

ANNO SCOLASTICO 2015-2016
ESAME DI STATO DI ISTRUZIONE SECONDARIA SUPERIORE
Indirizzo: ITEC – ELETTRONICA ED ELETTRONICA
ARTICOLAZIONE ELETTRONICA

Tema di: ELETTRONICA ED ELETTRONICA

Il candidato svolga la prima parte della prova e due tra i quesiti proposti nella seconda parte.

PRIMA PARTE

Un laboratorio di chimica analitica utilizza, per la rilevazione del peso dell'agente reattivo in una soluzione, una microbilancia con un campo di linearità della misura limitato a masse non superiori a 2 g.

Il trasduttore impiegato nella bilancia presenta una risposta di tipo periodico: a riposo la microbilancia fornisce una corrente sinusoidale di ampiezza $I_0=10^{-4}$ [A] e frequenza $f_0=1250$ Hz, il posizionamento di una massa sul piatto produce una deviazione della frequenza dal valore di riposo f_0 al valore f_s .

La relazione tra f_0 e f_s è

$$f_0 - f_s = K \cdot f_0^2 \cdot \frac{m}{S}$$

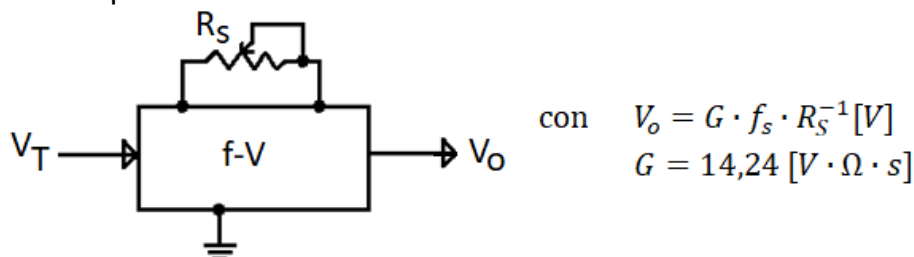
dove:

S = superficie di misura del piatto (20 cm²)

m = massa pesata [g]

$K = -2,25 \cdot 10^{-3}$ [cm² · s · g⁻¹]

La corrente in uscita al trasduttore, opportunamente trasformata in una tensione $V_T(t)$, viene trattata dal convertitore f-V integrato di seguito rappresentato che possiede dinamica di ingresso compresa tra -5 V e +5 V.



Infine il segnale V_o deve essere convertito mediante un ADC per consentirne la successiva acquisizione da parte di un sistema programmabile.

Il sistema di acquisizione dei dati proveniente dalla bilancia deve tener conto delle seguenti condizioni:

- è consentito un errore di misura massimo di 5 mg;
- è possibile utilizzare convertitori ADC con dinamica di ingresso da 0 a 5 V e risoluzione a scelta tra 4, 8 o 10 bit;
- la procedura di conversione A/D (Start of Conversion) viene avviata dal fronte di salita di un impulso di trigger attivato manualmente da un operatore e deve essere eseguita solo se il peso della massa posta sul piatto rientra nella fascia di linearità della microbilancia.

In caso contrario l'acquisizione non ha luogo e viene attivato un apposito segnalatore ottico ad indicare la condizione di errore.

Il candidato, fatte le ipotesi aggiuntive che ritiene opportune, deve:

- 1) fornire uno schema a blocchi della catena di condizionamento del segnale descrivendo le funzioni dei singoli blocchi e fornendo per ciascuno di essi la relazione ingresso-uscita;
- 2) progettare nel dettaglio i circuiti che implementano i blocchi dello schema di cui al punto precedente;
- 3) scegliere quale tipo di ADC utilizzare tra quelli a disposizione calcolando l'errore massimo effettivo di misura che si ottiene;
- 4) esplicitare la relazione tra la tensione all'ingresso dell'ADC e la massa pesata.

SECONDA PARTE

QUESITO 1

In relazione al progetto sviluppato nella prima parte si ipotizzi che, a partire dall'impulso di trigger precedentemente descritto, si debbano ottenere quattro conversioni consecutive ad intervalli di 10 ms.

Si progetti un circuito da interporre tra il segnale di trigger suddetto e l'ingresso SOC (Start of Conversion) dell'ADC che fornisca in uscita il segnale richiesto.

QUESITO 2

Il segnale $V_{out}(t)$ in uscita ad un certo sistema elettronico è la risultante di più componenti armoniche come di seguito rappresentate

$$V_{out}(t) = \sum_{k=1}^4 V_k \sin(\omega_k t)$$

dove

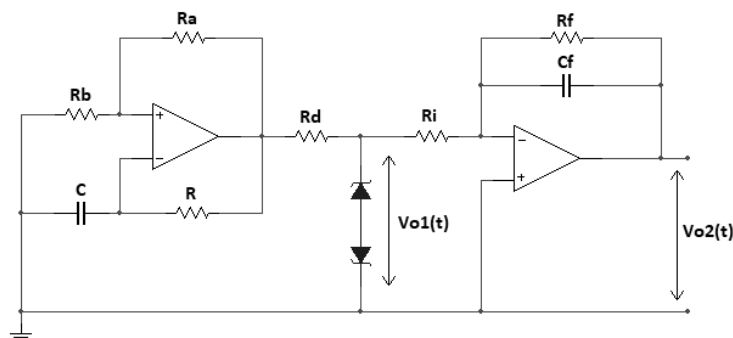
$$V_k = \frac{12}{k} \cdot 10^{-3} [V] \quad e \quad \omega_k = 8 \cdot k^3 \cdot 10^3 [rad/s]$$

Si determini l'ordine del filtro da utilizzare in modo da garantire un guadagno alla frequenza della prima armonica pari a 18 dB e non superiore a -5 dB per la seconda armonica.

Si progetti quindi il sistema filtrante giustificando le scelte effettuate.

QUESITO 3

Si consideri il circuito di figura alimentato con $\pm 15 V$



dove $R_d=1 \text{ k}\Omega$, $R=8,2 \text{ k}\Omega$, $C=7,5 \text{ nF}$, $R_a=2 \text{ k}\Omega$ e $R_b=7 \text{ k}\Omega$.

I diodi Zener presentano $V_Z=5\text{ V}$ e $V_V=0,5\text{ V}$.

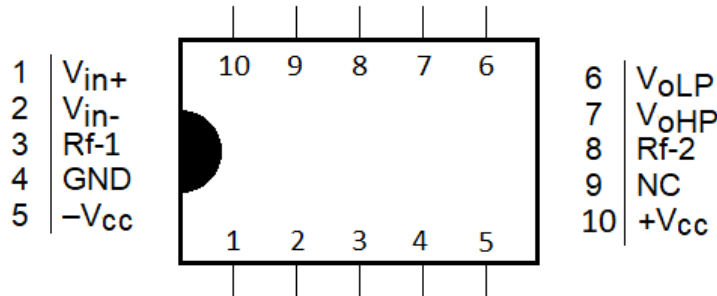
Il segnale onda quadra in uscita al primo operazionale $V_{o1}(t)$, la cui escursione è limitata dalla coppia di diodi Zener, viene applicato al secondo ottenendo la tensione finale $V_{o2}(t)$.

Dopo aver determinato il periodo del segnale $V_{o1}(t)$ si dimensionino i componenti dell'integratore allo scopo di ottenere un'onda triangolare di escursione $V_{o2pp}=16\text{ V}$.

QUESITO 4

Si vuole realizzare un banco di misura per testare le prestazioni di un circuito integrato avente funzione di filtro polivalente.

Il circuito in oggetto presenta la seguente piedinatura



dove:

- V_{in+} e V_{in-} sono ingressi del segnale di prova presentato in forma differenziale;
- V_{cc} sono le tensioni di alimentazione che devono essere comprese tra $\pm 8\text{ V}$ e $\pm 20\text{ V}$;
- V_{oLP} e V_{oHP} sono rispettivamente le uscite corrispondenti alle risposte di un filtro passa basso e di un filtro passa alto.

La configurazione fornita dal costruttore prevede l'inserzione di un resistore R_f tra il pin 3 e il pin 8 per la regolazione della frequenza di taglio dei due filtri contenuti nell'integrato.

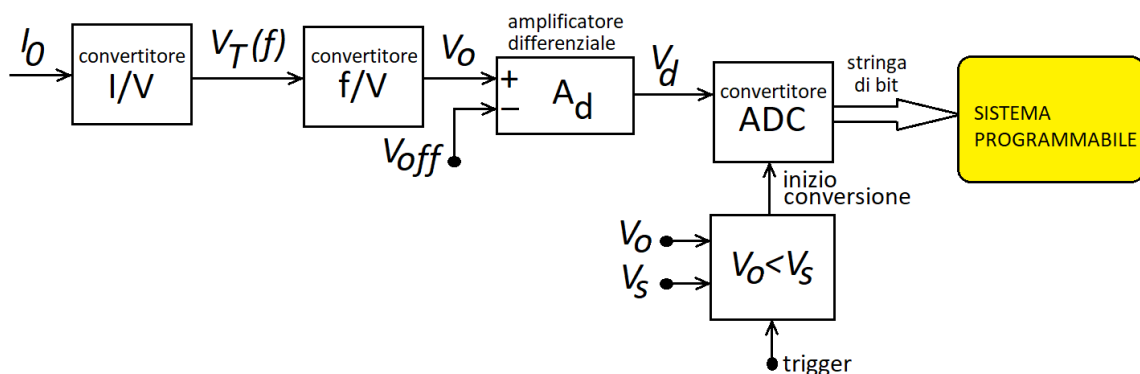
Si proponga l'allestimento di un banco di misura per la rilevazione della risposta in frequenza dei due filtri individuando le grandezze oggetto di misura, gli strumenti idonei e la configurazione del banco nel suo complesso.

Si definiscano quindi le procedure di misura da effettuare e una modalità di rappresentazione dei risultati ottenuti (tabellare, grafica, relazione tecnica, altro).

soluzione PRIMA PARTE

1) Schema a blocchi

In relazione a quanto richiesto lo schema a blocchi viene proposto in figura.



Le funzioni svolte dai singoli blocchi sono le seguenti:

- il *convertitore I/V* trasforma una corrente sinusoidale di ampiezza 0,1 mA in una tensione sinusoidale compresa tra -5 V e +5 V;
- il convertitore f/V trasforma la tensione sinusoidale in una tensione continua V_o che dipende dalla frequenza d'ingresso;
- l'amplificatore differenziale modifica la continua prodotta dal convertitore f/V in modo tale da far assumere alla tensione V_d in ingresso all'ADC valori compresi tra 0 V e 5 V;
- l'ADC trasforma la continua prodotta dal differenziale in una stringa di bit (4, 8 o 10 in relazione al convertitore scelto).

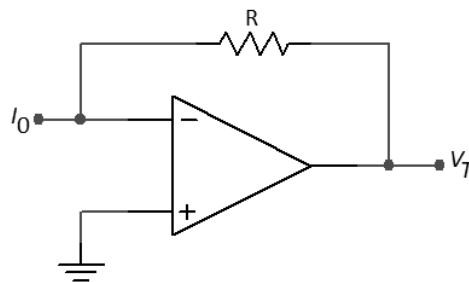
Il blocco che si trova a monte dell'ingresso di inizio conversione dell'ADC evidenzia il fatto che l'impulso che abilita l'inizio della conversione del segnale analogico presente sull'uscita V_d del differenziale viene attivato dall'impulso di trigger azionato manualmente da un operatore solo se il segnale V_o prodotto dal convertitore f/V supera la tensione di soglia V_s corrispondente ad un peso di 2 g.

2) Progetto circuitale della catena di condizionamento

Per le relazioni ingresso/uscita relative ai primi tre blocchi è necessario fare riferimento alle condizioni imposte dal testo e ai componenti degli schemi elettrici dei relativi circuiti.

Convertitore I/V

Per il convertitore I/V si consideri lo schema riportato in figura.



La tensione all'uscita del convertitore I/V è proporzionale ad una resistenza; risulta quindi la seguente relazione ingresso/uscita:

$$\frac{V_T}{I_0} = R$$

Risulta:

$$R = \frac{V_T}{I_0} = \frac{5}{10^{-4}} = 50000 \Omega = 50 \text{ k}\Omega$$

Convertitore f/V

Per il convertitore f/V si fa riferimento a quanto indicato nel testo ottenendo la relazione seguente:

$$\frac{V_0}{f_s} = \frac{G}{R_s}$$

In assenza di massa (estremo inferiore dell'intervallo di misura) si ha una frequenza minima di 1250 Hz.

In corrispondenza di una massa pari a 2 g (estremo superiore dell'intervallo di misura) si ha una frequenza massima pari a:

$$f_s = f_0 - K \cdot f_0^2 \cdot \frac{m}{S} = 1250 + 2,25 \cdot 10^{-3} \cdot 1250^2 \cdot \frac{2}{20} = 1602 \text{ Hz}$$

Alla massima frequenza deve corrispondere una tensione continua in uscita tale da non superare i valori massimi sopportabili dai circuiti disposti a valle.

Ponendo ad esempio $R_s = 8 \text{ k}\Omega$ per la continua in uscita si ottiene un valore massimo pari a

$$V_{omax} = \frac{G \cdot f_{max}}{R_s} = \frac{14,24 \cdot 1602}{8000} = 2,85 \text{ V}$$

in corrispondenza della frequenza massima.

Si ritiene il valore accettabile.

Alla frequenza minima si ottiene invece:

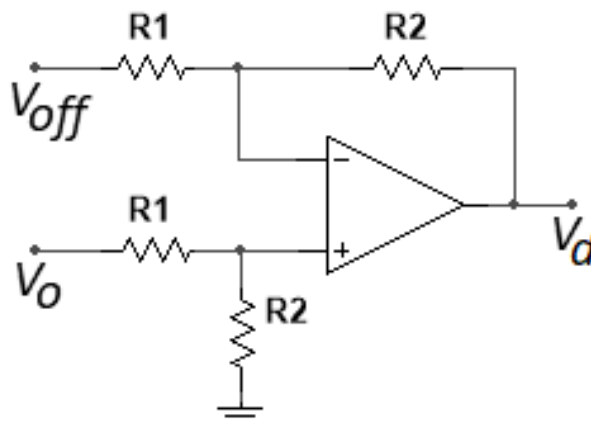
$$V_{omin} = \frac{G \cdot f_{min}}{R_s} = \frac{14,24 \cdot 1250}{8000} = 2,225 \text{ V}$$

L'escursione tra i valori massimo e minimo vale quindi di 0,625 V.

Amplificatore differenziale

L'amplificatore differenziale (si osservi lo schema riportato in figura) opera nel modo seguente:

- sottrae alla continua prodotta dal convertitore f/V una *tensione di offset* V_{off} per ottenere 0 V alla minima frequenza;
- amplifica il segnale così ottenuto in modo tale da ottenere 5 V alla massima frequenza.



Risulta pertanto la seguente relazione ingresso/uscita:

$$V_d = (V_o - V_{off}) \cdot A_v$$

$$V_d = (V_o - V_{off}) \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

$$\frac{V_d}{V_o - V_{off}} = \frac{R_2}{R_1}$$

Tenendo conto del valore di R_s scelto in precedenza, per ottenere le specifiche richieste lo stadio differenziale deve:

- sottrarre una tensione di offset pari a 2,225 V;
- amplificare il segnale in modo tale da ottenere un guadagno pari a $5/0,625=8$.

Per ottenere un guadagno pari a 8 bisogna imporre $R_2=8R_1$ (si può scegliere ad esempio $R_2=8 \text{ k}\Omega$ e $R_1=1 \text{ k}\Omega$).

3) Scelta dell'ADC e calcolo dell'errore massimo effettivo

Per la scelta dell'ADC viene fatto riferimento al numero n di bit che dipende a sua volta dall'errore massimo consentito nella conversione (in questo caso 5 mg).

Si indichi con:

- m_{max} il valore massimo che si deve misurare (2 g) che è anche coincidente con l'ampiezza dell'intervallo di misura (compreso tra 0 g e 2 g);
- n il numero di bit del convertitore;
- ε_{max} l'errore massimo che si può commettere nella conversione.

Poiché l'ampiezza dell'intervallo di quantizzazione deve essere al massimo uguale al doppio dell'errore massimo si ha che:

- un convertitore a 4 bit è in grado di rilevare misure con un errore massimo pari a:

$$\varepsilon_{max} = \frac{m_{max}}{2 \cdot 2^n} = \frac{2}{2 \cdot 2^4} \cdot 1000 \text{ mg} = 62,5 \text{ mg} > 5 \text{ mg}$$

- un convertitore a 8 bit è in grado di rilevare misure con un errore massimo pari a:

$$\varepsilon_{max} = \frac{m_{max}}{2 \cdot 2^n} = \frac{2}{2 \cdot 2^8} \cdot 1000 \text{ mg} = 3,9 \text{ mg} < 5 \text{ mg}$$

- un convertitore a 10 bit è in grado di rilevare misure con un errore massimo pari a:

$$\varepsilon_{max} = \frac{m_{max}}{2 \cdot 2^n} = \frac{2}{2 \cdot 2^{10}} \cdot 1000 \text{ mg} = 0,98 \text{ mg} < 5 \text{ mg}$$

Si deduce che un convertitore a 4 bit non può essere utilizzato.

Possono essere utilizzati indifferentemente convertitori a 8 bit e a 10 bit, tenendo però presente che il costo del componente aumenta con il numero di bit.

Errore massimo effettivo

L'errore massimo di misura che si può avere effettuando la conversione è proprio quello che deriva dai calcoli effettuati in precedenza ovvero 3,9 g (per il convertitore a 8 bit) e 0,98 mg (per il convertitore a 10 bit).

4) Relazione tra tensione all'ingresso dell'ADC e la massa pesata

Ad una variazione della massa m compresa tra 0 g e 2 g corrisponde una variazione di tensione V_{AD} all'ingresso del convertitore compresa tra 0 V e 5 V; risulta pertanto la seguente relazione di proporzionalità diretta

$$V_d = k \cdot m$$

essendo k la costante di proporzionalità.

Risulta quindi:

$$k = \frac{V_d}{m} = \frac{5}{2} = 2,5 \text{ V/g}$$

soluzione SECONDA PARTE

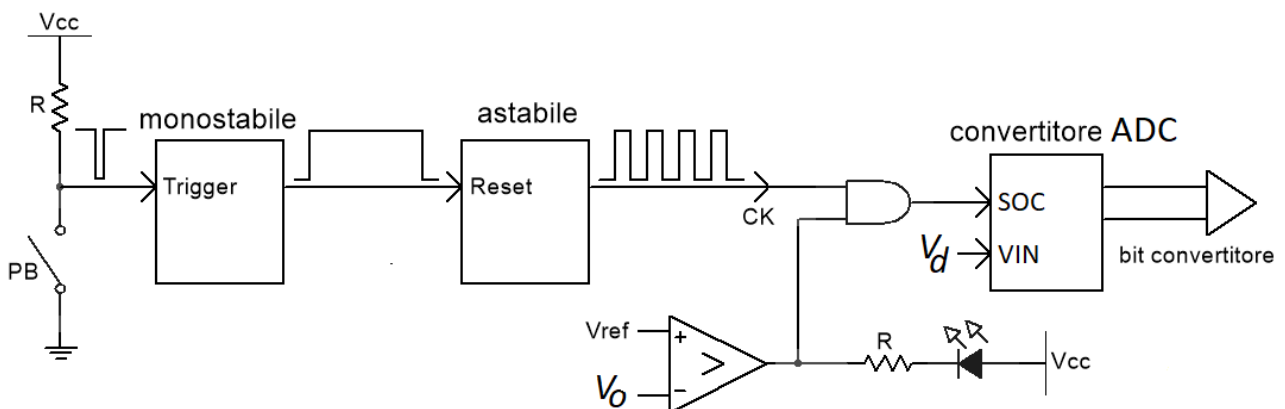
QUESITO 1

Si propongono due alternative ovvero le soluzioni in logica cablata e in logica programmata.

Soluzione in logica cablata

Nel circuito che si trova a monte del pin SOC del convertitore, come evidenziato nello schema a blocchi riportato in figura, devono essere presenti:

- un pulsante per l'avviamento manuale del processo di conversione;
- un monostabile per produrre un segnale a livello alto per il tempo necessario per effettuare le quattro conversioni;
- un astabile con periodo 10 ms per la generazione degli impulsi di clock;
- un comparatore per rivelare quando viene superata la tensione di soglia $V_{ref} = 2,85 \text{ V}$ corrispondente al peso massimo misurabile in condizioni di linearità (2 g);
- una porta logica che abilita gli impulsi del segnale di clock a raggiungere l'ingresso SOC del convertitore;
- un diodo LED per indicare un peso disposto sulla microbilancia superiore al valore limite prefissato.



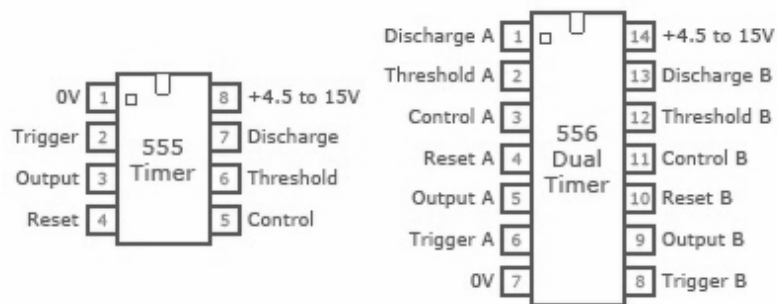
Con questa ipotesi l'ingresso di trigger del dispositivo monostabile si trova normalmente a livello logico alto.

Premendo il pulsante l'ingresso di trigger viene temporaneamente portato a livello logico basso; l'uscita si porta di conseguenza a livello logico alto per il tempo necessario (poco più di 40 ms in relazione alla durata del singolo impulso) a produrre sull'uscita del bistabile quattro impulsi di clock (uno ogni 10 ms) tali da consentire quattro conversioni della grandezza analogica V_d inviata sull'ingresso VIN del convertitore.

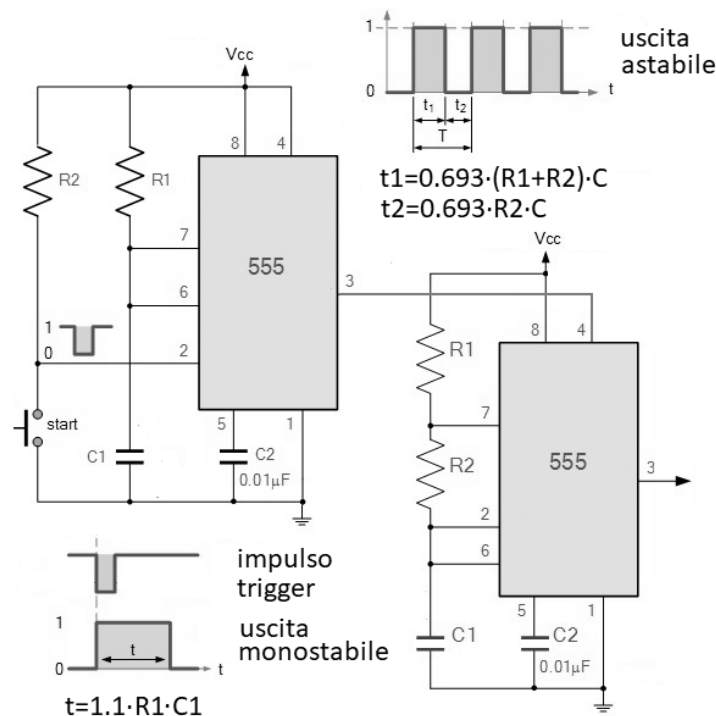
Il collegamento tra uscita del monostabile e ingresso di reset del bistabile consente la formazione dei quattro impulsi.

In caso di errore (peso superiore a 2 g) il comparatore invia alla porta AND un segnale a livello logico basso che impedisce l'invio al pin SOC degli impulsi di inizio conversione e determina l'accensione del LED.

I dispositivi astabile e monostabile possono essere realizzati utilizzando dei timer 555 la cui piedinatura viene riportata in figura.



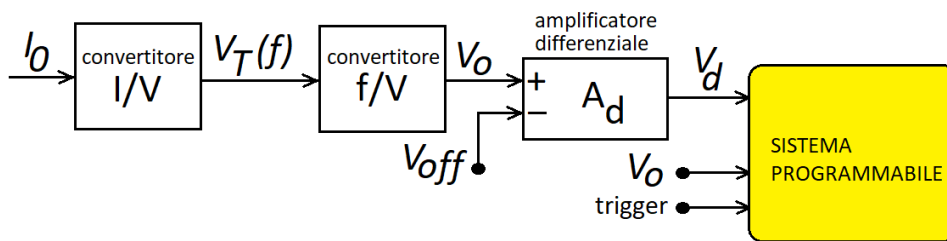
Nella figura seguente viene mostrato il circuito dei timer con le formule per il dimensionamento dei componenti.



Soluzione in logica programmata

Si può utilizzare una scheda a microcontrollore come Arduino UNO che, avendo un ADC interno a 10 bit, soddisfa le specifiche richieste.

Lo schema a blocchi del circuito, notevolmente semplificato, viene riportato in figura.



Per gli ingressi e le uscite si stabiliscono le seguenti assegnazioni:

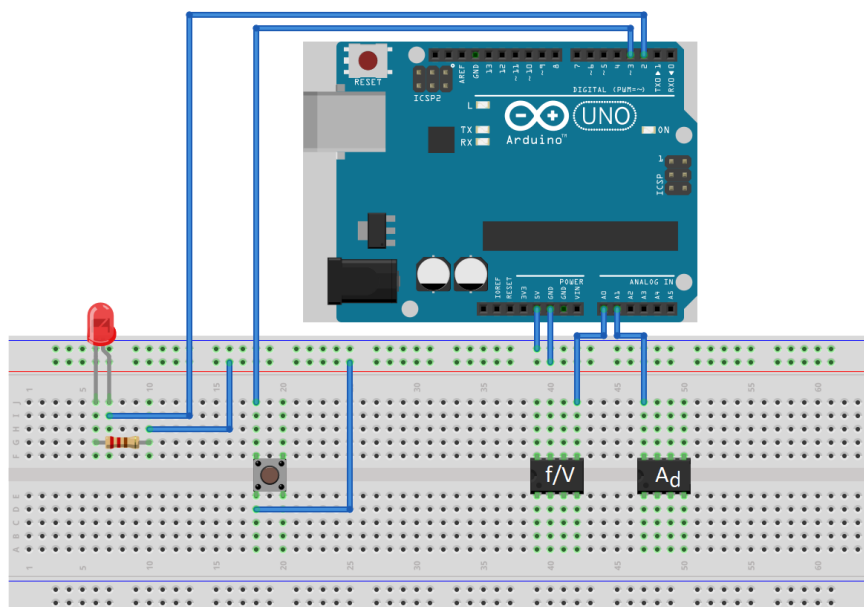
- il segnale di trigger viene inviato ad un pin digitale configurato come ingresso, ad esempio il 3;
- la tensione da confrontare viene inviata ad un ingresso analogico, ad esempio A0;
- le tensioni da convertire vengono inviate in successione ad un ulteriore ingresso analogico, ad esempio A1;
- il LED viene collegato ad un pin digitale configurato come uscita, ad esempio il 2.

Per soddisfare le specifiche richieste il programma utilizza il procedimento seguente:

- una volta rilevata la presenza di un livello basso sul pin 3 (corrispondente, in modalità pullup, alla condizione di pulsante chiuso) il microcontrollore legge sul pin A0 la tensione V_0 ;
- se questa è inferiore al valore limite di 2,85 V (corrispondente a 2 g) vengono successivamente prelevati da V_d (a intervalli di 10 ms) e convertiti quattro ulteriori valori di tensione opportunamente utilizzati dal sistema programmabile;
- se la tensione letta su A0 supera la soglia dei 2,85 V non si effettuano prelievi di tensione da V_d e viene acceso il LED collegato al pin 2, per un determinato intervallo di tempo, ad esempio 5 s.

Al valore di soglia 2,85 V corrisponde il valore intero $2,85 \times 1023 / 5 = 523$ ed è a quest'ultimo che bisogna fare riferimento per il confronto in fase di programmazione.

Il cablaggio con la scheda viene riportato in figura.



Il programma, opportunamente commentato, viene di seguito riportato.

```
int statoPB; // variabile stato pulsante
int Vo; // tensione da confrontare
int Vd1,Vd2, Vd3, Vd4; // variabili che memorizzano i quattro valori di tensione
void setup() {
pinMode(3,INPUT_PULLUP);
pinMode(2,OUTPUT);
}
void loop() {
statoPB=digitalRead(3); // lettura ingresso pulsante
if (statoPB==LOW) {
Vo=analogRead(A0); // lettura primo valore da ingresso analogico
if (Vo<523) { // 523 è il valore di soglia corrispondente a 2,85 V e quindi a 2 g
delay (10);
Vd1=analogRead(A1); // lettura secondo valore da ingresso analogico
delay (10);
Vd2=analogRead(A1); // lettura secondo valore da ingresso analogico
delay (10);
Vd3=analogRead(A1); // lettura terzo valore da ingresso analogico
delay (10);
Vd4=analogRead(A1); // lettura quarto valore da ingresso analogico
delay (10);
}
}
else {
digitalWrite(2,HIGH); // livello alto sul pin 2, LED acceso per 5 s
delay (5000);
}
}
```

QUESITO 2

Ponendo $k=1$, per la frequenza della prima armonica risulta:

$$f_1 = \frac{8 \cdot 10^3}{2\pi} = 1273 \text{ Hz}$$

Ponendo $k=2$, per la frequenza della seconda armonica risulta:

$$f_2 = \frac{8 \cdot 2^3 \cdot 10^3}{2\pi} = 10186 \text{ Hz}$$

Ponendo $k=3$, per la frequenza della terza armonica risulta:

$$f_3 = \frac{8 \cdot 3^3 \cdot 10^3}{2\pi} = 34395 \text{ Hz}$$

Ponendo $k=4$, per la frequenza della quarta armonica risulta:

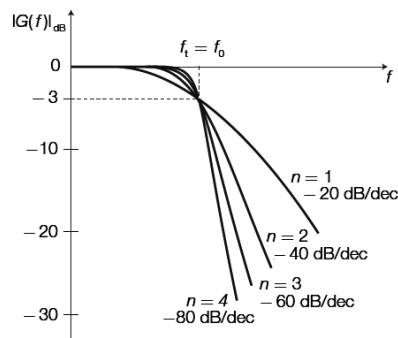
$$f_4 = \frac{8 \cdot 4^3 \cdot 10^3}{2\pi} = 103184 \text{ Hz}$$

Per ottenere le specifiche richieste è necessario un filtro passa basso del 2° ordine che presenta una pendenza di 40 dB/dec (nel caso di risposta di tipo Butterworth si ha l'andamento viene riportato in figura al variare dell'ordine del filtro).

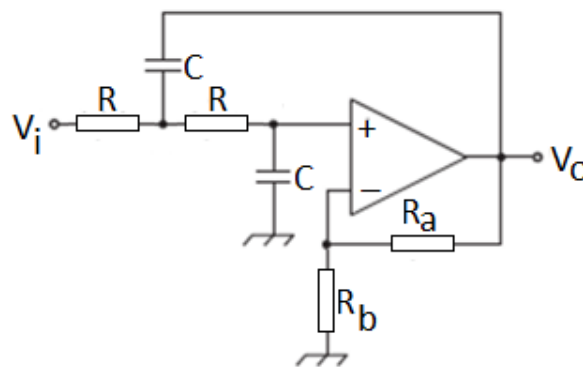
Poiché la differenza di guadagno alle frequenze f_1 ed f_2 (che distano tra loro poco meno di una decade) risulta pari a $18+5=23$ dB è evidente che una pendenza in banda oscura di 20 dB/dec (tipica di un filtro del 1° ordine) non è sufficiente.

La pendenza minima deve infatti essere pari a:

$$p_{min} = \frac{18 + 5}{\log 10816 - \log 1273} = \frac{23}{4 - 3,1} = \frac{23}{0,9} = 25,5 \text{ dB/dec}$$



Si consideri, come evidenziato in figura, un filtro passa basso attivo VCVS a componenti uguali con risposta di tipo Butterworth, filtri caratterizzati da una risposta in ampiezza massimamente piatta sia in banda passante sia in banda oscura.



Per la frequenza di taglio si considera un valore leggermente superiore ad f_1 , ad esempio 2 kHz, in modo tale che tale frequenza risulti in banda passante, dove il guadagno deve essere:

$$18 \text{ dB} = 10^{\frac{18}{20}} = 7,9$$

Per dimensionare i componenti e per calcolare il guadagno si utilizzano le formule di progetto del filtro.

Ipotizzando $C=1\text{nF}$ si ricava:

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot f_T} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-9} \cdot 2000} = 80 \text{ k}\Omega$$

Poiché lo smorzamento del filtro, in caso di risposta di tipo Butterworth, vale 0,707 per il guadagno del medesimo si ha:

$$A_0 = 3 - 2\xi = 1,59$$

Risultando

$$A_0 = 1 + \frac{R_B}{R_A}$$

si possono considerare i valori di resistenza $R_A = 47 \text{ k}\Omega$ e $R_B = 27 \text{ k}\Omega$.

Per ottenere un guadagno pari a 7,9 si deve impiegare amplificatore non invertente collegato in cascata (lo schema elettrico viene riportato in figura) che realizzi un guadagno pari a:

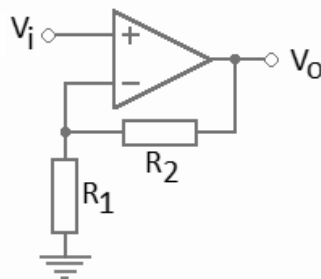
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{7,9}{1,59} = 5$$

Risultando

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

e ponendo $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$ si ottiene:

$$R_2 = (A_v - 1) \cdot R_1 = (5 - 1) \cdot 47 \cdot 10^3 = 188 \text{ k}\Omega$$



QUESITO 3

Si analizzano le due sezioni di cui è formato il circuito, il generatore d'onda quadra e l'integratore.

Generatore d'onda quadra

Si applicano di seguito le formule relative al generatore.

Considerando la tensione di saturazione dell'amplificatore operazionale coincidente con quella di alimentazione, per le tensioni di soglia del trigger risulta:

$$V_T = \pm V_{cc} \frac{R_b}{R_a + R_b} = \pm 15 \frac{7 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3 + 7 \cdot 10^3} = \pm \frac{15 \cdot 7}{9} = \pm 11,7 \text{ V}$$

Il periodo della forma d'onda risulta dalla relazione seguente:

$$T = 2RC \ln \frac{V_{cc} - V_T^-}{V_{cc} - V_T^+} = 2 \cdot 8,2 \cdot 10^3 \cdot 7,5 \cdot 10^{-9} \ln \frac{15 + 11,7}{15 - 11,7} = 0,26 \text{ ms}$$

Di conseguenza si ha una frequenza pari a:

$$f = \frac{1}{T} = 3,8 \text{ kHz}$$

L'ampiezza della forma d'onda prodotta dal generatore viene limitata dalla presenza dei diodi Zener; risulta pertanto:

$$V_{o1} = 5 + 0,5 = 5,5 \text{ V}$$

Integratore

L'escursione della forma d'onda triangolare da 0 V a 16 V deve avvenire in un semiperiodo ovvero in 0,13 ms.

Per ottenere in uscita la rampa richiesta il condensatore C_f deve essere caricato in tale semiperiodo con la corrente I che attraversa la resistenza d'ingresso R_i .

Imponendo per la resistenza d'ingresso un valore pari a 1,1 k Ω si ottiene:

$$I = \frac{V_{o1}}{R_i} = \frac{5,5}{1100} = 5 \text{ mA}$$

Per dimensionare il condensatore si deve utilizzare la relazione

$$C_f \cdot V = I \cdot \frac{T}{2}$$

da cui:

$$C_f = I \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{V} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,13 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1}{16} = 41 \text{ nF}$$

La presenza di R_f deve garantire una risposta di tipo passa basso.

Per il dimensionamento si deve utilizzare la relazione relativa alla frequenza di taglio del filtro:

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_f C_f}$$

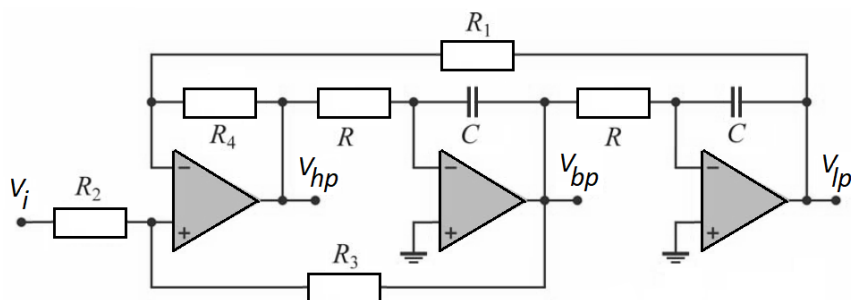
Si impone una frequenza di taglio pari a 190 Hz, valore di inferiore di 1/20 rispetto a quello della fondamentale dell'onda quadra (3,8 kHz); in realtà sarebbe stata sufficiente una riduzione di 1/10; si ottiene di conseguenza:

$$R_f = \frac{1}{2\pi f_t C_f} = \frac{1}{2\pi \cdot 190 \cdot 41 \cdot 10^{-9}} = 20,4 \text{ k}\Omega$$

QUESITO 4

I filtri polivalenti sono caratterizzati dal fatto che, con il medesimo circuito, si possono ottenere diverse tipologie di risposta (passa alto, passa basso, passa banda, elimina banda).

Questa caratteristica è propria dei filtri a variabile di stato di cui un esempio circuitale (che consente di ottenere le risposte di tipo passa alto, passa basso e passa banda) viene riportato in figura.



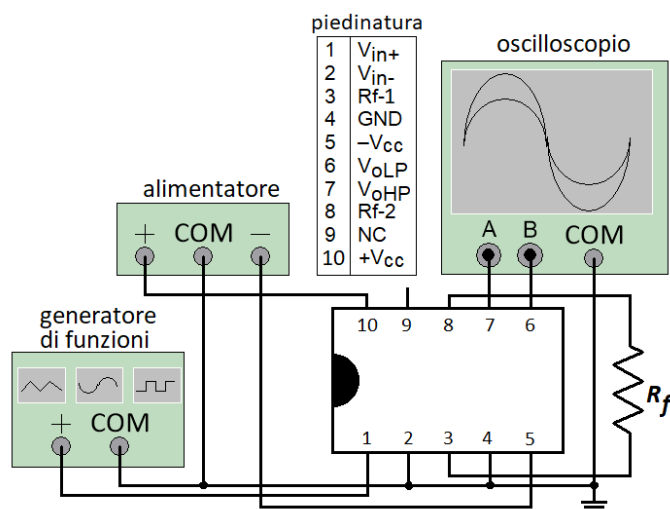
Dal primo stadio del filtro è possibile ottenere una risposta di tipo passa alto, dal secondo una risposta di tipo passa banda, dal terzo infine una risposta di tipo passa basso.

Nel caso del testo il circuito integrato presenta due uscite dalle quali è possibile prelevare le forme d'onda di un filtro passa basso e di un filtro passa alto.

Viene consentita la regolazione della frequenza di taglio del filtro attraverso un resistore esterno che potrebbe essere a resistenza variabile.

Per poter rilevare le principali caratteristiche dei due filtri viene allestito il banco di misura rappresentato in figura; si prevede l'impiego della seguente strumentazione essenziale:

- un generatore di funzioni che produce i segnali di prova;
- un oscilloscopio a doppia traccia per analizzare le forme d'onda prodotte dai due filtri;
- un alimentatore duale che fornisca una tensione pari a ± 15 V.



Il generatore di funzioni deve produrre segnali sinusoidali che presentano le seguenti caratteristiche:

- ampiezza variabile in un determinato intervallo;
- valori di frequenza compresi in un intervallo di qualche decade centrato sulla frequenza di taglio prevista in modo da rilevare una porzione significativa della risposta.

Le principali informazioni relative ai due filtri si ottengono con il tracciamento del diagramma di Bode del modulo.

Dopo aver stabilito con calcoli opportuni un valore di resistenza esterna e dopo aver fissato il valore dell'ampiezza del segnale prodotto dal generatore di funzioni (tenendo

presente che tale valore non deve far saturare l'uscita dei filtri), il procedimento di misura deve essere il seguente:

- si modifica la frequenza imposta dal generatore di funzioni e si misura sull'oscilloscopio il corrispondente valore di ampiezza all'uscita dei filtri e si riporta nella tabella seguente;
- una volta compilate le prime tre colonne si calcolano, per ogni frequenza, il guadagno e il guadagno in dB (da inserire in quarta e quinta colonna) .

frequenza (Hz)	uscita passa-basso (pin 6)	uscita passa-alto (pin 7)	guadagno	guadagno (dB)
misura 1				
misura 2				
misura 3				
misura 4				
misura 5				
misura 6				

Con i dati a disposizione si può infine tracciare il diagramma di Bode del modulo della risposta in frequenza prevedendo per l'asse delle frequenze la scala logaritmica e per l'asse delle ordinate valori di guadagno espressi in dB.