

Il segnale di ingresso  $I_{in}$  è una corrente variabile tra  $-1\mu A$  e  $+1\mu A$ . L'amplificatore operazionale è ideale se non diversamente specificato.

a) Determinare il numero minimo di bit dell'ADC affinché il segnale di ingresso  $I_{in}$  venga convertito con almeno 1000 livelli.

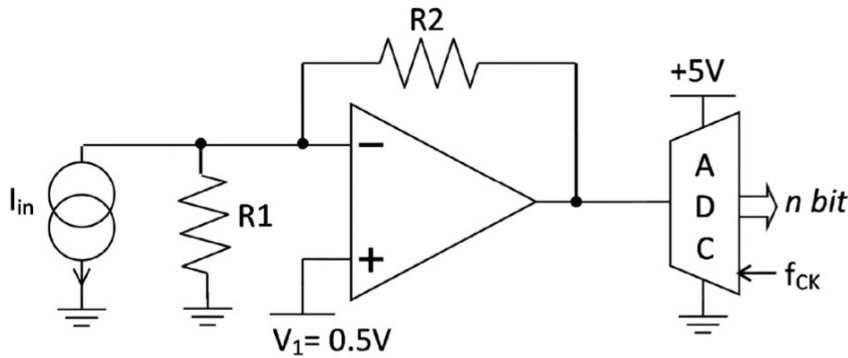
Si assuma nel seguito un ADC ad approssimazioni successive (SAR) con  $n=16$  bit e  $f_{CK}=100MHz$ .

b) Se la resistenza  $R_1$  cambiasse con la temperatura di  $\alpha=5\Omega/^{\circ}C$ , di quanto dovrebbe aumentare la temperatura per modificare la codifica digitale di 1LSB?

c) Sia  $I_{in} = 1\mu A \sin(2\pi ft)$ . Determinare la massima frequenza  $f$  per avere un errore di conversione inferiore a 1LSB.

d) Si assuma ora un AO reale con un guadagno di  $A(s)=10^5$ . Determinare il massimo errore di conversione rispetto al caso ideale  $A(s)=\infty$ .

e) Si assuma infine un guadagno  $A(s)=10^5/(1+s\tau_0)$  con  $\tau_0=1ms$  e un segnale  $I_{in}$  a gradino che all'istante  $t=0$  passa da  $-1\mu A$  a  $+1\mu A$ . Tracciare l'andamento della tensione in ingresso all'ADC e calcolare il tempo da attendere prima di iniziare la conversione volendo avere un errore inferiore a 1LSB.



DATI:

$$R_1 = 250k\Omega$$

$$R_2 = 1M\Omega$$

CONCLUDIAMO PUNTO d)

$$A(s) = 10^5$$

QUAL È IL PROBLEMA? NOI ABBIAMO UN GID, MA NON CI SONO SOLO LORO

$$\left. \begin{array}{l} GID \\ G_{OPEN} \\ G_{LOOP} \end{array} \right\} G_{REALE} = \frac{GID}{1 - \frac{1}{G_{LOOP}}}$$

→ MOLTO GRANDE  $\sim GID$   
→ MOLTO PICCOLO  $\sim \frac{GID}{-\frac{1}{G_{LOOP}}} = -GID \cdot G_{LOOP}$

DOBBIAMO VALUTARE LA DIFFERENZA TRA IL CASO IDEALE E REALE:

$$(GID - G_{REALE}) I_{in}$$

NON SONO ADIMENSIONALI

$$GID - \frac{GID}{1 - \frac{1}{G_{LOOP}}} = \frac{\cancel{GID} - \frac{GID}{G_{LOOP}} - \cancel{GID}}{1 - \frac{1}{G_{LOOP}}} = \frac{\overbrace{GID}^{R_2}}{1 - \underbrace{G_{LOOP}}_{-A(s) \frac{R_1}{R_1 + R_2}}} =$$

CI INTERESSA L'ERRORE STATICO (IN CONTINUA):

$$= \frac{R_2}{1 - A_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

ORA VA APPLICATO AL SEGNALE (VALUTIAMO L'USCITA CHE SI RIFERISCE CON QUESTA DIFFERENZA)

$$\epsilon_{lim} = \frac{R_2}{1 - A_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \underbrace{I_{in}}_{1\mu A} |_{MAX}$$

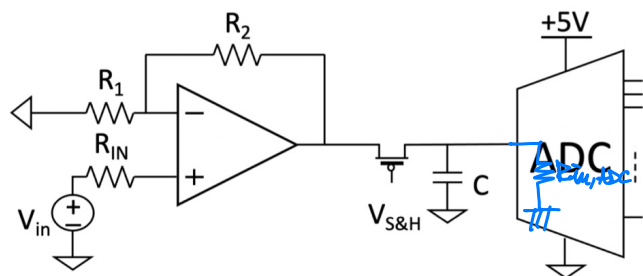
MA ATTENZIONE! NON C'È SOLO L'INGRESSO, MA ANCHE  $V_1$  ANCHE LUI HA UN SUO ERRORE STATICO!

$$\Rightarrow \epsilon|_{V_1} = \frac{S}{1 - G_{loop}} \cdot V_1$$

$$\Rightarrow \epsilon_{TOT} = \frac{1\mu A \cdot R_2 + 0,5V \cdot S}{1 - G_{loop}} \leftarrow 3,5V$$

2)

- Sia  $V_{in}$  un segnale di ampiezza compresa tra 0 e 100mV e banda [100Hz; 100kHz]
- Determinare il GBWP dell'Amplificatore Operazionale necessario per non distorcere il segnale.
  - Valutare l'effetto delle correnti di bias sulla catena di acquisizione in termini di LSB.
  - Discutere una soluzione per minimizzare l'impatto delle correnti di bias sul sistema mantenendo inalterato il comportamento del circuito. Calcolare il contributo delle correnti di bias nella configurazione proposta.
  - Determinare la massima corrente di offset compatibile con un errore inferiore ad 1LSB.
  - Se l'ADC è tipo tracking a gradinata, determinare la frequenza di clock necessaria per garantire il corretto funzionamento del circuito (errore massimo 1LSB).
  - Proporre una tipologia alternativa di ADC che consentirebbe di utilizzare una frequenza di clock inferiore rispetto al punto precedente. Determinare la fck da utilizzare con l'ADC proposto.



DATI:

$$R_1 = 1k\Omega$$

$$R_2 = 49k\Omega$$

$$R_{IN} = 50\Omega$$

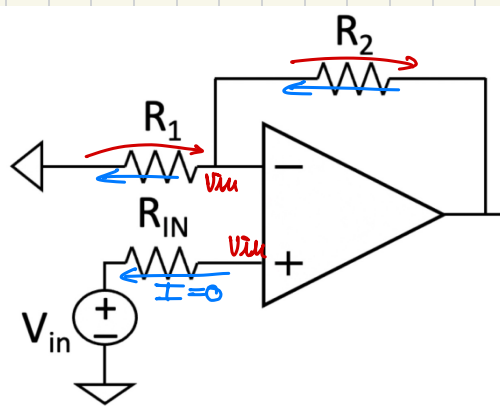
$$R_{IN,ADC} = 10M\Omega$$

$$n_{BIT} = 12$$

$$I_B = 100nA \text{ entranti}$$

$$C = 1nF$$

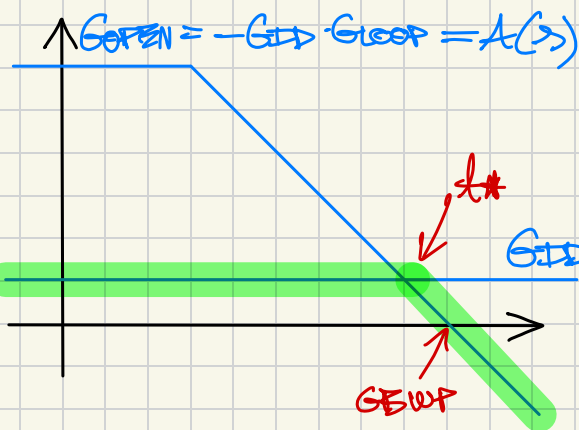
a)



CONF. NON INVERTENTE

$$G_{AD} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 50$$

IL  $G_{AD}$  È PIATTO, QUINDI CAUSA DI DISTORSIONE PUÒ ESSERE IL  $G_{FEED}$  (O  $G_{loop}$ )



RICORDIAMO CHE IL  $G_{OPEN}$ , NEL CASO DI CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE, IL  $G_{OPEN}$  COINCIDE CON  $L'A(s)$

## GRALE

È LIMITATO IN FREQUENZA, QUESTA È LA CURVA DI UN PASSA BASSO ATTIVO (RC AMPLIFICATO FINO AL POLO) SEMBRA COMPLESSO ANDARE IN GIÙ, MA ALLORA TORNIAMO IN SÙ!

$$G_{ID} \cdot f^* = 1 \cdot G_{BWP} \Rightarrow f^* = \frac{G_{BWP}}{\underbrace{G_{ID}}_{50}}$$

MA  $f^*$ ? LA IMPOSTO IO, DI MODO CHE IL MIO SEGNALE "VEDA" SEMPRE  $G_{ID}$

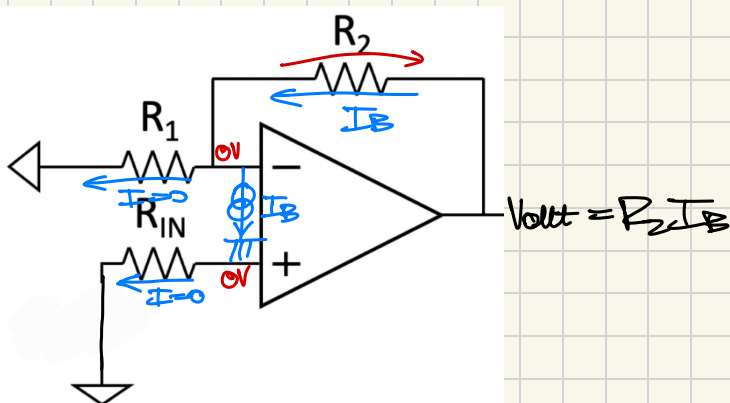
PRENDO LA MASSIMA FREQUENZA CHE DEVO GESTIRE (100kHz E PONGO  $f^*$  "MOLTO DOPO" (UNA DECADE))

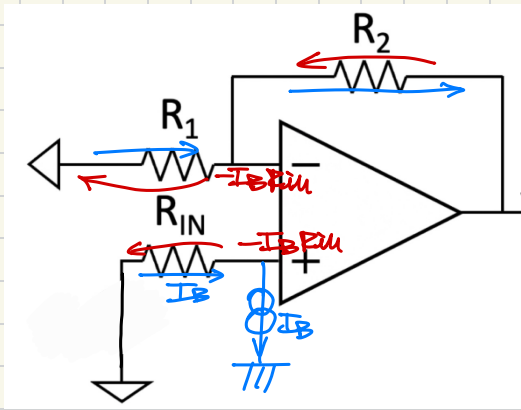
$$\Rightarrow f^* = 1 \text{ MHz}$$

$$\Rightarrow G_{BWP} \geq f^* \cdot G_{ID} = 50 \text{ MHz}$$

$$b) \text{LSB} = \frac{FSR}{2^N} = \frac{5V}{2^{12}} = 1,22 \text{ mV}$$

$I_B = 100 \text{ nA}$ , ENTRANTI?

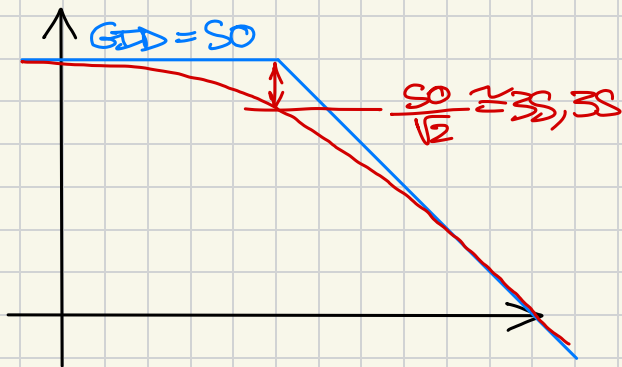




$$V_{out} = -I_B R_{in} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

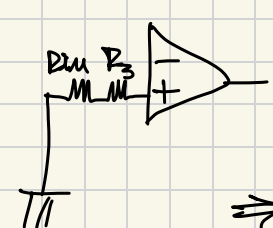
$$\Rightarrow V_{out}|_{I_B} = I_B \left( \underbrace{R_2}_{100k\Omega} - \underbrace{R_{in}}_{50\Omega} \left( \underbrace{1 + \frac{R_2}{R_1}}_{50} \right) \right) = 4,65mV = 3,8LSB$$

DOMANDA: SE PRENDESSI GBWP = 100kHz (PROPRIO LA MASSIMA BANDA), AL PUNTO PREL, SAREBBE SAGGIATO? SÌ, PERCHÉ PERDIO 3dB (=1/2) IN GUADAGNO SUL DIAGRAMMA DI BODE REALE:



C) NON VOGLIAMO CAMBIARE IL COMPORTAMENTO DEL CIRCUITO, MA ALLORA POSSO AGIRE SU  $R_{in}$  (AD ESEMPIO  $R_{in} = R_1 \parallel R_2$ , IN CONF. NON INVERTENTE)

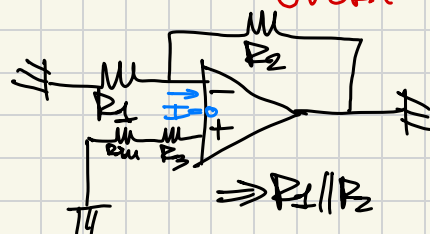
MA QUINDI POSSIAMO AGIRE SU  $R_{in}$  PER ANNULLARE  $V_{out}|_{I_B}$  ABBIAMO DUE MODI:



AGGIUNGO UNA  $R_3$ :

$$R_{in} + R_3 = R_1 \parallel R_2$$

$$\Rightarrow R_3 = R_1 \parallel R_2 - R_{in} = 230\Omega$$



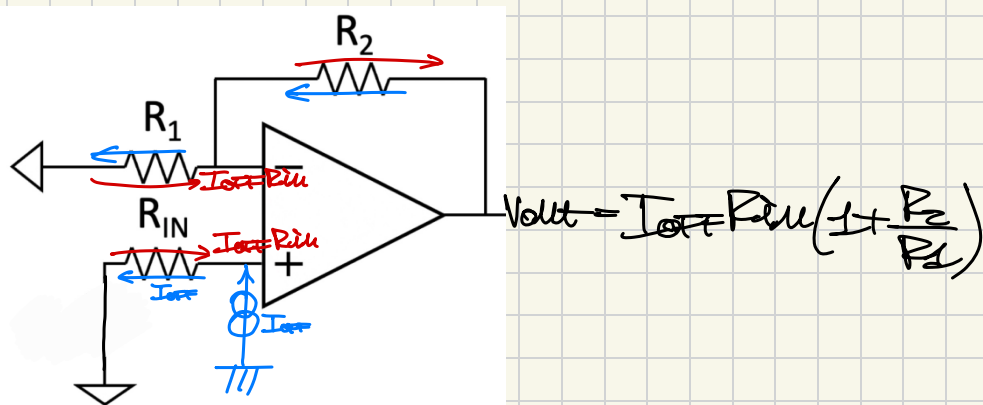
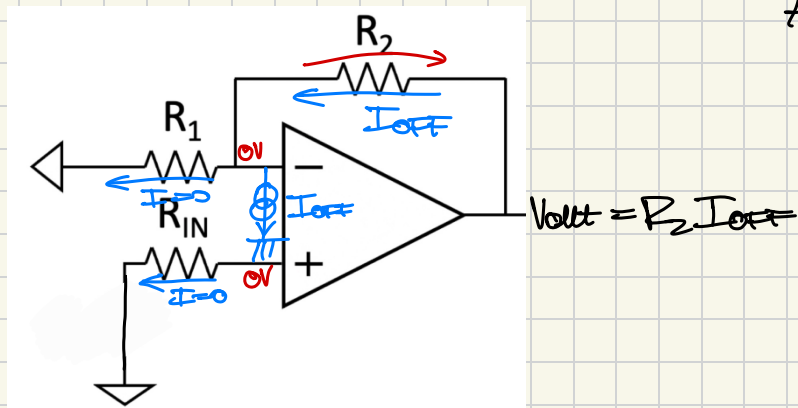
NOTA LHA: PERCHÉ PROPRIO  $R_1 \parallel R_2$ ? PERCHÉ  $V_{out}$  SO ESSERE OVORA

OPPURE:

$$I_B \left( \underbrace{R_2}_{49k\Omega} - \left( R_{in} + R_3 \right) \underbrace{\left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}_{50} \right) = 0$$

$$\Rightarrow R_{in} + R_3 = \frac{49k\Omega}{50} = 930\Omega$$

d) RICICLIAMO DAL PUNTO PRIMA: (SAFFIAMO CHE UNA DELLE DUE AVRE' VERSO OPPOSTO)



$$\Rightarrow Volt = I_{off} \left( R_2 + R_{in} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right)$$

$$51,8k\Omega \rightarrow 1,22mV$$

$$\Rightarrow |I_{off}| \cdot 51,8k\Omega \leq 1LSB \Rightarrow |I_{off}| \leq 23,7 \mu A$$

NOTA: SE "SPEZZO" IN  $\frac{I_{off}}{2}$  IN VECE (COME TEORIA)

$$\frac{|I_{off}|}{2} \leq 23,7 \mu A \Rightarrow |I_{off}| \leq 47,4 \mu A$$

e) PER ADC TRACKING A GRADINATA:

$$T_{conv|_{max}} = \frac{2^N}{f_{clk}} \rightarrow \text{NUM. DI GRADINI}$$

$$\rightarrow \text{COLPO DI CLOCK}$$

MA CHI È CHE DETERMINA  $T_{conv}$ ? (ERRORE MASSIMO 1LSB)  
IL MOS È SPENTO, MA QUINDI CHI RILIMITA SUL METTERCI

TROPPO?

LA DM, ADC, PERCHÉ IL CONDENSATORE SI SCARICA:

$$V_C = \underbrace{SV}_{V_{C_{max}}} e^{-t/\tau} \rightarrow R \cdot C = 10k\Omega \cdot 1\mu F$$

QUESTO È COME SI EVOLVE LA TENSIONE, ALL'ERRORE?  
(DIFFERENZA TRA REALE E QUANTO VORREI)

$$E = SV(1 - e^{-t/\tau}) = 1\text{LSB} \Rightarrow t \leq 2,44\mu s$$

$$\Rightarrow \underbrace{T_{conv}|_{max}}_{2,44\mu s} = \frac{2^N}{f_{clk}} \Rightarrow f_{clk} \geq 1,68\text{GHz (TANTINO)}$$

\*) SI PUÒ FARE MEGLIO?

SÌ, IL PROBLEMA È IL  $2^N$  DEL  $T_{conv}$

UN ADC SAR INVECE:

$$T_{conv} = \frac{N+1}{f_{clk}} \Rightarrow \text{QUI MI BASTANO } f_{clk} = 5,33\text{MHz}$$

$\Rightarrow$  MOLTO MEGLIO

$\downarrow$   
 $2,44\mu s$