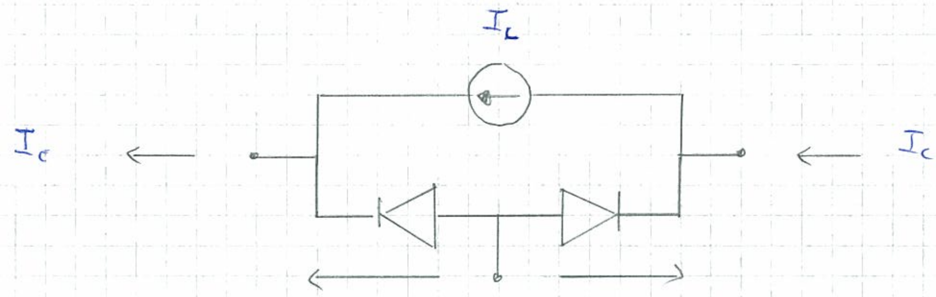
$$I_B = I_{BES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right) + I_{BCS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}}-1\right)$$



$$I_{BE} = I_{BES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right) \qquad \uparrow I_B \qquad I_{BC} = I_{BCS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}}-1\right)$$

$I_L \rightarrow$ LINKING CURRENT

Vediamo la I_B q in questo modo. Ora quanto vale I_L?

$$I_L = I_c + I_{BC} = \underbrace{\alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right) - I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}}-1\right)}_{I_c} + \underbrace{I_{BCS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}}-1\right)}_{I_{BC}} =$$

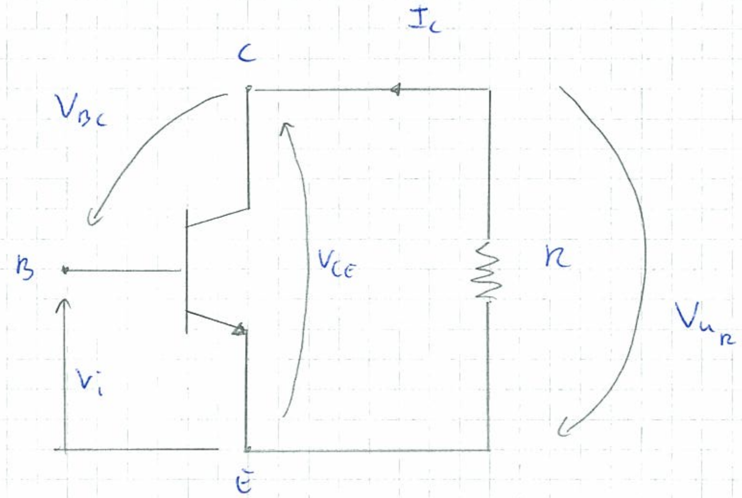
$$= \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right) - I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}}-1\right) + (1-\alpha_R) I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}}-1\right) =$$

$$= \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right) - \alpha_R I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}}-1\right) =$$

$$= \underbrace{\frac{\alpha_F}{1-\alpha_F}}_{\beta_F} \overbrace{(1-\alpha_F) I_{ES}}^{I_{BES}}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right) - \underbrace{\frac{\alpha_R}{1-\alpha_R}}_{\beta_R} \overbrace{(1-\alpha_R) I_{CS}}^{I_{BCS}}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}}-1\right) =$$

$$= \beta_F I_{BES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right) - \beta_R I_{BCS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}}-1\right)$$

$$\Rightarrow \quad \boxed{I_L = \beta_F I_{BE} - \beta_R I_{BC}}$$



+ RETE POLARIZZAZIONE $\longrightarrow$ *

Se vogliamo usare il transistore come amplificatore dobbiamo lavorare in AD.
Applichiamo al transistore un carico resistivo R. ~~Avremo~~ e iniziamo a vedere il funzionamento in AD

AD

$V_{BE} > 0$ $\qquad$ $I_c > 0$

$V_{BC} < 0$ $\qquad$ $V_{BE} = V_i \Rightarrow V_i > 0$ ← affinché sia acceso

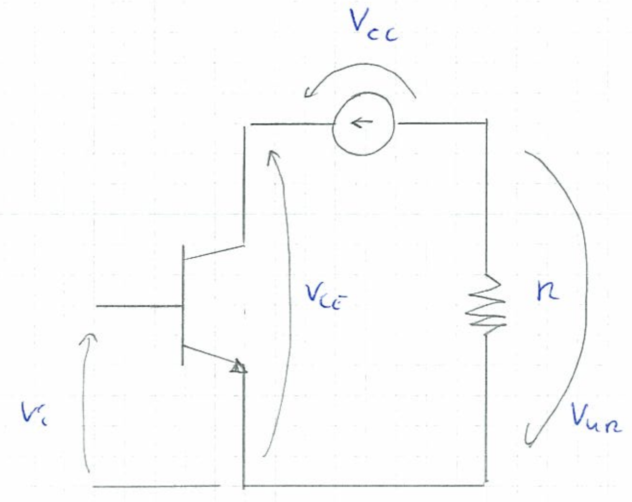
$V_{BC} = V_i - V_{CE}$ ma $V_{CE} = -V_{u_R} = -\underbrace{R I_c}_{>0} < 0$

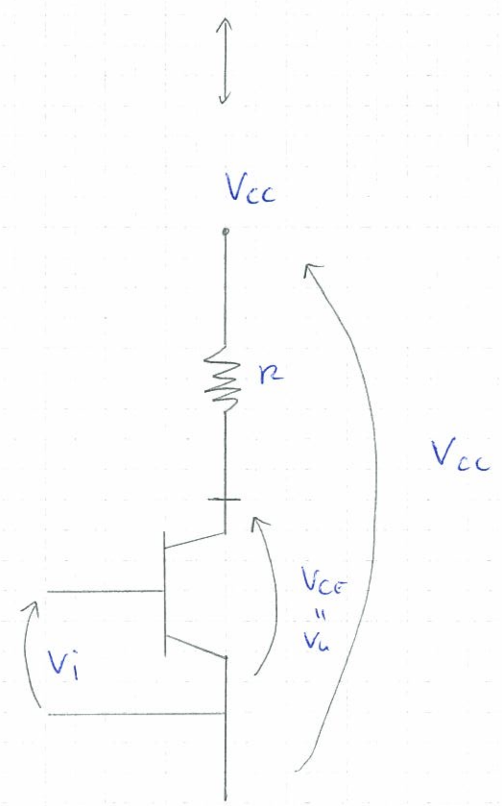
perché siamo in AD

$$V_{BC} = \underbrace{V_i}_{>0} + \underbrace{R I_c}_{>0} > 0$$

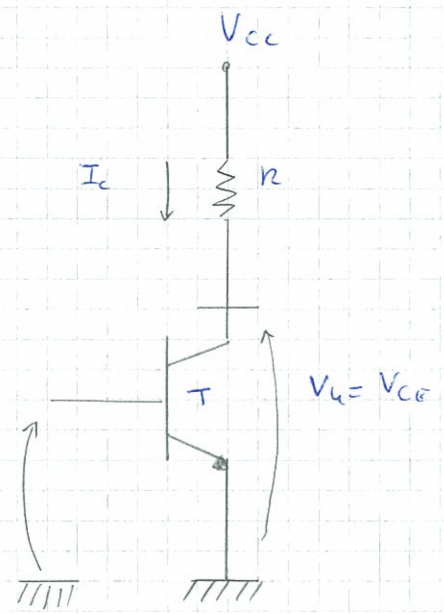
Assurdo. In questa configurazione il transistore non può lavorare in AD.
Se voglio lavorare col transistore in diretta devo far diventare V_{BC} negativa e quindi devo far diventare il potenziale di collettore grande.
Dovrò usare una RETE DI POLARIZZAZIONE

*





In questo modo il dispositivo può funzionare in AD.
Proviamo a studiare questo circuito.



Vogliamo vedere V_u in funz. di V_i

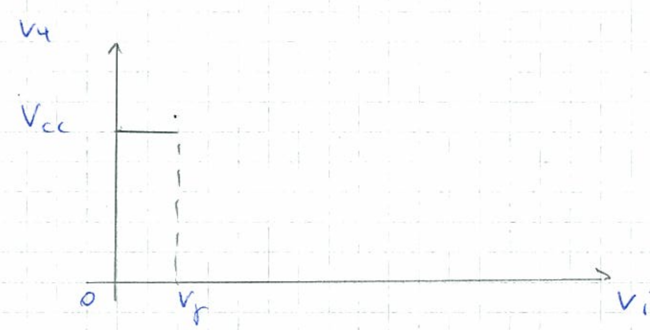
I) T OFF

Consideriamo ancora il modello di Ebers-Moll

$I_C = I_B = I_E = 0$

$V_u = V_{CC} - R\, I_C = V_{CC}$

Il transistor dovrebbe essere OFF quando $V_{BE} < 0$ $V_{BC} < 0$. In realtà il transistor comincia ad accendersi veramente quando $V_{BE} = V_\gamma$.



Quando arrivo a V_γ il transistor si accende.

II)

$V_{BC} < 0$

$V_i - V_u = V_i - V_{CC} < 0$ $\qquad |V_{CC}| > |V_i|$

Se prima era spento e poi lo accendo inizialmente va in AD. Non andrà mai diretta in 2T.

AD

$V_i > 0$ $\quad I_C > 0$ $\quad I_C = \beta_F I_B$

$V_i = V_{BE}$ se lavoro in AD $\quad V_{BC} < 0$

In AD

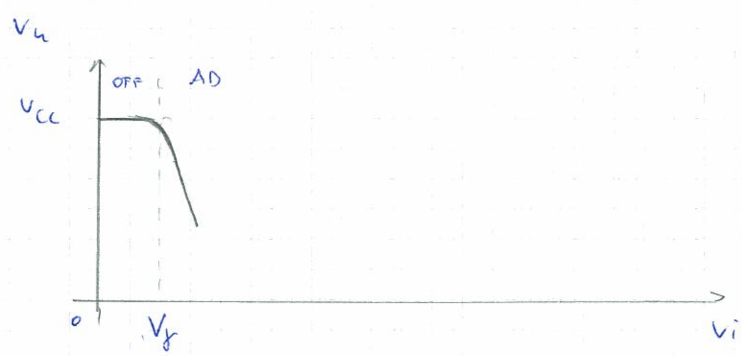
$V_{BE} = V_i$

$$I_C \cong \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$V_u = V_{CC} - R I_C \longrightarrow V_u = V_{CC} - \underbrace{R\, \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_i}{V_T}} - 1 \right)}_{\uparrow\ V_i\ \uparrow}$$

questo termine cresce per V_i che cresce.

Stiamo cominciando a far calare la V_u.



$V_{BE} = V_i > 0$

AD $\quad V_{BC} < 0$

Passerò in saturazione ($V_{BC} > 0$) quando $V_{BC} = 0$

$V_{BC} = V_i - V_u$

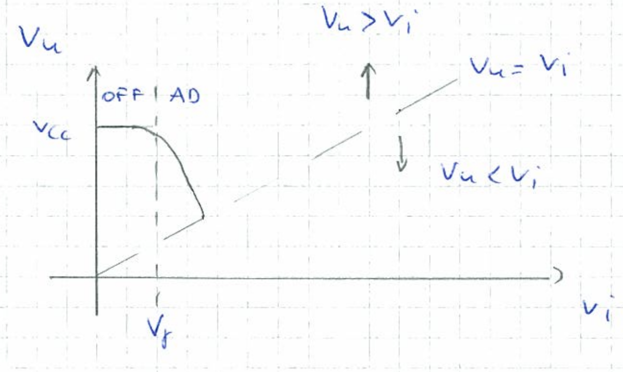
V_u cala. È plausibile che V_{BC} cambi segno. Il passaggio si ha per $V_{BC} = 0$.

$V_{BC} = V_i - V_u = 0$

AD → SAT

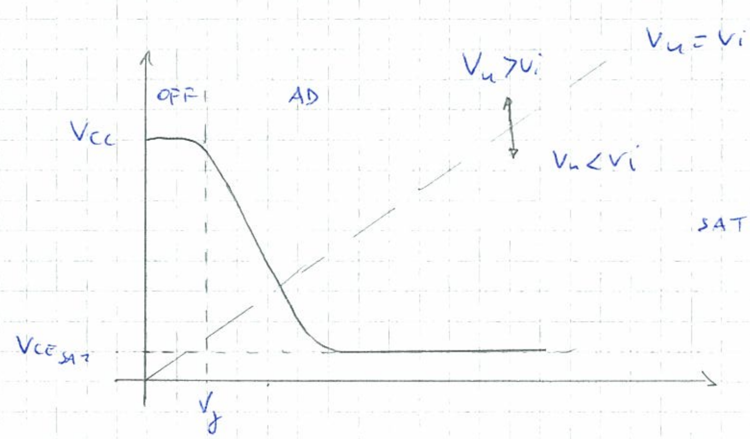
$V_{CE_{SAT}}$

differenza tensione di alimentaz. base-collett. base-emettitore

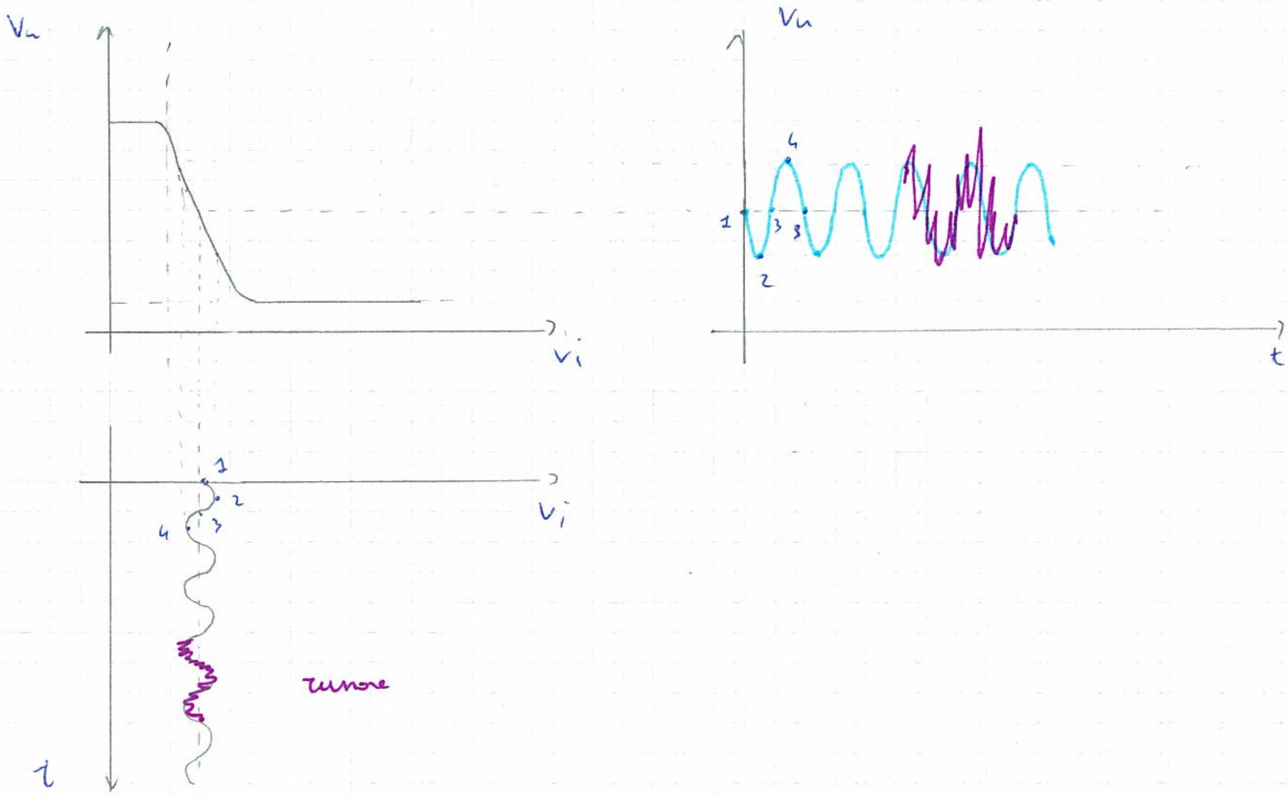


III) In SAT la tensione di uscita deve convergere alla $V_{CE_{SAT}}$. Infatti

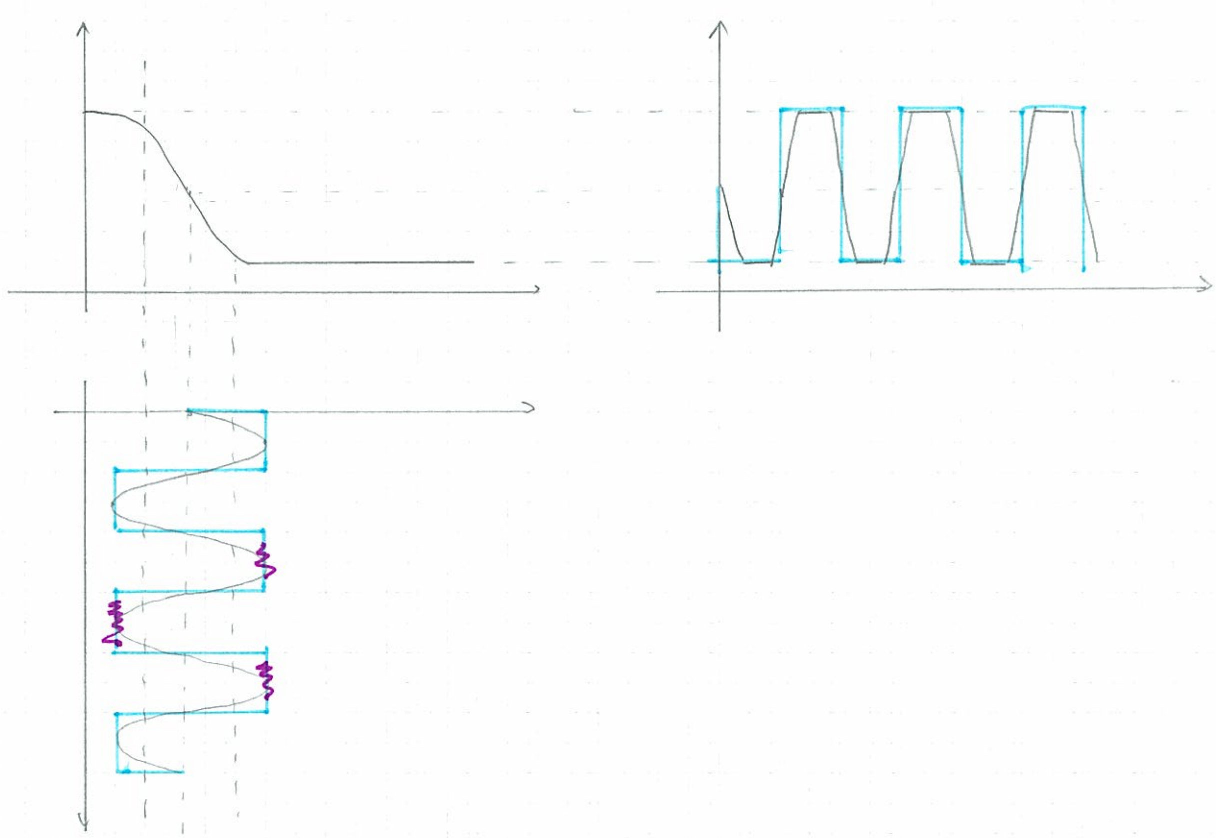
$V_u = V_{CE} = V_{CE_{SAT}}$ in saturazione



Agli estremi di questa caratteristica ho una pendenza nulla (rette orizz.), mentre al centro ho una forte pendenza.
Supponiamo di mettere in ingresso al transistor un segnale sinusoidale variabile nel tempo. Ho un valore medio tale per cui il segnale sta tutto nel tratto lineare.



In uscita ottengo un segnale sinusoidale amplificato e invertito.



Una sinusoide risulta amplificata, invertita e fortemente distorta.
Se invece metto dentro un'onda quadra ottengo un'onda quadra esattamente identica, solo invertita. Quindi il mio transistor funziona da invertitore logico.

V_i		V_u
H	$\longrightarrow$	L
L	$\longrightarrow$	H

guadagno

$$\boxed{A_u = \frac{dV_u}{dV_i}}$$

$$dV_u = A_u \, dV_i$$

Per noi è utile lavorare in digitale. Perché se abbiamo del rumore in analogico viene amplificato anche quello. Potrei perdere l'informazione del segnale. Se invece metto del rumore in digitale il rumore si annulla. In realtà non si annulla del tutto, ma comunque si attenua.
Quindi le nostre caratteristiche le vogliamo idealmente con il guadagno OFF e SAT quasi nullo e con il tratto in AD molto pendente.
Sono in grado di introdurre dei fattori di merito che mi dicano fino a quando sono immune ai disturbi?
Il mio dispositivo funziona da amplificatore se lavoro in AD. Se invece voglio utilizzarlo come switch lavoro nelle regioni a guadagno quasi nullo.
Cerchiamo di capire qual è il guadagno massimo che possiamo ottenere.

Massimo guadagno ottenibile

$$A_u = \frac{dV_u}{dV_i}$$

In attiva diretta

$$I_c = \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

Quanto vale A_u? Qual è il massimo valore che posso avere? Devo trovare V_u in funzione di V_i.

$$V_u = V_{CC} - R I_c = V_{CC} - R \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \overset{V_{BE} = V_i}{=} V_{CC} - R \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_i}{V_T}} - 1 \right)$$

$$\frac{dV_u}{dV_i} = -R \alpha_F I_{ES} \frac{1}{V_T} e^{\frac{V_i}{V_T}} = \frac{-R \alpha_F I_{ES}}{V_T} e^{\frac{V_i}{V_T}} = -\frac{R}{V_T} I_c$$

a meno del -1

$$A_u = -\frac{R}{V_T} I_c < 0$$

$R > 0$, $V_T > 0$, $I_c > 0$

$$A_u = -\frac{R}{V_T} I_c$$

Qual è il max guadagno che riesco a ottenere? A_u è funz. della I_c. Sono in AD finché $V_{CE} > V_{CE_{sat}}$. Se riesco a esplicitare I_c in funzione di V_{CE} riuscirò a trovare il max guadagno ottenibile

$$V_{CC} - R I_c = V_u = V_{CE}$$

Ma dall'eq. sopra posso esprimere $R I_c$ in funzione del guadagno

$$-R I_c = A_v \cdot V_T$$

$$V_{CC} + A_v \cdot V_T = V_{CE} > V_{CE_{sat}}$$

$\uparrow$

altrimenti non sono più in AD

$$V_{CC} - V_{CE_{SAT}} > -A_v V_T$$

$V_T > 0$

$$\frac{V_{CC} - V_{CE_{SAT}}}{V_T} > -A_v$$

$\parallel$

$|A_v|$ perché A_v è negativo

Quindi il guadagno più grande che posso avere è

$$\frac{V_{CC} - V_{CE_{SAT}}}{V_T} = |A_v|$$

$$|A_v| < \frac{V_{CC} - V_{CE_{SAT}}}{V_T} \qquad A_v = \frac{5 - 0,2}{26 \cdot 10^{-3}} = 185$$

Se la potenza è VI e io ho amplificato sia V sia I questo è anche un amplificatore di potenza.

AD

$V_{BC} < 0 \quad \longleftrightarrow \quad v_i - v_u < 0$

$\qquad v_u > v_i$

$i_i = i_b \qquad i_u = i_C = \beta_F i_b = \beta_F i_i \qquad i_u > i_i$

$\Downarrow$

$v_u > v_i$
$i_u > i_i$ $\Rightarrow$ $v_u i_u > v_i i_i$
$p_u > p_i$

Questo circuito ammette il funzionamento in AD e SAT, ma non in inversa.

NB: T inversa?

Supponiamo per assurdo che posso lavorare in inversa,

$V_i = V_{BE} < 0$

$V_i - V_u = V_{BC} > 0$

$i_C < 0$

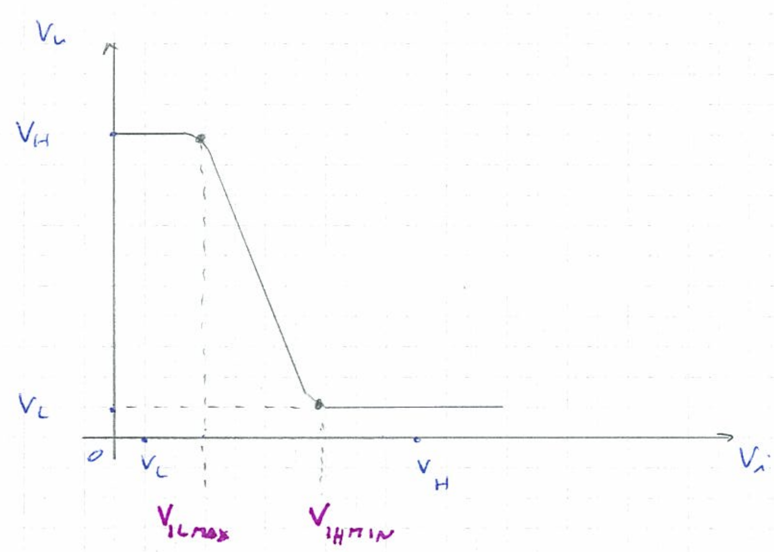
$V_i < 0$

$V_u < V_i < 0$ ma $V_u = V_{CC} - R I_C > 0$ ma Ah $I_C < 0$

$V_u < 0$ $V_u > 0$

C'è un assurdo

Fino a quando il nostro inverter riuscirà a cancellare il rumore? Cerchiamo qualcosa che ci possa dire quanto il nostro circuito è immune ai disturbi. Se ho un margine alto significa che posso anche sopportare un rumore grande che tanto verrà cancellato.



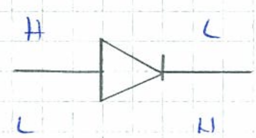
Chiamo V_H il valore alto e V_L il valore basso.

Il primo indicatore di immunità ai disturbi è

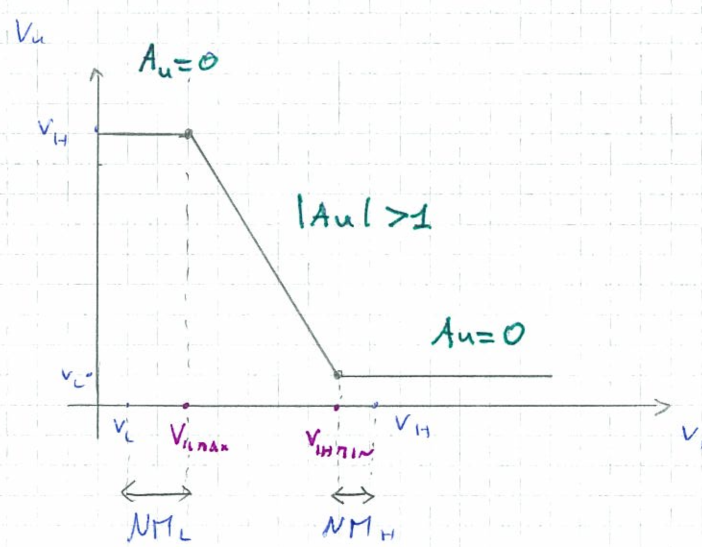
$V_H - V_L$ SWING LOGICO = ESCURSIONE LOGICA

Più i valori V_H e V_L sono diversi più è difficile che un rumore riesca a farli coincidere.

Se ho V_H in ingresso in uscita ho V_L.
" " V_L " " " " " V_H.

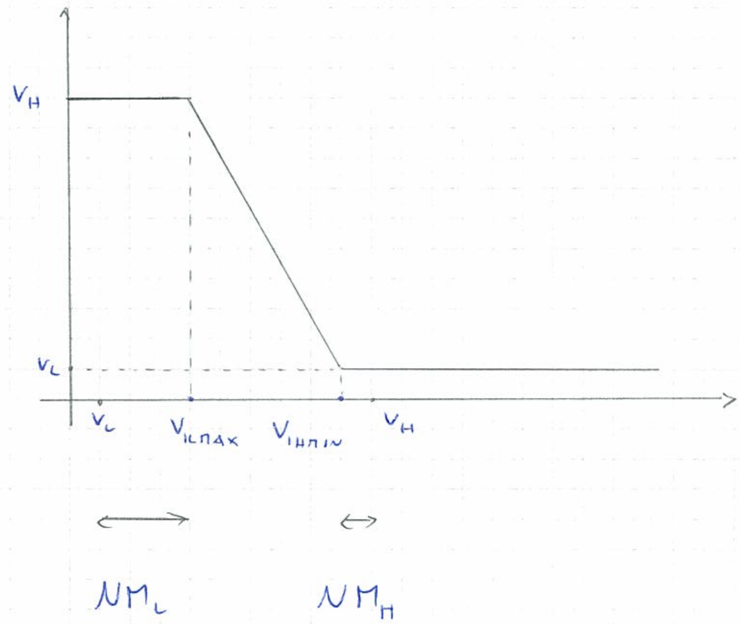


Fin quando, anche se l'ingresso viene spostato da V_H da un disturbo, in uscita ho sempre V_L? Cerchiamo le coordinate dei due punti. Approssimiamo la nostra caratteristica con una curva lineare a tratti.



Per il caso basso posso lavorare al massimo con un valore V_{ILMAX}
" " " alto " " " minimo " " " V_{IHMAX}
(è il primo valore alto riconosciuto come tale, cioè in grado di darmi un'uscita bassa).
Posso andare a calcolare i margini di immunità ai disturbi.

NM_H = margine di immunità alto (Noise Margin)
NM_L = margine di immunità ai disturbi relativo al caso basso.



Avrò un ingresso alto se ho un ingresso di al max. V_{ILmax} volt.
" " " basso " " " " non più basso di V_{IHmin}.
Altrimenti non sono più sicura che un ingresso alto sia riconosciuto come tale. I miei margini di errore saranno quindi ~~NM~~ NM_L e NM_H

$$NM_L = V_{ILmax} - V_L$$

$$NM_H = V_H - V_{IHmin}$$

Più sono grandi meglio è.
Di solito ci si serve di un unico indicatore che fra i due considera la condizione più stringente.

$$NM = \min\{NM_L, NM_H\}$$

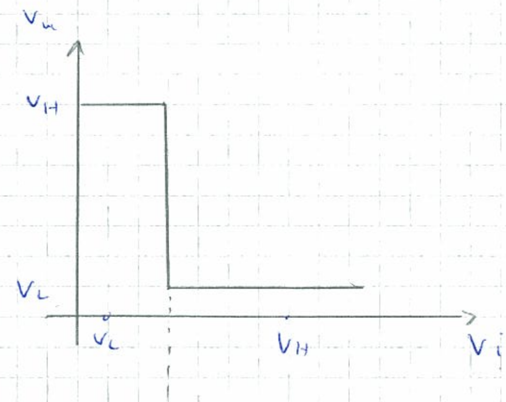
Il guadagno A_v in qualche modo influenza i margini? Cioè, è meglio se la retta è più o meno pendente? È meglio se il guadagno è alto. Più la retta è pendente più i margini si avvicinano, quindi i Noise Margin si allargano.

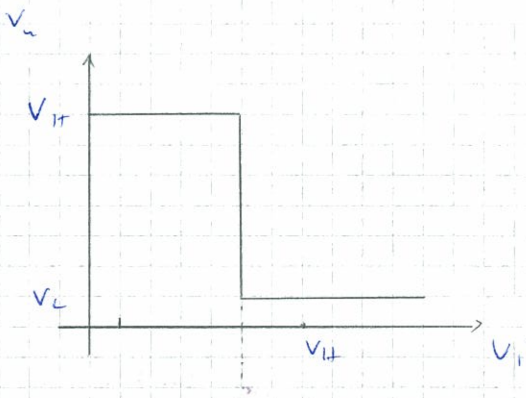
$$NM_L + NM_H = V_{IL\,max} - V_L + V_H - V_{IH\,min} > 0$$

$$V_H - V_L > V_{IH\,min} - V_{IL\,max}$$

$$\frac{V_H - V_L}{V_{IH\,min} - V_{IL\,max}} > 1 \quad \Rightarrow \quad |A_v| > 1$$

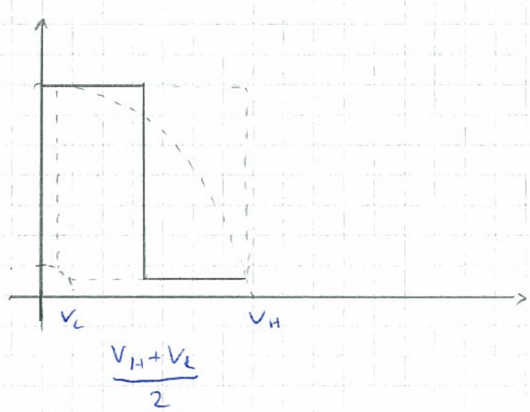
Quindi quanto più l'oggetto è un buon amplificatore (A_v grande) tanto più è un buon invertitore.
Ma è importante che non solo il guadagno sia infinito. Guardiamo queste caratteristiche.





caso ideale $\quad V_{IL\,max} = V_{IH\,min} \quad\quad V_{IL\,max} = V_{IH\,min}$

Importante è anche la posizione del tratto.
A fissare il margine è il minimo dei due. Il caso ideale è avere i due margini coincidenti. Vorrei che il mio guadagno stesse in un quadrato.



$$\frac{V_H + V_L}{2}$$

Dalla posizione del tratto centrale dipende il rapporto fra i due margini.

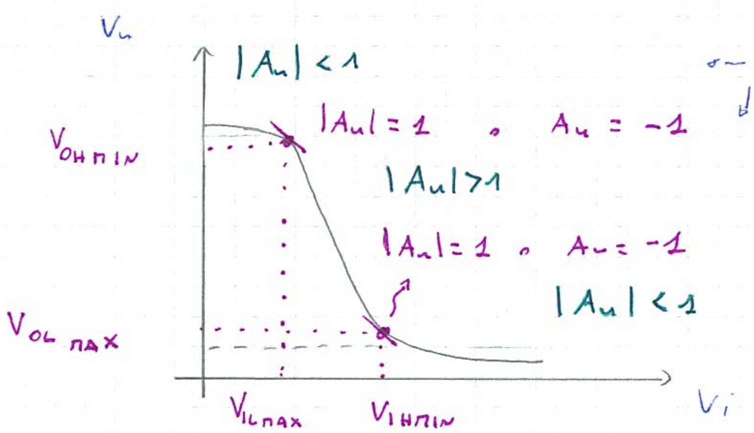
In questo modo avremo massimizzato entrambi i margini, non uno a discapito dell'altro.

$$\begin{cases} NM_L = NM_H \\ V_{IHmin} = V_{ILmax} = \tilde{V}_i \end{cases}$$

$$\tilde{V}_i - V_L = V_H - \tilde{V}_i$$

$$2\tilde{V}_i = \frac{V_H + V_L}{2}$$

Facciamo un passo indietro. Se consideriamo la caratteristica reale non ci sono punti angolosi. In realtà non abbiamo una linea spezzata. La nostra caratteristica reale sarà fatta così.

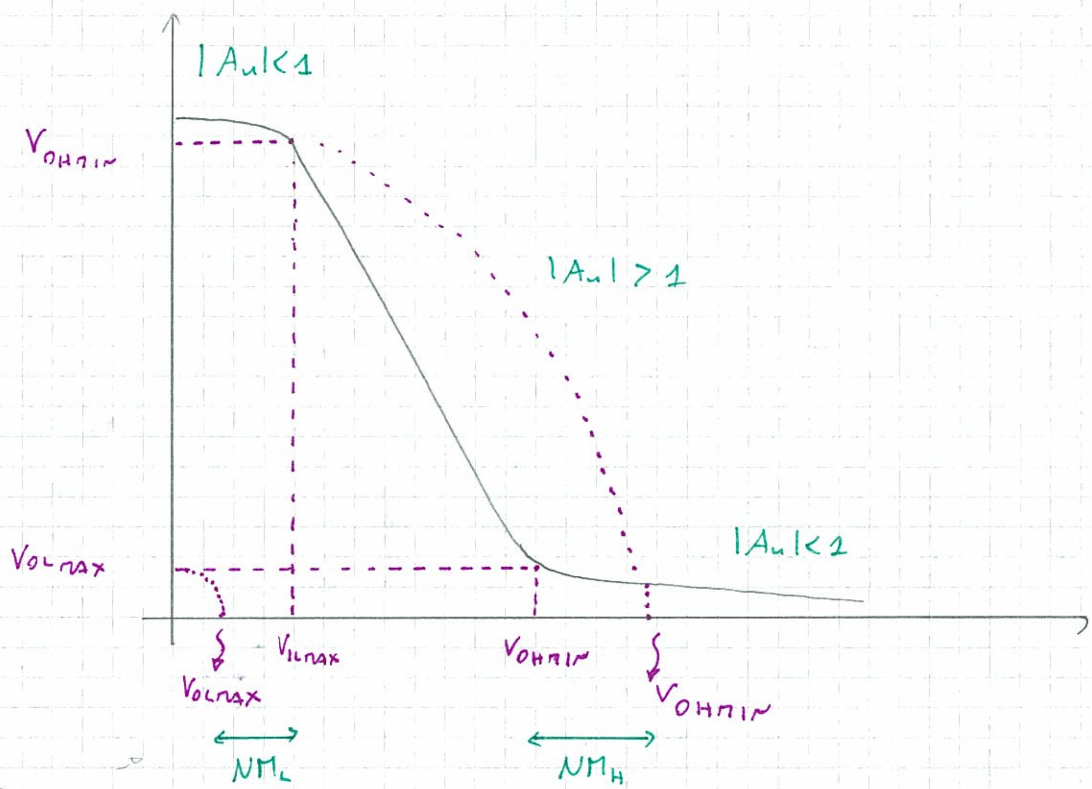


non avremo un annullamento del rumore ma una un'attenuazione.

Il punto di passaggio fra le due regioni sarà quello in cui il guadagno vale 1.

V_{IHMIN} = minimo valore riconosciuto come alto

V_{ILMAX} = massimo " " " basso.



analogo

$NM_L = V_{ILMAX} - V_{OLMAX}$

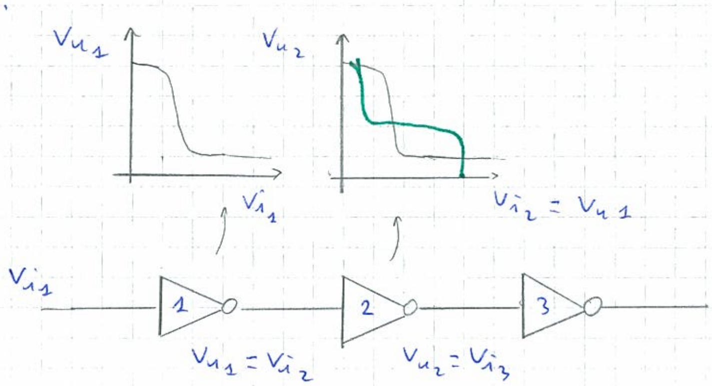
$NM_H = V_{OHMIN} - V_{IHMIN}$

esiste comunque un range di valori alti che mi daranno un'uscita bassa

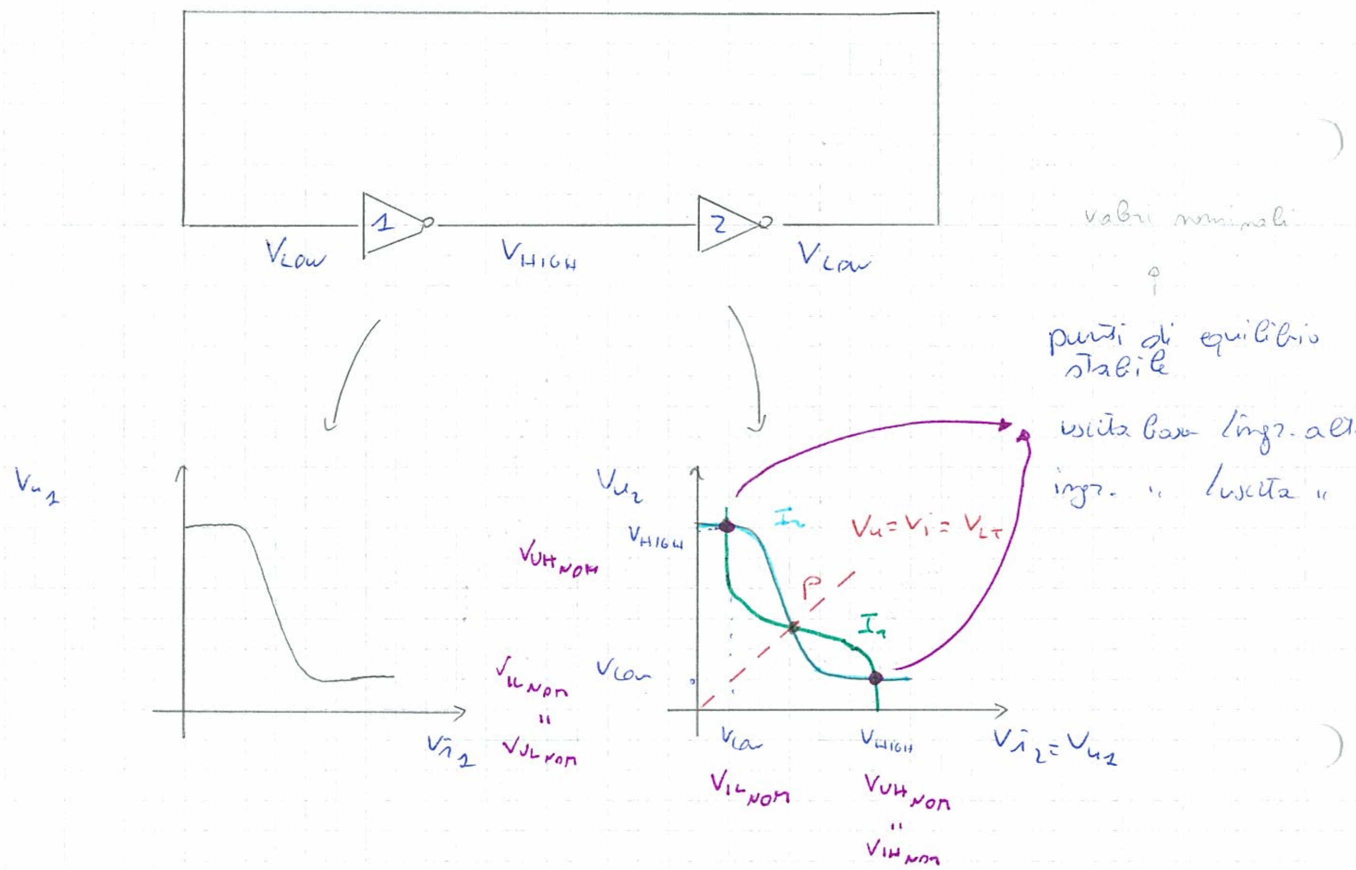
in mezzo avrò una situazione ambigua

$NM = \min \{NM_L, NM_H\}$

Noi immaginiamo sempre di pilotare gli invertitori con qualcosa di identico.



Stiamo pilotando il secondo inverter con le uscite del primo e così via. I valori in gioco saranno sempre gli stessi, V_L e V_H, solo invertiti.



Non tutti i valori sono ammissibili, ma solo quelli che soddisfano entrambe le caratteristiche

P = punto di soglia logica $\quad$ V_{LT} = tensione di soglia

C'è un punto di equilibrio instabile. Il circuito tende a riportarsi ad un punto di equilibrio stabile. V_u e V_i hanno lo stesso valore, detto tensione di soglia.

Punto di lavoro nominale = qual è la tension alta e qual è la tensione bassa per quel gate. Le tensioni alta e bassa che avrei se non ci fossero disturbi. Per trovare il punto di lavoro nominale metto in serie due gate, poi provo a chiuderli su se stessi.

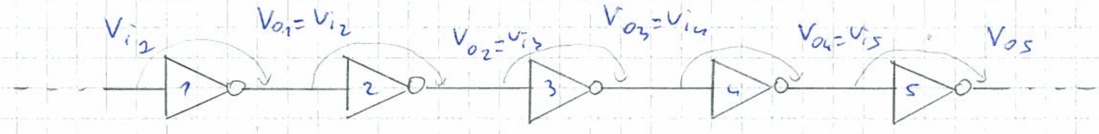
P si trova nella regione centrale. È tale per cui l'ingresso e l'uscita si equivalgono. Questo punto sta sulla bisettrice

P → SOGLIA LOGICA o LOGIC THRESHOLD

$V_u = V_i = V_{LT}$

Proprietà rigenerativa

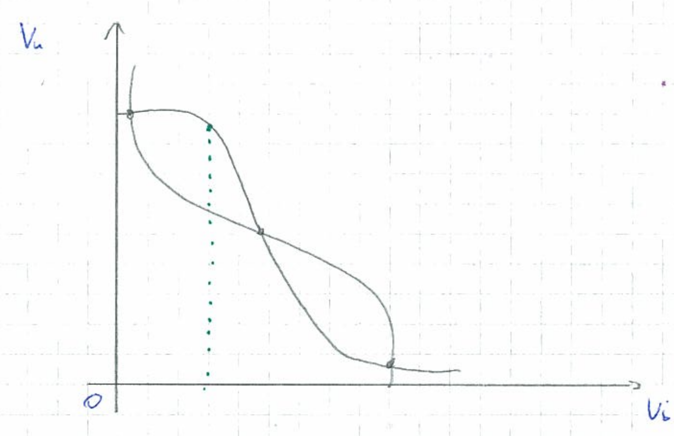
Immaginiamo di avere una serie di gate tutti in cascata



Se anziché V_{LOW} in ingresso ho $V_{LOW}+$ un rumore ottengo comunque un valore di uscita che verrà riconosciuto come alto sebbene non sarà esattamente V_{HIGH}. Questo diventerà l'ingresso del secondo inverter. Ho quindi V_{H1} è un po' più basso del valore nominale alto V_{HIGH}. Vedrà un'uscita che verrà comunque letta come basso, e ~~...~~ sempre che io mi tenga entro V_{IHMIN}.

Può però accadere che ciò succeda per un po' di volte e io esca dai margini di immunità e io mi sposti nella zona ambigua.

Però questi inverter hanno una proprietà molto importante detta "proprietà rigenerativa". Se anche i valori si spostano da V_H e V_L dopo un po' di ~~rigener~~ inversioni si riportano automaticamente a V_H e V_L.

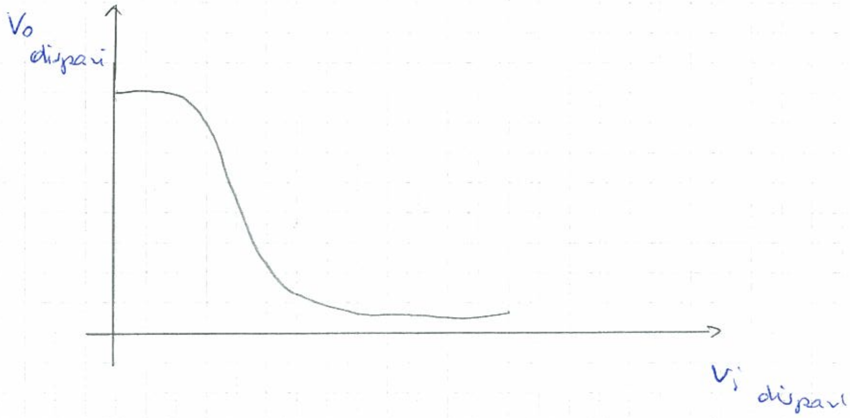


L'uscita dei dispari è sempre uguale all'ingresso dei pari e viceversa

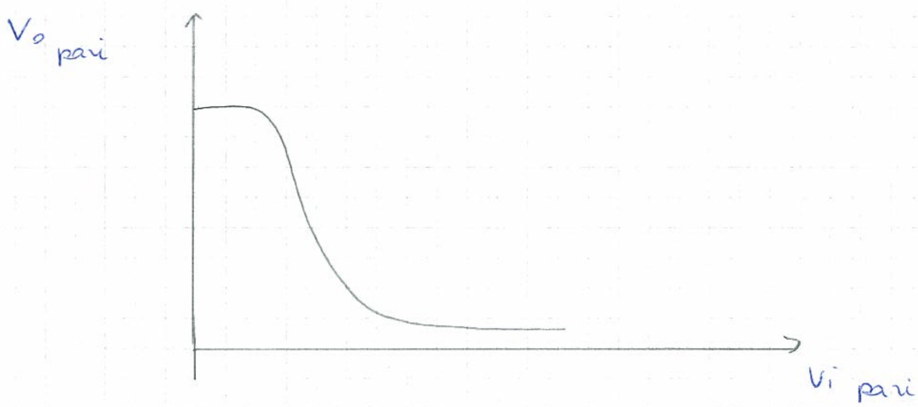
$$V_{o_{dispari}} = V_{i_{pari}}$$

$$V_{o_{pari}} = V_{i_{dispari}}$$

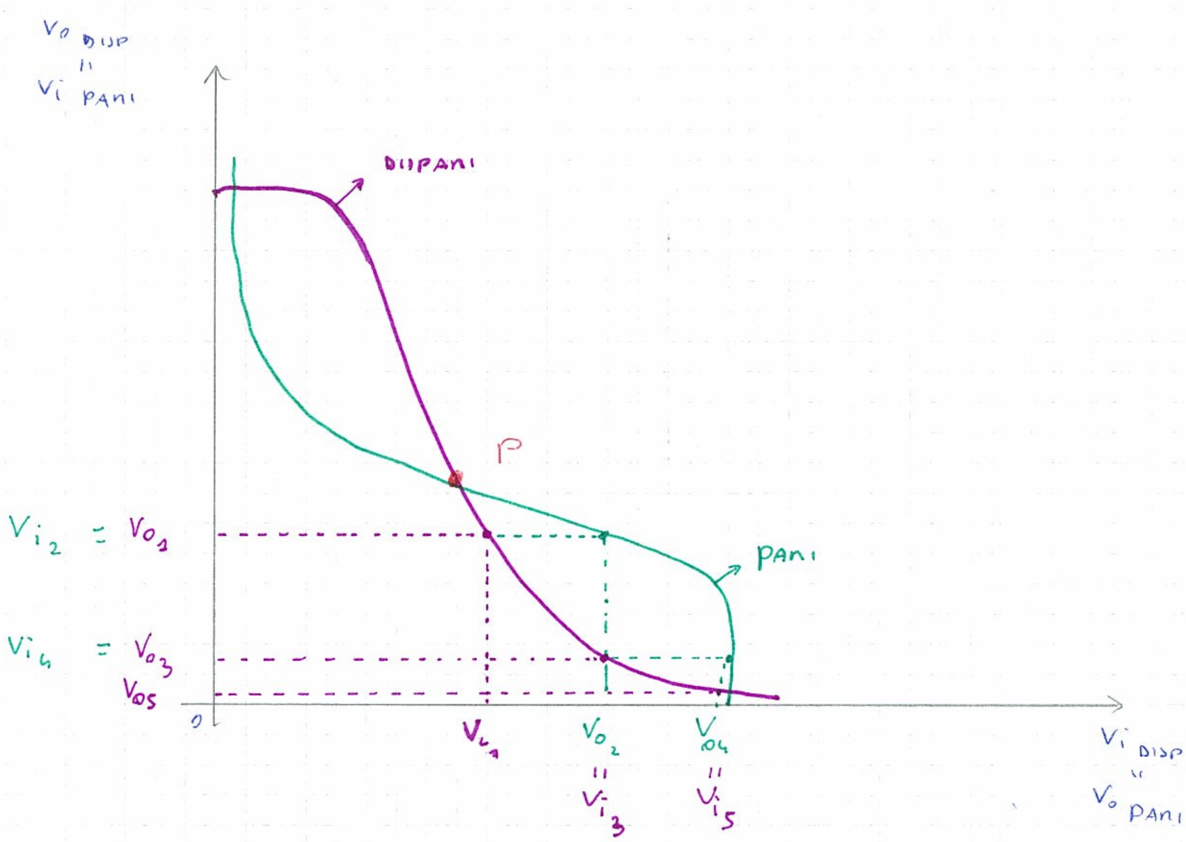
Di nuovo posso sovrapporre le due caratteristiche.



Vo dispari
Vi dispari



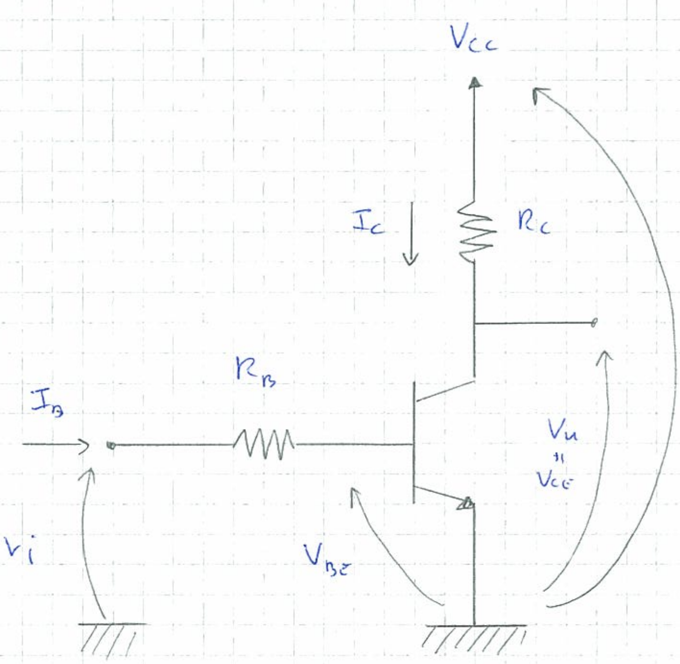
Vo pari
Vi pari



Vo DISP = Vi PARI
DISPARI
P
PARI
Vi2 = Vo1
Vi4 = Vo3
Vo5
0
Vi1
Vo2 = Vi3
Vo4 = Vi5
Vi DISP = Vo PARI

Siamo partiti da un ingresso del 1° transistor in regione ambigua. Dopo un certo # di inversioni l'uscita V_{os} è rientrata dentro i margini, è tornata un valore basso, dopo un numero basso dispari di inversioni.
Analogamente se il punto di partenza si trova un po' a sinistra della soglia logica dopo un numero dispari di inversioni torniamo a valori ~~accettabili~~ dispari.
Questa proprietà è resa possibile dal fatto che si ha un guadagno maggiore di 1.
Se avessimo un guadagno dispari anche partendo da un punto stabile avremmo una convergenza verso la zona centrale di instabilità.

RTL → Resistor Transistor Logic



$R_B = 10\ K\Omega$
$R_C = 1\ K\Omega$
$V_{CC} = 5\ V$
$V_\gamma = 0{,}75\ V$
$V_{CE_{SAT}} = 0{,}2\ V$
$\beta_F = 100$

Utilizziamo il modello a soglia del bipolare

$\boxed{\text{BJT}}$

I) OFF

$V_{BE} < V_\gamma$

$I_B = I_C = I_E = 0$

II) AD

$V_{BE} = V_\gamma$

$I_C > 0 \quad I_C = \beta_F I_B$

$V_{CE} > V_{CE_{SAT}}$

III) SAT

$V_{BE} = V_\gamma$

$I_C < \beta_F I_B$

$V_{CE} = V_{CE_{SAT}}$

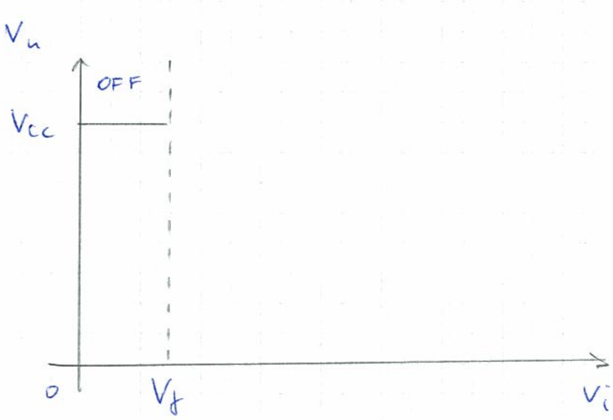
Calcoliamoci la caratteristica statica dell'RLT, facendo variare la Vi e guardando come varia la Vi. Il primo caso che suppongo e' che il mio transistore sia OFF.

1) T OFF

$I_B = I_C = I_E = 0$

$$I_B = \frac{V_i - V_{BE}}{R_B} = 0 \quad \rightarrow \quad V_i = V_{BE} < V_\gamma \qquad T_{OFF} \quad \underline{V_i < V_\gamma}$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_u}{R_C} = 0 \quad \rightarrow \quad V_u = V_{CC}$$



Se aumento un po' la Vi questa supera V_γ e il transistore si accende, andando in AD.

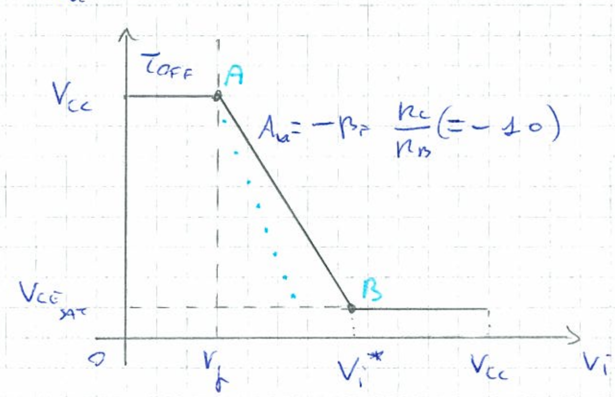
2) T AD $\qquad V_i > V_\gamma$

$V_{BE} = V_\gamma \qquad V_u = V_u(V_i)$

$$I_B = \frac{V_i - V_{BE}}{R_B} \underset{V_{BE}=V_\gamma}{=} \frac{V_i - V_\gamma}{R_B}$$

$$\begin{cases} I_C = \dfrac{V_{CC} - V_u}{R_C} \\ \\ I_C = \beta_F I_B \end{cases} \qquad \frac{V_{CC} - V_u}{R_C} = \beta_F \frac{V_i - V_\gamma}{R_B} R_C$$

$$V_u = V_{CC} - \beta_F \frac{R_C}{R_b} (V_i - V_\gamma)$$



Quanto vale la pendenza della retta? Il guadagno

$$A_u = \frac{dV_u}{dV_i} = -\beta_F \frac{R_C}{R_B}$$

Per quale valore di v_i fermo la retta (passo dall'AD a qualcos'altro)?
Esco dall'AD quando $V_{CE} \geq V_{CE_{SAT}}$ $\quad (V_{CE} = V_u)$

$$V_{CC} - \beta_F \frac{R_C}{R_B} (V_i - V_\gamma) > V_{CE_{SAT}}$$

$$(V_{CC} - V_{CE_{SAT}}) \frac{R_B}{\beta_F R_C} + V_\gamma > V_i$$

$$V_i^* = (V_{CC} - V_{CE_{SAT}}) \cdot \frac{R_B}{\beta_F R_C} + V_\gamma = 1{,}23\ V$$

3) T_{SAT} $\qquad V_i > V_i^*$

$V_i^* < V_i < V_{CC}$

$V_{CE} = V_{CE_{SAT}}$

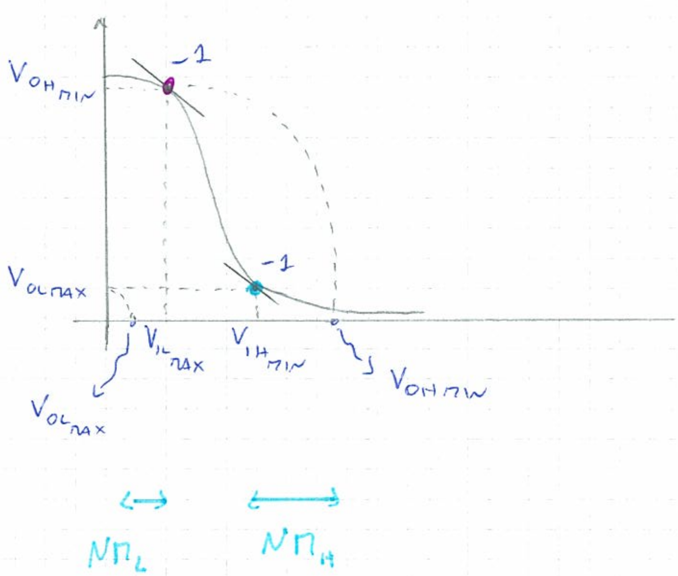
Notiamo che possiamo variare il guadagno variando il rapporto fra le resistenze. Se faccio la retta più pendente il punto B si sposta a sx, ma il punto A rimane sempre fermo, perché è il punto in cui il transistor si accende.

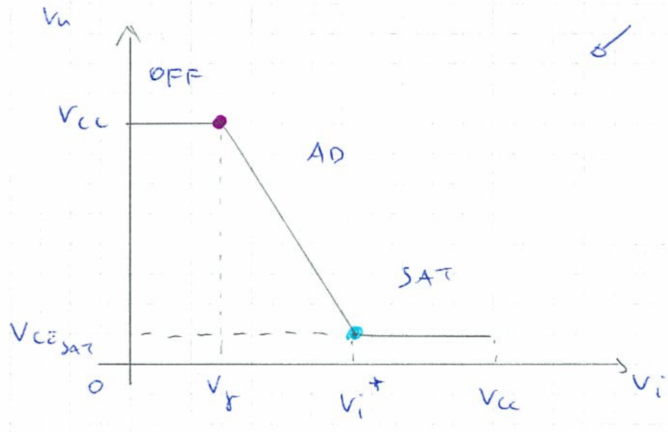
Calcoliamo i margini di errore.

NM ? $\qquad NM = \min\{NM_L ; NM_H\}$

$NM_L = V_{IL_{MAX}} - V_{OL_{MAX}}$

$NM_H = V_{OH_{MIN}} - V_{IH_{MIN}}$





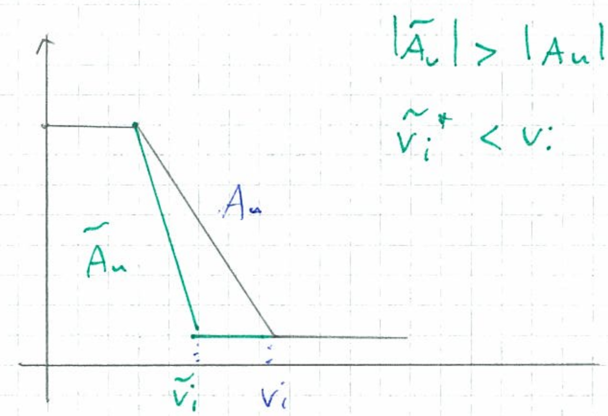
I valori che cerco sono le coordinate di questi punti notevoli.

$NM_L = V_{IL\,max} - V_{OL\,max} = V_\gamma - V_{CE\,sat} = 0{,}55\ V$

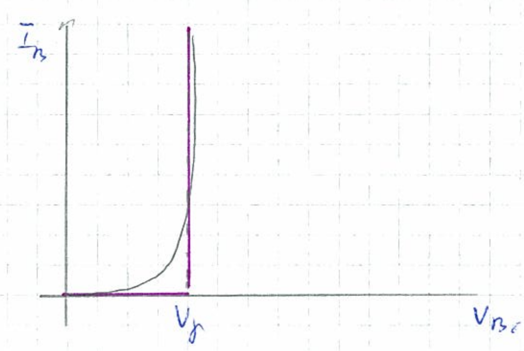
$NM_H = V_{OH\,min} - V_{IH\,min} = V_{CC} - V_i^* = 3{,}77\ V$

$NM = \min\{NM_L; NM_H\} = 0{,}55\ V$

Per cercare di variare i margini posso agire sulle resistenze. Se faccio la retta più pendente io sposto V_i^*, ma non mi serve a niente, perché cambio NM_H. Ho reso più grande il margine che è già più grande, per cui comunque $NM = 0{,}55$
Inoltre sto dicendo che il mio transistor entra in saturazione prima. Anche il collettore inizia a buttare elettroni in base. Questo è un problema quando dobbiamo spegnere il dispositivo



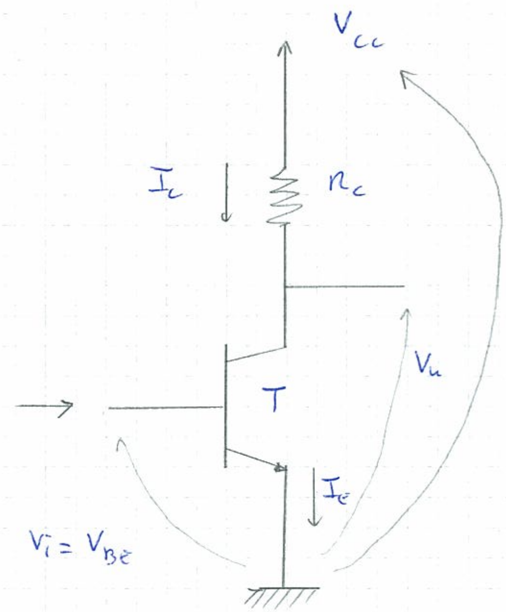
Posso dire che il modello a soglia del diodo va sempre bene qualsiasi sia il circuito che considero?



Consideriamo un altro circuito.

EC

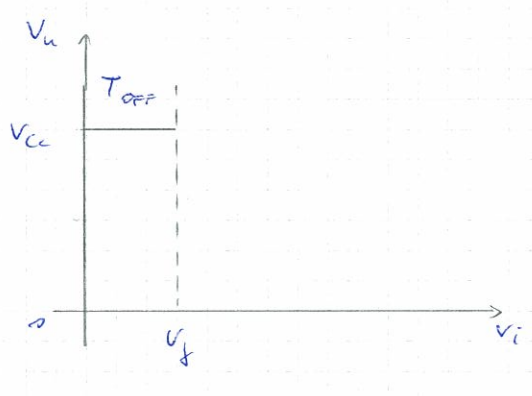
Emettitore Comune



1) T OFF

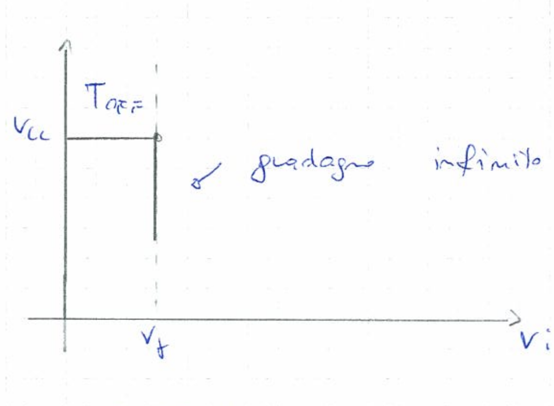
$V_{BE} < V_\gamma$ ma $V_i = V_{BE} < V_\gamma$

$I_B = I_E = I_C = 0$ ma $I_C = \dfrac{V_{CC} - V_u}{R_C} = 0 \longleftrightarrow V_u = V_{CC}$

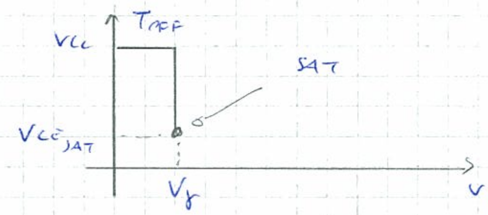


2) T_{AD}

$V_{BE} = V_\gamma$ ma $V_i = V_{BE} = V_\gamma$



Secondo questo modello la V_i non può più variare. ~~V_B~~ V_i = costante e una linea retta. Significa avere un guadagno infinito. È una prima inconsistenza.



3) T_{SAT}

$V_{BE} = V_\gamma$ $\quad\quad$ $V_{CE} = V_{CE_{SAT}}$

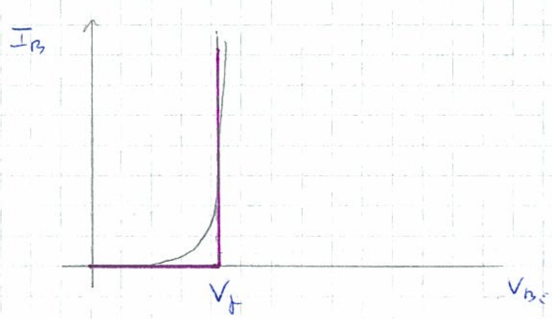
Ma queste considerazioni ci dicono che la condizione di saturazione è rappresentata da un punto.

Noi abbiamo detto V_{BE} costante, invece qui V_i = costante.

Il modello a soglia mi dice:
- guadagno infinito in AD
- non riesce a prevedere cosa succede in saturazione

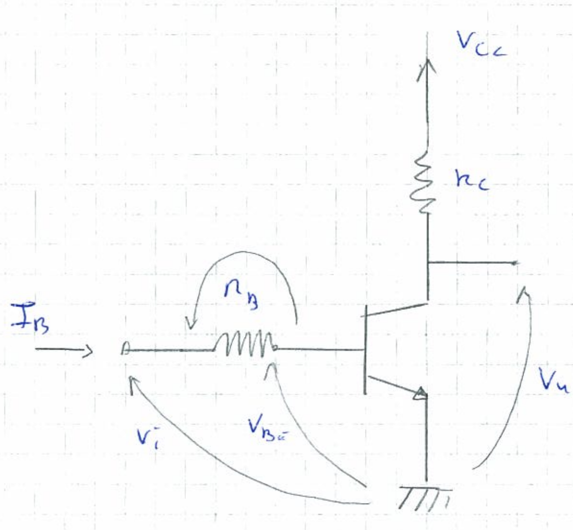
Cerchiamo di capire dov'è il problema, perché non riesco a spiegare queste regioni di funzionamento.

∃ un criterio per stabilire l'affidabilità del modello a soglia?



Abbiamo approssimato dicendo che per un ampio intervallo di correnti possiamo considerare $V_{BE} = V_\gamma$

Riprendiamo il nostro RTL, dove le cose funzionavano.



AD

$$I_C = \beta_F I_B = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 = \frac{\beta_F I_B}{I_S} + 1$$

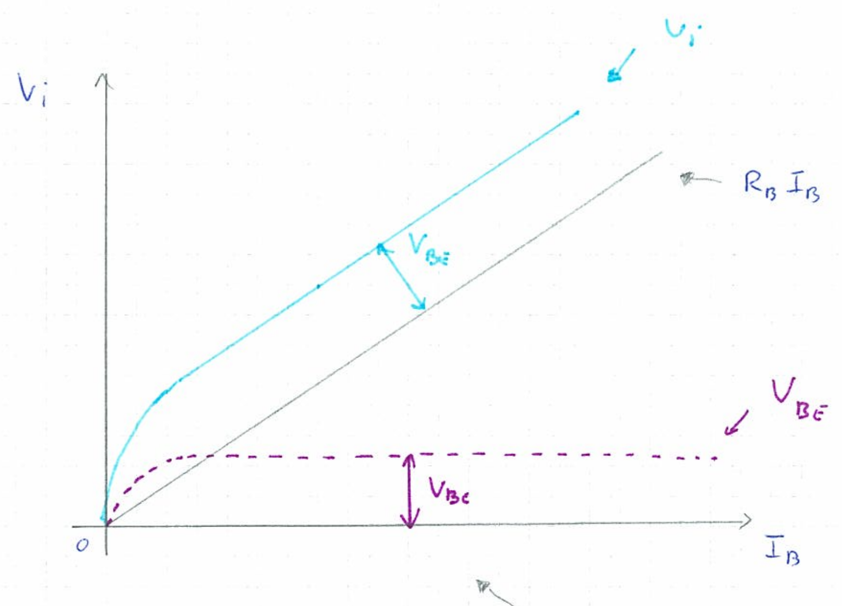
$$V_{BE} = V_T \log \left[\frac{\beta_F I_B}{I_S} + 1 \right]$$

la V_{BE} non è in realtà costante come avevamo detto noi

$$V_i = R_B I_B + V_{BE}$$

$$V_i = R_B I_B + V_T \log \left[\frac{\beta_F I_B}{I_S} + 1 \right]$$

Proviamo a costruirci la V_i in funzione di I_B



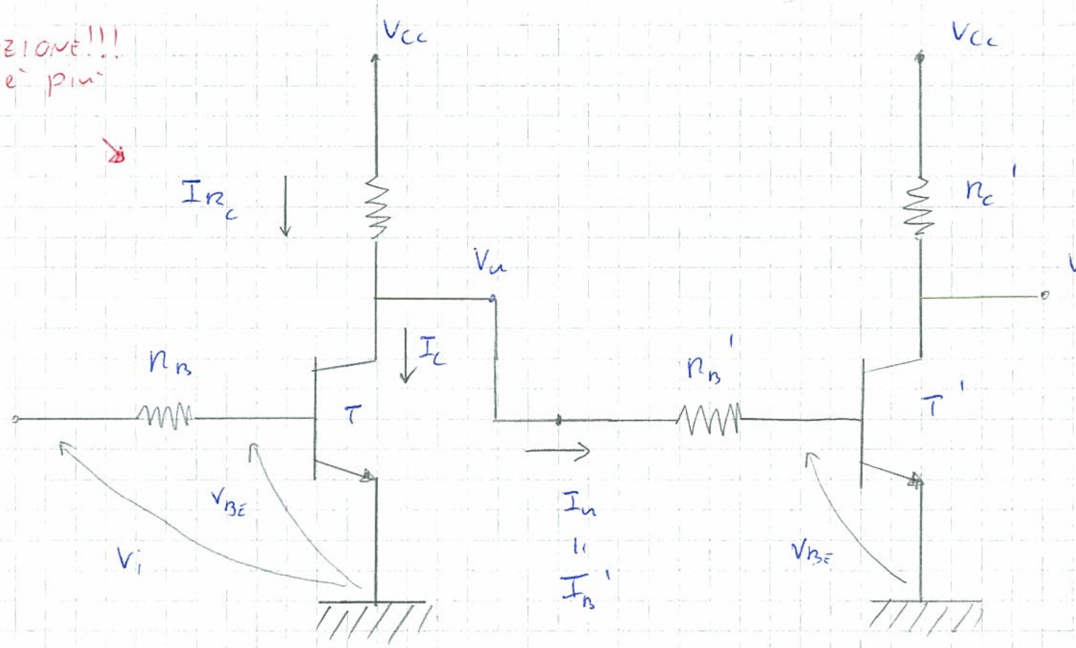
per valori grandi di I_B la V_{BE} tende ad essere approssimativamente costante.

Noi abbiamo detto che V_i varia. Ma non può variare se il mio modello dice che V_{BE} è costante.
Posso considerare il mio modello accettabile se c'è qualcosa nel mio circuito che mi assorbe le variazioni di V_{BE}.
Posso trascurare le variazioni di V_{BE} perché me le assorbe $R_B I_B$.

Posso applicare il modello a soglia quando considero le variazioni di V_{BE} intorno a V_γ trascurabili. Se nel mio circuito io sto facendo variare V_i e quindi V_{BE} ($V_i = V_{BE}$) non posso più considerare le variazioni di V_{BE} trascurabili.
Se tolgo la resistenza allora $V_i = V_{BE}$, e le variazioni non sono più trascurabili.
Se invece inserisco la resistenza allora le variazioni vengono assorbite dalla resistenza stessa e la V_{BE} rimane costante. Le variazioni della V_i diventano variazioni della $R_B I_B$ e la V_{BE} rimane costante.
Dobbiamo avere una resistenza sulla maglia di ingresso (sulla base, sull'emettitore o su entrambi).

Connessione in serie di due RTL

ATTENZIONE!!! non è più I_c.



Connettiamo in serie due RTL e cerchiamo di capire qual è ora la caratteristica del nostro circuito.
Chiediamoci inoltre qual è il # massimo di RTL che possiamo connettere in serie.

$$\left[\begin{array}{ll} \text{inverter} & \text{identici} \\ R_B = R_B' & R_C = R_C' \end{array}\right]$$

1) T_{OFF}

$V_{BE} < V_\gamma$

$$I_B = \frac{V_i - V_{BE}}{R_B} = 0 \qquad V_i = V_{BE} \qquad V_i < V_\gamma$$

T' è acceso o spento? Non lo sappiamo. Procediamo per ipotesi. Le tensioni e correnti che troviamo dovranno essere compatibili con T on

Hp: T' on

$\hookrightarrow V_{BE}' = V_\gamma$

$$I_B' = I_U = \frac{V_u - V_{BE}'}{R_B'} = \frac{V_u - V_\gamma}{R_B'}$$

$$I_{R_C} = I_C + I_u$$

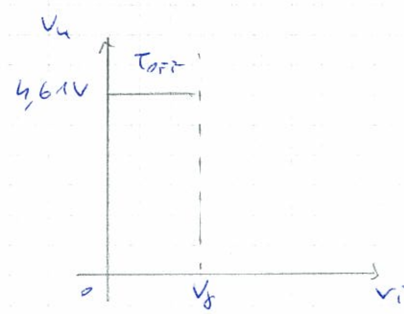
$T_{OFF} \rightarrow \downarrow$

$$= 0 + I_u \Rightarrow I_{R_C} = I_u$$

$$I_{R_C} = \frac{V_{CC} - V_u}{R_C}$$

$$I_{R_C} = I_u$$

$$\frac{V_{CC} - V_u}{R_C} = \frac{V_u - V_\gamma}{R_B'}$$



Mi ricavo V_u

$$V_u \left(1 + \frac{R_B'}{R_C}\right) = V_{CC} \frac{R_B'}{R_C} + V_\gamma$$

$$V_u = \frac{V_{CC} \, {}^{R_B'}/_{R_C} + V_\gamma}{1 + \frac{R_B'}{R_C}} = \frac{V_{CC} R_B' + V_\gamma R_C}{R_C + R_B'} = 4,61 \text{ V}$$

Possiamo usare un'unica notazione per le due resistenze che sono uguali

Prima (con un solo RTL) $V_u = 5V$

Quindi l'uscita sta calando. Sto quindi abbassando il valore alto $V_{H\,MIN}$.

Se accendiamo T la V_{cc} deve alimentare sia T sia T'.
Ma prima vediamo cosa sarebbe successo supponendo anche T' OFF.
Avremmo avuto $V_u = V_{cc}$. Quindi $V_{BE} = V_{cc} > V_\gamma \Rightarrow T'_{ON}$: assurdo.

2) T_{AD}

Al crescere di V_i il primo transistore si accende e va in AD.

$$V_{BE} = V_\gamma$$

Cerco V_u in funzione di V_i

$$I_B = \frac{V_i - V_\gamma}{R_B}$$

$$I_C = \beta_F I_B = \beta_F \frac{V_i - V_\gamma}{R_B}$$

T'_{ON} (niente mi è più aperto)

$$I_u = \frac{V_u - V_\gamma}{R_B'}$$

$$I_{R_C} = I_u + I_C$$

$$\frac{V_{cc} - V_u}{R_C} = \frac{V - V_\gamma}{R_B'} + \beta_F \frac{V_i - V_\gamma}{R_B}$$

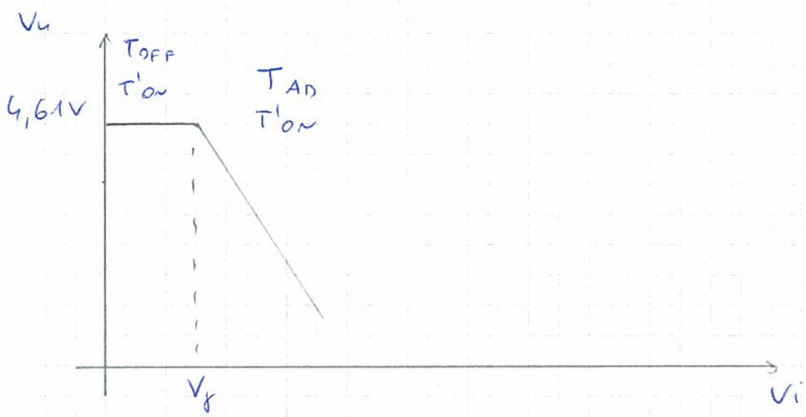
$$V_u = \left(\frac{1}{R_B'} + \frac{1}{R_C} \right) = \frac{V_{cc}}{R_C} + \frac{V_\gamma}{R_B'} - \beta_F \frac{V_i - V_\gamma}{R_B}$$

oss.: inverter identici $R_B = R_B'$

$$V_u = \frac{\frac{V_{cc}}{R_C} + \frac{1}{R_B} V_\gamma - \beta_F \frac{(V_i - V_\gamma)}{R_B}}{\frac{R_B + R_C}{R_B R_C}}$$

$$V_u = \frac{V_{cc} R_B + V_\gamma R_C - \beta_F R_C (V_i - V_\gamma)}{R_B + R_C}$$

è l'eq. di una retta con pendenza negativa.



$$A_u = \frac{dV_u}{dV_i} = - \frac{\beta_F R_C}{R_B + R_C}$$

rispetto a prima il guadagno sta diminuendo.

Possono succedere due cose. Se cala la V_u T può saturare. Ma poiché V_u alimenta T', T' potrebbe spegnersi. Dobbiamo capire quale delle due condizioni avviene prima.

per vedere se siamo in saturazione

$V_u = V_{CE_{SAT}}$

$I_C < \beta_F I_B$

$$\begin{array}{ccc} & V_u \text{ cala} & \\ \text{I} \swarrow & & \searrow \text{II} \\ T_{SAT} & & T'_{OFF} \end{array}$$

I) Supponiamo che T saturi. Vediamo quando accade

$$V_u = \frac{V_{CC} R_B + V_\gamma R_C - \beta_F R_C (V_i - V_\gamma)}{R_B + R_C} = V_{CE_{SAT}}$$

$$V_u = V_{CE_{SAT}} \longrightarrow V_i = \tilde{V}_i$$

è inutile andare a calcolare questo valore, perché non appena V_u scende sotto a V_γ T' si spegne

$$\begin{array}{ccc} & V_u \text{ cala} & \\ \swarrow & & \searrow \\ T_{SAT} & & T'_{OFF} \\ \downarrow & & \downarrow \\ V_u = V_{CE_{SAT}} & & V_u = V_\gamma \end{array}$$

Per verifica calcoliamo V_i

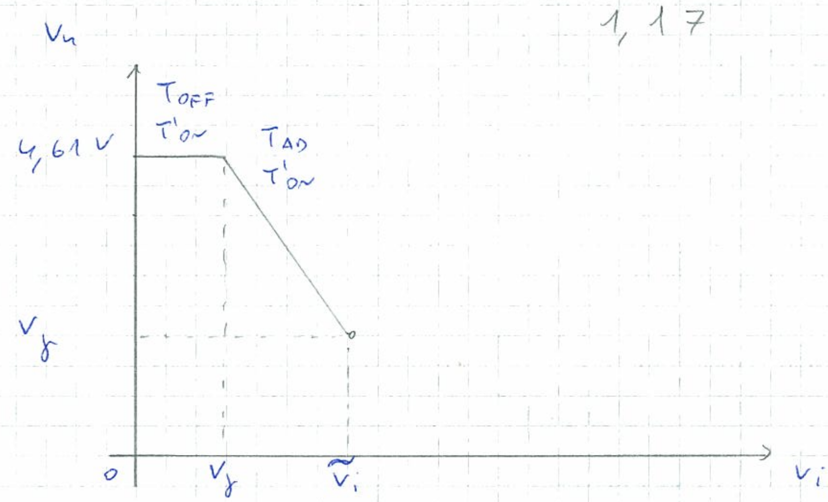
$$\overset{0.2}{V_{CE_{SAT}}} (\overset{10K}{R_B} + \overset{1K}{R_C}) - \overset{5}{V_{CC}} \overset{10K}{R_B} - \overset{0,75}{V_\gamma} \overset{1K}{R_C} = - \overset{100}{\beta_F} \overset{1K}{R_C} (V_i - \overset{0,75}{V_\gamma}) \rightarrow V_i = 1,235 \text{ V}$$

Se invece vado a risolvere la stessa formula ma in cui al posto di V_u metto V_γ trovo il valore per cui avviene T'_{OFF}.

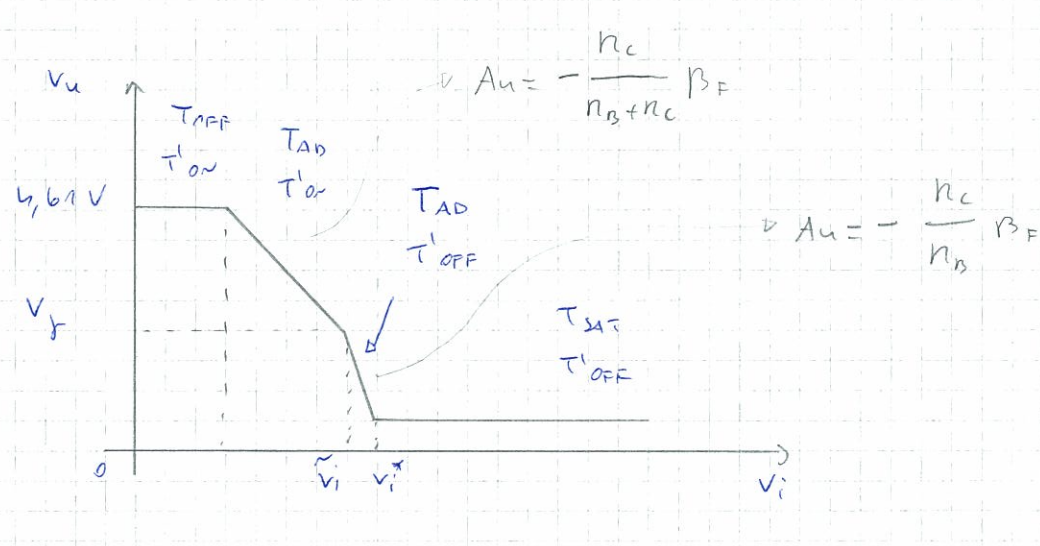
$V_i =$

V_u cala

T_{SAT}	T'_{OFF}
$V_u = V_{CE_{SAT}}$	$V_u = V_\gamma$
$V_i = 1,235$ V	$V_i = \cancel{0,732}$ V ← avviene prima 1,17



Ma se T' va OFF torniamo esattamente nella condizione dell'altra volta del transistore T che non ha carico.



3) T_{AD}

$T'_{OFF} \rightarrow I_u = 0$

$$I_c = I_{R_c} = \frac{V_{cc} - V_u}{R_c}$$

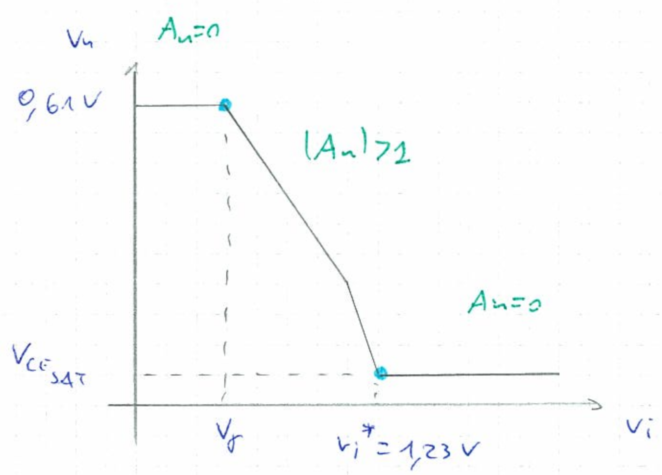
$$I_B = \frac{V_i - V_\gamma}{R_B}$$

$$I_c = \beta_F I_B$$

$$\frac{V_{cc} - V_u}{R_c} = \beta_F \frac{(V_i - V_\gamma)}{R_B}$$

$$\boxed{V_u = V_{cc} - \beta_F \frac{R_c}{R_B} (V_i - V_\gamma)}$$

Se in questo caso volessi calcolare i margini di immunità ai disturbi?



$V_{OLmax} = V_{CE\,SAT}$ $\qquad$ $V_{ILmax} = V_\gamma$

$V_{IHmin} = v_i^* = 1,23\ V$ $\qquad$ $V_{OHmax} = 4,61\ V$

$$NM_L = V_{ILmax} - V_{OLmax} = 0,55\ V$$

$$NM_H = (4,61 - 1,23)\ V = 3,38\ V$$

$$NM = \min\{NM_L, NM_H\} = NM_L = 0,55\ V$$

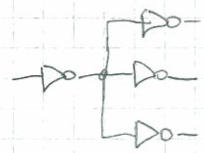
Cambia il valore alto ma di nuovo chi limita la bontà della porta è il valore basso, che non viene toccato.

Se al posto di due RTL ne avessi n? Potrei continuare ad abbassare $V_{OH\,min}$ finché NM_H non diventa minore di NM_L. Quindi c'è un limite di porte che io posso connettere in cascata.

SCARICO

150606 → secondo II

300605 → primo I



Abbiamo detto

Teff T' on

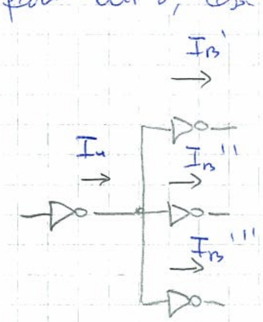
$$\begin{cases} V_{CC} - R_C I_C = V_u \\ I_C = \dfrac{V_u - V_\gamma}{R_B} \end{cases}$$

$$V_{CC} - \frac{R_C}{R_B}(V_u - V_\gamma) = V_u$$

$$V_{CC} + \frac{R_C}{R_B} \cdot V_\gamma = V_u \left(1 + \frac{R_C}{R_B}\right)$$

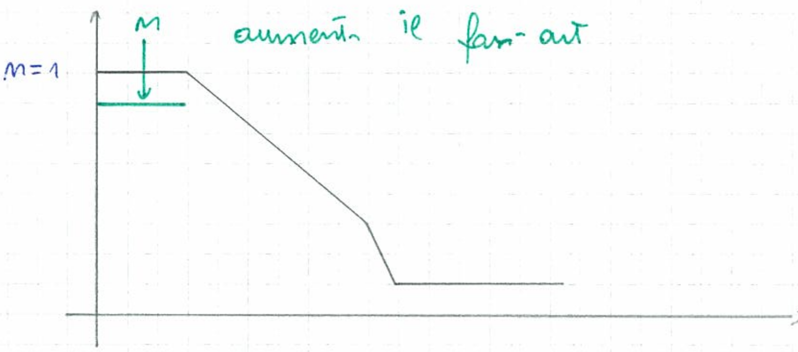
$$\boxed{V_u = \frac{V_{CC} \cdot R_B + R_C V_\gamma}{R_B + R_C}}$$

Se ora in uscita al primo inverter connetto più inverter (aumento il fan-out), cosa succede?



Se tutti i T. sono accesi allora la I_u, che è uguale alla somma di tutte le I_b, aumenta. Ma allora la V_u sta calando, infatti

$V_{cc} - R_C I_u = V_u$



Ma se V_u cala

$NM_L = V_\gamma - V_{CE_{SAT}} = 0,55\ V$

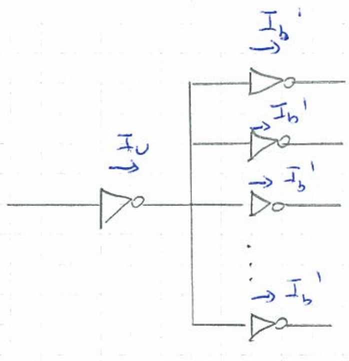
$NM_H = V_{OHmin} - V_{IHmin}$

$\downarrow$

diminuisce V_{OHmin}

Se continua a rendere NM_H piccolo questo può diventare anche minore di NM_L. Qual è il numero massimo di porte che riesco a connettere in uscita senza che il margine alto scenda sotto NM_L?

Se connettiamo n gate in uscita la corrente I_u sarà uguale a n volte la I_B'



$$\begin{cases} V_{cc} - R_C I_u = V_u \\ I_u = \dfrac{V_u - V_\gamma}{R_B}\, n = n\, I_b' \end{cases}$$

$$V_{cc} - \frac{R_C}{R_B}\, n\, (V_u - V_\gamma) = V_u$$

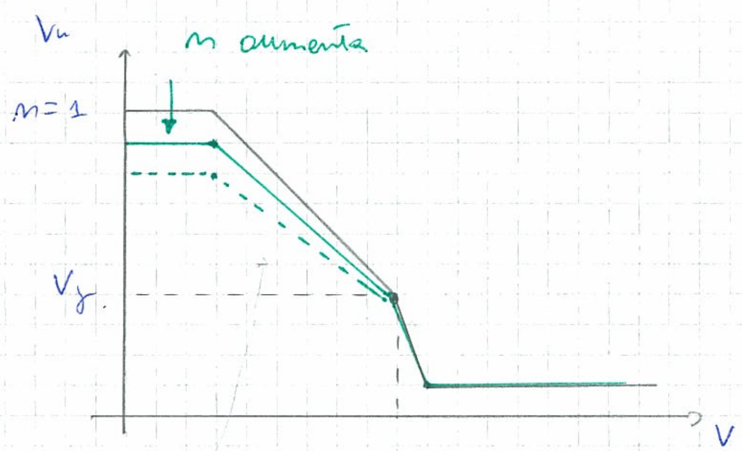
$$V_{CC} + \frac{R_C}{R_B} n V_\gamma = V_u \left(1 + n\frac{R_C}{R_B}\right)$$

$$\boxed{V_u = \frac{V_{CC} R_B + n R_C V_\gamma}{R_B + R_C \cdot n}}$$

Nel caso $n \to \infty$ avremmo $V_u = V_\gamma$. Assorbiremmo tanta corrente da portare tutti i gate al limite dell'accensione.

$$V_u = \begin{cases} V_u = V_{CC} & n \to 0 \\ V_u = V_\gamma & n \to \infty \end{cases}$$

La V_u si porta al valore più basso possibile per $n \to \infty$, cioè V_γ. Se infatti scende sotto V_γ i transistori a valle si spengono. Da $V_u = V_\gamma$ le caratteristiche tornano a coincidere con la prima che abbiamo visto, perché da lì in poi tutti i transistori a valle sono spenti.



Inoltre osserviamo che più porte abbiamo in uscita più il guadagno cala. Questo tratto è sempre meno pendente.

Fan-out massimo?

$NM_H > 0{,}5\ V$

Voglio che

$NM_H = V_{OHMIN} - V_{IHMIN} > 0{,}5$

$\Updownarrow$

$$\underbrace{\frac{V_{cc} R_B + m R_C V_\gamma}{R_B + m R_C}}_{V_{OHMIN}} - \underbrace{1{,}23}_{V_{IHMIN}} > \underbrace{0{,}5}_{N_M}$$

$$m < \frac{32{,}7}{0{,}98} = 33{,}3$$

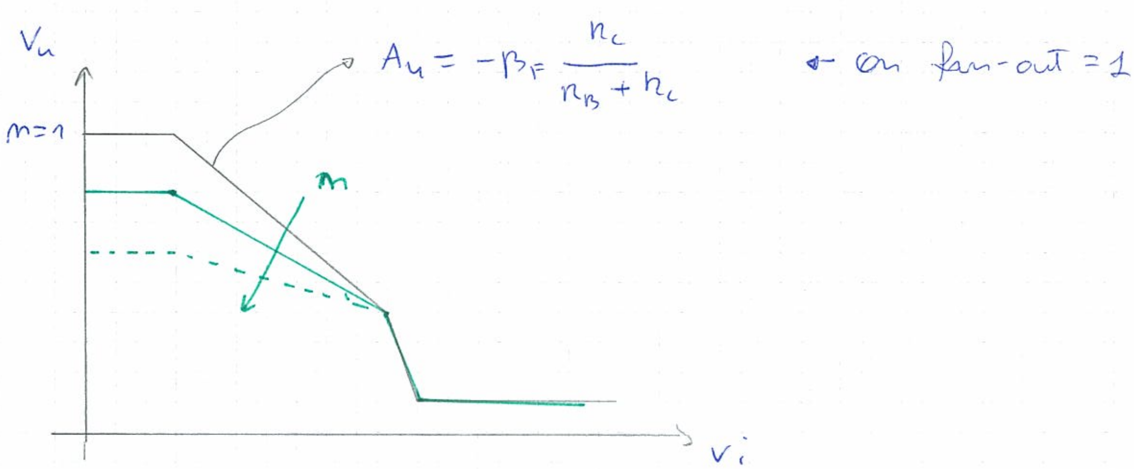
Essendo m un numero intero devo dire

$$m \leq 33$$

Se connetto anche solo 34 porte NM_H diventa minore di 0,5. Non rispetto più le specifiche sul margine di disturbo.

L'immunità ai disturbi è un indicatore della "bontà" di una porta. Altri indicatori sono la velocità di commutazione oppure la potenza statica dissipata. La potenza statica è l'energia dissipata quando il transistore è acceso. Esiste poi una potenza dinamica che è quella dissipata quando il transistore da spento si accende

Guardiamo ora come il fan-out influenza il guadagno.



A_u?

T_{AD}

~~Gli~~ Gli n T' sono ON

$$I_{R_C} = I_u + I_c$$

$$I_u = n\, I_B = n\, \frac{V_u - V_\gamma}{R_B'}$$

$$I_c = \beta_F\, I_B = \beta_F\, \frac{V_i - V_\gamma}{R_B}$$

$$I_{R_C} = \frac{V_{CC} - V_u}{R_C}$$

$$I_{R_C} = I_u + I_c$$

$$\frac{V_{CC} - V_u}{R_C} = n\, \frac{V_u - V_\gamma}{R_B} + \beta_F\, \frac{V_i - V_\gamma}{R_B}$$

$$V_u \left[\frac{n}{R_B} + \frac{1}{R_C} \right] = \frac{V_{CC}}{R_C} + \frac{n V_\gamma}{R_B} - \frac{V_i - V_\gamma}{R_B}\, \beta_F$$

è inutile proseguire con i calcoli in modo da isolare V_u. Quando abbiamo V_u da un lato e V_i dall'altro possiamo trovare il guadagno derivando direttamente (in questo modo mi tolgo di mezzo tutte le costanti).

$$A_v = \frac{dV_u}{dV_i} \left[\frac{n}{R_B} + \frac{1}{R_C} \right] = - \frac{\beta_F}{R_B} \overbrace{\frac{dV_i}{dV_i}}^{=1}$$

$$A_v = - \frac{\beta_F}{R_B} \cdot \frac{1}{\frac{n}{R_B} + \frac{1}{R_C}} = \frac{-\beta_F \cancel{R_B} R_C}{\cancel{R_B}(n R_C + R_B)} = - \frac{\beta_F R_C}{R_B + n R_C}$$

$$\boxed{A_v = - \frac{\beta_F R_C}{R_B + n R_C}}$$

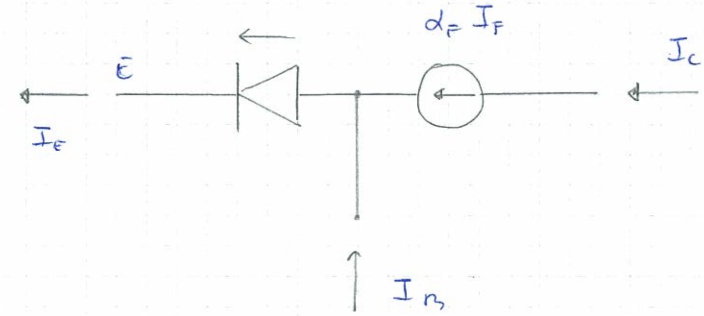
RTL dal punto di vista dinamico

Vediamo cosa succede quando accendiamo e spegnamo il transistor. Il problema è che non abbiamo un modello che ci permetta di studiare il transistor in transitorio, perchè il modello visto non tiene conto dei fenomeni capacitivi (non presenta condensatori). Pensiamo ora a come creare questo modello.

Modello a controllo di carica per il transistor BJT

Voglio evidenziare il ruolo della carica. Quindi espliciterò tutte le mie equazioni in funzione della carica. Partiamo dal modello di Ebers-Moll.

AD



In AD trascuro cosa succede in base-collettore, perchè si trovano in inversa. Quindi posso dire

$$I_C = \alpha_F I_F = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right)$$

$$I_B = I_F - \alpha_F I_F$$

$$I_E = I_F$$

Questo è quello che abbiamo visto in condizioni statiche. Sappiamo che in AD la giunzione base-emettitore è in diretta. Quindi abbiamo una iniezione di elettroni da emettitore alla base. Una parte di elettroni, però, prosegue verso la regione svuotata base-collettore.
L'entità di questa quantità di carica dipende esponenzialmente dalla tensione applicata alla giunzione. Chiamo Q_F questa carica.

$$Q_F = Q_{F0}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right)$$

Come il diodo questa carica è proporzionale a $\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right)$ secondo una certa costante che chiamo ad es. Q_{F0}. Questa carica ha una dipendenza esponenziale da V_{BE} esattamente come la corrente I_C. Anche perché sarà proprio quella carica la causa della corrente che io misuro. Posso quindi dire che Q_F e I_C sono proporzionali tra di loro tramite una certa costante.

$$I_C \propto Q_F$$

Affinché dimensionalmente tutto torni la costante di proporzionalità dovrà avere le dimensioni di un tempo.

$$I_C = \frac{Q_F}{\tau_F}$$

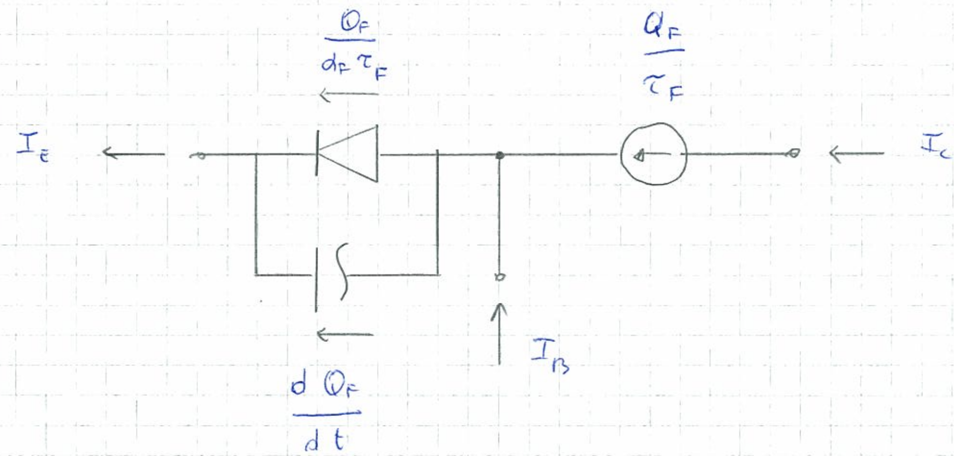
τ_F ha le dimensioni di un tempo

Questo τ_F è il tempo che gli elettroni impiegano per formare la corrente, cioè per arrivare al collettore. Se facciamo un'analisi approssimata possiamo dare a τ_F questo significato fisico.
Ora posso facilmente valutare la I_F in funzione di Q_F.

$$\begin{cases} I_C = \dfrac{Q_F}{\tau_F} \\ I_C = \alpha_F I_F \end{cases} \qquad \frac{Q_F}{\tau_F} = \alpha_F I_F \qquad \left[I_F = \frac{Q_F}{\tau_F \alpha_F} \right.$$

Ora posso riscrivere il mio modello.

MODELLO A CONTROLLO DI CARICA IN AD.



Scelgo di trascurare le capacità associate alle ~~..~~ giunzioni, perché vedremo che sono trascurabili.

Posso ora riscrivermi tutte le correnti

AD

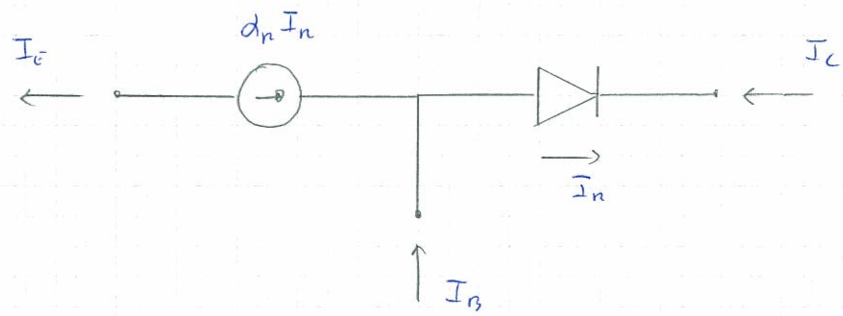
$$I_C = \frac{Q_F}{\tau_F}$$

$$I_E = \frac{Q_F}{\alpha_F \tau_F} + \frac{dQ_F}{dt}$$

$$I_B = I_E - I_C$$

Ora studio il caso di funzionamento in attiva inversa.

AR



$V_{BE} < 0$

$V_{BC} > 0$

Se la giunzione base-collettore è in diretta avrò degli elettroni che dal collettore vengono iniettati in base. Avrò poi anche delle lacune che dalla base verranno iniettate nel collettore. Questa carica la chiamo Q_R. Anche questa volta mi aspetto una dipendenza esponenziale da V_{BC}.

$$Q_R = Q_{R0}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1\right)$$

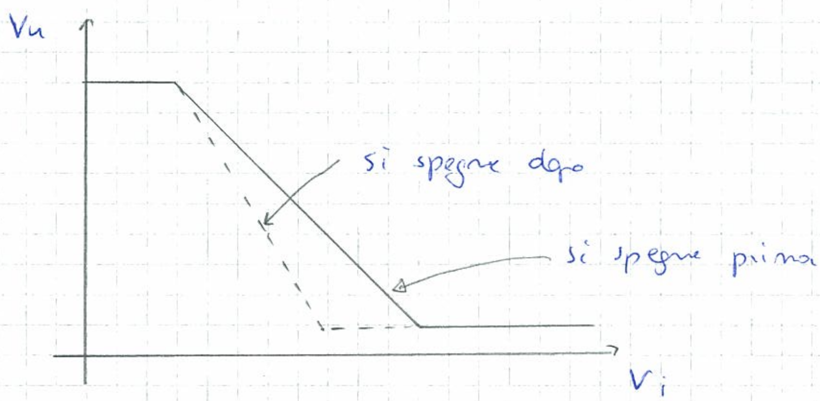
Avrò anche un contributo della giunzione in inversa, ma come nel caso AD sarà un contributo trascurabile. Anzi, in questo caso è ancora più trascurabile di prima, a causa della differenza fra i drogaggi.

Se il transistore è spento non ho carica in base. Se il transistore è in SAT sto buttando carica da entrambe le parti, quindi la carica sarà tanta. Supponiamo di voler passare

1) OFF → AD

2) SAT → OFF

Per entrambe queste transizioni ci vorrà un po' di tempo. Già a intuito capisco che ci vuole più tempo per fare la transizione SAT → OFF.
Questo è il problema degli RTL: si accendono più velocemente di quanto si spengono. Ci vuole del tempo per spegnere l'RTL, perché quando sono in saturazione in base c'è tanta carica.
Se prendiamo un RTL e aumentiamo il guadagno cambia il punto in cui si entra in saturazione. Prima entro in saturazione più è difficile spegnere il transistore.



AR

$$Q_R = Q_{R_0}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1\right)$$

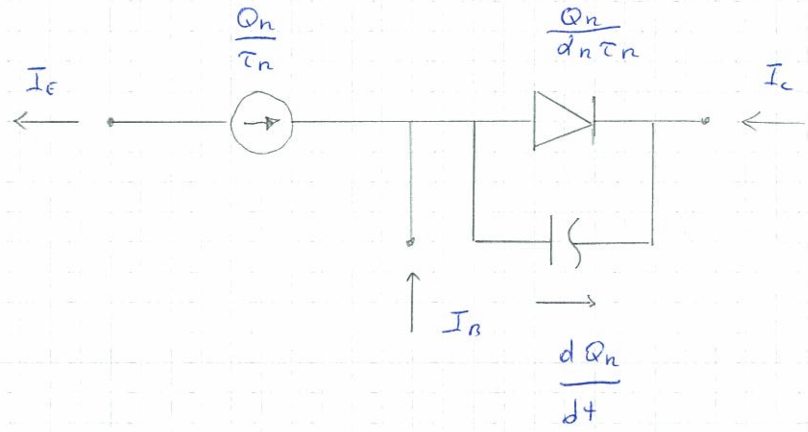
$$I_R = I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1\right)$$

$$\begin{cases} I_E = -\alpha_R I_R \\ I_E = -\dfrac{Q_R}{\tau_R} \end{cases}$$

$$\alpha_R I_R = \frac{Q_R}{\tau_R}$$

$$I_R = \frac{Q_R}{\tau_R \alpha_R}$$

MODELLO A CONTROLLO DI CARICA IN INVERSA



Ricordiamo che ancora una volta abbiamo trascurato le cariche di giunzione. Se i transitori sono esauriti, le derivate di Q in dt sono nulle. Scompaiono i due condensatori e abbiamo il modello di Ebers Moll classico.

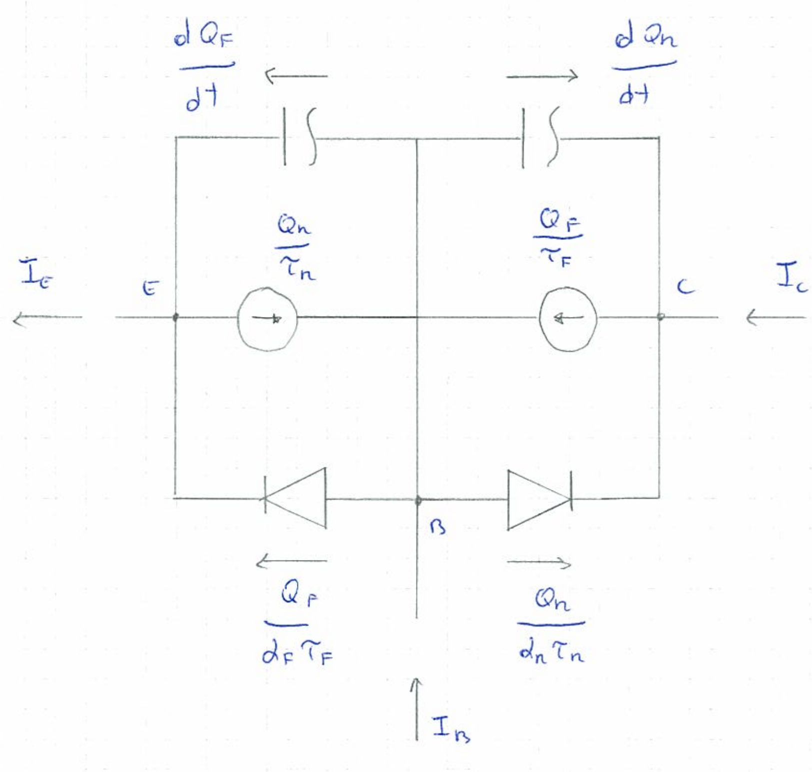
$$I_C = -\frac{Q_n}{\alpha_n \tau_n} - \frac{dQ_n}{dt}$$

$$I_B = I_E - I_C$$

$$I_E = -\frac{Q_n}{\tau_n}$$

MODELLO A CONTROLLO DI CARICA DEL BJT

Ma queste formule valgono solo in AD e in AR. Se uniamo i due modelli possiamo ricavare il modello completo.



nota:

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1-\alpha_F}$$

$$I_C = \frac{Q_F}{\tau_F} - \frac{Q_n}{\alpha_n \tau_n} - \frac{dQ_n}{dt}$$

$$I_E = \frac{Q_F}{\tau_F \alpha_F} - \frac{Q_n}{\tau_n} + \frac{dQ_F}{dt}$$

$$I_B = I_E - I_C = \frac{Q_F}{\alpha_F \tau_F} - \frac{Q_F}{\alpha_n \tau_n} - \frac{Q_n}{\tau_n} + \frac{dQ_F}{dt} + \frac{dQ_n}{dt} =$$

$$= \frac{Q_F}{\tau_F}\left(\frac{1}{\alpha_F} - 1\right) + \frac{Q_n}{\tau_n}\left(\frac{1}{\alpha_n} - 1\right) + \frac{dQ_F}{dt} + \frac{dQ_n}{dt} =$$

$$= \frac{Q_F}{\beta_F \tau_F} + \frac{Q_n}{\beta_n \tau_n} + \frac{dQ_F}{dt} + \frac{dQ_n}{dt}$$

Se siamo in saturazione dovremo considerare sia la Q_F sia la Q_n. Altrimenti in AD e An potremo considerare solo una delle due semplificando il modello.

$$\boxed{\begin{aligned} I_C &= \frac{Q_F}{\tau_F} - \frac{Q_n}{\alpha_n \tau_n} - \frac{dQ_n}{dt} \\ I_E &= \frac{Q_F}{\tau_F \alpha_F} - \frac{Q_n}{\tau_n} + \frac{dQ_F}{dt} \\ I_B &= \frac{Q_F}{\beta_F \tau_F} + \frac{Q_n}{\beta_n \tau_n} + \frac{dQ_F}{dt} + \frac{dQ_n}{dt} \end{aligned}}$$

Da cosa dipende τ_F?

AD. STAZ. $\frac{dQ}{dt} = 0$

$$I_C = \frac{Q_F}{\tau_F} = \frac{Q_{F0}}{\tau_F}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right)$$

~~facendo il rapporto~~ quindi $\frac{Q_{F0}}{\tau_F}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right) = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right) \rightarrow \tau_F = \frac{Q_{F0}}{\alpha_F I_{ES}}$

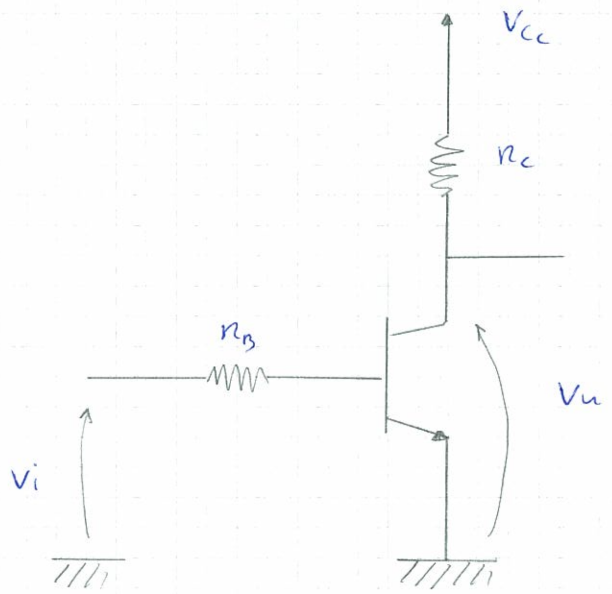
Quindi

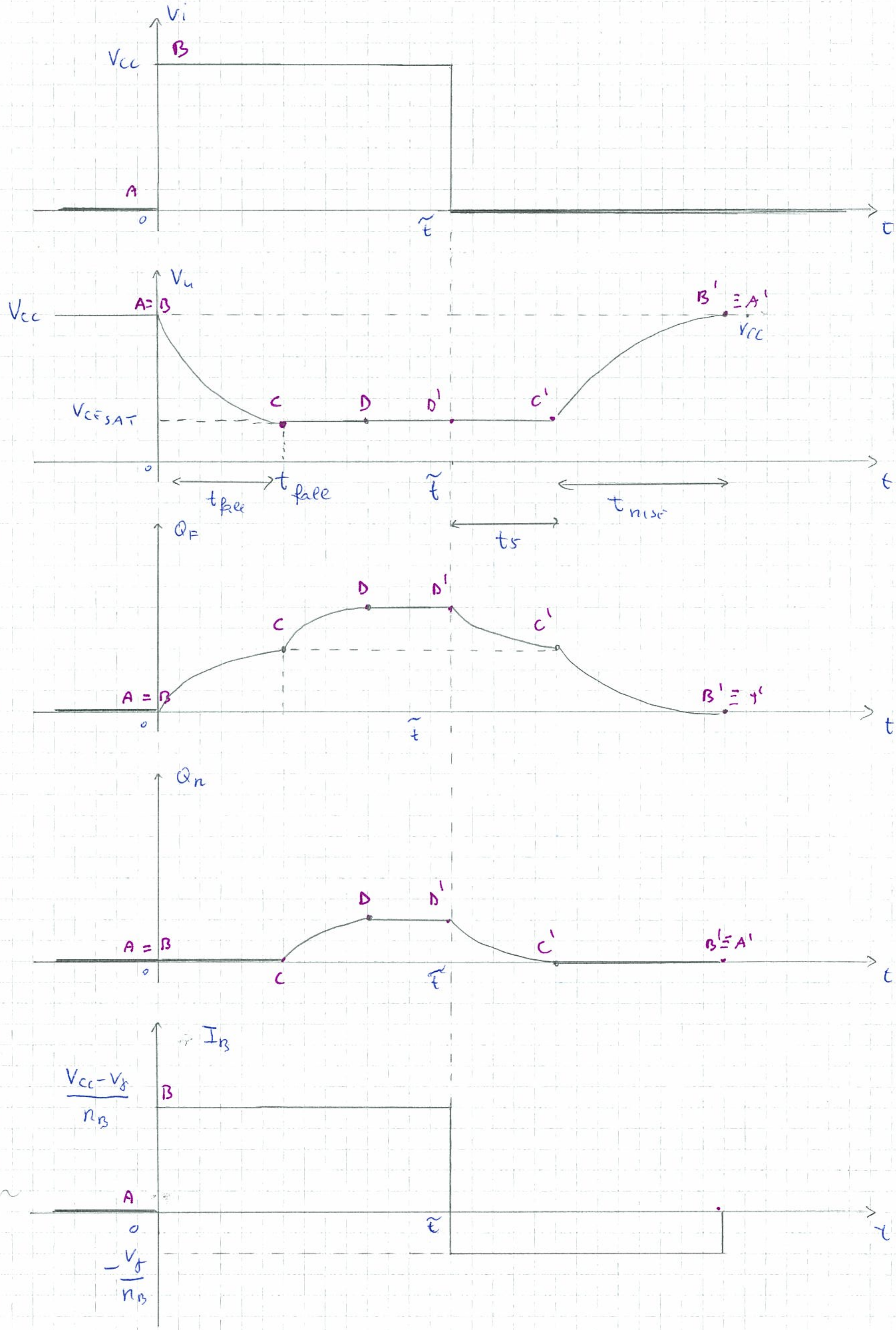
$$\tau_F = \frac{Q_{F0}}{\alpha_F \, I_{ES}}$$

τ_F dipende quindi solo da come è stato costruito il nostro transistore.

Tempo di commutazione dei BJT

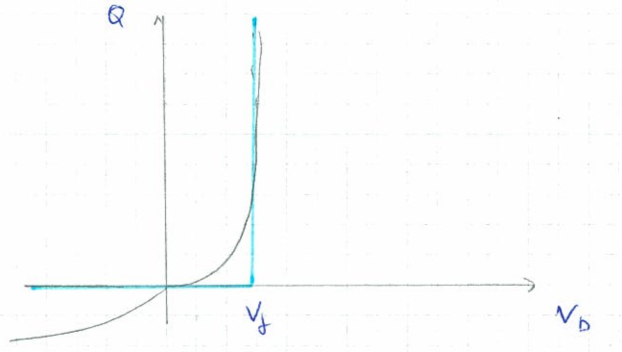
Quanto ci mette il dispositivo a passare da OFF a ON e viceversa?
Io ho un RTL. Per semplicità lo considero a vuoto. Studio questa volta il sistema in condizioni dinamiche, cioè vario V_i nel tempo.



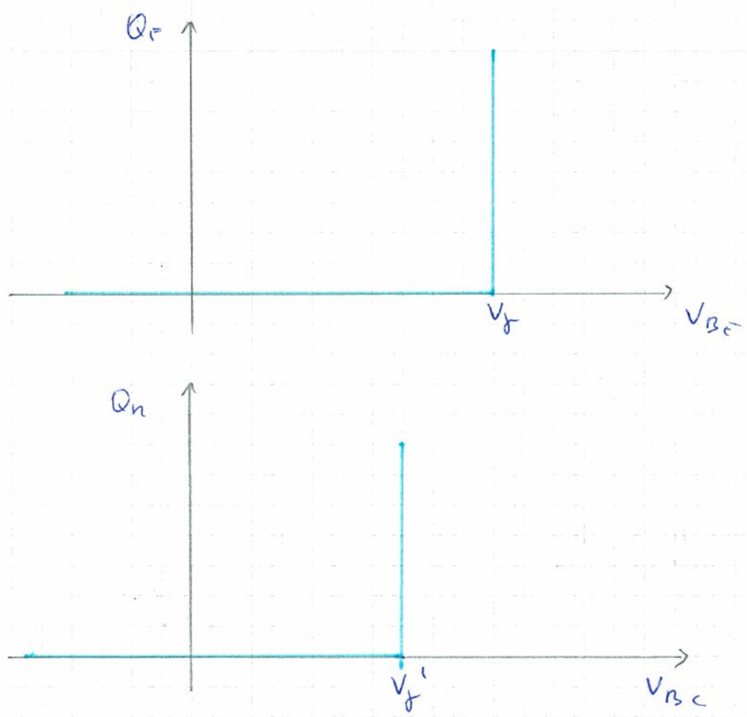


Vi
Vcc
B
A
0
t̃
t
Vu
Vcc
A=B
B' ≡ A'
Vcc
VCESAT
C
D
D'
C'
0
t
t fall
t fall
t̃
t rise
ts
QF
C
D
D'
C'
A = B
B' ≡ A'
0
t̃
t
Qn
D
D'
A = B
C'
B' ≡ A'
0
C
t̃
t
IB
Vcc-Vγ
RB
B
A
0
t̃
-Vγ
RB
t

Il modello a soglia del diodo visto in precedenza era fatto così:



Anche per il BJT cerchiamo di considerare un modello a soglia analogo a questo.



Cominciamo a vedere cosa succede a $t<0$: la $V_i = 0$. Siamo in una condizione di regime: se c'erano dei transitori si sono esauriti. Quindi tutte le derivate rispetto al tempo sono nulle. L'analisi diventa l'analisi del caso stazionario.

1) $t<0$ $\qquad v_i = 0$

$$\frac{dQ}{dt} = 0$$

T_{OFF} $\qquad I_B = I_C = I_E = 0$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_u}{R_C} = 0$$

$$V_u = V_{CC}$$

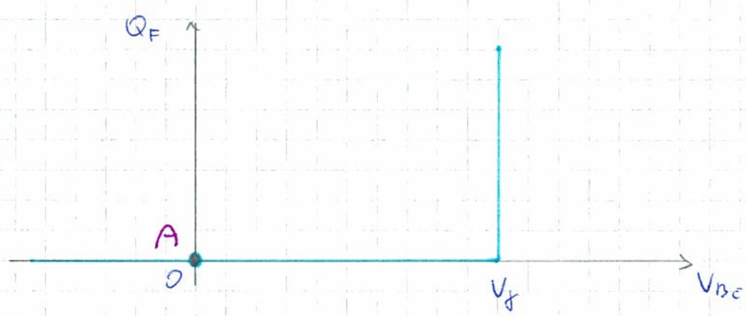
$$I_B = 0 = \frac{Q_F}{\tau_F \beta_F} + \frac{Q_R}{\tau_R \beta_R} = 0 \rightarrow \begin{matrix} Q_F = 0 \\ Q_R = 0 \end{matrix}$$

$$\Downarrow$$

$$\frac{dQ}{dt} = 0$$

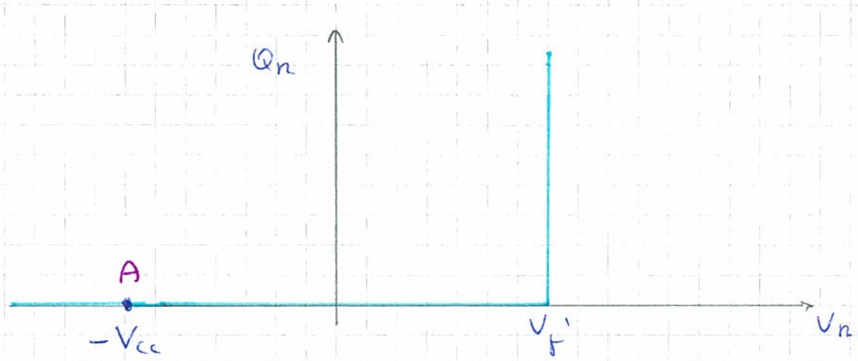
Guardiamo dove siamo nei grafici Q_F (e Q_R) in funz. di V_{BE}.
Ci sono infiniti valori che ci danno una carica nulla. Se $I_B = 0$

$$I_B = \frac{v_i - V_{BE}}{R_B} = 0 \rightarrow v_i = V_{BE} = 0$$



e la V_{BC} ?

$$V_{CC} = V_u = \underset{\overset{\parallel}{0}}{V_{BE}} - V_{BC} \Rightarrow V_{BC} = -V_{CC}$$



2) $t>0$ $\qquad V_i = V_{CC}$.

All'istante t l'ingresso commuta. Ho un ingresso alto. In condizioni stazionarie sappiamo che l'uscita dovrà essere bassa. e lo sarà, ma non varierà istantaneamente.

$$Q_F(0^+) = Q_F(0^-) = 0$$
$$Q_n(0^+) = Q_n(0^-) = 0$$

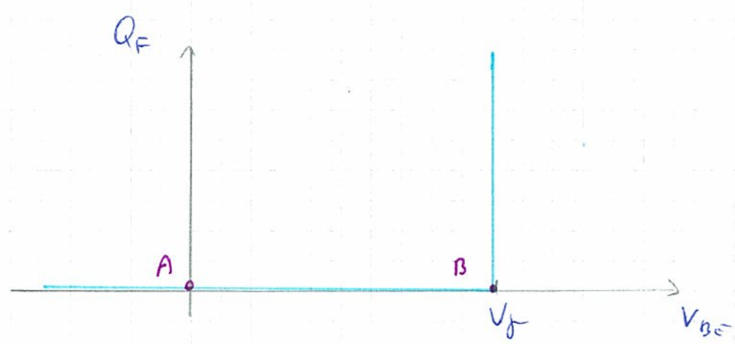
All'istante 0^+ anche la V_u è ancora uguale a V_{CC}. Infatti ~~...~~ I_C è ancora nulla, infatti

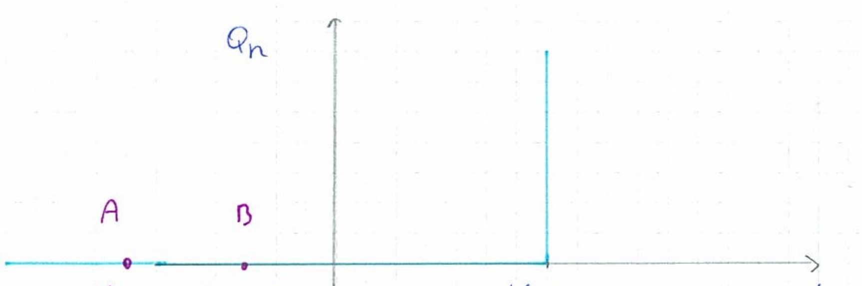
$$I_C = \frac{\overset{0}{Q_F}}{\tau_F} - \frac{\overset{0}{Q_n}}{\alpha_n \tau_n} - \frac{\overset{0}{dQ_n}}{dt}$$

Ora, se io do un ingresso V_{CC} la tensione V_{BE} dovrà portarsi a V_γ.

$$V_{BE}(0^+) = V_\gamma \quad \Rightarrow \quad I_B = \frac{V_{CC} - V_\gamma}{R_B}$$

e sui grafici Q_F e Q_n in funz. di V_{BE} e V_{BC}? Secondo il nostro modello a soglia sto spostando della carica nulla, quindi lo faccio in tempo nullo: è per questo che la corrente può variare istantaneamente.

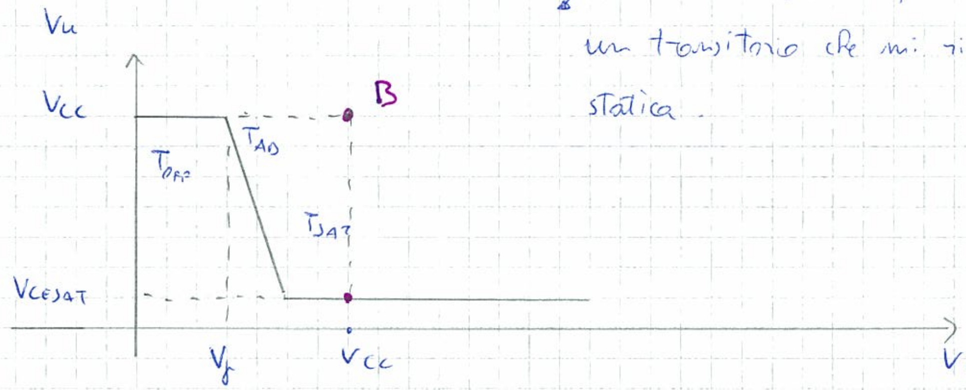




→ (vedi pag. successiva)

$$V_{BC}(0^+) = V_{BE}(0^+) - V_u(0^+) = V_\gamma - V_{CC}$$

Vediamo ora dove si trovano i punti A e B sulla caratteristica statica dell'NTL.

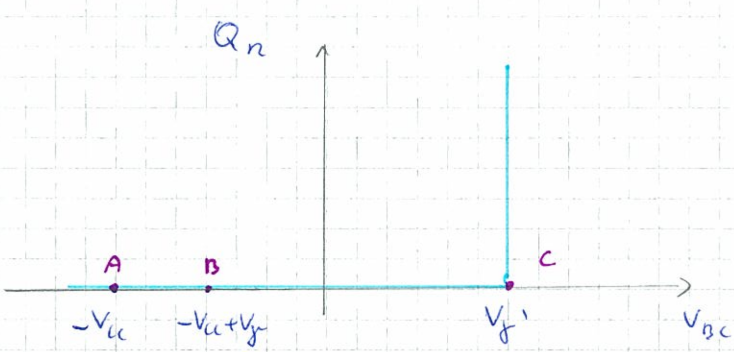


Sono momentaneamente fuori dalla caratteristica. Serve un transitorio che mi riporti nella caratteristica statica.

Sono uscito dalla caratteristica statica. Ed ha senso, perché sto studiando un transitorio. Ma la caratteristica statica mi dice che a regime la Vu si dovrà portare a V_{CESAT}.
Abbiamo detto

$$I_B = \frac{Q_F}{\beta_F \tau_F} + \frac{Q_R}{\beta_R \tau_R} + \frac{dQ_F}{dt} + \frac{dQ_R}{dt} = \frac{V_{CC} - V_\gamma}{R_B}$$

Fintanto che $V_{BC} < V_\gamma'$ la carica Q_R è nulla (vedi grafico Q_R / V_{BC}).



Vediamo cosa succede al circuito nel passaggio tra il punto B e il punto C.
Fintanto che non accendo la giunzione base-collettore ($V_{BC} = V_\gamma'$) io sto lavorando in AD. $V_{BE} > 0$

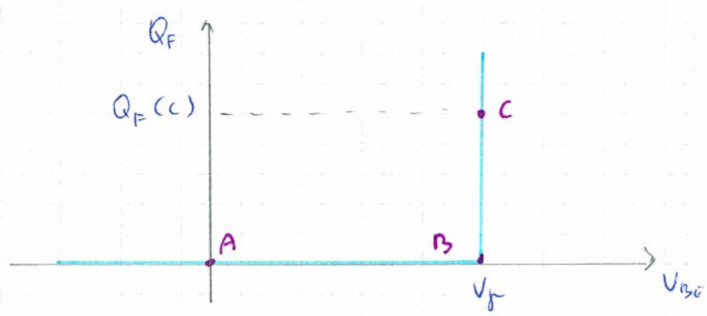
$B \to C \quad \longleftrightarrow \quad T_{AD} \quad \begin{cases} V_{BE} = V_\gamma \\ V_{BC} = V_\gamma' \end{cases}$

$$I_B = \frac{Q_F}{\beta_F \tau_F} + \frac{Q_R}{\beta_R \tau_R} + \frac{dQ_F}{dt} + \frac{dQ_R}{dt} = \frac{V_{CC} - V_\gamma}{R_B} \overset{\left(\substack{B \to C \\ Q_R = 0}\right)}{=} \underbrace{\frac{Q_F}{\beta_F \tau_F} + \frac{dQ_F}{dt}}$$

risolvo questa eq. diff.

$$I_C = \frac{Q_F}{\tau_F} - \frac{Q_R}{\alpha_R \tau_R} - \frac{dQ_R}{dt} \underset{\left(\substack{Q_R = 0 \\ B \to C}\right)}{=} \frac{Q_F}{\tau_F} = \frac{V_{CC} - V_u}{R_C}$$

Da B a C la Q_F sale arrivando in C.



$$* \quad \frac{V_{CC} - V_\gamma}{R_B} = \frac{Q_F}{\beta_F \tau_F} + \frac{dQ_F}{dt}$$

$$Q_F(t) = A e^{-\frac{t}{\beta_F \tau_F}} + B$$

Per trovare A e B impongo le condizioni al contorno.

$Q_F(0) = A + B$

$Q_F(0) = 0$

$Q_F(t \to \infty) = B$ $\quad \to$ all'infinito abbiamo esaurito tutti i transitori: $\frac{dQ_F}{dt} = 0$

$$* \quad Q_F(t \to \infty) = \tau_F \beta_F \frac{V_{CC} - V_\gamma}{R_B}$$

$$\begin{cases} A + B = 0 \\ B = \tau_F \beta_F \dfrac{V_{CC} - V_\gamma}{R_B} \end{cases}$$

$$\begin{cases} A = -B \\ B = \tau_F \beta_F \dfrac{V_{CC} - V_\gamma}{R_B} \end{cases}$$

Quindi

$$Q_F(t) = \tau_F \beta_F \frac{V_{CC} - V_\gamma}{R_B} \left[1 - e^{-\frac{t}{\beta_F \tau_F}} \right]$$

Al crescere di t sottraggo una quantità sempre più piccola. Quindi Q_F sta crescendo.

Cosa succede alla V_u? Abbiamo che dovrà abbassarsi fino a V_{CESAT} (vedi caratteristica statica dell'RTL).

ma $I_C = \dfrac{Q_F}{\tau_F}$

ma sappiamo anche $V_{CC} - V_u = R\, I_C$

Possiamo quindi esprimere la V_u in funzione della Q_F

NOTA: le condizioni al contorno che abbiamo utilizzato valgono solo in AD. Non è detto che le condizioni di regime vengano raggiunte: è possibile che nel frattempo vari qualcosa.

$$V_u = V_{CC} - R_C I_C = V_{CC} - \frac{R_C}{\tau_F} \tau_F \beta_F \frac{(V_{CC} - V_\gamma)}{R_B} \left[1 - e^{-\frac{t}{\beta_F \tau_F}} \right]$$

Stiamo togliendo alla V_{CC} qualcosa che diventa sempre più grosso. Quindi la V_u cala. Quanto vale la V_u in questo punto C? Vale V_{CESAT}, perché da quel punto in poi il transistore entra in saturazione.

Dal momento in cui ho messo un ingresso alto (V_{CC}), quanto tempo ci vuole affinché io veda un'uscita bassa (V_{CESAT})? Un tempo t_{FALL}.
È il tempo che serve affinché la Q_F porti la V_u a V_{CESAT}.

La I_B rimane costante perché $I_B = V_{CC} - V_\gamma$ e da B a C V_γ è costante (v. grafico Q_F / V_{BE})

Ora cerchiamo di capire quanto vale $Q_F(t_{FALL})$, cioè quanto vale Q_F nel punto C.

$$t_{fall} = ?$$

$$V_u(t_{fall}) = V_{CESAT}$$

$$V_u = V_{CC} - R_C I_C$$

$$= V_{CC} - R_C \frac{Q_F(t_{fall})}{\tau_F} = V_{CESAT}$$

Per semplificare i calcoli

$$Q_F = \underbrace{\tau_F \beta_F \frac{V_{CC} - V_\gamma}{R_B}}_{K} \left[1 - e^{-\frac{t}{\beta_F \tau_F}} \right]$$

$$Q_F(t_{fall}) = \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{R_C} \cdot \tau_F$$

$$\frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{R_C} \cdot \tau_F = K \left[1 - e^{-\frac{t_{FALL}}{\beta_F \tau_F}} \right]$$

$$\frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{R_C} \cdot \frac{\tau_F}{K} = 1 - e^{-\frac{t_{FALL}}{\beta_F \tau_F}}$$

$$e^{-\frac{t_{FALL}}{\beta_F \tau_F}} = 1 - \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{R_C} \cdot \frac{\tau_F}{K}$$

$$t_{FALL} = \beta_F \tau_F \log \left[1 - \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{R_C} \cdot \frac{\tau_F}{K} \right]^{-1}$$

$$t_{FALL} = \beta_F \tau_F \cdot \log \left[\frac{1}{1 - \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{R_C} \cdot \frac{\tau_F}{K}} \right]$$

$\tau_{FALL} = \tau_{PHL}$

Passaggio ALL Base

$$\frac{Q_F(t_{fall})}{\tau_F} = I_C = \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{R_C} = Q_F(C)$$

$$Q_F(t_{fall}) = \frac{V_{CE} - V_{CESAT}}{R_C} \cdot \tau_F$$

$$V_u(t_{fall}) = V_{CESAT}$$

Se ora voglio considerare il comportamento in saturazione le cose si complicano perchè I_B e I_C dipendono sia da Q_F sia da Q_R.

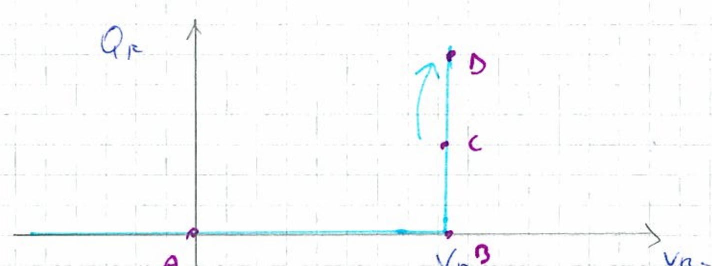
Non posso più trascurare niente.

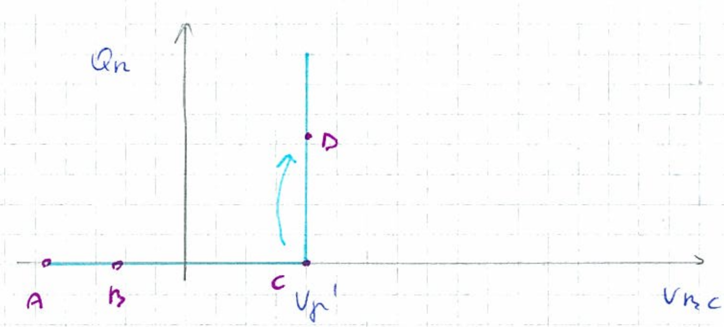
$C \to D \qquad \tau_{SAT} \begin{cases} V_{BE} = V_\gamma \\ V_{BC} = V_\gamma' \end{cases}$

$$I_B = \frac{Q_F}{\beta_F \tau_F} + \frac{Q_R}{\beta_R \tau_R} + \frac{dQ_F}{dt} + \frac{dQ_R}{dt} = \frac{V_{CC} - V_\gamma}{R_B} = \text{costante}$$

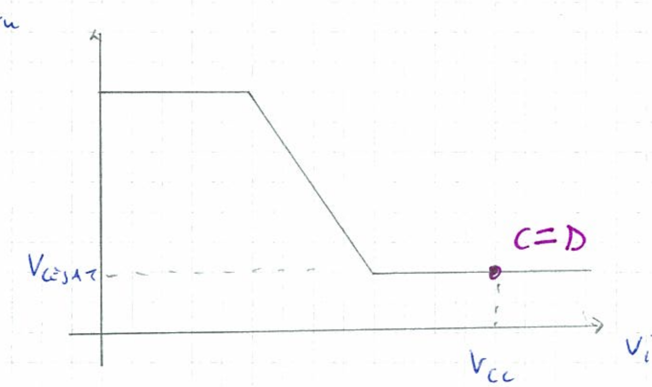
$$I_C = \frac{Q_F}{\tau_F} - \frac{Q_R}{\tau_R \alpha_R} - \frac{dQ_R}{dt} = \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{R_C} = \text{costante.}$$

Dovremmo risolvere queste eq. in modo da studiare le variazioni di Q_F e Q_R in funzione del tempo. Otterremmo un andamento simile a quello di prima, ma con un'altra costante di tempo.





Nella caratteristica statica vedremo C coincidere con D.



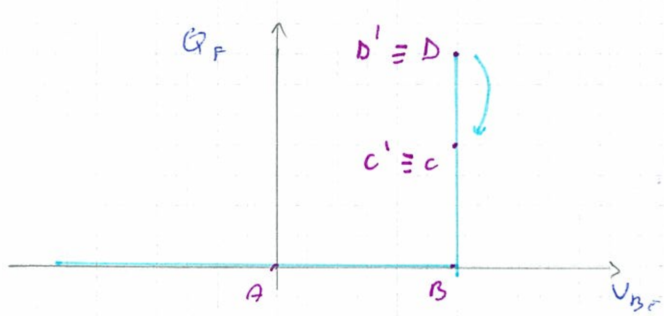
Riassumiamo quanto detto in una tabella.

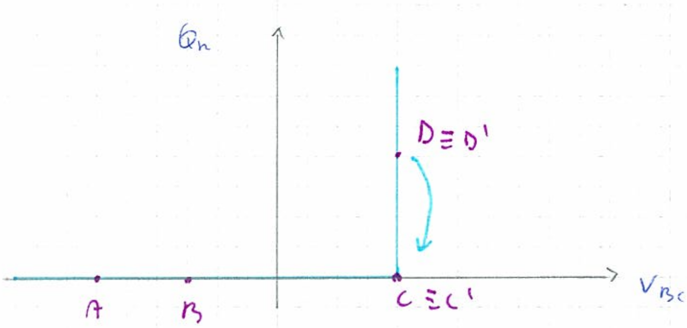
	BE	BC	T
A → B	OFF	OFF	OF
B → C	ON	OFF	AD
C → D	ON	ON	SAT

Transitorio di spegnimento

3) $t > \tilde{t}$ $v_i = 0$

Supponiamo ora di spegnere il transistore (punto D'). Sto facendo i passi al contrario.





$D' \to C'$

Entrambe le cariche Q_F e Q_n sono diverse da $\emptyset$, quindi le eq. che legano correnti e cariche rimangono queste.

$$I_C = \frac{Q_F}{\tau_F} - \frac{Q_n}{\alpha_n \tau_n} - \frac{dQ_n}{dt}$$

*

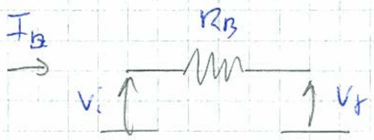
$$I_B = \frac{Q_F}{\beta_F \tau_F} - \frac{Q_n}{\beta_n \tau_n} + \frac{dQ_F}{dt} + \frac{dQ_n}{dt}$$

$V_{BE} = V_\gamma$

$V_{BC} = V_\gamma'$

$V_{CE} = V_{CESAT}$ $\qquad T_{SAT}$

Ma se vale questo posso dire quanto valgono I_B e I_C



$$I_B = \frac{V_i - V_\gamma}{R_B} \underset{\substack{\downarrow \\ V_i = 0 \\ t > \tilde{t}}}{=} -\frac{V_\gamma}{R_B}$$

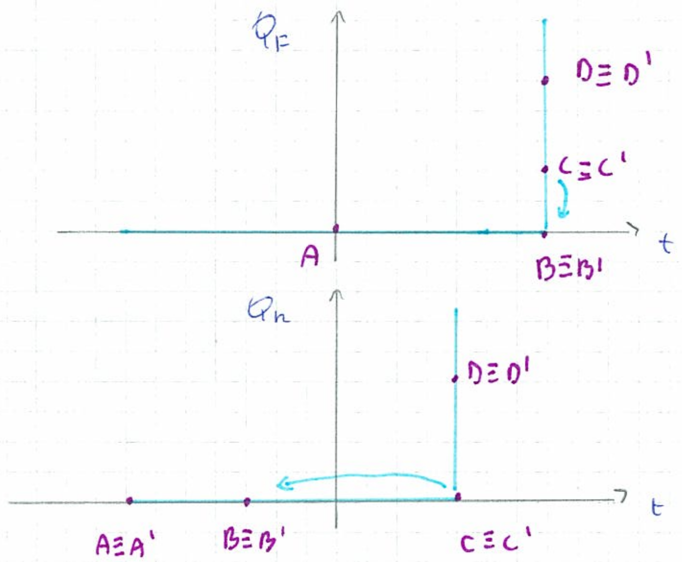
$$I_B = -\frac{V_\gamma}{R_B}$$

Ho una corrente negativa che toglie carica. Io devo spegnere quel transistore. Per spegnerlo devo innanzitutto desaturarlo.
Ora non voglio risolvere le eq. *, ma riguardando i grafici di prima al contrario mi aspetto che Q_n diminuisca fino ad annullarsi in C'. Anche Q_F diminuisce fino ad arrivare al valore che aveva in C.
In tutto questo passaggio l'uscita non è cambiata. Nel caso di accensione vediamo l'uscita variare subito: qua no. Il transistore è saturo: la V_u non può variare, ma è fissa a V_{CESAT}

V_u

Ora dobbiamo andare da $C' \to B'$

$C' \to B'$



Ora sono in AD. La V_u può variare.

Noi sappiamo che da C' a B' $Q_n = 0$

$C' \to B'$ $Q_n = 0$.

Quindi si semplifica l'espressione delle correnti.

$$I_C = \frac{Q_F}{\tau_F} - \frac{Q_n}{\alpha_n \tau_n} - \frac{dQ_n}{dt} = \frac{Q_F}{\tau_F} = \frac{V_{cc} - V_u}{R_c} \Rightarrow V_u = \left[-\frac{R_c}{\tau_F} Q_F + V_{cc} \right]$$

$$I_B = \frac{Q_F}{\beta_F \tau_F} - \frac{Q_n}{\beta_n \tau_n} + \frac{dQ_F}{dt} + \frac{dQ_n}{dt} = \frac{Q_F}{\tau_F \beta_F} + \frac{dQ_F}{dt} = -\frac{V_J}{R_B}$$

Q_F sta calando quindi V_u sta crescendo.

Nel passaggio da C' a B' la carica Q_F dovrà calare fino ad annullarsi. Quindi la V_u dovrà salire.

Chiamo t_{rise} il tempo che l'uscita impiega per passare da bassa ad alta. Lo posso calcolare. Uso l'eq. differenziale:

$$\frac{Q_F}{dt} + \frac{Q_F}{\tau_F \beta_F} = -\frac{V_J}{R_B}$$

$$Q_F(t) = A \cdot e^{-\frac{t}{\beta_F \tau_F}} + B$$

$$Q_F(t \to \infty) = -\frac{V_\gamma}{R_B} \cdot \tau_F \beta_F = B$$ per $t \to \infty$ i transitori sono finiti.

$$Q_F(0) = Q_F(C) = \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{R_C} \tau_F = A + B$$

$$\Downarrow$$

$$A = \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{R_C} \tau_F + \frac{V_\gamma}{R_B} \cdot \tau_F \beta_F$$

Abbiamo trovato le costanti A e B. Le sostituisco e vedo come varia la carica in funzione del tempo tra C' a B'.

$C' \to B'$

$$Q_F(t) = \left(\frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{R_C} \tau_F + \frac{V_\gamma}{R_B} \cdot \tau_F \beta_F \right) e^{-\frac{t}{\beta_F \tau_F}} - \frac{V_\gamma}{R_B} \tau_F \beta_F$$

Posso calcolare il tempo che impiega questa carica per andare a zero. So che in t_{rise} la carica Q_F sarà nulla

$$Q_F(t_{rise}) = 0$$

Otteniamo qualcosa del tipo

$$t_{rise} = \beta_F \tau_F \lg \left[1 + \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{\frac{R_C \beta_F}{R_B} \cdot V_\gamma} \right]$$

ricordiamo che avevamo calcolato

$$t_{fall} = \beta_F \tau_F \lg \left[1 - \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{\frac{R_C \beta_F}{R_B} \cdot (V_{CC} - V_\gamma)} \right]^{-1}$$

Osserviamo che

$t_{rise} > t_{fall}$

dove

t_{rise} = tempo per il passaggio $C' \to B'$
t_{FALL} = " " " " $B \to C$

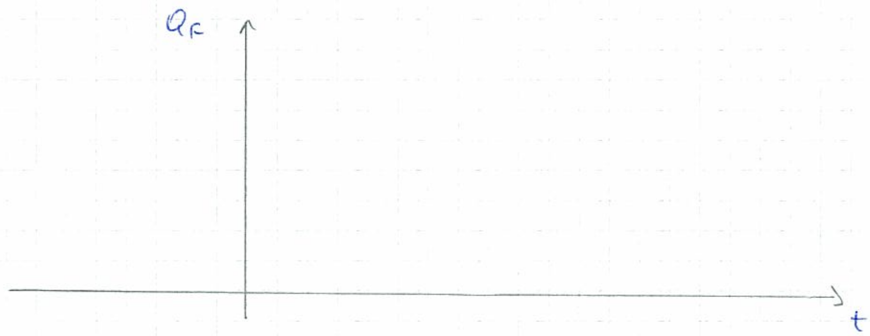
Per avere un'idea dei valori di questi tempi, utilizzando i soliti valori e considerando $\tau_F = 0{,}06$ msec otteniamo

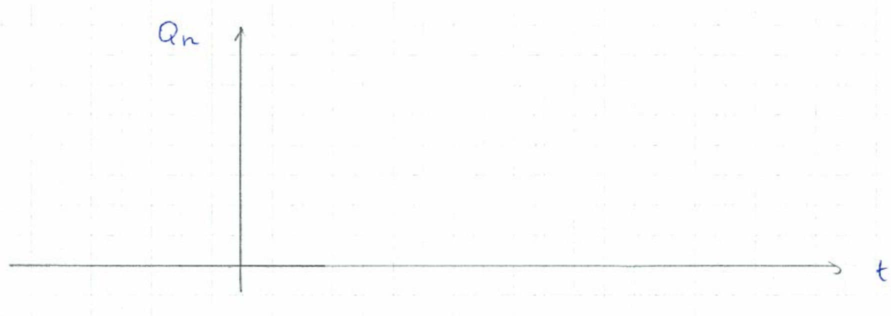
$t_{rise} = 2{,}97$ msec

$t_{fall} = 0{,}72$ msec

e questo perché le correnti in gioco sono diverse. In particolare la corrente I_B è più piccola nel secondo caso.

Ora studiamo il passaggio $B' \to A'$. È un passaggio istantaneo perché non ho più carica da spostare. Non essendoci più carica la corrente I_B va istantaneamente a zero.





NOTA

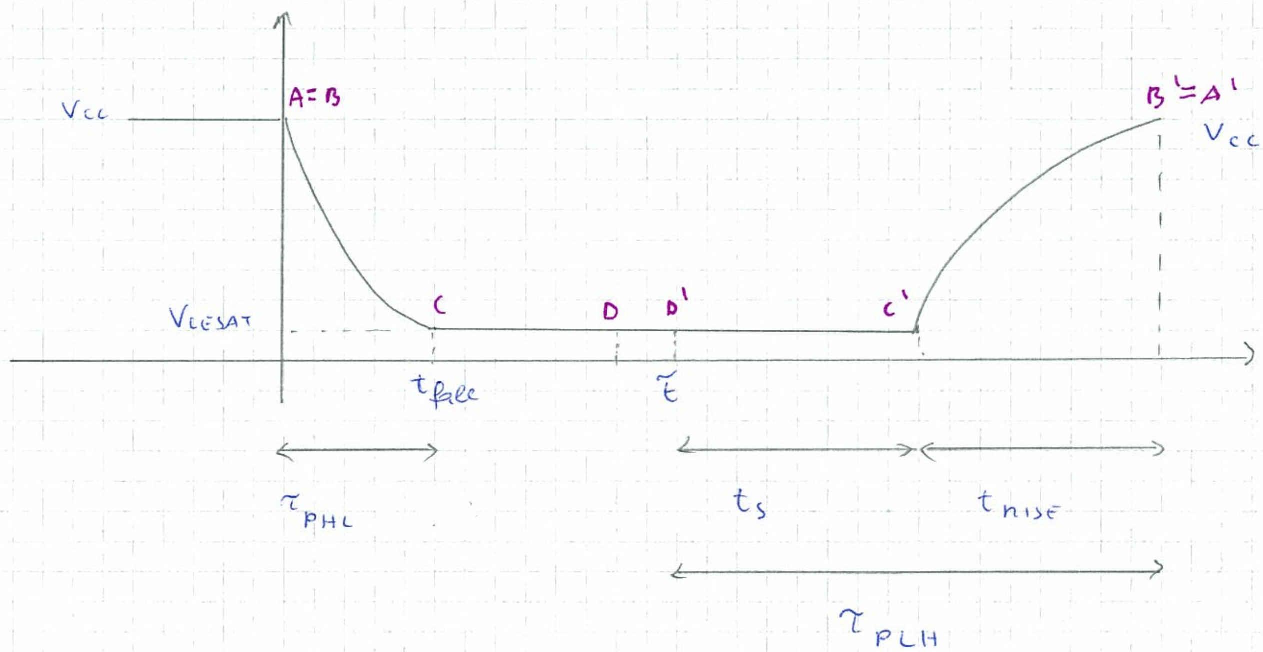
Il tempo di storage è il tempo che impiego a desaturare il transistor, cioè che impiego per portare Q_n a zero.
Quindi dall'istante in cui commuto l'ingresso per vedere commutare l'uscita serve un tempo $t_s + t_{rise}$

t_s = tempo di storage.

Tempo per togliere Q_n. Tolta la Q_n ho finalmente sbloccato la giunzione base-collettore

$t_s + t_{rise} = \tau_{PLH}$

Ecco che il circuito ha un comportamento completamente asimmetrico.



$\tau_{PHL} << \tau_{PLH}$

V_u : $V_{CC} \rightarrow V_{CESAT}$

T: OFF → SAT

V_u : $V_{CESAT} \rightarrow V_{CC}$

T: SAT → OFF

C'è un modo per ridurre questo tempo critico τ_{PLH}?

Quando spengo il transistor vedo che in tutto l'intervallo di spegnimento c'è una corrente che circola nella base che vale

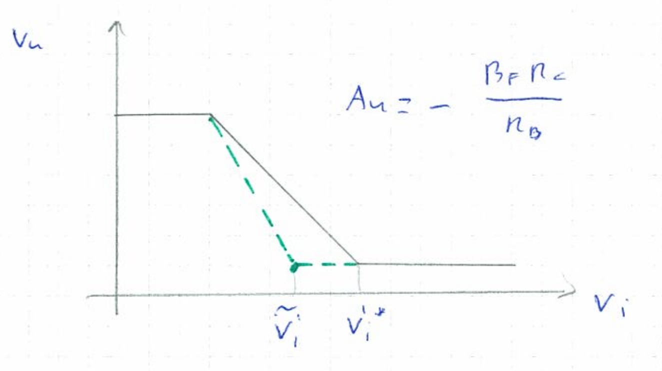
T: SAT $\to$ OFF $\qquad V_i = 0$

$$I_B = -\frac{V_\gamma}{R_B}$$

Ed è la corrente con la quale sto portando via la carica dalla base. Più la faccio grande più suppongo che sia veloce il transitorio. Per aumentare I_B posso usare una R_B piccola

$$I_B = -\frac{V_\gamma}{R_B} \qquad \text{se } R_B \downarrow \text{ allora } |I_B| \uparrow$$

Ma abbiamo detto che se R_B cala il guadagno nel tratto centrale della caratteristica statica è

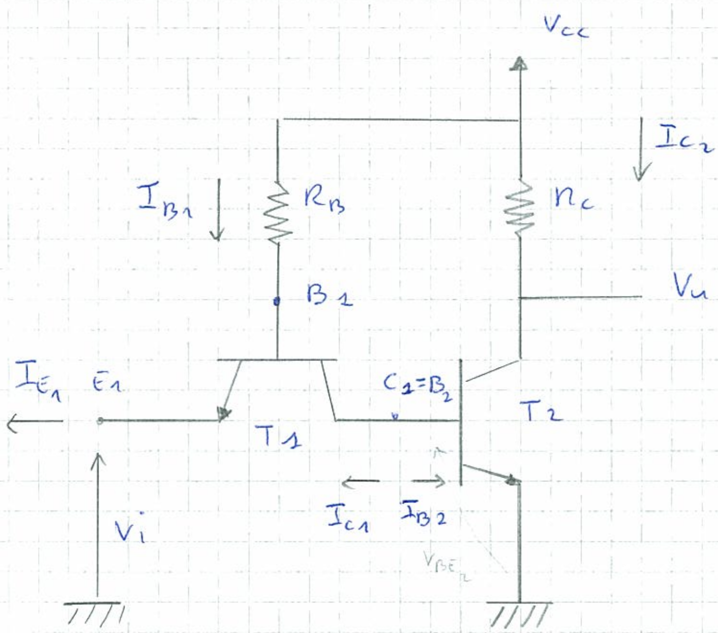


$Q_n = Q_n(A_v)$
Più A_v aumenta più la carica Q_n è grande.
Non lo abbiamo dimostrato però.

La retta diventa più pendente. Riesco però a diminuire bene t_s? Se cambio R_B cambio il guadagno, quindi il dispositivo va prima in saturazione. Quindi la condizione di regime implica che in base ho più carica. Quindi tiro via più carica ma ho anche più carica, quindi non cambia niente. È il limite ~~[illegible]~~ degli RTL
Per diminuire questo tempo devo usare una resistenza variabile, che aumenta e diminuisce a seconda delle mie esigenze. Devo passare alla logica TTL.

Notiamo che le prestazioni statiche e dinamiche della porta non richiedono la stessa cosa. Un guadagno alto aumenta i margini (migliora le prestazioni statiche) ma aumenta τ_s (peggiora le prestazioni dinamiche).

Logica TTL

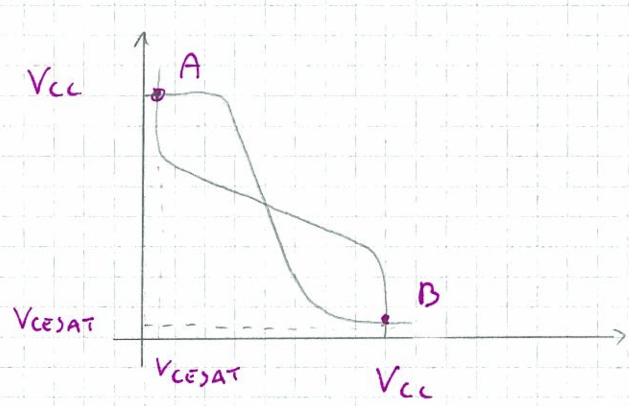


CONNESSIONE TTL
(Transistor Transistor logic)

$I_{C_1} = -I_{B_2}$

Attenzione! I_{B_1} non è I_{C_2} cambiato di segno. Dico che I_{B_1} e I_{C_2} è uguale a una qualche corrente che non so quanto vale. Non posso applicare Kirkoff ai nodi → userò Kirchoff alle maglie.

Io so che questo è un inverter. La sua caratteristica di uscita sarà fatta così. Se voglio calcolare i punti di lavoro nominali devo pensare di connettere due porte identiche. B avrà coordinate (V_{cc}, V_{CESAT}). Il altro punto è simmetrico. (lo dice la prof)



(A) $V_i = V_{CESAT}$

$V_u = V_{CC}$

Partiamo dal punto A. Se $V_u = V_{CC}$ ipotizziamo T_2 OFF, perché:

Hp. T_2 OFF $\rightarrow I_{B2} = I_{E2} = I_{C2} = 0 \Rightarrow I_{E_2} = 0 \Rightarrow V_u = V_{CC}$ OK!

Adesso devo trovare la regione di funzionamento del transistor T_1.

se $I_{B2} = 0 \Rightarrow I_{C1} = 0$ perché $I_{C1} = -I_{B2}$.

Ma la condizione $I_{C1} = 0$ con quali regioni di funzionamento è compatibile?

T_1:
- OFF
- AN
- AD
- SAT

Non può essere in AD perché in AD $I_C > 0$

" " " " AN " " AN $I_C < 0$

Può essere OFF

" " SAT

Dobbiamo capire in quale regione si trova il transistor.

T_1 OFF?

Ragiono per assurdo. Ipotizzo che sia vero.

$I_{C1} = I_{B1} = I_{E1} = 0$

Misto riferito
a massa

Dire $I_{B1} = 0$ significa dire $\dfrac{V_{CC} - V_{B1}}{R_B} = 0 \rightarrow V_{B1} = V_{CC}$

$V_{E1} = V_i = V_{CESAT}$

$\Downarrow$

$V_{BE1} = V_{B1} - V_{E1} = V_{CC} - V_{CESAT} > V_\gamma$

$\Downarrow$

T_1 NON PUÒ ESSERE OFF

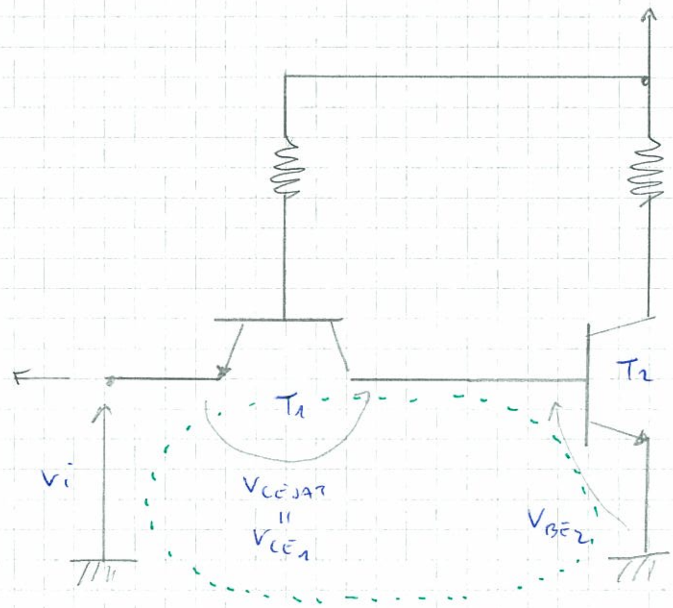
$\Downarrow$

T_1 SAT

Se T_1 SAT è vera l'ipotesi T_2 OFF? Per saperlo devo calcolare la sua V_{BE}.

T_1 SAT $\Rightarrow$ $V_{CE} = V_{CESAT}$

Per calcolare V_{BE2} uso la maglia ....



$V_{BE2} = V_i + V_{CE} = V_{CESAT} + V_{CESAT} < V_\gamma$

(B) $V_i = V_{CC}$

$V_u = V_{CESAT}$

Vale ancora $I_{C1} = -I_{B2}$

So che T_2 SAT perché $V_{CE} = V_{CESAT}$

Se è in saturazione la sua corrente di base sarà positiva

$I_{B2} > 0$

$I_{C1} = -I_{B2} < 0$

Ancora una volta dobbiamo capire con quali regioni di funzionamento è compatibile la condizione $I_{C1} < 0$.

T_1 — SAT / ~~AD~~ / AR / ~~OFF~~ — dovrebbe essere nulla

Supponiamo T_1 SAT

Calcoliamoci il suo potenziale V_{B1}

$$\left.\begin{aligned} V_{B1} &= V_{CC} - R_B I_{B1} \\ V_{BE1} &= V_{B1} - V_{E1} = V_{B1} - \underset{\substack{\parallel \\ V_{CC}}}{V_i} \end{aligned}\right\} \quad V_{BE1} = \cancel{V_{CC}} - R_B I_{B1} - \cancel{V_{CC}} = -R_B I_{B1}$$

ma $I_B > 0$ quando T_1 SAT. Quindi otteniamo $V_{BE1} = V_\gamma < 0$

$\Downarrow$

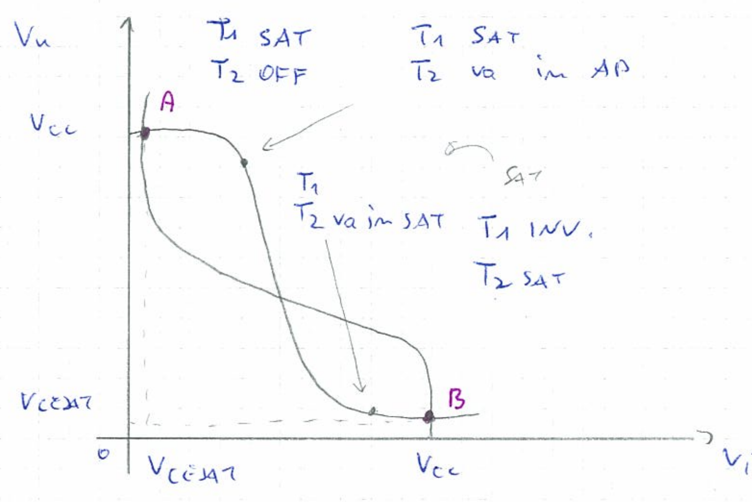
assurdo

$\Downarrow$

T_1 non è saturo

$\Downarrow$

T_1 AR



Non lo dimostriamo, ma da A a B i transistori cambiano regione di funzionamento.

Parto da A. L'ingresso V_i comincia a crescere. La prima cosa che succede è che T_2 va in AD. Poi T_2 va a saturo, ma T_1 è sempre in saturazione. Poi al crescere di V_i il transistore T_1 si porterà in inversa.
Io sto guardando tutto dal punto di vista statico. Ma il problema per cui siamo partiti è cercare di capire cosa succede quando cerchiamo di desaturare il transistore. Il problema dell'RTL era spegnere il transistore, effettuare una commutazione. Col TTL abbiamo dei vantaggi.

<u>RTL</u> V_u : $V_{CESAT} \longrightarrow V_{CC}$ $\quad \tau_{PLH} >> \tau_{PHL}$

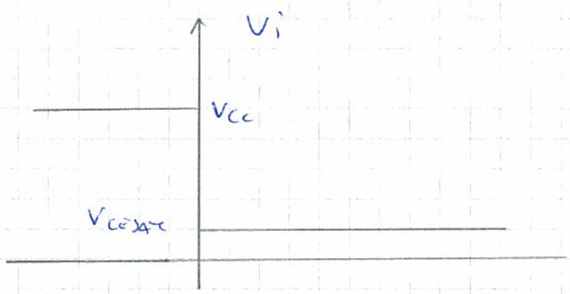
<u>TTL</u> : τ_{PLH} ?

è questo il tempo critico su cui dobbiamo lavorare.

Voglio studiare il transitorio legato al passaggio dal valore alto a quello basso.

V_u : $V_{CESAT} \rightarrow V_{CC}$

V_i : $V_{CC} \rightarrow V_{CESAT}$



$t<0$

T_1 INV

T_2 SAT

$V_i = V_{CC}$

$V_u = V_{CESAT}$

che è in SAT

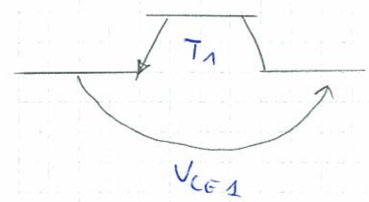
Ora se $V_i \rightarrow V_{CESAT}$ il transistore T_2 vedrà una V_γ che lo tiene ancora acceso per un certo tempo.
T_2 è saturo all'istante 0^+, perché la carica che c'è dentro la base non può variare istantaneamente. Suppongo che invece la V_i vari istantaneamente.

$t > 0$

$V_i(0^+) = V_{CESAT}$

T_2 SAT $\rightarrow V_{BE_2} = V_\gamma$

Quanto vale V_{CE1}?



$$V_{CE1} = V_\gamma - V_i \underset{t>0}{=} \underset{0,75}{V_\gamma} - \underset{0,2}{V_{CESAT}} > V_{CESAT}$$

T_1 si vede un ingresso che cambia e si trova a lavorare in AD, perché $V_{CE1} > V_{CESAT}$. Ma T_2 è ancora saturo: dovremo togliere carica fino a spegnerlo. In tutto questo tempo in T_2 è acceso e $V_{BE2} = V_\gamma$. T_1 è acceso in AD e questo è un grande vantaggio. T_1 AD vuol dire che la corrente di collettore I_{C1} è positiva (perché T_1 lavora in AD). Cioè I_{B2} è negativa.

$$I_{C1} = -I_{B2}$$

$$T_1 \text{ AD} \rightarrow I_{C1} > 0 \rightarrow I_{B2} = -I_{C1} < 0$$

Questa corrente negativa mi porta via la carica da T_2. Ma quanto vale questa corrente?

$$I_{C1} = \beta_F I_{B1}$$

perché è acceso

Se sono in AD $V_{BE1} = V_\gamma$. Quindi se voglio la corrente su R_B so che

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - (V_i + V_{BE1})}{R_B} = \frac{V_{CC} - (V_{CESAT} + V_\gamma)}{R_B}$$

$$I_{C1} = \beta_F \frac{V_{CC} - (V_{CESAT} + V_\gamma)}{R_B}$$

Quanto vale la I_{B2} con cui stiamo desaturando T_2? Vale $-I_{C1}$.

$$I_{B2} = -\beta_F \frac{V_{CC} - (V_{CESAT} + V_\gamma)}{R_B}$$

NOTA: $T_{1\,AD}$ <u>SOLO</u> in condizioni dinamiche (durante il transitorio) e questo ci serve per portare via corrente da T_2.

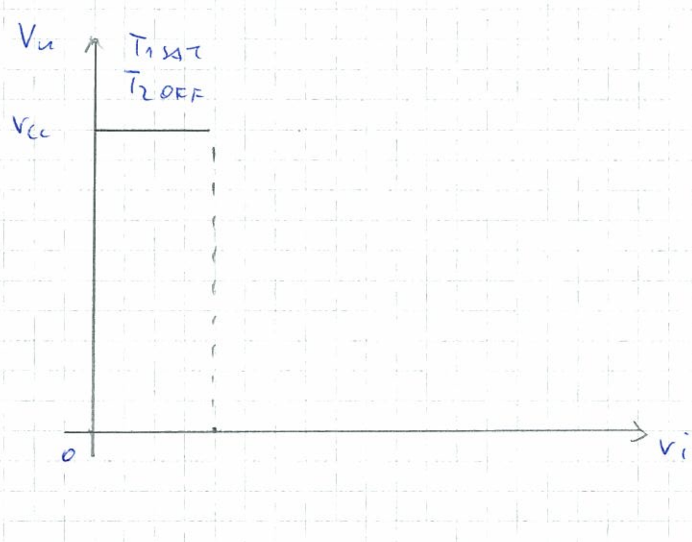
Invece nell'RTL spegnevamo il transistor con una corrente che valeva

$$I_B = -\frac{V_\gamma}{R_B}$$

La corrente che abbiamo in TTL è molto più grande (abbiamo che β_F vale 100). Ecco perché abbiamo tempi di commutazione più brevi: perché stiamo togliendo più carica. Rispetto all'RTL ho una corrente che è almeno 100 volte più grande.
Quando T_1 ha esaurito il suo compito, cioè T_2 non è più in SAT ma OFF, T_1 torna in INV.

Questa porta è sicuramente migliore dal punto di vista dinamico. E dal punto di vista statico? Guardiamo il margine di rumore.

Comportamento statico della logica TTL

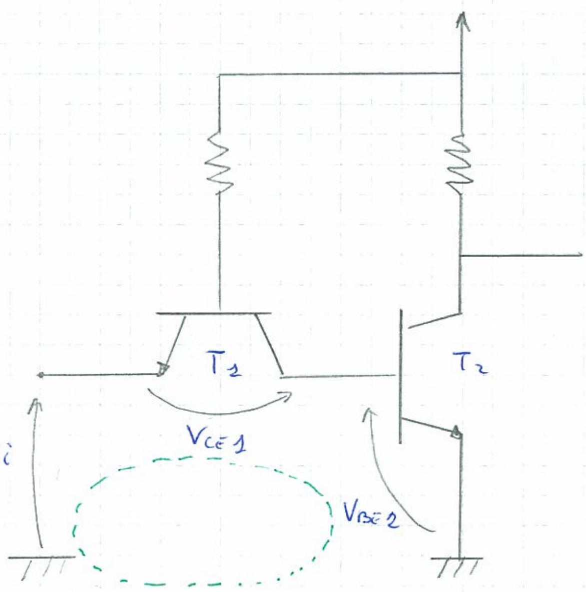


Per un ingresso basso sappiamo ~~dal diagramma~~ T_1 SAT e T_2 OFF.
Dobbiamo però capire fino a quale valore di V_i T_2 è OFF e T_1 è SAT.

Vediamo quando T_2 si accenderà: sappiamo che T_2 sarà OFF fintanto che

$V_{BE2} < V_\gamma$.

Però se consideriamo la maglia



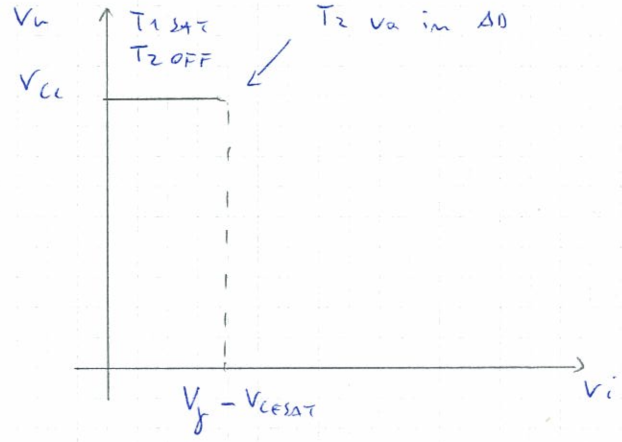
Posiamo ricavare la V_{BE2}

$V_i < V_\gamma - V_{CESAT}$

ma T_1 SAT

T_2 OFF $\rightarrow I_{C2} = 0$ $\qquad V_u = V_{CC}$

$V_{BE} < V_\gamma$ $\qquad V_{BE2} = V_i + V_{CE1} = V_i + V_{CESAT} < V_\gamma$



Quando viene superato questo valore T_2 va in AD

$V_i > V_\gamma - V_{CESAT}$

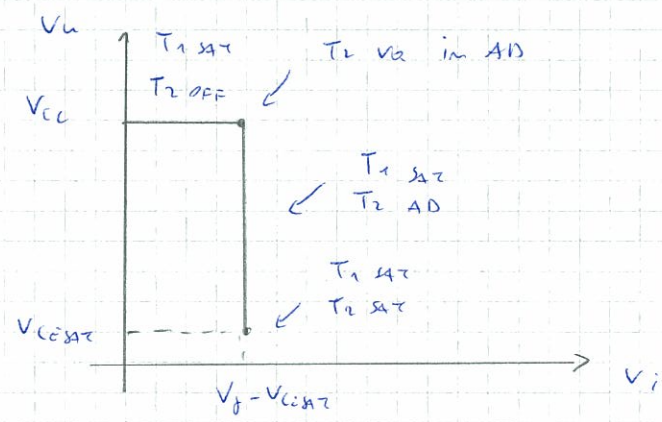
T_2 va in AD $\Rightarrow$ $V_{BE2} = V_\gamma$

T_1 SAT $\longrightarrow$ $V_{CE_1} = V_{CESAT}$

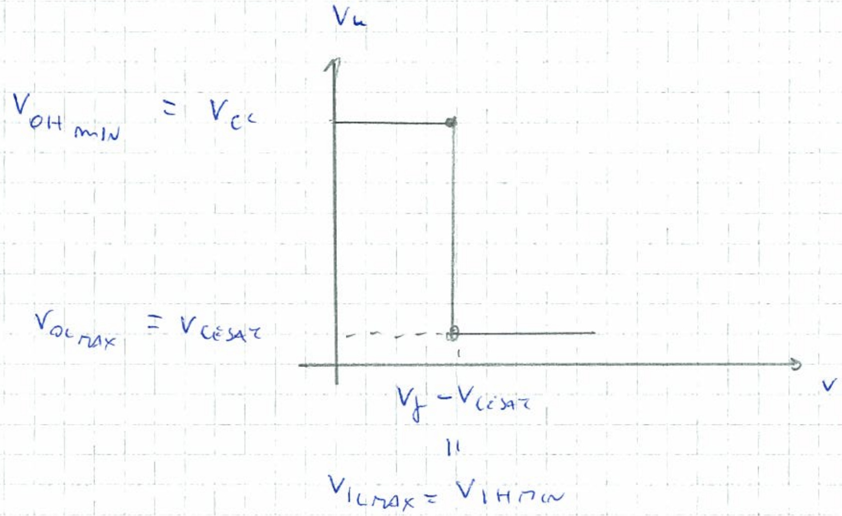
Guardando alla maglia ora

$V_i = V_{BE2} - V_{CE1} = V_\gamma - V_{CESAT}$

Ma dire che la V_i è costante significa sul grafico avere una retta verticale.



Il modello a soglia ci dà dei problemi perchè non ci sono le ipotesi appropriate per applicarlo: non abbiamo delle resistenze sulla maglia di ingresso del secondo transistore.
Per il momento ce ne freghiamo e completiamo il grafico in questo modo.



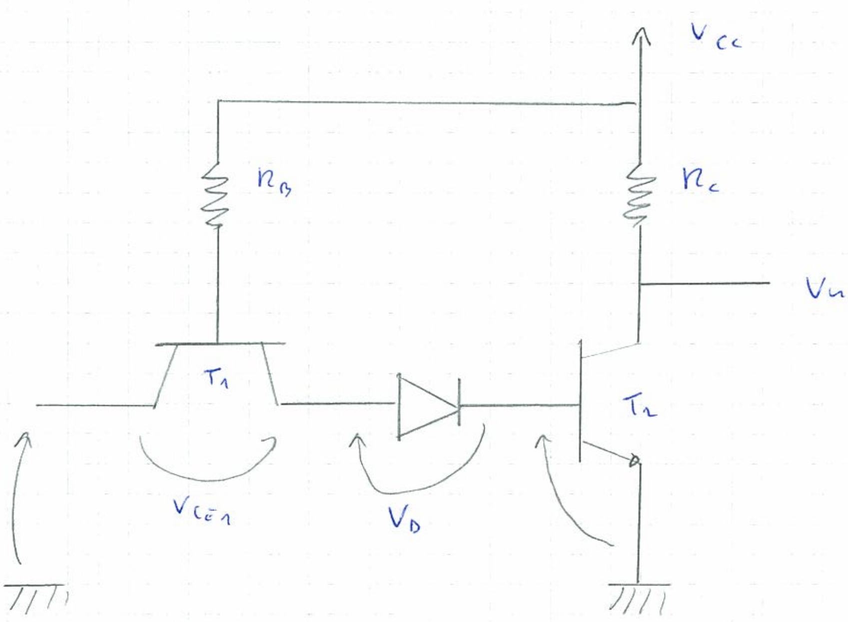
Trovati i valori di questi punti posso calcolare i margini.

$$NM_L = V_{IL\,max} - V_{OL\,max} = V_\gamma - V_{CESAT} - V_{CESAT} = \overset{0,75}{V_\gamma} - 2\,\overset{0,2}{V_{CESAT}} = 0,35\ V$$

$$NM_H = V_{OH\,min} - V_{IH\,min} = \underset{5}{V_{CC}} - (\underset{0,75}{V_\gamma} - \underset{0,2}{V_{CESAT}}) = 4,45\ V$$

Nella RTL NM era 0,75 V. Quindi qui il margine è peggiorato. Infatti NM = 0,35 V

le TTL migliora le prestazioni da un punto di vista dinamico, ma i margini di immunità. Allora si è cercato di modificare questa porta in modo da cercare di alzare la $V_{IL\,max}$, in modo da aumentare il margine critico NM_L. Modifico la rete in questo modo.



Aggiungo un diodo. Per variare ~~NM~~ $V_{IL\,max}$ mi interessa il passaggio

T_2 con T_1 sat.
OFF → AD

Fino a quando T_2 è spento?

$$V_i + V_{CE_1} - V_D - V_{BE_2} = 0$$

$$V_i + V_{CE_1} = V_D + V_{BE_2}$$

T_2 e il diodo saranno spenti fintanto che:

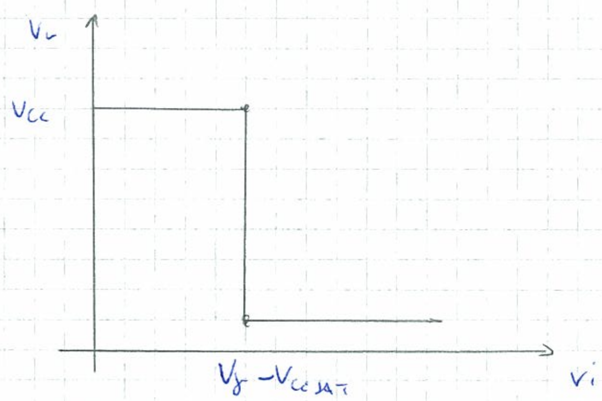
$T_{2\,OFF}$ $\quad\quad D_{OFF}$

$V_{BE_2} < V_\gamma \quad\quad V_D < V_\gamma$

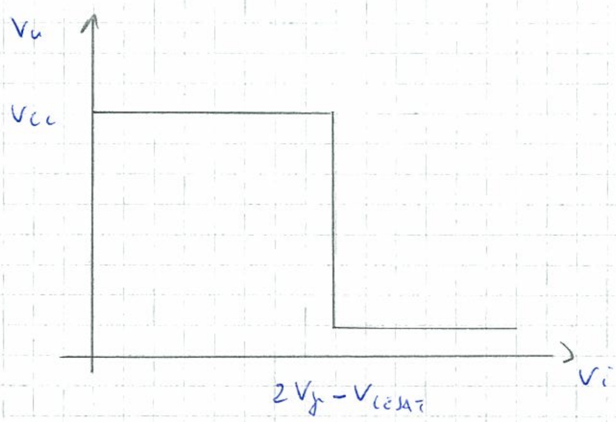
$$V_i + V_{CE_1} = V_D + V_{BE_2} < V_\gamma + V_\gamma$$

$$V_i < 2V_\gamma - V_{CE_1} = 2V_\gamma - V_{CE\,SAT} = V_{IL\,MAX}$$

Quindi quella serie rimane spenta finché la V_i non raggiunge il valore $2V_\gamma - V_{CESAT}$. Prima, senza il diodo, bastava raggiungere $V_\gamma - V_{CESAT}$. Quindi ho aumentato $V_{IL\,MAX}$. La caratteristica è la stessa ma shiftata di una V_γ. Quindi NM_L è alzato di una V_γ.

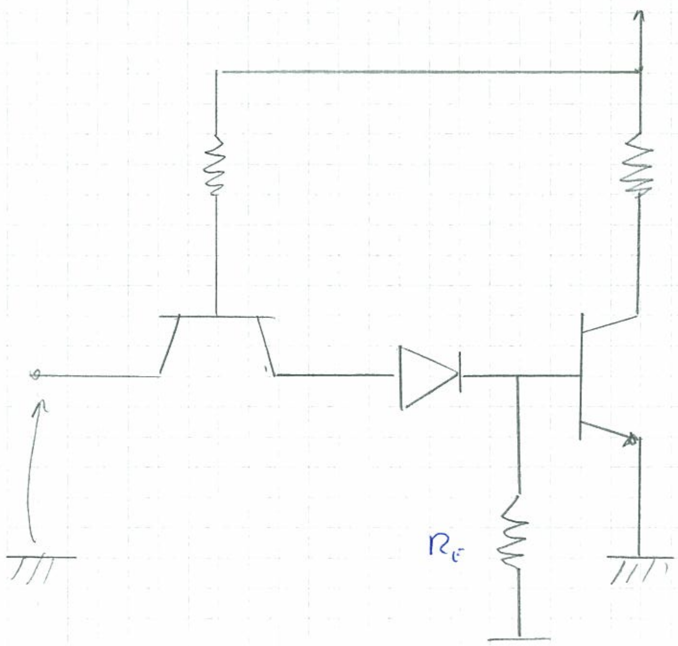


prima



dopo (col diodo).

Ma ora quando voglio spegnere devo spegnere non solo il transistor, ma anche il diodo. Dobbiamo aggiungere una resistenza per ovviare a questo problema, con la quale scaricare. Ma in questo modo torniamo a un HTL. L'unica soluzione è cambiare ~~...~~ la rete. Si usano TTL più complicati, che però non vogliamo.



Un'altra soluzione è cercare di avere ingresso alto e uscita bassa senza desaturare i transistori. Dobbiamo introdurre un'altra logica.

Esercizio 1 - 30 giugno 2005

Partiamo dall'ingresso basso.

Un'altra cosa da fare è vedere se abbiamo delle condizioni particolari che valgono sempre (es. ~~diodo sem~~ transistore sempre SAT). In questo caso vedremo solo quando è ON o OFF.

Vediamo che c'è un transistore cortocircuitato. Si chiama connessione a diodo. Non potrà mai essere ~~acces~~ in saturazione. Quindi quando è acceso è sempre in AD.

OSS:

T_2 $V_{BC} = 0$ (CONNESSIONE A DIODO)

NB: quando è ON!!!

Può anche essere OFF

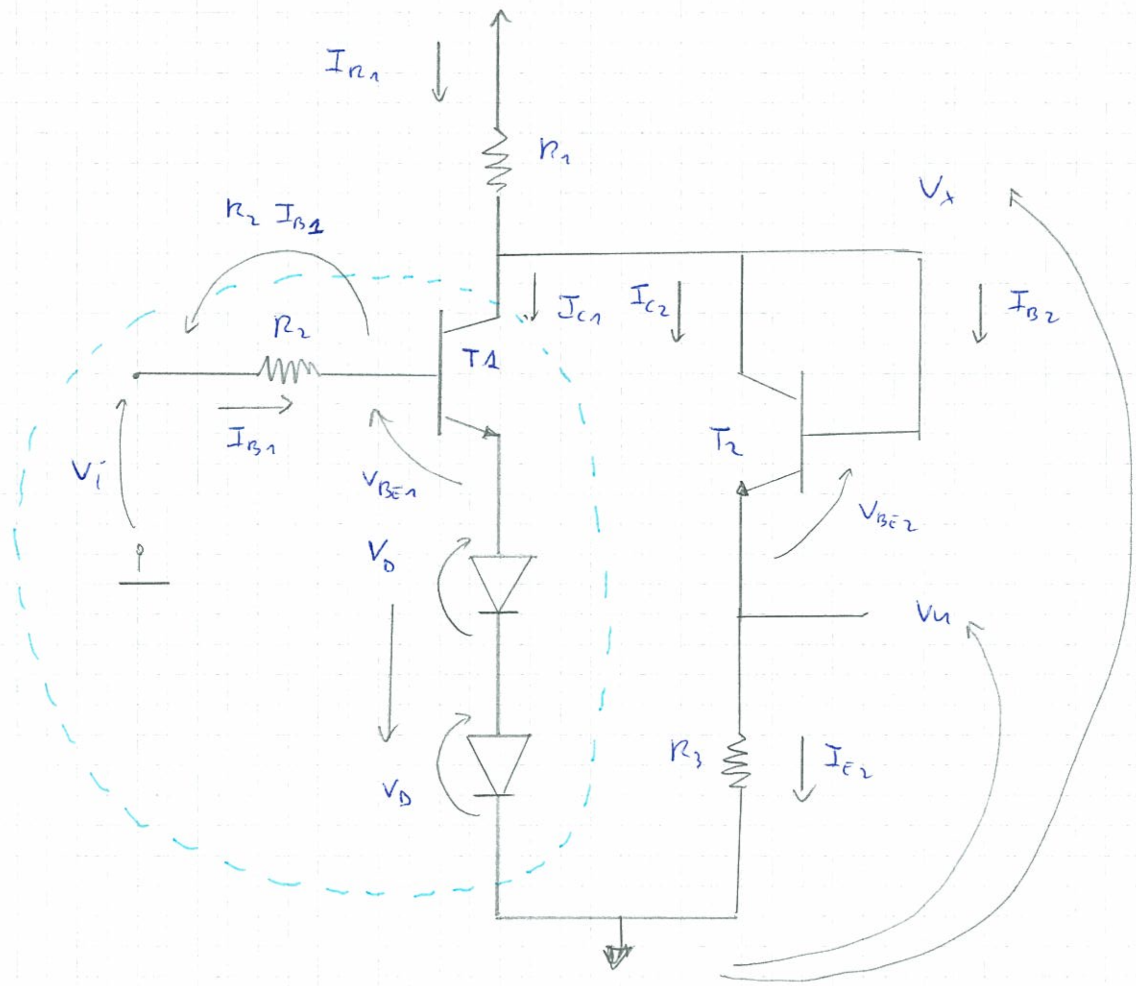
$\rightarrow$ quando ON è in AD

OSS:

Abbiamo dei diodi connessi in cascata. Quindi saranno entrambi ON o entrambi OFF. Poi vediamo che se circola corrente nei diodi (che è la stessa) questa corrente deve arrivare dal transistore. Quindi diodi e transistore sono sempre accesi (o spenti) tutti e tre.

i) T_1 ON, D_1 ON, D_2 ON (o tutti ON)

ii) T_1 OFF, D_1 OFF, D_2 OFF (o tutti OFF).



1) Partiamo col vedere per quali valori T_1 è OFF.

T_1 OFF

$I_{B1} = I_{C1} = I_{E1} = 0$

T_1 OFF $\rightarrow$ D_1, D_2 OFF

è come se non avessi la parte azzurra del circuito. $I_{C1} = 0$.

Vediamo se T2 è acceso o spento.

Di più: l'ingresso è totalmente sconnesso dall'uscita, quindi mi aspetto una V_u costante.

Suppongo, nell'ipotesi T_1 OFF (dovremo vedere fino a quando è vero),

Hp: T_2 OFF $\Rightarrow$ $I_{B2} = I_{C2} = I_{E2} = 0$

$I_{E_2} = \dfrac{V_u}{R_3} = 0 \longrightarrow V_u = 0 = V_{E_2}$

$\Rightarrow V_{BE_2} = V_{CC} > V_\gamma \Rightarrow$ T_2 non può essere spento.

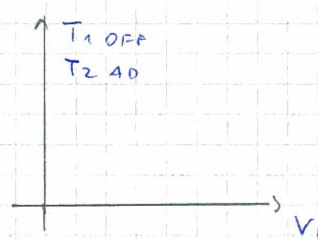
Cerco V_x. Vedo che

$$I_{R_1} = \frac{V_{CC} - V_x}{R_1} = I_{C2} + I_{B2} = 0 \implies V_x = V_{CC} = V_{B2}$$

$\Downarrow$

$\underline{T_2 \text{ ON}}$ e in AD

Nel primo tratto della caratteristica T_1 OFF e T_2 AD



Dobbiamo trovare il valore di V_u

$$I_{R_1} = I_{B2} + I_{C_2} = \frac{V_{CC} - V_x}{R_1} = I_{E2} = \frac{V_u}{R_3}$$

Ma $V_x = V_u + \underset{\substack{\shortparallel \\ V_\gamma}}{V_{BE_2}} = V_u + V_\gamma$ perché siamo in AD

Sostituendo in

$$\frac{V_{CC} - V_x}{R_1} = \frac{V_u}{R_3} \quad \text{trovo} \quad V_u = 3{,}4\ V$$

Sto dentro l'alimentazione? Cioè $V_u < V_{CC} = 5$? Sì. Allora ho scritto qualcosa di sensato. Se avessi ottenuto 5,55 avevo sicuramente sbagliato. Deve essere $0 < V_u < V_{CC}$.

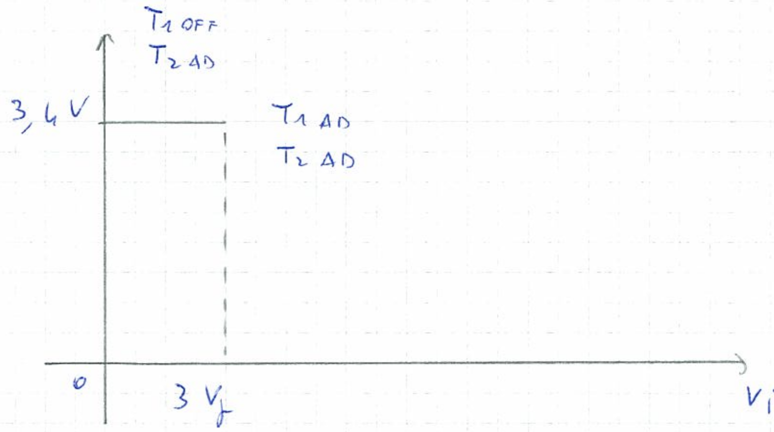
Ora resta da capire fino a quando resta $V_u = 3{,}4V$. Fino a quando T_1 si accende.

$$V_i - R_2 \underset{\substack{\shortparallel \\ 0}}{I_{B_1}} - \underset{\substack{\wedge \\ V_\gamma}}{V_{BE_1}} - \underset{\substack{\wedge \\ V_\gamma}}{V_D} - \underset{\substack{\wedge \\ V_\gamma}}{V_D} = 0 \qquad \text{(Kirchhoff alla maglia)}$$

T_1 OFF
D_1, D_2 OFF

$$V_i = V_{BE_1} + 2V_D < 3\ V_\gamma$$

Mi servono 3 V_γ per accendere T_1 e i diodi.



2) Secondo tratto: $3 V_\gamma < V_i < ?$

da calcolare.

Ora devo considerare entrambi i rami. So che la tensione ~~...~~ V_i è fissa a $3V_\gamma$ (finché rimane T_1 AD, cioè acceso).

$V_u = V_u(V_i)$ non è più costante.

Devo rifare tutti i bilanci.

$$I_{R1} = I_{C1} + \underbrace{I_{B2} + I_{C2}}_{= I_{E2}} = I_{C1} + \underbrace{I_{E2}}_{= \frac{V_u}{R_3}}$$

Dobbiamo esprimere le correnti in funzione delle tensioni:

$$I_{E2} = \frac{V_u}{R_3}$$

$$I_{R1} = \frac{V_{CC} - (V_u + V_\gamma)}{R_1}$$

$$I_{B1} = \frac{V_i - 3V_\gamma}{R_2}$$

$$I_{C1} = \beta_F I_{B1}$$

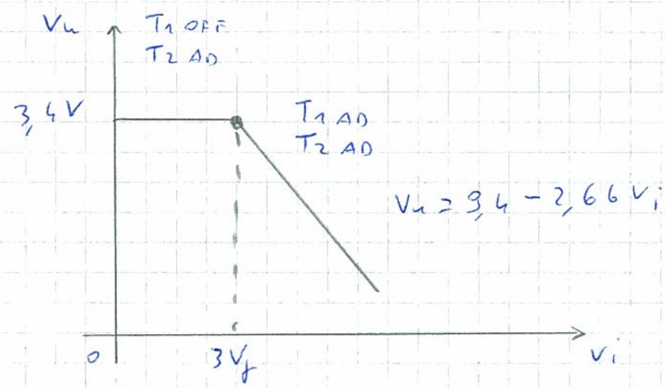
Vado a sostituire.

$$\frac{V_{cc} - (V_u + V_\gamma)}{R_1} = \beta_F \frac{V_i - 3V_\gamma}{R_2} + \frac{V_u}{R_3}$$

$$V_u = 9,4 - 2,66\, V_i$$

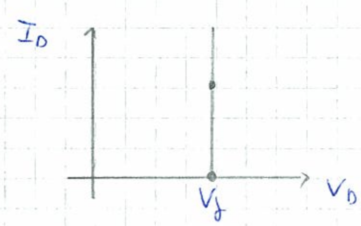
Verifica: questa retta deve passare per il punto $(3V_\gamma, 3.4\,V)$

Vediamo che è una retta con pendenza negativa, quindi V_u sta calando.



Se la V_u cala si sta portando dietro la V_x, infatti $V_x = V_u + V_\gamma$

ps:



Per vedere quando il diodo si spegne posso guardare la corrente.

Quando V_u cala può accadere T_1 OFF oppure $T_{2\,OFF}$

$$3V_\gamma < V_i < ? \quad \begin{cases} \nearrow T_{1\,SAT} \\ \searrow T_{2\,OFF} \end{cases}$$

Vediamo cosa accade prima

Quando T_2 OFF la corrente su R_3 deve annullarsi (vedi ps sopra).

T_2 on finché $I_{E_2} > 0$ $\qquad I_{E_2} = \frac{V_u}{R_3} > 0 \quad \rightarrow V_u > 0$

Quando cambio pendenza deve però ancora essere valida la condizione per cui mi trovo sulla retta.

$V_u > 0$ ma $V_u = 9{,}4 - 2{,}66\, V_i > 0 \rightarrow V_i < \dfrac{9{,}4}{2{,}66} = 3{,}53\,V$

$3V_\gamma < V_i < ?$ — $T_{1\,SAT}$ / $T_{2\,OFF}$ $(3{,}53\,V)$

E invece quand'è che T_1 diventa saturo?

$T_{1\,SAT} \rightarrow \begin{cases} I_C < \beta_F I_B \\ V_{CE} = V_{CE\,SAT} \end{cases}$

Utilizzo ciò che voglio. Qui utilizzo le tensioni perché ce le ho tutte esplicitate.

Finché $V_{CE_1} > V_{CE\,SAT}$ sono in AD.

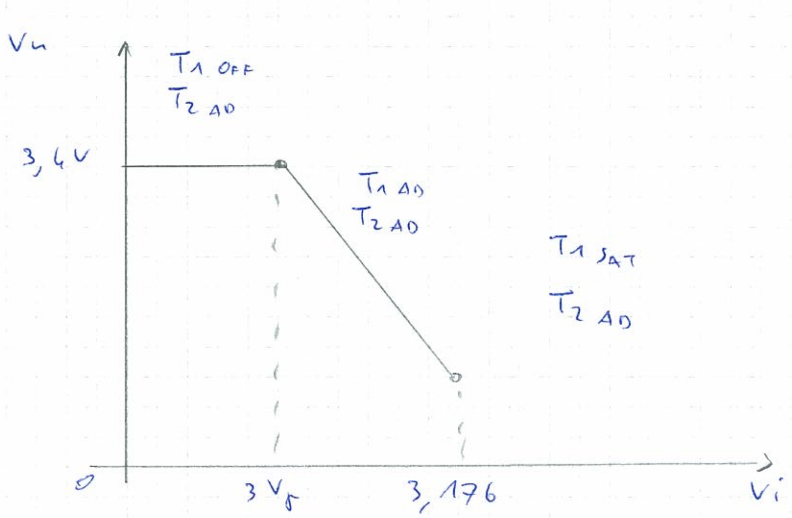
$V_{CE_1} = V_x - 2V_\gamma = V_u + V_\gamma - 2V_\gamma = V_u - V_\gamma$

Ancora una volta sfrutto che $V_u = 9{,}4 - 2{,}66\, V_i$

$V_{CE_1} = 9{,}4 - 2{,}66\, V_i - V_\gamma > V_{CE\,SAT}$ sono in AD

$V_i < 3{,}176\,V$

$3V_\gamma < V_i < ?$ — $T_{1\,SAT}$ $(3{,}176\,V)$ Avviene prima $T_{1\,SAT}$ / ~~$T_{2\,OFF}$ $(3{,}53\,V)$~~



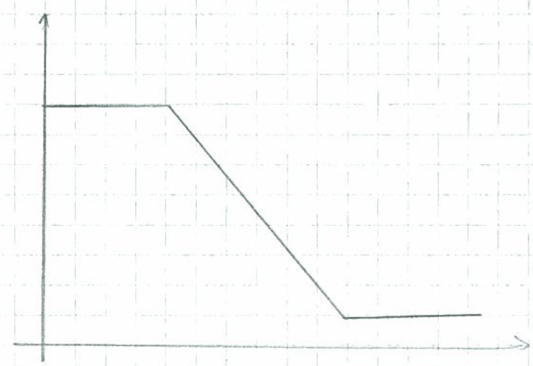
3) $V_i > 3{,}176\ V$ $\quad$ T_1 SAT

V_u ? $\quad$ T_2 AD

$$\begin{cases} V_x = 2 V_\gamma + V_{CE\,SAT} \\ V_u = V_x - V_\gamma \end{cases}$$

$$V_u = V_\gamma + V_{CE\,SAT}$$

E adesso non cambia più niente, perché anche se V_i aumenta T_1 diventa sempre più saturo ma la sua uscita è bloccata

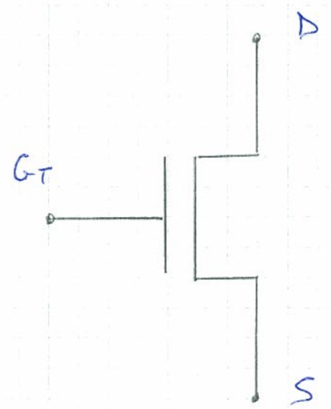


Transistore MOS

Il transistore BJT è pilotato dalla corrente di base I_B. Grazie a questa possiamo influire sulla corrente di uscita I_C. Il problema è che noi dobbiamo consumare della corrente per pilotare il transistore. E quindi abbiamo anche una caduta di tensione. Abbiamo quindi una dissipazione di potenza che non vorremmo. Per ovviare a tutto ciò introduciamo un transistore pilotato in tensione: il transistore MOS.

Struttura

È un transistore di tipo unipolare, cioè in cui la conduzione è affidata a un solo tipo di portatori: agli elettroni per un n-MOS, alle lacune per un p-MOS



n - MOS

(ENHANCEMENT o AD ARRICCHIMENTO o NORMALLY OFF)

G_T = Gate. Gli altri due terminali sono scambiabili (il MOS ha una struttura simmetrica).

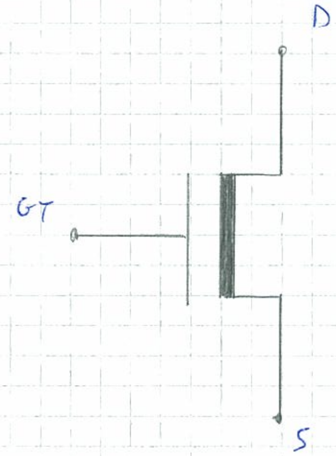
S = Source

D = Drain

Come faccio a dire quali sono S e D se i terminali sono simmetrici? Per convenzione il drain è quello a potenziale più alto.

DRAIN è quello a potenziale più alto.
SOURCE è quello a potenziale più basso

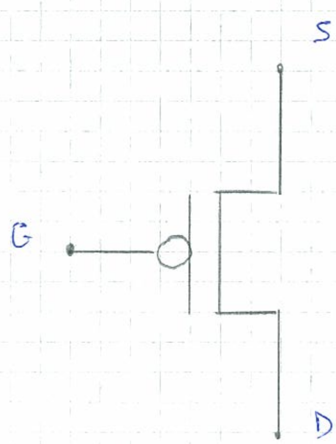
NORMALMENT OFF significa che se applico una tensione nulla al morsetto del gate il transistore è spento. Per accendere il transistore devo applicare una tensione al gate.
Sempre nell'ambito degli n-MOS esiste un'altra famiglia detta A SVUOTAMENTO o NORMALLY ON: quando la tensione in ingresso è nulla sono accesi (il nostro scopo è spegnerli).



n-MOS

(DEPLETION o A SVUOTAMENTO o NORMALLI ON.)

Ma esistono dei transistori del tutto analoghi a questi in cui la conduzione è affidata alle lacune.
Differenze con i BJT.
- i MOS sono pilotati in tensione
- la conduzione è affidata a un solo tipo di portatori
- il dispositivo MOS è simmetrico.



P-MOS

Si usano solo quelli enhancement.
Qui la convenzione è invertita:

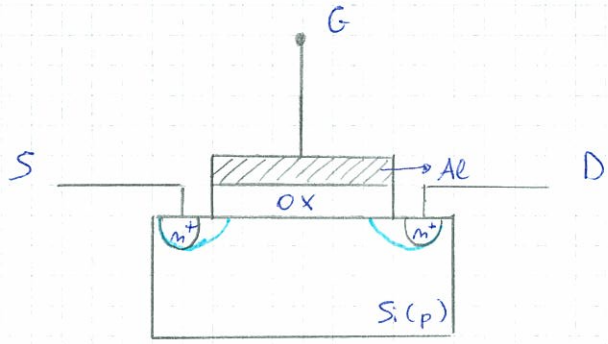
SOURCE è a potenziale maggiore.

Come funzionano?

Vediamo ad es. com'è fatto un MOS di tipo n.
Si parte da uno strato di silicio drogato p. Un MOS è caratterizzato da una struttura metallo-ossido-semiconduttore.
MOS = Metal Oxide Semiconductor

Metal → Al (alluminio)
Oxide → SiO_2 (biossido di silicio)
Semiconductor → Si (silicio)

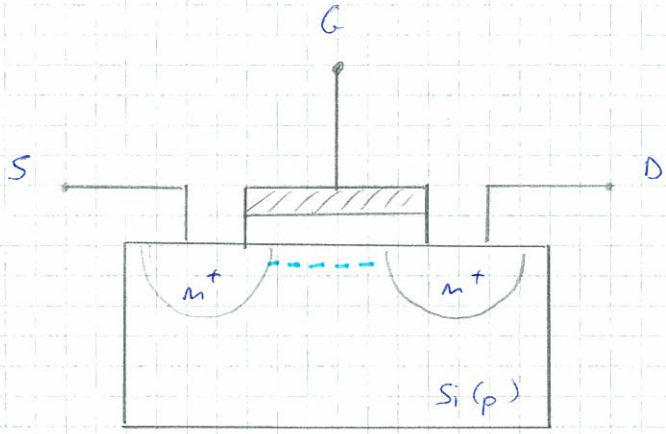
è una pila metallo-ossido-semiconduttore.



nella realtà

Nella pratica, i processi per fare i mos hanno un certo grado di tolleranza. Capita che le sacche vadano un po' sotto al gate.
Manca un quarto contatto che si chiama CONTATTO DI ~~BULK~~ BODY (o BULK).
Anche la parte sottostante di semiconduttore deve essere contattata, lo contatto con una regione drogata p.

Abbiamo un drogaggio basso. Nel semiconduttore abbiamo pochi elettroni e poche lacune. Questo semiconduttore non conduce. Ora immaginiamo di riuscire a indurre un canale, cioè a realizzare in una regione molto piccola sotto l'ossido una regione in cui ci sono tanti conduttori.
Allora basterebbe applicare una ddp fra S e D per vedere un passaggio di elettroni.

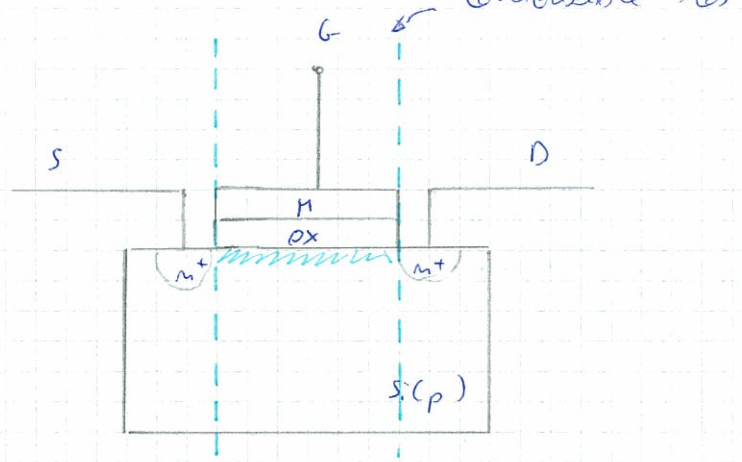


Basso drogaggio
↓
alta resistenza
↓
tubo schiacciato

Modificando la resistenza di questa regione posso far scorrere più o meno corrente, e controllo questa regione con la tensione applicata al ~~...~~ gate. È come se volessimo far passare acqua in un tubo. Se schiacciamo il tubo l'acqua non passa. Se diminuiamo la pressione l'acqua può scorrere. Il gate rappresenta la tensione sul tubo. Ma se non inclino il tubo non vedo l'acqua scorrere. Variare S e D equivale a ruotare il tubo. Il gate controllerà la formazione del canale, cioè la presenza di portatori sotto di sé.

1. Come creare questa regione?
2. Perché le sacche S e D si estendono anche sotto al gate?
3. Perché è importante il contatto di BULK (body)?

Se consideriamo un MOS depletion in assenza di tensione su G io ho già un canale, quindi non posso fare altro che spegnerlo.

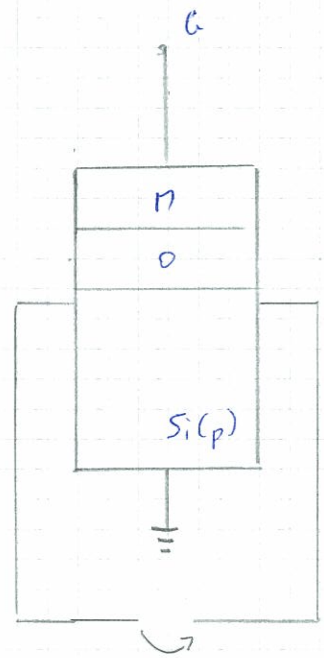


In condizioni stazionarie la corrente di gate è nulla, perché l'ossido è un ottimo isolante.

$I_G = 0$

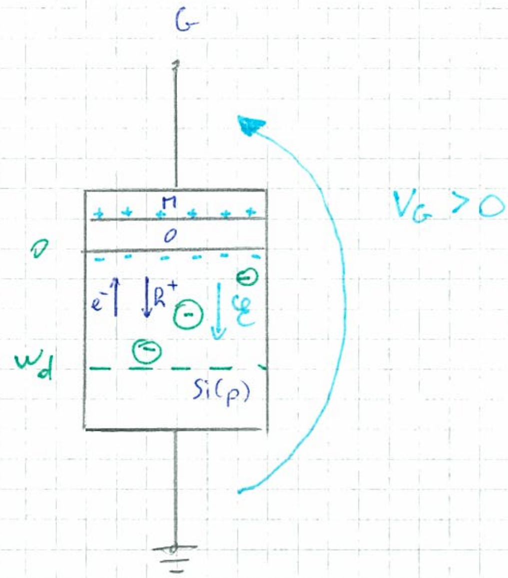
Inizialmente analizziamo solo la regione MOS centrale (condensatore mos)

Condensatore mos →



Una volta che avrò capito come si crea il canale basterà applicare una differenza di potenziale per generare corrente. Questo condensatore avrà una capacità variabile.

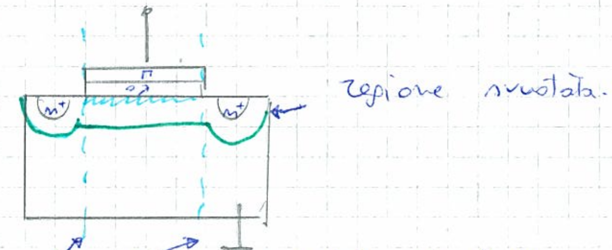
NOTA: l'alluminio inizialmente usato è stato sostituito da polisilicio.



$\ominus$ = atomi accettori ionizzati

BULK = BODY
sinonimi

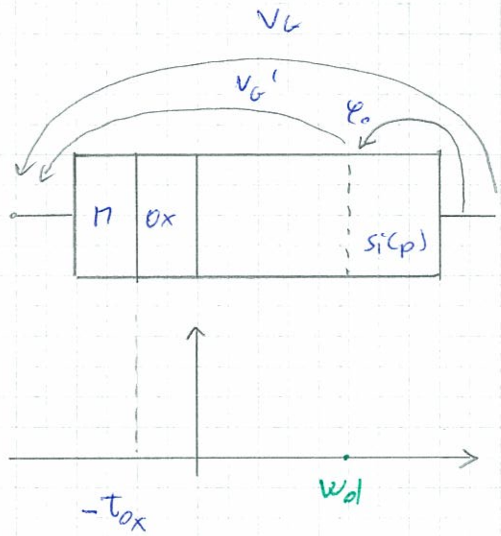
Supponiamo di polarizzare positivamente il gate.
Il metallo è una superficie equipotenziale. Il metallo si porterà a un potenziale V_G. All'interfaccia silicio - ossido di silicio si creerà un campo elettrico diretto in senso opposto alla tensione applicata. Nella parte bassa del metallo si accumuleranno cariche + (il potenziale del metallo deve rimanere uguale perché il metallo è equipotenziale). Il campo elettrico nel semiconduttore sposterà lacune verso il basso ed elettroni verso l'alto, attirati dalla carica positiva sovrastante. Se le lacune se ne sono andate mi rimarrà vicino all'interfaccia una regione svuotata di carica negativa. Inoltre $\vec{\mathcal{E}}$ mi ammucchia elettroni nell'interfaccia $Si - SiO_2$.
Ho creato il canale. Vicino all'interfaccia ho tanti elettroni, ma appena mi ~~sun~~ sposto entro in una regione svuotata in cui di e^- non ce ne sono più.
Il MOS è un dispositivo autoisolante, cioè abbiamo un canale isolato dal resto del BODY, perché è circondato da una regione svuotata.



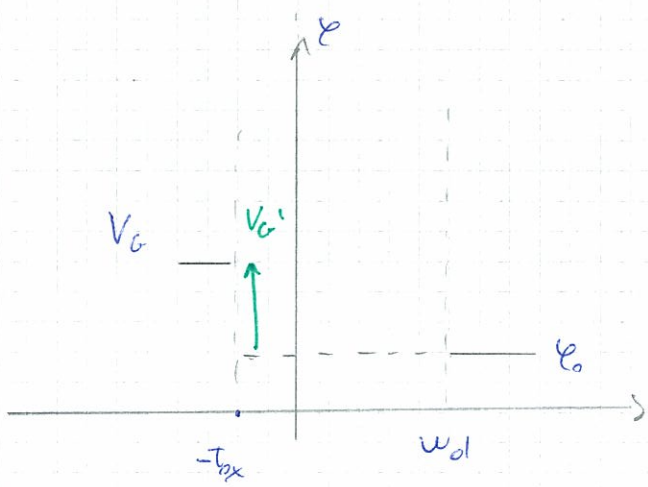
qui ho delle giunzioni pn. Se andassero in diretta avrei un passaggio di corrente che non voglio. Per farle rimanere in inversa connetto il bulk al potenziale più basso del circuito.

Il canale è isolato dal resto del semiconduttore e da altri dispositivi posti nelle sue vicinanze.

Vediamo cosa succede per ogni valore di V_G.

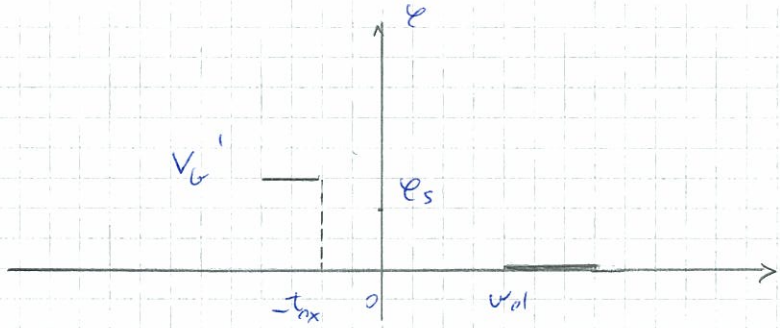


Avevo una regione drogata p. Se polarizzo opportunamente con una $V_G > 0$ la polarizzo negativamente. Dico che lavoro in "inversione"



Nel metallo la tensione vale V_G. E poi che ci sarà un potenziale di riferimento. Abbiamo detto che nella giunzione svuotata lontano dalla giunzione ho un certo potenziale. Prendo questo φ_0 come riferimento per il mio sistema. Tanto φ_0 è costante.

$V_G' = V_G - \varphi_0$



Per passare da V_G' a 0 il potenziale dovrà diminuire (vedremo come). A noi interessa il potenziale φ_s all'interfaccia $Si-SiO_2$.

1) se $V_G' > 0 \rightarrow \varphi_s > 0$
2) se $V_G' < 0 \rightarrow \varphi_s < 0$

φ_s sarà nullo quando V_G' è nullo $(V_G = \varphi_0)$.
Conoscere φ_s è importante, perché regola la concentrazione di portatori.
La concentrazione di portatori è data dalla solita formula

$$n(x) = n(x_0)\, e^{\frac{q[\varphi(x) - \varphi(x_0)]}{KT}}$$

$$p(x) = p(x_0)\, e^{-\frac{q[\varphi(x) - \varphi(x_0)]}{KT}}$$

Come x_0 prendo w_d, perché so che lì il potenziale è zero, perché inizia la regione quasi neutra, il pot. è φ_0, che cambiando sistema di riferimento abbiamo considerato zero.

se $x_0 = w_d$

$$\left.\begin{aligned} n(x) &= n(w_d)\, e^{\frac{q\varphi(x)}{KT}} \\ p(x) &= p(w_d)\, e^{-\frac{\varphi(x)}{KT}} \end{aligned}\right\} \varphi(w_d) = 0$$

$p(w_d) = N_A = p_{p_0}$ siamo in un semiconduttore drogato p.

$n(w_d) = \frac{n_i^2}{N_A} = n_{p_0}$

$n_s = n_{p_0}\, e^{\frac{q\varphi_s}{KT}}$ concentrazione di elettroni all'interfaccia Si/SiO_2

$p_s = p_{p_0}\, e^{-\frac{q\varphi_s}{KT}}$ " " lacune " " " "

Se io riesco a capire quanto vale φ_s vedo come variano le concentrazioni di portatori. Guardo cosa succede per i vari valori di V_G. Essi influenzano φ_s, che a sua volta influenza n_s e p_s. Posso quindi vedere come variano i portatori nel canale.

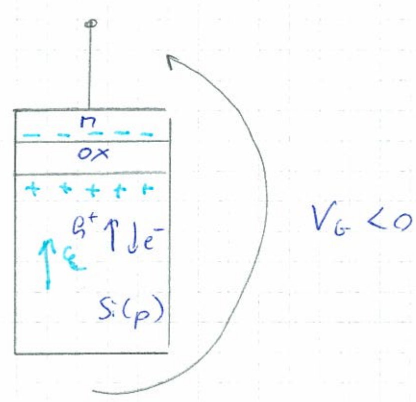
① $V_G' < 0 \longrightarrow \varphi_s < 0$

$$n_s = n_{p_0}\, e^{\frac{q\varphi_s}{KT}} < n_{p_0}$$

Se applico un potenziale negativo all'interfaccia ho meno elettroni di quelli che avrei all'equilibrio. Li sto cacciando.

$$p_s = p_{p_0}\, e^{\frac{-q\varphi_s}{KT}} > p_{p_0} = N_A$$

Cariche negative che attirano lacune e respingono elettroni →



Sono in una regione di funzionamento che si chiama ACCUMULAZIONE: sto accumulando lacune all'interfaccia.

①

$n_s < n_{p_0}$

$p_s > p_{p_0} = N_A$

se V_G cresce finché diventa uguale a zero

se $V_G' = 0$ $\quad \varphi_S = 0$ $\quad \begin{cases} n_s = n_{p_0} = \dfrac{n_i^2}{N_A} \\ p_s = p_{p_0} = N_A \end{cases}$

(1)

ACCUMULAZIONE

0 $\quad V_G'$

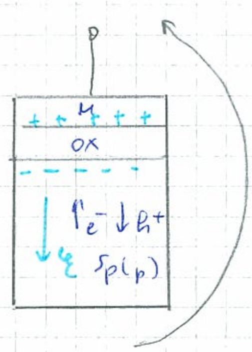
$n_s < n_{p_0}$

$p_s > p_{p_0} = N_A$

$n_s = \dfrac{n_i^2}{N_A}$

$p_s = N_A$

(2) $V_G' > 0 \longrightarrow \varphi_s > 0 \longrightarrow \begin{cases} n_s = n_{p_0} e^{\frac{q\varphi(s)}{KT}} > n_{p_0} = \dfrac{n_i^2}{N_A} \\ p_s = p_{p_0} = e^{\frac{-q\varphi(s)}{KT}} < p_{p_0} = N_A \end{cases}$



$V_G > 0$

$V_G' > 0$

entro in SVUOTAMENTO: sto portando via le lacune.

(1) $\quad$ (2)

ACCUMULAZIONE $\quad$ SVUOTAMENTO

0 $\quad V_G'$

$n_s < n_{p_0}$

$p_s > p_{p_0} = N_A$

$n_s > n_{p_0}$ $\quad (n_s \uparrow)$

$p_s < p_{p_0}$ $\quad (p_s \downarrow)$

$p_s > n_s$

$n_s = p_s$

$\varphi_s = \phi_F$

$n_s = \dfrac{n_i^2}{N_A}$

$p_s = N_A$

Se n_s cresce e p_s diminuisce arrivo a un punto in cui si equivalgono

$n_s = p_s$

$$\varphi_s ? \quad n_s = p_s \quad \longleftrightarrow \quad n_{p_0} \, e^{\frac{q\varphi_s}{KT}} = p_{p_0} \, e^{-q\frac{\varphi_s}{KT}}$$

$$\frac{n_i^2}{N_A} \, e^{\frac{q\varphi_s}{KT}} = N_A \, e^{-q\frac{\varphi_s}{KT}}$$

divido: l'esponenziale cambia di segno

$$e^{2\frac{q\varphi_s}{KT}} = \frac{N_A^2}{n_i^2}$$

$$\frac{2q}{KT} \varphi_s = 2 \lg \frac{N_A}{n_i^2}$$

$$\boxed{\varphi_s = \frac{KT}{q} \lg \frac{N_A}{n_i^2} \overset{\Delta}{=} \phi_F}$$

POTENZIALE DI FERMI

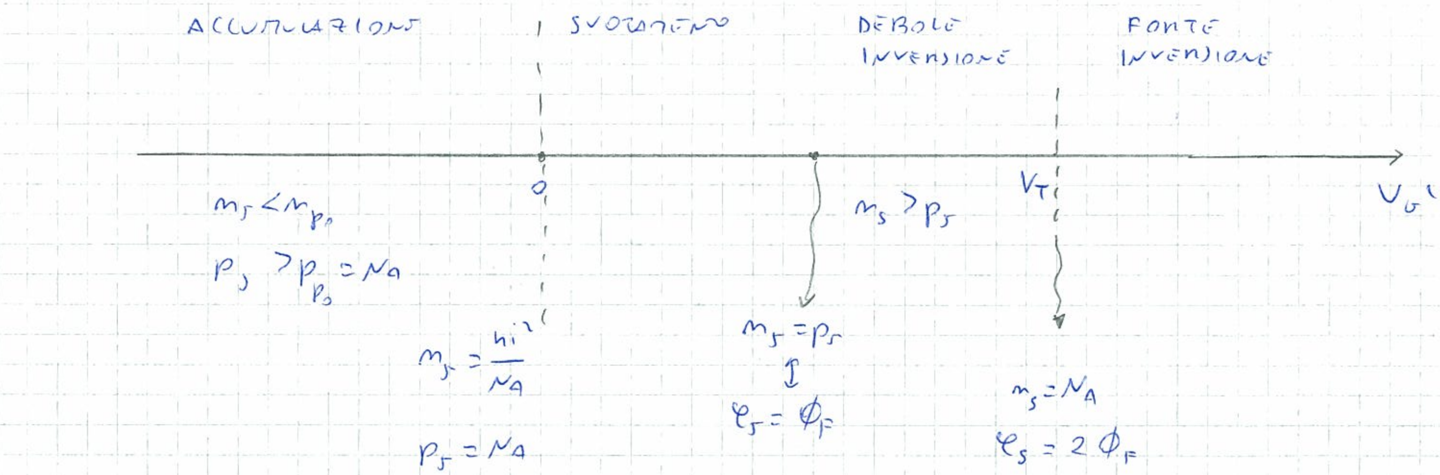
(3) DEBOLE INVERSIONE

$n_s > p_s$

$V_G' > \varphi_s$

Ho più n_s che p_s. Ho cambiato la polarità della carica all'interfaccia

Quand'è che entro nella regione di forte inversione quando posso dire "il canale è formato"? Quando $n_s = N_A$. Ho tanti elettroni da compensare tutto il drogaggio che avevo introdotto. V_G' è maggiore della "tensione di soglia".



Quando entriamo in forte inversione?

$$n_s = n_{p_0} e^{\frac{q\varphi_s}{kT}} = N_A$$

↓

$$N_A = \frac{n_i^2}{N_A} e^{\frac{q\varphi_s}{kT}}$$

↓

$$q\frac{\varphi_s}{kT} = 2 \ln \frac{n_i}{N_A}$$

↓

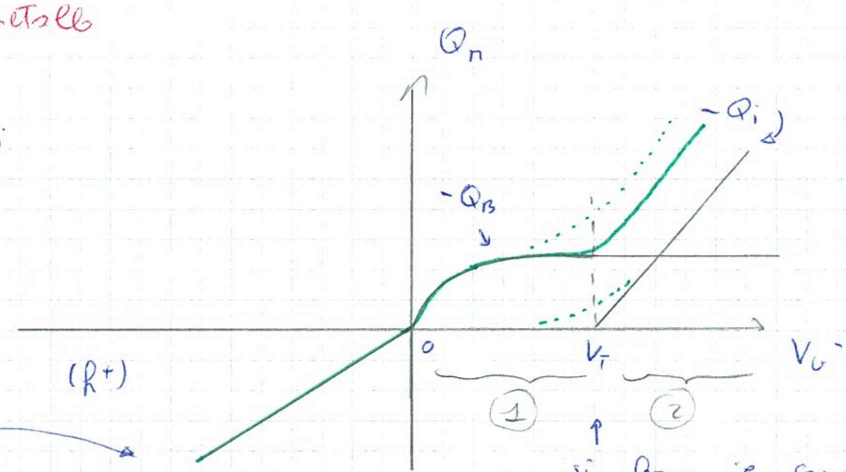
$$\varphi_s = 2 \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i} = 2\phi_F$$

Per accendere il MOS, cioè per vedere il canale, devo applicare una $V_G' > V_T$

Nota: Si parla di condensatore perché è come avere due armature, una rappresentata dal metallo e una dal semiconduttore. Si tratta però di un condensatore di capacità variabile.

Carica nel metallo

Q_B è dovuta agli atomi accettori ionizzati



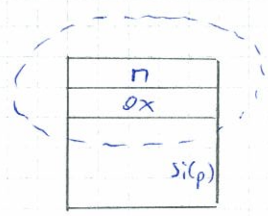
... nella realtà, perché io comincio già ad avere elettroni nella regione di debole inversione

si può dimostrare che è una variazione lineare.

ACCUMULAZIONE

si forma il canale. Nel sc tanti elettroni nel...

La carica totale sul condensatore deve essere nulla (come per ogni condensatore)



$Q_{TOT} = 0$

Q_n: carica nel metallo

Q_s = " " semiconduttore

$Q_{TOT} = Q_M + Q_s = 0$

$Q_n = -Q_s$

Q_i = carica dovuta agli elettroni nel canale.

Per $V_G > V_T$ la carica Q_B satura. La regione svuotata non si allarga più.

$V_G > 0$

(1) Ho un campo elettrico diretto in senso opposto rispetto a prima. Esso allontana, all'interno del semiconduttore, le lacune dall'interfaccia e attira elettroni. Ma all'inizio sono pochi. È come se avessi una regione svuotata, nella quale l'andamento della carica va come una radice quadrata.

(2) È solo da V_T che diciamo che il canale si è formato, e che quindi il numero di elettroni cresce linearmente.

o così

A questo punto la regione svuotata non si allarga più. In una giunzione pn abbiamo detto che la regione svuotata dipende dai drogaggi e dalla caduta di tensione sulla giunzione. Nel caso del MOS, però, nel semiconduttore, che è drogato p, $N_D = 0$

$$w_{d_{pn}} = \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{q}\left(\frac{1}{N_A}+\frac{1}{N_D}\right)(\varphi_{bi}-V)}$$

$$w_{d_{mos}} = \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{q}\cdot\frac{1}{N_A}\varphi_s}$$

Nel mos w_d dipende da φ_s, che a sua volta dipende da V_G'. La φ_s controlla la concentrazione dei portatori

$$n_s = \frac{n_i^2}{N_A} e^{\frac{q\varphi_s}{KT}} \qquad w_{d_{mos}} \propto \sqrt{\varphi_s} \qquad \varphi_s = \varphi_s(V_G')$$

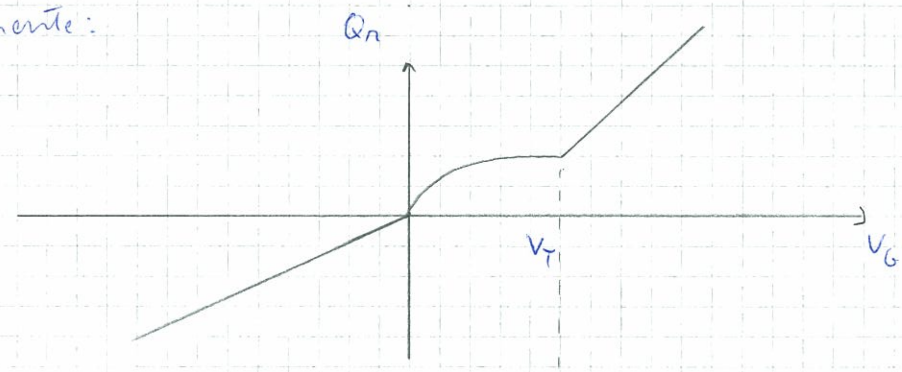
Poiché n_s dipende esponenzialmente da φ_s al variare di poco di φ_s n_s varia di ~~parecchio~~ molto. Quindi le variazioni di V_G' vengono schermate dalle variazioni del canale, che impedisce alla regione sottostante di accorgersi delle variazioni di V_G'. Quindi al limite φ_s varia di molto poco, è quasi costante.

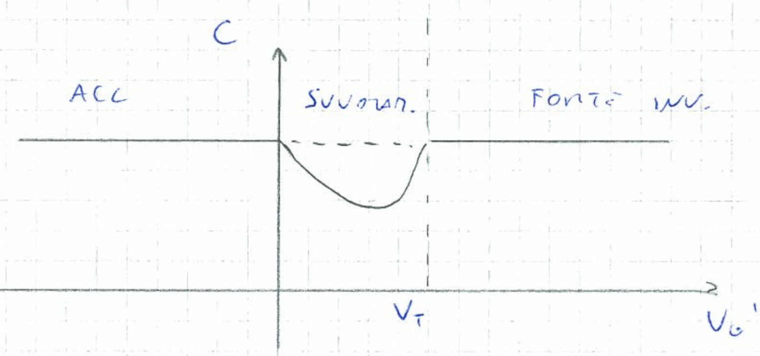
Capacità associata al condensatore mos

Conosco come varia Q_n in funzione di V_G'. Ora posso ricavarmi la capacità ricordando che

$$C = \frac{dQ}{dV}$$

Qualitativamente:





Il valore costante della capacità è

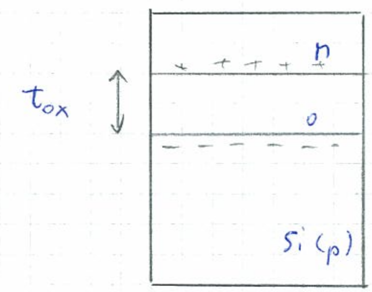
$$\boxed{C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}} \quad \left[\frac{F}{cm^2}\right]$$

In realtà è una capacità per unità di superficie.

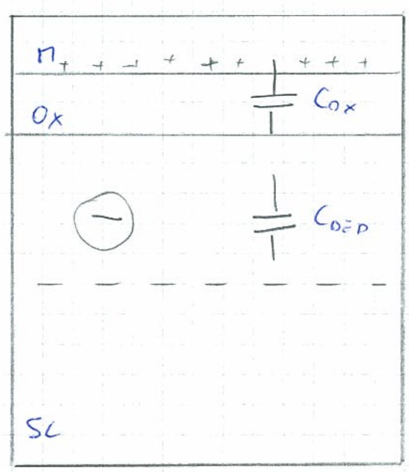
t_{ox} = altezza dello strato di ossido

ϵ_{ox} = costante dielettrica dell'ossido

$$\epsilon_{ox} = \epsilon_0 \, t_{ox}$$



Perché in svuotamento la capacità cala? La capacità sarà la capacità associata all'ossido meno la capacità della regione svuotata.



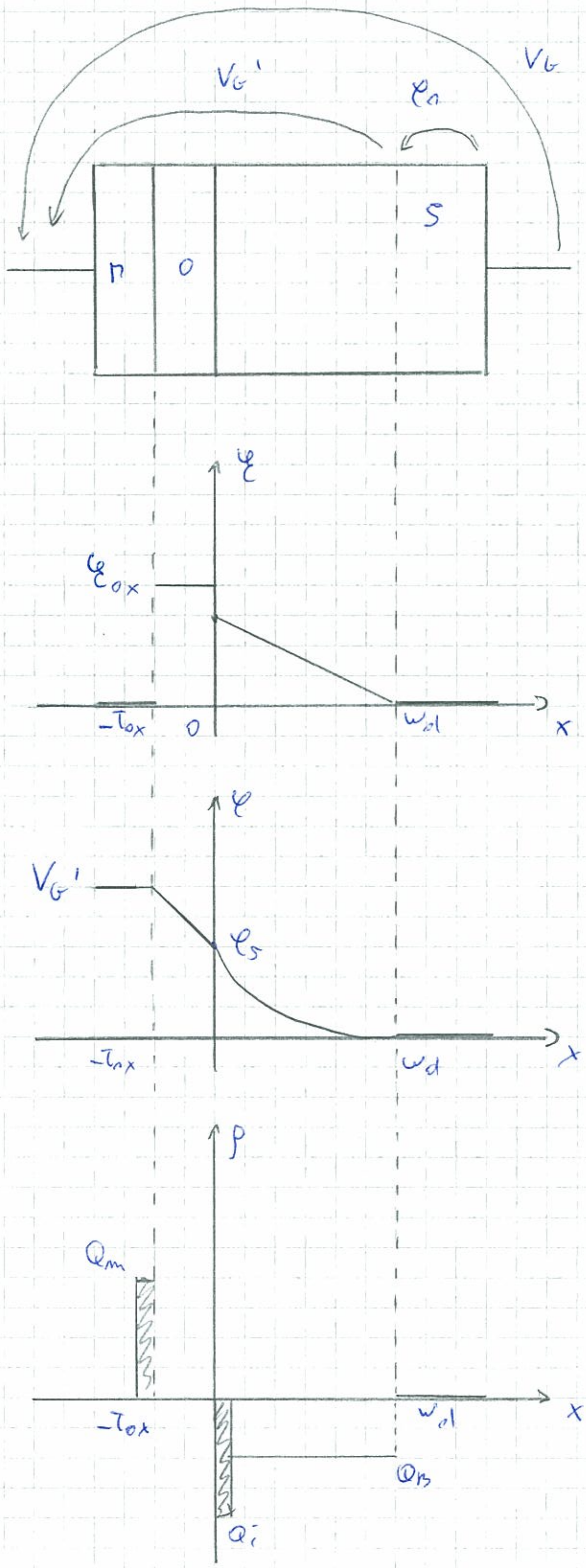
→ Ho due capacità in serie.

La capacità totale è

$$C_{TOT} = \frac{C_{ox} \cdot C_{DEP}}{C_{ox} + C_{DEP}}$$

Questa volta le due armature sono il metallo e la parte bassa del SC. Fra di esse ho più isolante ora, non solo l'ossido ma anche la regione svuotata.

Calcoliamo C_{ox} nel caso peggiore



① Metallo

$\varphi = V_G'$ ← il metallo è una superficie equipotenziale

$$\mathcal{E} = -\frac{d\varphi}{dx} = 0$$

② Ossido

$\rho = 0 \rightarrow \mathcal{E} = \text{cost} = \mathcal{E}_{ox}$

$$\operatorname{div} \mathcal{E} = \frac{\rho}{\varepsilon} \longrightarrow \frac{d\mathcal{E}}{dx} = \frac{\rho}{\varepsilon}$$

$$\mathcal{E} = -\frac{d\varphi}{dx} = \mathcal{E}_{ox}$$ → costante perché sono nell'ossido

$$\mathcal{E}_{ox}\, dx = -d\varphi$$

$$\int_{-t_{ox}}^{0} \mathcal{E}_{ox}\, dx = \int_{\varphi(-t_{ox})}^{\varphi(0)} -\, d\varphi$$

$$\mathcal{E}_{ox}\, t_{ox} = -\left(\varphi(0) - \varphi(-t_{ox})\right)$$

$$\mathcal{E}_{ox} = \frac{\varphi(-t_{ox}) - \varphi(0)}{t_{ox}} = \frac{V_G' - \varphi_s}{t_{ox}}$$

Se $\mathcal{E}$ è costante per forza φ avrà un andamento lineare e scenderà da V_G' a φ_s.

③ Semiconduttore

Nella regione svuotata cosa succede? Lontano dalla giunzione so già che il campo elettrico è nullo perché $\rho = 0$, ma in mezzo?

$0 < x < w_d$

$$\frac{d\mathcal{E}}{dx} = \frac{\rho}{\epsilon_{si}} = \frac{q}{\epsilon_{si}}\left(\cancel{p} + \underbrace{\cancel{N_D}}_{=0} - N_A - \cancel{n}\right)$$

trascurabili

$\varphi_s > 0 \rightarrow \varphi > 0$

$$p = N_A\, e^{-\frac{q\varphi}{kT}} \rightarrow p \ll N_A$$

p è trascurabile rispetto a N_A

Rimangono gli elettroni. Questi ci sono, ma solo in una regione molto piccola vicino al canale. Non appena mi sposto dal canale anche gli elettroni risultano trascurabili rispetto a N_A

$\varphi < \varphi_T \qquad n \ll N_A$

$$\frac{d\mathcal{E}}{dx} = -\frac{qN_A}{\epsilon_{si}}$$

$0 \leq x \leq w_d$

$$d\mathcal{E} = -\frac{qN_A}{\epsilon_{si}}dx$$

$$\int_{\mathcal{E}(x)}^{\mathcal{E}(w_d)} d\mathcal{E} = \int_x^{w_d} -\frac{qN_A}{\epsilon_{si}}dx$$

$$\mathcal{E}(w_d) - \mathcal{E}(x) = -\frac{qN_A}{\epsilon_{si}}(w_d - x)$$

$$\mathcal{E}(w_d) = 0 \Rightarrow \boxed{\mathcal{E}(x) = \frac{qN_A}{\epsilon_{si}}(w_d - x)}$$

Notiamo che il campo elettrico in $x=0$ presenta una discontinuità. Nel passaggio tra un materiale e l'altro si conserva lo spostamento elettrico D.

$$\left.\begin{array}{l} D_{ox} = \epsilon_{ox}\mathcal{E}_{ox} \\ D_{si} = \epsilon_{si}\mathcal{E}_{si} \end{array}\right] D_{ox} = D_{si} \Leftrightarrow \epsilon_{ox}\mathcal{E}_{ox} = \epsilon_{si}\mathcal{E}_{si}$$

$$\mathcal{E}_{si}(x) = \frac{qN_A}{\epsilon_{si}}(w_d - x) \qquad \mathcal{E}_{si}(x=0) = \frac{qN_A}{\epsilon_{si}}w_d$$

Non sappiamo quanto vale $\mathcal{E}(0)$, se è maggiore o minore dell' $\mathcal{E}_{ox}$. Però sappiamo che $D_{ox} = D_{si}$

$$D_{ox} = D_{si} \rightarrow \mathcal{E}_{si}(x=0) = \mathcal{E}_{ox}\frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_{si}} = \mathcal{E}_{ox}\cdot\frac{\cancel{\epsilon_0}\epsilon_{r\,ox}}{\cancel{\epsilon_0}\epsilon_{r\,si}}$$

Ma io so che

$\epsilon_{r\,ox} = 3,9$

$\epsilon_{r\,si} = 11,7$

quindi $\dfrac{\epsilon_{r\,ox}}{\epsilon_{r\,si}} < 1$

quindi

$\mathcal{E}_{si}(x=0) < \mathcal{E}_{ox}$

$$\mathcal{E} = -\frac{d\varphi}{dx}$$

$$\mathcal{E}\, dx = d\varphi$$

$$\frac{q N_A}{\epsilon_{si}} (w_d - x)\, dx = -d\varphi$$

$$\frac{q N_A}{\epsilon_{si}} \int_x^{w_d} (w_d - x)\, dx = -\int_{\varphi(x)}^{\varphi(w_d)} d\varphi$$

$$\frac{q N_A}{\epsilon_{si}} \cdot \left[w_d x - \frac{x^2}{2} \right]_x^{w_d} = \underbrace{-\left[\overset{\overset{0}{\parallel}}{\varphi(w_d)} - \varphi(x) \right]}_{\varphi(x)}$$

$$\varphi(x) = \frac{q N_A}{\epsilon_{si}} \left[w_d^2 - \frac{w_d^2}{2} - \left(w_d x - \frac{x^2}{2} \right) \right] = \frac{q N_A}{\epsilon_{si}} \left(\frac{w_d^2}{2} - w_d x + \frac{x^2}{2} \right)$$

$$\varphi(x) = \frac{q N_A}{2 \epsilon_{si}} (w_d - x)^2$$ ← è un tratto di parabola

— · — · — · —

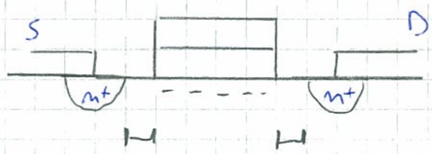
Ci rimane ora da guardare l'andamento della densità di carica. Sappiamo che nella regione svuotata Q_B è costante

$$Q_B = -q N_A w_d \qquad Q_n = -(Q_i + Q_B)$$

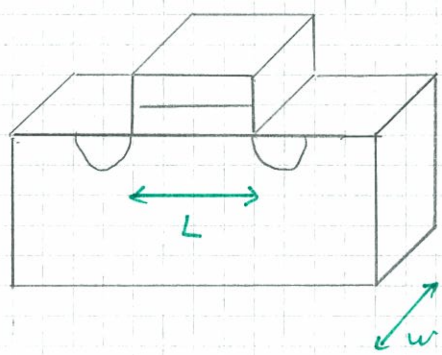
Molto vicino a $x=0$ siamo nel canale e abbiamo una grossa carica negativa Q_i dovuta agli elettroni qui presenti.

Nell'ossido non c'è carica. All'interfaccia n-ox ho una carica positiva $Q_m = -Q_i$

Perché è importante che le tasche n^+ arrivino sotto il canale?
Le tasche devono contattare il canale! dove finisce il canale devono iniziare le tasche. Tecnologicamente però non si riesce a fare così, si riesce a far andare le tasche un po' sotto il canale. Questo dà origine a capacità parassite, ma è meglio che niente: se canale e tasche fossero separate fra di loro ci sarebbe una zona isolante e gli elettroni, anche polarizzando S e D, non riuscirebbero a passare.



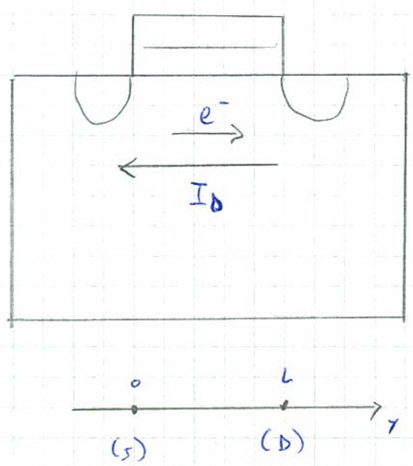
Parametri caratteristici del mos:

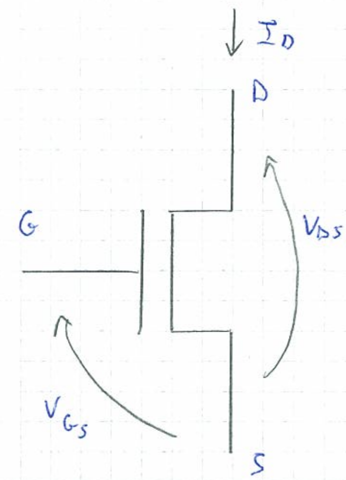


L = lunghezza
W = spessore

L è fissato dalla tecnologia. Più è piccolo, prima gli elettroni fanno ad attraversare il canale e meglio è.
Posso variare W. Più è grande e meglio è.

Calcolo di I_D

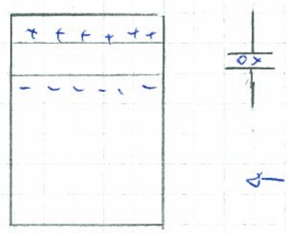




$V_T > 0$

n-MOS ENHANCEMENT

ON → $V_{GS} > V_T$



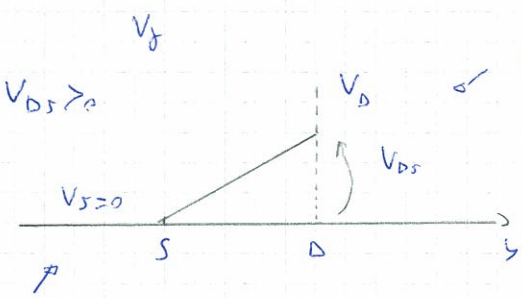
→ è come se avessi un condensatore a facce piane parallele.

$V_{DS}=0$

$$Q_i = -C_{ox}(V_{GS} - V_T)$$

→ carica nel canale nel caso $V_{DS}=0$
↓
non ho polarizzato il canale.

Se applico una ddp tra S e D lungo y ho un potenziale che varia. In prima approssimazione posso dire che varia linearmente.

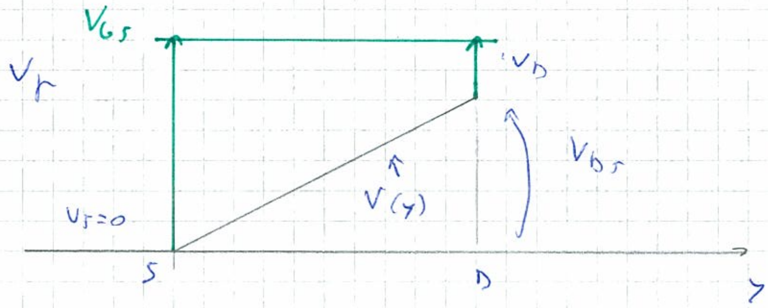


→ $V_D > V_S$

ad es. mettiamo S a massa

Questo potenziale che varia influenza la formazione del canale?

Il canale che ottengo quando applico una certa V_G è sempre uniforme indipendentemente da V_{DS}? No. Σ fisso ~~alle est~~ una certa V_{GS} in prossimità di S avrò una carica maggiore rispetto al D.
Io so che se $V_{GS} > V_T$ ho un canale.



Il canale è più largo dalla parte di S e più piccolo dalla parte di D, perché qui la caduta di potenziale $V(y)$ è più piccola

$V_{DS}>0$
↓
$$Q_i = -C_{ox}\left[V_{GS} - V_T - V(y)\right]$$

$V(y)=0$ $\quad y=0$ (sono nel source)

$V(y)=V_{DS}$ $\quad y=l$ (sono nel DRAIN)

v_{d_n} = velocità di drift degli e^-
W = larghezza del dispositivo

$$v_{dn} = -\mu_n \mathcal{E}(y) = -\mu_n\left(-\frac{dV(y)}{dy}\right)$$

$$I = Q_i\,(-v_{d_n})\cdot W = -Q_i \cdot W \cdot \mu_n \frac{dV(y)}{dy}$$

$$I = \mu_n C_{ox} W \left(V_{GS} - V_T - V(y)\right) \cdot \frac{dV(y)}{dy}$$

$$dy\, I = \mu_n C_{ox} \cdot W \left(V_{GS} - V_T - V(y)\right) \cdot dV(y)$$

$$\int_0^L I\, dy = \int_{V(0)}^{V(L)} \mu_n C_{ox} \cdot W \left(V_{GS} - V_T - V(y)\right) dV(y)$$

Sono in condizioni stazionarie: I avrà un certo valore costante.

$$I \cdot L = \mu_n C_{ox} W \left[(V_{GS} - V_T) V(y) - \frac{V^2(y)}{2} \right]_{V(0)}^{V(L)}$$

$$V(y)\Big|_{y=0} = 0$$

$$V(y)\Big|_{y=L} = V_{DS}$$

Sostituendo

$$I \cdot L = \mu_n C_{ox} W \left[(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$I = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\boxed{\frac{W}{L} = \text{ASPECT RATIO o FATTORE DI FORMA}}$$

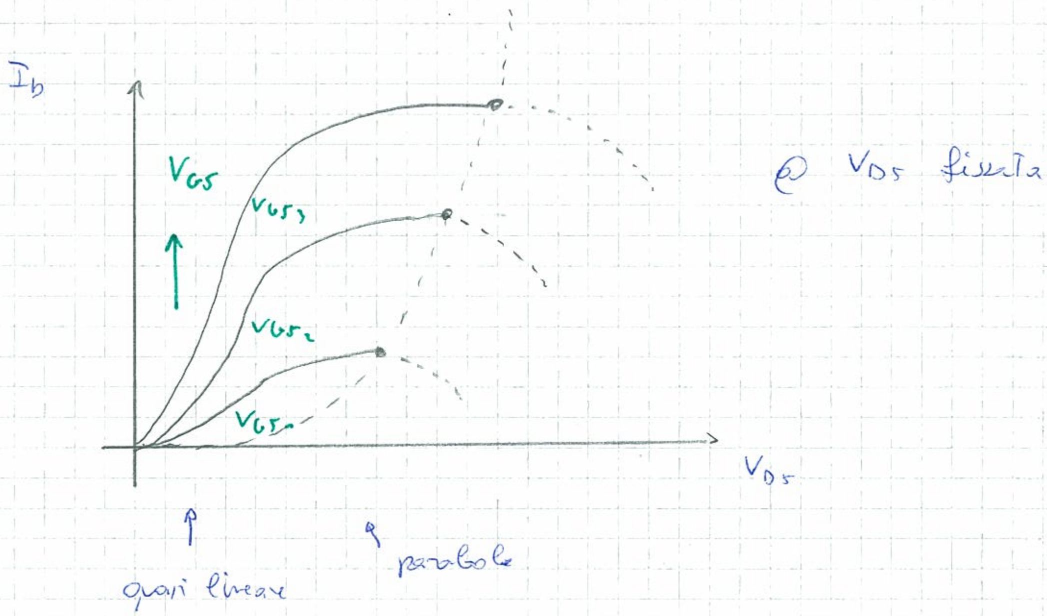
$$\boxed{\beta_n \triangleq \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}$$

$$\boxed{I = \beta_n \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]} \quad (\text{LIN})$$

Questa espressione della corrente è valida sempre?

Fissiamo V_{GS} e vediamo come varia I_D.

Per V_{DS} piccole il termine $-\frac{V_{DS}^2}{2}$ è trascurabile. Ho un andamento quasi lineare. Quando poi V_{DS} comincia ad aumentare non è più trascurabile, e avrò un andamento parabolico. Le curve raggiungeranno un punto di massimo, dopo di che dovrebbero calare. In realtà dopo questo punto di massimo l'eq. vista non vale più.



Punto massimo?

$$V_{DS} = V_{GS} - V_T$$

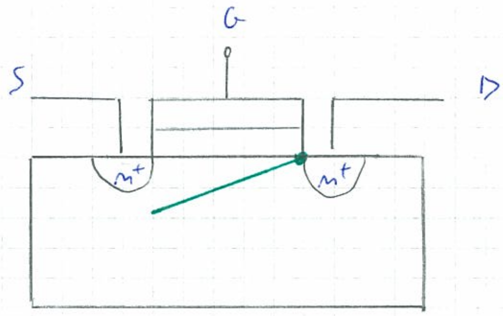
$$\left.\frac{dI}{dV_{DS}}\right|_{V_{GS}=\text{cost}} = \beta_n \left[(V_{GS} - V_T) - V_{DS} \right] = 0$$

$$\left. I \right|_{V_{DS} = V_{GS} - V_T} = \beta_n \left[(V_{GS} - V_T)(V_{GS} - V_T) - \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2} \right] = \frac{\beta_n}{2} (V_{GS} - V_T)^2$$

Vedo che tutti i punti di max stanno sopra a una parabola

A partire da questo punto quando $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ il canale fa questo:

$$\boxed{I = \frac{\beta_n}{2} (V_{GS} - V_T)^2}$$



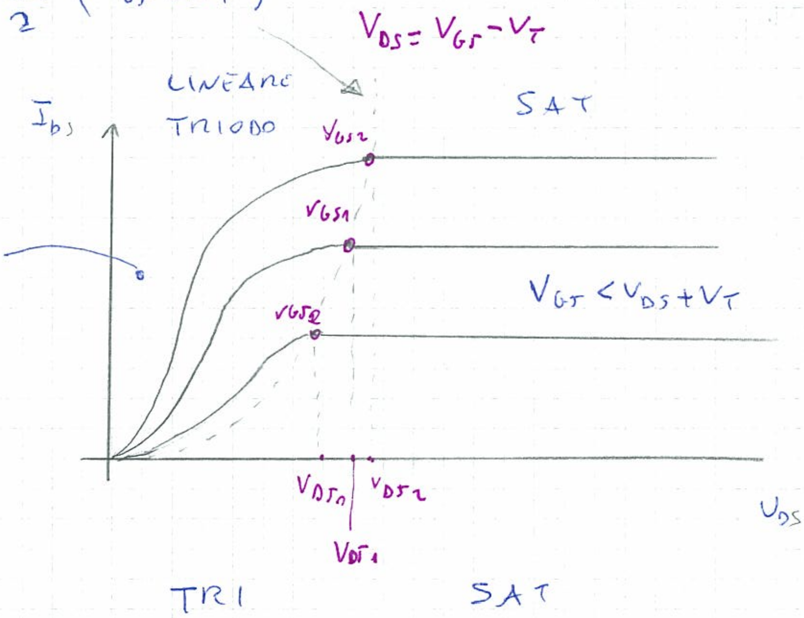
PINCH OFF

(STROZZAMENTO DEL CANALE)

$V_{DS} = V_{GS} - V_T$

Da un lato il canale si è chiuso, è strozzato. Ma la nostra eq. l'abbiamo ricavata considerando che ci fosse una Q_i in tutto il canale.
Quello che succede è che la corrente satura, assume un valore costante.
Dipende solo da V_{GS}

$$I = \frac{\beta_n}{2}\left(V_{GS} - V_T\right)^2$$



$\boxed{V_{GS} > V_T}$

↑

transistor acceso, altrimenti la mia corrente è nulla.

Qual è il valore di V_{DS} rispetto a V_{GS} che mi fa da discriminante fra le due regioni?

1) $V_{DS} < V_{GS} - V_T \iff V_{GS} > V_{DS} + V_T$ (TRIODO)

2) $V_{DS} > V_{GS} - V_T \iff V_{GS} < V_{DS} + V_T$ (SAT)

Perché in SAT la corrente rimane costante?

$V_{GS} > V_T$

$V_{GD} > V_T$

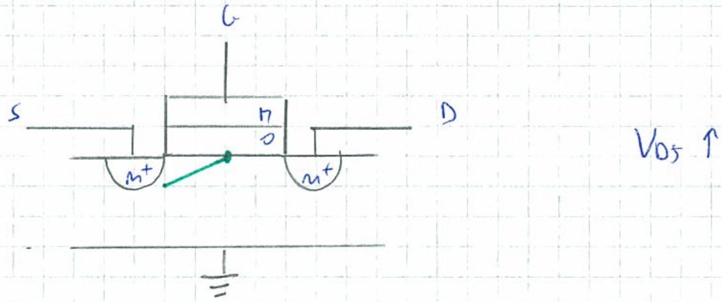
$V_{DS} > 0 \qquad V_D > V_S$

Mano a mano che polarizzo il gate il canale non è più uniforme, ma è più piccolo dalla parte del D. Arrivo a un punto di pinch-off.

Mano a mano che V_{DS} cresce il canale si stringe sempre di più. Sono in pinch-off quando

$V_{DS} = V_{GS} - V_T$

Se vado oltre e cresco ancora la V_{DS} il canale si strozzerà prima.



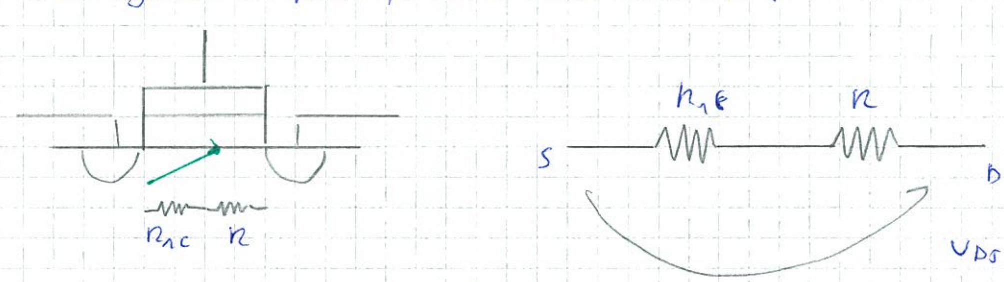
Ma se da un certo punto in poi il canale è strozzato e non c'è più, come mai in saturazione vedo corrente? Come faccio ad avere corrente con il canale strozzato. Ho corrente ed è pure costante.

La corrente vale

$I = \sigma \mathcal{E} \cdot A$ $\quad\quad$ σ = conducibilità

$\sigma = q n \cdot \mu_n$

La conducibilità dipende dalla concentrazione di elettroni. Dal pinch-off in poi la concentrazione di elettroni tende a zero, quindi fa la stessa cosa anche la conducibilità. Per ovviare a questo devo avere un campo elettrico che tenda a infinito. Il campo $\mathcal{E}$ è molto grande perché deve prendere gli elettroni dal punto di strozzatura e portarli verso il drain. Pensiamo al canale e alla regione di pinchoff come due resistenze.



$R_{ac} << R$

La resistenza sul canale è molto piccola, perché comunque abbiamo dei portatori di carica. La resistenza R è invece molto alta. La V_{DS} cade praticamente tutta ai ~~campi sta~~ capi di R. Ed è questa caduta di tensione che mi genera il campo elettrico.

Abbiamo detto: prendiamo un ~~mosfet~~ n-mos enhancement:

1) OFF, $V_{GS} < V_{Tn}$ $\rightarrow$ $I_{DS} = 0$

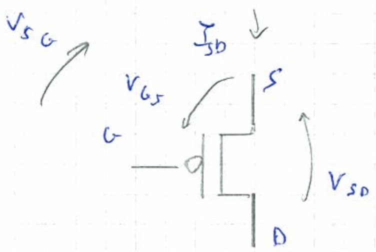
2) SAT, $V_{Tn} < V_{GS} < V_{DS} + V_{Tn}$ $\rightarrow$ $I_{DS} = \frac{\beta_n}{2}(V_{GS} - V_{Tn})^2$

3) TRI, $V_{GS} > V_{DS} + V_{Tn}$ $\rightarrow$ $I_{DS} = \beta_n \left[(V_{GS} - V_{Tn}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$.

Per un mos di tipo depletion posso usare esattamente le stesse relazioni. L'unica differenza è che avrò una tensione di soglia negativa, ma a noi non interessa; prendiamo le formule viste e vi inseriamo il nuovo valore.

$V_{Tn_{DEP}} < 0$

Le cose sono invece un po' diverse se prendiamo un p-mos.



p-mos ENHANC.

$V_{Tp} < 0$ $\leftarrow$ Tensione di soglia negativa

1) OFF $V_{GS} < |V_{Tp}|$

2) SAT $|V_{Tp}| < V_{SG} < V_{SD} + |V_{Tp}|$, $I_{SD} = \frac{\beta_p}{2}(V_{SG} - |V_{Tp}|)^2$

3) ~~SAT~~

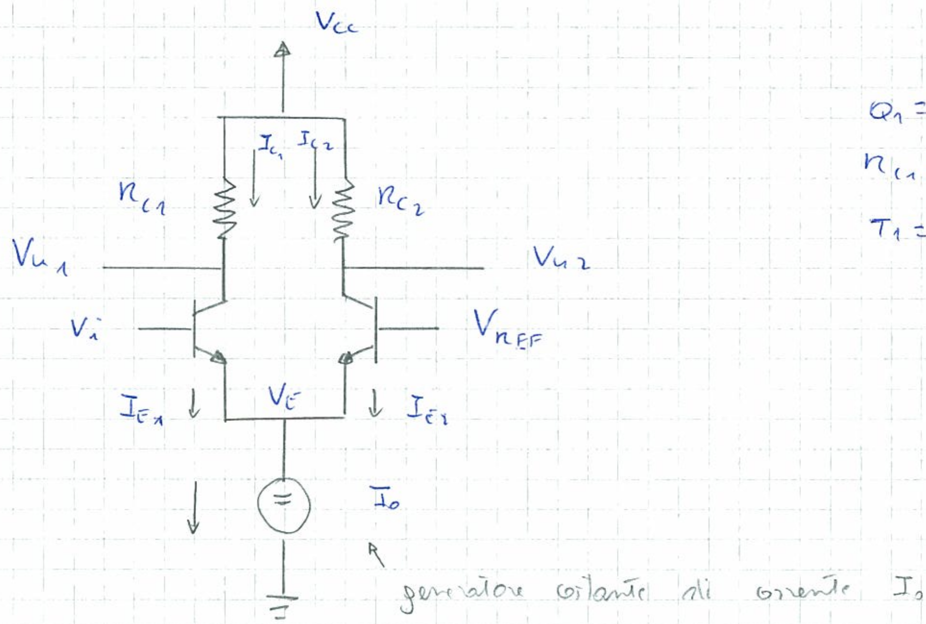
$$\beta_p = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L}$$

3) TRI $V_{SG} > V_{SD} + |V_{Tp}|$, $I_{SD} = \beta_p \left[(V_{SG} - |V_{Tp}|) V_{SD} - \frac{V_{SD}^2}{2} \right]$

In un p-mos di tipo depletion valgono le stesse formule appena viste solo che $V_{Tp_{DEP}} > 0$

Logiche ECL (Emitter Couple Logic)

c'è una famiglia di logiche che avevamo lasciato indietro.



$Q_1 = Q_2$

$R_{C1} = R_{C2} = R$

$T_1 = T_2$

Abbiamo detto che la logica RTL ci metteva del tempo a spegnersi. Invece la logica TTL ha dei margini di immunità bassi.
Cerchiamo di usare una nuova logica in cui il transistore non va mai in saturazione, così non abbiamo il problema di spegnerlo: usiamo la logica ECL.

Le correnti I_{E1} e I_{E2} non potranno mai essere contemporaneamente nulle.

$$I_0 = I_{E1} + I_{E2} \neq 0$$

Quindi uno dei due transistori dovrà sempre essere acceso.

$$I_{C1} = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} - 1\right) - I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BC1}}{V_T}} - 1\right)$$

$$I_{C2} = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} - 1\right) - I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BC2}}{V_T}} - 1\right)$$

Io non voglio che i due transistori non saturino e non vadano in inversa.

(perché V_{BC} non sarà mai positiva, perché non voglio che saturino.)

Q_1 e Q_2 NO SAT NE INV

$V_{BC2} \leq 0$

$$I_{C1} = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} - 1\right) \quad e \quad I_{C2} = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} - 1\right)$$

Ma io so che $I_{C1} = \underbrace{\frac{\beta_F}{\beta_F + 1}}_{= \alpha_F} I_{E1}$

Se β_F è grande posso dire che

$$I_{C1} \simeq I_{E1}$$

In prima approssimazione commetto questo errore. Dico inoltre

$$I_{C2} \simeq I_{E2}$$

Quindi, se $\beta_F \longrightarrow$ molto grande $\rightarrow \alpha_F \simeq 1$

$$I_{C1} \simeq I_{E}\left(e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}-1\right) = I_{E1}$$

$$I_{C2} \simeq I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}-1\right) = I_{E2}$$

$$I_0 = I_{E1} + I_{E2} \simeq I_{C1} + I_{C2} \simeq I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \cancel{-1} + e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \cancel{-1}\right)$$

Io non so quale dei 2 transistori sia ON, ma o I_{C1} o I_{C2} o entrambe dovranno essere maggiori di zero. Le unità possono esser trascurate, perché o uno o l'altro saranno accesi.

$$I_0 = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} + e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}\right)$$

$$I_{ES} = \frac{I_0}{e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} + e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}}$$

Ho scritto I_{ES} e I_C in funzione di valori imposti dal circuito esterno (I_0 e le V_{BE}).

$$I_{C1} = \frac{I_0\left(e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}-1\right)}{e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} + e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}} = I_0\left[\frac{e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} + e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}} - \frac{1}{e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} + e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}}\right]$$

In modo analogo posso scrivere I_{C2}.

Una delle V_{BE} sarà maggiore di 0. Potrei scrivere

−1 trascurabile rispetto a V_{BE1}

dipende dalla differenza delle tensioni base-collettore applicate.

$$I_{C1} \simeq I_0 \frac{e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} + e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_T}}}$$

Ma ora osservo che

$$\begin{cases} V_{BE2} = V_{REF} - V_E \\ V_{BE1} = V_i - V_E \end{cases}$$

$$\downarrow$$

$$I_{C1} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{V_{REF} - V_i}{V_T}}}$$

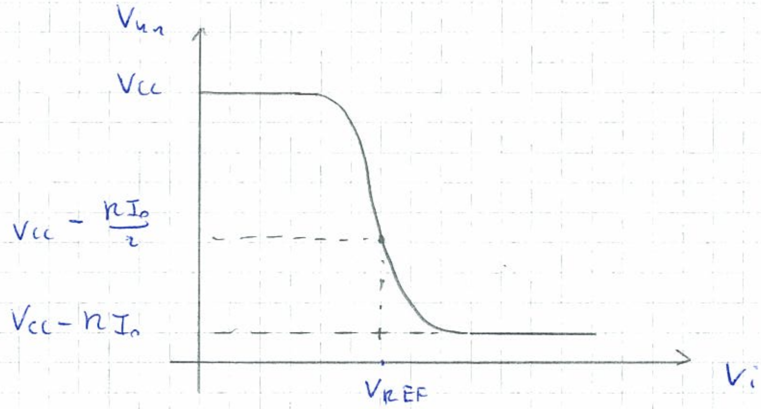
Con un calcolo del tutto analogo trovo I_{C2}. Quindi riassumendo

$$\boxed{I_{C1} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{V_{REF} - V_i}{V_T}}}} \qquad \boxed{I_{C2} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{V_i - V_{REF}}{V_T}}}}$$

Scorre più corrente sull'uno o sull'altro ramo a seconda dei valori di V_i e V_{REF} che applico.

Il mio obiettivo era creare un inverter: V_i basso → V_u alto e viceversa.

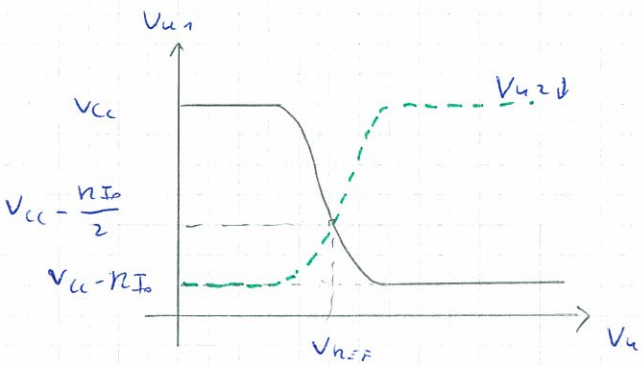
$$V_{u1} = V_{CC} - R I_{C1} = V_{CC} - \frac{R I_0}{1 + e^{\frac{V_{REF} - V_i}{V_T}}}$$



Quando

- $V_i << V_{REF}$ l'esponenziale diventa molto grande → secondo termine trascurabile rispetto a V_{CC} → $V_{u1} = V_{CC}$
- $V_i = V_{REF}$ $\quad V_{u1} = V_{CC} - \frac{RI_0}{2}$
- $V_i >> V_{REF}$ $\quad V_{u1} = V_{CC} - RI_0$

Dal grafico vediamo che abbiamo ottenuto una caratteristica invertente.
Se faccio I_0 grande aumento la swing logica, perché allontano $V_{CC} - RI_0$ da V_{CC}.
Il valore che do a V_{REF} mi shifta la caratteristica orizzontalmente. Abbiamo detto che vorrei una caratteristica che sta in un quadrato.
La mia V_{u2} sarebbe fatta così (stessa caratteristica ribaltata).



Io ho ricavato tutto questo nell'ipotesi che i transistori non saturino.
Vediamo quando non saturano.

No <u>SAT</u>

$V_{CE1} > V_{CE\,SAT}$

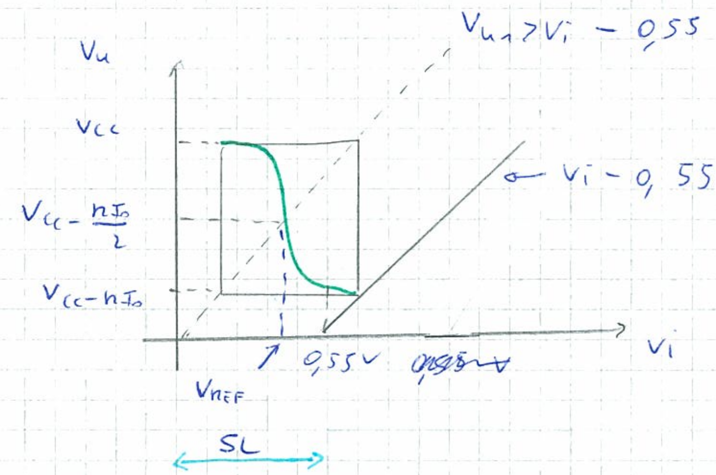
$$\begin{cases} V_{u1} - V_E > V_{CE\,SAT} \\ V_E = V_i - V_\gamma \end{cases}$$

$V_\gamma = 0,75\ V$

$$V_u - V_i + V_\gamma > V_{CE\,SAT}$$

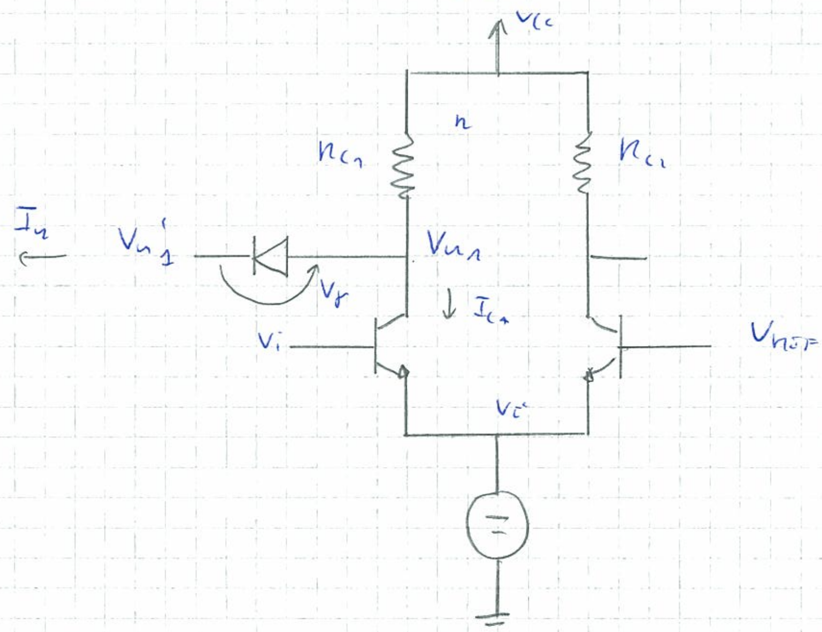
$$V_{u1} > V_i - V_\gamma + V_{CE\,SAT} = V_i - 0,55\ [V]$$

Abbiamo visto che possiamo spostare la caratteristica nel piano modificando i parametri del circuito R, I_0, ecc. Ma affinché non si vada in saturazione dobbiamo rispettare $V_{u1} > V_i - 0,55$



Abbiamo detto che i valori di ingresso e uscita devono essere uguali (la caratteristica deve stare in un quadrato) e inoltre l'uscita non deve mai stare sotto alla retta di destra.

Quindi abbiamo un problema: abbiamo uno swing logic già fissato a 0,55.
Noi vorremo avere uno swing logic (SL) grande, ma non possiamo perché altrimenti andiamo in saturazione. Ma poiché il margine rumore è frazione dello swing logic abbiamo bassa immunità ai disturbi.
Come posso cercare di aumentare lo SL? Proviamo a mettere un diodo.



$V_{u1}' + V_\gamma = V_{u1}$

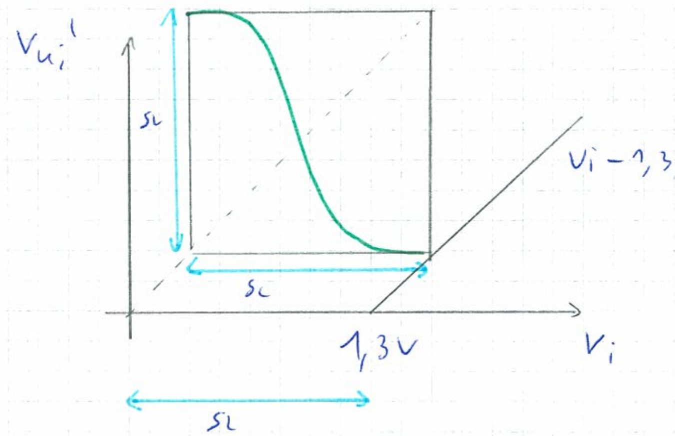
Hp di non sat.

$V_{u1} > V_i - V_\gamma + V_{CESAT}$

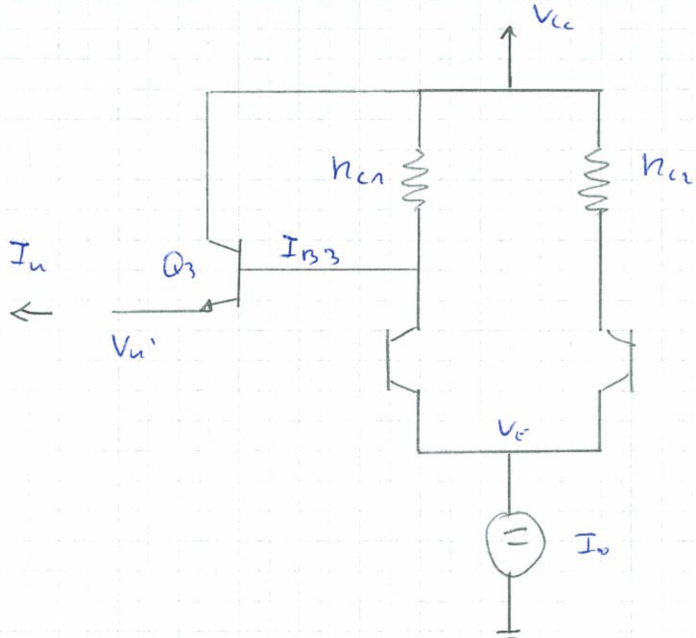
$\parallel$

$V_{u1}' + V_\gamma > V_i - V_\gamma + V_{CESAT} \iff V_{u1}' > V_i - 2V_\gamma + V_{CESAT} = V_i - 1{,}3\ [V]$

Sto allargando il lato del quadrato (e quindi SL).



Ma ora non avevo altri ECL messi in uscita. Questo mi potrebbe dare dei problemi. Per ovviare al posto del diodo metto un bipolare.



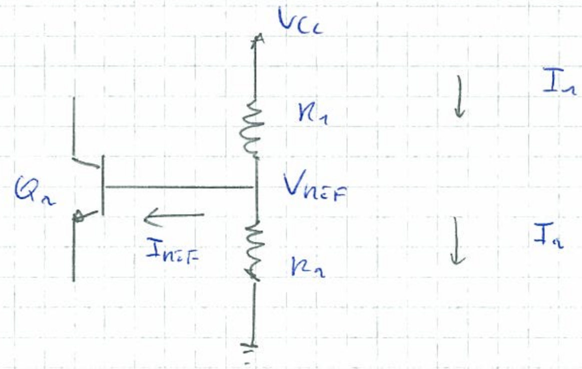
Q_3 AD (per come è connesso il transistore (connesso a V_{cc}, volt ecc.)).

$$I_u = I_{B3}(\beta_F + 1)$$

$$I_{B3} = \frac{I_u}{\beta_F + 1}$$

mi serve una corrente 100 volte più piccola.

Facciamo lo stesso discorso per la tensione in ingresso.
Io ho preso V_{REF} come valore fisso, costante, di riferimento. Ma io questa tensione la devo generare. Ma di solito l'alimentazione del circuito è una sola, che vale V_{CC}. Come faccio a ottenere una tensione V_{REF} costante a partire dalla V_{CC}?
Un'idea: ho un'alimentazione V_{CC}: uso un partitore resistivo.



Il problema è che voglio una V_{REF} costante.

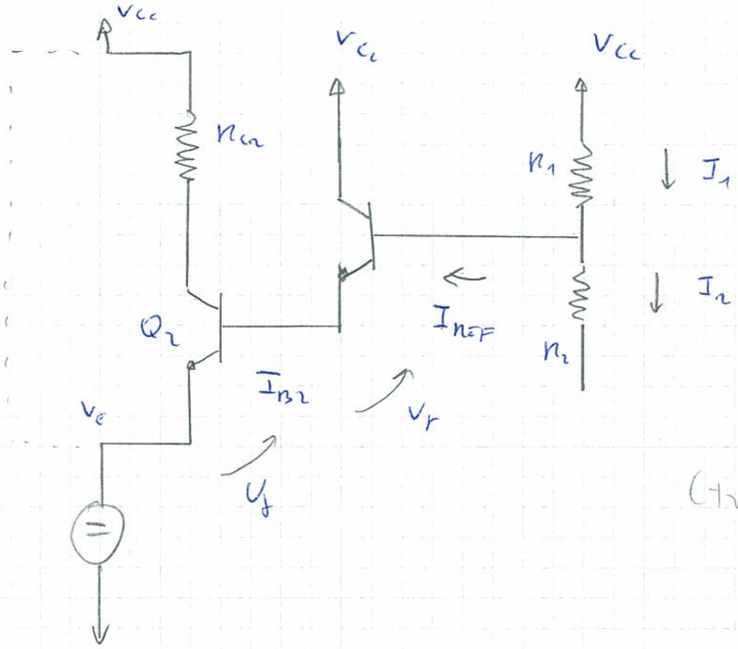
$$I_1 = I_{REF} + I_2$$

$$\frac{V_{CC} - V_{REF}}{R_1} = I_{REF} + \frac{V_{REF}}{R_2}$$

$$V_{REF}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{V_{CC}}{R_1} - I_{REF}$$

$$V_{REF} = \frac{\frac{V_{CC}}{R_1} - I_{REF}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

Se I_{REF} fosse nulla avrei una V_{REF} costante. Ma se il transistor fa variare la I_{REF} la V_{REF} cambia. Ma la I_{REF} non è nulla, perché c'è una corrente di base.
Per ovviare questo problema mettiamo un transistor connesso in modo da poter lavorare solo in AD.

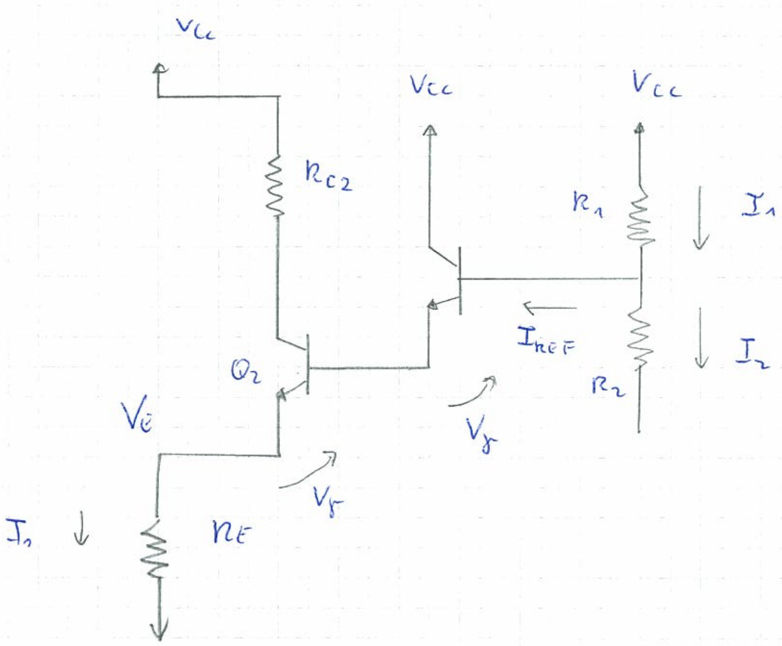


(transistor - collettore comune)

$$I_{B2} = I_{REF}\left(\beta_F + 1\right)$$

Per dare la stessa I_{B2} chiedo una corrente I_{REF} 100 volte più piccola.
Se I_{REF} è piccola V_{REF} è costante.

Ora valutiamo la corrente I_o. Deve essere costante. Come faccio a ottenere una corrente costante da una tensione costante $V_{REF} - 2V_\gamma$?
Metto una resistenza.



$$I_o = \frac{V_E}{R_E}$$

$$V_{u1\,ALTO} = V_{OH} = V_{CC}$$

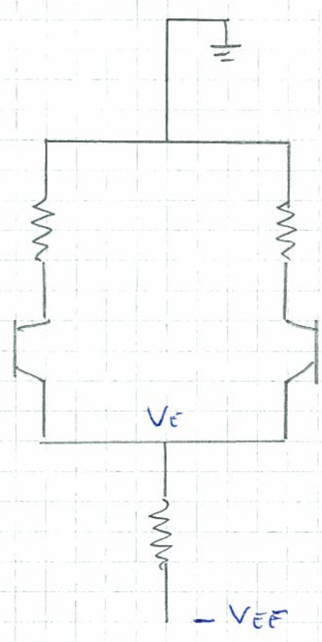
$$V_{u1\,BASSO} = V_{OL} = V_{CC} - R I_0$$

Il rumore proviene anche dalle oscillazioni delle alimentazioni. Questa porta è sensibilissima alle oscillazioni dell'alimentazione positiva (V_{CC})

$$\frac{d V_{ui}}{d V_{CC}} = \frac{V_u}{V_0^+} = 1 \qquad V_{u1} = V^+$$

Se per caso ho un rumore su V_{CC} mi varia immediatamente l'uscita alta (e anche quella bassa).

Potrei pensare di prendere come uscita alta la massa, che è quella meno rumorosa.



Metto l'alimentazione alta a massa e la bassa a $-V_{EE}$

$$V_E = V_{REF} - 2V_\gamma$$

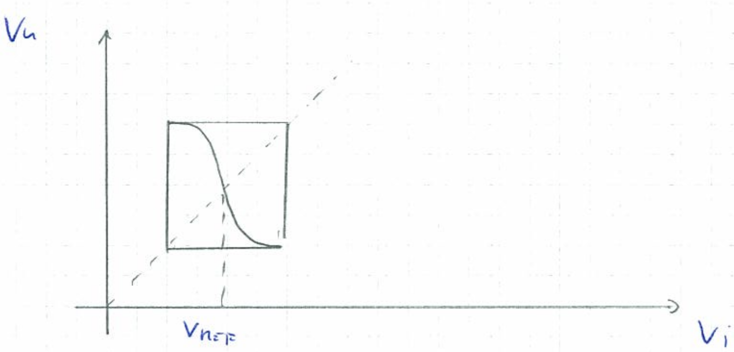
$$I_0 = \frac{V_E + V_{EE}}{R_E}$$

$$V_{u_{i\,BASSA}} = V_{OL} = -\frac{R}{R_E}\left(V_E + V_{EE}\right.$$

$$\frac{dV_1}{dV_{EE}} = \frac{V_{un}}{V^-}\alpha - \frac{R}{R_E}$$

Questo rapporto di norma e' minore di 1.
Ora le variazioni dell'alimentazione si sentono sull'uscita, ma un po' meno, perche' ora ho un fattore 0,1.

Guadagno dell'inverter



$$V_u = V_{CC} - \frac{R I_0}{1 + e^{\frac{V_{REF} - V_i}{V_T}}}$$

Guadagno della curva?

$$A_u = \left.\frac{dV_u}{dV_i}\right|_{V_i = V_{REF}} = -\frac{R I_0}{4 V_T}$$

$I_0 \simeq 10^{-2} \cdot 10^{-3}\,A$

$R = 10^3\,\Omega$

$4 V_T = 100\ mV$

$|A_u| \simeq 10$

R e' un ottimo inverter.