

Es07A: Controllore Proporzionale-Integrale

Gruppo 1.AC

Matteo Rossi, Bernardo Tomelleri

2 marzo 2022

1 Misura componenti dei circuiti

Resistenze [Ω]	R	σR	Capacità [nF]	C	σC
R_1	992	8	C_1	212	9
R_2	992	8			
R_4	991	8			
R_5	9.96 k	0.08 k			
R_6	99.9 k	0.8 k			
R_7	9.96 k	0.08 k			
R_8	104.6 k	8 k			
R_9	103.0 k	0.8 k			
R_{10}	100.6 k	8 k			
R_{11}	1.911	8			

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

Resistenze [Ω]	R	σR	Capacità [nF]	C	σC
R_1	996	8	C_1	207	9
R_2	994	8			
R_4	999	8			
R_5	9.95 k	0.08 k			
R_6	99.1 k	0.8 k			
R_7	9.96 k	0.08 k			
R_8	99.6 k	0.8 k			
R_{10}	99.8 k	0.8 k			
Pot_{R_9}	103.4 k	0.8 k			
$Pot_{R_{11}}$	1.99 k	0.08 k			

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

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

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

1.1 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`.

3 Generatori di luce e circuito di lettura

Il primo passo per la costruzione del circuito P.I.D. è la realizzazione del circuito di lettura. Nel nostro caso abbiamo realizzato un sistema di rilevazione di intensità luminosa costituito da due circuiti identici che emettono luce grazie a due LED bianchi (uno per il disturbo e l'altro di controllo) e da un partitore di tensione dato dalla serie di una resistenza R_3 e una fotoresistenza R_4 .

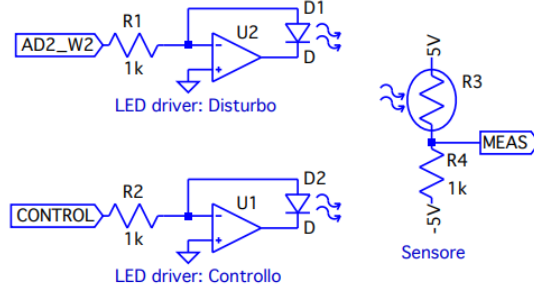


Figura 1: Schema dei circuiti di emissione e rilevazione di intensità luminosa.

3.1 Analisi del funzionamento del circuito

La fotoresistenza è una resistenza variabile in funzione dell'intensità luminosa che incide su di essa. In particolare sappiamo che il valore di resistenza R_4 e intensità della luce incidente sulla superficie della fotoresistenza sono inversamente proporzionali.

Dalla formula del partitore di tensione sappiamo che il valore dell'uscita **MEAS** dev'essere pari a

$$V_{\text{MEAS}} = (V_{CC} - V_{EE}) \frac{R_4}{R_4 + R_3} + V_{EE} \quad (1)$$

Ci aspettiamo allora che aumentando la luce (quindi nel nostro caso pilotando l'ingresso del LED driver di disturbo con una rampa), il valore di V_{MEAS} andrà ad aumentare sempre entro l'intervallo di tensioni (V_{EE}, V_{CC}).

Riportiamo una serie di misure di V_{MEAS} al variare del valore della tensione continua generata all'ingresso **W2**. Come ci aspettavamo il valore di V_{meas} cresce all'aumentare dell'intensità della luce incidente sulla fotoresistenza,

$V_{\text{gen}}[\text{V}]$	$V_{\text{meas}}[\text{V}]$
-4.2 ± 0.3 m	-4.99 ± 0.05
995 ± 7 m	-2.11 ± 0.02
1.99 ± 0.02	-1.01 ± 0.08
2.98 ± 0.04	-359 ± 3 m
3.98 ± 0.04	42.1 ± 0.7 m
4.98 ± 0.05	335 ± 3 m

Tabella 3: Misure di V_{MEAS} in funzione della tensione in ingresso nel LED driver di disturbo

cioè aumentando la tensione in ingresso V_{gen} .

Per evidenziare meglio l'andamento del segnale in uscita dal partitore **MEAS** al variare della tensione del segnale di disturbo si è 'automatizzata' la procedura inviando una rampa/gradinata discreta generata da **W2** tramite script definito in Wavegen.

4 Amplificatore di Noise rispetto a Set

Si è costruito un amplificatore differenziale con guadagno ~ 10 a partire dalle resistenze R_5 , R_6 e R_7 , R_8 secondo lo schema in figura. Lo scopo del circuito è quello di amplificare la differenza tra i segnali V_{SET} e V_{MEAS} di un fattore 10. Si è quindi misurato il guadagno per entrambi gli ingressi dell'OpAmp, inviando un segnale a uno e collegando l'altro a massa. Ci si aspetta che nel caso in cui **SET** sia collegato al segnale in ingresso, l'uscita dev'essere invertita, mentre nel caso opposto **MEAS** e **ERROR** devono essere in fase.

Abbiamo quindi misurato il guadagno per i due ingressi dell'OpAmp definito come $A = \frac{V_{\text{ERROR}}}{V_{\text{in}}}$, da cui risulta

$$\begin{aligned} A_{\text{SET}} &= -10.01 \pm 0.14 \\ A_{\text{MEAS}} &= 10.01 \pm 0.14 \end{aligned}$$

Per l'ingresso invertente **SET** e non-invertente **MEAS** rispettivamente, questi risultano compatibili con i valori di guadagno attesi per l'amplificatore differenziale:

$$\begin{aligned} A_{\text{SET}} &= -\frac{R_8}{R_7} = -10.00 \pm 0.11 \\ A_{\text{MEAS}} &= \frac{R_6}{R_5} = 9.96 \pm 0.11 \end{aligned}$$

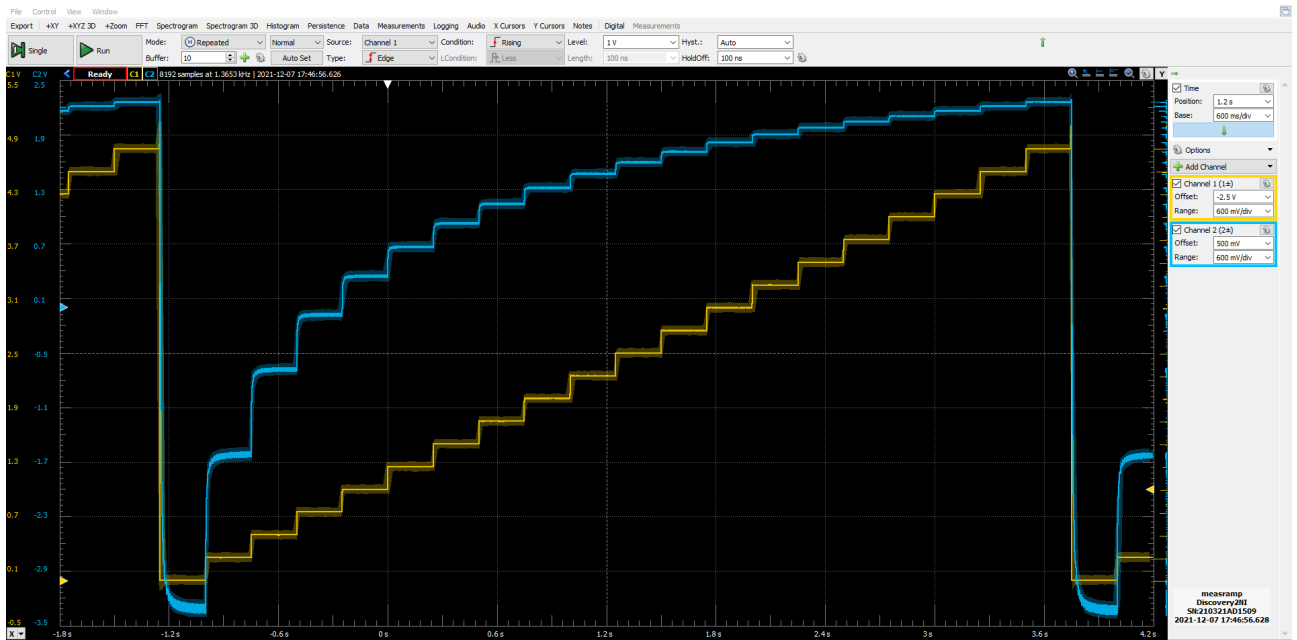


Figura 2: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali in ingresso $W_2(t)$ (CH1) e uscita $V_{MEAS}(t)$ (CH2) del partitore di tensione con CONTROL collegato a massa.

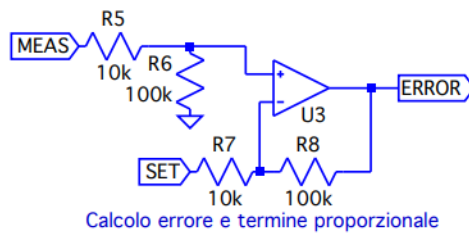


Figura 3: Schema circuitale dell'amplificatore differenziale realizzato

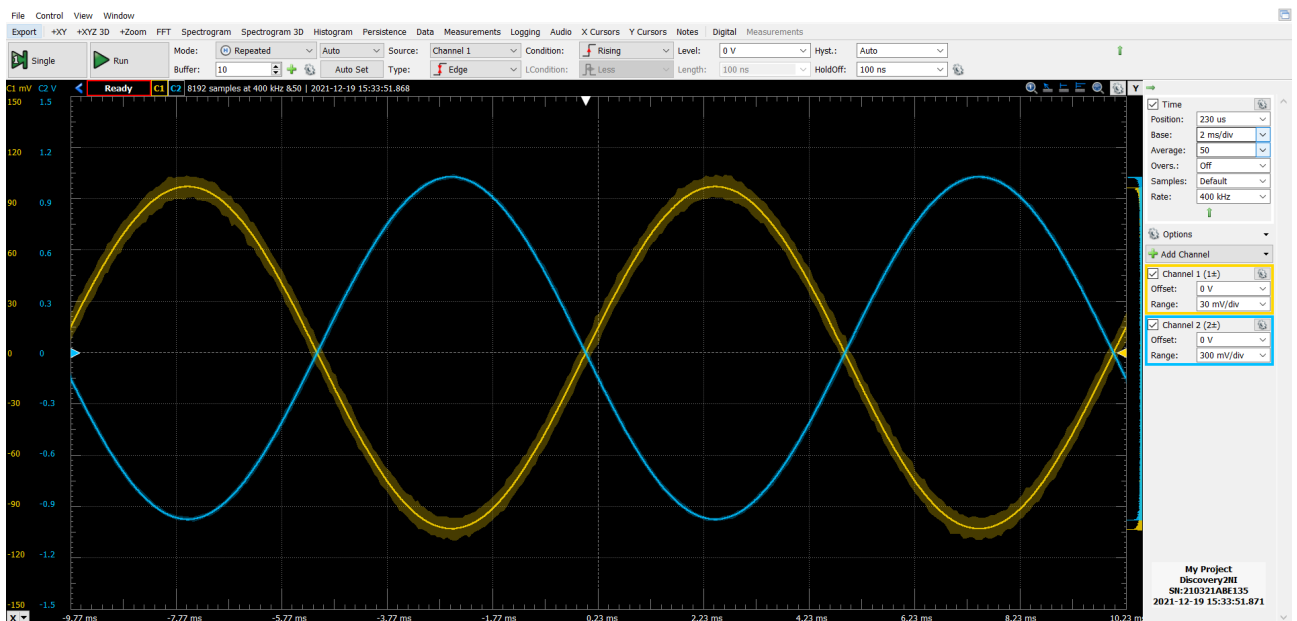


Figura 4: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali in ingresso $V_{SET}(t)$ (CH1) e uscita $V_{ERROR}(t)$ (CH2) dall'amplificatore differenziale con MEAS collegato a massa.

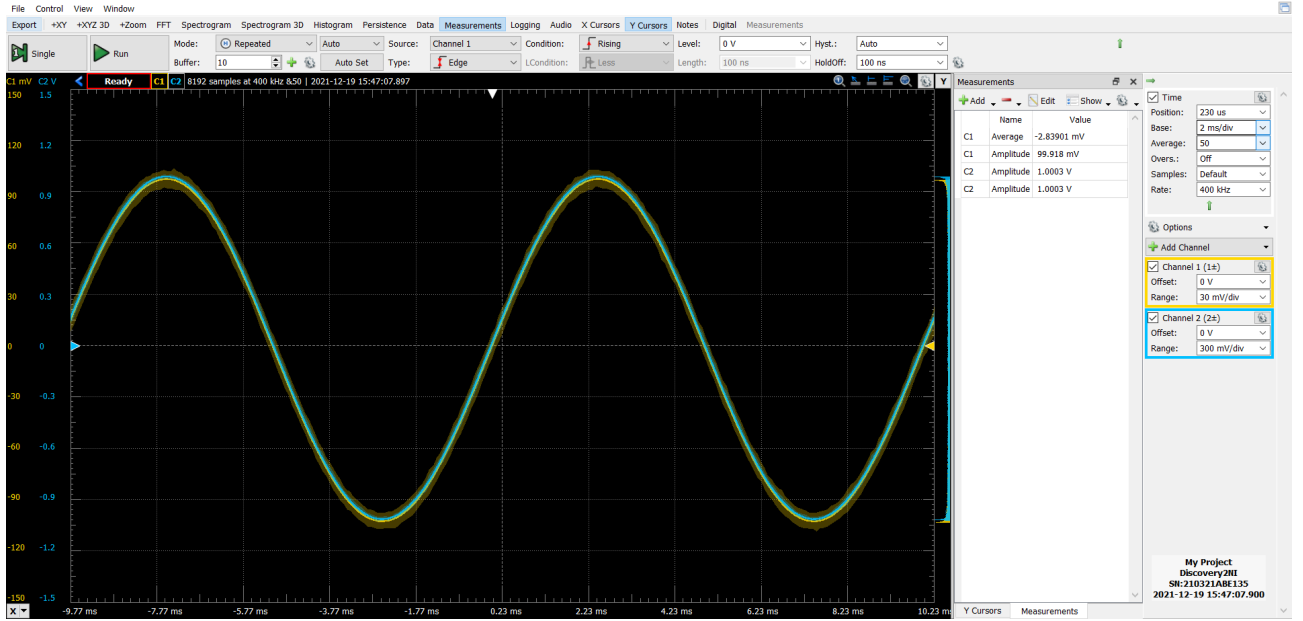


Figura 5: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali in ingresso $V_{MEAS}(t)$ (CH1) e uscita $V_{ERROR}(t)$ (CH2) dall'amplificatore differenziale con SET collegato a massa.

Per controllare la tensione di riferimento si è poi costruito un circuito che permettesse di variare V_{SET} nello stesso intervallo (V_{EE}, V_{CC}) attraverso l'uso di un potenziometro da $R_{11} = 2k\Omega$.

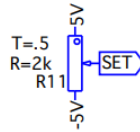


Figura 6: Schema del circuito per la configurazione della tensione di riferimento.

Per verificare il corretto funzionamento del circuito amplificatore di differenza tra i 2 segnali in ingresso, sappiamo che nel caso in cui MEAS e SET siano uguali allora la differenza dev'essere nulla, ovvero sia in uscita dovremmo trovare $V_{ERROR} = 0$ V. Difatti, collegando i terminali differenziali del CH1 dell'oscilloscopio per misurare il segnale $V_{MEAS}(t)$ rispetto al segnale $V_{SET}(t)$ (registrando così la loro differenza) e CH2 per misurare $V_{ERROR}(t)$ all'uscita rispetto a massa troviamo che entrambi sono costanti e compatibili con 0 V come volevamo.

5 Controllo integrale

Successivamente si è montato il circuito di controllo integrale, cioè un circuito integratore RC costituito dalla resistenza R_9 del potenziometro e da una condensatore C_1 , montati secondo lo schema in fig. 8.

6 Verifica del funzionamento del circuito

Abbiamo collegato l'uscita CONTROL al driver per la luce di controllo e l'uscita del circuito di generazione errore all'entrata del circuito di controllo integrale. A questo punto è stato sufficiente passivare il generatore di luce di disturbo e spostare il contatto strisciante di $R_9 = 100 k\Omega$ a fine corsa per poter osservare l'accensione del LED di controllo.

Si nota immediatamente come la risposta del LED di controllo sia estremamente sensibile alla quantità di luce che incide sulla fotoresistenza. Per questo motivo abbiamo scelto di coprire il circuito e spostarci quanto meno possibile durante le prese dati, al fine di schermare l'apparato sperimentale da eventuali sorgenti di disturbo casuali (e.g. persone/cose che si spostano in prossimità della fotoresistenza).

Si è riusciti a verificare la risposta del circuito con LED di controllo ad un intervento esterno di riduzione della luce: si sono interposte delle buste di plastica trasparenti tra il diodo e la fotoresistenza, dunque abbiamo osservato il LED aumentare l'intensità luminosa in uscita di conseguenza.

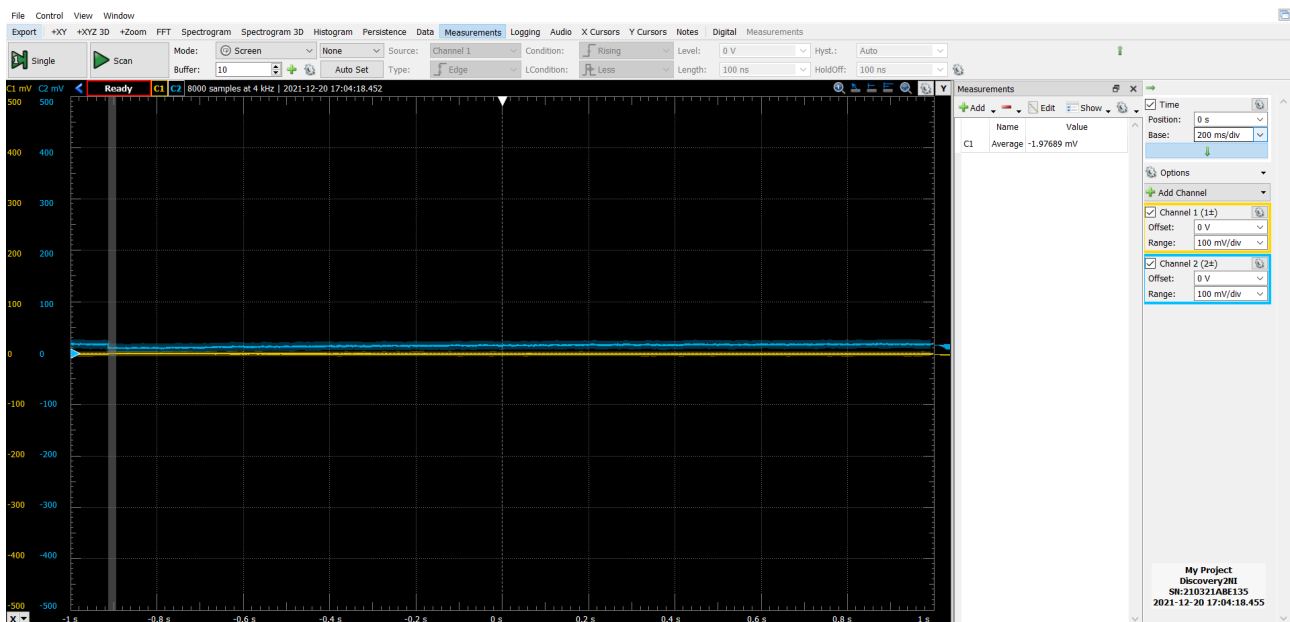


Figura 7: Stampa a schermo dell'oscilloscopio nella condizione in cui le tensioni in SET e MEAS sono uguali. Con il canale uno si misura la differenza di potenziale tra V_{MEAS} e V_{SET} , con il canale due invece V_{ERROR} rispetto a massa.

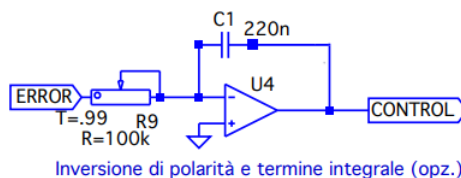


Figura 8: schema circuitale del controllore ad azione integrale.

7 Risposta ad un'onda quadra

Si è quindi passati allo studio della risposta del circuito ad una luce di disturbo, in questo primo caso pilotata da un'onda quadra. Per prima cosa occorre fissare un valore di tensione di riferimento SET: si è scelta come intensità luminosa arbitraria quella che MEAS legge quando uno dei 2 driver LED è pilotato con una tensione di 1 V. Infine si è impostato il valore di resistenza del potenziometro R_{11} in modo tale che MEAS e SET si trovassero alla stessa tensione.

A questo punto si è inviata al LED driver di disturbo un'onda quadra compresa tra 0 e 150 mV con frequenza pari a $f = 1\text{Hz}$. Osservando l'andamento nel tempo dei segnali $V_{\text{CONTROL}}(t)$ e $V_{\text{MEAS}}(t)$ si riesce ad apprezzare il comportamento del circuito sotto studio; questo cerca di "correggere" il disturbo esterno al fine di mantenere il valore dell'osservabile V_{MEAS} costante nel tempo. Infatti il segnale in CONTROL è un'onda quadra in opposizione di fase a quella di disturbo ma con difetti di *overshoot*, dovuti al tempo caratteristico di risposta del circuito integratore alla variazione rapida nei fronti di discesa e salita dell'onda quadra $W_2(t)$.

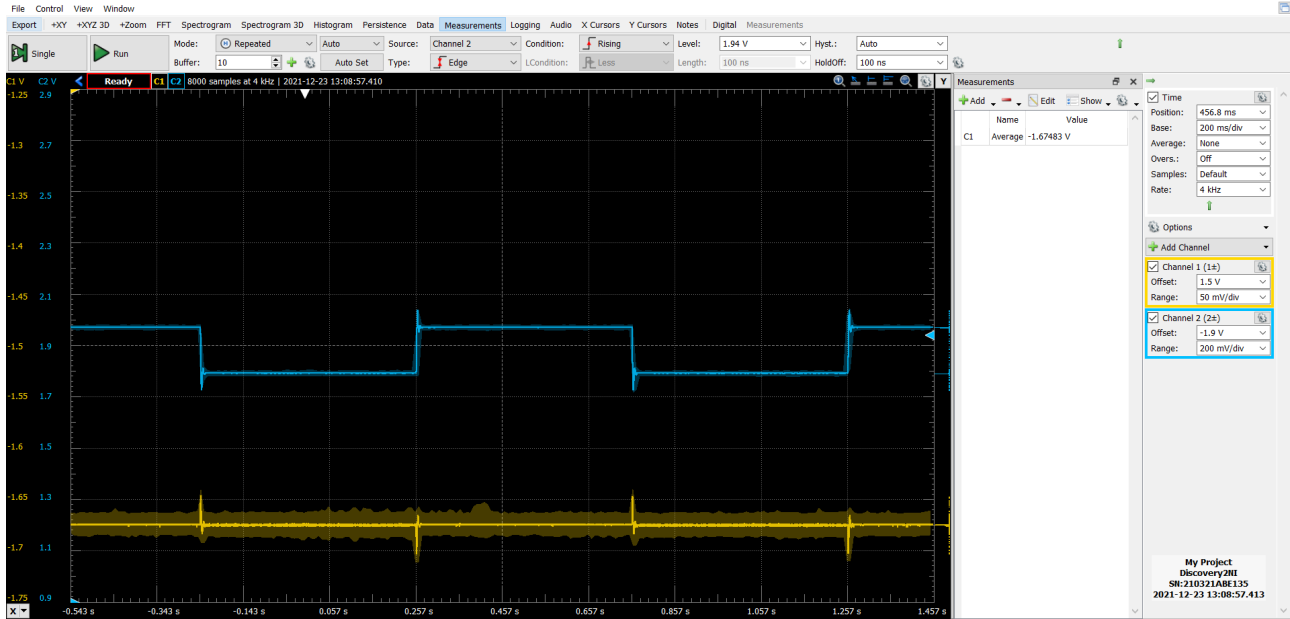


Figura 9: Acquisizione all'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali in MEAS (CH1) e di CONTROL (CH2) rispetto a massa.

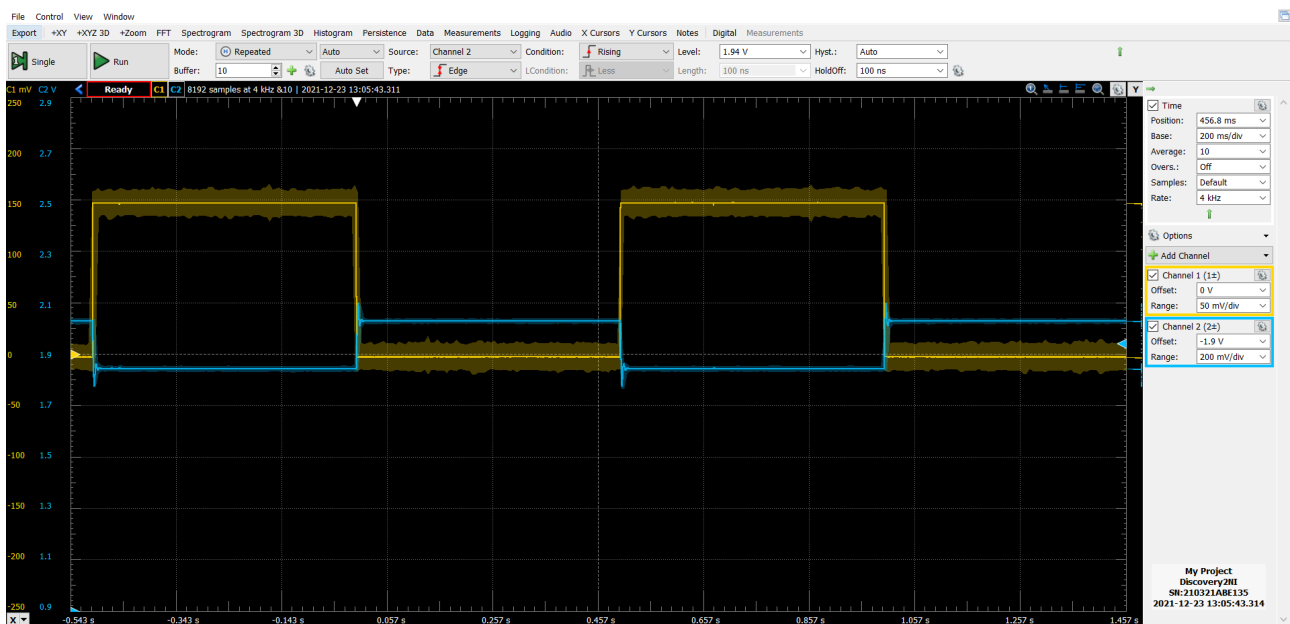


Figura 10: Acquisizione all'oscilloscopio dei segnali $W_2(t)$ (CH1) e dell'onda pilota del LED di disturbo $V_{\text{CONTROL}}(t)$ (CH2).

Dunque abbiamo osservato il comportamento del segnale in **error** al variare della resistenza del potenziometro R_9 . Si nota che anche questo segnale ha un andamento ‘inversamente’ proporzionale all’onda quadra di disturbo, cioè rimane costante a 0 V durante i periodi alti e bassi, mentre in corrispondenza dei fronti di discesa e salita di $W_2(t)$ assume la forma di un’oscillazione smorzata esponenzialmente. Per essere più precisi $V_{\text{ERROR}}(t)$ ha sempre la forma di una serie di oscillazioni smorzate di segno alternante che si ripetono ogni semi-periodo dell’onda quadra in NOISE, ma al variare della posizione del trimmer cambia sensibilmente il tempo di smorzamento τ dopo cui l’uscita dell’amplificatore differenziale torna ad essere nulla, una volta che l’oscillazione si è spenta.

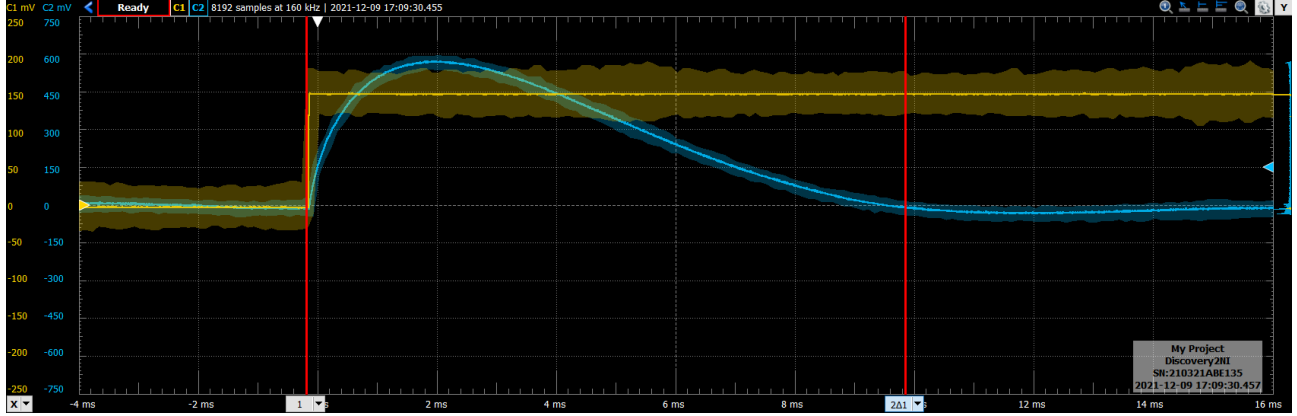


Figura 11: Acquisizione presa dall’oscilloscopio dell’andamento dei segnali V_{ERROR} (CH1) rispetto all’onda quadra $W_2(t)$ di disturbo (CH2).

Tramite cursori si è quindi misurato il tempo di smorzamento dell’oscillazione/‘overshoot’ in **ERROR** e lo abbiamo confrontato con il tempo caratteristico di risposta del circuito integratore definito da $\tau_{\text{RC}} = R_9 C_1$.

Resistenza R_9 [k Ω]	τ [ms]	τ_{RC} [ms]
103.4 ± 0.8	20.7 ± 0.4	21.4 ± 0.9
92.8 ± 0.8	19.0 ± 0.3	19.2 ± 0.8
67.7 ± 0.6	15.3 ± 0.3	14.0 ± 0.6
40.2 ± 0.4	8.2 ± 0.2	8.6 ± 0.3
26.4 ± 0.3	5.8 ± 0.1	5.6 ± 0.2
11.98 ± 0.10	2.72 ± 0.10	2.5 ± 0.1
7.34 ± 0.06	3.24 ± 0.10	1.52 ± 0.06
2.78 ± 0.03	0.92 ± 0.05	0.59 ± 0.02

Tabella 4: Misura dei tempi di smorzamento delle oscillazioni di $V_{\text{ERROR}}(t)$ e confronto con tempo caratteristico di risposta dell’integratore al variare di R_9 .

Da cui vediamo che le prime misure di tempo risultano compatibili con i loro valori attesi, mentre per valori di resistenza $R_9 < 10 \text{ k}\Omega$ queste tendono a discostarsi sempre di più al diminuire del valore di resistenza.

8 Risposta ad una rampa

Come prima si è reimpostato il valore della resistenza del potenziometro al massimo ($100 \text{ k}\Omega$ nominali) ma stavolta si è pilotato il driver LED di disturbo con un’onda triangolare compresa tra 0 e 150mV di frequenza $f = 10 \text{ Hz}$ e duty-cycle dc = 10 %, 90 %.

Anche in questo caso il circuito di amplificazione dell’errore si comporta quasi come un derivatore: in fin dei conti è quello che ci si aspetta, dato che il controllo deve integrare il segnale di errore, per poter bilanciare il cambiamento di luce, c’è bisogno che anche l’uscita del controllo sia un’onda triangolare simmetrica a quella con cui pilotiamo il LED di disturbo. Inoltre dato che il circuito integratore agisce in un tempo non trascurabile di fronte a dei cambiamenti, il segnale di errore non potrà mai essere nullo, infatti se lo fosse il controllore non produrrebbe alcun cambiamento, cosa che può sussistere solo nel caso in cui si abbia una luce di disturbo costante nel tempo.

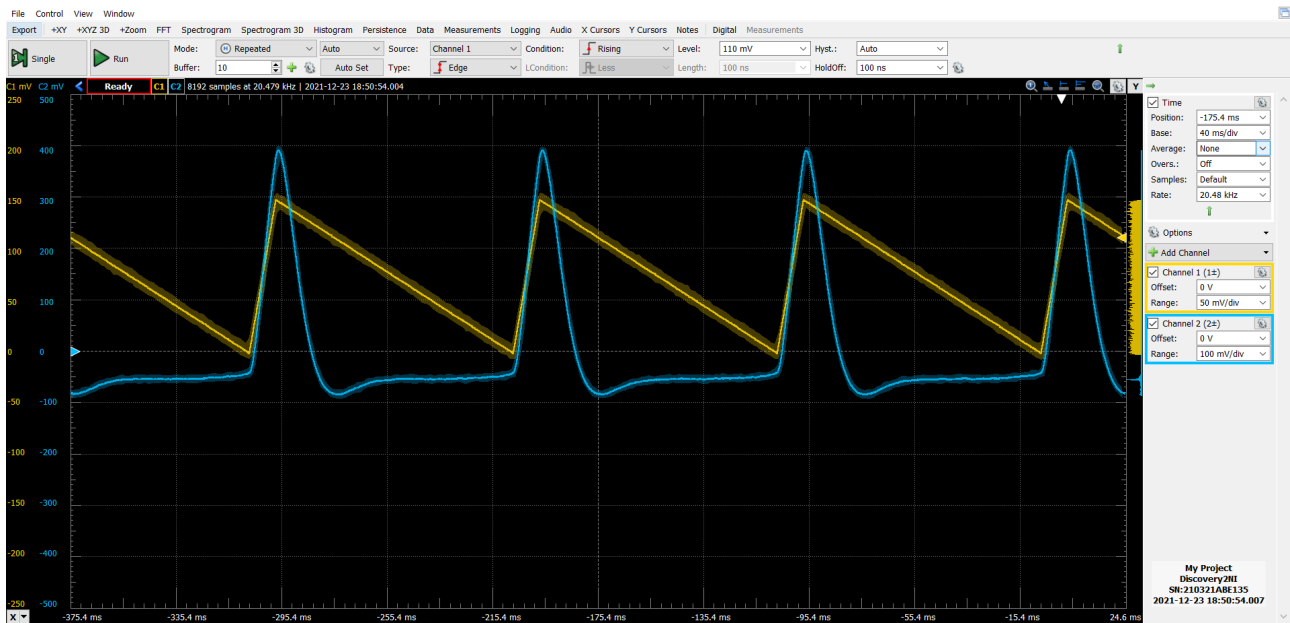


Figura 12: Acquisizione dall'oscilloscopio degli andamenti nel tempo dei segnali in ERROR (CH1) e del segnale di disturbo $W_2(t)$ con l'onda triangolare di duty-cycle 10 %

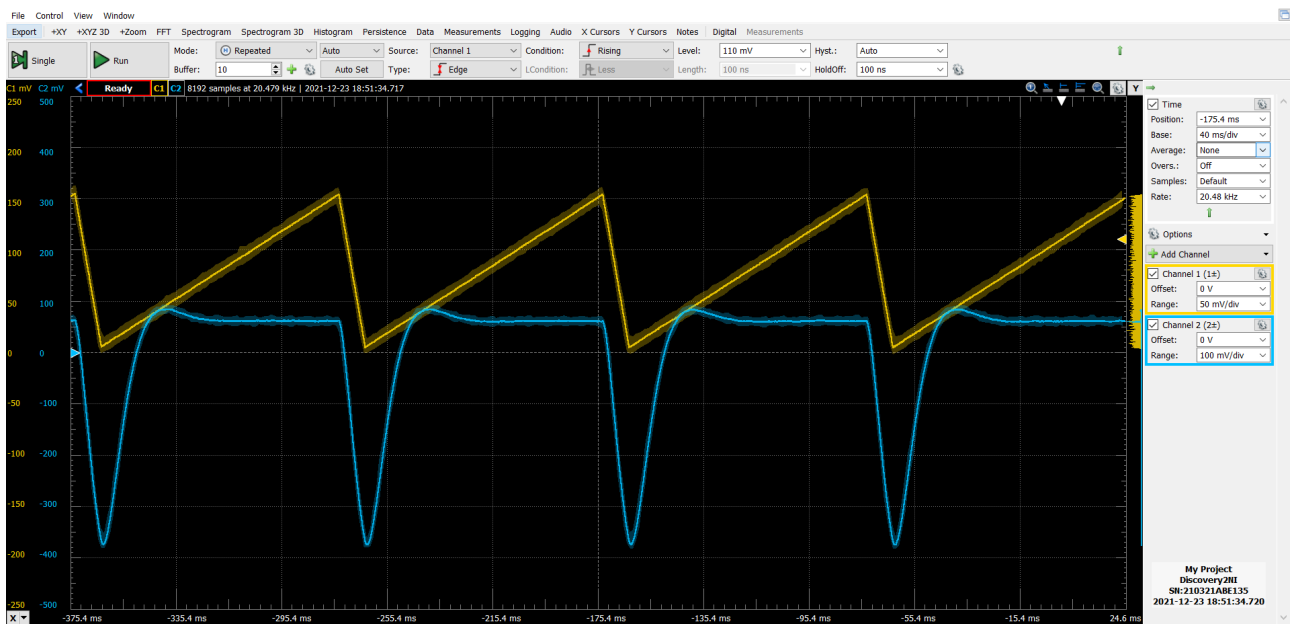


Figura 13: Acquisizione dall'oscilloscopio degli andamenti nel tempo dei segnali in ERROR (CH1) e del segnale di disturbo $W_2(t)$ con l'onda triangolare di duty-cycle 10 %.

9 Risposta in frequenza

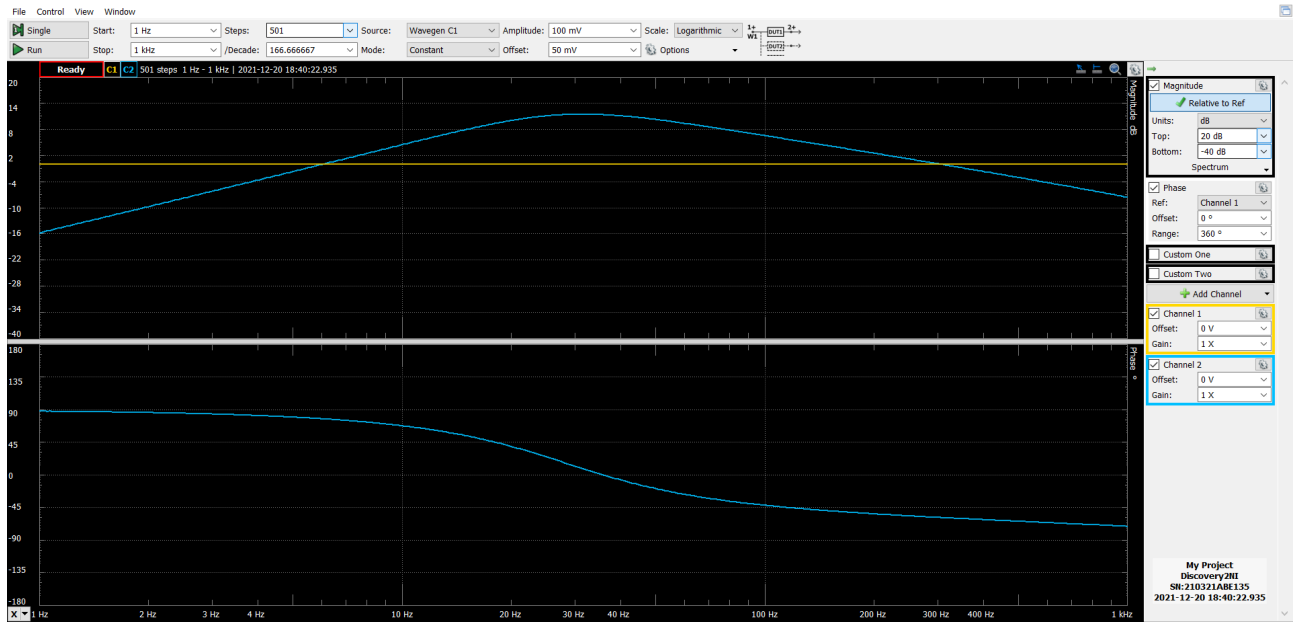


Figura 14: Plot di Bode ottenuto dallo scan con Network tra 1 Hz e 1 kHz con un segnale sinusoidale in ingresso al LED di disturbo di ampiezza $v_{in} = 100$ mV e offset costante di 50 mV. In azzurro la risposta in frequenza del segnale in ERROR per un valore di resistenza del potenziometro $R_9 = 103.4 \pm 0.8$ k Ω .

Controllo proporzionale

Infine si è costruito il circuito di controllo proporzionale a partire dal precedente (integrale), scambiando il condensatore C_1 con una resistenza $R_{10} = 100$ k Ω (nominali) secondo lo schema in fig. 17.

10 Risposta ad un'onda quadra

Esattamente come in sezione 7 si è reimpostato il potenziometro R_9 fino alla sua massima resistenza e si è pilotato il driver LED di disturbo con un'onda quadra compresa tra 0 e 150 mV con frequenza fissata a $f = 1$ Hz.

Dunque si è studiata nuovamente la risposta del circuito osservando l'andamento temporale dei segnali nelle uscite ERROR, CONTROL e MEAS.

Come ci si aspettava il controllo proporzionale non mantiene $V_{MEAS}(t)$ invariato, dato che il circuito completo non è altro che una cascata di amplificatori, di cui il primo differenziale di guadagno ≈ 10 , e il secondo invertente di guadagno variabile in funzione della resistenza del potenziometro $\frac{R_{10}}{R_9}$.

Conclusioni e commenti finali

Si è riusciti a costruire e studiare un circuito controllore ad azione proporzionale/integrale di luminosità ambientale basato sulla lettura di una foto-resistenza.

In particolare siamo riusciti a descrivere e verificarne sperimentalmente il funzionamento e a caratterizzarne la risposta al variare dei parametri di costruzione del circuito e delle fonti di disturbo nel dominio dei tempi e delle frequenze.

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.

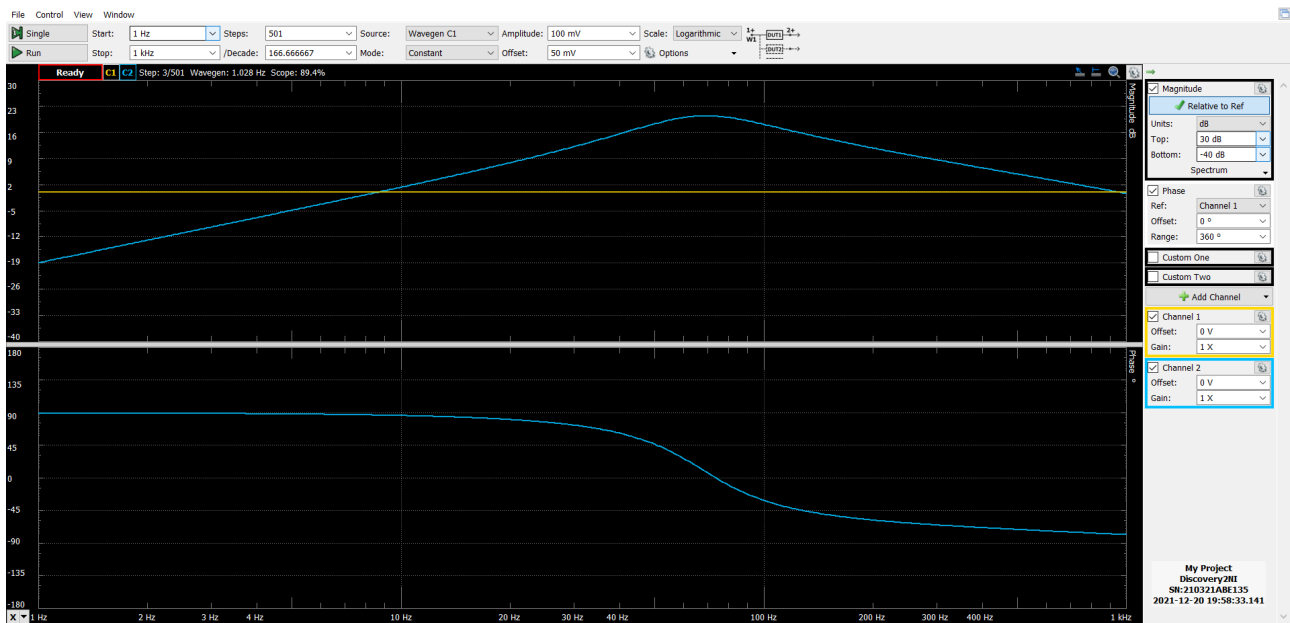


Figura 15: Plot di Bode ottenuto dallo scan con Network tra 1 Hz e 1 kHz con un segnale sinusoidale in ingresso al LED di disturbo di ampiezza $v_{in} = 100$ mV e offset costante di 50 mV. In azzurro la risposta in frequenza del segnale in ERROR per un valore di resistenza del potenziometro $R_9 = 76.1 \pm 0.6$ k Ω .

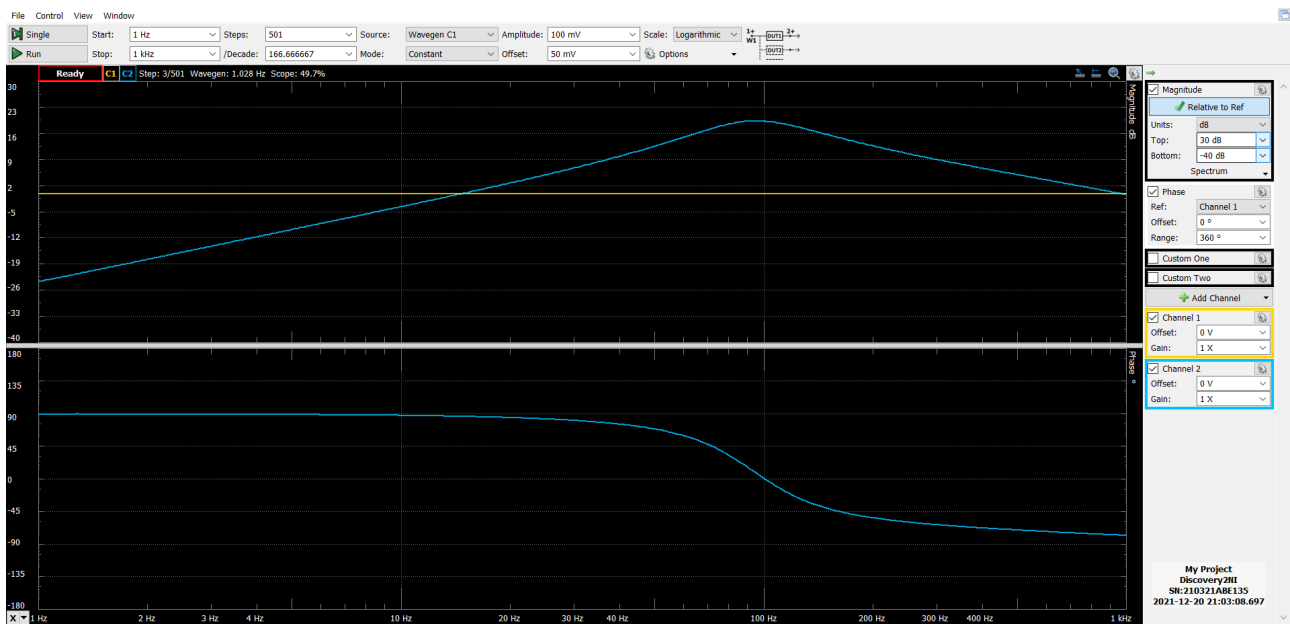


Figura 16: Plot di Bode ottenuto dallo scan con Network tra 1 Hz e 1 kHz con un segnale sinusoidale in ingresso al LED di disturbo di ampiezza $v_{in} = 100$ mV e offset costante di 50 mV. In azzurro la risposta in frequenza del segnale in ERROR per un valore di resistenza del potenziometro $R_9 = 43.9 \pm 0.4$ k Ω .

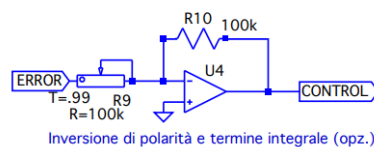


Figura 17: Schema circuitale del controllore ad azione proporzionale.

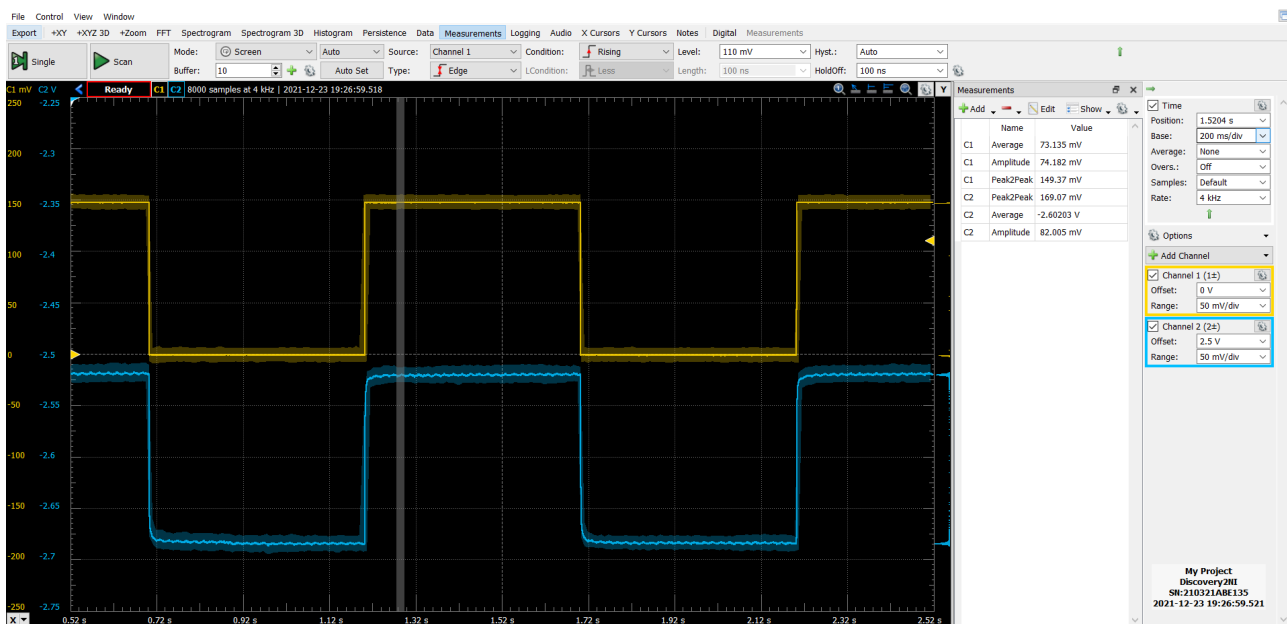


Figura 18: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dei segnali $V_{ERROR}(t)$ (CH1) e dell'onda pilota di disturbo $W_2(t)$ (CH2).

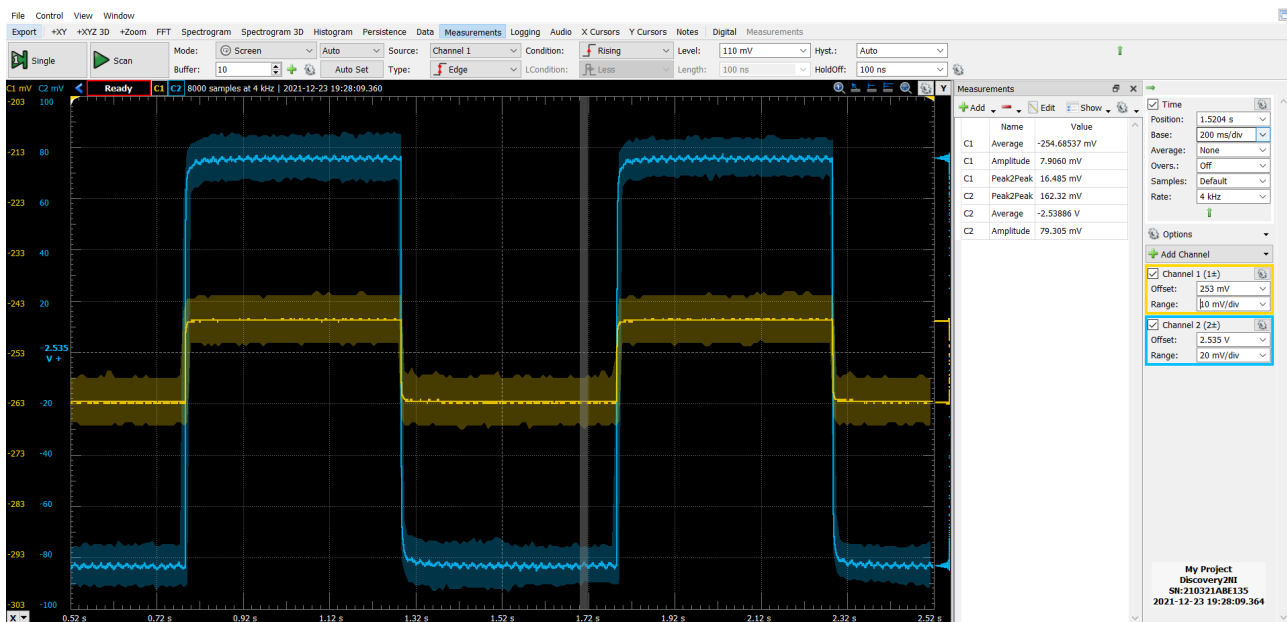


Figura 19: Acquisizione dell'andamento nel tempo dei segnali in ERROR (CH1) e di MEAS misurato rispetto a SET (CH2).

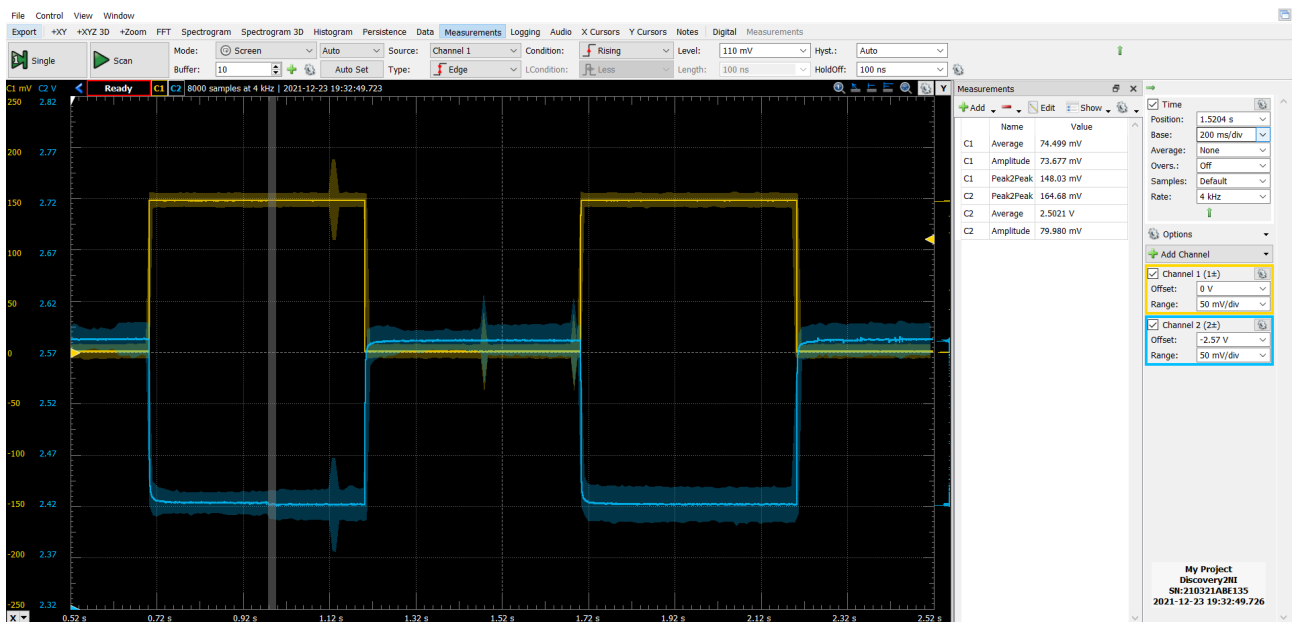


Figura 20: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dei segnali $V_{\text{CONTROL}}(t)$ (CH1) e dell'onda pilota del LED di disturbo $W_2(t)$ (CH2).