

SEGNALI

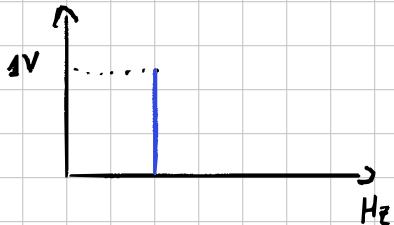
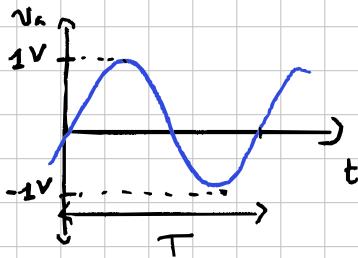
Sinusoidi

segnale più PURO, definito da

$$v_a(t) = V_a \sin(\omega t)$$

è possibile analizzare l'onda secondo due sensori

- **Oscilloscopio** (funtione nel tempo)
- **Spettroscopio** (dominio della frequenza)



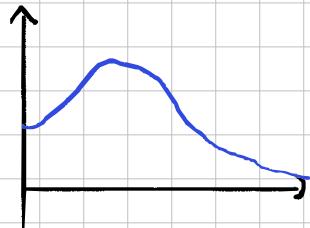
Con segnali periodici, si possono vedere come la somma di sinusoidi! serie di Fourier

$$v(t) = \frac{b}{\pi} \left(\sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \dots \right)$$

Problema nel caso dei clock! Oltre una certa frequenza non è possibile analizzare il segnale! c'è un limite alla serie di Fourier

↳ Componenti HF mancanti, ci sarà distorsione che però sarà sempre più minima.

Nel caso di segnale APERIODICO, o periodico con periodo infinito, si avrà una CURVA nello spettroscopio!

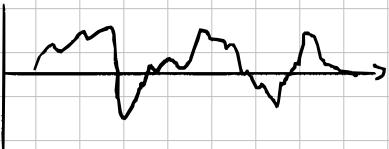


Legame tempo - frequenza

Maggiori sono le variazioni nel segnale, maggiori sono le componenti a frequenza elevata

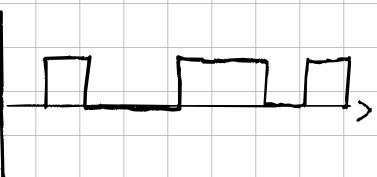
TIPI DI SEGNALI

Analogico:



- ▷ circuitto qualsiasi voltaggio tra V_{max} e V_{min}
- ▷ ha contenuto spettrale in frequenza

Digitale:

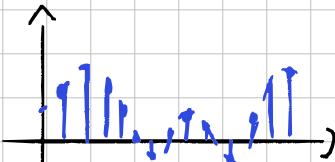
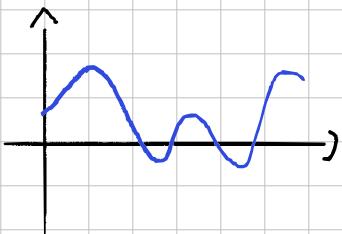


- ▷ è discreto nel tempo:
definito per specifici istanti di tempo
- ▷ valori intermedi non sono riconoscibili

TRASFORMAZIONE ANALOGICO - DIGITALE

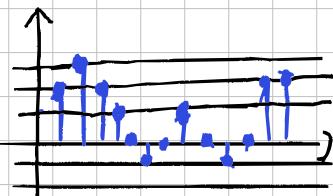
Esistono 2 passi:

- CAMPIONAMENTO secondo intervallo di CAMPIONAMENTO (T_c)
- QUANTIZZAZIONE



minore è il periodo di quantizzazione, migliore è la precisione

Dovendo poi codificare la dinamica in valore binario è possibile codificare (QUANTIZZARE) le informazioni:



Ci sarà poi associato un errore di quantizzazione, che diminuirà all'aumentare della risoluzione.

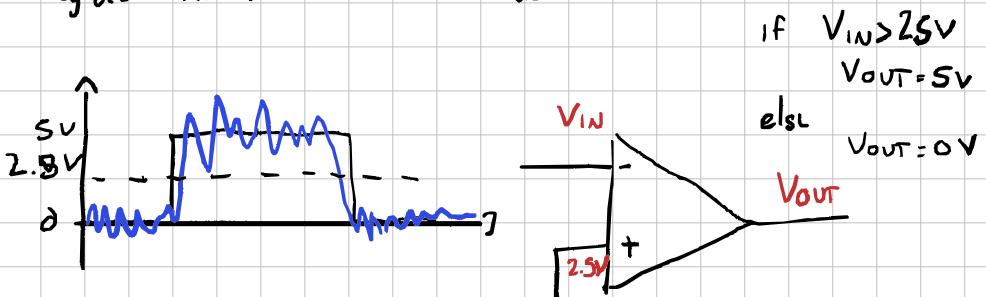
Ma maggiore è la risoluzione, migliore sarà la frequenza del processore necessaria.

es. Periodo processore 1 ms

Intervallo di campionamento 8 ms

Quantizzazione massima 8bit / campione

Nonostante la perdita di precisione, convertire il segnale è preferibile, in quanto un elaborazione di un segnale immette nel sistema del RUMORE



I segnale digitale è molto più resiliente al rumore.
attraverso l'uso ad esempio di un comparatore

Quindi:

- 1 SISTEMA ELETTRONICO comprende, solitamente:
 - Interfacce front-end analogiche
 - ADC
 - trattamento del segnale digitale
 - DAC
 - interfacce back-end analogiche

Richiami d. teoria dei circuiti:



$$V_{AB} = f(I_{AB})$$

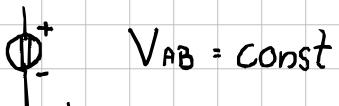
3 tipologie d. bipoli linear:

- RESISTORE



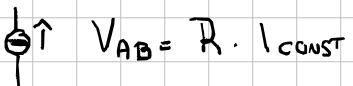
$$V_{AB} = R_{\text{const}} \cdot I$$

- GENERATORE DI TENSIONE



$$V_{AB} = \text{const}$$

- GENERATORE DI CORRENTE



$$V_{AB} = R \cdot I_{\text{const}}$$

Valgono le leggi di Ohm e quelle dei nodi e rami di Kirchhoff

$$1) \quad \sum I_{\text{node}} = 0$$

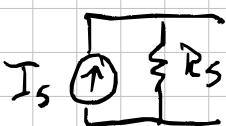
$$2) \quad \sum f_{\text{percorso}} : \sum R_{\text{perc}}; I_{\text{perc}}$$

GENERATORI REALI

- Tensione



- Corrente



Elementi reattivi



$$I = C \cdot \frac{dV}{dt}$$

$$V = L \cdot \frac{dI}{dt}$$

Se il segnale d'ingresso è una SINUSOIDA, allora maggiore è la frequenza d. essa, maggiore sarà la velocità d. variazione del segnale.

Nel caso del condensatore, quindi, aumenta l'intensità d. corrente e quindi si avrà un'impedenza in funzione della frequenza

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$

[cos'è l'impedenza] è rapporto tensione / corrente nel dominio d: Laplace

per $\frac{dV}{dt} \rightarrow \infty$ allora $I \rightarrow \infty$, quindi $Z_C = 0$

$\frac{dV}{dt} \rightarrow 0$ allora $I \rightarrow 0$, quindi $Z_C = \infty$

nel caso dell'induttore è $Z = j\omega L$

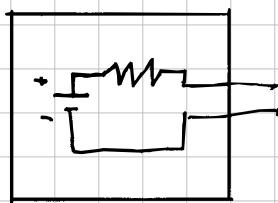
Ricordiamo il caso di potenziale costante

$$V_C(t) = V_C(\infty) - \left[V_C(\infty) - V_C(t_0) \right] e^{-\frac{(t-t_0)}{\tau}}$$

$$\text{con } \tau = R_C C$$

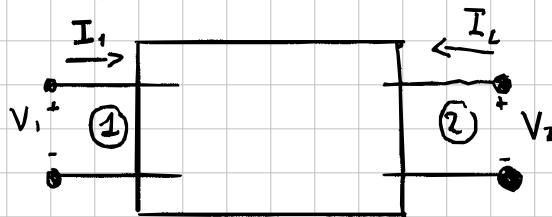
RETI A DUE PORTE

Se si ha un circuito lineare e si hanno 2 nodi, esso può essere modellizzato con un generatore V_{EQ} e una resistenza R_{EQ}



Questo possibile grazie alla sovrapposizione degli eventi, proprietà della linearità

Se la rete è invece composta da 2 porte (ad esempio 1/a)



Le relazioni dei parametri sono indipendenti dalla rete del sistema (es. lineare)

quindi, per rete lineare

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{cases}$$

dove

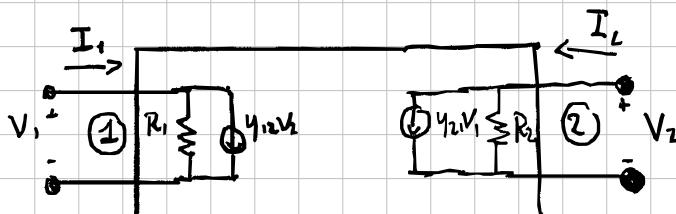
Y_{ij} sono AMMETTENZE dove $\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{V_1} & \frac{1}{V_2} \end{pmatrix}$

calcolate mettendo in corto eventuali porte e misurando correnti e potenziali

- Y_{11} è AMMETTENZA d. INGRESSO
- Y_{12} è il PARAMETRO d. RETROAZIONE
- Y_{21} è il PARAMETRO d. INGRESSO
- Y_{22} è l'AMMETTENZA d. USCITA

dove $(1) = \text{IN}$ $(2) = \text{OUT}$

ma visto che le correnti I_1 sono somma di 2 "cosc" esse possono essere modellizzate come 2 bipoli!



con $R_1 = 1/Y_{11}$ ed esso modellizza l'ammettenza di ingresso. Il secondo bipolo è in relazione con il potenziale d'uscita, quindi è modellizzabile come GENERATORE di CORRENTE

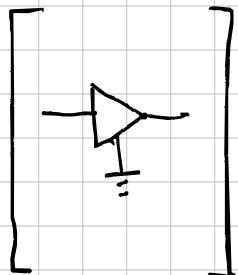
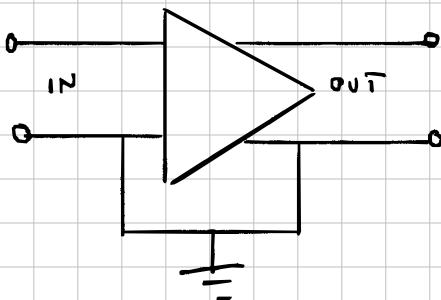
Sì, può fare la stessa cosa per la porta d'uscita

AMPLIFICATORI

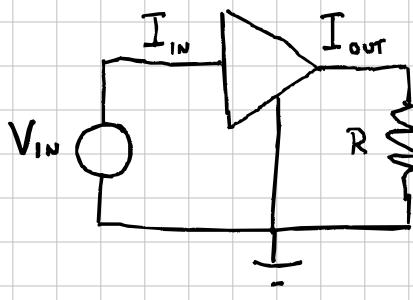
Specifici dispositivi ^{LINEARI} a due porte che amplificano il segnale all'ingresso in guadagno senza introdurre distorsioni del segnale.

Si considera nullo l'effetto di retroazione

Simbolo circuitale



Funzione di trasferimento (FdT) deve essere LINEARE
può essere di 3 tipi:



• guadagno di tensione $A_t = \frac{V_{out}}{V_{in}}$

• guadagno di corrente $A_c = \frac{I_{out}}{I_{in}}$

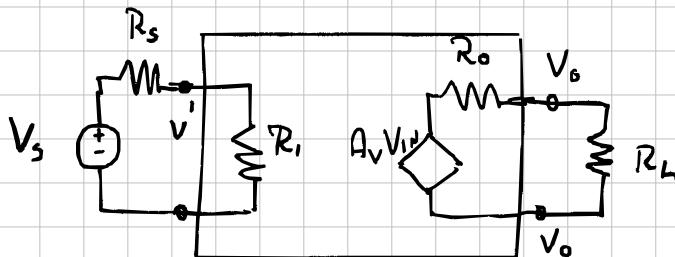
• guadagno di potenza $A_p = \frac{V_{out} I_{out}}{V_{in} I_{in}} = A_u A_i$

$$X_{out} = f(X_{in})$$

dove funzione f è lineare

↳ transcaratteristica, rappresentata grafica, è una retta

X_{in} = segnale ingresso



AMPLIFICATORE
IDEALE DI
TENSIONE

$$A_D = \frac{V_D}{V_I} \rightarrow \infty$$

Segnale di tensione è V_S , con relativa resistenza R_S . V_{IN} quindi è $R_{IN} \rightarrow \infty$

$$V_{IN} = \frac{R_i}{R_i + R_s} V_s \quad \text{amplifica } V_{IN}$$

T_2 è indifferente dal carico, quindi $R_{IN} \gg R_S$

$$\text{quindi } V_{IN} = V_S$$

per uscita V_O NON voglio che sia dipendente dal carico R_L inserito

$$V_O = A_v V_{IN} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} \quad R_o \rightarrow 0$$

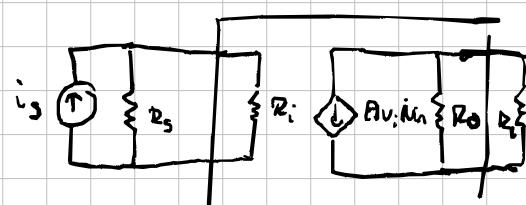
essendo R_L indipendente, e volendo $V_O = A_v V_{IN}$ serve che $R_o \ll R_L$ così che $R_L/R_o = 1$

IN MODO ANALOGO PER AMPLIFICATORI DI CORRENTE

$$i_{IN} = i_S \cdot \frac{R_S}{R_S + R_i}$$

$$i_{OUT} = A_{IS} i_S \cdot \frac{R_o}{R_o + R_L}$$

$$i_{OUT} \approx A_{IS} i_S \Rightarrow R_o \rightarrow \infty$$



Segnali entranti sono di bassa potenza, necessita di amplificazione!

TRASFORMATORE NON PUÒ avere guadagno in potenza!

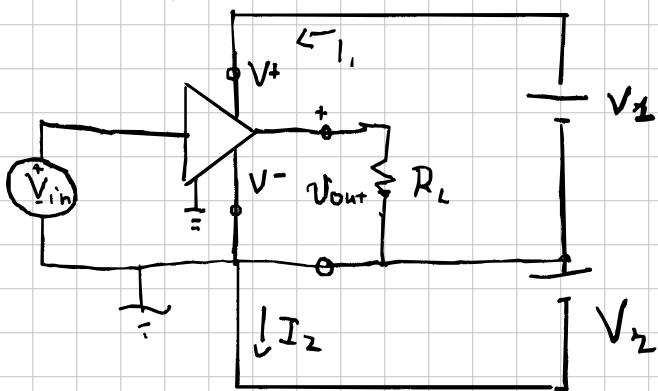
L'amplificatore ha guadagno grazie all'alimentazione esterna, che bilancia aumento di potenza in uscita.

Guadagno logaritmico

Si misura in decibel secondo

$$A_{dB} = 20 \log |A|$$

Alimentazione negli amplificatori



l'alimentazione è DUALE, ovvero si hanno 2 poli di alimentazione

$$P_{DC} = V_1 I_1 + V_2 I_2$$

$$P_{DC} + P_{IN} = P_L + P_{diss}$$

potenza fornita

bilancio energetico del sistema

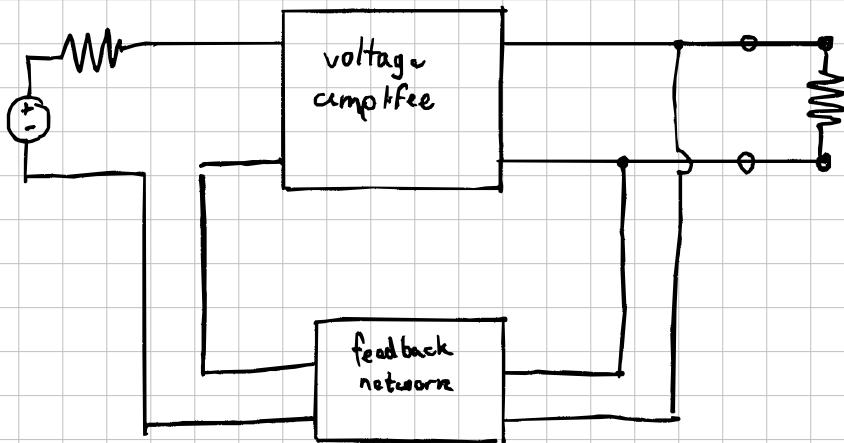
$$\frac{P_L}{P_{DC}}$$

rendimento

RETROAZIONE NEGATIVA

In generale preferibile per mantenere stabilità di un sistema. Riduce distorsioni, e può aumentare o diminuire le impedanze di ingresso e di uscita a piacimento.

Ad esempio, un amplificatore di tensione ha bisogno di un'impedenza di uscita molto bassa. Portando in parallelo l'uscita con una retroazione di impedenza l'impedenza totale diminuirà. Mettendo invece in serie la resistenza totale aumenta.



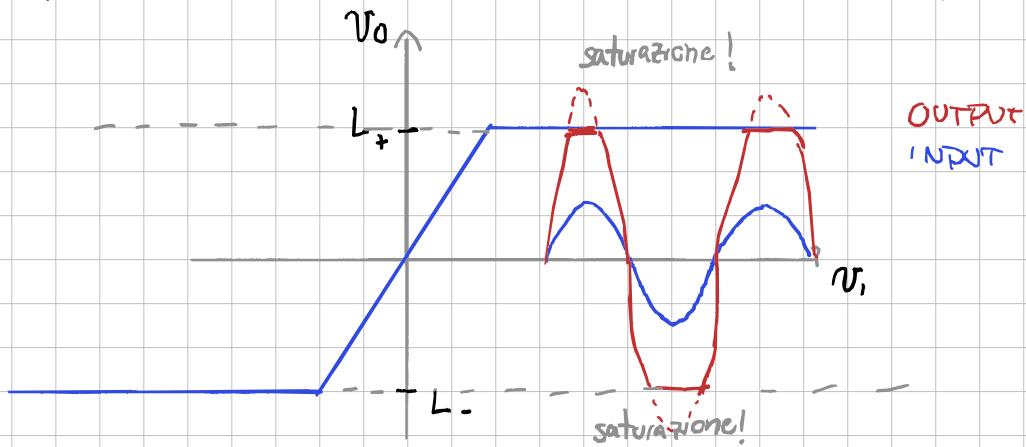
Si può fare analogo discorso per amplificatori di CORRENTO, TRANSCONDUTTANZA, TRANSRESISTENZA

$$\hookrightarrow \{V_{in}, I_{out}\} \quad \hookrightarrow \{I_{in}, V_{out}\}$$

SATURAZIONE

Se si prende una qualunque rete resistiva, utilizzando un'unica alimentazione, e poi prendo 2 morsetti, quello che si potrà vedere è che i voltaggi saranno sempre compresi tra il voltaggio massimo e minimo.

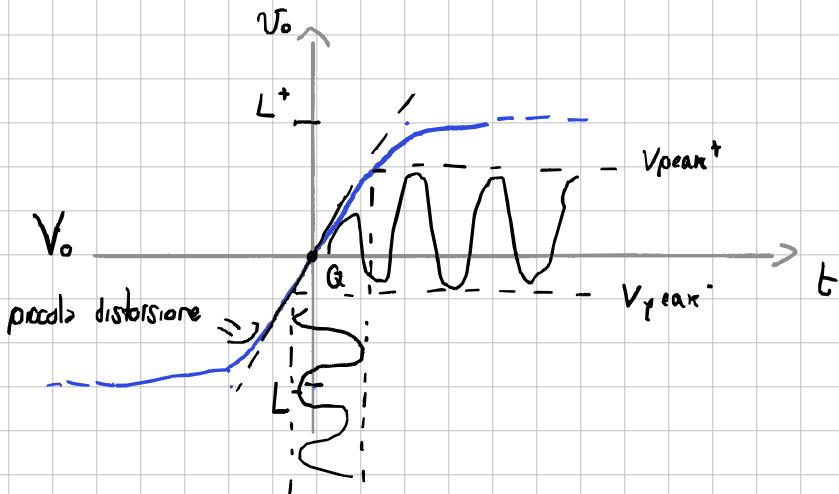
La tensione di alimentazione di un amplificatore elettronico quindi comporta un limite massimo e minimo nell'amplificazione di un segnale, ovvero se il segnale d'input superasse il valore max si avrebbe una SATURAZIONE



La dinamica di un amplificatore elettronico dipende dall'alimentazione di input

$$L^- \leq v_o \leq L^+$$

Caratteristica di trasferimento non lineare e polarizzazione

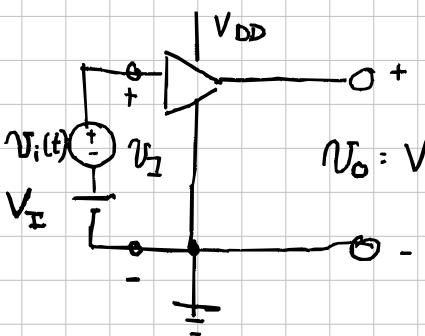


Guadagno è la pendenza dell' transcaratteristica nel punto di lavoro del circuito

$$A_v = \left. \frac{dV_o}{dV_i} \right|_{\text{in } Q}$$

La transcaratteristica d. un circuito quasi mai passa per l'origine, ma magari con valor medio controllato tra L^+ ed L^- , traslata del valor medio necessario per arrivare al centro Q .

TRASLARE UN segnale vuol dire mettere in serie un generatore di tensione STATICO



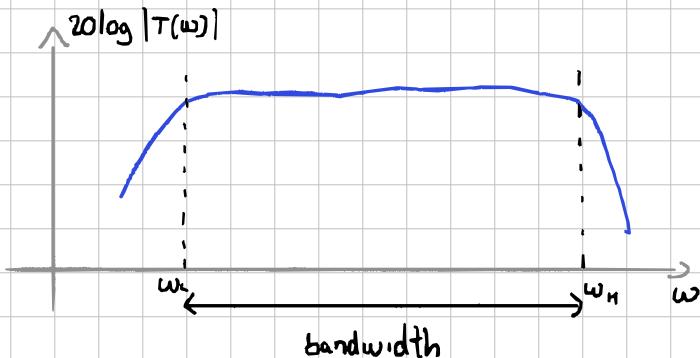
$$V_o = V_o + V_o(t)$$

$$\begin{aligned} V_i(t) &= V_i(t) + V_i \\ V_o(t) &= V_o + V_o(t) \end{aligned}$$

$$V_o(t) = A_v V_i(t)$$

LARGHEZZA DI BANDA DI AMPLIFICATORE

Un amplificatore avrà una banda passante, quindi avrà un range di frequenze nel quale l'amplificatore funzionerà come previsto.



comportamento passa-basso (cutoff ω_H)

derivanti dalla cosiddette capacità parassite, derivanti dagli strati di piste uno sopra l'altro, che saranno in parallelo col nostro circuito. Se

$$Z_C = 1/j\omega C$$

e $\omega \rightarrow \infty$, allora Z_C sarà 0 e quindi non ci sarà proseguo di corrente nell'amplificatore

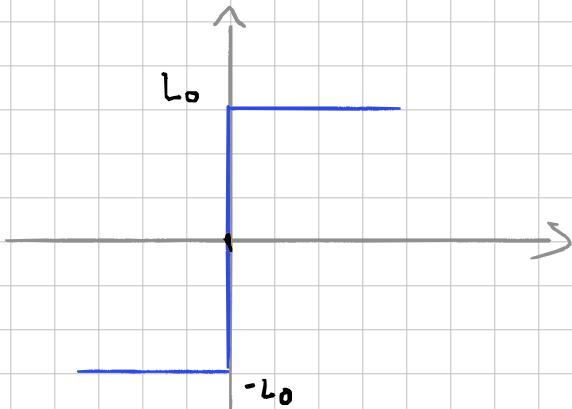
comportamento passa-alto (cutoff ω_L)

derivante dalla presenza di condensatori disaccoppianti. La cascata di amplificatori porta ad un differente centro della FdT, raffronto attraverso componenti costanti di tensione. Anche se saranno trasformate, c'è sì ritrovano nell'uscita dell'amplificatore.

Per "liberarsi" delle componenti costante, quindi disaccoppiare, si mette un condensatore in serie con l'uscita.

AMPLIFICATORE OPERAZIONALE IDEAL

Avrà valore di amplificazione di ∞ , quindi transcaratteristica:



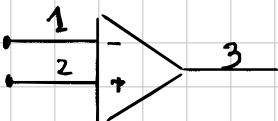
avranno amplificazione a V_{IN} solo $= 0$

$$V_{IN} = 0 = V_2 - V_1 \Rightarrow V_2 = V_1$$

i due poli dell'amplificatore saranno allo stesso
voltage!

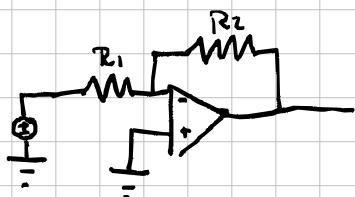
Virtual ground

2 possibili configurazioni per controllatezioni:



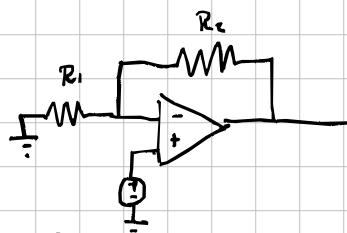
INVERTENTE

$$V_2 = 0$$



NON INVERTENTE

$$V_1 = 0$$



[in conf. non invertente, il V₁ è V_{REP}]

CONF. INV.

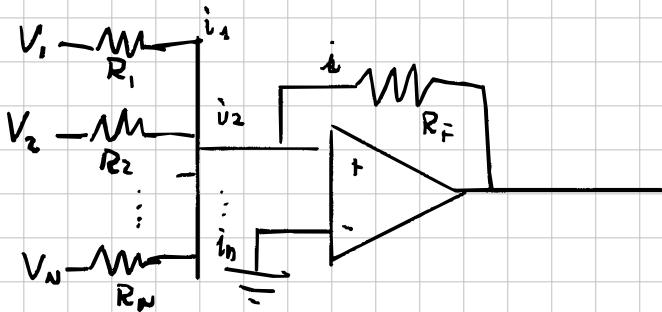
Se guardiamo alla corrente di ingresso vedremo che arrai' valore

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1}$$

ma se guardiamo il percorso della corrente essa passera' per R₂, senza influire sulla sua corrente.

In R₂ passa una corrente che NON DIPENDE dalla resistenza stessa. (generatore di corrente)

SOMMATORE PESATO INVERTENTE

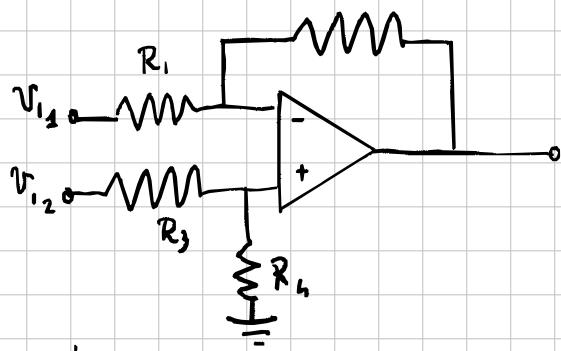


S. possono usare la sovrapposizione degli eventi,

$$V_o = - \left(\frac{R_F}{R_1} V_1 + \dots + \frac{R_F}{R_N} V_N \right)$$

e così si vede che l'uscita è la SOMMA PESATA dei potenziali di ingresso

AMPLIFICATORI DIFFERENZIALE



Tipologia di amplificatore la cui uscita dipende solo dalla **DIFFERENZA** dei potenziali d'ingresso

$$V_O = A_D (V_{I2} - V_{I1}) + A_{CN} \left(\frac{V_{I1} + V_{I2}}{2} \right)$$

A_{CN} deve essere 0

CMRR è un valore che mostra l'idealità dell'amplificatore differenziale

$$CMRR = \frac{A_D}{A_{CN}} \rightarrow \infty$$

$$V_O = V_O' + V_O''$$

utilizzo

sottrazione

degli eventi

$$V_O' : \left\{ \begin{array}{l} V_{I1} \neq 0 \\ V_{I2} = 0 \end{array} \right\}$$

$$V_O' = - \frac{R_2}{R_1} V_{I1}$$

$$V_O'' : \left\{ \begin{array}{l} V_{I1} = 0 \\ V_{I2} \neq 0 \end{array} \right\}$$

$$V_{IN} = V_{I2} \cdot \frac{R_1}{R_h + R_3} \rightarrow i_1 = \frac{V_{IN}}{R_1}$$

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{IN} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(V_{I2} \frac{R_1}{R_h + R_3} \right)$$

$$V_O = - \frac{R_2}{R_1} V_{I1} + \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_1}{R_h + R_3} \right] V_{I2}$$

$$V_O = - \frac{R_2}{R_1} V_{I1} + \left(\frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_h}} \right) V_{I2}$$

Se inserisco $V_{I1} = V_{I2} = V_I$ allora $V_O = 0$ ($\Rightarrow A_{CN} = 0$)

$$\left(- \frac{R_2}{R_1} + \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_h} \right) V_I = 0$$

$$\Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_h} \Rightarrow$$

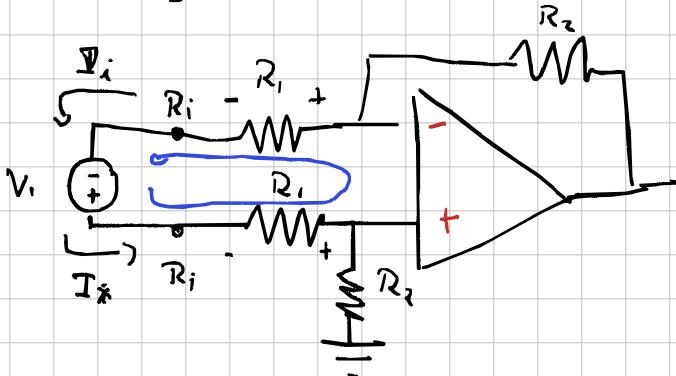
$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

In quel caso

$$V_O = \frac{R_2}{R_1} (V_{I2} - V_{I1})$$

Calcolo della R_{IN} nel caso in cui:

$$R_3 = R_1 \text{ e } R_4 = R_2$$



con R_{IN} si intende l'impedenza d'ingresso del circuito
a 2 porte.

Come caratteristica, si vorrebbe che un amp di tensione
abbia impedenza d'ingresso $R_{IN} \rightarrow \infty$, ma in questo
caso

$$V_i = V_{R_1} + \emptyset_v (\text{corta circuito virtuale}) + V_{R_2}$$

$$\frac{V_i}{I} = 2R_1$$

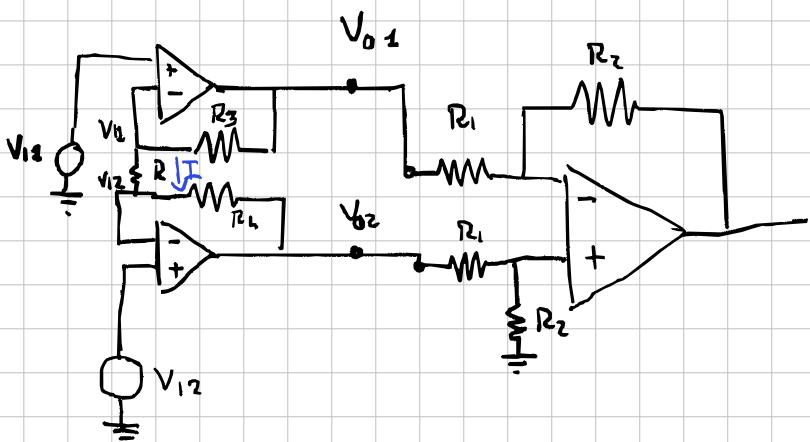
$$R_{IN} = 2R_1$$

dovendo aumentare R_1 , ma
così facendo diminuisco A_D

serve "isolare" l'ingresso del circuito amplificatore!

N.B. Se aumento R_1 , per aumentare $R_{IN} \rightarrow \infty$ il guadagno
diminuisce (R_2/R_1), quindi bisognerebbe aumentare R_2 .
Problema con microelettronica!

ALIMENTATORE da banco



Se voglio un amp. differentiale "da banco", mi è necessario
un modo per variare il guadagno. Avere 2 componenti
da cambiare contemporaneamente o scostare, si perde l'idealità

$$I = \frac{V_{I2} - V_{I1}}{R}$$

$$V_D = V_{O2} - V_{O1} : I (R + 2R_3)$$

$$I = \frac{V_{O1} - V_{O2}}{R} \Rightarrow V_D = V_{I2} - V_{I1} \cdot \frac{R + 2R_3}{R}$$

$$V_D = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_D = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R + 2R_3}{R} (V_{I1} - V_{I2})$$

R_1, R_2, R_3 sono coppie di resistenze, non possono
essere cambiate

R può essere modificato a piacimento

impedenze d' ingresso
del sistema sono ∞ !

$$A = \frac{V_O}{V_D} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R + 2R_3}{R}$$

In generale :

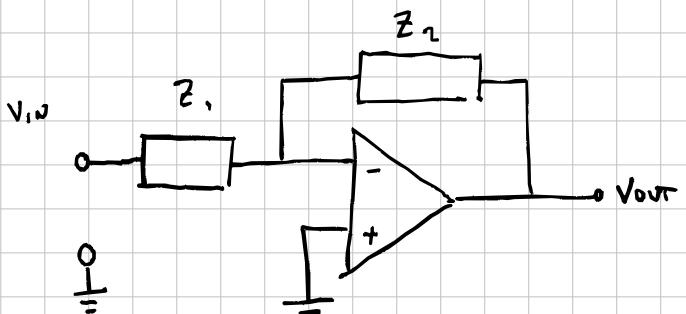
- i buffer di tensione risolvono il problema dell'impedenza d' ingresso $\neq \infty$
- la resistenza tra le retroazioni dei buffer risolve il problema delle necessità di regolare coppie d' resistenze !

AMPLIFICATORE CON IMPEDENZE GENERICHE

verrà considerato il caso di configurazione invertente

come già sappiamo

$$V_{out} = - \frac{Z_2}{Z_1} V_{in}$$



Integratore di Miller

Nel caso in cui $Z_2 = C$, ci è facile verificare che $V_c = 0$, quindi $V_{out} = -V_c$

V_c , per legge del condensatore, è

$$\frac{Q}{C}, \text{ e } \frac{\int I dt}{C}$$

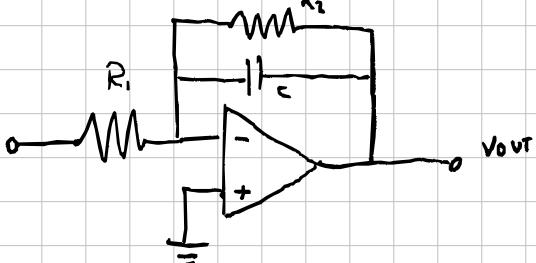
$$I_c = I_{R_2} \Rightarrow \frac{V_{in}}{R_1} \Rightarrow V_{out} = - \frac{V_{in}}{R_1 C} t$$

Il guadagno di una conf invertente è dato da

$$A_v = - \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{1/j\omega C}{R_1} = - \frac{1}{j\omega R_1 C} \quad (\omega_H = \frac{1}{R_1 C} = \frac{1}{R_{eq} C} = \frac{1}{R_2 C})$$

per $\omega = 0$ avremo un problema! $A_v = \infty$, l'integratore in RRP si saturerà, infatti per diagramma di bode vedremo un guadagno infinito.

Il problema si risolve con una resistenza in parallelo a C , "limitando" il guadagno a bassa frequenza



$$\text{così } T = R_2 C \\ \Rightarrow \omega_H = \frac{1}{R_2 C} \neq 0$$

a bassa frequenza R_2 è l'unica impedenza!

Questo è il caso di un integratore di Miller REALE

Derivatore

Caso in cui $Z_1 = C$. Possiamo vedere quindi come

$$I_{R_2} = I_C$$

$$V_C = \frac{\int I dt}{C} \Rightarrow I_C = C \cdot \frac{dV_C}{dt}$$

con $V_C > V_{IN}$. Studiando l'impedenza $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ possiamo vedere come

$$\omega = 0 \quad Z_C = \infty \Rightarrow I_C = 0$$

$$\omega = \infty \quad Z_C = 0 \Rightarrow I_C = \infty$$

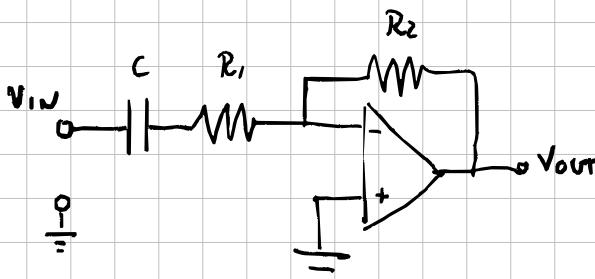
arremo quindi: $V_{OUT} = -\frac{R_2}{Z_C} V_{IN} = -\infty$ [saturazione]

Nel caso di un segnale molto rumoroso esso risulta un problema avendo una frequenza di taglio di $\omega_H > 1/R_2 = \infty$ e quindi qualsiasi sorta di rumore saturerebbe il segnale.

Necessario mettere una resistenza R_1 IN SERIE, così da avere una frequenza di taglio minore, infatti:

$$R_{EQ} = R_1 \Rightarrow \omega_H = 1/R_1 C$$

$$\text{Avremo (per } \omega \rightarrow \infty) \quad A_V = -\frac{R_2}{R_1} f \cdot \infty$$



OSCILLATORE

Sistema che non ha ingresso, e' instabile.

Possiamo usare l'OPAMP in configurazione controreazione positiva!

MULTIVIBRATORI

- BISTABILI, MONOSTABILI, ASTABILI -

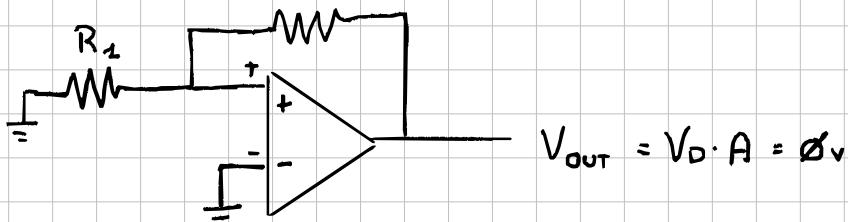
TRIGGER DI SCHMITT - MULTIVIBRATORE BISTABILE

Averanno comunque valori ideali:

$$R_{IN} = \infty$$

$$R_{out} = 0$$

$$g = \infty$$



lo stato d'uscita ov è possibile, ma qualunque disturbo infinitesimo su V_D aumenta l'uscita, aumentando in cascata l'ingresso e uscendo dalla zona lineare.

$$V^+ = \frac{V_D \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V^- = 0V$$

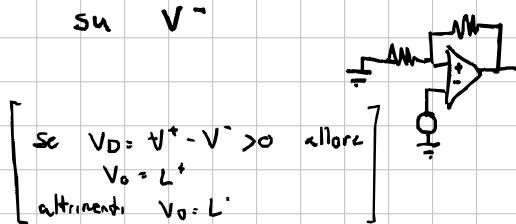
V_D ha 2 valori

$$V_D \in \{L^-, L^+\}$$

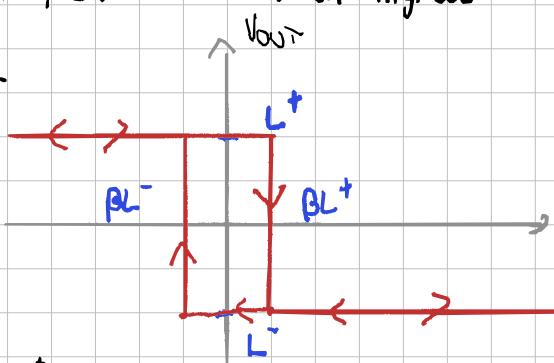
$$V^+ = \beta V_D = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_D = \beta \{L^- | 0 | L^+\}$$

come cambio stato?

"Forzo" uno dei due stati, cambiando con un ingresso su V^-



$$\begin{cases} \text{Se } V_D = V^+ - V^- > 0 \text{ allora } \\ V_D = L^+ \\ \text{altrimenti } V_D = L^- \end{cases}$$



$$V_{TH} = \frac{R_1}{R_2 + R_1} L^+$$

$$\begin{cases} \text{per } V_1 \rightarrow \infty, \text{ allora } V_D > 0 \\ V^+ < \beta L^+ \\ \text{per } V_1 = 0 \text{ allora } V_D = \beta L^+ \\ \text{per } V_1 = \beta L^+ \text{ allora } V_D = L^- \end{cases}$$

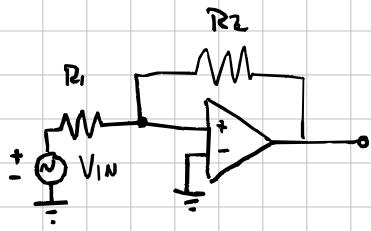
$$\begin{cases} \text{per } V_1^+ = \beta L^- \text{ e } V_{IN} = 0 \text{ allora } V_D = \beta L^- \\ V_{TH} = \frac{R_1}{R_2 + R_1} L^- \\ \text{per } V_1^+ = \beta L^- \text{ e } V_{IN} = \beta L^+ \text{ allora } V_D = L^+ \end{cases}$$

periodo di istresi, con un intervallo βL^- e βL^+ in cui la condizione di uscita dipende dallo STATO

Con un ingresso ad impulso $V_1 > \beta L^+$ posso far cambiare lo stato di uscita a L^+ , stesso al contrario con $V_2 < \beta L^-$

è un dispositivo "con memoria"

TRIGGER DI SCHMITT NON INVERTENTE



simile abbastanza al trigger invertente

$$V^- = 0$$

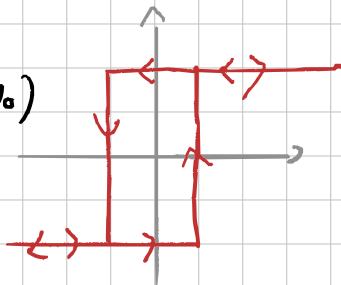
$$V^+ = V_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_D$$

~~MAPPA~~

$$V_N = -\infty \rightarrow V_o = L^- (V_D < 0)$$

$$V_{IN} = 0 \rightarrow V_o \text{ non definito (dipende da } V_o \text{)}$$

$$V_N = \beta L^+ \rightarrow V_o = L^+ (V_o > 0)$$



$$V_{TH} = - \frac{R_1}{R_2} L^-$$

$$V_{TL} = - \frac{R_1}{R_2} L^+$$

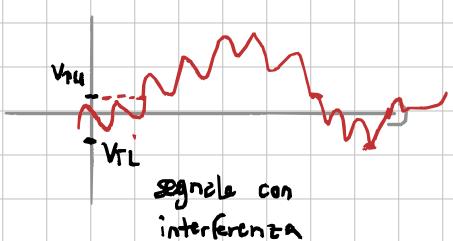
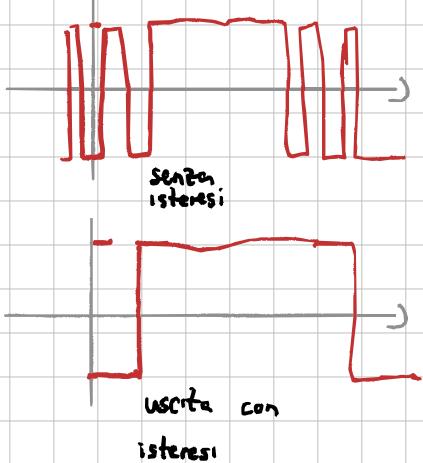
$$V_D > 0 \text{ allora } V_o = L^+$$

$$V_D = 0 \Rightarrow$$

$$V_i R_2 = - V_D R_1$$

V_{TH} è il valore che
devo dare perché
 $V_o > 0$

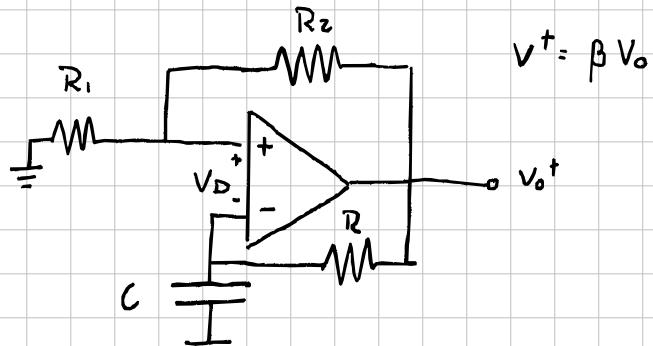
alcune applicazioni del trigger di schmitt sono nel campo dei segnali digitali, come rilevatore di zero crossing



MULTIVIBRATORE ASTABILE

Generatore d'onda quadra

L'idea è di generare un segnale quadro a partire da un continuo scambio di stato da $L^+ \leftrightarrow L^-$.

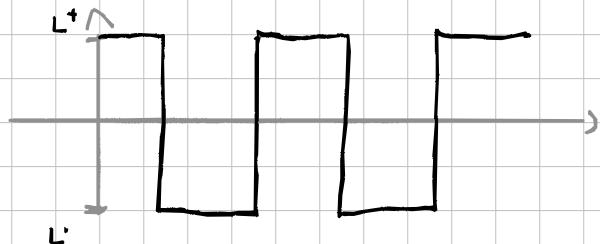


$$V^+ = \beta L^+ \quad \text{to}^- \text{ condensatore } V_C = 0 \rightarrow V^- = 0$$

$$V_C = \frac{Q}{C}$$



$$\text{con } V_C = \beta L^+ \quad V_D = 0 \\ \rightarrow V_o = L^- \text{ e } V^+ = \beta L^- \quad (t_1)$$



$$V^- = L^+ - (L^+ - \beta L^-) e^{-t/\tau} \quad (\tau = CR)$$

calcolo tempo per arrivare a βL^- a βL^+

$$V^- = \beta L^+ = L^+ - (L^+ - \beta L^-) e^{-t/\tau}$$

$$L^+ (1 - \beta) = (L^+ - \beta L^-) e^{-t/\tau}$$

$$T_1 = \tau \ln \left(\frac{1 - \beta (L^- / L^+)}{1 - \beta} \right)$$

T_2 arrivo regolamento simile, ma

$$T_2 = \tau \ln \left(\frac{1 - \beta (L^+ / L^-)}{1 - \beta} \right)$$

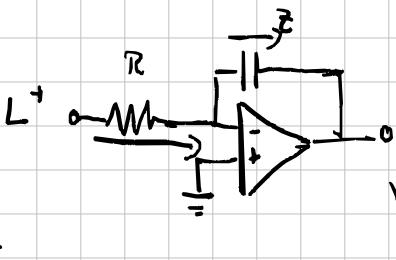
se $L^+ = -L^-$ allora T = periodo =

$$= 2\tau \ln \left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right)$$

generatore d'onda triangolare

Sostanzialmente simile al generatore d'onda quadra, ma bisognerà caricare il condensatore con una CORRENTE COSTANTE:

sarà necessario l'uso di un amplificatore operazionale di buffer.

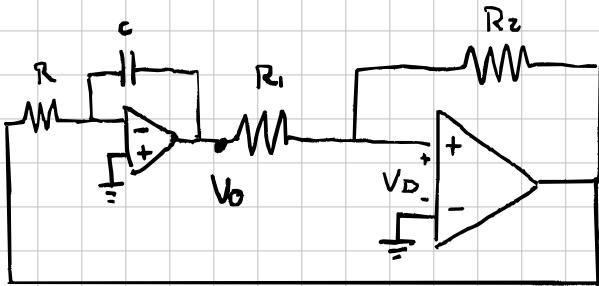


In Z passa una corrente V_{IN}/R

$$V_o = -V_c = -\frac{G}{C} = -\frac{T}{C}t = -\frac{L^+}{RC}t$$

=

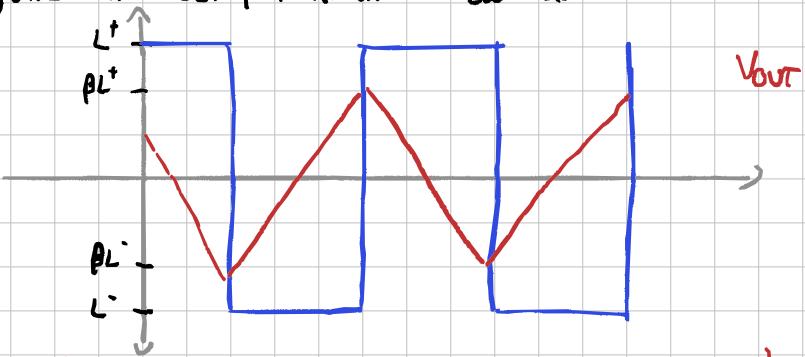
Rivedo il circuito, incantando la carica



$$V^+ = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{V_o}{RC} \cdot t$$

con $V_o = L^-$ V^+ va da βL^+ a βL^+ polarizza

e' stato integrato nel non invertente così
da seguire il comportamento dell'uscita



abbiamo sia forme d'onda triangolare che quadra!

DIODI



modellizzazione di diodo con circuito equivalente elettrico.

Come funziona?

STRUTTURA LEGATA al materiale (divisi secondo la loro condutibilità)

classe intermedia sono SEMICONDUTTORI, materiali base:

- Silicio
- Germanio
- Arseniuro di Gallio

hanno resistività compresa tra $p: 10^{-3} \leq p_s \leq 10^5$

Funziona attraverso IONIZZAZIONE dell'atomo di silicio, che modifica le proprietà di esso.

Serve silicio PURO e in cristalli, ovvero con un ordinamento strutturale della matassa.

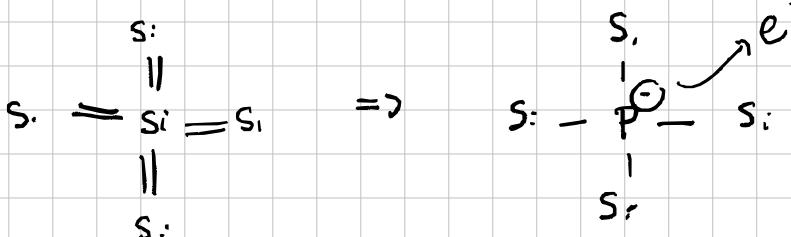
Silicio ha valenza 4, quindi in una struttura cristallina ogni atomo di silicio si lega con altri 4.

La differenza tra i vari valori di conduttilità è il GAP tra l'energia di conduzione e l'energia di legame

N-TYPE

E' possibile modificare le proprietà del silicio, drogandolo con impurezze pentavalenti (d. tipo n)
-es P, Sb, As -

Questo porta ad un solido in cui vi sono elettroni liberi, non legati a legami covalenti, in cui l'energia è 0 eV per essere conduttore.



posso controllare la conducibilità.

P-TYPE

Si possono modificare anche sostituendo il silicio con (il Boro, ad esempio) ATOMI TRIVALENTI



C'è una mancanza di elettroni, che può essere un fattore di trasporto di elettroni per lacune.

S. muovono, scindendosi dai legami!

Rimane sempre neutro.

La "mancanza" di elettroni è detto buco

CORRENTE di DRIFT

Avendo visto come ci è possibile modificare la condutibilità del materiale SEMICONDUTTORE, è possibile ora calcolare quanta corrente ci scorre

$$J_n = q \mu_n n E = \sigma E$$

$$J_p = q \mu_p p E = \sigma' E$$

μ_n / μ_p : mobilità degli elettroni / della lacuna

$n = p$: numero di elettroni e lacuna per cm^3

q : carica dell'elettrone $|1.6 \cdot 10^{-19}| \text{ C}$

σ : condutibilità del materiale

- è come fissa una legge di Ohm -

È il campo elettrico a provocare il movimento delle cariche.

Sotto l'azione di un campo elettrico E le cariche libere, che possono essere elettroni o lacune, si muovono di verso opposto, ma essendo anche cariche di segno opposto essi contraddiranno nello stesso verso.

Carica * mobilità * densità per cm^3

$$\mu_n \approx 3 \mu_p$$

CORRENTE DI DIFFUSIONE

Altro modo per avere passaggio di corrente e' per **DIFFUSIONE**, ad esempio inserendo un gradiente d , concentrazione di elettroni liberi: col tempo tende ad uniformarsi!

Se vi e' una concentrazione non uniforme, ci sarà una corrente derivante dallo spostamento delle cariche per uniformare

$$J_n = q D_n \frac{dn/dx}{dp/dx} \rightarrow \begin{cases} \text{Gradiente di} \\ \text{concentrazione} \\ (\text{elettroni / ionini}) \end{cases}$$

$J_p - q D_p \frac{dp/dx}{dn/dx} \rightarrow$

[! meno deriva
del fatto che
corrente va $-n - a +$]

i coefficienti sono legati tra loro dalle relazioni di Einstein
COEFFICIENTI di DIFFUSIONE

$$D_p = \frac{kT}{q} \mu_p = V_p M_p$$

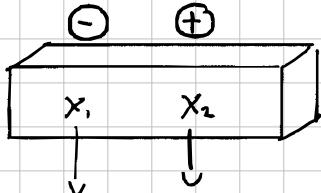
$$D_n = \frac{kT}{q} \mu_n = V_n M_n$$

Se esistono entrambi allora la corrente totale e' la somma delle 2.

$$\bar{J}_p = q \mu_p \rho E - q D_p \frac{dp}{dx}$$

$$\bar{J}_n = q \mu_n n E + q D_n \frac{dn}{dx}$$

POTENZIALE di CONTATTO



$$P_1 \rightarrow P_2$$

$\text{(-)} \rightarrow \text{(+)} \rightarrow \text{drift}$

più lacune che, per diffusione, passano più sarà difficile per nuove lacune passare, a causa del CAMPO ELETTRICO.

Se ho 2 lacune diverse dato da un diverso drogaggio esse cercheranno di equilibrarsi, carinandosi da una parte e dall'altra si polarizzano.

Campo Elettrico! Avremo bisogno di circuito chiuso per la corrente quindi

$$\bar{J}_p = 0 \Rightarrow q \mu_p \rho E = q \mu_p V_p \frac{dp}{dx} \Rightarrow$$

$$\bar{J}_{\text{drift}} = \bar{J}_{\text{diff}} : V_T|_{30^\circ} \approx 25 \text{ mV} \Rightarrow E = \frac{V_T}{\rho} \frac{dp}{dx} = - \frac{dV}{dx}$$

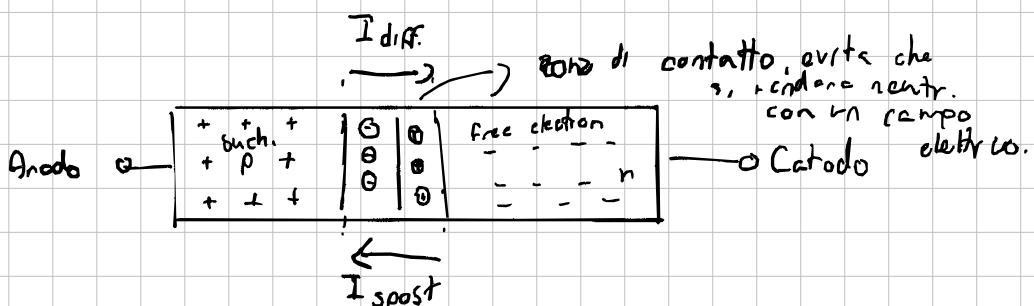
$$dV = V_2 - V_1 \approx V_0 = V_T \ln\left(\frac{\rho_1}{\rho_2}\right)$$

$$E = - \frac{dV}{dx}$$

Il campo elettrico dovuto dal movimento delle lacune, che muovendosi modificano la carica di quelle zone, si crea una d.c.P, che limita lo scorrimento di lacune per diffusione!

LEGGE DELLA GIUNZIONE

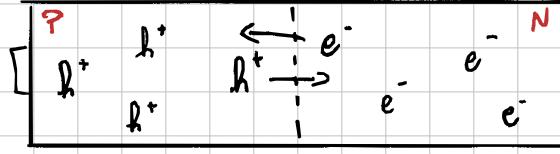
Analogamente questo avviene con gli N-type.



$$V_0 = V_T \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right)$$

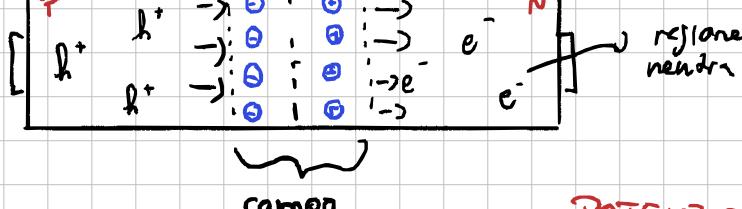
V0 dato dalla resistenza della ZONA di CONTATTO (zona vuotata)

GIUNZIONE PN



si crea un gradiente tra le lacune e gli elettroni in prossimità del punto di giunzione.

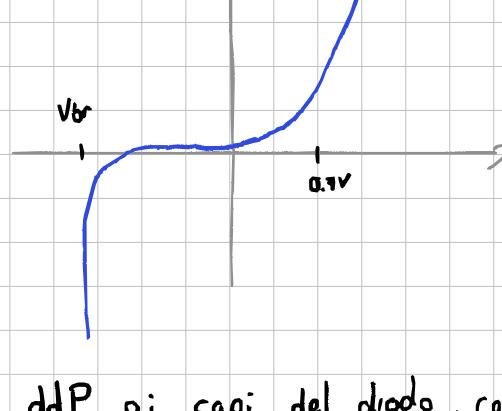
Una lacuna, lasciando la propria zona, lascia dietro di sé una "lacuna di lacuna", di segno negativo.



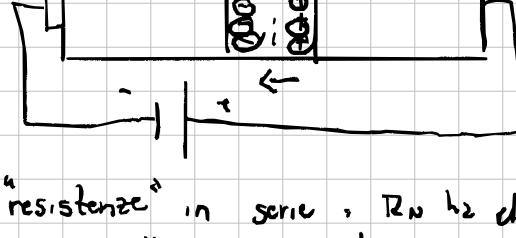
campo elettrico che annulla il passaggio da una parte all'altra.

POTENZIALE DI CONTATTO

la zona del potenziale di contatto è suonata di cariche libere! c'è campo elettrico che spinge via cariche libere



se applico una d.d.P ai capi del diodo, con negativo nella zona P e positivo in zona N



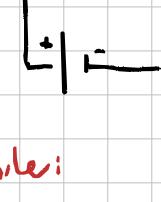
il "barriero" si alza sempre di più, così

abbiamo 3 "resistenze" in serie. In N hanno elettroni liberi: $\rightarrow 0$
In P c. sono molte lacune! In P ci sarà resistenza MOLTO ELEVATA, e modifica zona di barriera.

Se applico d.d.P + in zona P avremo una corrente di drift relativa ad un campo elettrico esterno, che se "abbastanza" forte, supera il campo interno.

\hookrightarrow c'è passaggio di corrente

POLARIZZAZIONE DI RETTA



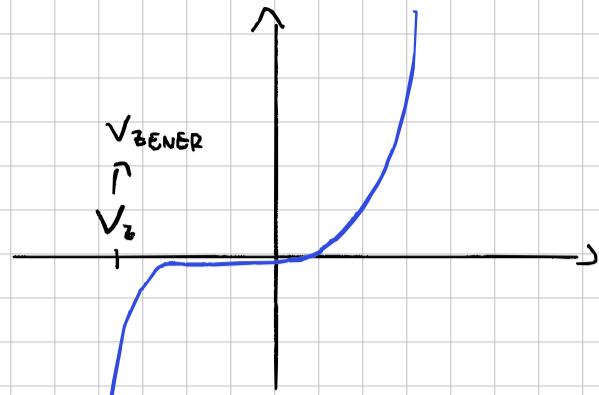
$$i_T = \frac{V_z}{R_L}$$

Modello possibili:

- ANPLUSI GRAFICA
- LINEARE (TRATTI)
- A TENSIONE COSTANTE
- DIODO IDEALE ($V_{T=0}$)

Diodo Zener

V_i è anche una polarizzazione inversa a V_z , che fa scorrere corrente.



La tensione di breakdown dipende dal processo di drogaggio, maggiore il drogaggio minore è il breakdown.

Se polarizzato direttamente, esso si comporta come i diodi comuni.

↪ se polarizzato inversamente, con $0 < |V| < V_z$ esso si comporta come circuito aperto.

Con $V > V_z$ il diodo Zener è in grado di mantenere un voltaggio nei suoi capi.

il suo simbolo è



Voltaggio di breakdown basso è derivato da una scelta di drogaggio che rende la depletion region molto piccola, creando l'effetto a valanga.

per facilitare i calcoli il diodo può essere visto con un modello lineare a tratti, in cui:

$$i_D = 0 \quad \text{per } V_D = 0 \\ i_D = i_0 \quad \text{per } V_D = V_z$$

nell'analisi circolare quindi si può scegliere una delle due rappresentazioni: dopo l'analisi si verifica se la tensione ai capi del diodo sia concorde con l'ipotesi fatta.

In corrente segue questa formula
Corrente di Shockley

$$I_D = I_S \cdot e^{\left(\frac{V_D}{nV_T} - 1 \right)}$$

con:

- I_D corrente nel diodo
- I_S corrente di reverse bias
- V_D potenziale del diodo
- V_T potenziale termico
- n fattore di idealità (spesso = 1)

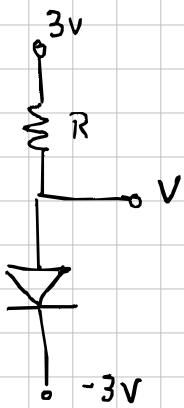
V_T è definito da Einstein come

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

k = costante Boltzmann

T = temperatura assoluta

q = carica elementare (elettrone)



ipotesi: polarizzazione inversa
il diodo è un circuito aperto.

la corrente del circuito è nulla. ai capi V ci sono +3V.
il diodo quindi ha una d.d.p. di 6V. l'ipotesi non VERIFICATa.

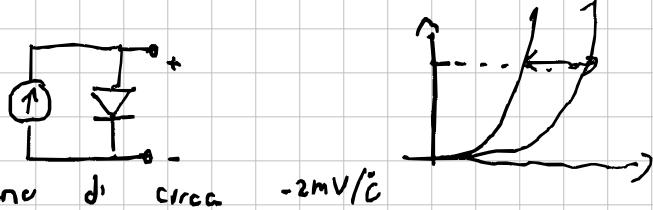
Diodo è in pol. diretta:
circuito chiuso, quindi in V ci sono -3V.
la tensione ai capi del diodo è zero

Applicazione del diodo come sensore di temperatura

polarizzando in diretta un diodo, la corrente avrà comportamento esponenziale.

↳ Come dalle formule di Einstein, i_D deriva anche dalla temperatura ($= \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{i_D}{i_S} \right)$)

maggiore è la temperatura, maggiore sarà la corrente di circolo per un dato V_D



applicazioni del diodo come sensore luminoso

l'equazione di Shockley può essere interpretata sommando la corrente derivata dall'eccitazione dei fotoni.

$$I_{ph} = \alpha P \quad \text{, potenza della luce}$$

La potenza del diodo si misura come il prodotto

$$P = V_D \cdot I_D$$

nel caso in cui ci troviamo in una situazione nel quale c'è luce, fino ad avere, per un valore V_1 , una corrente $I_S < 0$,

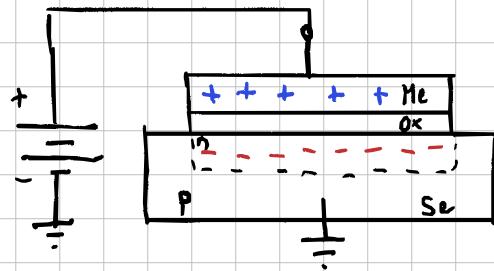
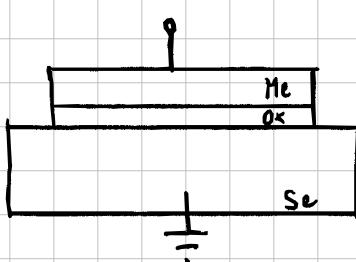
La potenza diventa negativa!
-dc dissipazione a produzione!

METAL - OXIDE - SEMICONDUCTOR TRANSISTOR (MOSFET)

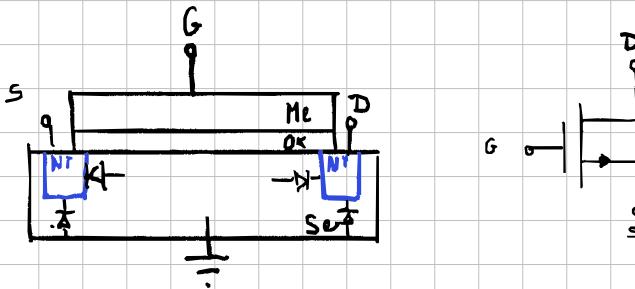
FIELD EFFECT

+
g

tipi di transistor che, dopo la creazione di un campo elettrico, portano ad uno strato di accumulazione abbastanza forte da poter creare una regione di inversione in cui si crea una regione N

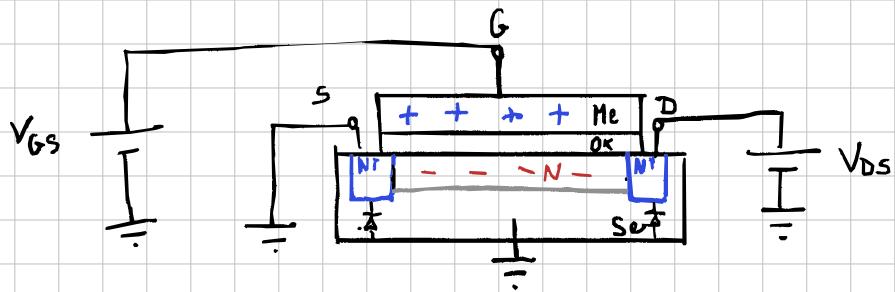


È possibile "drogare" alcune zone del semiconduttore P per costruire due REGIONI arricchite a canale N

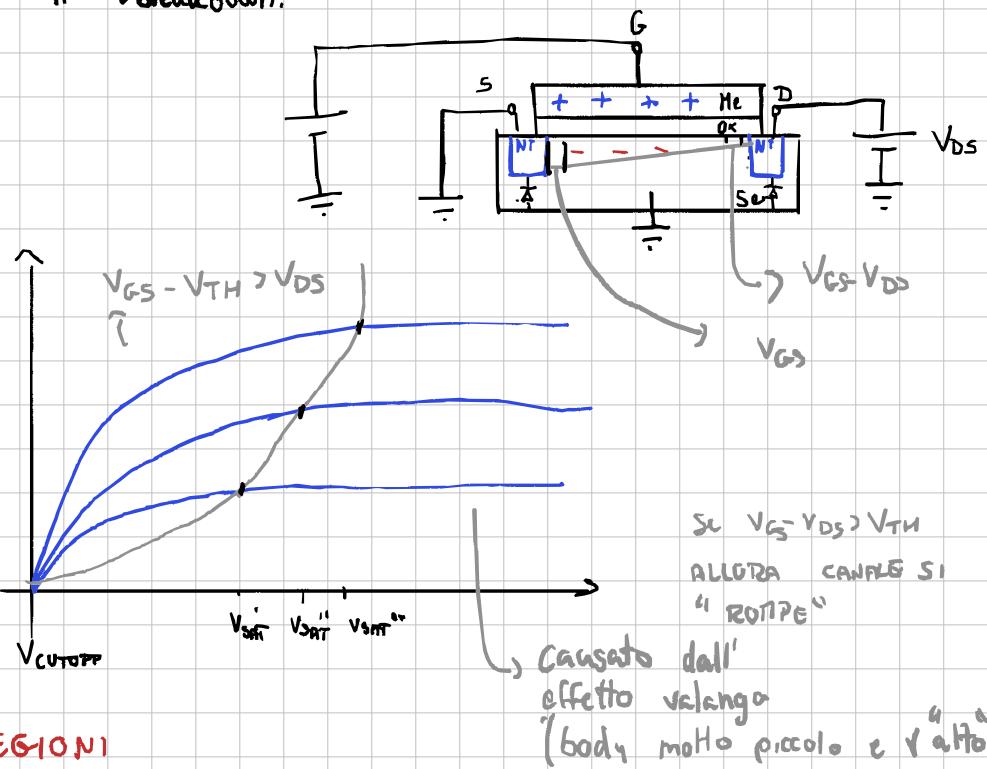


Applicando normalmente una differenza d. potenziale tra drain e source non ci sarà passaggio di corrente, questo per la giunzione PN che si crea.

Applicando una DDP tra Gate e ground del semiconduttore > V_{TH} si crea un "ponte N" che permette il passaggio, e maggiore quella DDP più grande sarà il ponte e più piccola sarà la resistenza.



All' aumentare dell' V_{DS} , il potenziale tra gate e drain diminuisce, "accorciando" il punto N in quel punto, fino anche a "staccarsi" dal drain e condensando con il Vbreakdown.



3 REGIONI

► CUTOFF $V_{GS} < V_T$ NON INDOTTO

► TRIODO $V_{GS} > V_T$ } canale INDOTTO $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$ $V_{GD} > V_T$

► SATURATION $V_{GS} > V_T$ } $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ $V_{GD} \leq V_T$

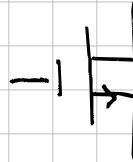
DIMENSIONI CRITICHE

- Spessore dell'ossido w
- lunghezza L che separa drain e source

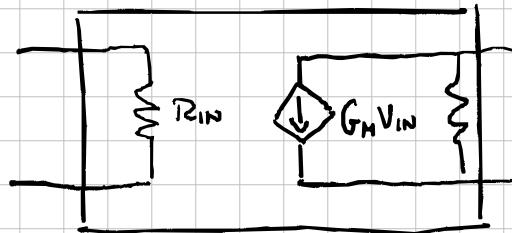
$\downarrow w \uparrow E \Rightarrow$

$\downarrow L \downarrow$ Resistenza tra i canali;

RETE DUE POTERI EQUIVALENTE



è un amplificatore d. transconduttanza $V_{IN} = I_{OUT}$



R_{IN} : Tra V_G o V_S non c'è mai collegamento diretto elettrico, quindi non ci sarà corrente.

$$I_x = 0 \\ \Rightarrow R_{IN} = \infty$$

G_m : Tra il metallo e il canale SD che si crea sì costruisce un condensatore! La tensione $V_C = Q/C$ con $V_C = \Delta V$ con $\Delta V = V_G - V_{TH}$

$$Q = C_{ox} \Delta V$$

$$Q_c(y) = C_{ox} [(V_{GS} - V_{TH}) - V(y)]$$

possiamo vedere il canale come resistenza R , considerandolo infinitesima quindi:

$$\frac{dR}{dy} = \frac{dy}{W\mu_n C_{ox} [(V_{GS} - V_{TH}) - V(y)]}$$

La differenza di potenziale ai capi della resistenza è data da

$$dV = \frac{I_d}{dR} dy \Rightarrow$$

$$I_d dy = W \mu_n C_{ox} [(V_{GS} - V_{TH}) - V(y)] dV(y)$$

Integrando a destra e sinistra avremo

$$\int_0^L I_d dy = \int_0^{V_{DS}} W \mu_n C_{ox} [(V_{GS} - V_{TH}) - V(y)] dV(u)$$

$$\Rightarrow I_d = \frac{1}{2} \underbrace{\frac{W}{L} \mu_n C_{ox}}_{K} \left[2(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - V_{DS}^2 \right]$$

K = intrinseco a parametri fisici del transistor, datasheet

nel caso in cui $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$ (quindi $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$)

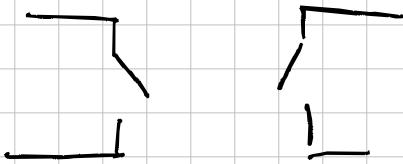
$$I_D = K (V_{GS} - V_{TH})^2$$

In zona di saturazione, il parametro d. transconduttanza G_m vale

$$G_m = K (V_{GS} - V_{TH})^2$$

In 30Hz d. trado è diversa la cosa.

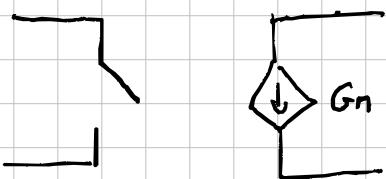
In zona d. CUTOFF non scorre corrente



In zona d. saturazione vale la legge per la quale

$$I_D = G_M = k (V_{GS} - V_{TH})^2$$

In una relazione non lineare tale per cui:

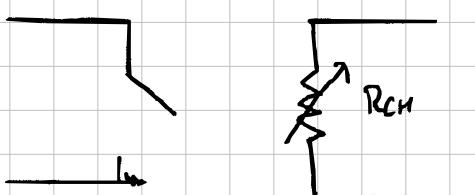


In zona d. trodo accesa una transistorsi, che quindi, per legge di Ohm,

$$R_{CH} = \frac{V_{DS}}{I_{DS}} = \frac{V_{DS}}{k [2(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - V_{DS}^2]}$$

che, nel caso $V_{DS} \ll V_{GS} - V_{TH}$

$$R_{CH} \approx \frac{V_{DS}}{2k(V_{GS} - V_{TH})}$$



Se si considera un transistor ideale si avrà $\lambda = 0$, in quanto in generale i transistor reali convergono verso un punto, chiamato tensione d. Early, che incide inizialmente sull'uscita saturazione

P-TYPE MOSFET

Complementare all'NMOS, funziona allo stesso modo,
ma : SOURCE e DRAIN sono p (trivalenti)

Sul drain è applicata una tensione negativa V_{DS}
per far scorrere corrente da SOURCE a DRAIN.
Sul gate viene posta una tensione negativa V_{GS}
per creare un canale p, che si crea se

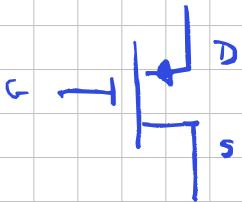
$$V_{GS} < V_{TH} < 0.$$

Quando $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$ il canale inizia a strozzarsi,
andando in saturazione.

considerato $V_{SG} = -V_{GS}$
 $V_{SD} = -V_{DS}$

la transcaratteristica risulta la stessa

il simbolo circuitale diventa

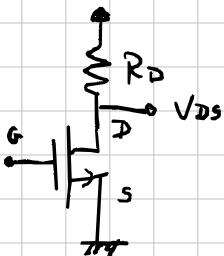


Scelta tra PMOS e NMOS

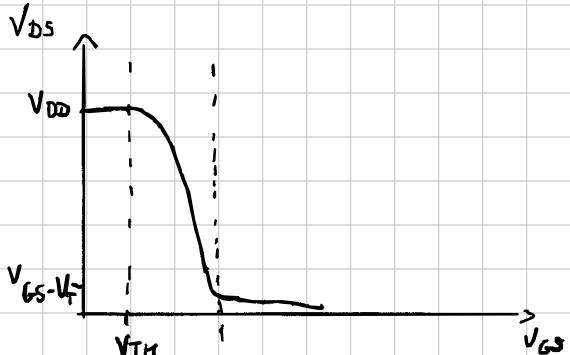
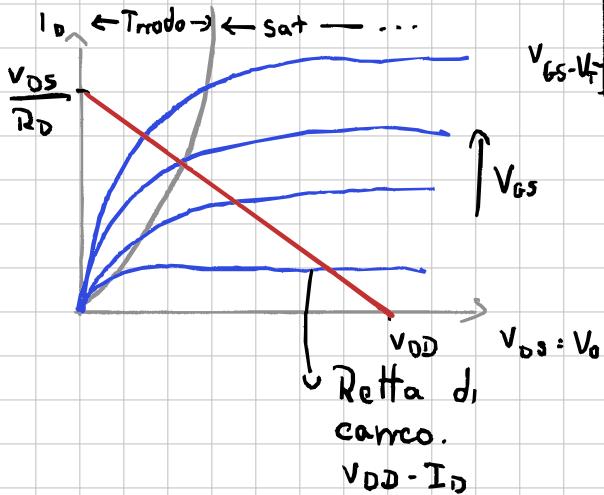
Come visto per i diodi, la mobilità degli elettroni è
3 volte maggiore di quella dei buchi

$$M_N \approx 3 M_P$$

A parità di struttura, un NMOS ha K maggiore, e quindi può
fare scorrere più elettroni.



$$V_D = V_{DD} - I_D R_D = V_{DS}$$

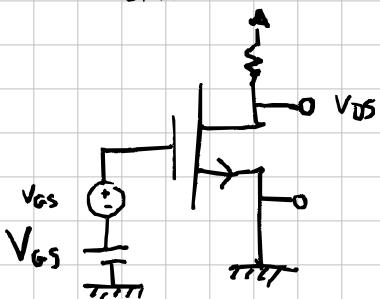


come un amplificatore!

$$\begin{aligned} L^+ &= V_{DD} \\ L^- &= 0 \end{aligned}$$

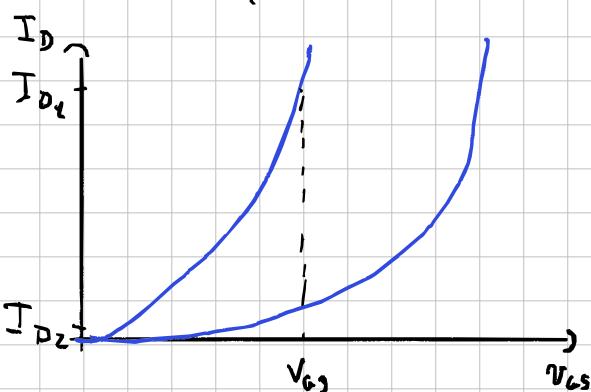
amplificatore funzionante
SOLO IN SATURAZIONE!

Serve una polarizzazione per
centrare la dinamica di alimentazione

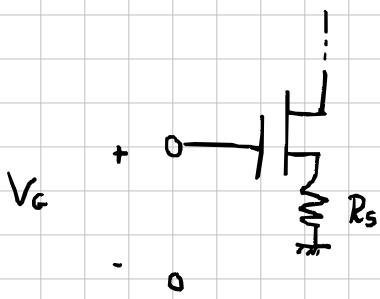


V_{GS}^* : componente
costante

Anche con partitore di tensione, esso risulta
poco efficace. Se ci sono variazioni anche
piccole sulle costanze del transistor
ci saranno ampie variazioni sulla corrente



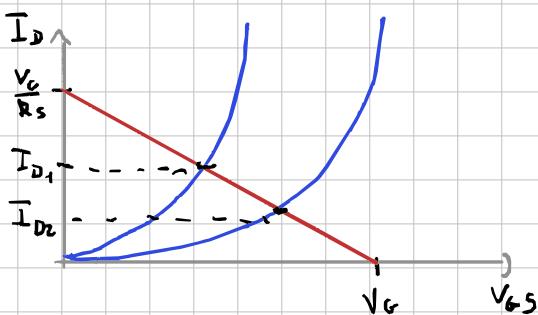
POLARIZZAZIONE CON V_G FISSA E RESISTORE R_S



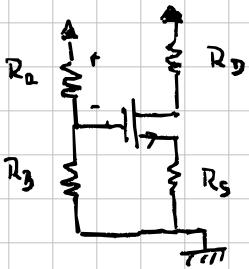
$$V_{GS} = V_G - R_S I_D$$

$$\Rightarrow V_{GS} = V_G - R_S I_D$$

c'è retroazione!



ES



$$R_A = 20 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 30 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_D = ?$$

$$V_T = 1 \text{ V}$$

$$\kappa = 1 \text{ mA/V}^2$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D - I_D R_S$$

$$V_G = V_{DD} \frac{R_B}{R_A + R_B} = 3 \text{ V}$$

$$V_G = V_{GS} - R_S I_n \Rightarrow V_{GS} > V_G + R_S I_D$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S) \\ V_{GS} = V_G + R_S I_D \\ I_D = \kappa (V_{GS} - V_T)^2 \end{array} \right.$$

$$V_{DS} \geq V_{GS} - 1$$

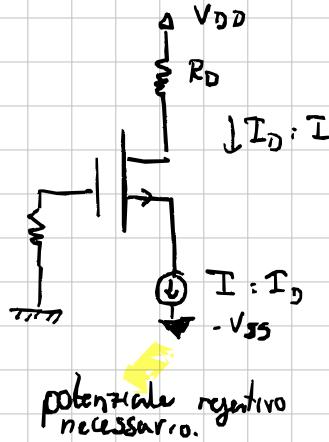
$$\Rightarrow V_{GS}^2 - V_{GS} - 2 = 0 \Rightarrow V_{GS} = \begin{cases} +2 \text{ V} \\ -1 \text{ V} \rightarrow \text{si scarta} \end{cases}$$

$$\Rightarrow I_D = 1 \text{ mA}$$

$$V_{DS} = V_{DD} - 1 (R_D + 1 \text{ k}\Omega) \Rightarrow V_{DS} - V_T = 1$$

$$5 - R_D - 1 = 1 \text{ V} \Rightarrow R_D = 3 \text{ k}\Omega$$

POLARIZZAZIONE CON GENERATORE DI CORRENTE COSTANTE



$$I_D; V_{GS}; V_{DS}$$

$$I_D = K (V_{GS} - V_T)$$

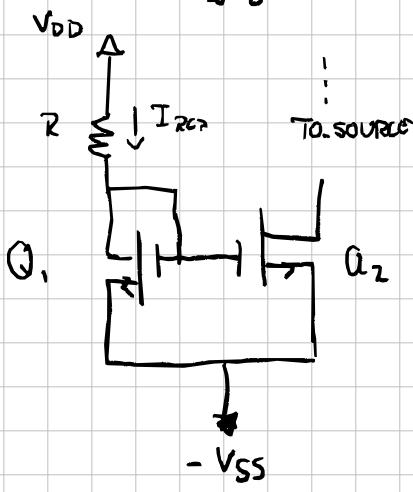
\hookrightarrow fissa V_{GS}

posso anche fissare I_D !

Come posso costruire generatore di corrente? con MOS

- In saturazione, vn mos ideale la corrente è costante!

Sul source aggiunge circuito così



$$I_{REF} = I_D + I_C = I_D$$

$$V_{GS} = V_{DS} \Rightarrow$$

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \text{ SEMPRE!}$$

\rightarrow perennemente in saturazione

$$I_D = K (V_{GS} - V_T)$$

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{SS} - V_{GS}}{R}$$

$$V_{DD} - I_{REF} R - V_{GS} - V_{SS} \Rightarrow I_{REF} = I_D :$$

$$V_{GS}^{(Q_1)} = V_{GS}^{(Q_2)}$$

Ma anche Q_2 è in saturazione!, quindi:

$$I_D^{(2)} = k_2 (V_{GS} - V_T)$$

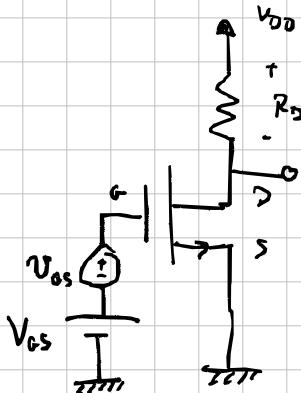
La R_{REF} serve perché NON si può non connettere il gate d. Q a nulla, anche se poi non circola corrente

Visto che $V_{GS} = V_G - V_S$, e $V_{GS} \gg V_T$

vuo dire che dev'essere una tensione a $V_S > V_T!!$
e $V_G < 0$

Serve alimentazione duale!

UTILIZZO D' MOSFET COME AMPLIFICATORE

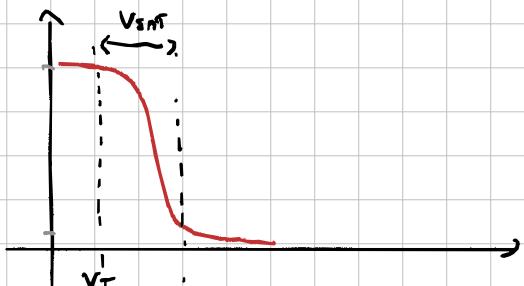


$$\text{Se } V_{DS} > V_{GS} - V_T$$

$$V_{DS} = V_{OUT}$$

$$V_{GS} : V_{IN}$$

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



Nel caso in cui vi
è saturazione

$$I_D = K (V_{GS} - V_T)^2 \quad \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \text{NON LINEARE!}$$

$$V_O = V_{DD} - I_D R_D$$

per segnali sufficientemente grandi la parabola I_D
modifica e fa wavy del segnale V_{GS}

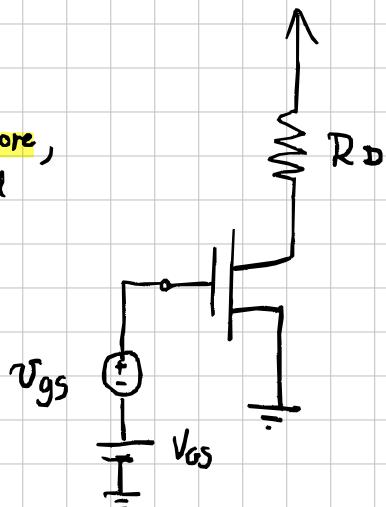
Per segnali sufficientemente piccoli si usa
la tangente a V_{GS} , con sufficienente piccoli si
intende

come abbiamo visto, sarà possibile usare il MOSFET come amplificatore, attraverso una polarizzazione del segnale V_{GS} con V_{GS} .

Scomponendo, ci sarà possibile vedere come

$$V_{GS} = V_{GSS} + V_{GS}$$

SEGNALE POLARIZZAZIONE



ipotizzando la saturazione, ovvero

$$\begin{aligned} i_D &= K \left(V_{GS} - V_{TH} \right)^2 \\ &= K \left((V_{GSS} + V_{GS}) - V_{TH} \right)^2 \\ &= K \underbrace{\left(V_{GS} - V_{TH} \right)^2}_{(1)} - 2K V_{GS} \underbrace{\left(V_{GS} - V_{TH} \right)}_{(2)} + K \underbrace{V_{GS}^2}_{(3)} \end{aligned}$$

Notiamo 3 parametri

(1) parte costante relativa alla corrente di saturazione

(3) distorsione del segnale (\approx errore quadratico nel considerare la curva come retta)

(2) una funzione lineare che prende l'ingresso!

i_C distorsione può essere trascurata s.s.e

$$V_{GS} \ll 2(V_{GS} - V_{TH})$$

In tal caso, possiamo approssimare un circuito MOSFET di amplificazione come



In cui
 $g_m = 2K(V_{GS} - V_{TH})$

$$i_D = I_D^* + g_m V_{GS}$$

↳ corrente data dal segnale
 ↳ corrente data dalla polarizzazione

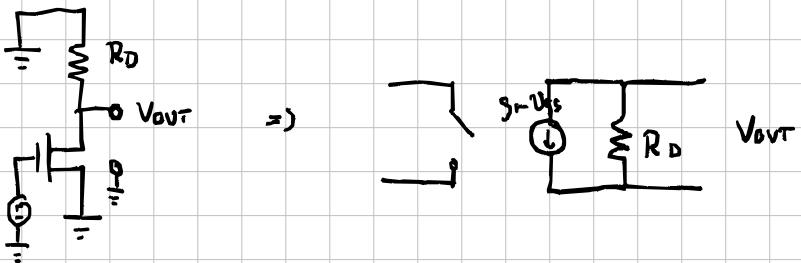
GUADAGNO del TRANSISTOR

Calcoliamo dunque il guadagno d. un transistor che lavora in zona d' saturazione in condizione d. piccolo segnale

$$A_v = \frac{U_{\text{OUT}}}{U_{\text{IN}}} \\ \hookrightarrow U_{GS} + V_{GS}^*$$

il guadagno è dato da come varia la tensione di uscita in funzione a come varia l'ingresso, ovvero solo per U_{GS}

↳ Analisi circuitale solo d. segnali variabili ($V_{DD} = V_{GS}^* = 0$)



$$U_{\text{OUT}} = i R_D = -g_m U_{GS} \cdot R_D$$

$$= A_v = \frac{U_{\text{OUT}}}{U_{\text{IN}}} = -g_m R_D \\ \hookrightarrow \text{fattore che aumenta guadagno} \\ \hookrightarrow 2k(V_{GS}^* - V_{TH})$$

La scelta R_D non
è libera, infatti:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D > V_{GS} - V_{TH}$$

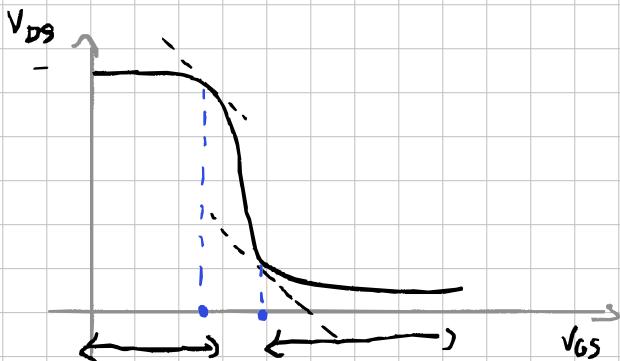
aumentare d. troppo R_D ci toglie da zona d. triodo

TRANSISTOR COME INVERTER

Se $V_{GS} = 0$, allora I_D non avrà passaggio d. corrente quindi a $V_{DS} = V_{DP}$

↪ Se invece $V_{GS} = V_{DD}$ riguardando $R_{CH} = \frac{V_{DS}}{2k(V_{GS}-V_{TH})}$,
e supponendo che $V_{GS} - V_{TH} \gg V_{DS}$
 $R_{CH} \rightarrow 0$, quindi: $I_D = \infty$ e quindi, $V_{DS} = 0$

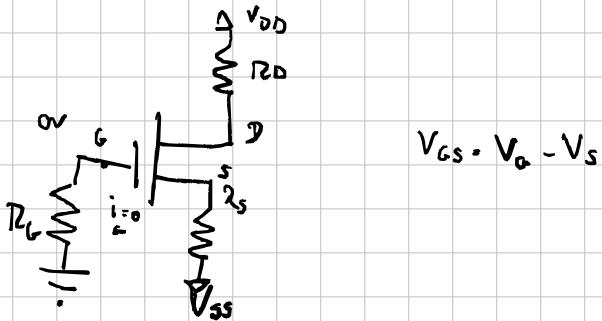
Rivedendo la transcaratteristica del transistor, possiamo trovare dei punti notevoli



in questi punti: avremo una pendenza < 1.
In una catena d. transistor quindi si potremo usare un input in questi margini ed aspettarci un invertimento del bit

MARZINI DI RUMORE

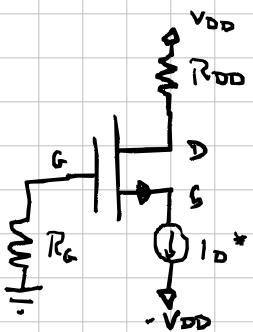
Come posso aumentare la dinamica?
portando L a -5V rispetto alle 0



POLARIZZAZIONE ATTRaverso GENERATORE di CORRENTE

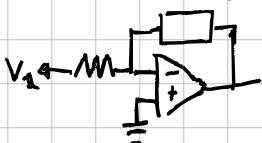
In questo caso avremo $V_G = 0$, e inserendo un generatore di corrente I_D^* possiamo fissare V_{GS}^* , infatti

$$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$$

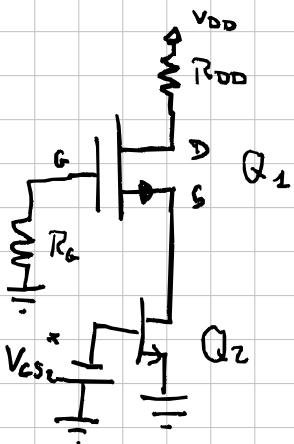


La corrente I_D^* sta fissando la corrente di DRAIN, fissando V_{GS}^*

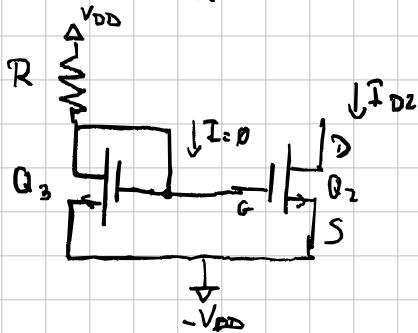
utilizzato come generatore di corrente come OPAMP
 $i \text{ const}$



Ottobre con un transistor IDEALE in saturazione



ut. 1,230 2 NMOS accoppiati:



chiamati circuiti a specchio di corrente. Possiamo ipotizzare che Q₁ e Q₂ sono entrambi in zona di saturazione

$$V_{GS} = V_G + V_{DD}, \text{ e } V_G = V_{DD} - i_D R_D = V_D$$

$$V_{DS} = V_D - V_{DD}, \text{ ma quindi}$$

$$V_{DS} \geq V_{GS} + V_{TH} \text{ sempre!}$$

$$I_{D_3} = k_s (V_{GS_3}^* - V_{TH}) \text{ è fissa}$$

$$\text{ma } V_{GS_3}^* = V_{GS_2}^* \Rightarrow (\text{se } k_3 = k_2) \quad I_{D_3} = I_{D_2} !$$

abbiamo fissato il valore d. I_{D2}

Ruolo della resistenza R_D nel transistor come amplificatore

abstrutto visto come il guadagno di un amplificatore a transistor dato da

$$Av = -g_m R_D$$

idealmente, questo ci suggerisce come possa essere utile aumentare a proprio piacimento la resistenza R_D , ma si hanno 2 problemi

- R_D troppo alto ci rimuove da condizioni di saturazione
- Una resistenza alta è difficile da costruire in microelettronica; una resistenza troppo elevata occuperrebbe troppo spazio.

Si può quindi usare un generatore di corrente sul drain, sia per polarizzare il transistor secondo le leggi sulla saturazione.

Analizzando il circuito dal punto di vista del segnale

poi, si vanno ad annullare tutti i generatori, quindi si vedrà una resistenza infinita ai capi di I_D , quindi si avrà che



$$Av = -g_m r_o = -\infty$$



si risolvono entrambi i problemi, infatti un generatore di corrente è facile da costruire con transistor

DISPOSITIVI DI CARICO

avremo bisogno quindi di un generatore di corrente che si colleghi al TRANSISTOR NMOS, ovvero si parlerà di dispositivo di carico.

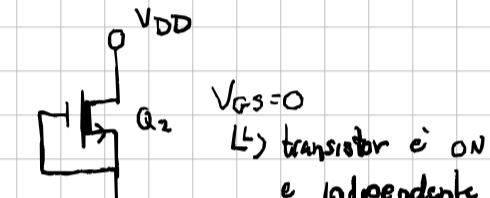
TRANSISTOR NMOS: si userà sia come driver che come dispositivo di carico il NMOS

TRANSISTOR "complementary" CMOS: si userà un PMOS come carico e NMOS come driver.

TRANSISTOR NMOS

Useremo degli NMOS a vuotamento come carico, in quanto $V_{TH} < 0$ quindi sono normalmente ON.

utilizziamo un depletion NMOS

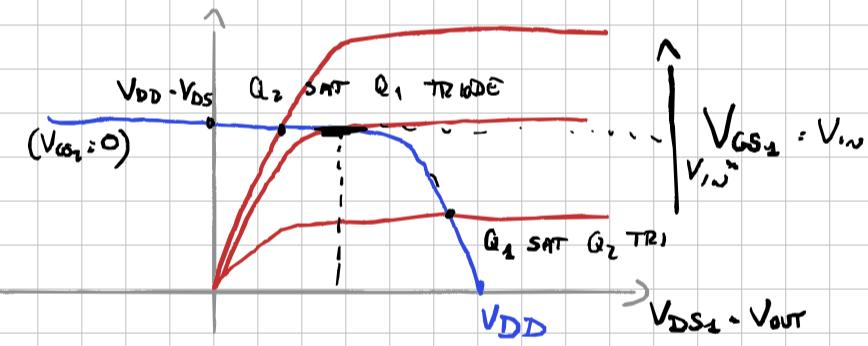


TRANSCARATTERISTICHE

vedremo che

$$V_{out} = V_{DD} - V_{DS2} = V_{DS2}$$

quindi possiamo graficare entrambe le transcaratteristiche

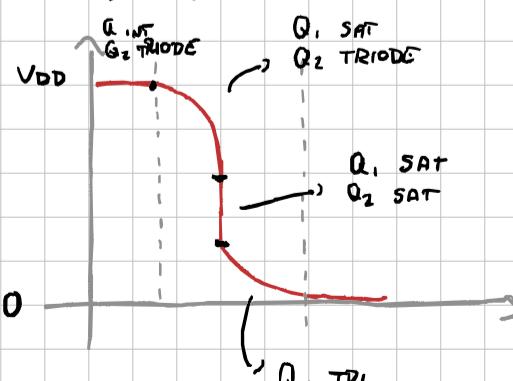


$$\bullet V_{IN} = 0 \rightarrow V_{out} = V_{DD}$$

$$\bullet V_{IN} < V_{TH} \quad Q_1 \text{ è ancora interdetto, } Q_2 \text{ : trudo } \quad V_{out} = V_{DD}$$

\bullet Con $V_{IN} > V_{TH}$ Q_1 va in saturazione e Q_2 rimane in trudo finché non si raggiunge un certo V_{IN} in cui era Q_1 che era saturato, quindi eventuali variazioni V_{DS2} NON modifichereanno i

\bullet Con V_{IN} ancora più alto Q_2 andrà in saturazione, L q. torna in zona di trudo



avremo un guadagno

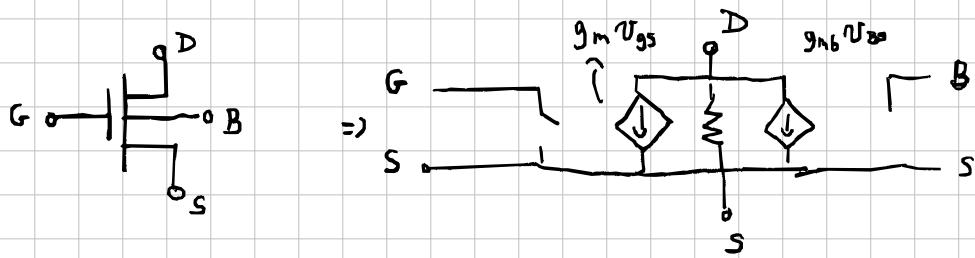
INFINITO nelle zone centrali, questo però sempre nel caso in cui si abbiano transistor ideal (con $\lambda=0$)

Body Effect

L'analisi deriva dal fatto che si uniscono assieme 2 transistor, ma nel caso della microelettronica i transistor si trovano nello stesso substrato.

Ciò porta all'**EFFETTO BODY**, che deriva dall'avere una DDP tra il source e il body (che solitamente, con $R_s=0$, $=0$) Infatti nelle giunzioni PN, un aumento di tensione in reverse bias porta ad un **aumento d. dimensione delle zone svascate**, diminuendo lo spazio del substrato n e del body.

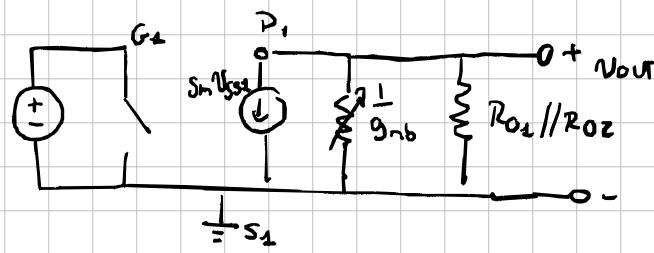
La corrente d. drain ora varia con anche la differenza tra il source e il body



N.B. in generale $g_{mb} \approx 0.2 g_m$

Sì, può notare che, se $V_{BS} = 0$, allora anche $I = g_{mb} V_{BS} = 0$

sostituendo il generatore d. corrente con una resistenza variabile R



$$i_{BS} = g_{mb} V_{BS} \Rightarrow R = \frac{V}{I} = \frac{1}{g_{mb}}$$

$$A_V = -g_{m1} \cdot \frac{1}{g_{mb}} \parallel R_{o1} // R_{o2}$$

$\approx \frac{1}{g_{mb}}$ poiché è la più piccola

quindi,

$$A_V = -\frac{g_{m1}}{g_{mb}}$$

L'effetto body CAMBIA RADICALMENTE il guadagno, modificare l'rapporto W/L

vediamo col CMOS come il problema si risolve

$$g_{m1} = 2k_1(V_{GS} - V_{TH}) \Rightarrow$$

A_V limitata da g_{mb} , ma anche dalle dimensioni

bisogna scegliere se aumentare g_{m1} , riducendo L_1 , o diminuire g_{mb} , diminuendo W_1

W_1 e L_1 GRANDI

DISPOSITIVI DI CARICO IN CMOS

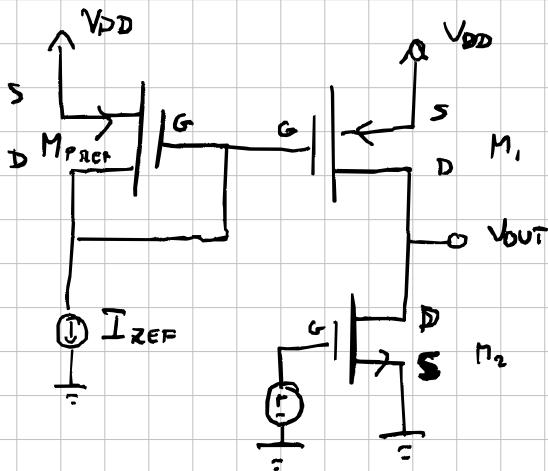
Per risolvere i problemi dell'effetto body si usa:

- TRANSISTOR NMOS come driver
- TRANSISTOR PMOS come dispositivo di carico

Saranno entrambi ad arricchimento

Si userà uno specchio di corrente per polarizzare il circuito, e quindi fissare la corrente.

Lo schema finale sarà quindi:



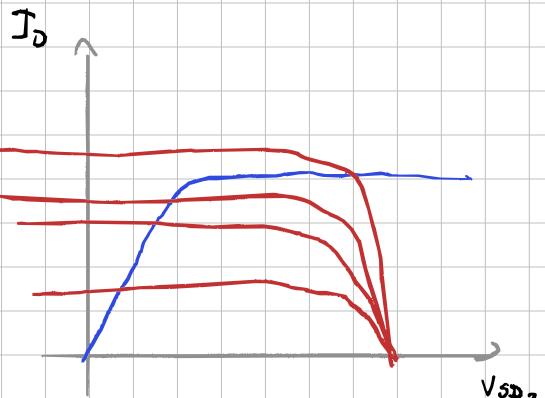
M_{ZREF} è sicuramente in saturazione $V_{SD} > V_{SG} - V_t$

M_1 è saturo? No, ma abbiamo fissato V_{GS} !

TRANSCARATTERISTICA

Abbiamo visto che anche in questo caso abbiamo la transcaratteristica fissata

alla fine il modo è simile, e sono stanco di scrivere.

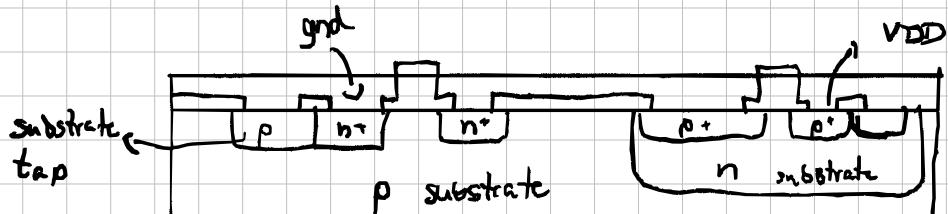


Averemo anche in questo caso in cui entrambi i mosfet sono IN SATURAZIONE, e avremo quindi un guadagno ∞

(sempre considerato $r_1 \approx r_2 \approx \frac{|V_{A}|}{I_D}$ con V_A tensione di Early)

Effetto body

Nel caso del CMOS, che quindi include al suo interno sia transistor NMOS che PMOS, non avremo questo tipo di problema in quanto NON CONDIVIDONO lo stesso strato



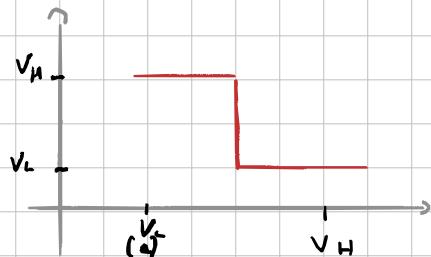
- il substrato p deve essere al potenziale minore,
- il substrato n al potenziale MAGGIORRE

così facendo è possibile avere 0 effetto body, in quanto V_{BS} è sempre 0V!

CIRCUITI DIGITALI

Cerco di evitare tensioni differenti dal valore alto o basso. Transcaratteristica NON LINEARE.

Qualsiasi valore di potenziale diverso da V_H e V_L non è riconosciuto



Invertitore ideale

Visto nella figura (a)

Transcaratteristica del MOSFET simile a circuito digitale!
ma molto meno rapida -

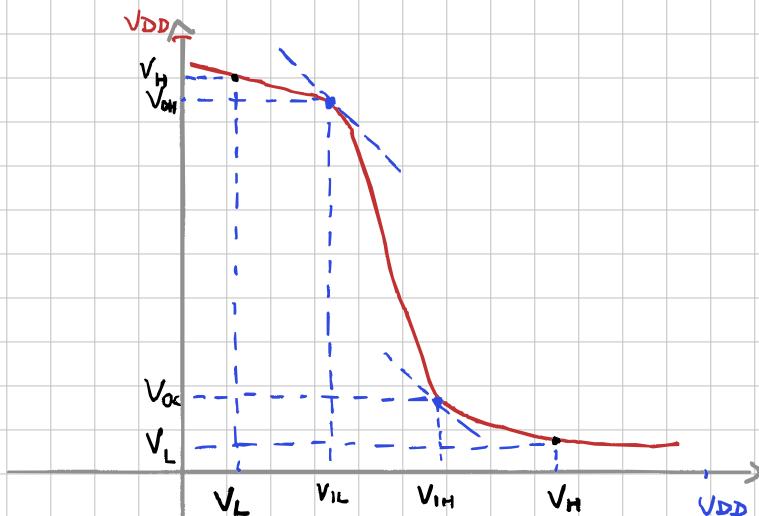
(per piccoli segnali $A_v = -g_m R_D$,
posso aumentare



In generale, se $V_{GS} < V_{TH}$ il transistor è interdetto, quindi $I_D = 0$ e $V_{OUT} = V_{DD}$, mentre al contrario tra drain e source ci sta un canale conduttivo che aumenta all'aumentare di V_{GS} , fino a quasi avere un cortocircuito

In generale però il transistor NON possiede la caratteristica più ideale di un invertor, difatti nella zona di saturazione non vi è una retta verticale

ALCUNI VALORI CARDINE



V_{DD} : tensione massima del circuito

0 : tensione minima, o gronda

V_L : potenziale equivalente a stato 0

V_H : potenziale equivalente a stato 1

V_{IL} : massima tensione riconosciuta in ingresso come livello logico basso

V_{IH} : minima tensione riconosciuta in ingresso come livello logico alto

V_{OL} : tensione riconosciuta come bassa per minimo livello logico alto ignari

V_{OH} : tensione riconosciuta come alta in output

MARGINI DI RUMORE

Rappresentano margini di sicurezza di "resistenza al rumore"

$$NM_L = V_{IL} - V_L \quad NM_H = V_H - V_{IH}$$

Ci si cerca di mantenerli il più alti possibile, in modo che la presenza di rumore non possa cambiare erroneamente l'output dell'inverter.

- Aumentare la pendenza delle transcaratteristiche porta a margini di rumore maggiori, modificando ad esempio le

- Fare in modo che i margini di rumore siano simmetrici, questo perché la probabilità di un bit è sempre 50%.

Questo lo si ottiene

- mettendo centro della dinamica a $VDD/2$
- facendo sì che V_{IL} e V_{IH} si trovino alla stessa distanza di, rispettivamente V_L e V_H .

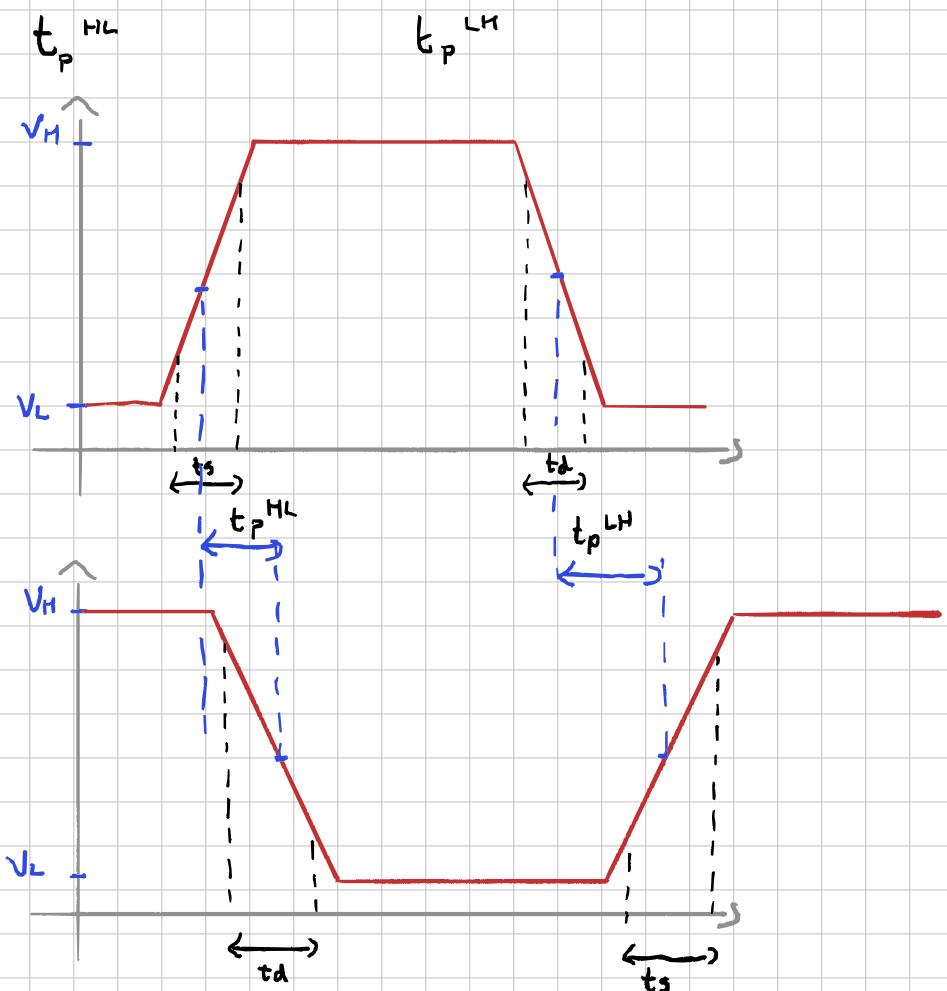
E' il margine di rumore MINORE ad essere il bottleneck

RISPOSTA DINAMICA DI PORTA LOGICA

Non avendo una commutazione, si considera la commutazione tra 10% e 90% del V_{DD} .
- problema delle capacità parassite -

Il tempo d. salita/ discesa è il tempo necessario ad arrivare da un punto all'altro

Tempo di propagazione: tempo necessario per l'uscita ad arrivare al 50% del valore nominale, dal momento che l'ingresso è arrivato al 50% del suo

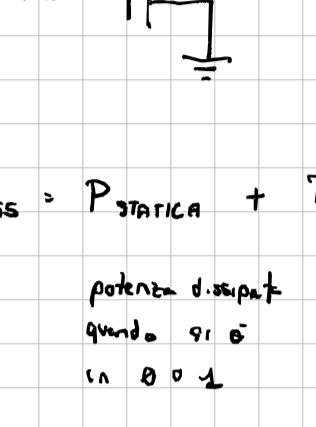


In generali i tempi d. propagazione non sono necessariamente simmetrici, bottleneck è quello più lungo.

POTENZA DISSIPATA

Potenza fornita dall'alimentazione
Limita il numero d. circuiti realizzati in uno stesso CHIP.

↳ S. vuole evitare il thermal rundown.



se stc comportando
come interruttore ideale

$V_{IN} = V_{DD} \rightarrow$ se hz tr. quasi
con pendenza inf.

$$P_{DISS} = P_{STATICA} + P_{DINAMICA}$$

potenza dissipata
quando si è
in 0 o 1

potenza dissipata
nel transitorio

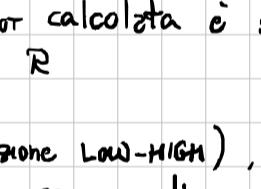
$$P_{STATICA} \Big|_{V_{IN} \approx 0} = V_{DD} \cdot 0 = 0 \text{ W (zone interdiz.)}$$

$$P_{STATICA} \Big|_{V_{IN} = V_H \approx V_{DD}} = V_{DD} \cdot \left(\frac{V_{DD}}{R_D} \right) = (V_{DD}^2 / R_D) \text{ W (zone tr. forte)}$$

Potenza dissipata c'è col quadrato dell'alimentazione,
ma $V_{DD} \geq 3V_T$

$$P_{STATICA} = \frac{1}{2} \frac{V_{DD}^2}{R_D}$$

per calcolare $P_{DINAMICA}$ bisogna considerare le capacità
PARASSITE, che verranno modellizzate attraverso un
CONDENSATORE in parallelo a V_{OUT}



l'inversione sarà rallentata
dalla presenza del condensatore (capacità parassita)
(fase HI-LD) (a to' il mosfet è circuito aperto)

$$P_D = \int V \cdot I dt = V_{DD} \int I dt = V_{DD} \cdot Q$$

Le quantità di carica del circuito equivalgono a quelle del condensatore?

$$V_C = \frac{Q}{C} \Rightarrow P_{TOT} \cdot V_{DD}^2 C \quad (\text{perché } V_C(t=0) = V_{DD})$$

possiamo notare come se $C=0$ la potenza del transistore
sarebbe 0

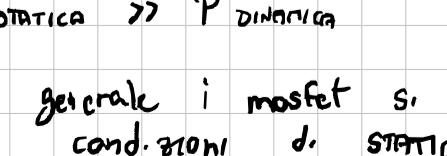
Possiamo vedere, dalle leggi del condensatore, che l'energia immagazzinata
è pari:

$$E_C = \frac{1}{2} V_{DD}^2 C$$

L'altra metà dell'energia P_{TOT} calcolata è stata DISSIPATA
in calore dalla resistenza R

Nella fase inversa (commutazione Low-High), il transistor
diventa cortocircuitato a massa, quindi viene dissipata
nel mosfet la rimanente energia $E_C = \frac{1}{2} V_{DD}^2 C$.
La potenza dinamica DISSIPATA totale è $P_D = 2 \cdot (\frac{1}{2} V_{DD}^2 \cdot C)$,
moltiplicandolo per la frequenza di clock (f , cui avranno cambi di stato).

$$P_{DIN} = f C V_{DD}^2$$



$$t_{PROP_HL}$$

t_b

t_f

T_{LH}

I_{LH}

t_{PROP_HL}

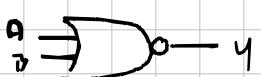
t_f

$T_{LH}</math$

PORTE LOGICHE

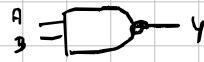
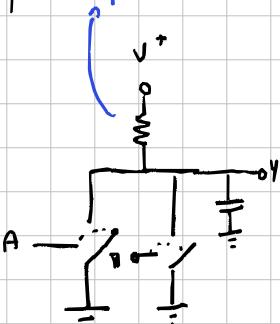
Sono alla base di qualsiasi sistema informatico.
Sono stati logici, che a 2 input corrisponde un output.

Si dividono in generale tra reti pull-up e pull-down



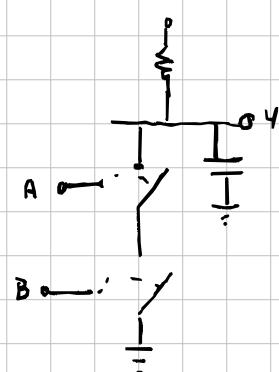
| A | B | y |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 |

NOR



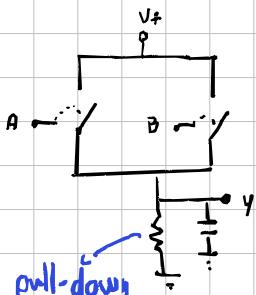
| A | B | y |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 |

NAND



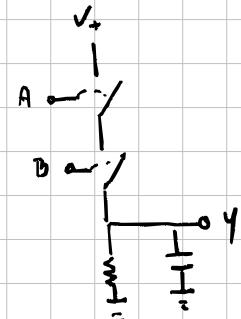
| A | B | y |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 |

OR



AND

| A | B | y |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 |



possiamo vedere come ciò che distingue le porte dalla relativa NOT è la configurazione della resistenza!

Nei NOT è pull-up, nei normali: è pull-down

INVERTER IN TECNOLOGIA NMOS / CMOS

Abbiamo visto come, per aumentare la pendenza e diminuire le regioni di svuotamento bisogna aumentare r ma in microelettronica ciò è difficile; abbiamo quindi già usato in passato due transistor per fissare la corrente.

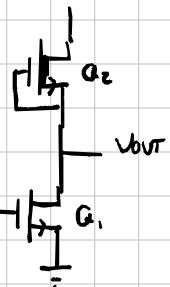
NMOS Inverter

Calcoliamo i margini di rumore del circuito.

- Q_1 , SATURAZIONE, Q_2 TRIODO

$$\Rightarrow K_1(V_{IN} - V_{TH})^2 = K_2 \left[(V_{GS2} - V_{TH2}) V_{DS2} - V_{DS2}^2 \right]$$

$$\Rightarrow K_1(V_{IN} - V_{TH})^2 \geq K_2 \left[(V_{DD} - V_{OUT}) \left[(V_{DD} - V_{OUT}) - V_{TH} \right] \right]$$



Avremo quindi una funzione $V_{OUT} = f(V_{IN})$

c'è sempre il problema dell'effetto body, e il guadagno dipenderà dalle differenze di dimensione $\frac{K_2}{K_1}$, quindi limitando dimensioni di uno o dell'altro, ma non di entrambi

Altro problema di chias: potenza dissipata.

IN STATICÀ avremo simili caratteristiche d. dissipazione

$$V_{IN}=0 \Rightarrow Q_1 \text{ INT } Q_2 \text{ triode } V_{OUT}=V_{DD} \quad P_S=0$$

$$V_{IN}=V_{TH} \Rightarrow Q_1 \text{ TRIODE } Q_2 \text{ sat } V_{OUT}=0 \quad I_{D2} = K_2(V_{GS}-V_{TH})^2 \Rightarrow P_S = V_{DD} K_2 V_{TH}^2$$

$$P_S = \frac{1}{2} V_{DD} V_{TH}^2 K_2 \neq 0$$

MALE, potenza statica è la peggiore

P_{DISS} è la stessa

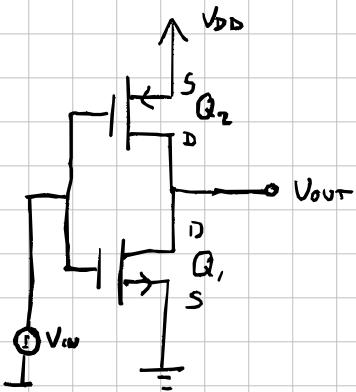
Cmos Inverter

Rispetto agli amplificatori si usa un circuito diverso, ovvero si collega V_{IN} ad entrambi i gate.

NON SI PROVERÀ PIÙ DI driver e di disp. di carico!

$$V_{GS}^N = V_{IN}$$

$$V_{GS}^P = V_{DD} - V_{IN}$$



al crescere d. V_{IN} , i due potenziali saranno inversamente proporzionali!

$$\begin{aligned} \circ V_{IN} = 0 & \quad \left(\begin{array}{l} Q_1 = INT \\ Q_2 = TRIODE \end{array} \right) \\ \circ V_{IN} = V_{DD} & \quad \left(\begin{array}{l} Q_1 = TRIODE \\ Q_2 = INT \end{array} \right) \end{aligned}$$

Nel caso dell' dissipazione in statica avremo sempre almeno un circuito aperto, QUINDI corrente = 0

$$P_S = 0 !$$

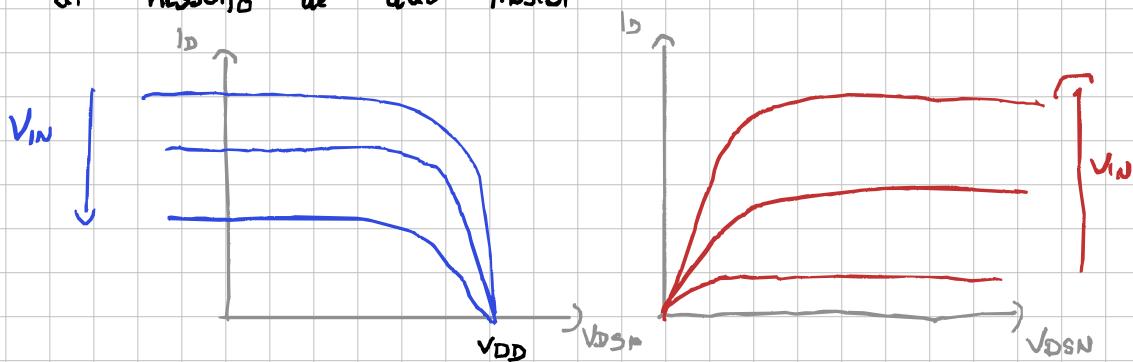
Non avremo neanche l'effetto body

TRANSCARATTERISTICA

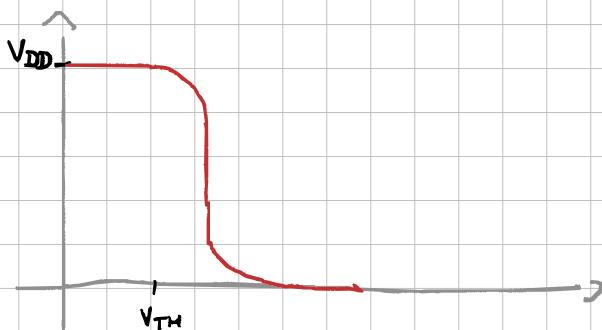
$$V_{DD} - V_{DSS} = V_{DSN}$$

$$I_D^N = I_D^P$$

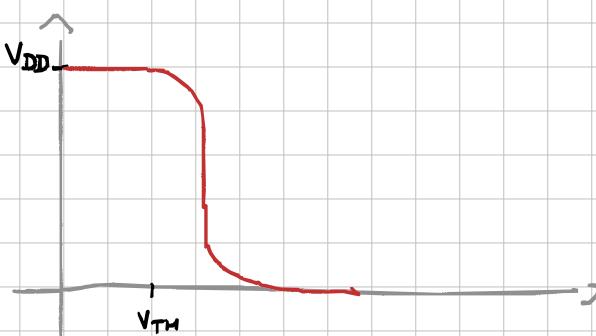
Rispetto a prima, non abbiamo fissato il punto di lavoro
di nessuno dei due mosfet



- $V_{IN} > 0$
 - $V_{IN} = V_{TH}$
 - esiste un punto per il quale $Q_N = Q_P = SAT$
 - $V_{IN} = V_{DD} - V_{TH}$
 - $V_{IN} > V_{DD} - V_{TH}$
- $Q_N > INT$
 $Q_N = SAT$
 $Q_P = TRIODO$
 $Q_P = TRIODG$
 $Q_N = Q_P = SAT$
 $Q_P = SAT$
 $Q_P = INT$



confermiamo che in zona $V_{IN} < V_{TH}$ e $V_{IN} > V_{DD} - V_{TH}$
non abbiamo passaggio di corrente quindi $P_S = 0$



CALCOLO MARGINI DI RUMORE

Come abbiamo detto, è necessario che il centro della dinamica si trovi a $V_{DD}/2$ per massimizzare i margini.

Utilizzeremo il fatto che in quella zona sarà $Q_p > Q_n$ saranno in saturazione, quindi risolvendo

$$I_{DN} = K_N (V_{GSN} - V_{TH})^2 = K_P (V_{SDP} - V_{TH})^2 = I_{DP}$$

$$V_{GSN} = V_{IN} \quad \text{e} \quad V_{IN} = V_{DD}/2$$

$$V_{SDP} = V_{DD} - V_{IN}$$

$$K_N \left(\frac{V_{DD}}{2} - V_{TH} \right)^2 = K_P \left(\frac{V_{DD}}{2} - V_{TH} \right)^2$$

saranno usuali 5.5E

$$K_N = K_P$$

ricordando che $\mu_N \approx 3 \mu_P$ e

$$K_N = \mu_N \left(\frac{W_N}{L} \right) = \mu_P \left(\frac{W_P}{L} \right) \cdot \mu_P$$

$$= 3 W_N = W_P$$

(L limite tecnologico)

La larghezza del PMOS deve essere 3 volte più grande dell'NMOS

così facendo NM_L e NM_H saranno usuali tra loro!

Calcolo NMH

$$NMH = V_H - V_{IH} = V_{DD} - V_{IH}$$

Per calcolare V_{IH} possiamo sfruttare la conoscenza del fatto che $Q_p : SAT$ $Q_n : TRIO$

$$I_P = K_P (V_{DD} - V_{IN} - V_{TH})^2 = K_P \left[(V_{IN} - V_{TH}) V_{out} - V_{out}^2 \right]$$

arriverò ora una funzione del tipo $V_{out} = f(V_{IN})$

Trovare V_{IH} consisterebbe nel trovare $f(V_{IH}) = -1$

Si vedrà quindi che

$$NM_H = NM_L = \frac{3V_{DD} - 2V_{TH}}{8}$$

Tempi di propagazione

Si ricorda che tempo di propagazione si impone come la differenza temporale tra il raggiungimento del sovr. del valore di uscita e quello d'uscita.

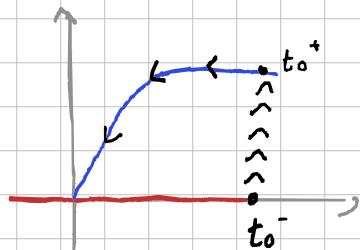
Il nostro scopo è calcolare dei parametri caratteristici che ci consentano di rendere simmetrici i tempi di propagazione t_{PLH}

Si considera un segnale a gradino di picco V_{DD} e di tempo $[t_0, t_1]$

$D\rightarrow V_{DD}$

Istantaneamente il transistor Q_P diventa un circuito aperto e Q_N un corto circuito (Q_P si spegne, condensatore tiene V_{DD} , quindi $V_{DS} = V_{DD} > V_{DD} - V_{TH}$). Inizia a scorrere una corrente $I_{DN} = K(V_{DD} - V_{TH})^2$

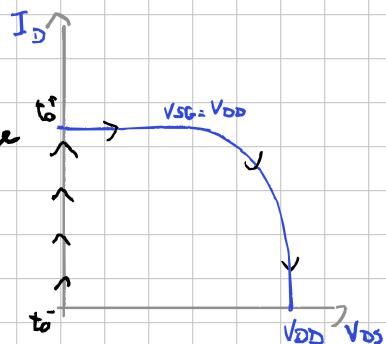
Mano a mano che il condensatore si scarica la corrente si muoverà dal punto di lavoro, con un transitorio tendente a 0



$V_{DD} \rightarrow 0$

Q_N passa istantaneamente in zona interdotta, Q_P invece va in conduzione, inizialmente nello stato di saturazione. La corrente che circola quindi dipende dalla legge $I_P = K(V_{DD} - V_{TH})^2$

che inizia a caricare il condensatore secondo quella legge. dato che i transistor sono simmetrici, avendo $K_N = K_P = K$, i tempi d. propagazione sono gli stessi.



$$t_{PLH} = t_{PDL} = \frac{0.8C}{K V_{DD}}$$

Il modo per trovare questo valore è considerare $V_{out} = V_{DD}/2$, e poi a cui sommare il comportamento del transistore in triodo e in saturazione, utilizzando la formula

$$\Delta V_c = \frac{Q}{C} = \frac{\int I dt}{C} = \frac{\int I_{SAT} dt + \int I_{TRI} dt}{C}$$

per la corrente di triodo occorre differenziare

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{I_{DN}}{C} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_{DN} dt = -C dV_c$$

calcolo tempi di propagazione