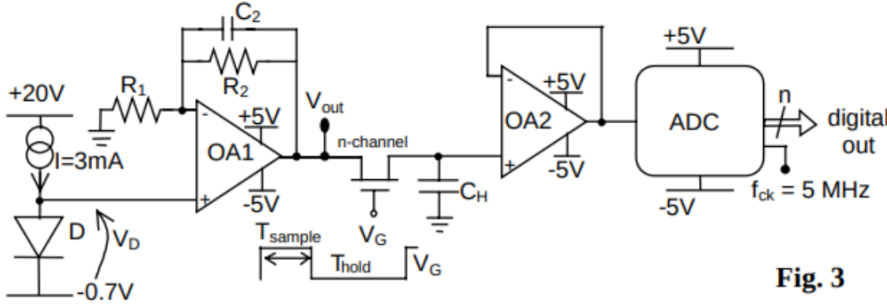


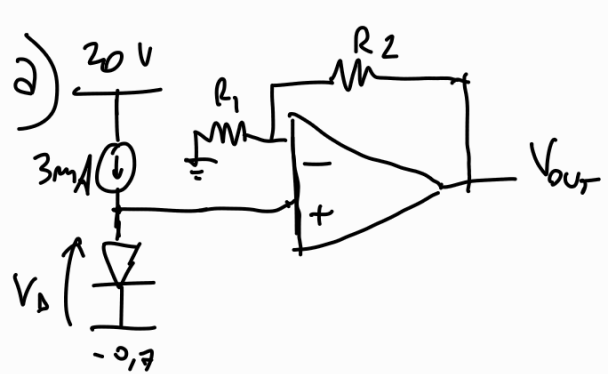
Si consideri il circuito riportato nella Fig. 3, che sfrutta la dipendenza dalla temperatura della tensione ai capi di una giunzione pn (-1.8mV/°C) per misurare la temperatura. Si assuma $V_D=0.7V$ per una temperatura di 0°C.



- $R_1=1k\Omega$
- $R_2=30k\Omega$
- $C_2=10pF$
- $V_T=1.2V$
- $k_n=1/2\mu_n C_{ox}(W/L)=5mA/V$
- $C_H=10nF$

Fig. 3

- a) Scrivere l'espressione della tensione di uscita V_{out} in funzione della temperatura a bassa frequenza.
- b) Determinare il numero minimo di bit dell'ADC necessario per garantire una risoluzione di $\pm 0.5^\circ C$.
- c) Determinare l'errore dovuto al droop (espresso in LSB) se l'amplificatore operazionale 2 e' caratterizzato da una corrente di bias $I_b = 500nA$ e la fase di Hold ha una durata pari a $T_{hold}=18\mu s$.
- d) Determinare la tensione di comando V_G da applicare al gate dell'interruttore NMOS per garantire una resistenza virtualmente infinita durante la fase di Hold ed una resistenza non superiore a $R_{ds,on}=10\Omega$ nella fase di Sample se la temperatura varia nell'intervallo $\pm 50^\circ C$.
- e) Determinare per via grafica l'andamento in frequenza del trasferimento reale V_{out}/V_D se l'amplificatore operazionale 1 e' caratterizzato da $GBWP=30MHz$.



$$V_D = 0,7 - 1,8 \frac{mV}{^\circ C} \cdot T$$

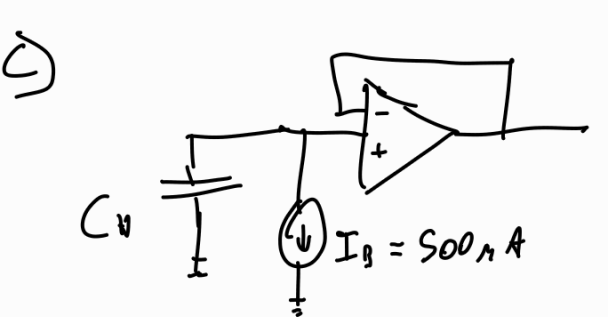
$$V^+ = -0,7 + V_D = -1,8 \frac{mV}{^\circ C} \cdot T$$

$$V_{out} = V^+ \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = -55,8 \frac{mV}{^\circ C} \cdot T$$

b) $\pm 0,5^\circ C \rightarrow \pm 0,9 mV \rightarrow \pm 27,3 mV = V_{in ADC}$

ALL'INGRESSO DELL'ADC $LSB = 55,8 mV = \frac{FSR \llcorner 10}{2^n} \rightarrow M = \log_2 \frac{FSR}{LSB} = 7,49$

$M_{BIT} = 8 \rightarrow LSB = 33 mV$ ALL'INGRESSO $\Delta V^+ = 1,26 mV \rightarrow \Delta T = 0,7^\circ C = \pm 0,35^\circ C$



$$C = \frac{Q}{V}$$

$$\Delta V_{Droop} = \frac{I_b \cdot T_{hold}}{C_H} = 0,9 mV$$

$$V_{Droop}^{LSB} = \frac{\Delta V_{Droop}}{V_{LSB}} = 0,023 LSB$$

d) $V_{G, ON} = ?$ $V_{G, OFF} = ?$ $R_{DSS, MAX} = 10 \Omega$ $T = \pm 50^\circ C$

$V_{G, OFF}$ TRANSISTOR SEMPRE SPENTO DURANTE HOLD $\rightarrow V_{GS} < V_T$

$V_S^{MIN} = V_{OUT}^{MIN}$ $V_{OUT} = \begin{cases} +50 & -2,79 V \\ -50 & 2,79 V \end{cases}$ $V_S^{MIN} = -2,79 V$

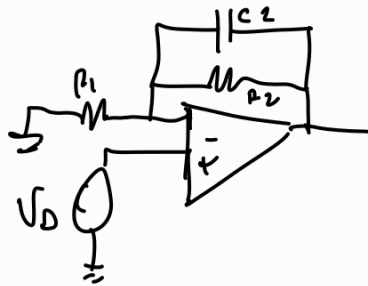
$V_{G, OFF} < V_S^{MIN} + V_T = -1,59 V$

$V_{G, ON}$ TRANSISTOR CON SUFFICIENTE V_{OV} DURANTE SAMPLING

$R_{DSS} = \frac{1}{2K(V_{GS} - V_T)} < 10 \Omega \rightarrow V_{GS} > 11,2 V$

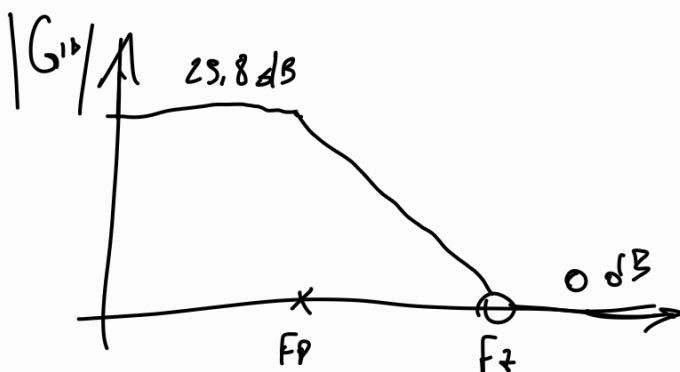
CASO PEGGIORE È CON $V_S^{MAX} = 2,79 \rightarrow V_{G, ON} > 13,99 V$

e) $\frac{V_O}{V_D}$

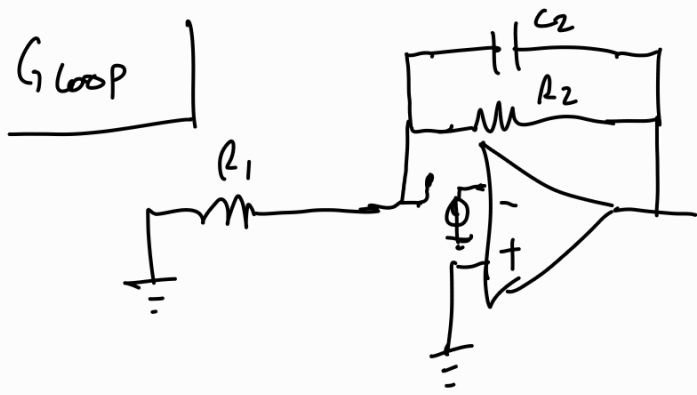


G_{10} $G(s) = 31 = 29,8 \text{ dB}$
 $Z_p = C_2 R_2 = 300 \mu s$ $F_p = 531 \text{ kHz}$

$G(\infty) = 1 \rightarrow C' \dot{e} UNO ZERO$



$F_z = G(0) \cdot F_p = 16,4 \text{ MHz}$



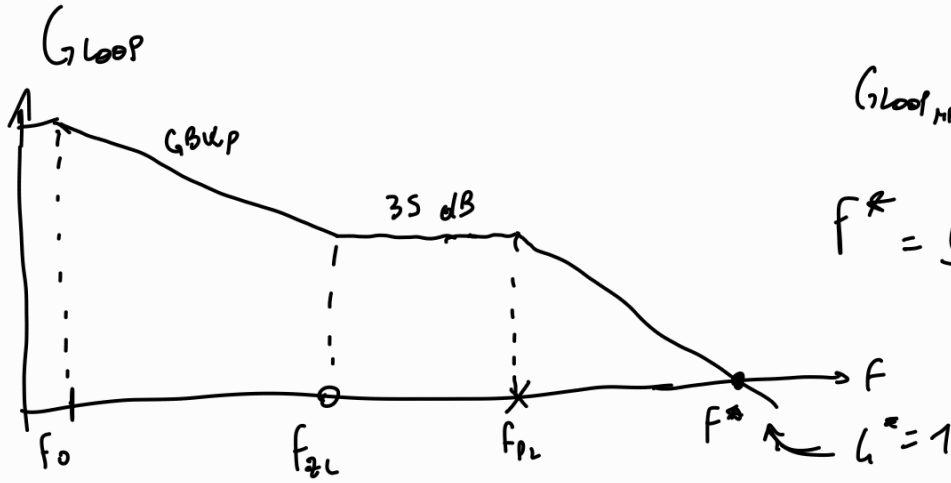
$$G_{loop}(0) = -A_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\tau_{P_2} = C_2 \cdot (R_2 \parallel R_1) = 9,7 \mu s \quad f_p = 16,4 \text{ MHz}$$

Zero loop) QUANDO $\frac{1}{sC_2} \parallel R_2 = \infty$

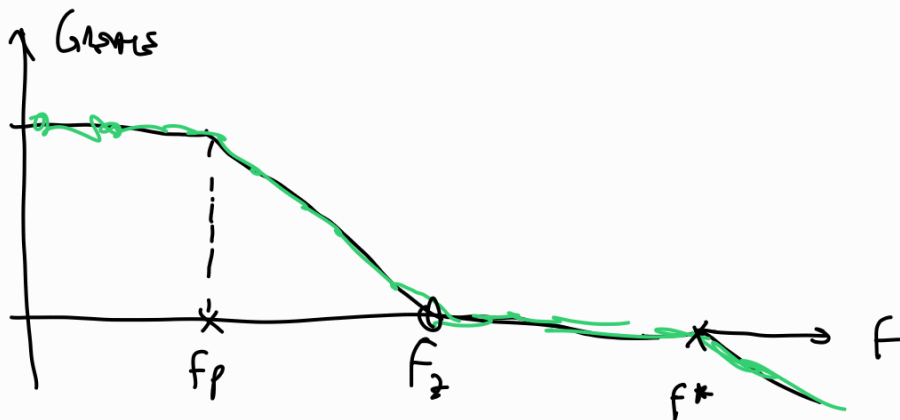
$$s = -\frac{1}{sC_2 R_2}$$

$$\tau_{z_L} = C_2 R_2 = 300 \mu s \quad f_z = 531 \text{ kHz}$$

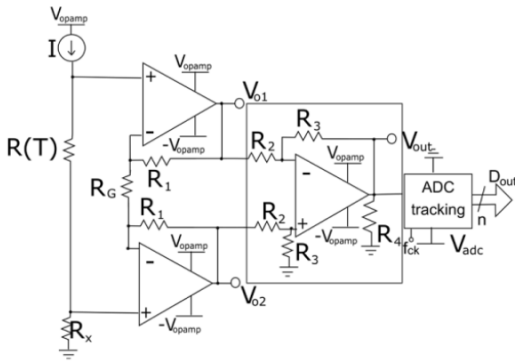


$$G_{loop, HF} = \frac{GBWP}{f_{zL}} = \frac{30M}{531K} = -56,5$$

$$f^* = \frac{G_{loop}(HF)}{G^*} \cdot f_{pL} = 926 \text{ MHz}$$



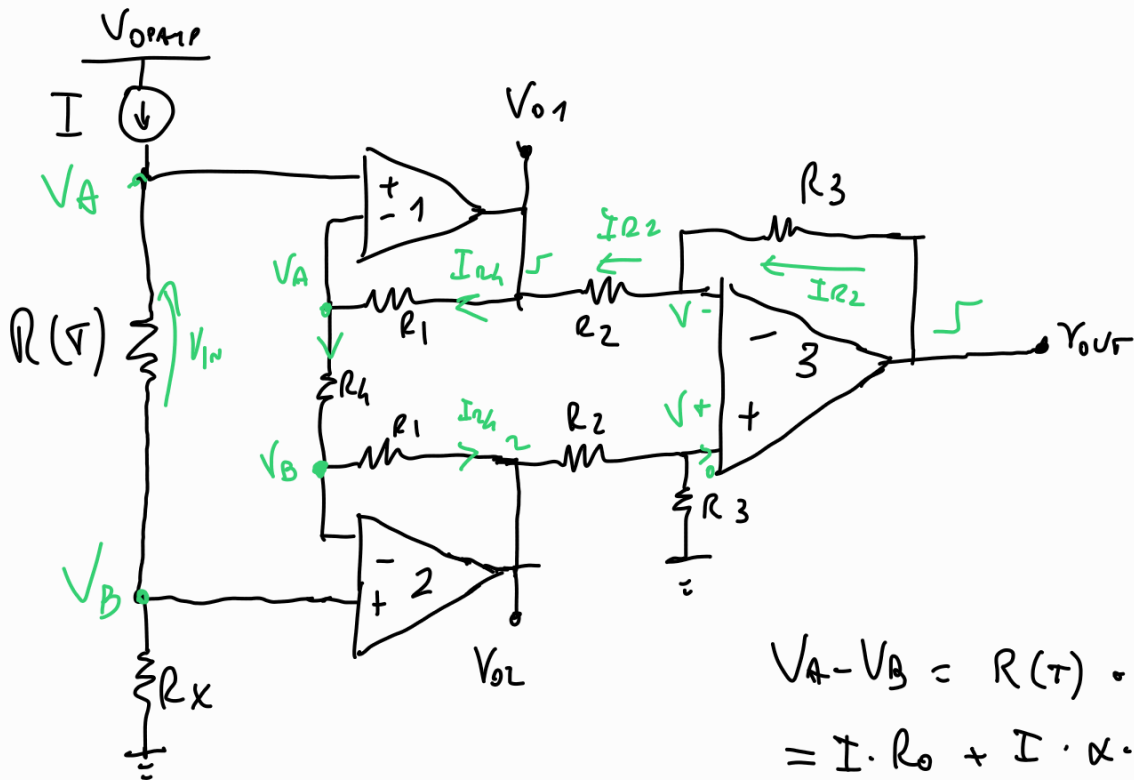
Si consideri la catena di acquisizione per la misura di temperatura tramite un sensore resistivo $R(T) = R_0 + \alpha T(^{\circ}C)$ con $R_0 = 100\Omega$ e $\alpha = 0.39\Omega/^{\circ}C$, mostrata in Fig. 2. L'ADC sia del tipo *tracking*. Gli amplificatori operazionali saturino alle tensioni di alimentazione e I sia un generatore di corrente DC.



$R_G = 1\text{ k}\Omega$	$R_x = 1\text{ k}\Omega$
$R_1 = 10\text{ k}\Omega$	$I = 100\text{ }\mu\text{A}$
$R_2 = 2\text{ k}\Omega$	$V_{adc} = -6\text{ V}$
$R_3 = 20\text{ k}\Omega$	$V_{opamp} = 18\text{ V}$
$R_4 = 1\text{ k}\Omega$	$n = 13\text{ bits}$

Fig. 2

- Determinare l'espressione letterale e con i coefficienti numerici della tensione V_{out} in funzione della temperatura T espressa in gradi centigradi ($^{\circ}C$).
- Determinare la variazione di temperatura erroneamente misurata se tutti gli amplificatori operazionali sono caratterizzati da una tensione di *offset* pari a $\pm 0.2\text{ mV}$.
- Con solo riferimento al circuito nel riquadro tratteggiato, determinarne il margine di fase, se fosse presente una capacit' di carico pari a 80 pF in parallelo alla resistenza di carico R_4 e se l'amplificatore operazionale fosse caratterizzato da una resistenza di uscita ad anello aperto $r_0 = 10\text{ }\Omega$ e da un prodotto guadagno larghezza di banda $GBWP = 20\text{ MHz}$.
- Determinare la minima frequenza di *clock* (f_{ck}) che possa garantire una risoluzione di $0.1^{\circ}C$ e possa seguire una variazione di temperatura pari a $10^{\circ}C/s$ per temperature nell'intervallo $[0^{\circ}C, 100^{\circ}C]$.



$$V_A - V_B = R(T) \cdot I = I \cdot R_0 + I \cdot \alpha \cdot T$$

$$I_{R_G} = \frac{V_A - V_B}{R_G}$$

$$V_{O1} = V_A + I_{R_G} \cdot R_1$$

$$V_{O2} = V_B - I_{R_G} \cdot R_1$$

$$V^+ = V_{O2} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

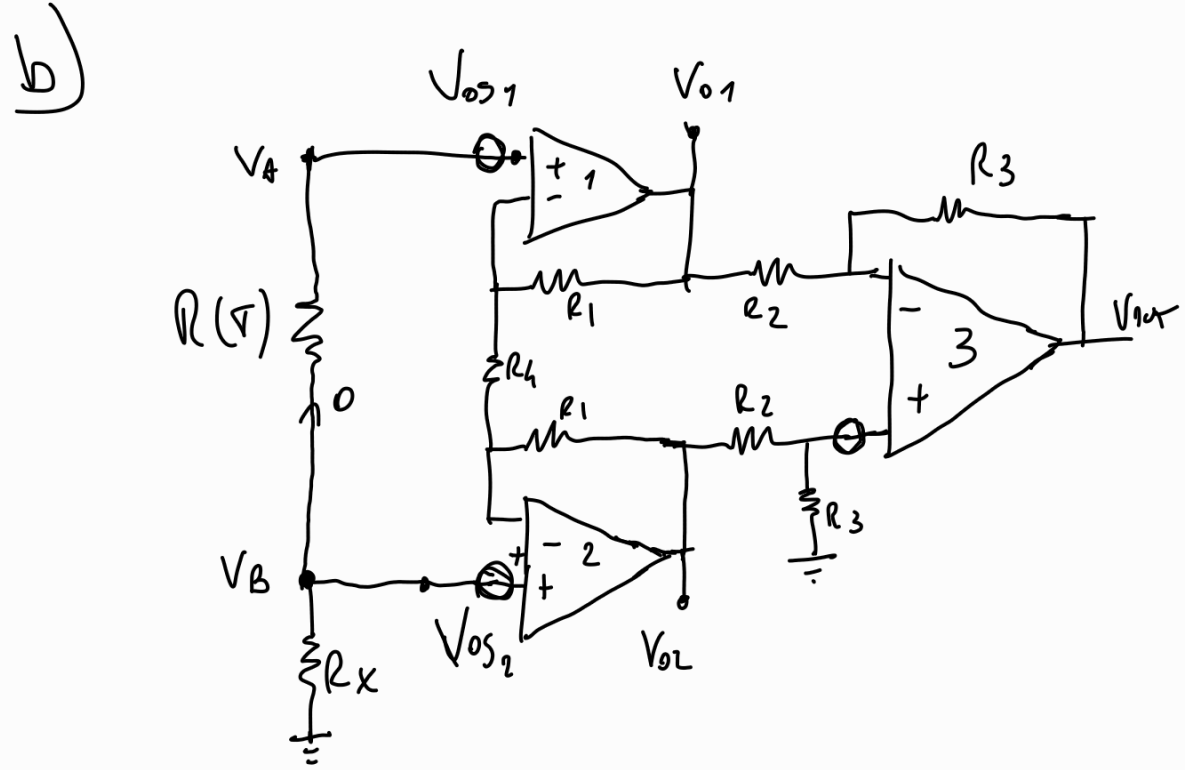
$$V^- = V^+$$

$$I_{R_2}^{UP} = \frac{V^- - V_{O1}}{R_2} = \frac{V^-}{R_2} - \frac{V_{O1}}{R_2}$$

$$V_{OUT} = V^- + I_{R_2}^{UP} R_3 = \dots = - (V_A - V_B) \frac{R_3}{R_2} \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_G} \right)$$

$$V_{out} = -\frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{R_1}{R_G}\right) \cdot [I_{R_0} + I_{\alpha T}] = -210 (10 \text{ mV} + 39 \mu\text{V}/^\circ\text{C})$$

$$= -2,1 - 8,19 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$



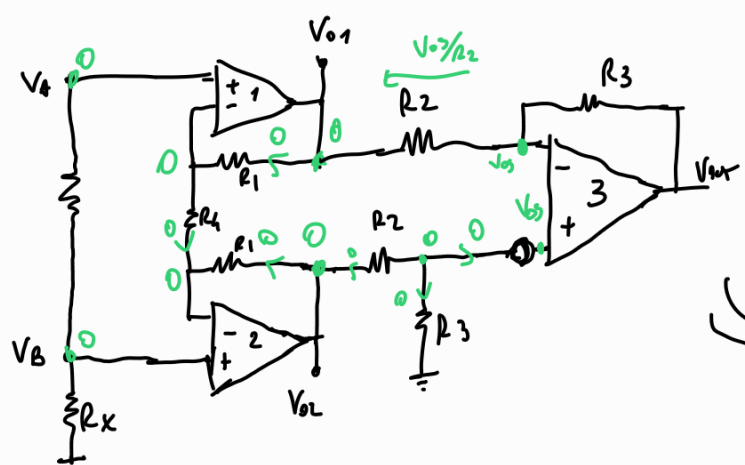
• EFFETTO DI V_{OS1}

$$V_{IN} = V_{OS1} \rightarrow V_{out} \Big|_{V_{OS1}} = \mp V_{OS1} \frac{R_3}{R_2} \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_G}\right)$$

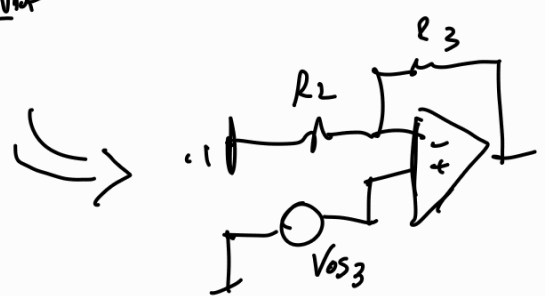
• EFFETTO DI V_{OS2}

$$V_{IN} = V_{OS2} \rightarrow V_{out} \Big|_{V_{OS2}} = \pm V_{OS2} \frac{R_3}{R_2} \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_4}\right)$$

• EFFETTO DI V_{OS3}



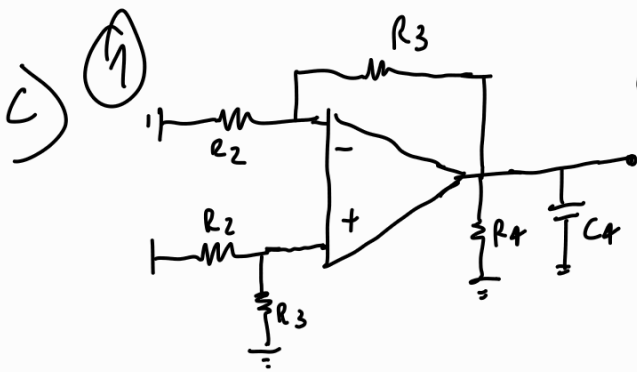
$$V_{out} \Big|_{V_{OS3}} = V_{OS3} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)$$



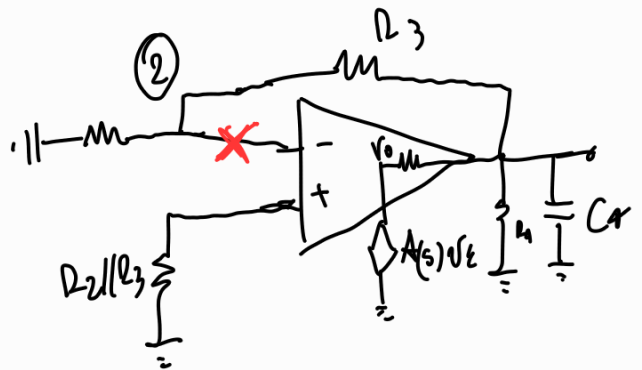
SECONDO DI V_{OS} NON È NESSO \rightarrow CONSIDERARE CASO PEGGIORE
IN CUI GLI EFFETTI SI SOMMANO

$$\left. \frac{V_{OUT}}{V_{OS}} \right|_{V_{OS}} = V_{OS} \cdot \left\{ \left[2 \frac{R_3}{R_2} \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_G} \right) \right] + \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \right\} = 431 V_{OS} = 86,2 \text{ mV}$$

$$\left| \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T} \right| = 8,119 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}} \rightarrow E_{RV} \big|_{V_{OS}} = \frac{V_{OUT}/V_{OS}}{\left| \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T} \right|} = 10,5 \text{ } ^\circ\text{C}$$



$r_o = 10 \Omega$
 $G_{BWP} = 20 \text{ MHz}$

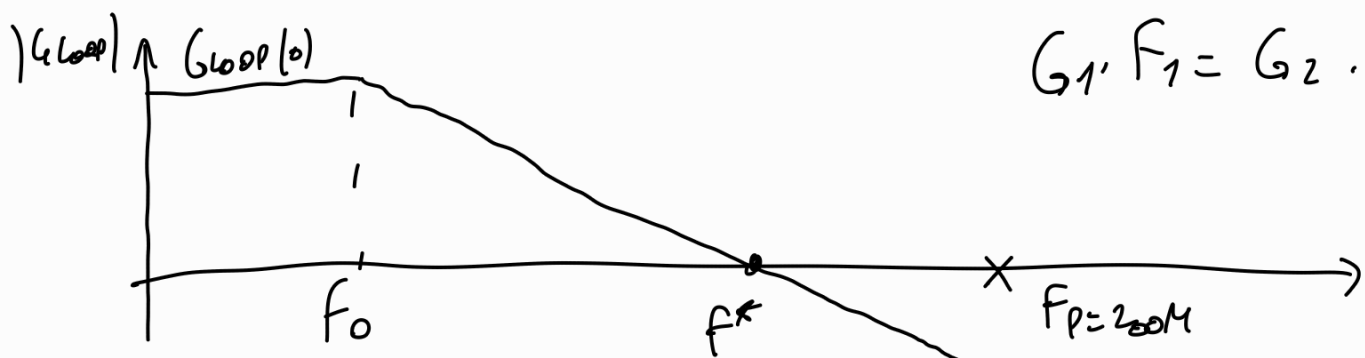


$$G_{loop}(0) = -A_o \cdot \frac{\frac{22k}{(R_3 + R_2) \parallel R_4}}{R_3 + R_2 \parallel R_4 + r_o} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

$$G_{loop}(0) = -A_o \cdot \frac{956}{966} \cdot \frac{1}{11} = -0,09 A_o$$

ρ_{OL} $9,9 \Omega$

$$\tau_p = C_q \cdot \left[(R_2 + R_3) \parallel r_o \parallel R_L \right] = 792 \text{ ps} \rightarrow F = 200 \text{ kHz}$$



$$G_{loop}(0) \cdot f_0 = 1 \cdot f^*$$

$$A_0 \cdot 0,03 \cdot f_0 = 1 \cdot f^*$$

$$G_{BWP} \cdot 0,03 = 1 \cdot f^*$$

$$f^* = 1,8 \text{ MHz}$$

$$\varphi_M = 180^\circ - 2 \tan^{-1} \left(\frac{f^*}{f_0} \right) - 2 \tan^{-1} \left(\frac{f^*}{f_p} \right)$$

$$= 180^\circ - 90^\circ - 0,5 \approx 89,5^\circ$$

1) $|\Delta T| = 0,1^\circ \text{C} \rightarrow \Delta V_{out} = \left| \frac{\Delta V_{out}}{\Delta T} \right| \cdot |\Delta T| = 819 \mu\text{V}$ $\frac{\Delta T}{\Delta t} = 10 \frac{^\circ\text{C}}{\text{s}}$

$$LSB = \frac{FSR}{2^n} = 732 \mu\text{V} < \Delta V_{out} / 0,1^\circ\text{C}$$

$$\frac{\Delta T}{\Delta t} \cdot \frac{\Delta V_{out}}{\Delta T} \leq \frac{LSB}{T_{CK}}$$

$$T_{CK} \leq \frac{LSB}{\frac{\Delta T}{\Delta t} \cdot \frac{\Delta V_{out}}{\Delta T}} = 8,93 \text{ ms} \rightarrow f_{CK} = 112 \text{ Hz}$$

Si consideri la catena di acquisizione per segnali sinusoidali, mostrata in Fig. 3. L'ADC sia del tipo ad approssimazioni successive (SAR). Gli amplificatori operazionali saturano alle tensioni di alimentazione e V_{in} sia un generatore di tensione di segnale sinusoidale.

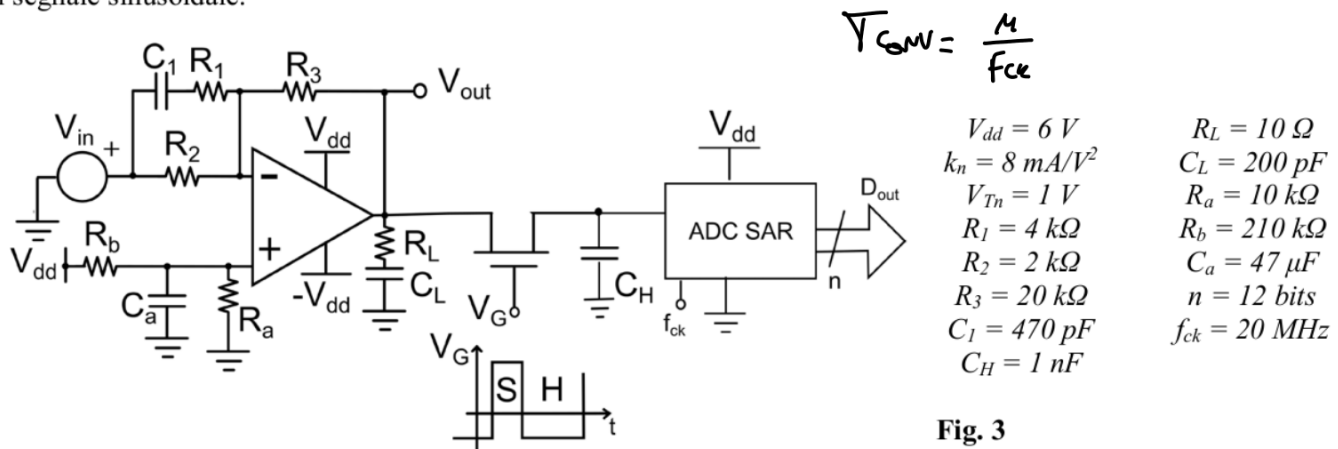


Fig. 3

- Determinare l'espressione ed il valore del trasferimento V_{out}/V_{in} a bassa frequenza ed il valore in DC della tensione di uscita, assumendo l'amplificatore operazionale ideale.
- Determinare il minimo valore che deve possedere il guadagno ad anello aperto (A_0) dell'amplificatore operazionale, per garantire un errore statico di guadagno minore di 10^{-4} .
- Determinare la tensione di comando necessaria per il Gate del nMOS in fase di Sample che sia compatibile con un errore massimo di $LSB/4$ e con una durata del tempo di Sample $T_{Sample} = 50 ns$.
- Determinare il margine di fase del circuito amplificatore, se l'amplificatore operazionale fosse caratterizzato da un prodotto guadagno larghezza di banda $GBWP = 70MHz$.

a)

$$V_{out} = V_{DD} \cdot \frac{0,045}{R_2 + R_b} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) + V_{in} \left(-\frac{R_3}{R_2}\right)$$

$$= 2,97 - 10 V_{in}$$

b) BASSA FREQUENZA (DC)

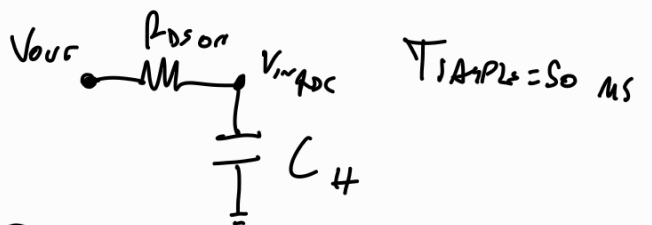
$$G_{NOLS} = G_{ID} \frac{-G_{loop}}{1 - G_{loop}} = G_{ID} \cdot (1 + \epsilon) \rightarrow 10^{-4}$$

$$G_{loop}(0) = -A_0 \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

$$1 + \epsilon = \frac{-G_{loop}}{1 - G_{loop}} \rightarrow G_{loop} = \frac{1 + \epsilon}{\epsilon} \approx 10000$$

$$A_0 = 10000 \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_2} = 110000 \approx 100 dB$$

c) $LSB = \frac{FSR}{2^M} = \frac{V_{DD}}{2^{12}} = 1,46 \text{ mV}$



R_{DSON} ~~ABBASTANZA~~ PICCOLA DA CALCOLARE C_H

INPUT ADC $0 \div 6 \text{ V} \rightarrow \Delta V_{OUT} = 6 \text{ V}$

$$\Delta V_{OUT} \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_{SAMPLE}}{\tau}}\right) = \Delta V_{OUT} - \frac{LSB}{4}$$

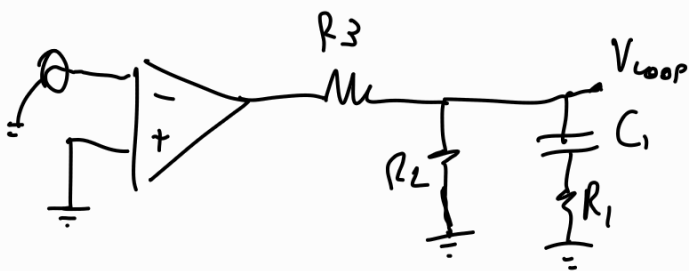
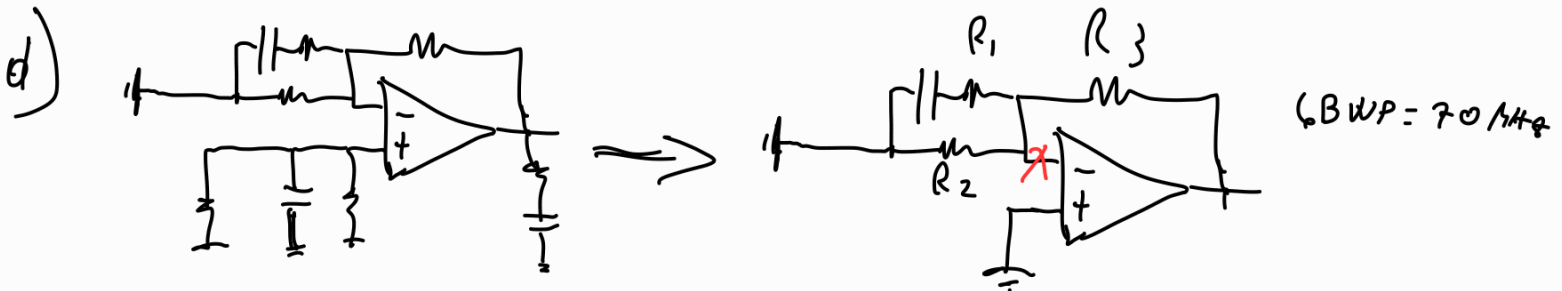
$$1 - e^{-\frac{T_{SAMPLE}}{\tau}} = 1 - \frac{LSB}{4 \Delta V_{OUT}}$$

$$e^{-\frac{T_s}{\tau}} = \frac{LSB}{4 \Delta V_{OUT}} \rightarrow -\frac{T_s}{\tau} = \ln\left(\frac{LSB}{4 \Delta V_{OUT}}\right) \rightarrow \tau = -\frac{T_s}{\ln\left(\frac{LSB}{4 \Delta V_{OUT}}\right)} = 5 \text{ ms}$$

$$R_{DSON} = \frac{\tau}{C_H} = 5 \Omega$$

$$R_{DSON} = \frac{1}{2K \text{ V/OV}} \rightarrow V_{OV} = 12,5 \text{ V}$$

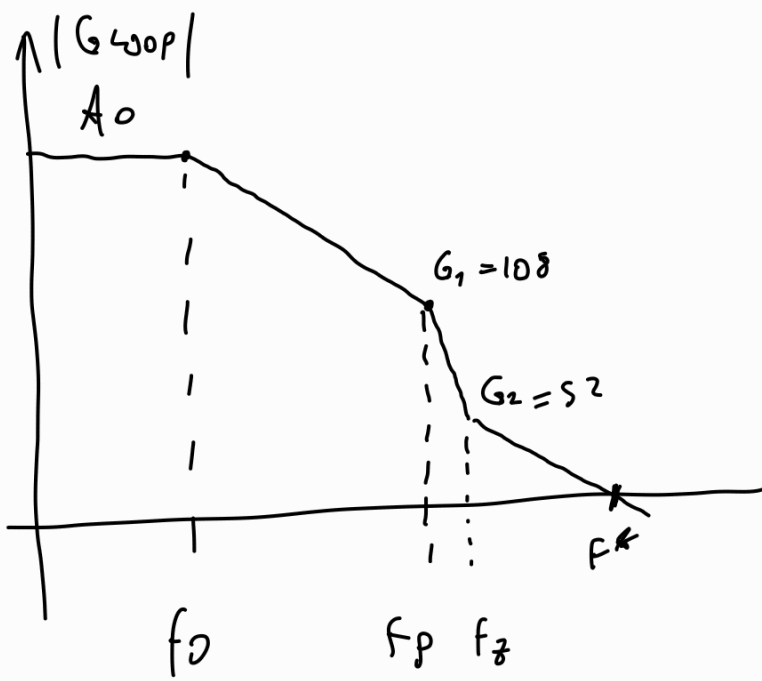
$$V_G = V_{OUT}^{max} + V_{OV} + V_T = 18,5 \text{ V}$$



$$G_{loop}(0) = -A_0 \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

POL 0 $\tau_p = \tau_{p1} \left(1 + \frac{R_2/R_3}{1,2K}\right) = 2,7 \mu\text{s} \rightarrow f_p = 58,9 \text{ kHz}$

ZEN 1 $\frac{1}{sC_1} + R_1 = 0 \rightarrow \frac{1 + R_1 s C_1}{s C_1} = 0 \rightarrow \tau_z = C_1 R_1 = 1,83 \mu\text{s}$
 $\rightarrow f_z = 84,7 \text{ kHz}$



$$A_0 \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot f_0 = G_1 \cdot f_p$$

$$G_1 = G_{BWP} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot \frac{1}{f_p} = 108$$

$$G_1 f_p^2 = G_2 \cdot f_z^2$$

$$G_2 = G_1 \left(\frac{f_p}{f_z} \right)^2 = 52$$

$$G_2 f_z = 1 \cdot F^*$$

$$F^* = 4,4 \text{ MHz}$$

$$\begin{aligned} \varphi_M &= 180^\circ - 90^\circ - 2 \tan^{-1} \left(\frac{F^*}{f_0} \right) + 2 \tan^{-1} \left(\frac{F^*}{f_z} \right) \\ &= 180 - 90 - 89 + 88,9 \approx 90^\circ \end{aligned}$$