

Fondamenti di Elettronica - Ingegneria Elettronica - a.a. 2007/08

Prima prova in itinere – 23 novembre 2007 – Traccia di soluzione

Esercizio 1

a) Valore medio della corrente in R_1

Poiché siamo interessati al valore medio (cioè alla componente in continua del segnale), la capacità C sarà un circuito aperto. Pertanto la corrente media che fluisce in R_1 è pari al valore medio della corrente I_{in} :

$$\overline{I_{R_1}} = \overline{I_{in}} = I_{in,max} \frac{T}{5} = 0.4mA.$$

b) Andamento temporale della tensione di uscita V_{out}

La costante di tempo del circuito è pari a

$$\tau = (R_1 + R_2)C = 6\mu s$$

per cui la forma d'onda di uscita va a regime entro ogni frazione di periodo (a questa frequenza il periodo risulta pari a $333\mu s$). Posso applicare il principio di sovrapposizione degli effetti poiché il circuito è lineare. Ovviamente V_a non dà alcun contributo. Consideriamo ora la corrente I_{in} . Sul fronte la capacità non può variare istantaneamente la sua tensione, perciò la tensione di uscita, che è la differenza di potenziale ai capi della capacità, dovuta alla sola I_{in} risulta nulla.

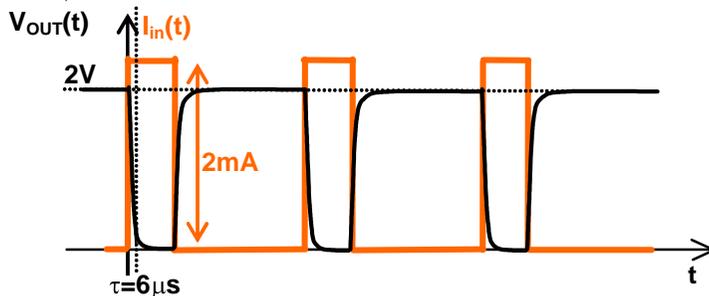
Per determinare l'andamento completo della tensione di uscita calcoliamo il valore dell'uscita a regime.

Il valore di tensione cui va a regime, sempre considerando il solo generatore di corrente I_{in} si ottiene considerando la capacità un circuito aperto:

$$V_{out}|_{regime, I_{in}} = 0 - I_{in,max} R_1 = -2V$$

Consideriamo ora, invece, il contributo del generatore V^+ ; si tratta di un generatore in continua, pertanto la capacità è un circuito aperto:

$$V_{out}|_{V^+} = V^+ = 2V$$



c) Valore medio della corrente in R_1 e della tensione V_{out}

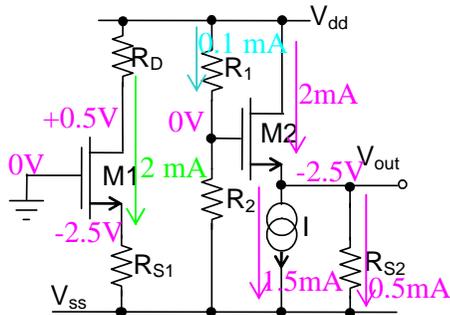
Poiché, come detto in a), il valore medio è la componente continua del segnale nello spettro in frequenza, esso non dipende dalla frequenza dell'onda quadra, ma solo dal suo *duty-cycle* e dai suoi valori massimo e minimo. Pertanto il valore medio della corrente in R_1 è il medesimo calcolato in a) ed il valore medio della tensione V_{out} può essere facilmente calcolato considerando la capacità un circuito aperto.

$$\overline{V_{out}} = \overline{V_{out}^+ - V_{out}^-} = \overline{V_{out}^+ - V_{out}^-}|_{V^+} + \overline{V_{out}^+ - V_{out}^-}|_{I_{in}} = V^+ - \overline{I_{in}} R_1 = 1.6V$$

Esercizio 2

a) Polarizzazione

La capacità è un circuito aperto, il generatore di tensione di segnale è spento e, quindi, è un corto circuito. Ipotizziamo i MOSFET in zona di saturazione.



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

$$g_{m,1} = 2k_n(V_{GS,2} - V_T) = g_{m,2} = 2mS$$

b) Trasferimento V_{out}/I_{in} a bassa frequenza

$$i_{M1} = \frac{v_{in}}{R_{s1} + \frac{1}{g_{m,1}}}$$

$$v_{d1} = -i_{M1}R_D // R_1 // R_2 = v_{g2}$$

$$v_{out} = v_{g2} \frac{R_{s2}}{R_{s2} + \frac{1}{g_{m,2}}}$$

Quindi il trasferimento ingresso-uscita di piccolo segnale a bassa frequenza risulta

$$\left. \frac{v_{out}}{v_{in}} \right|_{LF} = - \frac{1}{R_{s1} + \frac{1}{g_{m,1}}} (R_D // R_1 // R_2) \frac{R_{s2}}{R_{s2} + \frac{1}{g_{m,2}}} = -2.16$$

c) approssimazione di piccolo segnale

Perché valga l'approssimazione di piccolo segnale occorre che

$$v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_T) = 4V$$

Per il MOSFET M1 si ha:

$$v_{gs1} = v_{in} \frac{\frac{1}{g_{m,1}}}{\frac{1}{g_{m,1}} + R_{s1}} = \frac{v_{in}}{3.5}$$

Per il MOSFET M2 si ha:

$$v_{gs2} = v_{g2} \frac{\frac{1}{g_{m,2}}}{\frac{1}{g_{m,2}} + R_{s2}} = - \frac{R_D // R_1 // R_2}{\frac{1}{g_{m,1}} + R_{s1}} \frac{1}{1 + g_{m,2}R_{s2}} = - \frac{v_{in}}{4.64}$$

Chi limita è, quindi, il MOSFET M1, ma non ci sarebbero problemi. Tuttavia se controlliamo la dinamica, scopriamo che con il segnale in ingresso proposto il MOSFET M1 esce dalla zona di saturazione, pertanto non ha più senso parlare di piccolo segnale per tensioni di ingresso superiori a 0.3V.

d) resistenza finita generatore di corrente

Per avere variazioni di guadagno minori del 10% occorre che

$$\frac{R_{s,2}}{\frac{1}{g_{m,2}} + R_{s,2}} \cdot 0.9 \leq \frac{R_{s,2} // r_o}{\frac{1}{g_{m,2}} + R_{s,2} // r_o}$$

cioe'

$$r_o = 9 \left(R_{s,2} // \frac{1}{g_{m,2}} \right) = 4k\Omega$$

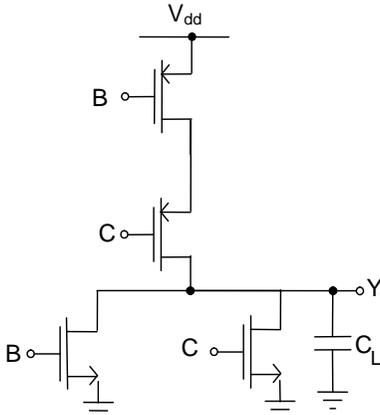
Esercizio 3

a) Rete di pull-up e pull-down

Per prima cosa occorre minimizzare l'espressione della funzione logica svolta dal circuito che, quindi, risulta:

$$Y = (\overline{A \cdot B}) \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} = (\overline{A + B}) \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} = (\overline{A} \cdot \overline{B} + \overline{B} \cdot \overline{B}) \cdot \overline{C} = (\overline{A} \cdot \overline{B} + \overline{B}) \cdot \overline{C} = (\overline{A} + 1) \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} = \overline{B} \cdot \overline{C}$$

Pertanto, la funzione logica svolta e' quella di una NAND a due ingressi e la rete logica e' la seguente (per la giustificazione delle scelte effettuate si veda il libro di testo – naturalmente la risposta qui data entro parentesi non sarebbe soddisfacente nel corso di un compito scritto 😊!!):



b) Calcolo del tempo di salita 10%-90% nel caso piu' gravoso

Il caso piu' gravoso (ed anche l'unico in cui l'uscita subisce una transizione da basso ad alto) si ha quando la carica della capacita' C_L avviene attraverso la serie dei due pMOS.

Approssimazione ohmica: (e' sufficiente uno dei due approcci!)

$$R_{DS_{on}} \Big|_p = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{DS}=0} = \frac{1}{2k_p (V_{GS} - V_{T,p})} = \frac{1}{2 \cdot \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_p (-V_{dd} - V_{T,p})} = 1.67k\Omega$$

$$t_{p_{rise,10-90\%}} = 2.2\tau = 2.2R_{DS_{on}} \Big|_{eq,p} C_L = 2.2 \cdot 2 \cdot R_{DS_{on}} \Big|_p C_L = 21ns$$

Approssimazione saturo: calcoliamo il fattore di forma dell'inverter equivalente relativo alla transizione basso-alto piu' gravosa:

$$\left(\frac{W}{L}\right) \Big|_{p,eq} = \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L}\right) \Big|_p$$

$$t_{p_{rise,10-90\%}} = \frac{Q_{cond,10-90\%}}{I_{D,sat}} = \frac{C_L \left(\frac{9V_{dd}}{10} - \frac{V_{dd}}{10}\right)}{\frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{p,eq} (-V_{dd} - V_{T,p})^2} = 36ns$$

b) Calcolo della corrente nel condensatore e della derivata della tensione

Per la combinazione di ingressi considerata l'uscita passa da 1 a 0 e la scarica avviene attraverso il parallelo dei due nMOS. Per $t=0^+$ i 2 nMOS si trovano in zona di saturazione poiche' $V_{GS,n}=V_{dd} > V_{T,n}$ e $V_{GD,n}=0 < V_{T,n}$.

$$I_{C_L}(0^+) = I_{D,sat} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{n,eq} (V_{dd} - V_{T,n})^2 = 0.72mA$$

$$\left. \frac{dV}{dt} \right|_{t=0^+} = \frac{I_{C_L}(0^+)}{C_L} = 240 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Esercizio 4

Perche' si accenda il diodo D_1 occorre che la tensione ai suoi capi sia di almeno 0.7V, secondo la polarita' corretta, pertanto D_1 e' on se la tensione di uscita e' minore o, al piu', uguale a 0,3V.

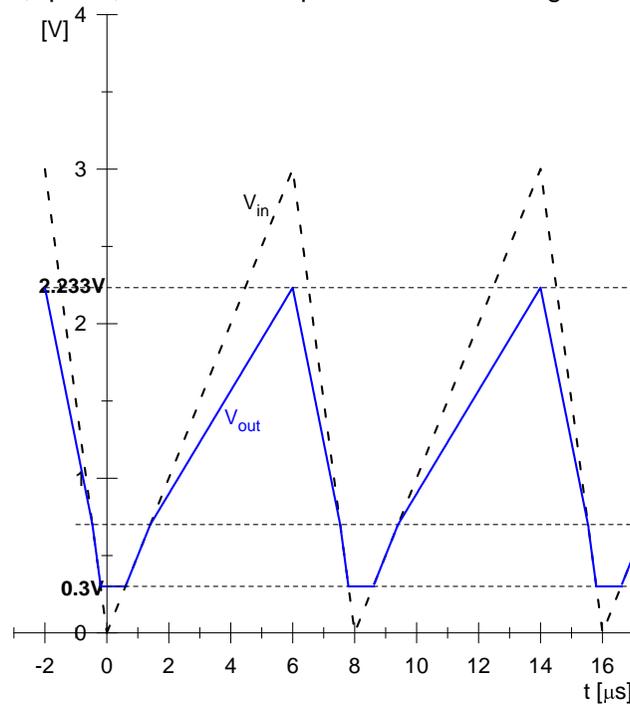
Perche' il diodo D_2 sia acceso occorre che la tensione ai suoi capi sia di almeno 0.7V, secondo la polarita' corretta, pertanto D_2 e' on se la tensione di uscita e' maggiore, o, al piu' uguale a 0.7V. Si puo' concludere, quindi, che i due diodi non saranno mai contemporaneamente accesi. Questo semplifica notevolmente i calcoli.

Quando D_1 e D_2 sono off, la tensione di uscita e' pari alla tensione di ingresso perche' nella resistenza R_1 non puo' fluire corrente. Quando D_2 e' on, possiamo scrivere la seguente relazione per la tensione di uscita:

$$V_{out} = V_{in} \frac{R_2}{R_2 + R_1} + 0.7V \frac{R_1}{R_2 + R_1} = \frac{2}{3} V_{in} + 0.233V$$

Quando D_1 e' on, invece, la tensione di uscita risulta fissata a $V_{out} = 1 - 0.7V = 0.3V$.

La tensione di uscita avra', quindi, l'andamento riportato in blu nella figura seguente:



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.