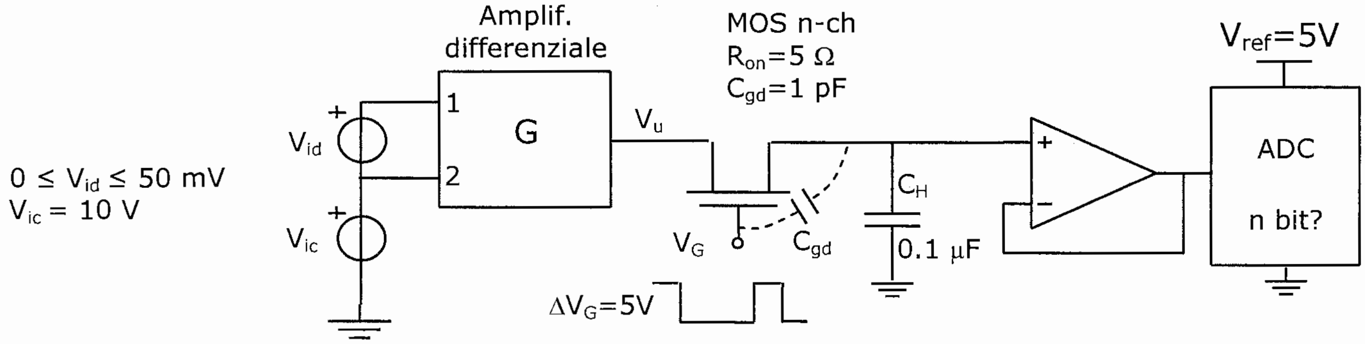
Fondamenti di Elettronica per allievi AUTOMATICI e INFORMATICI - AA 2006/2007

2ª prova in itinere – 12 Febbraio 2007

Indicare chiaramente la domanda a cui si sta rispondendo. Ad esempio 1a) ...

Esercizio 1

Dato il circuito in figura:



a) Volendo convertire in un valore digitale il segnale V_{id} con una risoluzione di una parte su 1000, quanti bit deve avere il convertitore e quale deve essere il guadagno G dell'amplificatore differenziale?

b) Disegnare un amplificatore delle differenze a singolo operazionale che risponda ai requisiti del punto a).

c) In fase di campionamento, quanto tempo deve rimanere chiuso l'interruttore a MOS per ottenere una accuratezza congruente con il numero di bit dell'ADC ?

d) Calcolare l'errore dovuto all'iniezione di carica al termine della fase di campionamento. E' compatibile con le caratteristiche dell'ADC ?

e) Supponendo di utilizzare un ADC di tipo SAR (approssimazioni successive) con una f_{CK} = 1 MHz, qual è il massimo valore ammissibile per la corrente di bias I_B^+ dell'operazionale connesso a buffer ?

f) In base ai dati forniti, quale e' la massima frequenza ammissibile del segnale di ingresso che rispetta il teorema del campionamento? Giustificare la risposta.

g) Se per l'amplificatore delle differenze venisse utilizzato un A.O. con CMRR (rapporto di reiezione di modo comune) pari a 100 dB, l'errore dovuto a V_{ic} falserebbe la misura di V_{id}? Giustificare la risposta.

Esercizio 2

Si consideri il circuito in figura. Sapendo che l'operazionale ha prodotto guadagno banda $A_0/(2\pi\tau_0) = 10^6$ Hz:

a) Disegnare i diagrammi temporali <u>quotati</u> del segnale di ingresso e di quello di uscita, sapendo che $V_{in}(t)$ = $[V_1 * \cos(2\pi f\, t)]$ con V_1 =5 mV e f = 1 kHz.

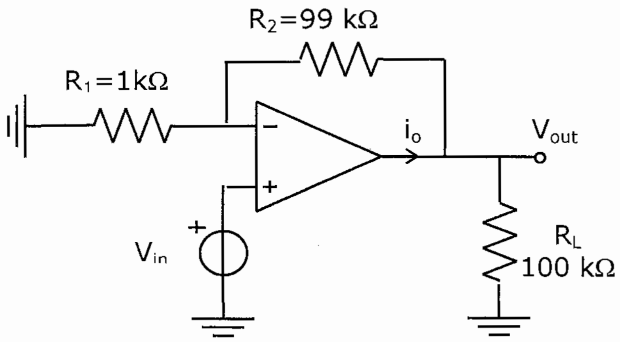
b) Nelle condizioni del punto precedente, quanto vale il picco di corrente erogato dall'operazionale ?

c) Nelle condizioni del punto precedente, quanto deve essere il minimo valore dello slew-rate (SR) dell'operazionale per evitare distorsioni del segnale ?

d) Disegnare i diagrammi temporali <u>quotati</u> del segnale di ingresso e di quello di uscita, sapendo che V_{in} = $[V_1 * \cos(2\pi f\, t)]$ con V_1 =5 mV e f = 100 kHz.

e) Si assuma ora che tra i morsetti di ingresso dell'operazionale sia presente una capacita' parassita C_i=15 nF. Verificare se il circuito e' stabile e, in caso affermativo, determinare il margine di fase.

f) Disegnare il grafico quotato di $i_0(t)$ (corrente di uscita dell'A.O.) in seguito all'applicazione di un gradino di 1 mV all'ingresso, in assenza di C_i.

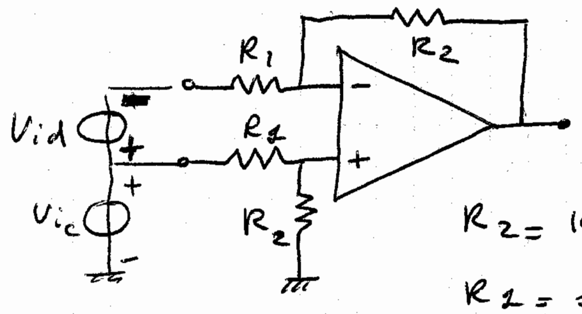


Traccia soluzione prova del 12/02/2007

Esercizio 1

a) $n = 10$; $G = 100$

b)

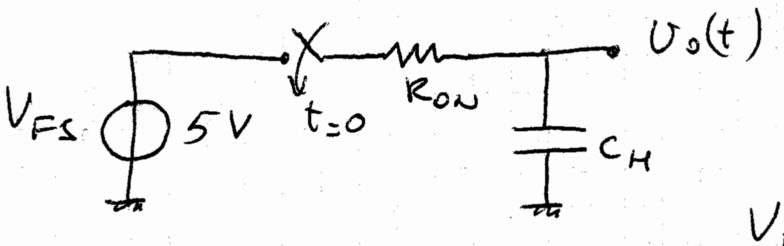


$$V_o = \frac{R_2}{R_1} V_{id}$$

$R_2 = 100\ K\Omega$

$R_1 = 1\ K\Omega$

c) Calcoliamo il tempo utilizzando il massimo segnale che si può avere in ingresso alla rete S-H, che modelliamo così:



Dobbiamo trovare l'istante $\bar{t}$ per cui valga la relazione

$$V_{FS} - v_o(\bar{t}) \le LSB \ (\simeq 4{,}88\,mV)$$

Sappiamo che $v_o(t)$ seguirà la legge esponenziale

$$v_o(t) = V_{FS}\left(1 - e^{-t/\tau}\right)$$ dove $V_{FS} = 5V$ e $\tau = R_{ON} \cdot C_H = 0{,}5\,\mu s$

Quindi

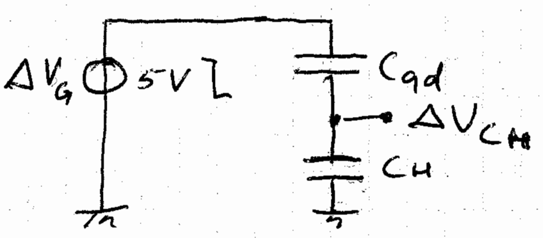
$$V_{FS} - V_{FS}\left(1 - e^{-\bar{t}/\tau}\right) \le 4.88\,mV = LSB = \frac{V_{FS}}{2^n}$$

$$V_{FS}\, e^{-\bar{t}/\tau} \le \frac{V_{FS}}{2^n}$$

$$e^{\bar{t}/\tau} \ge 2^n$$

$$\bar{t} \ge \tau \cdot n \ln 2 = 3{,}5\ \mu s$$

d) Valutiamo l'effetto su C_H di ΔV_G



$$C_{eq} = \frac{C_{gd} \cdot C_H}{C_{gd} + C_H} \qquad \Delta Q = C_{eq}\, \Delta V_G$$

$$\Delta V_{CH} = \frac{\Delta Q}{C_H} = \frac{C_{gd} \cdot \Delta V_G}{C_H + C_{gd}} = \frac{10^{-12} \cdot 5}{10^{-7} + 10^{-12}} =$$

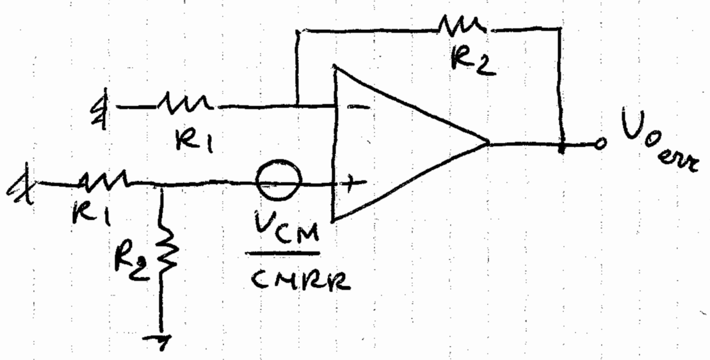
$\simeq 10^{-5} \cdot 5V = 50\,\mu V$ (<< LSB, quindi compatibile)

e) Sappiamo che il tempo di conversione T_C di un ADC tipo SAR vale $T_C = n \cdot \frac{1}{f_{CK}} = 10\,\mu s$.

Quindi deve valere la relazione $\frac{I_b^+ \cdot T_C}{C_H} \leq LSB$

da cui $I_b^+ \leq \frac{5\,mV \cdot 10^{-7}F}{10^{-5}s} = 5 \cdot 10^{-5} A = 50\,\mu A$

g) Utilizzando come amplificatore delle differenze lo schema del punto 1b), possiamo rappresentare l'effetto di V_{ic} utilizzando il modello seguente



dove $V_{CM} = \frac{V_{ic} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 0{,}99\,V_{ic} \simeq V_{ic}$

e $CMRR = 10^5$ ($= 100\,dB$)

Troviamo quindi la tensione errore $V_{o\,err}$ dovuta a V_{ic}

$$V_{o\,err} = \frac{V_{CM}}{CMRR} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \simeq 10 \cdot \frac{100}{10^5} = 10\,mV = 2LSB$$

La presenza di V_{ic} falsa quindi la misura, essendo l'errore $> LSB$

f) Per fare una misura occorre un tempo complessivo pari alla somma del tempo di campionamento e del tempo di conversione

$$T_{tot} = T_S + T_C \simeq 3{,}5 + 10 = 13{,}5\,\mu s$$

La massima frequenza di campionamento deve essere quindi minore di $\frac{1}{T_{tot}} = \frac{1}{13{,}5 \cdot 10^{-6}} = 74\,kHz$

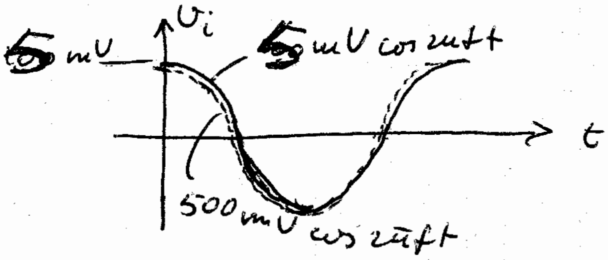
La massima frequenza di segnale non può superare la metà di $74\,kHz$, cioè $37\,kHz$.

Esercizio 2

a) L'amplificatore in configurazione non invertente guadagna $G = 100$. Essendo $GBWP_{A.O.} = 1\,MHz$, la banda dell'amplificatore vale $BW = \frac{GBWP}{G} = \frac{10^6}{10^2} = 10\,KHz$.

Il segnale di ingresso ha una frequenza pari a $\frac{1}{10}$ della banda dell'amplificatore. A tale frequenza il polo dell'amplificatore introduce uno sfasamento in ritardo di soli $5,7°$

quindi $V_{out} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot G \cos(2\pi f t - 5.7°) \simeq 500\,mV \cos(2\pi f t)$



b) Il picco di corrente si ha in corrispondenza del massimo della tensione di uscita, che vale $V_{out\,max} = 500\,mV$. La corrente di uscita i_o è data dalla somma delle correnti che circolano in R_L e nella serie $R_1 + R_2$. Quindi

$$i_{o\,picco} = \frac{V_{out\,max}}{R_L} + \frac{V_{out\,max}}{R_1 + R_2} = 10\,\mu A$$

c) Deve valere la relazione $SR > \left.\frac{dV_{out}}{dt}\right|_{max}$ per non avere distorsione. Quindi, essendo

$$\left.\frac{dV_{out}}{dt}\right|_{max} = 500 \cdot 10^{-3} \cdot 2\pi f = 500 \cdot 10^{-3} \cdot 2\pi \cdot 10^3 = 3140\,V/s \simeq 0,003\,V/\mu s$$

$$SR \geq 0,003\,V/\mu s$$

d) A 100 kHz il guadagno dell'amplificatore è attenuato di $\approx 20\,dB$ rispetto al valore di 100 a bassa frequenza, per cui vale 10 e lo sfasamento introdotto è di quasi $90°$ in ritardo ($84.3°$ per la precisione)

Quindi $V_{out} = 50\,mV \cos(2\pi 100 \cdot 10^3 - 84,3°)$

e) Occorre calcolare $G_{loop}(s)$

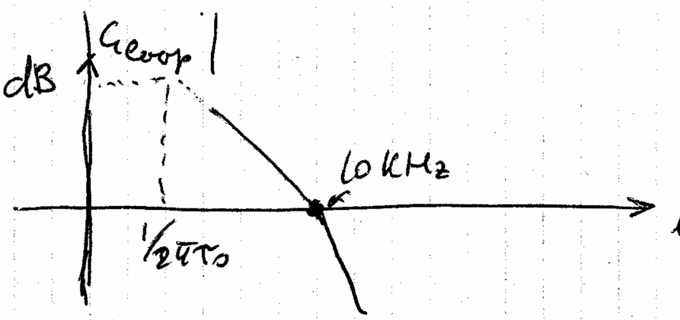
$$G_{loop}(s) = -\frac{R_1 // 1/sC_1}{R_2 + R_1 // 1/sC_1} \cdot A(s) = \quad \text{dove } A(s) = \frac{A_0}{1+s\tau_0}$$

$$= -\frac{R_1/(R_1+R_2)}{1 + s\,\frac{R_1R_2C_1}{R_1+R_2}} \cdot \frac{A_0}{1+s\tau_0}$$

C_1 introduce un polo alla frequenza $f_p = \frac{R_1+R_2}{2\pi R_1R_2C_1} \simeq \frac{1}{2\pi R_1C_1}$

Quindi $f_p \simeq \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^{-9}} = \frac{10^6}{30\pi} = 10,67\ KHz$

Non conosciamo ~~la~~ posizione del polo introdotto dall'A.O., dato che non conosciamo ~~il~~ valore di A_0. Però conosciamo il prodotto guadagno banda (1MHz) e sappiamo quindi che a 10KHz il guadagno dell'A.O. vale 100, e il G_{loop} vale $100 \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2} \simeq 1$.



Se A_0 è, come normalmente accade, abbastanza grande, il polo dell'A.O. cade a una frequenza alcune decadi prima di f_p (Ad ~~esempio~~, se $A_0 = 10^4$, $\frac{1}{2\pi\tau_0} = 100\ Hz$). Alla frequenza di attraversamento dell'asse 0dB (10 KHz) lo sfasamento introdotto da G_{loop} vale quindi $\sim 315°$

Il margine di fase è dunque di $\sim 45°$ e il circuito è stabile.

f) L'amplificatore ha una banda di 10KHz, cui corrisponde una costante di tempo $\tau = \frac{1}{2\pi \cdot 10^4} = 15,9\ \mu s$.

Da cui $v_{out}(t) = 100mV\left(1-e^{-t/\tau}\right)$; $i_o(t) = \frac{v_{out}(t)}{R_L} \cdot 2$