

# ESAME DI STATO 2014

## ELETTRONICA

ISTITUTO TECNICO INDUSTRIALE  
INDIRIZZO: **Elettronica e Telecomunicazioni**

### PROPOSTA DI SOLUZIONE

Assumiamo ideale il funzionamento di tutti gli amplificatori operazionali.

1. Riconducendo lo schema dei due filtri alla configurazione invertente, si trovano subito le funzioni di trasferimento

$$T_1(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_2 C} \quad \text{da cui } T_1(j\omega) = -4 \cdot \frac{1}{1 + j\omega 0.0002};$$

$$T_2(j\omega) = -\frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_4 C} \quad \text{da cui } T_2(j\omega) = -20 \cdot \frac{1}{1 + j\omega 0.0002}$$

caratterizzata, per il primo filtro, da un guadagno statico  $G_1 = -4$  e da una costante di tempo  $\tau_1 = 0.2$  ms e, per il secondo filtro, da un guadagno statico  $G_2 = -20$  e una costante di tempo  $\tau_2 = 0.2$  ms. La frequenza di taglio, uguale per i due filtri, vale  $f_t = 796$  Hz mentre la frequenza del segnale a onda quadra d'ingresso è pari a 10 kHz; essendo quest'ultima molto più alta della frequenza di taglio, per il particolare ingresso applicato i circuiti si comportano quasi come integratori ideali. La condizione è ben evidenziata dal diagramma di Bode dei due filtri.

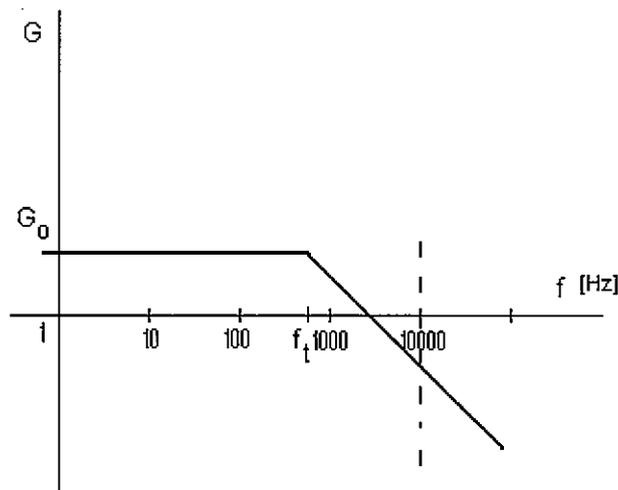


Figura 1 – Diagramma logaritmico della risposta in frequenza dei filtri

2. Il modulo della risposta in frequenza del primo filtro ha espressione

$$|T_1(j\omega)| = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_2 C)^2}} \quad \text{che, in corrispondenza della pulsazione } \omega = 2\pi 10000 \text{ rad/s} \text{ fornisce il}$$

valore  $A_1 = 0.32$ . Per il secondo filtro,  $|T_2(j\omega)| = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_4 C)^2}}$  che, calcolato per la medesima pulsazione fornisce il valore di guadagno  $A_2 = 1.59$ .

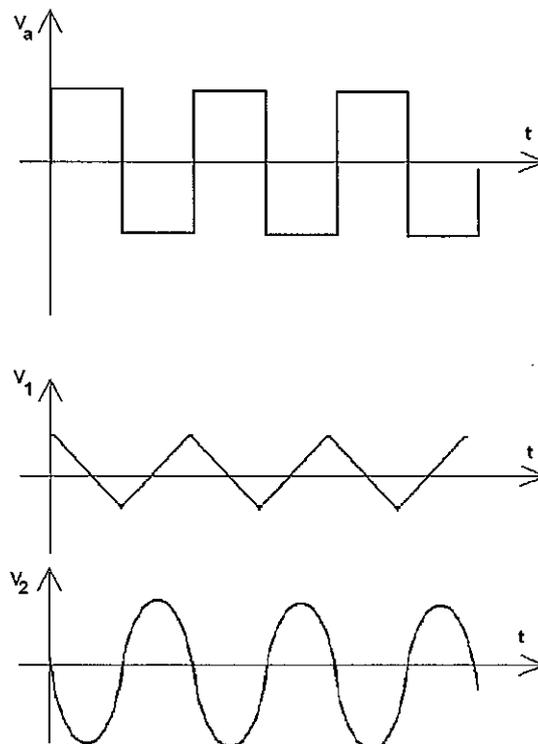
Se i circuiti funzionassero in regime sinusoidale permanente, le ampiezze dei segnali d'uscita si ricaverebbero, per ciascun circuito, moltiplicando per i guadagni sopra calcolati le ampiezze dei rispettivi ingressi. Poiché  $V_a$  è un'onda quadra, questo approccio potrebbe applicarsi alla componente armonica fondamentale, ottenendo un risultato approssimativo.

Tuttavia, considerando che il primo filtro funziona da integratore e ha un ingresso a onda quadra, si deduce che  $V_1$  è un'onda triangolare, la cui variazione d'ampiezza nel semiperiodo vale

$$\Delta V_1 = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{R_2 C} \int_0^{T/2} V_a(t) dt$$

che, sostituiti  $V_a = 10 \text{ V}$  e  $T = 100 \mu\text{s}$ , fornisce il valore  $\Delta V_1 = 10 \text{ V}$ . Nel funzionamento a regime, il segnale  $V_1$  avrà valor medio nullo e perciò varierà tra  $-5 \text{ V}$  e  $+5 \text{ V}$ . L'onda triangolare è l'ingresso del secondo filtro. Un'analisi rigorosa porterebbe a considerare che la funzione integrale di ogni segmento di onda triangolare è in realtà un arco di parabola, ma se si assimila il funzionamento dell'integratore a quello di un filtro passa-basso, risulta accettabile confondere la forma d'onda di  $V_2$  con quella di una sinusoidale, ottenuta eliminando le armoniche a frequenza superiore dall'onda triangolare. La determinazione esatta dell'ampiezza di  $V_2$  è molto laboriosa; con l'approccio suggerito dal testo, moltiplicando l'ampiezza picco – picco di  $V_1$ , pari a  $10 \text{ V}$ , per l'amplificazione  $A_2$ , si ottiene per  $V_2$  un'ampiezza picco – picco di  $15.9 \text{ V}$ , approssimazione per eccesso del valore vero.

3. Considerando lo sfasamento introdotto dai filtri, le forme d'onda  $V_1$  e  $V_2$ , messe in relazione con l'ingresso  $V_a$ , appaiono come in figura

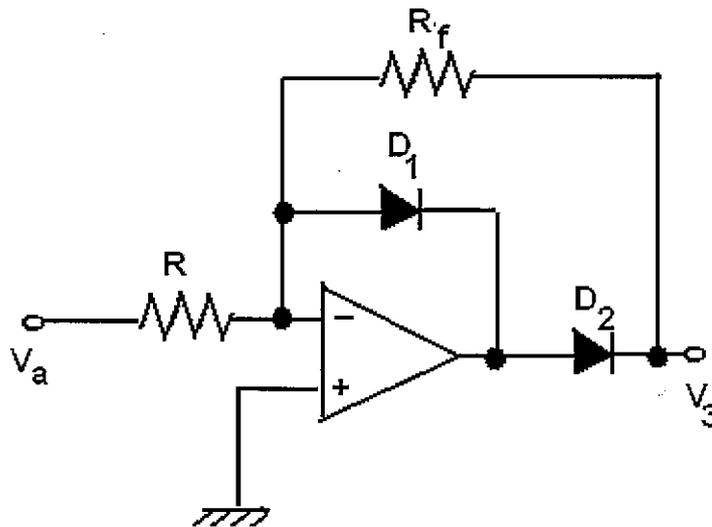


Le tre forme d'onda sono isofrequenziali e hanno le ampiezze sopra discusse.

4. Il blocco B deve convertire l'onda quadra avente livelli di tensione  $-10 \text{ V}$  e  $+10 \text{ V}$  in un'onda di pari forma e frequenza, ma di livelli  $0 \text{ V}$  e  $5 \text{ V}$ , compatibili con le tensioni di lavoro dei circuiti digitali realizzati per lo standard TTL. Sono possibili varie soluzioni, fra le quali:

- attenuatore seguito da traslatore di livello, realizzati entrambi con amplificatori operazionali;
- raddrizzatore a singola semionda, a diodo, seguito da limitatore a Zener;
- raddrizzatore di precisione a singola semionda.

La terza soluzione è la più semplice; essa fornisce una forma d'onda sfasata di mezzo periodo rispetto alla componente fondamentale dell'ingresso  $V_a$  ma rispetta le consegne del testo, che non specificano la fase del segnale da generare. Il circuito proposto è tratto da manuali scolastici, ai quali si rimanda per il funzionamento.



Per convertire l'ampiezza del segnale da 10 V a 5 V, si deve avere  $R = 2 R_f$ ; ad esempio, possiamo porre  $R_f = 10 \text{ k}\Omega$  e  $R = 20 \text{ k}\Omega$ ; quest'ultimo non è valore commerciale della comune serie E12 ma può ottenersi dalla serie di due resistori da 10 k $\Omega$ .

5. Il blocco U3 è un amplificatore differenziale configurato come un traslatore di livello. Il potenziometro  $R_{p2}$  determina l'offset di tensione aggiunto o sottratto al segnale  $V_a$  (variabile fra  $-5 \text{ V}$  e  $+5 \text{ V}$  secondo la posizione del potenziometro) mentre  $R_{p1}$  regola il guadagno dell'amplificatore (guadagno che, per l'ingresso  $V_a$ , è sempre minore di uno).

Riguardo agli ultimi due quesiti del testo possiamo osservare quanto segue.

- I) I valori proposti per  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  e  $C$  sono adatti al corretto funzionamento da integratore dei circuiti U1 e U2, condizione che richiede una frequenza di taglio non superiore a un decimo della frequenza di lavoro. L'ordine di grandezza pari alla decina di k $\Omega$  è ottimale per considerare ideale il funzionamento degli amplificatori operazionali. Infine, per la capacità, il valore di 10 nF non obbliga all'impiego di un condensatore elettrolitico, non applicabile in presenza di segnali bipolari.
- II) Supponendo del tipo lineare i potenziometri, con le indicazioni del testo attribuiamo a questi i valori di resistenza  $R_{p1} = 500 \Omega$  e  $R_{p2} = 10 \text{ k}\Omega$  e l'ingresso non invertente si trova al potenziale di 5 V rispetto alla massa. Poiché l'amplificazione per l'ingresso non invertente risulta pressoché unitaria, il segnale d'uscita  $V_4$  è costituito dall'onda quadra  $V_a$  attenuata di un fattore 0.025 ( $R_{p1}/R_5$ ), invertita di segno, e traslata di 5 V.

Si ringraziano il prof. Matteo Bertazzoni e Alessio Caligiuri.