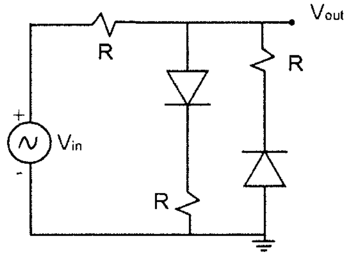
Fondamenti di Elettronica - Ingegneria Informatica - AA 2005/2006

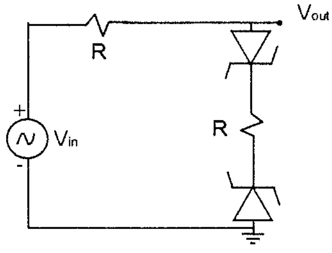
1° appello – 21 Febbraio 2006 – Parte 1

Indicare chiaramente la domanda a cui si sta rispondendo. Ad esempio 1a) ...

Esercizio 1



Schema A



Schema B

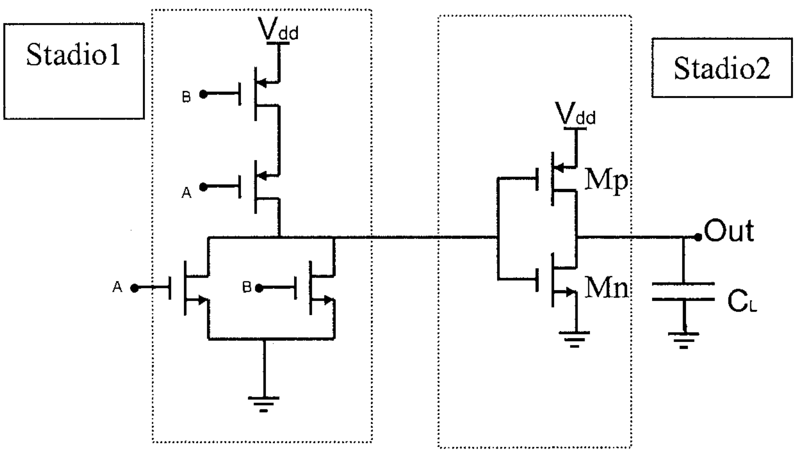
$|V_{zener}|=9.3$ V, R=10 kΩ

a) Determinare le condizioni di funzionamento dei diodi in funzione di Vin e le caratteristiche Vout-Vin nei due schemi A e B.

b) Definito $V_{in}=15 \sin(2\pi ft)$ con f=1kHz, disegnare Vout(t) per entrambi gli schemi.

c) Determinare le potenze istantanee dissipate dai diodi in t=0,25ms e t=0,75ms.

Esercizio 2



$\mu_n=1200$ cm^2/Vs
$\mu_p=600$ cm^2/Vs
$C'_{ox}=666$ nF/cm^2
Vdd=4.5V

Wn=5 μm
Wp=10 μm
Ln=Lp=1 μm
|Vt|=1V

a) **Determinare la funzione logica Out(A,B) implementata dallo schema.**

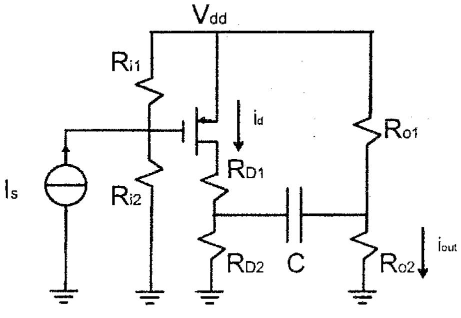
b) **Calcolare la capacità equivalente di carico dello Stadio 1.**

c) Calcolare la K equivalente delle reti di pull-up e di pull-down sulle transizioni (AB)=00→11→00.

d) Calcolare la soglia di commutazione e la corrente di cross-conduzione per le stesse transizioni del punto c) nello Stadio 1.

e) **Nel caso in cui C_L=1pF determinare il tempo di discesa dell'uscita a fronte della commutazione logica A=B=1 → A=B=0.**

Esercizio 3



μ_p=232cm2/Vs
Cox'=430nF/cm2
W=10μm
L=1μm
Ri1=2k Ri2=3k
RD1=0.2k
RD2=1k
Ro1=1k Ro2=4k
C=3nF
Vdd=10V
VT=-2V

a) **Polarizzare il circuito**

b) **Calcolare la carica di polarizzazione nel canale del transistore MOS e nel condensatore C.**

c) Calcolare il guadagno di corrente id/is alle basse frequenze, quando C è un circuito aperto.

d) Per le stesse condizioni, calcolare il valore del segnale is che porta il transistore MOS in zona triodo.

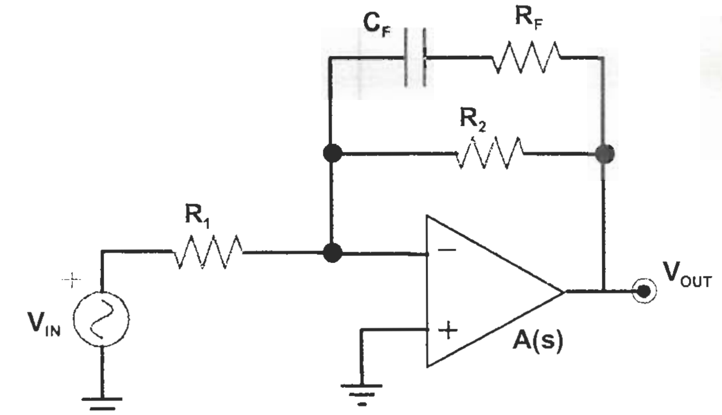
e) **Tracciare il diagramma di Bode di modulo e fase del guadagno iout/is.**

Fondamenti di Elettronica - Ingegneria Informatica - AA 2005/2006

1° appello – 21 Febbraio 2006 – Parte 2

Indicare chiaramente la domanda a cui si sta rispondendo. Ad esempio 1a) ...

Esercizio 1



$R_1 = 10\ k\Omega$

$R_2 = 1\ M\Omega$

$R_F = 10\ k\Omega$

$C_F = 1.6\ nF$

a) **Calcolare il guadagno ideale V_{OUT}/V_{IN} a bassa frequenza ($f\rightarrow 0$) e ad alta frequenza ($f\rightarrow\infty$).**

b) **Disegnare il diagramma di Bode quotato del modulo e della fase del guadagno ideale di V_{OUT}/V_{IN}.**

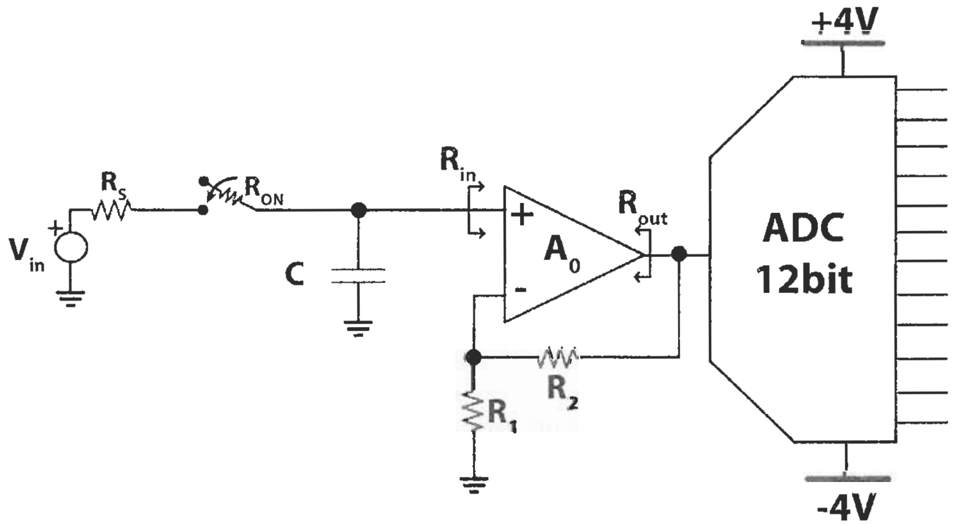
c) Se $V_{IN}(t) = V_1\cdot\sin(2\pi f_1\cdot t) + V_2\cdot\sin(2\pi f_2\cdot t) + V_3\cdot\sin(2\pi f_3\cdot t)$ con $V_1 = 1mV$, $f_1 = 5Hz$, $V_2 = 5mV$, $f_2 = 100Hz$, $V_3 = 20mV$, $f_3 = 1MHz$, calcolare la forma d'onda dell'uscita $V_{OUT}(t)$. Attenzione alla fase!

d) **Calcolare l'effetto sull'uscita V_{OUT} di una corrente di bias I_{BIAS}=50nA (uscente). Come è possibile compensare l'effetto della corrente di bias?**

e) Calcolare l'effetto di una tensione di offset di $V_{OS} = 100\mu V$ sull'uscita V_{OUT}.

f) Si supponga di usare un amplificatore operazionale con funzione di trasferimento $A(s)=A_0/((1+s\tau_1)(1+s\tau_2))$, in cui τ_1=16ms e $A_0=10^6$. Quanto deve valere τ_2 affinché il circuito abbia un margine di fase $\phi_m > 45°$?

Esercizio 2



$V_{in}|_{pp}$=160mV intorno a 0V

$R_S=200\Omega$

$C=10nF$

$R_{in}=1M\Omega$

$A_0=10^5$

$R_1=10k\Omega$

$R_2=470k\Omega$

a) **Calcolare l'LSB dell'ADC e riportarlo all'ingresso dell'amplificatore operazionale.**

b) Dimensionare la R_{ON} dell'interruttore in modo da garantire un errore inferiore a 1 LSB.

c) **Assumendo che l'interruttore abbia $R_{ON}=100\Omega$, calcolare il minimo tempo di campionamento T_{SAMPLE} per garantire un errore inferiore a ½ LSB.**

d) **Dimensionare la massima resistenza d'uscita R_{out} dell'amplificatore operazionale per introdurre un errore inferiore a LSB/100 se la resistenza d'ingresso dell'ADC è 100kΩ (trascurare la resistenza di ingresso differenziale dell'amplificatore operazionale).**

e) Supponendo che l'ADC sia di tipo SAR, calcolare la minima frequenza di clock che garantisca un tempo di conversione di $T_{CONV}=2\mu s$.

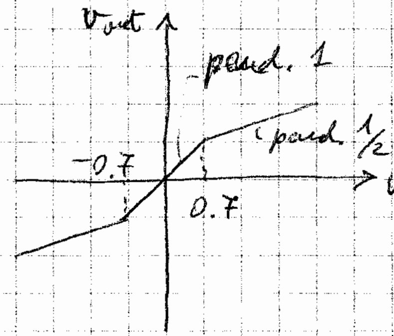
f) Supponendo che l'amplificatore operazionale abbia I_{BIAS}=10nA (uscente) e che $R_{ON}=100\Omega$, che errore statico si introduce in uscita quando l'interruttore è chiuso? Qual è l'effetto sull'acquisizione del segnale?

g) Supponendo che l'amplificatore operazionale abbia I_{BIAS}=10nA (uscente) e che $R_{ON}=100\Omega$, che errore si introduce in uscita quando l'interruttore è aperto? Qual è l'effetto sull'acquisizione del segnale?

Fondamenti di elettronica - Appello del 21/02/2006 (1)

PARTE I: traccia della soluzione

1a) Schema A Per $-0.7V \le V_{in} \le 0.7V$ i diodi sono spenti e quindi

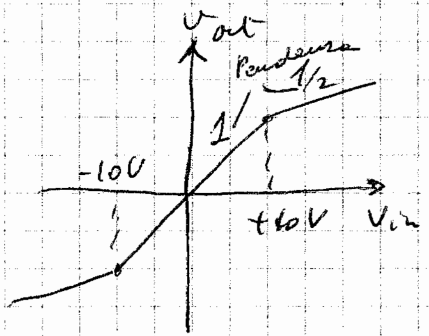


$V_{out} = V_{in}$

Per $V_{in} > 0.7V$ $\quad V_{out} = \frac{V_{in} - 0.7}{2R} \cdot R + 0.7 = \frac{V_{in} + 0.7V}{2}$

La cd $V_{in} < -0.7V$ porta a $V_{out} = \frac{V_{in} - 0.7}{2}$

Schema B Per $-10V < V_{in} < +10V$ i diodi sono spenti e quindi

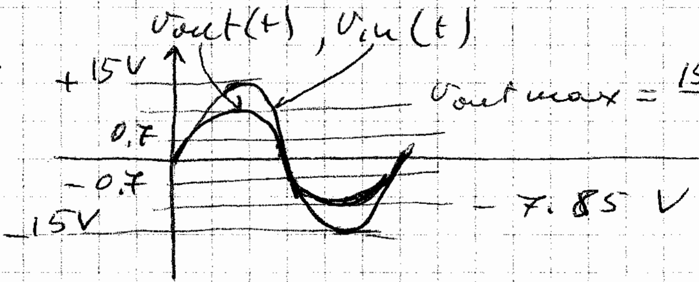


$V_{out} = V_{in}$

Per $V_{in} > 10V$ $\quad V_{out} = \frac{V_{in} + 10V}{2}$

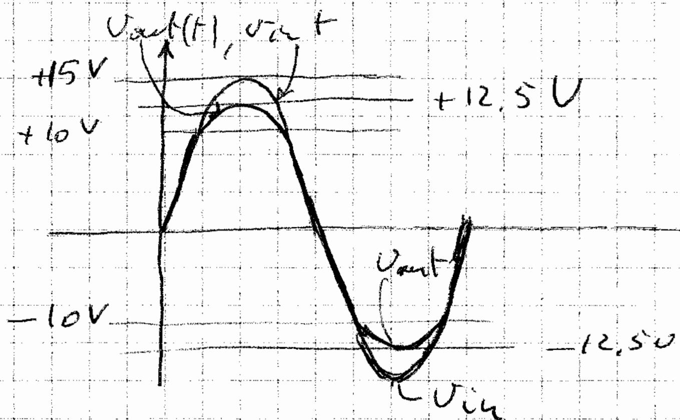
Per $V_{in} < 10V$ $\quad V_{out} = \frac{V_{in} - 10V}{2}$

1b) Schema A



$V_{out\,max} = \frac{15 + 0.7}{2} = 7.85V$

Schema B



1c) Gli istanti $t = 0,25\ ms$ e $t = 0,75\ ms$ corrispondono, rispettivamente, ai valori massimo e minimo di V_{out}

Schema A $\quad P_{D+} = V_D \cdot I = 0.505\ mW$ dove $I = \frac{7.85 - 0.7}{10K} = 0.715\ mA$ e $V_D = 0.7V$

$P_{D-} = (-V_D)(-I) = 0.505\ mW$

Analogamente, per lo schema B, $P_D = 0.7V \cdot I$ dove $I = \frac{12.5-10}{10k} = 0.25$ mA

Quindi: $P_{D^+} = 0.7 \cdot 0.25 = 0.175$ mW

$P_{Zener^+} = 9.3 \cdot 0.25 = 2.325$ mW

e $P_{D^-} = (-0.7)(-.25) = 0.175$ mW

$P_{Z^-} = (-9.3)(-0,25) = 2,325$ mW

2a) Funzione logica implementata: OR

2b) Cap. equivalente $= C_p + C_n$ dove $C_p = C'_{ox}(W \cdot L)_p = 66.6\,fF$

e $C_n = C'_{ox}(W \cdot L)_n = 33,3\,fF$

quindi $C_{eq} = 99.9\,fF$ (molto minore di C_L del punto e)

2c) $K_{n_{eq}} = \frac{1}{2}\mu_n C'_{ox}\frac{2W_n}{L_n} = 4\,mA/V^2$

$K_{p_{eq}} = \frac{1}{2}\mu_p C'_{ox}\frac{W_p}{2L_p} = 1\,mA/V^2$

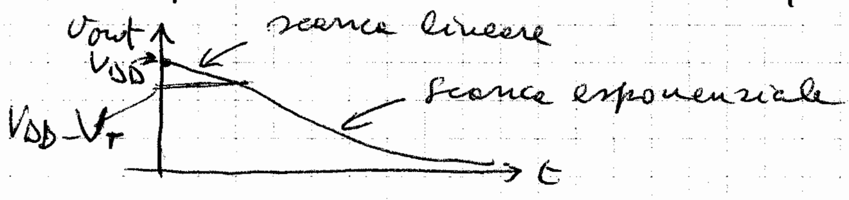
2d) La soglia di commutazione si ricava trovando V_{in} che soddisfa la condizione $I_{D_n} = I_{D_p}$, quindi

$$K_n(V_{in}-V_T)^2 = K_p\left(|V_{in}-V_{DD}| - |V_T|\right)^2$$

cioè $$\sqrt{K_n}(V_{in}-V_T) = \sqrt{K_p}(V_{DD}-V_{in} - |V_T|)$$

$$V_{in} = \frac{\sqrt{K_p}V_{DD} + V_T(\sqrt{K_n}-\sqrt{K_p})}{\sqrt{K_n}+\sqrt{K_p}} = 1.83V$$

2e) Siccome la capacità di carico del I° stadio (vedi 2b)) è molto piccola rispetto a C_L, si può assumere che il secondo stadio venga comandato da un gradino. C_L si scaricherà attraverso l'n-MOS che lavora inizialmente in saturazione, per $V_{DD}-V_T \le V_{out} \le V_{DD}$ e poi in zona triodo, approssimabile con una R_{eq} pari a $\frac{V_{DD}-V_T}{I_{Dsat}} = 143\,\Omega$. Quindi



2 e) Prosegue: Il tempo di discesa va calcolato tra il 90% e il 10% dell'uscita, quindi sommando il tempo di scarica lineare t_1 al tempo di scarica esponenziale t_2

Calcolo t_1: $I_{Dsat} \cdot t_1 = C_L \Delta V$ dove $\Delta V = 0.9 V_{DD} - (V_{DD} - V_T)$

mentre, per t_2 posso scrivere

$$0.1 V_{DD} = (V_{DD} - V_T)\, e^{-\frac{t_2}{\tau}} \quad \text{dove } \tau = R_{eq} C_L = 143\,ps$$

e ricavare t_2

Se invece si avesse voluto calcolare il tempo di commutazione avremmo sempre dovuto sommare 2 contributi t_1 e t_2

$$I_{Dsat} \cdot t_1 = C_L \Delta V \quad \text{dove } \Delta V = V_{DD} - (V_{DD} - V_T)$$

da cui t_1 e,

per t_2 $\quad 0.5 V_{DD} = (V_{DD} - V_T)\, e^{-t_2/\tau}$ con $\tau = R_{eq} \cdot C_L$

In entrambi i casi $I_{Dsat} = \frac{1}{2} \mu_n C'_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_n \cdot (V_{DD} - V_T)^2 = 24{,}5\,mA$

Inserendo i numeri

I° caso $\quad t_1 = 22\,ps \quad t_2 = 293\,ps \quad t_{discesa} = 315\,ps$

II° caso $\quad t_1 = 40\,ps \quad t_2 = 62.7\,ps \quad t_{commut.} = 103\,ps$

3 a) $V_G = 6\,V \qquad K_p = \frac{1}{2} \mu_p C'_{ox} \frac{W}{L} = 0{,}5\,mA/V^2$

$I_D = K_p (V_{SG} - |V_T|)^2 = 2\,mA$

$V_D = I_D (R_{D1} + R_{D2}) = 2.4\,V \qquad V_{GD} = 6 - 2.4 = 3.6\,V > |V_T| \Rightarrow SAT!$

$V_{RD2} = 2\,V \qquad V_{RO2} = V_{DD} \cdot \frac{R_{O2}}{R_{O1} + R_{O2}} = 10 \cdot \frac{4}{5} = 8\,V$

3 b) Nel canale "uniforme" la carica vale $C_{ox} \cdot V_{OVERDRIVE}$, nel MOS saturo, invece $Q_{ch} = \frac{1}{2} C_{ox} V_{OVERDRIVE}$ dove $C_{ox} = WL\, C'_{ox}$. Quindi $Q_{ch} = \frac{1}{2} \cdot 430 \cdot 10 \cdot 2 = 43 \cdot 10^{-15}\,C = 43\,fC$

Carica nella capacità $C = C (V_{RO2} - V_{RD2}) = 3 \cdot 10^{-9} \cdot 6 = 18\,nC$

3c) $i_d = g_m v_{sg} = -g_m v_{gs}$ dove $g_m = 2K(V_{SG} - |V_T|) = 2mA/V$

$v_{gs} = i_s \, R_{i1}//R_{i2} = i_s \cdot \frac{6}{5} = i_s \cdot 1{,}2K = i_s \cdot R_{i12}$

$i_d / i_s = -g_m \cdot 1.2K = -2{,}4 = G_0$

3d) Massima tensione al drain per garantire MOS saturo = $V_G + |V_T| = 8V$

$V_{D\,polarizzazione}$ (vedi 3a) = $2.4V$

Massima variazione di v_D dovuta al segnale = $8V - 2.4V = 5.6V$

ma $v_D = g_m(R_{D1}+R_{D2})\,|v_{gs}| = g_m(R_{D1}+R_{D2})\cdot|1{,}2K \cdot i_s|$

da cui

$$i_{s\,max} = \frac{-v_{d\,max}}{(R_{D1}+R_{D2})\,g_m\,1{,}2K} = -\frac{5.6}{1{,}2 \cdot 2 \cdot 1{,}2} = -1{,}94\,mA$$

3e) $i_{out} = i_d \cdot \frac{R_{D2}}{\frac{1}{sC} + (R_{O1}//R_{O2}) + R_{D2}} \cdot \frac{R_{O1}}{R_{O1}+R_{O2}}$ da cui

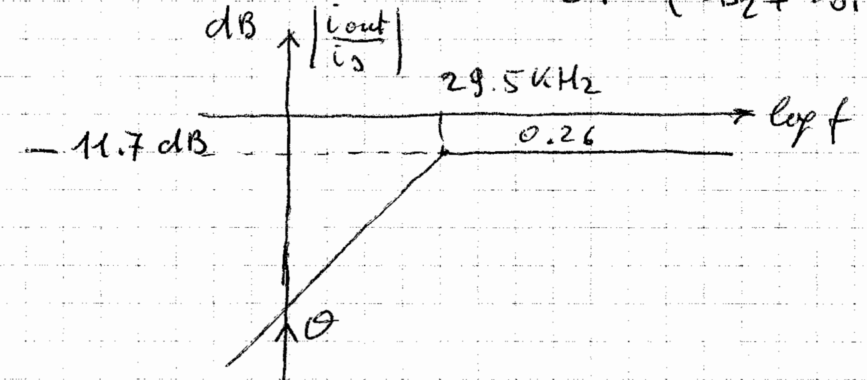
$$\frac{i_{out}}{i_s} = -g_m R_{i12} \cdot \frac{R_{D2}}{R_{D2} + \frac{1}{sC} + R_{O1}//R_{O2}} \cdot \frac{R_{O1}}{R_{O1}+R_{O2}} =$$

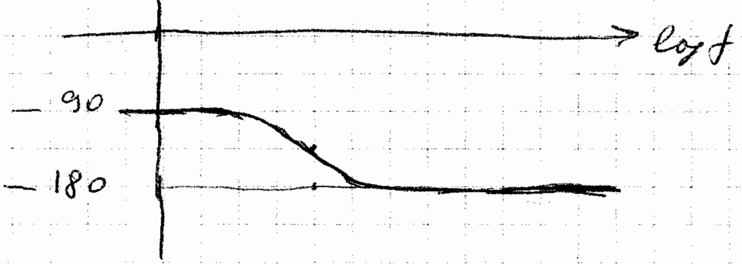
$$= -\frac{G_0 R_{O1}}{R_{O1}+R_{O2}} \cdot \frac{sR_{D2}C}{1 + s(R_{D2} + R_{O1}//R_{O2})C}$$

$$G_{\infty} = -\frac{G_0 R_{O1}}{R_{O1}+R_{O2}} \cdot \frac{R_{D2}}{R_{D2} + R_{O1}//R_{O2}} = -0{,}26$$

zero in $f = 0$

polo in $f = \frac{1}{2\pi C(R_{D2} + R_{O1}//R_{O2})} = \frac{1}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^{-9} \cdot 1.8K} = 29{,}5\,KHz$





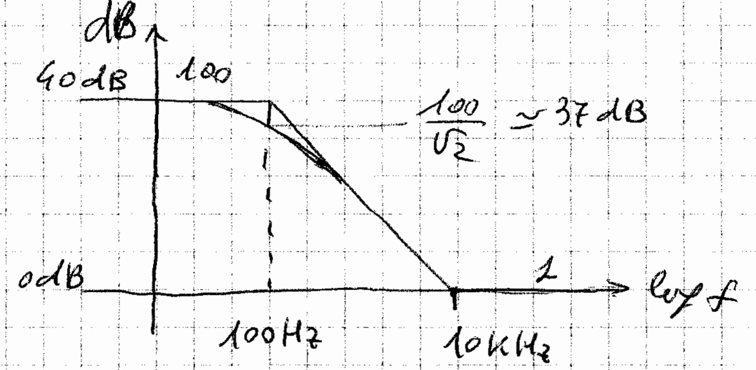
PARTE II^a – traccia della soluzione

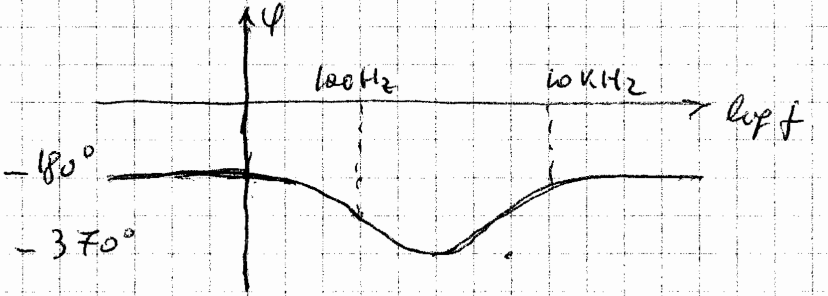
1a) Bassa frequenza: C_F aperto Alta freq.: C_F in c.c.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} = -100 \qquad \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2 // R_F}{R_1} \simeq -\frac{R_F}{R_1} = -1$$

1b) $$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = -\frac{R_2 // \left(R_F + \frac{1}{sC_F}\right)}{R_1} = -\frac{R_2\,(1 + sR_FC_F)}{R_1\,[1 + s(R_F + R_2)C_F]}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_F C_F} = 10\,kHz \qquad f_p = \frac{1}{2\pi (R_F + R_2) C_F} = 100\,Hz$$





1c) $$V_{out}(t) = (-100)\,V_1 \sin(2\pi f_1 t - 180°) + \left(-\frac{100}{\sqrt{2}}\right)\sin(2\pi f_2 t - 225°) +$$
$$+ (-1)\,V_3 \sin(2\pi f_3 t - 180°)$$

1d) $$V_{out}\Big|_{I_b^+} = 0$$

$$V_{out}\Big|_{I_b^-} = -I_b^- \cdot R_2 = -50nA \cdot 10^6 = -50\,mV$$

L'effetto di I_b^- si compensa con una resistenza $R^* = R_1 // R_2 \simeq 10K$ connessa tra il morsetto + e massa.

1e) $$V_{out}\Big|_{V_{os}} = V_{os}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 100 \cdot 10^{-6}\,(101) = 10{,}1\,mV$$

1f) Occorre calcolare il $G_{loop}(s)$ del circuito

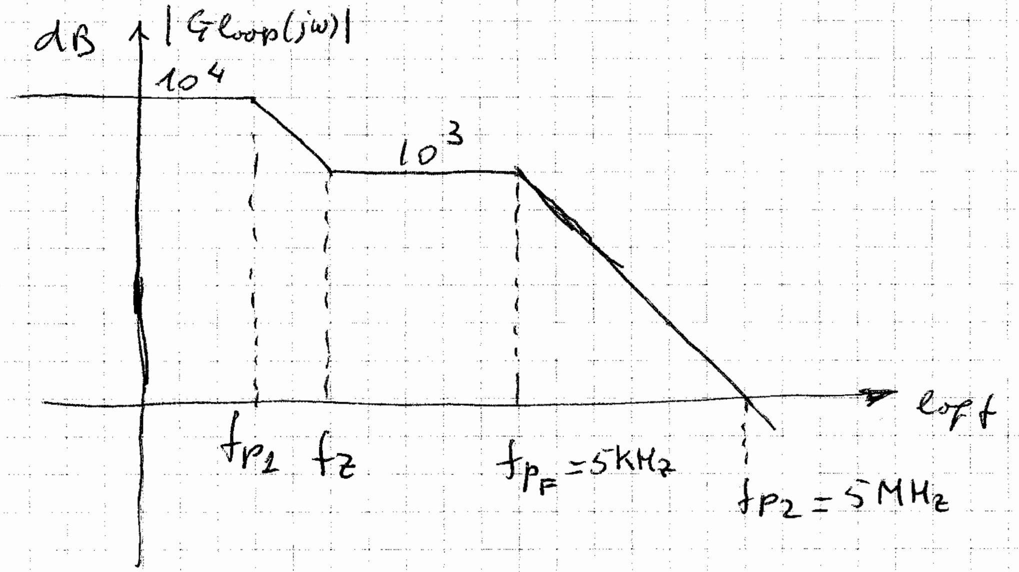
$$G_{loop}(s) = -\frac{R_1}{R_1+Z_2(s)} \cdot A(s) \quad \text{dove} \quad Z_2(s) = R_2 \,\|\, \left(R_F + \frac{1}{sC_F}\right)$$

si trova
$$G_{loop}(s) = -\frac{R_1}{R_1+R_2}\,\frac{1+sC_F(R_2+R_F)}{1+sC_F(R_1\|R_2+R_F)}\,\frac{A_0}{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)} =$$

$$= -\underbrace{\frac{A_0 R_1}{R_1+R_2}}_{10^4}\,\frac{1+sC_F(R_2+R_F)}{(1+sC_F[R_1\|R_2+R_F])}\,\frac{1}{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}$$

$$f_Z = \frac{1}{2\pi(R_2+R_F)C_F} = 100\,Hz \qquad f_{p_1} = \frac{1}{2\pi\tau_1} \simeq 10\,Hz$$

$$f_{p_F} = \frac{1}{2\pi(R_1\|R_2+R_F)} \simeq 5\,KHz$$



Occorre che $f_{p_2} \geq 5\,MHz \Rightarrow \tau_2 = \frac{1}{2\pi f_{p_2}} \leq 31{,}8\,\mu s$

2a) $LSB = \frac{8V}{2^{12}} = 1.95\,mV \qquad G = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 48$

$$LSB\Big|_{Rif.\,In.\,Ampl} = \frac{1.95}{48} = 40.69\,\mu V$$

2b) Occorre che la caduta nella serie $R_S + R_{ON}$ sia $<$ LSB. Tenuto conto del valore di R_{in}, detta V_E la caduta su $R_S + R_{on}$, si trova
$$V_E = V_{in\,max}\,\frac{R_S + R_{ON}}{R_{in} + R_S + R_{ON}} \quad \text{dove } V_{in\,max} = 80\,mV$$

Quindi, imponendo $V_E < LSB$, si trova $R_{ON} \leq 300\,\Omega$

2c) Tenendo conto che la massima escursione su C può arrivare a 160mV (da -80mV a +80mV, o viceversa) si trova che

$$V_+(t) = 160\,mV\left(1-e^{-t/\tau}\right) \quad \text{dove } \tau = (R_S + R_{on})C = 3\ldots\,\mu s$$

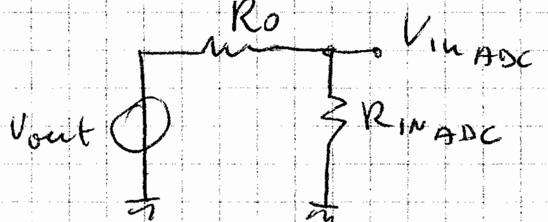
Occorre che si verifichi la seguente condizione

$$160\,mV - V_+(T_{SAMPLE}) \leq \frac{1}{2}\,LSB$$

cioè $$160\,mV\, e^{-\frac{T_{SAMPLE}}{\tau}} \leq \frac{1}{2}\,LSB = 20{,}35\,\mu V$$

da cui $T_{SAMPLE} = 26.5\,\mu s$

2d) Rappresentando l'uscita della configurazione non invertente con un equivalente Thevenin abbiamo il seguente circuito (V_{out} = uscita della config. inv.)



Si chiede che la caduta ai capi di Ro sia $< \frac{1}{100}$ LSB nel caso peggiore, quando Vout è massimo.

$$V_{out\,max} = V_{in\,max} \cdot G = 80\,mV \times 48 = 3{,}84\,V$$

La condizione da imporre è allora $V_{out\,max}\dfrac{R_O}{R_O + R_{IN\,ADC}} < \dfrac{LSB}{100}$ (1)

ma $R_O = \dfrac{R_{out}}{1 - G_{loop}(0)}$ dove $G_{loop}(0) = -\dfrac{A_0 R_1}{R_1 + R_2} = 2083$

Dalla condizione (1) si ricava $R_O \simeq 50\,m\Omega$

e quindi $R_{out} \leq 100\,\Omega$

2e) $T_{conv} = \dfrac{n+1}{f_{ck}} = 6.5\,MHz$

2f) $V_{out}\big|_{I_b^+} = I_b^+(R_S + R_{ON})G = 144\,\mu V$

$V_{out}\, I_b^- = -I_b^- R_2 = -4.7\,mV$

si ha un errore sistematico di acquisizione pari a 2,4 LSB

2g) A regime $V_{out}\big|_{I_b^+} = I_b^+ \cdot R_{IN} \cdot G =$

errore in uscita → $= 480\,mV = 246$ LSB

Il valore di regime viene raggiunto con andamento exp. crescente con $\tau = R_{IN} C = 10\,ms$