

Esercitazione di Laboratorio:

Oscilloscopio Digitale

Coa Giulio (s236723) Licastro Dario (s234421)
Montano Alessandra (s238160)

15 gennaio 2020

1 Scopo dell'esperienza

Lo scopo di questa esercitazione è stato misurare l'ampiezza e la frequenza di forme d'onda, prodotte da un generatore di segnali, tramite l'uso di un oscilloscopio; in particolare le fasi dell'esercitazione consistevano in:

- Misurazione dell'ampiezza e della frequenza del segnale.
- Misurazione del tempo di salita del segnale.
- Verifica del fenomeno dell'aliasing.

2 Strumentazione utilizzata

La strumentazione usata durante l'esercitazione è:

Strumento	Marca e Modello	Caratteristiche
Multimetro Oscilloscopio	Agilent 34401A Rigol DS1054Z	4 canali, $B = 50 \text{ MHz}$, $f_c = 1 \text{ G} \frac{\text{Sa}}{\text{s}}$, $R_i = 1 \text{ M}\Omega$, $C_i = 13 \text{ pF}$, 12 Mbps di profondità di memoria
Generatore di segnali	Rigol DG1022	2 canali, $f_{\text{uscita}} = 20 \text{ MHz}$, $Z_{\text{uscita}} = 50 \Omega$
Sonda	Rigol PVP215	$B = 35 \text{ MHz}$, $V_{\text{nominale}} = 300 \text{ V}$, $L_{\text{cavo}} = 1.2 \text{ m}$, $R_s = 1 \text{ M}\Omega$,
Cavi coassiali Connettori		Intervallo di pensazione: $10 \div 25 \text{ pF}$ Capacità dell'ordine dei $80 \div 100 \text{ p} \frac{\text{F}}{\text{m}}$

3 Premesse teoriche

3.1 Incertezza sulla misura dell'oscilloscopio

La misura del valore di un segnale tramite l'oscilloscopio (sia esso l'ampiezza, la frequenza, il periodo, etc.) presenta un'incertezza che dipende, principalmente, da due fattori:

- l'incertezza strumentale introdotta dall'oscilloscopio (ricavabile dal manuale).
- l'incertezza di lettura dovuta all'errore del posizionamento dei cursori.

Quest'ultima incertezza deriva dal fatto che il segnale visualizzato non ha uno spessore nullo sullo schermo.

3.2 Valore efficace

Il valore efficace di un segnale periodico rappresenta il valore che un segnale continuo dovrebbe avere per ottenere la stessa potenza media; esso è definito come:

$$V_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V(t)^2 dt}$$

Per i segnali sinusoidali del tipo

$$V = A \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

il valore efficace corrisponde a

$$V_{\text{eff}} = \frac{A}{\sqrt{2}}$$

3.3 Tempo di salita

Il tempo di salita di un segnale è definito come il tempo che il segnale impiega per passare dal 10% al 90% della sua ampiezza.

Nel caso in cui si stia analizzando un filtro passa-basso, vale la seguente relazione che collega la banda del filtro (B) e il tempo di salita del segnale (t_{salita}):

$$B \cdot t_{\text{salita}} = 0.35$$

N.B. Questa relazione vale solo per gli oscilloscopi analogici; nel caso di un oscilloscopio digitale la costante deve essere tratta dal manuale.

Inoltre, nel caso si voglia misurare il tempo di salita tramite un oscilloscopio, vale la relazione

$$t_{\text{salita}}^2 = t_{\text{salitaEffettivo}}^2 + t_{\text{oscilloscopio}}^2$$

dove $t_{\text{oscilloscopio}}$ rappresenta il tempo di salita introdotto dall'oscilloscopio.

3.4 Sonda

La sonda è un particolare cavo coassiale che presenta un'estremità capace di effettuare delle misurazioni.

Quando si usano dei classici cavi coassiali BNC-BNC al fine di collegare il circuito, su cui effettuare le misure, all'oscilloscopio, si sta inserendo in parallelo al circuito un condensatore di capacità (C_c) pari a quella del cavo.

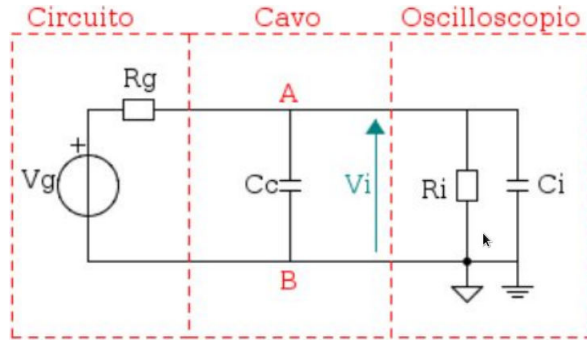


Figura 1: Circuito analizzato collegato all'oscilloscopio tramite un cavo coassiale BNC-BNC.

In questo caso, l'oscilloscopio si comporta, in ingresso, come un filtro passa-basso con una frequenza di taglio ($f = \frac{1}{2\pi R_i(C_s+C_i)}$). L'uso di una sonda per misurare delle grandezze in un circuito, si può vedere come l'inserimento di un condensatore in serie al circuito.

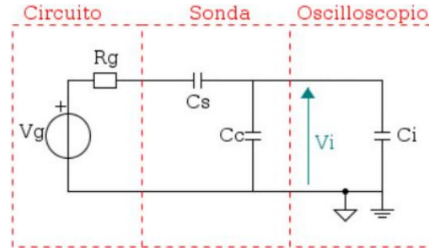


Figura 2: Circuito analizzato collegato all'oscilloscopio tramite una sonda.

L'introduzione di questo condensatore comporta un calo della capacità equivalenti vista all'ingresso del circuito ($\frac{C_s(C_c+C_i)}{C_s+C_c+C_i} \ll C_c + C_i$), ovvero una riduzione della frequenza del polo ($f_{\text{polo}} = \frac{1}{2\pi R_i(C_s+C_i)}$); ciò porta ad una perdita d'informazioni in bassa frequenza. Al fine di evitare tale perdita d'informazioni, si pone, in parallelo al condensatore, una resistenza.

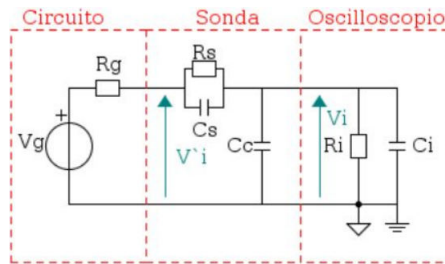


Figura 3: Circuito analizzato collegato all'oscilloscopio tramite una sonda.

Tale resistenza comporta la presenza di uno zero, oltre al polo precedentemente detto.

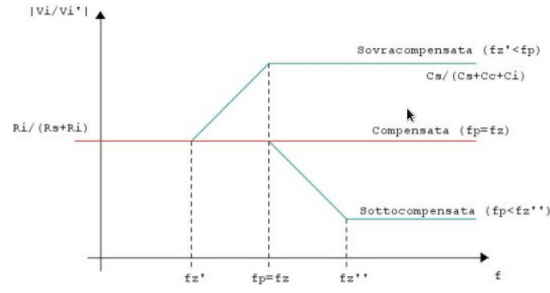
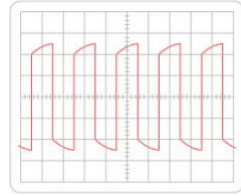
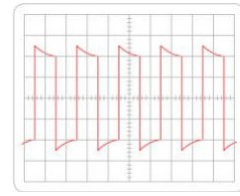


Figura 4: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento del circuito.

A seconda dell'elevata o della bassa compensazione della sonda, il segnale sarà distorto verso l'alto o verso il basso.



(a) Sonda sottocompensata.



(b) Sonda sovracompensata.

Figura 5: Visualizzazione del segnale al variare della compensazione della sonda.

La sonda risulta compensata quando la frequenza del polo coincide con la frequenza dello zero; ciò avviene quando $R_s C_s = R_i (C_c + C_i)$. La sonda presenta un opportuno trimmer che influenza il valore di R_s e permette la compensazione. Al fine di verificare se la sonda è compensata si esegue un confronto con un segnale noto.

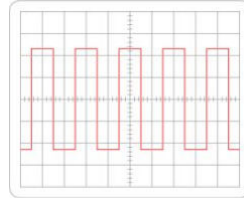


Figura 6: Sonda compensata.

3.5 Aliasing

L'aliasing è un fenomeno che si verifica quando non viene adoperata un'adeguata frequenza di campionamento per il segnale di ingresso, ovvero quando non viene rispettato il teorema del campionamento e si sottocampiona il segnale; ciò comporta una visualizzazione errata del segnale (perdita d'informazioni sul segnale) dovuta alla sovrapposizione di due ripetizioni del segnale.

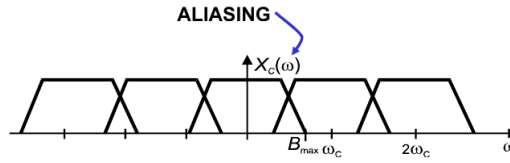


Figura 7: Aliasing nel dominio delle frequenze.

Al fine di evitare questo fenomeno, si usano dei filtri passa-basso particolari detti, appunto, filtri anti-aliasing. Nel caso in cui ci si ritrovi in tale situazione, a volte, basta regolare la base tempi, in modo da poter visualizzare il segnale correttamente.

3.5.1 Aliasing percettivo

In alcune occasioni è possibile che si verifichi il fenomeno dell'aliasing percettivo, ovvero la non corretta visione da parte dell'operatore della forma d'onda rappresentata sull'oscilloscopio, nonostante quest'ultima sia rappresentata correttamente.

4 Esperienza in laboratorio

4.1 Misurazione del valore efficace e della frequenza del segnale

4.1.1 Operazioni preliminari

Abbiamo regolato il generatore di segnali in modo da visualizzare un segnale sinusoidale di ampiezza $V_{pp} = 1\text{ V}$ e frequenza $f = 1\text{ kHz}$; successivamente abbiamo collegato il generatore di segnali all'oscilloscopio tramite un cavo coassiale BNC-BNC al fine di visualizzare la forma d'onda.

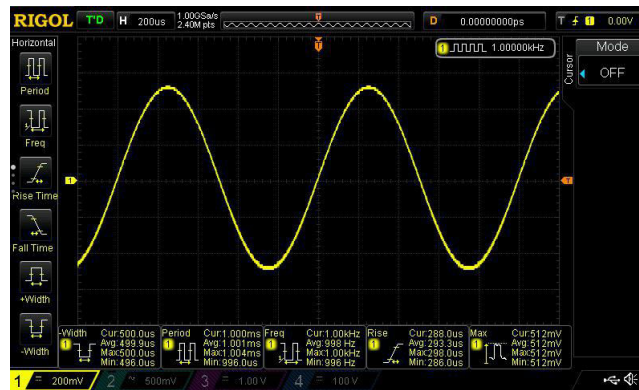


Figura 8: Segnale sinusoidale di ampiezza $V_{pp} = 1\text{ V}$ e frequenza $f = 1\text{ kHz}$.

4.1.2 Misurazione del valore efficace del segnale

Abbiamo determinato, tramite l'uso dei cursori, l'ampiezza del segnale e, successivamente, l'incertezza di misura. Infine, si è determinato il valore efficace del segnale e la sua incertezza.

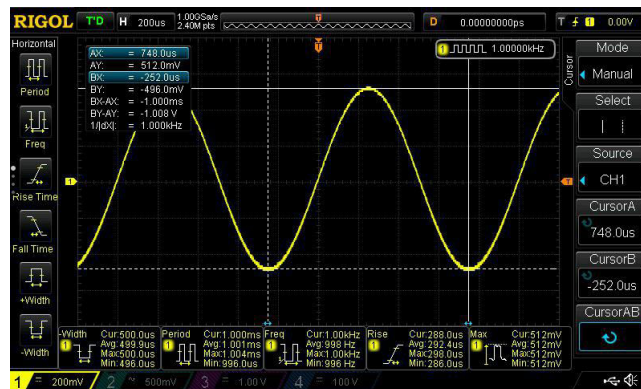


Figura 9: Misurazione dell'ampiezza e della frequenza del segnale.

4.1.3 Misurazione della frequenza del segnale

Abbiamo determinato, tramite l'uso dei cursori, il periodo del segnale e, successivamente, l'incertezza di misura. Infine, si è determinato la frequenza del segnale e la sua incertezza (si veda la figura 9).

4.1.4 Verifica col multimetro

Abbiamo misurato, tramite l'uso del multimetro, sia il valore efficace sia la frequenza del segnale, procedendo, poi, al calcolo delle relative incertezze di misura.

4.2 Misurazione del tempo di salita del segnale

4.2.1 Operazioni preliminari

Abbiamo regolato il generatore di segnali in modo da visualizzare un segnale ad onda quadra di ampiezza $V_{pp} = 1\text{ V}$ e frequenza $f = 1\text{ kHz}$ (si veda la figura 8).

4.2.2 Tempo di salita in condizioni di adattamento di impedenza

Abbiamo inserito in parallelo all'ingresso dell'oscilloscopio un terminatore di valore pari a $50\ \Omega$, collegato tramite un connettore a τ . In questo modo, l'oscilloscopio mostra al cavo coassiale BNC-BNC un'impedenza d'ingresso di $50\ \Omega$.



Figura 10: Connessione della resistenza da $50\ \Omega$ in parallelo all'ingresso dell'oscilloscopio.

Successivamente abbiamo regolato l'oscilloscopio in modo da visualizzare il fronte di salita del segnale e abbiamo eseguito la misurazione, tramite i cursori, del tempo di salita.

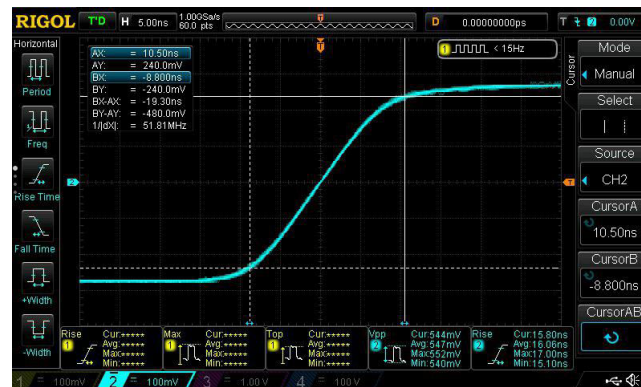


Figura 11: Misurazione del tempo di salita di un segnale ad onda quadra di ampiezza $V_{pp} = 1\text{ V}$ e frequenza $f = 1\text{ kHz}$.

Questa misurazione presenta un errore sistematico dovuto alla banda dell'oscilloscopio, per cui abbiamo calcolato tale errore per poter stabilire se la misura effettuata andasse corretta o meno al fine di ottenere il reale tempo di salita.

4.2.3 Tempo di salita con generatore ad alta impedenza: uso della sonda compensata

Abbiamo inserito in serie all'ingresso dell'oscilloscopio, o, a seconda dei punti di vista, all'uscita del generatore di segnali, una resistenza di valore pari a $1\text{ k}\Omega$, collegata tramite una coppia di cavi BNC-coccodrillo (abbiamo collegato un cavo al generatore di segnali e un cavo all'oscilloscopio; successivamente abbiamo unito tra di loro i coccodrilli rappresentanti il polo negativo e abbiamo posto quelli rappresentanti il polo positivo ai capi della resistenza). In questo modo, il generatore di segnali presenta una resistenza interna pari a $1'050\Omega$, di cui 50Ω dovuti alla resistenza interna del generatore di segnali; a seguito di ciò, il circuito equivalente è diventato

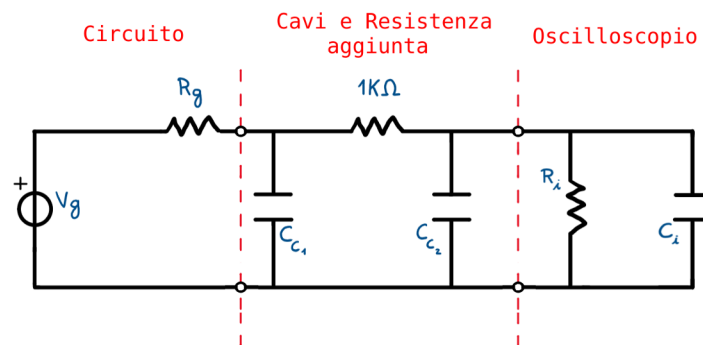


Figura 12: Connessione, tramite il cavo, della resistenza da $1\text{ k}\Omega$ in serie all'uscita del generatore di segnali.

Abbiamo, poi, proceduto al calcolo, sia teorico sia tramite i cursori, del nuovo tempo di salita del segnale, soggetto all'effetto del filtro passa-basso costituito dalla resistenza interna del generatore di segnali (R_g), dalla capacità del cavo (C_c) e dalla capacità d'ingresso dell'oscilloscopio (C_i).

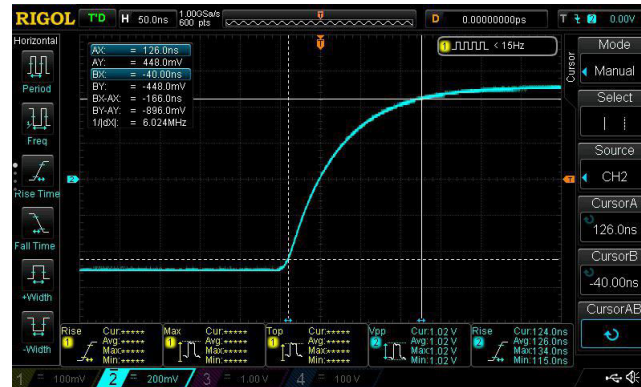


Figura 13: Misurazione del tempo di salita del segnale dopo aver posto in serie la resistenza da 1 k Ω .

Infine, abbiamo sostituito il cavo BNC-coccodrillo che connetteva la resistenza da 1 k Ω all'oscilloscopio con la sonda (abbiamo collegato la testa della sonda, rappresentante il polo positivo, alla resistenza e il coccodrillo della sonda, rappresentante il polo negativo, al coccodrillo dell'altro cavo BNC-coccodrillo); in questo modo, il circuito equivalente è diventato

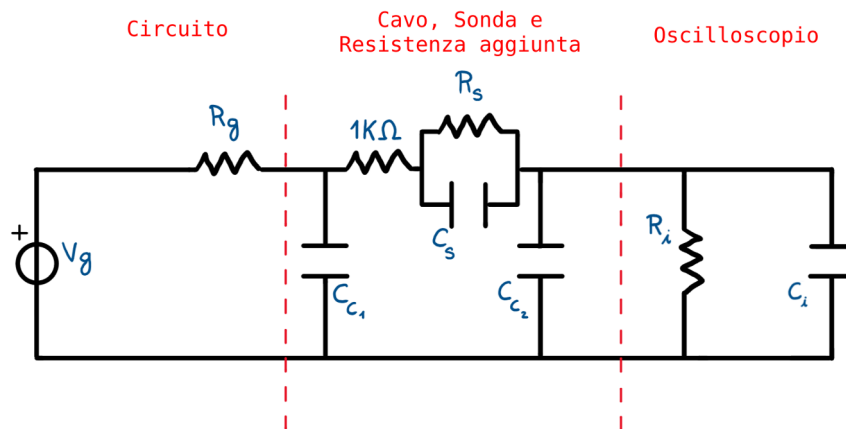
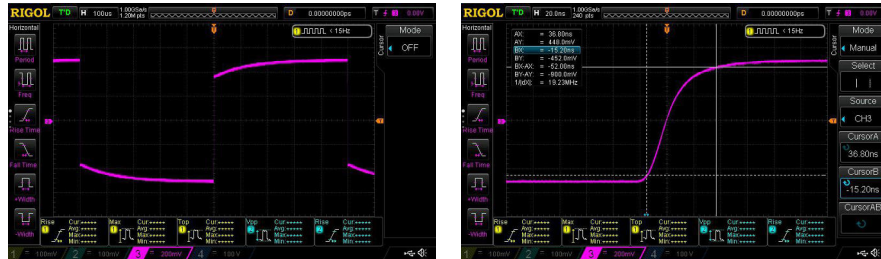


Figura 14: Connessione, tramite la sonda, della resistenza da 1 k Ω in serie all'uscita del generatore di segnali.

A questo punto, abbiamo compensato la sonda tramite il suo trimmer, verificandone l'effetto su un segnale ad onda quadra, e abbiamo ripetuto il procedimento effettuato al punto precedente.



(a) Segnale dopo aver sostituito il cavo BNC-BNC con la Sonda. (b) Misurazione del tempo di salita del segnale dopo aver compensato la Sonda.

4.3 Verifica del fenomeno dell'aliasing

4.3.1 Operazioni preliminari

Abbiamo regolato il generatore di segnali in modo da visualizzare un segnale sinusoidale di ampiezza $V_{pp} = 1\text{ V}$ e frequenza $f = 100\text{ kHz}$, per poi procedere al calcolo della minima frequenza di campionamento (f_c). Successivamente abbiamo verificato se essa era compatibile con la frequenza di campionamento dell'oscilloscopio, al fine di determinare se il teorema del campionamento fosse rispettato o meno. Infine abbiamo determinato, come richiesto, il numero di campioni presenti in un periodo del segnale sia analiticamente sia tramite l'uso dei cursori.

4.3.2 Aliasing percettivo

Abbiamo ridotto la velocità di scansione (nell'effettivo abbiamo ridotto la profondità della memoria e aumentato il numero di $\frac{s}{div}$) e osservato come essa influisse sulla frequenza di campionamento (comporta un calo della suddetta frequenza); successivamente abbiamo impostato la velocità di scansione in modo tale da ottenere una frequenza di campionamento $f_c = 1$ MHz, ovvero abbiamo ridotto la profondità della memoria a 12 kSa, e abbiamo impostato l'oscilloscopio in DOTS MODE, ovvero senza l'interpolazione dei punti, ottenendo il seguente segnale.

In questo caso il teorema del campionamento è rispettato, ma il segnale rappresentato non corrisponde ad una sinusoide in quanto viene sovracampionato (il numero di $\frac{S_a}{div}$ è troppo elevato perchè l'oscilloscopio riesca a rappresentare il segnale in maniera adeguata). Al fine di visualizzare meglio il segnale, abbiamo dovuto diminuire il numero di $\frac{S_a}{div}$.

Infine abbiamo portato la frequenza del generatore di segnali a 100.1 kHz, ottenendo il seguente segnale.

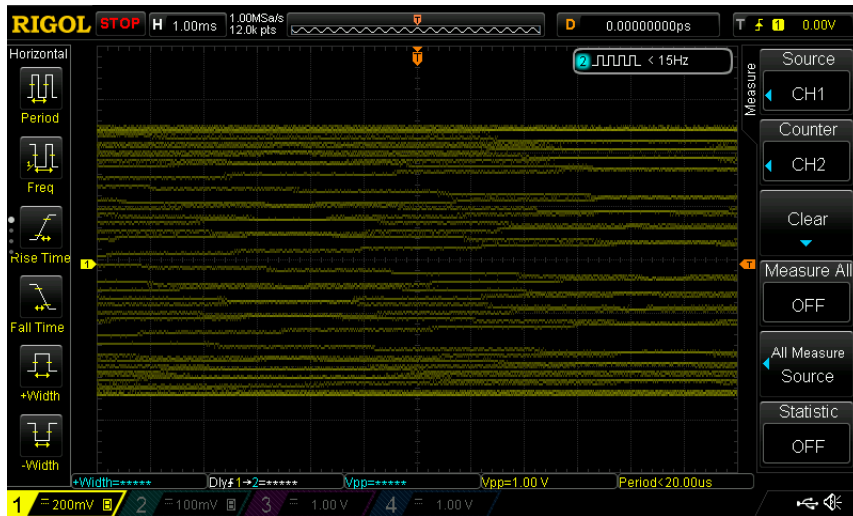


Figura 16: Segnale a 100 kHz affetto da aliasing percettivo.

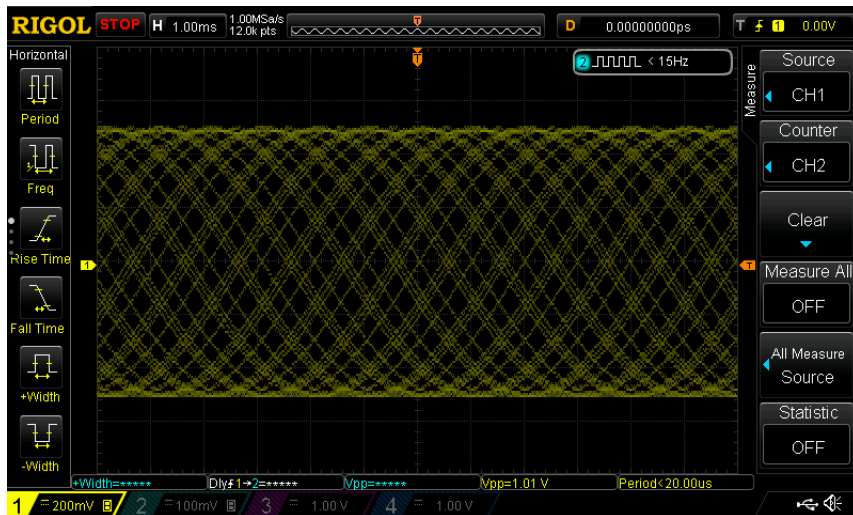


Figura 17: Segnale a 100.1 kHz affetto da aliasing percettivo.

Questo è un caso analogo al precedente, ma si distingue da esso in quanto il fenomeno dell'aliasing percettivo è "meno marcato".

4.3.3 Aliasing nel dominio del tempo

Abbiamo regolato il generatore di segnali in modo da visualizzare il segnale sinusoidale ad una frequenza $f = 100.1$ kHz, per poi procedere ad una riduzione della velocità di scansione fino a giungere ad una frequenza di campionamento $f_c = 100$ kHz. Successivamente abbiamo misurato, tramite i cursori, la frequenza del segnale ottenenuto.

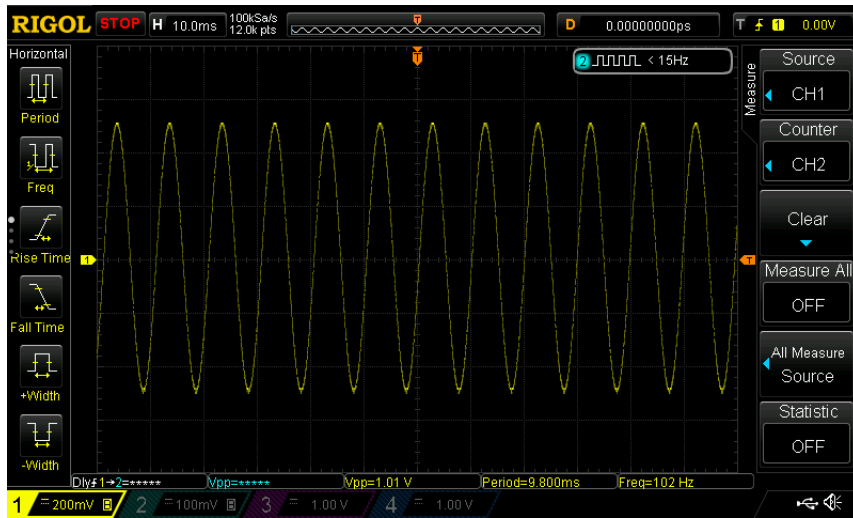


Figura 18: Segnale a 100.1kHz affetto da aliasing.

In questo caso il teorema del campionamento non è rispettato; infatti, sull'oscilloscopio, viene rappresentato un segnale non statico la cui frequenza, misurata tramite i cursori, è pari a 102 Hz. Infine, abbiamo riportato la frequenza del generatore di segnali a $f = 100$ kHz, ottenendo il seguente segnale.



Figura 19: Segnale a 100 kHz affetto da aliasing.

Anche in questo caso il teorema del campionamento non viene rispettato; infatti, sull'oscilloscopio, viene visualizzato un segnale non statico, come si nota dalla sequenza d'immagini [19](#), rappresentanti il segnale in momenti differenti, e con un periodo che non riesce ad essere rappresentato nella sua completezza.

5 Risultati

5.1 Misurazione del valore efficace e della frequenza del segnale

5.1.1 Misurazione del valore efficace del segnale

L'incertezza relativa associata alla misurazione è pari a

$$\begin{aligned}
 \epsilon V_{pp} &= \epsilon n_{div} + \epsilon_{oscilloscopio} = \\
 &= \frac{\delta n_{div}}{n_{div}} + \frac{\delta_{oscilloscopio}}{V_m} = \\
 &= \frac{\delta n_{div}}{n_{div}} + \frac{\frac{3}{100} V_{fs}}{V_m} = \\
 &= \frac{0.2}{4} + \frac{\frac{3}{100} \cdot 500 \cdot 8}{1.01} m = \\
 &= \frac{1}{20} + \frac{12}{101} = \\
 &= 0.050 + 0.119 = \\
 &= 0.169
 \end{aligned}$$

Da cui

$$\begin{aligned}
 \delta V_{pp} &= \epsilon V_{pp} \cdot V_{pp} = \\
 &= 0.169 \cdot 1.01 = \\
 &= 0.171 \text{ V}
 \end{aligned}$$

L'ampiezza del segnale analizzato è, quindi, pari a

$$V_{pp} = 1.01 \pm 0.171 \text{ V}$$

Sapendo l'ampiezza del segnale, abbiamo potuto determinarne il valore efficace tramite la sua definizione ($V_{eff} = \frac{V_{pp}}{\sqrt{2}}$), ottenendo

$$V_{eff} = 714 \pm 121 \text{ mV}$$

Dove l'incertezza è stata calcolata tramite la formula

$$\begin{aligned}
 \epsilon V_{eff} &= \epsilon_{\sqrt{2}} + \epsilon V_{pp} = \\
 &= \epsilon V_{pp} = \\
 &= 0.169
 \end{aligned}$$

Da cui

$$\begin{aligned}
 \delta V_{eff} &= \epsilon V_{eff} \cdot V_{eff} = \\
 &= 0.169 \cdot 714 = \\
 &= 121 \text{ mV}
 \end{aligned}$$

5.1.2 Misurazione della frequenza del segnale

L'incertezza relativa associata alla misurazione è pari a

$$\begin{aligned}\epsilon T &= \epsilon n_{\text{div}} + \epsilon_{\text{oscilloscopio}} = \\ &= \frac{\delta n_{\text{div}}}{n_{\text{div}}} + \frac{\delta_{\text{oscilloscopio}}}{T_{\text{m}}} = \\ &= \frac{\delta n_{\text{div}}}{n_{\text{div}}} + \frac{25\mu \cdot T_{\text{fs}}}{T_{\text{m}}} = \\ &= \frac{0.2}{2} + \frac{25 \cdot 500 \cdot 8}{1.00} p = \\ &= \frac{1}{10} + 100n = \\ &= 0.100 + 100n = \\ &\approx 0.100\end{aligned}$$

Da cui

$$\begin{aligned}\delta T &= \epsilon T \cdot T = \\ &= 0.100 \cdot 1.00m = \\ &= 0.100 \text{ ms}\end{aligned}$$

Il periodo del segnale analizzato è, quindi, pari a

$$T = 1.00 \pm 0.100 \text{ ms}$$

Sapendo il periodo del segnale, abbiamo potuto determinarne la frequenza tramite la sua definizione ($f = \frac{1}{T}$), ottenendo

$$f = 1.00 \pm 0.100 \text{ kHz}$$

Dove l'incertezza è stata calcolata tramite la formula

$$\begin{aligned}\delta f &= \left| \frac{1}{T^2} \right| \cdot \delta T = \\ &= \left| \frac{1}{1.00^2} \right| M \cdot 0.100m = \\ &= 0.100 \text{ kHz}\end{aligned}$$

5.1.3 Verifica col multimetro

Tramite il multimetro, abbiamo misurato il seguente valore efficace

$$V_{\text{eff}} = 714 \pm 225 \text{ mV}$$

Si può notare come il valore sia coerente con quello calcolato, ma presenti un'incertezza maggiore rispetto ad esso.

Abbiamo, poi, misurato la seguente frequenza

$$f = 999 \pm 0.0100 \text{ Hz}$$

Al contrario del valore efficace, la frequenza, per quanto il risultato, presenta un'incertezza minore rispetto a quella calcolata.

5.2 Misurazione del tempo di salita del segnale

5.2.1 Tempo di salita in condizioni di adattamento di impedenza

L'incertezza relativa associata alla misurazione è pari a

$$\begin{aligned}\epsilon t_{\text{salitaMisurato}} &= \epsilon n_{\text{div}} + \epsilon_{\text{oscilloscopio}} = \\ &= \frac{\delta n_{\text{div}}}{n_{\text{div}}} + \frac{\delta_{\text{oscilloscopio}}}{t_{\text{salitaMisurato}}} = \\ &= \frac{\delta_{n_{\text{div}}}}{n_{\text{div}}} + \frac{25\mu \cdot t_{\text{fs}}}{t_{\text{salitaMisurato}}} = \\ &= \frac{0.2}{3} + \frac{25 \cdot 500 \cdot 8}{19.3} \mu = \\ &= \frac{1}{15} + 5.18m = \\ &= 0.0667 + 5.18m = \\ &= 0.0719\end{aligned}$$

Da cui

$$\begin{aligned}\delta t_{\text{salitaMisurato}} &= \epsilon t_{\text{salitaMisurato}} \cdot t_{\text{salitaMisurato}} = \\ &= 0.0719 \cdot 19.3n = \\ &= 1.39 \text{ ns}\end{aligned}$$

Il tempo di salita del segnale analizzato è, quindi, pari a

$$t_{\text{salitaMisurato}} = 19.3 \pm 1.39 \text{ ns}$$

Come detto in precedenza, questa misurazione è affetta da un errore sistematico del valore di

$$\begin{aligned}t_{\text{oscilloscopio}} &= \frac{0.35}{B} = \\ &= \frac{0.35}{50M} = \\ &= 7 \text{ ns}\end{aligned}$$

Questo errore produce una variazione del tempo di salita, per cui esso deve essere corretto con la seguente formula

$$\begin{aligned}t_{\text{salita}} &= \sqrt{t_{\text{salitaMisurato}}^2 - t_{\text{oscilloscopio}}^2} = \\ &= \sqrt{(19.3n)^2 - (7n)^2} = \\ &= 18.0 \text{ ns}\end{aligned}$$

5.2.2 Tempo di salita con generatore ad alta impedenza: uso della sonda compensata

I cavi coassiali BNC-BNC usati erano lunghi 0.3 m cadauno, perciò la loro capacità era pari a

$$\begin{aligned}C_c &= 100 \cdot 0.3 = \\ &= 30 \text{ pF}\end{aligned}$$

cadauno. Da ciò ne deriva che la capacità totale sarà pari a

$$\begin{aligned}C_{\text{tot}} &= C_{c_1} + C_{c_2} + C_{\text{oscilloscopio}} = \\&= 30p + 30p + 13p = \\&= 73 \text{ pF}\end{aligned}$$

La resistenza del generatore, visto l'inserimento in serie della resistenza, è diventata

$$\begin{aligned}R_g &= 50 + 1k = \\&= 1'050 \Omega\end{aligned}$$

Da ciò, ne deriviamo che la frequenza del polo dovrebbe essere pari a

$$\begin{aligned}f_p &= \frac{1}{2\pi \cdot R_g \cdot C_{\text{tot}}} = \\&= \frac{1}{2\pi \cdot 1'050 \cdot 73p} = \\&= 2'076 \text{ kHz}\end{aligned}$$

e che il relativo tempo di salita dovrebbe valere

$$\begin{aligned}t_{\text{salita}} &= \frac{0.35}{f_p} = \\&= \frac{0.35}{2'076k} = \\&= 168 \text{ ns}\end{aligned}$$

Il tempo di salita del segnale ottenuto dalla lettura sull'oscilloscopio è, infatti, pari a

$$t_{\text{salitaMisurato}} = 166 \pm 11.2 \text{ ns}$$

Sostituendo il cavo coassiale BNC-BNC con la Sonda, invece, si ottengono i seguenti valori

$$\begin{aligned}C_{\text{tot}} &= C_s \parallel C_c = \\&= \frac{C_s \cdot C_c}{C_s + C_c} = \\&= \frac{25p \cdot 120p}{25p + 120p} = \\&= 20.7 \text{ pF} \\f_p &= \frac{1}{2\pi \cdot R_g \cdot C_{\text{tot}}} = \\&= \frac{1}{2\pi \cdot 1'050 \cdot 20.7p} = \\&= 7'322 \text{ kHz} \\t_{\text{salita}} &= \frac{0.35}{f_p} = \\&= \frac{0.35}{7'322k} = \\&= 47.8 \text{ ns}\end{aligned}$$

Con un tempo di salita misurato pari a

$$t_{\text{salitaMisurato}} = 52 \pm 5.3 \text{ ns}$$

Mettendo a confronto i valori possiamo notare l'effetto della sonda; la frequenza del polo è, notevolmente, aumentata, poichè abbiamo ridotto la capacità totale vista dal generatore, e, di conseguenza, sia il tempo di salita calcolato sia quello misurato sono, notevolmente, diminuiti.

5.3 Verifica del fenomeno dell'aliasing

Tramite il teorema del campionamento ($f_c \geq 2f_{\text{max}}$), abbiamo stabilito che la minima frequenza di campionamento corrisponde a

$$f_c = 2 \cdot 100 \text{ kHz} = 200 \text{ kHz}$$

Dato che la frequenza di campionamento dell'oscilloscopio è pari a $1 \text{ G} \frac{\text{Sa}}{\text{s}}$, possiamo affermare che il teorema del campionamento è rispettato.

Dato che il segnale presenta un periodo di $10 \mu\text{s}$ ($10.1 \mu\text{s}$ se determinato tramite i cursori), il numero di campioni presenti in un periodo del segnale sarà pari a

$$1 \text{ GSa} : 1 \text{ s} = x \text{ Sa} : 10 \mu\text{s}$$

$$x = \frac{1 \text{ G} \cdot 10 \mu}{1} \text{ Sa} = 10 \text{ kSa}$$

Nel caso del periodo determinato tramite i cursori, il procedimento sarebbe lo stesso e porterebbe ai seguente risultato, totalmente comparabile con quello teorico.

$$1 \text{ GSa} : 1 \text{ s} = x \text{ Sa} : 10.1 \mu\text{s}$$

$$x = \frac{1 \text{ G} \cdot 10.1 \mu}{1} \text{ Sa} = 10.1 \text{ kSa}$$

Esercitazione di Laboratorio:
Generatori di funzione e filtri RC

Coa Giulio (s236723) Licastro Dario (s234421)
Montano Alessandra (s238160)

15 gennaio 2020

1 Scopo dell'esperienza

Lo scopo di questa esercitazione è studiare la risposta in frequenza di due filtri RC per mezzo di un segnale sinusoidale di ampiezza e frequenza note.

2 Strumentazione utilizzata

La strumentazione usata durante l'esercitazione è:

Strumento	Marca e Modello	Caratteristiche
Multimetro Oscilloscopio	Agilent 34401A Rigol DS1054Z	4 canali, $B = 50 \text{ MHz}$, $f_c = 1 \text{ G} \frac{\text{Sa}}{\text{s}}$, $R_i = 1 \text{ M}\Omega$, $C_i = 13 \text{ pF}$,
Generatore di segnali	Rigol DG1022	12 Mbps di profondità di memoria 2 canali, $f_{\text{uscita}} = 20 \text{ MHz}$, $Z_{\text{uscita}} = 50 \Omega$
Cavi coassiali Scheda con filtri RC premontati		Capacità dell'ordine dei $80 \div 100 \text{ p} \frac{\text{F}}{\text{m}}$

3 Premesse teoriche

3.1 Incertezza sulla misura dell'oscilloscopio

La misura del valore di un segnale tramite l'oscilloscopio (sia esso l'ampiezza, la frequenza, il periodo, etc.) presenta un'incertezza che dipende, principalmente, da due fattori:

- l'incertezza strumentale introdotta dall'oscilloscopio (ricavabile dal manuale).
- l'incertezza di lettura dovuta all'errore del posizionamento dei cursori.

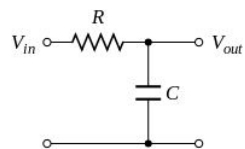
Quest'ultima incertezza deriva dal fatto che il segnale visualizzato non ha uno spessore nullo sullo schermo.

3.2 Filtro RC

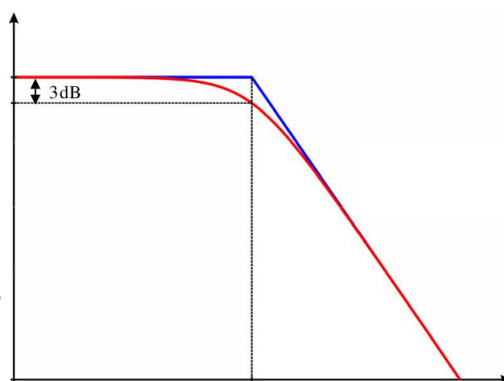
Un filtro RC è un circuito elettrico del primo ordine composto da una resistenza e da un condensatore.

3.2.1 Filtro passa-basso

Un filtro passa-basso è un filtro RC che permette il passaggio di frequenze al di sotto della frequenza di taglio; quest'ultima è la frequenza tale per cui il segnale viene attenuato di 3 dB.



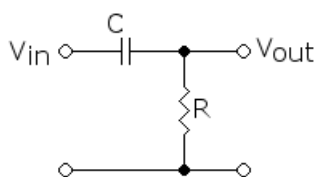
(a) Circuito corrispondente ad un filtro passa-basso.



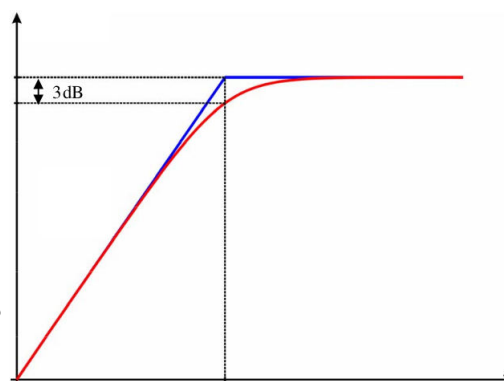
(b) Diagramma di Bode corrispondente ad un filtro passa-basso.

3.2.2 Filtro passa-alto

Un filtro passa-alto è un filtro RC che permette il passaggio di frequenze al di sopra della frequenza di taglio; quest'ultima è la frequenza tale per cui il segnale viene attenuato di 3 dB.



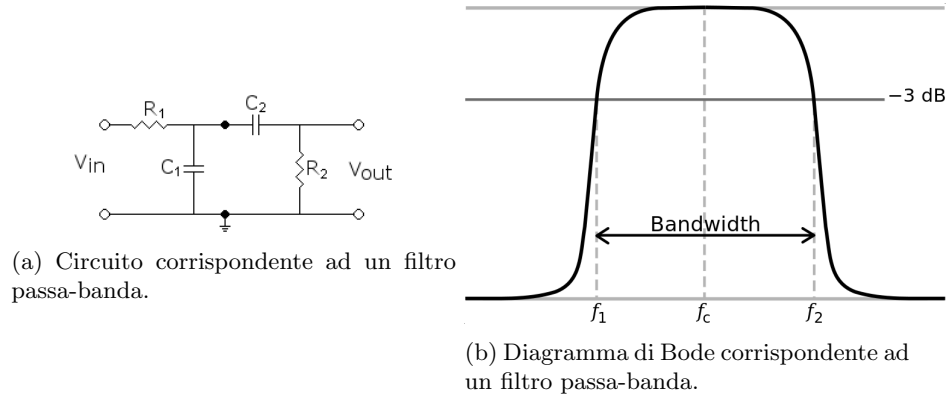
(a) Circuito corrispondente ad un filtro passa-alto.



(b) Diagramma di Bode corrispondente ad un filtro passa-alto.

3.2.3 Filtro passa-banda

Un filtro passa-banda è un filtro RC che permette il passaggio di frequenze entro un certo range; questo filtro è caratterizzato dalla presenza di due frequenze di taglio.



4 Esperienza in laboratorio

4.1 Operazioni preliminari

Abbiamo regolato il generatore di segnali in modo da visualizzare un segnale sinusoidale di ampiezza $V_{pp} = 1\text{ V}$ e frequenza $f = 1\text{ kHz}$; successivamente abbiamo collegato il generatore di segnali all'oscilloscopio tramite un cavo coassiale BNC-BNC, di lunghezza pari a 1 m, al fine di visualizzare la forma d'onda, ottenendo il circuito qui rappresentato.

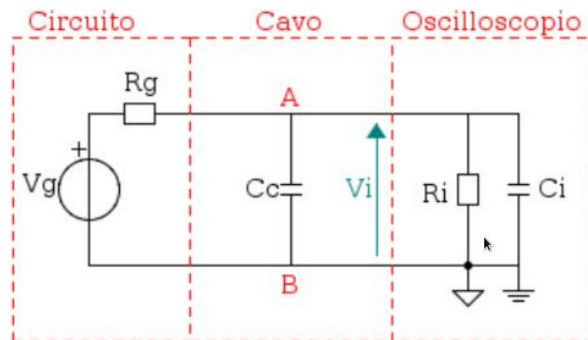


Figura 4: Generatore di segnali collegato all'oscilloscopio tramite un cavo coassiale BNC-BNC.

4.2 Uso dei generatori di segnali

4.2.1 Frequenza dei segnali

Dal manuale del generatore di segnali, abbiamo riportato il valore massimo di frequenza che ciascun segnale può raggiungere e, successivamente, abbiamo regolato il generatore in modo da visualizzare un segnale sinusoidale di ampiezza $V_{pp} = 1\text{ V}$ e frequenza $f = 1\text{ kHz}$, per poi verificarne la frequenza tramite l'uso dell'oscilloscopio e del multimetro.

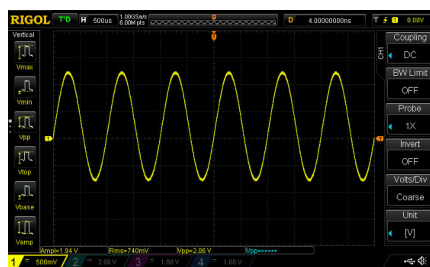
4.2.2 Tipo ed ampiezza dei segnali

Dal manuale del generatore di segnali, abbiamo riportato il valore massimo di ampiezza che ciascun segnale può raggiungere e, successivamente, abbiamo regolato il generatore in modo da visualizzare un segnale sinusoidale di ampiezza $V_{pp} = 1\text{ V}$ e frequenza variabile per misurare i diversi valori picco-picco raggiunti.

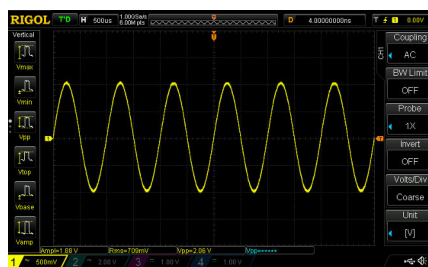
Infine, tramite la definizione di dB, abbiamo ottenuto la frequenza al di sopra della quale il segnale viene attenuato di 1 dB.

4.2.3 Offset

Abbiamo regolato il generatore di segnali in modo da visualizzare un segnale sinusoidale di ampiezza $V_{pp} = 1\text{ V}$, frequenza $f = 1\text{ kHz}$ e offset di 0.2 V ; a questo punto, abbiamo visualizzato le rappresentazioni in continua (modalità d'accoppiamento in DC) e in alternata (modalità d'accoppiamento in AC) del segnale.

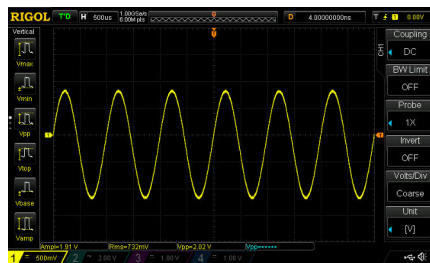


(a) Accoppiamento in DC.

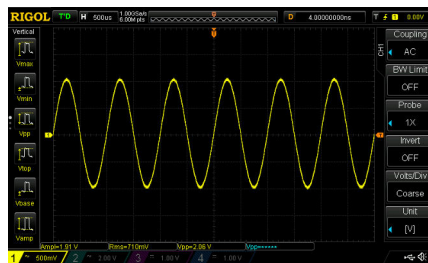


(b) Accoppiamento in AC.

Infine, abbiamo ripetuto il procedimento per un offset di -0.2 V .



(a) Accoppiamento in DC.



(b) Accoppiamento in AC.

4.3 Scheda con filtro RC

Abbiamo collegato la scheda coi filtri RC premontati al generatore di segnali tramite un cavo BNC-BNC e all'oscilloscopio tramite due cavi coassiali BNC-coccodrillo, uno attaccato a monte della resistenza e uno a valle dei condensatori.

L'interruttore che gestisce la presenza del secondo condensatore è posto in parallelo al primo condensatore presente nel filtro; quando esso viene chiuso, il secondo condensatore viene collegato in parallelo al circuito, aumentando l'attenuazione del filtro, ovvero la sua frequenza di taglio.

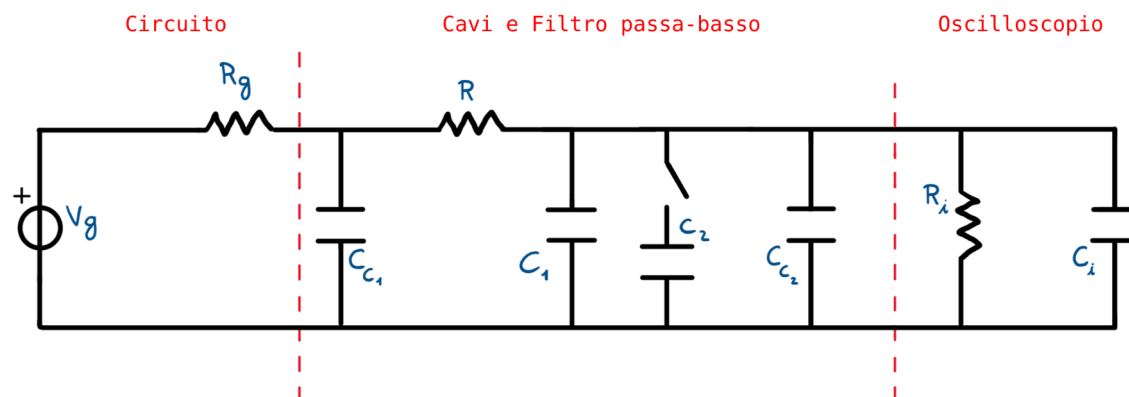


Figura 7: Filtro passa-basso.

La resistenza, invece, ha un valore pari a $1\text{ k}\Omega$; tale valore è stato verificato tramite l'uso del multimetro, ottenendo una misurazione di $1'020 \pm 10.2\Omega$, che rientra nel 5% di tolleranza dato dal costruttore.

4.4 Risposta nel dominio della frequenza di un filtro passa-basso: diagrammi di Bode

Abbiamo regolato il generatore di segnali in modo da visualizzare un segnale sinusoidale di ampiezza $V_{pp} = 800\text{ mV}$ e frequenza $f = 1\text{ kHz}$; successivamente abbiamo collegato la scheda coi filtri RC premontati al generatore di segnali tramite un cavo BNC-BNC e all'oscilloscopio tramite due cavi coassiali BNC-coccodrillo, uno attaccato a monte della resistenza e uno a valle dei condensatori.

In particolare abbiamo connesso l'ingresso del filtro al canale CH1 dell'oscilloscopio, mentre l'uscita l'abbiamo connessa al canale CH2; successivamente, abbiamo impostato il coefficiente di deflessione verticale dell'oscilloscopio, per entrambi i canali, a $200 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$ e la velocità di scansione orizzontale in modo da poter visualizzare almeno un periodo del segnale.

Infine, abbiamo proceduto col variare la frequenza del segnale al fine di misurare lo sfasamento e l'attenuazione subita da esso, riportando tutti i dati nell'apposita tabella e costruendo i relativi grafici. Inoltre, si è calcolato la frequenza per cui lo sfasamento tra l'ingresso e l'uscita del filtro si avvicina maggiormente ai 45° .

Abbiamo ripetuto il procedimento dopo aver chiuso l'interruttore del filtro, inserendo, in parallelo, il secondo condensatore.

4.5 Risposta nel dominio della frequenza di un filtro passa-alto: diagrammi di Bode

Abbiamo sostituito il filtro passa-basso usato precedentemente con un filtro passa-alto, ovvero abbiamo spostato i cavi coassiali di collegamento sui morsetti del filtro passa-alto presente sulla scheda premontata, ed abbiamo ripetuto l'esperienza.

5 Risultati

5.1 Uso dei generatori di segnali

5.1.1 Frequenza dei segnali

I valori massimi di frequenza per i vari segnali del generatore di segnali sono

Tipo di segnale	Frequenza massima [MHz]
Sinusoidale	20
Onda quadra	5
Onda triangolare	4
Pulsazione	5

La frequenza misurata dall'oscilloscopio è pari a

$$f = 1 \pm 0.04 \text{ kHz}$$

Mentre quella misurata dal multimetro è pari a

$$f = 999.974 \pm 0.100 \text{ Hz}$$

5.1.2 Tipo ed ampiezza dei segnali

I valori massimi di ampiezza per i vari segnali del generatore di segnali sono

Tipo di segnale	Ampiezza massima [V]
Sinusoidale	20
Onda quadra	20
Onda triangolare	20
Pulsazione	20

Mentre i valori dell'ampiezza picco-picco, al variare della frequenza, sono

Frequenza	Divisioni	Ampiezza divisioni	Ampiezza cursori [mV]
100 Hz	~ 5	$200 \text{ mV} \cdot 5 = 10.0 \text{ V}$	998
1 kHz	~ 5	$200 \text{ mV} \cdot 5 = 10.0 \text{ V}$	998
10 kHz	~ 5	$200 \text{ mV} \cdot 5 = 10.0 \text{ V}$	990
100 kHz	~ 4.8	$200 \text{ mV} \cdot 4.8 = 960 \text{ mV}$	963
1 MHz	~ 4.8	$200 \text{ mV} \cdot 4.8 = 960 \text{ mV}$	950
10 MHz	~ 4.4	$200 \text{ mV} \cdot 4.4 = 880 \text{ mV}$	890

La tensione per la quale il segnale viene attenuato di 1 dB è pari a

$$20 \cdot \log_{10} x = -1 \Rightarrow x = 10^{-\frac{1}{20}} = 891 \text{ mV}$$

Perciò la frequenza sarà di, circa, 10 MHz.

5.2 Scheda con filtro RC

La frequenza di taglio, con le relative incertezze, dei due filtri passa-basso è

$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot 1k \cdot 10n} = \\ &= 15.9 \text{ kHz} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \epsilon f &= \epsilon R + \epsilon C = \\ &= 0.05 + 0.1 = \\ &= 0.15 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \delta f &= \epsilon f \cdot f = \\ &= 0.15 \cdot 15.9k = \\ &= 2.36 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Filtro con un condensatore
Mentre quella del filtro passa-alto è

$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot 2 \cdot C} = \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot 1k \cdot 2 \cdot 10n} = \\ &= 7.96 \text{ kHz} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \epsilon f &= \epsilon R + \epsilon C = \\ &= 0.05 + 0.1 = \\ &= 0.15 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \delta f &= \epsilon f \cdot f = \\ &= 0.15 \cdot 7.96k = \\ &= 1.20 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Filtro con due condensatori

$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot 1k \cdot 10n} = \\ &= 15.9 \text{ kHz} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \epsilon f &= \epsilon R + \epsilon C = \\ &= 0.05 + 0.1 = \\ &= 0.15 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \delta f &= \epsilon f \cdot f = \\ &= 0.15 \cdot 15.9k = \\ &= 2.36 \text{ kHz} \end{aligned}$$

5.2.1 Risposta nel dominio della frequenza di un filtro passa-basso: diagrammi di Bode

I dati misurati usando il filtro passa-basso con l'interruttore aperto, ovvero sfruttando un solo condensatore, sono riportati nella tabella che segue.

Frequenza	Tensione in input [mV]	Tensione in output [mV]	Fase [°]	$H(s)$ [dB]
100 Hz	840 ± 88.0	840 ± 88.0	1.08	0
300 Hz	832 ± 87.6	832 ± 87.6	1.08	0
500 Hz	840 ± 88.0	832 ± 87.6	1.62	-0.0830
1 kHz	832 ± 87.6	832 ± 87.6	3.50	-0.0830
3 kHz	832 ± 87.6	808 ± 88.4	10.0	-0.254
5 kHz	832 ± 87.6	792 ± 87.6	15.0	-0.430
10 kHz	832 ± 87.6	704 ± 87.1	30.0	-1.45
15 kHz	808 ± 88.4	600 ± 88.0	41.5	-2.58
16 kHz	808 ± 88.4	580 ± 86.7	43.2	-3.22
18 kHz	800 ± 88.0	552 ± 87.4	44.0	-3.22
20 kHz	800 ± 88.0	520 ± 88.0	50.0	-3.64
25 kHz	800 ± 88.0	448 ± 88.7	53.0	-5.03
30 kHz	800 ± 88.0	392 ± 87.2	60.0	-6.19
1 MHz	784 ± 87.2	$22 \pm X$	92.2	-31.0

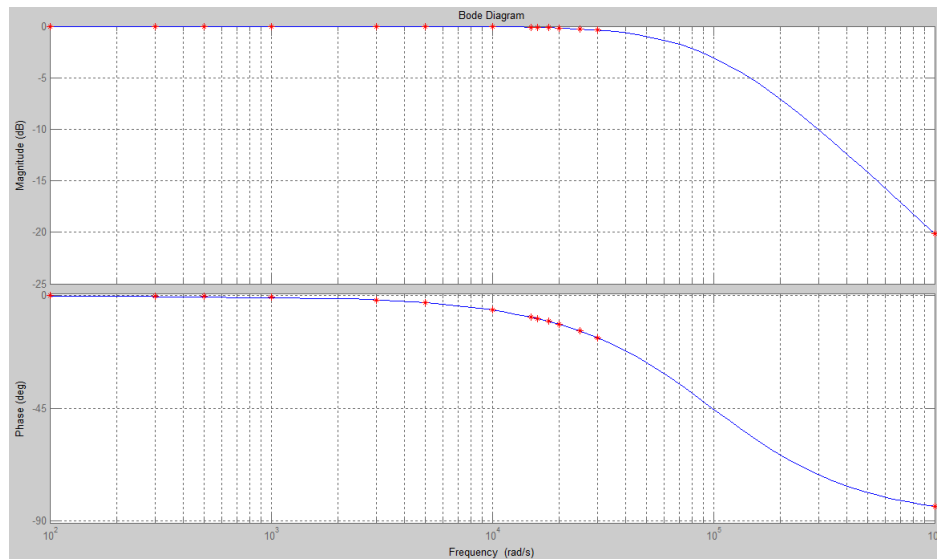


Figura 8: Diagramma di Bode associato al filtro.

Mentre i dati misurati usando il filtro passa-basso con l'interruttore chiuso, ovvero sfruttando entrambi i condensatori, sono riportati di seguito.

Frequenza	Tensione in input [mV]	Tensione in output [mV]	Fase [°]	$H(s)$ [dB]
1 kHz	840 ± 88.0	840 ± 88.0	6.48	0
2 kHz	820 ± 89.0	780 ± 87.0	16.6	-0.43
3 kHz	820 ± 89.0	760 ± 88.0	21.1	-0.66
5 kHz	816 ± 88.8	688 ± 88.5	30.6	-1.48
7 kHz	816 ± 88.8	620 ± 89.3	40.0	-2.31
7.5 kHz	808 ± 88.4	608 ± 88.5	42.0	-2.47
8.3 kHz	800 ± 88.0	560 ± 88.0	43.6	-3.10
8.5 kHz	800 ± 88.0	560 ± 88.0	44.0	-3.01
10 kHz	800 ± 88.0	512 ± 87.4	47.9	-3.87
12 kHz	800 ± 88.0	460 ± 86.3	49.1	-4.80
14 kHz	800 ± 88.0	440 ± 88.0	55.3	-5.19
15 kHz	820 ± 89.0	420 ± 90.0	54.1	-5.60
20 kHz	780 ± 87.0	320 ± 88.0	72.1	-7.95
30 kHz	800 ± 88.0	260 ± 85.1	68.9	-9.76
50 kHz	800 ± 88.0	180 ± 84.0	70.4	-13.0

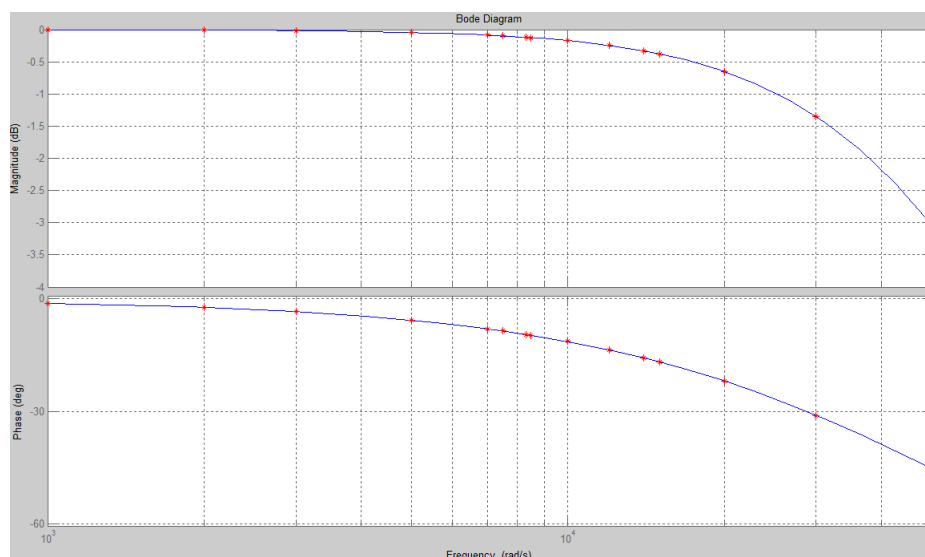


Figura 9: Diagramma di Bode associato al filtro.

Nel primo caso, la frequenza per cui si aveva uno sfasamento il più vicino possibile ai 45° è 18 kHz, mentre, nel secondo caso, è 8.5 kHz.

5.3 Risposta nel dominio della frequenza di un filtro passa-alto: diagrammi di Bode

I dati misurati usando il filtro passa-alto sono i seguenti

Frequenza	Tensione in input [mV]	Tensione in output [mV]	Fase [°]	$H(s)$ [dB]
100 Hz	840 ± 88.0	$9 \pm X$	104	-39.4
5 kHz	808 ± 88.4	248 ± 89.3	74.3	-10.3
8 kHz	808 ± 88.4	352 ± 87.1	67.9	-7.22
10 kHz	808 ± 88.4	416 ± 89.6	58.3	-5.77
15 kHz	800 ± 88.0	536 ± 89.2	45.3	-3.48
16 kHz	800 ± 88.0	544 ± 86.9	48.4	-3.35
17 kHz	800 ± 88.0	564 ± 88.3	47.7	-3.01
18 kHz	792 ± 87.6	580 ± 86.7	42.1	-2.71
20 kHz	792 ± 87.6	608 ± 88.5	41.0	-2.30
25 kHz	792 ± 87.6	656 ± 89.0	35.1	-1.64
29 kHz	792 ± 87.6	680 ± 88.0	30.6	-1.32
1 MHz	784 ± 87.2	776 ± 88.3	3.60	-0.09

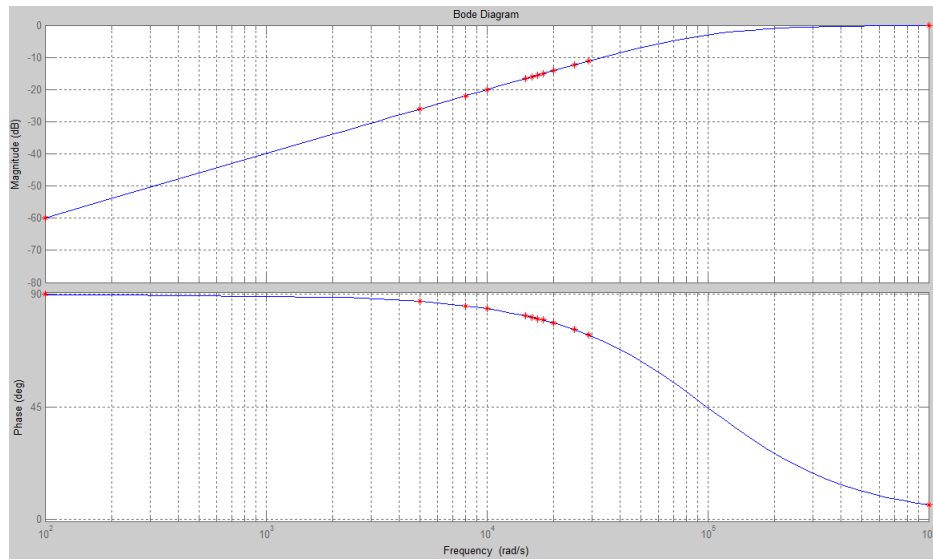


Figura 10: Diagramma di Bode associato al filtro.

La frequenza per cui si aveva uno sfasamento il più vicino possibile ai 45° è 17 kHz.

6 Conclusioni

6.1 Uso dei generatori di segnali

Dai valori riportati si evince la compatibilità fra i valori di frequenza e tensione misurati tramite l'oscilloscopio e quelli impostati nel generatore di segnali; inoltre possiamo notare come il segnale uscente dal generatore tenda ad avere una diminuzione del proprio valore, data la non idealità del generatore stesso.

6.1.1 Offset

In seguito all'aggiunta di un offset al segnale, si nota come quest'ultimo venga traslato verso l'alto, o verso il basso, rispetto all'asse orizzontale; passando dalla modalità DC a quella in AC, è possibile rimuovere tale effetto in quanto, in tale modalità, l'oscilloscopio rimuove la componente continua del segnale, che, nel nostro caso, coincide con il valore di offset.

6.2 Risposta nel dominio della frequenza di un filtro passa-basso: diagrammi di Bode

Dai valori presenti nelle tabelle e dai relativi diagrammi di Bode, notiamo come, nel filtro passa-basso, la presenza di un secondo condensatore in parallelo al precedente causi un aumento della capacità totale ed un conseguente abbassamento della frequenza di taglio del circuito.

Esercitazione di Laboratorio:

Misure di temperatura con sensore LM335 e scheda Arduino
Uno

Coa Giulio (s236723) Licastro Dario (s234421)
Montano Alessandra (s238160)

22 gennaio 2020

1 Scopo dell'esperienza

Lo scopo di questa esercitazione è sviluppare un termometro digitale tramite l'uso di un sensore di temperatura e di una scheda Arduino.

2 Strumentazione utilizzata

La strumentazione usata durante l'esercitazione è:

Strumento	Marca e Modello	Caratteristiche
Multimetro Oscilloscopio	Agilent 34401A Rigol DS1054Z	4 canali, $B = 50 \text{ MHz}$, $f_c = 1 \text{ G} \frac{\text{Sa}}{\text{s}}$, $R_i = 1 \text{ M}\Omega$, $C_i = 13 \text{ pF}$, 12 Mbps di profondità di memoria
Generatore di segnali	Rigol DG1022	2 canali, $f_{\text{uscita}} = 20 \text{ MHz}$, $Z_{\text{uscita}} = 50 \Omega$
Scheda Arduino	UNO	$f_{c,\text{max}} = 76.9 \text{ k} \frac{\text{Sa}}{\text{s}}$
Sensore di temperatura	LM335	$\delta D_{\text{out}} = 2 \text{ LSB}$ $S = 10 \text{ m} \frac{\text{V}}{\text{K}}$, $V_{\text{out}} = 0 \text{ V} @ 0 \text{ K}$ $\delta T = \pm 2 ^\circ \text{C}$ Campo di temperatura pari a $-40 \div 100 ^\circ \text{C}$ Resistenza termica pari a $165 \frac{^\circ \text{C}}{\text{W}}$ Capacità dell'ordine dei $80 \div 100 \text{ p} \frac{\text{F}}{\text{m}}$
Cavi coassiali Connettori		

3 Premesse teoriche

3.1 Incertezza sulla misura dell'oscilloscopio

La misura del valore di un segnale tramite l'oscilloscopio (sia esso l'ampiezza, la frequenza, il periodo, etc.) presenta un'incertezza che dipende, principalmente, da due fattori:

- l'incertezza strumentale introdotta dall'oscilloscopio (ricavabile dal manuale).
- l'incertezza di lettura dovuta all'errore del posizionamento dei cursori.

Quest'ultima incertezza deriva dal fatto che il segnale visualizzato non ha uno spessore nullo sullo schermo.

3.2 Arduino

Arduino è una piattaforma elettronica open source basata su un hardware di facile utilizzo e programmabile in un ambiente software dedicato.

3.2.1 Arduino UNO

Arduino UNO è una scheda composta da un convertitore ADC a 10 bit (8 bit se la frequenza d'utilizzo è maggiore di $15\text{k}\frac{\text{Sa}}{\text{s}}$) che può essere alimentato da due distinte sorgenti, una interna alla scheda da $1.1 \pm 0.1\text{ V}$ e una esterna da $5 \pm 0.25\text{ V}$ ($4.85 \pm 0.4\text{ V}$ se si usa la porta USB 3.0 anziché la porta USB 2.0).

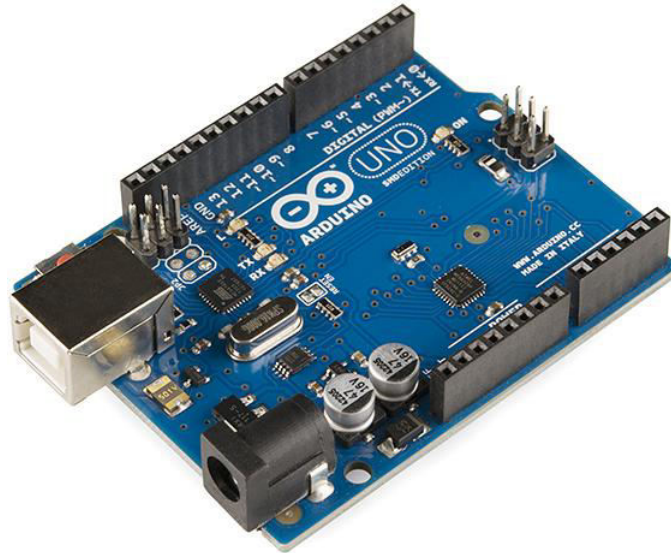


Figura 1: Arduino UNO.

3.3 Sensore LM335

Il sensore LM335 è un sensore di temperatura prodotto dalla National Semiconductor; esso permette di avere in uscita una tensione proporzionale alla temperatura rilevata ($V_{\text{out}} = S \cdot T_K$). Il suo comportamento è assimilabile a quello di un diodo di Zener la cui corrente I_D deve essere compresa nell'intervallo $0.4 \text{ mA} \div 5 \text{ mA}$.

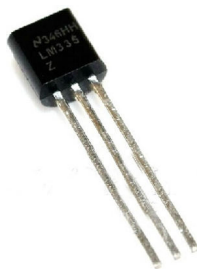


Figura 2: Sensore LM335.

4 Esperienza in laboratorio

4.1 Circuito di condizionamento

Per i nostri scopi, il sensore LM335 deve lavorare in regione di polarizzazione inversa, per cui esso verrà utilizzato con il catodo collegato alla massa e con l'anodo collegato alla sorgente di tensione.

Al fine di garantire un corretto funzionamento del sensore, dobbiamo garantire che la corrente che vi circola all'interno sia nel range di funzionamento; a tale scopo applichiamo una resistenza R_1 a monte del diodo, di modo che la corrente che scorra nel diodo rientri nel suddetto range.

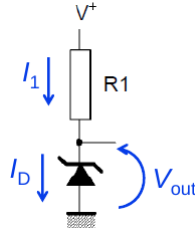
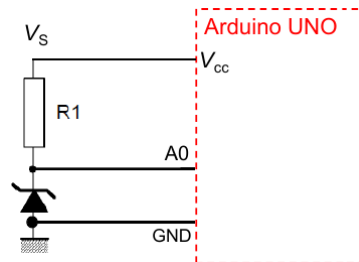


Figura 3: Circuito di condizionamento.

4.2 Misura della temperatura

Successivamente, abbiamo collegato il sensore all'Arduino UNO, seguendo lo schema nella figura seguente ed impostando una tensione d'alimentazione V_{cc} pari a 4.85 ± 0.4 V.



L'Arduino UNO produce, in uscita, un valore numerico nell'intervallo $0 \div 1023$ ($0 \div 2^{N_B} - 1$); al fine di ottenere la temperatura di lavoro del sensore, abbiamo usato la funzione

$$T_K = D_{out} \cdot \frac{V_{FR}}{2^{N_B}} \cdot \frac{1}{S}$$

Mentre, per ottenere la tensione ad essa associata, abbiamo sfruttato la relazione $V_{out} = S \cdot T_K$, ottenendo la formula

$$V_{out} = D_{out} \cdot \frac{V_{FR}}{2^{N_B}}$$

Queste formule sono state implementate nel seguente codice, simil C++, che è stato usato per settare l'Arduino UNO.

```

1 #include <string.h>
2
3 #define INT
4
5 int D_out, N_B, pin, sleepTime;
6 float R_2, R_3, S, T_C, T_K, V_out, V_FR;
7
8 void setup() {
9     Serial.begin(9600); // setup Serial
10    pin = A0; // set the pin to read data
11    sleepTime = 1000; // set how much time the sensor must execute the measurement of the
        temperature
12    S = 10 * pow(10, -3);
13    N_B = 10;
14    R_2 = 3.8 * pow(10, 3);
15    R_3 = 1 * pow(10, 3);
16    #ifndef INT
17        V_FR = 1.1;
18        analogReference(INTERNAL); // set the type of alimentation
19    #else
20        V_FR = 4.85;
21    #endif
22 }
23 void loop() {
24     D_out = analogRead(pin); // read data from the pin
25     T_K = (float) D_out * V_FR / pow(2, N_B) * 1 / S;
26     V_out = (float) D_out * V_FR / pow(2, N_B);
27     #ifndef INT
28         T_K = T_K * (1 + R_2 / R_3);
29         V_out = V_out * (1 + R_2 / R_3);
30     #endif
31     T_C = T_K - 273.15;
32     Serial.println("D_out: " + String(D_out) + " -- V_out: " + String(V_out) + " V -- T: " + String(
        T_K) + " K -- T: " + String(T_C) + " C");
33     delay(sleepTime);
34 }

```

4.3 Stima dell'incertezza

Al fine di determinare l'incertezza assoluta associata alla misura di temperatura ottenuta, abbiamo applicato la formula di propagazione delle incertezze del modello deterministico.

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_m)$$

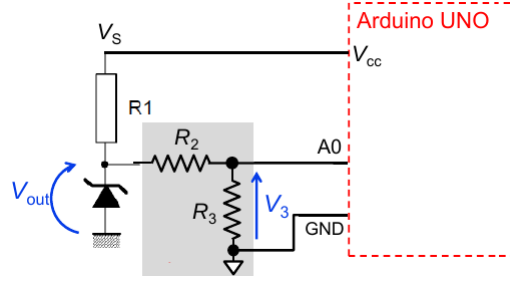
$$\delta y = \sum_{i=1}^m \left| \frac{\partial f}{\partial x_i} \right| \cdot \delta x_i$$

Il valore ottenuto è molto elevato, per cui tale misura non si può considerare affidabile.

4.4 Modifica del circuito di condizionamento

Al fine di ridurre l'incertezza associata a tale misurazione, imponiamo che la tensione di fondo scala V_{FR} sia pari al riferimento interno V_{int} dell'Arduino UNO; questa tensione è nota con un'incertezza assoluta minore e, pertanto, risulta essere più accurata.

Per poter applicare questa soluzione, occorre portare la tensione V_{out} dal range attuale ($0 \div 5$ V) al range $0 \div 1.1$ V; a tale scopo, applichiamo un partitore di tensione in parallelo al sensore.



Tale partitore deve essere strutturato di modo da

- Minimizzare gli effetti di carico.
- Imporre una tensione V_3 di, massimo, 1.1 V.
- Non assorbire troppa corrente, pena il corretto funzionamento del sensore.
- Attenuare la tensione V_{out} di un fattore ≥ 3

A tale scopo le resistenze R_2 ed R_3 devono essere abbastanza elevate per portare alla saturazione in caso di tensioni maggiori di 1.1 V, ma devono essere abbastanza piccole per evitare di assorbire troppa corrente.

L'inserimento di questo partitore si ripercuote sulla funzione usata per determinare la temperatura di lavoro del sensore e la tensione che esso produce in output; nello specifico, esse diventano

$$T_K = D_{out} \cdot \frac{V_{FR}}{2^{N_B}} \cdot \frac{1}{S} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$$

$$V_{out} = D_{out} \cdot \frac{V_{FR}}{2^{N_B}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$$

Queste formule sono state implementate nel codice che è stato presentato al punto 4.2.

Una volta eseguite queste modifiche al circuito, abbiamo ripetuto l'esperienza, misurando nuovamente la temperatura di lavoro del sensore, la tensione che esso produce in uscita e l'incertezza associata alla misura.

5 Risultati

5.1 Circuito di condizionamento

In base ai dati fornitici, abbiamo proceduto al calcolo della tensione massima e della tensione minima a cui il sensore LM335 deve lavorare.

$$\begin{aligned} V_{out,max} &= S \cdot T_{K,max} = \\ &= S \cdot (T_{max} + 273.15) = \\ &= 10m \cdot (50 + 273.15) = \\ &= 3.23 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{out,min} &= S \cdot T_{K,min} = \\ &= S \cdot (T_{min} + 273.15) = \\ &= 10m \cdot (5 + 273.15) = \\ &= 2.78 \text{ V} \end{aligned}$$

Essendo che la resistenza R_1 è posta in serie al sensore, la corrente che scorre nel diodo è uguale a quella che scorre nella resistenza (in realtà è approssimabile, dato che si va a misurare la tensione ai capi del diodo e si ha un minimo di "perdite").

$$I_D \approx I_1 = \frac{V_s - V_{out}}{R_1}$$

Da ciò, si ha che le limitazioni sulla corrente che attraversa il diodo diventano

$$\frac{V_s - V_{out,max}}{R_1} > 0.4 \text{ mA}$$

$$\frac{V_s - V_{out,min}}{R_1} < 5 \text{ mA}$$

Da cui si ha che

$$\frac{V_s - V_{out,max}}{0.4m} > R_1 > \frac{V_s - V_{out,min}}{5m}$$

$$4050 \Omega > R_1 > 414 \Omega$$

Successivamente, abbiamo stimato la temperatura dell'ambiente in cui il diodo avrebbe lavorato, tenendo conto dell'autoriscaldamento del sensore, e, di conseguenza, la tensione in uscita che esso avrebbe prodotto.

$$\begin{aligned} V_{out} &= S \cdot T_K = \\ &= S \cdot (T + 273.15) = \\ &= 10m \cdot (25 + 273.15) = \\ &= 2.98 = \\ &\approx 3 \text{ V} \end{aligned}$$

Ed abbiamo imposto che I_D fosse di 2 mA, da cui

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{V_s - V_{out}}{I_1} = \\ &= \frac{4.85 - 3}{2m} = \\ &= 925 \Omega \end{aligned}$$

5.2 Misura della temperatura

Il valore di D_{out} ottenuto è pari a 602, per cui la temperatura a cui lavora il sensore sarà

$$\begin{aligned} T_K &= D_{out} \cdot \frac{V_{FR}}{2^{N_B}} \cdot \frac{1}{S} = \\ &= 602 \cdot \frac{4.85}{2^{10}} \cdot \frac{1}{10m} = \\ &= 285.13 \text{ K} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T &= T_K - 273.15 = \\ &= 286.55 - 273.15 = \\ &= 11.98 \text{ °C} \end{aligned}$$

Mentre la tensione in uscita sarà

$$\begin{aligned} V_{\text{out}} &= D_{\text{out}} \cdot \frac{V_{\text{FR}}}{2^{N_{\text{B}}}} = \\ &= 602 \cdot \frac{4.85}{2^{10}} = \\ &= 2.85 \text{ V} \end{aligned}$$

5.3 Stima dell'incertezza

Come detto precedentemente, abbiamo applicato la formula di propagazione delle incertezze del modello deterministico, ottenendo un'incertezza pari a

$$\begin{aligned} \delta T &= \left| \frac{\partial T}{\partial D_{\text{out}}} \right| \cdot \delta D_{\text{out}} + \left| \frac{\partial T}{\partial V_{\text{FR}}} \right| \cdot \delta V_{\text{FR}} + \left| \frac{\partial T}{\partial S} \right| \cdot \delta S = \\ &= \frac{V_{\text{FR}}}{S \cdot 2^{N_{\text{B}}}} \cdot \delta D_{\text{out}} + \frac{D_{\text{out}}}{S \cdot 2^{N_{\text{B}}}} \cdot \delta V_{\text{FR}} + \delta T^{\text{sensor}} = \\ &= \frac{4.85}{10m \cdot 2^{10}} \cdot 2 + \frac{602}{10m \cdot 2^{10}} \cdot 0.4 + 2 = \\ &= 26.46 \text{ K} \end{aligned}$$

5.4 Modifica del circuito di condizionamento

Essendo che il partitore deve attenuare di un fattore ≥ 3 la tensione V_{out} , si ha che

$$\begin{aligned} V_3 &\leq \frac{V_{\text{out}}}{3} \\ V_3 &\leq \frac{3}{3} \\ V_3 &\leq 1 \text{ V} \end{aligned}$$

Sfruttando questo vincolo, imponiamo che V_3 sia pari a 1 V, ovvero, imponiamo che

$$\begin{aligned} V_3 &= \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_s \\ \frac{R_3}{R_2 + R_3} &= \frac{V_3}{V_s} = \\ &= \frac{1}{4.85} = \\ &= 0.21 \end{aligned}$$

Questa relazione non identifica univocamente le resistenze del partitore e, pertanto, ci lascia un certo grado di libertà nella progettazione del circuito; nell'ottica di scegliere delle resistenze che consentissero di non avere un partitore che assorba troppa corrente, abbiamo scelto le resistenze coi seguenti valori

$$R_2 = 3.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 1 \text{ k}\Omega$$

L'inserimento del partitore non ci porta a dover ristrutturare il circuito, in quanto la corrente che scorre nel sensore è sufficiente a farlo funzionare.

$$\begin{aligned} I_D &= I_{D,old} - \frac{V_{out}}{R_2 + R_3} = \\ &= 2m - \frac{3}{3.8k + 1k} = \\ &= 1.38 \text{ mA} \end{aligned}$$

Il valore di D_{out} ottenuto è pari a 566, per cui la temperatura a cui lavora il sensore sarà

$$\begin{aligned} T_K &= D_{out} \cdot \frac{V_{FR}}{2^{N_B}} \cdot \frac{1}{S} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) = \\ &= 566 \cdot \frac{1.1}{2^{10}} \cdot \frac{1}{10m} \cdot \left(1 + \frac{3.8k}{1k}\right) = \\ &= 291.84 \text{ K} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T &= T_K - 273.15 = \\ &= 291.84 - 273.15 = \\ &= 18.69^\circ\text{C} \end{aligned}$$

Mentre la tensione in uscita sarà

$$\begin{aligned} V_{out} &= D_{out} \cdot \frac{V_{FR}}{2^{N_B}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) = \\ &= 566 \cdot \frac{1.1}{2^{10}} \cdot \left(1 + \frac{3.8k}{1k}\right) = \\ &= 2.92 \text{ V} \end{aligned}$$

L'incertezza associata a questa misurazione è

$$\begin{aligned} \delta T &= \left| \frac{\partial T}{\partial D_{out}} \right| \cdot \delta D_{out} + \left| \frac{\partial T}{\partial V_{FR}} \right| \cdot \delta V_{FR} + \left| \frac{\partial T}{\partial S} \right| \cdot \delta S = \\ &= \frac{V_{FR}}{S \cdot 2^{N_B}} \cdot \delta D_{out} + \frac{D_{out}}{S \cdot 2^{N_B}} \cdot \delta V_{FR} + \delta T^{sensor} = \\ &= \frac{1.1}{10m \cdot 2^{10}} \cdot 2 + \frac{566}{10m \cdot 2^{10}} \cdot 0.1 + 2 = \\ &= 7.74 \text{ K} \end{aligned}$$

Come si può notare, essa è minore dell'incertezza associata alla precedente misurazione, pertanto questa misura è più affidabile della precedente.