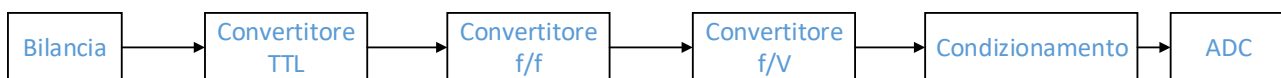


Soluzione della prova di Elettrotecnica ed Elettronica per l'art. Elettronica

PRIMA PARTE

1. Disegniamo lo schema a blocchi del sistema:



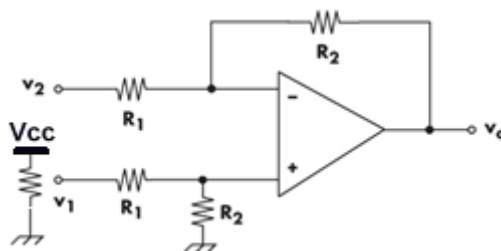
2. Abbiamo:

$$0 < \Delta m < 50 \text{ ng} \Rightarrow 0 < \Delta f < 500 \text{ kHz} \Rightarrow 4,5 \text{ MHz} < f_m < 5 \text{ MHz}$$

Il **convertitore TTL** deve trasformare un segnale alternato tra $-5 \text{ V} < V_{bil} < 5 \text{ V}$ in un segnale $0 < V_{TTL} < 5 \text{ V}$.

Il convertitore TTL può essere realizzato in molti modi. Scegliamo di realizzarlo con un amplificatore differenziale con offset di $v_1 = 5 \text{ V}$ regolando un trimmer da $1 \text{ k}\Omega$ alimentato a V_{cc} dell'alimentazione dell'operazionale posto sull'ingresso non invertente e ponendo $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_1 - v_2) \Rightarrow v_o = \frac{R_2}{20 \text{ k}\Omega}(5 - V_{bil}) \Rightarrow 5 = \frac{R_2}{20 \text{ k}\Omega}(5 - (-5)) \Rightarrow R_2 = 10 \text{ k}\Omega \quad E24$$



Realizziamo un **convertitore f/f** che abbia frequenza massima 10 kHz , usando un divisore di frequenza a flip-flop oppure un divisore di frequenza integrato IC 74294, divisore asincrono per frequenze da 2^2 a 2^{15} .

A noi basta prelevare un conteggio di $2^9 = 512$, ottenendo:

$$4,5 \text{ MHz} < f_m < 5 \text{ MHz} \Rightarrow \frac{4,5 \text{ MHz}}{512} < f_{conv f/f} < \frac{5 \text{ MHz}}{512} \Rightarrow 8,79 \text{ kHz} < f_{conv f/f} < 9,77 \text{ kHz}$$

3. Dimensioniamo il **convertitore f/V** scegliendo $C_T = 10 \text{ nF}$ e $R_T = 3,3 \text{ k}\Omega$, risolvendo l'equazione

$$v_{out} = 2,09 f_{in} \frac{R_L}{R + R_S} R_T C_T$$

e cercando di adattare la tensione di uscita del convertitore f/V alla dinamica di ingresso di un ADC, generalmente 0 - 5V volendo quindi adattare l'intervallo:

$$8,79 \text{ kHz} < f_{conv f/f} < 9,77 \text{ kHz} \Rightarrow 0 < v_{out} < 5 \text{ V}$$

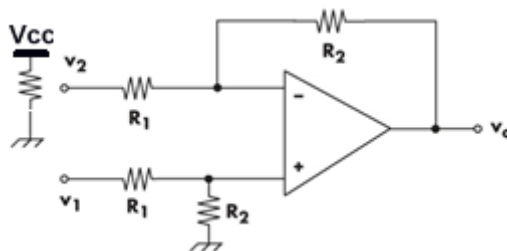
Posti $v_{out} = 5 \text{ V}$ e $f_{conv f/f} = 9,77 \text{ kHz}$, otteniamo $R_S = 1476\Omega$.

Tariamo a tale valore il trimmer da 5kΩ.

La tensione in uscita a 8,79 kHz vale circa 4,5 V, per cui all'uscita del convertitore f/V otteniamo:

$$8,79 \text{ kHz} < f_{conv f/f} < 9,77 \text{ kHz} \Rightarrow 4,5 \text{ V} < v_{out} < 5 \text{ V}$$

Abbiamo quindi bisogno di un ulteriore **condizionamento** con amplificatore differenziale per adattarci alla dinamica di ingresso dell'ADC 0 - 5V:

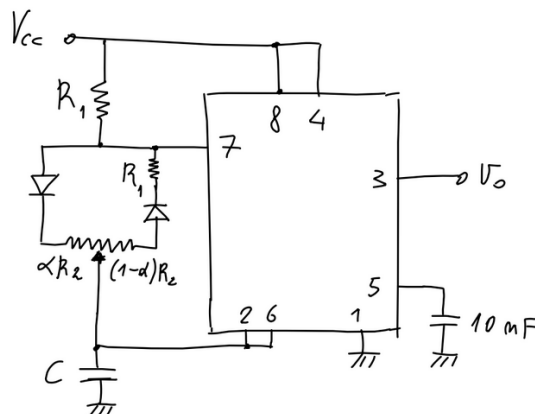


Con $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ e un riferimento pari a $v_2 = 4,5 \text{ V}$ ottenuto con un trimmer, quando la tensione in uscita dal convertitore f/V vale $v_1 = 5 \text{ V}$, calcoliamo:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_1 - 4,5) \Rightarrow 5 = \frac{R_2}{10 \text{ k}\Omega} (5 - 4,5) \Rightarrow R_2 = 100 \text{ k}\Omega \text{ E12}$$

Quesito 1

Per il generatore di segnale PWM utilizziamo un astabile con timer 555 con Duty-Cycle variabile (a frequenza costante).



Per avere un segnale d'uscita con Duty-Cycle regolabile usiamo una resistenza regolabile R2 con il criterio di poter variare il tempo di carica t_c e quello di scarica t_s , mantenendo costante il periodo

$$T = t_c + t_s$$

e quindi la frequenza.

La soluzione circuitale proposta comporta

$$t_c = (R_1 + \alpha R_2) \cdot C \cdot \ln(2)$$

$$t_s = [R_1 + (1-\alpha) \cdot R_2] \cdot C \cdot \ln(2)$$

da cui, scelte $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$, calcoliamo C:

$$f = 1/T = 1/(t_c + t_s) = 1,44 / (2R_1 + R_2) \cdot C \Rightarrow 10 \text{ kHz} = 1,44 / (2 \text{ k}\Omega + 1 \text{ M}\Omega) \cdot C \Rightarrow C = 143 \text{ pF (commerciale 150 pF E12)}$$

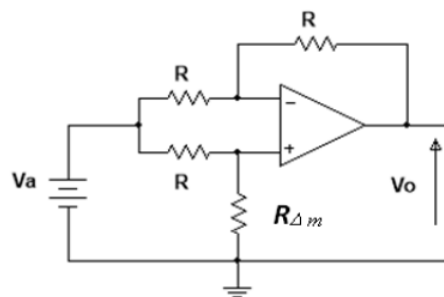
Quesito 2

Il sistema di pesatura $R_{\Delta m}$ rileva:

$$10 < \Delta m < 50 \text{ ng} \Rightarrow 2000 \Omega < R_{\Delta m} < 400 \Omega$$

Stimiamo la tensione di saturazione positiva dell'OP-AMP circa 2V sotto la tensione di alimentazione V_{cc} :

$$V_{sat+} = 12 - 2 = 10 \text{ V}$$



Calcoliamo la tensione dell'amplificatore differenziale proposto:

$$V_o = V_a \left(1 + \frac{R}{R}\right) \cdot \frac{R_{\Delta m}}{R + R_{\Delta m}} - V_a \frac{R}{R}$$

Da cui, sostituendo $R_{\Delta m} = 2000 \Omega \Rightarrow V_a = 40 \text{ V}$

mentre con $R_{\Delta m} = 400 \Omega \Rightarrow V_a = -20 \text{ V}$

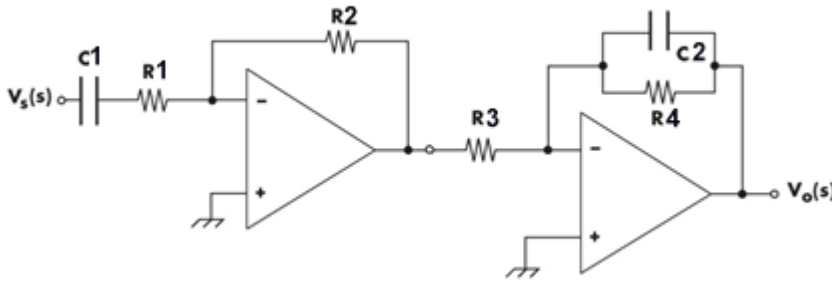
Possiamo pertanto usare $V_a = 40 \text{ V}$.

Quesito 3

Il TL081 è un operazionale a FET per cui l'impedenza d'ingresso è superiore a quella di un OP-AMP in tecnologia BJT con cui è realizzato $\mu A741$, inoltre il FET ha un comando in tensione e ha una piccolissima corrente in gate, a differenza del BJT che è pilotato in corrente. Il TL081 ha un miglior prodotto guadagno banda che dipende dalle capacità parassite più piccole.

Quesito 4

Dimensioniamo il filtro con la cascata di un passa-alto e un passa-basso ambedue invertenti.



Per garantire la banda passante tra 500 Hz e 10 kHz scegliamo come frequenza di taglio una decade sotto per il passa-alto, 50 Hz, e una decade oltre per il passa-basso, 100 kHz.

Il massimo guadagno in banda passante vale

$$20 \log G = 50 \quad \Rightarrow \quad G \approx 316$$

$$G_{PB} = G_{PA} = \sqrt{316} \approx 17,7$$

Per il passa-alto e il passa-basso scegliamo, $R_1 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ ottenendo

$$R_2 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega \cdot 17,7 \approx 177 \text{ k}\Omega \quad \text{commerciale } 180 \text{ k}\Omega \text{ E12}$$

Per il passa-basso calcoliamo C_2 , ottenendo:

$$f_{tH} = \frac{1}{2\pi R_4 C_2} \Rightarrow C_2 = 8,84 \text{ pF} \quad \text{commerciale } 8,2 \text{ pF E12}$$

Conviene approssimare C_2 in difetto che alza la frequenza di taglio (potrebbe essere più conveniente avere una banda più estesa che una più piccola del necessario).

Per il passa alto:

$$f_{tL} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \Rightarrow C_1 = 17,7 \text{ nF} \quad \text{commerciale } 18 \text{ nF E12}$$

Conviene approssimare C_1 in eccesso in modo da abbassare la frequenza di taglio e quindi allargare la banda passante.