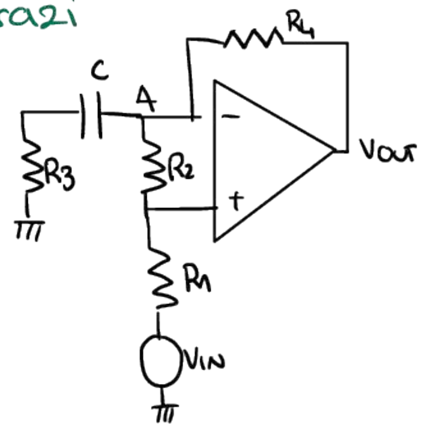
16.09.2021 Presenza

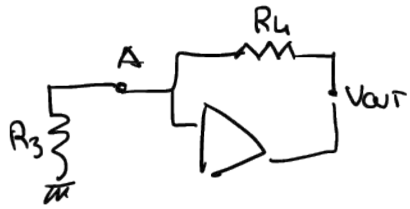
Esercizi



Supponiamo OP-AMP ideale

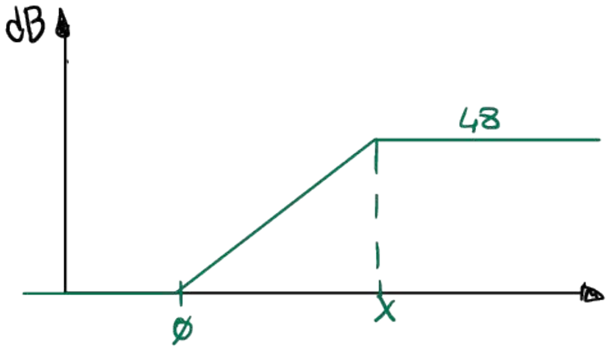
Facciamo bode in continua (DC)
C'è un aperto, poi ai capi di R2 non ho caduta di tensione (terra virtuale) quindi su R2 non passa corrente e neanche su R1 e R4 allora $V_{OUT} = V_{IN}$
il guadagno è 1

Andiamo a $f \to \infty$, su R2 ho sempre 0V quindi nessuna corrente su R1 e R2, sul nodo A ho Vin ma adesso ho



$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{R_3}(R_3 + R_4) = V_{IN}\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)$$

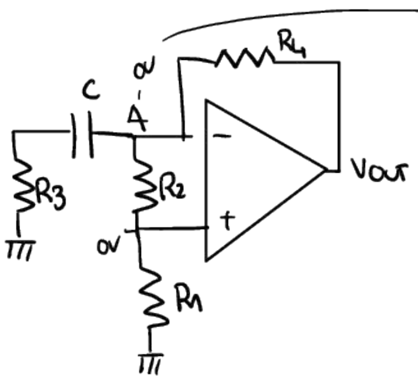
Facciamo il diagramma di Bode



$$G(0) = 1$$

$$G(\infty) = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

Calcoliamo i valori del zero e del polo



0V perché ho terra virtuale e perché su R1 non può passare corrente dato che ho terra virtuale

Perciò C vede solo R3 da un lato e terra dall'altro

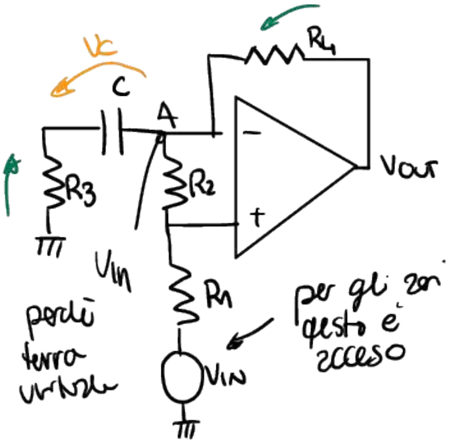
$$f_p = \frac{1}{2\pi R_3 C} \simeq 160\,KHz$$

Calcoliamo ora lo zero, abbiamo 2 possibilità

1) Prodotto guadagno banda

$$f_z \cdot G(\infty) = f_p \cdot G(0) \longrightarrow f_z = \frac{160K \cdot 1}{48} = 3{,}3\,KHz$$

Oppure con la solita tecnica degli zeri

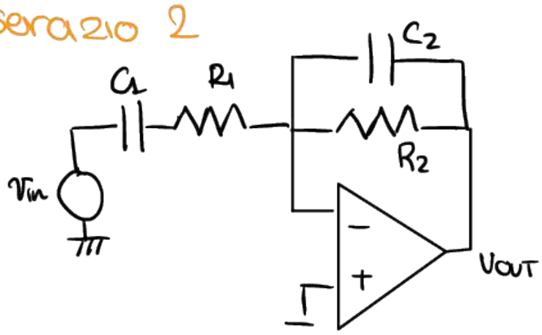


Allora la caduta su Vc deve essere uguale a quella su R3 e R4

$$R_{eq} = R_4 + R_3 = 4{,}8\,K\Omega$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi 4{,}8K \cdot 1n} = 3{,}3\,KHz$$

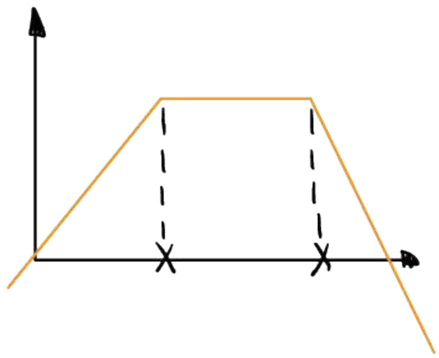
Esercizio 2



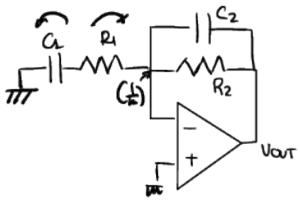
OPAMP ideale

$R_1 = 1K$ $C_1 = 100pF$ $R_2 = 100K$ $C_2 = 10nF$

- IN DC
  C_1 è un aperto V_{in} non va in uscita → guadagno è ∅ allora ho uno zero a $f = \emptyset$
- ad alta freq (entrambi i condensatori sono in corto)
  $V_{OUT} = \emptyset$ a causa della terra virtuale



trovamo i poli



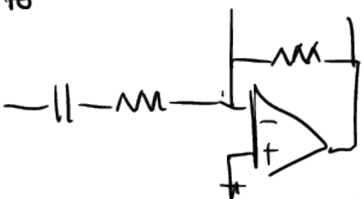
Il condensatore C_1 vede solo il resistore R_1

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} = 16MHz$$

ogni corrente che va su C_2 poi scorre solo su R_2 (a causa della terra virtuale) allora:

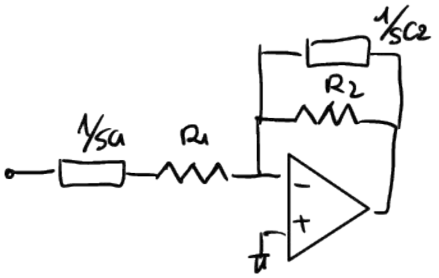
$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = 160Hz$$

f_1 è molto distante da f_2 quindi potremo considerare il guadagno guardando il circuito



Ma non possiamo farlo perché abbiamo ancora lo zero a frequenza nulla, quindi analogicamente non possiamo calcolarlo

Allora devo usare laplace



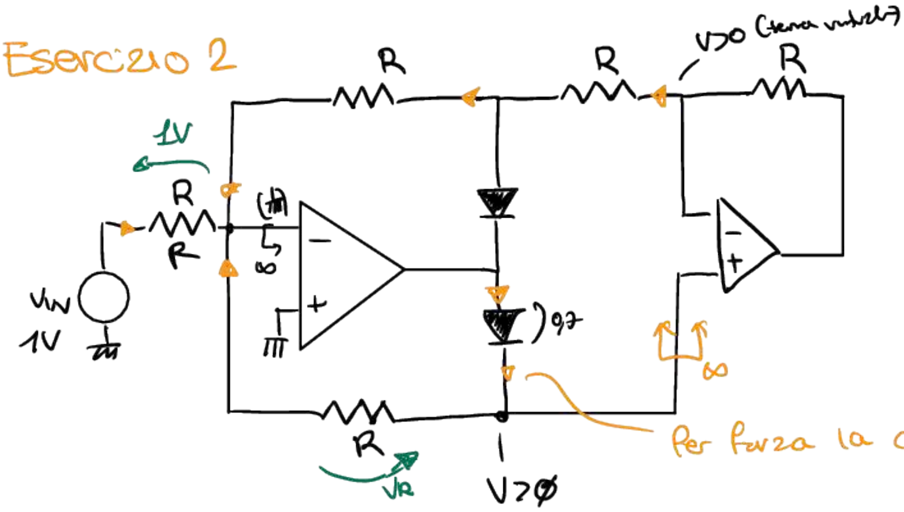
$$V_{OUT} = -\frac{V_{IN}(s)}{\frac{1}{sC_1}+R_1}\left(R_2 // \frac{1}{sC_2}\right)$$

Quindi il guadagno è:

$$G = \frac{sC_1}{1+R_1sC_1}\left(\frac{R_2}{1+R_2sC_2}\right)$$

$$= \frac{sC_1R_2}{(1+sC_1R_1)(1+sC_2R_2)}$$

Esercizio 2

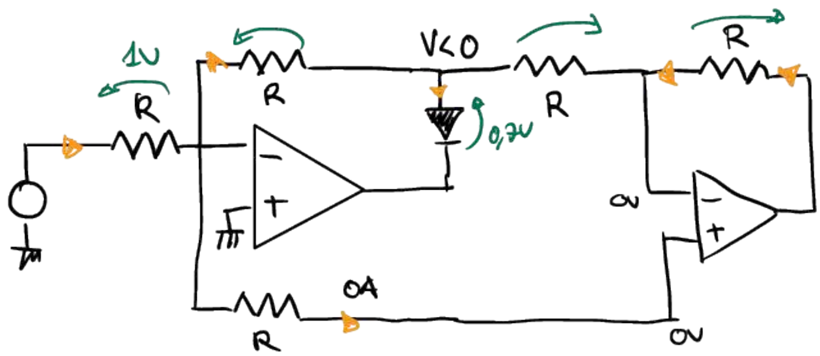


Per forza la corrente è così perché va nel diodo

Calcolare il valore di Vout quando Vin = 1V

Assumiamo che un diodo sia ON, supponiamo quello sotto

Notiamo che il diodo sotto non può essere ON (guardare correnti al nodo d'ingresso)



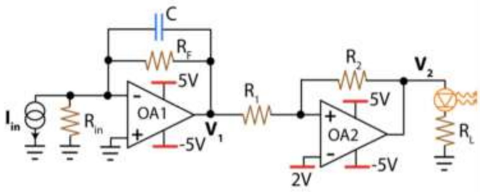
$i_{in} = \frac{V_{IN}}{R}$ quando $V_{IN} > 0$

$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{R} \cdot R \rightarrow G = 1$

Ex. 1

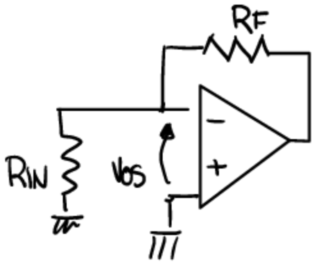
R_{in}=100kΩ R_F=10kΩ C=10μF R_1=2kΩ R_2=20kΩ R_L=1kΩ

a. Compute the effect of I_B=100nA and V_{OS}=3mV of OA1 on V1
b. Plot the static curve V_1 vs. V_2
c. Compute the minimum amplitude I_{in} (20Hz sinusoidal) to switch on the LED



abbiamo 2 opamp il primo ha un feedback negativo il secondo positivo

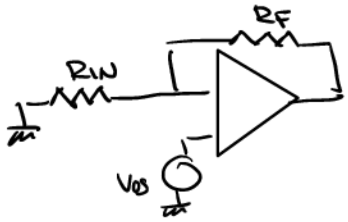
a) abbiamo offset, spegniamo il generatore I_{in} e calcoliamo l'output



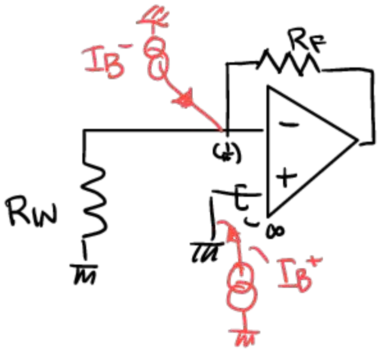
$$V_1 = \pm V_{os}\left(1+\frac{R_F}{R_{IN}}\right) = \pm 5{,}5mV$$

perché è una variazione statistica e non ha segno

vedo così il circuito



facciamo adesso la stessa cosa per la corrente

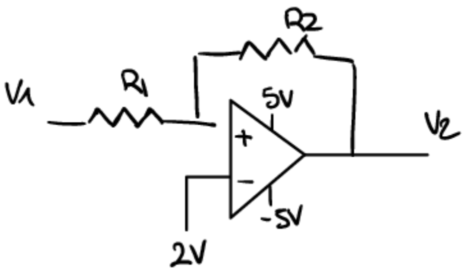


I_B^+ non ha effetto su Vout dato che il pin + ha impedenza infinita

I_B^- ha degli effetti su RIN non può scorrere corrente perché terra virtuale, quindi la corrente scorre tutta in RF.

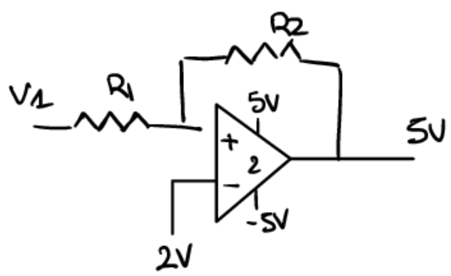
$$V_{1_{I_B^-}} = -R_F I_B^-$$

b) e adesso consideriamo il 2° circuito



sappiamo che è un comparatore perché ha un feedback negativo

Supponiamo $V_2 = 5V$



può essere solo se $V_2^+ > V_2^-$
noi sappiamo che
$V_2^- = 2V$ fissi
proviamo a scrivere un eq che leghi V_2^+ agli ingresso

$$V_2^+ = \frac{5V \cdot R_1}{R_1+R_2} + \frac{V_1 \cdot R_2}{R_1+R_2} > 2$$ impongo

perciò ottengo che

$$V_1 > \frac{2V(R_1+R_2) - 5R_1}{R_2} = 1{,}7V$$

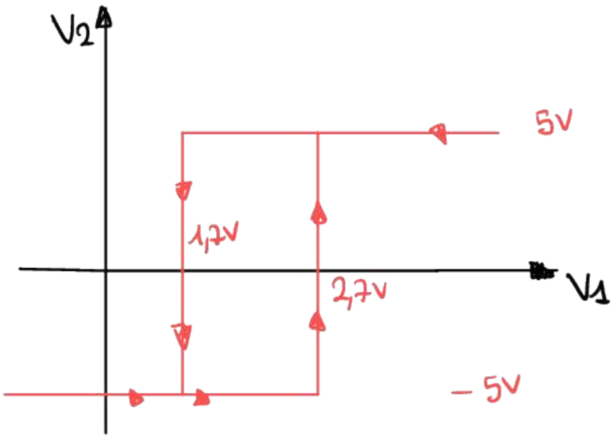
Per tutte le $V_1 > 1{,}7V$ il nostro output è 5V caso 2) $V_2 = -5V$ allora $V_2^+ < V_2^- = 2V$

$$V_2^+ = -\frac{5R_1}{R_1+R_2} + \frac{V_1 R_2}{R_1+R_2} < 2V$$

$$V_1 < \frac{2V(R_1+R_2)+R_1 5V}{R_1} = 2,7\,V$$

per tutti i valori minori di 2,7 V abbiamo −5V in uscita

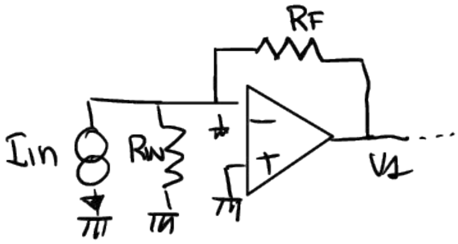
Plottiamo il grafico



c) Trovare la minima i_{in} @ 20Hz per accendere il led (il led è acceso solo con ddp positiva ai suoi capi) perciò vogliamo $V_2 = 5V$

Dobbiamo studiare la prima parte del circuito, iniziamo in DC

DC

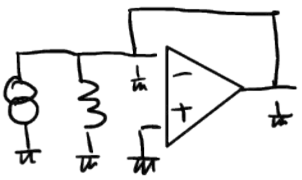


su R_1 non può passare corrente perchè ho terra virtuale

$V_1 = R_F I_{IN}$

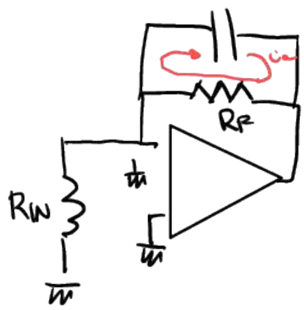
perciò il gain a basse freq è $G(0) = R_F = 10K\Omega$

a frequenza infinita invece



la nostra uscita è cortocircuitata sulla terra virtuale l'uscita è sempre ∅.

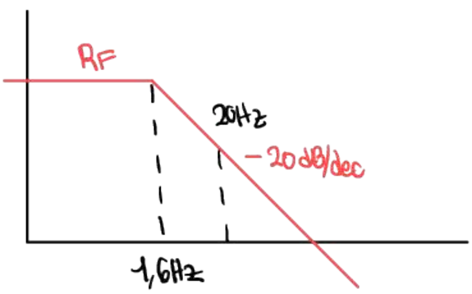
Dove esserci un polo nel circuito, spegniamo gli input e computiamo



$R_{eq} = R_F = 10K\Omega$

il polo è a $\frac{1}{2\pi R_F C} \approx 1,6Hz$

il nostro input è a 20Hz, dobbiamo calcolare il guadagno lì. Prodotto guadagno banda a stecca



$$G(0) \cdot f_p = G(20Hz) \cdot 20\,Hz$$

$$G(20Hz) = \frac{G_0 \cdot f_p}{20Hz} = 800\,\Omega$$

[Ω perchè è un guadagno tensione corrente] noi abbiamo bisogno che V_1 sia $> 2{,}7V$ per avere 5V in uscita, e noi sappiamo che

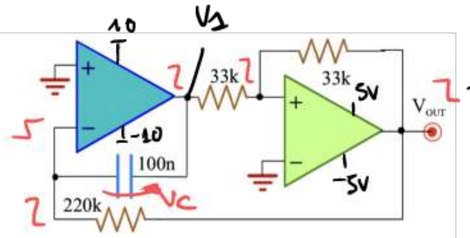
$$V_1 = G_x I_{in}$$

Perciò $I_{in} > \frac{V_1}{G_x} = \frac{2{,}7}{800} = 3{,}4\,mA$

ESERCIZIO 2

Rail-to-rail blue OpAmp biased at ±10V, green OpAmp biased at ±5V. At t=0s, the capacitor is discharged.

a. Plot all waveforms
b. Write the equation of output frequency vs. R and compute the value for R=220kΩ



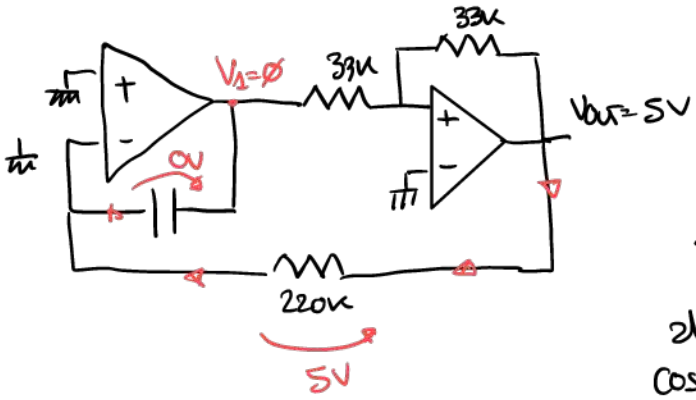
l'overall feedback è negativo

è 1 perché entriamo con 1 sul pin positivo

Analizzando l'andamento vediamo che il meno del primo opamp è sempre a terra virtuale

il 2° op-amp ha un feedback positivo (il + del 2° opamp non è messo a virtual ground)

a) $t=\emptyset$ il condensatore è scarico $\rightarrow V_C = \emptyset$



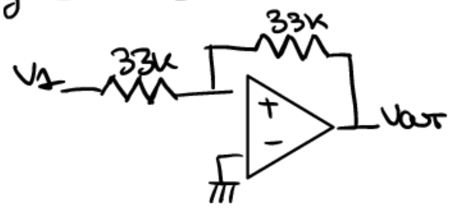
supponiamo $V_{out} = 5V$ (può essere solo 5 o -5V)

Dato che V_{out} è 5V una corrente passa per $R=220k$ e poi la stessa corrente passa per il condensatore

allora V_C va diminuendosi e stesso cosa succede a V_1 e quindi anche V_2 dovrebbe calare

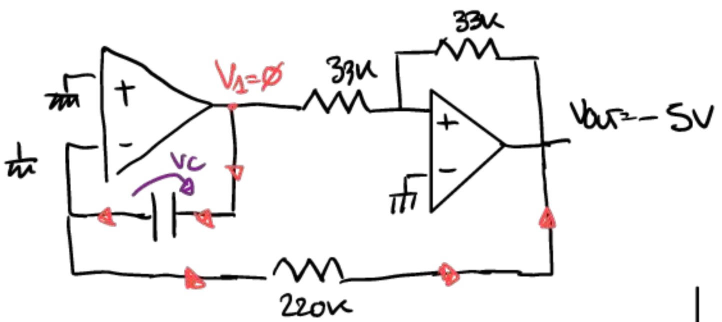
Fino a che ho $V_2^+ < V_2^-$ ho 5V in uscita (V_2^- è sempre $\emptyset V$)

Colleghiamo V_1 con V_2^+



$\frac{5V \cdot 33K}{66K} + \frac{V_1\, 33K}{66K} = \emptyset$ cioè quando $V_1 = -5V$

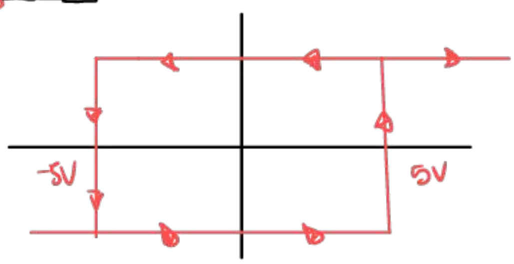
quando V_{out} è -5V ho che



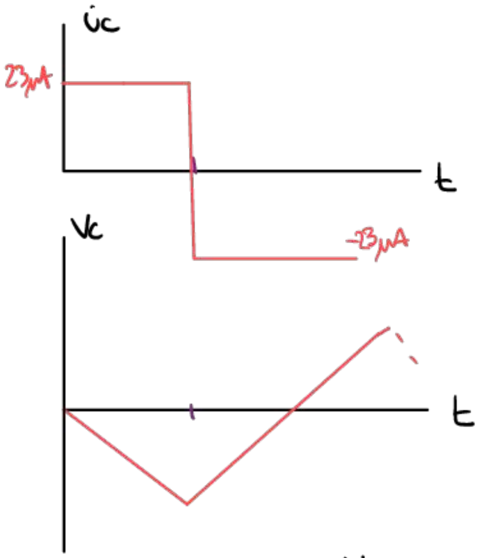
allora V_C si carica, V_C cresce, cresce V_1 e V_2

finché ho $V_2^+ > V_2^-$ ho $V_{out} = -5V$

$\frac{-5 \cdot 33K}{66K} + V_1 \frac{33K}{66K} = \emptyset \rightarrow V_1 = 5V$

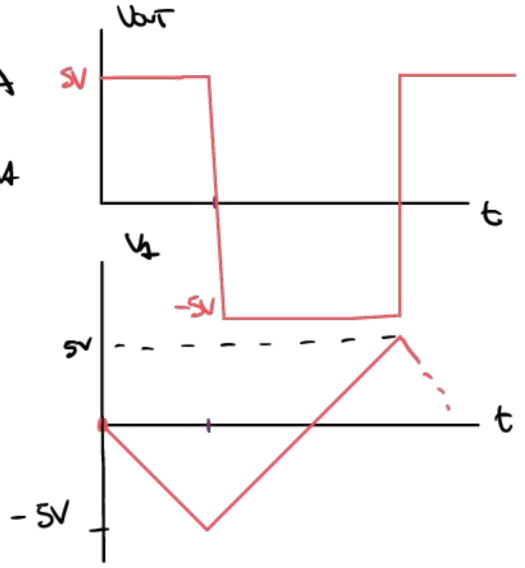


Adesso possiamo plottare la forma d'onda



$$i_c = \frac{5V}{220K} = 23\mu A$$

$$i_{c2} = \frac{-5V}{220k} = -23\mu A$$



V1 si muove come Vc.

b) frequenza dell'output in funzione di R=222K

$$\frac{\Delta V_c}{\Delta t} = \frac{i_c}{C} \longrightarrow \Delta t = 44mS$$

Così consideriamo solo mezzo periodo, da -5 a ∅ o da 0 a 5V, è metà periodo perché intero va da -5 a 5V

Perciò il periodo totale è $2\Delta t = 88mS$

L'esercizio ci chiede il Δt in funzione della resistenza

$$\Delta t = \frac{\Delta V_c \cdot C}{i_c} = \frac{\Delta V_c \cdot C}{\frac{\Delta V_c/2}{R}} = 2RC$$

quindi il periodo $T = 2\Delta t = 4RC$

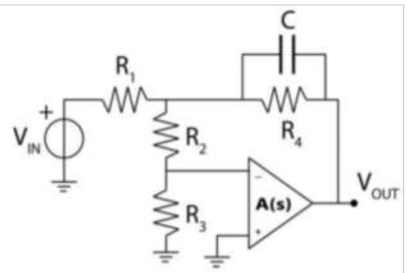
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4RC}$$

Se $R = 220K$ $\quad f = 11{,}4\,Hz$

ESERCIZIO 3

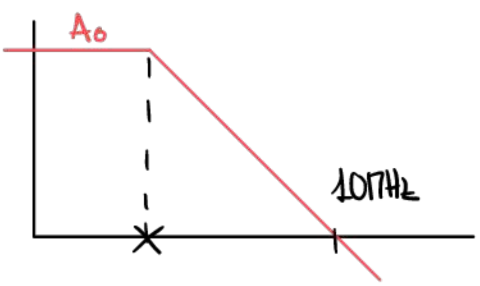
Compensated OpAmp: A0=120dB, GBWP=10MHz, IB=10nA, VOS=5mV. R1=47kΩ, R2=33kΩ, R3=22kΩ, R4=680kΩ, C=330pF.

a. Plot the real vout(f)/vin(f) gain and comment stability.
b. Compute the output static errors due to the OpAmp.



è un OPAMP compensato quindi ho solo un polo prima dell'attraversamento dell'asse.

$A_0 = 120dB \sim 10^6$ $\quad GBWP = 10MHz$

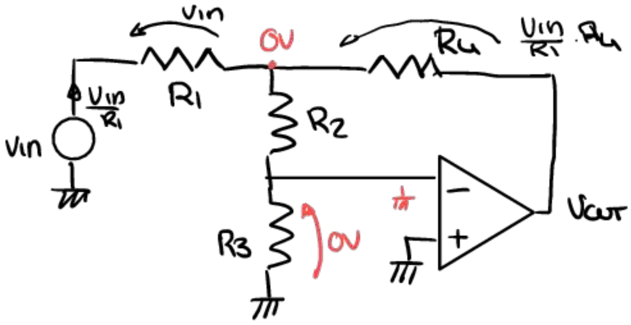


Abbiamo anche offset sia di tensione che di corrente

a) Disegnare Vout/Vin e vedere se è stabile

PARTIAMO STUDIANDO L'OPAMP CON GUADAGNO IDEALE
GBWP = ∞

e studiamo in DC

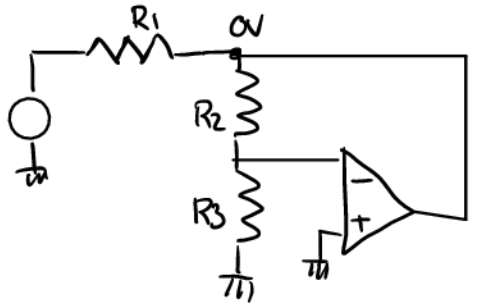


Su R3 non può passare corrente xè virtual ground. Allora neanche su R2 passa corrente

Allora sappiamo che

$$V_{OUT} = -\frac{V_{IN}}{R_1}\cdot R_4 \qquad G(0) = -\frac{R_4}{R_1} = -14,5$$

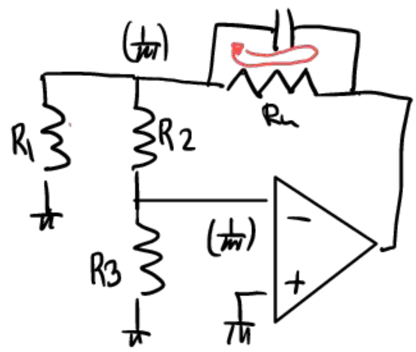
A $f=\infty$ condensatori sono un corto



allora il $G(\infty) = 0V$

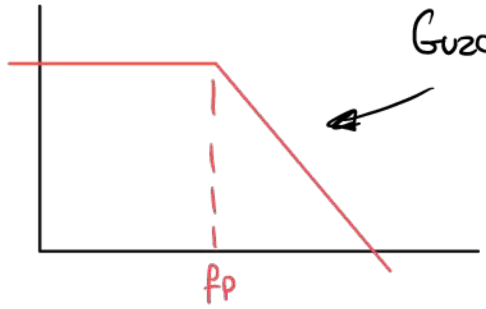
da questo capiamo che il guadagno ha un polo

Calcoliamo il polo del guadagno



Non può passare corrente su R1 o R2, R3 perchè terra virtuale.
Allora il polo è solo dato da R4

$$f_P = \frac{1}{2\pi R_4 C} = 709Hz$$



Guadagno ideale

Ma noi vogliamo plottare il guadagno reale

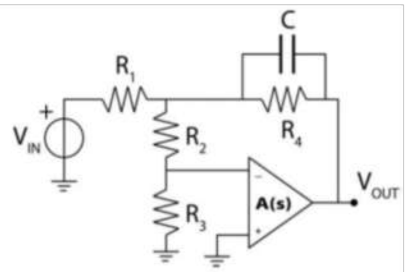
$$G_{REALE} = \begin{cases} G_{ID} & \text{quando } G_{loop} \gg 1 \\ G_{ID}\cdot G_{loop} & \text{quando } G_{loop} \ll 1 \end{cases}$$

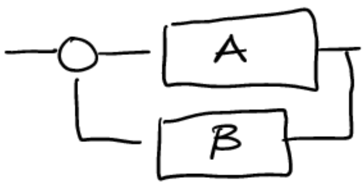
14·10·2021 — 2h

Calcoliamo Gloop

Compensated OpAmp: A0=120dB, GBWP=10MHz, IB=10nA, VOS=5mV. R1=47kΩ, R2=33kΩ, R3=22kΩ, R4=680kΩ, C=330pF.

a. Plot the real vout(f)/vin(f) gain and comment stability.
b. Compute the output static errors due to the OpAmp.

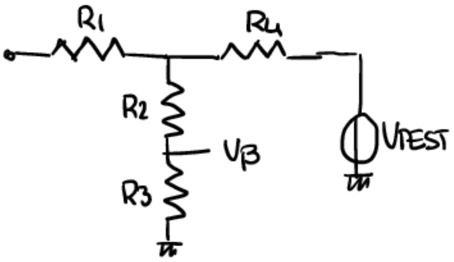




consideriamo l'opamp come A e il resto come beta.

Noi conosciamo più o meno il valore di A(s)

Calcoliamo β in DC



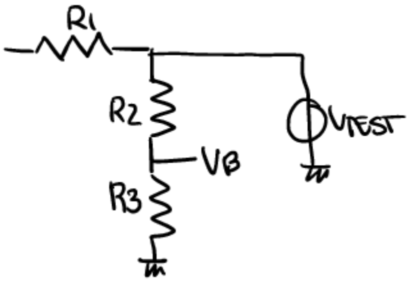
$$\beta = \frac{V_B}{V_{TEST}}$$

$$\beta(0) = \frac{(R_1 // (R_2+R_3))}{(R_1 // (R_2+R_3))+R_4} \cdot \frac{R_3}{R_2+R_3}$$

$$= 0{,}0144$$

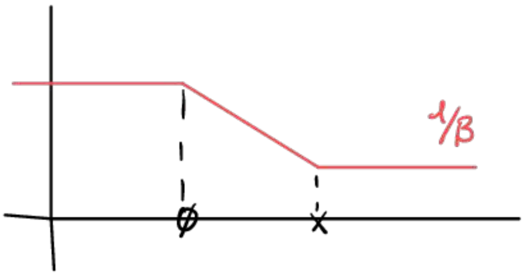
Perciò $1/\beta = 69{,}4$

Calcoliamo β a ∞

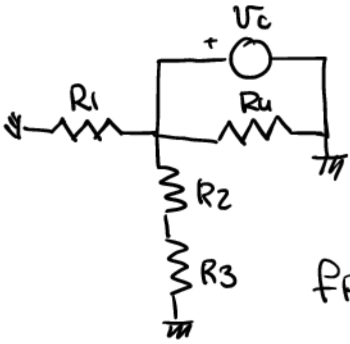


$$\beta(\infty) = \frac{R_3}{R_2+R_3} = 0{,}4 \qquad \frac{1}{\beta}(\infty) = 2{,}5$$

Perciò abbiamo che



f_P :



$R_{eq} = R_4 // R_1 // (R_2+R_3)$

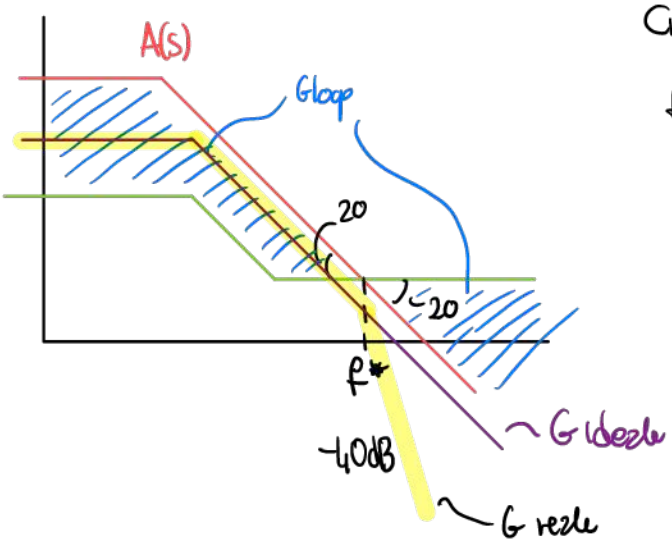
$$f_{P_\beta} = \frac{1}{2\pi R_{eq} C}$$

$$= 19{,}7 \text{ KHz}$$

La frequenza dello zero la possiamo ricavare da Bode facendo il prodotto guadagno banda

$$\frac{f_z}{\beta(0)} = \frac{f_P}{\beta(\infty)} \rightarrow f_z = 709 \text{ Hz}$$

Plottiamo il loop reale



Circuito stabile 20-20

f^* frequenza quando Gloop = 1

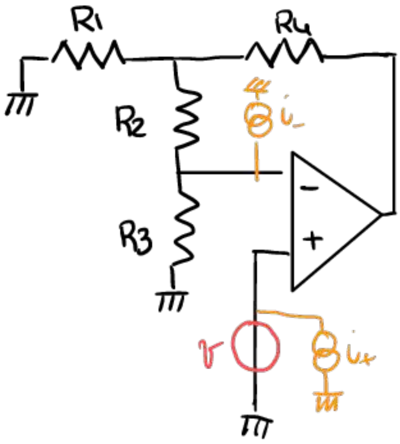
$$f^* \cdot \frac{1}{\beta(\infty)} = GBWP = 4 \text{ MHz}$$

Greale cala perché

$$G_{reale} = G_{loop} \, G_{ideal}$$

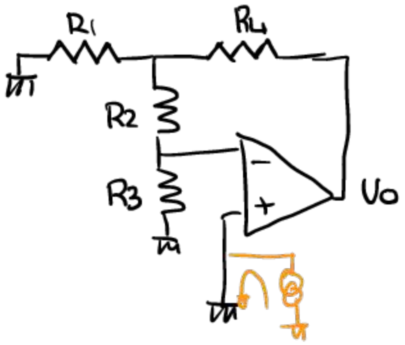
$$= -20 \cdot -20 = -40$$

PUNTO b) Calcolare gli errori statici quindi in DC



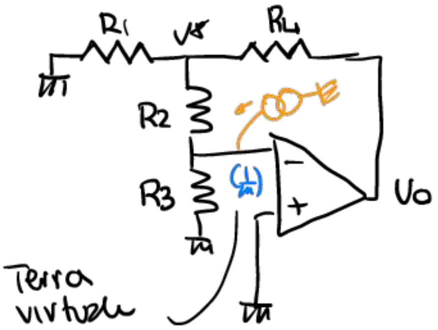
$V_{os} = 5nV \qquad I_B = 10nA$

Iniziamo studiando i_{B+}



$V_o = \varnothing$ non ha effetto

Studiamo i_{B-}



$V^* = I_B^- \cdot R_2$

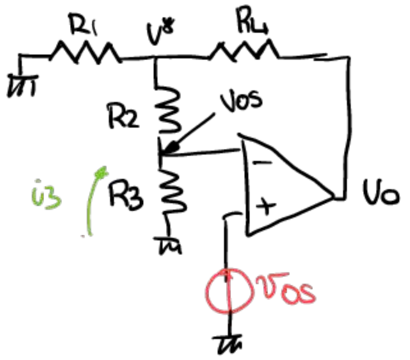
$$-\frac{V^*}{R_1} + I_B^- = \frac{-V_{OUT} + V^*}{R_4}$$

perciò

$$\frac{-I_B^- R_2 + I_B^-}{R_1} = \frac{-V_{OUT} + I_B^- R_2}{R_4} \rightarrow V_{OUT} = -11{,}9nV$$

Controllare

Studiamo Vos



Sappiamo che $V_+ = V_{os}$, allora $V_- = V_{os}$ che impone una corrente su R3 che è uguale a R2, perciò V^* è:

$$\frac{V^* - V_{os}}{R_L} = \frac{V_{os}}{R_3} \rightarrow V^* = V_{os}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$$

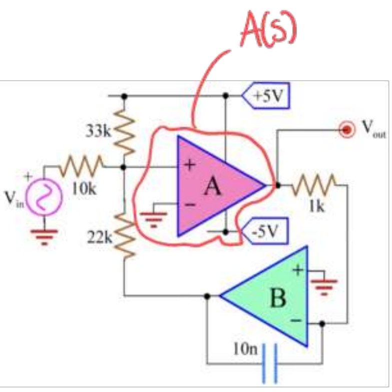
$$\frac{V^*}{R_1} + \frac{V^* - V_{os}}{R_2} = \frac{V_{OUT} - V^*}{R_4} \qquad \mathcal{E}_{V_{os}} = \pm 348mV$$

ESERCIZIO 2

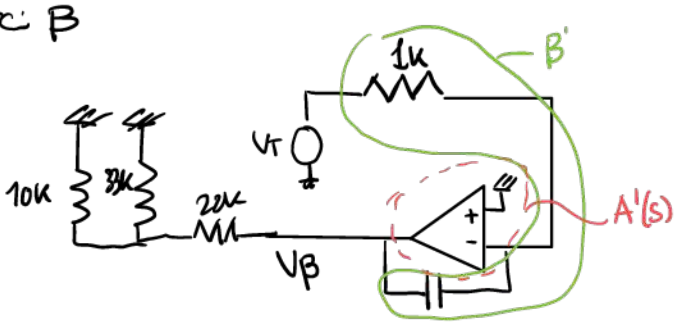
Ex. 2

OpAmps with A0=100dB and GBWP=50MHz.

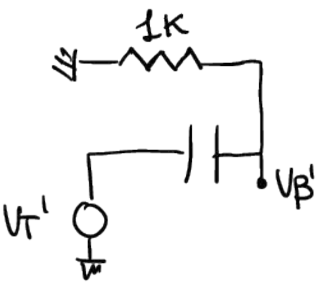
a. Check the stability of the stage, when both OpAmps are considered real.
b. Plot the ideal and the real Vout(f)/Vin(f) gains.
c. Propose a way to compensate the stage if needed.



Dobbiamo calcolare β



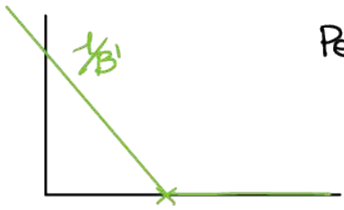
Adesso abbiamo un nuovo β, Calcoliamo β' $\qquad \beta' = V_{\beta'}/V_T'$



$\beta'(0) = \varnothing \qquad 1/\beta(0) = \infty$

$\beta'(\infty) = 1 \qquad 1/\beta'(\infty) = 1$

il diagramma di Bode di $1/\beta'$ è

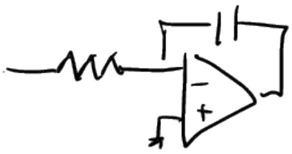


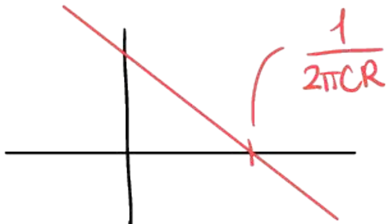
Perciò ho un polo

$R_{eq} = 1K$

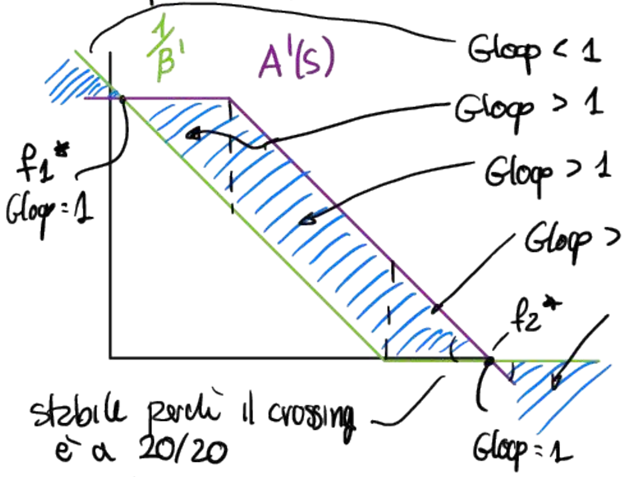
Perciò il polo di β è $f_{p_\beta} = \dfrac{1}{2\pi C R_{eq}} = 15{,}9KHz$

La parte di circuito che ho visto è un integratore e so che il G_{ideale} di un integratore è





Perciò posso plottare il G_{reale} di questa parte di circuito



$G_{loop} < 1$ e cresce di 20dB/dec

$G_{loop} > 1$ e cresce di 20 dB/dec

$G_{loop} > 1$ e costante

$G_{loop} > 1$ e decresce di 20dB/dec

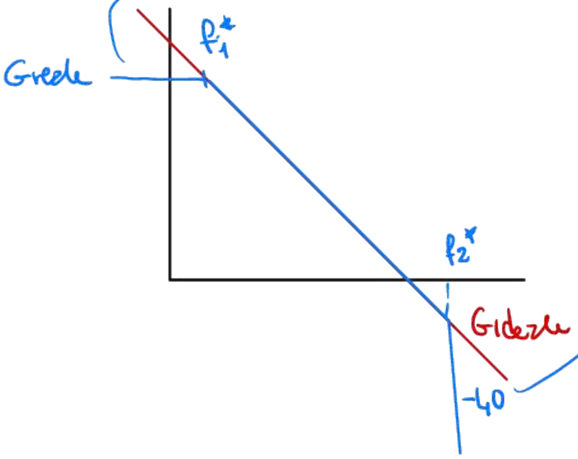
continua a decrescere $G_{loop} < 1$

stabile perché il crossing è a 20/20

Dato che prima di f_1^* e dopo f_2^* il G_{loop} è < 1 ma ho G_{ideale} $1/\beta$ ma solo tra f_1^* e f_2^*

Credo dica che $G_{loop} < 1$ perché $A(s)$ sta sotto $1/\beta'$

Perciò



è piatto perché G_{ideale} cala ma G_{loop} aumenta perciò $G_{ideale} \cdot G_{loop}$ = costante

-40 perché G_{ideale} e G_{loop} calano entrambi di 20dB

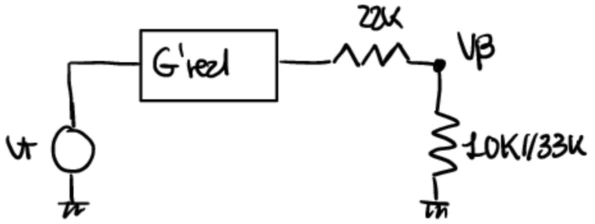
So poi che

$f_1^* \cdot A_0 = f_{p'_\beta} \cdot 1$

$\to f_1^* = 0{,}159 Hz$

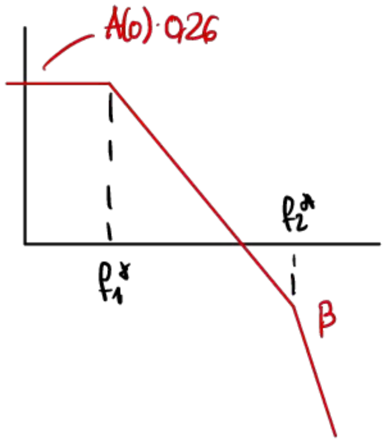
e so anche che $f_2^* = GBWP = 50MHz$

Torniamo al calcolo di β (il primo)



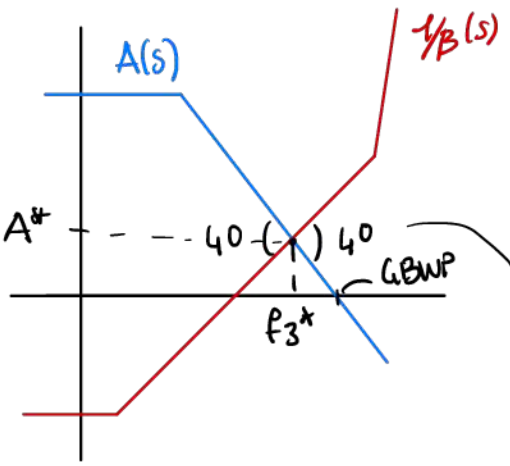
$$\beta = G'real \cdot \frac{10K//33K}{22K + 10K//33K} = 0{,}26$$

Perciò β è



cioè è soltanto il Greal di prima attenuato

Adesso plottiamo 1/β e cerchiamo la stabilità



$$\begin{cases} \dfrac{f^*}{A^*} = \dfrac{f_2^*}{A_0 \cdot 0{,}26} \\ f^* \cdot A^* = GBWP \end{cases} \qquad f^* = 454\,KHz$$

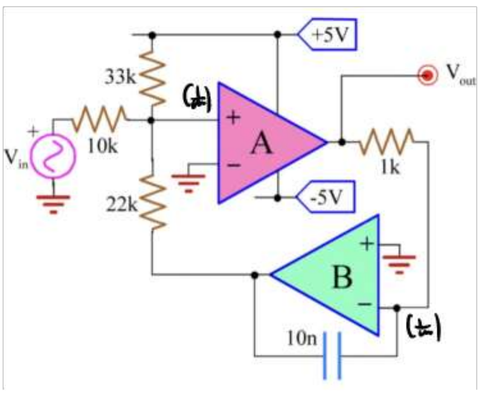
instabile perchè ho crossing a 40/40

PUNTO b)

Disegnare i guadagni reali e ideali.

Partiamo dall'ideale

$\frac{Vout}{Vin}$ (P)

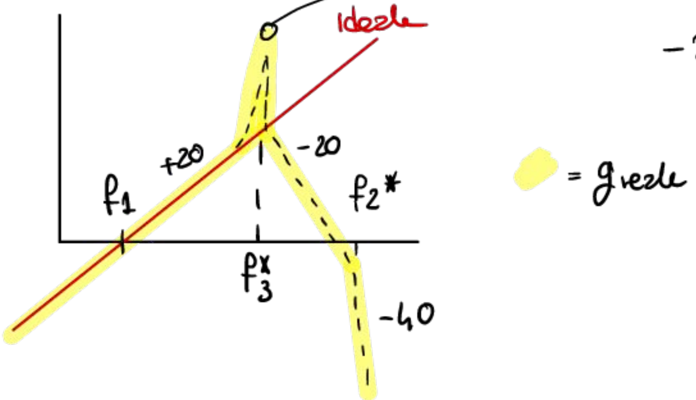


$$-\frac{Vin}{10K} \cdot 22K = VB = -2{,}2Vin$$

$$ic = \frac{VB}{1/SC}$$

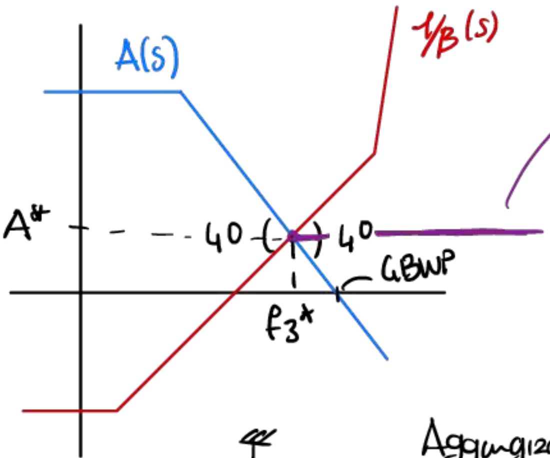
$$Vout = ic \cdot 1K = -2{,}2Vin \cdot SC \cdot 1K$$

Perciò il circuito totale è un derivatore



$-22 \cdot sC \cdot 1K = 1 \rightarrow f_1 = 7{,}23\,KHz$

PUNTO C Compensare lo stage



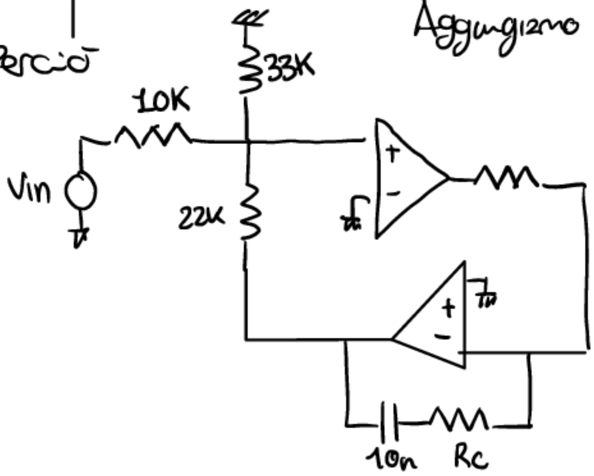
devo fare sì che 1/β abbia sto comportamento

devo perciò avere uno zero a

$f_{z\beta} = \frac{f^*}{10}$ (una decade prima credo per far arrivare tutto il margine di fase)

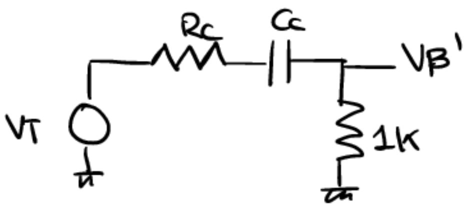
Aggiungiamo una resistenza in serie al condensatore

Perciò



$R_{eq} = R_{ec}$

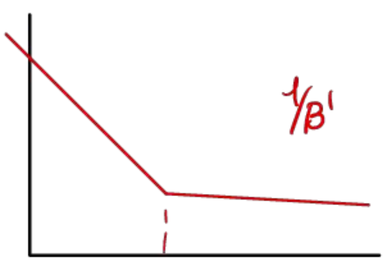
Perciò β' è:



$\beta'(0) = 0 \qquad \frac{1}{\beta'(0)} = \infty$

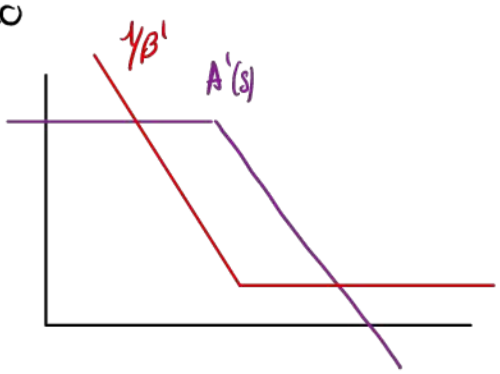
$\beta'(\infty) = \frac{1K}{1K+R_c} \qquad \frac{1}{\beta'(\infty)} = \frac{1K+R_c}{1K}$

Perciò il grafico di $1/\beta'$ è

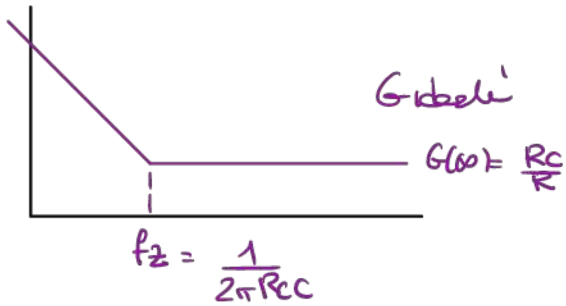


$f'_{p_\beta} = \frac{1}{2\pi C(1K+R_c)}$

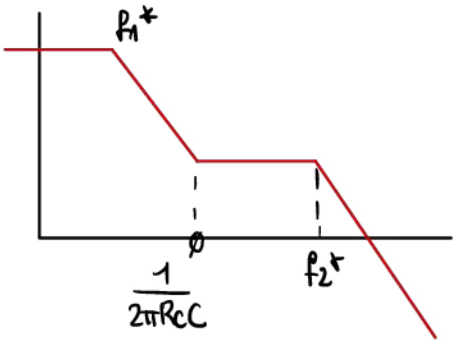
Perciò



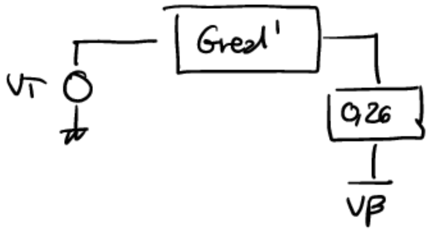
Perciò il gain ideale sarà (non è più un integratore e basta)



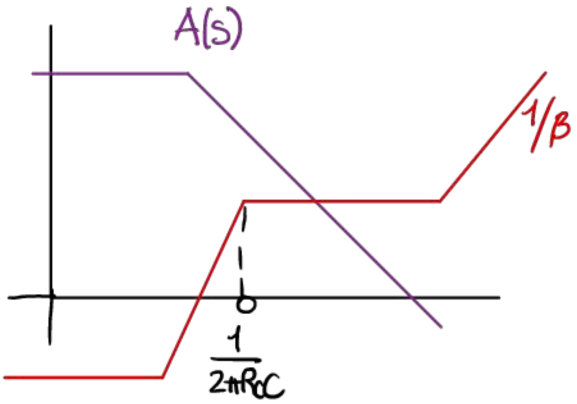
Perciò il reale è



il β totale è dato da



Perciò il totale sarà



Dobbiamo fare in modo di mettere lo zero avere uno zero prima di f^*

$$f_z = \frac{f_3^*}{10} = \frac{1}{2\pi R_C C} \rightarrow R_C = 350\,\Omega$$

il nuovo circuito ha che

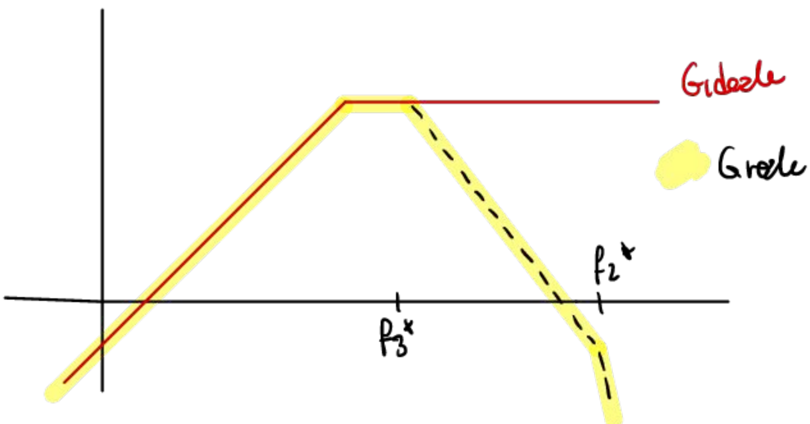
$$V_B = -V_{IN}\cdot\frac{22k}{10k} = -2{,}2V_{IN}$$

<u>DC</u> $G_{ideale} = \varnothing$

<u>∞</u> $G_{ideale} = \frac{1k}{350}$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\, 10n\cdot 350}$$

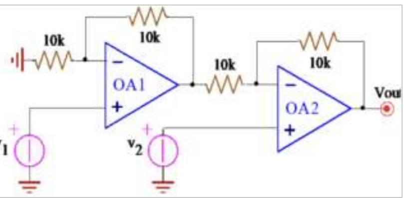
Perciò



ESERCIZIO 3

Ex. 3
OpAmps: A0=100dB, GBWP=10MHz, and 1nV/√Hz 1pA/√Hz noise.

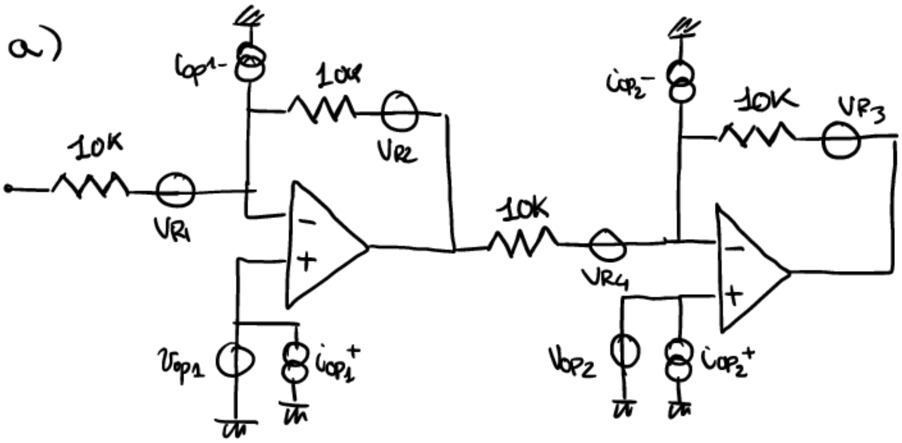
a. Neglecting any frequency dependence, compute the equivalent current and voltage noise densities at DC for both the inputs



$$\frac{\langle i \rangle^2}{\Delta f} = 1pA/\sqrt{Hz}$$

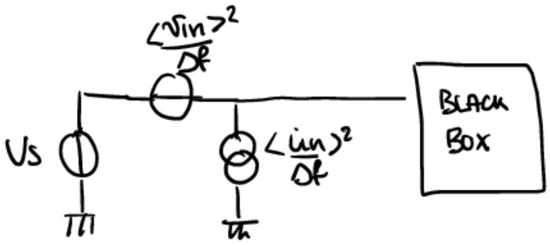
$$\frac{\langle v \rangle^2}{\Delta f} = 1nV/\sqrt{Hz}$$

PUNTO a)



Voglio fare sì che

$$4KTR = (13nV/\sqrt{Hz})^2$$



Partiamo calcolando l'effetto della tensione

$$\frac{\langle V_{OUT} \rangle^2}{\Delta f} = v_{op1}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{R_3}{R_4}\right)^2 + i_{op1}^+ \cdot \emptyset + v_{R1}\left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{R_3}{R_4}\right)^2 + v_{R2}\left(\frac{R_3}{R_4}\right)^2 + i_{op1}^- R_2^2 \left(\frac{R_3}{R_4}\right)^2$$

$$+ v_{R4}\left(\frac{R_3}{R_4}\right)^2 + v_{op2}\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)^2 + i_2 R_3^2 + v_{R3} = (30nV/\sqrt{Hz})^2$$

sappiamo che l'output dato da un solo gen di input è

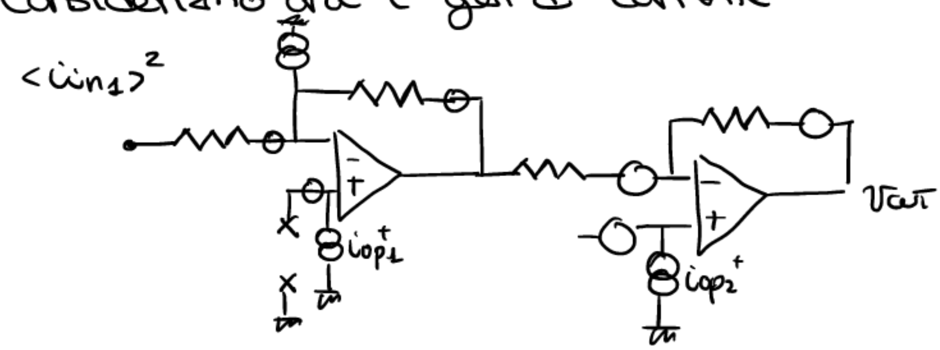
$$V_{OUT} = v_{in_1}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)^2 \left(\frac{R_3}{R_4}\right)^2 = \left(\frac{30nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 \leftarrow \text{impongo}$$

Poi trovo $v_{in1} = \left(14,8\frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2$

posso fare la stessa cosa anche mettendola su v_{in2}

$$V_{OUT} = v_{in2}\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)^2 = \left(\frac{30nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 = \left(\frac{30nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2$$

Consideriamo ora i gen di corrente



$i_{op1} \cdot (R_\infty)^2 \cdot G^2 = v_{OUT}$

↖ Resistenza infinita

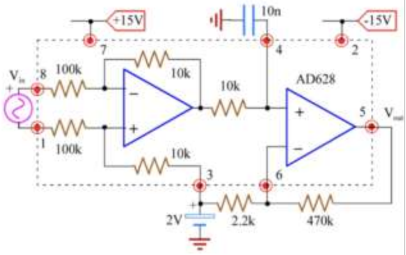
perciò l'errore di corrente totale all'input dell'opamp è uguale a quello dello stesso opamp

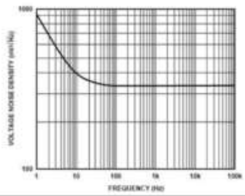
$i_{op1} = i_{in_1}$

Stesso discorso vale per l'opamp 2.

Ex. 1
Both OpAmp inside the AD628 integrated circuit provide A_0=100dB and GBWP=30MHz and are characterized by the v_{in} noise shown at the side (do not consider i_{in}).

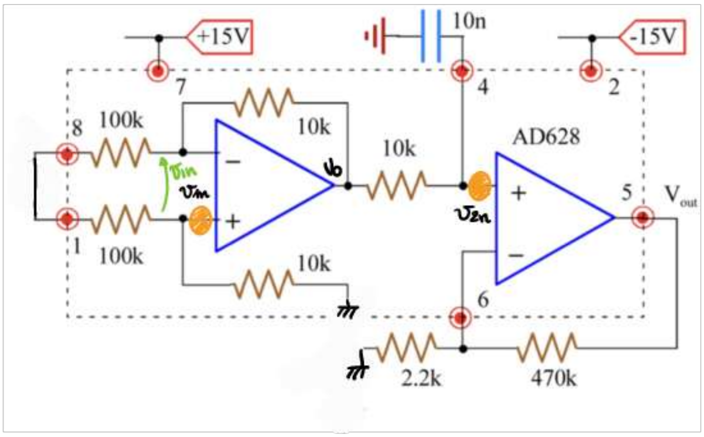
a. Estimate the noise effect at the output, due to the $v_{in}^2/\Delta f$ contribution from 100Hz upward.





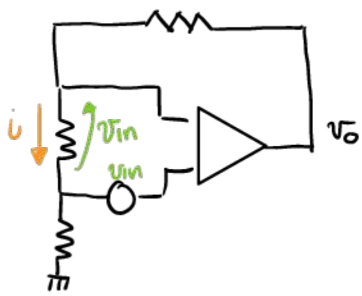
Contributo del rumore a 100Hz

Spegnamo l'input e consideriamo le sources del rumore



$\frac{\langle v_{OUT}^2 \rangle}{\Delta f}$

Calcoliamo la tensione all'output



Perciò $G_1 = \frac{v_o}{v_i} = \frac{10K + 200K + 10K}{200K} = \frac{11}{10}$

Poi no che

$$G_2 = \frac{v_{OUT}}{v_+} = 1 + \frac{470K}{2{,}2K}$$

Abbiamo quindi che

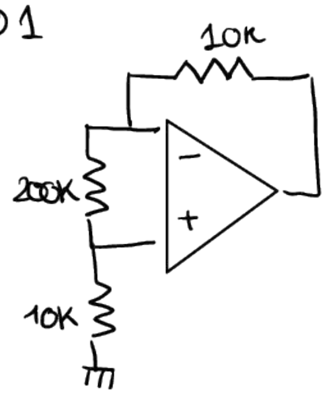
$$\frac{\langle v_{OUT}' \rangle^2}{\Delta f} = \frac{\langle v_{IN_1} \rangle^2}{\Delta f} \cdot G_1^2 \cdot G_2^2 = \left(73\frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}\right)^2$$

Mentre per la seconda componente abbiamo che

$$\frac{\langle v_{OUT}'' \rangle^2}{\Delta f} = \frac{\langle v_{IN_2} \rangle^2}{\Delta f} \cdot G_2^2 = \left(66\frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}\right)^2$$

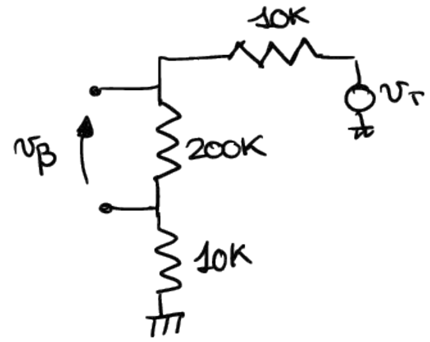
Sappiamo che dobbiamo integrare questo rumore a partire da 100Hz ma dobbiamo vedere fino a che frequenza. Le 2 componenti del rumore avranno andamento in frequenza diverso dato che il secondo rumore è limitato in banda solo dal 2° OPAMP.

• CASO 1



Abbiamo $A(s)$, dobbiamo calcolare β

• Calcoliamo β



$$\beta = \frac{v_\beta}{v_T} = \beta^- - \beta^+$$

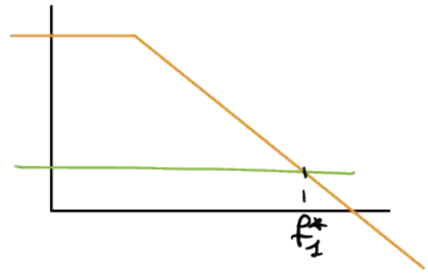
$$= \frac{200K + 10K}{200K} - \frac{10K}{220K}$$

$$= \frac{10}{11}$$

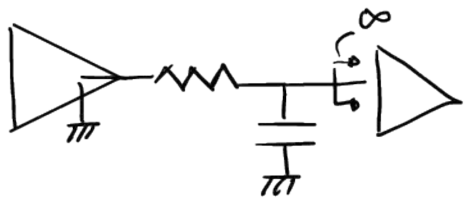
Perciò $1/\beta = \frac{11}{10}$

Con il prodotto guadagno banda poi ricavo che

$$\frac{1}{\beta} \cdot f_1^* = 30MHz \cdot 1 \rightarrow f_1^* = 27MHz$$

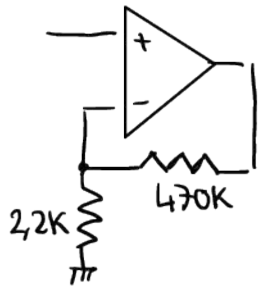


Abbiamo poi che continuando nel circuito



$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi RC} = 1,6KHz$$

Alla parte finale del nostro circuito abbiamo



$$\beta = \frac{2,2K}{2,2K + 470K} \rightarrow \frac{1}{\beta} = \frac{2361}{11}$$

Perciò $f_2^* \cdot \frac{1}{\beta} = 30MHz \cdot 1 \rightarrow f_2^* = 140KHz$

Perciò so che

$$\begin{cases} f_1^* = 27MHz \\ f_{RC} = 1,6KHz \\ f_2^* = 140KHz \end{cases}$$

La prima componente del rumore vede tutti e 3 i poli la seconda no.

La componente + limitante è data da f_{RC} perciò noi consideriamo solo questo polo per la componente v_{1n} del rumore.
Al contrario il 2° rumore v_{2n} vede solo il polo f_2^* perciò il rumore totale lo possiamo calcolare come:

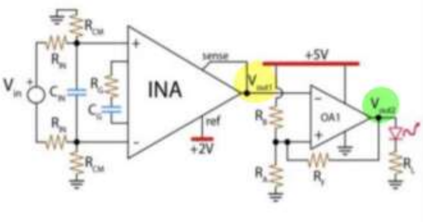
$$v_{OUT_{RMS}} = \sqrt{\left(\frac{73\mu V}{\sqrt{Hz}}\right) \cdot \frac{\pi}{2}\left(1,6KHz - 100Hz\right) + \left(\frac{66\mu V}{\sqrt{Hz}}\right) \cdot \frac{\pi}{2}\left(140KHz - 100Hz\right)} = 31nV$$

Ex. 2

Rina=10kΩ, Rin=220kΩ, Rcm=1MΩ, Rg=100Ω, Ra=33kΩ, Rb=33kΩ, Cin=Cg=100nF.

a. Plot Vout1(f)/Vin(f).

b. Compute Rf to set Vtl=1.5V and Vth=3.5V and the corresponding Vin values to turn on and off the LED at 2 Hz



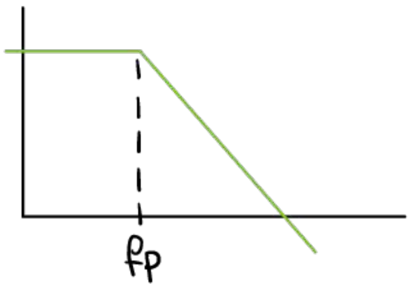
2 stage, un INA e un opamp con feedback positivo (che fa da comparatore)

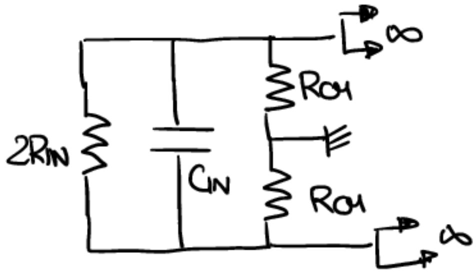
Dividiamo il circuito in 2 e da qui calcoliamo i guadagni dei 2 circuiti separati

$$G_{INA_{DC}} = \frac{V_{INA}}{V_{IN}} = \frac{2R_{CM}}{2R_{CM}+2R_{IN}} = 0{,}81 \qquad G_{INA_\infty} = \emptyset$$

PERCHÉ C_{IN} DIVENTA UN CORTO E QUINDI NON HO DDP SULL' INA.

Perciò abbiamo che



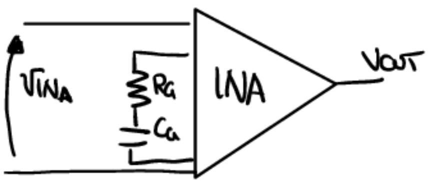


Calcoliamo la frequenza del polo

$R_{eq} = 2R_{IN} // 2R_{CM} = 360K$

Perciò $f_{P1} = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_{IN}} = 4{,}4\ Hz$

• Seconda parte del circuito

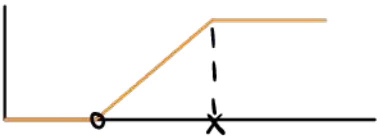


$G_2 = 1 + \frac{2R_{INA}}{Z_G}$

IN DC $\quad Z_G = \infty \rightarrow G_2 = 1$

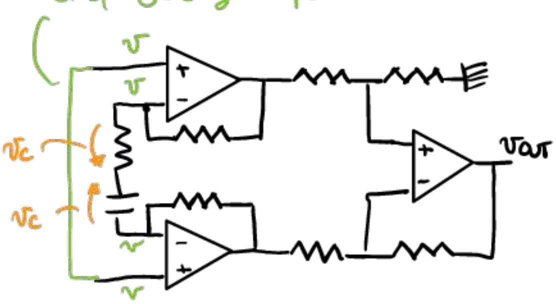
A ∞ $\quad Z_G = R_G \rightarrow G_2 = 1 + \frac{2R_{INA}}{R_G} = 201$

Perciò abbiamo che



il guadagno è così. Calcoliamo il polo.

Si spengono gli input

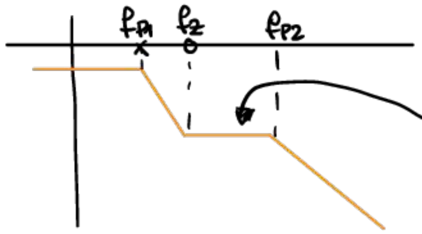


$f_P = \frac{1}{2\pi C_G R_G} = 16KHz$

lo zero lo calcoliamo con il prodotto guadagno banda

$\frac{f_Z}{G_2(0)} = \frac{f_{P2}}{G_2(\infty)} \rightarrow f_Z = 796Hz$

Sappiamo che il guadagno totale è $G = G_1 \cdot G_2$, quindi moltiplichiamo i 2 diagrammi di Bode

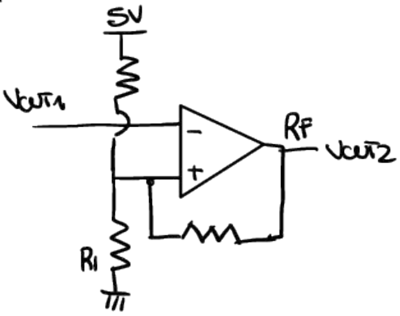


Questo è il grafico della moltiplicazione

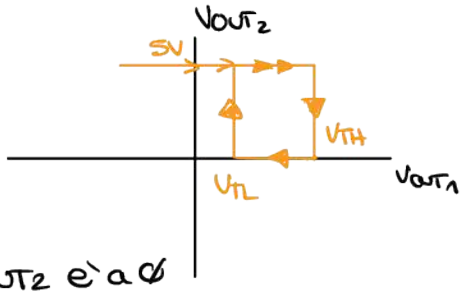
A noi ci interessa il guadagno a medie frequenze

$$G_{HF} = \frac{G(0) \cdot f_{P1}}{f_z} = 0{,}045$$

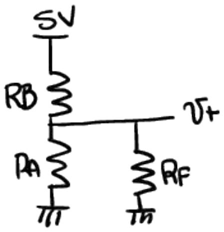
Però ora ho che l'output del mio INA è collegato a un circuito di trigger



Dobbiamo scegliere RF per avere $V_{TL} = 1{,}5V$ e $V_{TH} = 3{,}5V$



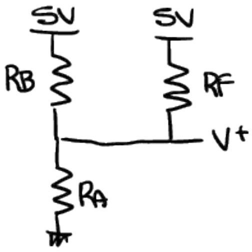
Quindi quando abbiamo V_{TL} l'out2 è a ∅



$$V_{TL} = 1{,}5V = \frac{5 \cdot RA//RF}{RA//RF + RB}$$

Da questa otteniamo che $RF = 24{,}75K\Omega$

Nel caso di V_{TH} invece abbiamo che



$$V_{TH} = V^+ = \frac{5 \cdot RA}{RA + RB//RF} = 3{,}5V$$

Da questa otteniamo che RF =

Forse ci bastava la formula sopra dato che abbiamo 1 incognita e 2 eq.

Vogliamo poi avere che il led si accenda a frequenza di 2Hz

$V_{ref} = 2V$ $\quad V_{OUT} = V_{IN}\, \underbrace{G(2Hz)}_{0{,}81} + V_{ref}$

Noi sappiamo che

$V_{TL} = 1{,}5V$ perciò la nostra Vout deve essere abbastanza bassa da passarla

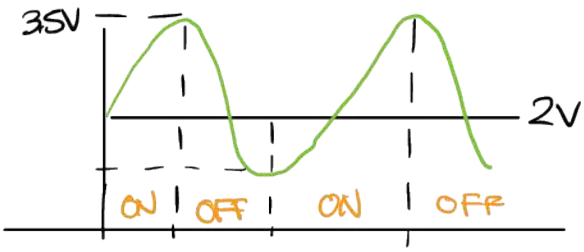
$$V_{TL} = V_{IN} \cdot G(2Hz) + V_{ref}$$

e inoltre abbiamo anche che

$$V_{TH} = 3{,}5V = V_{IN} \cdot G(2Hz) + V_{ref}$$

Da queste 2 formule troviamo i valori minimi di V_{IN}

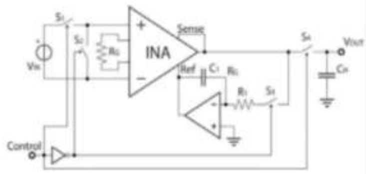
$$\begin{cases} V_{INL} = -0{,}61V \\ V_{INH} = 1{,}85V \end{cases}$$



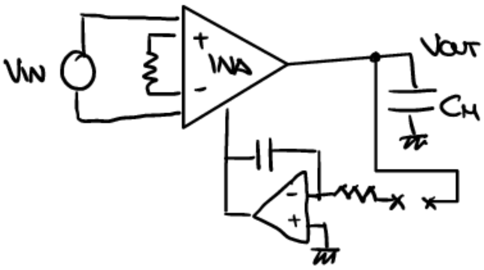
Ex. 3

INA with RF=22kΩ. OpAmp with GBWP=10MHz and A0=100dB, R1=1kΩ, RG=22kΩ, C1=100nF, CF=10mF, VOS=1mV. Control has CMOS levels. Switches close with low logic signal.

a. When Control=Low compute Vout/Vin at DC.
b. Explain the behavior of the system when Control=High
c. cDescribe how operation changes if S1, S3 and S4 were closed and S2 left open

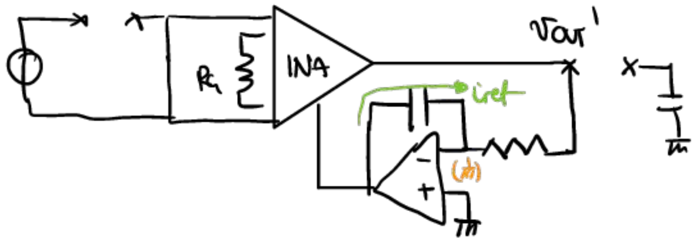


Dobbiamo calcolare Vout/Vin quando il controllo = Low   S1,S4 chiusi S2,S3 aperti.



$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = G_{INA} = 1 + \frac{2R_F}{R_G} = 1 + 2\cdot\frac{22K}{22K} = 3$$

Cosa succede quando control va alto? S2,S3 chiusi S1,S4 aperti.

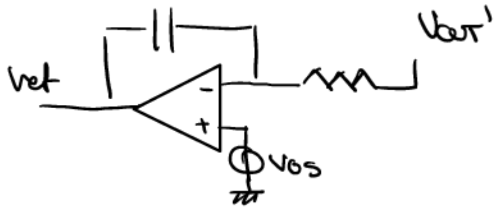


$$\frac{V_{OUT}'}{V_{Ref}} = 1$$

Abbiamo un balance quando iref = ∅ ma questo succede solo quando Vout' = ∅ e quindi ho anche che Vref = ∅

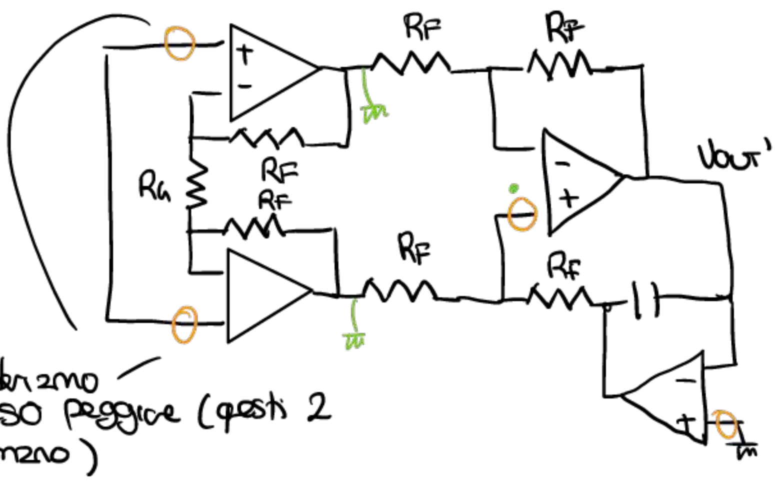
Questo succede nel caso ideale.
Quando aggiungo le non idealità ho che:

$V_{OS} = 1mV$



non abbiamo corrente quando Vout' = Vos e quindi anche quando Vref = Vos.

$$V_{OUT}' = V_{OS} = V_{IN}\cdot G_{INA} + V_{REF}\cdot 1 + \varepsilon(V_{OS})$$



Dobbiamo calcolare l'effetto di tutti gli offset all'output

Consideriamo il caso peggiore (questi 2 si sommano)

$\varepsilon(V_{os})$

$$V_{OUT}' = V_{os} + 2V_{os}\,G_{INA} + V_{os}\left(1+\frac{R_F}{R_F}\right)$$

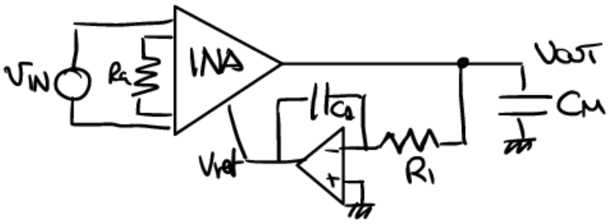
$$= V_{os} + 6V_{os} + 2V_{os} = 9V_{os} = \pm 9mV$$

Perciò $V_{os} = V_{REF} \pm \varepsilon(V_{os}) \rightarrow V_{REF} = \pm 1mV \mp 9mV = \mp 8mV$

Ci interessa questa tensione perchè è quella che "salviamo" sul condensatore
Quando switchiamo ancora il circuito abbiamo che l'output ....

PUNTO C

S_1, S_3, S_4 chiusi S_2 aperto



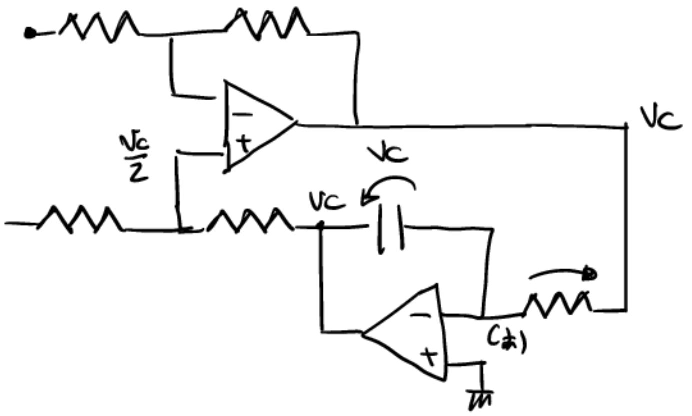
notiamo che Vref è il contributo a bassa frequenza di Vout perchè ho un integratore

$V_{ref} = -V_{OUT_{DC}}$ → componenti a basse frequenze di Vout

Perciò

$V_{OUT} = V_{IN}\,G_{INA} + V_{ref} = V_{IN} \cdot G_{INA} - V_{OUT_{DC}}$ → in pratica sottraggo le componenti a bassa frequenza quindi fa l'effetto di un passalto

Calcoliamo il polo del filtro HPF



$$R_{eq} = \frac{V_c}{i_c} = R_1 = 1K\Omega$$

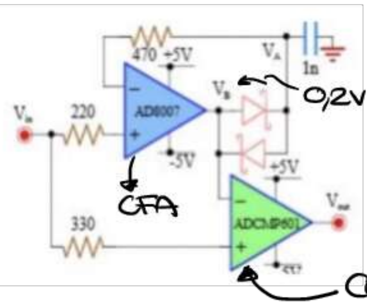
$$f_p = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 16KHz$$

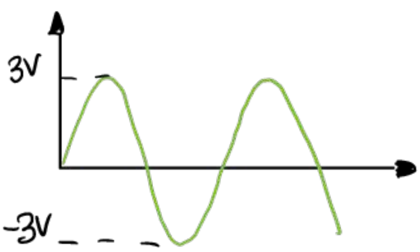
$C_1 = 100nF$

Ex. 4

The circuit employs a comparator, a CFA amplifier and two Schottky diodes. The Vin input is sinusoidal with 3V peak amplitude.

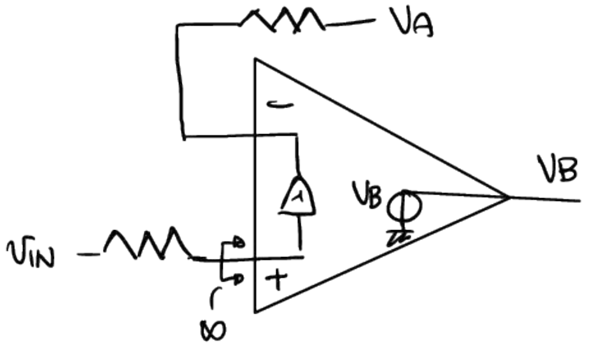
a. Plot the VA, VB and Vout waveforms and describe the function of the circuit.





plottare Va, VB e Vout

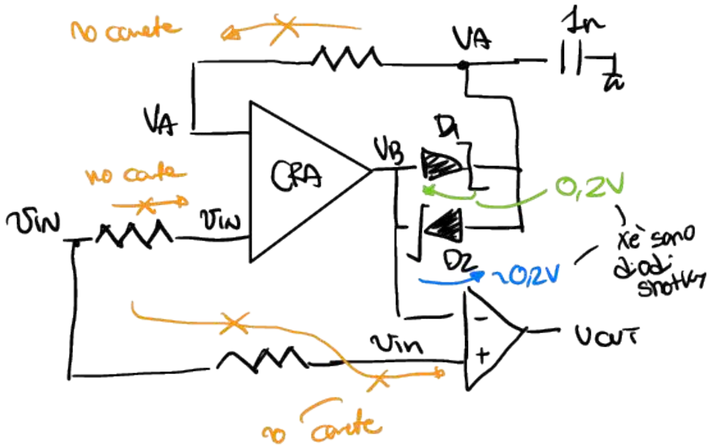
Cosa sappiamo sui CFA?



$V^+ = V^-$ perché c'è il buffer dentro
$i^+ = \emptyset$

$i^- \neq \emptyset$ può essere dato che l'output del buffer è a bassa impedenza
La corrente i^- è l'errore del nostro sistema però se lo metto in feedback allora questo fa tendere a $\emptyset$ questa corrente

Torniamo al circuito

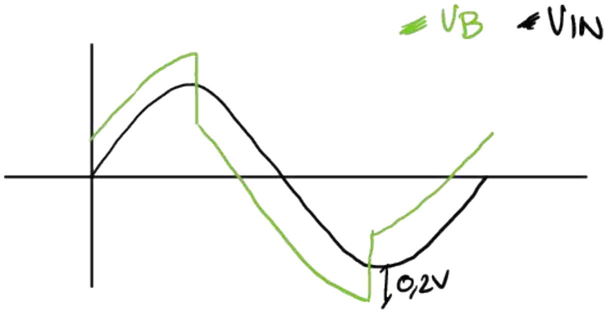


VA = VIN
Cosa succede quando VIN aumenta?

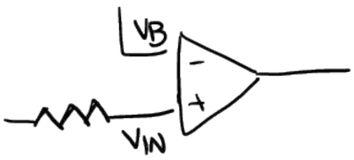
VIN ↑ → VA ↑ allora passa corrente su D1 e non su D2
Questo perché VA ↑ e quindi la corrente deve entrare nel condensatore e quindi i passa per D1
allora
VB = VA + 0,2V

Quando VIN ↓ VA ↓ e quindi la corrente passa per D2 quindi VB = VA − 0,2V

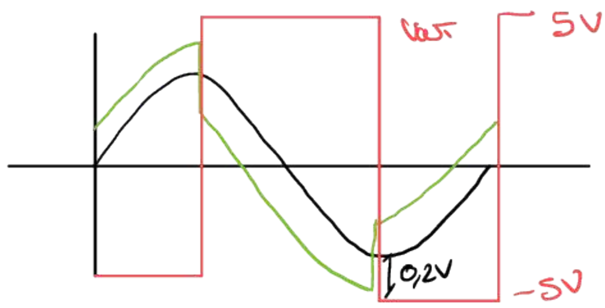
Però



Cosa succede al nostro output?



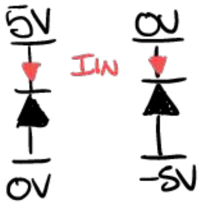
Però



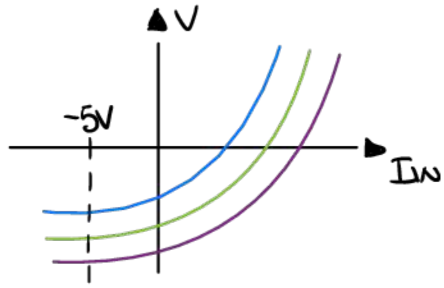
Possiamo dire che è un peak detector

Ex. 1
Monitor the laser power emitted by a laser curing device, by means of a photodiode, whose photocurrent Iin must stay in the 10÷70µA range, with a nominal value of 40µA. The photodiode is operated reverse-biased at 5V.
a) Provide a Vout in the 0÷5V range, proportional to the absolute unbalance away from the nominal value (i.e. 0V@40µA and +5V@10µA and +5V@70µA).
b) Switch on an LED when the photocurrent dose exceeds 2.4mC and reset the measurement every 5min.

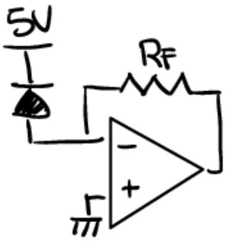
Perciò vogliamo $V_{OUT} \propto |I_{IN} - 40\mu A|$



Dobbiamo monitorare la sua corrente



Potrei misurare la corrente su una resistenza, ma poi avrei una caduta di tensione ai capi della resistenza e non più Ø V. Mi serve una terra virtuale



$V_1 \propto I_{in}$ però noi vogliamo che l'uscita sia proporzionale alla $V \propto I_{in} - 40\mu A$

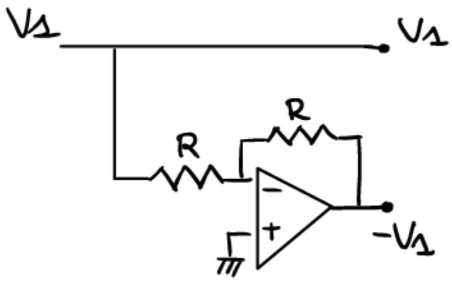
Perciò devo creare un path per la corrente per avere $-40\mu A$

$V_1 = -R_F \Delta I$

Però noi vogliamo il modulo della tensione perché nel testo c'è scritto che ho 5V a entrambi gli estremi

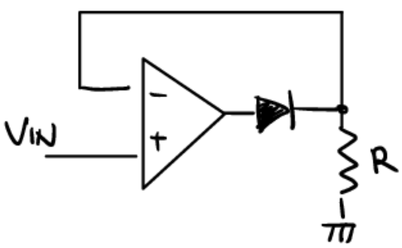
Deve essere -5 perché dall'altra parte ho la terra virtuale.

Posso perciò fare



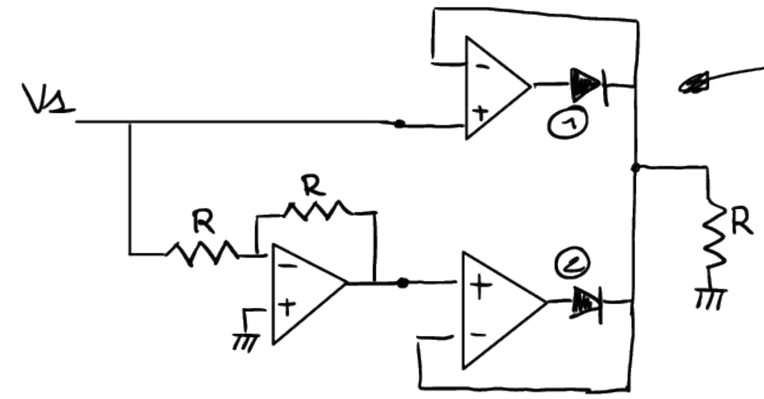
Noi vogliamo sempre il V1 positivo

Ricordiamo il superdiodo



$\begin{cases} V_{IN} > \emptyset & \text{buffer} \\ V_{IN} < \emptyset & \text{off} \end{cases}$

Possiamo usare questa tecnica per scegliere quale dei 2 segnali V_1 e $-V_1$ vogliamo.



Faccio questo solo perchè tanto solo uno dei 2 sarà ON per ogni istante

- Per $\Delta I > \emptyset$ ($I_{IN} > 40\mu A$) ② OFF ① ON ($V_1 > \emptyset$)
- Per $\Delta I < \emptyset$ ($I_{IN} < 40\mu A$) ② ON ③ OFF ($V_1 < \emptyset$)

Quando abbiamo $I_{in} = 70\mu A$ vogliamo $V_{OUT} = 5V$

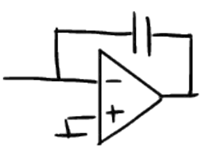
$$V_{OUT}|_{max} = R_F \cdot \Delta I_{max} = R_F \cdot 30\mu A = 5V \longrightarrow R_F = 166{,}67 K\Omega$$

Mentre $R_{IN} = \frac{5V}{40\mu} = 125K\Omega$

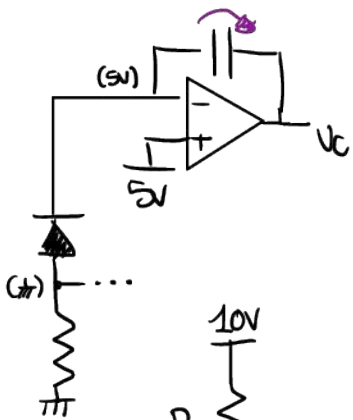
• Punto b

Dobbiamo monitorare la carica, se questa supera i 2,4mC allora noi accendiamo un led.

La carica è $\Rightarrow Q_{in} = \int I_{in} dt$ perciò ci servirà un integratore.



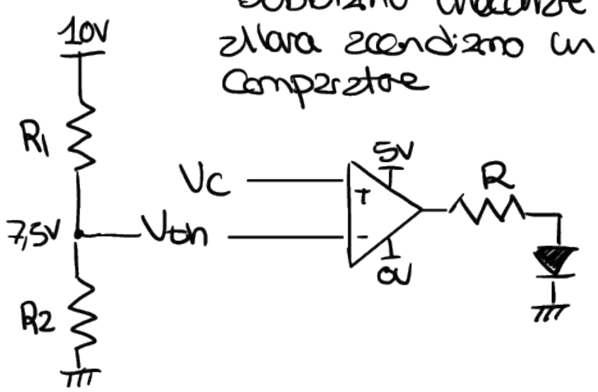
Ma dove piazziamo l'integratore nel circuito per non invadere corrente? Noi vogliamo la stessa corrente che passa nel fotodiodo. Allora lo mettiamo in serie al fotodiodo e tramite il cortocircuito virtuale dell'integratore alimento il fotodiodo



La tensione ai capi del condensatore sarà

$$\Delta V = \frac{I_{IN}}{C} \cdot \Delta t = \frac{Q_{in}}{C}$$

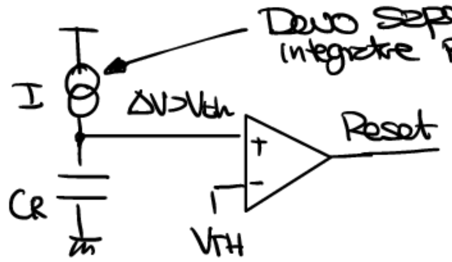
Dobbiamo checkare quando Vc supera un valore allora accendiamo un led, Ci serve perciò un Comparatore



Ricordiamo che

$$\Delta V = \frac{Q_{IN}}{C} \rightarrow C = \frac{2{,}4mC}{2{,}5} = 960\mu F.$$

il testo ci dice anche di resettare la misura ogni 5min (altrimenti una volta che il led è ON lo è per sempre)
Per sapere quando sono passati 5min noi usiamo la tensione ai capi di un condensatore comandato a corrente costante



Devo sapere la corrente è essenziale! non posso usare l'opamp integratore per fare anche sta cosa perchè non so la corrente.

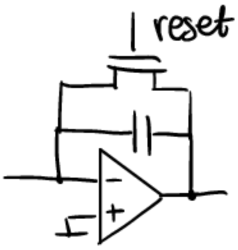
$$\Delta V = \frac{I_R}{C_R} \cdot \Delta t$$ Voglio 5min

$$\Delta V = 2{,}5 = \frac{I_R}{C_R} \cdot 5 \cdot 60s \rightarrow \frac{I_R}{C_R} = \frac{\Delta V}{t} = 8{,}4\ mV/s$$

Noi supponiamo

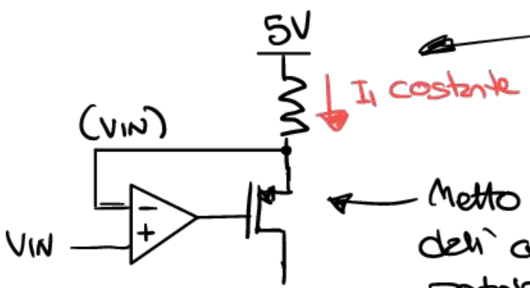
$$I_R = 0{,}84\,\mu A \rightarrow C_R = 100\,\mu F$$

E con il reset devo fare sì di avere IN=OUT all'integratore



Ma purtroppo anche lui ho il reset che mi rimane alto per sempre perciò devo anche resettare C_R con un'altro switch. Devo aspettare un po così sono sicuro che il condensatore dell'integratore è scarico.
Per fare il delay uso una catena di not.

Come faccio il gen di corrente costante per l'integratore?

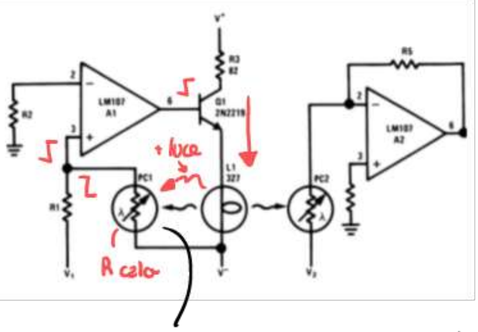


È un circuito intelligente per creare una corrente proporzionale all'input

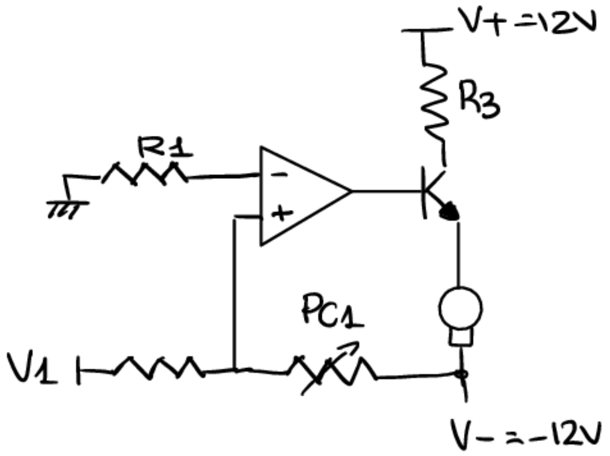
Metto il Mos così la corrente non deve essere fornita dall'output dell'opamp che per alte correnti potrebbe non fornirla

Esercizio 2

Ex. 2
A lamp is identically coupled to two matched photoresistors, (Ohm's law applies). Power supplies are V+=+12V and V- =-12V. Resistors are R1=10kΩ, R2=R3=R4=470Ω, R5=12kΩ.
a) Find the resistance of PC1 as a function of V1.
b) Find the relationship Vout(V1, V2) and comment on the overall function.



Dobbiamo trovare la resistenza PC1 in funzione di V1



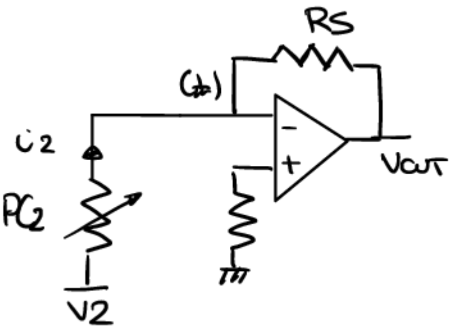
PC1(V1)

$$\frac{V_1}{R_1} = -\frac{V^-}{PC_1}$$

↳ PC1 .... (Mi sono perso questa parte)

Punto b

$V_{OUT}(V_1,V_2)=?$



$$PC_1 = \frac{12V \cdot 10K}{V_1}$$

$$PC_1 = PC_2$$

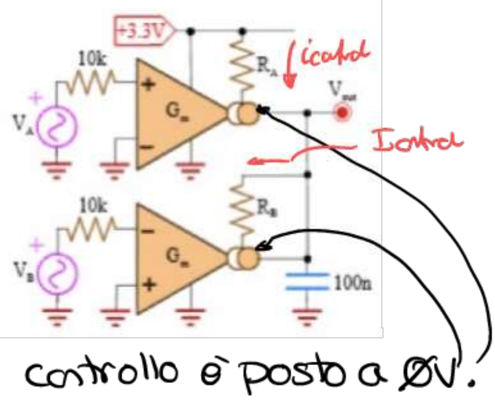
$$i_2 = \frac{V_2}{PC_2} = \frac{V_2}{PC_1}$$

$$V_{OUT} = -i_2 \cdot R_S = -\frac{V_2}{PC_1} \cdot R_S = \frac{-V_2 \cdot V_1 \cdot 12K}{12V \cdot 10K} = -\frac{V_2 V_1}{10}$$

Perciò è un moltiplicatore analogico

Esercizio 3

Ex. 3
The OTAs are biased at 3.3V, have the control pin kept at 0V, and a transconductance given by Gm=Icontrol/Vth (Vth=kT/q=25mV at 27°C). Ra=330kΩ, Rb=100kΩ.
a) Compute the dependence of Vout on VA and VB at DC.
b) Modify the circuit, by choosing Ra=Rb=210kΩ and connecting them to +3.3V (like Ra in the figure), and plot the Bode diagram of Vout(f) vs. Va and Vb.



Abbiamo 2 OTA, in cui il pin di controllo è posto a ØV. e abbiamo un guadagno che è dato da

$$G = \frac{I_{control}}{V_{th}} \qquad V_{th} \simeq 25mV$$

Dobbiamo calcolare Vout in funzione di Va e VB in DC.

Con un OTA non abbiamo corrente in ingesso nei pin e l'uscita è

$$i_{OUT} = (V_+ - V_-)G_m$$

Perciò

$$i_A = V_A \cdot G_{mA} = V_A \cdot \frac{I_{controlA}}{V_{th}} = V_A \frac{3{,}3}{R_A V_{th}}$$

Dove $I_{controlA} = \frac{3{,}3V}{R_A}$

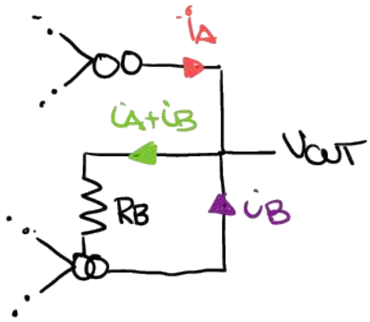
e per i_B ho che

$$i_B = -V_B \cdot G_{mb} = V_B \cdot \frac{I_{CONTROLB}}{V_{th}} = -\frac{V_B V_{OUT}}{V_{th} R_B}$$

$I_{controlB} = \frac{V_{OUT}}{R_B}$

Meno perché entriamo del pin negativo

ho perciò una struttura del tipo



$$V_{OUT} = (i_A + i_B) R_B$$

$$\overset{!}{=} \frac{V_A 3{,}3 R_B}{R_A V_{th}} - \frac{V_B V_{OUT} R_B}{R_B V_{th}}$$

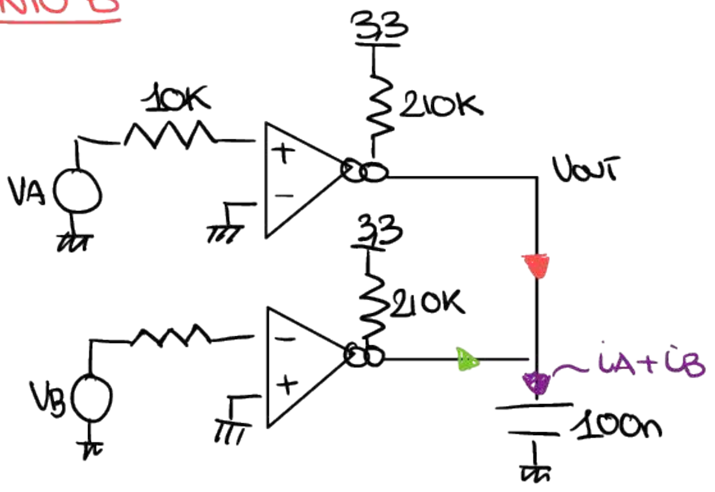
$$V_{OUT}\left(1 + \frac{V_B}{V_{th}}\right) = \frac{V_A \cdot 3{,}3}{V_{th}} \cdot \frac{R_B}{R_A}$$

Perciò

$$V_{OUT} = \frac{V_A \, 3{,}3}{(V_{th}+V_B)} \cdot \frac{\overset{100K}{R_B}}{\underset{330K}{R_A}} = \frac{V_A}{V_{th}+V_B} \cdot 1V$$

Dato che $V_B \gg V_{th}$ allora $V_{OUT} \simeq \frac{V_A}{V_B}$

PUNTO B



Vogliamo plottare il diagramma di di bode di Vout

$$i_A = \frac{V_A 3{,}3}{R_A V_{th}} \qquad i_B = -\frac{V_B 3{,}3}{R_B V_{th}}$$

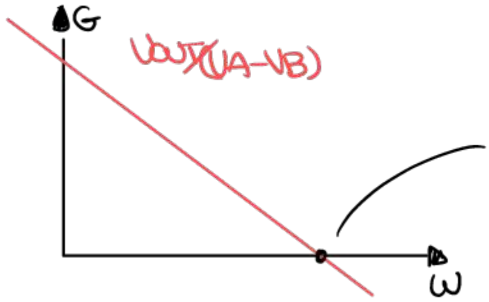
$$V_{OUT}(S) = (i_A + i_B) \frac{1}{SC}$$

$$= \frac{3{,}3}{V_{th}}\left(\frac{V_A}{R_A} - \frac{V_B}{R_B}\right)\frac{1}{SC}$$

$$= \frac{3{,}3}{V_{th} R_A S C}(V_A - V_B)$$

Perciò

$$\frac{V_{OUT}}{V_A - V_B}(S) = \frac{3{,}3V}{V_{th} R C S}$$



$$\frac{V_{OUT}}{V_A - V_B} = 1 \rightarrow S = \frac{3{,}3}{RC\,V_{th}} \rightarrow f \simeq 1\,\text{KHz}$$

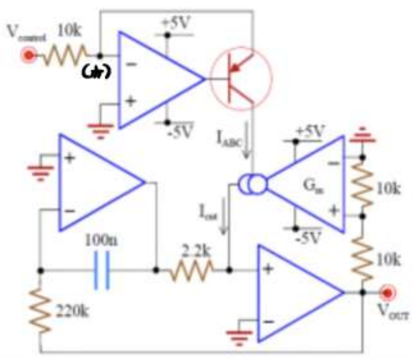
Esercizio 4

Ex. 4

The Vcontrol range is 0-10V. The OTA has a Gm=10mS which saturates to +IABC or -IABC (i.e. -IABC<=Iout<=IABC).

a) When Vcontrol=+10V, describe the operation of the circuit and qualitatively plot all waveforms.

b) Quantify the dependence of the output waveform Vout on the control voltage Vcontrol.

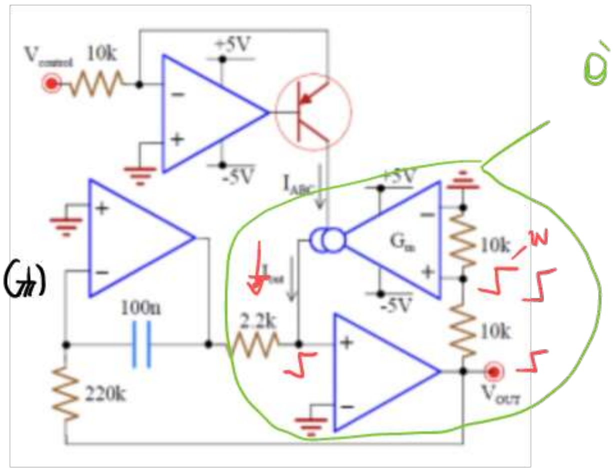


Gm = 10mS FISSATA !!

Inoltre la corrente di output satura a ± IABC

Vcontrol : 0 ÷ 10 V

PUNTO A CON VCONTROL = 10V

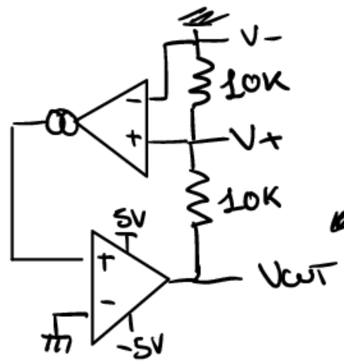


è un feedback positivo

$$I_{ABC} = \frac{V_{CONTROL}}{10K} = 1mA$$

So che $-1mA \le I_{OUT} \le 1mA$

Calcoliamo I_{OUT}.

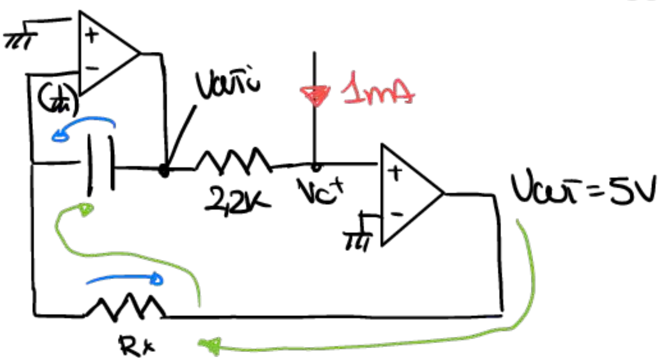


V_{OUT} è o +5V o −5V perchè è un comparatore però V+ può essere 2,5V o −2,5V mentre V− è sempre ∅V

Però la corrente di output è:

Caso V_{OUT}=5V

$$i_{OUT} = 2{,}5V \cdot 10mS = 25mA \rightarrow i_{OUT} \simeq 1mA$$



Visto che ho terra virtuale su Rx ho corrente costante, questa corrente scorre su C. Non ho poi ben capito come ma Vc+ cala e cala finchè non arriva a 0V il che fa scattare il comparatore

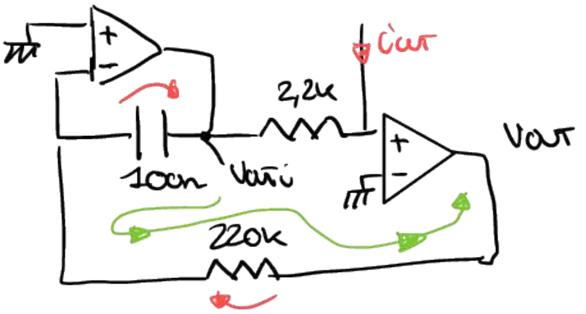
↑ Credo succeda questo perché ho corrente costante in un condensatore e visto che V_{OUTi} cala allora anche V_C^+ cala

$$V_C^+ = V_{OUTi} + i_{OUT}\cdot 2{,}2K = V_{OUTi} + 2{,}2V$$

$$i_C = \frac{V_{OUT}}{220K} = \frac{5V}{220K} = 22{,}7\mu A$$

$$V_{OUTi} = -\frac{22{,}7\mu A}{C}\cdot \Delta t = -227\frac{V}{S}\cdot \Delta t$$

Nel caso $V_{OUT} = -5V$ → $V^+ = -2{,}5V$ $I_{ABC} = 1mA$ $i_{OUT} = V^+ G_m = -25mA$
perciò la corrente di output satura a $-1mA$.

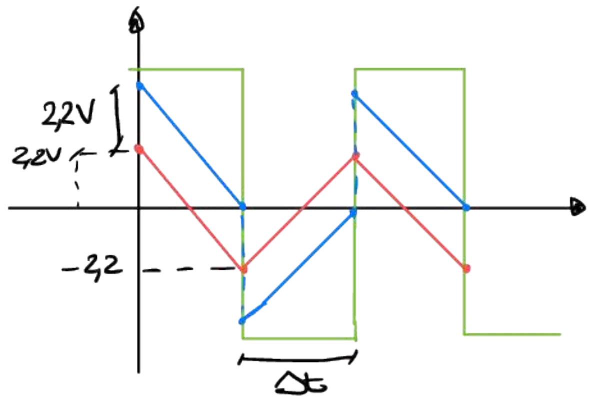


$$V_C^+ = V_{OUTi} + i_{OUT}\cdot 2{,}2K$$
$$= V_{OUTi} - 2{,}2V$$

Perciò la tensione V_C^+ scende

$i_C = -22{,}7\mu A$ $V_{OUTi} = 227\,\Delta t$

Disegniamo perciò tutto l'andamento



V_{OUT}

V_{OUTi}

$V_C^+ = V_{OUTi} + 2{,}2V$ solo quando l'output è 5V

→ $V_{OUTi} - 2{,}2V$ quando l'output è $-5V$

In un periodo l'output dell'integratore si muove da $-2{,}2$ a $2{,}2V$, perciò

$\Delta V_i = 4{,}4V$ → $\Delta V_i = 227\frac{V}{S}\cdot\Delta t$ → $\Delta t = 19mS$

in metà periodo salgo di 4,4V

PUNTO B

$V^+ = V_{OUTi} \pm 2{,}2V$ ← Questo era settato da $\underbrace{i_{OUT}}_{= I_{ABC}}\cdot 2{,}2K\Omega$

Se cambiamo I_{ABC} cambiamo questo valore e anche il Δt del segnale perché ΔV non sarà più 4,4V

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{i_C}{C} = 227\,V/s$$

mentre $\Delta V = 2 \cdot i_{out} \cdot 2{,}2K\Omega$ è 2 volte perché se cambiamo la distanza tra le 2 curve ΔV ne sente il doppio.

$$\Delta t = \frac{\Delta V}{227\,V/s} = \frac{2\, i_{out} \cdot 2{,}2K\Omega}{227\,V/s}$$

$i_{out} = I_{ABC}$ ($V^+ G_m > I_{ABC}$ per qualsiasi valore di $V_{control}$)

$$\Delta t = \frac{2\, I_{ABC} \cdot 2{,}2K\Omega}{227\,V/s} = \frac{2\, V_{control}/10K \cdot 2{,}2K\Omega}{227\,V/s} = V_{control} \cdot 1{,}94\,ms/V$$

$$T = 2\Delta t = V_{control} \cdot 3{,}88\,ms/V$$

Perciò $f = \frac{1}{T} = \frac{258\,Hz \cdot V}{V_{control}}$

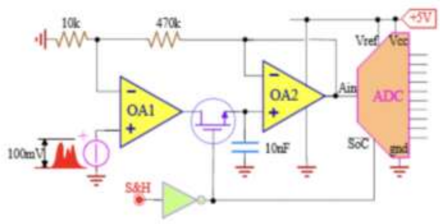
25·11·2021

ESERCIZI S&H

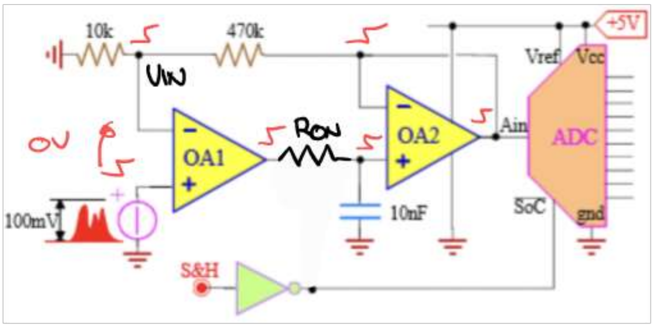
Ex. 1

OpAmps: A_0=120dB, GBWP=80MHz. FET: Ron=100Ω, V_T=0.8V. ADC: 12bit.

a) Compute the bandwidth during sampling.
b) Find the error in LSB on A_{in} during the sampling phase due to I_B=10nA and V_{OS}=5mV of both OpAmps.
c) Since the FET is driven by a 5V CMOS inverter, compute the input signal range that is correctly sampled.



Iniziamo disegnando il circuito nella sua fase di sampling



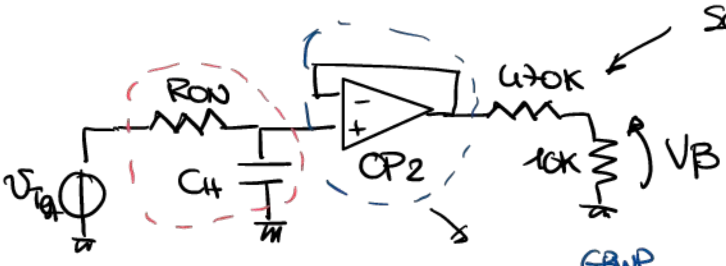
Vedo che ho un feedback negativo

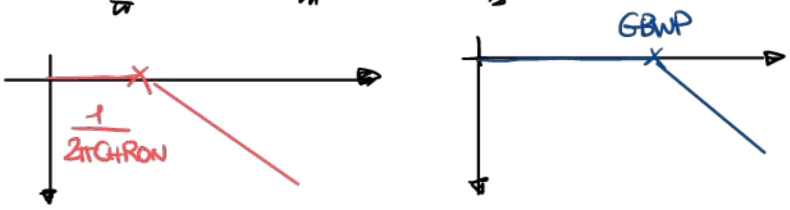
Perciò il gain ideale lo posso calcolare come

$$\frac{V_{IN}}{10K} = \frac{A_{IN} - V_{IN}}{470K} \rightarrow \frac{A_{IN}}{V_{IN}} = \left(1 + \frac{470K}{10K}\right) = 48$$

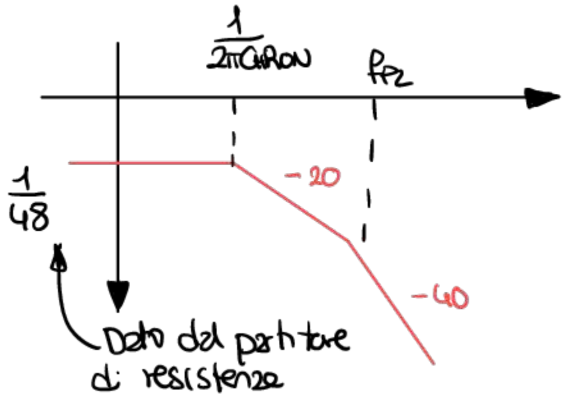
Devo calcolare anche il guadagno reale, cioè devo trovare f^*
Scelgo il blocco $A(s)$ e $\beta(s)$. Prendo $A(s)$ come il primo opamp e il resto è $\beta(s)$. perciò

Semplice partitore di corrente





Allora B è

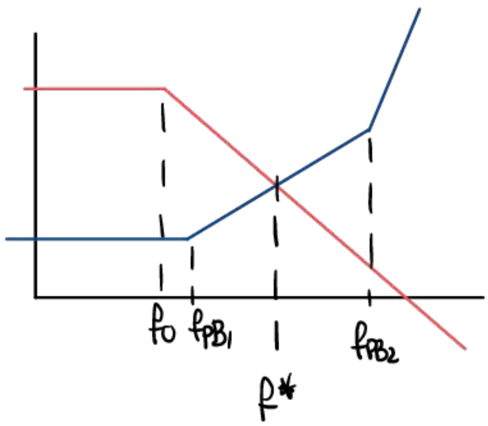


$B(0) = 1/48 \quad \beta(\infty) = 0$

$f_{PB1} = \frac{1}{2\pi R_4 C_4} = 159\,KHz$

$f_{PB_2} = GBWP = 20MHz$

Mettiamo quindi tutto assieme



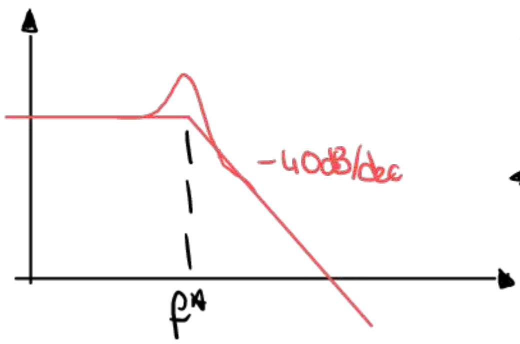
Abbiamo un angolo di chiusura 40/40 quindi siamo decisamente instabili.
Calcoliamo la frequenza f^*

$$f^* = \sqrt{f_{PB1} \cdot f_x} = 514{,}78 K\Omega$$

Dove $f_x = \frac{GBWP}{B(0)} = \frac{GBWP}{48}$

$$\varphi m = 180° - atan\left(\frac{f^*}{f_0}\right) - atan\left(\frac{f^*}{f_{B1}}\right) - atan\left(\frac{f^*}{f_{B2}}\right) = 17{,}6°$$

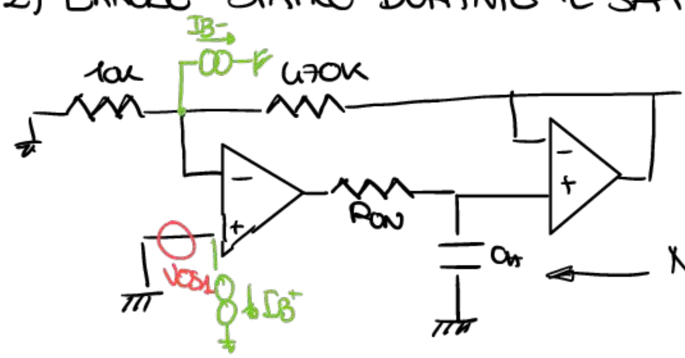
Perciò il guadagno reale è



- f^* è la frequenza limitante per il sampling.

Sicuro?? Non sono convinto.

2) ERRORE STATICO DURANTE IL SAMPLING



Non servirebbe perché analizziamo i contributi in DC.

- OPAMP 1

$\varepsilon(V_{os}) = V_{os}\left(1 + \frac{470K}{10K}\right) = \pm 240mV$

I_B^+ NON ha effetto sull'output perché tutto va a terra $\varepsilon = \varnothing$

I_B^- ha effetto sull'output. Ricordo che la $R = 10K$ è tra 2 terre quindi ci non può scorrere corrente, quindi tutta la corrente va sui 470K

$$\varepsilon_{I_B^-} = I_B^- \cdot 470K = 4{,}7mV$$

• OPAMP 2

allora qui ho $\varepsilon - V_{os2}$ e anche all'out dell OPAMP 1 ho $\varepsilon - V_{os}$ perché non passa corrente

Allora sul pin meno del primo opamp devo avere $-\frac{\varepsilon - V_{os}}{A_0}$ e quindi impongo l'uguaglianza delle correnti e ricavo l'out.

$$\frac{V_{os} - \varepsilon}{A_0 \cdot 10K} = \frac{\varepsilon - \frac{V_{os} - \varepsilon}{A_0}}{470K} \rightarrow \frac{V_{os} 470K}{10K} - \frac{\varepsilon 470K}{10K} = \varepsilon A_0 + \varepsilon - V_{os}$$

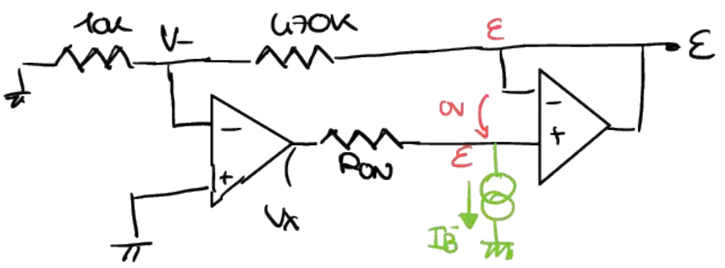
Perciò

$$\varepsilon\left(1 + \frac{470}{10} + A_0\right) = V_{os}\left(1 + \frac{470}{10}\right)$$

Perciò

$$\varepsilon^{IV} = \frac{V_{os}}{\left(1 + \underbrace{A_0 \frac{10K}{10K + 470K}}_{G_{loop}}\right)} = \frac{\text{FORWARD GAIN}}{(1 - G_{loop}(0))}$$

$\simeq \pm 240nV$ vediamo che è trascurabile rispetto agli altri contributi.



Adesso ho una corrente che scorre su Ron quindi

$$V_x = \varepsilon - I_B R_{ON}$$

quindi ho che

$$V_- = \frac{\varepsilon - I_B R_{ON}}{A_0}$$

e uguagliando le correnti al nodo V- ottengo la soluzione

$$\varepsilon^{V} = \frac{I_B \cdot R_{ON}}{1 + A_0 \frac{10K}{10K + 470K}}$$

viene anche questo valore trascurabile.

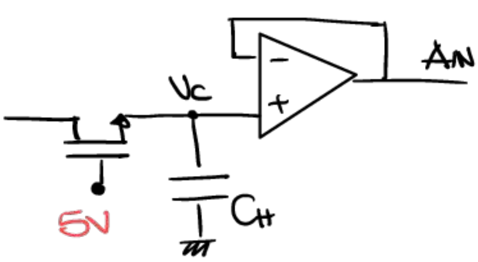
I_B^-: si scarica sull'output resistance dell'opamp e non da effetto in uscita

Perciò

$$E_{MAX} = |\varepsilon'| + \varepsilon''' = 245mV \qquad LSB = \frac{FSR}{2^n} = 1,2mV$$

quindi questo corrisponde a 204 LSB.

PUNTO C $V_{IN,MAX}$ che possiamo sampliare.



Comando il gate del mos con una tensione di 5V.
perciò la limitazione è detta da

$$V_{GS} > V_T$$

Dove $V_S = V_C$, quindi

$$5 - V_C > V_T$$

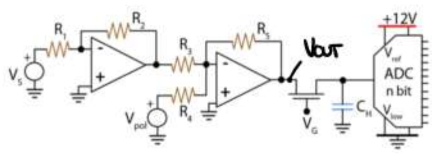
perciò la max Vc che posso avere è $V_{C,MAX} = 5 - V_T = 4,2V$, quindi

$$A_{IN,MAX} = V_{C,MAX}$$

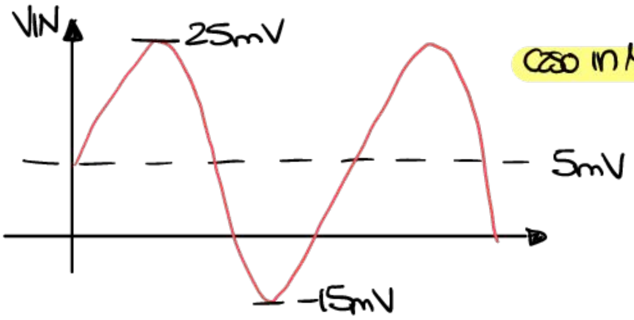
Perciò $V_{IN}^{MAX} = \dfrac{V_{C,MAX}}{1 + \frac{470K}{10K}} = 87,5mV$

- **ESERCIZIO 2**

Ex. 2
Input signal from -15mV to +25mV with a 5kHz bandwidth. Required V_S input resolution of 10µV. ADC with T_{CONV}=90µs. R_1=4.7kΩ, R_3=3.3kΩ, R_4=15kΩ, R_5=47kΩ, C_H=100nF.
a) Size R_2, V_{POL} and n_{bit} to fully exploit the ADC input range.
b) Select R_{ON} to provide <1/2LSB error during sampling at Shannon limit.



$$V_{OUT} = V_S\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)\left(-\frac{R_5}{R_3}\right) + V_{POL}\left(-\frac{R_5}{R_4}\right)$$



CASO IN MAX: $25mV\left(\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_5}{R_3}\right) - V_{pol}\left(\frac{R_5}{R_4}\right) = 12V$

CASO IN MIN: $-15mV\left(\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_5}{R_3}\right) - V_{pol}\left(\frac{R_5}{R_4}\right) = 0V$

metto assieme le 2 equazioni per risolvere il sistema e ottengo

$$40mV\left(\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_5}{R_3}\right) = 12V \rightarrow R_2 = \frac{12V}{40mV}\cdot\frac{R_3}{R_5}\cdot R_1 = 89K\Omega$$

(ho sottratto la prima eq con la seconda)

Perciò $V_{POL} = -15mV\left(\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_5}{R_3}\right)\cdot\frac{R_4}{R_5} = -1,44V$

Perciò

$$LSB_{IN} = 10\mu V \Rightarrow LSB_{OUT} = LSB_{IN}\left(\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_5}{R_3}\right) = 3mV$$

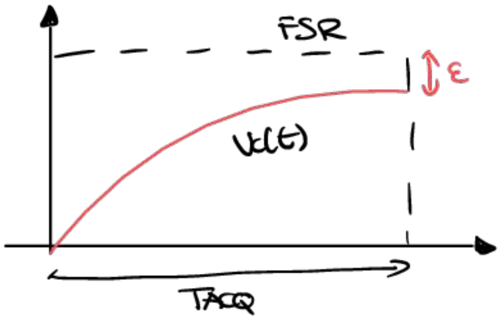
$$LSB_{OUT} = \frac{FSR}{2^n} \Rightarrow n_{bit} = \left[\log_2\left(\frac{FSR}{LSB}\right)\right] = 12\,bit$$

PUNTO B) Dimensionare R_{ON} per avere $\varepsilon < \frac{1}{2} LSB$ @ $f_{sampling} = 2 \cdot f_{IN}$

$$T_{sampling} = \frac{1}{f_{sampling}} = 100\mu s$$

$$= T_{conversion} + T_{ACQUISITION} \Rightarrow T_{ACQ} = 10\mu s$$

Durante il tempo di acquisizione ho il tempo di carica di C_H



Vorrei aggiungere il FSR ma nella realtà ho un errore che io voglio minore di ½ LSB

$$\varepsilon = FSR - V_C(T_{ACQ})$$
$$= FSR - FSR\left(1 - e^{-\frac{T_{ACQ}}{\tau}}\right)$$
$$= FSR\, e^{-\frac{T_{ACQ}}{\tau}} \qquad \text{con } \tau = R_{ON} C_H$$

visto anche che

$$\varepsilon < \frac{LSB}{2} \rightarrow FSR \cdot e^{-\frac{T_{ACQ}}{\tau}} < \frac{LSB}{2} \rightarrow -\frac{T_{ACQ}}{\tau} < \ln\left(\frac{LSB/2}{FSR}\right)$$

$$+\frac{T_{ACQ}}{\tau} > \ln\left(2 \cdot 2^{n_{bit}}\right) \rightarrow R_{ON} < \frac{T_{ACQ}}{C_H \ln(2^{13})} = 11{,}11\,\Omega$$

ad esempio noi prendiamo $R_{ON} = 10\Omega$

ESERCIZIO 3

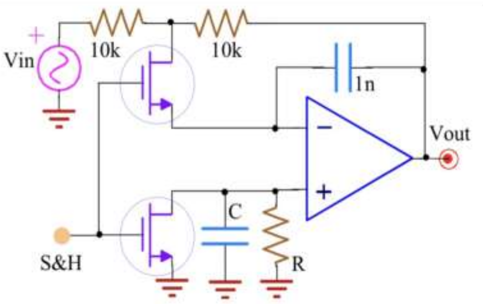
Ex. 3

Uncompensated OpAmp with A_0=100dB, f_{high}=5MHz, A_{min}=20dB and I_B=200nA (inward going).

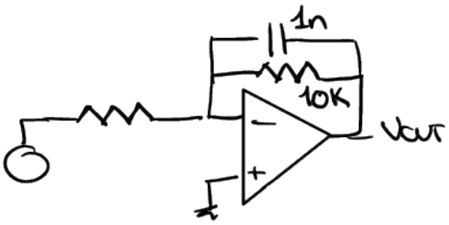
a) Compute the acquisition time for a 12 bit ADC.

b) Consider V_{in}=+100mV, C=1nF and R=100kΩ, the plot the $V_{out}(t)$ waveform during the Hold phase, lasting 1ms.

c) Properly modify and size the RC network in order to **compensate charge injection** and **bias currents.**

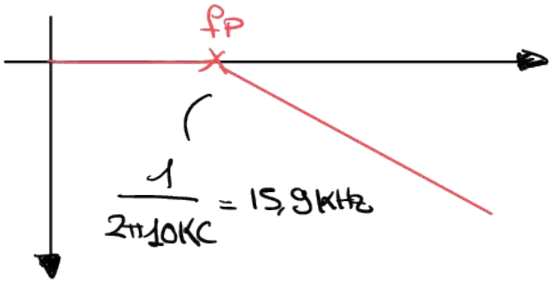


1) Tempo di acquisizione (è dato dalla banda durante la fase di sampling)



Non ci interessa cosa succede alla rete RC sul pin positivo perché non cambia cosa succede sul meno.

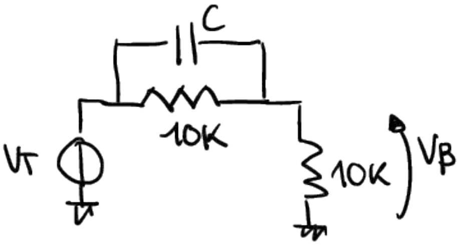
il guadagno ideale è:



Devo calcolare f^*

$A(s)$ = OPAMP

$\beta(s)$ = Rete RC



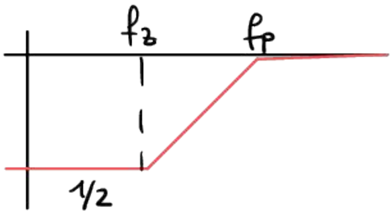
$\beta(0) = \frac{10K}{10K + 10K} = \frac{1}{2}$

$\beta(\infty) = 1$

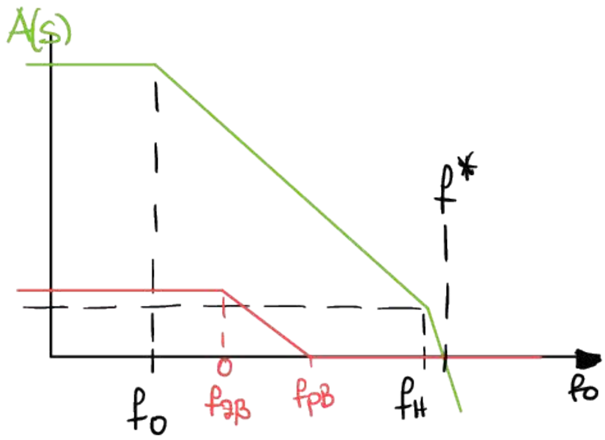
Prima ho un polo poi ho uno zero.

$$f_{p\beta} = \frac{1}{2\pi C(10K//10K)} = 31,8\ \text{KHz}$$

$$f_{z\beta} = \frac{1}{2\pi\, 10K\, C} = 15,9\text{KHz}$$



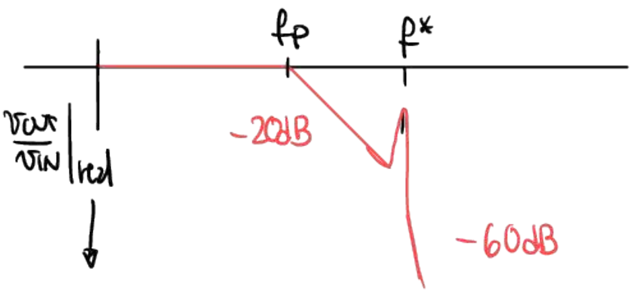
Abbiamo un OPAMP non compensato e quindi



$$f^* = \sqrt{A_{MW}} \cdot f_H = 15,8\text{MHz}$$

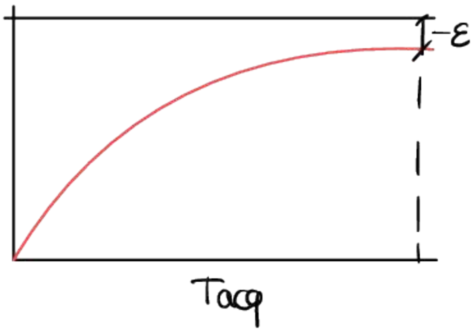
$$\varphi_m = 180° - \text{atan}\left(\frac{f^*}{f_0}\right) + \text{atan}\left(\frac{f^*}{f_{z\beta}}\right) - \text{atan}\left(\frac{f^*}{f_{p\beta}}\right) - \text{atan}\left(\frac{f^*}{f_H}\right) = 17,56° \ (<45° \text{ instabile})$$

il guadagno ideale è quindi



fp è la frequenza limitante per la banda (cioè per l'acquisition time)

Perciò



$$\varepsilon = FSR\, e^{-\frac{T_{acq}}{\tau}} < \frac{LSB}{2}$$

$$T_{acq,min} = \tau \ln\left(\frac{\Delta V_{H,MAX}}{\varepsilon_H}\right)$$

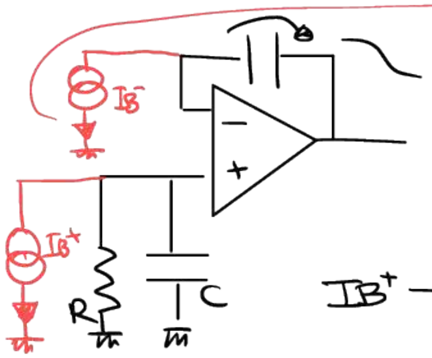
$$\omega/\varepsilon = \frac{1}{2\pi f_p} = 10\mu s$$

Perciò $\frac{\Delta V_{HMAX}}{\varepsilon_H} = \frac{FSR}{\frac{LSB}{2}} = \frac{FSR}{\frac{FSR}{2\cdot 2^n}} = 2^{13}$

PUNTO B)

VOUT(t) PLOT DURANTE LA FASE DI HOLD ($V_{IN} = \pm 100mV$, $R = 100K$, $C = 1nF$, $I_B = 200\ nA$ (INWARDS))

Circuito durante la fase di hold



ha questo verso perchè è inwards.

$V_{OUT}(0) = -V_{IN} = -100mV$

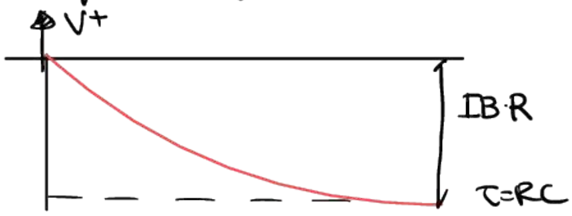
From the sampling phase quando il gain era −1

$I_B^+ \rightarrow$ VOUT si carica con un rate costante che è

$$\frac{dV_{OUT}}{dt} = \frac{I_B}{C_H} = 200V/s$$

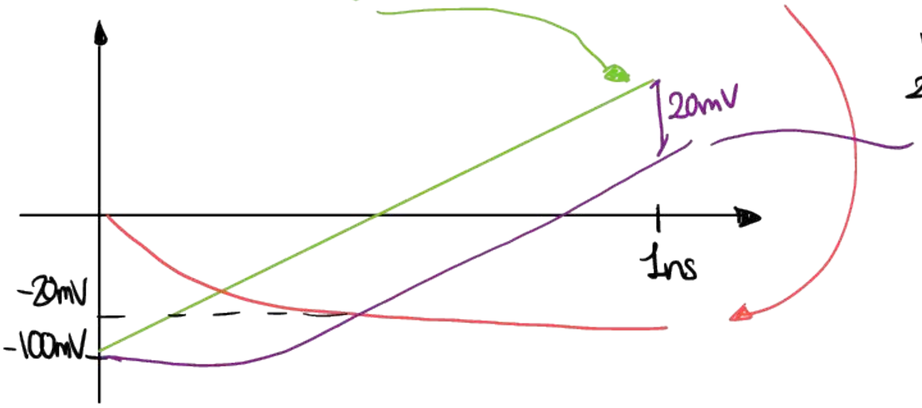
$I_B^- \rightarrow V^+$ si scarica esponenzialmente con questa equazione

$$V_B^+ = I_B \cdot R\left(e^{-t/\tau} - 1\right)$$



Questo valore di V_B^+ viene bufferizzato all'output.

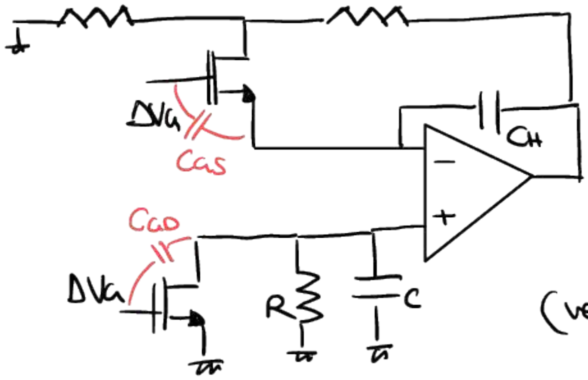
$$V_{OUT} = V_{OUT}(0) + \frac{dV_{OUT}}{dt} + \underline{20mV\left(e^{-t/\tau} - 1\right)}$$



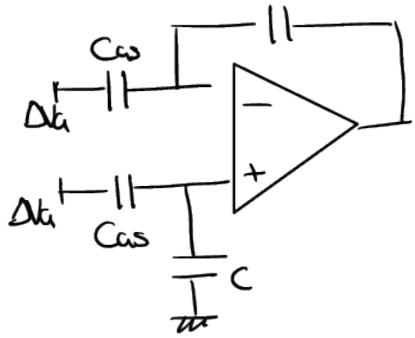
Vout è la sovrapposizione di ste 2 curve

PUNTO 3 Dimensionare la rete RC per compensare la charge injection e bias current.

• C → Con questa compensiamo la charge injection



→ semplifichiamo il circuito (very fast ΔVG e ΔV=∅)



$$\varepsilon_{charge\ injection} = -\Delta V_G \frac{C_{GS}}{C} + \Delta V_G \cdot \frac{C_{GD}}{C_{GD}+C}\left(1+\frac{C_{GS}}{C}\right)$$

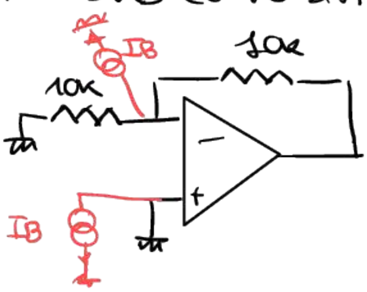
visto che una ha il meno e una il + si possono annullare

$C_{GS} \simeq C_{GD}$ allora possiamo scrivere che

$$\varepsilon_{CI} = -\Delta V_G \frac{C_{GS}}{C} + \Delta V_G \frac{C_{GS}}{\cancel{C_{GS}+C}}\left(\frac{\cancel{C_{GS}+C}}{C}\right)$$

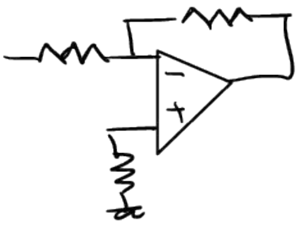
Se voglio $\varepsilon_{CI} = \emptyset$ → $C = C_H = 1nF$

R → BIAS COMPENSATION (DURING SAMPLING)



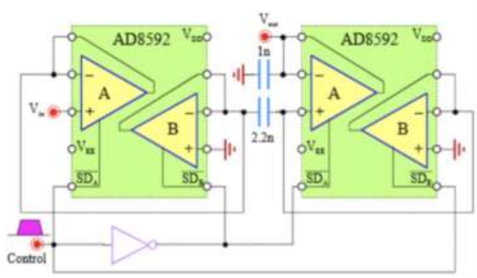
Solo IB scorre nei 10K dando un contributo in uscita per com'è fatto il circuito solo IB⁻ da un contributo all'uscita ($\varepsilon = I_B \cdot 10K$)

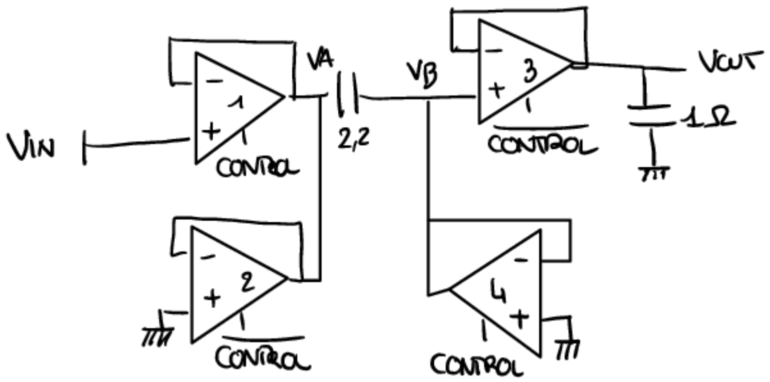
L'idea è di avere un R anche sul + durante la sampling presa



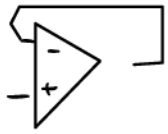
Ex. 1

The active-low ShutDown pin forces the corresponding output to three-state. The Control signal is driven at 1kHz.
a) Reckon the function of the circuit and the relationship between V_{out} and V_{in}. Hint: study separately the cases of Control=low and Control=high.
b) Describe what happens when Control=low for 1ms and all OpAmps show I_b=100pA.





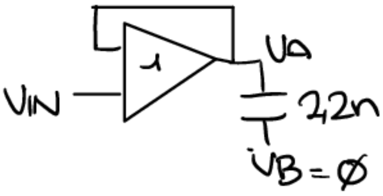
CONTROL LOW



HZ OUTPUT

CONTROL HIGH → BUFFER

- CONTROLLO ALTO $\begin{cases} 1,4 \text{ BUFFER} \\ 2,3 \text{ HIGH Z OUT} \end{cases}$

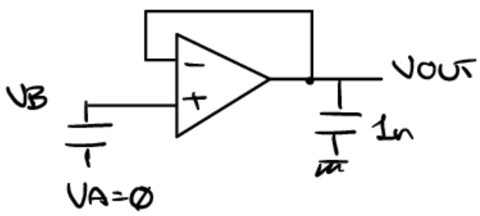


$\begin{cases} V_A = V_{IN} \text{ a causa del buffer 1} \\ V_B = \varnothing \text{ a causa del buffer 4} \end{cases}$

ho quindi che Vin viene trackato sulla capacità

- CONTROLLO BASSO $\begin{cases} 1,4 \text{ CIRCUITI APERTI} \\ 2,3 \text{ BUFFER} \end{cases}$

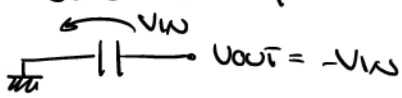
Perciò:



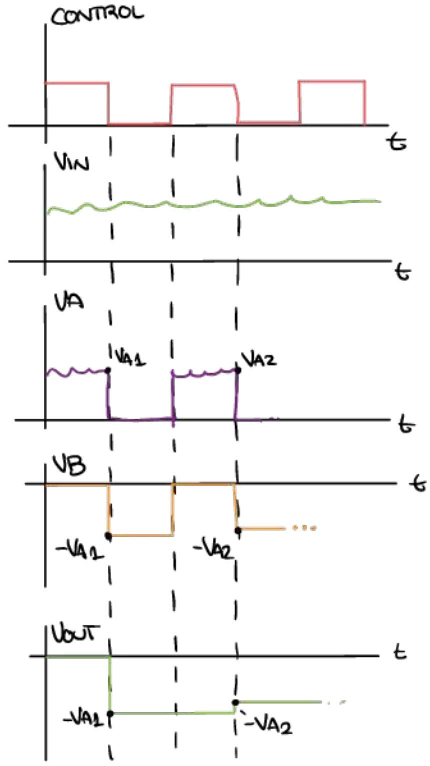
ho che VA=Ø e VB=VOUT

Quando il controllo è basso abbiamo che Vout viene aggiornato con il valore precedentemente messo nel condensatore

Durante le transizioni Alto-basso è aggiornato al valore −VIN dato che non possiamo avere un cambiamento istantaneo di VIN sulla capacità.



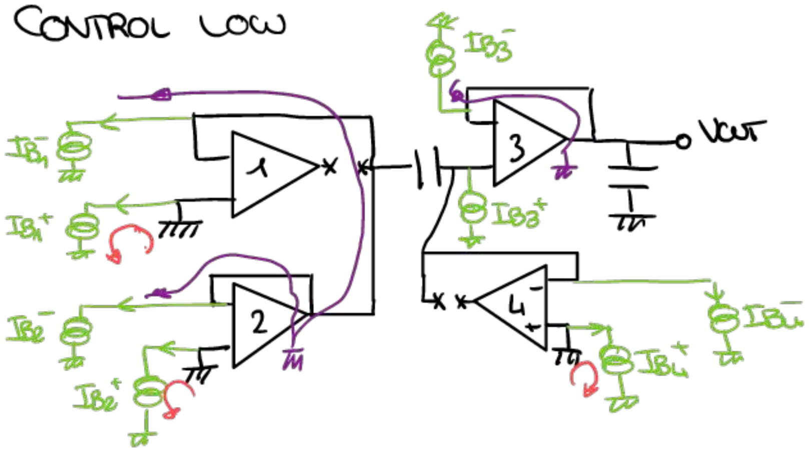
Esempio di acquisizione del segnale



Come possiamo vedere il circuito è un semplice S&H con una sampling frequency uguale a quella del segnale di controllo. ($f=1KHz$)

PUNTO 2 EFFETTO DELLA CORRENTE DI BIAS.

CONTROL LOW



Vediamo che I_{B1}^+, I_{B2}^+ e I_{B4}^- vanno dirette a terra

Notiamo che I_{B1}^-, I_{B2}^- e I_{B3}^- si scaricano diretti sulla bassa impedenza d'uscita dell'opamp.

Abbiamo solo I_{B3}^+ e I_{B4}^- che scassano il cazzo nel circuito

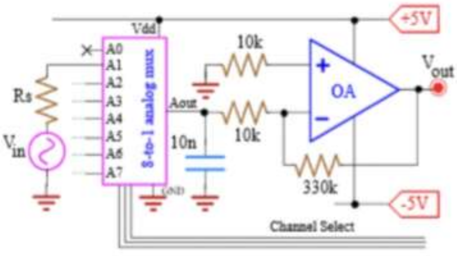
Perciò

$$\Delta V_{OUT} = \frac{2I_B}{2{,}2n} \cdot 1ms = 91\mu V$$

- ESERCIZIO 2

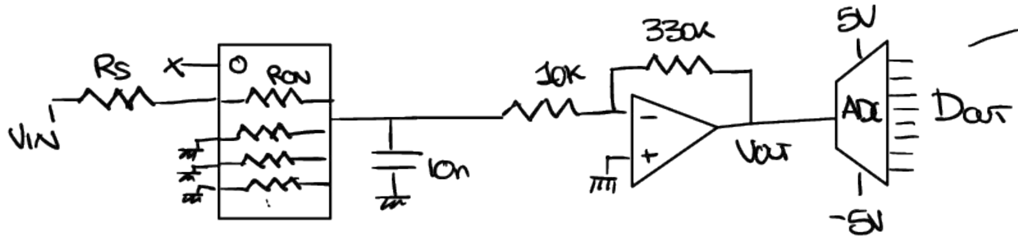
Ex. 2

Inputs are 0÷100mV with R_s=1kΩ÷10kΩ. OpAmp with I_b=10nA, V_{OS}=2mV and A_0=50kV/mV. The mux has R_{on}=50÷500Ω, R_{off}=2MΩ÷20MΩ and $I_{leakage}$=10nA.
a) Compute the min sampling and max hold (Sel=000) times, the max throughput rate and the max f_{in} with a 100Msps 12bit ADC.
b) Select the OpAmp GBWP not to limit the acquisition, i.e. the bandwidth of the S&H.



PUNTO a) $T_{SAMPLING\,min}$? $T_{HOLD\,MAX}$? $f_{OUT\,MAX}$? $f_{IN\,MIN}$? ($f_{S,ADC} = 100\,Msps$ $r = 12bit$)

- SAMPLING (AD esempio quando il canale 1 è selezionato)



$FSR = 10V$

$LSB = \frac{10}{2^n} = \frac{10}{2^{12}} = 2{,}44\,mV$

Calcoliamo il guadagno.
Iniziamo calcolando il trasferimento $V_{IN} \to v_C$ $\quad \frac{v_{IN}}{v_C} = \frac{10K}{10K + (R_{ON} + R_S)}$

Poi abbiamo un semplice invertente $\quad \frac{v_{OUT}}{v_C} = -\frac{330K}{10K}$

Quindi

$$G = \frac{10K}{10K + (R_{ON} + R_S)}\left(-\frac{330K}{10K}\right)$$

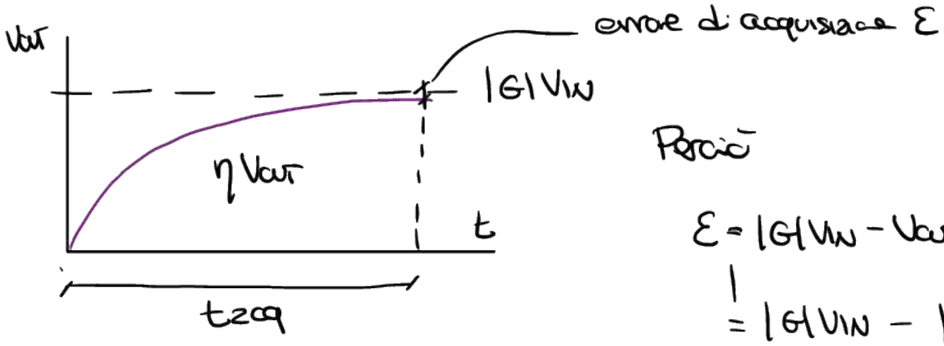
Attenzione ha fatto un errore !!!

$T_{acq} = T_{sampling}$

Quindi quando

$$\begin{cases} R_S^{MIN},\ R_{ON}^{MIN} \to G^{MAX} = -29{,}96 \\ R_2^{MAX},\ R_S^{MAX} \to G^{MIN} = -16{,}1 \end{cases}$$

Otteniamo dunque che



Perciò

$$\varepsilon = |G|V_{IN} - V_{OUT}(t_{acq}) = |G|V_{IN} - |G|V_{IN}\left(1 - e^{-\frac{t_{acq}}{\tau}}\right) = |G|V_{IN}\, e^{-\frac{t_{acq}}{\tau}}$$

Perché è $\frac{LSB}{2}$ e quindi ottengo 2^{13}

Per avere $\varepsilon < \frac{LSB}{2} \to V_{IN}|G|e^{-\frac{t_{acq}}{\tau}} < \frac{FSR}{2 \cdot 2^{12}} \to t_{acq} > \tau \ln\left(\frac{2^{13} \cdot V_{IN}|G|}{FSR}\right)$

Il caso peggiore si ha per $V_{IN\,MAX}$ e per G_{MAX} e anche quando τ è max

$$T_{ACQ,MIN} = \tau_{MAX} \ln\left(\frac{2^{13} \cdot V_{IN}^{MAX} \cdot G_{MAX}}{FSR}\right)$$

Dove $\tau_{MAX} = C_H\left[\left(10K \,//\, \frac{R_{OFF,MAX}}{6} \,//\, (R_{S\,MAX} + R_{ON\,MAX})\right)\right]$ $\quad$ ($R_{OFF,MAX}$: 20M, $R_{S\,MAX}$: 10K, $R_{ON\,MAX}$: 500Ω)

In questo caso $T_{ACQ,MIN} = T_{SAMPLING,MIN}$

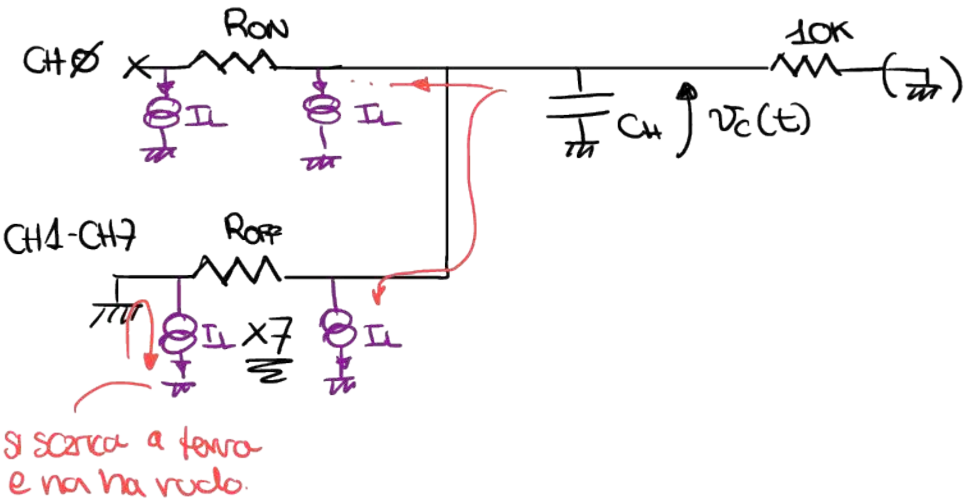
il tempo di conversione dell'ADC è: $T_{CONV,ADC} = \frac{1}{f_{SADC}} = 10ms$

quindi

$$T_{SAMPLING,MIN} \simeq T_{ACQ,MIN} = 600\mu s$$

• STUDIAMO COSA SUCCEDE NELLA FASE DI HOLD (IL CANALE Ø è SELEZIONATO NON HO TENSIONI IN INGRESSO)

T_{HOLD} è limitato dalle correnti statiche (bias & leakage) che possono scaricare la capacità C_H.



IN questo caso la bias current dell'opamp non la consideriamo perché non hanno effetto sulla capacità perché si scaricano tutta a terra dati i path a bassa impedenza dell'OPAMP.

Abbiamo quindi che

Dove $R_{eq} = 10K // \frac{R_{OFF}}{7} \simeq 10K$

Dovremo risolvere l'equazione differenziale

$$\frac{9I_L + \frac{V_C(t)}{10K}}{C_H} = -\frac{dV_C(t)}{dt} \qquad \text{con } V_C(0) = V_{IN}^{MAX}$$

ma sticazzi noi usiamo un'approssimazione e linearizziamo l'eq

1) $T_{HOLD} \ll \tau = R_{eq} \cdot C_H = 100\mu s$ (dopo controlleremo che è ok)

Allora

$$\frac{9I_L + \frac{V_{IN}^{MAX} - \Delta V_C}{10K}}{C_H} = \frac{|\Delta V_C|}{T_{HOLD}}$$

Seconda approx: data ΔV_C piccola allora la corrente su Req può essere considerata costante, quindi

$$\frac{9 I_L + \frac{V_{IN}^{MAX}}{10K}}{C_H} = \frac{|\Delta V_C|}{T_{HOLD}}$$

Noi vogliamo $\Delta V_C < \varepsilon_C$ Attenzione che questo è l'errore sulla capacità e non il solito sull'output.

$$\varepsilon_C > \frac{LSB}{2G} = \frac{FSR}{2^{13}\cdot G}$$ dove è $\left(-\frac{330}{10}\right)$

Perciò

$$\frac{9 I_{LEAK} + \frac{V_{IN}^{MAX}}{10K}}{C_H} \cdot T_{HOLD} < \frac{FSR}{2^{13}\cdot G}$$

$$T_{HOLD\,MAX} = \frac{\frac{FSR}{2^{13} G}}{\left(\frac{9 I_{LEAK} + \frac{V_{IN}^{MAX}}{10K}}{C_H}\right)} = 40{,}5\,nS.$$ (che è effettivamente $\ll \tau$, quindi le approssimazioni sono ok)

- Perciò il max throughput (f_{OUT}^{MAX}), max input freq (f_{IN}^{MAX})

$$f_{OUT}^{MAX} = \frac{1}{\underbrace{T_{SAMPLING}}_{T_{ACQ}^{MIN} + T_{ADC\,\text{conversion time}}}} = 2{,}5\,Ksps$$

Perciò la max sampling frequency per ogni canale è

$$f_{S,CH}^{MAX} = \frac{f_{OUT}^{MAX}}{7} = 357\,Hz \Rightarrow f_{IN}^{MAX} = \frac{f_{S\,CH}^{MAX}}{2} = 178\,Hz$$

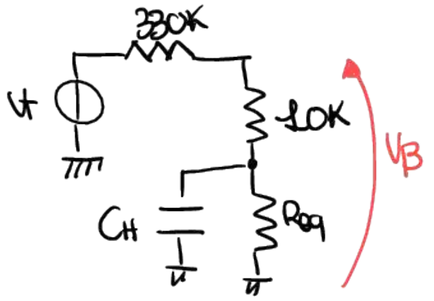
- Punto B)

Scegliere il GBWP per non limitare la Bandwidth del S&H

$f^* = ?$

$A(s) \rightarrow$ OPAMP A loop aperto

$\beta(s) \rightarrow$



Ricordiamo che siamo in fase di sampling perchè è la Tacq quella limitante allora

$$R_{eq} = (R_S + R_{ON}) // \frac{R_{OFF}}{6} \simeq R_T$$

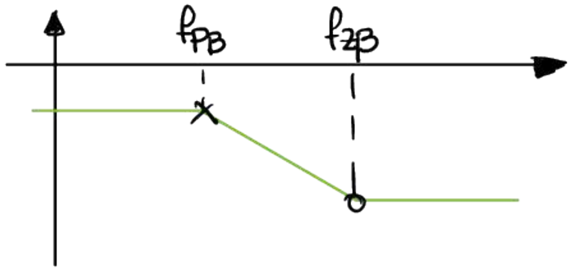
Allora

$$\beta(0) = \frac{10K + R_S}{10K + R_S + 330K} \rightarrow \begin{cases} 1/31 & (R_S^{MIN}) \\ \frac{1}{176} & (R_S^{MAX}) \end{cases}$$

$$\beta(\infty) = \frac{10K}{10K + 330K} = \frac{1}{34}$$

capacità in corto

Perciò



Cerchiamo i valori del polo e dello zero.

Per il polo è abbastanza facile

$$f_{PB} = \frac{1}{2\pi C_H R_S // (10K + 330K)} = \begin{cases} 16 \text{ KHz} & (R_S^{MIN}) \\ 1.64 \text{ KHz} & (R_S^{MAX}) \end{cases}$$

Per lo zero cerchiamo il valore di tensione d'ingresso che mi dà $V_{OUT} = \emptyset$

$$V_C \cdot sC_H + \frac{V_C}{10K} + \frac{V_C}{R_S} = \emptyset \rightarrow S_Z = \frac{1}{C_H(R_S // 10K)}$$

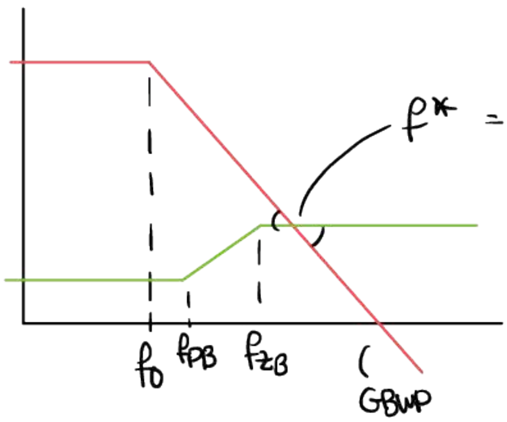
$$f_{ZH} = \frac{1}{2\pi C_H (R_S // 10K)}$$

è uno zero negativo (quello che piace a noi)

$\rightarrow$ 17,5 KHz (R_S^{MIN})

$\rightarrow$ 3,18 KHz (R_S^{MAX})

Perciò



$$f^* = \frac{GBWP}{1/\beta(\infty)}$$ che è indipendente da R_S

Noi vogliamo che $f^* \gg BW_{S\&H}$ dove $BW_{S\&H} = \frac{1}{2\pi \tau_{MIN}}$

$$\tau_{MIN} = C_H \left[(R_{S_{MIN}} + R_{ON_{MIN}}) // \frac{R_{OFF}^{MIN}}{6} // 10K \right] \overset{!}{=} 10 \mu s$$

Perciò $\frac{GBWP}{34} \gg BW_{SAH} \Rightarrow GBWP \gg 34 \times BW_{SAH} = 540\,KHz$

ad esempio $GBWP = 5{,}4\,MHz$

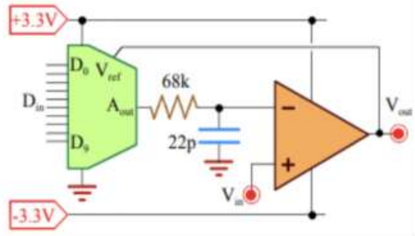
• ESERCIZIO 3

Ex. 3

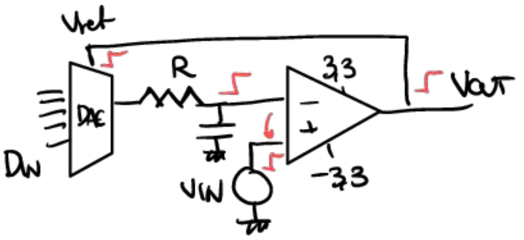
OpAmp biased at ±3.3V. DAC single-battery operated.

a) Plot the V_{out} vs. V_{in} relationship and its dependence on the 10bit D_{in} digital bus content.

b) Discuss bandwidth and stability when A_0=100dB and GBWP=10MHz depending on the D_{in} value.



PUNTO a)

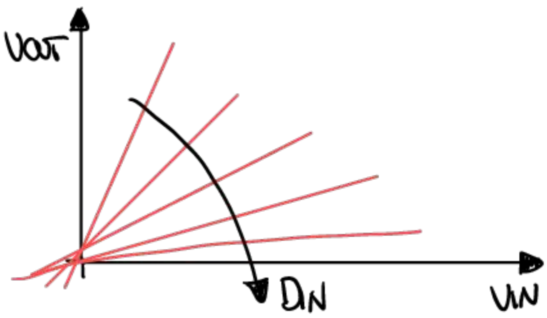


$A_{OUT} = \frac{V_{ref}}{2^{10}} \cdot D_{IN}$ (generico per qualsiasi DAC)

Facendo il trasferimento vedo che ho cortocircuito virtuale tra il pin + e meno dell'opamp

$A_{OUT} = V_{IN}$ (perché anche non scorre corrente)

Allora $V_{IN} = \frac{V_{OUT}\, D_{IN}}{2^{10}} \longrightarrow V_{OUT} = V_{IN} \cdot \frac{2^{10}}{D_{IN}}$



quando $D_{IN}^{MAX} = 2^{10}-1 \rightarrow G \simeq 1$ (buffer)

quando $D_{IN}^{MIN} = \emptyset \rightarrow G = \infty$ (comparatore)

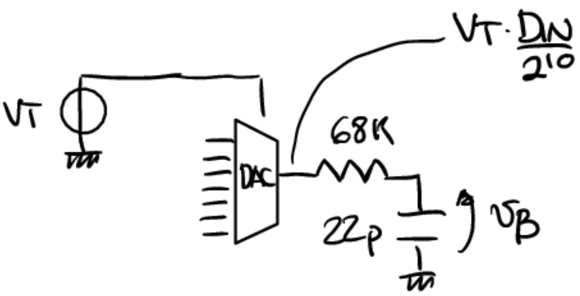
quindi questa è la caratteristica input output

Discutiamo banda e stabilità dipendentemente da DIN

$A_0 = 100\,dB$ $\quad GBWP = 10\,MHz$

Andiamo con l'approccio standard $A(s)$ = opamp open loop

$\beta(s)$

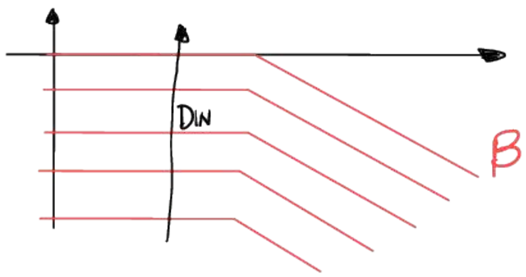


Perciò

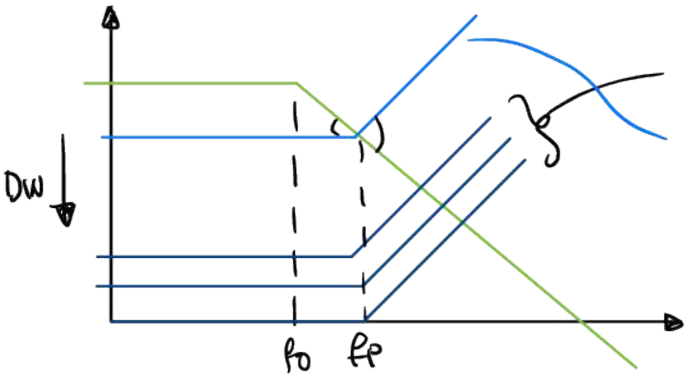
$$\begin{cases} \beta(0) = \frac{D_{IN}}{2^{10}} \\ \beta(\infty) = \emptyset \end{cases}$$

Perciò beta ha un solo polo e $f_{PL} = \dfrac{1}{2\pi\, 22p \cdot 68K} = 106\ KHz$

Perciò



Vediamo la stabilità del tutto



ho che chiudono a 40/40 no buono

Da questa in su ho stabilità perchè chiudo a 20/40

Perciò ho stabilità se $f^* \leq f_{PB}$

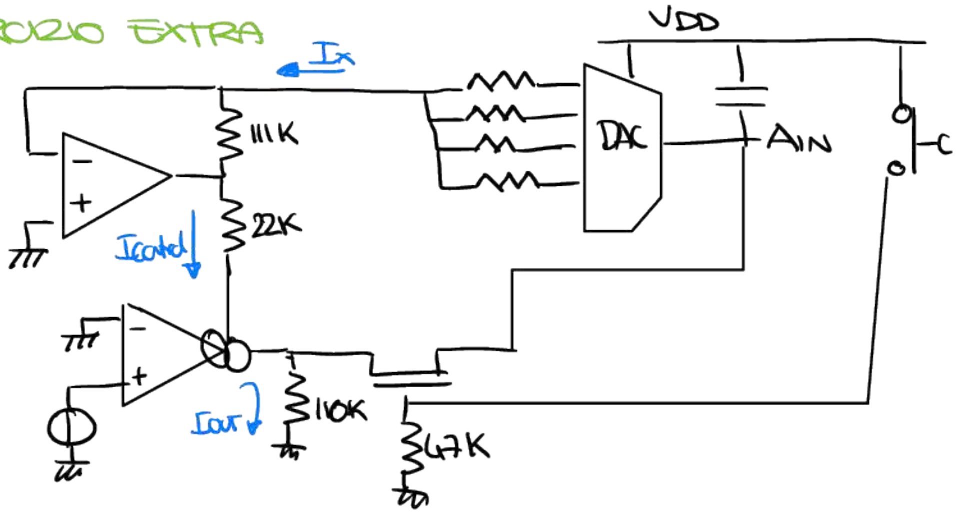
Quindi $\dfrac{GBWP}{1/B(0)} \leq f_{PB}$

e dunque

$$\frac{GBWP}{2^{10}} \cdot D_{IN} \leq f_{PB} \rightarrow D_{IN} \leq \frac{f_{PB}}{GBWP} \cdot 2^{10} = 10{,}85$$

è il massimo DIN che garantisce stabilità è DIN = 10

ESERCIZIO EXTRA



PUNTO A) cosa accade quando il pulsante non è premuto

IL MOS è OFF quindi AIN è flottante.

$$V_{OUT} = I_{OUT} \cdot 110K = V_{IN} \cdot \frac{I_{CONTROL}}{V_{TH}} \cdot 110K = \frac{V_{IN}}{V_{TH}} \cdot 110K \left(\frac{-I_X \cdot 11K}{22K} \right)$$

ricavo quindi

$$= \frac{V_{IN}}{V_{th}} \cdot 110K \left(- \frac{2 \frac{A_{IN}}{R} \cdot 11K}{22K} \right)$$

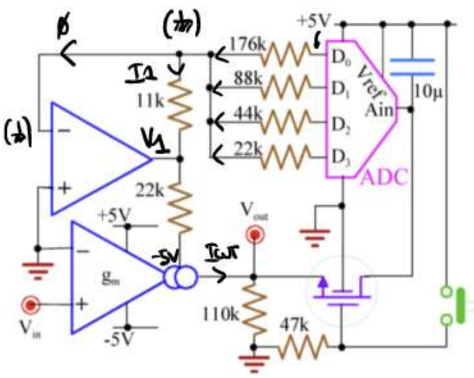
$$= \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot 200 \, (-A_{IN})$$

$$= 1000 \left(- \frac{D_{OUT}}{2^4} \right) \quad \text{dove } D_{OUT} \; 0 \div 15$$

9.12.2021 3h

Ex. 1

4bit flash ADC. OpAmps with GBWP=100MHz. OTA with control pin (not output pin!) at -5V.
a) Compute the Vout/Vin relationship at DC, as a function of the Dout digital ADC code, when the pushbutton is off.
b) Describe what happens at each very short pulse applied to the pushbutton.
c) In case the pushbutton is kept pressed for long time, compute the Vout/Vin relationship at DC.



Torniamo a fare sto esercizio perché evidentemente avevamo sbagliato qualcosa.

Dobbiamo considerare il pulsante aperto e cerchiamo $V_{OUT}/V_{IN}\,(D_{OUT}) = ?$
Se il pulsante è OFF la tensione di gate del mos è ∅ V quindi è spento, perciò

$$V_{OUT} = I_{OUT} \, 110K\Omega$$

Noi sappiamo che $I_{OUT} = V_{IN} \cdot g_m = V_{IN} \cdot \frac{I_C}{V_{TH}}$

Sappiamo poi che $I_C = \frac{V_1 + 5V}{22K}$ e $V_1 = -I_1 \cdot 11K$

La corrente I_1 è la somma di tutte le correnti del mio ADC

$$I_1 = I_{D0} + I_{D1} + I_{D2} + \dots$$

e queste correnti sono uguali a $I_{D0} = \frac{5V\,D_0}{176K}$ ecc..

Vediamo che tutte le resistenze sono multiple di 22K=R allora

$$I_1 = \frac{5V}{176K} \underbrace{\left(D_0 + 2D_1 + 4D_2 + 8D_3 \right)}_{2^0 D_0 + 2^1 D_1 + 2^2 D_2 + 2^3 D_3} = \frac{5V}{176K} D_{OUT}$$

Sappiamo che $D_{OUT} = \frac{A_{IN}}{5V} \cdot 2^4$

Perciò $I_1 = \frac{5V}{176K} \frac{A_{IN}}{5V} \cdot 2^4 = \frac{2 A_{IN}}{R} \longrightarrow 22K$

Noi sappiamo anche che

$V_1 = -I_1 \cdot 11K = -A_{IN}$

$g_m = \frac{I_C}{V_{th}} = \frac{1}{V_{th}} \left(\frac{-A_{IN}+5}{22K} \right)$

$I_C = \frac{-A_{IN}+5V}{22K}$

perciò

$$I_{OUT} = \frac{V_{in}}{V_{th}} \left(\frac{-A_{IN}+5V}{22K} \right)$$

$$V_{OUT} = I_{OUT} \, 110K = \frac{V_{IN}}{V_{th}} \left(\frac{-A_{IN}+5V}{22K} \right)$$

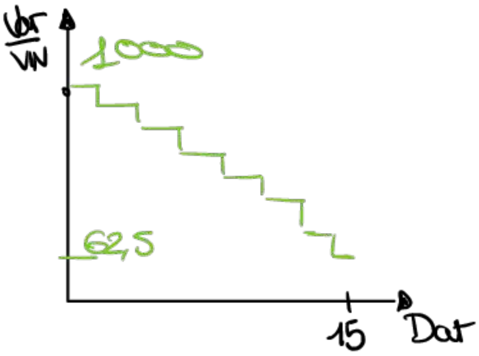
$$= V_{IN} \, 200 \, (5V - A_{IN})$$

Dato che noi vogliamo V_{IN}/V_{OUT} (D_{OUT}) allora ricordiamo $A_{IN} = \frac{D_{OUT} \, 5V}{2^4}$ quindi

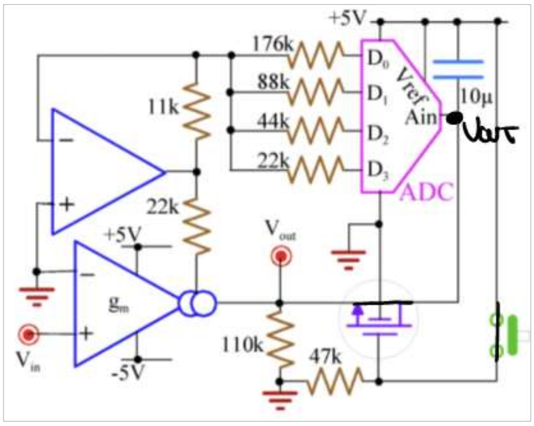
$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 1000 \left(1 - \frac{D_{OUT}}{2^4}\right)$$

$D_{OUT} = \varnothing \quad \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 10^3$

$D_{OUT} = 15 \quad \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 62,5$



2) Cosa succede quando un breve impulso è dato al bottone?



Se chiuso allora il mos è un corto e quindi ho che AIN è a VOUT
Visto che ho un breve impulso ho che il valore di VOUT viene salvato su AIN

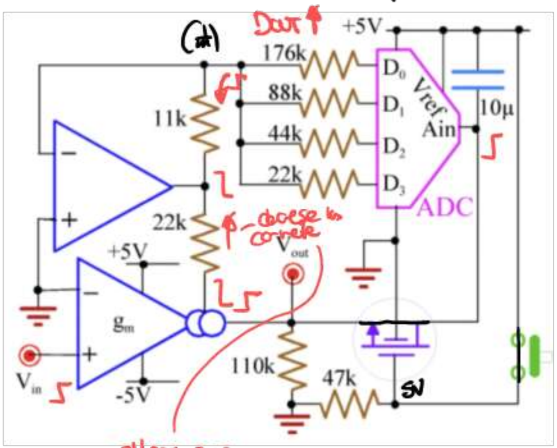
$A_{IN} = V_{OUT}$ quando chiudo lo switch

quando apro lo switch ottengo

$V_{OUT} = 200 V_{IN} (5V - A_{IN})$

$= 200 V_{IN} (5V - V_{OUT,0})$

Punto 3) Nel caso il pulsante sia tenuto premuto per molto tempo



allora gm decresce e quindi la corrente decresce

ho visto che ho una sorta di feedback negativo.

$A_{IN} = V_{OUT}$

$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 200(5V - A_{IN}) = 200(5V - V_{OUT})$

$V_{OUT}\left(\frac{1}{V_{IN}} + 200\right) = 1000V$

quindi

$V_{OUT} = \frac{1000 \cdot V_{IN}}{1 + V_{IN} \cdot 200} =$

Esercizio 2

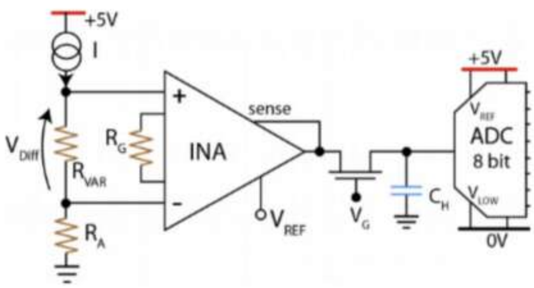
Ex. 2

A breath sensor measures the chest extension through an R_{VAR}=10kΩ·(1+α·d), where α=0.02mm^{-1} and d is in the 0-50 mm range. R_A=10kΩ, I=100µA, C_H=10nF. INA's internal resistors are Rf=10kΩ. The SAR ADC has 50nA input leakage.

a) Size R_G and V_{REF} for exploiting the whole ADC's FSR.

b) With V_G swinging between 0V and 10V and an n-MOSFET with V_T=1V and Cgs=100pF, compute aperture charge-induced error range over R_{VAR}.

c) Select Tconv and Tclock to achieve a precision better than ½LSB



Quando cambia Rvar cambia l'input dell' INA. Devo dimensionare RG e Vref dell INA per avere il FSR dell' INA.

Quando $R_{VAR\,MIN}$ voglio out = ∅V e $R_{VAR\,MAX}$ out=5V

$R_{VAR} = 10K\Omega\,(1 + 0{,}02\,mm^{-1} \cdot d)$ $d = 0 \div 50mm$

$R_{VAR\,MIN} = 10K$ $R_{VAR\,MAX} = 10K(1 + 0.02 \cdot 50) = 20K\Omega$

$V_{INA\,MIN} = R_{VAR\,MIN} \cdot I = 1V$

$V_{INA\,MAX} = R_{VAR\,MAX} \cdot I = 2V$

← valori che ho in input dell' INA.

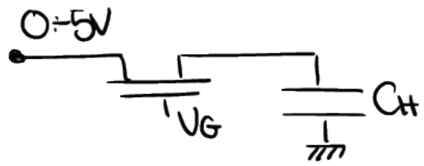
$\Delta V_{OUT} = 5V \rightarrow G = 5 = 1 + \frac{2R_F}{R_G}$ $= 10K$ $\rightarrow R_G = 5K\Omega$

Noi vogliamo

$V_{OUT} = \varnothing$ quando $V_{INA} = V_{INA\,MIN}$

$V_{OUT} = \underbrace{V_{INA\,MIN} \cdot G}_{5V} + V_{ref} = \varnothing V$ perciò $V_{ref} = -5V$

Punto 2



$V_G = 0V$ and $10V$

$V_T = 1V$

$C_C = 100pF$

Dobbiamo calcolare ε aperture range - induced error = ?

$\Delta V_G = V_{OUT} + V_T - \underbrace{V_{G,LOW}}_{=0V}$

$\Delta V_{G,MIN}$ che ho quando $V_{OUT} = 0V$ (caso migliore)

$\Delta V_G = 1V$

L'errore sul condensatore è dunque $\varepsilon_H = \Delta V_G \cdot \frac{C_{AS}}{C_{AS} + C_H} = 10mV$

L'errore all'ingresso dell' INA è $\varepsilon_{INA} = \frac{\varepsilon_h}{G} = 2mV$

e l'errore sulla resistenza è:

$\varepsilon_{RVAR} = \frac{\varepsilon_{INA}}{I} = 20\Omega$

Nel caso $V_{OUT,MAX} = 5V \rightarrow \Delta V_G = 6V$

$\varepsilon_H = \Delta V_G \cdot \frac{C_{AS}}{C_{AS} + C_H} = 60mV$

L'errore all'input dell' INA $\varepsilon_{INA} = \frac{\varepsilon_H}{G} = 12mV$ e quindi l'errore sulla resistenza

$\varepsilon_{RVAR} = \frac{\varepsilon_{VAR}}{I} = 120\Omega$

PUNTO C)

SAR ADC con $50\mu A = I_{LEAK}$, vogliamo selezionare T_{CONV}, T_{CLOCK} = ? per avere $\varepsilon < LSB/2$

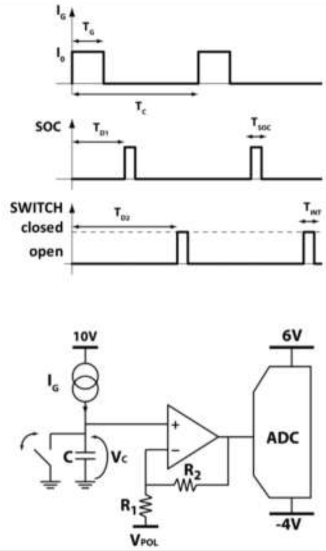
$LSB = \frac{FSR}{2^8} = \frac{5V}{2^8} = 19.6mV$

$T_{CONV} = \Delta V \cdot \frac{C_H}{I_{leak}} = \frac{LSB}{2} \cdot \frac{C_H}{I_{leak}} = 1.95ms$ ← massimo tempo di conversione che possiamo usare

$T_{CONV} = (N+1) T_{CLOCK} \rightarrow T_{CLOCK} = \frac{T_{CONV}}{9} = 216,6\mu s$

ESERCIZIO 3

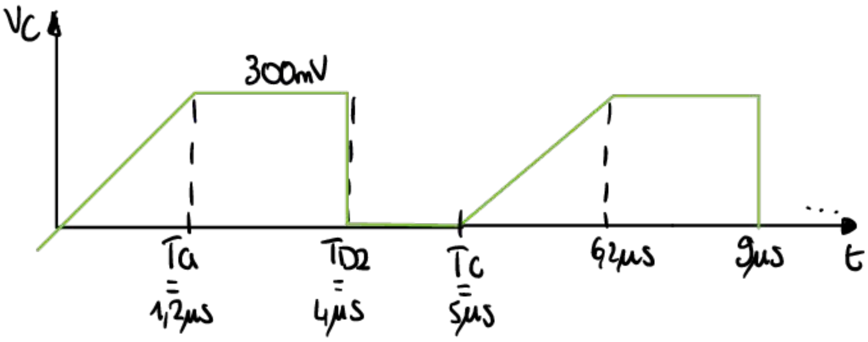
Let us measure the C value with the timings shown in figure. The ADC conversion is triggered by the SOC rising-edge and lasts $T_{CONV}=1\mu s$.
$R_1=4.7k\Omega$, $R_2=100k\Omega$, $V_{POL}=0.25V$, $T_{D1}=2\mu s$, $T_{D2}=4\mu s$, $T_{SOC}=0.2\mu s$, $T_{INT}=0.2\mu s$.
The $I_G=0.5mA$ current generator is pulsed with duration $T_G=1.2\mu s$ and period $T_C=5\mu s$. OpAmp biased at $\pm 10V$.
a) Plot $V_C(t)$ for $C=2nF$ (be $V_C(0)=0V$ for $t=0s$).
b) Determine the range of measurable C values.
c) Design the current generator required using a 4-bit flash DAC with FSR=5V, and OpAmps to provide a current between 0.1mA (code 0000) to 2mA (code 1111).
d) Propose a different way to measure the value of C by using current pulses of constant 100µA amplitude and constant 10ns duration at 50MHz frequency, then a simple comparator and a digital counter for counting the number of pulses to reach a given threshold (as for a staircase ADC).



Punto a)

$V_C(t) = ?$ $\qquad V_C(\emptyset) = 0V$

$$\frac{\Delta V_C}{\Delta t} = \frac{I_G}{C} = 250mV/\mu s \qquad V_C(T_G) = \frac{\Delta V_C}{\Delta t} \cdot T_G = 300mV$$



Punto b)

$$V_C = \emptyset \quad A_{IN} = V_{POL}\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) = -5,3V$$

il nostro FSR $= -4 \div 6V$ allora:

$$V_{OMIN}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) - V_{POL}\left(\frac{R_2}{R_1}\right) = -4V \quad \text{quindi} \quad V_{CMIN} = 58mV$$

Allora $\Delta V_C = \frac{I_G}{C} \cdot T_G \rightarrow V_{CMIN} = \frac{I_G}{C_{MAX}} T_G \rightarrow C_{MAX} = \frac{I_G \cdot T_G}{V_{CMIN}} = 10nF$

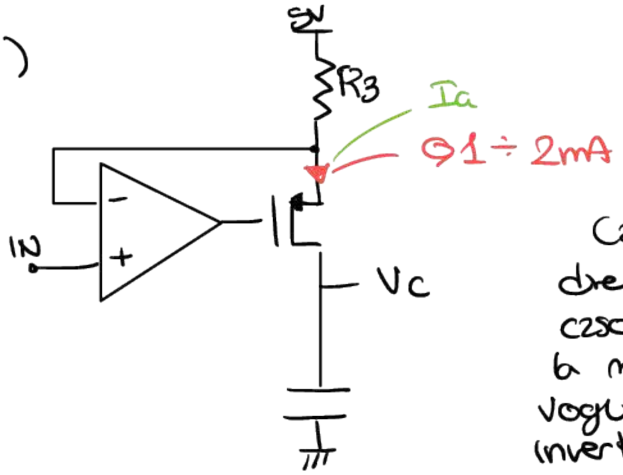
Controlliamo adesso V_{CMAX}

$$V_{CMAX}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) - V_{POL}\left(\frac{R_2}{R_1}\right) = 6V$$

$V_{CMAX} = 508\,mV \rightarrow C_{MIN} = \dfrac{I_a \cdot T_c}{V_{CMAX}} = 1{,}2\,nF$

$C = 1{,}2\,nF \div 10\,nF$

Punto c)



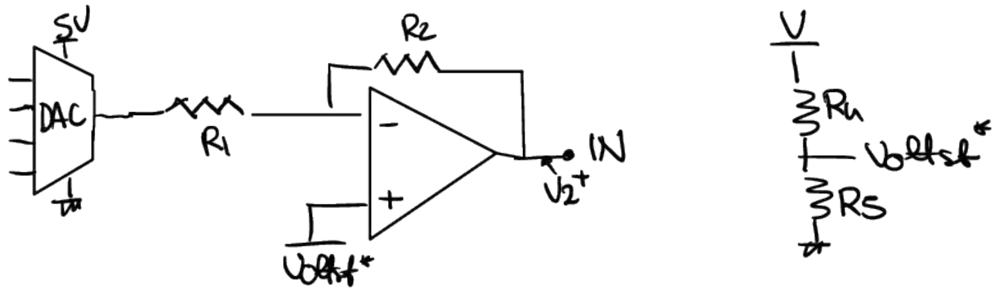
quando abbiamo 0000 e 1111

Capiamo che non possiamo collegare direttamente il DAC all'input perché nel caso 0000 avremo $V_{IN}=0V$ e questo porterebbe la massima corrente e non la minima come vogliamo noi perciò dobbiamo usare un invertente e un offset

4 bit DAC (5V FSR)

$A_{OUT} = 0V \qquad A_{OUT} = \dfrac{5V}{2^4} \cdot 15 = 4{,}688\,V$

Perciò



$I_a = \dfrac{5V - V_2^+}{R_3}$ Dove $V_2^+ = A_{OUT} \cdot \left(-\dfrac{R_2}{R_1}\right) + 5V \cdot \dfrac{R_5}{R_4+R_5} \cdot \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right)$

quindi $I_a = \dfrac{5V}{R_3} + A_{OUT}\left(\dfrac{R_2}{R_1}\right) - \dfrac{5V}{R_3}\dfrac{R_5}{R_4+R_5}\left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right)$

Nel caso $D=0000$ $A_{OUT}=\emptyset$

$$I_a = \frac{1}{R_3}\left(5V - \frac{5V\,R_5}{R_4+R_5}\cdot\left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right)\right) = 0{,}1\,mA$$

Nel caso $D=1111 \rightarrow A_{OUT} = 4{,}688V$

$$I_a = \frac{1}{R_3}\left(5V - 5V\,\frac{R_5}{R_4+R_5}\left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right) + 4{,}688\,\frac{R_2}{R_1}\right) = 2\,mA$$

Per risolvere il sistema sottraiamo le 2 equazioni tra loro

$$-4{,}688\frac{R2}{R1\cdot R3}=-1{,}9mA$$

Che è come dire che le variazioni del DAC per il guadagno del circuito devono essere uguali alle variazioni della corrente

Imponiamo $R3=1K$

$$-4{,}688\,\frac{R_2}{R_1}=-1{,}9V\rightarrow\frac{R_2}{R_1}=0{,}405$$

imponiamo $R2=4K\Omega\rightarrow R_1=10K\Omega$

$$=5V-5V\cdot\frac{R5}{R_4+R5}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)=0{,}1mA\cdot R3$$

$$=5V-5V\,\frac{R5}{R_4+R5}\left(1+\frac{R2}{R_1}\right)=0{,}1V$$

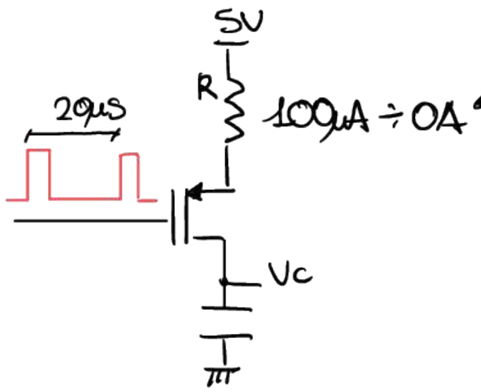
$$=-5V\,\frac{R5}{R_4+R5}\cdot1{,}4=-4{,}9V$$

Quindi $\frac{R5}{R_4+R5}=0{,}7$ Imponiamo $R5=7K\rightarrow R3=3K\Omega$.

PUNTO d)
Progettare un modo per leggere il valore di C con impulsi di tensione.

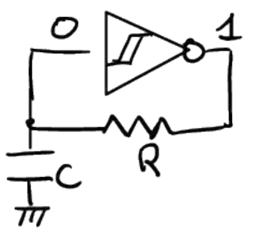
$I_G=100\mu A$ $T_a=10ns$ $f=50MHz$

Possiamo usare un comparatore e un contatore per contare gli impulsi.



dipendentemente se il mos è ON o OFF
Ricordiamo che il pmos è attivo a tensione bassa.

Dobbiamo generare questo clock possiamo farlo con una struttura così

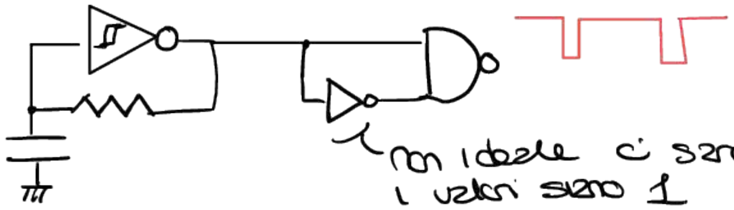


$T\cong\tau=RC$

Noi vogliamo un periodo di 20nS

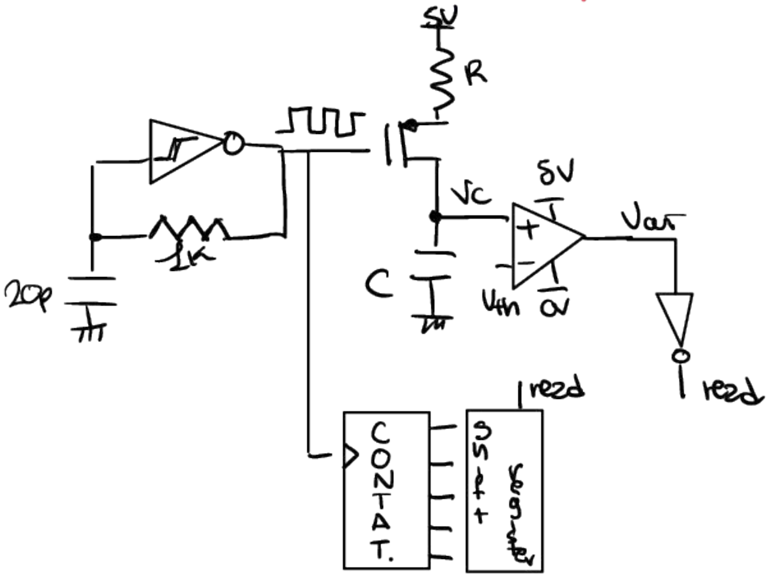
$C=20pF$ $R=1K\Omega$

Ci va di alto perciò vogliamo il duty cycle del 50% se assumo alto un valore diverso del dutycycle dovremo usare un delay



non ideale ci sarà un punto nel quale entrambi i valori siano 1

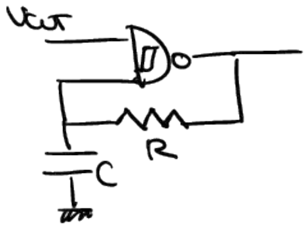
(Ma come abbiamo detto non è questo il nostro caso)



Quando Vc>Vth ⇒ Vout=0V vogliamo leggere il valore del contatore perciò da Vout avremo un segnale di read

Quando read = 1 vorrei stoppare l'oscillatore sennò conto troppo perciò al posto dell'inverter metto una nand con un pin collegato a Vout e l'altro al condensatore

Per salvare il valore del contatore uso un shift register.



Dopo che abbiamo letto dobbiamo anche resettare il circuito
Mettiamo un po' di delay per fare il reset

Devo resettare prima di tutto il contatore e devo anche buttare Vc = 0V perciò posso mettere un mos in parallelo al condensatore così che lo possa resettare.

Però quando accendiamo il circuito all'inizio abbiamo un piccolo impulso che è dato dal fatto che il condensatore è un corto e quindi possiamo usare questo trucco per resettare il circuito anche all'accensione

Così ho che questo va a 1 all'accensione e quando ho il reset alto all'avvio.

All'accensione ho questo