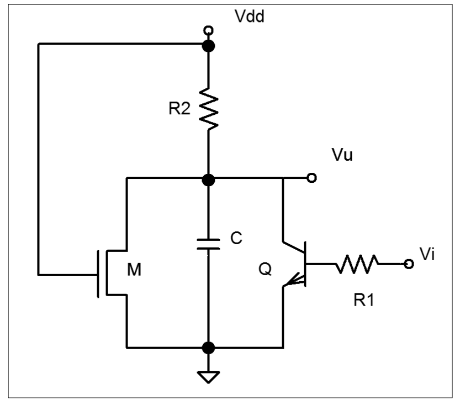
1) Nel circuito in figura, il transistore MOS è caratterizzato dalla tensione di soglia V_T e dal coefficiente β. Il transistore bipolare può essere descritto da un modello "a soglia", con V_γ=0.75 V e $V_{CE,sat}$=0.2 V.



Il segnale d'ingresso abbia il seguente andamento:

t<0: V_i= 0

t>0: V_i= Vdd

Si dimensionino le resistenze R1 ed R2 in modo tale che:

a) la potenza statica dissipata dal circuito per t<0 s sia P_{diss}=15 mW;
b) la tensione di soglia logica sia vi=vu=vlt=1.3 V;

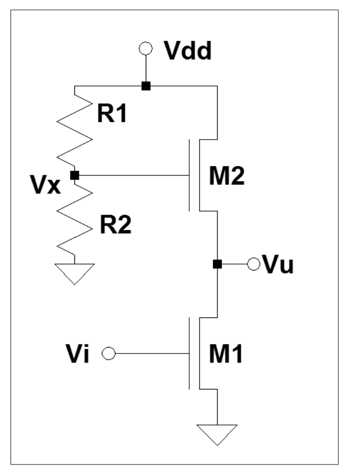
Si calcoli quindi il tempo di discesa t_{fall} associato al segnale di uscita vu, definito come il tempo necessario a compiere la transizione fra il 90% e il 10% dell'escursione totale del segnale di uscita.

V_{dd} = 3.5 V, V_T= 0.5 V, β =1 mA/V^2, β_F=100, C= 15 nF.

2) Nel circuito in figura, i transistori MOS sono caratterizzati dalle tensioni di soglia V e dai coefficienti β_1 e β_2. Si determinino tali coefficienti in modo tale che:
- La massima potenza statica dissipata dal circuito sia pari a 1.5 mw
- L'escursione logica ΔV sia pari a 2.5 V

Si calcolino infine i margini di immunità ai disturbi della rete.

V_{dd} = 3.5 V, V_T= 0.4 V,R_1=2 kΩ, R_2=10 kΩ.



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 FONDAMENTI DI ELETTRONICA A: svolgere gli esercizi 1 e 2 (tempo disponibile 2h).

- 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

Soluzione esercizio 1

A) Dimensionamento delle resistenze.

1) Per t<0 vi=0V, il transistore Q è spento mentre M è on.
   M è lin sse vdd>vu+vt. Suppongo M1 lin (da verificare).

idnlin=β*((vdd-vt)*vu-vu^2/2)	Da cui si ricavano le seguenti coppie di valori:
ir2=(vdd-vu)/r2	r2=-36 e vu=3.655 V
Ma	r2=269 e vu=2.345 V.
ir2*vdd=Pdiss	La soluzione da accettare è la seconda.
ir2=idnlin	Tale soluzione soddisfa l'hp di linearità di M:
	vu(=2.345 V) < vdd-vt (=3 V).

2) Alla soglia logica vi=vu=vlt=1.3 V.
   Q sarà in AD (vi(=vlt)>vγ quindi on, e vu(=vlt)>vcesat quindi in AD), ed M lin (vdd>vlt+vt=2.05 V).
   (Si noti che l'accensione di Q determina un ulteriore abbassamento della tensione d'uscita vu rispetto al valore calcolato per t<0, quindi M continuerà a lavorare il regione lin anche quando Q si accenderà.)

idnlin=β*((vdd-vt)*vlt-vlt^2/2)	Ma
ir2=(vdd-vlt)/r2	ir2=idnlin+ic
ic=β_f*(vlt-vγ)/r1	Da cui si ricava: r1=10735 Ω.

B) Calcolo del fall time, t_{fall}.

- t<0, vi=0, allora Q è off. M è on e lin e vu=2.345 V (già calcolato).

- Per t -> ∞, vi=vdd, quindi Q sarà on. Suppongo Q sat (vu=vcesat, da verificare), e M lin.

Verifico l'Hp di saturazione di Q1:	Q è sat se ic<β_f*ib, 11.69 <26
idnlin=β*((vdd-vt)*vcesat-vcesat^2/2)=0.58 mA	che è verificata.
ir2=(vdd-vcesat)/r2=12.27 mA	Allora vu(t->∞)=vcesat.
ib=(vdd-v_γ)/r1=0. 26 mA	
ic=ir2-idnlin=11.69 mA	

- Da quanto ricavato in precedenza si ha vu(t=0^+)=2.345 V, vu(t->∞)=vcesat e Δvu=2.145 V.
  Il t_{fall} è il tempo che il segnale d'uscita impiega per compiere la transizione da vu_{ini}=vcesat+0.9*Δvu= 2.1305 V , vu_{fin}=vcesat+0.1*Δvu= 0.4145.
  Durante l'intervallo evidenziato M è lin e Q è in AD.

idnlin=β*((vdd-vt)*vu-vu^2/2)	$$tfall = \int_{2.1305}^{0.4145} \frac{C}{ir2 - ic - idnlin}\, dvu =$$
ir2=(vdd-vu)/r2	= 1.297 μs
ic=β_f*(vdd-vγ)/r1	
Cdvu/dt=ir2-idnlin-ic	

Soluzione esercizio 2

Si tratta di un invertitore nMOS a carico saturato. Infatti:

$$\left.\begin{array}{r} V_x = V_{dd}\dfrac{R_2}{R_1+R_2} = 2.92\ V \\ V_{GS2} = V_x - V_u \\ V_{DS2} = V_{dd} - V_u \end{array}\right\} \rightarrow V_{GS2} - V_{DS2} = -0.58\ V < V_T$$

Ipotizzando* che per $V_i = V_L$ il transistore M_1 sia OFF ($I_{D1} = I_{D2} = 0$), il valore alto dell'uscita vale:

$V_H = V_x - V_T = 2.516\ V$

da cui:

$V_L = V_H - \Delta V = 0.016\ V$

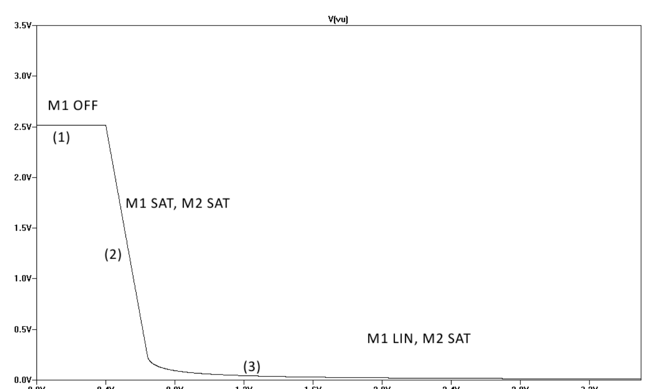
Poiché $V_L < V_T$, l'ipotesi (*) è soddisfatta. La massima potenza statica viene quindi dissipata nella condizione $V_i = V_H$, $V_u = V_L$. In questa condizione:

$V_{GS1} - V_{DS1} = V_H - V_L = \Delta V > V_T \rightarrow M_1$ LIN

Si ha quindi:

$$\left.\begin{array}{r} I_{D1} = I_{D2} \\ I_{D1} = \beta_1\left((V_H - V_T)V_L - \dfrac{{V_L}^2}{2}\right) \\ I_{D2} = \dfrac{\beta_2}{2}(V_x - V_L - V_T)^2 \\ I_{dd} = \dfrac{P}{V_{dd}} = 428.6\ \mu A \\ I_{dd} = I_{R1} + I_{D2} \\ I_{R1} = I_{R2} = \dfrac{V_{dd}}{R_1+R_2} = 291.72\mu A \end{array}\right\} \rightarrow \begin{cases} \boldsymbol{\beta_1 = 3.896\ {}^{mA}/_{V^2}} \\ \boldsymbol{\beta_2 = 43.8\ {}^{\mu A}/_{V^2}} \end{cases}$$

La caratteristica statica di trasferimento è mostrata a fianco, ed è tipica degli invertitori a carico saturato. Il guadagno nel tratto (2) può essere ricavata uguagliando le correnti:



$$\left.\begin{array}{r} I_{D1} = I_{D2} \\ I_{D2} = \dfrac{\beta_2}{2}(V_x - V_u - V_T)^2 \\ I_{D1} = \dfrac{\beta_1}{2}(V_i - V_T)^2 \end{array}\right\} \rightarrow V_u = 6.28 - 9.43\,V_i$$

Poiché

$$\left.\begin{array}{r} A_V^{(1)} = 0 \\ A_V^{(2)} = -9.13 \end{array}\right\} \rightarrow \begin{cases} V_{ILMAX} = V_T \\ V_{OHMIN} = V_H \end{cases}$$

Suppongo che il punto (V_{IHMIN}, V_{OLMAX}) cada nella regione (3) della curva, con M_1 in regime lineare; si ottiene quindi:

$$\left.\begin{array}{r} I_{D1} = I_{D2} \\ I_{D2} = \dfrac{\beta_2}{2}(V_x - V_u - V_T)^2 \\ I_{D1} = \dfrac{\beta_1}{2}(V_i - V_T)^2 \\ \dfrac{dV_u}{dV_i} = -1 \end{array}\right\} \rightarrow \dots \rightarrow \begin{cases} V_{IHMIN} = 0.681\ V \\ V_{OLMAX} = 0.154\ V \end{cases}$$

e infine:

$$\left.\begin{array}{r} N_{ML} = V_{ILMAX} - V_{OLMAX} = 0.246\ V \\ N_{MH} = V_{OHMIN} - V_{IHMIN} = 1.836\ V \end{array}\right\} \rightarrow \boldsymbol{N_M = 0.246\ V}$$