Esercizio A

1)

Ad alta frequenza la capacita' C e' un corto-circuito, quindi l'amplificatore operazionale e' in configurazione non-invertente (la resistenza R tra il morsetto + e massa e' ininfluente). Per il contatto virtuale tra i morsetti dell'operazionale (supposto ideale) la tensione applicata al morsetto + si riporta uguale al morsetto -, originando una corrente V_{in}/R_1*, che fluisce tutta attraverso* R_2*. La tensione di uscita e' data da:*

$V_{out}=V_{in}+(V_{in}/R_1)*R_2=V_{in}(1+R_2/R_1)$

Il guadagno e'

$G=(1+R_2/R_1)=5$

2)

Dal momento che la resistenza vista dal morsetto + verso massa in continua (R) uguaglia la resistenza vista dal morsetto - verso massa in continua ($R_1//R_2$)*, le correnti di bias daranno luogo ad una tensione in uscita nulla. Questo risultato puo' essere verificato ricorrendo al principio di sovrapposizione degli effetti.*

3)

Lo slew -rate indica la massima pendenza del segnale in uscita che puo' essere riprodotta dall'amplificatore senza distorsioni del segnale stesso.

$V_{in}=2\sin(\omega t)$ *[V]*

Assumiamo che la pulsazione del polo introdotto da C ($\omega_p=1/(RC)=1krad/s$) *sia inferiore alla pulsazione del segnale in ingresso, quindi il guadagno e' pari al guadagno ad alta frequenza calcolato al punto 1) e la tensione di uscita e'*

$V_{out}=5\cdot 2\sin(\omega t)$ *[V]*

$$\left.\frac{dV_{out}}{dt}\right|_{\max} = 5\cdot 2\cdot\omega\cdot\cos(\omega t)\big|_{\max} = 10\omega$$

Quindi

$SR=10\,\omega_{\max}$

Da cui la pulsazione massima del segnale vale

$\omega_{max}=SR/10=10^5$ *rad/s*

effettivamente maggiore di 1krad/s come ipotizzato all'inizio e la frequenza massima 16kHz.

4)

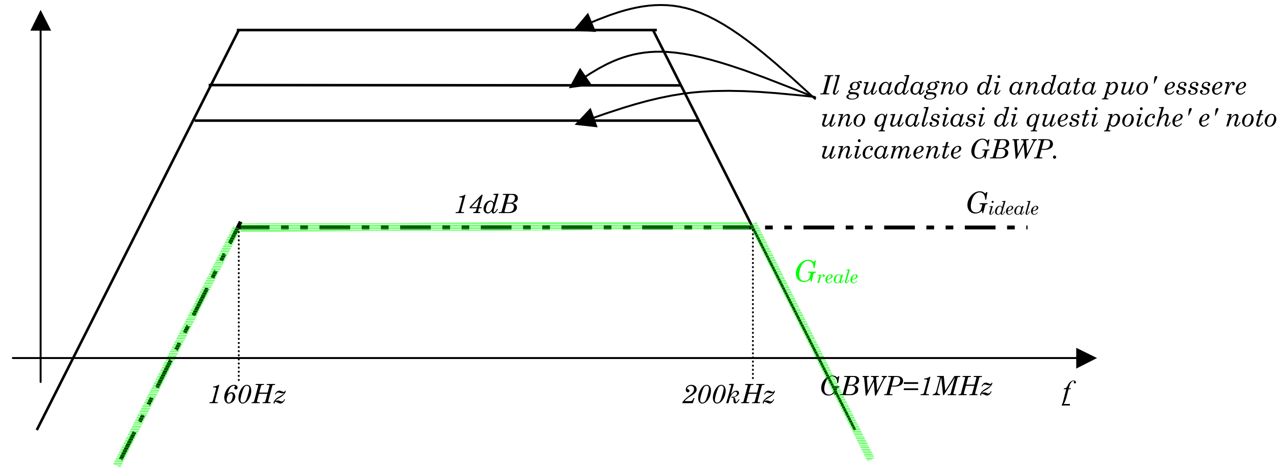
Per determinare l'andamento infrequenza del guadagno reale dello stadio ricorriamo al metodo grafico.

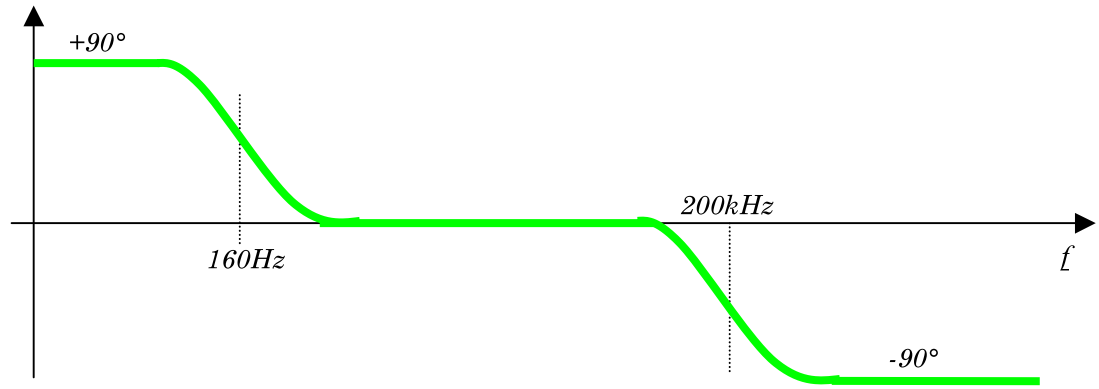
Caloliamo il guadagno di andata:

$$G_{andata} = -G_{id}G_{loop} = \left(\frac{sCR}{1+sCR}\right)\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\frac{A_o}{1+s\tau_o}\right) = \frac{sCR}{1+sCR}\frac{A_o}{1+s\tau_o}$$

Poiche' conosciamo esclusivamente il prodotto guadagno-banda e non A_o *e* τ_o *individualmente non conosciamo il valore a centro-banda del guadagno di andata ma solo la frequenza per cui esso taglia l'asse 0dB.*

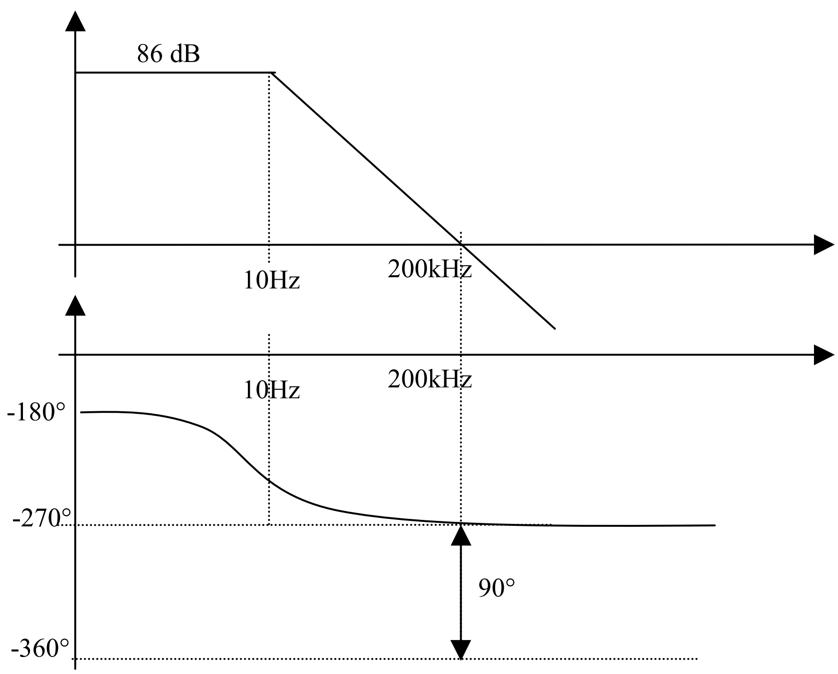
Rappresentiamo quindi il diagramma di Bode del modulo del guadagno ideale e del guadagno d'andata per determinare il guadagno reale per via grafica.





Il circuito svolge la funzione di filtro passa-banda con banda passante [160Hz, 200kHz].
5)
Il guadagno d'anello vale

$$G_{loop} = -\frac{R_1}{R_1+R_2}\frac{A_o}{1+s\tau_o} = -2\cdot 10^4 \frac{1}{1+s\tau_o}$$



Il circuito e' stabile (incondizionatamente), poiche' il margine di fase e' di 90°.

Esercizio B

1)
Calcoliamo la dinamica dell'ADC
V_{FS}=+5V-(-5V)=10V
La dinamica del segnale in ingresso all'ADC vale
2V·G=2V·4=8V
Quindi il segnale in ingresso non copre l'intera dinamica dell'ADC. Per avere una risoluzione di 1/1000 sul segnale in ingresso dobbiamo avere l'LSB minore di 1/1000 della dinamica massima del segnale

$$1LSB \le \frac{8V}{1000} = 8mV$$

Poiche' $1LSB = \frac{V_{FS}}{2^n} = \frac{10V}{2^n}$

$$2^n = \frac{10V}{8mV} = 1250 \Rightarrow n \geq \log_2(1250) \cong 11$$

Quindi l'ADC deve avere almeno 11 bits per garantire una risoluzione di almeno 1/1000 del segnale in ingresso.

L'ampiezza di 1LSB riferito all'ingresso e' data da

$$1LSB_{in} = \frac{V_{FS}}{2^n}\frac{1}{G} = \frac{10V}{2^{11}}\frac{1}{4} = 1.22mV$$

2)

Occorre considerare l'effetto sulla tensione di uscita dell'iniezione di carica attraverso la capacita' parassita del MOSFET che costituisce l'interruttore.

L'errore massimo si avra' quando la tensione di comando compie l'escursione di 10 V per transire dalla fase di sampling a quella di hold. In tal caso la variazione della tensione ai capi della capacita' vale

$$\Delta V_C = \Delta V_G \frac{C_{gd}}{C_{gd} + C}$$

La capacita' C puo' essere determinata richiedendo che

$$\Delta V_C \leq \frac{1}{2} LSB$$

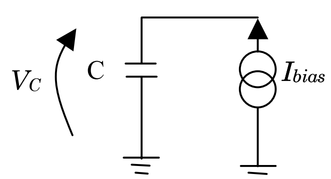
da cui

$$C \geq C_{gd}\left(\frac{\Delta V_G}{\Delta V_C} - 1\right) = 41nF$$

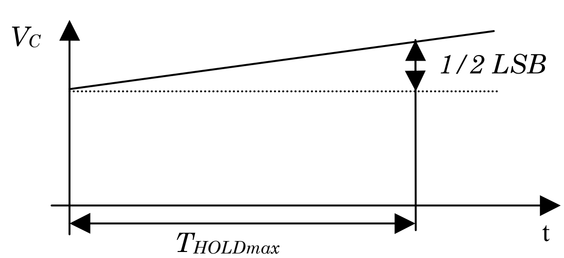
3)

La corrente di bias del morsetto + dell'operazionale tende a scaricare (o a caricare la capacita' di hold, C), la corrente di bias del morsetto - non da' alcun contributo.

Possiamo, quindi, considerare il seguente circuito semplificato (in cui abbiamo arbitrariamente assunto un verso per la corrente di bias, anche se non sarebbe stato necessario)



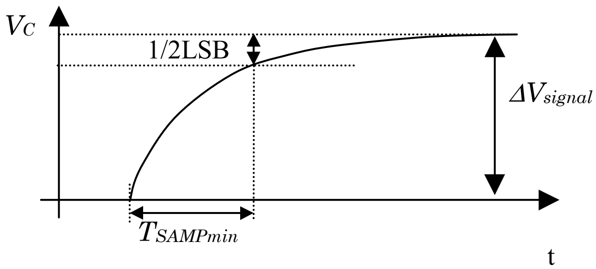
La tensione V_C ai capi della capacita' variera' linearmente come mostrato in figura con pendenza I_B/C.



4)

Se la carica del condensatore dipende esclusivamente dalla R_{ON} del MOSFET, la tensione ai capi del condensatore varia esponenzialmente nel tempo con costante di tempo $\tau = R_{ON}C$.

La situazione piu' gravosa si ha quando il segnale in ingresso transisce dal suo valore minimo al suo valore massimo. In tal caso la variazione di tensione ai capi della capacita' C e' pari a 8V.



$$\frac{1}{2}LSB = \exp\left(-\frac{T_{SAMP\,\min}}{\tau}\right)\Delta V_{signal}$$

da cui

$$T_{SAMP\,\min} = \tau \ln \frac{\Delta V_{signal}}{\frac{1}{2}LSB} = 20\mu s$$

5)

Il tempo di conversione di un ADC a gradinata e' dato da

$$T_{CONV} = \frac{2^n}{f_{CK}} \cong 205\mu s$$

Se $T_{HOLD} = 300\mu s$ *, il tempo di conversione dell'ADC a gradinata operante con una frequenza di clock di 10MHz e' inferiore al tempo di hold del circuito di sample & hold e, quindi, l'ADC a gradinata puo' essere impiegato con questo sample & hold.*