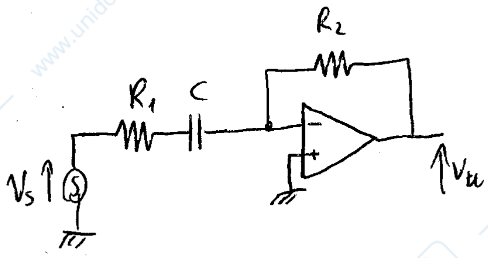
ESERCITAZIONE DEL 10/12/01



$A_0 = 60dB$

$R_2 = 10k\Omega$

V_S: AMPIEZZA 50mV
BANDA DA 10Hz A 100kHz

1) CALCOLARE R_1 e C PERCHÉ IL CIRCUITO SI COMPORTI COME UN BUON DERIVATORE NELLA BANDA DEL SEGNALE E CHE FORNISCA IN USCITA UN SEGNALE DI AMPIEZZA AL MASSIMO DI 1V (PER UN INGRESSO SINUSOIDALE)

2) SE L'OPERAZIONALE PRESENTA UNO SLEW-RATE DI $0{,}3 \frac{V}{\mu s}$, QUAL'È LA MASSIMA FREQUENZA D. UN SEGNALE SINUSOIDALE DI 50mV CHE EVITA LO SLEW RATE?

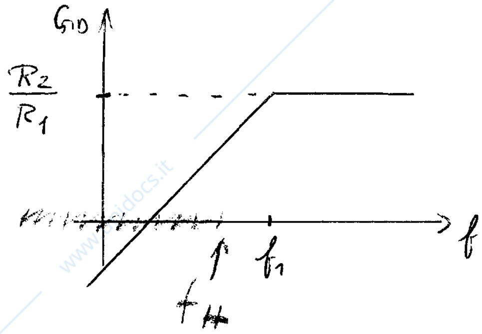
3) CHE GBWP DEVE AVERE L'OPERAZIONALE PERCHÉ IL DERIVATORE SIA STABILE?

SOLUZIONE

1) Calcolo del guadagno ideale:

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

$$V_u = -\frac{V_{IN}}{R_1 + \frac{1}{sC}} \cdot R_2 \Rightarrow G_{ID} = -\frac{sR_2C}{1+sR_1C}$$



Per essere un buon derivatore, sulle frequenze del segnale $|sR_1C| << 1$, cioè:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C} >> f_H = 100kHz$$

Prendo, pertanto, $\frac{1}{2\pi R_1 C} = 10 \times f_H$

$$R_1 C = \frac{1}{2\pi \, 10 \times f_H} = 159ns$$

In questa condizione $(f << f_1)$, $G_{ID} \simeq -sR_2C$

Volendo un segnale in uscita di ampiezza massima 1V, con un segnale di ingresso sinusoidale di ampiezza 50mV,

$$|G_{ID}| = 2\pi f C R_2 \Rightarrow |G_{ID}|_{max} = 2\pi f_H C R_2 = \frac{V_u}{V_{IN}} = \frac{1V}{50mV} = 20$$

$$C = \frac{|G_{ID}|_{max}}{2\pi f_H R_2} = 3{,}18nF \qquad R_1 = 50\Omega$$

2) Per un segnale sinusoidale in ingresso di 50mV, all'uscita del derivatore si ha:

$$V_u(t) = |G_{ID}|_{f=f_0} \cdot 50mV \sin(2\pi f_0 t) = 2\pi f_0 C R_2 \cdot 50mV \sin\left(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{2}\right)$$

la massima pendenza di tale segnale vale:

$$\left.\frac{dV_u}{dt}\right|_{max} = \underbrace{2\pi f_0 C R_2 \cdot 50mV}_{V_u|_{MAX}} \cdot 2\pi f_0 = 4\pi^2 f_0^2 C R_2 \cdot 50mV$$

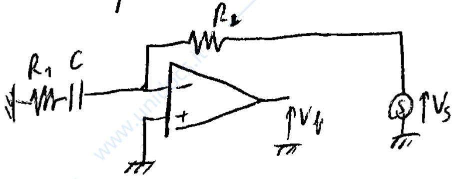
Perciò, per evitare distorsioni dovute allo slew-rate

$$\left.\frac{dv_u}{dt}\right|_{max} = 4\pi^2 f_0^2 C R_2 \cdot 50mV < SR$$

$$f_0 < \sqrt{\frac{SR}{4\pi^2 C R_2 \cdot 50mV}} = \sqrt{\frac{0,3\frac{V}{\mu s}}{4\pi^2 C R_2 \cdot 50mV}} = 69\,kHz < f_H$$

3) CALCOLO IL G_{LOOP}

Apro l'anello:

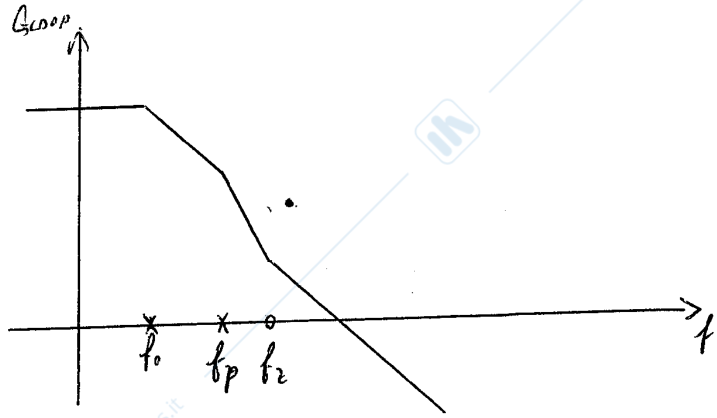


$$V_f = \frac{v_s\left(R_1+\frac{1}{sC}\right)}{R_1+\frac{1}{sC}+R_2}\left(-\frac{A_0}{1+s\tau_0}\right)$$

$\tau_z = R_1 C = 159ns$

$\tau_p = (R_1+R_2)C \simeq 31,8\mu s$

$$G_{LOOP} = -\frac{A_0}{1+s\tau_0}\,\frac{1+sR_1C}{1+s(R_1+R_2)C}$$



$f_p = \frac{1}{2\pi\tau_p} \simeq 5\,kHz$

$f_z = \frac{1}{2\pi\tau_z} = 1\,MHz$

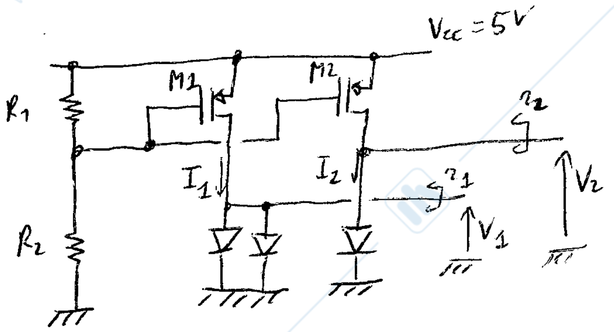
Perché il derivatore risulti stabile, $\left.|G_{Loop}|\right|_{f=f_z} \geq 1$, così il G_{loop} taglia l'asse 0dB con pendenza $20\,\frac{dB}{decade}$, garantendo un margine di fase $> 45°$

$$\left.|G_{Loop}|\right|_{f=f_z} \simeq \frac{A_0}{|s\tau_0|}\cdot\frac{1}{|s(R_1+R_2)C|} = \frac{A_0}{(2\pi f_z)^2\tau_0\,\tau_p} \geq 1$$

in $f = f_z$

$$\tau_0 \leq \frac{A_0}{(2\pi f_z)^2\tau_p} = \frac{1000}{(2\pi\cdot 1MHz)^2\cdot 31,8\mu s} = 98\mu s \Rightarrow GBWP = \frac{A_0}{2\pi\tau_0} = 200MHz$$

REALIZZAZIONE DI UN TERMOMETRO A DIODI



$R_1 = 12 k\Omega$

$L_{M_1} = L_{M_2} = 2 \mu m$

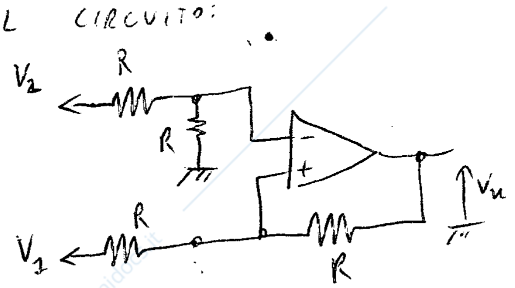
$k_p = 35 \frac{\mu A}{V^2}$ $|V_T| = 0{,}8V$

$W_{M_2} = 30 \mu m$

1) SUPPONENDO I DIODI TUTTI UGUALI (STESSA I_S) ALLA MEDESIMA TEMPERATURA DI FUNZIONAMENTO, ESPRIMERE LA DIFFERENZA DI TENSIONE $V_1 - V_2$ IN FUNZIONE DELLA TEMPERATURA E CALCOLARE IL RAPPORTO DELLE CORRENTI I_1 e I_2 PER AVERE $\frac{V_2 - V_1}{T} = 100 \frac{\mu V}{K}$

2) POSTA $I_2 = 100 \mu A$, DIMENSIONARE M1 E R2

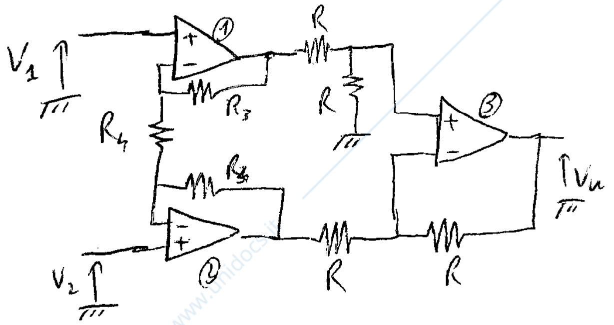
3) SUPPONENDO DI UTILIZZARE PER LEGGERE LA TENSIONE DIFFERENZIALE IL CIRCUITO:



$R = 10 k\Omega$

CALCOLARE L'EFFETTO DELLE RESISTENZE DI USCITA DELLO STADIO A DIODI (r_2 e r_1)

4) PER EVITARE I PROBLEMI DI RESISTENZA DI INGRESSO E DI RESISTENZA DI USCITA, SI UTILIZZA INVECE UN INSTRUMENTATION AMPLIFIER (INA):



$R = 10 k\Omega$

$R_3 = 10 k\Omega$

DIMENSIONARE R_4 PER AVERE IN USCITA UNA SENSIBILITÀ DI $10 \frac{mV}{K}$

5) CALCOLARE LA TENSIONE DI USCITA DEL TERMOMETRO A $T = 300K$

6) CALCOLARE L'EFFETTO DI UNA TENSIONE DI OFFSET DI $|V_{os}| = 2mV$, DI UNA CORRENTE DI BIAS DI 45nA E DI UN CMRR DI 85dB, RELATIVI ALL'OPERAZIONALE 3

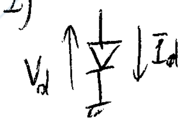
7) SE L'ALIMENTAZIONE V_{cc} È INTERESSATA DA UN DISTURBO DI AMPIEZZA 5mV SINUSOIDALE CON FREQUENZA 50Hz, CALCOLARE L'ERRORE DI TEMPERATURA CHE QUESTO DISTURBO COMPORTA

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

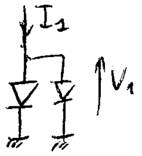
www.unidocs.it - Appunti e dispense per superare i tuoi esami universitari

SOLUZIONE

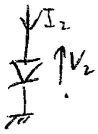
1)



$$I_d = I_s\left(e^{\frac{V_D}{V_{TH}}} - 1\right) \underset{V_D \gg V_{TH}}{\simeq} I_s\, e^{\frac{V_D}{V_{TH}}} \quad \text{(diodo in diretta!)}$$



$$I_1 \simeq 2 I_s\, e^{\frac{V_1}{V_{TH}}}$$



$$I_2 = I_s\, e^{\frac{V_2}{V_{TH}}}$$

$$\frac{I_1}{I_2} = 2\, e^{\frac{V_1 - V_2}{V_{TH}}} \Rightarrow V_1 - V_2 = V_{TH} \ln\left(\frac{I_1}{2 I_2}\right)$$

$$V_2 - V_1 = \frac{kT}{q} \ln\frac{2I_2}{I_1} = \left(\underbrace{\frac{k}{q}\ln\frac{2I_2}{I_1}}_{\text{coefficiente di conversione } [V/K]}\right) T$$

Ricordo che: $\frac{k T_0}{q} = 25\,mV$ per $T_0 = 300\,K$.

$$\Rightarrow \frac{k}{q}\ln\frac{2I_2}{I_1} = 100\left[\frac{\mu V}{K}\right] \Rightarrow \ln\frac{2I_2}{I_1} = 10^{-4}\left[\frac{V}{K}\right]\frac{q}{kT_0}\cdot T_0 = 10^{-4}\left[\frac{V}{K}\right]\frac{300[K]}{0.025\,[V]} = 1.1538$$

da cui: $\boxed{\frac{I_2}{I_1}} = \frac{1}{2} \times e^{1.1538} \cong \boxed{1.59}$

2) se $I_2 = 100\,\mu A \Rightarrow I_1 = \dfrac{I_2}{\frac{I_2}{I_1}} = \dfrac{100\,\mu A}{1{,}59} = 62{,}9\,\mu A$

le correnti vengono fornite dai MOS M1 e M2.

Perché in M2 scorra la corrente I_2 voluta,

$$I_{D_2} = I_2 = k_p \frac{W_{M2}}{L_{M2}} (V_{GS} - V_T)^2 \quad \text{SUPPONENDO CHE SIA IN SATURAZIONE}$$

$$V_{GS} = -\sqrt{\frac{I_2}{k_p \left.\frac{W}{L}\right|_2}} + V_T = -\sqrt{\frac{100\,\mu A}{35\frac{\mu A}{V^2}\cdot\frac{30}{2}}} - 0{,}8\,V = -1{,}236\,V$$

$$\left.V_{GD}\right|_{M2} = V_{CC} + V_{GS} - 0{,}7V = 5V - 1{,}236V - 0{,}7V = 3{,}064\,V > V_T = -0{,}8V \quad \text{è in sat.}$$

M1 è pilotato dalla stessa V_{GS}, perciò:

$$I_{D_1} = I_1 = k_p \frac{W_{M1}}{L_{M1}} (V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow W_{M1} = \frac{I_1 L_{M1}}{k_p (V_{GS} - V_T)^2} \cong 19\,\mu m$$

Essendo $V_{GS} = -1,236V$, $I_{R1} = \frac{-V_{GS}}{R_1} = 0,103mA$

$$R_2 = \frac{V_{cc} + V_{GS}}{I_{R1}} = 36,5\,k\Omega$$

3) calcolo delle resistenze di uscita:

l'uscita di V_2 presenterà come resistenza di uscita la resistenza differenziale del diodo, cioè:

$$r_2 = r_d = \frac{V_{TH}}{I_2} = \frac{25mV}{100\mu A} = 250\Omega$$

l'uscita di V_1 presenta, invece, una resistenza di uscita pari al parallelo delle resistenze differenziali dei due diodi, percorsi ciascuno da $\frac{I_1}{2}$:

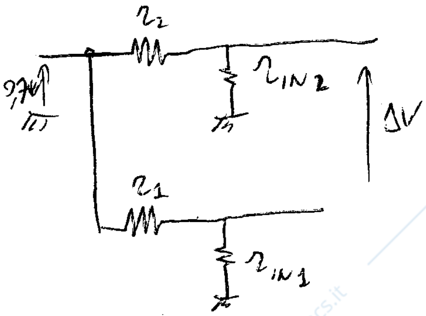
$$r_1 = r_d // r_d = \frac{1}{2}\frac{V_{TH}}{\frac{I_1}{2}} = \frac{V_{TH}}{I_1} = \frac{25mV}{62,9\mu A} \cong 398\Omega$$

Il circuito proposto presenta una resistenza di ingresso per V_1 pari a

$r_{IN1} = R = 10k\Omega$

e per V_2 : $r_{IN2} = 2R = 20k\Omega$

La presenza di un segnale di modo comune $(V_\gamma = 0,7V)$, combinato con la partizione resistiva tra le resistenze di uscita e le resistenze di ingresso, genera una differenza di potenziale all'ingresso dell'amplificatore sottrattore:

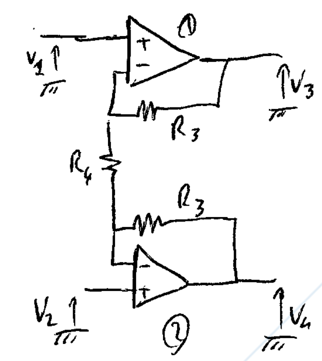


$$\Delta V = \frac{V_\gamma\, r_{IN2}}{r_{IN2} + r_2} - \frac{V_\gamma\, r_{IN1}}{r_{IN1} + r_1} \simeq 18mV$$

equivalenti a $\Delta T = 182\,K$

4) L'amplificatore sottrattore mostrato è composto da due stadi:

1° STADIO



Per la retroazione, $V^+_{①} = V^-_{①}$ e $V^+_{②} = V^-_{②}$.

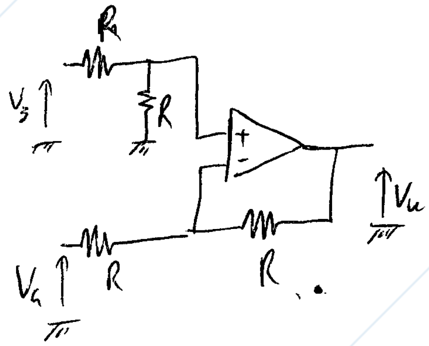
R_4, perciò, è percorsa dalla corrente

$$I_{R_4} = \frac{V_1 - V_2}{R_4}$$

Perciò

$$\begin{cases} V_3 = V_1 + \dfrac{V_1 - V_2}{R_4} R_3 \\ V_4 = V_2 - \dfrac{V_1 - V_2}{R_4} R_3 \end{cases} \Rightarrow \quad A_d = \frac{V_3 - V_4}{V_1 - V_2} = 1 + \frac{2R_3}{R_4} \qquad A_c = \frac{\frac{V_3 + V_4}{2}}{\frac{V_1 + V_2}{2}} = 1$$

2° STADIO



Per la retroazione, $V^+ = V^-$, perciò risulta che:

$$V_u = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{R}{R}\right) V_3 - \frac{R}{R} V_4 = V_3 - V_4$$

Perciò l'amplificatore proposto presenta un guadagno differenziale di:

$$V_u = A_d (V_1 - V_2) = \left(1 + \frac{2R_3}{R_4}\right)(V_1 - V_2)$$

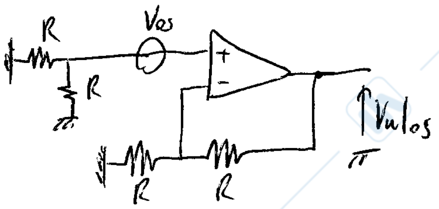
Per avere una sensibilità di $10 \frac{mV}{K}$:

$$A_d = \frac{10 \frac{mV}{K}}{100 \frac{\mu V}{K}} = 100 \quad \Rightarrow \quad R_4 = \frac{2 R_3}{A_d - 1} = 202\ \Omega$$

Questo amplificatore presenta una resistenza di ingresso $\approx \infty$, perciò non risente delle resistenze di uscita dello stadio a diodi.

5) $V_u = A_d (V_1 - V_2) = 100 \cdot 100\frac{\mu V}{K} \cdot T = 10\frac{mV}{K} \cdot 300K = 3V$

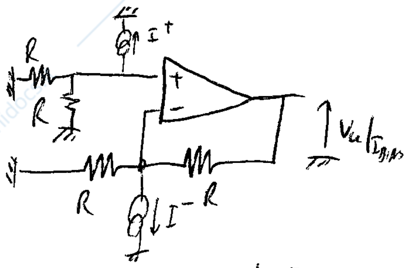
6) a) TENSIONE DI OFFSET



$$V_u|_{os} = \pm V_{os} \cdot \left(1 + \frac{R}{R}\right) = \pm 4mV$$

equivalente a $\Delta T = \pm \quad K$

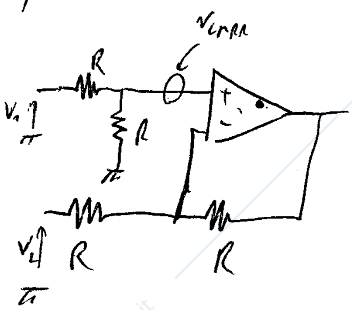
b) CORRENTI DI BIAS:



$I^+ = I^- = I_{BIAS}$

$$V_u|_{I_{BIAS}} = I^+ \frac{R}{2}\left(1 + \frac{R}{R}\right) - I^- \cdot R =$$
$$= I_{BIAS} \left(R - R \right) = 0$$

c) CMRR



$$v_{CMRR} = \pm\left(\frac{V^+ + V^-}{2}\right) \cdot \frac{1}{CMRR}$$

in prima approx $V_1 \simeq V_\gamma$
$V_2 \simeq V_\gamma$

$$v_{CMRR} = \pm \frac{V_1}{CMRR}$$

$$V_u|_{CMRR} \simeq \pm \frac{V_\gamma}{CMRR} \cdot \left(1 + \frac{R}{R}\right) = \pm \frac{0,7V}{17780} \cdot 2 = 78\mu V$$

equivalente a 7,87 mK, cioè è trascurabile

7) Il disturbo v_R sulla alimentazione genera, tramite R_1 e R_2, un segnale di comando sul gate dei due MOS:

$$v_{gs} = v_R \frac{R_1}{R_1+R_2} = 5\,mV \frac{12\,k\Omega}{12\,k\Omega + 36{,}5\,k\Omega} = 1{,}237\,mV$$

Questa tensione di comando viene convertita in corrente dai MOS per poi essere riconvertita in tensione dalle resistenze differenziali dei diodi:

$$v_1 = g_{m_1} v_{gs} \cdot r_1 \qquad g_{m_1} = \frac{2 I_1}{V_{GS}-V_T} = 289\,\mu S$$

$$v_2 = g_{m_2} v_{gs}\, r_2 \qquad g_{m_2} = \frac{2 I_2}{V_{GS}-V_T} = 459\,\mu S$$

$v_1 = 70{,}9\,\mu V$

$v_2 = 70{,}9\,\mu V$

← sono uguali! Infatti risulta:

$$g_{m_1} r_1 = \frac{2 \cancel{I_1}}{V_{GS}-V_T} \cdot \frac{V_{th}}{\cancel{I_1}} = \frac{2 V_{th}}{V_{GS}-V_T}$$

$$g_{m_2} r_2 = \frac{2 \cancel{I_2}}{V_{GS}-V_T} \cdot \frac{V_{th}}{\cancel{I_2}} = \frac{2 V_{th}}{V_{GS}-V_T}$$

stesso risultato!

Quindi il disturbo v_R non produce un segnale differenziale nell'ingresso dell'INA, ma solo un segnale di modo comune $\left(\frac{v_1+v_2}{2} = 70.9\,\mu V\right)$.

In uscita si ha:

$$v_u = \cancel{A_d \underbrace{(v_1-v_2)}_{=0}} + \overset{=1}{A_c} \overset{=70.9\,\mu V}{\frac{v_1+v_2}{2}} = \pm 70.9\,\mu V$$

che corrisponde ad un errore di temperatura di $\boxed{7\,mK}$ (trascurabile).