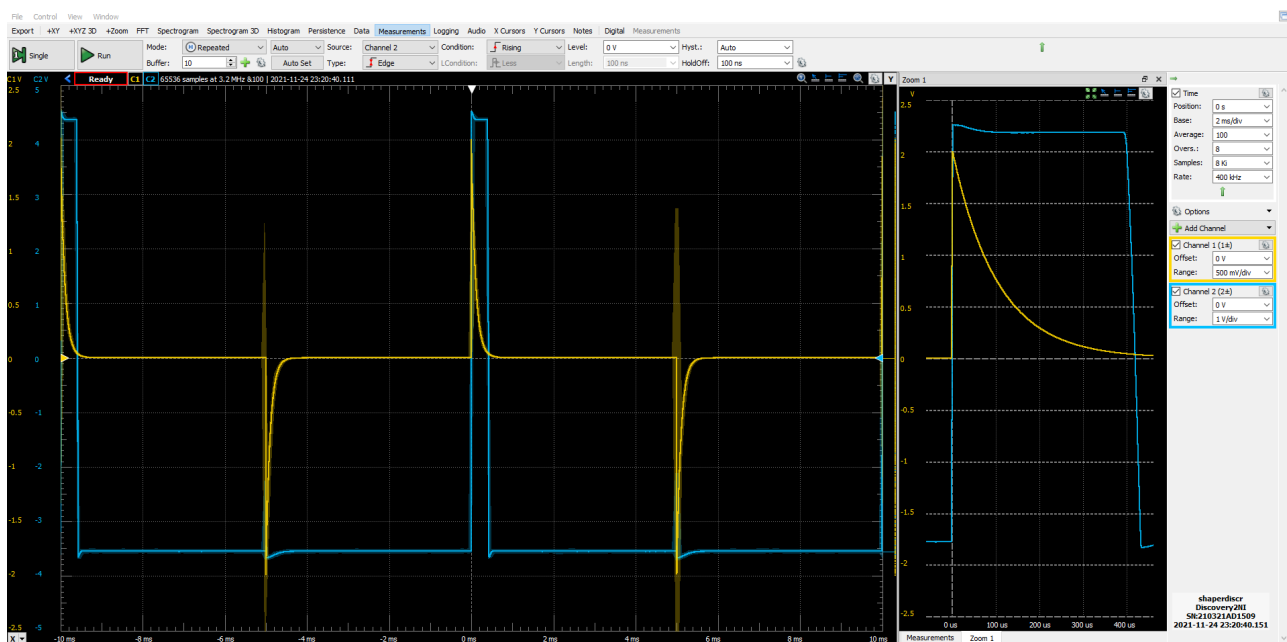


Figura 6: Acquisizione del segnale in uscita dal circuito discriminatore con un'onda quadra in ingresso  $V_s = 1\text{ V}$ ,  $f = 100\text{ Hz}$

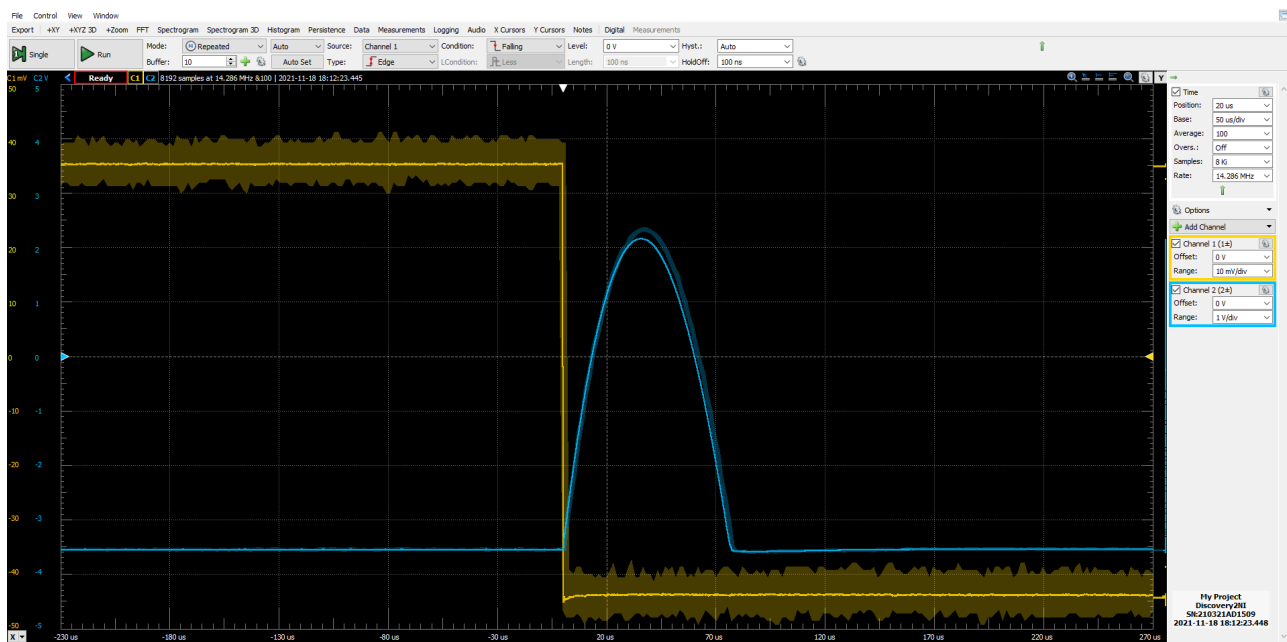


Figura 7: Acquisizione del segnale in uscita dal circuito discriminatore con un'onda quadra in ingresso  $V_s = 30\text{ mV}$ ,  $f = 100\text{ Hz}$

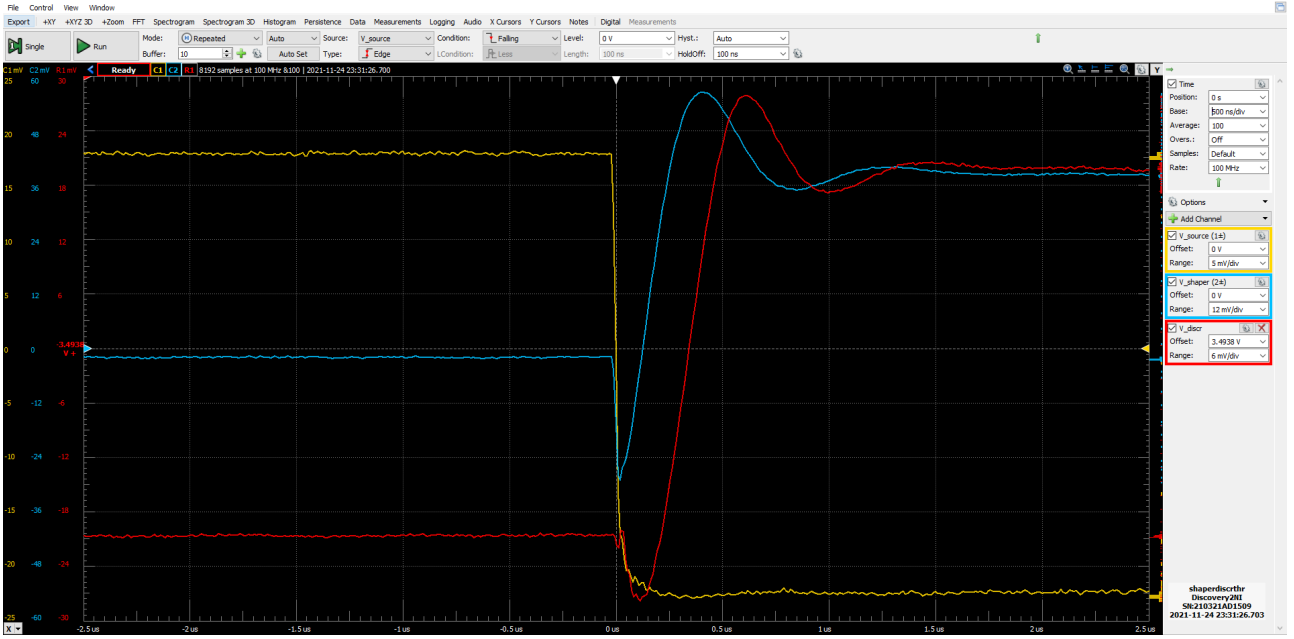


Figura 8: Acquisizione del segnale in uscita dal circuito discriminatore con un'onda quadra in ingresso  $V_s = 20 \text{ mV}$ ,  $f = 100 \text{ Hz}$

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

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

$$V'_{\min} = 43.6 \pm 0.4 \text{ mV}$$

che corrispondono alle quantità di carica minima per gli amplificatori di  $Q_{\min} = C_T \cdot 2V_{\min} = \{80, 87\} \pm 3 \text{ pC}$ .

### 1.h Confronto con i valori attesi

Abbiamo eseguito un fit con legge logaritmica per l'andamento delle misure del Time-over-Threshold al variare dell'ampiezza di carica in ingresso  $Q_{\text{in}}$ , di cui riportiamo i risultati

$$\begin{aligned} V_{\text{thr}} &= 40.7 \pm 0.2 \text{ mV} & \tau &= 106.51 \pm 0.3 \text{ } \mu\text{s} \\ \chi^2/\text{ndof} &= 0.6/8 & \text{cov}_{\text{norm}} &= 0.82 \end{aligned}$$

Ritroviamo che il valore del tempo di smorzamento  $\tau$  è compatibile con il valore atteso dai componenti del circuito. e che la tensione di soglia trovata dal fit è compatibile con il valore di ampiezza del segnale in ingresso  $V_{\min}$  corrispondente alla minima ampiezza di carica del punto precedente.

## 2 Trigger di Schmitt

Abbiamo costruito un trigger di Schmitt a partire dall'OpAmp TL081CP

### 2.a Risposta ad un'onda sinusoidale

Abbiamo inviato all'ingresso invertente dell'OpAmp un'onda sinusoidale di ampiezza  $V_s = 999 \pm 8 \text{ mV}$  e frequenza  $f = 100.0 \pm 1.6 \text{ Hz}$ . Si osserva immediatamente che né le due tensioni di saturazione, né tantomeno le tensioni di soglia sono uguali in valore assoluto. È per questo motivo che l'onda quadra in uscita dal trigger ha una componente continua positiva, quindi la sua traccia visualizzata all'oscilloscopio risulta traslata verso l'alto.

La stessa asimmetria si riscontra nel grafico XY dei segnali in ingresso e uscita dal circuito, in cui le 2 rette di transizione verticali corrispondono ai valori delle tensioni di soglia  $V_{TL}$  e  $V_{TH}$  del trigger. Queste non sono simmetriche rispetto a 0 V, ma risultano traslate verso destra.

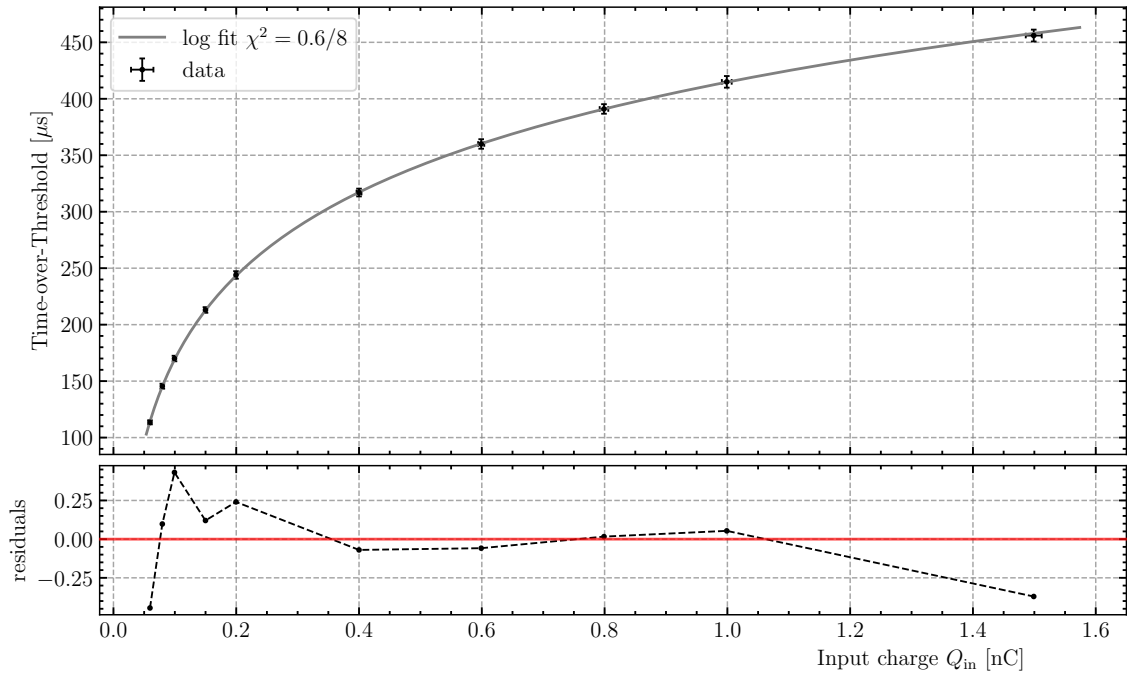


Figura 9: Fit logaritmico del  $ToT$  in funzione dell'ampiezza di carica in ingresso  $Q_{in}$

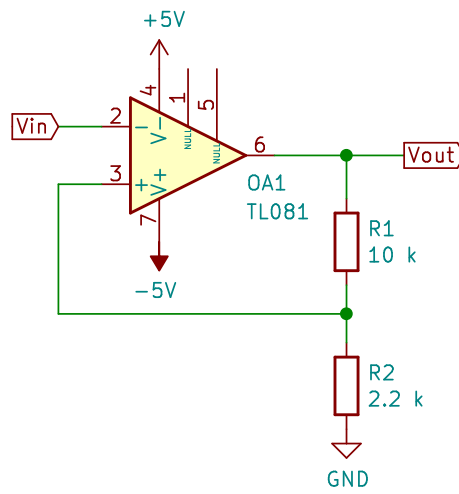


Figura 10: Schema circuitale del trigger di Schmitt costruito.



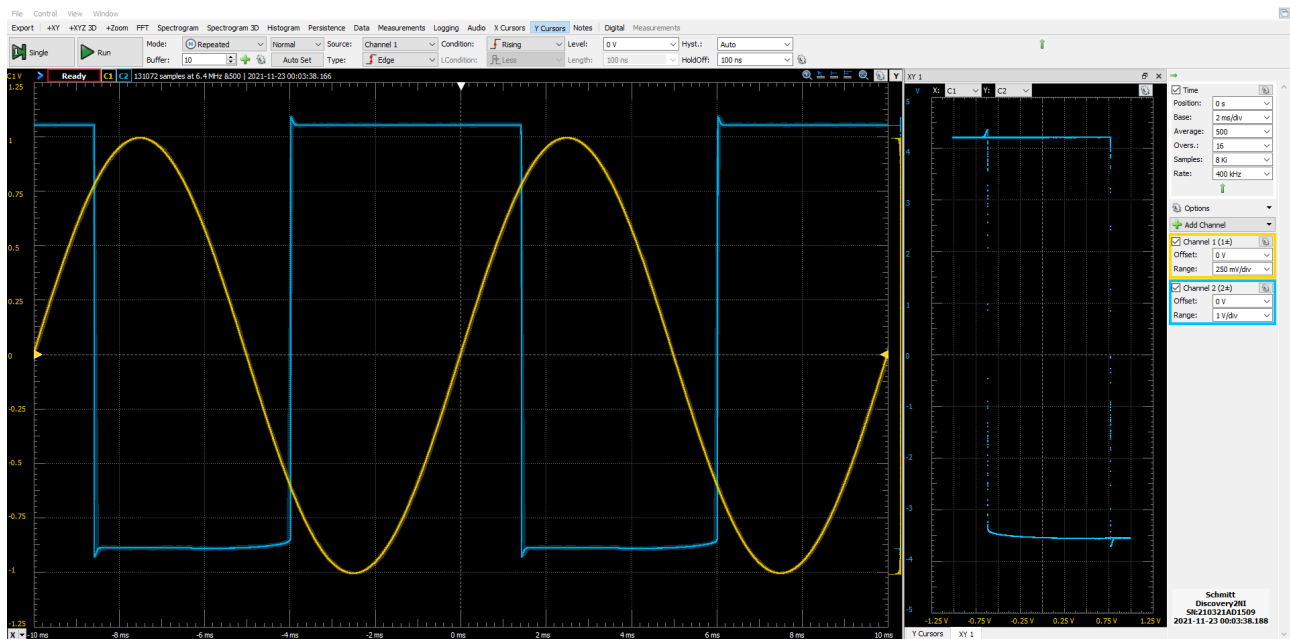


Figura 11: Risposta del trigger di Schmitt ad un segnale sinusoidale di ampiezza  $V_s = 1$  V e frequenza  $f = 100$  Hz.

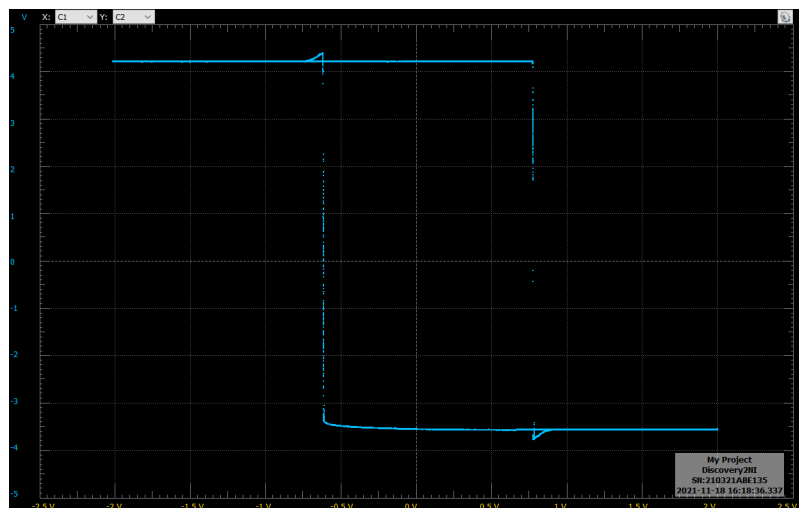


Figura 12: Visualizzazione XY del seno di ampiezza  $V_s = 2$  V e frequenza 100 Hz in ingresso e del segnale in uscita dal trigger di Schmitt.

## 2.b Saturazione dell'OpAmp

Abbiamo misurato le tensioni di saturazione dell'OpAmp direttamente dai valori alto  $V_{OH}$  e basso  $V_{OL}$  - pressoché costanti- che assume l'onda quadra in uscita dal trigger tramite i cursori:

$$\begin{aligned}V_{OH} &= 4.28 \pm 0.04 \text{ V} \\V_{OL} &= -3.66 \pm 0.03 \text{ V}\end{aligned}$$

Per il secondo circuito abbiamo trovato, allo stesso modo

$$\begin{aligned}V_{OH} &= 4.21 \pm 0.04 \text{ V} \\V_{OL} &= -3.53 \pm 0.03 \text{ V}\end{aligned}$$

## 2.c Tensioni di soglia e funzionamento del trigger

Ora abbiamo inviato in ingresso al circuito (nonché all'ingresso invertente dell'OpAmp) un'onda sinusoidale di ampiezza  $1999 \pm 15 \text{ mV}$  e frequenza fissata a  $1000 \pm 16 \text{ Hz}$ .

Dalle intersezioni tra i canali in ingresso ed uscita abbiamo misurato le tensioni per cui si verificano le transizioni basso-alto  $V_{TH}$  e alto-basso  $V_{TL}$  nel primo trigger

$$\begin{aligned}V_{TH} &= -617 \pm 5 \text{ mV} \\V_{TL} &= 775 \pm 6 \text{ mV}\end{aligned}$$

Per il secondo circuito invece abbiamo preso una media pesata dei punti che giacciono sulle 2 linee verticali che si formano nelle transizioni del ciclo di isteresi visto nel grafico XY di fig. 12.

$$\begin{aligned}V_{TH} &= -611.6 \pm 0.5 \text{ mV} \\V_{TL} &= 780.4 \pm 0.5 \text{ mV}\end{aligned}$$

Supponiamo che l'OpAmp si comporti come il comparatore/discriminatore già visto nell'amplificatore di carica, quindi che la differenza  $v_d = v_+ - v_-$  sia abbastanza grande da far sì che si trovi sempre in regime non lineare. In piena analogia con quanto discusso nella sezione 1.d, come segnale in uscita dal comparatore ci aspettiamo

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

Inoltre, dal momento che l'ingresso non-invertente è collegato all'uscita del partitore di tensione costituito da  $R_1$  e  $R_2$ , abbiamo

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

dove abbiamo implicitamente definito il coefficiente di partizione  $\beta := \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ . Quindi mettendo tutto insieme

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

Da cui vediamo che la tensione in uscita dal comparatore sarà al livello “alto” (cioè  $V_{\text{out}} = V_{CC}$  nel semipiano  $V_{\text{out}} > V_s/\beta$  e “basso” (cioè  $V_{\text{out}} = -V_{CC}$ ) nel semipiano  $V_{\text{out}} < V_s/\beta$ . Queste condizioni definiscono la tensione di soglia per cui ci aspettiamo avvengano le transizioni:  $V_s = \pm V_{\text{trn}}$ , cioè

$$V_{\text{trn}} = \beta V_{CC} = \frac{V_{CC}}{1 + R_1/R_2} = 0.90 \pm 0.03 \text{ V} \quad (5)$$

Possiamo spiegare il funzionamento del trigger di Schmitt in termini di feedback positivo, che ne regola il comportamento tramite il controllo del segnale in ingresso. Se la tensione  $V_s$  è minore di  $V_{TH} < 0 \text{ V}$  il segnale in uscita rimane alto. Al crescere della tensione del segnale in ingresso fino al valore di soglia  $V_s \geq V_{TL} \implies V_{\text{out}} \mapsto -V_{CC}$  il segnale in uscita dal circuito salta repentinamente dal livello alto a basso. Dunque  $V_{\text{out}}$  rimane stabilmente basso fintanto che la tensione in ingresso non diminuisce al di sotto della soglia opposta  $V_s \leq V_{TH} \implies V_{\text{out}} \mapsto V_{CC}$ , per cui il segnale in uscita sale velocemente al livello alto.

Il che corrisponde esattamente a quanto si riesce ad osservare visualizzando i segnali in ingresso ed uscita con l'oscilloscopio in fig. 11.

## 2.d Limiti fisici del circuito

Si osserva che il circuito si comporta come discriminatore con isteresi per frequenze sufficientemente basse; più precisamente possiamo individuare una frequenza limite  $f_L$ , oltre la quale il trigger smette di funzionare. Il valore di questa frequenza limite dipende anche dall'ampiezza dell'onda che si invia all'ingresso, per esempio nel caso in cui l'ampiezza sia  $V_s = 1$  V si trova  $f_L \approx 90$  kHz, mentre per  $V_s = 2$  V la frequenza limite aumenta fino a  $f_L \approx 3$  MHz. Riportiamo di seguito le misure della frequenza trovate da uno scan con Network per i due circuiti in queste due configurazioni:

$$f_L = 92.6 \pm 0.1 \text{ kHz} \quad f_L = 2.96 \pm 0.15 \text{ MHz}$$

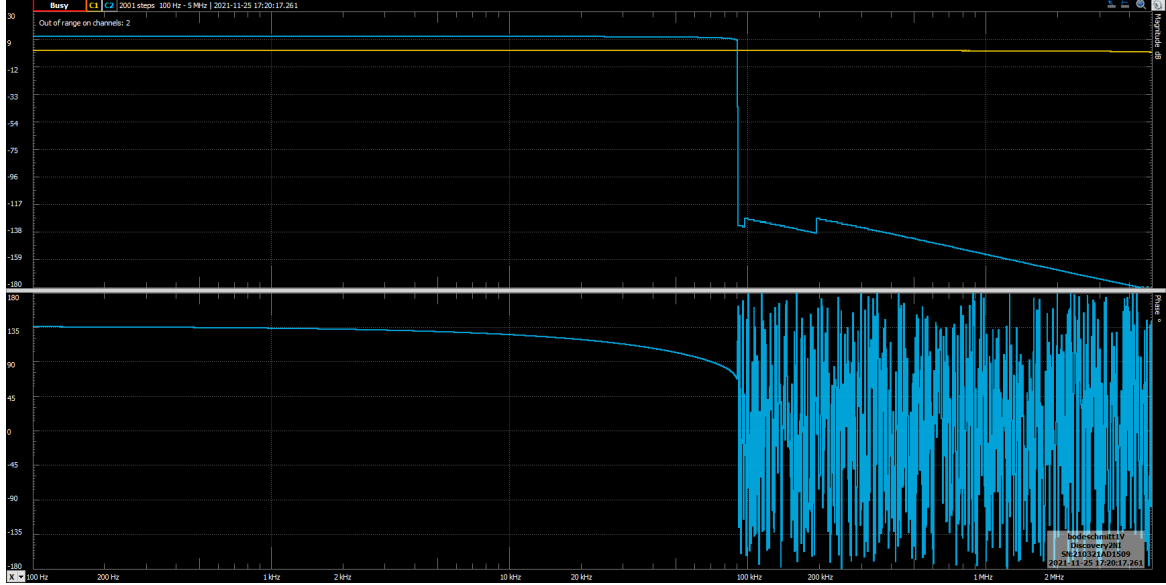


Figura 13: Analisi in frequenza del trigger di Schmitt, con ampiezza del segnale in ingresso fissata ad 1 V, l'unico punto di interesse si trova a circa 90 kHz, frequenza oltre alla quale il circuito non ha più il comportamento atteso.

Per frequenze maggiori di  $\sim 10$  kHz la pendenza della transizione del segnale in uscita da “alto” a “basso” e viceversa comincia ad essere limitata dallo slew rate dell'OpAmp. Per cui dal fronte d'onda tra le transizioni dello stato del trigger abbiamo scelto di misurare direttamente lo slew-rate del TL081

$$SR = 11.1 \pm 0.3 \text{ V}/\mu\text{s} \quad SR = 11.3 \pm 0.3 \text{ V}/\mu\text{s}$$

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)

$$T \gg 2t_{\min} \quad t_{\min} = \frac{V_{\text{out}}}{SR} \approx 0.5 \mu\text{s} \implies f \ll 1 \text{ MHz}. \quad (6)$$

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 15 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

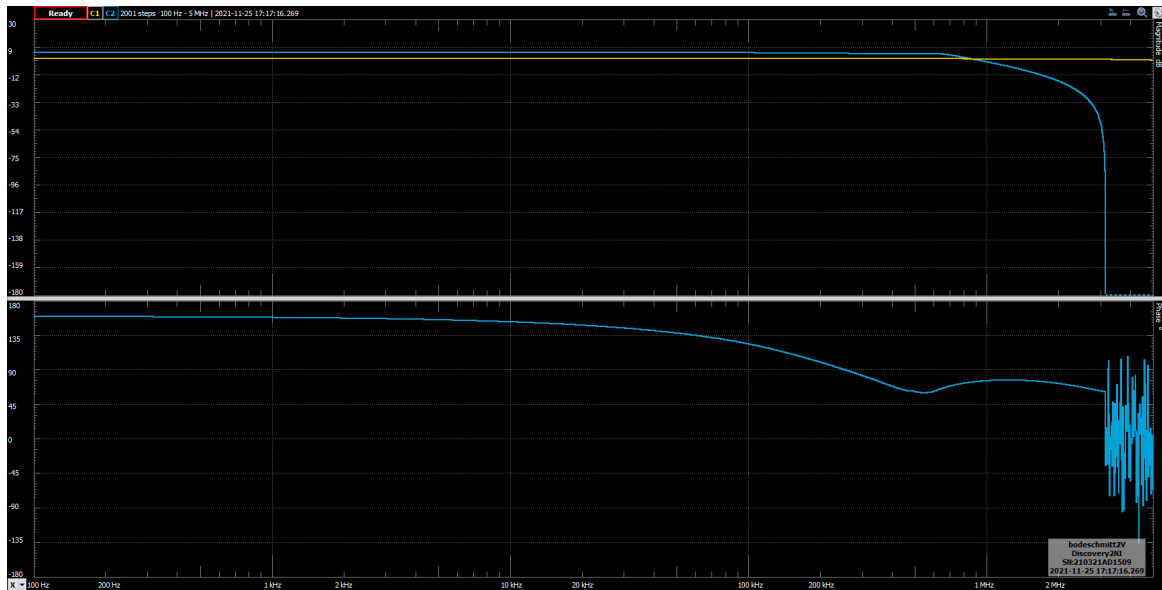


Figura 14: analisi in frequenza del trigger di schmitt, 2V di ampiezza, in particolare l'unico punto di interesse si trova a circa 3 MHz, punto in cui smette di funzionare

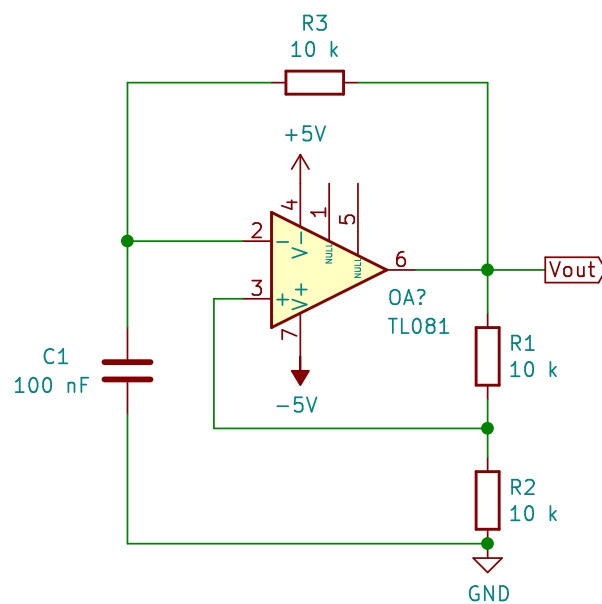


Figura 15: Schema circuitale del multivibratore astabile costruito.

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  $\tau$  in cui il condensatore è in grado di caricarsi/scaricarsi.

$$V_{OH} = 4.18 \pm 0.04V$$

$$V_{OL} = -3.47 \pm 0.03V$$

Dette

$$q = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.502 \pm 0.006$$

$$\tau = R_3 C_1 = 101 \pm 4 \mu s$$

Abbiamo come valori attesi per i tempi caratteristici alto  $t_H$  e basso  $t_L$  ed il periodo  $T$  dell'onda quadra generata dal multivibratore:

$$t_H = \tau \ln \left( \frac{1 - q \frac{V_{OL}}{V_{OH}}}{1 - q} \right) = 1.04 \pm 0.04 ms \quad (7)$$

$$t_L = \tau \ln \left( \frac{1 - q \frac{V_{OH}}{V_{OL}}}{1 - q} \right) = 1.16 \pm 0.05 ms \quad (8)$$

$$(9)$$

Conseguentemente il valore del periodo e duty cycle atteso valgono:

$$T = t_H + t_L = 2\tau \ln \left( \frac{1 + q}{1 - q} \right) = 2.2 \pm 0.09 ms DC = \frac{t_H}{T} = 47.2 \pm 2.6 \% \quad (10)$$

### 3.c Studio dei segnali in ingresso e uscita

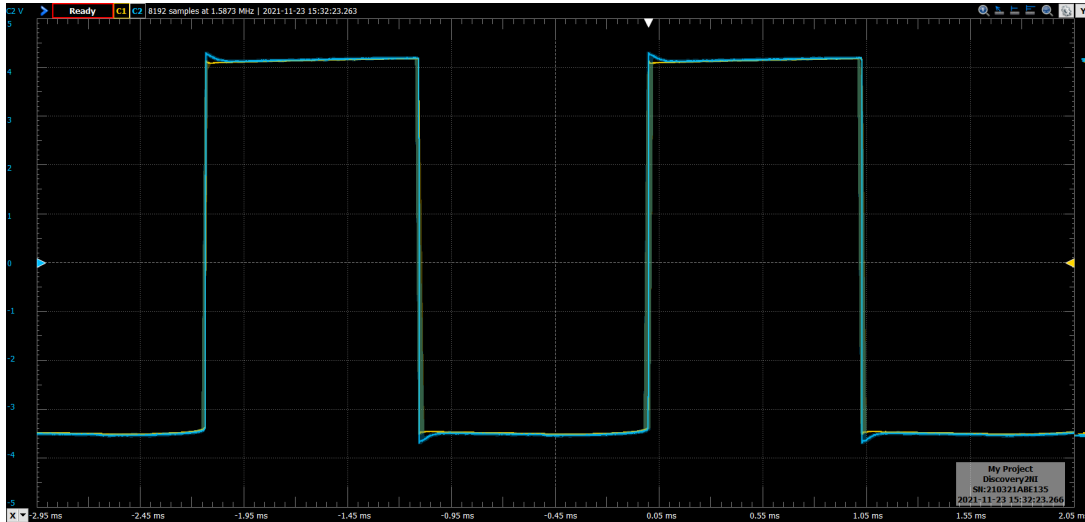


Figura 16: Grafico segnale in  $V_+$  e segnale in  $V_{out}$

Osservando il segnale in uscita  $V_{out}$  ci si aspetta di osservare un'onda quadra di ampiezza picco-picco  $\approx 8 V$  e periodo  $2.15 \pm 0.03 ms$  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

Per misurare i periodi alti e bassi e duty cycle abbiamo utilizzato i cursori sull'asse x per misurare il tempo in cui l'onda quadra era in saturazione positiva (o negativa) e il tempo di 8 periodi d'onda per ricavare il periodo

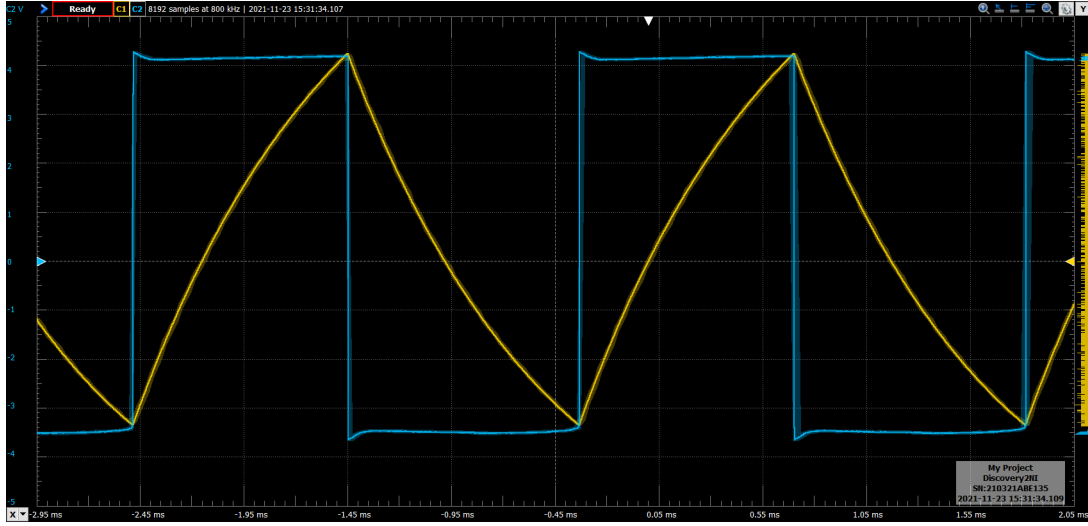


Figura 17: Grafico segnale in  $V_-$  e segnale in  $V_{out}$

Abbiamo poi misurato i valori:

$$t_H = 1.03 \pm 0.02 \text{ ms} \quad (11)$$

$$t_L = 1.12 \pm 0.02 \text{ ms} \quad (12)$$

$$T = 2.14 \pm 0.01 \text{ ms} \quad (13)$$

$$DC = \frac{t_H}{T} = 47.9 \pm 1.0 \% \quad (14)$$

$$DC = \frac{t_H}{T} = 47.9 \pm 1.0 \%$$

Dato che le misure dei tempi in saturazione positiva e negativa e del periodo sono perfettamente compatibili entro una barra di errore dal valore atteso, ne deduco che lo sia anche il duty cycle

### 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  $\mu\text{s}$ , 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

### 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

$$t_{L,exp} = \tau \log \left[ \left( 1 + \frac{V_\gamma}{V_{out}/2} \right) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] \quad (15)$$

riportato senza incertezza data la natura nominale e indicativa del parametro  $V_\gamma \simeq 0.7 \text{ V}$ .

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  $V_\gamma$  essendo in parallelo ad un diodo; essendo quindi  $V_+ \sim V_\gamma \simeq 0.7 \text{ V}$  e  $V_- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{out} \simeq 0.5 \times 7 \text{ V} = 4 \text{ V}$ , l'uscita rimane "alta". Se il condensatore è inizialmente carico (con caduta ai capi pari a  $V_\gamma$ ) e se è  $V_{out} = -(V_\gamma + V_z)$ , allora si scarica fintanto che è  $V_- > V_+ \simeq -4 \text{ V}$ : 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  $V_+ \sim V_\gamma$ .

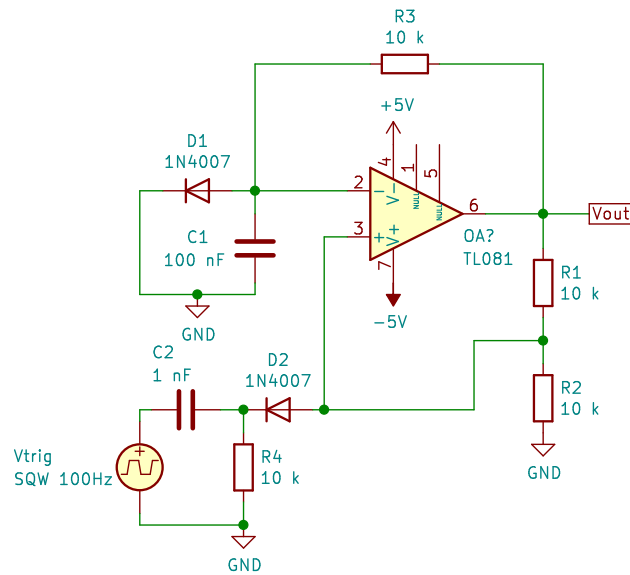


Figura 18: Schema circuitale del multivibratore monostabile costruito.

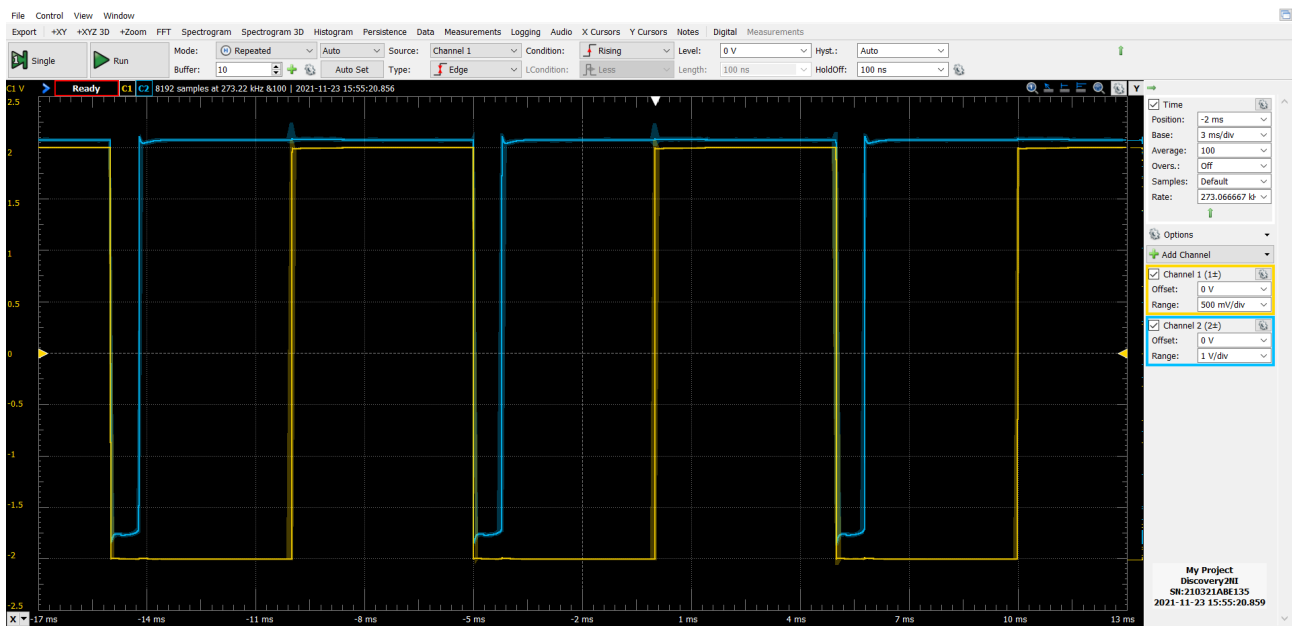


Figura 19: Grafico segnale in ingresso e  $V_{out}$



Figura 20: Grafico segnale in  $V_+$  e  $V_{out}$



Figura 21: Grafico segnale in  $V_-$  e  $V_{out}$



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 (15) torna nella configurazione stabile.

Come si può vedere in figura 19, quanto osservato sperimentalmente riproduce qualitativamente l’andamento atteso dall’analisi teorica del circuito.

#### 4.b Durata dell’impulso generato

Mi aspetto di trovare una durata dell’impulso pari a  $\Delta = R_3 C_1 \ln\left(\frac{1 - \frac{V_\gamma}{V_{OL}}}{1 - \beta}\right)$ . Misurando coi cursori la tensione di saturazione negativa ottengo e il  $V_\gamma$  come la retta orizzontale che viene formata in V- come si vede in figura 21:

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

$$V_\gamma = 549 \pm 6mV$$

quindi  $\Delta = 0.83 \pm 0.03\mu s$ .

Dalla misura diretta ricavo

$$\Delta = 784 \pm 10 \mu s$$

che risulta distante più di una barra di errore dal valore aspettato

#### 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  $V_{trig} \sim 4$  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  $\tau \ll T^1$ ,

$$\begin{aligned} V_{sh}(t) &\approx 2V_s \frac{C_T}{C_F} \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k e^{-\frac{t-kT}{\tau}} \theta(t - kT) \\ &\approx 2V_s \frac{C_T}{C_F} \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k e^{-\frac{t-kT}{\tau}} \chi_{[kT, (k+1)T]}(t) \end{aligned} \tag{16}$$

---

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

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