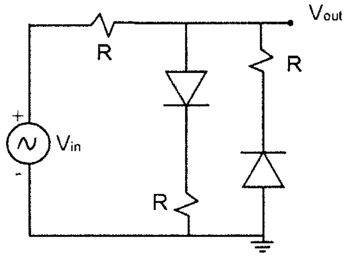
Fondamenti di Elettronica - Ingegneria Informatica - AA 2005/2006

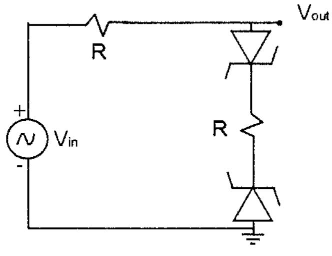
1° appello – 21 Febbraio 2006 – Parte 1

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

Esercizio 1



Schema A



Schema B

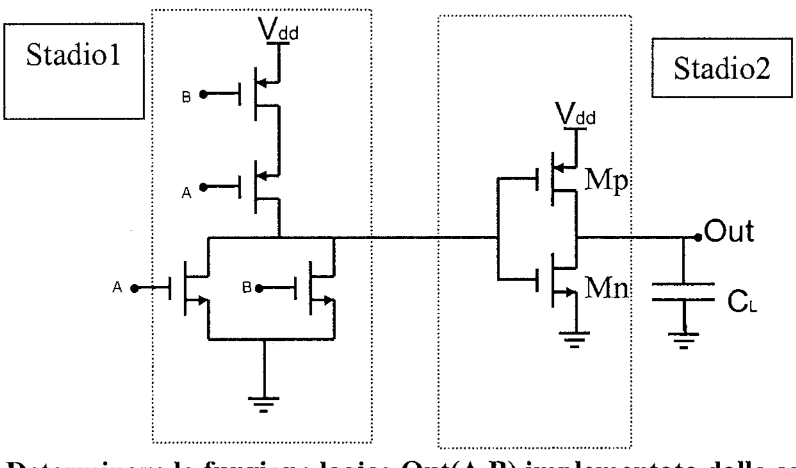
$|V_{zener}|$=9.3 V, R=10 kΩ

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 (2πft) 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



μ_n=1200 cm²/Vs
μ_p=600 cm²/Vs
C'_{ox}=666 nF/cm²
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.

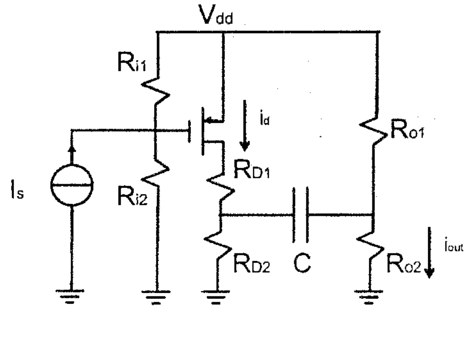
b) Calcolare la capacità equivalente di carico dello Stadio 1.

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.

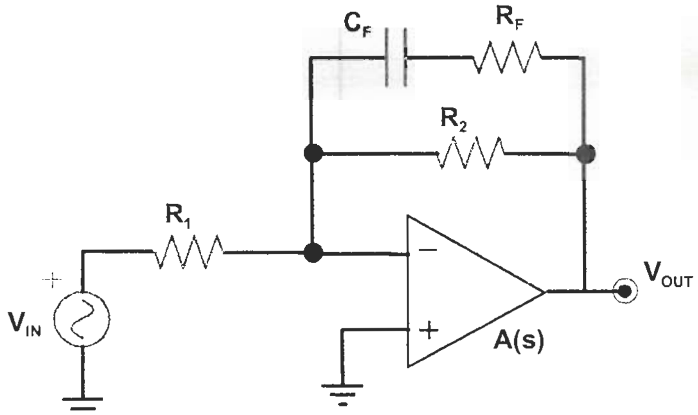
e) Tracciare il diagramma di Bode di modulo e fase del guadagno iout/is.

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}.**

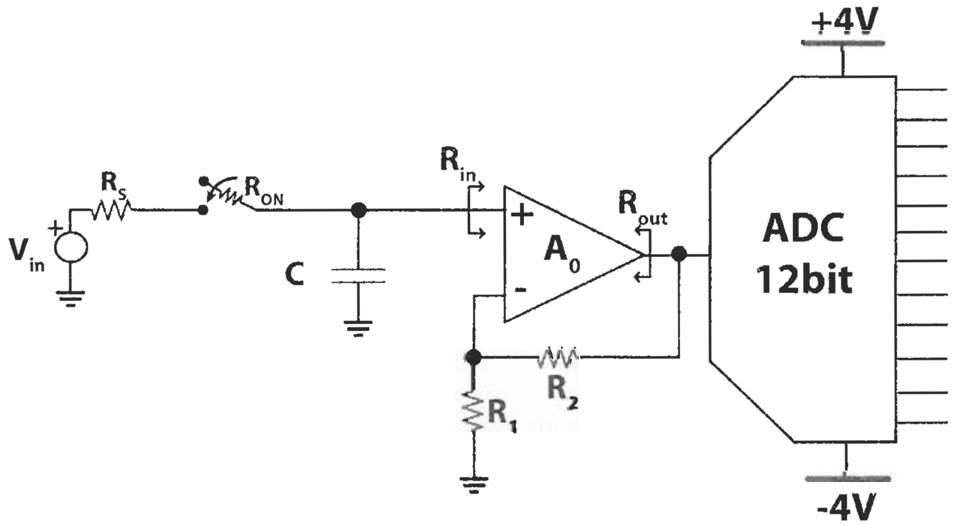
c) Se $V_{IN}(t) = V_1 \cdot \sin(2\pi f_1 \cdot t) + V_2 \cdot \sin(2\pi f_2 \cdot t) + V_3 \cdot \sin(2\pi f_3 \cdot t)$ con $V_1 = 1mV$, $f_1 = 5Hz$, $V_2 = 5mV$, $f_2 = 100Hz$, $V_3 = 20mV$, $f_3 = 1MHz$, calcolare la forma d'onda dell'uscita $V_{OUT}(t)$. Attenzione alla fase!

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 $T_{CONV}=2\mu s$.

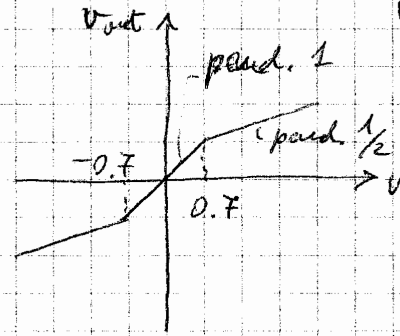
f) Supponendo che l'amplificatore operazionale abbia I_{BIAS}=10nA (uscente) e che $R_{ON}=100\Omega$, che errore statico si introduce in uscita quando l'interruttore è chiuso? Qual è l'effetto sull'acquisizione del segnale?

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 $-0.7V \leq V_{in} \leq 0.7V$ i diodi sono spenti e quindi

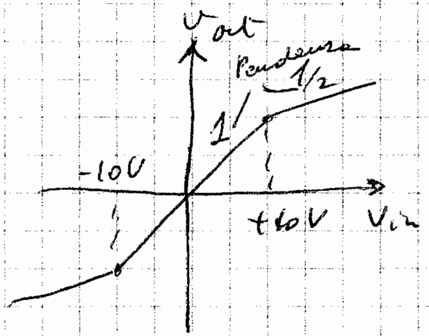


$V_{out} = V_{in}$

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

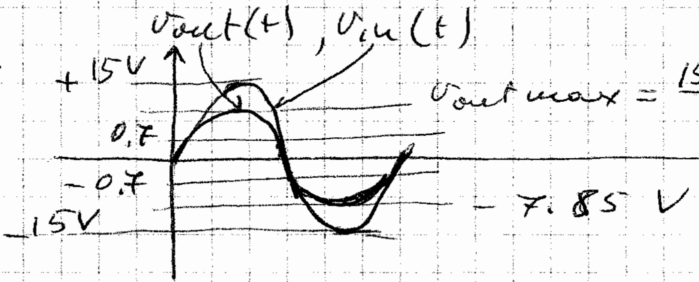


$V_{out} = V_{in}$

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

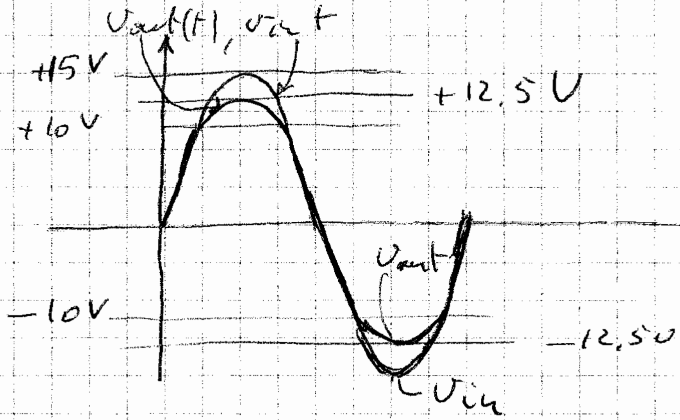
Per $V_{in} < 10V$ $\quad V_{out} = \frac{V_{in} - 10V}{2}$

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

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

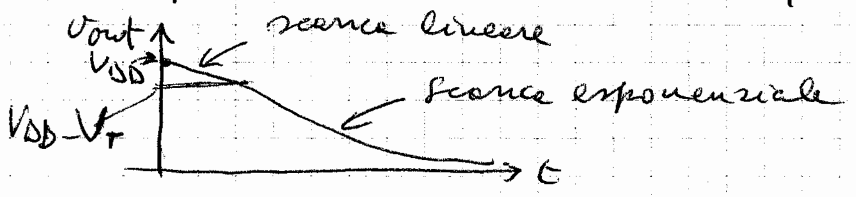
2d) La soglia di commutazione si ricava trovando V_{in} che soddisfa la condizione $I_{D_n} = I_{D_p}$, quindi

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

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

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

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

$V_{RD2} = 2\,V \qquad V_{RO2} = V_{DD} \cdot \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}} = 10 \cdot \frac{4}{5} = 8\,V$

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 $Q_{ch} = \frac{1}{\cancel{2}} \cdot 430 \cdot 10 \cdot \cancel{2} = 43 \cdot 10^{-15}\,C = 43\,fC$

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

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

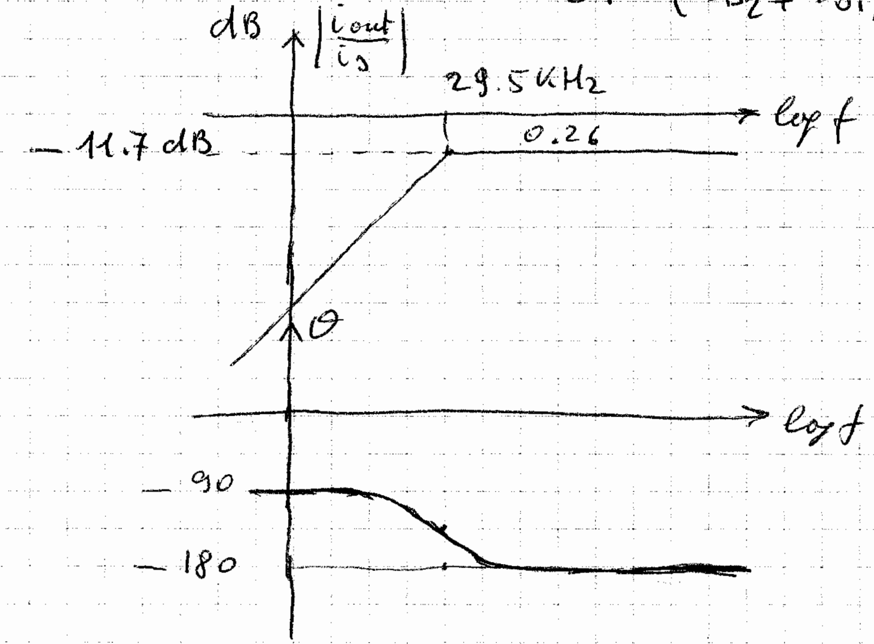
$$\frac{i_{out}}{i_s} = -g_m R_{i12} \cdot \frac{R_{D2}}{R_{D2} + \frac{1}{sC} + R_{o1}//R_{o2}} \cdot \frac{R_{o1}}{R_{o1} + R_{o2}} =$$

$$= -\frac{G_0 R_{o1}}{R_{o1} + R_{o2}} \cdot \frac{s R_{D2} C}{1 + s(R_{D2} + R_{o1}//R_{o2})C}$$

$$G_\infty = -\frac{G_0 R_{o1}}{R_{o1} + R_{o2}} \cdot \frac{R_{D2}}{R_{D2} + R_{o1}//R_{o2}} = -0{,}26$$

zero in $f = 0$

polo in $f = \frac{1}{2\pi C (R_{D2} + R_{o1}//R_{o2})} = \frac{1}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^{-9} \cdot 1.8K} = 29{,}5\ KHz$



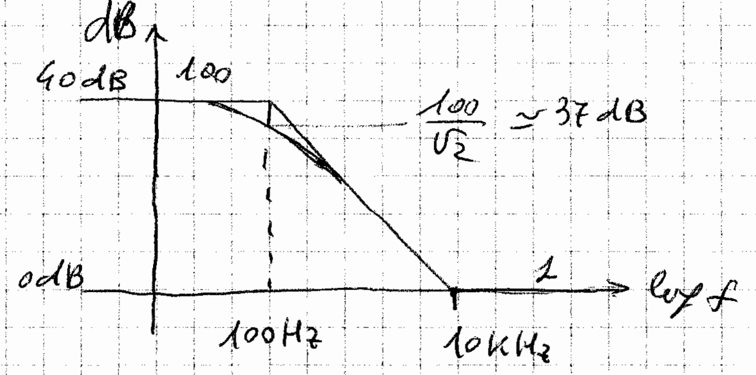
PARTE II^a – traccia della soluzione

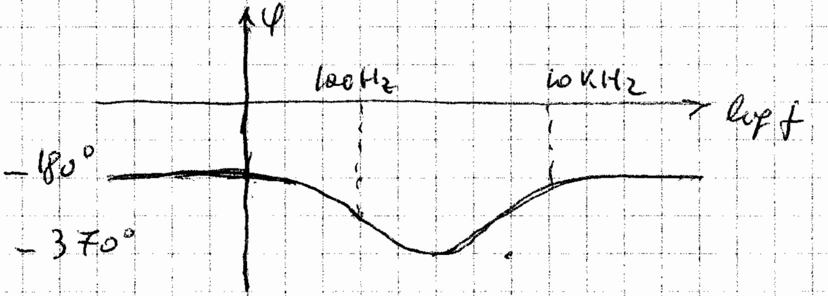
1a) Bassa frequenza : C_F aperto Alta freq. : C_F in c.c.

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

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

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





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

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

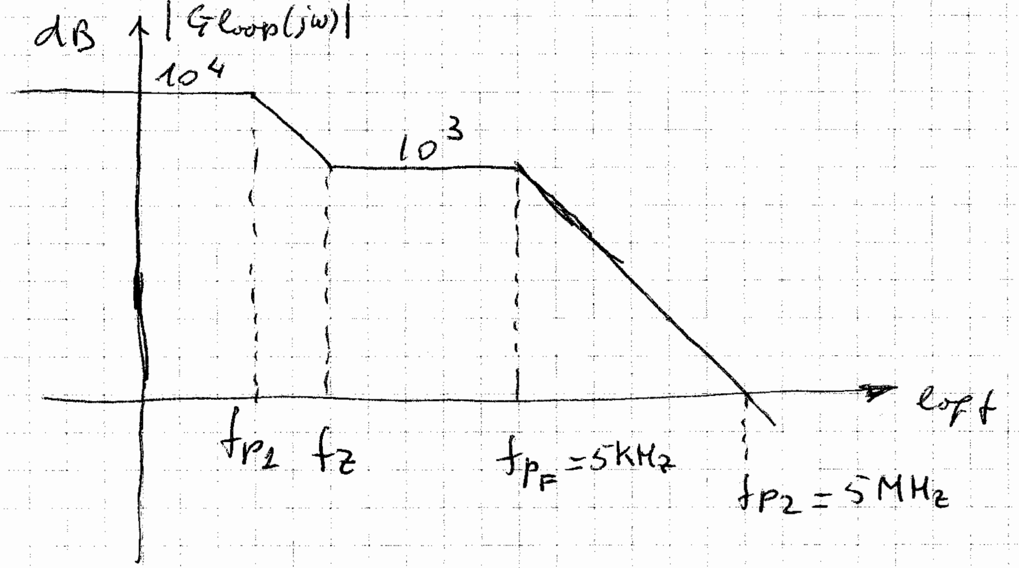
si trova

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

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

$$f_Z = \frac{1}{2\pi(R_2+R_F)C_F} = 100\,Hz \qquad f_{P_1} = \frac{1}{2\pi\tau_1} \simeq 10\,Hz$$

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



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_ε la caduta su $R_S + R_{on}$, si trova

$$V_\varepsilon = V_{in\,max} \frac{R_S + R_{ON}}{R_{in} + R_S + R_{ON}} \qquad \text{dove } V_{in\,max} = 80\,mV$$

Quindi, imponendo $V_\varepsilon < LSB$, 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

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

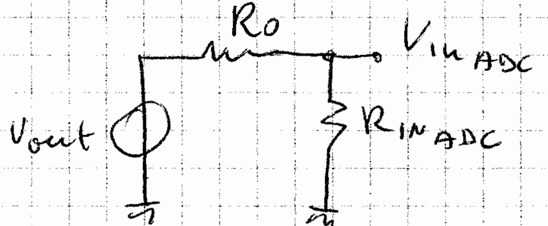
Occorre che si verifichi la seguente condizione

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

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

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

2d) ~~[illegible]~~ 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 $\quad V_{out\,max}\,\dfrac{R_O}{R_O+R_{IN\,ADC}} < \dfrac{LSB}{100} \quad (1)$

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

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

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

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

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 $\quad V_{out}\big|_{I_b^+} = I_b^+\cdot R_{IN}\cdot G =$

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

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