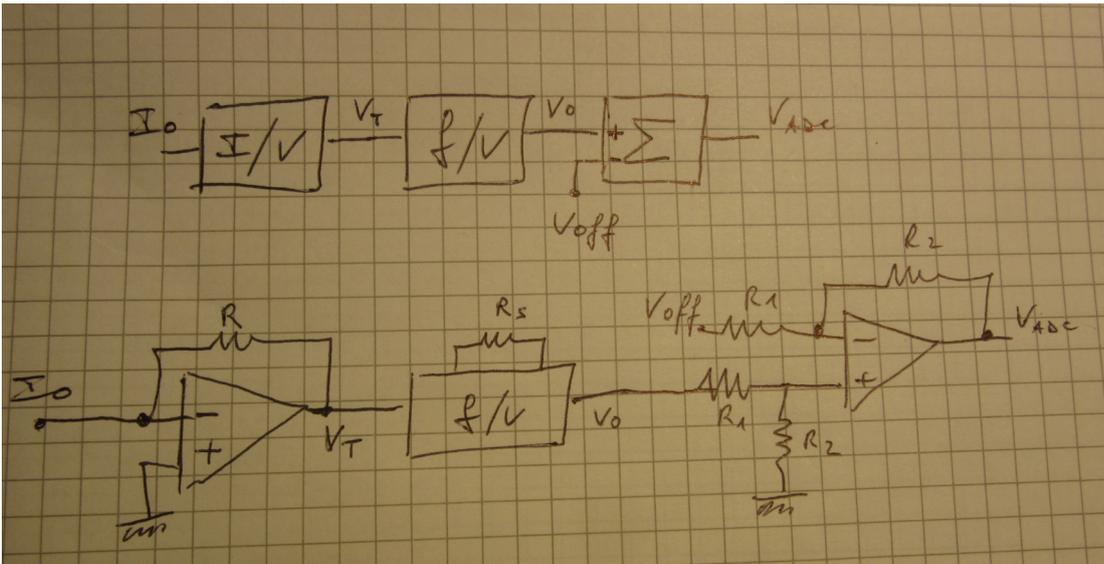


Tema di: ELETTROTECNICA ED ELETTRONICA

Soluzione: prof. Stefano Mirandola

PRIMA PARTE

1) 2) Schema a blocchi e progetto circuitale della catena di condizionamento.



- Il convertitore I/V trasforma la corrente sinusoidale di ampiezza $I_0 = 10^{-4}$ A in una tensione sinusoidale V_T compresa tra -5 V e 5 V.

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

- Il convertitore f/V trasforma la tensione sinusoidale, di frequenza compresa tra $f_s=1250$ Hz (se $m=0$ g) e $f_s = f_0 - kf_0^2 \frac{m}{s} = 1250 + 2,25 \cdot 10^{-3} \cdot 1250^2 \cdot \frac{2}{20} = 1602$ Hz (se $m=2$ g), in una tensione continua V_0 con valore funzione della frequenza d'ingresso.

$$\text{Dimensionamento di } R_s: R_s = \frac{G \cdot \Delta f_s}{\Delta V_o} \quad \text{dove } \Delta f = f_{\max} - f_{\min} = 1602 - 1250 = 352 \text{ Hz}$$

$$\text{mentre } \Delta V_o = V_{o\max} - V_{o\min} = 5 - 0 = 5 \text{ V} \quad \text{quindi: } R_s = \frac{G \cdot \Delta f_s}{\Delta V_o} = \frac{14,24 \cdot 352}{5} = 1 \text{ k}\Omega$$

Di conseguenza la tensione V_0 varia nell'intervallo:

$$V_{o\min} = \frac{G \cdot f_{s\min}}{R_s} = \frac{14,24 \cdot 1250}{1000} = 17,8 \text{ V} \quad V_{o\max} = \frac{G \cdot f_{s\max}}{R_s} = \frac{14,24 \cdot 1602}{1000} = 22,8 \text{ V}$$

Se i valori di V_0 sono troppo elevati per i circuiti del f/V e del sommatore, si può dimezzare il valore di R_s , scegliendo $R_s=500 \Omega$, in questo modo il range di V_0 si riduce a $V_0 = 8,9 \div 11,4 \text{ V}$.

- L'amplificatore differenziale sottrae alla tensione V_0 un offset in continua pari a $V_{off} = 17,8 \text{ V}$, per fare in modo che la tensione in ingresso al convertitore A/D sia compresa nell'intervallo $0 \text{ V} \div 5 \text{ V}$. Il guadagno deve essere unitario, quindi $R_2 = R_1$.

Nel caso in cui si sia scelto $R_5 = 500 \Omega$, l'amplificatore differenziale deve sottrarre $8,9 \text{ V}$ e avere un guadagno pari a 2, per cui $R_2 = 2R_1$.

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

L'ampiezza dell'intervallo di quantizzazione deve essere inferiore al doppio dell'errore massimo, quindi è richiesto un numero n di bit tale che $2^n \geq \frac{m_{\max}}{2 \cdot \epsilon_{\max}} = \frac{2}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 200$ (almeno 200 intervalli di quantizzazione), quindi è necessario un ADC con almeno $n=8$ bit (per cui $2^8=256$).

L'errore massimo effettivo risulta quindi pari a $\epsilon_{\max} = \pm \frac{Q}{2} = \pm \frac{2}{2} = 3,9 \text{ mg}$.

4) Relazione tra tensione all'ingresso dell'ADC (V_{ADC}) e la massa (m) pesata

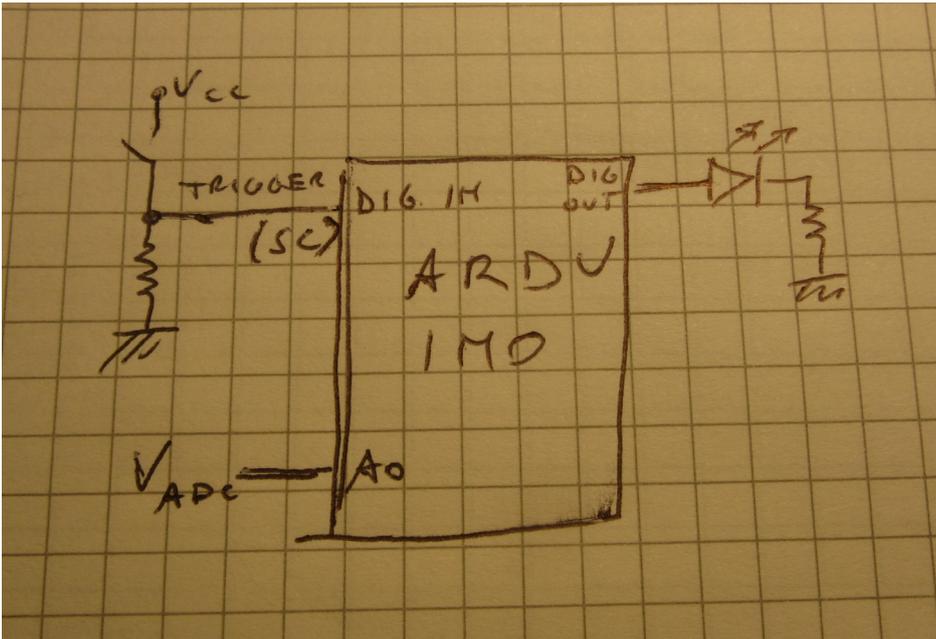
Poichè ad una variazione della massa tra 0 g e 2 g , corrisponde una variazione di tensione V_{ADC} da 0 V a 5 V , la relazione risulta: $V_{ADC} = m \cdot k$, dove k è la costante di proporzionalità che vale $k = 2,5 \text{ V/g}$.

SECONDA PARTE

QUESITO N.1

Si può utilizzare una scheda a microcontrollore, come Arduino, che riceve su un ingresso digitale il segnale di trigger e su un ingresso analogico la tensione V_{ADC} da convertire. Il LED è collegato a un'uscita digitale. Il convertitore ADC interno è a 10 bit, quindi soddisfa le specifiche.

Il programma: una volta rivelata la presenza di un livello alto sull'ingresso digitale (*trigger*), il microcontrollore legge la tensione V_{ADC} ; se questa è inferiore al valore massimo (5 V) vengono convertiti quattro valori, a intervalli di 10 ms , e immagazzinati in memoria. Se la tensione è maggiore o uguale a 5 V non si effettuano conversioni e viene acceso il LED in uscita, per un certo intervallo di tempo, ad esempio 5 secondi .



Una soluzione alternativa in logica cablata risulterebbe più complessa e dovrebbe prevedere, oltre all'ADC, un oscillatore ad onda quadra con periodo 10 ms (clock), un contatore a due bit (quattro stati), un comparatore per rivelare se l'ampiezza del segnale V_{ADC} supera la soglia 5 V, un gate logico (es. porta AND) per abilitare gli impulsi di clock a raggiungere l'ingresso SC dell'ADC, più eventuali altri componenti logici per realizzare il controllo che rispetti le specifiche richieste.

QUESITO N.2

Le frequenze delle due armoniche risultano:

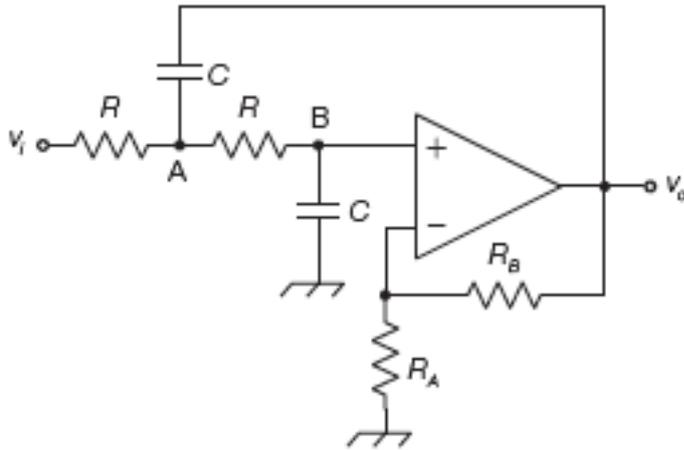
$$f_1 = \frac{8 \cdot 10^3}{2\pi} = 1273 \text{ Hz} \quad f_2 = \frac{8 \cdot 2^3 \cdot 10^3}{2\pi} = 10186 \text{ Hz}$$

Per il progetto del filtro si nota che il dislivello in dB della risposta in banda oscura del filtro alle due frequenze, la cui distanza è di poco inferiore a una decade, è pari a $18+5=23$ dB. Quindi una pendenza in banda oscura di 20 dB/dec (filtro del 1° ordine) non è sufficiente, per cui si dovrà progettare un filtro passa basso del 2° ordine, con una pendenza di 40 dB/dec.

Il calcolo della pendenza minima è il seguente:

$$P_{\min} = \frac{18 + 5}{\log 10186 - \log 1273} = 25,5 \text{ dB/dec}$$

In assenza di altre indicazioni si opta per un filtro passa basso attivo VCVS a componenti uguali, il cui schema è riportato in figura



Si sceglie una risposta di tipo Butterworth; per la frequenza di taglio, che coincide con quella naturale, si sceglie un valore un po' superiore a f_1 , ad esempio $f_T = 2$ kHz, per cui la frequenza f_1 risulta in banda passante, dove il guadagno deve essere $G_{dB} = 18$ db corrispondente a

$$G = 10^{\frac{18}{20}} = 7,9.$$

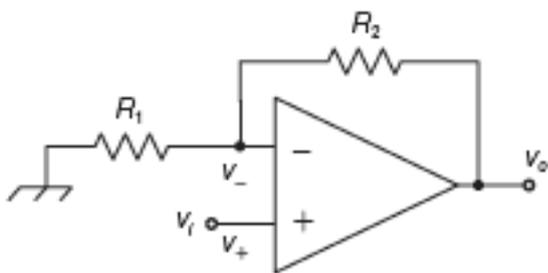
Dalle formule di progetto del filtro si ricava (scegliendo $C=1$ nF):

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

Poichè lo smorzamento di un filtro alla Butterworth vale $\xi = 0,707$ il guadagno del filtro è fissato a $A_0 = 3 - 2\xi = 1,59$, realizzabile con due resistori di valore $R_A = 47 \text{ k}\Omega$ e $R_B = 27 \text{ k}\Omega$, infatti

$$A_0 = 1 + \frac{R_B}{R_A} = 1,57.$$

Per raggiungere il guadagno richiesto di 7,9, è quindi necessario porre uno stadio amplificatore in cascata, con guadagno pari a $\frac{7,9}{1,57} = 5,0$, realizzabile con l'amplificatore non invertente in figura, i cui resistori hanno valore $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = (5 - 1) \cdot 47 \cdot 10^3 = 188 \text{ k}\Omega$



QUESITO N.3

Il trigger, da cui è costituito l'oscillatore, ha tensioni di soglia pari a

$V_T = \pm V_{CC} \frac{R_b}{R_a + R_b} = \pm 15 \frac{7 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3 + 7 \cdot 10^3} = \pm 11,7 \text{ V}$, supponendo che la tensione di saturazione dell'amp.op. coincida con quella di alimentazione.

Di conseguenza il periodo del segnale vale

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

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

In un semiperiodo (0,13 ms) la rampa in uscita dall'integratore deve compiere un'escursione di 16 V.

Poichè la tensione all'ingresso, limitata dagli zener, ha ampiezza $V_{ol} = V_z + V_\gamma = 5,5 \text{ V}$, la corrente su

R_i , scegliendo $R_i = 1 \text{ k}\Omega$, vale $I = \frac{V_{ol}}{R_i} = \frac{5,5}{1000} = 5,5 \text{ mA}$.

Dimensionando opportunamente R_f (in seguito), la corrente I (costante) carica C_f realizzando una rampa in uscita. Il valore di C che, caricato con la corrente I per un intervallo di tempo pari al semiperiodo produce una variazione di tensione pari a 16 V, è dato da:

$$C = \frac{I \cdot \frac{T}{2}}{\Delta V} = \frac{5,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,13 \cdot 10^{-3}}{16} = 44 \text{ nF}$$

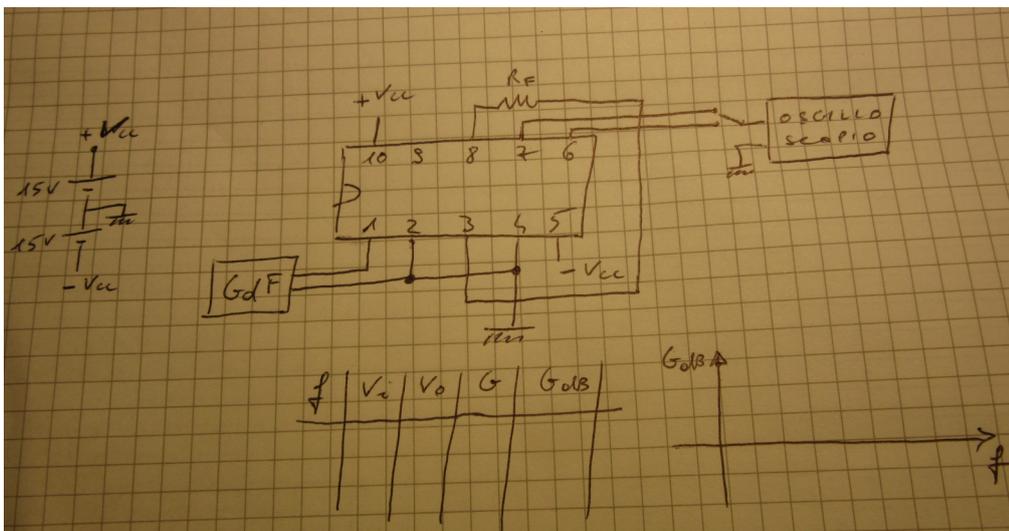
Il resistore R_f ha lo scopo di ridurre il guadagno alle basse frequenze, realizzando una risposta di tipo passa basso. La frequenza di taglio deve essere almeno 10 volte inferiore alla minima frequenza dello spettro del segnale d'ingresso, che in questo caso corrisponde alla fondamentale dell'onda quadra ($f = 3,8 \text{ kHz}$); si sceglie, ad esempio, una frequenza di taglio pari a $f_t = 200 \text{ Hz}$,

imponendo: $f_t = \frac{1}{2\pi R_f C} = 200 \text{ Hz}$, da cui si ricava:

$$R_f = \frac{1}{2\pi C f_t} = \frac{1}{2\pi \cdot 44 \cdot 10^{-9} \cdot 200} = 18 \text{ k}\Omega$$

QUESITO N.4

In figura è rappresentato il banco di misura per il rilievo delle risposte dei due filtri contenuti nell'integrato.



La tensione duale di alimentazione può essere $\pm V_{cc} = \pm 15$ V, compresa nell'intervallo specificato.

Il generatore di funzioni (GdF) deve produrre segnali sinusoidali V_i di ampiezza qualunque, ad esempio per comodità si può fissare a 1 V purchè questo valore non faccia saturare l'uscita dei filtri. Si sceglieranno dei valori di frequenza, da inserire nella tabella, in un intervallo di qualche decade centrato sulla frequenza di taglio prevista, in modo da rilevare una porzione significativa della risposta.

Modificando la frequenza del GdF si misura sull'oscilloscopio il corrispondente valore di ampiezza all'uscita del filtro selezionato (pin 6 o 7), che poi si riporta in tabella. Una volta compilate le prime tre colonne si calcolano, per ogni frequenza, il guadagno e il guadagno in dB ($G_{db} = 20 \log G$). Poi si costruisce il grafico semilogaritmico f-GdB, o manualmente o avvalendosi di un foglio elettronico. L'asse f deve essere in scala logaritmica, mentre l'asse GdB in scala lineare. Dal grafico della risposta si può rilevare la frequenza di taglio dei filtri, la piattezza della banda passante, la pendenza della banda oscura, la transizione tra banda passante e oscura.