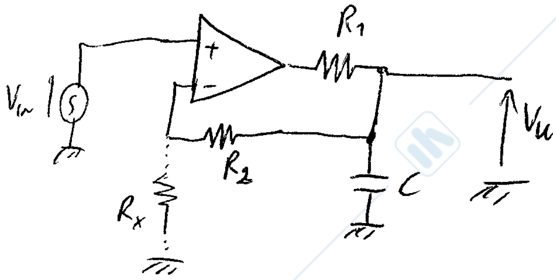
SI CONSIDERI IL SEGUENTE AMPLIFICATORE:



$A_0 = 60dB$

$GBWP = 10MHz$

$C = 100pF$

$R_1 = 1k\Omega$

$R_2 = 100k\Omega$

CALCOLARE

1) GUADAGNO IDEALE SENZA R_x
2) VERIFICARE LA STABILITÀ DELL'AMPLIFICATORE
3) CALCOLARE IL VALORE DI R_x CHE RENDE STABILE IL CIRCUITO E CALCOLARE IL NUOVO GUADAGNO IDEALE
4) CALCOLARE LA BANDA DELL'AMPLIFICATORE AL VARIARE DI G_{id}

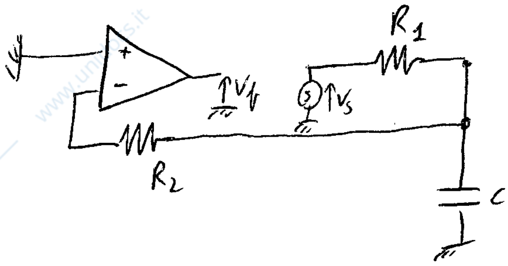
SOLUZIONE

1) Per la retroazione, $V^+ = V^-$, perciò $V^- = V_{in}$. La resistenza R_2 non è interessata da nessuna corrente perciò non c'è tensione ai suoi capi, quindi:

$$V_u = R_2 i_{R_2} + V^- = V^+ = V_{in} \qquad \Rightarrow G_{id} = 1$$

2) Per la stabilità, calcolo G_{LOOP}:

apro l'anello:



$$G_{LOOP} = \frac{\frac{1}{sC}}{R_1 + \frac{1}{sC}} \cdot \frac{-A_0}{1+s\tau_0}$$

$$G_{LOOP} = \frac{A_0}{(1+s\tau_0)(1+sR_1C)}$$

dove

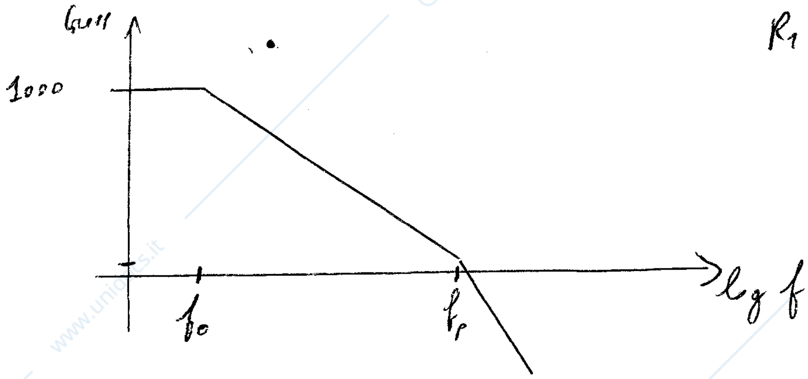
$A_0 = 1000$

$\tau_0 = \frac{A_0}{2\pi GBWP} = 15{,}9\mu s$

$R_1C = 100ns$

$f_0 = \frac{1}{2\pi \tau_0} = 10kHz$

$f_p = \frac{1}{2\pi R_1 C} = 1{,}59MHz$



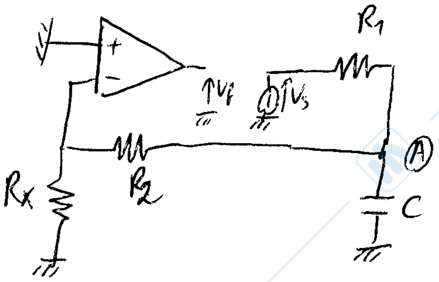
$$|G_{LOOP}|\Big|_{f=f_p} \simeq \frac{A_0}{f_p} f_0 = 6{,}289$$

Il G_{LOOP} taglia l'asse 0dB con pendenza $\frac{40dB}{decade}$ $\Rightarrow$ Margine di fase $< 45°$

L'amplificatore risulta, pertanto, non sufficientemente stabile.

3) Inserendo R_x, viene alterato sia il G_{LOOP}, sia il guadagno ideale.

Calcolo del G_{LOOP}.

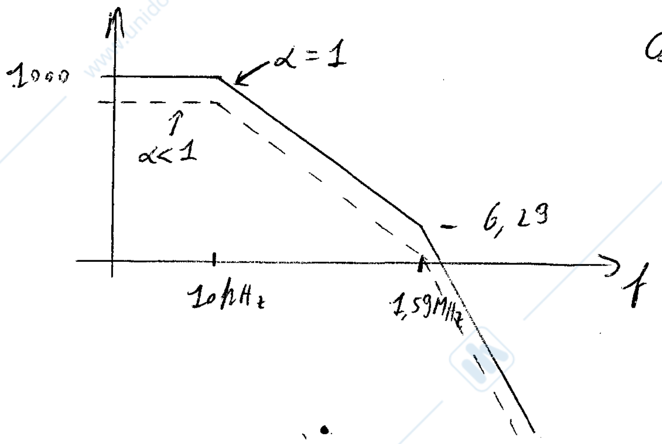


Essendo $R_2 >> R_1$ la corrente che fluisce in R_2 non altererà significativamente la tensione di A, cioè

$$V_A \simeq V_s \frac{\frac{1}{sC}}{R_1 + \frac{1}{sC}} = V_s \frac{1}{1+sR_1C}$$

$$G_{LOOP} \simeq \frac{1}{1+sR_1C} \cdot \frac{R_x}{R_2+R_x} \frac{A_0}{1+s\tau_0}$$

chiamo $\alpha = \frac{R_x}{R_2+R_x}$



Con $\alpha=1$ il G_{LOOP} è identico al caso precedente senza R_x

diminuendo α, cioè inserendo R_x, il G_{LOOP} diminuisce

L'amplificatore risulterà stabile se il G_{LOOP} taglierà l'asse 0dB prima o al più alla frequenza del secondo polo, pari a $f_p = 1,59MHz$.

Tale condizione si ha quando:

$$\alpha = \frac{1}{\left|G_{Loop}\big|_{\alpha=1}\right|_{f=f_p}} = \frac{1}{6,29} = 0,159$$

da

$$\alpha = \frac{R_x}{R_2+R_x} \qquad R_x = \frac{\alpha}{1-\alpha} R_2 = 18900\,\Omega$$

L'amplificatore risulta stabile se $R_x \leq 18900\,\Omega$ con margine di fase $> 45°$

Il guadagno ideale risulta essere complicato ed è pari a:

Per la retroazione, $V^+ = V^- = v_{in} \Rightarrow i_{R_x} = \frac{v_{in}}{R_x}$ e $i_{R_x} = i_{R_2} \Rightarrow V_u = (R_x + R_2) i_{R_x}$

$$G_{ID} = \left(1 + \frac{R_2}{R_x}\right) = 6,29 \quad \text{con} \quad R_x = 18900\,\Omega$$

5) La banda dell'amplificatore è data dall'intersezione del grafico di $|G_{ID} \cdot G_{LOOP}|$ e di $|G_{ID}|$, che è la frequenza a cui $|G_{LOOP}| = 1$. Ciò è dato da:

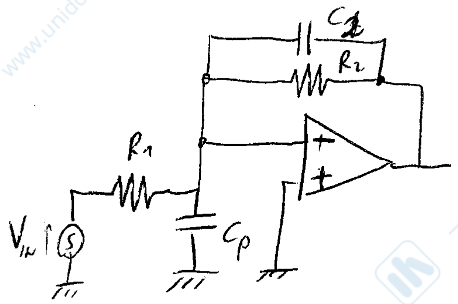
$$BANDA \cong \alpha A_0 f_0 \qquad \text{con} \quad \alpha < 0{,}159$$

Essendo $G_{ID} = 1 + \frac{R_2}{R_x} = \frac{R_x + R_2}{R_x} = \frac{1}{\alpha}$

$$BANDA = \frac{A_0 f_0}{G_{ID}} = \frac{GBWP}{G_{ID}} = \frac{10MHz}{G_{ID}}$$

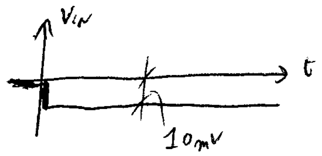
Per $G_{ID} = 6{,}29 \Rightarrow BANDA = 1{,}59MHz$

DATO L'AMPLIFICATORE



$C_p = 1nF$
$R_1 = 10k\Omega$
$R_2 = 200k\Omega$
$GBWP = 3MHz$
$A_0 = 90dB$

1) CALCOLARE IL GUADAGNO IDEALE SENZA C_2
2) SENZA C_2, STABILIRE SE L'AMPLIFICATORE È STABILE
3) CALCOLARE C_2 PER RENDERE STABILE L'AMPLIFICATORE CON MARGINE DI FASE $\geq 45°$
4) CALCOLARE LA BANDA DELL'AMPLIFICATORE COMPENSATO
5) SE IN INGRESSO ALL'AMPLIFICATORE COMPENSATO VIENE APPLICATO UN GRADINO NEGATIVO DI 10mV, CALCOLARE L'ANDAMENTO DELLA TENSIONE DI USCITA

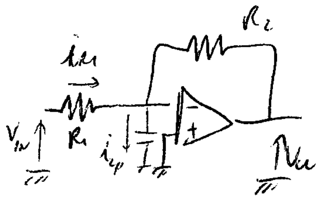


6) SE L'OPERAZIONALE PRESENTA UNO SLEW RATE DI $1\frac{V}{\mu s}$, CALCOLARE IL MASSIMO SEGNALE A GRADINO APPLICABILE IN INGRESSO E LA MASSIMA AMPIEZZA DI UN SEGNALE SINUSOIDALE APPLICABILE

SOLUZIONE

1) La retroazione tende a portare $V^+ = V^-$ $\Rightarrow$ $i_{cp} = \dfrac{V^- - V^+}{\frac{1}{sC}} = 0$

Perciò C_p non altera il guadagno ideale

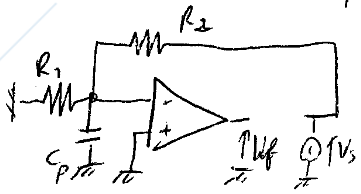


$i_{R_1} = \dfrac{V_{in}}{R_1}$ $\qquad$ $i_{R_1} = i_{cp} + i_{R_2} = i_{R_2}$

$$V_u = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}$$

$G_{ID} = -\dfrac{R_2}{R_1} = -20$

2) Calcolo il G_{LOOP}, apro l'anello:



$$G_{LOOP} = \frac{\dfrac{1}{\frac{1}{R_1} + sC_p}}{\dfrac{1}{\frac{1}{R_1} + sC_p} + R_2} \left(-A_0 \frac{1}{1+s\tau_0}\right)$$

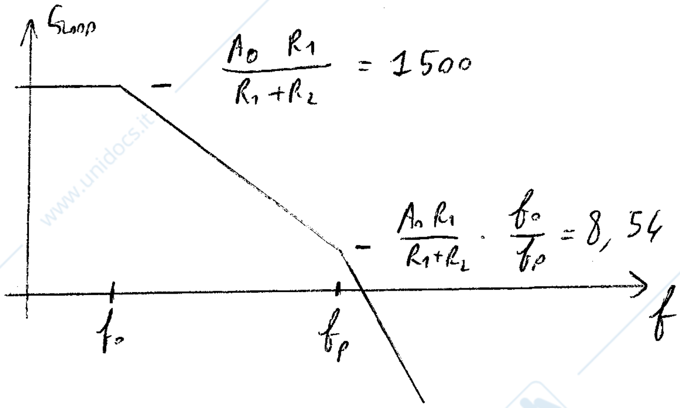
$$G_{LOOP} = -\frac{A_0}{1+s\tau_0} \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot \frac{1}{1+sC_p(R_1//R_2)}$$

$A_0 = 31600$

$\tau_0 = \dfrac{A_0}{2\pi\, GBWP} = 1{,}68\,ms$

$R_1//R_2 = 9520\,\Omega$

$(R_1//R_2)C_p = 9{,}52\,\mu s$

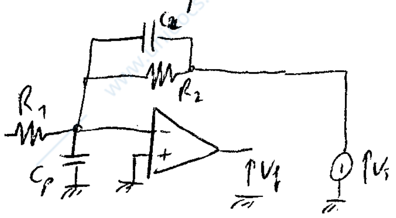


$f_0 = \dfrac{1}{2\pi\,\tau_0} = 94{,}9\,Hz$

$f_p = \dfrac{1}{2\pi (R_1//R_2)\, C_p} = 16{,}7\,kHz$

Il margine di fase è $< 45°$ (G_{LOOP} taglia l'asse a 0dB con pendenza $40\,\frac{dB}{decade}$) è, pertanto, non sufficientemente stabile.

3) La capacità C_2 altera il G_{loop}:



$$G_{loop} = \frac{Z_1}{Z_1+Z_2}\left(-\frac{A_0}{1+s\tau_0}\right)$$

dove $Z_1 = \dfrac{1}{\frac{1}{R_1}+sC_p}$ e $Z_2 = \dfrac{1}{\frac{1}{R_2}+sC_2}$

Semplifico $\dfrac{Z_1}{Z_1+Z_2}$

$$\frac{Z_1}{Z_1+Z_2} = \frac{\frac{R_1}{1+sR_1C_p}}{\frac{R_1}{1+sR_1C_p}+\frac{R_2}{1+sR_2C_2}} = \frac{R_1(1+sR_2C_2)}{R_2+sR_1R_2C_p+R_1+sR_1R_2C_2}$$

$$\frac{Z_1}{Z_1+Z_2} = \frac{R_1}{R_1+R_2}\,\frac{1+sR_2C_2}{1+s\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}(C_p+C_2)}$$

$$G_{loop} = -\frac{A_0}{1+s\tau_0}\cdot\frac{R_1}{R_1+R_2}\,\frac{1+sR_2C_2}{1+s(R_1//R_2)(C_p+C_2)}$$

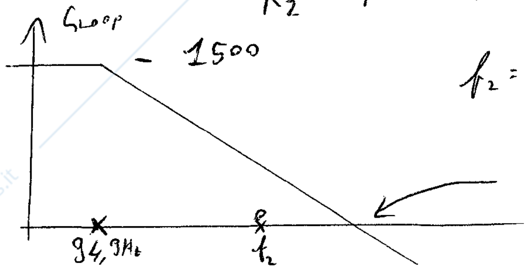
La capacità C_2 introduce uno ZERO che possiamo utilizzare per compensare il polo creato da C_p (l'inserimento di C_2 ha spostato la frequenza di tale polo).

Per ottenere tale compensazione, si deve avere che

$$R_2C_2 = (R_1//R_2)(C_p+C_2) \qquad R_2C_2 = \frac{R_1R_2}{R_1+R_2}(C_p+C_2)$$

$$C_2R_2 = C_pR_1 \qquad C_2 = \frac{R_1}{R_2}C_p = 50\,pF$$

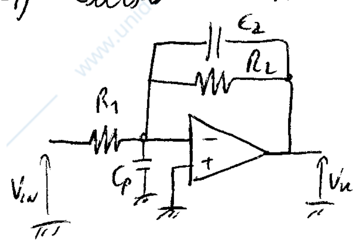
In questo caso



$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2C_2} = 15{,}9\,kHz$$

Margine di fase 90°

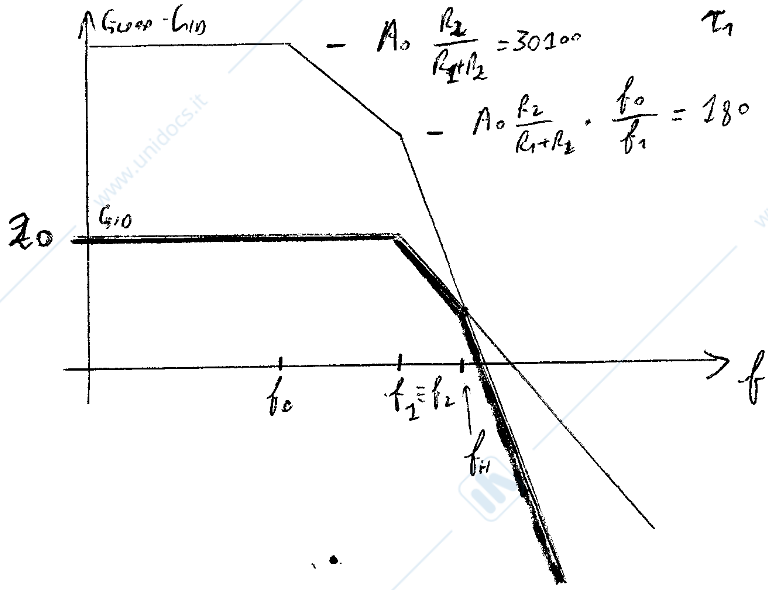
4) Calcolo il nuovo guadagno ideale:



Per la retroazione, $V^+=V^- \Rightarrow V^-=0\,V$ e C_p non conta

$$G_{ID} = -\frac{Z_2}{R_1} = -\frac{\frac{1}{\frac{1}{R_2}+sC_2}}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{1+sR_2C_2}$$

$$G_{loop}\cdot G_{ID} = +\frac{A_0}{1+s\tau_0}\frac{R_2}{R_1+R_2}\frac{1}{1+s\underbrace{(R_1//R_2)(C_p+C_2)}_{\tau_1}}$$



$- A_0\frac{R_2}{R_1+R_2} = 30100$

$- A_0\frac{R_2}{R_1+R_2}\cdot\frac{f_0}{f_1} = 180$

$\tau_1 = 10\,\mu s$

$f_1 = \frac{1}{2\pi\tau_1} = 15{,}9\,kHz$

$\tau_2 = R_2C_2 = 10\,\mu s$

$f_2 = f_1$

$$|G_{ID}|_{f_H} = |G_{loop}\cdot G_{ID}|_{f_H} \Rightarrow |G_{ID}|_{f=f_H} \approx \frac{1}{|sR_1C_2|} = |G_{loop}\cdot G_{ID}|_{f=f_H} \approx \frac{A_0}{|s\tau_0|}\frac{R_2}{R_1+R_2}\frac{1}{|s\tau_1|}$$

$$f_H = \frac{A_0}{2\pi}\frac{R_2}{R_1+R_2}\cdot\frac{R_1C_2}{\tau_0\tau_1} = A_0\frac{R_1}{R_1+R_2}f_0 = 1500\cdot 94{,}9\,Hz = 142\,kHz$$

Tuttavia il guadagno dell'amplificatore rimane $\simeq$ costante fino a f_2,

Perciò la banda dell'amplificatore vale

BANDA $= f_2 = 15{,}9\,kHz$ (*)

(*) NEL CASO IN CUI GLOOP ABBIA 2 O PIÙ POLI, IL METODO GRAFICO QUI USATO DA' SOLO UNA STIMA APPROSSIMATA DELLE SINGOLARITÀ AD ANELLO CHIUSO.

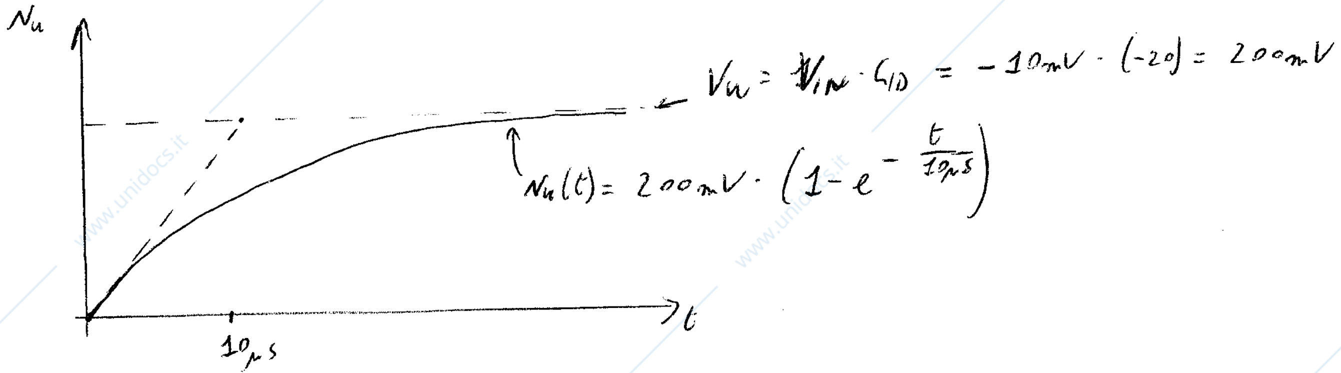
www.unidocs.it - Appunti e dispense per superare i tuoi esami universitari

5) L'amplificatore compensato presenta una banda di 15,9 kHz, pertanto la risposta al gradino dell'amplificatore sarà del tipo:

$$V_u(t) = V_u\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad \text{dove} \quad V_u = V_{IN} \cdot G_{ID}$$

$$\tau = \frac{1}{2\pi\, BANDA} \doteq 10\mu s$$

nell'ipotesi che la banda sia limitata da 1 polo, che in questo caso è verificato



6) La massima pendenza della risposta al gradino di questo amplificatore si ha all'istante $t=0$.

$$\left|\frac{dV_u}{dt}\right| = \left|\frac{V_u}{\tau} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}\right| \leq \left|\frac{V_u}{\tau}\right| = \frac{|G_{ID}| \cdot \Delta V_{IN}}{\tau}$$

Avendo una limitazione di SLEW-RATE pari a $1\frac{V}{\mu s}$, il massimo gradino in ingresso per evitare tale limitazione è:

$$\frac{|G_{ID}|\,\Delta V_{IN}}{\tau} \leq SR \Rightarrow \Delta V_{IN} < \frac{SR\,\tau}{|G_{ID}|} = \frac{1\frac{V}{\mu s}\, 10\mu s}{20} = 500mV$$

Nel caso di un segnale sinusoidale,

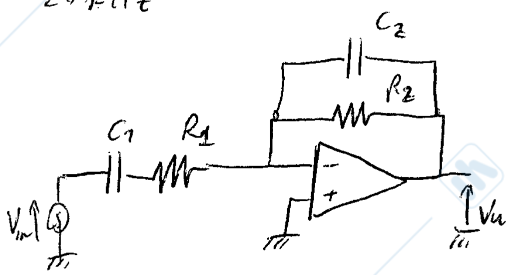
$$v_{IN} = V \sin(2\pi f t) \underset{\text{Per } f < BANDA}{\Longrightarrow} V_u = V\, G_{ID} \sin(2\pi f t)$$

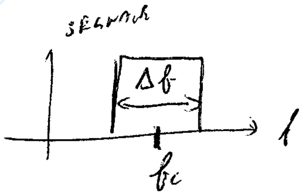
$$\frac{dv_u}{dt} = 2\pi f\, V G_{ID} \cos(2\pi f t) \Rightarrow \left.\frac{dv_u}{dt}\right|_{max} = 2\pi f\, V |G_{ID}|$$

Per non entrare in slew-rate,

$$V \leq \frac{SR}{2\pi f |G_{ID}|} = 500mV \quad \text{Per } f = f_H = 15{,}9\,kHz$$

1) PROGETTARE IL SEGUENTE FILTRO PASSA-BANDA PER SELEZIONARE UN SEGNALE DI BANDA 20kHz CENTRATO SU DI UNA FREQUENZA DI 20kHz





$f_c = 20kHz$

$\Delta f = 20kHz$

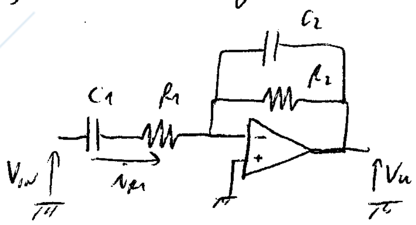
$G_{ID}\big|_{f=f_c} = -1$

$R_2 = 10k\Omega$

2) A CHE FREQUENZA PUÒ ESSERE MESSO UN ULTERIORE SEGNALE, DI BANDA 20kHz, AFFINCHÉ VENGA ATTENUATO DI ALMENO UN FATTORE 10?

SOLUZIONE

1) Calcolo del guadagno ideale:

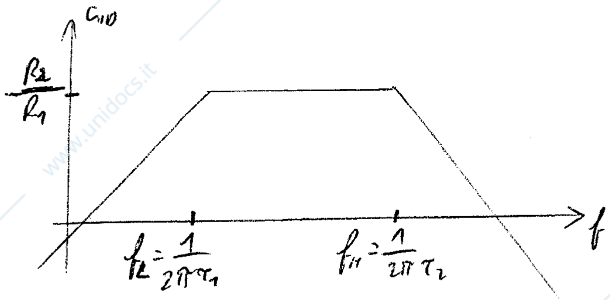


La retroazione tende a portare $V^+ = V^-$, $\Rightarrow V^- = 0V$

$$i_{R_1} \simeq \frac{V_{in}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = V_{in} \frac{sC_1}{1 + sR_1C_1}$$

$$i_{R_2} = i_{R_1} \Rightarrow \quad V_u = -i_{R_2} \frac{1}{\frac{1}{R_2} + sC_2} = -V_{in} \frac{sC_1}{1+sR_1C_1} \frac{R_2}{1+sR_2C_2}$$

$$G_{ID} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{sR_1C_1}{(1+sR_1C_1)(1+sR_2C_2)}$$



$\tau_1 = R_1 C_1$

$\tau_2 = R_2 C_2$

Per selezionare il segnale voluto, $f_L = f_c - \frac{\Delta f}{2} = 10 kHz$ e

$f_H = f_c + \frac{\Delta f}{2} = 30 kHz$ da cui $\tau_1 = \frac{1}{2\pi f_1} = 15,9 \mu s$

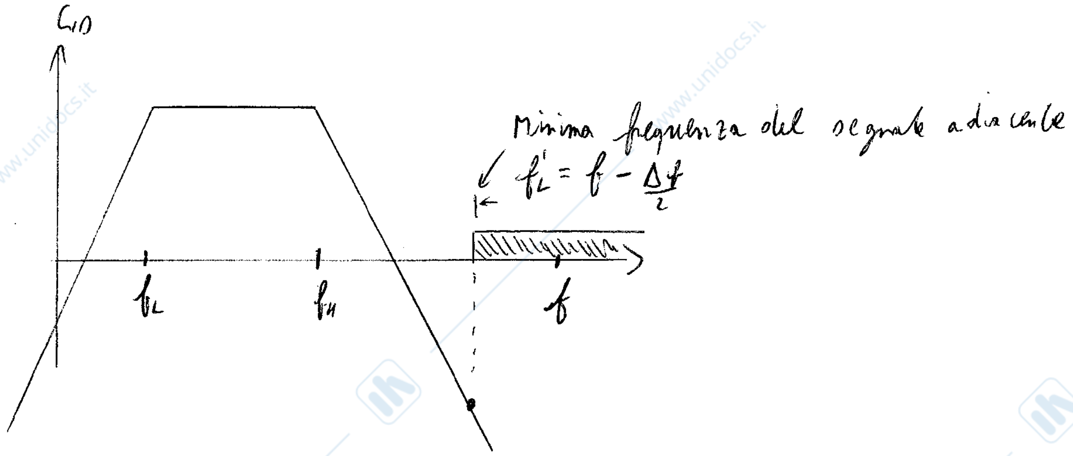
$\tau_2 = \frac{1}{2\pi f_2} = 5,31 \mu s$

Inoltre, a centro banda, l'amplificatore guadagna:

$$G_{ID}\Big|_{f=f_c} \simeq -\frac{R_2}{R_1} \quad \Rightarrow \quad R_1 = -\frac{R_2}{G_{ID}\big|_{f=f_c}} = -\frac{10k\Omega}{-1} = 10k\Omega$$

$R_1 C_1 = \tau_1 \Rightarrow C_1 = 1,59 nF$

$R_2 C_2 = \tau_2 \Rightarrow C_2 = 530 pF$



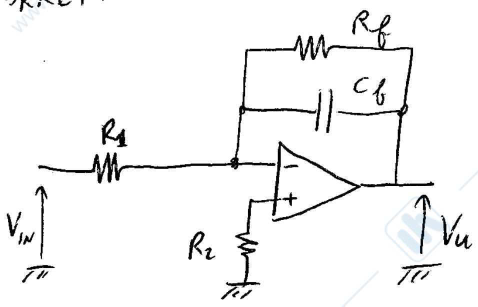
$$\left|G_{ID}\right|_{f=f_L'} \simeq \left| \frac{R_2}{R_1} \frac{sR_1C_1}{\cancel{1+}sR_1C_1} \frac{1}{\cancel{1}+sR_2C_2} \right| \simeq \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{2\pi f_L' R_2 C_2} < \frac{1}{10}$$

$|sR_1C_1| >> 1$

$|sR_2C_2| >> 1$

$$f_L' > \frac{10}{2\pi R_1 C_2} = 300\,kHz \quad \Rightarrow \quad f = f_L' + \frac{\Delta f}{2} = 310\,kHz$$

1) DIMENSIONARE IL SEGUENTE INTEGRATORE PERCHÉ INTEGRI CORRETTAMENTE UN SEGNALE DI BANDA $1\,kHz \div 100\,kHz$



$V_{os} = 5\,mV$

$I_{BIAS} = 10\,nA$

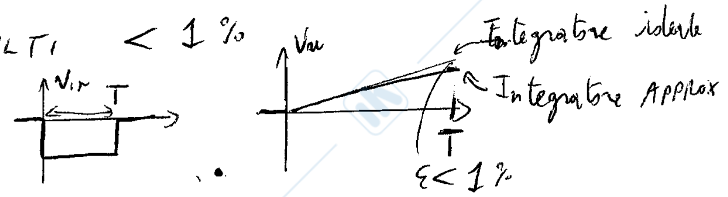
$C_f = 10\,nF$

$|G(1\,kHz)| = 1$

2) VALUTARE L'EFFETTO DELLA TENSIONE DI OFFSET

3) CALCOLARE R_2 PER ANNULLARE L'EFFETTO DELLE CORRENTI DI BIAS

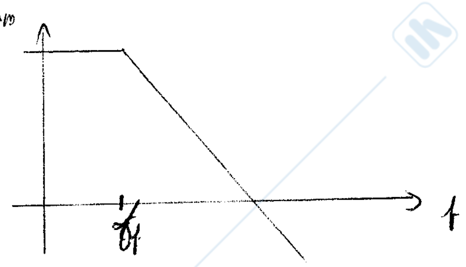
4) SE IN INGRESSO A QUESTO INTEGRATORE SI FORNISCE UN IMPULSO DI DURATA T, CALCOLARE LA MASSIMA DURATA CHE PUÒ AVERE TALE IMPULSO PERCHÉ L'ERRORE IN USCITA ALL'INTEGRATORE APPROX RISULTI < 1%



SOLUZIONE

1) Calcolo del guadagno ideale: La retroazione tende a portare $V^+ = V^- \Rightarrow V^- = 0V$, e:

$$G_{i0} = \frac{V_u}{V_{in}} = -\frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_f} + sC_f} = -\frac{R_f}{R_1\,(1+sR_fC_f)}$$



Perché si comporti come buon integratore su di un segnale di frequenza 1 kHz, la frequenza del polo $f_f = \frac{1}{2\pi R_f C_f}$ deve essere

$$f_f << f_L = 1\,kHz$$

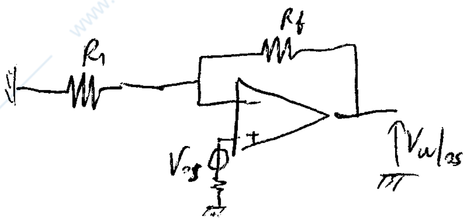
~~cioè~~ Perciò pongo $f_f = \frac{1}{10} f_L = 100\,Hz$

da cui $R_f C_f = \frac{1}{2\pi f_f} = 1{,}59\,ms \quad \Rightarrow R_f = 159\,k\Omega$

Per avere $|G_{i0}|\Big|_{f=1kHz} = 1 \quad \Rightarrow \quad |G_{i0}|\Big|_{f=1kHz} \underset{|sR_fC_f|>>1}{\approx} \frac{\cancel{R_f}}{R_1\, 2\pi f\, \cancel{R_f} C_f} = \frac{1}{2\pi f R_1 C_f}$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f\, |G_{i0}|\, C_f} = \frac{1}{2\pi \cdot 1kHz \cdot 1 \cdot 10nF} = 15{,}9\,k\Omega$$

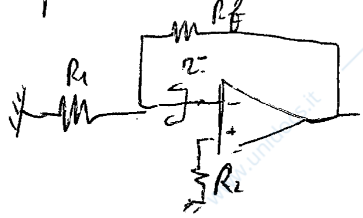
2) La tensione di offset è modellizzabile come un generatore di tensione in serie ad uno degli ingressi dell'OPAMP



In continua, C_f è un circuito aperto

$$V_u\Big|_{OS} = \pm V_{os}\,\frac{R_1+R_f}{R_1} = \pm\,55\,mV$$

3) Per annullare l'effetto delle correnti di bias è sufficiente che R_2 sia pari alla resistenza vista dal nodo invertente:



$$r^- = R_1 // R_f \Rightarrow R_2 = R_1 // R_f = 14{,}5\,k\Omega$$

4) Se fosse un integratore ideale (senza R_f), nel tempo

$$V_u^I(t) = -\int \frac{V_{IN}(t)}{R_1 C_f} dt \quad \Longrightarrow \quad V_u^I(T) = -\frac{V_{IN}}{R_1 C_f} T$$

nel caso di un impulso di durata T

Essendo un integratore reale, l'uscita segue l'andamento esponenziale con $\tau = R_f C_f$:

$$V_u^R(t) = -\frac{V_{IN} \cdot R_f}{R_1}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$ nel caso di risposta al gradino.

Per un impulso di durata T, la tensione in uscita vale:

$$V_u^R(T) = -\frac{V_{IN} \cdot R_f}{R_1}\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right)$$

L'errore relativo vale

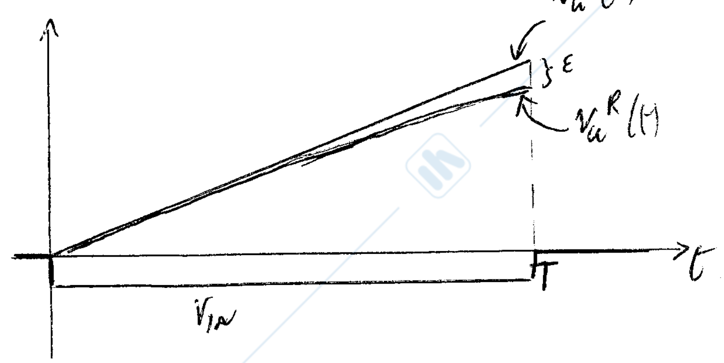
$$\varepsilon = \frac{V^I - V^R}{V^I} = 1 - \frac{V^R}{V^I} = 1 - \frac{\frac{R_f}{R_1}\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right)}{\frac{T}{R_1 C_f}} = 1 - \frac{\overbrace{R_f C_f}^{=\tau}}{T}\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right)$$

$$e^{-x} \simeq 1 - x + \frac{x^2}{2} \quad (x \ll 1)$$

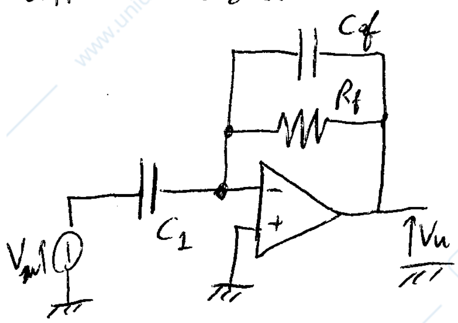
$$\frac{R_f C_f}{T}\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right) = 1 - \varepsilon \quad \Longrightarrow \quad \frac{R_f C_f}{T}\left(\cancel{1} - \cancel{1} + \frac{T}{\tau} - \frac{1}{2}\frac{T^2}{\tau^2}\right) = 1 - \varepsilon$$

$$T = 2\varepsilon\tau = 2\varepsilon R_f C_f = 2 \cdot 0{,}01 \cdot 159\,k\Omega \cdot 10\,nF = 32\,\mu s$$

(L'approssimazione $x \ll 1$ è soddisfatta: $x = \frac{T}{\tau} = \frac{32\,\mu s}{1.59\,ms} = 0.02 \ll 1$)

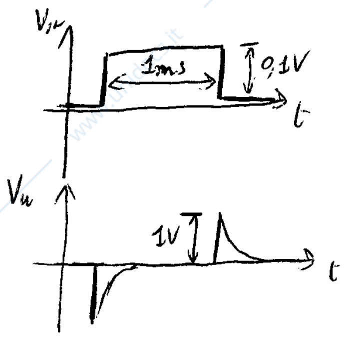


DATO IL SEGUENTE DERIVATORE:

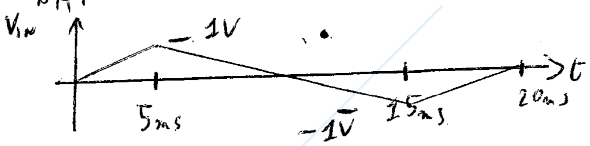


$C_f = 100\,pF$

1) DIMESIONARE C_1 PERCHÉ IL CIRCUITO FORNISCA IN USCITA IMPULSI DI AMPIEZZA $= 1V$ PER UN SEGNALE DI INGRESSO DEL TIPO:



2) DATO UN SEGNALE DI DISTURBO IN INGRESSO DEL TIPO:

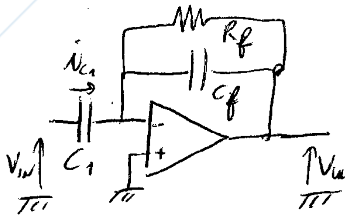


DIMENSIONARE R_f PER AVERE UN SEGNALE IN USCITA INFERIORE A 10 mV

3) DISEGNARE I DIAGRAMMI TEMPORALI DELLE TENSIONI IN USCITA

SOLUZIONE

1) CALCOLO DEL GUADAGNO IDEALE

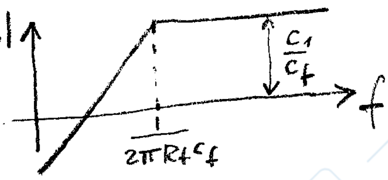


Per la retroazione, $V^+ = V^- \Rightarrow V^- = 0V$ terra virtuale

$$i_{C_1} = \frac{V_{IN}}{\frac{1}{sC_1}} = sC_1 V_{IN}$$

$$V_u = -\frac{1}{\frac{1}{R_f} + sC_f} \, sC_1 V_{IN} \qquad G_{ID} = -\frac{sC_1 R_f}{1 + sR_f C_f} = -\frac{C_1}{C_f} \frac{sC_f R_f}{1 + sR_f C_f}$$

Per segnali di ingresso di elevata frequenza, $\left(f \gg \frac{1}{2\pi R_f C_f}\right)$, come i fronti del segnale di ingresso, il guadagno diviene:



$$G_{ID}\Big|_{f \gg f_t} \simeq -\frac{C_1}{C_f} \frac{\cancel{sC_f R_f}}{\cancel{sC_f R_f}} = -\frac{C_1}{C_f}$$

Perciò se in ingresso vengono applicati impulsi di ampiezza V_{IN}, in uscita si avranno impulsi di ampiezza

$$V_u = -\frac{C_1}{C_f} V_I \quad \Rightarrow \quad C_1 = -\frac{V_u}{V_I} C_f = -\frac{1V}{-0{,}1V} \cdot C_f = 10 C_f$$

$$C_1 = 1nF$$

2) a bassa frequenza, per $\frac{1}{2\pi R_f C_f}$ $\gg f$, il circuito si comporta da derivatore:

$$G_{ID} \simeq -\frac{C_1}{C_f} sC_f R_f = -sC_1 R_f \quad \Rightarrow \quad V_u(t) \simeq -C_1 R_f \frac{dV_{IN}}{dt}$$

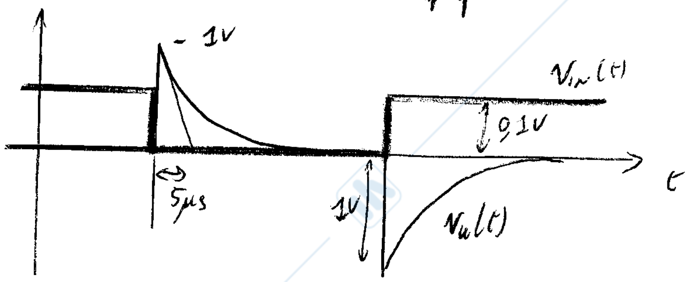
Per il lento segnale di disturbo, $\left|\frac{dV_{IN}}{dt}\right| = \frac{1V}{5ms} = 200\frac{V}{s}$

$$|V_u| = \left|-C_1 R_f \frac{dV_{IN}}{dt}\right| \quad \Rightarrow \quad R_f = \frac{|V_u|}{C_1 \frac{dV_{IN}}{dt}} = \frac{10mV}{1nF \cdot 200\frac{V}{s}} = 50k\Omega$$

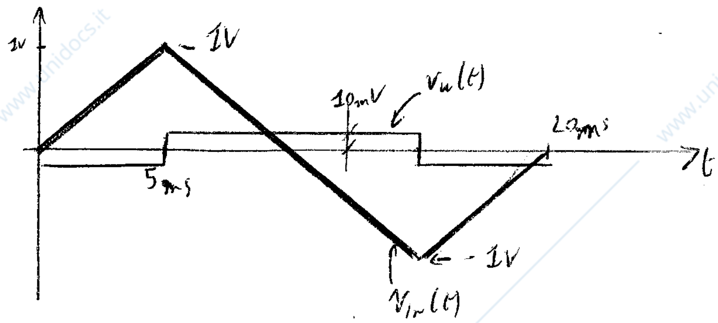
Verifica: $\frac{1}{2\pi R_f C_f} = 31\,800 Hz \qquad f_{DISTURBO} \simeq \frac{1}{20ms} = 50Hz$

P.S. VEDI ANCHE LA NOTA A PAG. 18.

3) Nel caso del segnale a gradino, il circuito si comporta da passa-alto con guadagno 10 e polo a $\frac{1}{2\pi R_f C_f} = 31800\,Hz$ ($\tau = 5\mu s$)



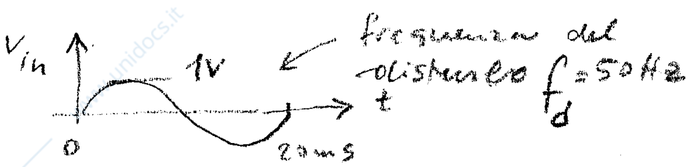
Nel caso del segnale di disturbo:

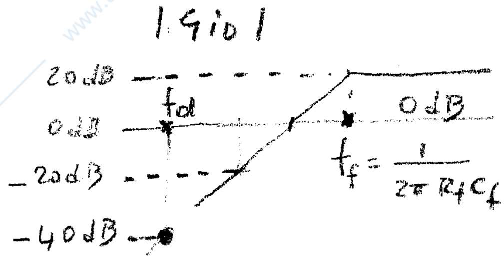


—//—

NOTA AGGIUNTIVA ALL'ES. 2

Se avessimo considerato un disturbo sinusoidale:





Per avere $V_u|_{max} = 10\,mV$ deve essere $|G_{io}| = 0.01$ a $f_d = 50\,Hz$.

$$\Rightarrow \frac{f_f}{f_d} = \frac{10}{0.01} = 1000 \rightarrow f_f = 1000 \cdot f_d = 50\,kHz$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2\pi R_f C_f} = 50\,kHz \rightarrow \boxed{R_f \cong 31.8\,k\Omega}$$