

Esame di Stato 2014.

M320 . ESAME DI STATO DI ISTITUTO TECNICO INDUSTRIALE

CORSO DI ORDINAMENTO Indirizzo: Elettronica e Telecomunicazioni

Tema di : ELETTRONICA (Testo valevole per i corsi di ordinamento e per i corsi sperimentali del progetto “SIRIO”).

Quesito 1. I blocchi U1 e U2 sono entrambi Integratori Reali. La resistenza in parallelo al condensatore C di feedback ha lo scopo di limitare il guadagno in bassa frequenza , che nel caso di integratore ideale varrebbe: $1/(\omega RC)$. Tuttavia l'integratore reale perde le caratteristiche di linearità possedute da quello ideale, ed un ingresso ad onda quadra fornisce in uscita le tipiche rampe di carica e scarica del condensatore (che con segnale d'ingresso alla frequenza di taglio hanno un effetto di “tosatura”) , con pendenza decrescente in corrispondenza di onda quadra positiva e crescente in caso di onda negativa (per l'inversione di segno del circuito). Dato che la frequenza di taglio $f_t = 1/(2\pi \cdot R2 \cdot C)$ e quindi $= 1/(6,28 \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 10^{-8}) = 10.000/12,56 = 797$ Hz e che il segnale Va ha frequenza $f_a = 1/(100 \mu s) = 10.000$ Hz = 10 Khz e quindi molto maggiore di f_t , in queste condizioni l'integratore reale lavora solo nella parte iniziale della rampa di carica e scarica e quindi ha un comportamento lineare, assimilabile a quello di un integratore ideale come indicato nel quesito. L'uscita V1 è un'onda triangolare (la rampa è l'integrale del gradino). L'uscita V2 sarebbe un'onda con andamento parabolico alternato (la parabola è l'integrale della rampa) , ma si può assimilare alla sagoma di un'onda sinusoidale.

La Funzione di trasferimento di U1 si ricava considerando il parallelo R2-C come una impedenza generica Z2 . In tale ipotesi il circuito si può assimilare ad un amplificatore invertente, con guadagno : $-Z2/R1$.

$$\text{Ricaviamo quindi } Z2 = \left(R2 \cdot \frac{1}{sC} \right) / \left(R2 + \frac{1}{sC} \right) \text{ ed otteniamo infine : } Z2 = \frac{R2}{sC R2 + 1}$$

$$U1 = - \frac{R2}{R1} \cdot \frac{1}{sC R2 + 1} \text{ e sostituendo: } U1 = \frac{-4}{(s/5000) + 1}$$

Analogamente, con lo stesso ragionamento:

$$U2 = - \frac{R4}{R3} \cdot \frac{1}{sC R3 + 1} \text{ e sostituendo: } U2 = \frac{-20}{(s/5000) + 1}$$

Quesito 2.

Per calcolare il modulo di U_1 ed U_2 in corrispondenza di $f_a = 10 \text{ kHz}$, si consideri che

$$\omega_a = 6,28 \cdot 10.000 = 62.800 \text{ rad/sec.}$$

Pertanto l'espressione del modulo si ricava così, ponendo $s = j\omega$:

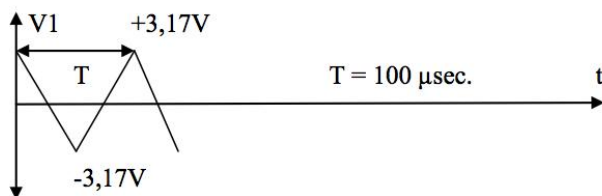
$$U_1 = - \frac{4}{1 + j \omega/5000} \quad |U_1| = \frac{4}{\sqrt{1 + (62.8000/5000)^2}} = \frac{4}{\sqrt{158.75}} = 4/12,6 = 0,317$$

Ed inoltre, considerando che U_2 ha lo stesso denominatore di U_1 , si ottiene: $U_2 = 20/12,6 = 1,585$.

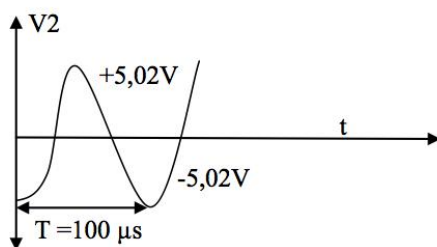
Quindi V_1 varia da $10 \cdot 0,317 = 3,17 \text{ V}$ a $-10 \cdot 0,317 = -3,17 \text{ V}$.

Invece V_2 varia da $3,17 \cdot 1,585 = 5,02 \text{ V}$ a $-3,17 \cdot 1,585 = -5,02 \text{ V}$.

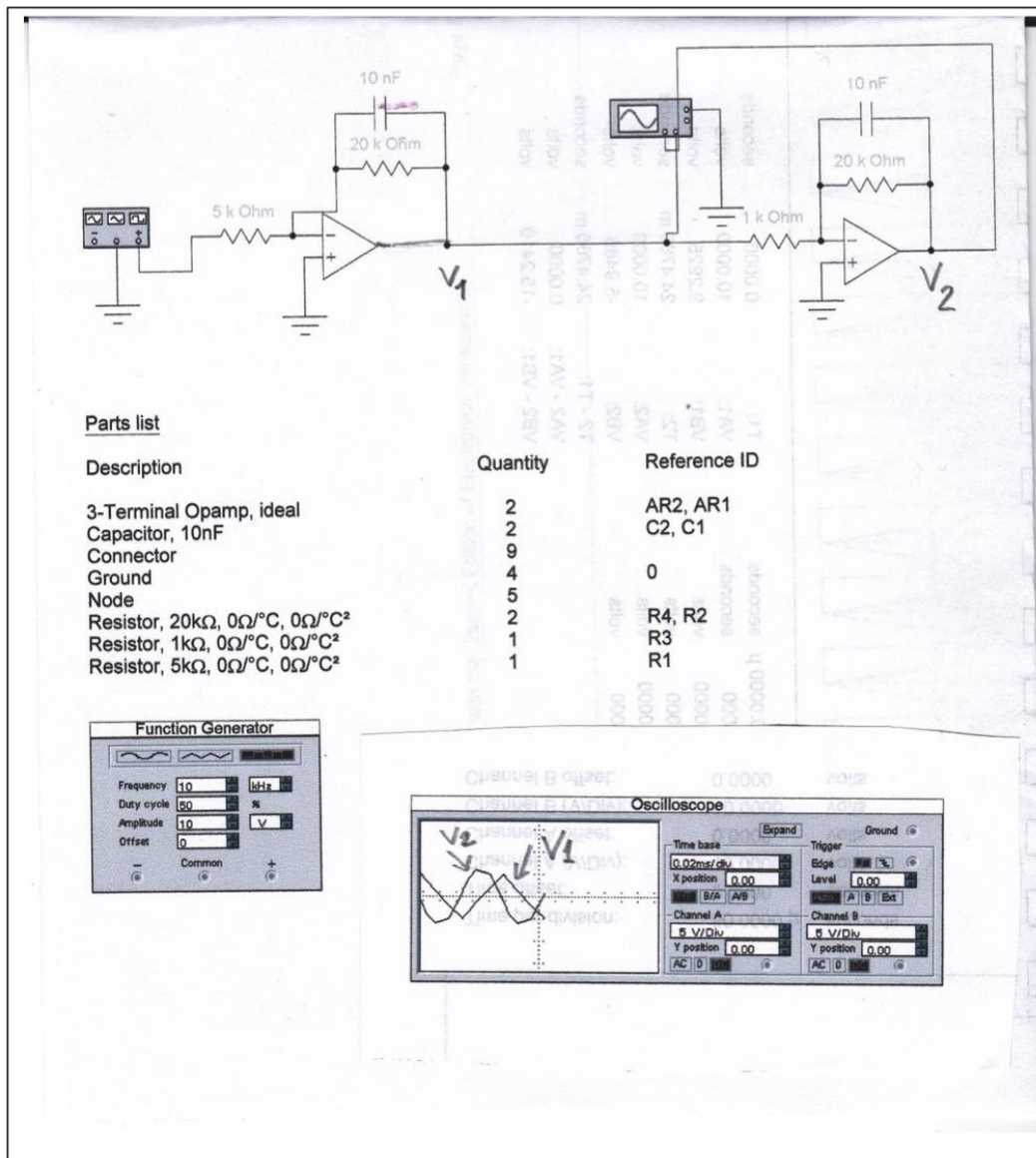
Quesito 3.



Il segnale V_1 è l'integrale dell'onda quadra bipolare V_a . Se la semionda V_a è positiva, la V_1 è una rampa decrescente, e viceversa se V_a è negativa.

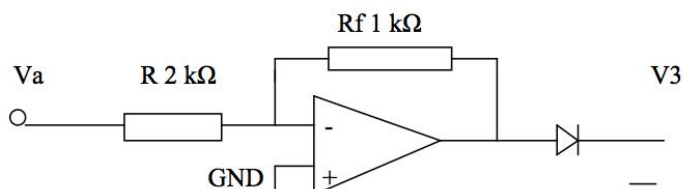


Il segnale V_2 è formato da due semiparabole, una ascendente ed una discendente. La sagoma assomiglia ad un'onda sinusoidale.



Quesito 4.

La soluzione più semplice, dato che non ci sono richieste esplicite sul Duty Cycle, è quella di un amplificatore invertente con funzione di riduttore. Scegliendo $R_f/R = \frac{1}{2}$, otteniamo in uscita un'onda bipolare con valori di picco ± 5 Volt. Poi si mette un diodo in serie all'uscita, con tensione di breakdown inversa abbastanza superiore a 5V, per tagliare la tensione inversa. Infine, per una migliore gestione del segnale, è consigliabile chiudere il circuito con un amplificatore inseguitore di tensione, che evita il sovraccarico di corrente in uscita.



Quesito 5.

Il blocco U3 è considerato con i potenziometri Rp1 e Rp2 a fondo scala. Quindi $R_{p1} = 1 \text{ k}\Omega$ e

$R_{p2} = 10 \text{ k}\Omega$. Tuttavia, l'analisi del circuito va fatta considerando il punto in cui fra $V_{cc} = 15 \text{ V}$ e $V_{dd} = -15 \text{ V}$ si ottiene il potenziale di massa, cioè 0 V . Questo è esattamente al centro di Rp2. Pertanto il morsetto $V+$ vede verso massa una resistenza di $5 \text{ k}\Omega$, e verso $+V_{cc}$ una resistenza $R_a = 10 \text{ k}\Omega$.

Il circuito diventa così un amplificatore differenziale. Applicando il principio di sovrapposizione degli effetti, La tensione V_4 vale:

$$V_4 = 5 * (1 + 1/20) - V_a * (1/20) = 5,25 - V_a/20 .$$

Poiché V_a oscilla fra $+10 \text{ V}$ e -10 V , l'uscita V_4 oscillerà fra $4,75$ e $5,75 \text{ Volt}$, con Duty Cycle del 50% e periodo uguale a quello di V_a .

Al variare di Rp1 e Rp2, l'effetto sarà quello di ridurre l'ampiezza di questa oscillazione.

Si considerano 3 casi limite.

- a) Se $R_{p2} = 50\%$, allora il potenziale $v+$ sarà a massa e il circuito diventa un amplificatore invertente per V_a , in sostanza un attenuatore fino ad un massimo di $\pm 0,5 \text{ Volt}$ di uscita per V_4 .
 - b) Se $R_{p2} < 50\%$, il potenziale su $v+$ sarà negativo e ciò comporta semplicemente una traslazione del segnale d'uscita V_4 .
 - c) Se R_{p1} fosse 0% , all'uscita V_4 arriverebbe soltanto il potenziale $v+$ fisso.
-

Punti aggiuntivi.

Aggiuntivo 1.

Occorre che il rapporto R_2/R_1 e R_4/R_3 sia almeno 4 , per garantire un buon funzionamento dell'integratore. Analogamente, le costanti $R_2 * C$ e $R_4 * C$ devono essere tali da garantire frequenze di taglio almeno un ordine di grandezza inferiori alla frequenza del segnale. Le resistenze devono essere dell'ordine dei $\text{k}\Omega$, quindi il condensatore sarà dell'ordine dei nF .

Aggiuntivo 2.

Con $R_{p1} = 500 \Omega$ e $R_{p2} = 10 \text{ k}\Omega$, otteniamo $v+ = 5 \text{ V}$, e $V_4 = 5 * (1 + 1/40) - V_a * (1/40)$, quindi $V_4 = 5,125 \pm 0,25 \text{ V}$ con periodo e Duty Cycle uguale a V_a .

Svolgimento a cura del prof. Domenico Ardito

Docente di Elettronica presso I.T. "Archimede" – Settore Tecnologico CATANIA.

—