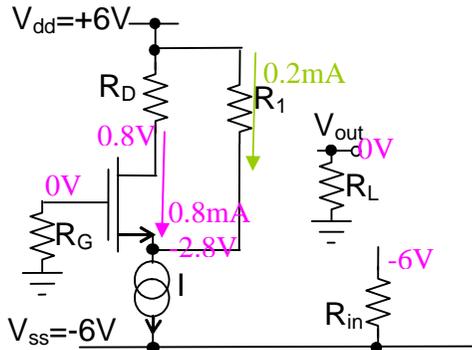


Fondamenti di Elettronica - Ingegneria Elettronica - a.a. 2006/07
Primo appello – 2 marzo 2007– Traccia di soluzione

Esercizio 1

a) Polarizzazione



Il MOSFET opera in zona di saturazione e la transconduttanza vale $g_m = 0.8mS$

b) Trasferimento V_{out}/I_{in}

I due condensatori sono sostituibili con cortocircuiti ed il generatore di corrente I, essendo spento su segnale, e' da considerarsi un circuito aperto. Pertanto, il trasferimento risulta pari a:

$$\frac{v_{out}}{i_{in}} = \frac{R_{in} // R_1}{R_{in} // R_1 + \frac{1}{g_m}} (R_D // R_L) = 4.082k\Omega$$

c) Diagramma di Bode del modulo di V_{out}/I_{in}

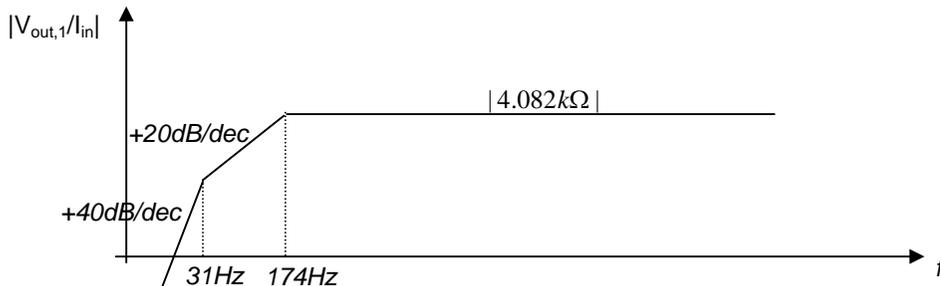
Il condensatore C_1 introduce uno zero nell'origine ed un polo con costante di tempo pari a

$$\tau_{p,1} = C_1 \left(R_{in} + R_1 // \frac{1}{g_m} \right) = 5.1ms \Rightarrow f_{p,1} = \frac{1}{2\pi\tau_{p,1}} = 31Hz$$

Il condensatore C_2 introduce uno zero nell'origine ed un polo con costante di tempo pari a

$$\tau_{p,2} = C_2 (R_L + R_D) = 0.92ms \Rightarrow f_{p,2} = \frac{1}{2\pi\tau_{p,2}} = 174Hz$$

Il diagramma di Bode del modulo e', quindi, il seguente:



d) resistenza di ingresso R^* a media frequenza

$$R^* = R_1 // \frac{1}{g_m} = 1.215k\Omega$$

e) singolarita' introdotte dalla capacita' C2 se l'uscita fosse prelevata sul drain del MOSFET

Il polo non cambia poiche' e' una proprieta' topologica della rete (dipende, cioe' solo dalla topologia della rete elettrica e non da dove viene prelevato il segnale di uscita). Lo zero, invece, e' diverso, poiche' dipende strettamente dal punto in cui e' prelevata la tensione di uscita. La

pulsazione dello zero sarà data da quel valore della variabile s che annulla l'impedenza che collega l'uscita a massa (C_2 "serie" R_2)

$$f_{z,2,new} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} = 261 \text{ Hz}$$

Esercizio 2

a) guadagno reale v_{out}/v_{in} a bassa frequenza (C circuito aperto).

Poiché l'amplificatore operazionale è ideale la retroazione tende a fissare a terra la tensione del morsetto invertente, che risulta, quindi, un nodo di terra virtuale. La corrente nella resistenza R_1 sarà pari a $I_{R_1} = \frac{V_{in}}{R_1}$ e scorre, quindi, tutta in R_3 . La tensione di uscita risulta $V_{out}|_{LF} = -I_{R_1} R_3$.

Il trasferimento V_{out}/V_{in} nel caso di amplificatore operazionale ideale risulta

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \Big|_{LF,id} = -\frac{R_3}{R_1} = -22$$

Calcoliamo il guadagno d'anello del circuito tagliando, al solito, l'anello a valle del generatore pilotato che modella l'amplificatore operazionale.

$$G_{loop}|_{LF} = -\frac{R_1}{R_1 + R_3} A_0 = -2445$$

Il guadagno reale sarà dato dalla relazione:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \Big|_{LF, reale} = \frac{G_{id}}{1 - \frac{1}{G_{loop}}} = -21.99$$

b) massimo scostamento dal valore ideale della tensione di uscita

La tensione di *offset* e le correnti di *bias* sono non idealità in continua, pertanto la capacità sarà un circuito aperto. Appliciamo il principio di sovrapposizione degli effetti e consideriamo una non-idealità per volta:

$$V_{out, V_{os}} = \pm V_{os} \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) = \pm 276 \text{ mV}$$

$$V_{out, I_B} = I_B R_4 \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) - I_B R_3 = 1.35 \text{ mV}$$

Il massimo scostamento dell'uscita si avrà quando i contributi si sommano positivamente e, quindi, risulterà pari a

$$|V_{out, max}| = I_B R_4 \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) - I_B R_3 + V_{os} \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) = 277.35 \text{ mV}$$

c) guadagno ideale del circuito a media frequenza

Per calcolare il guadagno ideale a media frequenza ricorriamo all'analisi del circuito, sapendo che la retroazione forza la differenza di tensione tra i morsetti dell'operazionale ad essere nulla. Calcoliamo, pertanto il valore di tensione al morsetto + ed il valore di tensione al morsetto - e li uguagliamo.

$$v^+ = v_{out} \frac{R_4}{R_4 + R_2}$$

$$v^- = v_{out} \frac{R_1}{R_1 + R_3} + v_{in} \frac{R_3}{R_1 + R_3}$$

$$v_{out} \frac{R_4}{R_4 + R_2} = v_{out} \frac{R_1}{R_1 + R_3} + v_{in} \frac{R_3}{R_1 + R_3}$$

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = R_3 \frac{(R_4 + R_2)}{R_4 R_3 - R_1 R_2} = -50.11$$

d) massimo valore che può assumere la resistenza R_4

Perché il circuito sia retroazionato negativamente il guadagno d'anello in continua deve essere negativo. Calcoliamo, quindi, il guadagno d'anello in continua ed imponiamo che sia minore di zero. Tagliamo, al solito, l'anello a valle del generatore pilotato che modella l'amplificatore operazionale.

$$G_{loop}|_{LF} = -A_0 \left[\frac{R_4}{R_4 + R_2} - \frac{R_1}{R_1 + R_3} \right]$$

da cui

$$\left[\frac{R_4}{R_4 + R_2} - \frac{R_1}{R_1 + R_3} \right] < 0 \Rightarrow R_4 < \frac{R_1 R_2}{R_3} = 4.5 k\Omega$$

Esercizio 3

a) funzione logica e valore analogico della tensione di uscita quando A=B=0.

Il transistore pMOS è sempre acceso. Se A o B o entrambi sono pari a 0 non c'è cammino conduttivo tra l'uscita e massa, pertanto la corrente nel pMOS è nulla e l'uscita è pari a V_{DD} , cioè è un '1' logico. Quando entrambi gli ingressi sono pari ad un '1' logico si crea un percorso conduttivo tra l'alimentazione e massa e la tensione analogica di uscita sarà prossima a zero (non esattamente zero, poiché nella serie degli nMOSFET deve scorrere la corrente del pMOS saturo), valore che corrisponde ad uno '0' logico. La funzione logica svolta dal circuito è, quindi, una NAND ($Y = \overline{A \cdot B}$)

b) valore della tensione di uscita quando A=B=1.

La corrente che scorre nel pMOS, sicuramente in saturazione è pari a

$$I_{pMOS} = |k_p| (V_{GS} - V_{T,p})^2 = 625 \mu A$$

Tale corrente deve scorrere anche negli nMOS quando sono accesi. Se l'nMOS pilotato da B operasse in zona di saturazione la sua corrente sarebbe pari a

$$I_{nMOS} = k_n (V_{GS} - V_{T,n})^2 = 5.31 mA$$

pertanto l'nMOS è sicuramente in zona ohmica.

Il transistore nMOS, pilotato dall'ingresso A, avrà, quindi, una tensione gate-source pari a

$$V_{GS,A} = 3V - 0.15V = 2.85V$$

Con tale tensione possiamo calcolare la corrente che fluisce nel nMOS pilotato dall'ingresso A, che dovrà essere anch'esso ohmico.

Imponendo, quindi, che la corrente nel nMOS, in zona ohmica, uguagli la corrente del pMOS, cioè 0.625mA possiamo ricavare il valore di V_{DS}

$$V_{DS,A} = \begin{cases} \text{non accettabile} \\ 0.16V \end{cases}$$

Il valore analogico della tensione di uscita risulta, pertanto pari a 0.31V.

c) potenza statica e dinamica dissipata dalla porta

Poiché si ha una corrente statica di 0.625mA che fluisce dall'alimentazione a massa per metà del periodo (quando A=B=1), si avrà potenza statica dissipata pari a:

$$P_{statica} = \frac{1}{2} V_{DD} I = 0.94 mW$$

Si ha inoltre, ovviamente, potenza dinamica dissipata nella carica e scarica del condensatore. Tale potenza è difficile da calcolare esattamente poiché, in realtà, la capacità non vede variare la tensione ai suoi capi di V_{DD} , ma di $V_{DD} - 0.31V$. Pertanto nella fase di transizione dell'uscita da basso ad alto, la capacità si carica attraverso il pMOS, sempre in saturazione e la serie dei due nMOS è spenta. Si può, quindi, fare il calcolo nel modo consueto. Durante l'altra fase, invece, non è vero che negli nMOS scorre solo la corrente di scarica del condensatore, ma si ha anche corrente tra l'alimentazione e massa (che è quella che dà luogo a potenza statica dissipata). In prima approssimazione, ma con le considerazioni di cui sopra, possiamo stimare tale potenza pari a

$$P_{dinamica} \cong C_L V_{DD}^2 f = 1.8mW$$

d) tempo di commutazione relativo alla transizione da A=B=1 ad A=B=0

La capacita' di uscita si carica attraverso il pMOS che e' sempre in saturazione, per tensioni di uscita minori di $V_{DD}/2$.

$$t_{LH} = \frac{Q_{0.31V \rightarrow V_{DD}}}{I_D} = \frac{C_L \left(\frac{V_{DD}}{2} - 0.31V \right)}{|k_p| (V_{GS} - V_{Tp})^2} = 8ns$$

This document was created with Win2PDF available at <http://www.win2pdf.com>.
The unregistered version of Win2PDF is for evaluation or non-commercial use only.