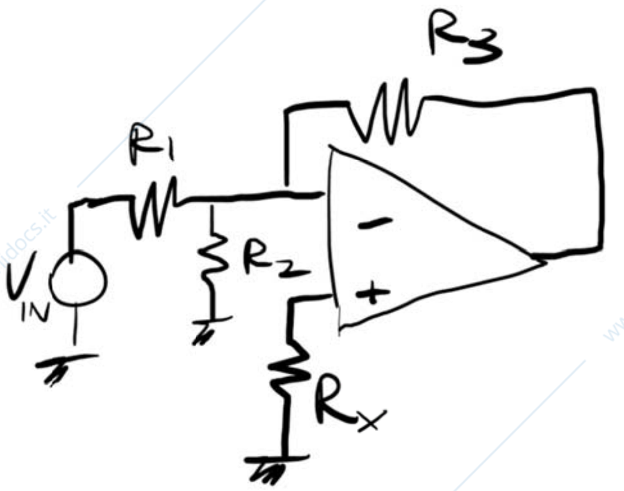
Fondamenti di Elettronica per Ingegneria dell'Automazione

Esercitazione 10

Ing. Pietro King

1)



R1 = 1 kΩ

R2 = 1 kΩ

R3 = 1 kΩ

a) *Calcolare il guadagno ideale del circuito*
b) *Determinare il valore di Rx che minimizza l'effetto sulla tensione di uscita delle correnti di polarizzazione pari a 100 nA.*
c) *Si assuma ora* $A_0 = 10^4$ e GBWP = 900 kHz e $R_x = 0$. Determinare il massimo valore di una capacità posta tra i morsetti +/- dell'amplificatore operazionale che garantisca un margine di fase ≥ 45°.

a)
Il circuito è in retroazione negativa:

$$V^+ = V^-$$

$$V^+ = 0 = V^-$$

$$V_{R2} = 0$$

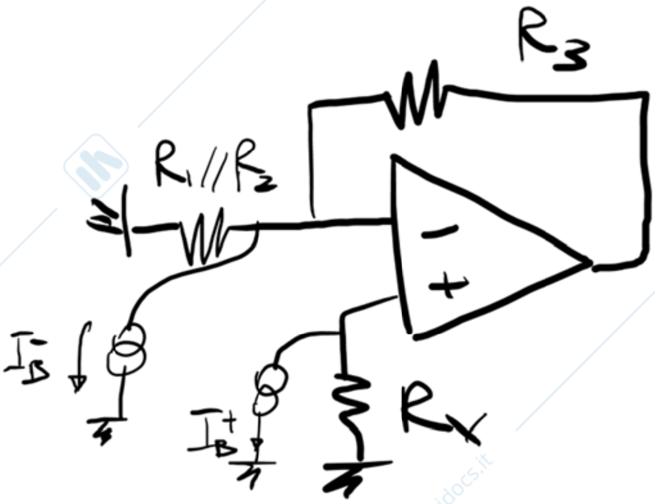
$$\frac{Vin - 0}{R1} = \frac{0 - Vout}{R3}$$

$$\frac{Vin}{R1} = -\frac{Vout}{R3}$$

$$\frac{Vout}{Vin} = -\frac{R3}{R1} = -1$$

$$|G_{id}| = 1$$

b)



Usiamo il principio di sovrapposizione degli effetti

Consideriamo I_B^+ accesa e I_B^- spenta.

$$V^+ = -I_B^+ R_X$$

$$V^- = V^+$$

$$V_o' = \left(1 + \frac{R3}{R1||R2}\right) V^- = -I_B^+ R_x \left(1 + \frac{R3}{R1||R2}\right)$$

Consideriamo I_B^+ spenta e I_B^- accesa.

$$V^+ = 0$$

$$V^- = V^+ = 0$$

$$V_o'' = I_B^- R3$$

L'effetto delle correnti di polarizzazione sull'uscita è uguale a:

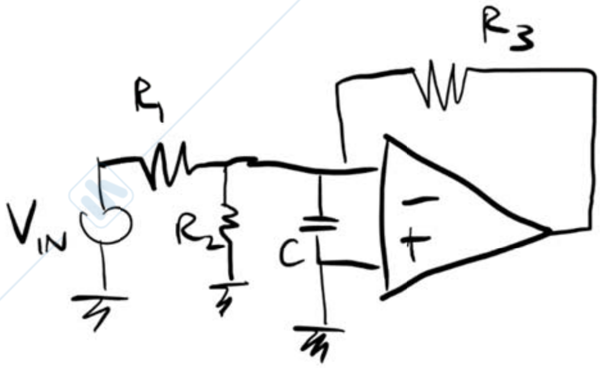
$$V_o = V_o' + V_o'' = - - I_B^+ R_x \left(1 + \frac{R3}{R1||R2}\right) + I_B^- R3$$

Cerchiamo l'R_X tale per cui Vout = 0, quindi:

$$I_B R3 = I_B R_x \left(1 + \frac{R3}{R1||R2}\right)$$

$$R_X = \frac{R3}{\left(1 + \frac{R3}{R1||R2}\right)} = \frac{1\ k\Omega}{3} = 0.33\ k\Omega$$

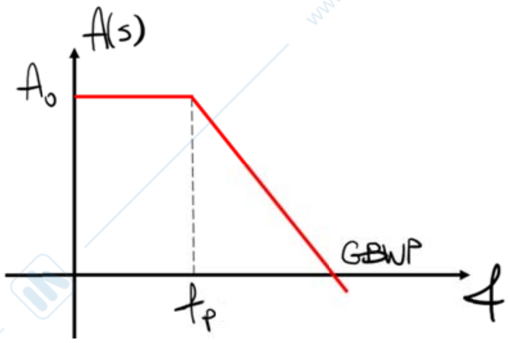
c) $A_0 = 10^4$ e GBWP = 900 kHz e $R_x = 0$



Vogliamo trovare i valori di C tale per cui il circuito è stabile, ovvero ha un margine di fase≥ 45°.

Prima di tutto possiamo calcolare l'espressione di A(s) dell'opamp.

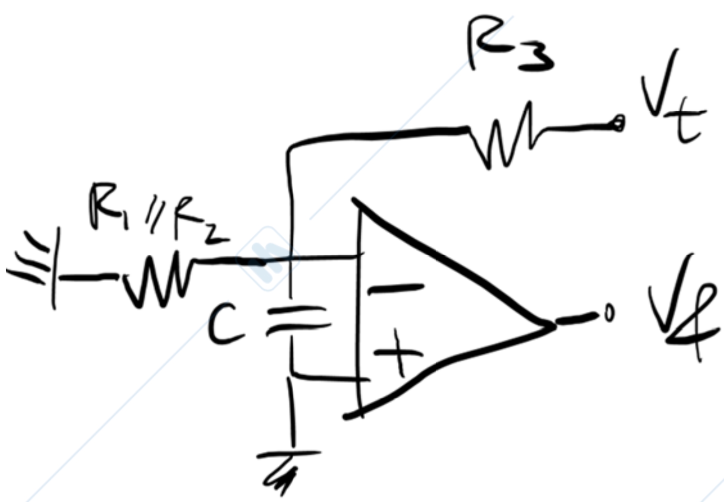
$$A(s) = A_0 \frac{1}{1 + s\tau_0}$$



La frequenza di polo dell'amplificatore può essere ricavata dal prodotto guadagno banda:

$$f_{p_0} = \frac{1}{2\pi\tau_0} = \frac{GBWP}{A_0} = \frac{900\ kHz}{10^4} = 90\ Hz$$

Cosi possiamo calcolare il Gloop



$$R_{12} = R1||R2 = \frac{R1R2}{R1 + R2}$$

$$G_{loop} = \frac{V_f}{V_t} = -A(s)\frac{R_{12}||\frac{1}{sC}}{R3 + R_{12}||\frac{1}{sC}}$$

$$= -A(s)\frac{R_{12}}{R_{12} + R3 + sCR_{12}R3} =$$

$$= -A(s)\frac{R_{12}}{R_{12} + R3}\frac{1}{1 + sCR_{12}||R3} =$$

$$= -A_0\frac{1}{1 + s\tau_0}\ \frac{R_{12}}{R_{12} + R3}\frac{1}{1 + sCR_{12}||R3} =$$

$$|G_{loop}| = A_0\frac{R_{12}}{R_{12} + R3}\frac{1}{1 + s\tau_0}\ \frac{1}{1 + sCR_{12}||R3}$$

Il Gloop presenta 2 poli:

$$f_{p0} = 90\ Hz$$

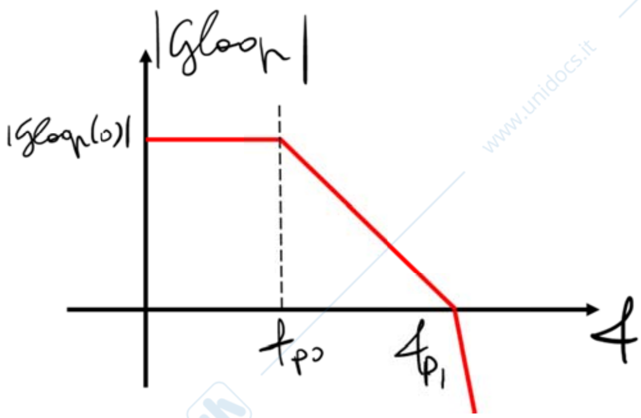
$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C\ R_{12}||R3}$$

Se vogliamo il margine di fase = 45°, il polo f_{p1} deve essere coincidente a f^*, ovvero la frequenza per cui $|Gloop| = 1$, infatti

$$\varphi_m = 180° - arctg\left(\frac{f_{p0}}{f^*}\right) - arctg\left(\frac{f_{p1}}{f^*}\right)$$

$$= 180° - arctg\left(\frac{f_{p0}}{f^*}\right) - arctg\left(\frac{f^*}{f^*}\right) =$$

$$= 180° - 90° - 45° = 45°$$



$$f^* = f_{p0}\ Gloop(0) = f_{p0}A_0\frac{R_{12}}{R_{12} + R3} = 300kHZ$$

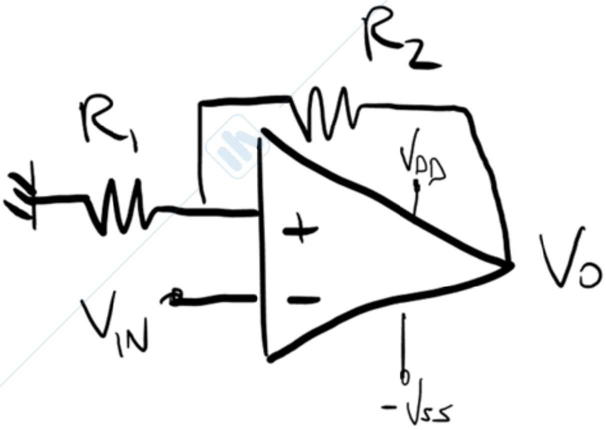
Per essere stabile, f_p1 deve essere dopo f^*:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C\ R_{12}||R3} > 300\ kHz$$

$$C < \frac{1}{300\ kHz\ 2\pi R_{12}||R3} = 1.6\ nF$$

$$C < 1.6nF$$

2)



R1 = 1 kΩ

R2 = 1 kΩ

Il circuito è in retroazione positiva. Il feedback positivo tende a saturare l'uscita:

se $V_{in} > V^+$

$$V_{out} = -V_{SS}$$

se $V_{in} < V^+$

$$V_{out} = +V_{DD}$$

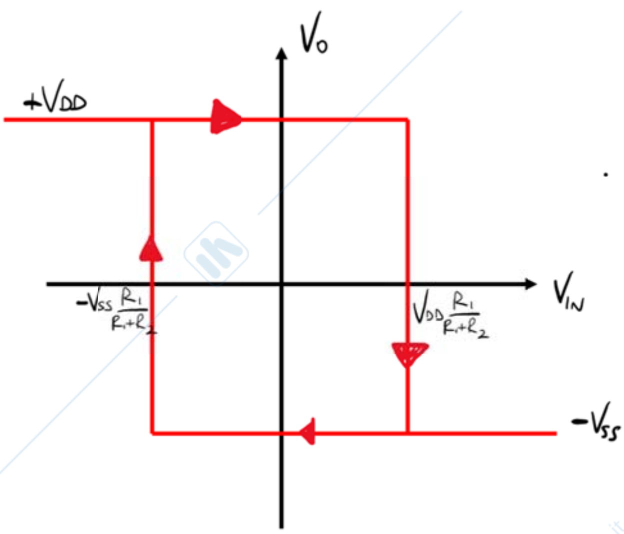
Il circuito presenta 2 soglie di scatto, base al valore di Vout. Infatti, in base al valore di Vout, avremo un diverso valore di V^+, portando a due diverse condizioni per lo switch $Vout = V_{DD} \rightarrow -V_{SS}$ e $Vout = -V_{SS} \rightarrow -V_{DD}$.

Se $V_{out} = V_{DD}$

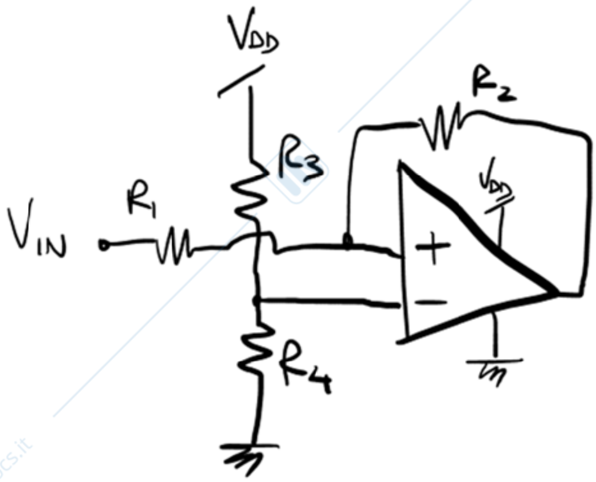
$$V^+ = V_{DD}\frac{R1}{R1+R2}$$

Se $V_{out} = V_{SS}$

$$V^+ = -V_{SS}\frac{R1}{R1+R2}$$



3)



R1 = 50 kΩ

R2 = 10 kΩ

R3 = 10 kΩ

R4 = 10 kΩ

Vdd = +5 V

a) Determinare le soglie di scatto del circuito.

Il circuito è in retroazione positiva. Il feedback positivo tende a saturare l'uscita:
se $V^+ > V^-$

$$V_{out} = V_{DD}$$

se $V^+ < V^-$

$$V_{out} = 0\,V$$

Possiamo calcolare il valore di V^+ usando il principio di sovrapposizione degli effetti:

$$V^+ = \frac{R2}{R1+R2} V_{in} + \frac{R1}{R1+R2} V_{out}$$

Invece V^-

$$V^- = \frac{R4}{R3+R3} V_{DD} = \frac{V_{DD}}{2} = +2.5\,V$$

Cerchiamo la soglia $Vout = V_{DD} \rightarrow 0$

$$V^+ < V^-$$
$$V_{out} = V_{DD}$$

$$\frac{R2}{R1+R2} V_{in} + \frac{R1}{R1+R2} V_{DD} < \frac{V_{DD}}{2}$$

$$\frac{R2}{R1+R2} V_{in} < \frac{V_{DD}}{2} - \frac{R1}{R1+R2} V_{DD}$$

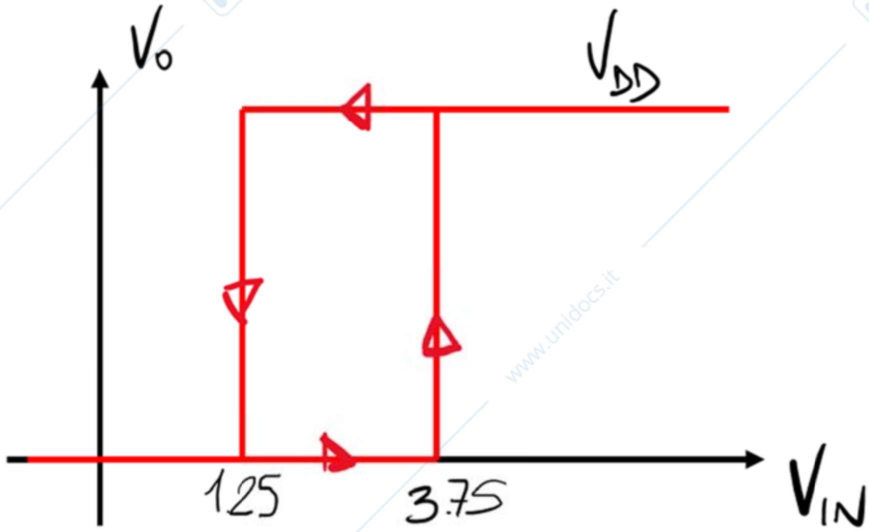
$$V_{in} < 1.25$$

Cerchiamo la soglia $Vout = 0 \rightarrow V_{DD}$

$$V^+ > V^-$$
$$V_{out} = 0$$

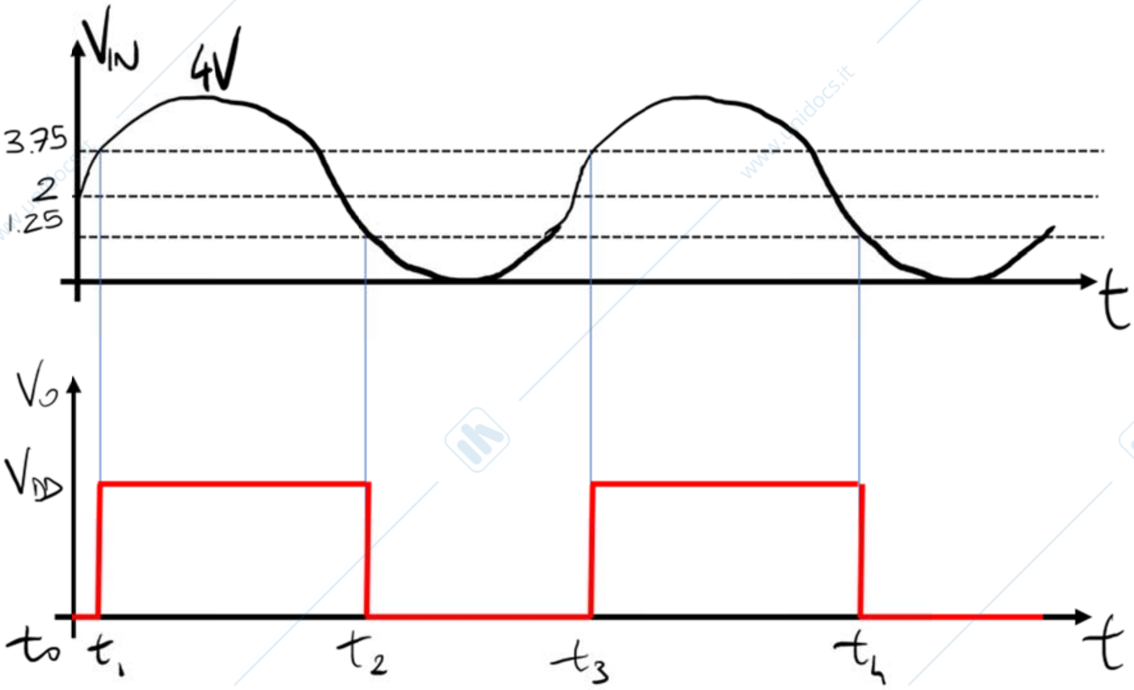
$$\frac{R2}{R1+R2}V_{in}+\frac{R1}{R1+R2}0>\frac{V_{DD}}{2}$$

$$\frac{R2}{R1+R2}V_{in}>\frac{V_{DD}}{2}$$
$$V_{in}>3.75$$



b) Dato un segnale in ingresso $V_{in}=2V+2V\sin(2\pi\ 10\ kHz\ t)$, disegnare l'uscita Vout.

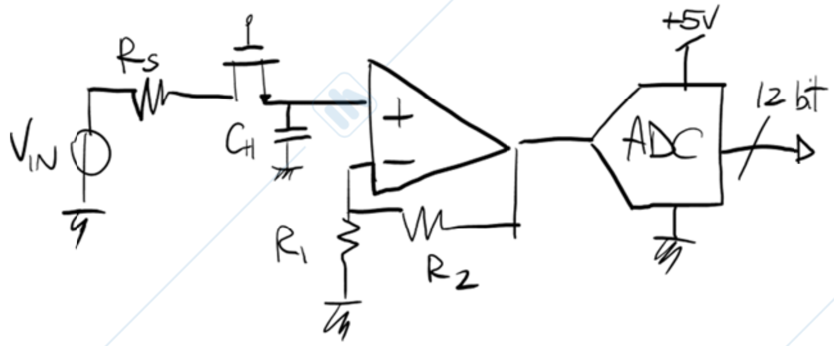
Supponiamo che a $t_0=0,\ Vout=0$



L'uscita diventa alta $Vout = 0 \rightarrow V_{DD}$, non appena abbiamo Vin > 3.75V.

Poi rimane a VDD e abbiamo $Vout = V_{DD} \rightarrow 0$ solo quando Vin < 1.25.

4)



R1 = 1 kΩ

CH = 1nF

0 < Vin < 200 mV

ADC 12 Bit

a) *Calcolare il valore di R2 che permette al segnale V_{in} di utilizzare tutta la dinamica di ingresso dell'ADC.*
b) *Assumendo l'interruttore MOS ideale ($R_{on} = 0\ \Omega$) e un tempo di sampling $T_S = 1\mu s$, determinare il massimo valore di R_S che permette di convertire il segnale di ingresso con errore inferiore a 0.5 LSB*
c) *Si considerino le correnti di bias = 1uA e un tempo di hold pari a $T_H = 10us$. Si determini l'errore al termine della fase di HOLD dovuto alle correnti di bias ed esprimerlo in LSB.*

a)

La dinamica di ingresso dell'-ADC è data dalla differenza tra la tensione massima e quella minima che possono essere convertite.

$$Dinamica_{ADC} = 5V - 0V = 5V$$

Tra l'ingresso Vin e l'ingresso dell'ADC (V_{ADC}) abbiamo uno stadio di guadagno dato dall'amplificatore operazionale in configurazione non invertente.

$$V_{ADC} = G\, V_{in}$$

Data la dinamica di ingresso dell'ADC e i valori che può assumere l'ingresso (0 < Vin < 200mV), possiamo calcolare il guadagno massimo del nostro stadio amplificatore:

$$G_{max} = \frac{V_{ADCmax}}{V_{INmax}} = \frac{5V}{200\ mV} = 25$$

In questo modo possiamo determinare la resistenza R2 tale per cui le due dinamiche sono adattate:

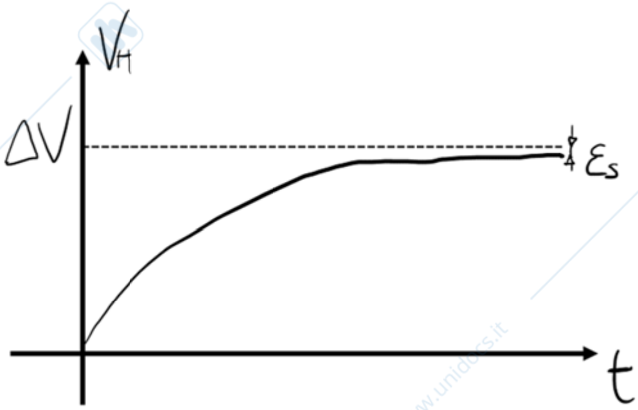
$$G = 1 + \frac{R2}{R1} = 25$$

$$R2 = 24\, R1 = 24\ k\Omega$$

b) Consideriamo $R_{on} = 0$ e $T_S = 1us$

Dato un segnale Vin = ΔV, avremo la tensione VH che si carica attraverso RS e CH, quindi avremo una carica esponenziale della capacità CH:

$$V_H = \Delta V(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$



Dopo un tempo T_s, la capacita' si sara' caricata a un valore inferiore a ΔV e possiamo esprimere l'errore come

$$\varepsilon_S = \Delta V\, e^{-\frac{T_S}{R_S C_H}}$$

L'errore è massimo quando la tensione di ingresso è massima, quindi quando ΔV=200 mV

$$\varepsilon_{S_{max}} = 0.2\, e^{-\frac{1us}{R_S C_H}}$$

Noi vogliamo che questo errore sia minore di 0.5 LSB:

$$LSB_{ADC} = \frac{5V}{2^{12}}$$

$$LSB_{IN} = \frac{5V}{2^{12}}\frac{1}{G} = \frac{5V}{2^{12}}\frac{1}{25} = \frac{1}{5\;2^{12}}$$

Quindi

$$\varepsilon_{S_{max}} < \frac{1}{2} LSB$$

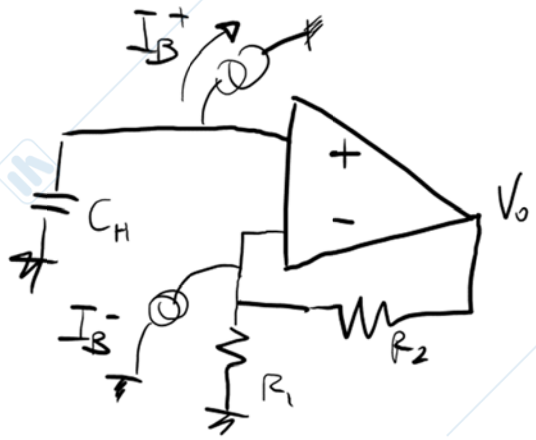
$$0.2\, e^{-\frac{1us}{R_S C_H}} < \frac{1}{2}\frac{1}{5\;2^{12}}$$

$$e^{-\frac{1us}{R_S C_H}} < \frac{1}{8192}$$

$$R_S C_H < \frac{1us}{\ln(8192)} = 111\; ns$$

$$R_s < 111\Omega$$

c)



Possiamo usare la sovrapposizione degli effetti per determinare l'effetto delle correnti di bias sulla tensione di uscita.

$\boldsymbol{I_B^-}$

Il circuito è in retroazione negativa

$$V^+ = V^- = 0.$$

$$I_{R1} = 0$$

$$V_o' = I_B^- R2 = 1uA\ 24\ k\Omega = 24\ mV$$

$\boldsymbol{I_B^+}$

La corrente I_B^+ scarica lentamente la carica accumulata nella capacità di hold CH. Diminuendo il valore della tensione di hold durante il tempo di hold.

$$V^+ = -\frac{I_B T_H}{C_H}$$

$$V_o'' = V^+\left(1 + \frac{R2}{R1}\right) = -10mV\ 25 = -250\ mV$$

Le correnti di bias danno un errore alla fine della fase di hold pari a:

$$V_o = V_o' + V_o'' = 24mV - 250\ mV = -226\ mV$$

Sapendo che un LSB è uguale a:

$$LSB_{ADC} = \frac{5V}{2^{12}} = 1.2\ mV$$

L'errore in uscita dovuto alle correnti di bias è di

$$\frac{226\ mV}{1.2\ mV} = 188\ LSB$$