



Università degli Studi di Bergamo

SCUOLA DI INGEGNERIA

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Informatica

Laboratorio di Elettronica

Relazione esperienza di Laboratorio 4

Prof.
Luigi Gaioni

Candidati
Davide Salvetti
Matricola 1057596

Marco Rodolfi
Matricola 1040347

Matteo Verzeroli
Matricola 1057926

Laboratorio 4

Il primo circuito analizzato è un multivibratore monostabile (Fig.1.1). Tale circuito presenta uno stato stabile in cui vi rimane fino a che un impulso esterno di comando lo porta in un secondo stato. Il circuito rimane stabile in questo stato per un tempo definito dai valori dei componenti utilizzati. Infine, il circuito torna spontaneamente nello stato stabile, in attesa di un successivo impulso. Per realizzare

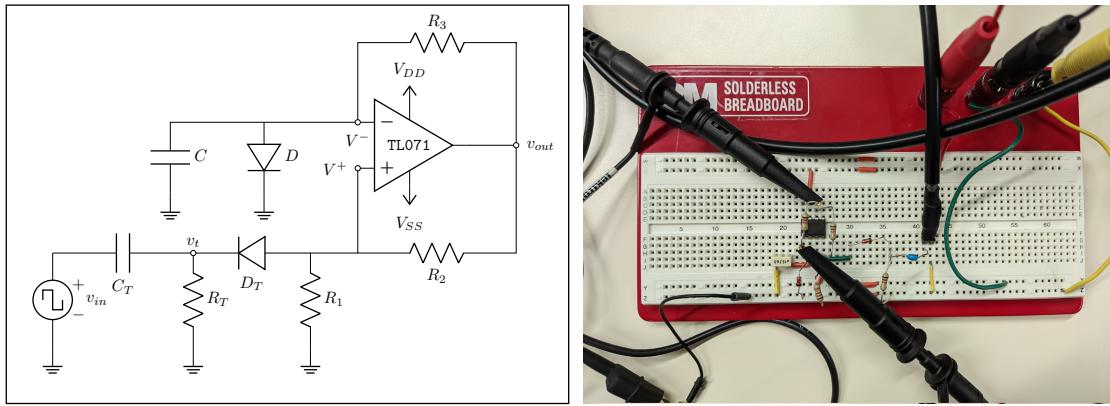


Figura 1.1: Schema circuitale del multivibratore monostabile e foto del circuito realizzato.

il circuito, si parte dal generatore d'onda quadra visto nella precedente esperienza di laboratorio. Inserendo un diodo D in parallelo alla capacità C si ottiene uno stato stabile. Supponiamo che inizialmente la tensione di uscita sia pari a V_{DD} e che la capacità sia scarica. Allora, la capacità si carica attraverso la resistenza R_3 fino a quando la tensione ai suoi capi raggiunge circa 0.7 V (tensione di polarizzazione del diodo D). A questo punto, il processo di carica si interrompe perché il diodo si accende e si comporta come un cortocircuito. Quindi la corrente scorrerà solo attraverso il diodo D verso massa. Quindi l'uscita rimane stabile alla tensione V_{DD} .

Affinché il circuito commuti dallo stato stabile $v_{out} = V_{DD}$ allo stato quasi stabile $v_{out} = V_{SS}$ è necessario che la tensione dell'ingresso non invertente scenda al di sotto della tensione dell'ingresso invertente. Questo viene reso possibile applicando sul morsetto non invertente un impulso negativo di tensione. Per fare ciò, si inserisce un circuito derivatore composto da una capacità C_T ed una resistenza R_T . Tale circuito ha il compito di generare, a partire da un segnale rettangolare v_{in} , un impulso positivo ed uno negativo. Questi *spike* di tensione sono generati in corrispondenza dei fronti di salita e discesa dell'onda quadra in ingresso, dove la derivata del segnale tenderebbe ad infinito. Il diodo D_T permette di non trasmettere gli impulsi positivi al nodo V^+ (il diodo infatti si spegne) ma lascia passare inalterati gli impulsi negativi. Questo impulso negativo generato porterà per un breve istante la tensione V^+ al di sotto della tensione presente ai capi del condensatore (che è pari alla tensione di polarizzazione del diodo) forzando la commutazione dell'uscita a $v_{out} = V_{SS}$. A questo punto, il condensatore si scarica fino a raggiungere la tensione di soglia $V_H^+ = \frac{1}{2}V_{SS}$ dove l'uscita commuta portandosi a $v_{out} = V_{DD}$. Il condensatore ricomincia così il ciclo di carica ma termina una volta raggiunta la tensione di polarizzazione del diodo (che è minore della nuova tensione di soglia).

V_H^+) . Il circuito entra di nuovo in uno stato stabile in attesa che sul morsetto non invertente venga generato un altro impulso negativo. Il tempo per cui $v_{out} = V_{SS}$ dipende dalla capacità C e dalla resistenza $R3$.

I valori utilizzati nel circuito sono indicati nella tabella 1.1. L'amplificatore scelto è il **TL071** ed è stato alimentato con una tensione duale di ± 10 V.

Componente	Valore Nominale	Valore Misurato
R1	18 k Ω	17.96 k Ω
R2	18 k Ω	17.79 k Ω
R3	18 k Ω	18 k Ω
R _T	18 k Ω	17.83 k Ω
D _T	$\simeq 0.7$ V	609 mV
D1	$\simeq 0.7$ V	607 mV
C	150 nF	Non misurato

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

Per generare gli impulsi di tensione, si è utilizzato un segnale in ingresso ad onda quadra con *duty-cycle* pari al 20%, frequenza di 100 Hz e ampiezza picco-picco pari a 5 V. In figura 1.2 si vedono i picchi generati dal derivatore.

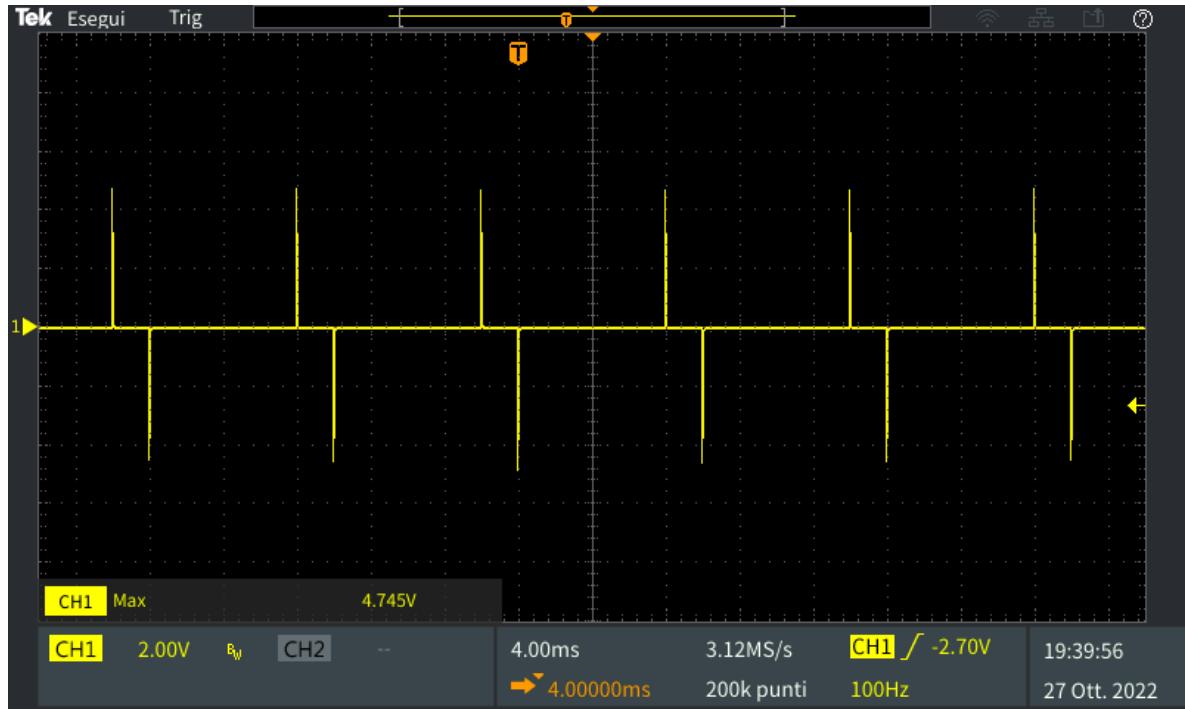


Figura 1.2: Misure del segnale v_t (linea gialla). Questi picchi sono generati dal circuito derivatore con in ingresso un'onda quadra con *duty-cycle* del 20%, frequenza di 100 Hz e ampiezza picco-picco pari a 5 V.

In figura 1.3 sono invece mostrati gli andamenti di V^- e v_{out} . È interessante notare che i valori di saturazione dell'amplificatore operazionale, e quindi i valori tra cui commuta v_{out} , sono minori delle

tensioni di alimentazione V_{DD} e V_{SS} .

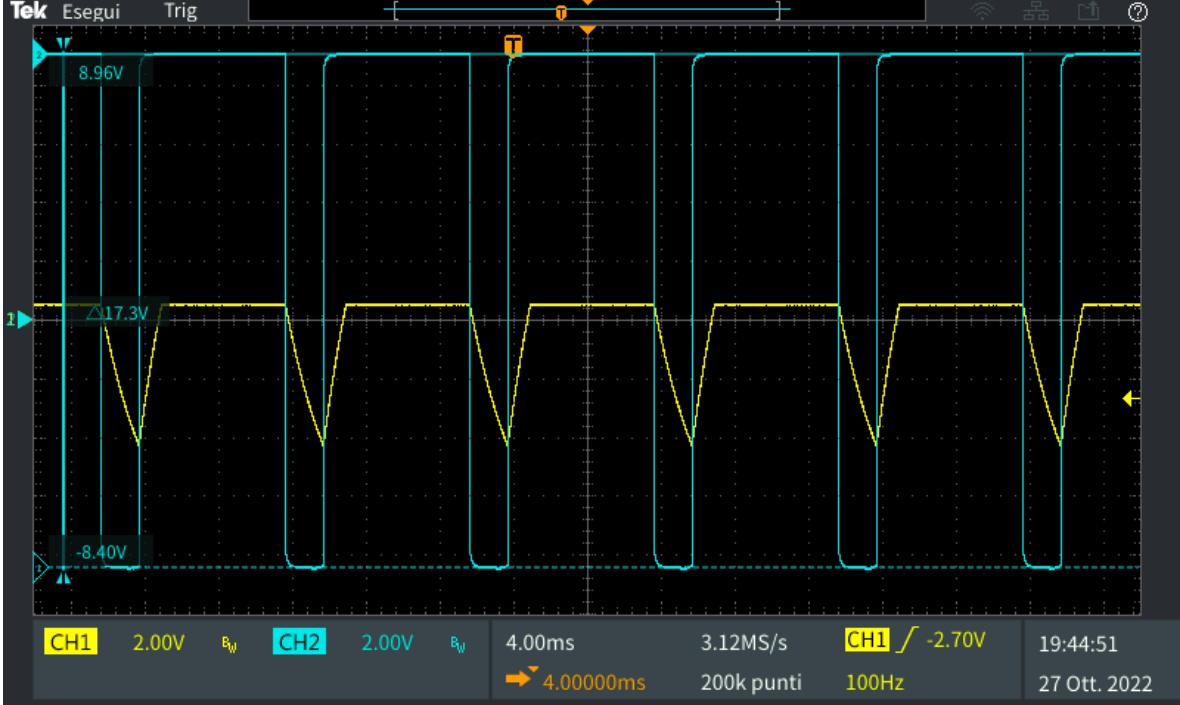


Figura 1.3: Misure del segnale V^- (linea gialla) e del segnale v_{out} (linea azzurra).

È stato inoltre possibile misurare il tempo in cui l'uscita rimane alla tensione V_{SS} (che indichiamo con T_A). Infatti, esso dipende dalla costante di tempo di carica e scarica $\tau = R_3C$ e dai valori delle resistenze R_1 e R_2 . Indicando con t_1 l'istante in cui la tensione al nodo V^- raggiunge la tensione di soglia V_L^+ e considerando t_0 l'istante in cui viene applicato l'impulso negativo si ha che

$$V^-(t_1) = V_{SS} + (0.7 \text{ V} - V_{SS})e^{\frac{-t_1}{\tau}} = V_L^+ \quad (1.1)$$

e quindi, considerando $|V_{SS}| \gg 0.7 \text{ V}$ si ottiene

$$T_A = \tau \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (1.2)$$

Attraverso i cursori forniti dall'oscilloscopio si ricava che il tempo T_A è pari a 1.78 ms (Fig.1.4), mentre il valore teorico dato dall'equazione 1.2 è di 1.86 ms.

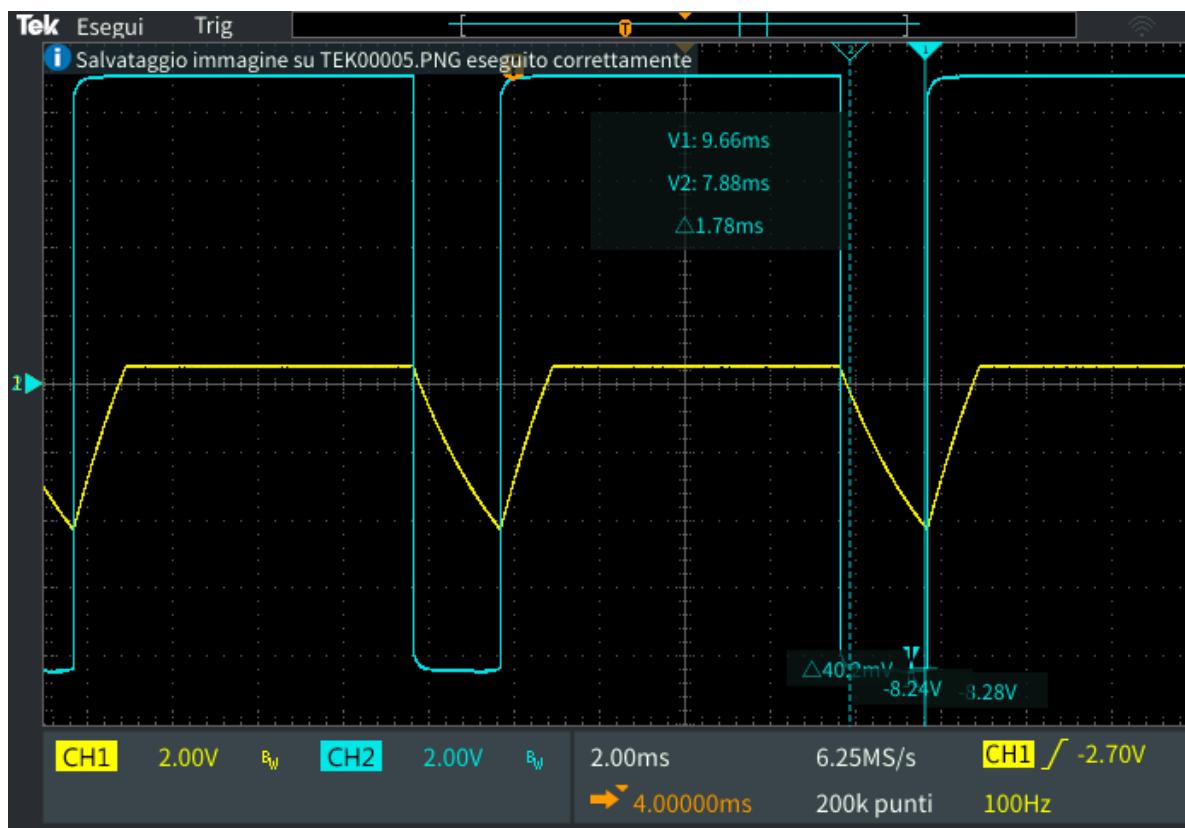


Figura 1.4: Misure del segnale v_- (linea gialla) e del segnale v_{out} (linea azzurra).

Il secondo circuito visto a lezione è una variante del circuito precedente che implementa la funzione di un multivibratore monostabile tramite l'utilizzo dell'integrato **LM555** (Fig.1.5).

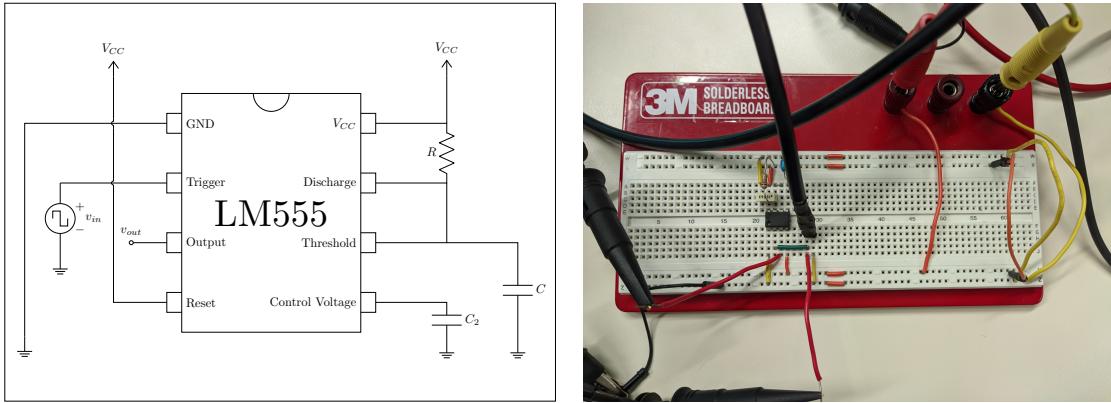


Figura 1.5: Schema circuitale e foto del circuito realizzato.

Come si può osservare nella figura 1.6, **LM555** è composto da due comparatori, le cui uscite sono collegati ai morsetti di *reset* e *set* di un *flip-flop*. Il pin *Output* dell'integrato è collegato tramite una porta *NOT* all'uscita negata del *flip-flop*. Inoltre, il pin *Discharge* è collegato al collettore di un transistor bipolare, la cui base è collegata all'uscita negata del *flip-flop*, mentre l'emettitore è a massa. Di conseguenza, quando \overline{Q} è a livello logico alto, il transistor si comporta come un interruttore chiuso collegando a massa il pin *Discharge*.

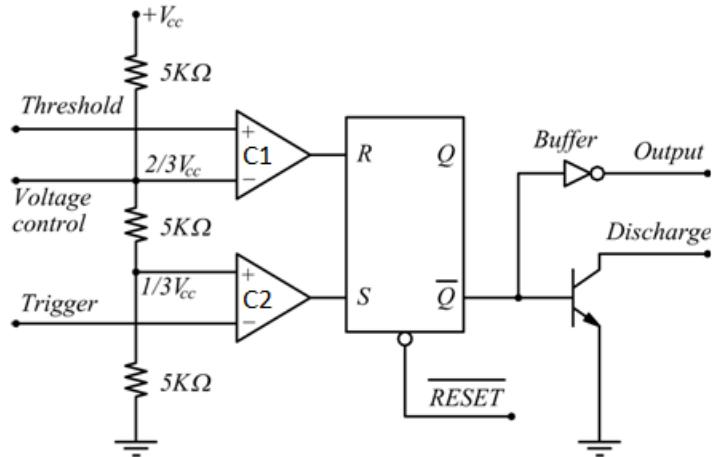


Figura 1.6: Struttura interna di un circuito integrato LM555.

All'ingresso non invertente del comparatore **C1** è collegato il pin *Threshold* mentre all'ingresso invertente è fornita una tensione costante pari a $\frac{2}{3}V_{CC}$, grazie al partitore formato da tre resistenze in serie da $5\text{k}\Omega$. Il comparatore **C2** presenta una tensione costante pari a $\frac{1}{3}V_{CC}$ sul morsetto non invertente, mentre il morsetto invertente è collegato al pin di *Trigger*. Per capire il funzionamento del circuito realizzato è necessario ricordare la tabella di verità del *flip-flop set-reset* 1.2:

S	R	Q	\bar{Q}
0	0	Stato precedente	Stato precedente
1	0	1	0
0	1	0	1
1	1	Stato proibito	Stato proibito

Tabella 1.2: Tabella di verità di un *flip-flop set-reset*.

Analizziamo ora il comportamento del circuito realizzato. Supponiamo che inizialmente l'uscita v_{out} sia a livello logico basso (≈ 0 V). Per cui, \bar{Q} è a livello logico alto e il transistor di scarica è acceso. La differenza di tensione ai capi del condensatore C è quindi nulla e il condensatore è scarico. Inoltre, il segnale di trigger è mantenuto a una tensione pari a V_{CC} . Per cui, l'uscita del comparatore **C2** è a livello logico basso ($S=0$) così come quella del comparatore **C1** ($R=0$). Quando sul morsetto di trigger è applicato un impulso negativo (con picco minore della soglia $\frac{1}{3}V_{CC}$), l'uscita del comparatore **C2** cambia stato ($S=1$) in quanto $V^+ > V^-$. L'uscita del *flip-flop* $\bar{Q} = 0$ mentre l'uscita v_{out} si porta a livello logico alto. Pe cui, il transistor di scarica si spegne e la capacità inizia a caricarsi tramite la resistenza R. Il processo di carica continua fino a quando la tensione al nodo *Threshold* supera la soglia $\frac{2}{3}V_{CC}$. A questo punto, il comparatore **C1** cambia stato ($R=1$) e porta quindi \bar{Q} a livello logico alto e v_{out} ritorna a 0. Per cui, il transistor di scarica si riaccende e porta la capacità a scaricarsi velocemente, riportando il nodo di *Threshold* a 0. L'uscita quindi rimane stabile a livello logico basso fino a quando verrà applicato un altro segnale di trigger. Il funzionamento è riassunto in figura 1.7. Si noti che la capacità C₂ è utilizzata per filtrare eventuali disturbi presenti sulla alimentazione.

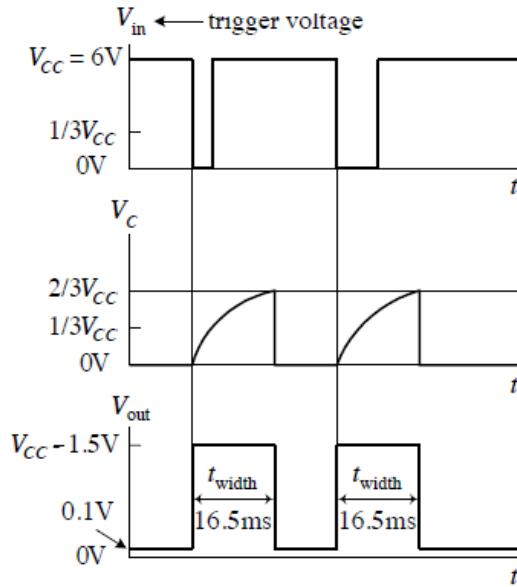


Figura 1.7: Funzionamento del LM555 in modalità monostabile.

Il tempo T_1 di carica del condensatore varia in base ai valori di R e di C , seguendo la relazione

$$v_C(t) = V_{CC} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right)$$

La carica della capacità termina quando $v_C = \frac{2}{3}V_{CC}$, quindi

$$\begin{aligned}\frac{2}{3}V_{CC} &= V_{CC} \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_1}{RC}}\right) \\ T_1 &= -RC \ln\left(\frac{1}{3}\right) \approx 1.1RC\end{aligned}\tag{1.3}$$

Per verificare il comportamento del circuito si sono effettuate delle prove variando i valori della resistenza R e della capacità C, calcolando poi il tempo in cui l'uscita rimaneva al livello logico alto (pari a circa 9.5 V). Nella tabella 1.3 sono riportati i valori delle resistenze utilizzate. La tensione V_{CC} è stata impostata a 10 V. Per generare il segnale di trigger è stata utilizzata in ingresso un'onda quadra con *duty-cycle* pari al 80%, frequenza di 100 Hz, ampiezza picco-picco pari a 10 V e offset di 5 V.

Componente	Valore Nominale	Valore Misurato
R ₁	10 kΩ	10.96 kΩ
R ₂	12 kΩ	11.95 kΩ
R ₃	15 kΩ	15.82 kΩ
R ₄	18 kΩ	18.02 kΩ
R ₅	22 kΩ	23.90 kΩ
C ₁	150 nF	Non misurato
C ₂	330 nF	Non misurato

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

Nella figura 1.8 sono riportati i risultati ottenuti misurando il tempo di carica della capacità (che corrisponde all'intervallo di tempo in cui l'uscita v_{out} rimane a livello logico alto) in funzione dei valori di resistenza R e capacità riportati nella tabella 1.3. In particolare, calcolando i coefficienti angolari delle rette interpolate dai punti ottenuti per entrambi i valori di capacità, si ottengono i seguenti valori: 162.3×10^{-9} utilizzando la capacità di 150 nF e 352.6×10^{-9} utilizzando la capacità di 330 nF. Si noti come i valori dei coefficienti angolari siano molto simili ai valori delle capacità utilizzate. Infatti, secondo l'equazione 1.3, $C = \frac{T_1}{R}$ e quindi il coefficiente angolare delle rette interpolate è pari al valore della capacità utilizzata. Nelle figure 1.9 e 1.10 sono riportate alcune misure dell'intervallo T_1 con due differenti valori di capacità, ottenute tramite i cursori dell'oscilloscopio. Confrontando i valori di T_1 calcolabili dall'equazione 1.3 con quelli misurati si può vedere una buona corrispondenza. Per esempio, considerando un valore di R pari a 18.02 kΩ e un valore di capacità pari a 150 nF, il valore atteso è di 2.97 ms, mentre il valore misurato è di 3.02 ms.

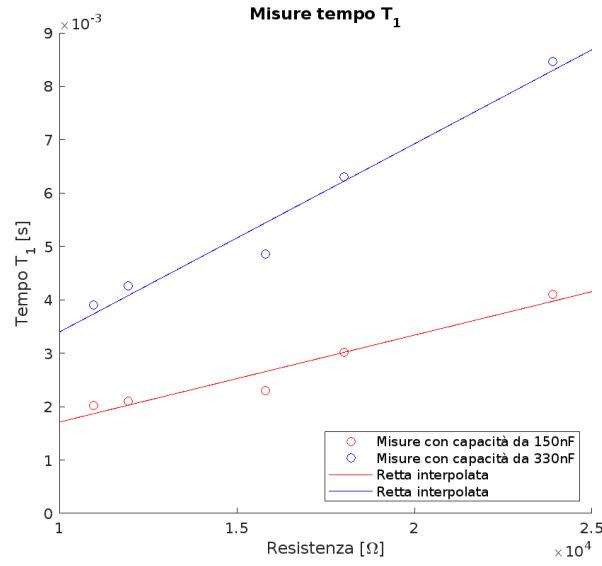


Figura 1.8: Grafico tempo di carica T_1 in funzione del valore della capacità C e della resistenza R .

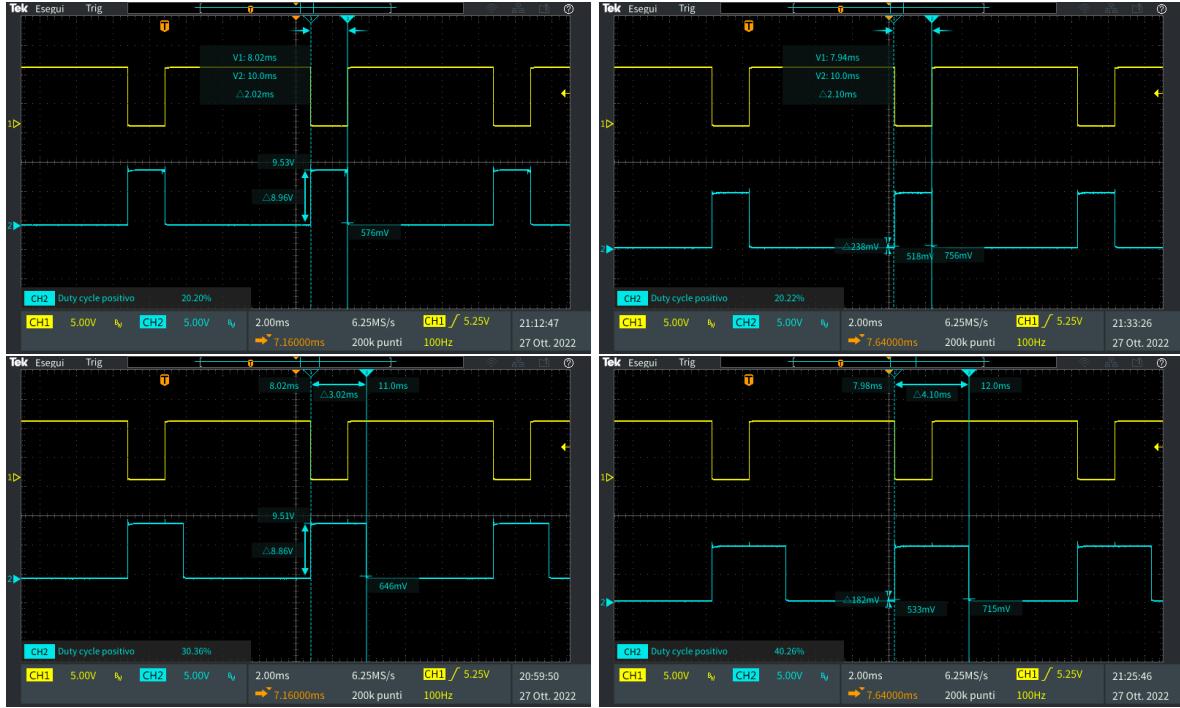


Figura 1.9: Misure del segnale di trigger in ingresso (linea gialla) e del segnale in uscita v_{out} (linea azzurra) al circuito. Il segnale in ingresso è una onda quadra di 10 V picco-picco, con un offset di 5 V e *duty-cycle* pari al 80 %. Si è utilizzata una capacità C pari a 150 nF e una resistenza R pari a 10.96 k Ω (in alto a sinistra), 11.96 k Ω (in alto a destra), 18.02 k Ω (in basso a sinistra) e 23.90 k Ω (in basso a destra).

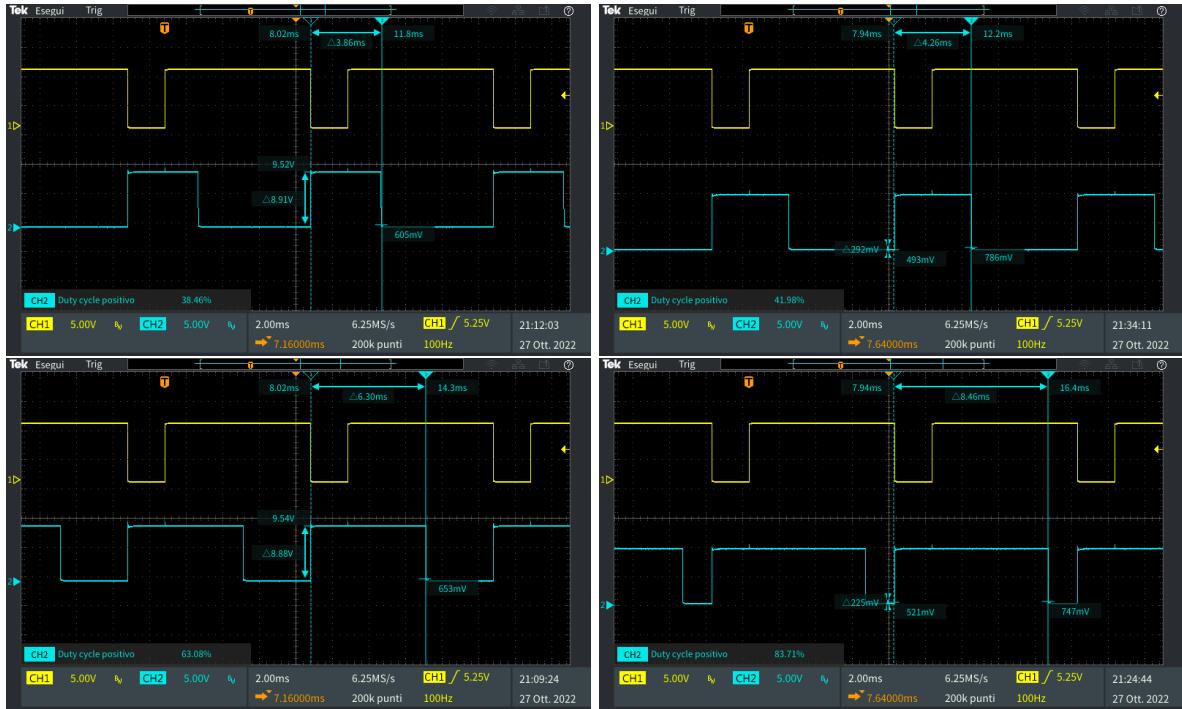


Figura 1.10: Misure del segnale di trigger in ingresso (linea gialla) e del segnale in uscita v_{out} (linea azzurra) al circuito. Il segnale in ingresso è una onda quadra di 10 V picco-picco, con un offset di 5 V e *duty-cycle* pari al 80 %. Si è utilizzata una capacità C pari a 330 nF e una resistenza R pari a 10.96 k Ω (in alto a sinistra), 11.96 k Ω (in alto a destra), 18.02 k Ω (in basso a sinistra) e 23.90 k Ω (in basso a destra).