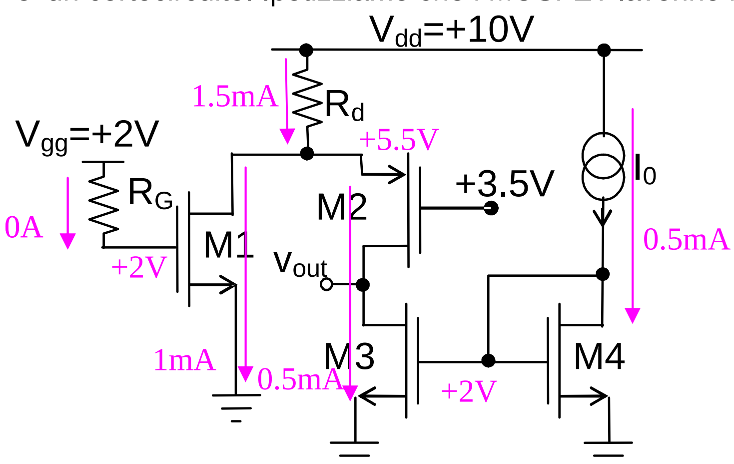
Fondamenti di Elettronica - Ingegneria Elettronica - a.a. 2005/06
Secondo appello – 13 luglio 2006– Traccia di soluzione

Esercizio 1

a) Polarizzazione

Le capacita' sono circuiti aperti, il generatore di tensione di segnale e' spento e, quindi, e' un cortocircuito. Ipotizziamo che i MOSFET lavorino in zona di saturazione.



L'intervallo di valori che puo' assumere la tensione Vout e' calcolato imponendo che i transistori M2 eM3 restino in saturazione:

$$V_{out,\max} = 3.5V - V_{Tp} = +4.5V$$

$$V_{out,\min} = 2V - V_{Tn} = +1V$$

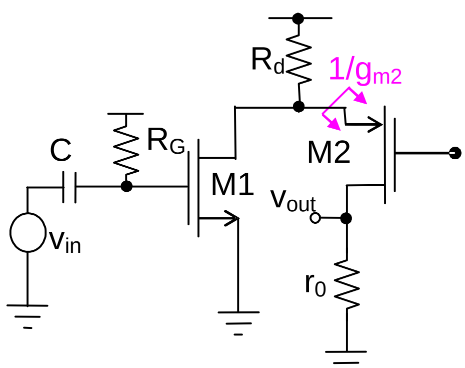
I transistori operano in zona di saturazione e le transconduttanze valgono:

$$g_{m1} = 2k_{n,1}\left(V_{GS,1} - V_{Tn}\right) = 2mS$$

$$g_{m2} = 2k_{p,2}\left(V_{GS,2} - V_{Tp}\right) = 1mS$$

b) Trasferimento di piccolo segnale v_{out}/v_{in} a media frequenza

A media frequenza la capacita' *C* e' un corto circuito. Il transistore *M3* non e' percorso da corrente di segnale poiche' la sua V_{GS} non varia su segnale, ma mostra la sua r_0. Il circuito puo' essere cosi' semplificato:



$$v_{gs,M1} = v_{in}$$

$$i_{d,M1} = g_{m,1} v_{gs,M1} = g_{m,1} v_{in}$$

$$i_{d,M2} = i_{d,M1} \frac{R_d}{R_d + 1/g_{m2}}$$

$$v_{out} = -i_{d,M2} r_0 = -g_{m,1} \frac{R_d}{R_d + 1/g_{m2}} r_0 v_{in}$$

Quindi il trasferimento ingresso-uscita di piccolo segnale risulta

$$G\big|_{MF} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_{m,1} \frac{R_d}{R_d + 1/g_{m2}} r_0 = -75$$

c) Dimensionamento della capacita' di disaccoppiamento

La capacita' *C* introduce uno zero nell'origine ed un polo con costante di tempo

$$\tau_p = CR_G$$

Per garantire la corretta amplificazione di segnali nella banda 100Hz – 200kHz si deve avere che il polo cada almeno una decade prima della minima frequenza di segnale da amplificare.

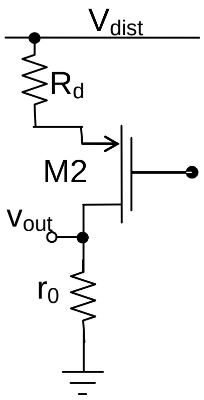
$$f_p < 10Hz$$

$$\Downarrow$$

$$C > \frac{1}{2\pi f_p R_G} = 133nF$$

c) Disturbo sull'alimentazione V_{dd}

Nel transistore M1 non scorre corrente dovuta al disturbo, poiche' il disturbo non altera la sua tensione gate-source. Anche il transistore *M3* non e' percorso da corrente di segnale poiche' la sua V_{GS} non varia su segnale, ma mostra la sua r_0. Il circuito puo' essere cosi' semplificato:



$$v_{gs,M2} + i_{d,M2} R_d = -v_{dist} \Rightarrow v_{gs,M2} = -\frac{v_{dist}}{1 + g_{m2} R_d}$$

$$v_{out,dist} = -g_{m2} v_{gs} r_0 = \frac{g_{m2} r_0}{1 + g_{m2} R_d} v_{dist} = 125mV$$

Esercizio 2

a) tensione di uscita V_{out} in DC

La tensione di uscita e' determinata dalla tensione applicata al morsetto + dell'operazionale che risulta dalla partizione di tensione. Una volta nota la tensione al suo morsetto positivo, la tensione di uscita V_{out} e' data da:

$$V_{out} = v^+ \left(1 + \frac{R_1}{R_{in}}\right)$$

poiche' la capacita' C e' un circuito aperto, essndo in continua.
La tensione al morsetto positivo e' data da:

$$v^+ = \frac{(1-\alpha)R}{(1-\alpha)R + \alpha R}(V_{dd} - V_{ss}) + V_{ss} = -50mV\,,$$

la tensione di uscita mostra, quindi, risulta pari a:

$$V_{out} = v^+ \left(1 + \frac{R_1}{R_{in}}\right) = -650mV$$

b) diagramma di Bode del guadagno ideale (modulo e fase)
Procediamo per ispezione. Chi non riuscisse puo' fare i conti espliciti. A bassa frequenza il guadagno ideale e':

$$G_{ideale}(0) = -\frac{R_1}{R_{in}} = -12$$

La capacita' C_2 introduce un polo con costante di tempo pari a

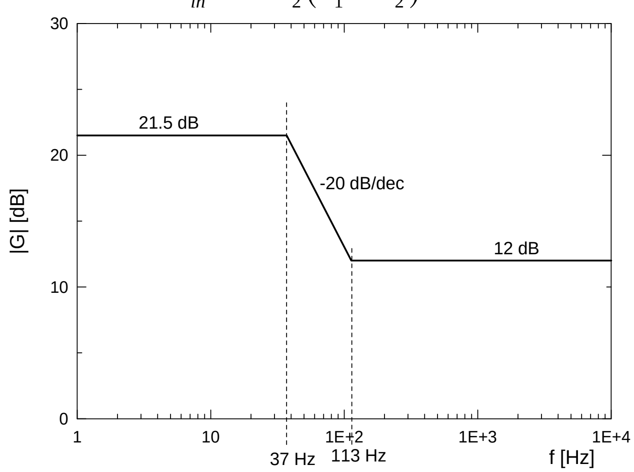
$$\tau_p = C_2(R_1 + R_2) = 4.23ms$$

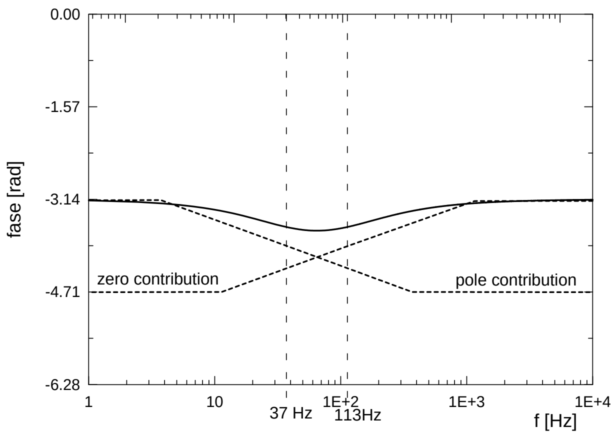
grazie alla terra virtuale.
La capacita' introduce anche uno zero quando l'impedenza che collega l'uscita alla terra virtuale si annulla:

$$Z(s) = \left(R_2 + \frac{1}{SC_2}\right) // R_2 \Rightarrow \tau_z = C_2 R_2 = 1.41ms$$

Pertanto il guadagno ideale risulta pari a:

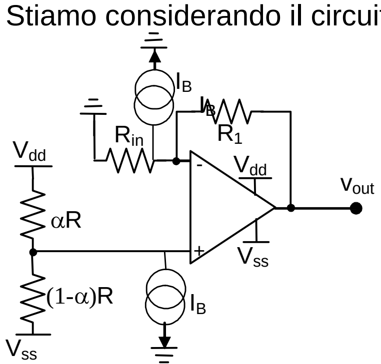
$$G_{ideale}(s) = -\frac{R_1}{R_{in}} \frac{1 + sC_2R_2}{1 + sC_2(R_1 + R_2)}$$





c) correnti di bias

Stiamo considerando il circuito in DC, quindi la capacita' e' un circuito aperto:



Applichiamo il principio di sovrapposizione degli effetti. La corrente di bias al morsetto invertente va tutta in R_1:

$$v_{out,IB-} = I_{B-} R_1$$

Il contributo alla tensione di uscita della corrente di bias al morsetto non invertente e':

$$v_{out,IB+} = -\left(\left(1-\alpha\right)R // \alpha R\right) I_{B+} \left(1 + \frac{R_1}{R_{in}}\right)$$

Il contributo dei due generatori di tensione e':

$$v_{out,V_{dd},V_{ss}} = \left(V_{dd} - \alpha\left(V_{dd} - V_{ss}\right)\right)\left(1 + \frac{R_1}{R_{in}}\right)$$

Occorre, quindi, risolvere la seguente equazione:

$$-650mV = \left(V_{dd} - \alpha\left(V_{dd} - V_{ss}\right)\right)\left(1 + \frac{R_1}{R_{in}}\right) + I_{B-} R_1 - \left(\left(1-\alpha\right)R // \alpha R\right) I_{B+} \left(1 + \frac{R_1}{R_{in}}\right)$$

da cui l'unica soluzione fisicamente accettabile per α (perche' mionre di 1) e' 0.502.

d) margine di fase

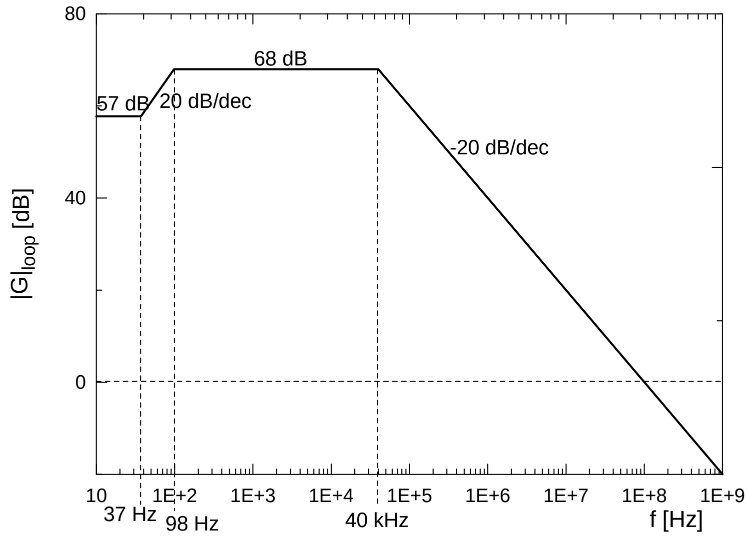
Per determinare il margine di fase occorre calcolare l'andamento in frequenza del guadagno d'anello. Procediamo per ispezione:

$$G_{loop}(s) = G_{loop}(0) \frac{1 + s\tau_z}{1 + s\tau_p} \frac{1}{1 + s\tau_0} = \underbrace{-\frac{R_{in}}{R_{in} + R_1} A_o}_{G_{loop}(0)} \frac{1}{1 + s\tau_0} \frac{1 + sC_2\left(R_1 + R_2\right)}{1 + sC_2\left(R_2 + R_1 // R_{in}\right)}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\tau_0} = \frac{GBWP}{A_0} = 40kHz$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\tau_p} = \frac{1}{2\pi C_2\left(R_2 + R_1 // R_{in}\right)} = 98Hz$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi\tau_z} = \frac{1}{2\pi C_2\left(R_2 + R_1\right)} = 37Hz$$



Poiche' il gloop taglia l'asse 0 dB piu' di 3 decadi dopo l'ultimo polo, il margine di fase sara' di 90°.

Esercizio 3

a) Guadagno minimo richiesto

Per poter rilevare velocita' pari a 0.1mm/s dovremo poter discriminare segnali di tensione pari a

$$\Delta V_{\min} = v_{\min} \cdot sensibilita' = 50\mu V$$

Pertanto si dovra' avere

$$1LSB_{ADC} = G_{\min} \cdot \Delta V_{\min}$$

Poiche' si ha che

$$1LSB_{ADC} = \frac{FSR}{2^n} = 4.88mV$$

possiamo ricavare il guadagno minimo necessario:

$$G_{\min} = \frac{1LSB_{ADC}}{\Delta V_{\min}} = 97.6$$

La velocita' massima rilevabile e', pertanto, pari a

$$v_{\max} = \frac{FSR}{G_{\min} \cdot sensibilita'} = 10.25cm/s$$

b) accelerazione massima

Nel caso di ADC tracking in fase di aggancio e di ADC SAR consideriamo la transizione piu' gravosa, cioe' quella da fermo alla velocita' massima.

Il tempo di conversione massimo degli ADC in questione e' dato da:

$$T_{conv,\max,tracking\,in\,aggancio} = \frac{2^n}{f_{ck}} = 1.024s$$

$$T_{conv,\max,agganciato} = \frac{1}{f_{ck}} = 1ms$$

$$T_{conv,\max,SAR} = \frac{n}{f_{ck}} = 10ms$$

L’accelerazione massima ammissibile deriva dalla piu’ stringente di queste due condizioni:

a) Passaggio da v_{min} a v_{max} durante un tempo di conversione $\left.\frac{dv}{dt}\right|_{\max} = \frac{v_{\max} - v_{\min}}{T_{conv,\max}}$

b) Poiche’ non c’e’ il S&H, il segnale di ingresso all’ADC deve variare di meno di 1LSB nel tempo di conversione $\left.\frac{dv}{dt}\right|_{\max} \cdot T_{conv,\max} \cdot G \cdot sensibilita' < 1LSB$

Nel caso di un ADC *tracking* in fase di aggancio si avra’:

a) $$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{\max} = \frac{v_{\max} - v_{\min}}{T_{conv,\max,tracking\,in\,aggancio}} = 10\frac{cm}{s^2}$$

b) $$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{\max} = \frac{1LSB}{G \cdot sensibilita' \cdot T_{conv,\max,tracking\,in\,aggancio}} = 97.6\frac{\mu m}{s^2}$$

e, quindi, la massima accelerazione sara’ 97.6 μm/s^2.

Quando l’ADC e’ agganciato possiamo rilevare una massima variazione di 1LSB ogni colpo di clock., pertanto la massima accelerazione rilevabile risulta pari a:

$$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{\max} = \frac{v_{1LSB}}{\frac{1}{f_{ck}}} = 10cm/s^2$$

Nel caso di un ADC SAR si avra’:

a) $$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{\max} = \frac{v_{\max} - v_{\min}}{T_{conv,\max,SAR}} = 10.25\frac{m}{s^2}$$

b) $$\left.\frac{dv}{dt}\right|_{\max} = \frac{1LSB}{G \cdot sensibilita' \cdot T_{conv,\max,SAR}} = 1\frac{cm}{s^2}$$

e, quindi, la massima accelerazione sara’ 1 cm/s^2.