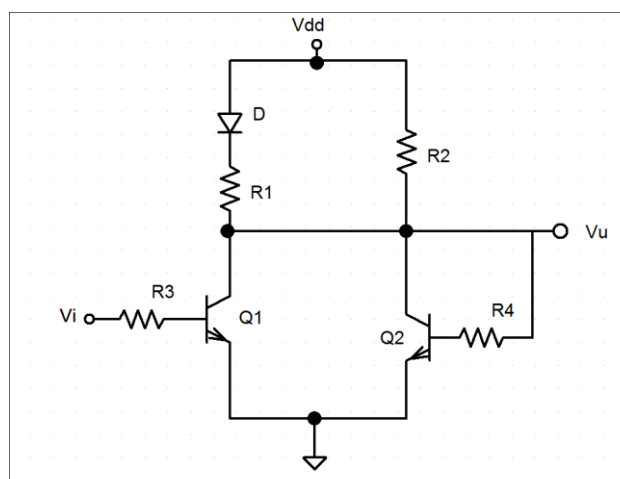


PROVA SCRITTA DI ELETTRONICA 1  
8 SETTEMBRE 2016

1) Nel circuito in figura, i transistori e il diodo possono essere descritti da un modello "a soglia", con  $V_T = 0.75$  V e  $V_{CE,sat} = 0.2$  V. Si determini la caratteristica statica di trasferimento  $V_u(V_i)$ , per  $0 < V_i < V_{dd}$ , e si calcoli il margine d'immunità ai disturbi  $N_M$  della rete.

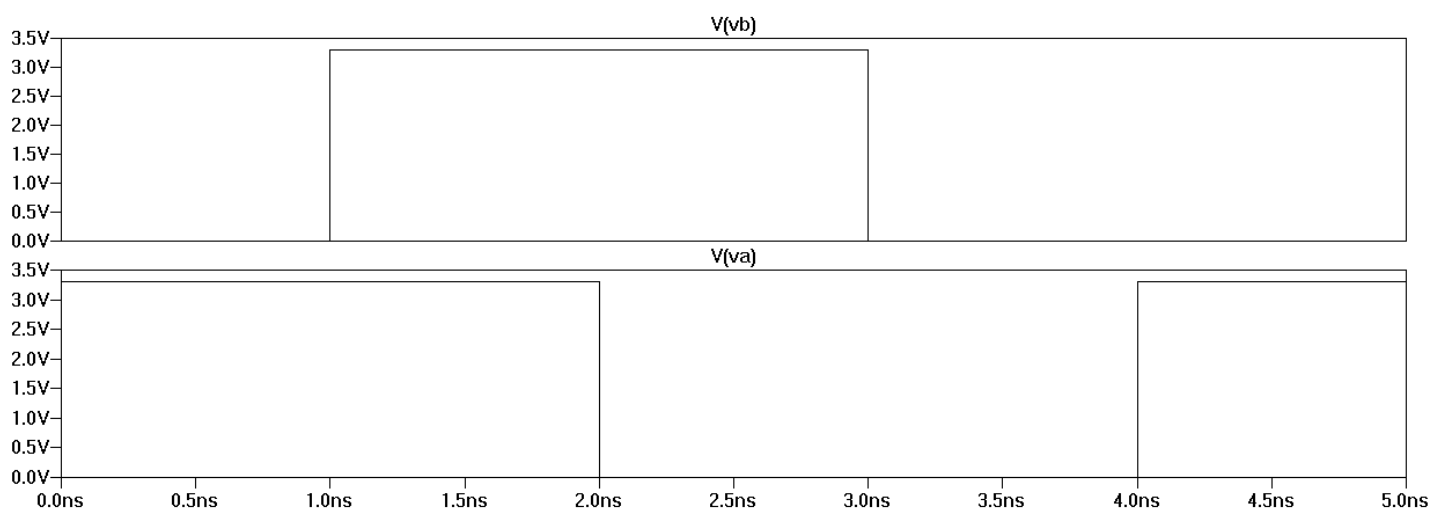
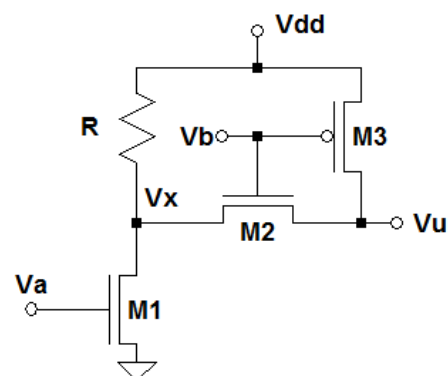
UN RINGRAZIAMENTO SPECIALE AL  
PROFESSOR PAGLIARI CHE HA DATO PIU  
ESAMI LUI DEL MAGNIFICO RETTORE

il magnifico  
rettore Loris Borghi



$V_{dd} = 3.5$  V,  $\beta_F = 100$ ,  $R_1 = 100$   $\Omega$ ,  $R_2 = 750$   $\Omega$ ,  $R_3 = 4$  k $\Omega$ ,  $R_4 = 25$  k $\Omega$ .

2) Nel circuito in figura, i transistori MOS sono caratterizzati dalla tensione di soglia  $V_{Tn} = -V_{Tp} = V_T$  e dai coefficienti  $\beta_n = \beta_p = \beta$ . I segnali di ingresso  $V_a$  e  $V_b$  abbiano l'andamento periodico mostrato in figura. La resistenza  $R$  abbia un valore tale che la potenza statica media dissipata dal circuito valga 3 mW. Si determini il valore di  $R$  e l'andamento del segnale di uscita  $V_u$ .



$V_{dd} = 3.3$  V,  $V_T = 0.35$  V,  $\beta = 3$  mA/V<sup>2</sup>.

Esame di ELETTRONICA AB (mod. B): svolgere l'esercizio 1 (tempo disponibile 1h 15m).

Esame di ELETTRONICA DEI SISTEMI DIGITALI A: l'esercizio 2 (tempo disponibile 1h 15m).

Esame di ELETTRONICA 1 / FONDAMENTI DI ELETTRONICA A: svolgere gli esercizi 1 e 2 (tempo disponibile 2h e 30m).

- Indicare su ciascun foglio nome, cognome, data e numero di matricola
- Non usare penne o matite rosse
- L'elaborato deve essere contenuto in un unico foglio (4 facciate) protocollo

### 8.9.2016 – Esercizio 1

OSS. PRELIMINARI: Q2 quando ON è in attiva diretta.

**Regione 1:**  $v_i < v_{\gamma} = 0.75V$ , Q1 off, Q2 AD e D on (entrambe da verificare).

$i_{e2} = (v_u - v_{\gamma}) / r_4 * (\beta_f + 1)$ $i_{r2} = (v_{dd} - v_u) / r_2$ $i_{r1} = (v_{dd} - v_{\gamma} - v_u) / r_1$	Ma $i_{c2} = i_{r1} + i_{r2}$ Risolvendo si ricava: $v_u = 2.29 V$ . La soluzione verifica entrambe le Hp fatte su Q2 e D.
Regione 1: per $0 < v_i < v_{\gamma}$	

**Regione 2:**  $v_i > v_{\gamma}$ , Q1 AD, Q2 AD e D on.

$i_{c1} = \beta_f * (v_i - v_{\gamma}) / r_3$ $i_{e2} = (v_u - v_{\gamma}) / r_4 * (\beta_f + 1)$ $i_{r2} = (v_{dd} - v_u) / r_2$ $i_{r1} = (v_{dd} - v_{\gamma} - v_u) / r_1$  Ma $i_{c1} + i_{e2} = i_{r1} + i_{r2}$	Risolvendo si ricava: $v_u = 3.509 - 1.626 v_i$ . La $v_u$ sta calando, per cui si rimane in questa regione fintantoché Q2 va off, per $v_u > v_{\gamma}$ , sse $v_i < 1.697 V$ Il punto di passaggio tra la reg.1 e la reg.2 è il primo punto notevole : $V_{OHMIN} = 2.29 V$ e $V_{ILMAX} = v_{\gamma}$
Regione 2: per $v_{\gamma} < v_i < 1.697 V$	

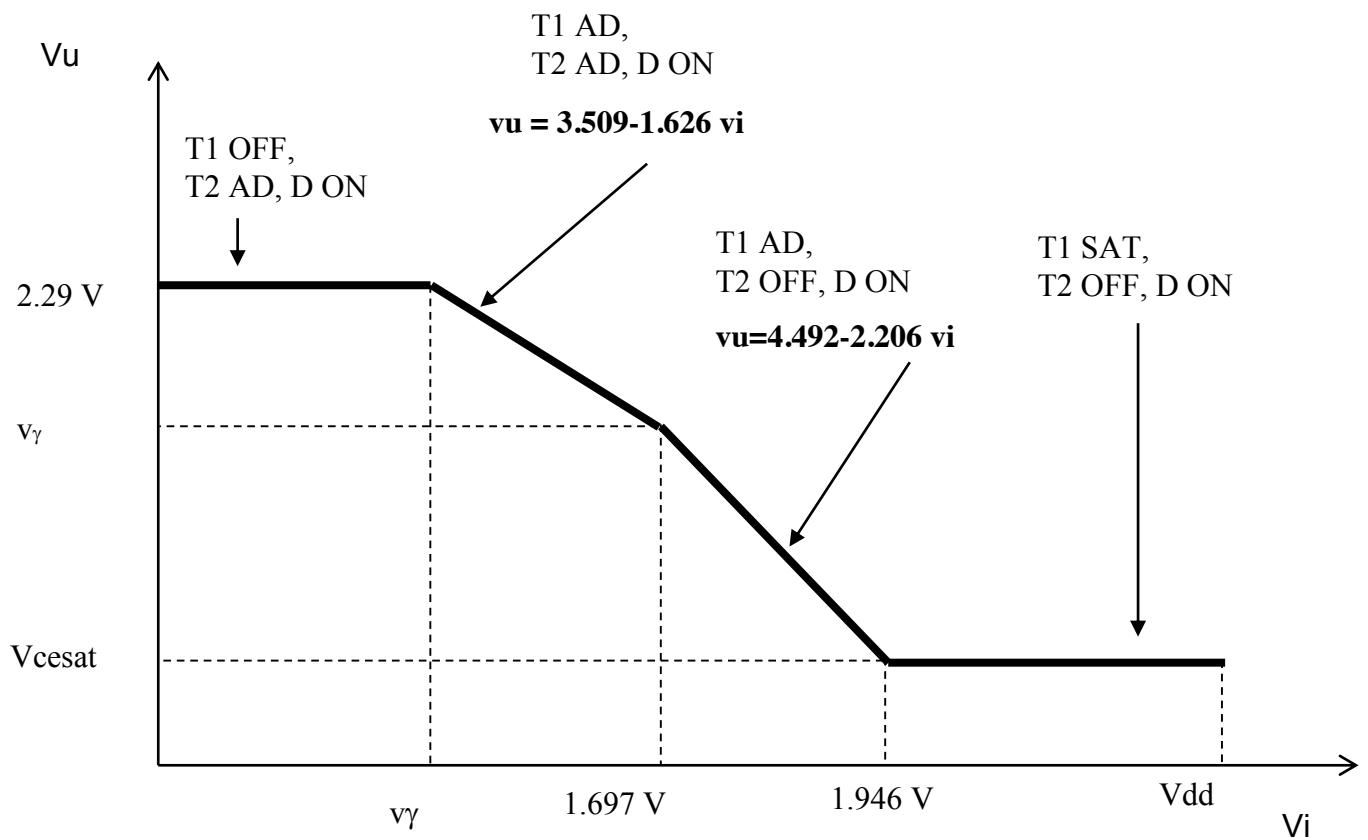
**Regione 3:** Q1 AD, Q2 off e D on.

$i_{c1} = \beta_f * (v_i - v_{\gamma}) / r_3$ $i_{r2} = (v_{dd} - v_u) / r_2$ $i_{r1} = (v_{dd} - v_{\gamma} - v_u) / r_1$  Ma $i_{c1} = i_{r1} + i_{r2}$	Risolvendo si ricava: $v_u = 4.492 - 2.206 v_i$ La $v_u$ sta calando, per cui si rimane in questa regione fintantoché Q1 va sat, sse $v_u > v_{ceat}$ , sse $4.492 - 2.206 v_i > v_{cesat}$ , sse $v_i < 1.946 V$ .
Regione 3: per $1.697 V < v_i < 1.946 V$	

**Regione 4:** Q1 sat (sse  $v_u > 1.497 V$ ), Q2 off e D on.

$V_u = v_{cesat} = 0.2 V$ Il punto di passaggio tra la reg.3 e la reg.4 è il secondo punto notevole : $V_{OLMAX} = v_{cesat}$ e $V_{IHMIN} = 1.946$	Si ricava allora che: $NM_H = V_{OHMIN} - V_{IHMIN} = 2.29 V - 1.946 V = 0.344 V = NM$ $NM_L = V_{ILMAX} - V_{OLMAX} = 0.75 V - 0.2 V = 0.55 V$
Regione 4: per $1.946 V < v_i < 3.5 V$	

Di seguito si riporta la caratteristica statica di trasferimento.



## 8.9.2016 – Esercizio 2

I segnali di ingresso hanno un andamento periodico, con periodo  $T = 4 \text{ ns}$ . Il circuito dissipa potenza statica solamente quando la rete di pull-down costituita dal transistor  $M_1$  è attiva, quindi quando  $V_a = V_{dd}$ , nell'intervallo  $1 \text{ ns} < t < 3 \text{ ns}$ .

Si ha quindi :

$$\begin{aligned}\tilde{P} &= \frac{1}{T} \int_0^T P_{istantanea} dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{dd} I_{dd} dt = \frac{1}{T} \left( \int_0^{1ns} V_{dd} I_{dd} dt + \int_{1ns}^{2ns} V_{dd} I_{dd} dt + \int_{2ns}^{3ns} V_{dd} I_{dd} dt + \int_{3ns}^{4ns} V_{dd} I_{dd} dt \right) \\ &= \frac{1}{T} \left( \int_0^{1ns} V_{dd} I_{dd} dt + \int_{1ns}^{2ns} V_{dd} I_{dd} dt \right)\end{aligned}$$

In condizione statiche ( $V_b = 0$  oppure  $V_b = V_{dd}$ ), la corrente sulla serie fra i transistori  $M_1$  e  $M_3$  è necessariamente nulla: essendo  $M_1$  e  $M_3$  transistori complementari pilotati dallo stesso segnale  $V_b$ , essi non possono essere simultaneamente accesi. Quindi, se  $M_1$  è ON, indipendentemente dal valore di  $V_b$ , nell'intervallo  $0 < t < 2 \text{ ns}$  si ha necessariamente :

$$I_{D1} = I_R = I_{dd}$$

con:

$$I_R = \frac{V_{dd} - V_x}{R}$$

e, ipotizzando (\*) che  $M_1$  operi in regione lineare:

$$I_{D1} = \beta \left( (V_{dd} - V_t) V_x - \frac{V_x^2}{2} \right)$$

La potenza vale quindi:

$$\tilde{P} = \frac{1}{T} \int_0^{2ns} V_{dd} I_{dd} dt = \frac{1}{T} \int_0^{2ns} V_{dd} \beta \left( (V_{dd} - V_t) V_x - \frac{V_x^2}{2} \right) dt = \frac{V_{dd} \beta \left( (V_{dd} - V_t) V_x - \frac{V_x^2}{2} \right) 2ns}{4 ns} = \frac{V_{dd} \beta \left( (V_{dd} - V_t) V_x - \frac{V_x^2}{2} \right)}{2} = 3 \text{ mW}$$

Da cui (scartando una soluzione inaccettabile) si ricava:

$$V_x = \begin{cases} 0.21 \text{ V} \rightarrow V_{GS1} = V_{dd} > 0.21 + V_T \rightarrow HP * ok \\ 5.68 \text{ V} \rightarrow V_{GS1} = V_{dd} < 5.68 + V_T \rightarrow HP * ko \end{cases}$$

e:

$$I_{dd} = 1.818 \text{ mA} \rightarrow R = \frac{V_{dd} - V_x}{I_{dd}} = 1697.8 \Omega$$

Quindi:

$0 < t < 1 \text{ ns}$ :  $V_a = V_{dd}, V_b = 0 \rightarrow M_1 \text{ ON}, M_2 \text{ OFF}, M_3 \text{ ON}$ :  $V_x = 0.21 \text{ V}, V_u = V_{dd}$

$1 \text{ ns} < t < 2 \text{ ns}$ :  $V_a = V_b = V_{dd} \rightarrow M_1 \text{ ON}, M_2 \text{ ON}, M_3 \text{ OFF}$ :  $V_x = 0.21 \text{ V}$ ;  $M_2$  agisce come un pass-transistor a canale n, con il source coincidente con il nodo a potenziale più basso, quindi con il nodo a potenziale  $V_x$ . Al termine del transistorio,  $I_{D2} = 0$  e, ipotizzando che  $M_2$  operi in regione lineare (\*\*) si ottiene  $V_{DS2} = 0 \rightarrow V_u = V_x = 0.21 \text{ V}$  (con  $V_{GS2} = V_{dd} > 0 + V_T \rightarrow HP ** OK$ ).

$2 \text{ ns} < t < 3 \text{ ns}$ :  $V_a = 0, V_b = V_{dd} \rightarrow M_1 \text{ OFF}, M_2 \text{ ON}, M_3 \text{ OFF}$ :  $I_R = 0, V_x = V_{dd}$ . Il nodo di uscita si carica attraverso il pass transistor a canale n  $M_2$ , raggiungendo quindi il valore  $V_x = V_{dd} - V_T = 2.95 \text{ V}$ .

$2 \text{ ns} < t < 3 \text{ ns}$ :  $V_a = 0, V_b = V_{dd} \rightarrow M_1 \text{ OFF}, M_2 \text{ OFF}, M_3 \text{ ON}$ :  $I_R = 0, V_x = V_{dd}$ . Il nodo di uscita si carica attraverso il pull-up a canale p  $M_2$ , raggiungendo quindi il valore  $V_x = V_{dd}$ .

L'andamento complessivo dei segnali di ingresso e uscita è mostrato nella figura a fianco.

