



**Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino**

**Appunti universitari**

**Tesi di laurea**

**Cartoleria e cancelleria**

**Stampa file e fotocopie**

**Print on demand**

**Rilegature**

NUMERO: 1532A -

ANNO: 2015

# **A P P U N T I**

STUDENTE: Lupo

MATERIA: Sistemi e Tecnologie Elettroniche. Prof. Ferraris-Bonani

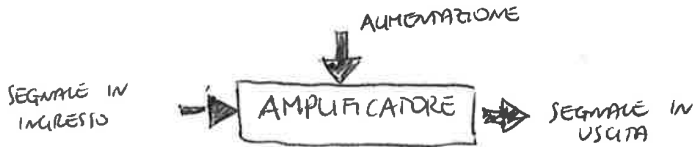
Il presente lavoro nasce dall'impegno dell'autore ed è distribuito in accordo con il Centro Appunti.

Tutti i diritti sono riservati. È vietata qualsiasi riproduzione, copia totale o parziale, dei contenuti inseriti nel presente volume, ivi inclusa la memorizzazione, rielaborazione, diffusione o distribuzione dei contenuti stessi mediante qualunque supporto magnetico o cartaceo, piattaforma tecnologica o rete telematica, senza previa autorizzazione scritta dell'autore.

**ATTENZIONE: QUESTI APPUNTI SONO FATTI DA STUDENTIE NON SONO STATI VISIONATI DAL DOCENTE.  
IL NOME DEL PROFESSORE, SERVE SOLO PER IDENTIFICARE IL CORSO.**

# SISTEMI E TECNOLOGIE ELETTRONICHE

# AMPLIFICATORI



## AMPLIFICATORE DI TENSIONE

In ingresso e in uscita ho una tensione.

L'ampiezza della tensione in uscita è maggiore di quella in ingresso.

C'è un guadagno di potenza  $P = v_i$ . La corrente rimane fissa, ma la tensione è amplificata → maggiore potenza!

Per far ciò la differenza deve essere fornita dall'esterno attraverso un ALIMENTATORE

## GUADAGNO DI POTENZA (dB)

Il guadagno di potenza è  $K_p = \frac{P_u}{P_i}$  → POTENZA USCITA  
 $P_i$  → POTENZA INGRESSO

Il guadagno di potenza in dB è  $G_p = K_p(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left| \frac{P_u}{P_i} \right|$

Dato che un rapporto  $K$  in decibel è  $|G| = 10 \log_{10} K$

Per passare da  $G_p$  a  $K_p$  fare invece  $K_p = 10^{\frac{G_p}{10}}$

## RAPPORTO TRA TENSIONI IN dB

$A_v = \frac{V_u}{V_i}$  → tensione uscita  
 $V_i$  → tensione ingresso

Parto da  $P = \frac{V^2}{R}$ , da cui ricavo  $K_p = \frac{P_u}{P_i} = \frac{V_u^2}{R_u} \cdot \frac{R_i}{V_i^2} = \left( \frac{V_u}{V_i} \right)^2 \cdot \frac{R_i}{R_u}$   
parto dal guadagno in potenza

ponendo  $R_i = R_u$  ho che  $K_p = \left( \frac{V_u}{V_i} \right)^2$

Ora passo al guadagno di potenza in dB:  $G_p = \frac{P_u}{P_i}(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left( \frac{V_u}{V_i} \right)^2 =$

$$G_p = 20 \log_{10} \left| \frac{V_u}{V_i} \right|$$

↳ è il rapporto di tensioni  $A_v$

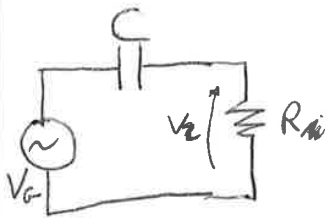
$$G_p = 20 \log_{10} |A_v| = A_v(\text{dB})$$

↳ guadagno del rapporto di tensioni in dB

Per passare da  $A_v(\text{dB}) \rightarrow G_p$

$$G_p = 20 \log_{10} |A_v| \Rightarrow \frac{G_p}{20} = \log_{10} |A_v| \Rightarrow A_v = 10^{\frac{G_p}{20}}$$

(2)



FILTRO PASSA ALTO

$$V_2 = \frac{R}{\frac{1}{sC} + R} = \frac{R s C}{1 + R s C} \cdot V_G$$

se  $R = R_i$  (resistenza d'ingresso di un amplificatore)

$$A = \frac{V_2}{V_G} = \frac{R s C}{1 + R s C} \quad \text{e con } \tau = RC$$

$$A = \frac{s\tau}{1 + s\tau}$$

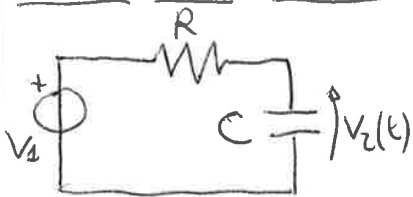
per  $\omega = 0$  :  $A = 0$   
 per  $\omega \rightarrow \infty$  :  $A = 1$

Nel tempo ci riferiamo alla stessa espressione di A e ricordando che  $\omega = \frac{1}{t}$

per  $t \rightarrow \infty$  :  $A = 0$   
 per  $t = 0$  :  $A = 1$

La componente continua della tensione d'ingresso viene filtrata dal condensatore

FILTRO PASSA-BASSO



$$V_2 = \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + R} = \frac{1}{1 + R s C} V_1$$

$$A = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + R s C} = \frac{1}{1 + s\tau}$$

$$A = \frac{1}{1 + s\tau}$$

In frequenza:

per  $\omega = 0$  :  $A = 1$   
 per  $\omega \rightarrow \infty$  :  $A = 0$

Nel tempo:

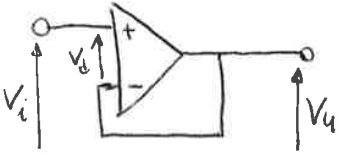
per  $t \rightarrow \infty$  :  $A = 1$   
 per  $t = 0$  :  $A = 0$

Se voglio trasferire un segnale da un generatore a un carico, non è utile mettere in corto circuito, anzi porta a una perdita del segnale d'ingresso

VOLTAGE FOLLOWER

Ho guadagno unitario:  $A_V = 1$

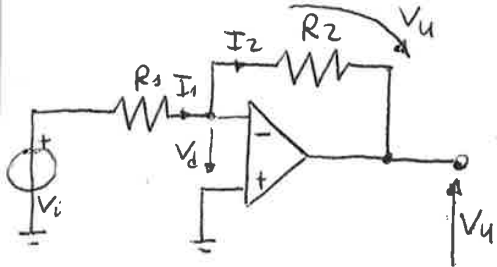
Lo ottengo collegando con un corto circuito l'uscita al terminale invertente



Ho che  $R_i \rightarrow \infty$  e  $R_u = 0$ .

Senza separare generatore e carico ( $\rightarrow$  BUFFER)

AMPLIFICATORE DI TENSIONE INVERTENTE



$V_d = 0$

$V_+ = V_- = 0 \rightarrow$  MASSA VIRTUALE (e' collegato a massa)

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

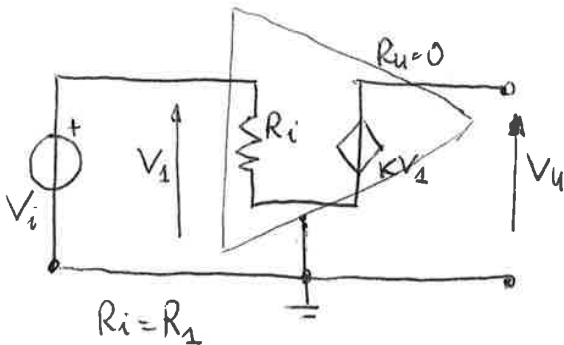
$I_2 = I_1$  (dato che  $I_- = 0$ )

$V_u = -R_2 I_2 = -R_2 I_1 = -R_2 \frac{V_i}{R_1}$

La corrente entra nel meno della tensione

$A_V = -\frac{R_2}{R_1}$

Equivalente a

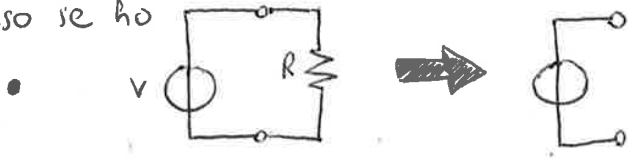


$R_i = R_1$

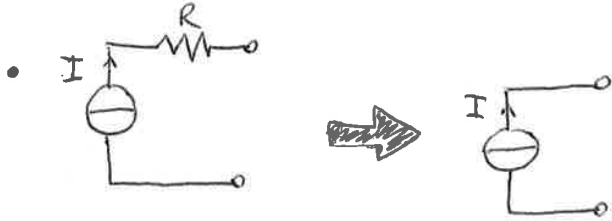
$K = -\frac{R_2}{R_1}$

4

In un circuito posso se ho



$R$  non modifica la tensione di  $V$



$R$  non modifica la corrente di  $I$

• Resistente fra nodi alle stesse tensione

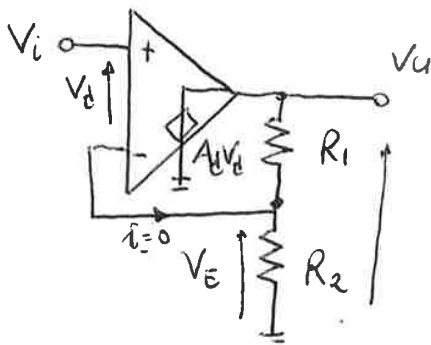
↓  
CIRCUITI APERTI

• Resistente in serie a corrente nulla

↓  
CIRCUITI CHIUSI

## AO REALE

• Guadagno finito (AO non invertente)



$$A_d \neq \infty \Rightarrow V_d \neq 0$$

$$V_u = A_d V_d \Rightarrow V_d = \frac{V_u}{A_d}$$

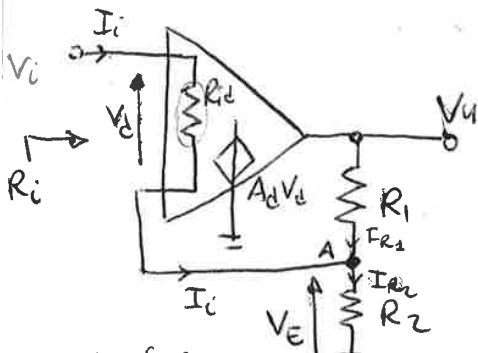
$$V_E = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_u = \beta V_u \quad (\text{ipotesi ancora che } i_- = 0 \rightarrow \text{per illore})$$

Con R2 KVL vedo che:  $V_i = V_d + V_E = \frac{V_u}{A_d} + \beta V_u = V_u \left( \frac{1}{A_d} + \beta \right)$

$$V_i = V_u \left( \frac{1}{A_d} + \beta \right)$$

$$A_{V_{ni}} = \frac{V_u}{V_i} = \frac{1}{\frac{1}{A_d} + \beta} = \frac{1}{\beta \left( 1 + \frac{1}{\beta A_d} \right)} \quad \left( \epsilon_G = \frac{1}{\beta A_d} \text{ ERRORE DI QUADAGNO} \right)$$

• Effetto di  $A_d$  e  $R_{id}$  su  $R_i$  ( $R_i$  e  $R_2$  resistenze d'ingresso dell'AO,  $R_{id}$  e  $R_2$  resistenza differenziale)



$$V_u = A_d V_d$$

Dato che  $R_{id}$  è piccola ma non infinita,  $I_i \neq 0$

$$I_i = \frac{V_d}{R_{id}} = \frac{V_u}{A_d R_{id}}$$

Indice  $V_E = R_2 I_{R_2}$

Da KVL (A):  $I_{R_2} = I_i + I_{R_1} = \frac{V_u}{A_d R_{id}} + \frac{V_u - V_E}{R_1}$

non posso fare la partizione perché le anche la corrente  $I_i$

$$V_E = R_2 \left( \frac{V_u}{A_d R_{id}} + \frac{V_u - V_E}{R_1} \right) \rightarrow \frac{V_E}{R_2} + \frac{V_E}{R_1} = V_u \left( \frac{1}{A_d R_{id}} + \frac{1}{R_1} \right) \rightarrow V_E \left( \frac{1}{R_1 \parallel R_2} \right) = V_u \left( \frac{1}{R_1 \parallel A_d R_{id}} \right)$$

$$V_E = \frac{V_u (R_1 \parallel A_d R_{id})}{R_1 \parallel R_2}$$

$$V_i = V_d + V_E = \left( \frac{1}{A_d} + \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel (A_d R_{id})} \right) V_u$$

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{A_d R_{id}}{V_u} V_i = R_{id} \left( 1 + A_d \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel (A_d R_{id})} \right) \quad K = A_d \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel (A_d R_{id})}$$

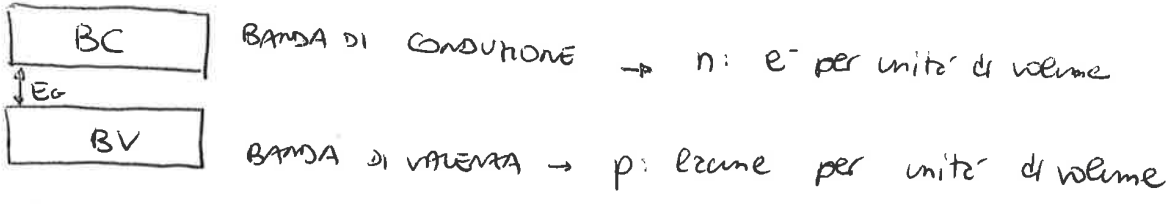
$$R_i \approx R_{id} (1 + K) \approx R_{id} K$$

La resistenza d'ingresso  $R_i$  è  $K$  volte più grande della resistenza differenziale d'ingresso  $R_{id}$



**SEMICONDUCTORI**

DENSITA' DI CORRENTE  $J = \sigma E$   
 ↓ CONDUCEBILITA' ELETTRICA      ↓ CAMPO ELETTRICO



E<sub>G</sub> = ENERGY GAP

GENERAZIONE E RICOMBINAZIONE

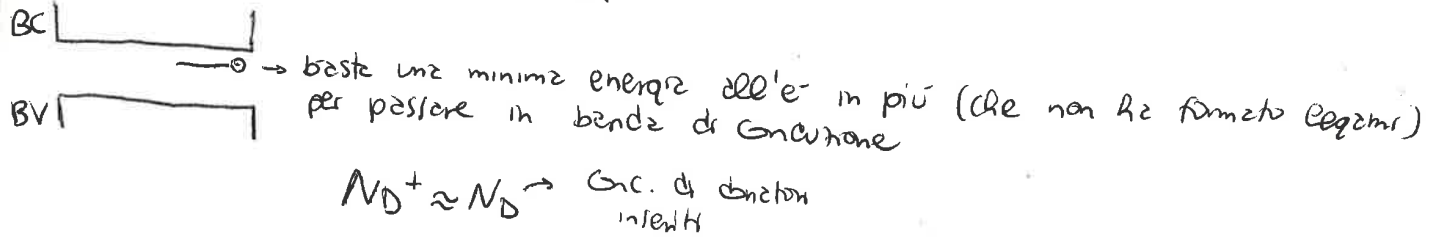
Per un semiconduttore intrinseco:  $n = p = n_i$  → CONCENTRAZIONE INTRINSECA

$$n_i^2 = N_C(T) \cdot N_V(T) e^{-\frac{E_G}{k_B T}}$$

densita' elettrici: n° di stati disponibili       $N_C, N_V \propto T^{3/2}$

DROGGAGGIO DI TIPO N

Inserisco atomi con piu' di 4 e<sup>-</sup> nel Si.  
 Questi atomi formano legami covalenti, pero' almeno un e<sup>-</sup> rimane singolo.  
 Sono atomi DONATORI di carica.



DROGGAGGIO DI TIPO P

Inserisco atomi con meno di 4 e<sup>-</sup> nel Si.  
 Ho degli e<sup>-</sup> del silicio che non sono piu' legati. L'atomo introdotto si comporta da ACCETTATORE e si carica negativamente.

$N_A^- \approx N_A$

Per un campione drogato ho NEUTRALITA' ELETTRICA se:

$n + N_A^- = p + N_D^+$

Vale la legge dell'azione di massa quindi:  $np = n_i^2$

$\begin{cases} n - p = N_D - N_A = N^+ \\ np = n_i^2 \end{cases}$  → DROGGAGGIO NETTO

DROGGAGGIO N:  $n \approx N^+$  se  $n_i \ll N^+$  ( $N^+ > 0$ )

DROGGAGGIO P:  $p \approx |N^+|$  se  $n_i \ll |N^+|$  ( $N^+ < 0$ )

CONCENTRAZIONI IN ECCESSO

- $\left\{ \begin{array}{l} n_n: \text{conc. di } e^- \text{ in un semiconduttore di tipo n} \\ p_n: \text{conc. di lacune in un semiconduttore di tipo n} \end{array} \right.$
- $\left\{ \begin{array}{l} n_p: \text{conc. di } e^- \text{ in un semiconduttore di tipo p} \\ p_p: \text{conc. di lacune in un semiconduttore di tipo p} \end{array} \right.$

$n_{no}$ : le pedice 0 indica che si è all'equilibrio termodinamico

CONC. IN ECCESSO

$$\left\{ \begin{array}{l} n_n' = n_n - n_{no} \\ p_n' = p_n - p_{no} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} n_p' = n_p - n_{po} \\ p_p' = p_p - p_{po} \end{array} \right.$$

Con  $n', p' > 0$ : INIEZIONE: inserisco cariche libere nel semiconduttore con equilibrio

$n', p' < 0$ : SVUOTAMENTO: porto via cariche rispetto all'equilibrio.

GENERAZIONE E RICOMBINAZIONE

TASSO DI GENERAZIONE  $G$ : n° portatori generati per unità di volume

TASSO DI RICOMBINAZIONE  $R$ : n° portatori ricombinati per unità di volume

TASSO NETTO DI RICOMBINAZIONE

$$\left\{ \begin{array}{l} U_n = R_n - G_n \\ U_p = R_p - G_p \end{array} \right.$$

All'equilibrio  $U_n = U_p = 0$  (es. ogni volta che promuovo un  $e^-$  in BC si forma una lacuna in BV)

$$U_n \approx \frac{n - n_0}{\tau_n} = \frac{n'}{\tau_n}$$

$$U_p = \frac{p - p_0}{\tau_p} = \frac{p'}{\tau_p}$$

Con  $\tau_n$  e  $\tau_p$  costanti di tempo indicanti il tempo in cui il semiconduttore ritorna in equilibrio, una volta smesso di perturbare il materiale

EQ DI CONTINUITA'

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} \frac{\partial J_n}{\partial x} - U_n \quad , \quad \frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{1}{q} \frac{\partial J_p}{\partial x} - U_p$$

La variazione della concentrazione di  $e^-$  nel tempo dev'essere compensata da un trasporto di  $e^-$  nello spazio (dovuto alle derivate della corrente) meno le cariche ricombinate all'interno del volume

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} \frac{\partial J_n}{\partial x} - \frac{n - n_0}{\tau_n} \quad \frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{1}{q} \frac{\partial J_p}{\partial x} - \frac{p - p_0}{\tau_p}$$

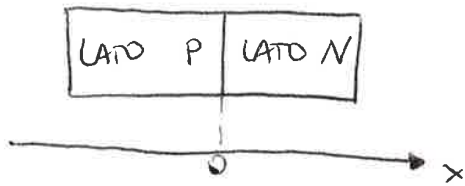
Con:  $J_n = q n n E + q D_n \frac{\partial n}{\partial x}$        $J_p = q p p E - q D_p \frac{\partial p}{\partial x}$

**GIUNZIONE PN**

3

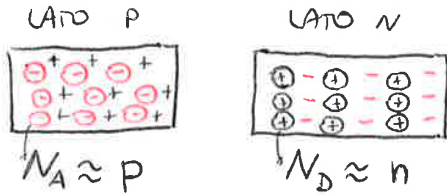
GIUNZIONE PN BRUSCA

Semiconduttore perfettamente cristallino che ha una parte drogata P e l'altra drogata N



Le due regioni hanno drogaggio uniforme  $N_A$  e  $N_D$

Posso pensare di prendere due lati isolati per creare la giunzione:



0 → cariche fisse  
+/- → cariche libere → i materiali sono separatamente neutri

→ la carica netta  $\rho$  nelle due regioni è 0 (le cariche si bilanciano)

Mettendoli in contatto, dal lato p le lacune si spostano verso il lato n (per eliminare il gradiente di concentrazione → sono tante a sx e poche a dx) e gli elettroni si spostano verso il lato p.

A cavallo della giunzione si crea una regione dove non ci sono cariche libere. Si crea una regione di svuotamento: assenza di cariche libere (ma c'è carica!) RS.

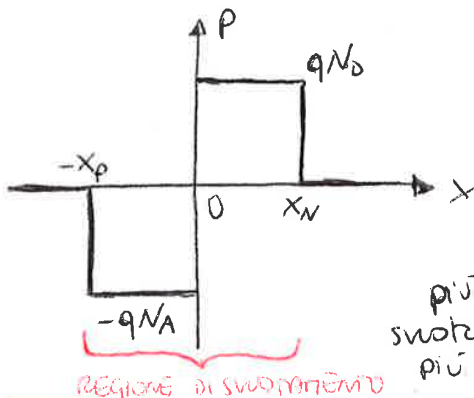


- quindi la carica netta non è nulla,  $\rho \neq 0!$
- ho un campo elettrico nella regione di svuotamento

Devo far sì che si ottenga una condizione di equilibrio che c'è con le correnti di diffusione che si creano insieme alla giunzione.

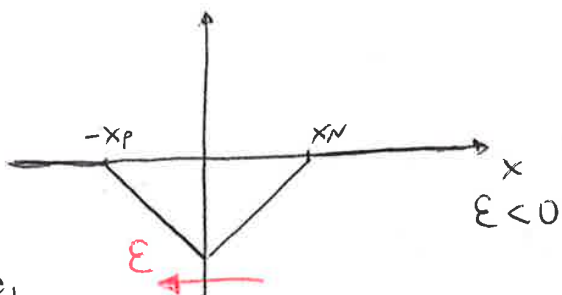
Es. le lacune si spostano a dx. Devo avere qualcosa che le impedisca, quindi una corrente di trascinamento → campo elettrico, diretto verso sx.

Poco per volta che continua la diffusione la regione di svuotamento si allarga e il campo elettrico  $E$  è rivolto verso sx.



$$\frac{dE}{dx} = \frac{\rho}{\epsilon}$$

più la regione di svuotamento si allarga, più il campo elettrico cresce in modulo.



Ho che nelle regione svotata

$$\epsilon(x) = \begin{cases} -\frac{qN_A}{\epsilon} (x + x_p) & -x_p \leq x \leq 0 \\ \frac{qN_D}{\epsilon} (x - x_n) & 0 \leq x < x_n \end{cases}$$

Cerco il potenziale  $\phi$  nelle regione svotata

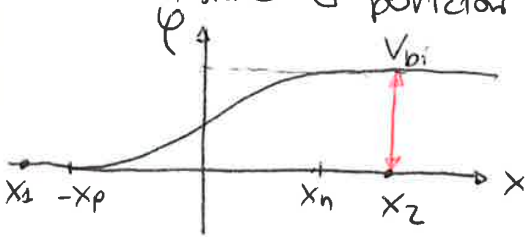
Integro  $\frac{d\phi}{dx} = -\epsilon$

$$\phi(x) = \begin{cases} \frac{qN_A}{2\epsilon} (x + x_p)^2 & -x_p \leq x < 0 \\ -\frac{qN_D}{2\epsilon} (x - x_n)^2 + \frac{qN_A}{2\epsilon} x_p^2 + \frac{qN_D}{2\epsilon} x_n^2 & 0 \leq x < x_n \end{cases}$$

$$\phi(x_n) - \phi(-x_p) = \frac{qN_D}{2\epsilon} x_n^2 + \frac{qN_A}{2\epsilon} x_p^2 \rightarrow \text{POTENZIALE DI CONTATTO o DI BUILT-IN } V_{bi}$$

è la differenza di potenziale sulle regione di svotamento in equilibrio. Questo potenziale dipende dalla presenza della regione, dovuta all'aver messo insieme due materiali con caratteristiche diverse.

Il potenziale esprime l'esistenza del campo elettrico (che deve compensare la diffusione di portatori minoritari).

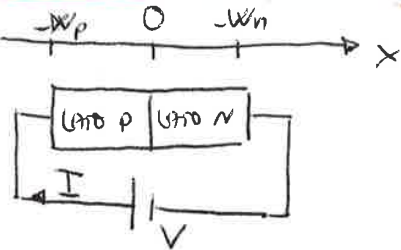


$$N_p(x_1) = N_A, N_n(x_2) = \frac{n_i^2}{N_D}$$

$$V_{bi} = V_T \ln\left(\frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2}\right) \rightarrow \text{è noto se conosco il drogaggio!!}$$

$$x_n, x_p \propto \sqrt{V_{bi}}$$

GIUNZIONE PN FUORI EQUILIBRIO



La tensione  $e$  applicata sul lato p rispetto al lato n  
La corrente  $I$  è costante in ogni punto

Nelle regioni neutre c'è una resistenza parassita,  $R_{pp}$  per il lato p e  $R_{pn}$  per il lato n.



$$R_p = R_{pp} + R_n$$

$$\text{Se } R_p |I| \ll |V| \Rightarrow V \approx V_2 \quad (V_2 = \text{tensione sulle regione di svotamento})$$

La tensione applicata dall'esterno interferisce quindi sulle tensione delle regione di svotamento.

L'ampiezza delle regioni di svotamento è proporzionale a  $\sqrt{\psi(x_n) - \psi(-x_p)}$

Se polarizzo, passo da  $V_{bi}$  a  $V_{bi} - V$  e  $x_n$  e  $x_p$  vengono modificate in modo proporzionale a  $\sqrt{V_{bi} - V}$

In ogni punto della giunzione:

$$J = J_{n,diff}(x) + J_{p,diff}(x) + J_{n,tr}(x) + J_{p,tr}(x)$$

Nelle regioni neutre  $E=0$  e ho basso livello di iniezione:

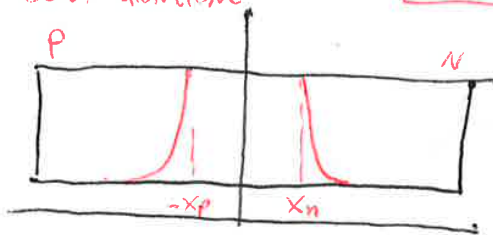
$$\begin{cases} J \approx J_{n,diff}(x) + J_p(x) & x < -x_p \\ J \approx J_n(x) + J_{p,diff}(x) & x > x_n \end{cases}$$

Distribuzione dei portatori minoritari nelle regioni neutre:

$$n'_p(x) = n'_p(-x_p) e^{-\frac{x+x_p}{L_n}}$$

$$p'_n(x) = p'_n(x_n) e^{-\frac{x-x_n}{L_p}}$$

LEGGE DELLA GIUNZIONE



La distribuzione dei minoritari è concentrata ai lati delle regioni di svotamento e decresce esponenzialmente

	MAGGIORITARI	MINORITARI
LATO N	$n_{no}(x_n) = N_D$	$p_{no}(x_n) = n_i^2 / N_D$
LATO P	$p_{po}(-x_p) = N_A$	$n_{po}(-x_p) = \frac{n_i^2}{N_A}$

$$\frac{N_A N_D}{n_i^2} = \frac{N_A}{\frac{n_i^2}{N_D}} \rightarrow \frac{p_{po}(-x_p)}{p_{po}(+x_n)}$$

$$= \frac{N_D}{\frac{n_i^2}{N_A}} \rightarrow \frac{n_{no}(x_n)}{n_{po}(-x_p)}$$

$$V_{bi} = V_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} = V_T \ln \frac{n_{po}(-x_p)}{n_{po}(x_n)} = V_T \ln \frac{p_{po}(-x_p)}{p_{no}(x_n)}$$

All'equilibrio

$$\frac{p_{no}(x_n)}{p_{po}(-x_p)} = \frac{n_{po}(-x_p)}{n_{no}(x_n)} = e^{-\frac{V_{bi}}{V_T}}$$

Fuori equilibrio:

$$\frac{p_n(x_n)}{p_p(-x_p)} \approx \frac{n_p(-x_p)}{n_n(x_n)} \approx e^{-\frac{V_{bi} - V}{V_T}}$$

$$\begin{aligned} n_n(x_n) &\approx n_{no}(x_n) \\ p_p(-x_p) &\approx p_{po}(-x_p) \end{aligned}$$

LEGGE DELLA GIUNZIONE:

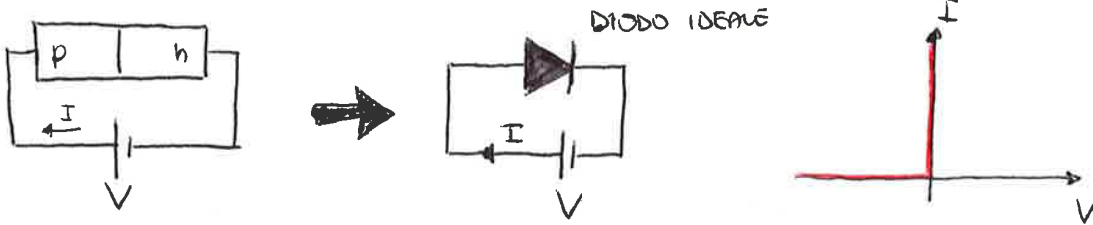
$$\begin{cases} p_n(x_n) = p_{no}(x_n) e^{\frac{V}{V_T}} \\ n_p(-x_p) = n_{po}(-x_p) e^{\frac{V}{V_T}} \end{cases}$$

Con eccessi di portatori nei lati lunghi:

$$\begin{cases} n'_p(-x_p) = \frac{n_i^2}{N_A} (e^{\frac{V}{V_T}} - 1) \\ p'_n(x_n) = \frac{n_i^2}{N_D} (e^{\frac{V}{V_T}} - 1) \end{cases}$$

La caratteristica statica è **NON LINEARE**

6



DIODO IDEALE:

- POLARIZZAZIONE DIRETTA ( $V > 0$ ): ha una corrente elevata con piccola tensione CORTO CIRCUITO
- POLARIZZAZIONE INVERSA ( $V < 0$ ): ha una piccola corrente anche con una tensione elevata (in modulo) CIRCUITO APERTO

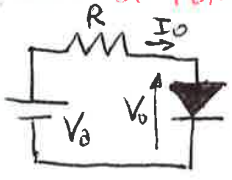
Senza trascurare le GR nelle regione svuotata la caratteristica statica è

$$I = I_s \left( e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1 \right)$$

con  $\eta$  FATTORE DI IDEALITÀ  $\approx \begin{cases} 1 \\ 2 \end{cases}$

per tensioni dirette elevate  
per basse tensioni dirette ( $V \leq 0,3V$ ) e in polarizzazione inversa

PUNTO DI FUNZIONAMENTO A RIPOSO



Sul diodo ho V e I che devono soddisfare:

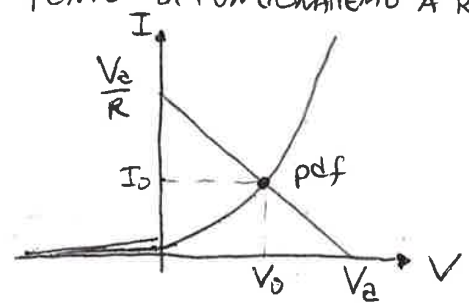
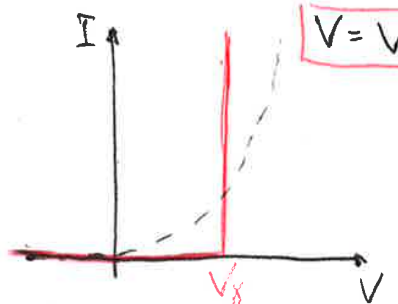
- $I = I(V)$ , non lineare e dipendente dall'esponentiale
- relazione lineare  $V = V_a - RI$  (RETTA DI CARICO)

Il punto di intersezione delle due condizioni è il punto DI FUNZIONAMENTO A RIPOSO

MODELLO STATICO SEMPLIFICATO

- POLARIZZAZIONE INVERSA: il diodo è in CIRCUITO APERTO  $I = 0$

- POLARIZZAZIONE DIRETTA: il diodo ha una CADUTA DI POTENZIALE COSTANTE  $V = V_\gamma = \text{cost}$



$$V_\gamma \approx \frac{E_e}{29}$$

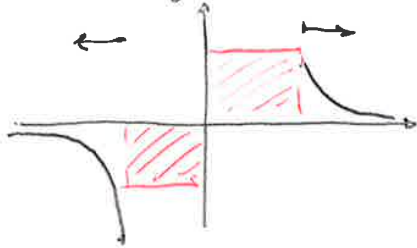
$$V_\gamma = 0,5 \div 0,6 V$$

**CAPACITÀ DI DIFFUSIONE**

(7)

$$C_d[V(t)] = qA n_i^2$$

Abbiamo che in polarizzazione diretta abbiamo in eccesso di portatori minoritari ai due lati nella regione neutra.



L'eccesso di  $e^-$  è  $\propto (e^{\frac{V}{V_T}} - 1)$ , quindi è una carica che dipende dalla tensione.

Ha un contributo capacitivo!

Questa carica è detta carica mobile  $Q_m$ .

$\frac{dQ_m}{dt}$  è la variazione di carica che dipende dalla tensione  $\rightarrow \frac{dQ_m}{dV} \frac{dV}{dt}$

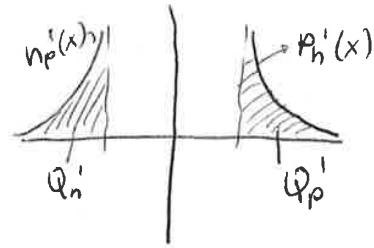
$C_d[V(t)]$ : capacità di diffusione (portatori minoritari in eccesso <sup>tensione</sup> stabilendosi dall'equilibrio, ossia imponendo una  $V \neq 0$ )

Per la carica in eccesso nei due lati lunghi:

$$Q_n' = -qA \int_{-w_p}^{-x_p} n_p'(x) dx$$

$$Q_p' = qA \int_{x_n}^{w_n} p_n'(x) dx$$

$$C_d[V(t)] \propto e^{\frac{V(t)}{V_T}}$$



Polarizzazione INVERSA: ( $V < 0$ )  $\rightarrow$  prevale la **CAPACITÀ DI SVUOTAMENTO**

CAPACITÀ DI DIFFUSIONE TRASCURABILE  
(anche  $C_d$   $\neq 0$ , ma molto più lentamente - decice vs esponenziale)

Polarizzazione DIRETTA: ( $V > 0$ )  $\rightarrow$  prevale la **CAPACITÀ DI DIFFUSIONE**

CONDUTTANZA DIFFERENZIALE:  $g_{do} = \left. \frac{\partial i_{dc}}{\partial V} \right|_{V=V_0} = \frac{I_0 + I_S}{\eta V_T}$

CAPACITÀ DIFFERENZIALE DI SVUOTAMENTO:  $C_{fo} = \left. \frac{\partial Q_f}{\partial V} \right|_{V=V_0} = A \sqrt{\frac{A \epsilon N_{eq}}{2(V_{bi} - V)}}$

↳ è differenza del modello di campo segnale e una costante, dove  $V_0$

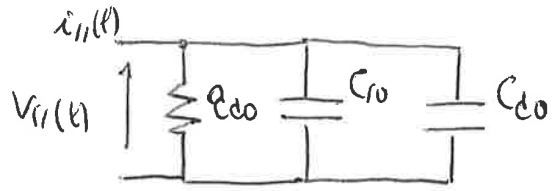
CAPACITÀ DIFFERENZIALE DI DIFFUSIONE:  $C_{do} = \left. \frac{\partial Q_m}{\partial V} \right|_{V=V_0} = q A \frac{n_i^2}{V_T} \left[ \frac{L_n}{N_A} + \frac{L_p}{N_D} \right] e^{\frac{V_0}{V_T}}$   
↳ costante

Da cui  $i(t) = \cancel{I_0} + i_{ss}(t) \approx \underbrace{\cancel{I_0} + g_{do} V_{ss}(t)}_{\text{componente statica}} + C_{fo} \frac{dV_{ss}}{dt} + C_{do} \frac{dV_{ss}}{dt}$

Ho una relazione non lineare tra  $i$  e  $v$ , ma invece ho una relazione lineare tra la variazione di corrente rispetto al pdf e la variazione di tensione rispetto al pdf

$i_{ss}(t) = g_{do} V_{ss}(t) + C_{fo} \frac{dV_{ss}}{dt} + C_{do} \frac{dV_{ss}}{dt}$

CIRCUITO DI PICCOLO SEGNALE:



Ma è peggio di essere lineare, ma non mette in relazione  $i(t)$  e  $v(t)$ , ma  $i_{ii}(t)$  e  $v_{ii}(t)$ .

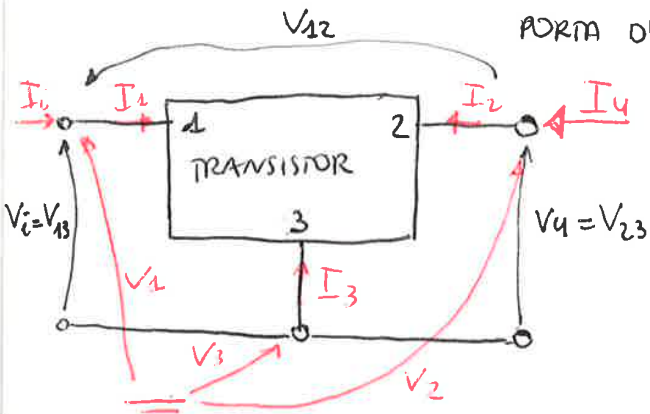
Voglio lineartizzare tutti gli elementi del circuito

- gli elementi lineari (R, L, C) non sono modificati
- generatore di tensione:  $V = \text{cost} \rightarrow$  non ho variazione di tensione  
 $= V_0 + V_{ss}(t)$   
 $\hookrightarrow = 0! \rightarrow$  CIRCUITO CHIUSO
- generatore di corrente:  $I = \text{cost} \rightarrow$  non ho variazione di corrente  
 $= I_0 + I_{ii}(t)$   
 $\hookrightarrow = 0! \rightarrow$  CIRCUITO APERTO



# TRANSISTOR BIPOLARE

Ha almeno tre terminali: TERMINALE COMUNE  
 PORTA D'INGRESSO  
 PORTA D'USCITA



KVL :  $V_{12} = V_{13} - V_{23}$

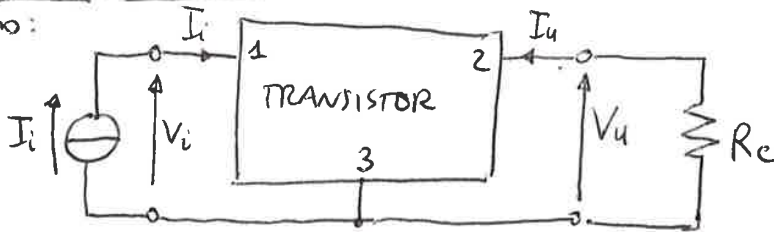
KCL :  $I_1 + I_2 + I_3 = 0$

↓  
 ho 2 grandezze indipendenti, non 3

$I_u$  dipende oltre che da  $V_u$  anche da una grandezza d'ingresso

## AMPLIFICATORE LINEARE

Prendiamo:



↓  
 $I_u(V_u, V_i)$   
 $I_u$  funzione di  $V_u$  e  $V_i$

In piccoli segnali :  $I_i = I_{i0} + i_{i,ss}(t)$

invece di Taylor

$$I_u = I_{u0} + i_{u,ss}(t) = I_u(V_{u0} + V_{u,ss}(t), I_{i0} + i_{i,ss}(t))$$

$$\approx \underbrace{I_{u0}}_{I_{u0}} + \frac{\partial I_u}{\partial V_u} \Big|_{(V_{u0}, I_{i0})} V_{u,ss}(t) + \frac{\partial I_u}{\partial I_i} \Big|_{(V_{u0}, I_{i0})} i_{i,ss}(t)$$

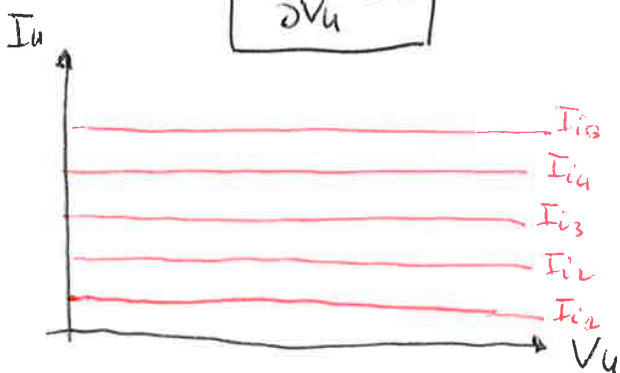
Dato che è lineare,  $i_{u,ss}(t) \propto i_{i,ss}(t)$

$$i_{u,ss}(t) \approx \frac{\partial I_u}{\partial V_u} \Big|_{(V_{u0}, I_{i0})} V_{u,ss}(t) + \frac{\partial I_u}{\partial I_i} \Big|_{(V_{u0}, I_{i0})} i_{i,ss}(t)$$

Per una relazione lineare tra  $i_{u,ss}(t)$  e  $i_{i,ss}(t)$  deve essere ZERO.

La corrente d'uscita deve essere indipendente dalle variazioni di tensione d'uscita →

$$\frac{\partial I_u}{\partial V_u} = 0$$



La corrente d'uscita non dipende dalla tensione in uscita

A seconda della polarizzazione, ho 4 regioni: (npn)

• REGIONE DI INTERDIZIONE:  $V_{BE} < 0, V_{BC} < 0$

nelle app. digitali vanno in questi due stati

Le correnti che passa da E → B e da B → C e' circa 0.  
 ↳ corrente di collettore  $I_C \approx 0 \rightarrow$  CIRCUITO APERTO

• REGIONE DI SATURAZIONE:  $V_{BE} > 0, V_{BC} > 0$

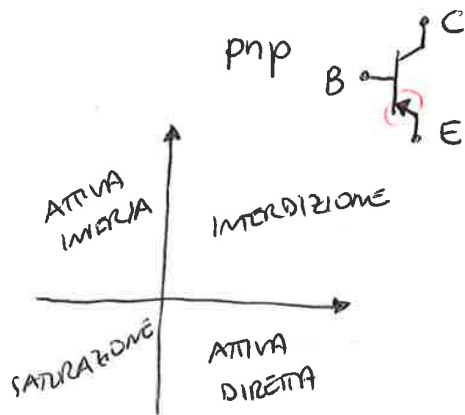
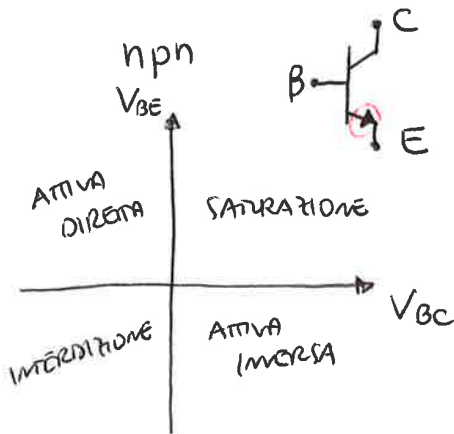
secondo il modello statico, una regione in diretta ha una tensione praticamente fissata  $V_{\gamma}$ . (valori di poco)  
 $V_{BE}$  e  $V_{BC}$  sono circa  $V_{\gamma}$ , quindi  $V_{CE} = V_{BE} - V_{BC} \approx 0$   
 In pd. diretta le due correnti  $I_E$  ed  $I_C$  sono molto grandi  
 ↳ CORTO CIRCUITO

• REGIONE ATTIVA DIRETTA:  $V_{BE} > 0, V_{BC} < 0$

regione di funzionamento per le app. analogiche e' la condizione migliore per far funzionare il transistor

• REGIONE ATTIVA INVERSA:  $V_{BE} < 0, V_{BC} > 0$

scambio E ed C in quella in diretta  
 le resistenze pessimi! Non si deve andare in questo caso

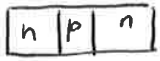


Le flussio di e- va dall'E alla B, quindi la corrente e' negativa (verso l'E)

Le flussio di lacune va dall'E alla B, quindi la corrente e' positiva (verso la C)

↳ differenza nel segno della carica!

**FLUSSI DI CARICA IN R.A.D.**  $V_{BE} > 0, V_{BC} < 0$

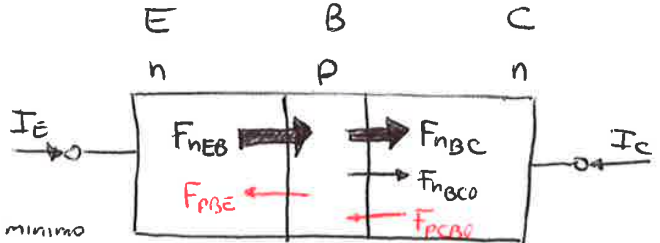


In diretta in retto elettroni in B con diffusione  $J_{n,diff}$ , oltre alle lacune in E ma questa è trascurabile.

Indica con  $F_a$  il **FLUSSO DI PORTATORI** di  $\alpha = n, p$ , ossia  $e^-$  o lacune per unità di tempo e superficie  $\rightarrow J_{\alpha,diff} = q|F_a|$

Tra E e B ho:

- elettroni da E a B
- lacune da B a E  $\rightarrow$  cerca di rendere minimo accorciando la base



Tra B e C ho:

- Suddito il flusso di  $e^-$ :  $F_{nBC}$ : elettroni che arrivano dall'E e vanno a C
- $F_{nBCO}$ : pochi elettroni presenti nella base (in assenza di E) e quelli che arrivano se  $V_{BE} = 0$   $\rightarrow$  portatori minoritari letto p
- Lacune da C a B

Da questo ho

$$\begin{cases} I_E = -qAF_{nEB} - qAF_{pBE} \\ I_C = qAF_{nBC} + qAF_{nBCO} + qAF_{pCBO} \end{cases}$$

$I_{CBO}$ : CORRENTE INVERSA DI SATURAZIONE e trascurabile di solito rispetto a  $I_E$

La corrente di base è  $I_B = -I_C - I_E$

Vogliamo  $I_C \approx -I_E$  e  $I_B \approx 0 \rightarrow$

$$\begin{cases} F_{pBE} \approx 0 \\ F_{nBE} \approx F_{nBC} \\ I_{CBO} \approx 0 \end{cases} \rightarrow \text{già vero per le qm hanno per}$$

Definisco i fattori di merito (che essendo un'efficienza devono tendere a 1)

- EFFICIENZA DI INIEZIONE di emettitore:  $\gamma = \frac{F_{nEB}}{F_{nEB} + F_{pBE}}$   
dice qual è la percentuale della corrente di emettitore fatta da  $e^-$   
Più  $\gamma \rightarrow 1$ , più  $F_{pBE} \approx 0$   $\gamma \leq 1$
- FATTORE DI TRASPORTO di base:  $\beta = \frac{F_{nBC}}{F_{nEB}}$   
 $\beta \leq 1$

FATTORE DI TRASPORTO

$$b = \frac{F_{nBC}}{F_{nEB}} = \left[ \cos \left( \frac{W_B}{L_{nB}} \right) \right]^{-1} \approx 1 - \frac{W_B^2}{2L_{nB}^2}$$

con  $L_{nB} = \sqrt{D_{nB} \tau_n}$

lunghezza di diffusione degli e<sup>-</sup> nella base

$$(\cos x)^{-1} \approx 1 + \frac{x^2}{2}$$

Per  $b \approx 1$ ,  $W_B \ll L_{nB}$

Fino ad adesso abbiamo parlato in r.a.d.

Modello statico di EBERS MOLL

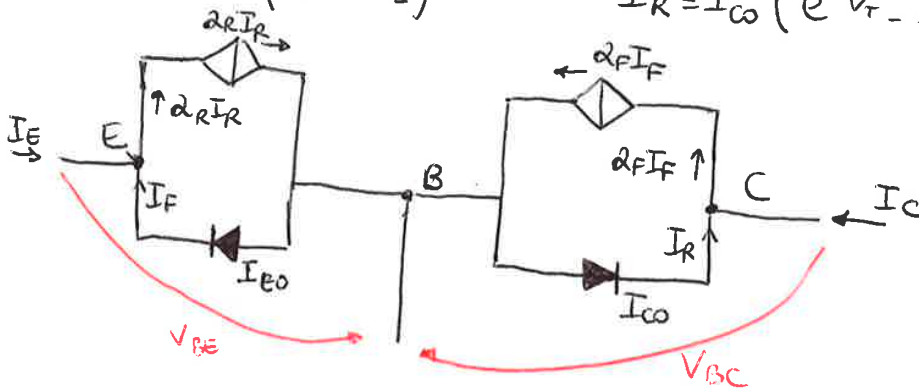
Abbiamo che  $I_E, I_C$  e  $I_B$  sono combinazioni lineari di esponenziali delle tensioni applicate alle due giunzioni

$$\begin{cases} I_E = -I_F + \alpha_R I_R \\ I_C = -I_R + \alpha_F I_F \end{cases}$$

e sono valide per tutte le regioni di funzionamento

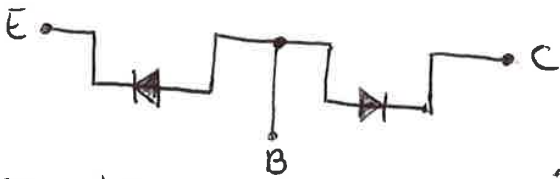
con  $I_F = I_{E0} \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$

$I_R = I_{C0} \left( e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$



MODELLO DI EBERS MOLL

Se  $\alpha_R, \alpha_F = 0$ , ossia se le b.c.j.e. e' lunga

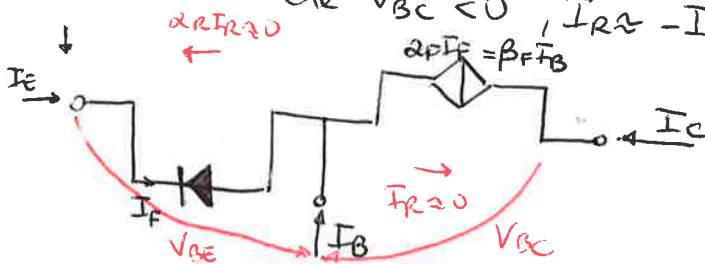


Ossia due diodi in antiserie

Valde le CONDIZIONE DI RECIPROCITA':

$$\alpha_R I_{C0} = \alpha_F I_{E0}$$

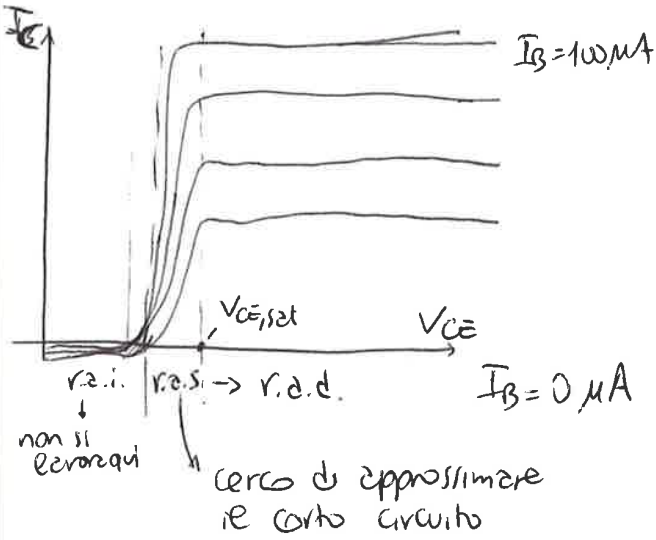
In r.a.d. dato che  $V_{BC} < 0, I_{R2} \approx -I_{C0} \approx 0$ , da cui  $\alpha_R I_{R2} \approx 0$



$$I_E = -I_F$$

$$I_C = \alpha_F I_F \rightarrow I_C \approx -\alpha_F I_E$$

**CARATTERISTICHE D'USCITA**



amplificazione

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

$$\beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R}$$

Dopo  $V_{CE,sat}$  la corrente rimane costante  $\approx \beta_F I_B$

la corrente d'uscita dipende dalla corrente d'ingresso  $I_B$ , non dalla tensione  $V_{CE}$

In r.a.d. si approssimano le caratteristiche statiche:

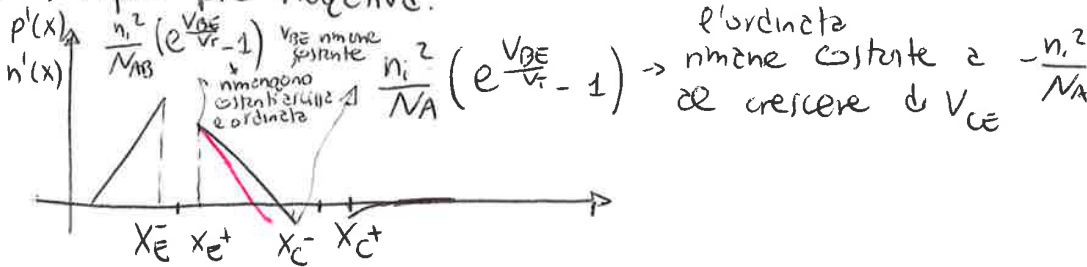
- tensione d'ingresso:  $V_{BE} \approx 0,6 V = cost$
- corrente d'uscita:  $I_C = \beta_F I_B$  (indipendente da  $V_{CE}$ )

(sostituire la giunzione pn in Ebers Moll con il modello statico semplificato)

**EFFETTO EARLY**

In r.a.d.  $V_{BE} \approx cost \approx 0,6 V$ .

Se  $V_{CE}$  cresce, ma  $V_{BE}$  rimane costante,  $V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} < 0$  diventa sempre più negativa.



All'aumentare di  $V_{CE}$  si allarga sempre più la regione centrale, ossia  $x_C^-$  si sposta a sx ( $x_C^- \propto \sqrt{V_{bi} - V_{BC}}$ ) perché all'aumentare di  $V_{CE}$  polarizzo sempre più inversamente.

tensione applicata

Così aumenta la pendenza della distribuzione

così aumenta la corrente -  $q D_n \frac{dn_p}{dx} = J_{n,diff} \approx |J_e|$

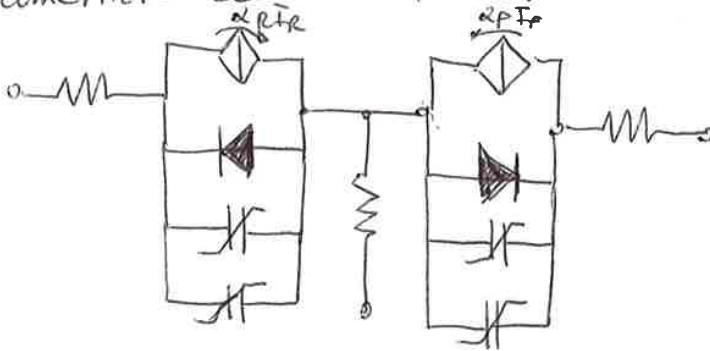
La larghezza della regione neutra di base si accorcia, quindi aumenta la corrente di emettitore. Aumenta anche il fattore di trasporto  $b$ , così al crescere di  $V_{CE}$  aumenta la corrente di collettore!

COMPORTEMENTO DINAMICO - MODELLO DI EBERS MOLL DINAMICO

Aggiungo al modello di Ebers Moll due effettive capacità:

- CAPACITÀ DI SVUOTAMENTO:  $C_s(v) \propto \frac{1}{\sqrt{V_{bi} - v}}$  dominante in pol. inversa
- CAPACITÀ DI DIFFUSIONE:  $C_d(v) \propto e^{\frac{v}{V_T}}$  dominante in pol. diretta

Nel modello aggiungo in parallelo alle giunzioni le capacità non lineari. All'aumentare della frequenza, le capacità tendono al corto circuito e si cortocircuita l'effetto transistor. Le prestazioni del transistor peggiorano all'aumentare della frequenza.



MODELLO DI PICCOLO SEGNALE STATICO IN R.A.D.

Avrà che

$$i_c = I_{C0} + i_{c,ss}(t) \quad i_B = I_{B0} + i_{B,ss}(t)$$

$$V_{BE} = V_{BE0} + V_{BE,ss}(t) \quad V_{CE} = V_{CE0} + V_{CE,ss}(t)$$

Indichiamo approssimando dicendo che le perturbazioni sono piccole rispetto al pdf statico:

$$|V_{BE,ss}(t)| \ll |V_{BE0}| \quad , \quad |V_{CE,ss}(t)| \ll |V_{CE0}|$$

Quindi

$$i_c = i_c(V_{BE}, V_{CE}) = I_{C0} + i_{c,ss}(t) = i_c(V_{BE0} + V_{BE,ss}(t), V_{CE0} + V_{CE,ss}(t)) \approx$$

$$\approx i_c(V_{BE0}, V_{CE0}) + \frac{\partial i_c}{\partial V_{BE}} \bigg|_{(V_{BE0}, V_{CE0})} \cdot V_{BE,ss}(t) + \frac{\partial i_c}{\partial V_{CE}} \bigg|_{(V_{BE0}, V_{CE0})} \cdot V_{CE,ss}(t)$$

*g<sub>m</sub> conduttante → g<sub>ce</sub>*

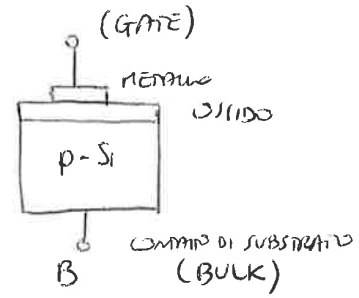
In r.a.d. senza effetto Early (appoggio le caratteristiche statiche costanti)

$$I_E \approx -I_{E0} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad I_C \approx -\alpha_F I_E \quad I_B \approx (\alpha_F - 1) I_E$$

# TRANSISTORE MOSFET

Il sistema MOS è formato dalle seguenti parti:

- M: metallo - dev'essere un conduttore ideale
- O: ossido - isolante
- S: semiconduttore (substrato)



• ossido:  $\text{SiO}_2$ : ha carica libera nulla

e' sottile - q e' possono passare per effetto tunnel

• metallo: spesso e' invece spesso policristallino drogato n<sup>+</sup> (poly)

L'isolante blocca la corrente statica, per qualunque tensione di polarizzazione. Per evitare l'effetto tunnel, devo ispessire l'isolante, ma peggiorano le prestazioni. Si e' cambiato il tipo di ossido. Dato che hanno una  $\epsilon_r$  maggiore, possono essere costruiti più spessi.

Depongo sul substrato del biossido di silicio  $\text{SiO}_2$ .

Poi faccio crescere del polipirene sopra il  $\text{SiO}_2$ .

Il materiale e' cristallino e' quindi. Ho tanti cristalli perfetti nell'interfaccia, ma non sono allineati.

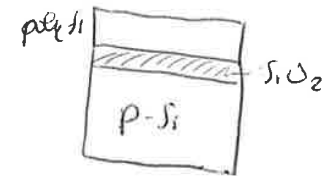
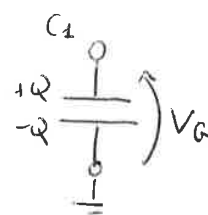
La struttura e' simile a quella del CONDENSATORE

## DESCRIZIONE QUALITATIVA

Nel condensatore applicando la tensione  $V_G$

le armature si caricano con cariche  $+Q$  e  $-Q$ .

All'esterno ho campo nullo.



$$C = \frac{\epsilon A}{d}$$

Il segno della carica sul gate coincide con quello della tensione applicata.

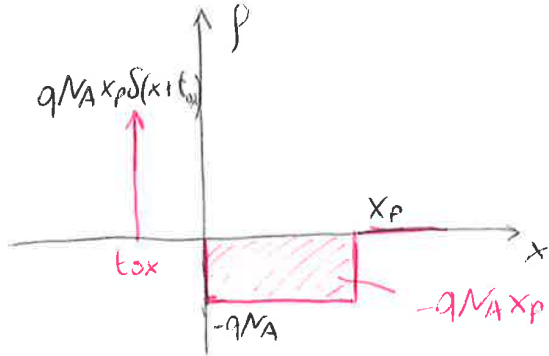
L'armatura inferiore nel MOS non e' un metallo, non e' un conduttore ideale. Se  $V_G < 0$ , accumulo e<sup>-</sup> all'interfaccia metallo-ossido.

La carica positiva che si trova nella parte inferiore del condensatore, che e' un semiconduttore drogato p e' associata ad un accumulo di lacune. Il campo elettrico  $E$  attira le lacune verso l'interfaccia (si generano delle lacune libere in quella regione).

La regione di accumulo per  $V_G < 0$  non e' molto interessante.

**DENSITA' DI CARICA E CAMPO ELETTRICO**

Ho una carica negativa nella regione svuotata del pato p (quella a  $-q_{MAXP}$ , compensata dalla carica positiva accumulata su una regione del metallo concentrata in uno spessore nullo, centrata in  $x_0$ .



$t_{ox}$ : spessore dello strato di ossido

$$q_{MAXP} \delta(x+x_{tox}) = -q_{MAXP}$$

Il campo E è il gradiente del MOS

Il campo E si ottiene integrando  $\frac{dE}{dx} = \frac{\rho}{\epsilon}$



$E_{ox}$ : campo elettrico dell'ossido

$E_{so}$ : campo elettrico del semiconduttore

Il campo E non è continuo in 0. Questo perché passiamo da un materiale con costante elettrica più piccola ( $SiO_2$ ) al silicio che è costante dielettrica relativa maggiore. Se aumento E, posso diminuire il campo elettrico.

Deve essere che

$$\epsilon_{ox} E_{ox} = \epsilon_s E_{so}$$

Volgo aumentare E perché così posso avere uno spessore maggiore

**POTENZIALE ELETTROSTATICO**

Il salto di potenziale è il potenziale di built-in.

$$\frac{d\phi}{dx} = -E \quad (\text{il potenziale è sempre decrescente o costante dato che } -E \text{ è negativo/nullo)}$$

Il potenziale è costante nel metallo e nel semiconduttore. In metallo può solo decrescere. Prendo  $\phi=0$  nella regione del semiconduttore.

$$V_{ox} = \phi(-t_{ox}) - \phi(0), \quad V_s = \phi(0) - \phi(x_p) \quad V_{ox} = E_{ox} t_{ox}$$

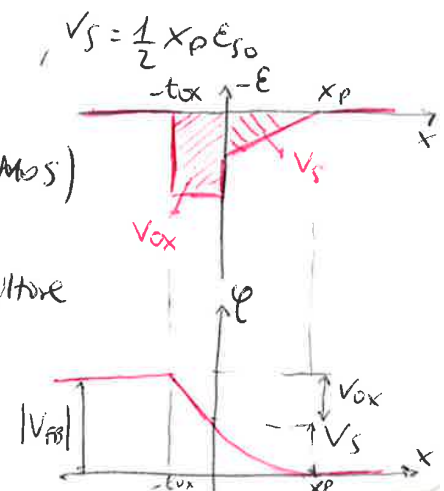
La differenza di potenziale tra metallo e pato p è:

$$|V_{FB}| = V_{ox} + V_s \quad (\text{potenziale di built-in del MOS})$$

→ tensione di BARRA PIATTA

$V_{FB} < 0$  - cioè il salto di potenziale tra metallo e semiconduttore all'equilibrio.

Posso avere le stesse cadute di potenziale nell'ossido se ho un  $\epsilon$  più piccolo ma uno spessore maggiore. Così contrasto l'effetto tunnel senza cambiare le caratteristiche del sistema.





## CONCENTRAZIONE DI CARICA NEL SEMICONDUITORE

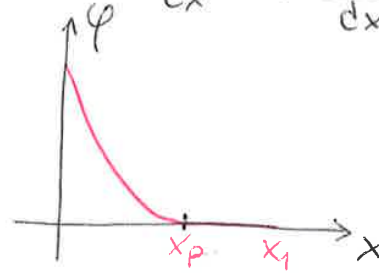
Per la giunzione pn:

- $J_p = 0 = q\mu_p E - qD_p \frac{dp}{dx} \rightarrow \frac{d\phi}{dx} = -V_T \frac{dp}{dx}$
- $J_n = 0 = q\mu_n E + qD_n \frac{dn}{dx} \rightarrow \frac{d\phi}{dx} = V_T \frac{dn}{dx}$

Inversione

Nel MOS all'interno del semiconduttore ( $x > 0$ ) sappiamo che per  $x_1 > x_p$ , ossia fuori della regione di svuotamento - regione neutra,

$$p(x_1) = N_A \quad n(x_1) = \frac{n_i^2}{N_A}$$



In più  $\phi(x_1) = 0$  (e' nella regione neutra).

$$\phi(x) - \phi(x_1) = V_T \ln \frac{p(x)}{p(x_1)} = V_T \ln \frac{n(x)}{n(x_1)}$$

infatti  $\int_{x_1}^x \frac{d\phi}{dx} dx = \int_{x_1}^x -V_T \frac{dp}{dx} dx \rightarrow \phi(x) - \phi(x_1) = [-V_T \ln p]_{x_1}^x = -V_T \ln p(x) + V_T \ln p(x_1) = V_T \ln \frac{p(x_1)}{p(x)}$

Invertendo ottengo che

$$p(x) = N_A e^{-\frac{\phi(x)}{V_T}}$$

$$n(x) = \frac{n_i^2}{N_A} e^{\frac{\phi(x)}{V_T}}$$

per  $\phi = 0$ , ritorno nelle condizioni di prima \*

c'è un legame esponenziale tra il potenziale della regione svuotata e la concentrazione di carica

per un numero grande di e, ma moltiplicato per  $\frac{n_i^2}{N_A}$ , quindi anche  $n(x)$  è trascurabile.

$$p(x) \ll 1 \quad (\text{tende a 0 se cresce } \phi(x))$$

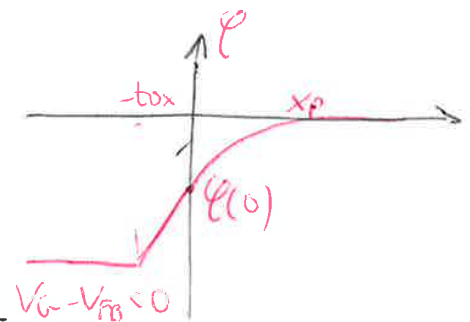
svuotamento

$$V_{FB} \approx -1V$$

$V_G = V_{FB}$  punto in cui la carica è 0.

$V_G < V_{FB}$  se il potenziale del metallo è minore del potenziale del semiconduttore

Ho un E nell'ossido e una distribuzione di potenziale negativo. Se  $\phi(x) < 0$ , ho  $p(x) = N_A e^{-\frac{\phi(x)}{V_T}}$  che è un numero grande, quindi ho un ACCUMULO DI CARICHE



**CARICHE DI INVERSIONE**

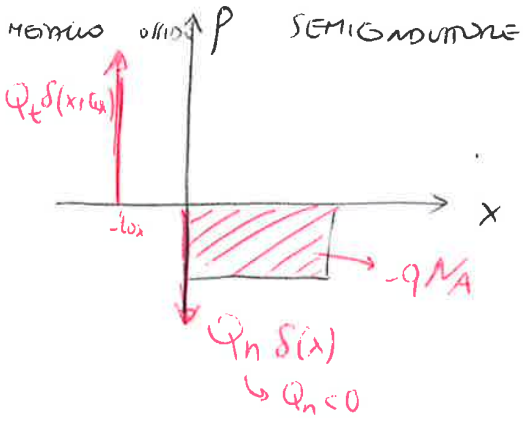
In regione di inversione ho:

- carica all'ovale della regione ( $< 0$ ) di svuotamento nel semiconduttore

$$Q_d = -qN_A x_p \quad (\text{carica/area})$$

- carica negativa di inversione  $Q_n$  all'ovale e quando  $\phi(x)$  e' massimo (e' molto sottile)

Nel metallo ho una carica uguale e opposta a quella del semiconduttore.  $Q_m$  e' sono su un piccolo intervallo dell'interfaccia.



e opposta a quella del semiconduttore.

Vale la condizione di neutralità:

$$Q_t = -Q_n - Q_d = qN_A x_p + |Q_n|$$

**CARICA DI INVERSIONE  $Q_n$**

$$Q_n = -C_{ox} (V_G - V_{th})$$

In forte inversione per  $V_G$  crescente  $Q_n$  dipende linearmente da  $V_G$

In regime di svuotamento ( $V_G$  decrescenti)  $Q_n$  si annulla

Si approssima dicendo che l'inversione inizia per  $V_G = V_{th}$



Per  $V_G = V_{th} \rightarrow Q_n = 0$

↓  
TENSIONE DI APPARTAMENTO

non ho cariche libere  
↓  
non ho portatori

**LEGGE DI CONTROLLO DI CARICA**

$$Q_n = \begin{cases} -C_{ox} (V_G - V_{th}) & V_G > V_{th} \\ 0 & V_G \leq V_{th} \end{cases}$$

$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$  : CAPACITÀ PER UNITÀ DI SUPERFICIE DELL'OSSIDO

La legge di controllo su substrato n è:

$$Q_p = -C_{ox} (V_G - V_{th})$$

$$V_{th0} = V_{FB} - 2\Phi_n - \gamma_B \sqrt{2\Phi_n}$$

per  $V_B = 0$

$$\text{con } \Phi_n = V_T \ln \frac{N_D}{n_i} \quad \text{e } \gamma_B = \frac{\sqrt{2q\epsilon N_D}}{C_{ox}}$$

$V_{th0}$  è negativa di solito

### EFFETTI DI NON IDEALITÀ

Lo strato di ossido non è ideale:

- ha cariche intrappolate nell'ossido (tracce)
- all'interfaccia tra ossido e semiconduttore ha difetti ~~che~~ come cariche intrappolate nella superficie

Variazioni:

- ▲ Cariche totali nel sistema MOS
- ▲ tensione di banda piatte  $V_{FB}$  (cambia a causa delle cariche)



c'è una variazione della tensione di soglia

- può essere dannoso può dare un'influenza non voluta, ad esempio variazioni della tensione di soglia troppo grandi
- d'altra parte con il drogaggio del semiconduttore introduce all'interfaccia ossido-semiconduttore delle cariche fisse con cui cambia la tensione di banda piatte e controllo la tensione di soglia.

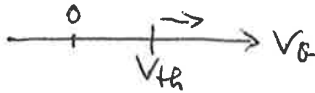
## CLASSIFICAZIONE DEI MOSFET

(20)

4 tipi di MOS: 2 a canale p, 2 a canale n  
↓  
 substrato

- a canale n (nMOS): portatori che si formano nello strato di inversione sono n
  - \* il substrato è p
  - \* conducono per  $V_G > V_{th}$

① nMOS ad ARRICCHIMENTO o normalmente off



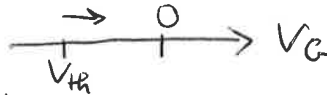
$$V_{th} > 0$$

Ho conduttanza per  $V_G > V_{th}$ . Quindi per  $V_G = 0$  ho corrente nulla. Per questo è normalmente off

② nMOS a SVUOTAMENTO o normalmente on

introduco atomi droganti donatori all'interfaccia ossido-silicio e riduco la tensione di soglia

$$V_{th} < 0$$



Per  $V_G = 0$  ho una corrente.

- a canale p (pMOS): portatori che si formano nello strato di inversione sono p
  - \* il substrato è n
  - \* conducono per  $V_G < V_{th}$

① pMOS ad ARRICCHIMENTO o normalmente off

$$V_{th} < 0$$

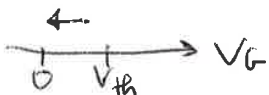


Per  $V_G = 0$  non ho corrente

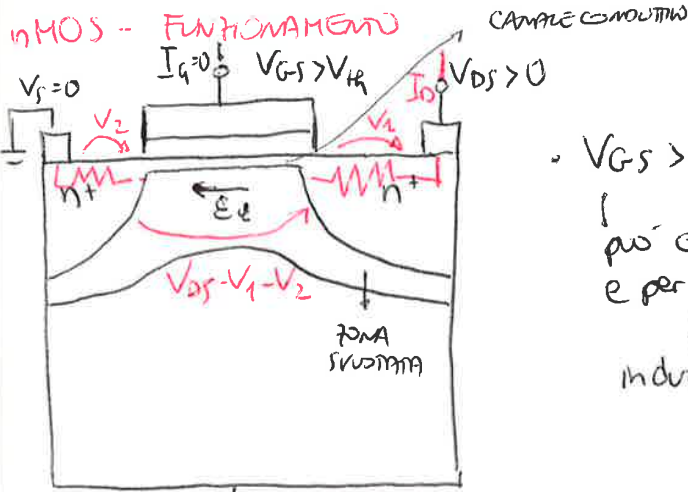
② pMOS a SVUOTAMENTO o normalmente on

$$V_{th} > 0$$

La conduttanza avviene per una tensione anche maggiore di 0



Per  $V_G = 0$  ho corrente



•  $V_{GS} > V_{th}$  (altrimenti ho la giunzione in p.e. inversa, che non fa passare corrente)  
 ↓  
 può condurre. Devo mettere in avanti la canale e per farlo applico una tensione  $V_{DS} > 0$   
 ↓  
 induce un campo  $E_y$  nel canale

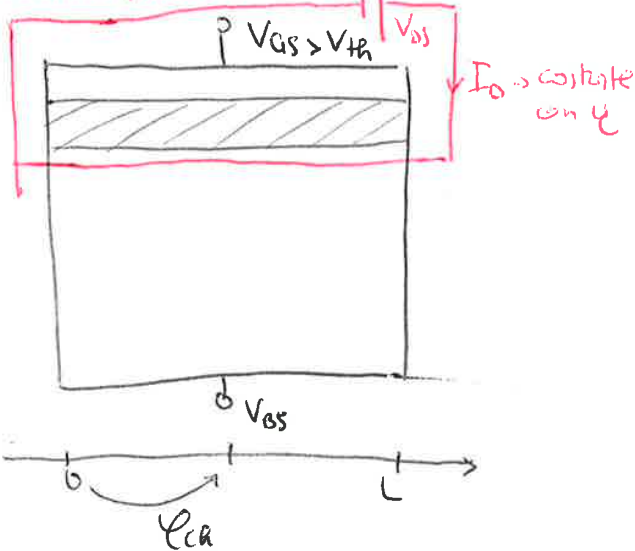
CANALE CONDUTTIVO: Ho la corrente che entra nel drain per contatto ohmico attraverso la regione resistiva ( $n^+$ ) con caduta di potenziale  $V_1$   
 $V_{BS} \uparrow I_{B20}$

$V_{BS}$  influenza  $V_{th}$ :  $V_{th}(V_{BS}) = V_{th0} + \gamma_B (\sqrt{2\Phi_p - V_{BS}} - \sqrt{2\Phi_p})$   
 ↓  
 EFFETTO DI SUBSTRATO

resistenze parassite di drain  
 $V_1 = R_D I_D$   
 $V_2 = R_S I_D$

Voglio che  $V_1 + V_2 \ll V_{DS}$ , così la resistenze e' trascurabile. (molto drogata)  
 Tutta la tensione quindi va sul canale: ho un campo elettrico che spinge gli  $e^-$  a formare la corrente  $I_D$ .

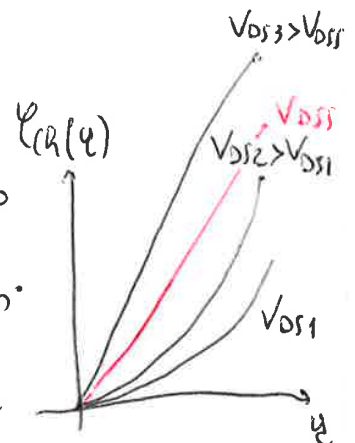
nMOS - POTENZIALE DI CANALE



Se ho una differenza di potenziale tra 0-L per qualunque punto intermedio ho una differenza di potenziale tra 0 e quel punto  
 ↓  
 POTENZIALE DI CANALE  $\phi_{ch}$

potenziale di un punto nel canale rispetto alla source

$\phi_{ch}(0) = 0$   
 $\phi_{ch}(L) = V_{DS}$



Il  $\phi_{ch}$  deve essere monotono. Nel canale ho un flusso di corrente  $I_D$  che e' costante con la posizione  $y$ . Posso vedere il canale come fettine di spessore infinitesimo. Ho un certo  $n$  di  $e^-$  liberi, quindi in ogni tratto e' una resistenza infinitesima  $dR = \rho \cdot dy$ . Tutte queste sono in serie dato che ho la stessa corrente  $I_D$ .

(27)

Se applico una tensione  $V_{GS} > V_{DS}$ .

Delta  $L'$  è la posizione per cui  $Q_n = 0$  per  $V_{GS}$ , ho che il punto di strozzamento si allontana dal drain e si avvicina al source.

È come le cariche del canale del dispositivo, da  $L$  a  $L'$ .

Per  $V_{GS} > V_{DS}$ , avere una carica di  $e^-$  positive, che non ha significato fisico. Questo dà un certo valore di  $\psi$  in poi. Ho comunque una carica di  $e^-$  nulla.

Ho uno strozzamento finito  $\Delta L$ .

Amo che il punto di strozzamento si avvicina al source (va a sx) e va in  $(y-L')$  di il canale di carica da  $L'$  a  $L$ .

CARATTERISTICA STATICA: REGIONE LINEARE

Ci aspettiamo che  $I_D$  cresca con  $V_G$  per poi diventare costante.

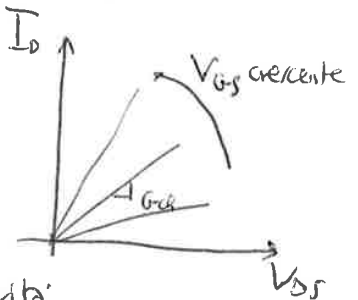
•  $V_{GS} > 0$  e molto grande. il canale è popolato in maniera uniforme da  $S$  a  $D$  perché  $V_{DS}$  è piccola.

Il canale ha una resistenza, che dipende dalle resistività, che dipende da  $Q_n$ . Questa è indipendente da  $\psi$ , dato che il canale è uniforme, quindi la carica dipende solo dalla tensione di gate  $V_{GS}$ .

Quindi anche la resistenza dipende solo dalla tensione di gate.

$$I_D(V_{GS}, V_{DS}) = G_{ch}(V_{GS}) \cdot V_{DS} \rightarrow \text{ha andamento lineare}$$

$\downarrow$   
 dipende da  $V_{GS}$



$G_{ch}$  è crescente con  $V_{GS}$ . Più  $e^-$  liberi ho nel canale, più è elevata la conduttività ossia è più grande la resistività.

Quindi è più elevata la conduttanza e più grande la resistenza.  
(con  $V_{GS}$  crescente)

Ho un resistore controllato in tensione.

$G_{ch}$  cresce con  $V_{GS}$  come  $Q_n(V_{GS})$ .  $G_{ch} \rightarrow 0$  quando  $Q_n \rightarrow 0$  (regime - circuito aperto)

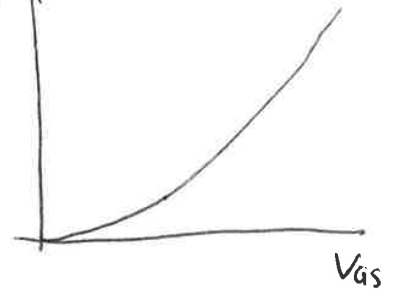
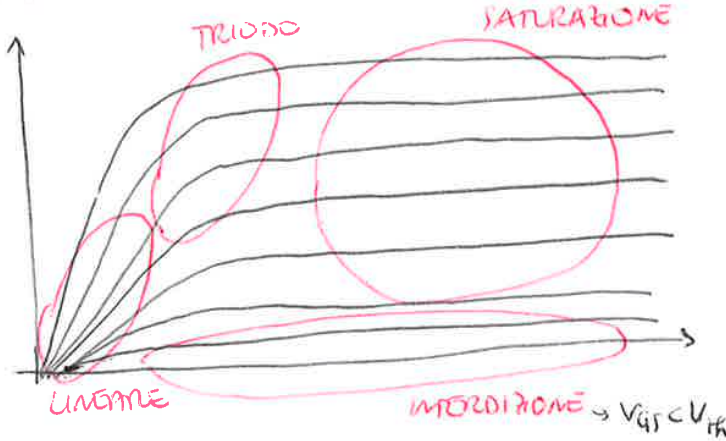
Per  $V_{DS} \gg 0$ , il canale non è più uniforme perché c'è la presenza del potenziale di canale che non è più trascurabile.

MODELLO STATICO

$$I_D = \begin{cases} \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} \left[ (V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] & 0 < V_{GS} < V_{th} \\ \frac{1}{2} \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_{th})^2 & \text{costante} \end{cases}$$

$\rightarrow V_{GS} < V_{th}$   
 $V_{DS} < V_{DS,sat}$   
 $V_{GS} > V_{th}$   
 $V_{DS} > V_{DS,sat}$  transcurte Heister (VDS > VDS,sat)  
 $I_D$

REGIONI DI FUNZIONAMENTO



- $V_{DS} \approx 0$  funz lineare -  $I_{DS}$  di  $V_{DS}$
- $V_{DS} < V_{DS,sat}$  funz triodo :  $I_{DS}$  cresce meno che linearmente con  $V_{DS}$  quadratico
- $V_{DS} > V_{DS,sat}$  funz di saturazione :  $I_{DS}$  non dipende di  $V_{DS}$ , solo di  $V_{GS}$

La commutazione è comandata da  $V_{GS}$ .

REGOLAZIONE DELLA TENSIONE DI SOGLIA

$V_{th}$  è il parametro più importante.

$$V_{th} = V_{th0} + \gamma_B (\sqrt{2\Phi_p - V_{BS}} - \sqrt{2\Phi_p})$$

$$V_{th0} = V_{FB} + 2\Phi_p + \gamma_B \sqrt{2\Phi_p}$$

tensione di banda porta  $\rightarrow$  può essere regolata inserendo cerchie fine nell'ossido  $\rightarrow$  2 atomi droganti nell'interfaccia  
 regola la tensione di soglia

Impurità di tipo n  $\rightarrow V_{th}$  decresce

Impurità di tipo p  $\rightarrow V_{th}$  cresce

## MODULAZIONE DELLA LUNGHEZZA DI CANALE

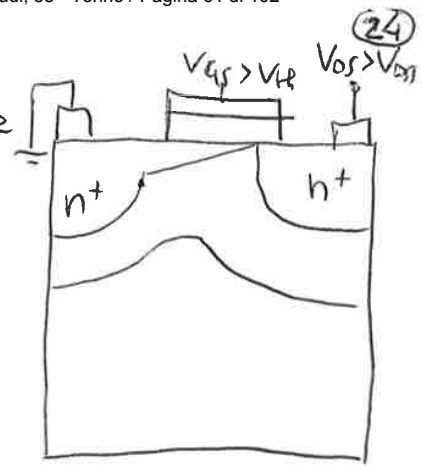
Ho pendenze diverse da 0 in uscita se non posso trascurare lo straripamento del canale dovuto all'accorciamento

$$I_D \propto \frac{W}{L} = \frac{W}{L - \Delta L} = \frac{W}{L} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\Delta L}{L}}$$

(sono nel caso di canale corto)

termine correttivo MODULAZIONE (CLM)

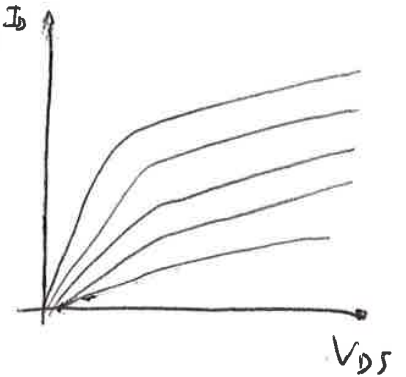
se è il canale lungo e trascurabile altrimenti influenza



La caratteristica statica diventa

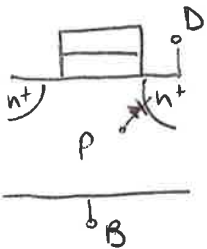
$$I_D = \begin{cases} \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} \left[ (V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \\ \frac{1}{2} \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_{th})^2 \left[ 1 + \lambda (V_{DS} - V_{DSsat}) \right] \end{cases}$$

è un dato del problema 0 per  $V_{DS} = V_{DSsat}$

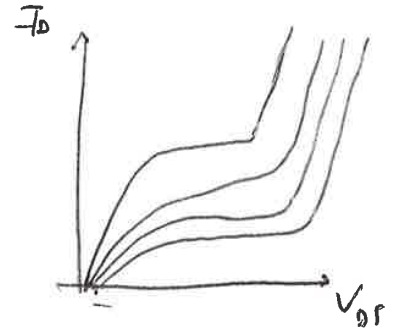


## BREAKDOWN

Per  $V_{DS} \gg 0$   $I_D$  cresce bruscamente.



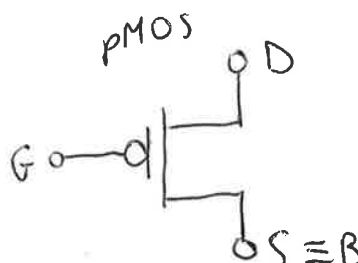
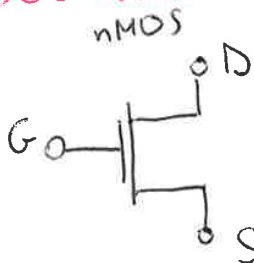
$V_D - V_B$  è la tensione sulla giunzione pn  
 ↓ più è alto, più è polarizzata inversamente  
 breakdown → flusso di corrente verso il bulk



Il campo  $E_y$  orizzontale è la derivata del potenziale di canale. Al crescere di  $V_{DS}$ , lca aumenta. Quindi  $E_y$  nel canale cresce al crescere di  $V_{DS}$ . Se cresce troppo, crea flussi di cariche libere che possono portare in breakdown

Per  $V_{DS}$  troppo grande si supera la rigidità dielettrica dell'isolante (ossido) che si distrugge. Il dispositivo non funziona più, è irreversibile.

## SIMBOLOGIA



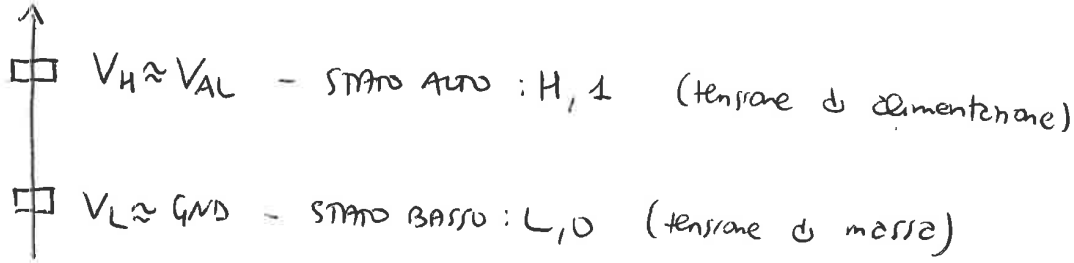


# CIRCUITI LOGICI

## TENSIONI E STATI LOGICI

Ho due stati logici, chiamati A e B, che possono assumere due possibili valori, ossia H/L, 0/1.

Le variabili logiche devono codificare il segnale alto/basso in un segnale elettrico. Soltanto e in un livello di tensione.



Questi livelli di tensione sono intervalli di valori, dovuti alle presenze di segnali che interferiscono.

## TECNOLOGIE A SEMICONDUZIONE

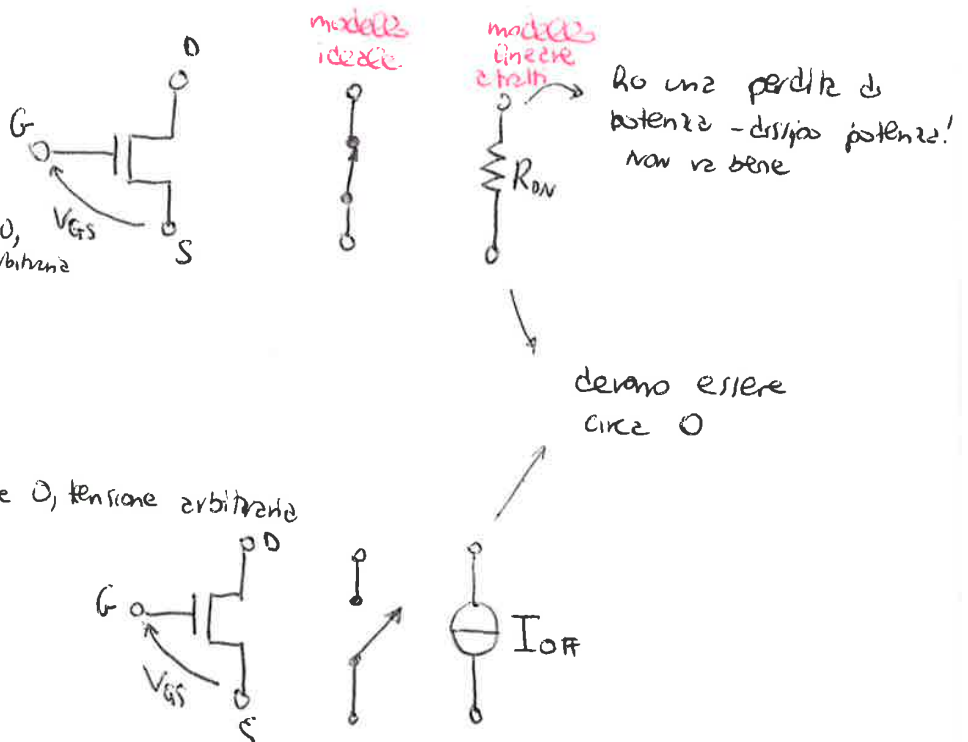
- Logica a diodi - giunzioni pn - non presentano amplificazioni di corrente - in disuso
- Logica a diodi e BJT - in disuso
- Logica a BJT (TTL - Transistor transistor logic)
- Logica a MOSFET (nMOS o pMOS)

La tecnologia CMOS ha predominanza sul mercato

## nMOS COME INTERRUOTTORE

Ho due stati

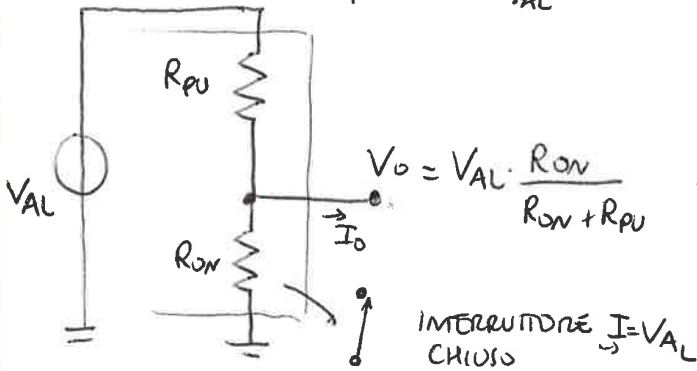
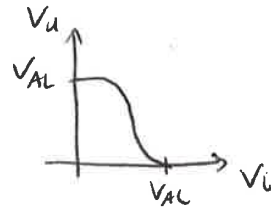
- $V_{GS} \gg V_{th}$ 
  - STATO ON (chiuso)
  - ideale: CIRCUITO CHIUSO  $\rightarrow$  corrente 0, tensione arbitraria
  - reale: resistenza  $R_{on}$
- $V_{GS} \ll V_{th}$ 
  - STATO OFF (aperto)
  - ideale: CIRCUITO APERTO  $\rightarrow$  corrente 0, tensione arbitraria
  - reale: corrente di perdita  $I_{off}$



**CIRCUITO EQUIVALENTE IN USCITA**

Tengo conto delle perdite

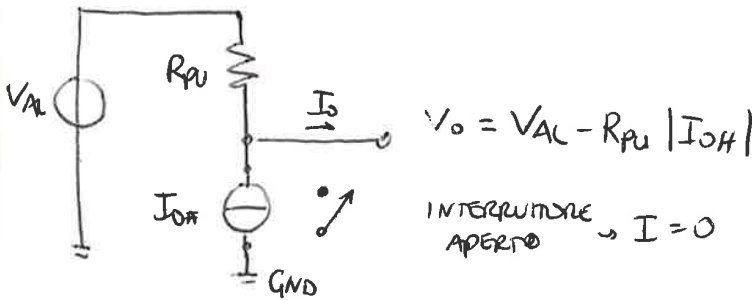
- STATO BASSO : In uscita ho le perdite di  $V_{AL}$



$$V_o = V_{AL} \cdot \frac{R_{ON}}{R_{ON} + R_{PU}} \rightarrow V_o \approx 0 \text{ per uscita BASSA}$$

Devo avere  $R_{ON} \ll R_{PU}$  per  $V_o = 0$

- STATO ALTO:



$I_{OH}$ : Corrente di perdita

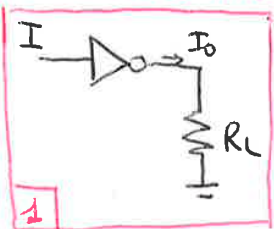
$$V_o = V_{AL} - R_{PU} |I_{OH}|$$

Storponendo che  $I_o = 0$ , ossia non ho corrente sull'uscita dell'inverter.

Invece di solito dopo una porta logica ho un'altra porta logica, che ha una sua resistenza equivalente d'ingresso.

$R_{in}$  non deve essere troppo alta, se no nello stato alto potrebbe abbassare troppo la tensione d'uscita.

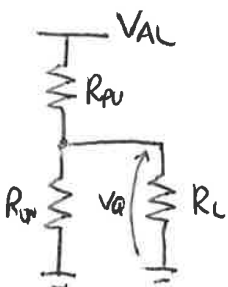
**INVERTITORE CMOS CON CARICO RESISTIVO**



Carico collegato a massa

- può dare problemi all'uscita
- abbassa  $V_o$

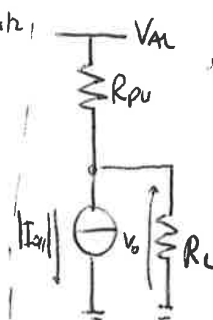
USCITA STATO BASSO



$$V_o = V_{AL} \cdot \frac{R_{ON} \parallel R_L}{R_{PU} + R_{ON} \parallel R_L}$$

buona cosa!  
approssimo meglio è 0

USCITA STATO ALTO

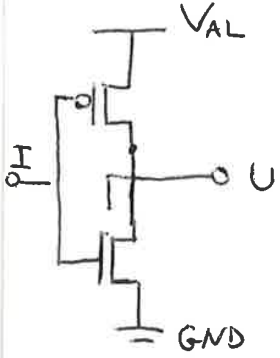


$$V_o = V_{AL} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{PU}} - |I_{OH}| (R_{PU} \parallel R_L)$$

peggiore che se  $R_L \rightarrow \infty$ !  
La tensione è più bassa che è nota, può diventare più bassa del valore che lo stabilisce come stato alto

**INVERTER A MOS COMPLEMENTARI - CMOS**

Combino un MOS di tipo n e un MOS di tipo p



Uscita:

- H se  $I=L$  (pSW chiuso, nSW aperto)
- L se  $I=H$  (pSW aperto, nSW chiuso)

Eliminiamo le  $R_{pD}$  e  $R_{pU}$  e ho i circuiti pull-up e pull-down con 2 interruttori

Devo garantire che  $-V_{AL} < V_{thp} < 0$  e  $0 < V_{thn} < V_{AL}$

Cambio stato per  $V_{thp} < 0 > 0$

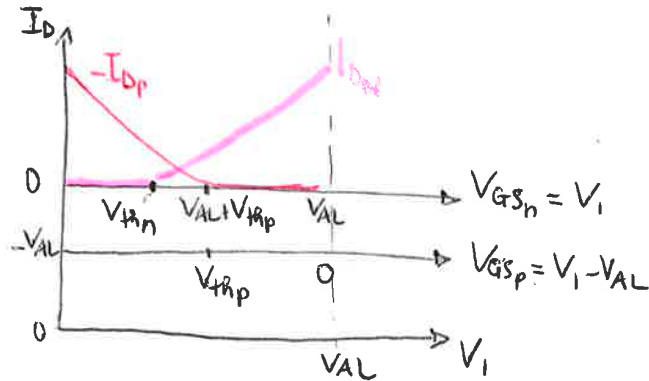
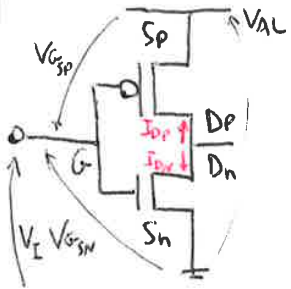
In più ho un costo minore perché occupa un'area minore.

Ho poco consumo per le correnti di perdita  $I_{off}$

Aumento della densità di integrazione dato che diminuisce l'area.

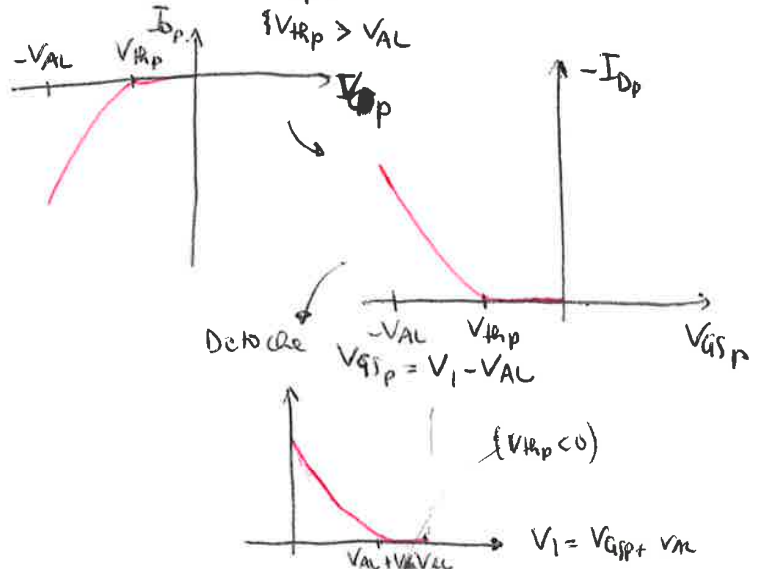
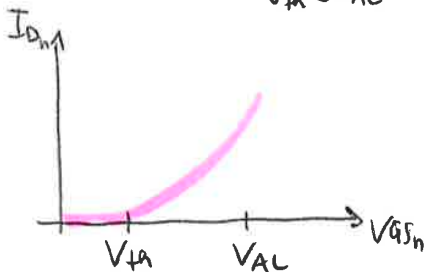
È un po' più lento rispetto al BST a parità di dimensione ("problema superato oggi")

**FUNZIONAMENTO QUANTITATIVO**



- A canale n -  $V_{th} > 0$   
 $V_{th} < V_{AL}$

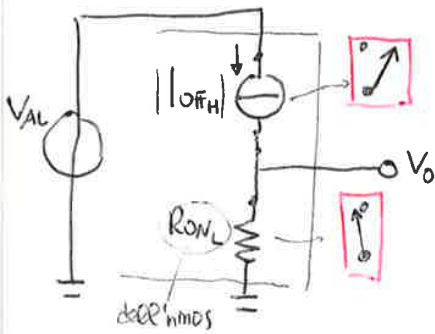
- A canale p -  $I_{Dn} < 0$   
 $V_{GSp} < 0$   
 $V_{thp} < 0$   
 $V_{thp} > V_{AL}$



Fino a che non si raggiunge la tensione  $V_{thn}$ , il dispositivo a canale n rimane aperto

CIRCUITO EQUIVALENTE USCITA CMOS

• STATO BASSO

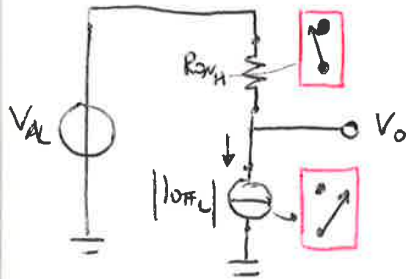


La direzione della corrente è dovuta al fatto che  $V_{DS} < 0$ ,  $I_D < 0$ , quindi va verso massa.

$$V_O = R_{ON_L} \cdot |I_{OFF_H}| \approx GND$$

L'uscita è collegata a GND da  $R_{ON_L}$

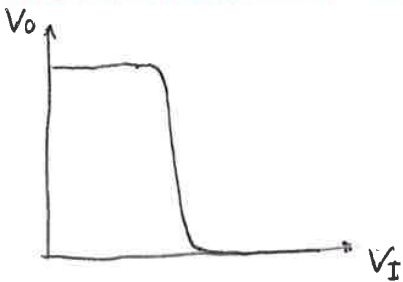
• STATO ALTO



$$V_O = V_{AL} - \underbrace{R_{ON_H}}_{\text{piccolo}} \underbrace{|I_{OFF_L}|}_{\text{corrente piccola}} \approx V_{AL}$$

$V_O$  è collegata a  $V_{AL}$  da  $R_{ON_H}$ .

TRASCARATTERISTICA INVERTER CMOS

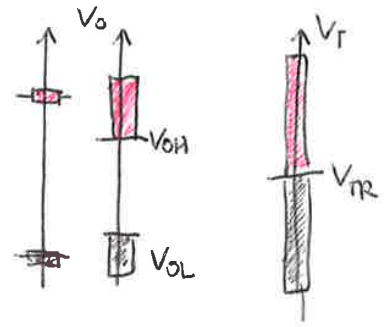


- I range di valore di uscita sono più vicini al caso ideale (i fattori di correzione sono molto piccoli)
- La lunghezza della zona centrale è tendente a 0  $\rightarrow$  la caratteristica è praticamente verticale.

Dati  $\beta_n = \frac{W}{L}_n \mu_n C_{ox}$  e  $\beta_p = \frac{W}{L}_p \mu_p C_{ox}$ , l'unico grado di libertà nella progettazione del circuito digitale è la lunghezza di gate  $w$ .  
Le due capacità dell'output sono uguali.

Dato che non si può dare un valore preciso della tensione d'uscita si dicono: (29)

- $V_{OH}$ : minimo valore dell'uscita che corrisponde allo stato alto dell'uscita stessa
- $V_{OL}$ : massimo valore dell'uscita che corrisponde allo stato basso dell'uscita

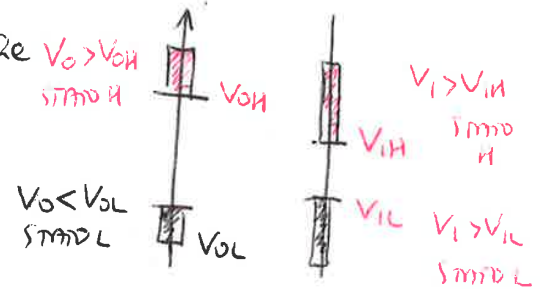


**TENSIONE DI SOGLIA PER L'INGRESSO**

Anche qui non posso garantire un valore preciso.

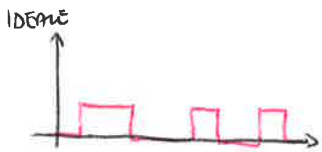
Ho due valori limite:

- $V_{IH}$ : minimo valore all'ingresso del circuito digitale che esso interpreta come stato ALTO
- $V_{IL}$ : massimo valore all'ingresso che è interpretato come stato BASSO



Il range di variazione dell'uscita del circuito che precede deve essere totalmente compreso nel range di variazione dell'ingresso del circuito che segue

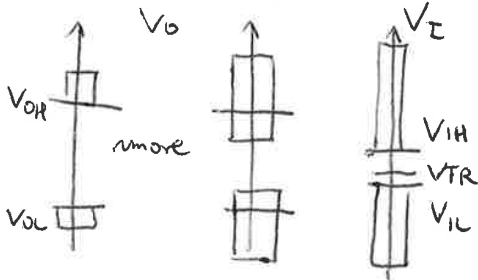
**SEGNALE LOGICO o ANALOGICI**



→ sono sottoposti a non idealità e al rumore



I campi d'uscita quindi diventano più ampi



**MARGINI DI RUMORE**

È l'intervallo che posso prendere per lo stato tra  $V_{OH}$  e  $V_{IH}$  e per lo stato tra  $V_{IL}$  e  $V_{OL}$

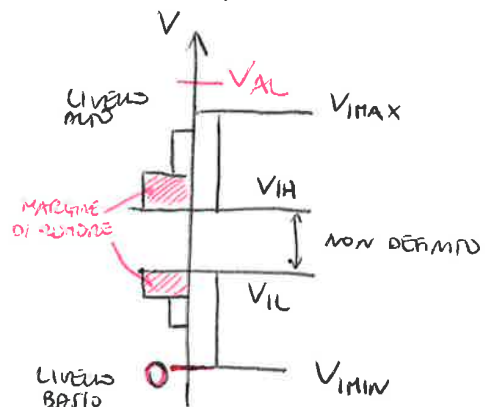
I margini di rumore sono:

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH}$$

$$NM_L = V_{IL} - V_{OL}$$

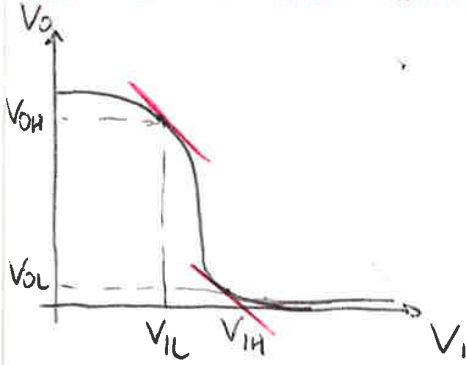
Il livello alto è limitato dalla tensione di alimentazione  
 Il livello basso è limitato solo da 0.

Diminuendo  $V_{AL}$ , diminuisce il margine di rumore (caso positivo)



INVERTER: DEFINIRE  $V_{IH}$  e  $V_{IL}$

(30)



Prendo come punti distintivi i punti che hanno come tangente una pendenza di  $45^\circ$

Il valore minimo della tensione d'uscita riconoscibile come alta è il punto con tangente a  $45^\circ$ , cioè  $V_{OH}$ .

Il valore massimo della tensione d'uscita riconoscibile come bassa è il punto con tangente a  $-45^\circ$ , cioè  $V_{OL}$ .

In centro ho la regione logicamente non definita.

Se  $0 < V_i < V_{IL} \rightarrow$  l'uscita è alta

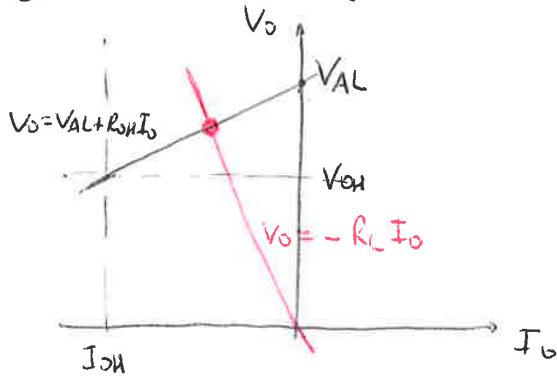
Se  $V_i > V_{IH} \rightarrow$  l'uscita è bassa

Se il range tra  $V_{IL}$  e  $V_{IH}$  è molto limitato la transizione è praticamente verticale e  $V_{IL} = V_{IH} (= V_{TR})$

Anche la soglia  $V_{TR}$  può subire delle variazioni, tra cui la temperatura, l'impedenza del segnale di alimentazione...  $\rightarrow$  non è ben definito il valore di  $V_{TR}$

$V_{TR} \in [V_{IL}, V_{IH}]$

Facciamo KVL delle maglie di sx:  $V_0 = V_{AL} + R_{OH} I_0$  (rette nere)



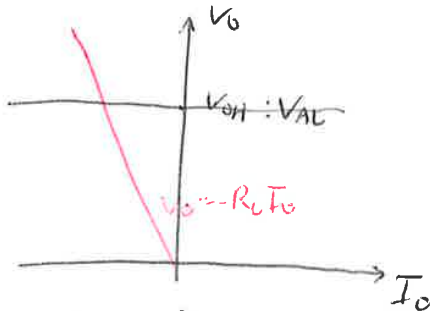
KVL dx:  $V_0 = -R_L I_0$

Il punto di lavoro del sistema è l'intersezione delle due rette. L'uscita è circa!

La retta nera dipende solo dalle resistenze di carico, mentre la retta nera dipende solo dalle caratteristiche del circuito digitale (alimentazione compresa). Sono quindi indipendenti.

La loro intersezione dev'essere maggiore a  $V_{OH}$  per essere nello stato alto. Inoltre è fornito  $I_{OH}$ , ossia la massima corrente a/bibiree da parte delle porte.  $I_{OH}$  è l'uscita corrispondente a  $V_{OH}$  per il circuito digitale

Se le PMOS fosse ideali,  $R_{OH} = 0$  e la caratteristica d'uscita sarebbe  $V_0 = V_{AL}$ , indipendente dalla corrente:



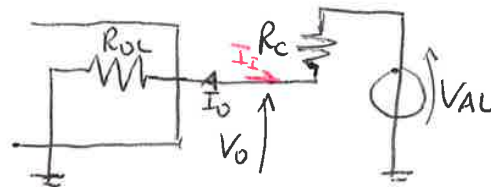
Qualunque sia la pendenza delle rette relative al carico, se cambiare di  $R_L$  cambia la pendenza delle rette ma il punto di lavoro del sistema complessivo risulta essere sempre  $V_0 = V_{AL}$ .

In questo caso per qualunque valore di  $R_L$  non ho problemi per la tensione d'uscita. Per il circuito reale invece devo stare attento che  $V_0 > V_{OH}$ , quindi la corrente d'uscita dev'essere nel range  $-I_{OH} < I_0 < 0$

**CORRENTE D'USCITA: STATO BASSO**

Per lo stato basso nel circuito digitale ho la resistenza  $R_{OL}$  collegata a massa.

$I_0 > 0$  in questo caso (stessa direzione della  $V_{AL}$ )



Dato che  $V_0 = R_{OL} I_0$ , e devo essere nello stato basso, devo avere un valore basso di  $I_0$ , se no  $V_0$  crescerebbe e rischierei di uscire dallo stato basso.

Quindi esiste un valore massimo per  $I_0$ .

**CORRENTI DI USCITA**

Le correnti erogate o assorbite in uscite devono essere limitate. ←  
 Per stimare se il carico è eccessivo o meno per il circuito digitale che deve fornire il segnale di comando devo proprio valutare questi valori di correnti.  
 Devo sommare ~~alle~~ le correnti dovute agli ingressi di altre porte collegate all'uscita del circuito digitale, quindi per ciascuna porta devo conoscere  $I_{IL}$  e  $I_{IH}$  (con le correnti statiche di ingresso e trascorbite!).  
 non hanno grossi problemi in CMOS

L'uscita del circuito digitale potrebbero prestare altri carichi, come diodi o resistenze. Non basta guardare le range di tensione, si devono controllare anche le correnti.

**COMPATIBILITÀ ELETTRICA**

Per collegare due circuiti in cascata:

- Verificare la compatibilità dei livelli di tensione:  $V_{OL} < V_{IL}$   
 $V_{OH} > V_{IH}$
- Calcolare le correnti e verificare l'uscita del circuito digitale che precede sia in grado di fornire o assorbire il segnale dello stato (stato H: fornisce, di stato stato L: assorbe)
- Se dopo c'è un circuito CMOS, il 2° punto può essere trascurato e fatto di stato della corrente statica.
- Se c'è una resistenza invece si devono calcolare le correnti
  - se collegate a  $V_{AL}$  consumano solo nello stato L
  - se collegate a GND consumano solo nello stato H

**VERIFICA DELLE CORRENTI D'USCITA**

Si sommano tutte le possibili correnti dei due stati possibili dell'uscita (H, L) e si verifica che queste sia minore di  $I_{OH}$  e  $I_{OL}$

- $|I_{Htot}| = |\sum I_{IH}| < |I_{OH}|$
- $|I_{Ltot}| = |\sum I_{IL}| < |I_{OL}|$



### EFFETTO DEL CARICO

Dato che  $R_I$  è molto alta, come carico per ogni ingresso si prende solo  $C_I$ .

Con più ingressi collegati, i carichi capacitivi sono in parallelo.

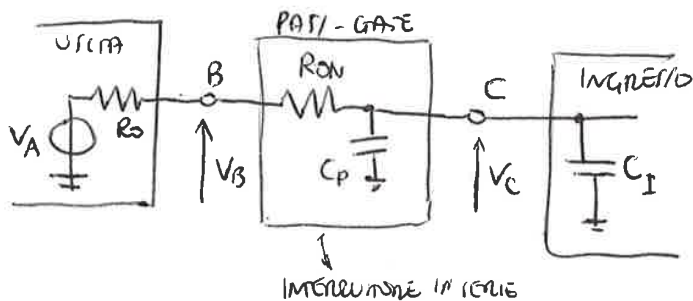
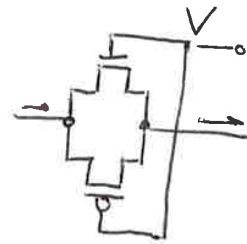
Quindi per l'ordine delle prime porte ho  $C_{eq} = C_1 + C_2 + \dots + C_n$

Dato che  $T = C_{eq} R_o$ , più carichi ho in uscita, maggiore sarà il tempo di ritardo.

Per mantenere  $T$  sotto un certo valore ho una limitazione al numero totale di carichi e questa limitazione è legata al tempo di ritardo, non alle componenti statiche (come se ci fosse una resistenza).

### RITARDO CON PASS-GATE

PASS-GATE: è un MOS messo in serie tra bus e bus per fingere da interruttore



$R_{ov}$  in serie fa abbassare il valore di  $V_C \rightarrow$  perdita nell'ampiezza del segnale  
 $C_p$  è un altro effetto capacitivo che va in parallelo alle capacità equivalente  
 $\rightarrow$  incremento il tempo di ritardo.

Ci sono poi i ritardi di propagazione.

- Ritardi complessivi dipendono da:
- pendenze dei fronti di ingresso
  - Livello di segnale e della logica all'ingresso (più alta le variazioni, più il ritardo è elevato)
  - $R_o$  e  $C_I$

Per bassi ritardi: uscite a basso  $R_o$  (alta  $I_o$ , carico scarico rapidamente le  $C_I$ )

### FAN OUT

Massimo numero di ingressi collegabili a una uscita di un circuito digitale

Dipende da: compatibilità statica (correnti uscite/ingressi, carichi)  
 compatibilità dinamica (ritardi)

Nei circuiti CMOS la corrente di ingresso è NULLA

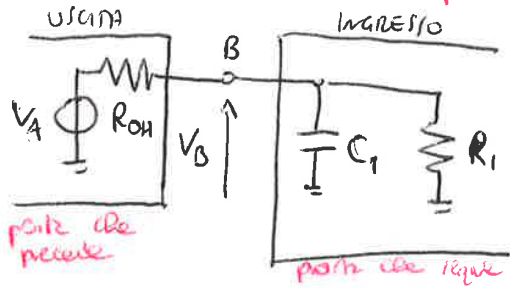
Il FAN OUT dipende da cosa è collegato all'uscita.

**CAUSA DEI RITARDI E MODELLI LINEARI**

Si possono avere oscillazioni che si innescano su sequenze e l'impulso di queste variazioni decresce esponenzialmente nel tempo. Queste sono dovute all'intercambio tra componenti induttivi con componenti capacitivi.

Studiamo modelli lineari del primo ordine.

**RITARDO TRA MODULI - L → H**



La forma della transizione del segnale al variare del tempo è di tipo esponenziale, con costante di tempo pari a  $\tau = C_I R_I$ .

$V_A$  è  $V_{OL}$  se B stato dell'uscita è basso,  $V_{OH}$  se ~~è~~ <sup>è uscita</sup> è alto e  $V_B$  è stato zero.

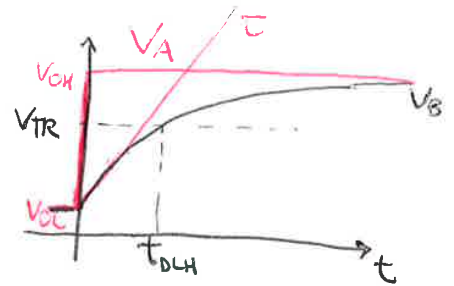
L'ingresso della parte che segue è dato da una parte capacitiva con un'eventuale componente resistiva. In questo caso è trascurabile ( $R_I \gg R_{OH}$ )

$V_B(t)$  è esponenziale. Sappiamo l'andamento di  $V_A$ .

Dato che andiamo da stato basso a stato alto,  $V_A$ , che è la tensione d'uscita del primo, ~~come~~ <sup>e anche</sup> quella d'entrata del secondo, dev'essere pressoché!

Inizialmente quindi  $V_A = V_{OL}$  e  $V_B = V_{OL}$ .

In realtà  $V_B(0^-) = V_{OL} \cdot \frac{R_I}{R_I + R_{OH}}$ . Dato che  $R_I \gg R_{OH}$ ,  $V_B(0^-) \approx V_{OL}$ .

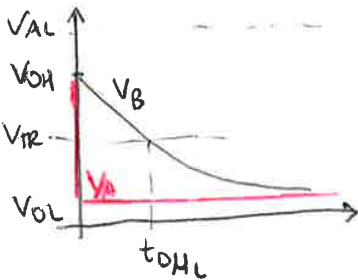


Poi  $V_A$  subisce una variazione che avviene in tempo 0.

Poco per volta il condensatore si carica con costante di tempo  $\tau = C_I (R_I \parallel R_{OH}) \approx C_I R_{OH}$ .

Quando  $V_B$  supera la tensione di soglia  $V_{TR}$ . L'istante in cui ciò avviene,  $t_{OLH}$ , è una proprietà dei due circuiti ( $R_I$  e  $R_{OH}$ ).

**RITARDO TRA MODULI - H → L**



$V_A$  è allo stato alto e il salto è brusco.

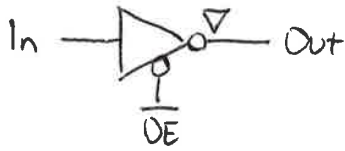
Di nuovo  $V_B(0^-) = V_{OH} \cdot \frac{R_I}{R_I + R_{OL}} \approx V_{OH}$  ( $R_I \gg R_{OL}$ ).

$R_{OL}$  misure di quanto mi discosto dal corto circuito

Inoltre  $\tau = C_I (R_{OL} \parallel R_I) \approx C_I R_{OL}$

$t_{OHL}$  è di nuovo il ritardo.

**INVERSIONE LOGICA CON USCITA A 3 STATI**



$\overline{OE}$  è abilitato allo stato basso (L)

In	$\overline{OE}$	Out
L	L	H
H	L	L
	H	Hi-Z

→ con  $\overline{OE} = L$  e' il negato dell'ingresso  
 • con  $\overline{OE} = H$  indipendentemente dall'ingresso e' in alta impedenza

**COLLEGAMENTO TRA PIU' USCITE**

E' permessa, ma deve essere abilitata una sola linea abilitata alla volta.

Per garantirlo devo avere un modulo di controllo come il multiplexer

**USCITA OPEN COLLECTOR (OPEN DRAIN)**

Ho solo un MOS collegato e messo, il resto solo nMOS.



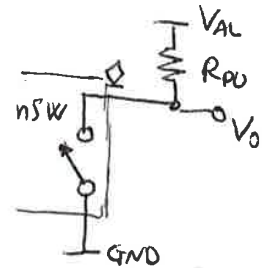
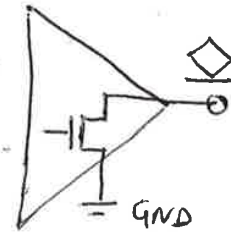
Questo collegamento evita le collisioni tra più uscite.

E' facile raggiungere il livello basso (facendo condurre il transistor) si chiude l'interruttore).

Senza il circuito di pull-up quando l'interruttore e' aperto l'uscita e' flottante,

si deve quindi aggiungere una resistenza verso l'alimentazione

Dato che posso collegare in parallelo questo parte open collector voglio, metto una sola resistenza di pull-up per tutto il bus.



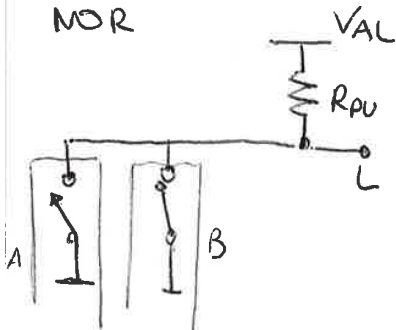
**PARAMETRI ELETTRICI - OC**

- nsw chiuso (stato basso) :  $V_{OL}, I_{OL}$
- nsw aperto (alta impedenza) :  $I_{OH}$  (stesso ordine di grandezza di  $I_I$ )

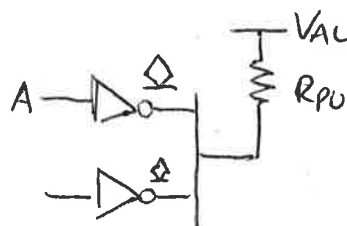
**WIRED OR con OC**

Collego in parallelo più OC per ottenere FUNZIONI LOGICHE

NOR



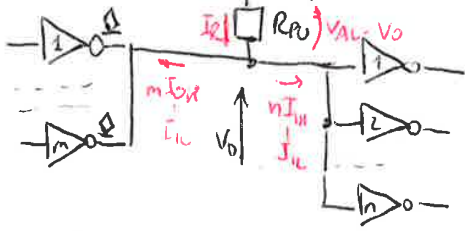
basta solo uno degli ingressi e 1 perché l'uscita sia 0.



Usato per le richieste di interrupt

Uso un tri-state - voglio collegare in Bus più uscite

Ho m tri-state  $V_{AL}$  in parallelo. Voglio progettare la  $R_{pu}$ . Ho n circuiti digitali



Stato "H"  $\rightarrow V_o$  e' nello stato alto  
 posso avere 1, 2, m uscite nello stato alto

$$I_R = \frac{V_{AL} - V_{OH}}{R_u} > mI_{OL} + nI_{IH}$$

Stato "L"  $\rightarrow V_o$  e' nello stato basso

$$I_R - nI_{IL} = \frac{(V_{AL} - V_{OL}) - mI_{OL}}{R_{pu}}$$

Quindi  $R_{min} < R_{pu} < R_{max}$

**SEGNALI DIFFERENZIALI DIGITALI**

I circuiti di trasmissione eccezione Azvino uscite e ingressi complementari



I disturbi sono ridotti con segnale differenziale.

Ogni filo porta un'oscillazione di tensione pari a metà dell'escursione finale, così ho maggior velocità e minor consumo.

I circuiti logici sono raggruppati in famiglie. Questi sono elettricamente compatibili.

Per famiglia diverse bisogna verificare la compatibilità.

**DIFFERENZE TTL / CMOS**

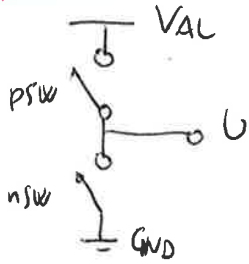
Corrente d'ingresso: ~ nulla per MOS CMOS  
 non nulla e simmetrica per TTL

Uscite: simmetriche CMOS  
 asimmetriche TTL

Consumo: prev. dinamica CMOS  
 anche statico TTL

$\rightarrow$  TTL obsoleto

**INVERTER**



**NAND (nMOS)**

Interruttori in serie tipo n verso messa

uscita = 0 se tutti gli n sono chiusi

**NAND (pMOS)**

Interruttori in parallelo verso l'alimentazione

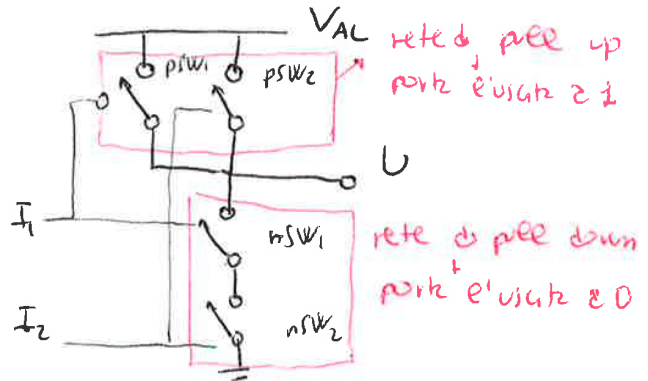
uscita = 1 se almeno 1 interruttore è chiuso (I=0)

**NAND (CMOS)**

Ho i pMOS in parallelo e i nMOS in serie

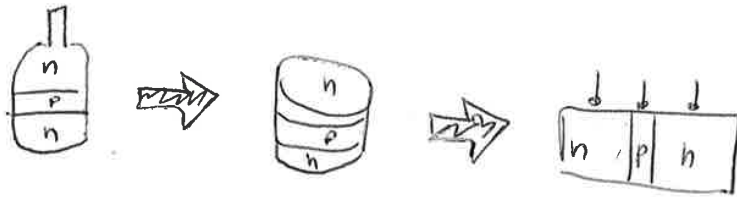
Per CMOS ho consumo nullo (non ho resistenza).

Però ho 4 transistor. In rete l'area occupata dalla porta è minore di quando ho resistenza



## BIT A GIUNZIONE

Il monocristallo di silicio era realizzato drogando separatamente le 3 regioni. Se nel silicio fuso si infusevano gli atomi droganti, ma non da si fa crescere il cristallo si riescono a far uscire le giunzioni con drogaggio opposto.



Consentiva basi micrometriche (amplificazione di diverse decine) non si presta a circuiti integrati monolitici - tanti dispositivi a semiconduttore interconnessi tra loro

## PROCESSO PLUMMER

Tutti i dispositivi sono realizzati sulle superficie del substrato.

Senza monocristallo di silicio per fare strati di ossigeno ( $SiO_2$ )

È possibile realizzare una parte dell'area del silicio per realizzare in particolare attraverso la FOTOLITOGRAFIA. Permette una modalità selettiva.

Ossidazione termica

Ossidano substrati, dove il silicio fatto di cristallo sostanzialmente perfetti. La % di impurità nel silicio è bassa.

Il primo circuito integrato con tecnologia planare, oltre al dispositivo a semiconduttore, deve interconnettere i vari dispositivi a semiconduttore attraverso PISTE CONDUTTRICI, che coprono alcuni percorsi.

## DRAGGAGGIO SELETTIVO

Decidere in quale superficie andare a inserire gli atomi droganti.

Si parte da un substrato di silicio cristallino a forma di disco.

Il substrato non è spesso, ma invece un area molto elevata.

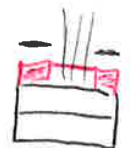


• Sulla superficie si fa crescere uno strato di ossido di silicio, che ricopre tutta la superficie.

• Per realizzare una parte su cui andare a drogare prima si ricopre tutta la superficie con la FOTORESIST, un materiale che cambia le sue proprietà se viene illuminato da una radiazione di lunghezza d'onda opportuna.



• Mettendo una maschera opaca sulla radiazione ultravioletta, tutte nelle regioni centrali, la radiazione passa laddove la maschera è trasparente.



**CRESITA DEL MONOCRISTALLO**

**TECNICA CZ**

Si porta a fusione il polisilicio cristallino di grado elettronico all'interno di un ~~crogiolo~~ crogiolo. L'ambiente in cui avviene la fusione dev'essere controllato. Deve resistere a 1400°C.

↓  
deve introdurre  
poche impurità

Si inserisce nell'acqua un seme monocristallino, ossia un pezzetto di silicio di piccole dimensioni ma monocristallino. Il seme viene messo in rotazione e viene estratto lentamente. Così gli atomi di silicio fuso rimangono attratti. Esce quindi un cilindro che

deve essere perfettamente cilindrico tramite tornitura. Poi avviene il TAGLIO DEL WAFER, fatto ad acqua.

Da si usa un filo a spirale che viene abbassato per tagliare allo stesso istante tutto il wafer. Bisogna poi recuperare la qualità del cristallo in corrispondenza delle superfici.

**ETCHING DEL WAFER**

Elimina le impurità e gli atomi danneggiati dal taglio nel cristallo. Viene fatto un attacco acido. Le impurità del silicio controllate al nm. Altrimenti le impurità si lasciano e lucida la superficie superiore. Quella inferiore è più rugosa ma tanto al massimo ha un contatto metallico connesso a massa.

Può essere creato un strato EPITASSIALE, ossia un ulteriore strato di silicio sulla superficie del wafer che prolunga la perfezione del substrato.

Per farlo si mantiene la temperatura del substrato alta così con reazioni chimiche opportune si prendono atomi di silicio che crescono per grandi impurità superficiali del substrato. La mobilità degli atomi sul substrato è elevata, cosa che facilita la disposizione dei nuovi atomi di silicio a prolungare l'edificio cristallino. Lo strato aggiunto quindi ha caratteristiche cristalline.

Questo può essere usato per niente atomi droganti: ogni tanto mette degli atomi diversi. Così dopo lo strato epitassiale, che può essere drogato in modo uniforme.

**CRESITA EPITASSIALE**

Deve avvenire in un ambiente controllato. Si porta a temperatura elevata il silicio, ad esempio con un forno a induzione. Così non lo mette a contatto con materiali che potrebbero introdurre delle impurità.

L'epitassiale può essere a VAPORE (facendo diventare vapore e poi fuso precipitare) o DA FASE LIQUIDA (si mette a contatto la superficie con un bagno di silicio fuso)

**ESPOSIZIONE TRAMITE STEP AND REPEAT**

Ho 2 maschere in rapporto 1:5 rispetto alla superficie.

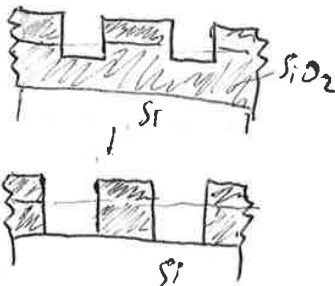


Il più esatto una maschera più grande e andare a fare le litografie die.

**ATTACCO CHIMICO**

ATTACCO PER VIA ~~UMIDA~~ SECCA

L'attacco avviene solo in verticale (Christopher)

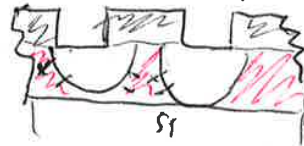


ATTACCO PER VIA UMIDA

Il uso degli acidi che riducono l'ossido ma non il silicio

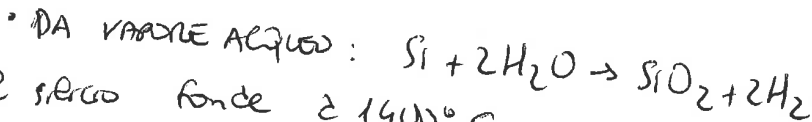
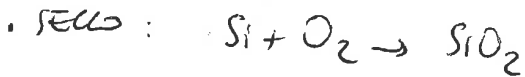


L'attacco chimico procede in tutte le direzioni



**OSSIDAZIONE TERMICA**

Il silicio può essere ossidato sia in ambiente umido che in ambiente secco:

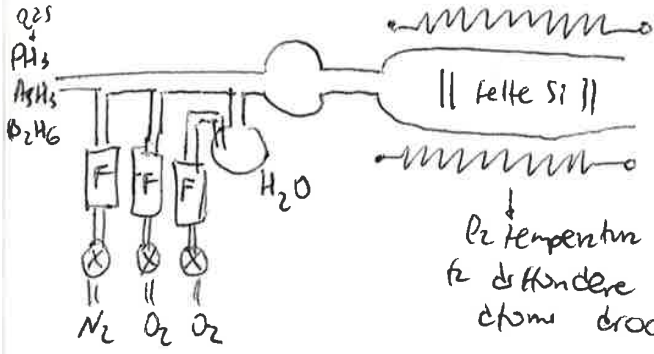


Il secco fonde a 1400°C e questo avviene a 900-1200°C. I metodi che si usano prima vanno meglio se non ho più processi ad alta temperatura. Quello di usare acqua è più veloce.

Da una molecola di silicio ottengo una molecola di biossido. C'è quindi un consumo silicio!



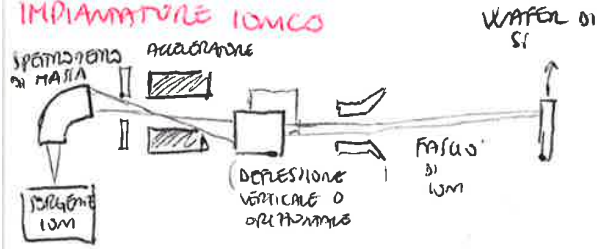
**FORMO DI DIFFUSIONE**



P, As, B sono i principali droganti per Si  
(tipo n e tipo p)

La temperatura elevata  
fa diffondere gli  
atomi droganti

**IMPIANTAZIONE IONICA**



Per fornire energia cinetica ad un atomo conviene  
ionizzarlo e accelerarlo con dei campi elettrici.  
Questo avviene nel vuoto.

Prima c'è uno spettrometro di massa: è un filtro per atomi. C'è un campo magnetico che fa ruotare gli atomi una forza  $F = qvB$ , quindi fa curvare gli atomi verso dx. L'arco di curvatura dipende dalla massa degli ioni. La fenditura successivamente serve da filtro per scegliere gli atomi da impiantare. Quelli diversi sbattono contro la parete metallica.

Con i campi elettrici sceglie la posizione di impiantazione

**METALLIZZAZIONI**

Creazione di parti di corto circuito che connettono i vari elementi del circuito. Di solito si usano metalli, spesso l'alluminio, che ha una temperatura di fusione bassa.

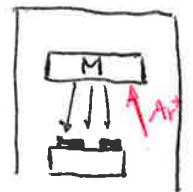
Si pone sulla tutta la superficie del circuito integrato uno strato metallico, poi si rimuove selettivamente con un passo di fotolitografia.

La deposizione avviene per:

• **EVAPORAZIONE**: si porta ad alta temperatura il metallo fino a farlo evaporare. Gli atomi migrano sulla superficie del wafer in quale si attaccano.



• **SPUTTERING**: uso di particelle: distacca gli atomi metallici da deporre cedendo le metallo con degli ioni (accelerati con un campo elettrico) che <sup>non</sup> devono ~~essere~~ reagire né con il metallo né con il substrato, quindi si usano ioni di gas nobili, Arg. Dopo l'urto si liberano atomi di metallo che si distaccano e cadono sulla superficie del wafer



# USO IN COMMUTAZIONE DEI TRANSISTORI

Sono usati:

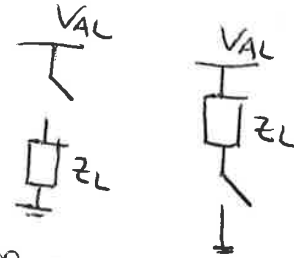
- nei circuiti logica - sistemi digitali.
- come interruttori per pilotare carichi di potenza

I carichi di potenza sono pilotati con comandi di tipo ON-OFF (generati da sistemi digitali)  
 Senzano dei circuiti di interfaccia  
 non riescono a pilotare direttamente i carichi

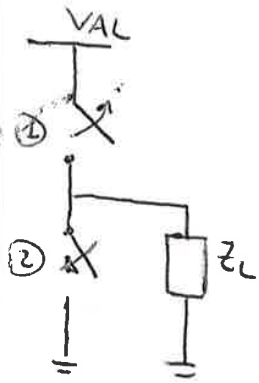
## AMPLIFICATORI DIGITALI

Si comportano come interruttori APERTI o CHIUSI, in funzione di un comando fornito da un circuito digitale preesistente

- $Z_L$  è il carico. Quando l'interruttore è chiuso, consente il passaggio di corrente nel carico. Le due configurazioni dal punto di vista elettrico sono uguali. Se l'interruttore è aperto, il carico vede un'impedenza infinite, se è chiuso,  $Z_L$  vede un corto circuito. Questo da un cattivo funzionamento.



Uso due interruttori collegati in antifase.  
 In entrambi i casi il carico vede un'impedenza equivalente nulla.  
 Quando ① è aperto, ② è chiuso.  
 Il costo è dovuto ai due interruttori e al fatto che non devono mai essere chiusi insieme.



## CIRCUITI A PONTE

Può servire invertire il segno della corrente nel carico, che definisce da che parte "girare" il motore / carico.

Per fare questo uso due coppie di interruttori collegati in antifase.

Quando è chiuso ①, è chiuso anche ④.

Quando è chiuso ③, è chiuso anche ②.

Ho un corrente di segno opposto nei due casi.

