Es06A: Oscillatore sinusoidale a ponte di Wien con OpAmp

Gruppo 1.AC
Bernardo Tomelleri

22 dicembre 2021

Misura componenti dei circuiti

Resistenze [kΩ]	R	σR	Capacità [nF]	C	σC
R_1	9.95	0.08	C_1	10.4	0.4
R_2	9.92	0.08	C_2	10.5	0.4
R_3	9.93	0.08			
R_4	9.93	0.08			
R_5	9.95	0.08			
R	9.53	0.08			

Tabella 1: 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

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

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 Apparato di misura del guadagno ad anello chiuso

Si è montato il circuito per la misura del loop-gain $\bar{L}(j\omega) = \beta(j\omega)\bar{A}$ nel nostro generatore di onde sinusoidali come quello proposto nello schema in fig. 1

Il circuito è formato da un amplificatore non-invertente con guadagno indipendente dalla frequenza (trascurando la presenza e risposta non lineare dei diodi in parallelo a R_3 - che consideriamo dei circuiti aperti - dal momento che supponiamo di lavorare con $V_{\text{out}} \sim V_{R_3}$ vincolato ad essere in modulo minore rispetto alla tensione caratteristica del regime di conduzione in cui questi svolgono un ruolo $V_\gamma \sim 0.7$ V)

$$A = 1 + \frac{(1-p)R + R_3 + R_4}{pR + R_5} \tag{1}$$

in cui il parametro $p \in [0, 1]$ è stato introdotto per indicare la posizione del contatto strisciante in POT1, o meglio la frazione di resistenza totale R del potenziometro ideale che si trova tra il terminale centrale e la resistenza R_5 (dunque massa). Quindi, per costruzione, quando $p = 0$ il trimmer del potenziometro è girato tutto verso il basso (R_5), mentre per $p = 1$ è rivolto verso l'alto (R_4).

A questo si aggiunge un anello di feedback "positivo" il cui guadagno è dato dal rapporto di partizione

$$\beta(s) = \frac{Z_P}{Z_S + Z_P} = \frac{1}{Z_S/Z_P + 1} \tag{2}$$

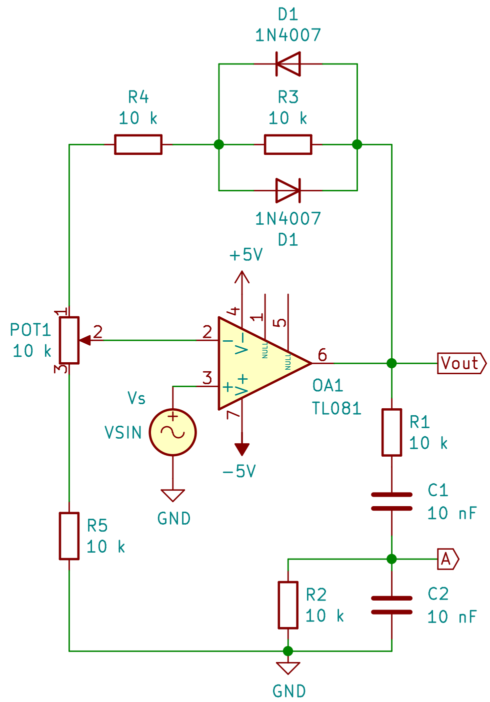

Figura 1: Schema circuitale dell'amplificatore di carica costruito.

tra un'impedenza serie RC Z_S e un'impedenza "parallelo" Z_P, ovverosia

$$Z_S = R_1 + \frac{1}{sC_1} = R_1 \frac{s+\omega_1}{s}$$
$$Z_P = \frac{R_2}{1+sR_2C_2} = R_2 \frac{\omega_2}{s+\omega_2}$$

dove abbiamo indicato $\omega_1 = 1/(R_1C_1)$ e con $\omega_2 = 1/(R_2C_2)$. Espandendo in termini delle singole resistenze e pulsazioni possiamo riscrivere il fattore di feedback

$$\beta(s) = \frac{1}{1+Z_S/Z_P} = \frac{1}{1+\frac{R_1}{R_2}\frac{(s+\omega_1)(s+\omega_2)}{s\omega_2}} = \frac{R_2}{R_1}\frac{s\omega_2}{\omega_1\omega_2 + s^2 + \left[\omega_1 + \omega_2\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\right]s} \tag{3}$$

Per la condizione di Barkhausen consideriamo solo valori puramente immaginari di $s = j\omega$, per cui troviamo

$$\beta(j\omega) = \frac{R_2}{R_1}\frac{j\omega\omega_2}{\omega_1\omega_2 - \omega^2 + j\omega\left[\omega_1 + \omega_2\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\right]} > 0 \tag{4}$$

Ora, poiché A è reale, la pulsazione in cui si annulla lo sfasamento del loop si trova imponendo che per una certa pulsazione ω_0 si semplifichino le j nel rapporto precedente, quindi anche $\beta(j\omega_0) \in \mathbb{R}^+$. Si vede immediatamente che questo si verifica quando

$$\omega_1\omega_2 - \omega_0^2 = 0 \implies \omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2} \tag{5}$$

A questa frequenza il guadagno β della rete di feedback vale

$$\beta(j\omega_0) = \frac{R_2}{R_1}\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{\omega_1}{\omega_2}}$$

da cui otteniamo la nostra espressione attesa per il loop-gain

$$L(j\omega_0) = A\beta(j\omega_0) = A\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{\omega_1}{\omega_2}} \tag{6}$$

Questo assume una forma ancora più semplice nel caso in cui supponiamo di avere (entro l'incertezza sperimentale) $R_1 = R_2 = R_0$ e $C_1 = C_2 = C_0$, da cui segue che anche $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$. In questo caso le impedenze diventano

$$Z_S = R_0 \frac{s+\omega_0}{s}$$
$$Z_P = R_0 \frac{\omega_0}{s+\omega_0}$$

che portano ad un fattore di feedback

$$\beta(s) = \frac{1}{1+Z_S/Z_P} = \frac{1}{1+(s+\omega_0^2)/s\omega_0} = \frac{s/\omega_0}{(s/\omega_0)^2+3s/\omega_0+1} \tag{7}$$

Come prima, per la condizione di Barkhausen ci restringiamo a studiare

$$\beta(s=j\omega) = \frac{j\omega/\omega_0}{1-\omega^2/\omega_0^2+3j\omega/\omega_0} > 0$$

per cui, alla frequenza di annullamento della fase ω_0

$$\beta(j\omega_0) = \frac{1}{3} \implies L(j\omega_0) = A/3 \tag{8}$$

Per ottenere un generatore di onde sinusoidali è necessario che sia soddisfatta la condizione di Barkhausen, ovvero che il denominatore della funzione di trasferimento dell'oscillatore reazionato ad anello chiuso

$$L(j\omega_0) = \beta A = 1 \quad \text{per} \quad s = \pm j\omega_0$$

che nel nostro caso significa trovare quei parametri p e ω_0 per cui vale $A(p) = 3$ e $\beta(j\omega) = 1/3$.

2 Misura del loop-gain βA

2.a Risposta in frequenza

Si vuole studiare la funzione di trasferimento del loop di feedback positivo $L(j\omega) = \beta(j\omega)A(j\omega)$ a partire dal rapporto $V_A/V_s = \beta\bar{A} = \bar{L}(j\omega)$, per cui si è inviato all'ingresso non-invertente dell'amplificatore un'onda sinusoidale di ampiezza fissata a $V_s = 99.9 \pm 0.8$ mV

Dunque abbiamo studiato il segnale in uscita dal circuito nel punto `A` al variare della frequenza del segnale in ingresso $V_s(t)$ tramite lo strumento Network dell'AD2. Riportiamo in fig. 2 modulo e fase misurati per $\bar{L}(\omega)$ con plot di Nyquist in dettaglio a destra.

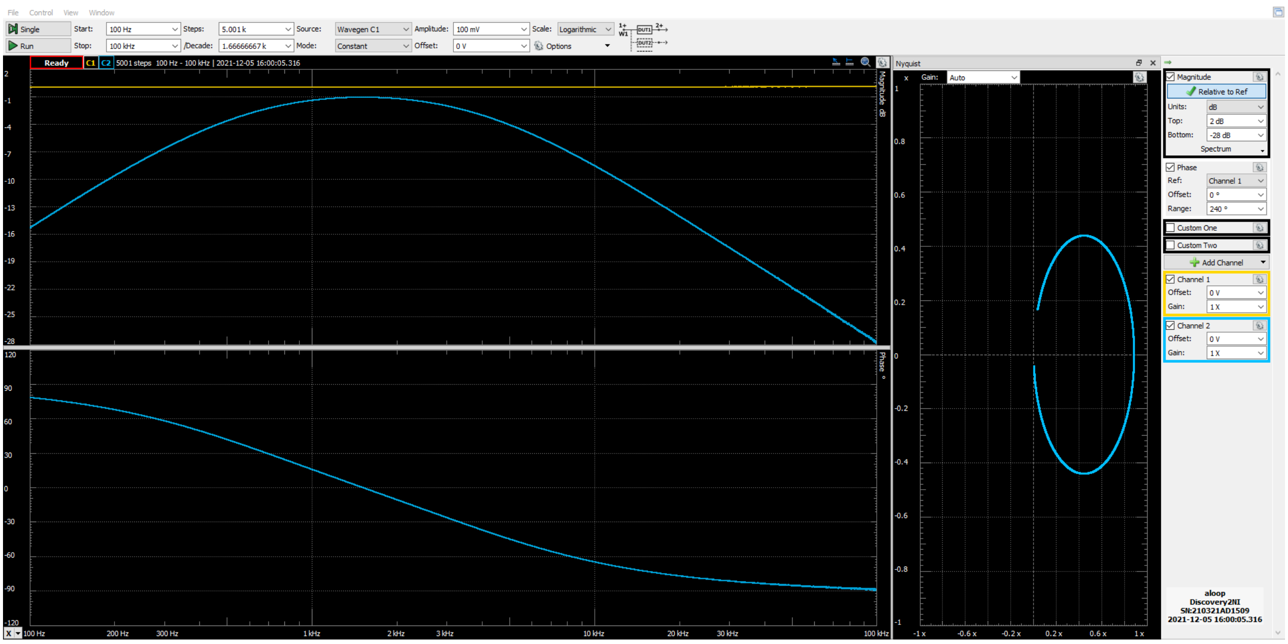

Figura 2: Plot di Bode e Nyquist ottenuto dallo scan con Network tra 100 Hz e 100 kHz con un segnale sinusoidale in ingresso all'anello di feedback invertente A, di ampiezza costante $v_{\text{in}} = 100$ mV.

Si è misurata direttamente la frequenza propria dell'oscillatore posizionando i cursori nel punto in cui la fase si annulla, che corrisponde anche alla frequenza di centro banda, dove il guadagno della rete di sfasamento è massimo

$$f_0 = 1522 \pm 2 \text{ Hz}$$
$$A_M = \left|\beta(j\omega_0)\bar{A}\right| = -1.10 \pm 0.05 \text{ dB} = 0.881 \pm 0.005$$

Inoltre abbiamo ricavato una stima delle frequenze di taglio dal punto in cui il guadagno diminuisce di -3.01 dB rispetto ad A_M

$$f_L = 804 \pm 2 \text{ Hz}$$
$$f_H = 2875 \pm 8 \text{ Hz}$$

2.b Dipendenza del loop-gain dalla resistenza del potenziometro

Riportiamo le misure di massimo e minimo guadagno $A = V_{\text{out}}/V_s$ trovate al variare della posizione del trimmer:

$$V_s = 199 \pm 2 \text{ mV}$$
$$V_{\min} = 403 \pm 3 \text{ mV} \implies A_{\text{v,min}} = 2.02 \pm 0.03$$
$$V_{\max} = 790 \pm 6 \text{ mV} \implies A_{\text{v,max}} = 3.97 \pm 0.05$$

questo ci rassicura del fatto che tra i due estremi esista un certo valore di p per cui il guadagno vale $A(p) = 3$ come richiesto dalla condizione di auto-oscillazione.

Abbiamo raccolto le nostre misure del guadagno al variare della posizione del contatto strisciante del potenziometro (o più semplicemente del valore di p) nella tabella 2.

p [arb. un.]	Rp [Ω]	$\sigma(Rp)$	V_{out} [mV]	$\sigma(V_{\text{out}})$	$A = V_{\text{out}}/V_s$	$\sigma(A)$
6.3×10^{-5}	0.6	0.2	403	4	2.02	0.03
0.04	382	4	442	4	2.22	0.03
0.10	977	8	483	4	2.43	0.03
0.16	1550	13	520	4	2.61	0.03
0.23	2.23 k	0.03 k	560	4	2.81	0.04
0.33	3.15 k	0.03 k	599	5	3.01	0.04
0.43	4.09 k	0.04 k	642	5	3.23	0.04
0.54	5.16 k	0.05 k	680	5	3.42	0.04
0.66	6.25 k	0.05 k	721	6	3.62	0.05
0.82	7.80 k	0.06 k	759	6	3.81	0.05
1	9.53 k	0.08 k	790	6	3.97	0.05

Tabella 2: Misure di guadagno al variare della tensione in ingresso V_s all'anello di feedback. La forma d'onda in uscita non manifesta difetti dovuti al clipping dell'op-amp quando questo esce dal regime lineare.

2.b.1 Misure di guadagno al variare di V_s

Misurando con l'oscilloscopio l'ampiezza dei segnali in ingresso V_s e in uscita v_{out} dall'amplificatore possiamo ricavare una misura del guadagno del circuito dal rapporto $A = \dfrac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}}$.

Riportiamo l'andamento qualitativo della forma d'onda in uscita al crescere dell'ampiezza del segnale in ingresso come visualizzato all'oscilloscopio:

Per un'ampiezza di $V_s = 99.9 \pm 0.8$ mV il segnale osservato in uscita nel dominio dei tempi risulta in buona approssimazione sinusoidale, riportiamo un fermo immagine dei due segnali studiati come visualizzati dall'oscilloscopio dell'AD2 in fig. 3

Per ampiezze maggiori dell'onda in ingresso il segnale osservato in uscita cresce linearmente in ampiezza senza distorsioni apprezzabili, fino a circa $V_s = 1699 \pm 13$ mV per cui la forma d'onda $V_{\text{out}}(t)$ inizia ad essere affetta da "clipping" nel suo semi-periodo negativo (fig. 4) .

Continuando ad aumentare l'ampiezza fino a $V_s = 3.01 \pm 0.02$ V entrambi i picchi di $V_{\text{out}}(t)$ vengono tosati alle tensioni di saturazione positiva e negativa dell'OpAmp (fig. 5); che quando abbiamo trattato il Trigger di

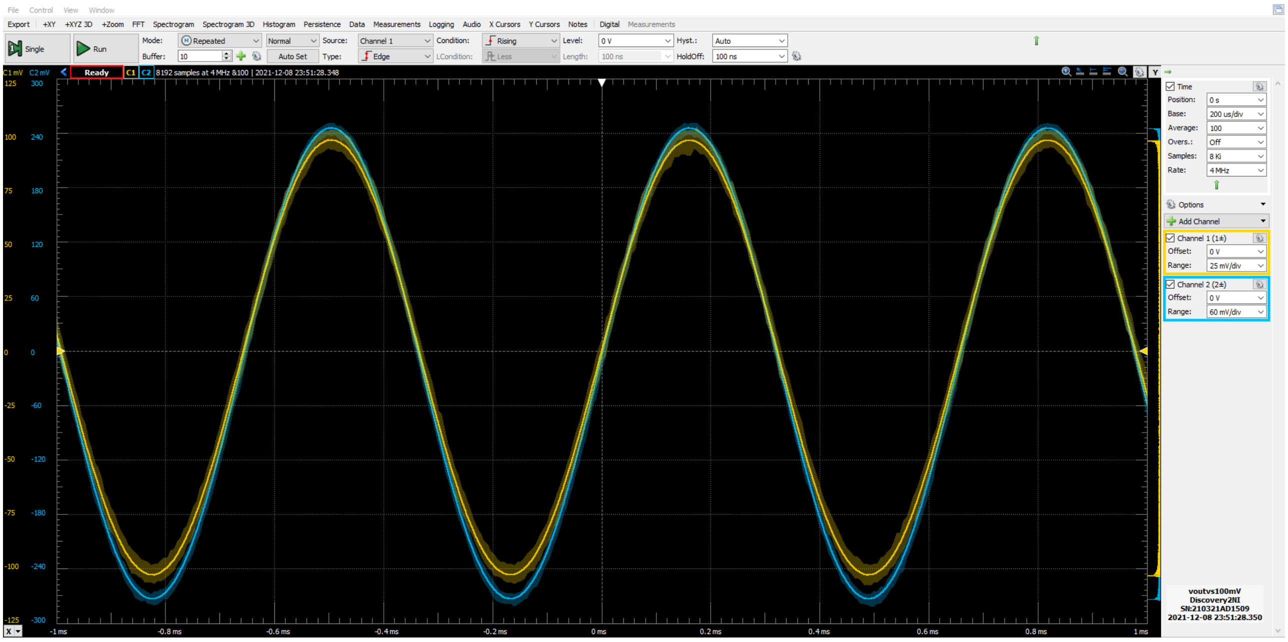

Figura 3: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $V_s(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2).

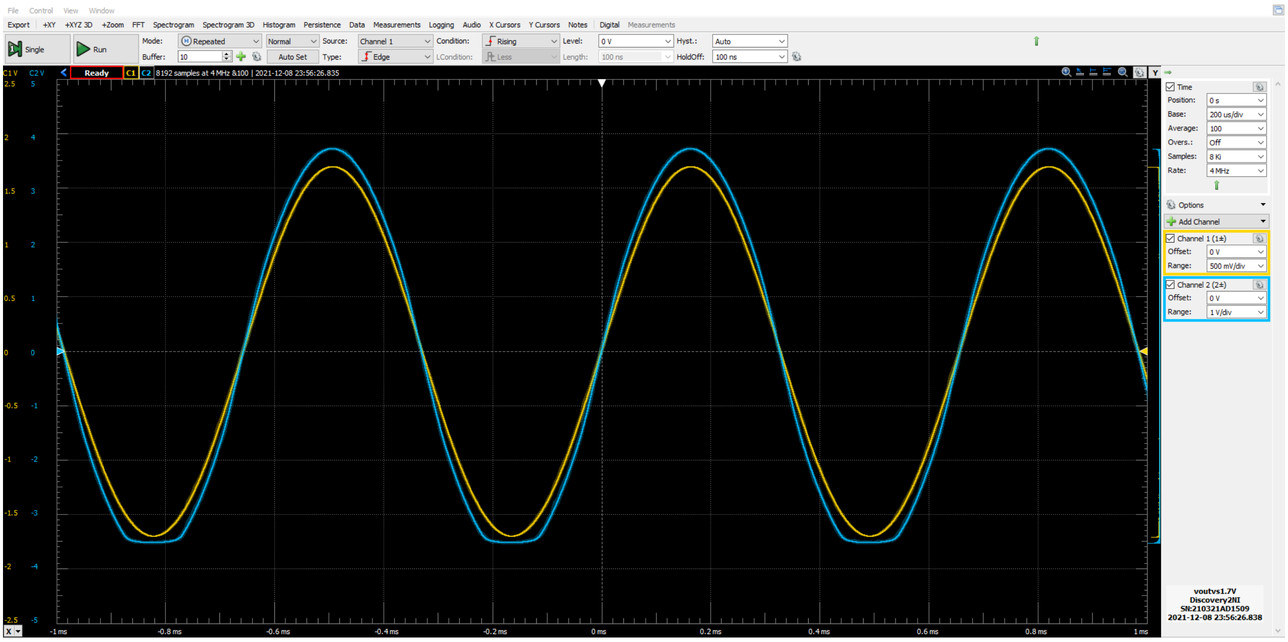

Figura 4: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $V_s(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2).

Schmitt avevamo indicato con

$$V_{OH} = 4.19 \pm 0.04 \text{ V}$$
$$V_{OL} = -3.62 \pm 0.03 \text{ V}$$

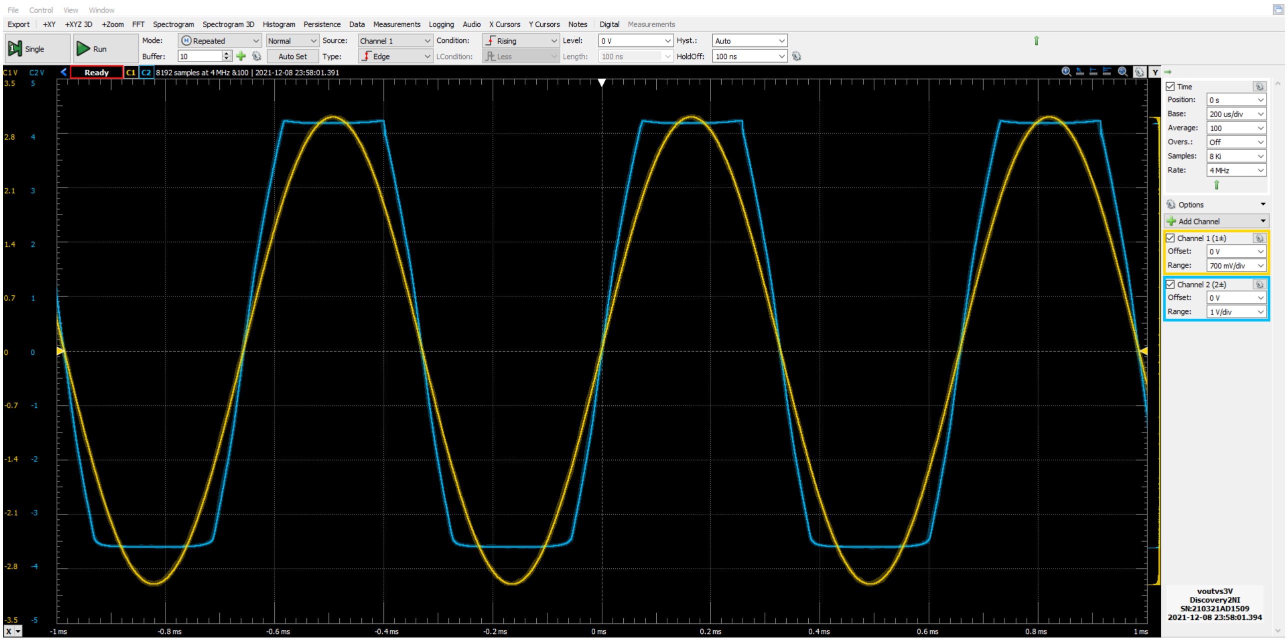

Figura 5: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $V_s(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2).

Infine, quando l'ampiezza in ingresso supera V_{OH} osserviamo l'onda quadra in uscita commutare livello due volte nello stesso periodo, proprio in corrispondenza del passaggio di $V_s(t)$ dalle tensioni di saturazione del TL081 (fig. 6).

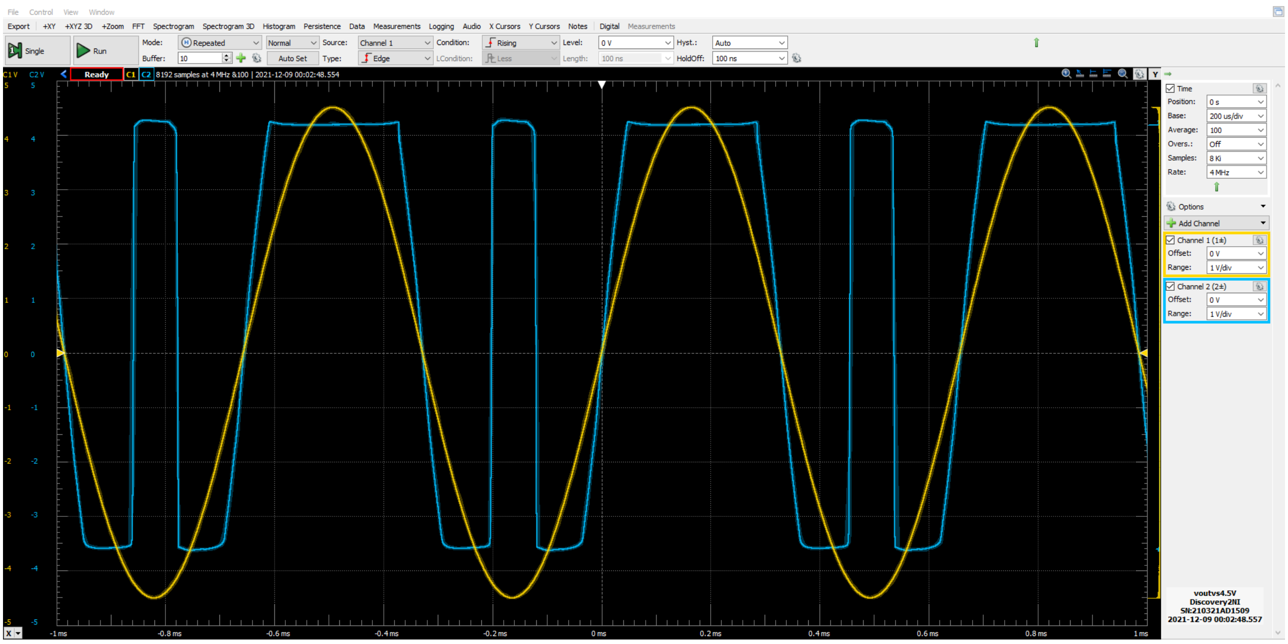

Figura 6: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $V_s(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2).

Con un fit lineare possiamo stimare il guadagno dell'amplificatore a partire dal grafico di $v_{\text{out}} = Av_{\text{in}}$ al variare di v_{in}. Riportiamo quanto trovato per il primo circuito: Da cui troviamo i seguenti parametri per la

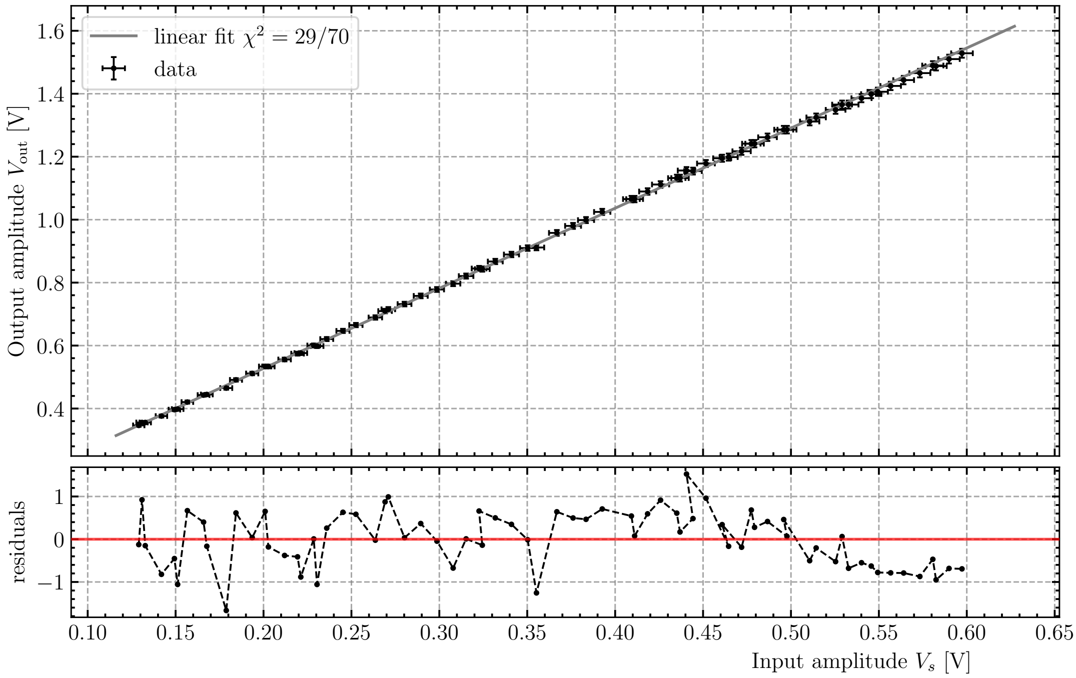

Figura 7: Fit lineare per l'andamento dell'ampiezza misurata in uscita rispetto all'ampiezza del segnale in ingresso.

retta di best-fit

$$\text{intercetta} = 18.7 \pm 1.3 \text{ mV} \quad \text{pendenza} = 2.544 \pm 0.004 \quad \text{correlazione} = -0.90 \quad \chi^2 = 29 \quad \text{d.o.f.} = 70$$

Il valore atteso per il guadagno dal valore dei componenti in questa configurazione del circuito è pari a

$$A_{\text{v,exp}} = -\frac{R_2}{R_1} = -5.13 \pm 0.12$$

Questo è in ottimo accordo con quanto trovato sperimentalmente dalla nostra analisi.

Per completezza riportiamo in un grafico anche le misure che non abbiamo considerato nel fit perché oltre la regione in cui l'op-amp ha comportamento lineare

3 Progettazione del circuito auto-oscillante

Si è completato il circuito oscillatore a ponte di Wien collegando l'ingresso non-invertente dell'OpAmp TL081CP al punto A, quindi chiudendo l'anello di feedback positivo, come si vede in fig. 9

4 Frequenza generata e innesco dell'oscillazione

4.a Misura della frequenza generata dall'oscillatore

Per il valore minimo della resistenza del potenziometro per cui osserviamo un segnale oscillante in uscita dal circuito $Rp_{\min} = 2.96 \pm 0.03$ kΩ abbiamo misurato la frequenza del segnale con tre metodi diversi: Come prima stima della frequenza propria dell'oscillatore abbiamo preso la frequenza in cui si osserva l'unico picco presente nella FFT del segnale $v_{\text{out}}(t)$ determinata con l'uso dei cursori

$$f_0 = 1.52 \pm 0.02 \text{ kHz}$$

Tramite la funzione di misura automatica "Measurements > frequency" dell'AD2

$$f_0 = 1517 \pm 15 \text{ Hz}$$

Perfettamente compatibile con una misura diretta del periodo del segnale nel dominio dei tempi, fatta sempre utilizzando i cursori

$$T_0 = 660 \pm 8$$
$$f_0 = 1516 \pm 18 \text{ Hz}$$

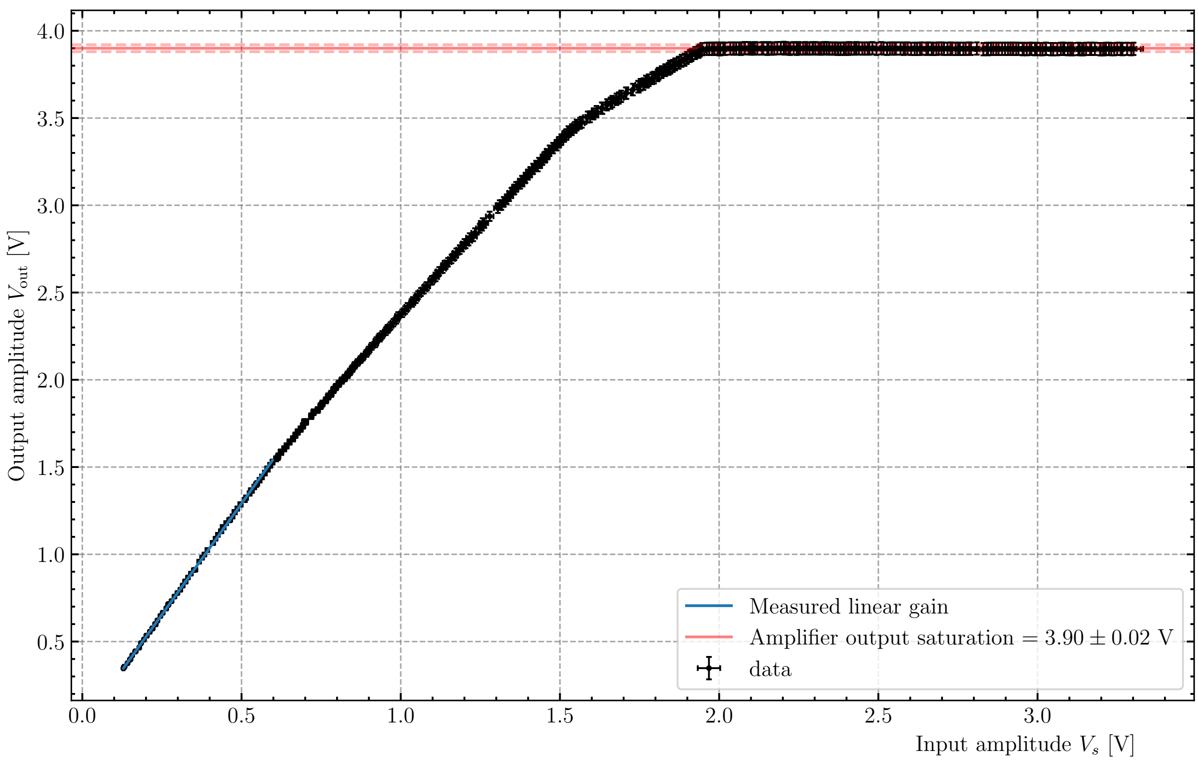

Figura 8: Andamento reale dell'ampiezza del segnale in uscita al variare dell'ampiezza del segnale in ingresso, anche oltre il regime lineare dell'amplificatore misurati per il circuito con $R_2^a = 5.1$ kΩ

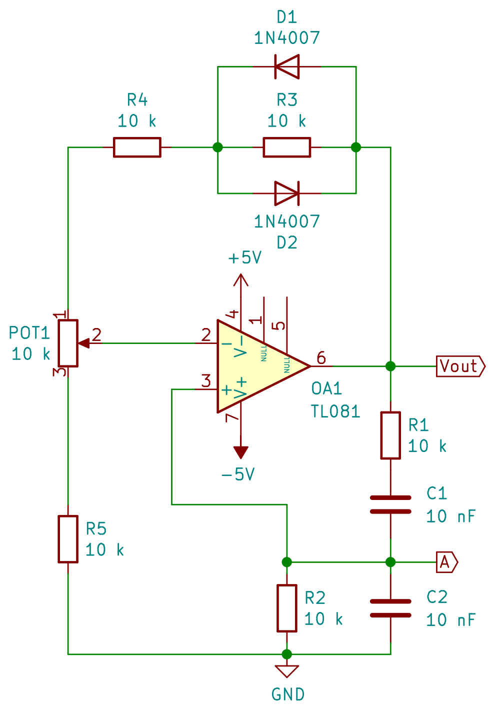

Figura 9: Schema circuitale dell'oscillatore a ponte di Wien studiato.

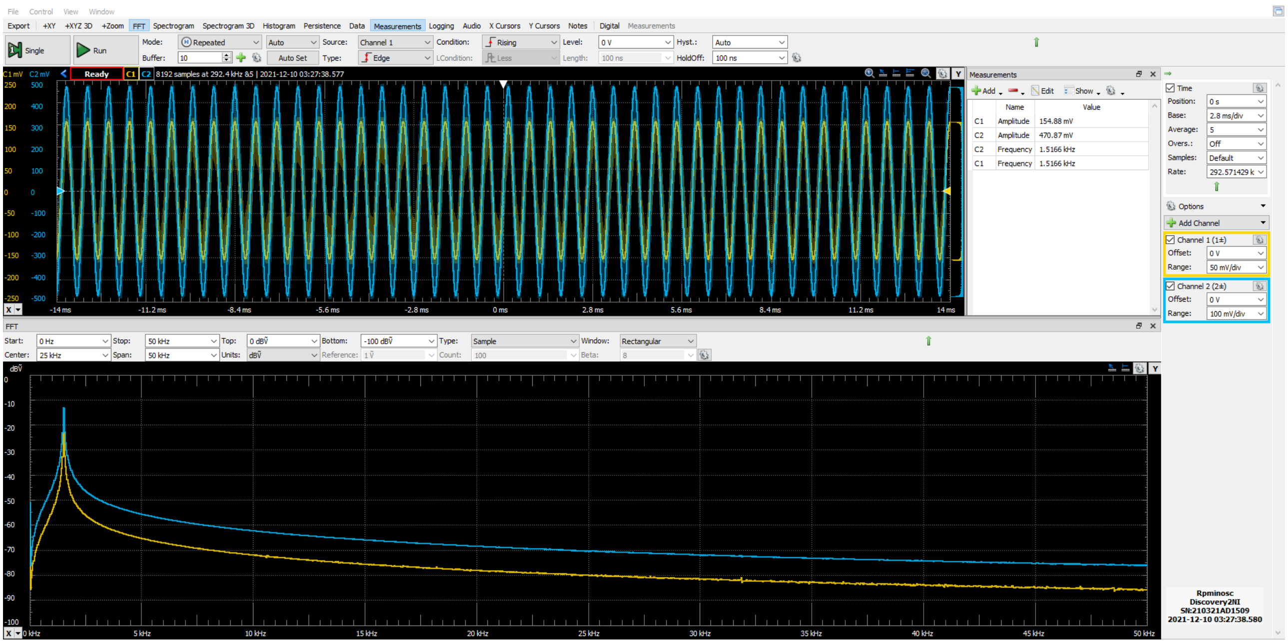

Figura 10: Fermo immagine preso dall'oscilloscopio per illustrare i tre metodi di misura sperimentati. Le tracce dei segnali corrispondono a $v_+(t)$ (CH1) e $v_{\text{out}}(t)$ (CH2).

Tutti e tre i metodi forniscono misure compatibili con il valore atteso

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}} = 1.53 \pm 0.06 \text{ kHz} \tag{9}$$

4.b Dipendenze dalla posizione del potenziometro

Ampiezza minima di $V_{\text{out,min}} = 877 \pm 6$ mV, frequenza massima di $f_{\text{max}} = 1516.2 \pm$ Hz (compatibile con il valore misurato di f_0)

All'aumentare della resistenza Rp l'ampiezza cresce fino ad un'ampiezza picco-picco massima di $V_{\text{out,max}} = 7.78 \pm 0.04$ V (compatibile con la differenza tra le tensioni di saturazione positiva e negativa $V_{OH} - V_{OL} = 7.81 \pm 0.05$ V) la frequenza dell'onda diminuisce fino al valore minimo osservato di $f_{\text{min}} = 1423.4$ Hz.

Osservando il segnale in uscita $V_{\text{out}}(t)$ ci si aspetta di trovare un'onda sinusoidale di ampiezza picco-picco ~ 8 V, periodo $T = 2.15 \pm 0.03$ ms e duty-cycle 50%. Effettivamente come tensioni di saturazione alta V_{OH} e bassa V_{OL} dell'onda si è misurato

$$\begin{cases} V_{OH} &= 4.18 \pm 0.04 \text{ V} \\ V_{OL} &= -3.47 \pm 0.03 \text{ V} \implies V_{\text{out}}^{pp} = 7.65 \pm 0.05 \end{cases}$$

Ora come $v_+(t) = V_A(t)$ ci aspettiamo un'onda della stessa forma di $v_{\text{out}}(t)$, ma ridotta in ampiezza dalla funzione di trasferimento $A(p)$ Questo corrisponde all'andamento osservato dei due segnali, che riportiamo nelle seguenti figure al variare della frazione di resistenza del potenziometro p

Qui per $Rp_{\text{dist}} = 2.17 \pm 0.03$ k$\Omega \implies p = 0.228 \pm 0.004$ abbiamo come fattore di riscalamento $A \approx 0.308$.

Osservando $v_-(t)$, infine, ci si aspetta di vedere un segnale "a pinna di squalo", caratteristico del processo di carica/scarica del condensatore e con la stessa ampiezza di $v_+(t)$, data dalle tensioni di transizione per il comparatore/trigger di Schmitt, come riportato in fig. 12.

Qui per $Rp_{\text{int}} = 1454 \pm 12\ \Omega \implies p = 0.153 \pm 0.002$ abbiamo come fattore di riscalamento $A = 0.290$.

Spostando il contatto strisciante fino al massimo valore del potenziometro la forma d'onda in uscita risulta affetto da clipping in entrambi i semiperiodi del segnale Quindi per $Rp_{\text{max}} = 9.53 \pm 0.08$ k$\Omega \implies p = 1.000^{+0}_{-0.012}$ abbiamo come fattore di riscalamento $A \approx 0.495$.

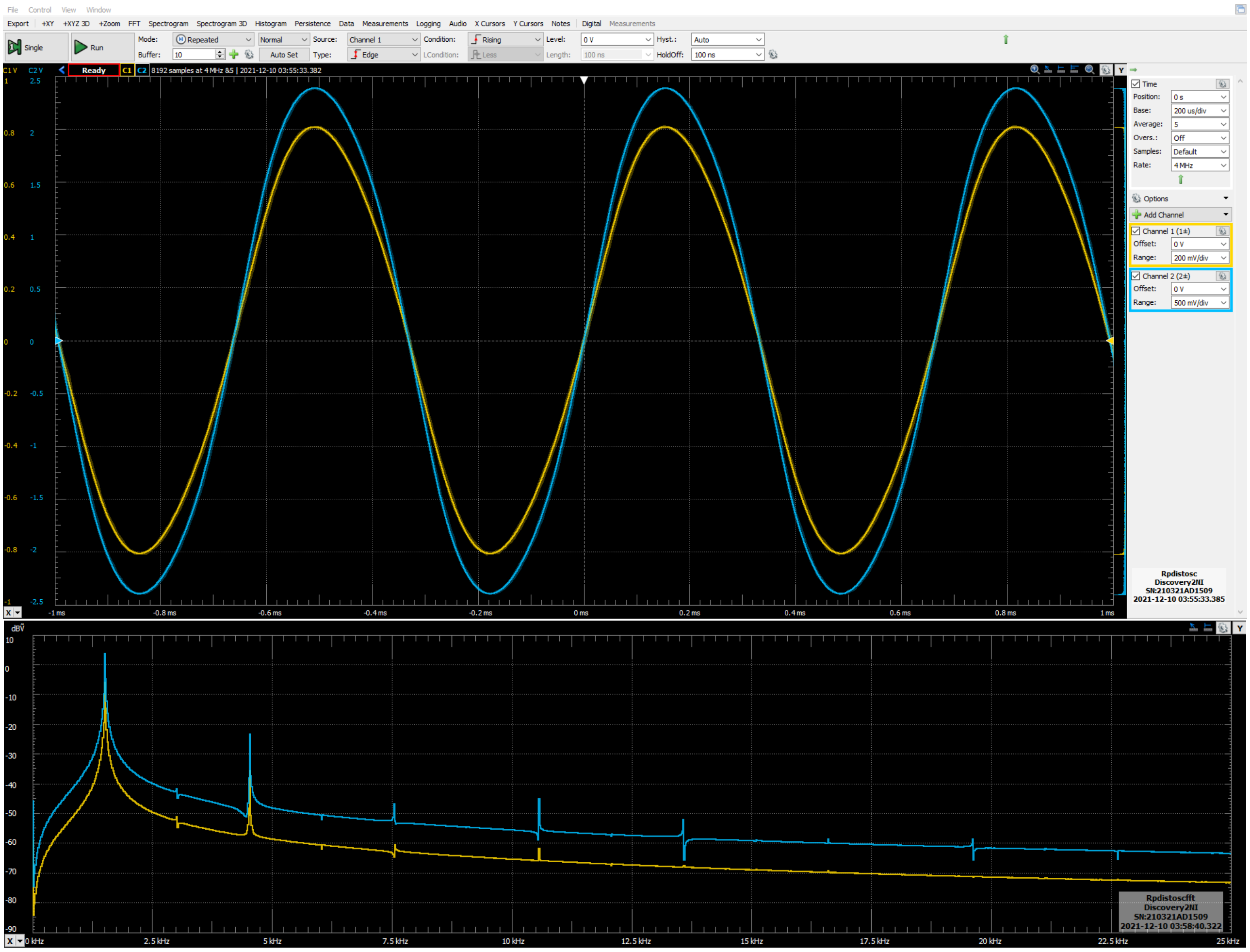

Figura 11: Fermo immagine preso dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_+(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2).

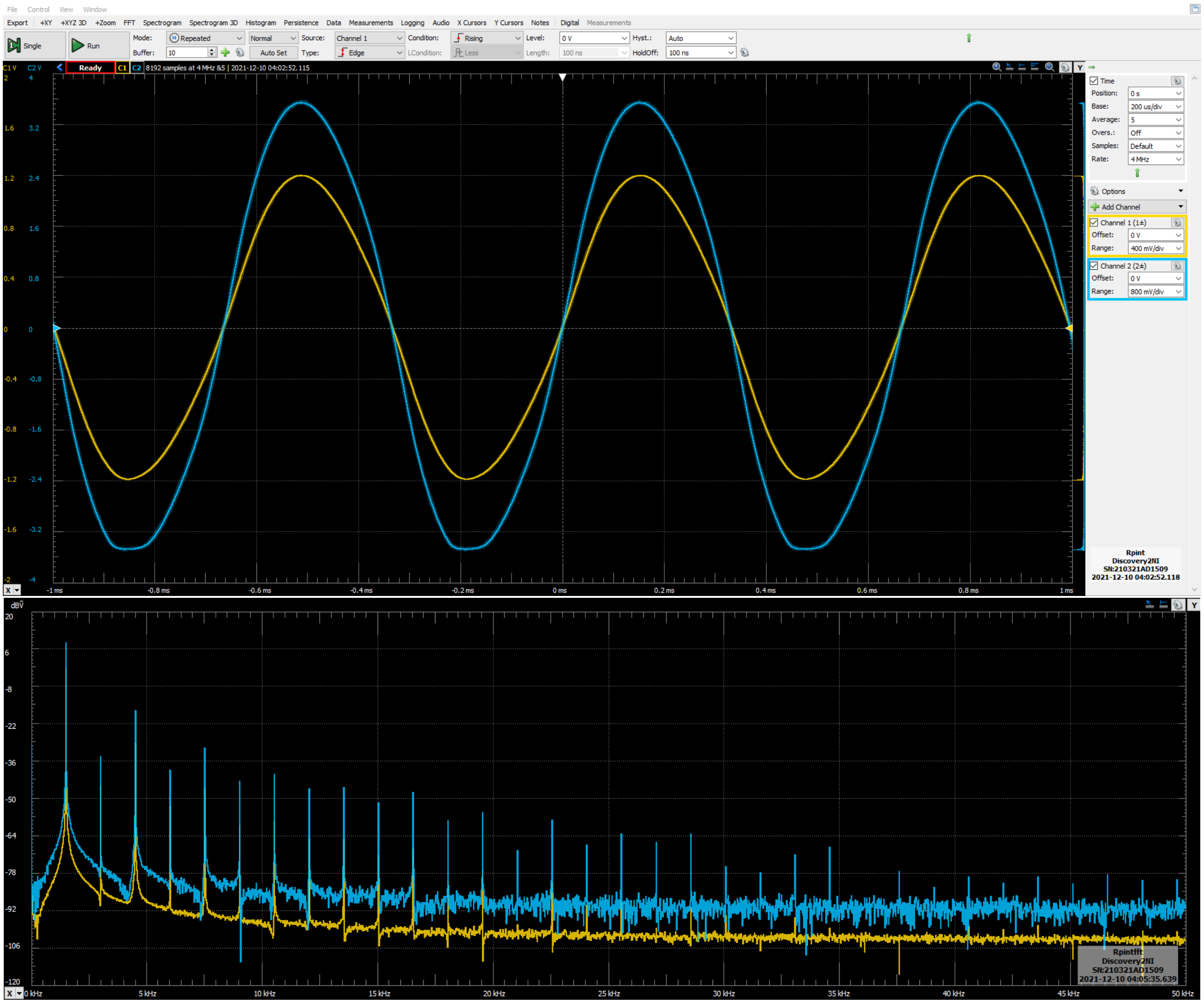

Figura 12: Fermo immagine preso dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_+(t)$ (CH1) e V_{out} (CH2) e .

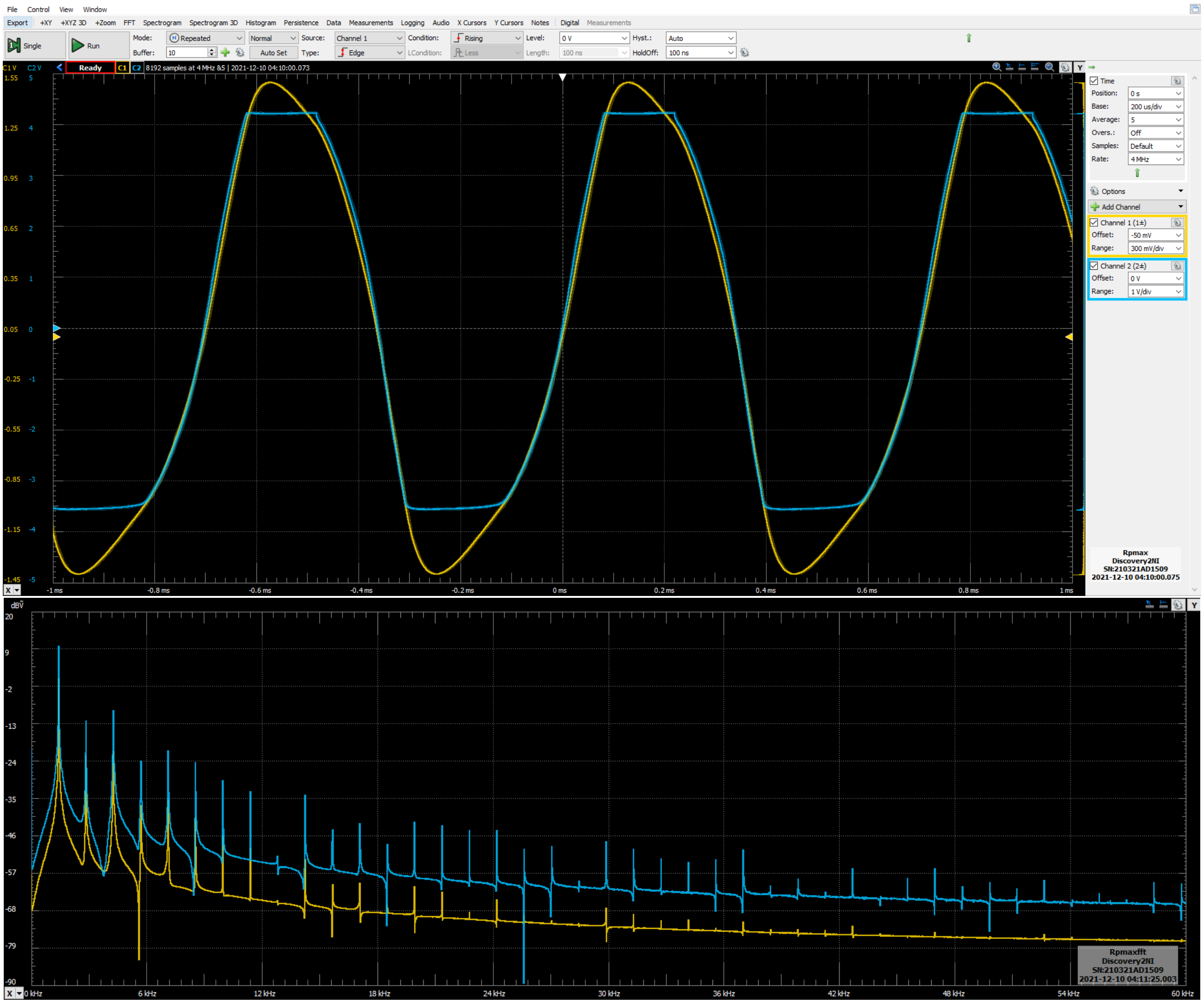

Figura 13: Fermo immagine preso dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_+(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2) e relative trasformate di Fourier.

4.c Innesco dell'auto-oscillazione

Per misurare il periodo dell'onda quadra $V_{\text{out}}(t)$ e la durata dei tempi in cui è in saturazione positiva t_H (e negativa t_L) si è fatto uso dei cursori sull'asse X:

$$t_H = 1.03 \pm 0.02 \text{ ms} \qquad t_H = 1.00 \pm 0.02 \text{ ms}$$
$$t_L = 1.12 \pm 0.02 \text{ ms} \qquad t_L = 1.08 \pm 0.02 \text{ ms}$$
$$T = 2.14 \pm 0.01 \text{ ms} \qquad T = 2.09 \pm 0.16 \text{ ms}$$

Da queste abbiamo ricavato la nostra miglior stima del duty-cycle dell'onda quadra generata dal multivibratore

$$\text{dc} = \frac{t_H}{T} = 47.9 \pm 1.0 \ \%$$
$$\text{dc} = \frac{t_H}{T} = 48.2 \pm 0.9 \ \%$$

Le misure dei tempi in saturazione positiva, negativa e del periodo dei segnali studiati risultano compatibili con i loro valori attesi, per cui lo è anche il duty cycle.

4.d Limite massimo in frequenza del generatore

Secondo il nostro modello il periodo dell'onda quadra generata è direttamente proporzionale a (e anche dello stesso ordine di) $\tau = R_3C_1$, per cui se ne vogliamo aumentare la frequenza sarà sufficiente ridurre il valore della resistenza R_3 o della capacità C_1. Effettivamente abbiamo osservato un aumento di un fattore 10 nella frequenza del treno d'impulsi generato, a seguito di una riduzione di C_1 ed R_3 dello stesso fattore, in accordo con quanto ci si aspetta di vedere per una decimazione del tempo caratteristico di carica/scarica τ.

L'aumento della massima frequenza generabile non è però l'unico effetto che si osserva per via della modifica di τ: l'onda quadra in uscita risulta distorta, specialmente intorno ai fronti di salita e discesa che sono visibilmente limitati in pendenza, come si vede in fig. 14.

Figura 14: Fermo immagine preso dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_-(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2) quando il periodo dell'onda generata $T \sim \tau \approx 36$ µs è ridotto di un fattore di circa 10 rispetto alla configurazione originale del circuito.

In piena analogia con quanto visto nella **??**, quando il semi-periodo dell'uscita si avvicina all'ordine dei µs, cioè il tempo minimo che l'OpAmp reale impiega per le transizioni di stato dell'onda quadra di ampiezza picco-picco $V_{\text{out}}^{pp} \sim 8$ V, il segnale in uscita presenta fronti di salita e discesa limitati dallo slew-rate dell'OpAmp, che non riesce a passare abbastanza rapidamente da uno stato all'altro.

Per verificare che l'effetto di distorsione predominante sia dovuto allo slew-rate dell'OpAmp, come per il trigger di Schmitt abbiamo misurato (con i cursori) dalla pendenza dei fronti di salita dell'onda in uscita SR $= 11.2 \pm 0.3$V/s. Questo è compatibile con l'intervallo di valori tipici riportato nel datasheet ($\text{SR}_{\text{min}} = 8$ V/µs $-$ $\text{SR}_{\text{typ}} = 13$ V/µs) in particolare ci aspettiamo che l'onda quadra generata inizi ad essere distorta per valori del periodo dell'onda prossimi a $T_{\text{min}} \approx 1.4$ µs, compatibilmente con quanto abbiamo osservato.

Riducendo ulteriormente i valori di resistenza e capacità ($R_3 \approx 220\ \Omega$, $C_1 \approx 1$ nF) si osservano deviazioni ancora più pronunciate dall'onda quadra attesa in uscita, che possono essere dovute al fatto che il TL081 ha guadagno finito e dipendente dalla frequenza di lavoro, a differenza di quanto presuppone il nostro modello.

Figura 15: Fermo immagine preso dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_-(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2) quando il periodo dell'onda generata $T \approx 4$ µs è prossimo ai limiti possibili per il circuito.

5 Funzione dei diodi in parallelo

Il multivibratore monostabile riportato in fig. 16 è simile al circuito precedente, ma ha uno stato stabile (quello alto) e uno instabile, per cui viene utilizzato come generatore di impulsi. In effetti si è costruito il circuito a partire dallo stesso trigger di Schmitt invertente, aggiungendo però un sotto-circuito di trigger all'ingresso positivo dell'OpAmp e il diodo D_1 in parallelo al condensatore C_1 del filtro passa-basso.

Figura 16: Schema circuitale del multivibratore monostabile costruito.

5.a Studio dei segnali in ingresso e uscita

La presenza del diodo in parallelo al condensatore C_1 limita la tensione ai suoi capi $V_C = v_-$, per cui ci aspettiamo di avere $V_C \leq V\gamma \approx 0.7$ V, come si trova effettivamente in fig. 17.

Figura 17: Acquisizione all'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_-(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2).

È per questo che lo stato con l'uscita a livello alto è stabile, cioè da quest'ultimo il sistema non passa spontaneamente allo stato instabile; quello con uscita a livello basso. Dunque per innescare la transizione di stato $V_{\text{out}} = V_{OH} \mapsto V_{OL}$ è necessario un circuito di trigger, che faccia abbassare v_+ al di sotto di $v_- \sim V_\gamma$.

In assenza di V_{trig}, come per il multivibratore astabile, all'ingresso non-invertente dell'OpAmp ci aspettiamo di trovare come segnale $v_+(t)$ la stessa forma d'onda presente all'uscita, ma ridotta in ampiezza di un fattore di partizione $q = \dfrac{R_2}{R_2 + R_1} \approx 0.5$. Ora però a questa si sovrappongono i picchi di differenza di potenziale che portano il circuito nello stato instabile sopra descritto; dopo un tempo caratteristico (proporzionale a $\tau = R_3 C_1$) il multivibratore torna nella configurazione stabile, generando così un treno di impulsi negativi/un'onda quadra con duty-cycle prossimo a uno. Questo è in linea con quanto si vede in fig. 18.

Figura 18: Acquisizione all'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_+(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2).

5.b Durata dell'impulso generato

Si è inviata all'ingresso del circuito di trigger un'onda quadra di ampiezza $V_{\text{trig}} = 1.99 \pm 0.02$ V e frequenza 100 ± 1.6 Hz.

Dunque abbiamo misurato coi cursori le tensioni di saturazione dell'uscita e V_γ dal livello di tensione costante a cui si trova v_- quando il circuito è nello stato stabile:

$$V_{OH} = 4.12 \pm 0.04 \text{ V} \qquad V_{OH} = 4.14 \pm 0.04 \text{ V}$$
$$V_{OL} = -3.56 \pm 0.03 \text{ V} \qquad V_{OL} = -3.49 \pm 0.03 \text{ V}$$
$$V_\gamma = 547 \pm 6 \text{ mV} \qquad V_\gamma = 549 \pm 6 \text{ mV}$$

E sempre con i cursori si sono misurati i tempi per cui il segnale V_{out} rimane "basso" in ciascun circuito:

$$t_L = 767 \pm 10 \text{ µs}$$
$$t_L = 784 \pm 10 \text{ µs} \implies \text{dc} = 1 - \frac{t_L}{T} = 92.2 \pm 1.5\%$$

Il valore atteso per la durata dell'impulso nello stato instabile è legato al tempo caratteristico in cui si scarica il condensatore C_1 dalla

$$t_{\text{L,exp}} = \tau \ln\left(\frac{1 - V_\gamma/V_{OL}}{1-q}\right) = 0.80 \pm 0.03 \text{ µs} \tag{10}$$

Questo risulta compatibile entro l'incertezza con la durata dell'impulso misurata in uscita dal multivibratore.

5.c Analisi del funzionamento del circuito

Se il condensatore C_1 è inizialmente scarico e $V_{\text{out}} = V_{OH}$, allora il condensatore in parallelo a D_1 si carica fino a quando la d.d.p. tra le sue armature $V_C \approx V_\gamma$. Quindi, poiché $v_- \approx V_\gamma$ e $v_+ = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{\text{out}} \approx 2$ V, l'uscita rimane a livello "alto".

Se il condensatore è inizialmente carico (con tensione massima $v_- \leq V_\gamma$) e se $V_{\text{out}} = V_{OL}$, allora si scarica fintanto che vale $v_- \geq v_+ \approx -1.7$ V. Una volta scarico alla fine dell'impulso, poiché l'OpAmp è in regime non-lineare, l'uscita commuta rapidamente (entro i limiti imposti dallo slew-rate) a $V_{\text{out}} = V_{OH}$; il condensatore torna a caricarsi e il circuito ritorna alla configurazione stabile ($v_- \approx V_\gamma$) concludendo il ciclo.

Il sotto-circuito di trigger, formato dal passa-alto $R_4 + C_2$ con il diodo D_2 in cascata, invia all'ingresso non-invertente dell'OpAmp dei picchi di differenza di potenziale. Questi sono generati grazie al condensatore C_2, che elimina la componente continua dell'onda quadra $V_{\text{trig}}(t)$, di cui ci interessano solamente i fronti ripidi in

Figura 19: Acquisizione all'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $V_{\text{trig}}(t)$ (CH1) e $v_+(t)$ (CH2).

discesa (e meno in salita). Infatti è la discesa di V_{trig} a generare l'impulso negativo in uscita dal multivibratore, mentre il fronte di salita è responsabile per i picchi di tensione positiva che osserviamo in fig. 19

La risalita del treno d'impulsi in $V_{\text{out}}(t)$ deve avvenire mentre $V_{\text{trig}}(t)$ è ancora costante nel semi-periodo negativo, prima che torni "alto". Poiché questa risalita si verifica nel momento in cui $v_-(t)$ assume il suo valore minimo $v_- \approx \frac{1}{2}V_{OL}$ che fa "scattare" il comparatore, C_1 deve avere il tempo necessario di caricarsi prima che possa partire una nuova scarica, dunque un nuovo impulso negativo.

Si è quindi tenuta fissa l'ampiezza di V_{trig} e se ne è variata la frequenza. Si osserva che la durata dell'impulso in V_{out} rimane (entro le incertezze di misura) indipendente dalla frequenza del segnale di trigger, fino a quando la durata dell'impulso è minore del semi-periodo di V_{trig}. Al di sopra di questa frequenza critica (sperimentalmente abbiamo trovato $f_{\text{crit}} \approx 1$ kHz) il circuito smette di funzionare correttamente per durate dell'impulso superiori a $\frac{1}{2}T_{\text{trig}} \approx 0.5$ ms per via dei tempi di carica del condensatore C_1, come si può vedere in fig. 20.

Figura 20: Acquisizione all'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_-(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2) alla frequenza limite per cui è possibile pilotare il multivibratore monostabile.

Si è variato il duty-cycle dell'onda $V_{\text{trig}}(t)$ tenendo fissate frequenza ed ampiezza. Non abbiamo riscontrato una apprezzabile dipendenza della durata dell'impulso in $V_{\text{out}}(t)$ dal duty cycle per il range esplorato tra l'1% e il 99%, come era ragionevole aspettarsi, visto che utilizziamo solamente i fronti di transizione dell'onda quadra.

Infine abbiamo mantenuto costanti frequenza e duty-cycle di $V_{\text{trig}}(t)$ e ne abbiamo variato l'ampiezza. La durata dell'impulso in $V_{\text{out}}(t)$ risulta (entro le incertezze sperimentali) indipendente dall'ampiezza del segnale di trigger per valori di V_{trig} maggiori di una certa soglia. Si è misurato con i cursori l'ampiezza minima al di sotto della quale il multivibratore non riesce a compiere la transizione alto-basso, che risulta

$$V_{\text{trig}}^{\text{min}} = 768 \pm 6 \text{ mV}$$

In effetti, se V_{trig} è minore di questa soglia ci aspettiamo che $v_+(t)$, quindi gli impulsi prodotti dal trigger sovrapposti al segnale in uscita dal partitore, non siano abbastanza grandi da rendere $v_d = v_+ - v_- < 0$ V e quindi far commutare il discriminatore; perciò V_{out} rimane fisso alla tensione di saturazione alta, che corrisponde a quanto si è osservato dall'esperimento.

6 Misure di guadagno dell'oscillatore

$$\begin{aligned} V_s &= 200 \pm 2 \text{ mV} \\ V_{\text{min}} &= 608 \pm 5 \text{ mV} \implies A_v = 3.04 \pm 0.04 \end{aligned}$$

Conclusioni e commenti finali

Si è riusciti a costruire e studiare alcuni dei circuiti più semplici e noti che fanno uso di amplificatori operazionali in regime non lineare, tra cui: un amplificatore di carica, un trigger di Schmitt e due multivibratori; uno astabile e uno monostabile.

In particolare siamo riusciti a descrivere e verificare sperimentalmente il funzionamento dei circuiti e a caratterizzarne tempi e frequenze caratteristici; dunque anche i limiti fisici in frequenza, ampiezza e duty-cycle sia per i segnali in ingresso che nella risposta all'uscita.

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.