



Università degli Studi di Bergamo

SCUOLA DI INGEGNERIA

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Informatica

Laboratorio di Elettronica

Relazione esperienza di Laboratorio 3

Prof.
Luigi Gaioni

Candidati
Davide Salvetti
Matricola 1057596

Marco Rodolfi
Matricola 1040347

Matteo Verzeroli
Matricola 1057926

Laboratorio 3

Il primo circuito analizzato è un rettificatore a doppia semionda di precisione (Fig.1.1). Grazie all'utilizzo di due amplificatori operazionali ed un diodo, è possibile eliminare i problemi relativi al rettificatore a doppia semionda visto nella precedente esperienza di laboratorio, dove veniva utilizzato un unico amplificatore operazionale e due diodi. Per questo circuito sono stati utilizzati due amplificatori operazionali *general-purpose pA741* (<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua741.pdf>).

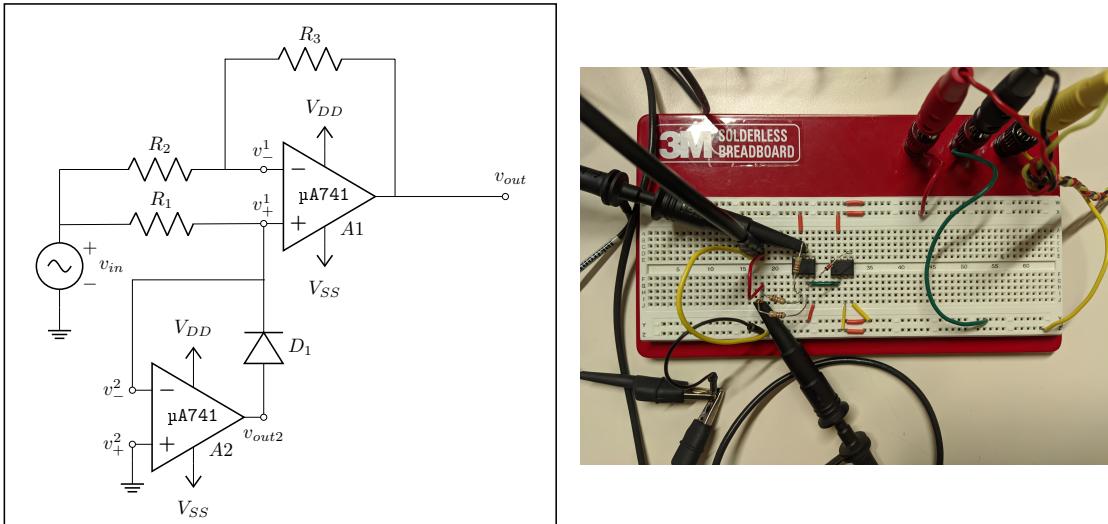


Figura 1.1: Schema circuitale del raddrizzatore a doppia semionda di precisione e foto del circuito realizzato.

Per studiare il comportamento del circuito è necessario analizzare come si comporta il diodo al variare della tensione di ingresso v_{in} :

- $v_{in} \geq 0$: si ipotizza inizialmente che il diodo sia acceso. Allora, $A2$ è in retroazione negativa. Di conseguenza vale il principio di cortocircuito virtuale e quindi il nodo v_+^1 è a massa. Se questo fosse vero, la corrente dovrebbe percorrere la resistenza $R1$ da sinistra verso destra. Tuttavia, ciò non è possibile, perché i morsetti dell'amplificatore operazionale non assorbono corrente e il diodo non permette il passaggio di corrente in quel verso. Quindi, l'ipotesi che il diodo sia acceso non è corretta e assumiamo che il diodo sia spento. Questo significa che l'amplificatore $A2$ non è retroazionato. Allora, in $R1$ non può scorrere corrente e la tensione sul nodo v_+^1 è pari a v_{in} . Ma questo implica che anche la tensione sul nodo v_-^1 sia pari a v_{in} . Di conseguenza, non scorre corrente neanche in $R2$ e quindi nemmeno in $R3$. Allora, la tensione $v_{out} = v_{in}$;
- $v_{in} < 0$: si ipotizza che il diodo sia acceso, quindi $A2$ è retroazionato negativamente. Il nodo v_+^1 è connesso ad una massa virtuale e quindi la corrente scorre nella resistenza $R1$ da destra a

sinistra, dato che $v_{in} < 0$. Tale corrente può provenire solo dal diodo e questo verifica l'ipotesi iniziale. Se v_{+}^1 è a massa, lo è anche v_{-}^1 , quindi A1 è in configurazione invertente. Se $R2 = R3$, il guadagno dell'amplificatore invertente è pari a 1 e $v_{out} = -v_{in}$.

Di conseguenza, questo circuito rettifica entrambe le semionde ed elimina il problema dello shift di tensione causato dalla tensione di polarizzazione del diodo. Nella figura 1.2 è possibile verificarne il comportamento. Si noti come il circuito presenta in uscita il segnale in ingresso rettificato senza alcun shift di tensione.

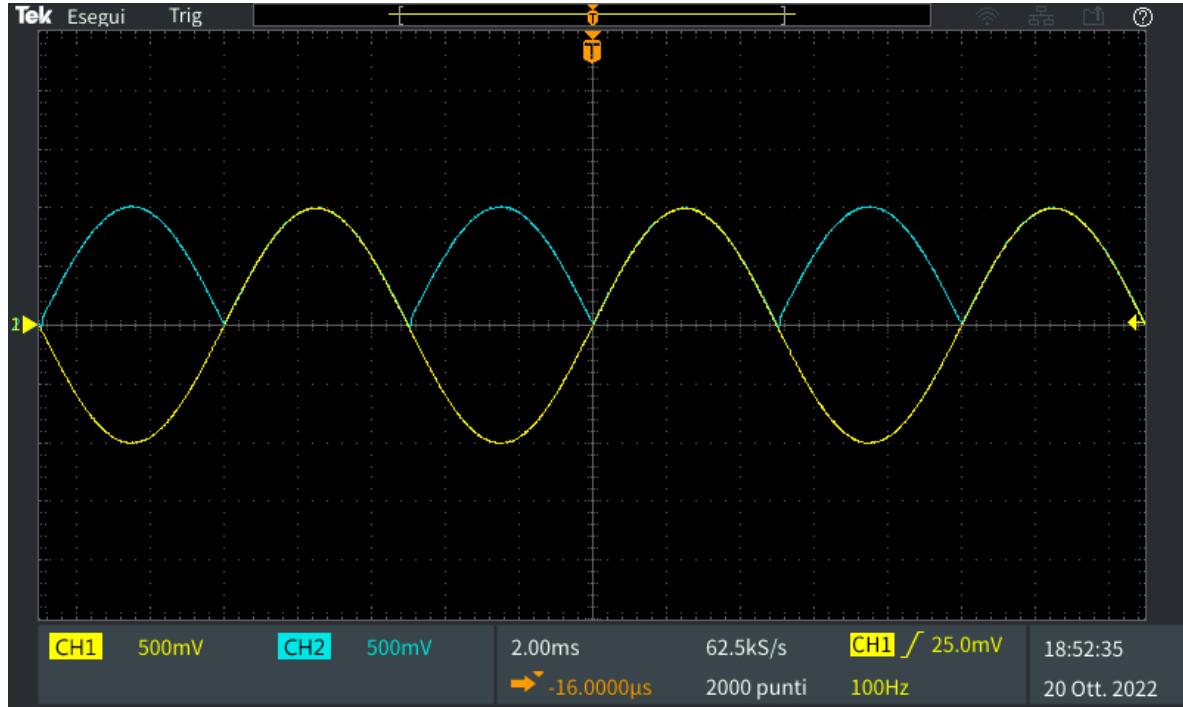


Figura 1.2: Misure del segnale v_{in} (linea gialla) e del segnale v_{out} (linea azzurra). Si è utilizzato in ingresso un segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco 2 V con frequenza pari a 100 Hz.

I valori nominali ed effettivi delle resistenze utilizzate e la tensione di soglia del diodo (misurata tramite multimetro) sono riportati in tabella 1.1. Inoltre, gli amplificatori sono stati alimentati con una tensione duale di ± 10 V.

Componente	Valore Nominale	Valore Misurato
R1	18 kΩ	18.02 kΩ
R2	18 kΩ	17.81 kΩ
R3	18 kΩ	18.03 kΩ
V_D	≈ 700 mV	617 mV

Tabella 1.1: Valori nominali e misurati dei componenti utilizzati nel circuito.

È possibile verificare la caratteristica ingresso-uscita del circuito analizzando il grafico XY generato dall'oscilloscopio (Fig.1.3). Questo grafico mostra la tensione di uscita (asse delle ordinate) in funzione della tensione in ingresso (asse delle ascisse) e rappresenta una funzione di valore assoluto: infatti, il

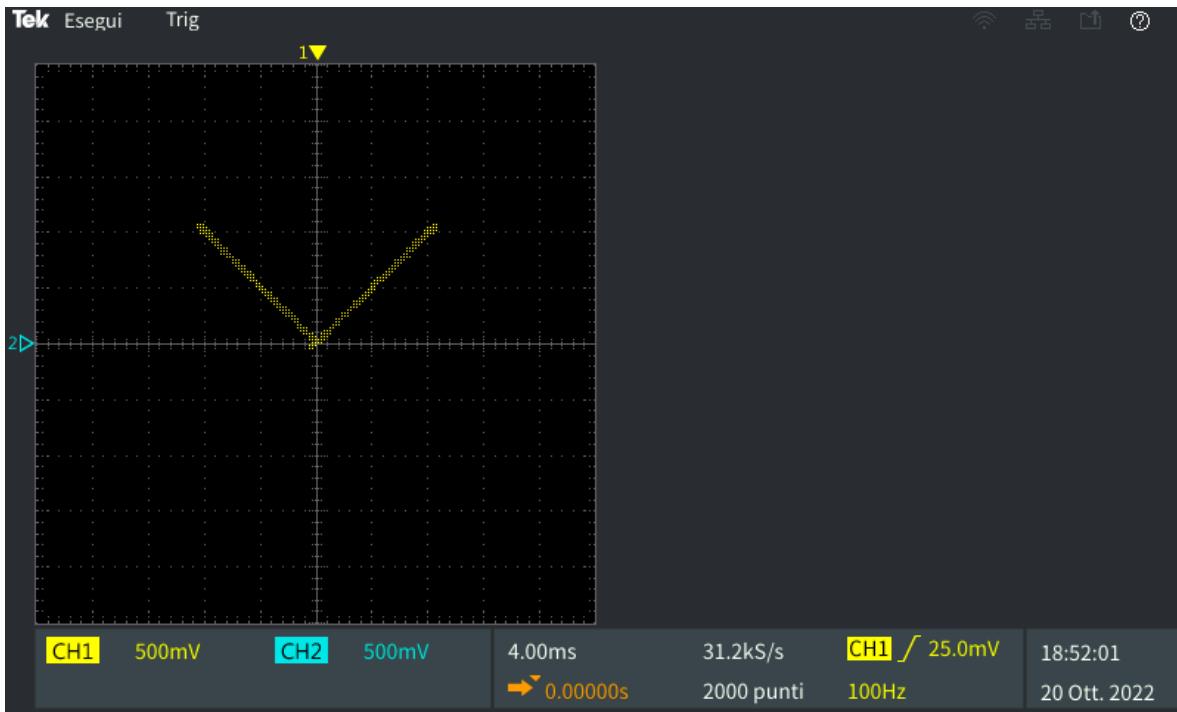


Figura 1.3: Grafico XY dove in ingresso è stato applicato un segnale sinusoidale di ampiezza picco-piccio 2 V con frequenza pari a 100 Hz.

compito di un rettificatore è quello di riportare inalterato in uscita il segnale in ingresso, se positivo, ed invertirlo se negativo.

Successivamente, si è analizzato il comportamento in frequenza del circuito effettuando delle misure di v_{in} e v_{out}^2 con l'oscilloscopio, variando la frequenza della sinusoide in ingresso. Le misure sono riportate nella figura 1.4. È possibile notare che dalla frequenza di 1 kHz l'uscita presenta un ritardo sul fronte di salita ed a partire dai 10 kHz il circuito non funziona più come un raddrizzatore. Questo comportamento è legato allo *slew rate* dell'amplificatore $A2$: infatti, quando il diodo è spento, $A2$ non è più in retroazione e l'uscita v_{out}^2 satura alla tensione di saturazione negativa (poiché v_+^2 è a massa e $v_-^2 = v_{in} > 0$) (Fig.1.5). Il nodo v_{out}^2 dovrebbe quindi passare dalla tensione V_{SS} a 0 V con una pendenza pari ad infinito, ma ciò è impossibile in un amplificatore operazionale reale. Dal datasheet si ricava che lo *slew rate* del **μA741** è pari a $0.5 \frac{V}{\mu s}$. Si è cercato di stimare questo parametro delle misure effettuate. Il valore stimato (Fig.1.6) è di circa $\frac{8.11V}{20.0\mu s} = 0.41 \frac{V}{\mu s}$, compatibile con le indicazioni presenti sul datasheet.

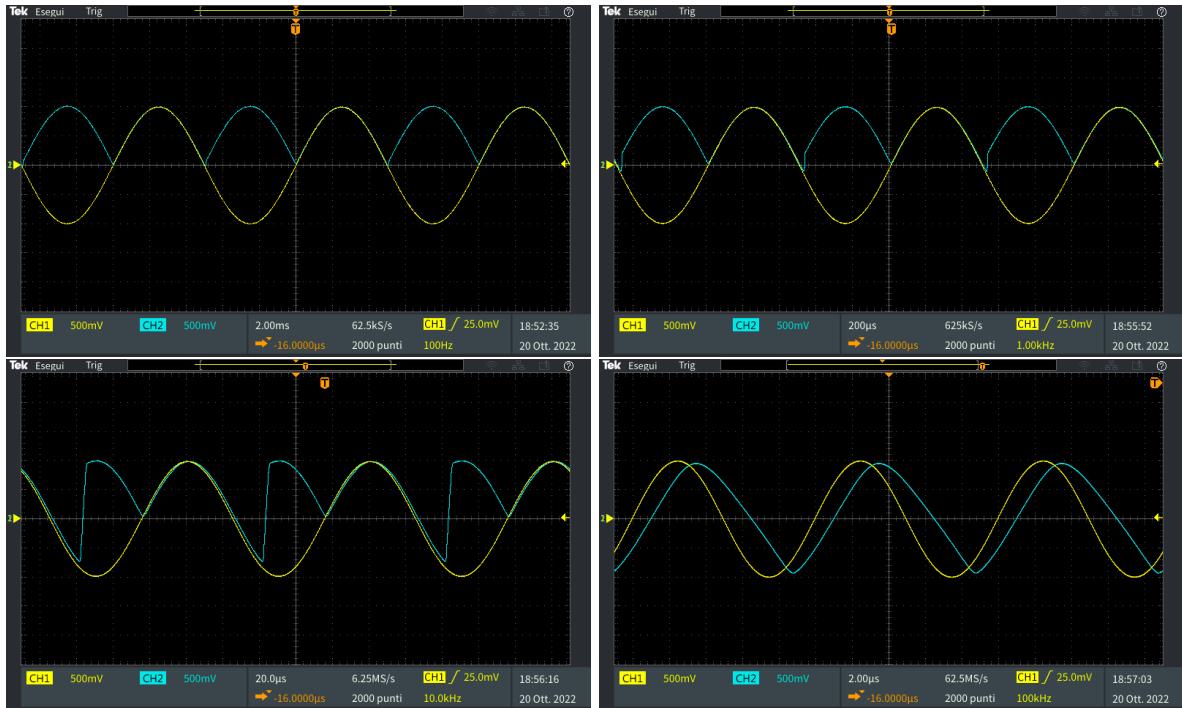


Figura 1.4: Misure del segnale in ingresso (linea gialla) e del segnale in uscita (linea azzurra) al circuito. Il segnale in ingresso è una sinusoide di 2 V picco-picco e frequenza pari a 100 Hz (in alto a sinistra), 1 kHz (in alto a destra), 10 kHz (in basso a sinistra) e 100 kHz (in basso a destra).



Figura 1.5: Misure del segnale v_{in} (linea gialla) e del segnale v_{out}^2 (linea azzurra). Si è utilizzato in ingresso un segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco 2 V con frequenza pari a 100 Hz. È possibile notare la saturazione dell'uscita dell'amplificatore A_2 .

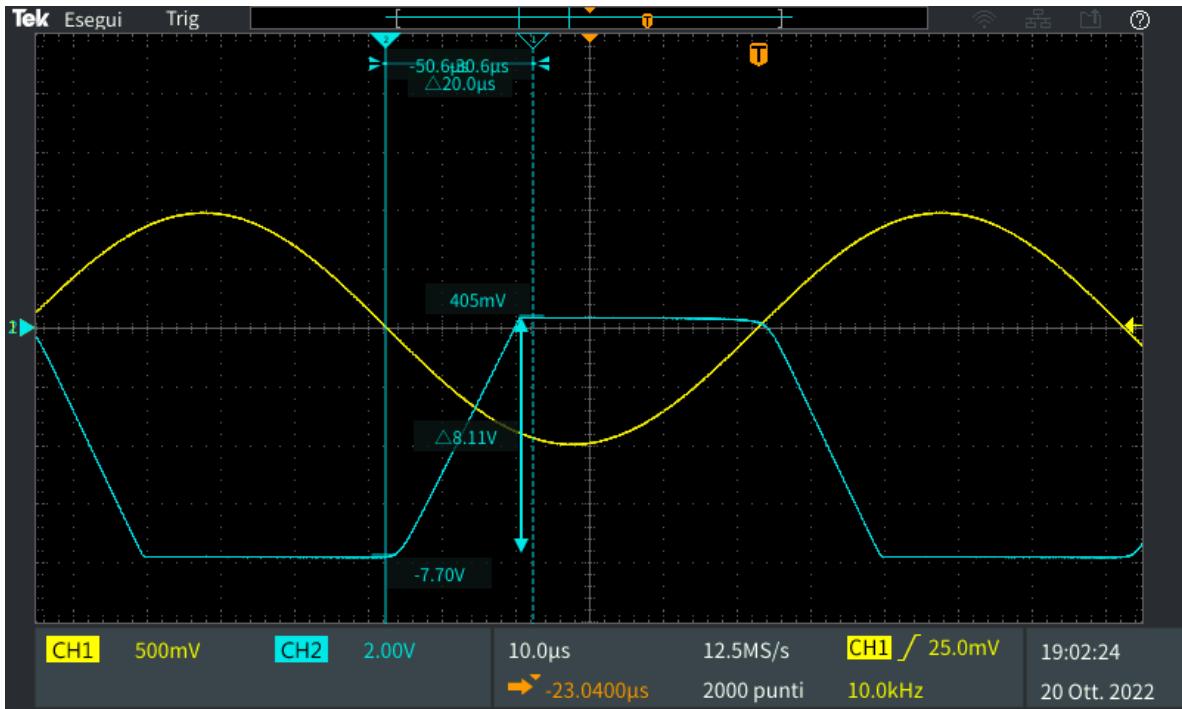


Figura 1.6: Misure con cursori sul segnale v_{out}^2 (linea azzurra) e segnale v_{in} (linea gialla). Si è utilizzato in ingresso un segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco 2 V con frequenza pari a 10 kHz.

Il secondo circuito analizzato è chiamato *Trigger di Schmitt* e svolge la funzione di comparatore con isteresi (Fig.1.7).

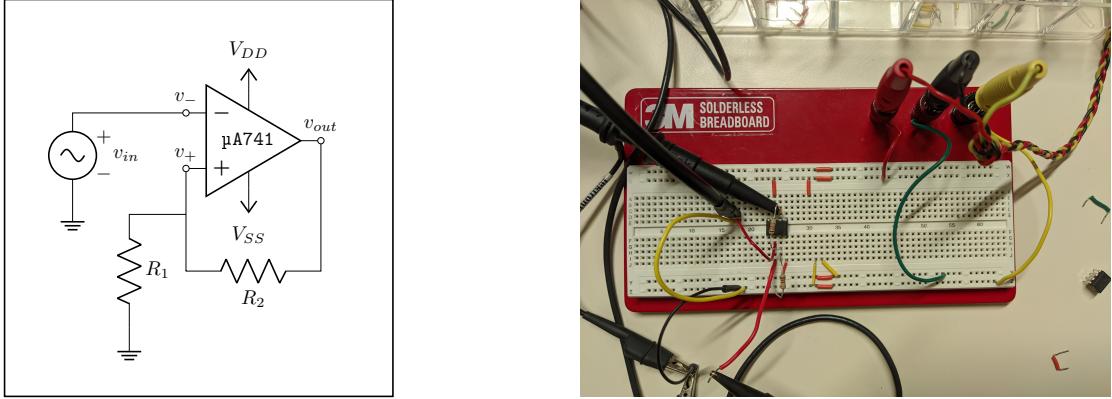


Figura 1.7: Schema circuitale del *Trigger di Schmitt* e foto del circuito realizzato.

Come si può osservare nel circuito, il segnale di ingresso v_{in} viene applicato al morsetto invertente di un amplificatore operazionale (nel nostro caso si è utilizzato il **pA741**), retroazionato positivamente grazie alle resistenze R_1 e R_2 . Di conseguenza, non è più valido il principio di cortocircuito virtuale tra v^+ e v^- , poiché non è più presente una retroazione negativa. Per cui, l'uscita $v_{out} = A(v^+ - v^-)$, con A pari al guadagno dell'amplificatore operazionale. Il circuito si comporta come un comparatore. Infatti, supponendo un guadagno molto alto (idealmente tendente all'infinito), accade che:

- se $v^+ - v^- > 0$, allora $v_{out} = V_{DD}$;
- se $v^+ - v^- < 0$, allora $v_{out} = V_{SS}$.

Tuttavia, nel *Trigger di Schmitt* la soglia alla quale l'uscita passa dalla tensione di saturazione positiva a quella negativa è diversa rispetto a quella di un normale comparatore. Le resistenze R_1 e R_2 definiscono un partitore di tensione per cui $v^+ = \frac{R_1}{R_1+R_2}v_{out}$. Supponendo che inizialmente la tensione v_{in} sia pari a V_{SS} , di conseguenza l'uscita v_{out} saturerà alla tensione V_{DD} (in quanto v_{in} è applicata al morsetto invertente). Infatti, la tensione al nodo v^+ sarà pari a $v^+ = \frac{R_1}{R_1+R_2}V_{DD} = V_H^+$ e se $R_1 = R_2$ risulta che $V_H^+ = \frac{1}{2}V_{DD}$. Per cui, fintanto che la tensione v_{in} sarà minore della tensione V_H^+ , l'uscita resterà alla tensione V_{DD} . Quando si avrà che $v_{in} > V_H^+$, l'uscita si porterà alla tensione di saturazione negativa V_{SS} e rimarrà tale fino a quando v_{in} sarà minore di $\frac{R_1}{R_1+R_2}V_{SS} = V_L^+ \stackrel{R_1=R_2}{=} \frac{1}{2}V_{SS}$. Riassumendo, in uscita si avrà un'onda quadra che commuta tra la tensione V_{DD} e V_{SS} , con *duty-cycle* regolato dal periodo del segnale in ingresso. I valori nominali ed effettivi delle resistenze utilizzate sono riportati in tabella 1.2. Le tensioni di alimentazione sono state impostate a $V_{DD}=10\text{ V}$ e $V_{SS}=-10\text{ V}$.

Componente	Valore Nominale	Valore Misurato
R1	18 kΩ	18.02 kΩ
R2	18 kΩ	17.82 kΩ

Tabella 1.2: Valori nominali e misurati delle resistenze utilizzate nel circuito.

L'utilizzo di questa struttura è molto utile perché è meno sensibile a disturbi che possono presentarsi sul segnale in ingresso al sistema. Infatti, in un semplice comparatore, se il segnale in ingresso fosse molto disturbato in corrispondenza della soglia, l'uscita continuerebbe a commutare tra V_{DD} e V_{SS} fino a che il segnale in ingresso non supera abbondantemente la soglia. In un comparatore con isteresi

questo problema non si pone: infatti, non appena il segnale (a cui si somma un disturbo) supera la prima soglia, essa cambia ed è necessario che il segnale ne attraversi una seconda (Fig.1.8).

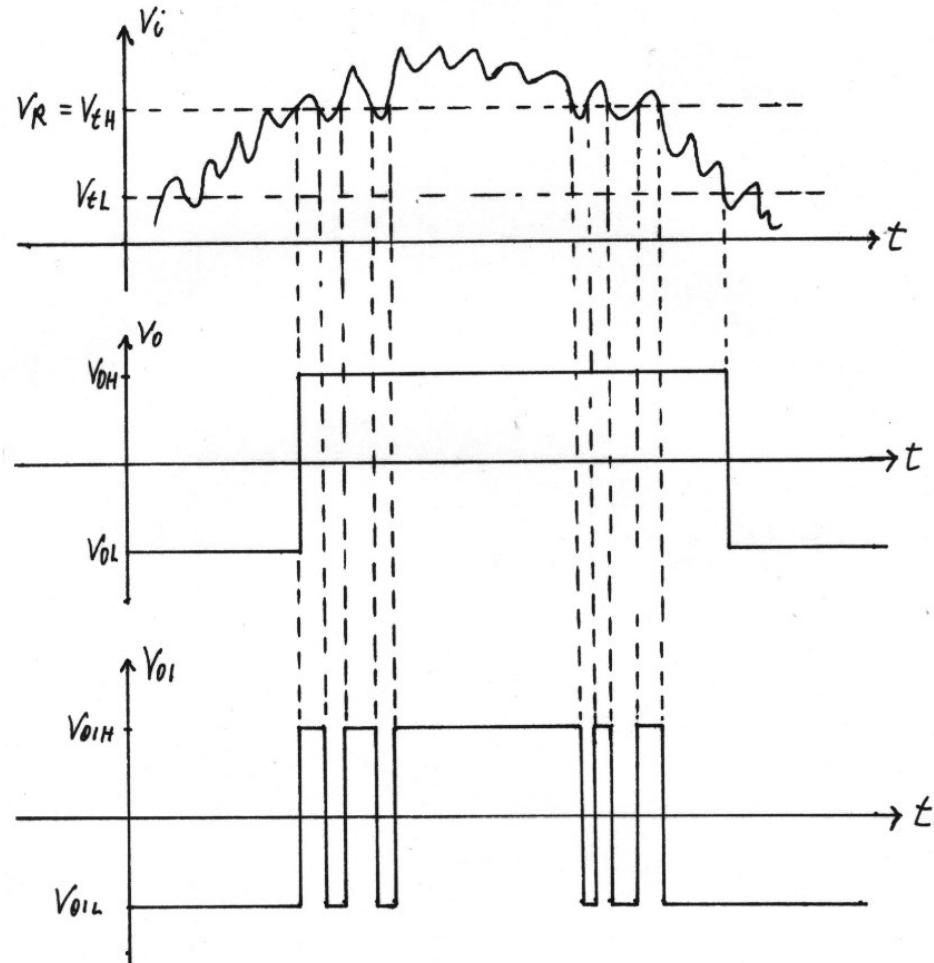


Figura 1.8: Confronto del comportamento di un comparatore classico (terzo grafico) con uno a *Trigger di Schmitt* (secondo grafico) quando il segnale in ingresso (primo grafico) è rumoroso.

Nella figura 1.9 sono riportate le misure del segnale in ingresso e uscita al circuito.

La caratteristica ingresso-uscita di un comparatore a *Trigger di Schmitt* è un ciclo di isteresi (Fig.1.10): come si può vedere dal grafico teorico e misurato, in funzione al verso di percorrenza, le tensioni di soglia sono differenti.

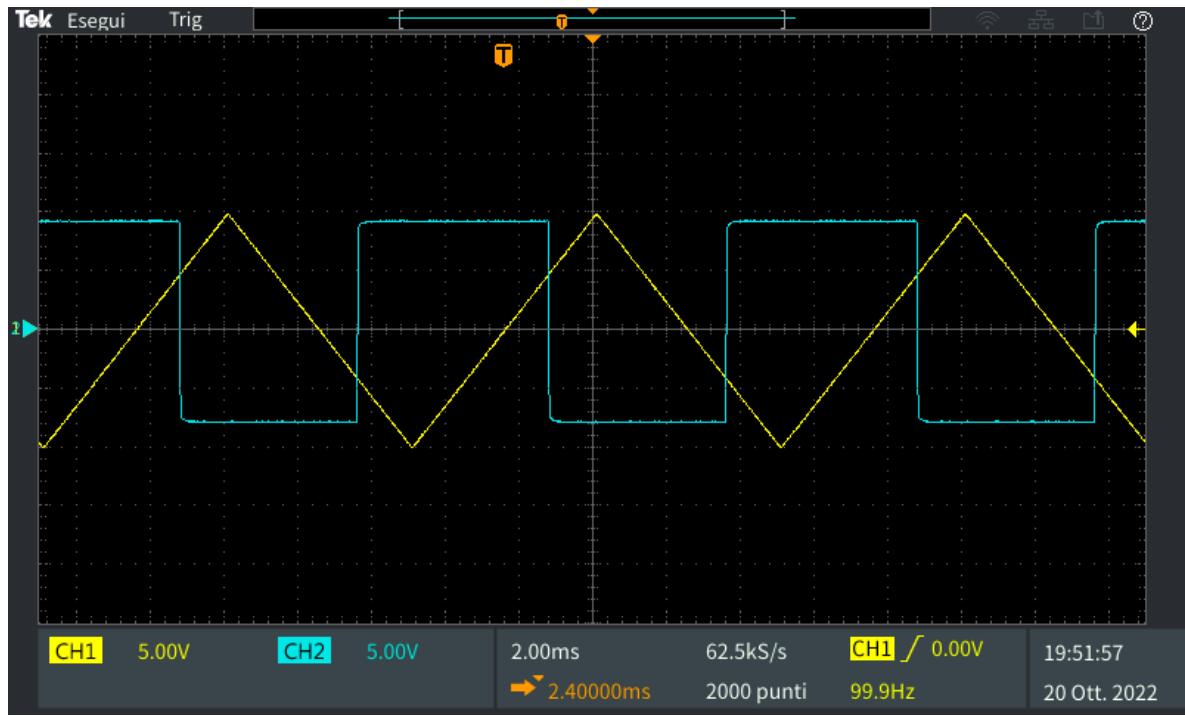


Figura 1.9: Misure del segnale v_{in} (linea gialla) e del segnale v_{out} (linea azzurra). Si è utilizzato in ingresso un segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco 20 V con frequenza pari a 100 Hz.

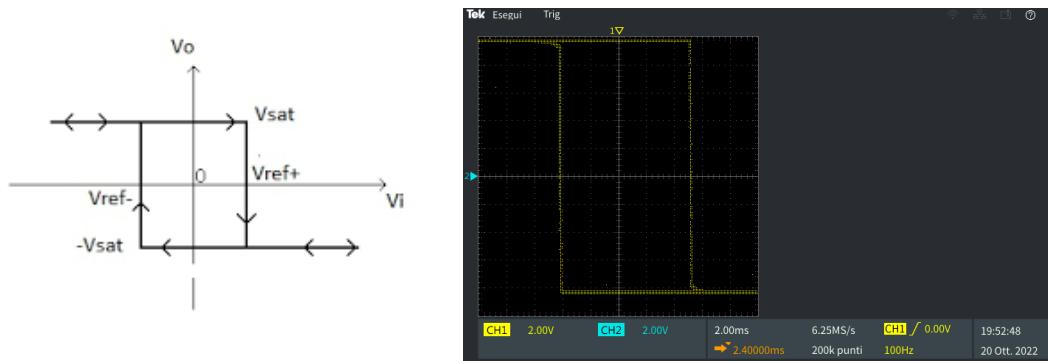


Figura 1.10: Ciclo di isteresi del *Trigger di Schmitt*: a sinistra l'andamento teorico e a destra l'andamento misurato con l'oscilloscopio nella modalità XY.

Il terzo circuito analizzato è un oscillatore (Fig.1.11) che produce in uscita un'onda quadra, senza che in ingresso vi sia applicato un segnale.

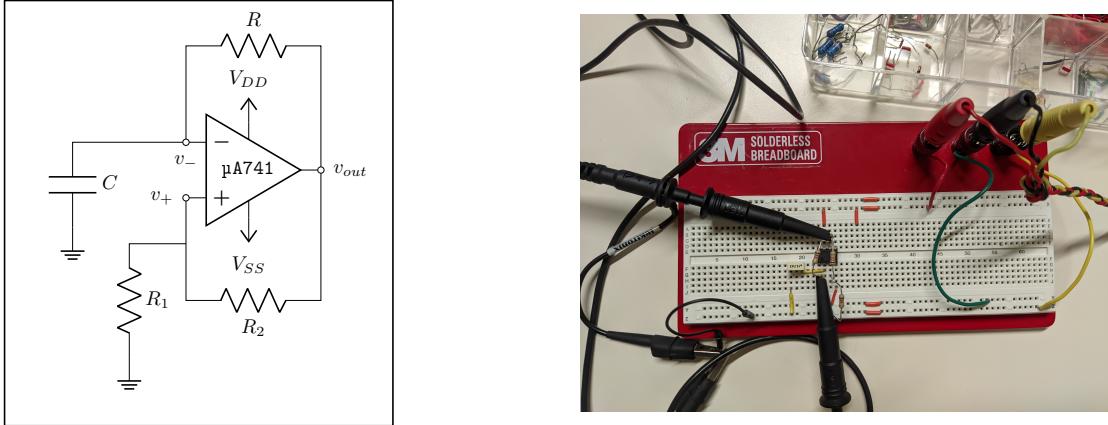


Figura 1.11: Schema circuitale dell'oscillatore e foto del circuito realizzato.

Per valutare il comportamento del circuito è necessario osservare che l'amplificatore è retroazionato positivamente, per cui l'uscita commuta tra V_{DD} e V_{SS} . Si ipotizzi che la tensione v^+ sia maggiore della tensione v^- , per cui l'uscita $v_{out} = V_{DD}$. Allora:

$$v^+ = \frac{R1}{R1 + R2} V_{DD} = V_H^+ \stackrel{R_1=R_2}{=} \frac{V_{DD}}{2}. \quad (1.1)$$

Sul morsetto invertente è presente una capacità C in serie alla resistenza R . Si ipotizzi che il condensatore sia inizialmente scarico e quindi $v_C = 0$ V. Se $v_{out} = V_{DD}$ allora il condensatore inizia a caricarsi tramite R . Di conseguenza, la tensione al nodo v^- inizia ad aumentare fino a che supera il livello di soglia V_H^+ . A questo punto, $v^- > v^+$ e quindi $v_{out} = V_{SS}$. Ora, la tensione ai capi del condensatore è maggiore della tensione in uscita, quindi il condensatore si scarica attraverso R . Ad un certo punto, il condensatore raggiungerà l'altra tensione di soglia pari a:

$$V_L^+ = \frac{R1}{R1 + R2} V_{SS} \stackrel{R_1=R_2}{=} \frac{V_{SS}}{2}. \quad (1.2)$$

Di conseguenza, v_{out} ritorna a V_{DD} e il condensatore comincia nuovamente una fase di carica. Questo ciclo si ripete all'infinito e tale comportamento si può osservare in figura 1.12.

La frequenza di oscillazione può essere regolata variando i valori delle resistenze e del condensatore. In particolare, tale frequenza dipende dalla costante di tempo di carica e scarica del condensatore $\tau = RC$. Chiamiamo \mathbf{T}_1 l'intervallo di tempo in cui l'uscita rimane a V_{DD} mentre con \mathbf{T}_2 indichiamo quando l'uscita rimane a V_{SS} . Inoltre, definiamo con \mathbf{t}_1 e \mathbf{t}_2 l'istante di tempo in cui si presenta, rispettivamente, un fronte di salita e di discesa dell'uscita. È possibile calcolare T_1 e T_2 con i seguenti passaggi:

$$\begin{aligned} v^- &= v_C(t_1) = V_{DD} + (V_L^+ - V_{DD}) e^{\frac{T_1}{\tau}} = V_H^+ \\ T_1 &= \tau \ln \frac{V_L^+ - V_{DD}}{V_H^+ - V_{DD}} \stackrel{R_1=R_2}{=} \tau \ln \frac{R_2 + 2R_1}{R_2} \\ T_2 &= \tau \ln \frac{V_H^+ - V_{SS}}{V_L^+ - V_{SS}} \stackrel{R_1=R_2}{=} \tau \ln \frac{R_2 + 2R_1}{R_2}. \end{aligned} \quad (1.3)$$

Nel circuito realizzato si ottiene quindi che $T_1 = T_2$ (considerando $R_1 = R_2$, $V_{DD}=10$ V e $V_{SS}=-10$ V), ossia che l'onda quadra in uscita presenta un *duty-cycle* pari al 50 %, dove il *duty-cycle* è definito come $\frac{T_1}{T_1+T_2}$.

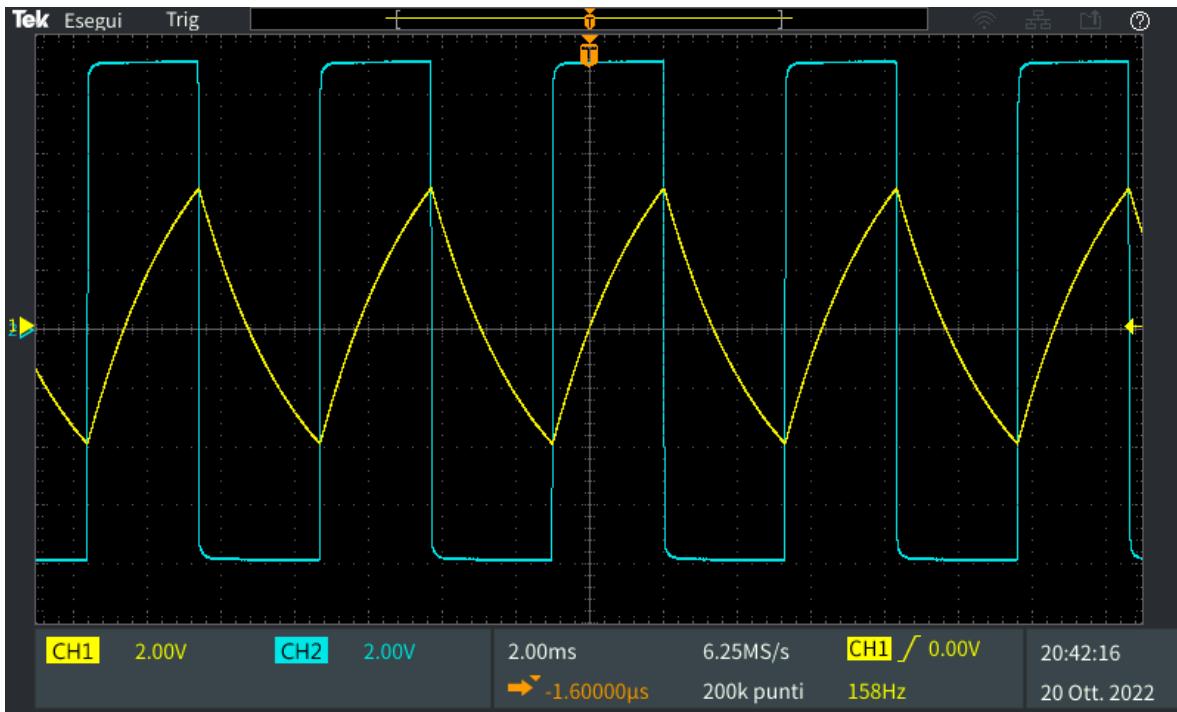


Figura 1.12: Misure del segnale v_c (linea gialla) e del segnale v_{out} (linea azzurra). La frequenza dei due segnali è pari a 158 Hz.

Nella tabella 1.3 si riportano i valori dei componenti utilizzati.

Componente	Valore Nominale	Valore Misurato
R1	18 kΩ	18.02 kΩ
R2	18 kΩ	17.82 kΩ
R	18 kΩ	18.03 kΩ
C	150 nF	Non misurato

Tabella 1.3: Valori nominali e misurati dei componenti utilizzati nel circuito.

Grazie alle misure ricavate dai cursori sull’oscilloscopio, è stato possibile misurare gli intervalli di tempo T_1 e T_2 (Fig.1.13) e confrontarli con i risultati teorici attesi ricavati dalla equazione 1.3. Il confronto è riportato nella tabella 1.4. Se volessimo variare il *duty-cycle* del segnale in uscita al circuito, si potrebbe sbilanciare l’alimentazione positiva e negativa dell’amplificatore operazionale. Di conseguenza, variano anche le soglie ed è possibile modificare gli intervalli di carica e scarica del condensatore e quindi gli intervalli T_1 e T_2 . Nella figura Fig.1.14 è possibile vedere che il *duty-cycle* si modifica dal 48.01 % al 55.12 %.

	Valore Teorico	Valore Misurato
T_1	2.99 ms	2.99 ms
T_2	2.99 ms	3.33 ms
Duty-cycle	50 %	47.31 %

Tabella 1.4: Valori teorici e misurati degli intervalli T_1 , T_2 e duty-cycle della sinusoide in uscita.

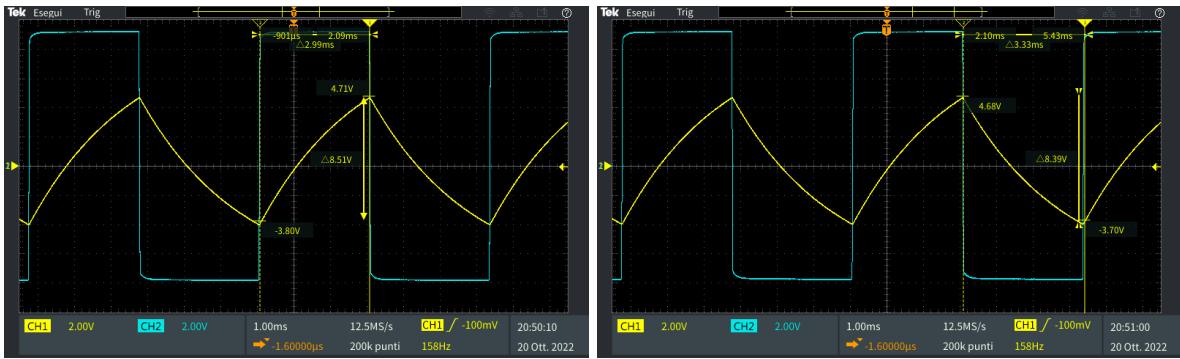


Figura 1.13: Misure dei tempi di carica (T_1) e scarica (T_2) del condensatore. Sono rappresentati i segnali v_c (linea gialla) ed il segnale v_{out} (linea azzurra) con tensioni di alimentazioni simmetriche pari a ± 10 V.

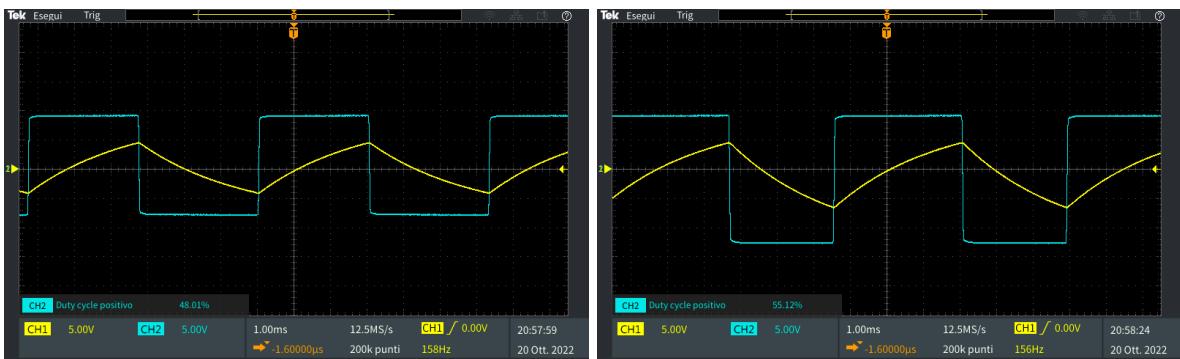


Figura 1.14: A sinistra sono rappresentati i segnali v_c (linea gialla) ed il segnale v_{out} (linea azzurra) con tensioni di alimentazioni simmetriche pari a ± 10 V. A destra sono rappresentati i segnali v_c (linea gialla) ed il segnale v_{out} (linea azzurra) con tensioni di alimentazioni asimmetriche, con $V_{DD} = 10V$ e $V_{SS} = -15V$.

Il quarto circuito realizzato è un circuito oscillatore che permette di regolare il *duty-cycle* dell'onda quadra in uscita senza sbilanciare le tensioni di alimentazione (Fig.1.15).

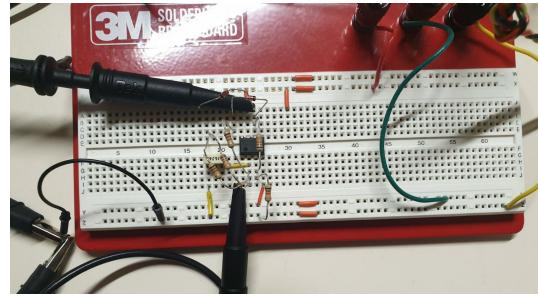
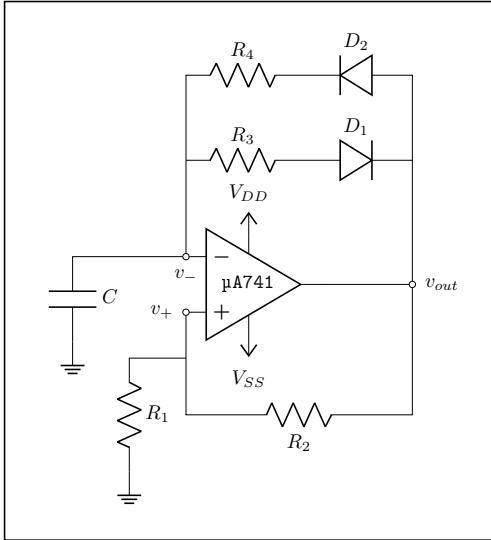


Figura 1.15: Schema circuitale dell'oscillatore con tempi di carica e scarica differenziati e foto del circuito realizzato.

Inserendo i diodi D1 e D2 è possibile differenziare le costanti di tempo di carica e scarica del circuito, permettendo di variare gli intervalli T_1 e T_2 e di conseguenza le caratteristiche dell'onda in uscita. Infatti, l'analisi del circuito è simile a quella del circuito precedente se non che il condensatore C viene caricato attraverso il diodo D2 e la resistenza R4, mentre si scarica attraverso il diodo D1 e la resistenza R3. Per cui la costante di tempo di carica è $\tau_1 = R_4 C$ mentre la costante di scarica è $\tau_2 = R_3 C$. In modo analogo al circuito precedente si possono calcolare gli intervalli T_1 e T_2 come:

$$T_1 = R_4 C \ln \frac{V_L^+ - V_{DD}}{V_H^+ - V_{DD}} \stackrel{R_1=R_2}{=} \tau_1 \ln \frac{R_2 + 2R_1}{R_2}$$

$$T_2 = R_3 C \ln \frac{V_H^+ - V_{SS}}{V_L^+ - V_{SS}} \stackrel{R_1=R_2}{=} \tau_2 \ln \frac{R_2 + 2R_1}{R_2}. \quad (1.4)$$

In questo modo si ottiene $T_1 \neq T_2$. Anche in questo circuito si è voluto confrontare il valore teorico (ricavato dall'equazione 1.4) e misurato di questi intervalli di tempo. Nella tabella 1.5 vengono riportati i valori nominali e misurati dei componenti utilizzati nel circuito. Le tensioni di alimentazioni dell'amplificatore operazionale sono state mantenute a ± 10 V.

Come nel precedente circuito si è voluto confrontare i valori degli intervalli di tempo T_1 e T_2 ottenuti tramite le equazioni 1.4 e quelli ricavati con le misure effettuate tramite i cursori dell'oscilloscopio (Fig.1.16). Nella tabella 1.6 si riportano i risultati ottenuti. Si noti come i risultati misurati sul circuito reale si discostino dal valore teorico, portando a un errore sul *duty-cycle* del segnale in uscita del 2 %.

Componente	Valore Nominale	Valore Misurato
R1	18 kΩ	18.02 kΩ
R2	18 kΩ	17.82 kΩ
R3	18 kΩ	18.03 kΩ
R4	9 kΩ	8.96 kΩ
D1	≈ 0.7 V	617 mV
D2	≈ 0.7 V	620 mV
C	150 nF	Non misurato

Tabella 1.5: Valori nominali e misurati dei componenti utilizzati nel circuito.

	Valore Teorico	Valore Misurato
T_1	1.48 ms	1.62 ms
T_2	2.99 ms	3.57 ms
Duty-cycle	33.10 %	31.21 %

Tabella 1.6: Valori teorici e misurati degli intervalli T_1 , T_2 e duty-cycle della sinusoide in uscita.



Figura 1.16: Misure dei tempi $T_{TOT}=T_1+T_2$ e scarica (T_2) del condensatore. Sono rappresentati i segnali v_c (linea gialla) ed il segnale v_{out} (linea azzurra) con tensioni di alimentazione simmetriche pari a ± 10 V.