

Es07A: Controllore Proporzionale-Integrale

Gruppo 1.AC

Matteo Rossi, Bernardo Tomelleri

3 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 .

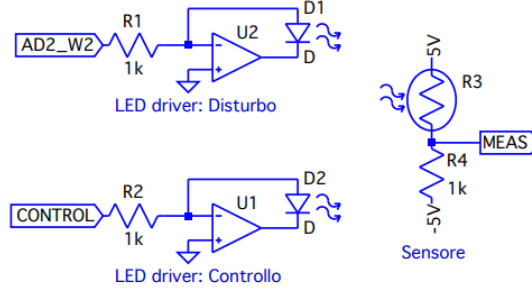


Figura 1: Schema dei circuiti di emissione e rilevazione di intensità luminosa.

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

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

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_{gen} [V]	V_{MEAS} [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 $A = \frac{V_{ERROR}}{V_{in}}$, da cui risulta

$$A_{SET} = -10.01 \pm 0.14$$

$$A_{MEAS} = 10.01 \pm 0.14$$

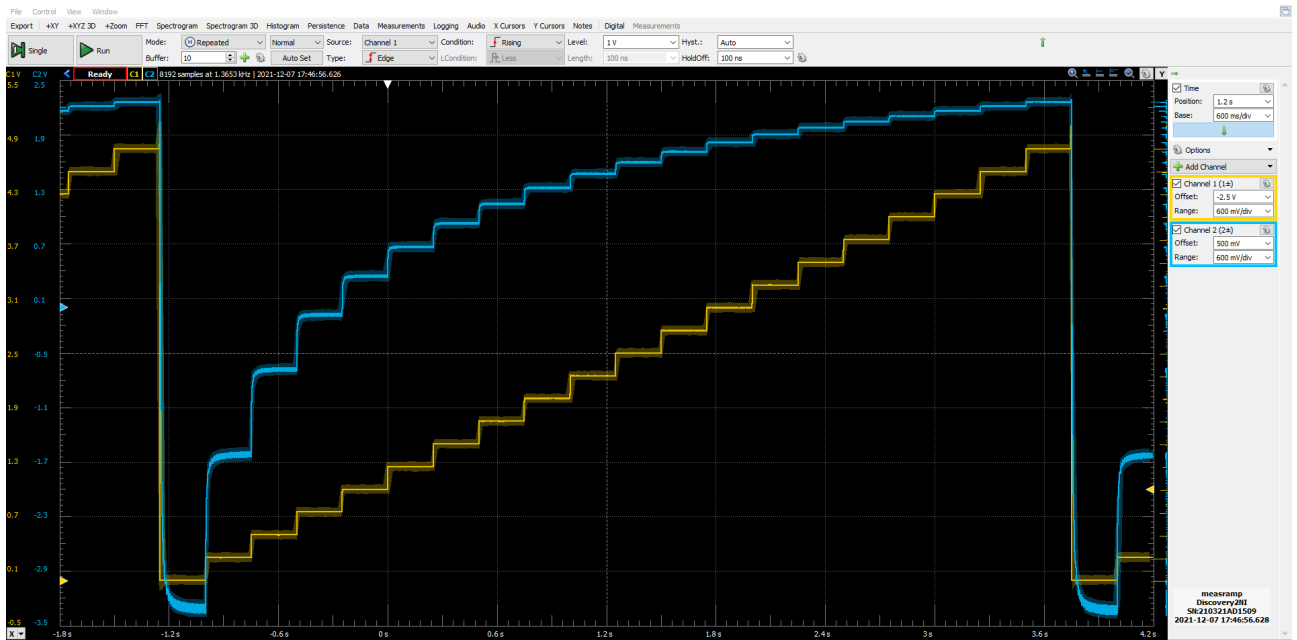


Figura 2: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali in ingresso $W_2(t)$ (CH1) e uscita $V_{MEAS}(t)$ (CH2) del partitore di tensione con CONTROL collegato a massa.

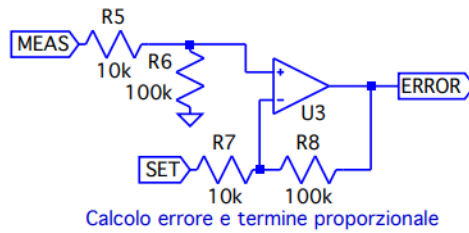


Figura 3: Schema circuitale dell'amplificatore differenziale realizzato

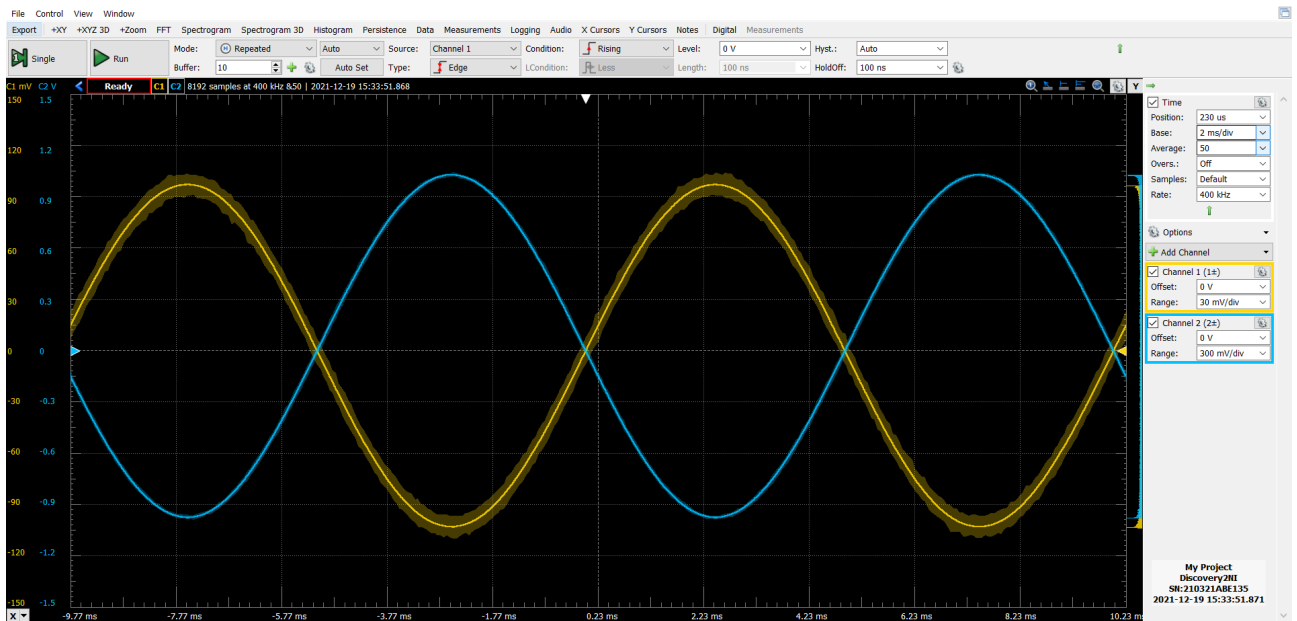


Figura 4: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali in ingresso $V_{SET}(t)$ (CH1) e uscita $V_{ERROR}(t)$ (CH2) dall'amplificatore differenziale con MEAS collegato a massa.

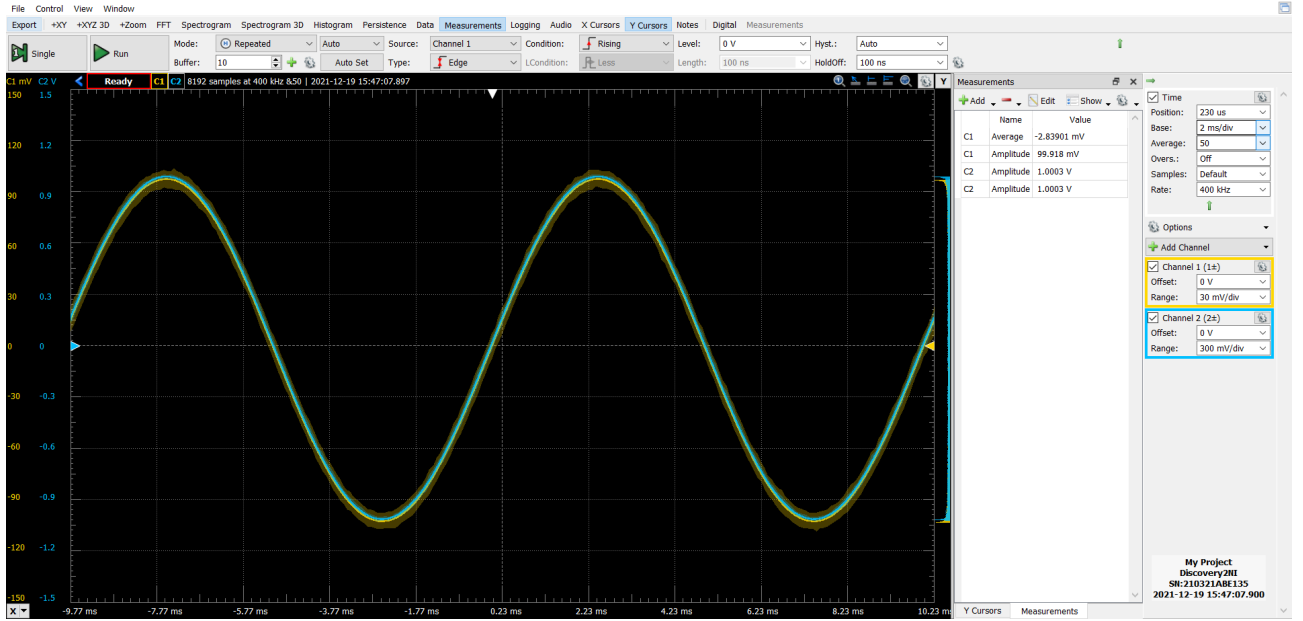


Figura 5: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali in ingresso $V_{MEAS}(t)$ (CH1) e uscita $V_{ERROR}(t)$ (CH2) dall'amplificatore differenziale con SET collegato a massa.

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

$$A_{SET} = -\frac{R_8}{R_7} = -10.00 \pm 0.11$$

$$A_{MEAS} = \frac{R_6}{R_5} = 9.96 \pm 0.11$$

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 $R_{11} = 2k\Omega$.

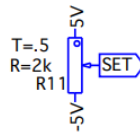


Figura 6: Schema del circuito per la configurazione della tensione di riferimento.

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, ovverosia 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 un 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.

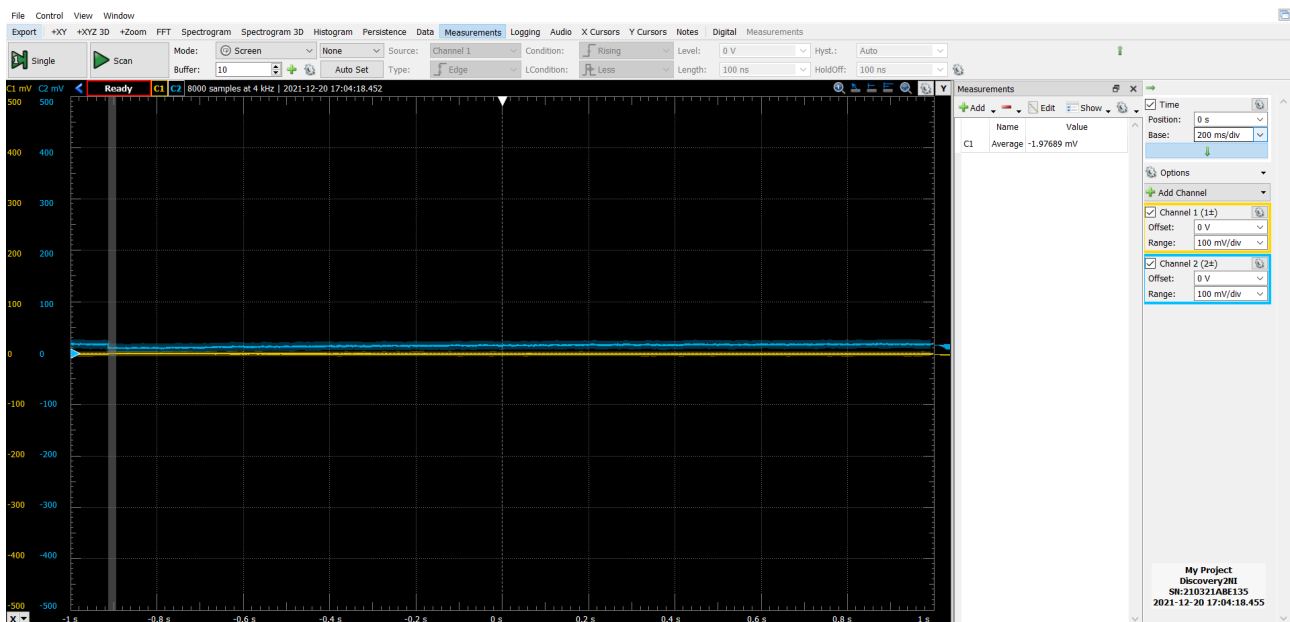


Figura 7: Stampa a schermo dell'oscilloscopio nella condizione in cui le tensioni in SET e MEAS sono uguali. Con il canale uno si misura la differenza di potenziale tra V_{MEAS} e V_{SET} , con il canale due invece V_{ERROR} rispetto a massa.

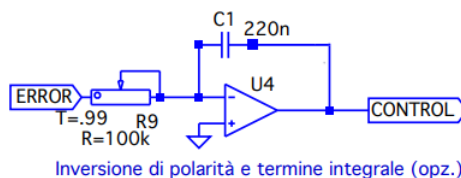


Figura 8: schema circuitale del controllore ad azione integrale.

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.

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 $W_2(t)$.

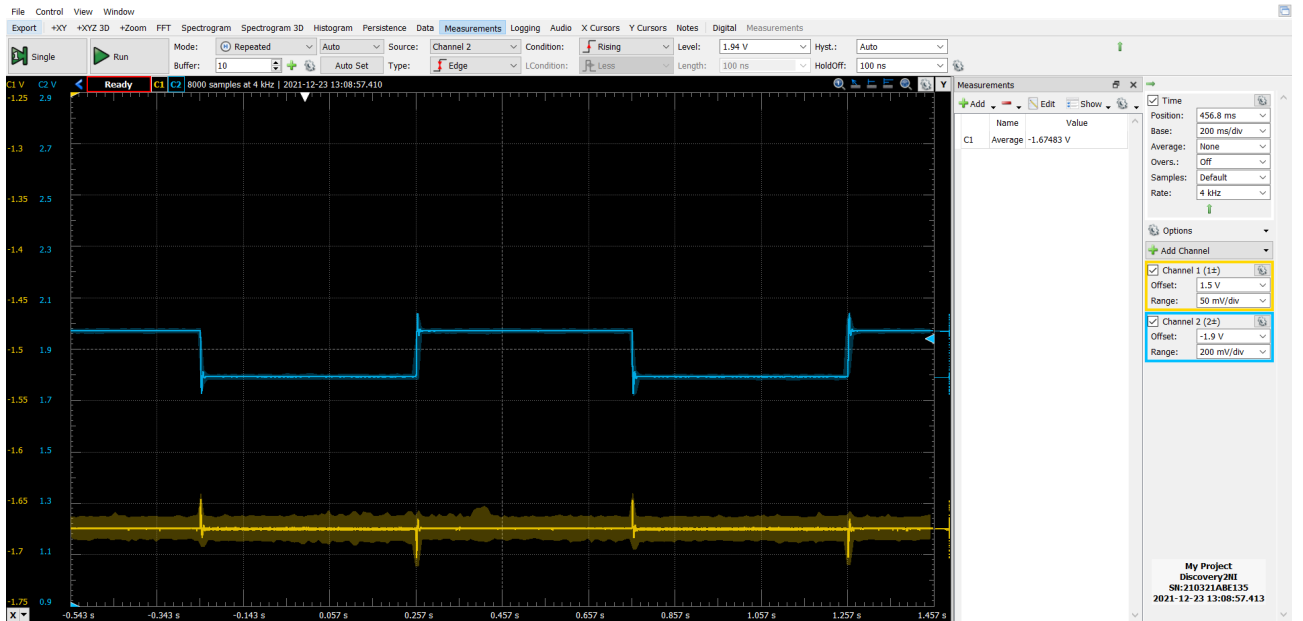


Figura 9: Acquisizione all'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali in MEAS (CH1) e di CONTROL (CH2) rispetto a massa.

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 cambiano sensibilmente l'ampiezza iniziale, la frequenza e il tempo di smorzamento τ dopo cui l'uscita dell'amplificatore differenziale torna ad essere nulla, una volta che l'oscillazione si è spenta.

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 $\tau_{\text{RC}} = R_9 C_1$.

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. Risulta difficile da valutare se questa deviazione sia dovuta ad accoppiamenti capacitivi fra basetta, fili e componenti passivi del circuito, alle capacità parassite dentro il TL081 o ad entrambi, che non stiamo considerando nel nostro modello.

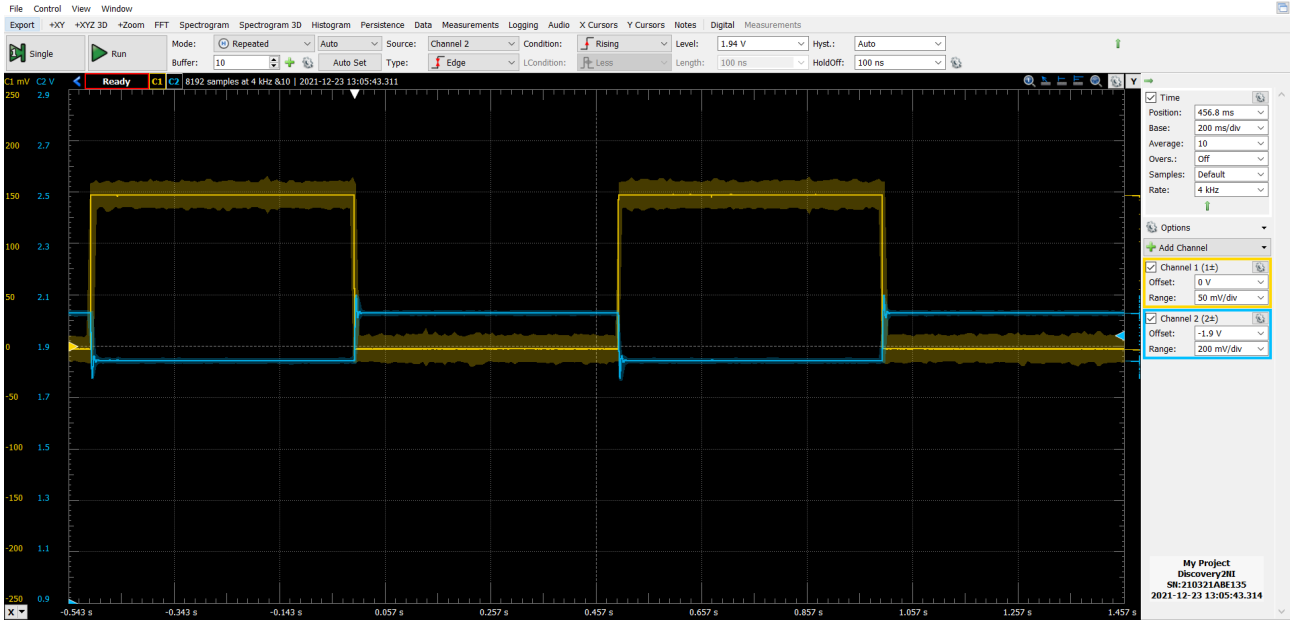


Figura 10: Acquisizione all'oscilloscopio dei segnali $W_2(t)$ (CH1) e dell'onda pilota del LED di disturbo $V_{\text{CONTROL}}(t)$ (CH2).

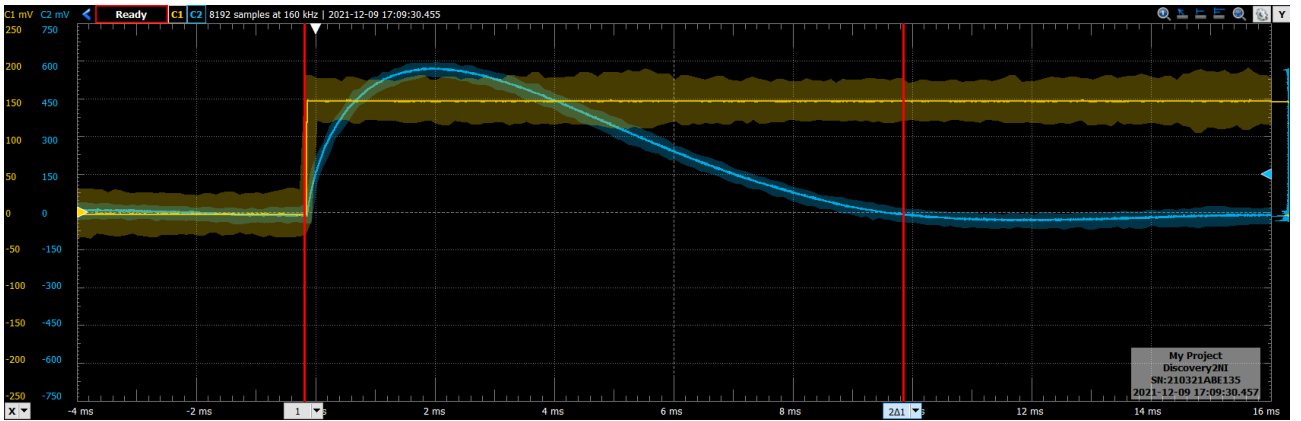


Figura 11: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dell'andamento del segnale $V_{\text{ERROR}}(t)$ (CH2) rispetto all'onda quadra $W_2(t)$ di disturbo (CH1).

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 .

Per evidenziare ancora meglio l'effetto che la diminuzione della resistenza del potenziometro R_9 (quindi dello smorzamento/dissipazione) e il conseguente aumento del guadagno del controllore integrale hanno sul transiente in **ERROR** se ne riporta in fig. 12 la sovrapposizione degli andamenti nel tempo osservati dall'oscilloscopio. Da cui

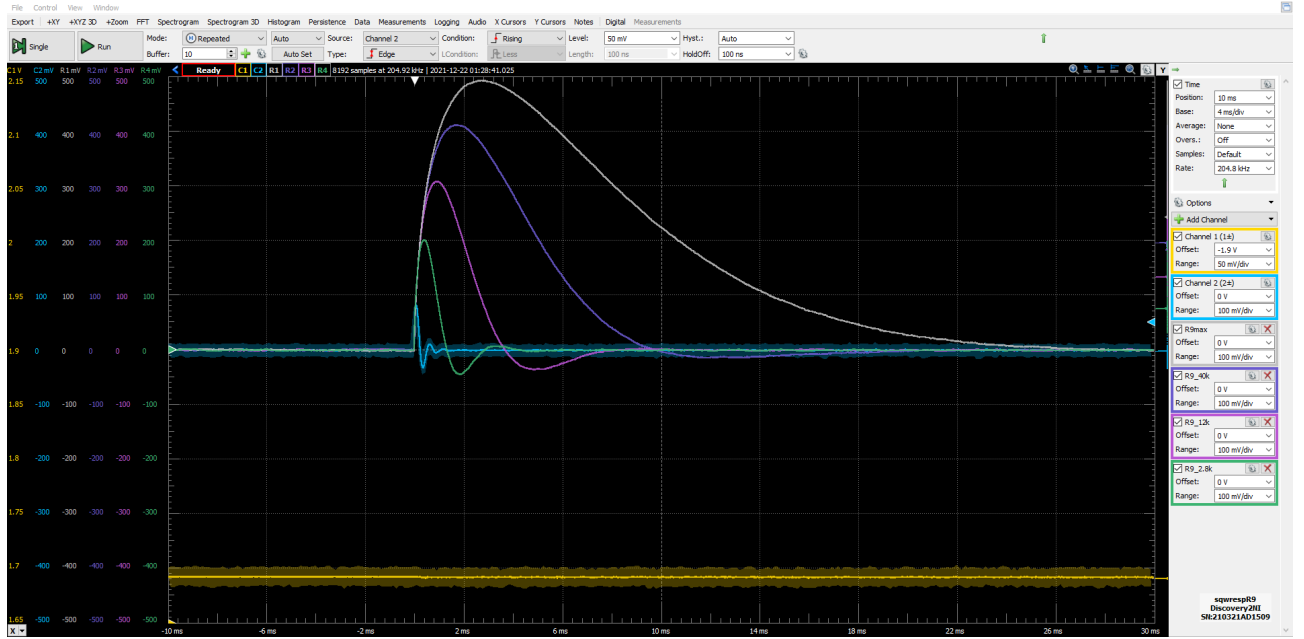


Figura 12: Acquisizione all'oscilloscopio della modifica del segnale $V_{\text{ERROR}}(t)$ (CH2) al variare della resistenza del potenziometro R_9 . In ordine di ampiezza iniziale decrescente per $R_9 = (103.0 \pm 0.6 \text{ k}\Omega)$, $(40.2 \pm 0.4 \text{ k}\Omega)$, $(11.98 \pm 0.10 \text{ k}\Omega)$, $(2.78 \pm 0.03 \text{ k}\Omega)$ e $(197 \pm 2 \text{ }\Omega)$. In giallo la risposta costante dell'osservabile in MEAS su (CH1).

vediamo come l'oscillazione prima che il sistema e $V_{\text{ERROR}}(t)$ tornino a regime è inizialmente sovrasmorzata ed è sempre più debolmente smorzata, decrescente in ampiezza e di frequenza crescente al diminuire della resistenza R_9 . Questo è compatibile con quanto ci aspettiamo dalla funzione di trasferimento del controllore, per cui ad una diminuzione del tempo di risposta dell'azione integrale corrisponde un aumento della frequenza e del tempo di smorzamento del transitorio dopo la risposta ad un gradino di tensione, cioè ad una riduzione del margine di stabilità del sistema.

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 %). Ne riportiamo la risposta osservata in **ERROR** come campionata dall'oscilloscopio per i due valori di duty-cycle in fig. 13 e fig. 14.

Anche in questo caso il circuito di amplificazione dell'errore si comporta in maniera simile ad un derivatore. Questo è ragionevole, dal momento che il segnale di controllo dev'essere proporzionale all'integrale del segnale di errore, e per poter bilanciare il disturbo luminoso in **NOISE**, l'uscita del circuito di controllo dev'essere un'onda triangolare in opposizione di fase a quella con cui pilotiamo il LED di disturbo; dunque l'ingresso **ERROR** del regolatore dev'essere proporzionale alla derivata del segnale all'uscita **CONTROL**.

In corrispondenza del fronte ripido della rampa di disturbo asimmetrica $W_2(t)$, in $V_{\text{ERROR}}(t)$ troviamo una serie di picchi smorzati simili ai transienti osservati prima nella risposta ad un'onda quadra in sezione 7 dovuti al tempo finito di risposta del controllore ad azione integrale. In effetti possiamo considerare il fronte ripido del segnale di disturbo come il fronte di salita di un gradino come prima, solo con un tempo di salita molto più lungo¹ di quello caratteristico dell'onda quadra generata dall'AD2.

Sempre per via del fatto che il circuito integratore reagisce in un tempo finito (dell'ordine di $\tau_{RC} = R_9 C_1$) in risposta a dei cambiamenti di $V_{\text{MEAS}}(t)$ rispetto a V_{SET} , il segnale di errore non potrà mai essere nullo. Infatti se lo fosse il controllore non attuerebbe alcun cambiamento, e questo dovrebbe avvenire solamente nel caso in cui si abbia una fonte di disturbo luminosa in **NOISE** costante nel tempo.

¹Mentre prima avevamo come tempo di salita $t_{\text{rise}}^{\text{sqw}} \approx 20 \text{ ns}$ per l'onda triangolare abbiamo misurato $t_{\text{rise}}^{\text{trg}} = 10.0 \pm 0.4 \text{ ms}$, che differiscono di quasi 6 ordini di grandezza.

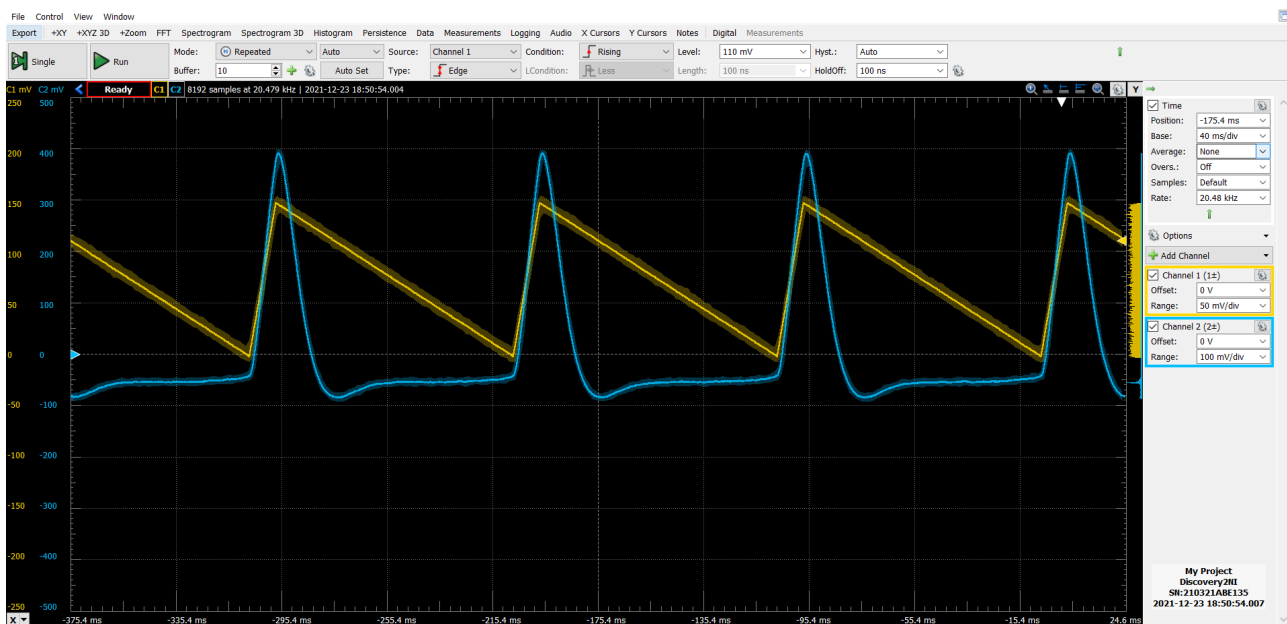


Figura 13: Acquisizione dall'oscilloscopio degli andamenti nel tempo dei segnali in ERROR (CH2) e del segnale di disturbo $W_2(t)$ (CH1) con l'onda triangolare di duty-cycle 10 %

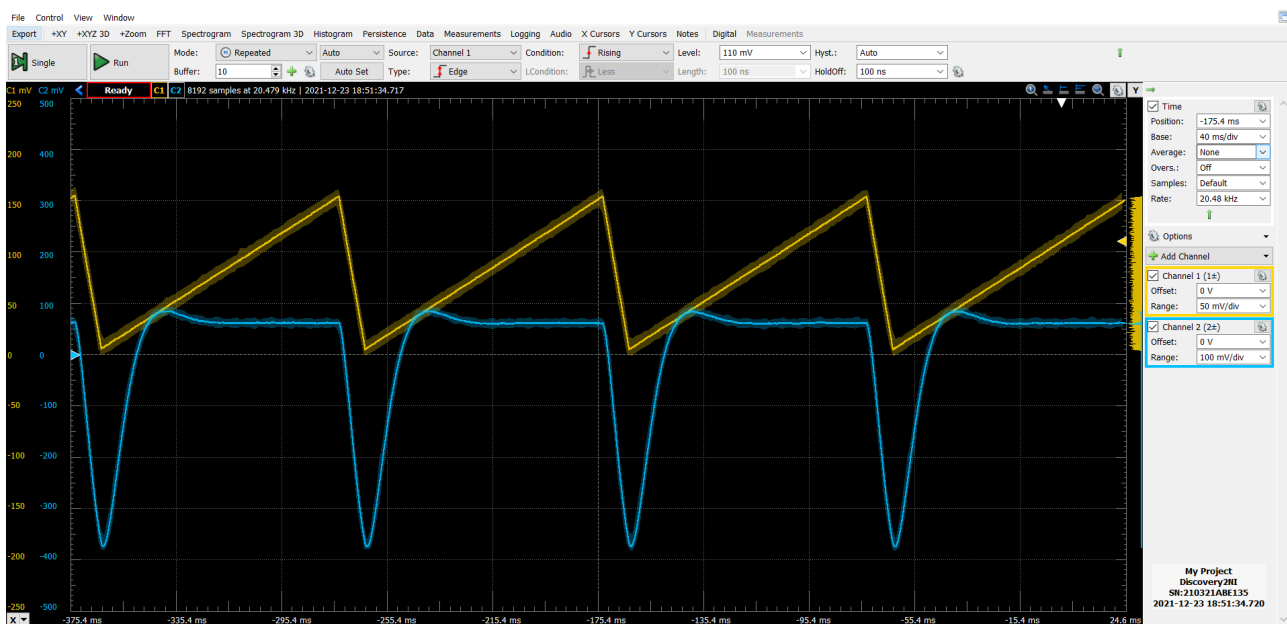


Figura 14: Acquisizione dall'oscilloscopio degli andamenti nel tempo dei segnali in ERROR (CH2) e del segnale di disturbo $W_2(t)$ (CH1) con l'onda triangolare di duty-cycle 10 %.

9 Risposta in frequenza

Si è misurata la funzione di trasferimento tra il generatore di disturbo e il segnale di errore per diverse posizioni del contatto strisciante del potenziometro R_9 per cui il sistema ha il funzionamento atteso tramite lo strumento Network dell'AD2. In particolare si è inviato come segnale in ingresso (NOISE) una sinusoide di frequenza compresa tra 1 Hz e 1 kHz di ampiezza costante pari a 100 mV e offset di 50 mV e si è registrata la risposta in frequenza del sistema monitorandone l'uscita in ERROR.

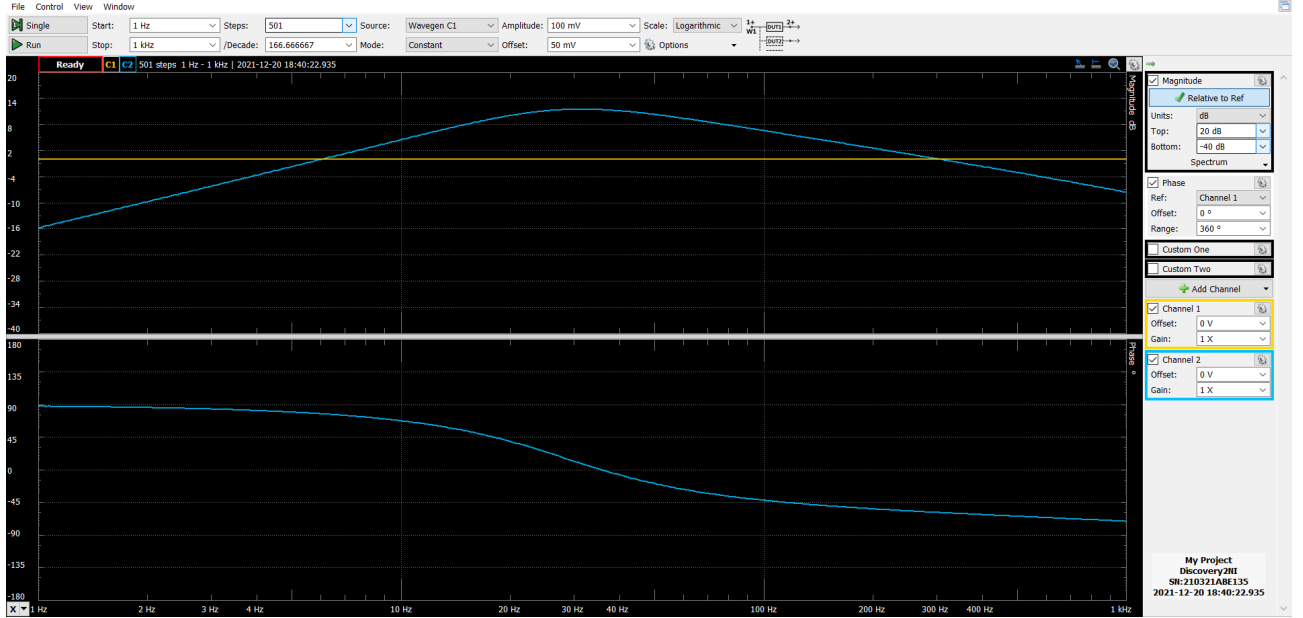


Figura 15: Plot di Bode ottenuto dallo scan con Network tra 1 Hz e 1 kHz con un segnale sinusoidale in ingresso al LED di disturbo di ampiezza $v_{in} = 100$ mV e offset costante di 50 mV. In azzurro la risposta in frequenza del segnale in ERROR per un valore di resistenza del potenziometro $R_9 = 103.4 \pm 0.8$ k Ω .

Per riuscire a evidenziare meglio come si modifica al variare di R_9 la risposta in frequenza del circuito riportiamo in un unico grafico la sovrapposizione di alcuni scan di Network condotti alla stessa maniera dei primi due in fig. 17.

Da cui si riesce a notare come la funzione di trasferimento abbia lo stesso andamento asintotico per frequenze $f > 1$ kHz, ma guadagno diverso alle basse frequenze $f \sim 1 - 10$ Hz con cui si era disturbato in precedenza. Questo risulta quindi compatibile con i risultati ottenuti nelle sezioni precedenti e con l'andamento atteso del modulo della funzione di trasferimento del controllore PI con un polo in $s = 0$, per cui²

$$V_{\text{ERROR}}(t = +\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \tilde{V}_{\text{ERROR}}(s) = 0 \quad (2)$$

Notiamo infine che dall'andamento trovato il prodotto banda-guadagno per gli amplificatori operazionali impiegati risulta almeno visivamente costante.

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. 18.

Dunque ora il circuito completo non è altro che una cascata di amplificatori, di cui il primo differenziale di guadagno nominale $A_d = \frac{R_6}{R_5} = \frac{R_8}{R_7} = 10$, e il secondo invertente di guadagno variabile in funzione della resistenza del potenziometro $A_e = -\frac{R_{10}}{R_9}$.

Assumendo di poter descrivere la risposta complessiva del sensore di misura e del controllore ad azione proporzionale di guadagno K_p con una funzione di trasferimento della forma

$$G(s) = \frac{A_0}{1 + 2\xi\tau s + \tau^2 s^2} \quad \text{con } \xi > 1 \quad (3)$$

²indichiamo con $\tilde{f}(s)$ la trasformata di Laplace di $f(t)$, per cui applicando il Teorema del valore finale

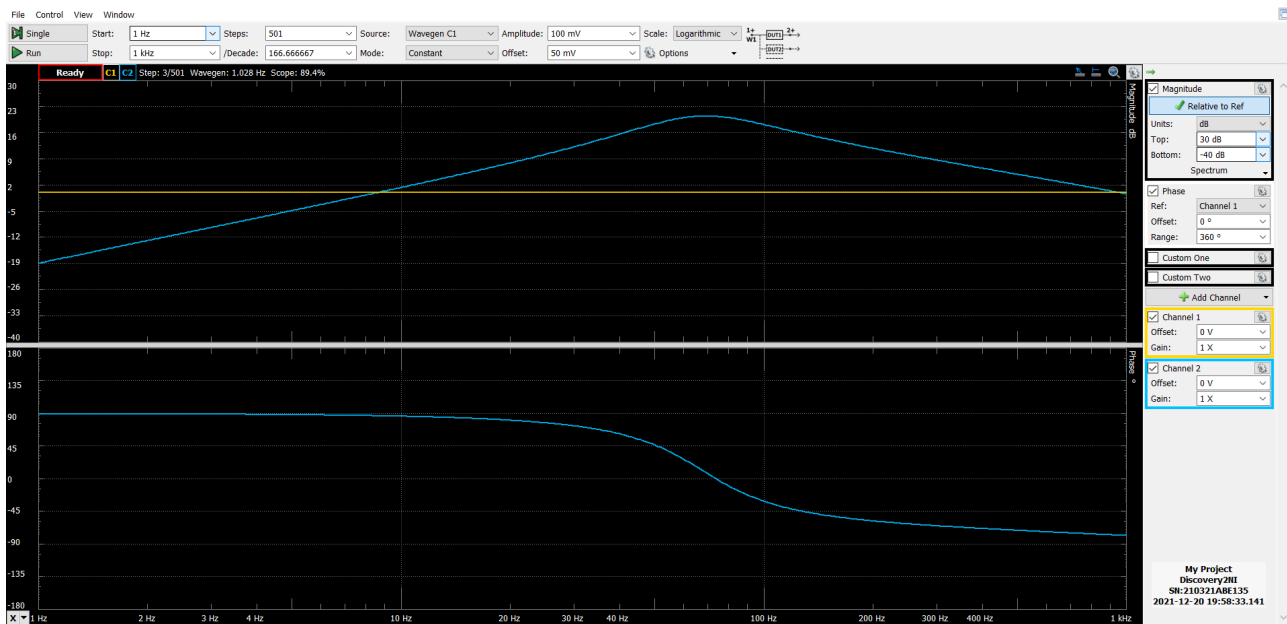


Figura 16: Plot di Bode ottenuto dallo scan con Network tra 1 Hz e 1 kHz con un segnale sinusoidale in ingresso al LED di disturbo di ampiezza $v_{in} = 100$ mV e offset costante di 50 mV. In azzurro la risposta in frequenza del segnale in ERROR per un valore di resistenza del potenziometro $R_9 = 76.1 \pm 0.6$ k Ω .

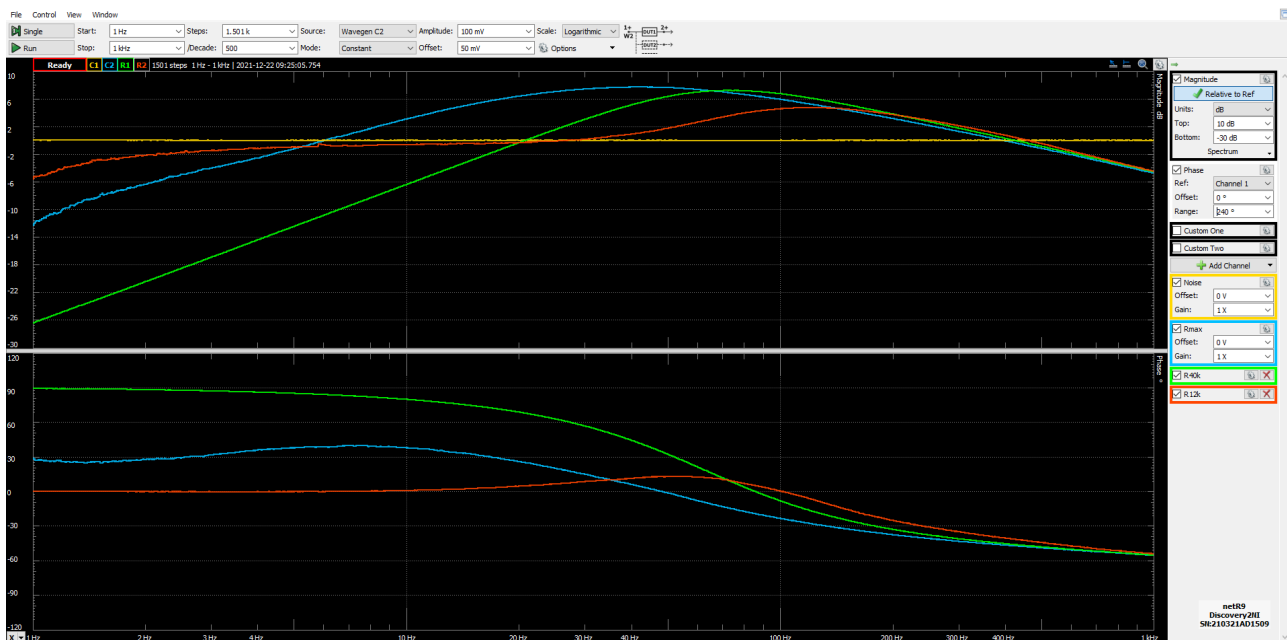


Figura 17: Sovrapposizione dei plot di Bode ottenuti da scan di Network tra 1 Hz e 1 kHz con un segnale sinusoidale in ingresso al LED di disturbo (ampiezza $v_{in} = 100$ mV, offset costante 50 mV) al variare della resistenza del potenziometro. Rispettivamente in azzurro, verde e rosso la risposta in frequenza del segnale in ERROR per $R_9 = (103.0 \pm 0.6$ k Ω), $(40.2 \pm 0.4$ k Ω) e $(11.98 \pm 0.10$ k Ω).

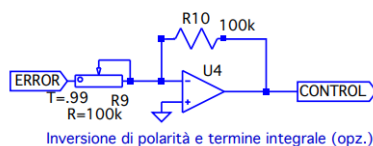


Figura 18: Schema circuitale del controllore ad azione proporzionale.

Introducendo le notazioni più concise per i segnali di riferimento $r(t)$, l'osservabile $y(t)$ e la loro differenza o errore $e(t) = r(t) - y(t)$ possiamo scrivere la trasformata di Laplace dell'errore come

$$\tilde{e}(s) = \frac{1}{s} \frac{1 + 2\xi\tau s + (\tau s)^2}{1 + K_p A_0 + 2\xi\tau s + (\tau s)^2} \quad (4)$$

da cui è possibile vedere (al contrario del caso precedente) che il controllore ad azione proporzionale non riesce ad annullare l'errore neanche a regime, infatti dal teorema del valore finale abbiamo:

$$e(t = +\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s\tilde{e}(s) = \frac{1}{1 + K_p A_0} \quad (5)$$

che tende a 0 al crescere di K_p soltanto nel limite in cui $K_p A_0 \gg 1$.

10 Risposta ad un'onda quadra

Esattamente come all'inizio della 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 $f = 1\text{Hz}$.

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

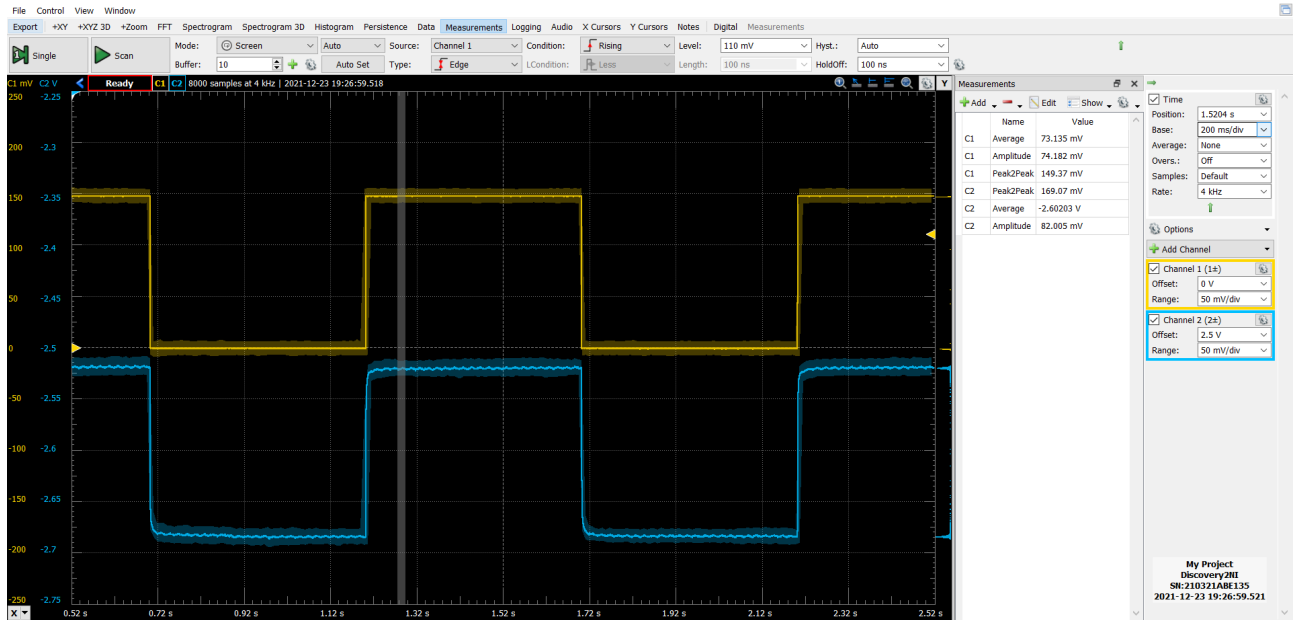


Figura 19: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dei segnali $V_{\text{ERROR}}(t)$ (CH1) e dell'onda pilota di disturbo $W_2(t)$ (CH2).

Per mostrare come si modifica la risposta del segnale $V_{\text{ERROR}}(t)$ al variare della resistenza R_9 si riportano in un unico grafico varie acquisizioni del suo andamento nel tempo osservate all'oscilloscopio in fig. 22.

Da cui notiamo che il segnale d'errore ha la forma di un'onda quadra in opposizione di fase a quella in NOISE di ampiezza e offset decrescenti al diminuire della resistenza R_9 , ma che per nessun valore di questa arriva al livello 0 V. Questo risulta compatibile con la risposta attesa per l'offset osservato in ERROR dalla eq. (5) in conseguenza dell'aumento di $K_p \propto A_e$ dovuto alla riduzione del valore di resistenza 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.

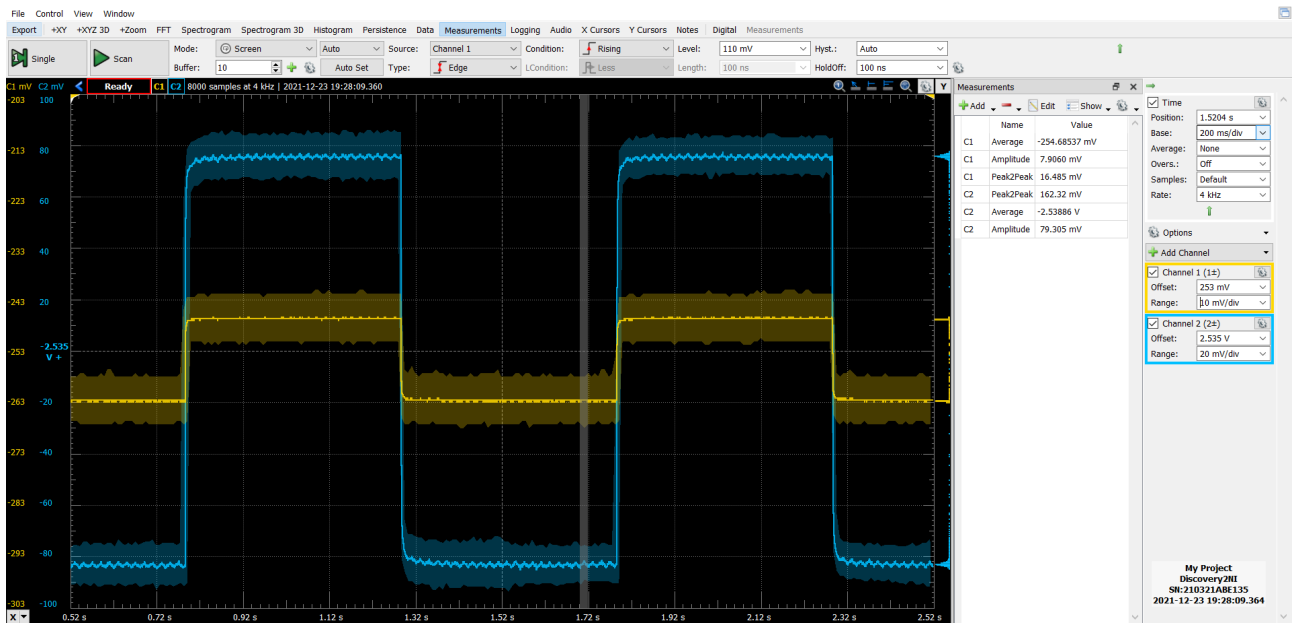


Figura 20: Acquisizione dell'andamento nel tempo dei segnali in ERROR (CH1) e di MEAS misurato rispetto a SET (CH2).

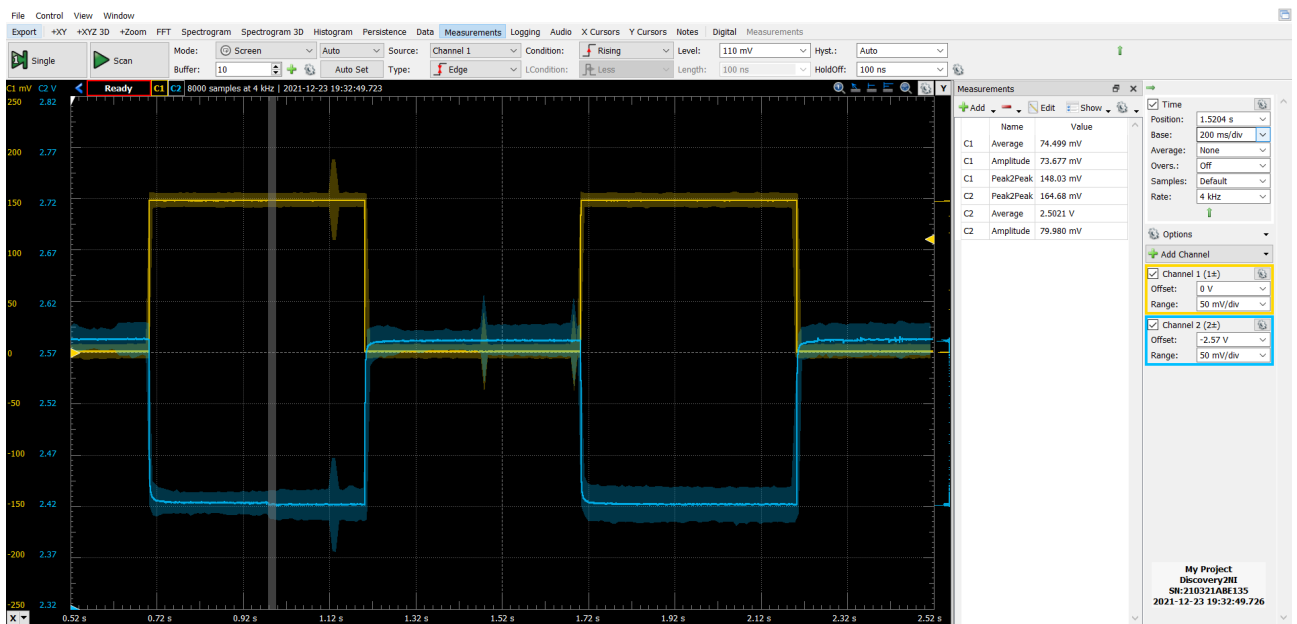


Figura 21: Acquisizione presa dall'oscilloscopio dei segnali $V_{\text{CONTROL}}(t)$ (CH1) e dell'onda pilota del LED di disturbo $W_2(t)$ (CH2).

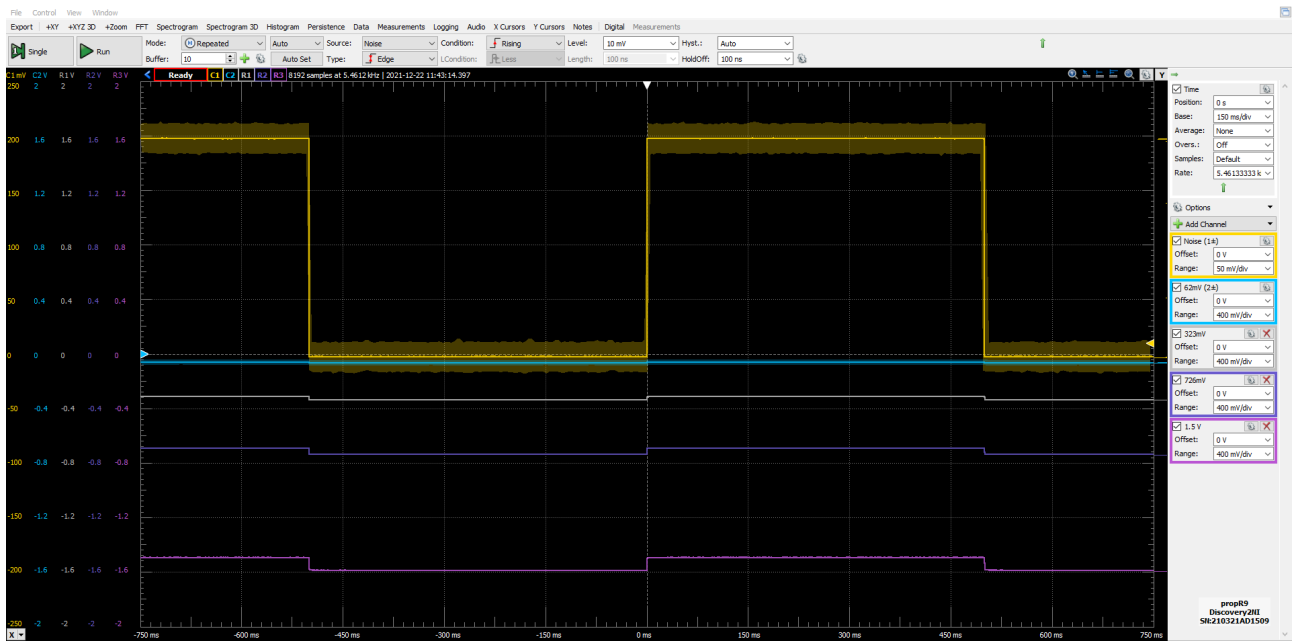


Figura 22: Acquisizione all'oscilloscopio della modifica del segnale $V_{\text{ERROR}}(t)$ (CH2) al diminuire della resistenza del potenziometro R_9 . Dal basso verso l'alto in ordine di offset decrescente (in modulo) per $R_9 \approx (60 \text{ k}\Omega)$, $(40 \text{ k}\Omega)$, $(12 \text{ k}\Omega)$, $(3 \text{ k}\Omega)$. In giallo l'onda quadra di disturbo $W_2(t)$ su (CH1).

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.