



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
Giulia Allievi
Matricola 1058231

Martina Fanton
Matricola 1059640

Relazione attività di laboratorio 3

3.1 Circuito 1: raddrizzatore a doppia semionda di precisione

3.1.1 Schema del circuito e Funzione di Trasferimento

Questo circuito, come si può notare dalla figura 3.1, presenta due amplificatori operazionali, di cui quello in alto è retroazionato negativamente, e un diodo.

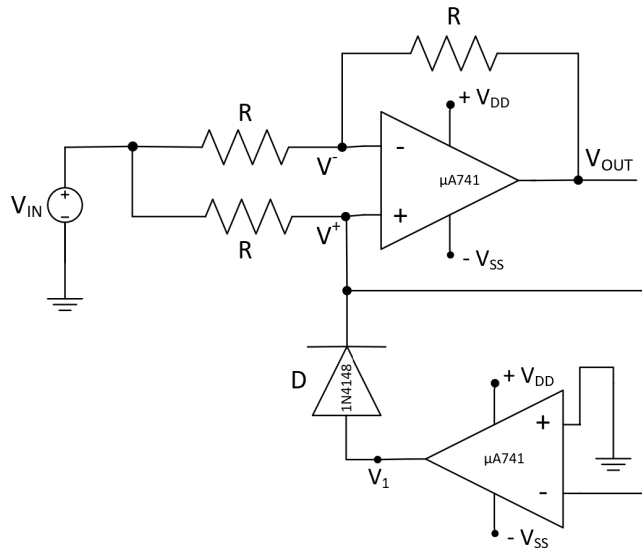


Figura 3.1: Schema del raddrizzatore a doppia semionda di precisione.

La funzione di trasferimento di questo raddrizzatore è:

$$\begin{cases} V_{in} < 0 \text{ V} & \rightarrow \text{D ON} & \Rightarrow V_{out} = -V_{in} \\ V_{in} \geq 0 \text{ V} & \rightarrow \text{D OFF} & \Rightarrow V_{out} = V_{in} \end{cases} \quad (3.1)$$

Da questa funzione di trasferimento si può notare che l'uscita non risulta shiftata rispetto all'ingresso, come invece succedeva nel raddrizzatore a doppia semionda analizzato durante lo scorso laboratorio. Dunque questo circuito permette di risolvere il problema della differenza di tensione presente tra uscita e ingresso. Di conseguenza, in uscita si ottiene un segnale analogo a quello in ingresso, ma in cui le semionde risultano raddrizzate.

3.1.2 Analisi e dati sperimentali

Per la realizzazione del circuito sulla breadboard (visibile nella figura 3.2) abbiamo deciso di utilizzare due amplificatori operazionali di tipo $\mu A741$, che sono amplificatori operazionali *general purpose*, e un diodo di tipo 1N4148. Invece per quanto riguarda i valori delle resistenze abbiamo utilizzato resistenze da $12\text{ k}\Omega$, le cui misure sono state riportate nella tabella 3.1.

	Valore nominale	Valore misurato
R_1	$12\text{ k}\Omega$	$11.802\text{ k}\Omega$
R_2	$12\text{ k}\Omega$	$11.947\text{ k}\Omega$
R_3	$12\text{ k}\Omega$	$11.885\text{ k}\Omega$

Tabella 3.1: Misure delle resistenze utilizzate per il circuito.

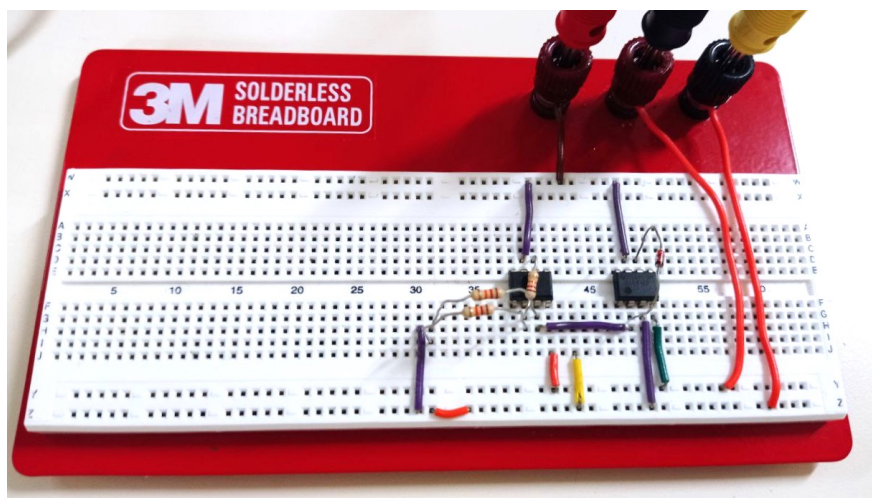


Figura 3.2: Fotografia del raddrizzatore a doppia semionda di precisione realizzato in laboratorio.

Dopo aver realizzato il circuito sulla breadboard, sono state collegate sia le alimentazioni (con un valore di 10 V per l'alimentazione positiva e di -10 V per quella negativa) sia il segnale d'ingresso, con un'ampiezza picco-picco di 2 V e frequenza prima di 100 Hz , e poi pari a 1 kHz .

Il segnale in uscita prodotto dall'oscilloscopio lo si può vedere nella figura 3.3. Per queste due frequenze sono state analizzate anche le rappresentazioni XY, ovvero la caratteristica tra tensione di ingresso e tensione di uscita del circuito (in figura 3.4).

In tutti questi grafici il segnale presenta un andamento quasi ideale, ma nella parte iniziale delle semionde negative raddrizzate si possono notare dei tratti anomali vicino all'asse delle ascisse. Nel grafico XY, lo vediamo perché il segnale non si trova solo nel primo e nel secondo quadrante, ma c'è un tratto (seppur molto breve) anche nel terzo quadrante. Queste anomalie sono dovute al fatto che l'OPAMP in basso può avere una retroazione aperta per la presenza del diodo e quindi la sua uscita deve svolgere uno swing abbastanza ampio (visualizzato nella figura 3.5) per far arrivare la sua uscita

quando il segnale in ingresso è positivo, il diodo è spento, quindi il secondo OPAMP

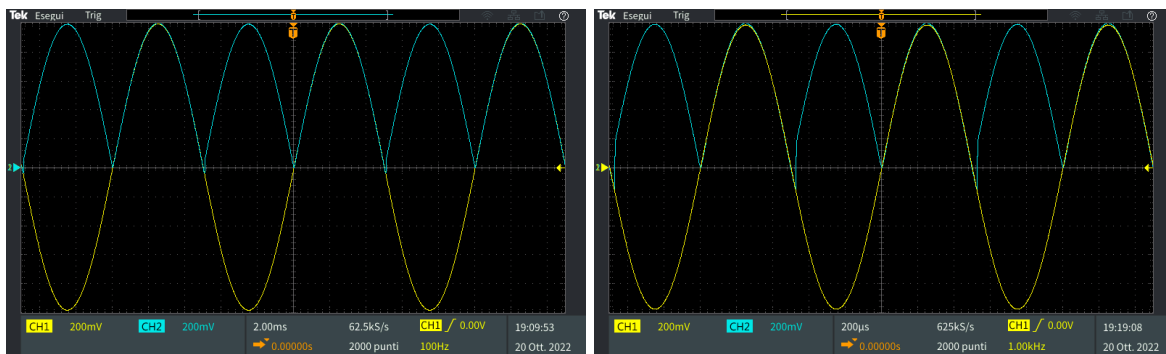


Figura 3.3: Risposta del circuito con $f = 100$ Hz (sinistra) e con $f = 1$ kHz (destra).



Figura 3.4: Rappresentazione XY della risposta del circuito con $f = 100$ Hz (sinistra) e con $f = 1$ kHz (destra).

al valore dell'alimentazione. Questo poi incide anche sulla velocità del sistema nel raddrizzare il primo tratto delle semionde negative.

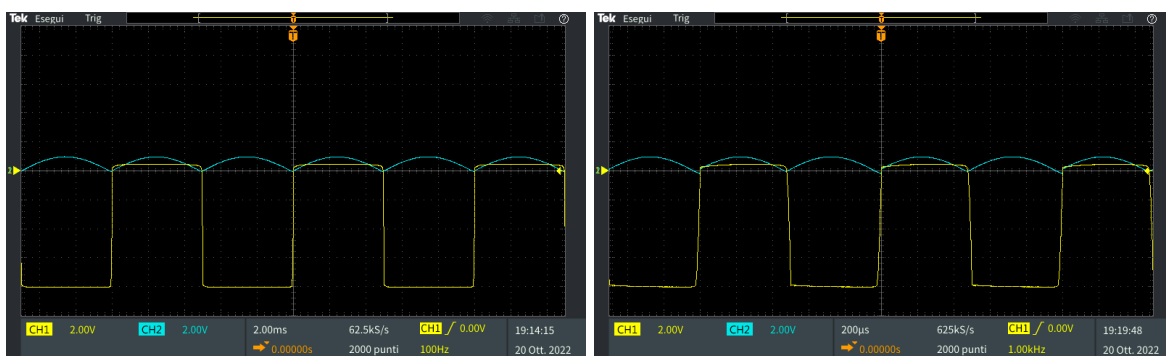


Figura 3.5: Risposta dell'OPAMP in basso con $f = 100$ Hz (sinistra) e con $f = 1$ kHz (destra).

Analizzando invece frequenze maggiori (ad esempio 10 kHz), il segnale presenta delle anomalie di maggiore rilevanza rispetto alle precedenti, come si può notare nella figura 3.6. Le semionde positive sono poco distorte, infatti vengono solo leggermente ritardate, invece sulle semionde negative si vede

chiaramente l'escursione di tensione provocata dall'operazionale che si trova in anello aperto. Queste anomalie derivano dal fatto che l'OPAMP non è adatto a operare in alta frequenza quando presenta un anello che può risultare aperto.



Figura 3.6: Risposta del circuito con $f = 10 \text{ kHz}$.

3.2 Circuito 2: trigger di Schmitt

3.2.1 Schema del circuito e Funzione di Trasferimento

In questo circuito è presente un amplificatore operazionale non retroazionato negativamente, ma con una retroazione positiva, quindi il circuito opera come un comparatore.

La rete di reazione positiva è formata da un partitore resistivo, in cui inizialmente utilizzeremo due resistenze dello stesso valore per analizzare la risposta del circuito in maniera più semplice, come si può vedere dallo schema di figura 3.7.

La particolarità del trigger di Schmitt è che, a differenza dei normali comparatori, la caratteristica ingresso-uscita presenta un'isteresi, di conseguenza questo circuito è immune a eventuali disturbi presenti in ingresso. In un comparatore semplice infatti, se il segnale in ingresso è rumoroso su valori prossimi alla soglia V^+ , si possono avere delle transizioni involontarie dell'uscita da V_{DD} a V_{SS} , perciò il rumore in ingresso rende anche l'uscita rumorosa. Questo problema viene risolto nel trigger di Schmitt, perché una volta attraversata una soglia (per esempio V_H^+) quest'ultima varierà il suo valore e si sposterà sul secondo valore (V_L^+), quindi l'uscita non cambia finché non si attraversa la seconda soglia, rendendo il circuito robusto rispetto ai rumori presenti sulle linee d'ingresso.

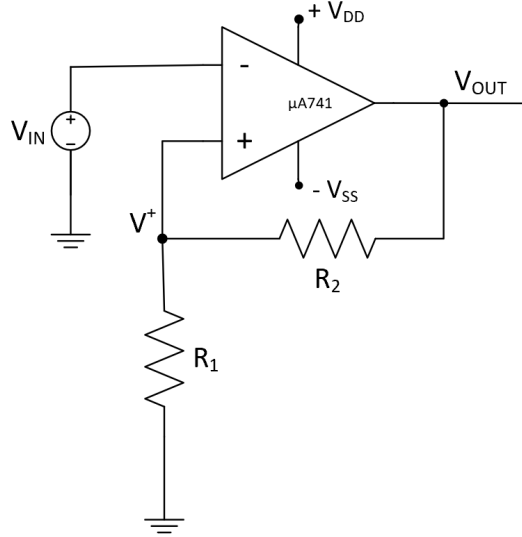


Figura 3.7: Schema del trigger di Schmitt.

La funzione di trasferimento di questo comparatore è:

$$\begin{cases} V_{out} = V_{DD} & \text{per } V_L^+ < V_{in} < V_H^+, \text{ con } V_H^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{DD} = \frac{V_{DD}}{2} \text{ se } R_1 = R_2 \\ V_{out} = V_{SS} & \text{per } V_H^+ < V_{in} < V_L^+, \text{ con } V_H^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot |V_{SS}| = \frac{|V_{SS}|}{2} \text{ se } R_1 = R_2 \end{cases} \quad (3.2)$$

3.2.2 Analisi e dati sperimentali

Per la realizzazione del circuito sulla breadboard (visibile nella figura 3.8) è stato utilizzato un amplificatore operazionale di tipo $\mu A741$. Invece per quanto riguarda i valori delle resistenze abbiamo utilizzato due resistenze da $12\text{ k}\Omega$, le cui misure sono state riportate nella tabella 3.2.

	Valore nominale	Valore misurato
R_1	$12\text{ k}\Omega$	$11.802\text{ k}\Omega$
R_2	$12\text{ k}\Omega$	$11.947\text{ k}\Omega$

Tabella 3.2: Misure delle resistenze utilizzate per il circuito.

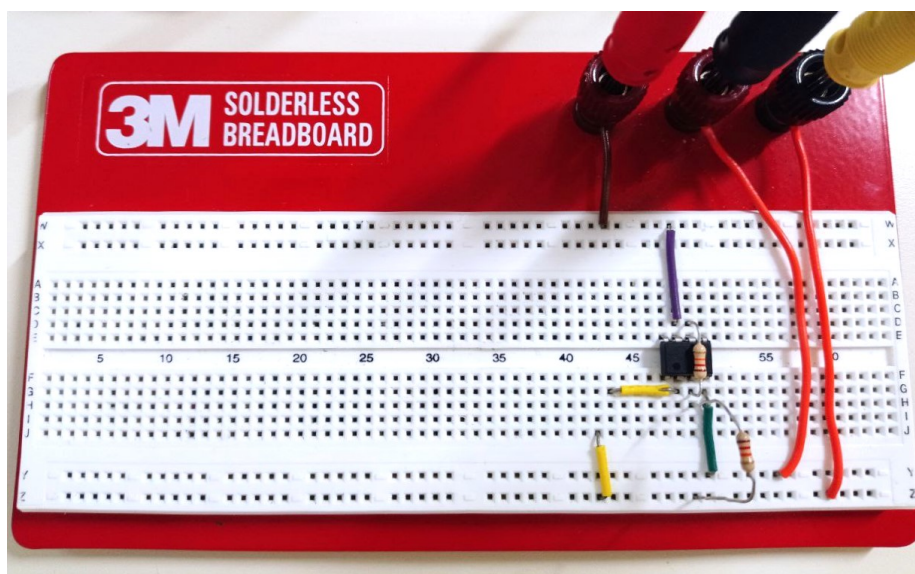


Figura 3.8: Fotografia del trigger di Schmitt realizzato in laboratorio.

Dopo aver realizzato il circuito sulla breadboard, scegliamo di applicare in ingresso un'onda triangolare con ampiezza picco-picco di 15 V . Questo valore deve essere scelto in modo tale da poter vedere le transizioni da una soglia all'altra.

Per prima cosa abbiamo analizzato l'uscita del circuito con un segnale in ingresso con frequenza di 100 Hz (figura 3.9), dai grafici si può notare che il comportamento dei segnali risulta corretto. Abbiamo quindi misurate le due soglie, i cui valori sono risultati pari a 4.88 V per V_H^+ (soglia positiva) e -4.16 V per V_L^+ (soglia negativa). Anche questi valori sono corretti, infatti corrispondono a circa metà della tensione che l'OPAMP eroga in uscita quando satura al valore positivo o negativo.

Successivamente è stato analizzato anche il grafico della caratteristica ingresso-uscita per la stessa frequenza. Come si può notare dalla figura 3.10, è presente un ciclo di isteresi, come ci si aspettava per questo trigger. L'area del ciclo di isteresi dipende dal valore delle due resistenze secondo la formula:

$$\text{Isteresi} = 2 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot |V_{DD}|$$

Quando f aumenta
 – \rightarrow visibili le slew rate
 OPAMP \Rightarrow isteresi non più rettan-

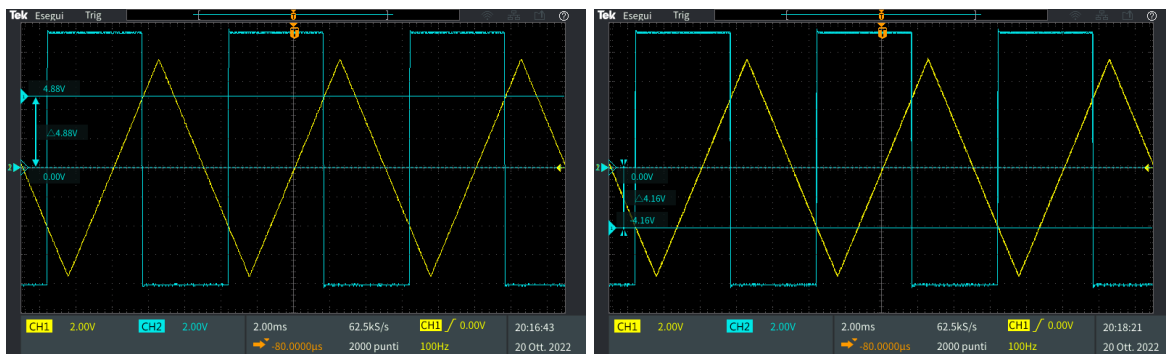


Figura 3.9: Risposta del circuito con $f = 100$ Hz.

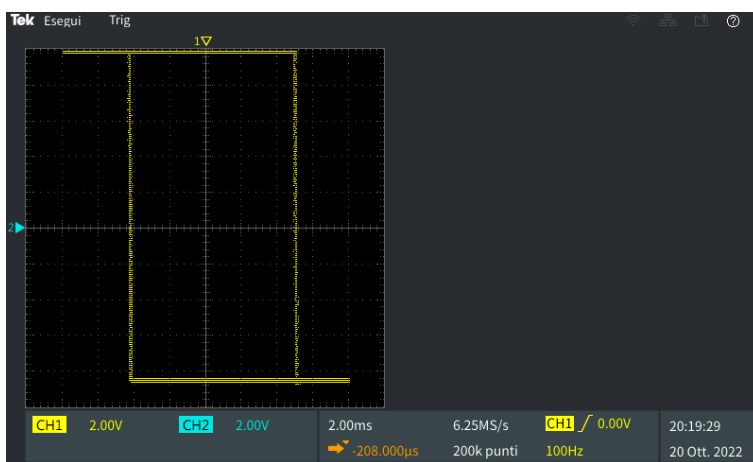


Figura 3.10: Rappresentazione XY della risposta del circuito con $f = 100$ Hz.

3.3 Circuito 3: oscillatore con duty cycle pari a 50%

3.3.1 Schema del circuito e Funzione di Trasferimento

Il trigger di Schmitt può essere utilizzato per realizzare un oscillatore. Un oscillatore è un circuito che produce in uscita una forma d'onda ad una determinata frequenza, entrambi i parametri (forma e frequenza) dipendono sia dai componenti presenti nell'oscillatore che dalle tensioni di alimentazione. È un circuito particolare perché è *autoalimentato*, questo significa che non dovremo applicare un segnale in ingresso per osservare il segnale d'uscita (per innescare la reazione è sufficiente un disturbo, ad esempio il rumore dei componenti elettronici).

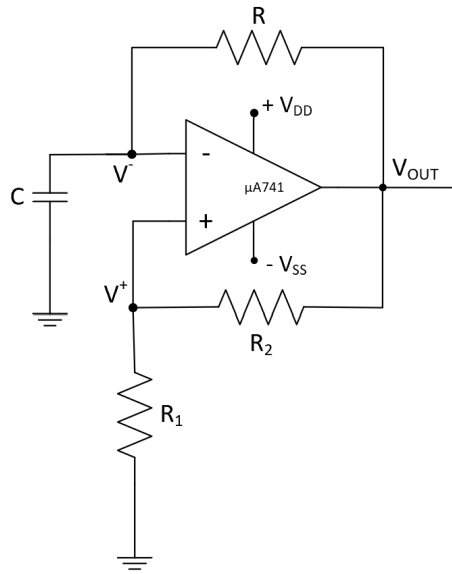


Figura 3.11: Schema dell'oscillatore con duty cycle di 50%.

Il circuito che realizzeremo produrrà in uscita un'onda quadra. Inizialmente utilizzeremo lo stesso valore per le resistenze R_1 e R_2 , quindi le soglie che determinano le transizioni da alto a basso e viceversa sono:

$$V_H^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{DD} = +5 \text{ V} \qquad V_L^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{SS} = -5 \text{ V}$$

Il suo funzionamento sfrutta il processo di carica e scarica di un condensatore su una resistenza. Ipotizziamo che inizialmente il condensatore sia scarico, se V^- è minore di V^+ , l'uscita satura alla tensione positiva e il condensatore si carica attraverso la resistenza R . La tensione ai suoi capi cresce con andamento esponenziale, con costante di tempo $\tau = R \cdot C$. Se non ci fosse la soglia V_H^+ , la tensione ai capi del condensatore continuerebbe a crescere fino a raggiungere la tensione di saturazione positiva. In questo oscillatore invece, quando la tensione ai capi della capacità raggiunge la soglia V_H^+ , si ha che V^- è maggiore di V^+ , di conseguenza l'uscita satura alla tensione negativa. Questo provoca la

scarica della capacità sulla resistenza, l'andamento è sempre esponenziale con la stessa costante di tempo τ . Il processo di scarica continua fin quando la tensione ai capi della capacità risulta pari alla soglia inferiore, in questo caso risulta soddisfatta la condizione $V^+ > V^-$, e il condensatore ripete il processo di carica. Riassumendo, il circuito si comporta come un comparatore con isteresi.

Il periodo di oscillazione è dato dalla somma dell'intervallo di tempo in cui l'onda quadra resta alta (T_1) e dell'intervallo di tempo in cui l'onda quadra resta bassa (T_2). Questi valori si ricavano dalle formule inverse di carica e di scarica del condensatore:

$$T_1 = \tau \cdot \ln \frac{V_L^+ - V_{DD}}{V_H^+ - V_{DD}} = \tau \cdot \ln \frac{R_2 + 2R_1}{R_2} \quad T_2 = \tau \cdot \ln \frac{V_H^+ - V_{SS}}{V_L^+ - V_{SS}} = \tau \cdot \ln \frac{R_2 + 2R_1}{R_2}$$

Dato che il circuito è simmetrico, le due soglie sono in modulo uguali. Inoltre, dato che le due resistenze hanno lo stesso valore, l'argomento del logaritmo è uguale per entrambi gli intervalli, di conseguenza $T_1 = T_2$. Il duty cycle, δ , che è la percentuale di tempo che un'onda quadra è alta, sarà pari a:

$$\delta = \frac{T_1}{T} = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{T_1}{2 \cdot T_1} = \frac{1}{2} = 50\%$$

3.3.2 Analisi e dati sperimentali

Utilizziamo ancora le tre resistenze dal valore nominale di $12\text{ k}\Omega$ e di cui abbiamo già riportato le misure in tabella 3.1. Posizioniamo i componenti sulla breadboard, come mostrato in figura 3.12, e colleghiamo l'oscilloscopio. I nodi di cui siamo interessati a misurare la tensione sono gli ingressi dell'OPAMP (sia quello invertente che quello non invertente) e l'uscita dell'operazionale.

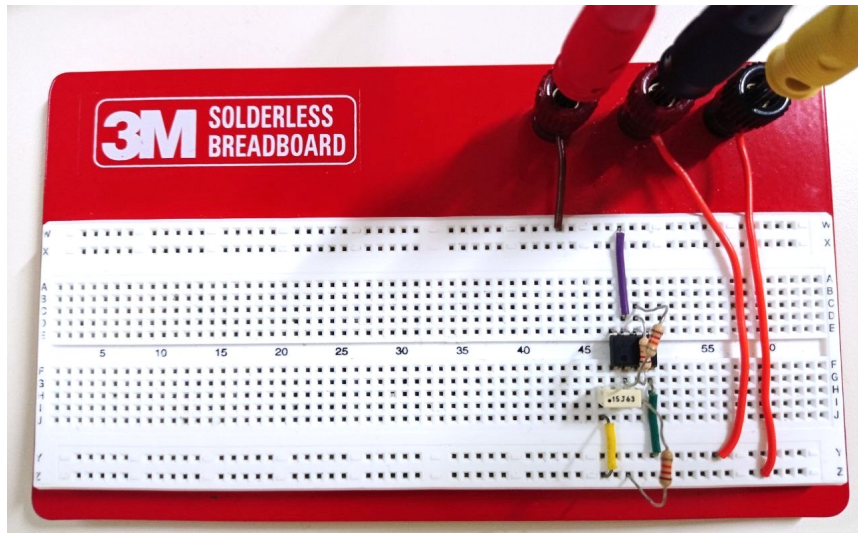


Figura 3.12: Fotografia dell'oscillatore con duty cycle pari a 50% realizzato in laboratorio.

In figura 3.13 è riportato il grafico della tensione ai capi della capacità (traccia gialla, CH1) e della tensione in uscita all'OPAMP (traccia azzurra, CH2). Tramite l'oscilloscopio ricaviamo che la frequenza dell'onda quadra è pari a 247 Hz . Successivamente, confrontiamo questi valori con quelli teorici.

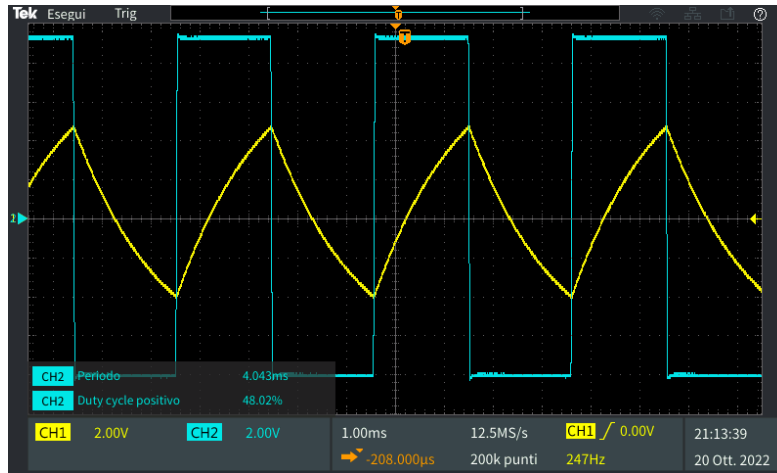


Figura 3.13: Grafico della tensione ai capi della capacità e della tensione in uscita all'oscillatore.

Utilizziamo le formule ricavate nella sezione precedente per calcolare i due intervalli di tempo:

$$T_1 = T_2 = \tau \cdot \ln \frac{R_2 + 2R_1}{R_2} = 12\text{ k}\Omega \cdot 150\text{ nF} \cdot \ln \frac{12\text{ k}\Omega + 2 \cdot 12\text{ k}\Omega}{12\text{ k}\Omega} = 1.978\text{ ms}$$

$$T = 2 \cdot T_1 = 3.955\text{ ms}$$

$$\Rightarrow f = \frac{1}{T} = \frac{1}{3.955\text{ ms}} = 253\text{ Hz}$$

Il circuito si comporta correttamente, come vediamo dal grafico. Il valore di frequenza che misuriamo è corretto e preciso, infatti è maggiore solo del 2.4% rispetto al valore teorico.

Se volessimo un'onda quadra con duty cycle diverso da 50%, possiamo variare il valore delle alimentazioni, dato che i due intervalli di tempo T_1 e T_2 (e di conseguenza anche il duty cycle) dipendono da queste. Lasciamo invariata la tensione di alimentazione positiva, invece quella negativa la impostiamo a -15 V . Misuriamo ancora la tensione ai capi della capacità e la tensione in uscita, il grafico è mostrato in figura 3.14.

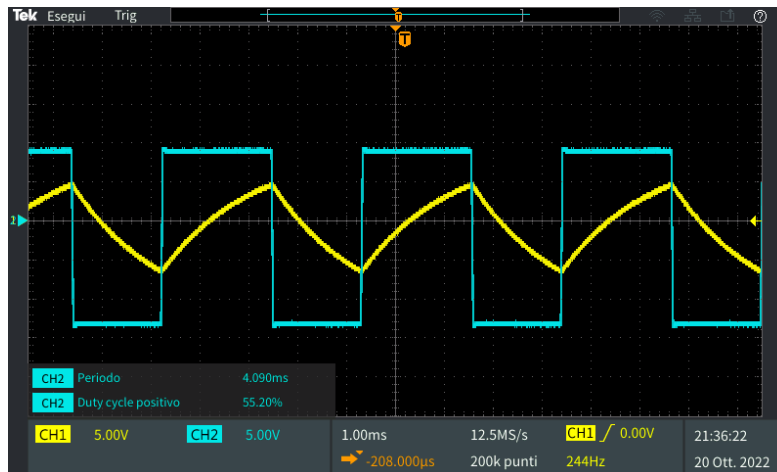


Figura 3.14: Tensione ai capi della capacità ed in uscita all'oscillatore con le alimentazioni cambiate.

Dato che la soglia negativa è più bassa, ci aspettiamo un duty cycle superiore a 50%, perché l'onda quadra rimarrà bassa per un intervallo di tempo minore rispetto al caso precedente. Dal grafico in figura 3.14 vediamo che quest'affermazione è corretta, infatti il valore di duty cycle misurato dall'oscilloscopio è di 55.20%. Il periodo dell'onda quadra misurato dall'oscilloscopio è di 4.090 ms, verifichiamo se questo valore è corretto con le formule per il calcolo di T_1 e T_2 :

$$V_H^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{DD} = \frac{1}{2} \cdot V_{DD} = +5 \text{ V} \qquad V_L^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{SS} = \frac{1}{2} \cdot V_{SS} = -7.5 \text{ V}$$

$$\rightarrow T_1 = \tau \cdot \ln \frac{V_L^+ - V_{DD}}{V_H^+ - V_{DD}} = R \cdot C \cdot \ln \frac{-7.5 - 10}{5 - 10} = 12 \text{ k}\Omega \cdot 150 \text{ nF} \cdot \ln \frac{7}{2} = 2.255 \text{ ms}$$

$$\rightarrow T_2 = \tau \cdot \ln \frac{V_H^+ - V_{SS}}{V_L^+ - V_{SS}} = R \cdot C \cdot \ln \frac{5 + 15}{-7.5 + 15} = 12 \text{ k}\Omega \cdot 150 \text{ nF} \cdot \ln \frac{8}{3} = 1.765 \text{ ms}$$

$$\Rightarrow T = T_1 + T_2 = 2.255 \text{ ms} + 1.765 \text{ ms} = 4.020 \text{ ms}$$

Il risultato precedente è corretto, dato che è inferiore del 1.7% rispetto al valore misurato dall'oscilloscopio.

3.4 Circuito 4: oscillatore con duty cycle diverso da 50%

3.4.1 Schema del circuito e Funzione di Trasferimento

spostare alim non buono, quindi con diodi e due r di valore diverso, cerchiamo di realizzare un oscilla con dc != da 50

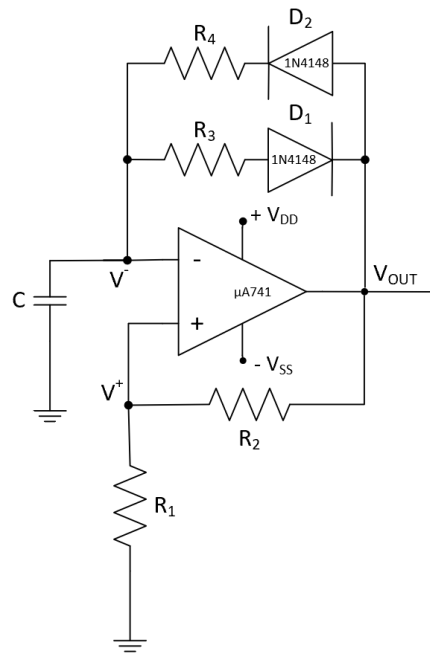


Figura 3.15: Schema dell'oscillatore con duty cycle diverso da 50%.

dc puo essere min magg del 50, rip da valore di r 3 e 4 (metti relazione)

3.4.2 Analisi e dati sperimentali

info su bb

oscillo+analisi misure e formule

ora scambiamo verso diodi, cosi da avere r invertite e ripetiamo analisi. secondo cto in fig 3.17.

oscillo+misure

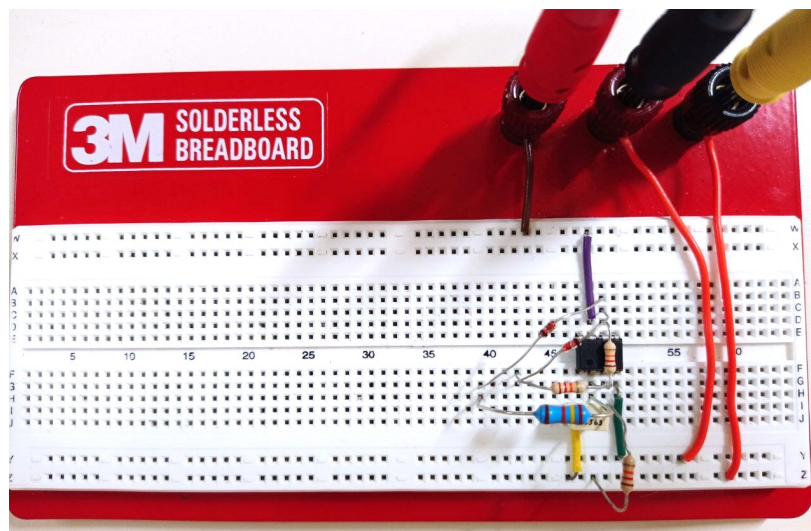


Figura 3.16: Fotografia dell'oscillatore con duty cycle maggiore del 50% realizzato in laboratorio.

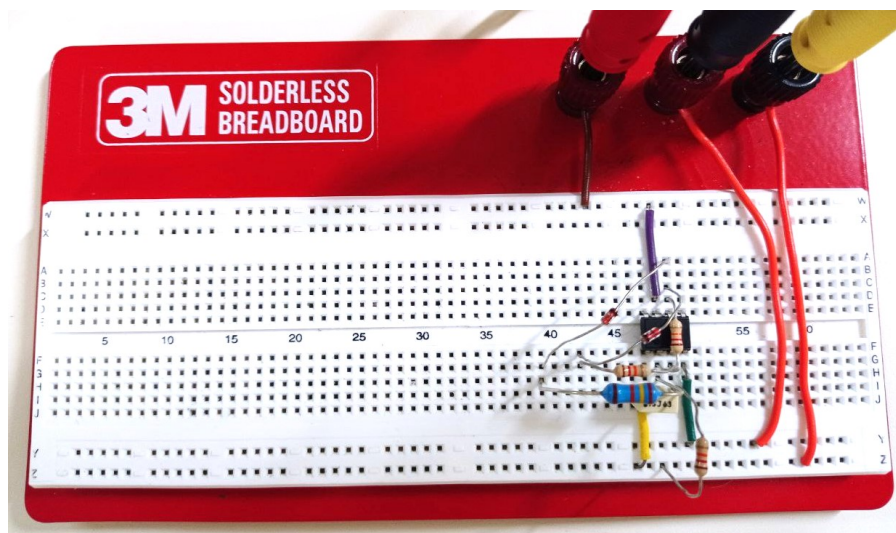


Figura 3.17: Fotografia dell'oscillatore con duty cycle minore del 50% realizzato in laboratorio.