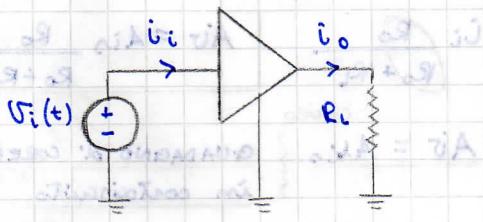


AMPLIFICATORI: sono blocchi funzionali che permettono di rendere maggiore l'ampiezza del segnale -

Un amplificatore è una rete che riceve in ingresso un segnale $v_i(t)$ e fornisce in uscita, attraverso una resistenza di carico R_L , un segnale $v_o(t)$ che è una copia di $v_i(t)$ ingrandita in ampiezza -

Nel fare ciò è necessario che sia caratterizzato da una funzione lineare, per evitare distorsioni:



$$v_o(t) = A \cdot v_i(t)$$

$$A_v = \frac{v_o(t)}{v_i(t)}$$

$$A_i = \frac{i_o(t)}{i_i(t)}$$

GUADAGNO di TENSIONE

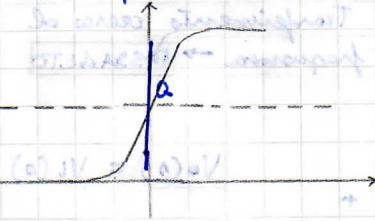
GUADAGNO di CORRENTE

$$A_p = \frac{P_L}{P_i} = \frac{v_o \cdot i_o}{v_i \cdot i_i} = A_v \cdot A_i \quad \text{GUADAGNO di POTENZA}$$

La caratteristica di trasferimento rimane lineare solo in un intervallo limitato delle tensioni. Per evitare che il segnale venga distorto, dovrà essere:

$$L^- \leq v_i(t) \leq L^+ \quad \frac{1}{A_v}$$

Negli amplificatori reali tuttavia la caratteristica può comunque presentare delle non linearità:



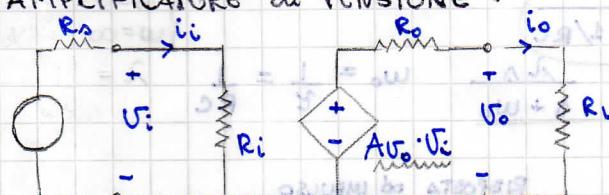
Del resto esiste una tecnica che consente di ottenere un'andamento lineare: lo. POLARIZZAZIONE permette al circuito di funzionare in un punto posto al centro della caratteristica in cui la pendenza è quasi lineare.

Per fare ciò si applica in ingresso una componente continua V_I in modo che si abbia in ingresso $v_i(t) = V_I + v_i(t)$ e allo stesso modo in uscita $v_o(t) = V_o + v_o(t)$. Così si sposta il punto d' lavoro della caratteristica in modo da centrarlo nel punto di massima pendenza. La limitazione di cui si deve tener conto è che il segnale va abbastanza piccolo poiché aumentando l'ampiezza potrebbe uscire dalla regione lineare -

$$A_v = \frac{d v_o(t)}{d v_i(t)}$$

quadro differenziale
nel punto

AMPLIFICATORE di TENSIONE :



è costituito da un generatore di tensione controllato in tensione con un fattore di amplificazione A_v , una resistenza di ingresso R_i e una di uscita R_L .

$$v_o = A_v \cdot v_i \quad \rightarrow \quad A_v = A_v \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

$$\text{se } R_L \rightarrow \infty \quad (R_o \rightarrow 0)$$

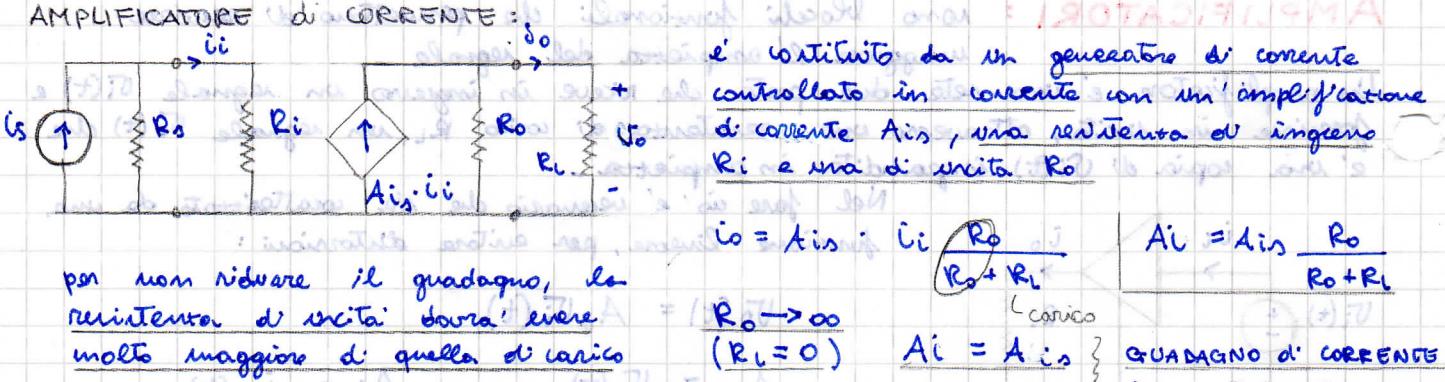
$\left\{ \begin{array}{l} A_v = A_v \\ \text{GUADAGNO di TENSIONE} \\ \text{a circuito aperto} \end{array} \right.$

per non ridurre il guadagno quando l'uscita viene accoppiata a un carico, R_o dovrà essere molto più piccola di R_L



$$v_o = A_v v_i$$

DATA ACCES
 $v_o = (0.01)V$
 $v_i = (+0.1)V$



è costituito da un generatore di corrente controllato in corrente con un'amplicazione di corrente A_{is} , una resistenza di ingresso R_i e una di uscita R_o

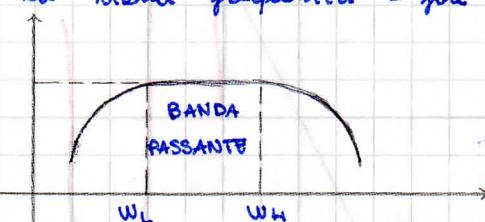
$$A_i = A_{is} \frac{R_o}{R_o + R_i}$$

Risposta in Frequenza:

Se consideriamo un amplificatore lineare, applicando ad esso un segnale sinusoidale, in uscita avremo un segnale sinusoidale con la stessa frequenza e fase e ampiezza generalmente diverse.

Nel dominio delle frequenze, la funzione di trasferimento sarà:

$$|T(\omega)| = \frac{V_o}{V_i} < T(\omega) = \phi$$

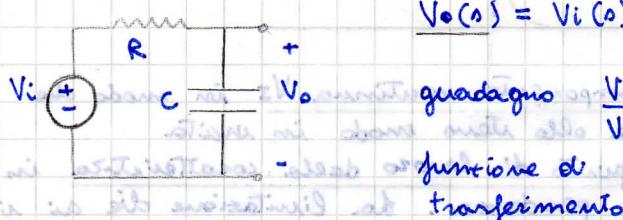


la risposta in ampiezza rimane costante in un intervallo (w_L, w_H) che prende il nome di **BANDA PASSANTE**, ed è fuori l'ampiezza minore: perciò un amplificatore verrà progettato in modo da far coincidere la larghezza di banda con lo spettro dei segnali da amplificare.

per $w < w_L$ diminuisce il guadagno per la presenza di condensatori esterni; la funzione di trasferimento cresce al crescere della frequenza → **PASSA ALTO**

per $w > w_H$ diminuisce il guadagno a causa delle capacità interne dei dispositivi; la funzione di trasferimento diminuisce al crescere della frequenza → **PASSA BASSO**

PASSA-BASSO

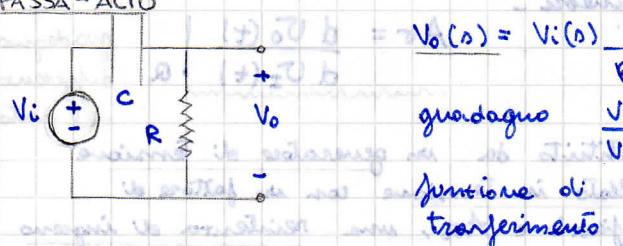


$$\frac{1/RC}{R + 1/RC} = \frac{1}{1 + sRC}$$

fattore amplificazione

$$T(s) = \frac{K}{1 + s/w_0} \quad w_0 = \frac{1}{\sqrt{RC}} = \frac{1}{\lambda}$$

PASSA-ALTO



$$\frac{R}{R + 1/RC} = \frac{s}{s + 1/RC}$$

fattore amplificazione

$$T(s) = \frac{1/s}{1 + s/w_0} \quad w_0 = \frac{1}{\sqrt{RC}} = \frac{\lambda}{w_0}$$

RISPOSTA AL GRADINO

$$V(t) = V(0^+) - [V(0^+) - V(0^-)] e^{-t/\tau}$$

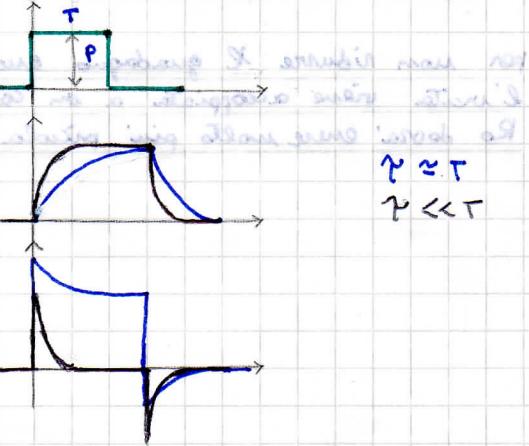


PASSA ALTO

$$V(0^+) = S$$

$$V(t) = S e^{-t/\tau}$$

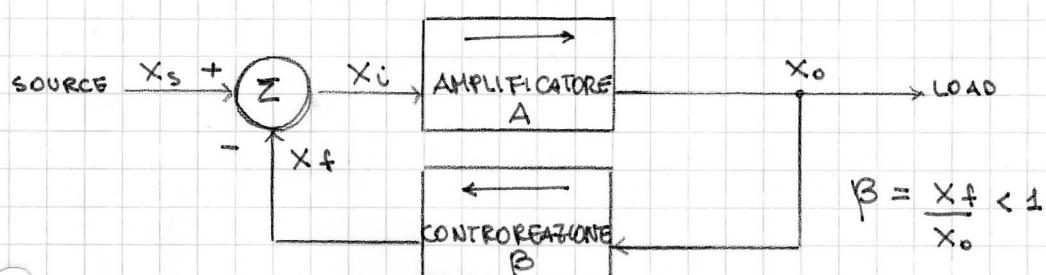
RISPOSTA AD IMPULSO



CONTROREAZIONE riporta in ingresso una parte del segnale in uscita

- POSITIVA: una parte dell'uscita si somma all'ingresso e il interno tende a divergere verso la saturazione -
- NEGATIVA: si sottrae all'ingresso una parte del segnale in uscita: se l'uscita aumenta l'ingresso diminuisce, in questo modo il interno non diverge -
 - stabilizza il guadagno
 - riduce la distorsione
 - riduce l'effetto del rumore
 - controlla le impedenze di ingresso e uscita
 - aumenta la larghezza di banda passante

} comporta una serie di effetti positivi ma il guadagno diminuisce di molto -



$$\left. \begin{aligned} X_o &= A X_i \\ \text{equazione dell'amplificatore} \\ X_f &= B X_o \\ \text{equazione della controreazione} \end{aligned} \right\}$$

$$X_i = X_s - X_f \rightarrow X_s = X_i + B X_o = \underline{X_i (1 + AB)}$$

$$A_f = \frac{X_o}{X_s} = \frac{A}{1 + BA}$$

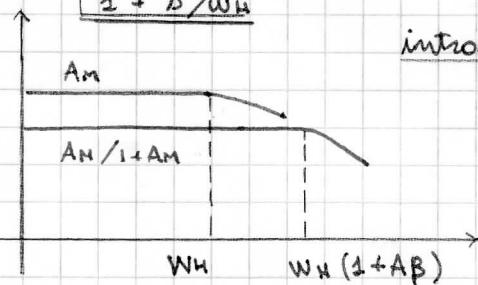
se $BA > 1 \quad A_f \approx \frac{1}{B}$

guadagno dell'anello

quantità di controreazione

Se considero un interno parabolico:

$$A(s) = \frac{A_H}{1 + D/W_H}$$



$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + BA(s)} = \frac{A(s)}{1 + D/W_H(1 + A_H B)}$$

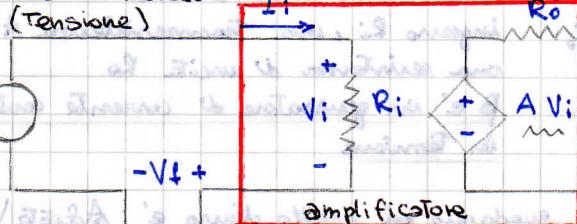
introducendo la controreazione: $\left\{ \begin{array}{l} \text{il guadagno} \\ \text{diminuisce} \end{array} \right.$

$$W_H f = W_H (1 + AB)$$

$A_M W_H = A_f W_H$
il prodotto banda-guadagno rimane costante

CONFIGURAZIONI di BASE

SERIE - PARALLELO :



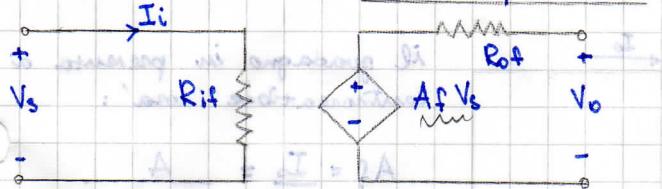
e' costituita da un amplificatore bidirezionale ed anello aperto e da una rete di controreazione ideale con minima di tensione e confronto in serie -

Il guadagno ed anello chiuso sono:

$$A_f = \frac{V_o}{V_s} = \frac{A}{1 + AB}$$

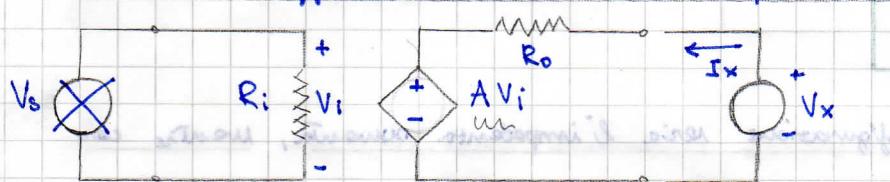
il circuito B non altera il valore di A.

Se si considera il circuito equivalente:



cioè la controreazione negativa aumenta la resistenza di ingresso di un fattore pari al fatto di controreazione -

Per trovare la resistenza di uscita Rof dell'amplificatore controreazionato, riduciamo Vs a zero e applichiamo una tensione di prova Vx:



$$R_{of} = \frac{V_x}{I_x}$$

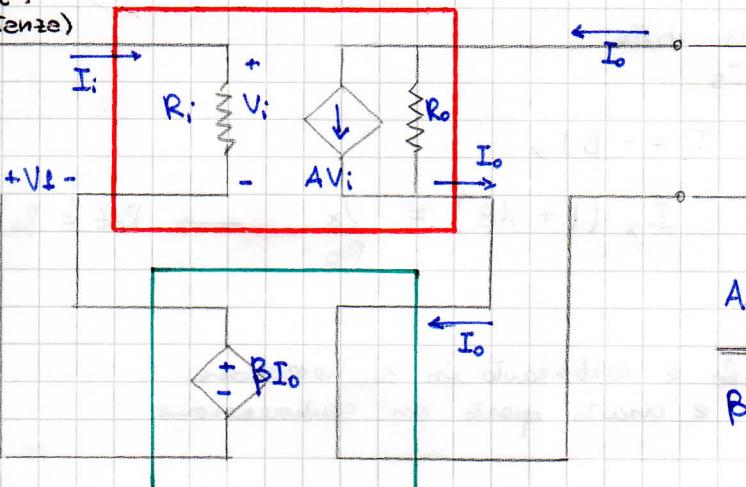
$$V_x = I_x R_o + A V_i = I_x R_o - A B V_x$$

$$V_x (1 + AB) = I_x R_o$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + AB}$$

nella condizione ideale dove tendere a zero ↓ un avvicinamento all'ideale

SERIE - SERIE :
(transconduttenze)



e' formato da un amplificatore ed anello aperto e da una rete di controreazione ideale -

$$A = \frac{I_o}{V_i}$$

ha le dimensioni quelle di una transconduttanza

$$A_f = \frac{I_o}{V_s} = \frac{A}{1 + AB}$$

B non corrisponde
il circuito A

$$B = \frac{V_f}{I_o}$$

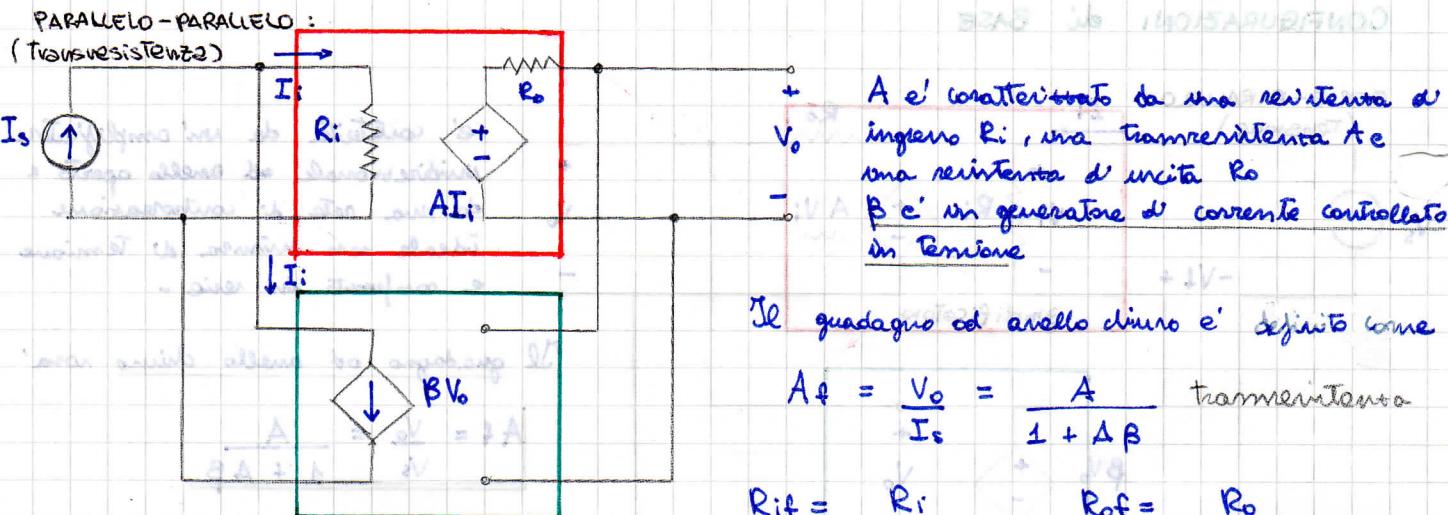
$$R_{if} = R_i (1 + AB) \quad R_{of} = R_o (1 + AB)$$

$$\rightarrow I_x (1 + AB) = \frac{V_x}{R_o} \rightarrow R_{if} = R_o (1 + AB)$$

Ottengo Vs

$$R_{if} = \frac{V_x}{I_x} \quad I_x = A V_i + \frac{V_x}{R_o}$$

$$\frac{V_x}{R_o} - A B I_x \quad (V_i = -B I_x)$$



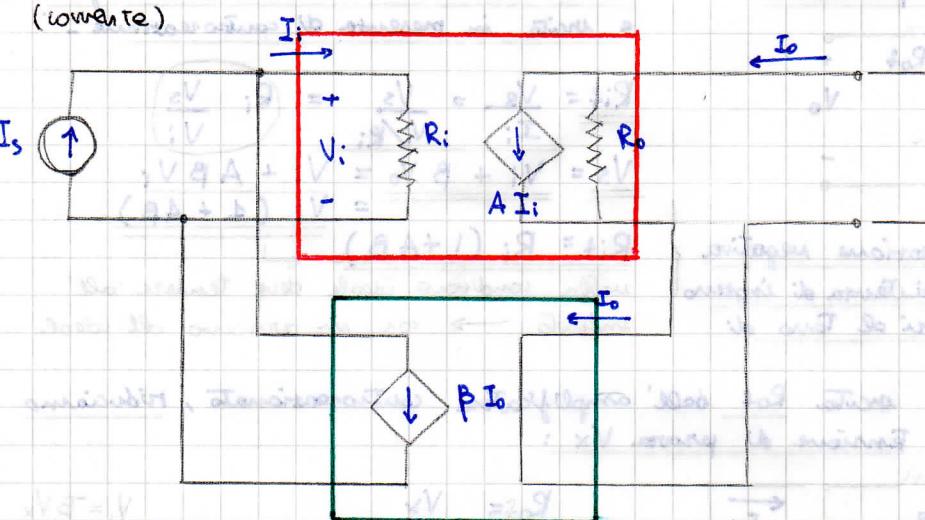
A è caratterizzato da una resistenza di ingresso R_i , una transresistenza A e una resistenza d'uscita R_o
 β è un generatore di corrente controllato in tensione

Il guadagno ad anello chiuso è definito come

$$A_f = \frac{V_o}{I_s} = \frac{A}{1 + AB} \text{ transistors}$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + AB} \quad R_{of} = \frac{R_o}{1 + AB}$$

PARALLELO-SERIE :
(corrente)



il guadagno in presenza di controreazione sarà:

$$A_f = \frac{I_o}{I_s} = \frac{A}{1 + AB}$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + AB}$$

$$R_{of} = R_o (1 + AB)$$

Infine dedico che quando la configurazione serie l'impedenza aumenta, mentre con quella parallelo diminuisce -

$$R_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{R_i I_i}{I_s} = I_i + B I_o = I_i + B A I_i = I_i (1 + BA)$$

$$R_{if} = \frac{R_i E_i}{E_i (1 + BA)} = \frac{R_i}{1 + BA}$$

da cui $R_{if} = \frac{V_x}{I_x}$ che oppone in uscita
dove I_x è ottenendo I_s

$$I_x = A I_i + \frac{V_x}{R_o}$$

$$I_i = -B I_x$$

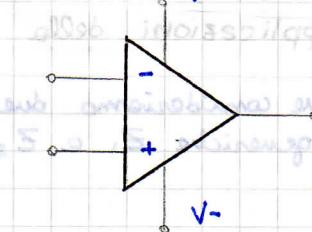
$$I_x = \frac{V_x}{R_o} - AB I_x$$

$$I_x (1 + AB) = \frac{V_x}{R_o} \rightarrow R_{of} = R_o (1 + AB)$$

serie hanno R_o in parallelo e vibrante in controreazione
parallelo hanno R_o in serie e circuito aperto in controreazione

AMPLIFICATORE OPERAZIONALE:

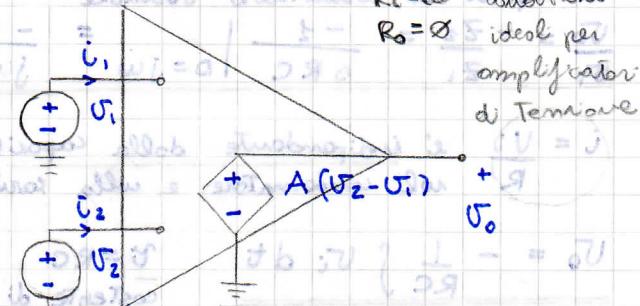
sono amplificatori con tre terminali, due di ingresso e uno di uscita, che per funzionare richiedono potenza in continua, quindi due alimentazioni costanti -



ideale l'amplificatore rileva la differenza di tensione tra i due ingressi ($U_2 - U_1$) e fornisce in uscita $A(U_2 - U_1)$ dove A è il valore del guadagno.

Idealmente tale amplificatore non avrebbe corrente in ingresso ($R_i = \infty$) mentre la tensione sul terminale di uscita sarebbe indipendente dalla corrente fornita all'impedenza di carico, cioè $R_o = 0$.

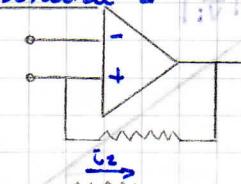
L'uscita sarebbe in fase con U_2 ma non in opposizione di fase con U_1 , perciò si viene detto terminale invertente e 2 non invertente. Un amplificatore operazionale ideale ha un guadagno che rimane costante per tutte le frequenze e che sarà molto grande, idealmente infinito. Questo prende il nome di GUADAGNO od ANELLO APERTO.



Del resto per guadagni molto elevati la dinamica scompare: posso estrarre ciò facendo una delle controreazioni anche se il guadagno diminuisce.

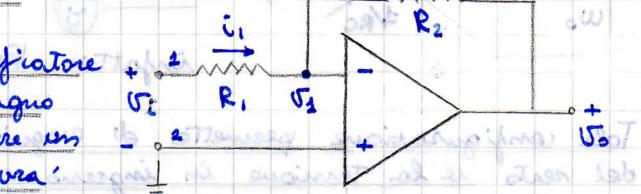
controreazione

positive: l'amplificatore diverge comunque verso la saturazione (più velocemente)



negative: consentirà al circuito di avere una certa dinamica

Se si considera un amplificatore operazionale che abbia guadagno tendente all'infinito, per avere un'uscita finita, l'ingresso dovrà essere molto piccolo -



$$U_2 - U_1 = U_0 / A \approx 0 \rightarrow U_2 \approx U_1$$

In tal caso si parla di CIRCUITO VIRTUALE, cioè qualsiasi tensione sul terminale 2 sarà presente anche sul terminale 1 a causa dell'infinito guadagno A . Se il terminale 2 è comnesso a massa, quindi $U_2 = 0$, allora $U_1 \approx 0$: il terminale 1 è dunque MASSA VIRTUALE, cioè non trova a tensione nulla pur non essendo comnesso fisicamente a massa. Se consideriamo la corrente che corre in R_1 , $i_1 = \frac{U_1 - U_2}{R_1} \approx \frac{U_1}{R_1} = i_2$ ma l'amplificatore ha una impedenza di ingresso infinita e quindi avrebbe una corrente nulla, quindi i_1 dovrà necessariamente tenere attraverso R_2 nel terminale di uscita.

Quindi il GUADAGNO od ANELLO CHIUSO

$$AU = \frac{U_0}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\begin{aligned} U_0 &= U_1 - i_1 R_2 \\ &= 0 - U_1 R_2 \end{aligned}$$

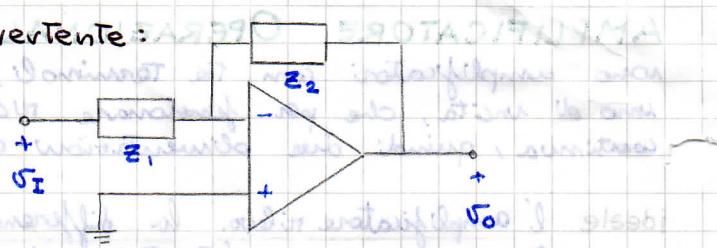
In tipo di configurazione di questo tipo prende il nome di CONFIGURAZIONE INVERTENTE.

il CIRCUITO VIRTUALE non è valido nella regione di lavoro, cioè quando il guadagno è lineare e non sono in saturazione, e per tutti gli amplificatori operazionali, non solo quelli controreazionisti.

Applicazioni della Configurazione Invertente:

Se consideriamo due impedenze generiche Z_1 e Z_2

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

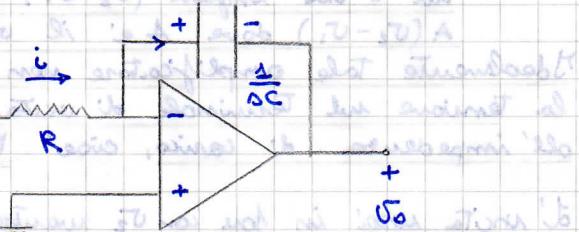


INTEGRATORE

Se impongo $Z_1 = R$ e $Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$

in ipotesi di cortocircuito virtuale

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{-1}{j\omega RC} \quad | \quad D = j\omega = \frac{-1}{j\omega RC}$$

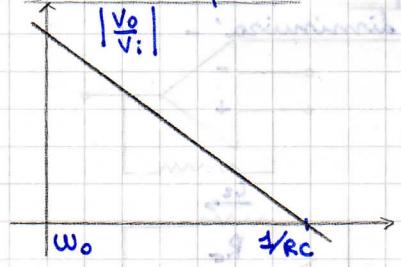


$i = \frac{V_i}{R}$ è indipendente dalla capacità e nome
del condensatore e della Resistenza

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_i dt \quad T = RC$$

costante di tempo di integrazione

l'uscita sarà poi all'integrale della tensione nella capacità a meno di una costante temporale -

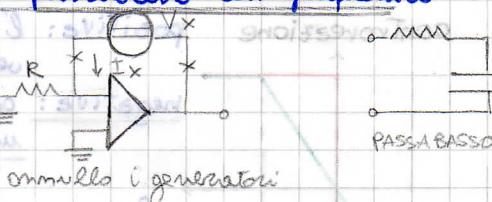


L'integratore di Miller avrà risposta in ampiezza identica a quella di una rete passabasso con frequenza di taglio nulla -

applicando Thévenin ai capi della capacità:

$$\omega_0 = \frac{1}{T} = \frac{1}{C \cdot R_{eq}} = 0$$

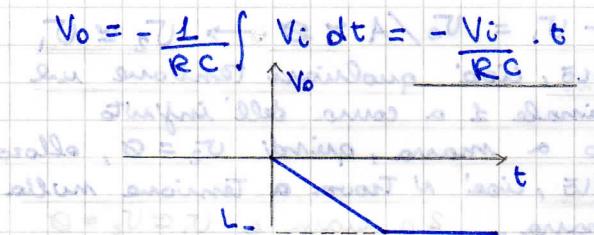
$$\text{infatti } R_{eq} = \frac{V_x}{I_x} = \infty$$



Passa-BASSO

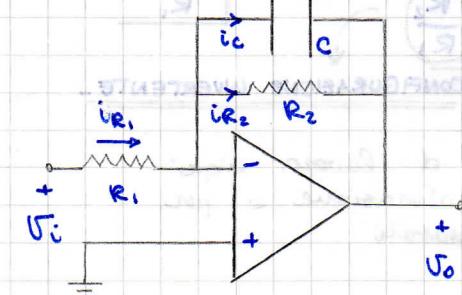
ammolla i generatori

Tale configurazione permette di eeguire l'operazione di integrazione nel tempo; del resto se la tensione in ingresso è costante posso avere dei problemi -



che c'è una rampa lineare con il tempo
mentre, in limite, decrece al crescere del
tempo finché non satira -
quindi in continua l'amplificatore si comporta
come se fosse ad ampollo aperto

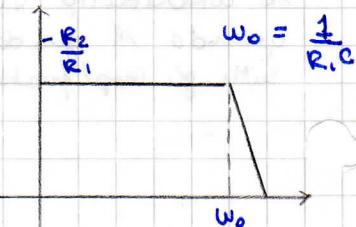
Per evitare la saturazione si può pensare di creare un nuovo percorso mettendo in parallelo alla capacità una resistenza di valore elevato: in tal modo non avrò problemi in continua ma il circuito si comporterà come integratore solo per una parte della caratteristica - Quindi $Z_1 = R_1$ e $Z_2 = R_2 // V_{OC} = \frac{R_2}{1 + R_2 C}$



$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{-R_2/R_1}{1 + R_2 C}$$

così il circuito si comporterà come un normale passabasso

più si carica il condensatore,
più diminuisce la corrente che
la corrente fa passare finché
 $i_c = i_{R2}$



DERIVATORE

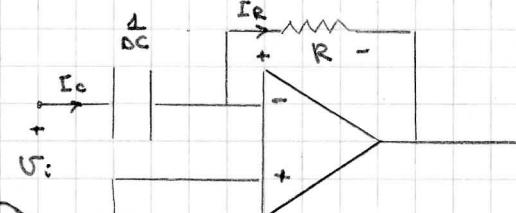
Se considero $Z_1 = \frac{1}{\omega C}$ e $Z_2 = R$

nell'ipotesi di circuito virtuale.

$$I_R = I_C \quad \text{e} \quad V_o = -V_R$$

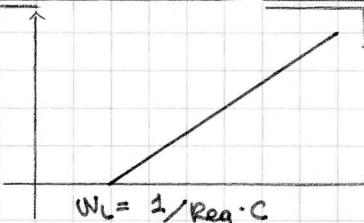
$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\omega RC \quad | \quad \omega = j\omega \quad = -j\omega RC$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -I_C \cdot R = -RC \frac{dV_i(t)}{dt} \quad \text{che corrisponde all'operazione di differenziazione}$$



$$I_C = C \frac{dV_i(t)}{dt}$$

$$Q = C \cdot V \quad dt = C \cdot V(t)$$

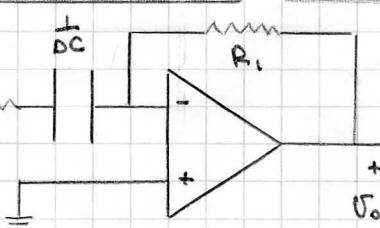


l'andamento in frequenza del derivatore ideale è quello di una rete pass-alto con frequenza di taglio infinita.

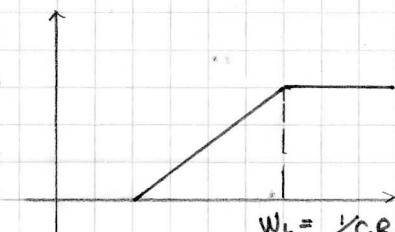
il condensatore vede impedito nella poiché è a manna da entrambe le parti.

da natura stessa d' un circuito derivatore fa sì che esso va in amplificatore di rumore: se il segnale si sovrappone un rumore di frequenza maggiore, questo verrà amplificato più del segnale.

Per un corretto funzionamento la caratteristica in frequenza deve avere l'unità e non tendere all'infinito: perciò verrà inserita in serie al condensatore una piccola resistenza, che renderà però il circuito non derivatore ideale.



funziona quindi come derivatore solo per un tratto della caratteristica, ma in tale modo si comporta come un normale circuito pass-alto e limita l'amplificazione del rumore.



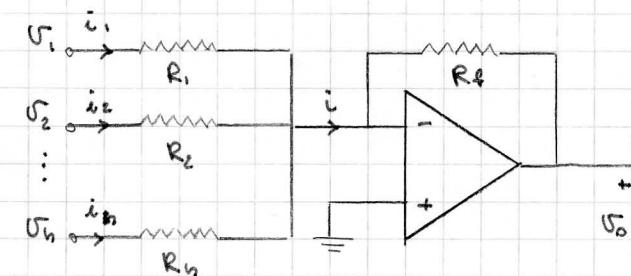
$$V_o/V_i = 1/CR_L$$

SOMMATORI

si può considerare una configurazione che abbia una resistenza R_f nell'anello di controazione e in ingresso più segnali applicati ai rispettivi resistori:

$$i = i_1 + i_2 + \dots + i_n$$

$$i_1 = \frac{V_1}{R_1}; \quad i_2 = \frac{V_2}{R_2} \dots$$



Se considero per semplicità il caso in cui abbia solo due segnali: in ingresso,

(1) considero prima V_2 a manna:

$$i_2 = 0 \quad i = i_1 \quad V_o = -i_1 R_f = -V_1 \frac{R_f}{R_1}$$

(2) ne ora metto a manna V_1 :

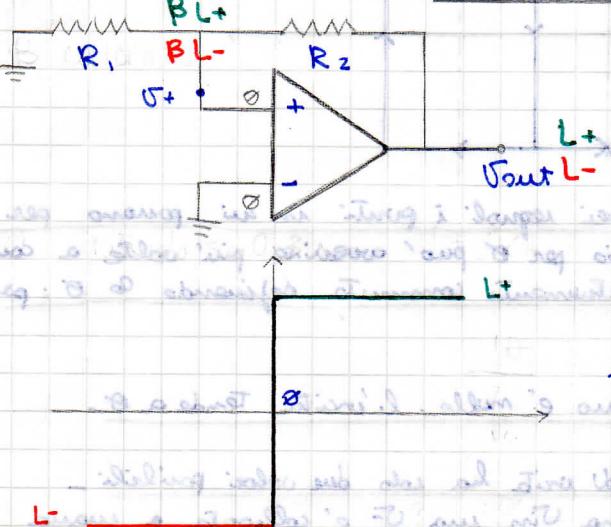
$$V_o'' = -V_2 \frac{R_f}{R_2}$$

quindi per la sovrapposizione degli effetti: $V_o = -\left(\frac{R_f}{R_1} V_1 + \frac{R_f}{R_2} V_2 + \dots\right)$

cioè l'unità somma poi alla somma algebraica delle varie tensioni parate

MULTIVIBRATORI: amplificatori operazionali con retroazione positiva

BISTABILE e' una configurazione con 3 stati di equilibrio: 2 di saturazione mentre in θ ci sono equilibri instabili -

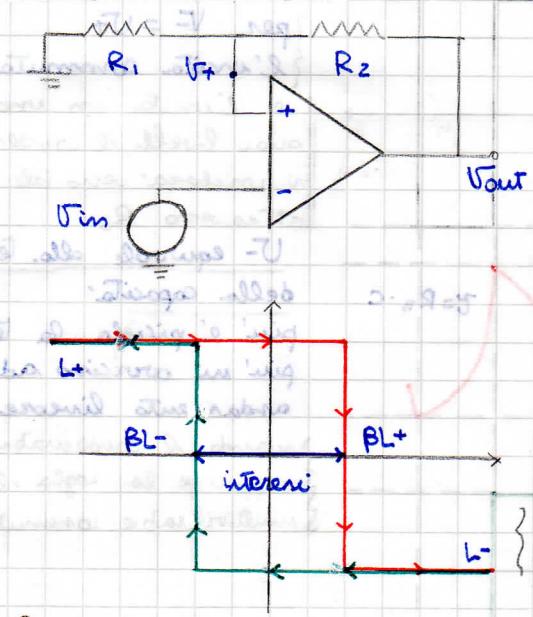


se c'è rumore e V_{out} si muove dallo θ , per la retroazione positiva la tensione in ingresso cresce e allo stesso tempo V_{out} cresce fino al limite di amplificazione L.

$$V^+ = V_{out} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \rightarrow \text{Bistabile}$$

il circuito sara' stabile se l'excito e' in saturazione a L^+ oppure a L^- .

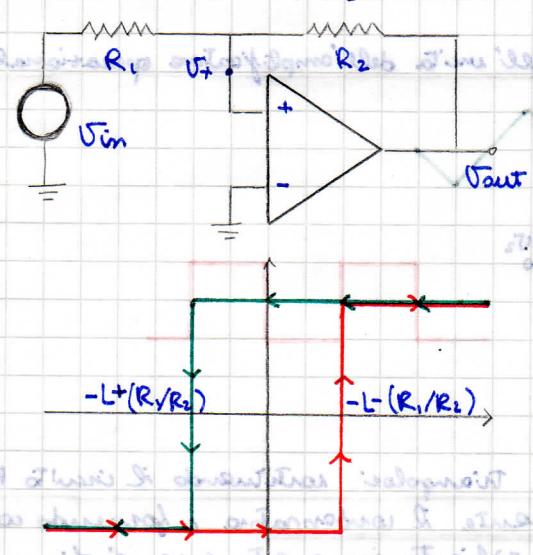
Bistabile Invertente



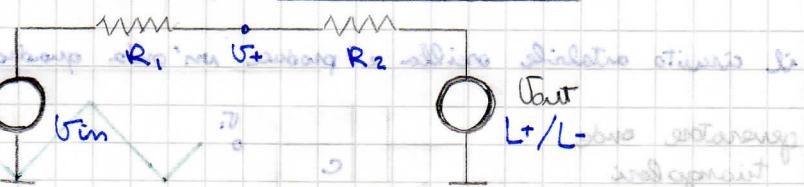
- per V_{in} crescente l'andamento sara' L^+ fino a $V_{in} = \beta L^+$, per cui la tensione in uscita si inverte - uguale la V^+
- per V_{in} decrescente l'andamento sara' L^- fino a $V_{in} = \beta L^-$ per cui la tensione torna a L^+ .

Ora' con due percorsi possibili sulla caratteristica a recorda del vero in cui cresce o decresce la tensione di ingresso.

Bistabile Non Invertente



se considero 2 circuiti equivalenti



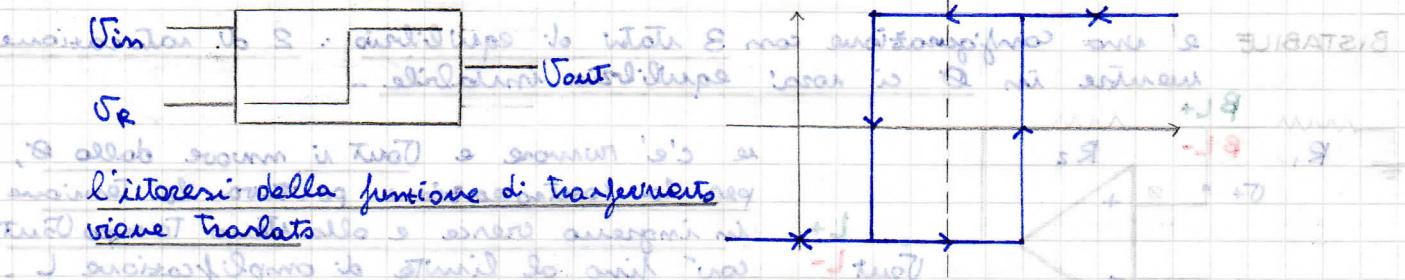
$$V^+ = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{out} \frac{R_1}{R_2 + R_1} \text{ rapporto degli effetti}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{se } V_{out} = L^+ \rightarrow V^+ = 0 \text{ se } V_{in} = -L^+ \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \\ \text{se } V_{out} = L^- \rightarrow V^+ = 0 \text{ se } V_{in} = -L^- \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \end{array} \right.$$

perciò due soglie differenti stanziate con uno

? se $V^+ = 0$ il sistema va così

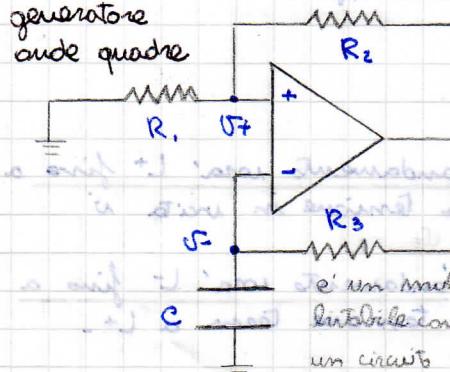
Comparatore: è un'applicazione di un circuito bistabile: **ASTABILITÀ**



Tale strumento puo' essere utile per definire nei segnali i punti in cui possono percorrere. Se si considerano segnali disturbati, il percorso per θ puo' avvenire più volte a causa del disturbo. Con l'iterarsi del primo passaggio lo strumento commuta definendo lo θ : per commutare ancora non basterà ripetere per θ .

ASTABILI sono circuiti stabili in cui nell'ingresso c'è nullo, l'uscita tende a θ .

generatore onde quadre



la tensione d'uscita ha solo due valori possibili - non c'è una V ma V è collegata a massa tramite una capacità -

per $V = V_+$

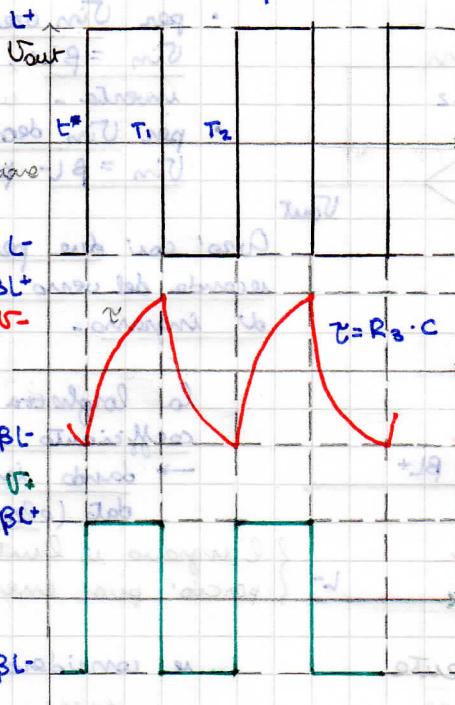
per $V = V_-$

l'uscita commuta

se l'uscita in uno dei suoi livelli, il condensatore C si scarica verso tale livello attraverso R_3

V equivale alla tensione della capacità più è piccola la tensione più mi avvicino ad un andamento lineare

quando il condensatore raggiunge la soglia il multivibratore commuta



per $t > t^*$ il condensatore si carica aumentando la V

$$V(t) = V(\infty) - [V(\infty) - V(0)] e^{-\frac{t-t^*}{\tau}}$$

per $t = T$ condensatore è carico

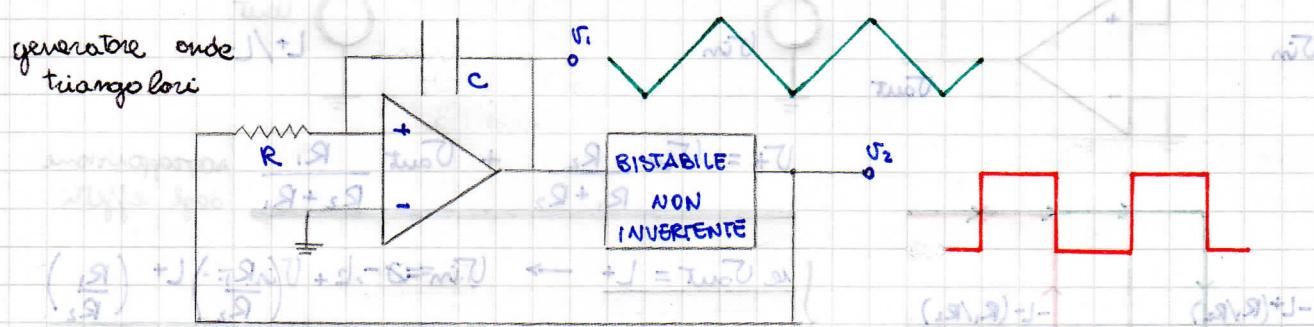
$$V(t) = L^+ - (L^+ - \beta L^-) e^{-\frac{t-T}{\tau}}$$

per $t = T_1$ comuta e inizia a scaricarsi

$$V(T_1) = \beta L^-$$

il circuito astabile oscilla e produce un'onda quadra all'uscita dell'amplificatore operazionale.

generatore onde triangolari

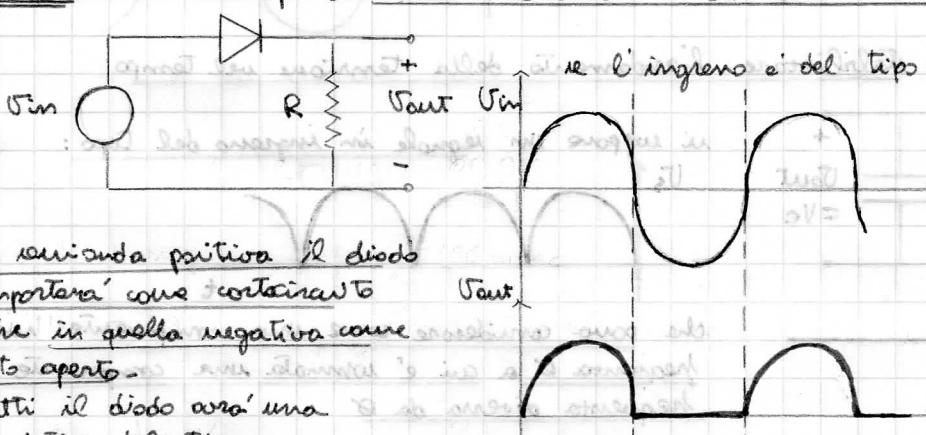


Le forme d'onda esponenziali possono avere vere triangoli: sostituendo il circuito RC con un integratore che carica ed scarica linearmente il condensatore, fornendo così una forma d'onda triangolare. Il circuito bistabile ridisegnato in questo caso è di tipo non invertente -



La tensione generalmente arriva in modo alternato, 240V d'ampiezza e valore medio pari a 0: il TRASFORMATORE ha il ruolo di obtenere la tensione al valore di lavoro per il circuito in modo che esso possa funzionare.

RETTIFICATORE: ha lo scopo di rendere il valore medio della tensione diverso da 0 - ideale.



nella semiciclo positivo il diodo

si comporterà come cortocircuito

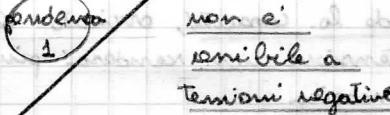
mentre in quella negativa come

circuito aperto.

Inoltre il diodo avrà una

caratteristica del tipo:

non lo resistente \rightarrow ideale



Quindi si annulla la parte negativa e si comporta come una serie di resistenze: la tensione in uscita avrà valore medio diverso da 0.

Reale a metà banda

Un diodo reale può essere visto come

la serie tra un generatore di tensione

costante e una resistenza

perciò parte della tensione cade sulla

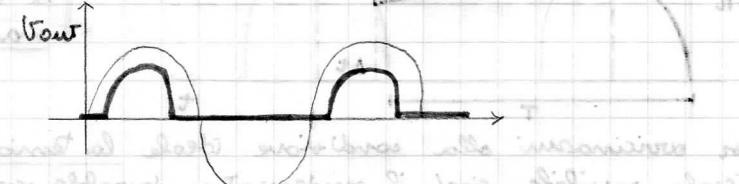
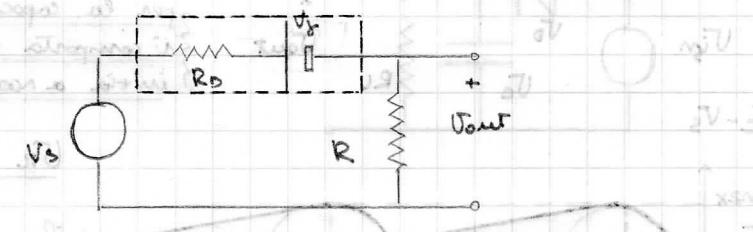
resistenza del diodo, quindi ora' in

uscita:

il valore medio della tensione

ora' avrà diverso da 0 ma

inferiore rispetto al caso ideale.

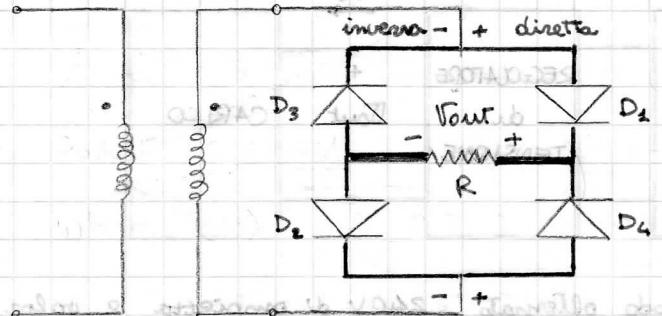


in quanto caro la caratteristica ora' pendente diverso da 1 e sarà trattata di un termine V_f:

$$V_{out} = V_s - V_f$$

ogni di questi alle sue spese il circuito pagherà

a doppia seconda: permette di ripetere maggiore corrente



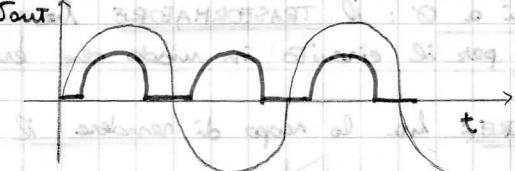
diretta

alla seconda positiva D_1 e D_2 sono aperti e si comportano come cortocircuiti mentre D_3 e D_4 sono spenti inversa

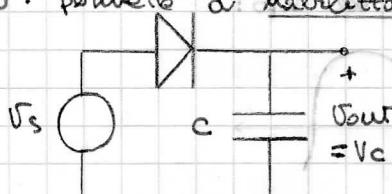
alla seconda negativa D_3 e D_4 sono aperti e si comportano come cortocircuiti mentre D_1 e D_2 sono spenti

la corrente attraversa R sempre nello stesso verso:

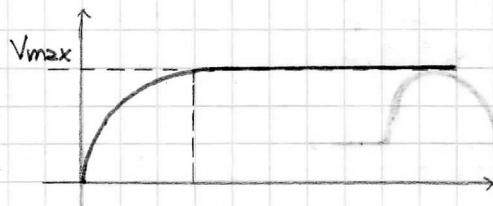
$$V_{out} = V_{in} - 2V_f$$



FILTRIO: permette di stabilizzare l'andamento della tensione nel tempo ideale



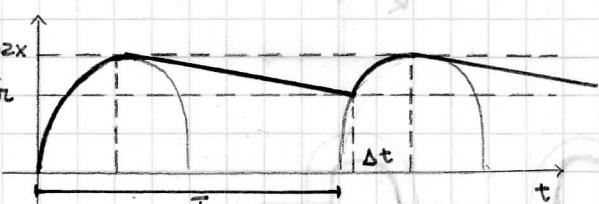
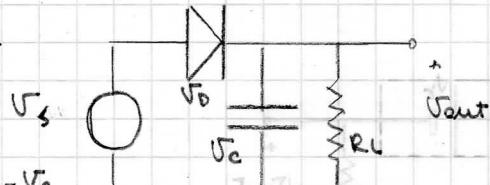
si suppone un segnale in ingresso del tipo: ideale



che poniamo considerare come una componente media a frequenza f_0 a cui è sommata una componente a frequenza diversa da f_0

All'inizio il diodo si comporta come un cortocircuito caricando la capacità, arrivato al punto di massimo il diodo si interdice e rivelà il picco: la tensione non renderà più da tale valore perché non ci sarà (idealmente) alcun percorso di ricico.

reale



in tal caso ora' presente un percorso di ricico per la capacità: quando il diodo è in inversa si comporta come un circuito aperto, la capacità inizia a ricaricarsi su R_L in modo esponenziale

V_R prende il nome di TENSIONE DI RIPPLE

il valore medio ora' diventa non massimo e soprattutto non costante

Per avvicinarmi alla condizione ideale la tensione di ripple dovrebbe avere il più piccolo possibile, cioè il condensatore dovrebbe ricaricarsi lentamente.

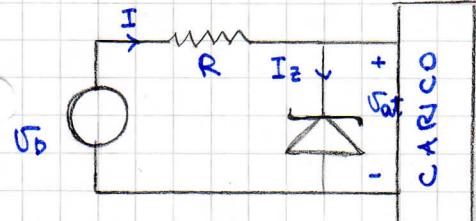
in Δt il diodo conduce
in $T-\Delta t$ il diodo è interdetto

→ nel diodo corre un picco di corrente elevato con cui devo cercare di fornire al condensatore le cariche che ho perso

$$\left\{ Q_{fornita} \right|_{\Delta t} = Q_{perda} \left|_{T-\Delta t} \right.$$

ragion perciò la riduzione della tensione di ripple in termini di potenza.

STABILIZZATORE di TENSIONE: cerca di rendere stabile la tensione in uscita dal diodo

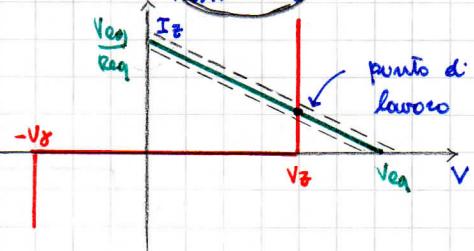


usa un diodo zener come stabilizzatore di tensione:
e' polarizzato in inverso, quindi finisce la tensione
ai suoi capi, che ora' poi propria a Vout.



$$V_{eq} = V_D + R_{eq} \cdot I = \frac{V_t \cdot R_L}{R_{int} + R_L}$$

$$R_{eq} = \frac{R_{int} \cdot R_L}{R_{int} + R_L}$$



il diodo blocca la tensione se il punto di lavoro porta il diodo in conduzione:

$$\underline{V_{eq} - R_{eq} I = V_D}$$

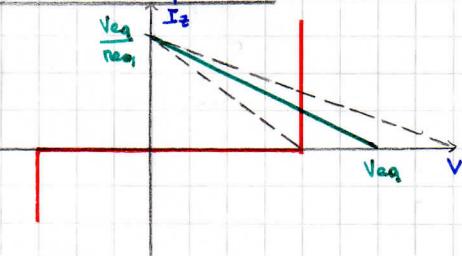
V_t non fa variare la pendenza ma solo la translatione: il punto d' lavoro si muove lungo R valore $V_{eq} > V_Z$ oltremodo il diodo non interdette e il circuito non funziona.
Per V_t crescenti aumenta la corrente nel diodo ma il limite non ha potenza dimessa.

Se invece varia la resistenza di carico R_L , varierà la pendenza:

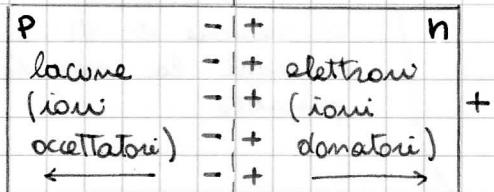
$$\text{il rapporto } \frac{V_{eq}}{R_{eq}} = \frac{V_t}{R_{int}} \text{ e' costante}$$

affinde' il circuito sia in condizioni di lavoro, deve essere:

$$\underline{R_{eq} > \frac{V_Z}{R_{int}}}$$



GIUNZIONE P-n:

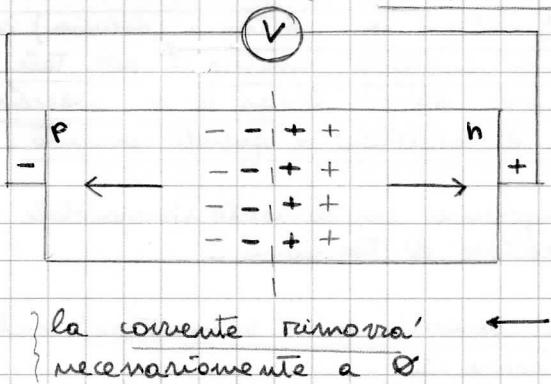


La giunzione separa una zona n-type da una p-type, perciò in questa parte si concentreranno le cariche.

Nella giunzione le corde opposte danno vita a un campo elettrico che crea un potenziale di contatto che fa da barriera tra le due zone: la zona centrale prende il nome di zona neutra poiché in essa non sono presenti corde mobili (elettroni e lacune).

Gli elettroni per passare da una parte all'altra (cioè come le lacune) devono superare tale barriera: ciò sarà possibile solo fornendogli energia o diminuendo il potenziale della barriera (potenziale contante → campo elettrico nullo), ma se gli elettroni (lacune) non riescono ad attraversare la barriera e passare dall'altra parte, non ci sarà ponaggio di corrente.

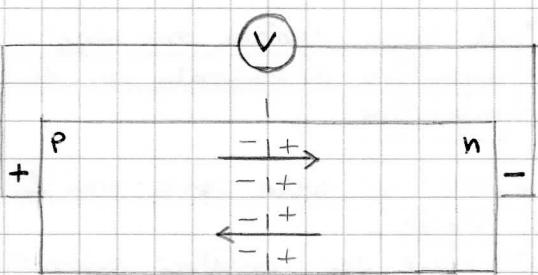
Se consideriamo una barretta collegata a un generatore di tensione V_{bias}



bias inverso

cioè elettroni collegati al polo positivo e lacune a quello negativo

gli elettroni si muovono verso la propria estremità, così come le lacune lasciano verso più corde scoperte verso il centro e quindi aumentando il potenziale della barriera



bias diretto

se inverti i poli: elettroni e lacune tenderanno ad andare dalla parte opposta: così diminuire il potenziale di barriera e elettroni e lacune riusciranno più piano a passare dall'altra parte.

Gli elettroni che entrano in p andranno in parte a riempire le lacune, perciò arriveranno all'estremità sempre meno concentrati e allo stesso modo si comporteranno le lacune in verso opposto (movimento per diffusione).

→ stavolta si registrerà ponaggio di corrente dato dalla somma delle componenti dovute al movimento di elettroni e lacune.

$$\begin{cases} n_p(\theta^+) = n_p \cdot e^{\frac{V}{V_t}} \\ p_n(\theta^+) = p_n \cdot e^{\frac{V}{V_t}} \end{cases}$$

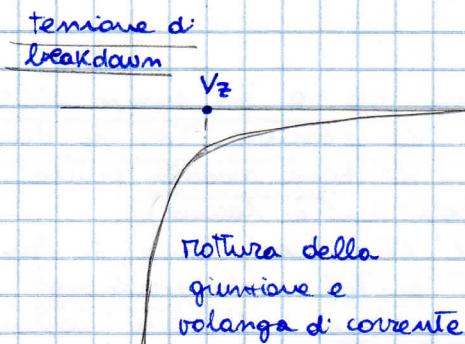
LEGGE della GIUNZIONE:

$$I = I_0 (e^{\frac{V_{bias}}{nV_t}} - 1)$$

nel bias inverso molto bassa mentre nel diretto sarà modulo I_0 .

coefficiente relativo al bias

andamento della corrente nel diodo p-n:



bande piatte

se il crescere di V_{bias} aumenta la corrente ponente

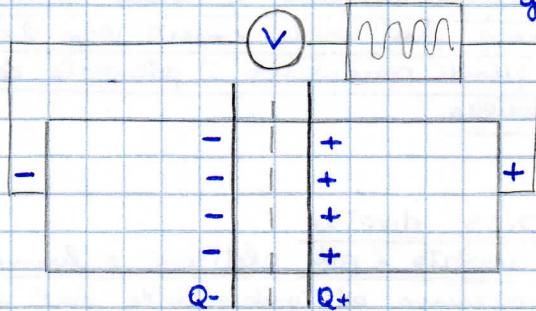
V_g tensione di rottura
se $V < V_g$, I trascurabile

Se applico una polarizzazione inversa la barriera aumenta e si allarga e potrò considerarla come se fosse una resistenza -

Del resto in tali condizioni, nella zona rovesciata il campo elettrico non è così elevato da riuscire a staccare dal silicio un elettrone (lozione) che quindi si libera e si muoverà acquistando energia cinetica: per tale movimento urterà contro degli atomi ionizzandoli, dando luogo a un meccanismo a volanga per cui si crea un plasma di elettroni e quindi corrente -

DIODO in REGIME VARIABILE:

aggiungeremo un elemento innominabile al generatore di tensione -



se aumenta la V aumenterà anche la quantità di carica Q

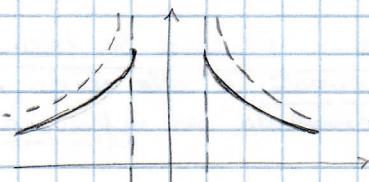
la zona rovesciata avrà un comportamento capacitivo determinato da diverse componenti capacitive

- Capacità di Sottrazione:

la quantità di carica varia con la tensione inversa V_{bias} -

- Capacità di Diffusione:

la concentrazione dei portatori minorari varia con la tensione diretta -



se aumenta la tensione, aumentano le corde che stanno ponendo dall'altra parte

se collego ciò a un generatore di tensione innominabile :

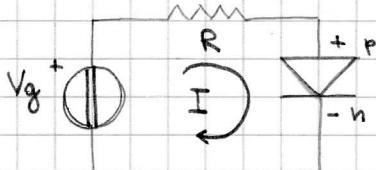
se la frequenza è 0 (corrente statica), la capacità è come se non ci fossero
se la frequenza è elevata, la corrente varia solo nelle capacità e il diodo non la vede

DIOODO: è una giunzione p-n e sotto questo modo avremo corrente con andamento esponenziale in diretta e corrente nulla in inversa -



{ diretta → tensione positiva sul P
inversa → tensione positiva sul N

determinazione del punto di lavoro:



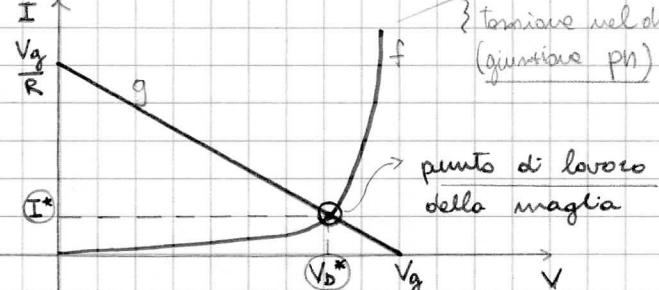
$$V_g = R \cdot I + V_d$$

ora' l'equazione della maglia
dove $I = I_0 e^{\frac{V_d}{V_T}}$

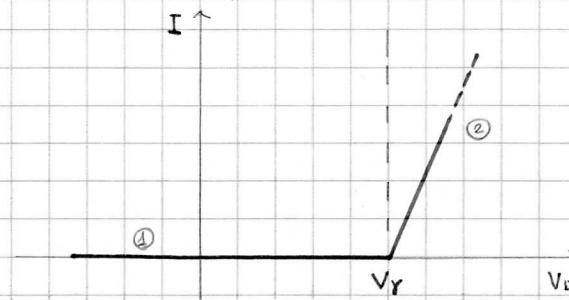
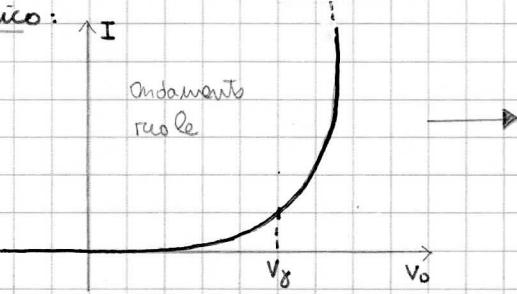
andamento della
tensione nel diodo
(giunzione pn)

quindi $V_d = V_g - R I$

con il metodo grafico determino i valori di lavoro di I e V_d -



Possiamo derivare il comportamento di un diodo a partire dal suo andamento grafico:



① $\left\{ \begin{array}{l} V_d < V_g \\ I = 0 \end{array} \right.$ posso approssimarla a 0

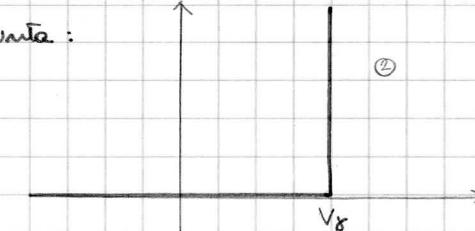
○ si comporta come un circuito aperto

② $\left\{ \begin{array}{l} V_d > V_g \\ I > 0 \end{array} \right.$ approssimo a una retta con pendenza elevata

○ posso corrente con una certa resistenza R

Un'altra approssimazione che puoi avere ovunque:

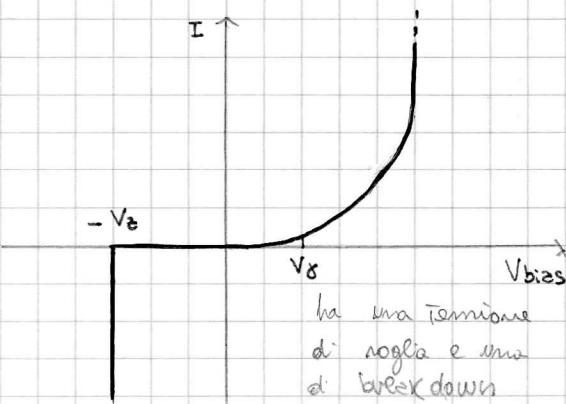
③ $\left\{ \begin{array}{l} V_d = V_g \quad \text{ponendo } R \text{ a } 0, \text{ la retta ora' verticale} \\ I > 0 \end{array} \right.$



traslando tale andamento in modo che $I > 0$ per $V_d = 0$ si puo' ulteriormente approssimare la terna ③ ad un cortocircuito -

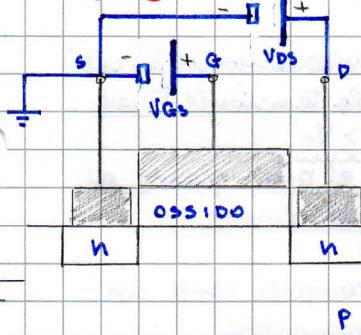
○ diodo zener:

è un diodo che puo' avere utilizzato sia una configurazione sia diretta sia inversa, quindi ora' una tensione di soglia e una di breakdown -



ha una tensione di soglia e una breakdown

MOSFET:



a canale N

viene realizzato su un substrato di tipo P: su di esso si ricavano due regioni di tipo n fortemente drogate (source e drain). Sulla superficie viene posto uno strato di biossido di silicio, su cui viene depositato del metallo (elettrodo di gate). Allo stesso modo verranno realizzati i contatti di source, drain e substrato.

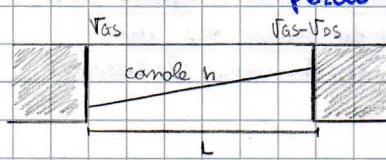
P

V_{DS} il substrato forma giuntioni p-n con le regioni di source e drain (polarità inversamente): finché il drain si trova ad una tensione positiva rispetto al source, le due giuntioni saranno tenute in interdizione connettendo l'elettrodo del substrato al source. Se sul gate la tensione è nulla, tra drain e source non potrà passare corrente (diodi sono a doppio).

V_{GS} fa allontanare le lacune dalla regione sotto al gate e le spinge verso il basso, lasciando una regione riempita - la tensione positiva del gate attira nella regione di canale elettroni dalle zone n: questi si accumulano formando una regione n che collega source e drain. → CANALE DI INVERSIONE

Una volta indotto il canale, applicando una tensione tra drain e source, ci scorre una corrente di trasporto dovuta agli elettroni:

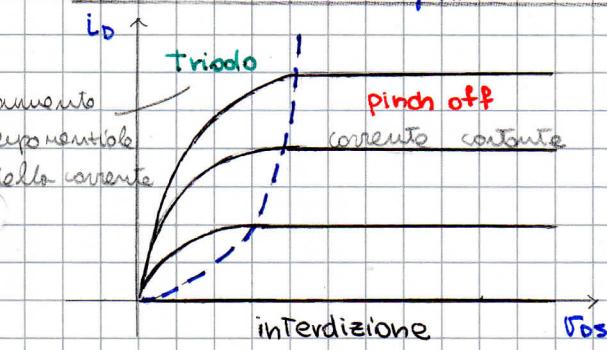
- se V_{DS} piccola: nel canale passa una corrente i_d che dipende dagli elettroni presenti nel canale e, quindi, da V_{GS} .
 - $V_{GS} = V_t$ il canale è appena formato e nonna una corrente trascurabile
 - $V_{GS} > V_t$ aumentano canale e conduttanza: scorre una corrente proporzionale a $V_{GS}-V_t$ e a V_{DS}
 - $V_{GS} < V_t$ la resistenza sarà infinita, non scorre corrente dove V_t è il valore di V_{GS} per cui si forma il canale e prende il nome di TENSIONE DI SOGLIA.
- se V_{DS} elevata: per una V_{DS} costante, V_{DS} si presenta come la caduta di potenziale lungo il canale: la tensione tra il gate e i vari punti del canale diminuisce da V_{GS} fino a $V_{GS}-V_{DS}$, che avviene all'estremità del drain. Per questo all'aumentare di V_{DS} il canale diventa più appuntito.



Se la lunghezza del canale è $< L$, il campo elettrico sarà molto elevato e concentrato (non scorre corrente): perciò il canale diventa più sottile fino a raggiungere la soglia per cui passerà corrente. → saturation

Quindi se V_{DS} aumenta oltre il valore che rende la tensione tra gate e canale all'estremità del drain uguale a V_t , cioè $V_{GS}-V_{DS}=V_t$: lo spessore del canale diminuisce fino quasi ad annullarsi (canale stropicciato). A questo punto, aumentando V_{DS} , la corrente si mantiene costante al valore individuato per $V_{DS}=V_{GS}-V_t$.

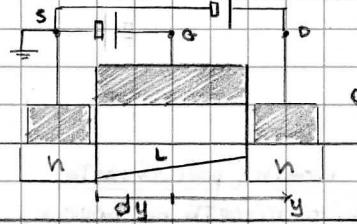
Perciò raggiunto tale soglia si entra in una regione detta pinch off in cui la corrente si mantiene costante finita la tensione di gate.



Tale grafico rappresenta le caratteristiche $i_d - V_{DS}$: sono una famiglia di curve ognuna misurata per un certo valore di V_{GS} .
Ora' 3 regioni di funzionamento: Triodo, interdizione e saturazione.

intervallazione per $V_{GS} < V_t$ non corrente

Triodo: il circuito deve uscire dall'intervallazione, $V_{GS} \geq V_t$, ma anche mantenere V_{DS} abbastanza piccola da non provocare la strozzatura del canale, cioè la tensione tra gate e drain deve essere maggiore della soglia: $V_{GS} - V_{DS} > V_t$ attraverso il circuito lavora nella zona di triodo quando V_{GS} è più grande di V_t e la tensione di drain è più bassa di quella di gate di almeno V_t .



$$Q_c(y) = Cox [(V_{GS} - V_t) - V(y)]$$

di carica per unità di area

Cox capacità per unità di area
per condensatore

$$dR = \frac{dy}{W M_n Q_c(y)}$$

resistenza relativa
al canale

$$d(V(y)) = I_D \cdot dR$$

Lunghezza → conducibilità del materiale

$$\int I_D dy = \int W M_n Cox [V_{GS} - V_t - V(y)] dV(y)$$

$$I_D = K [2(V_{GS} - V_t) \sqrt{V_{DS}} - V_{DS}^2]$$

dove $K = \frac{1}{2} M_n Cox W/L$

Saturazione: deve essere introdotto un canale, $V_{DS} \geq V_t$, che deve essere strozzato all'estremità di drain portando la V_{DS} ad un valore tale che la tensione tra gate e drain si mantenga al di sotto di V_t : $V_{GS} - V_{DS} \leq V_t$ quindi il circuito sarà in saturazione quando V_{GS} è maggiore di V_t e la tensione di drain non rende sotto la tensione di gate di una quantità maggiore di V_t .

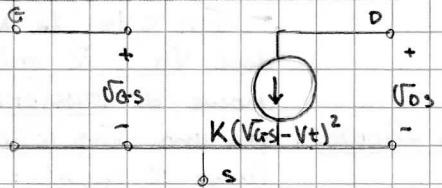
Il confine tra regione di triodo e saturazione è perciò definito da $V_{DS} = V_{GS} - V_t$ sostituendo ciò nell'equazione della I_D si ottiene che: infatti la corrente rimarrà costante nella zona di saturazione.

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

che è indipendente da V_{DS} ma è determinata da V_{GS}

il FET saturato si comporta come un generatore ideale di corrente il cui valore è controllato da V_{GS}

$$R_{DSAT} = \infty$$

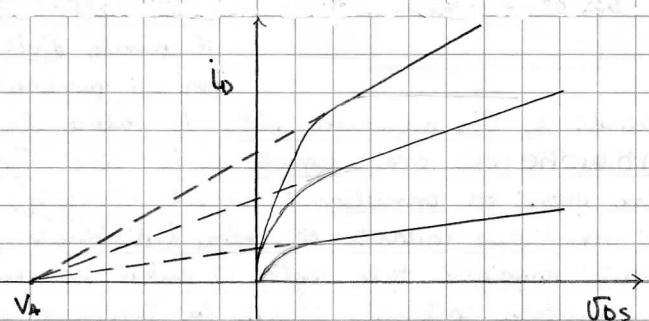


La completa indipendenza tra I_D e V_{DS} corrisponde al valore infinito della resistenza sul drain: in realtà aumentando la V_{DS} oltre V_{DSAT} , il punto di strozzatura si sposta verso il source. Perciò la lunghezza effettiva del canale si riduce dando luogo ad una modulazione della lunghezza del canale.

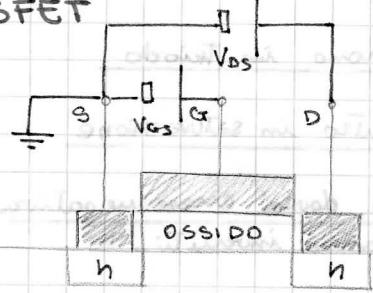
$$I_D = K (V_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

dove λ rappresenta la dipendenza lineare di I_D da V_{DS}

$$V_A = \frac{1}{\lambda}$$



MOSFET



CANALE N

realizzato su un substrato di tipo P: si ricavano su di esso due regioni di tipo N fortemente drogata (source e drain). Sulla superficie viene portato uno strato di biossido di silicio, in cui viene depositato del metallo (elettrodo di gate). allo stesso modo verranno realizzati i contatti in source, drain e substrato -

P

VDS

il substrato forma giuntioni p-n con le regioni di source e drain (polarizzate inversamente): finché drain a tensione positiva rispetto al source, le due giuntioni saranno tenute in interdizione commettendo l'elettrodo del substrato al source. Se sul gate la tensione è nella tra drain e source non potrà passare corrente (diodi sono a dorso).

VGS

fa allontanare le lacune dalla regione sotto al gate e le spinge verso il basso, lasciando una regione riempita. La tensione positiva del gate attira, nella regione di canale, elettroni dalle zone n: questi si accumulano formando una regione n che collega source e drain → CANALE DI INVERSIONE

Applicando una tensione tra drain e source, nella regione di canale indotto viene una corrente di trasporto dovuta agli elettroni:

- se V_{GS} piccola: nel canale passerà una corrente i_D che dipende dagli elettroni presenti nel canale e quindi da V_{GS} .

- $V_{GS} = V_t$ canale appena formato, corrente trascurabile

- $V_{GS} > V_t$ aumenta canale e conduttanza: la corrente sarà proporzionale a $V_{GS}-V_t$ e a V_{DS} .

- $V_{GS} < V_t$ resistenza infinita, non corre corrente

- se V_{GS} elevata: V_{GS} costante, V_{DS} si presenta come caduta di potenziale lungo il canale: la tensione tra gate e i vari punti del canale

diminuisce da V_{GS} fino a $V_{GS}-V_{DS}$ che viene all'estremità del drain, perciò all'aumentare di V_{DS} il canale diventa più sottile

e la lunghezza del canale è $< L$ il campo elettrico sarà molto elevato e concentrato (non corre corrente): perciò il canale diventa più sottile fino a raggiungere la soglia per cui passa corrente

interdizione: quando $V_{GS} < V_t$ non corre corrente

Triodo: il circuito deve uscire dall'interdizione, $V_{GS} \geq V_t$, ma anche mantenere

V_{DS} abbastanza piccolo da non provocare la struttura del canale, cioè la tensione tra gate e drain deve essere maggiore della soglia: $V_{GS}-V_{DS} \geq V_t$

$$I_D = K [2(V_{GS}-V_t)V_{DS} - V_{DS}^2]$$

$$\text{dove } K = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$$

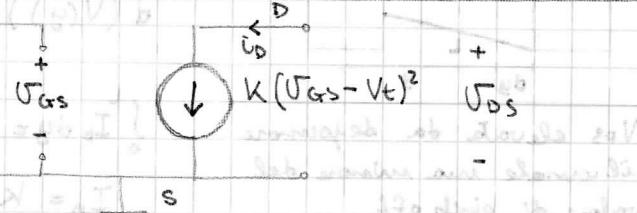
$$V_{DS} < V_{GS} - V_t$$

Saturazione: deve essere introdotto un canale, $V_{GS} \geq V_t$, che deve essere strutturato all'estremità di drain portando la V_{DS} ad un valore tale che la tensione tra gate e drain si mantenga al di sotto di V_t : $V_{GS}-V_{DS} \leq V_t$

$$I_D = K (V_{GS}-V_t)^2 \text{ indipendente da } V_{DS}$$

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

{ si comporta come un generatore ideale di corrente il cui valore è controllato da V_{GS} :



l'indipendenza tra I_D e V_{DS}

corrisponde al valore infinito della resistenza sul drain: inoltre,

aumentando la V_{DS} oltre la V_{GS} set

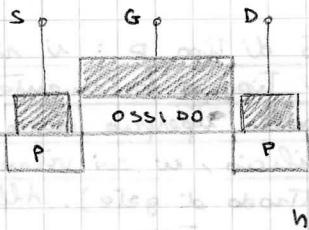
la struttura si sposta verso il

source dando luogo ad una modulazione

della lunghezza del canale

$$I_D = K (V_{GS}-V_t)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

Mosfet a canale P:



se $V_{DS} > V_{GS} - V_t$ sono in triodo

se $V_{DS} \leq V_{GS} - V_t$ entro in saturazione

il valore della soglia V_t dovrà essere negativa, perciò tutti i segni andranno invertiti.

dimensionamento MOSFET:

$$\left. \begin{array}{l} I_{Dp} = K_p (V_{GS} - |V_t|_p)^2 \\ I_{Dn} = K_n (V_{GS} - |Vt|_n)^2 \end{array} \right\} \quad \begin{array}{l} K_p = \frac{W}{L} \mu_p C_{ox} \\ K_n = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{mobilità} \\ \text{lauree} \\ 3 \mu_p \approx \mu_n \end{array}$$

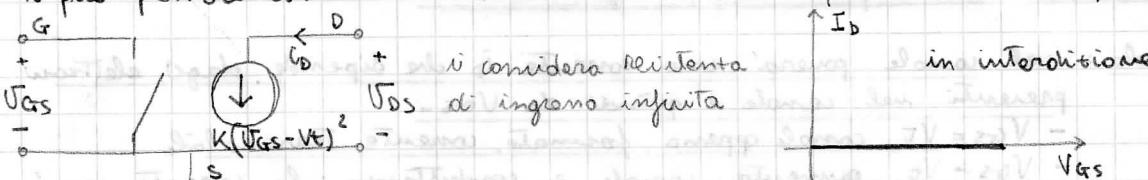
le correnti saranno uguali $K_p = K_n \rightarrow \left(\frac{W}{L} \right)_p \approx 3 \left(\frac{W}{L} \right)_n$ devo bilanciare

solo se sono uguali i K

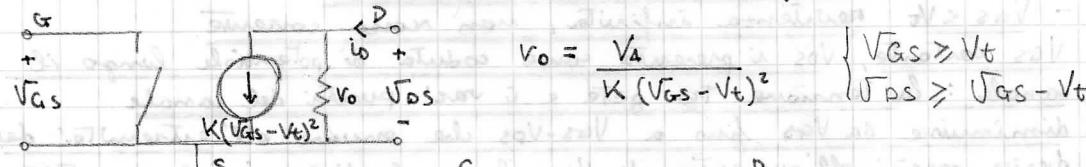
Per recuperare la minore mobilità dovrà agire sulla struttura: il FET per comportarsi in modo equivalente deve avere almeno 3 volte più grande - del canale n

CIRCUITO EQUIVALENTE per GRANDI SEGNALI:

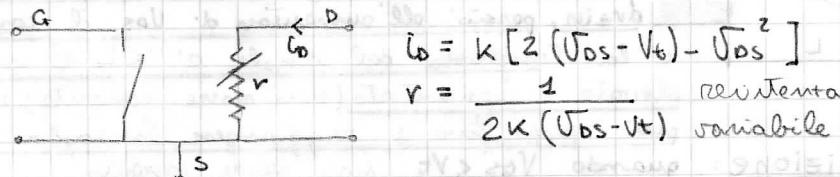
si può pensare di sostituire un circuito con uno equivalente del tipo:



nella zona di saturazione considero il circuito equivalente



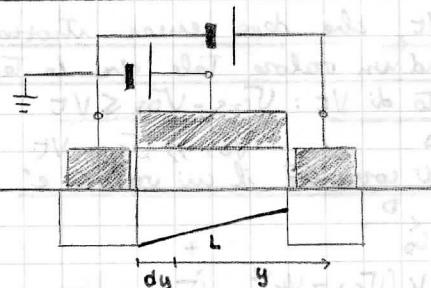
nella zona di triodo



• Mosfet a varistorio: il canale è preveniente: si applica solo una V_{DS} riscontrata subito in parallelo di corrente

La V_{GS} amplifera o diminuisce lo spessore del canale fino alla soglia (interdizione):

la V_t forzi ponere il dispositivo da ON a OFF e sarà necessariamente negativa



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

differenza di potenziale nel condensatore

lorico per capacità, comportamento unità d'area come condensatore

$$d(V(y)) = I_D dR \quad \text{dove } dR = \frac{dy}{W \mu_n Q_c(y)} \quad \text{coeff. relativo all'unità}$$

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

$$I_D = K [2(V_{GS} - V_t) V_{DS} - V_{DS}^2]$$

$$\text{per } V_{DS} = V_{GS} - V_t \rightarrow I_D = K (V_{GS} - V_t)^2$$

V_{DS} elevata da deformare il canale ma minore del valore di pinch off

MOSFET come AMPLIFICATORE:

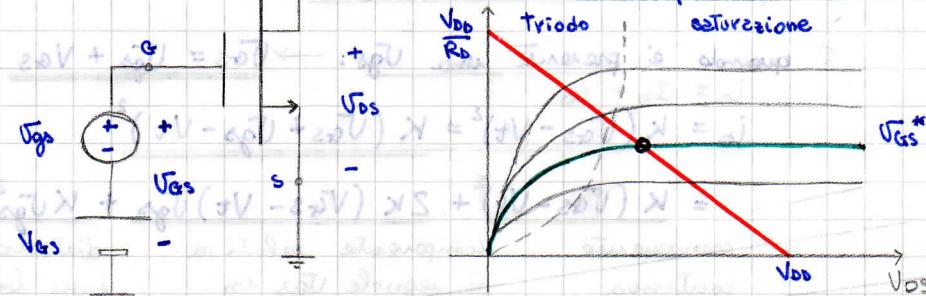


$$V_{DD} = I_D \cdot R_D + V_{DS} \rightarrow V_{DS} = V_{DD} - I_D \cdot R_D$$

per determinare il punto di lavoro

$$I_D = I_S \propto = I_D = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{1}{R_D} V_{DS}$$

Id determina il punto di lavoro del Transistor:



punto di lavoro sulla curva $V_{DS} - I_D$ corrispondente al particolare valore di V_{GS} - proporzionale a I_D

la batteria ha $V_{GS} = V_{GS} + V_{GS}$
le rete di polarizzazione

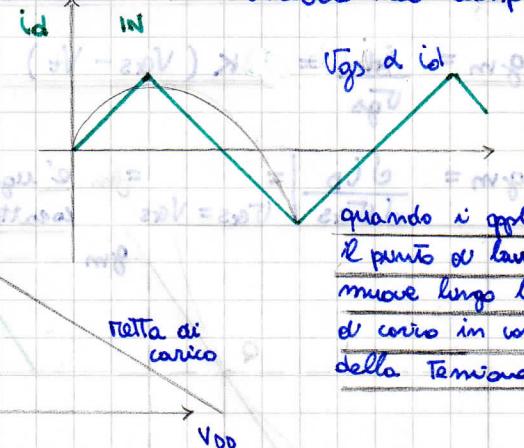
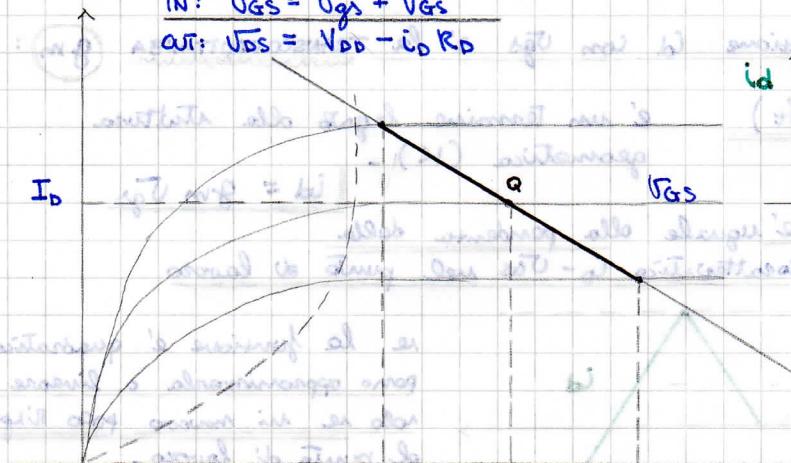
regale che si vuole amplificare

in orientazione di un regale in ingresso V_{GS} il mosfet si troverà automaticamente in un punto Q → punto di polarizzazione in continuo

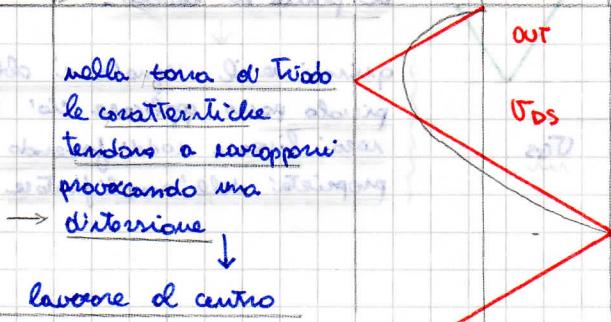
rispetto alla I_D si troverà una componente in variabile nel tempo

$$\text{IN: } V_{GS} = V_{GS} + V_{GS}$$

$$\text{OUT: } V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D$$



quando si applica V_{GS}
il punto di lavoro si muove lungo la retta di carico in corrispondenza della tensione V_{DS}

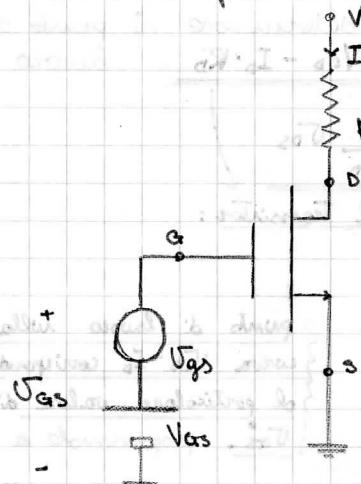


nel punto di lavoro la stessa forma d'onda amplificata ma con la fase invertita -

dopo lavoro di controllo della dinamica

Scegliendo opportunamente il punto di lavoro Q e mantenendo piccola l'ampiezza del segnale di ingresso, si riesce ad ottenere un'amplificazione quasi lineare con un mosfet, che è un dispositivo non lineare - Perciò il punto di lavoro è confinato nella regione di saturazione, in modo da far funzionare il mosfet come generatore di corrente controllato da V_{GS} - Altrimenti potranno verificarsi notevoli distorsioni non lineari

AMPLIFICATORE per PICCOLI SEGNALI:



④ quando il segnale di ingresso V_{gs} viene porto a 0:

$$I_D = K \left(V_{GS} - V_t \right)^2 \quad \text{constante}$$

$$V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D \quad \text{constante}$$

$$V_{GS} = V_{GS}$$

② quando è presente una Vgs: $\rightarrow V_{GS} = V_{GS} + V_{GS}$

$$i_0 = I_0 + i_d$$

$$i_D = K (V_{DS} - V_t)^2 = K (V_{DS} + V_{GS} - V_t)^2$$

$$= K \left(V_{gs} - V_t \right)^2 + ZK \left(V_{gs} - V_t \right) V_{gs} + K V_{gs}^2$$

componete
continua

componente relativa
di segnale Vgs in

distorsione
non lineare

Per ridurre la distorsione non lineare introdotta dal mosfet, il segnale di ingresso deve essere mantenuto piccolo : CONDIZIONE di

in Tel modo risulta

Trascurabile rispetto agli
altri termini -

$$I_D = I_D + i_d \quad \left\{ \begin{array}{l} i_d = 2 K (V_{GS} - V_t) V_{GS} \\ I_D = K (V_{GS} - V_t)^2 \end{array} \right.$$

$$I_D = K (V_{GS} - V_t)^2 \quad \text{componente continua}$$

CONDIZIONE di

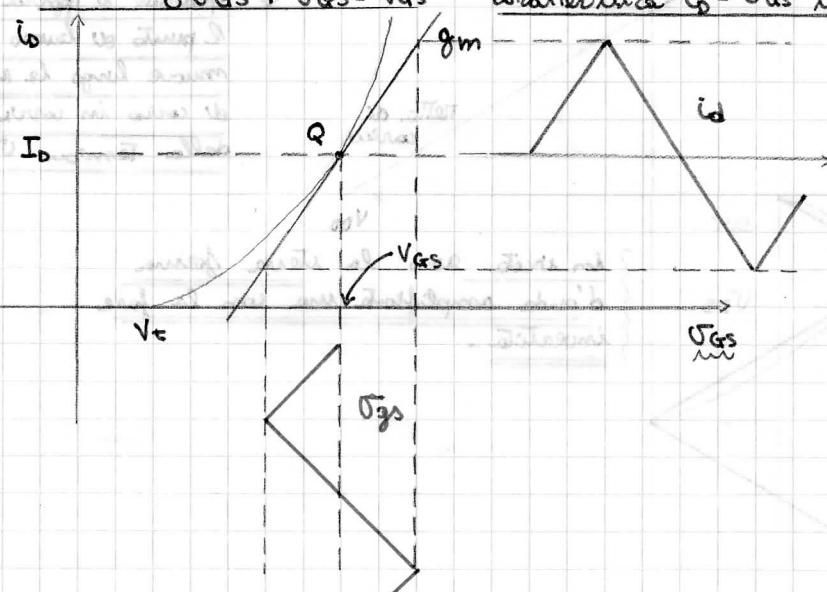
PICCOLO SEGNALE

mi permette di eliminare la distorsione

la costante che mette in relazione i_d con V_{GS} e' la TRANSCONDUTTANZA (g_m):

$$g_m = \frac{id}{V_{gs}} = 2K(V_{gs} - V_t) \quad \text{è un termine legato alla struttura geometrica (K) -}$$

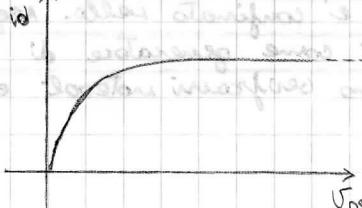
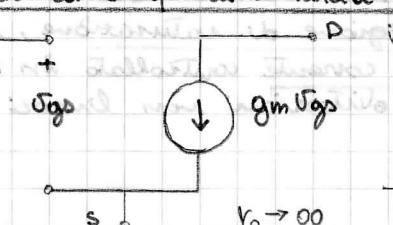
$$g_m = \frac{S_{IP}}{f_{TGS}} \quad | \quad g_m \text{ è uguale alla pendenza della} \\ f_{TGS} = V_{GS}$$



se la funzione è quadratica
possiamo approssimarla a lineare se e
solo se un numero poco lontano
dal punto di lavoro.

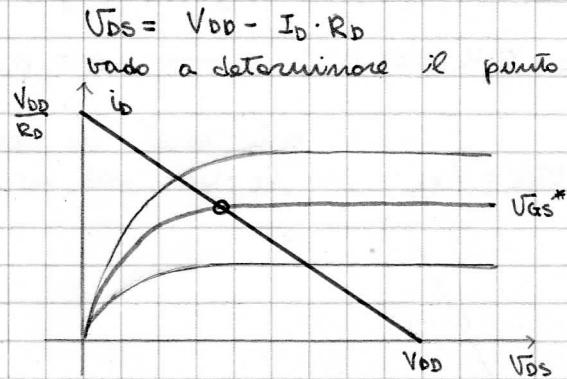
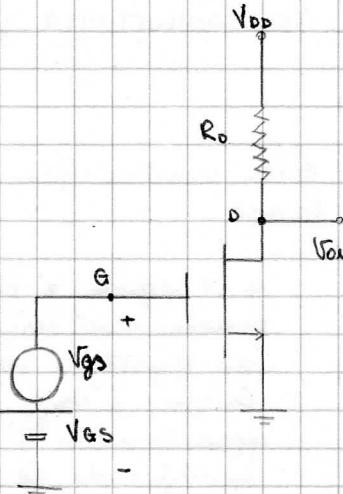
quindi se il segnale è abbastanza
piccolo posso applicare ciò e l'uscita
 sarà lineare soddisfacendo le
 proprietà dell'amplificatore -

In generale il FET si comporta come un generatore di corrente controllato in tensione: riceve un segnale V_{GS} e fornisce una corrente $g_m V_{GS}$ nel drain - da resistenza di ingresso così come quella di uscita sono molto alte e i circuiti saranno idealmente infiniti.



in realtà puo' essere rappresentata la dipendenza non lineare di I_D con VDS tramite x_2 :

FET come AMPLIFICATORE :



in aumento di un segnale in ingresso V_{GS} , il mosfet si troverà costantemente in un punto Q punto di polarizzazione determinato da V_{GS} → in continua

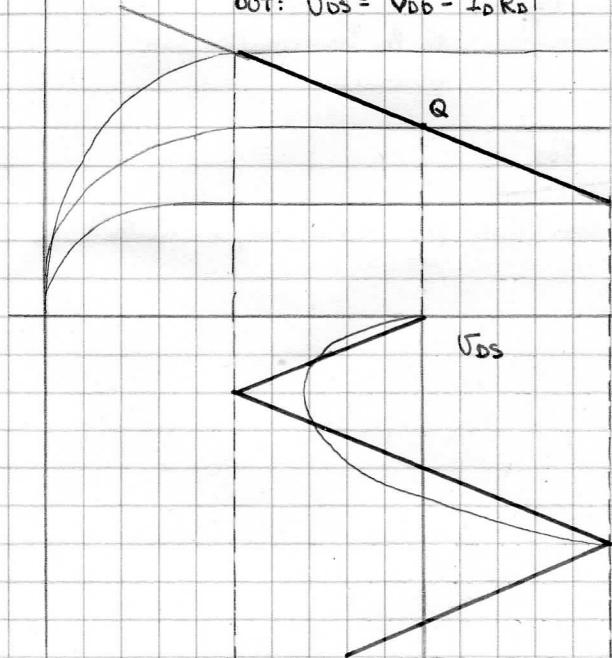
Scegliendo opportunamente il punto di lavoro Q e mantenendo piccola l'ampiezza del segnale di ingresso, si riuscirà ad ottenere un'amplificazione quasi lineare con un mosfet che è un dispositivo non lineare -

Quindi il punto di lavoro sarà confinato nella regione di saturazione, in modo da far funzionare il mosfet come generatore di corrente costante controllata in ampiezza da V_{GS} - Altrimenti potrei avere delle distorsioni non lineari

quindi se applico una V_{GS} :

$$\text{IN: } V_{GS} = V_{GS} + U_{GS}$$

$$\text{OUT: } V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D$$



in uscita avrò la stessa forma d'onda ma con fase invertita

$$I_D = K(V_{GS} - V_t)^2 \text{ costante}$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D \text{ costante}$$

se invece in ingresso c'è presente un segnale variabile V_{GS}

$$i_D = K(V_{GS} + U_{GS} - V_t)^2 = K(V_{GS} - V_t)^2 + 2K(V_{GS} - V_t)U_{GS} + KU_{GS}^2$$

componente continua componenti relative distorsione non lineare a U_{GS}

Per ridurre la distorsione non lineare, si pone: $U_{GS} \ll 2(V_{GS} - V_t)$

CONDIZIONE DI PICCOLO SEGNALE

$$i_0 = I_D + i_d \quad \begin{cases} I_D = K(V_{GS} - V_t)^2 \\ i_d = 2K(V_{GS} - V_t)U_{GS} \end{cases}$$

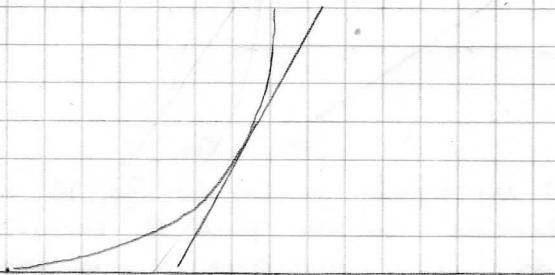
ponendo tale condizione la distorsione non lineare rimarrà trascurabile

La costante che lega la parte variabile della corrente di drain (i_d) con la parte variabile della tensione in ingresso (V_{gs}) è la TRANSCONDUTTANZA g_m

$$g_m = \frac{i_d}{V_{gs}} = 2K(V_{gs} - V_t) \rightarrow i_d = g_m V_{gs}$$

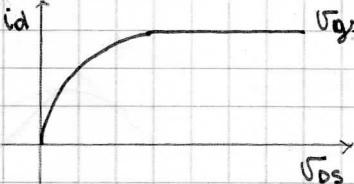
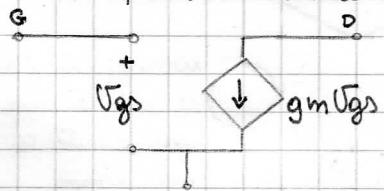
$$= \frac{\partial i_d}{\partial V_{gs}} \Big|_{V_{ds} = V_{os}}$$

g_m cosa' la pendenza della caratteristica $i_d - V_{os}$ nel punto di lavoro.



Se il segnale è abbastanza piccolo, cioè un movimento rispetto al punto di lavoro, l'uscita non è approssimabile a linea retta raddoppiando le condizioni dell'amplificatore.

In generale il FET si comporta come un generatore di corrente controllato in tensione: riceve un segnale V_{gs} e fornisce una corrente $g_m V_{gs}$ sul drain - la resistenza di ingresso r_g come quella di uscita sono molto alte e si annumeranno idealmente infinite.



è la transcaratteristica analitica

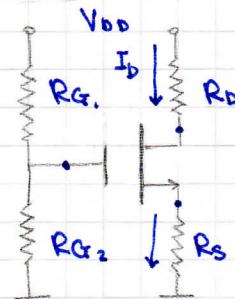
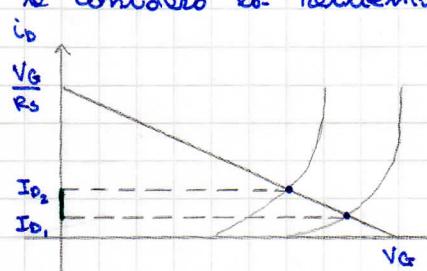
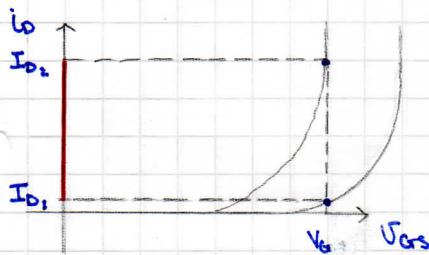
In realtà la dipendenza non lineare di i_d con V_{os} può essere rappresentata tramite r_o :

$$r_o = \frac{|V_A|}{I_D} \quad V_A = \frac{1}{\lambda}$$

Polarizzazione: è un processo che permette di stabilizzare il punto di lavoro, in modo che un transistore opera sempre in saturazione da corrente continua in modo da rimanere il più possibile costante al variare delle condizioni di funzionamento: in tal modo, ponendo il punto di lavoro in continua al centro della dinamica, mantiene il più possibile il transistor all'interno della zona di saturazione, minimizzando le distorsioni (triode). Per fare ciò puoi utilizzare:

④ Una resistenza di source R_s

In questo caso di R_s risulterebbe $V_{GS} = V_{GS}$, cioè i_D sarebbe fortemente dipendente da V_{GS} , oltre che da V_t e K . Quindi vedi R_s avrà un comportamento del tipo:



il portatore di tensione R_{G1}/R_{G2} alimenta il gate con una tensione costante:

$$V_{GS} = \frac{V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} \cdot R_{G2}$$

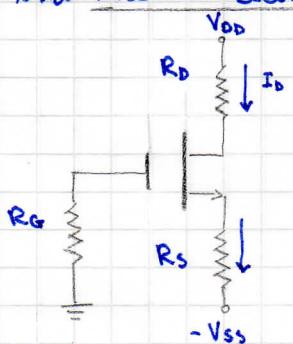
se considero lo resistenza:

$$V_{GS} = V_{GS} - I_D \cdot R_s$$

$$I_D = \frac{V_{GS} - V_{GS}}{R_s}$$

in tal modo la corrente i_D non si muove più di tanto dal suo punto di lavoro.

⑤ Una seconda alimentazione sul source V_{SS}



$$V_{GS} = V_{SS} - I_D \cdot R_s$$

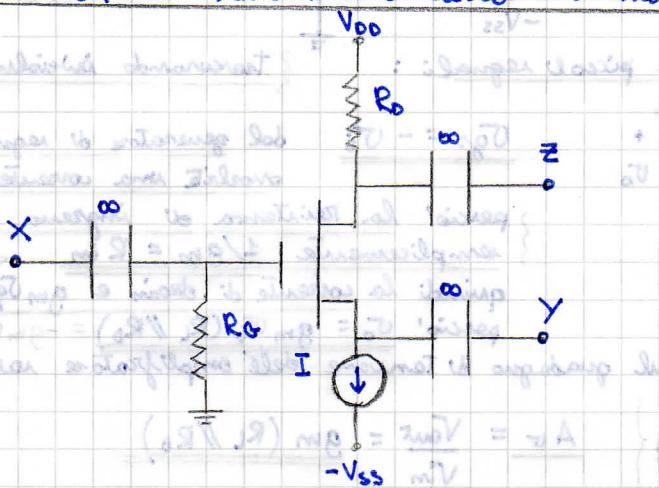
$$V_{AG} = 0$$

anche in questo caso avrai che $I_D = \frac{V_{SS}}{R_s} - \frac{1}{R_s} V_{GS}$ cioè $V_G \neq V_{GS}$

La stabilità della polarizzazione nel circuito si ottiene attraverso l'azione di retroazione negativa volata da R_s . Se aumenta la corrente di drain Δi_D , aumenta anche la tensione sul source ΔV_S : $\Delta V_S = R_s \Delta i_D$ e di conseguenza avrai uno decremento di V_{GS} : $\Delta V_{GS} = -\Delta V_S$ ma se diminuisce V_{GS} diminuirà anche i_D , quindi in tal modo si formerà un "anello" di retroazione negativa.

CONFIGURAZIONI UNIVERSALI FET: sono le configurazioni fondamentali con cui puoi realizzare un amplificatore utilizzando un singolo FET.

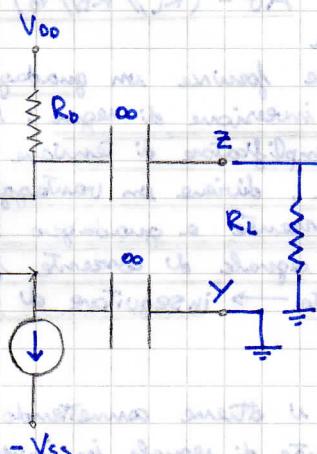
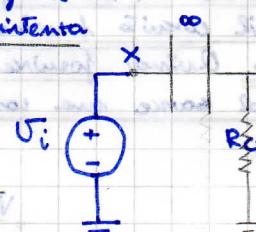
Il MOSFET è polarizzato da un generatore di corrente continua comune all'alimentazione negativa (avrei potuto usare semplicemente anche un resistore R_S) e una: un resistore R_G che connette il gate a massa e fra la tensione continua di gate a 0, una resistenza R_D che connette il drain a V_{DD} (alimentazione positiva) e fra la tensione continua di drain in modo che il transistore funzioni sempre nella regione di saturazione, 3 condensatori di grana capacità per decappare gate, source e drain del generatore, alla resistenza di carico e a massa -



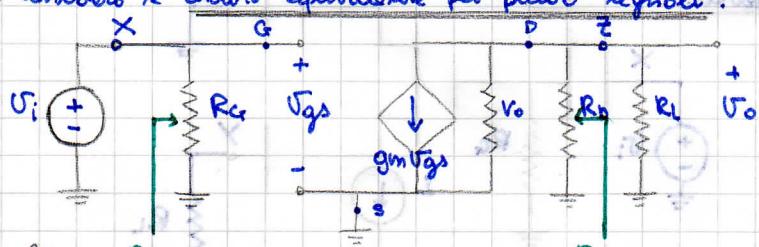
SOURCE COMUNE:

tal configuraione si ottiene connettendo Y a massa, il segnale in ingresso al gate e la resistenza di carico al drain -

può essere visto come una rete due porte: ingresso tra gate o source e uscita tra drain e source - \rightarrow source comune



Se considero il circuito equivalente per piccoli segnali:



l'impedenza di ingresso sarà:

$$R_{in} = R_G$$

pongo U_i a zero per volgere

quella di uscita

$$R_{out} = R_D // R_L$$

il guadagno di tensione dell'amplificatore sarà

$$A_v = \frac{U_{out}}{U_{in}} = -g_m [R_D // R_L]$$

Dunque un'amplificatore di questo tipo fornirà un'elevata resistenza di ingresso e un'elevato guadagno di tensione negativa, oltre a una grande resistenza in uscita -

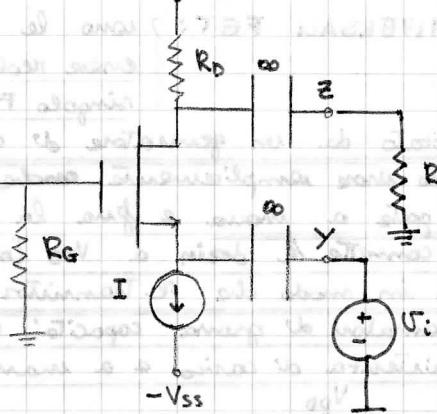
$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{DS} = I_D (R_D // R_L) \\ &= -g_m U_{GS} (R_D // R_L) \end{aligned}$$

$$V_{in} = U_{GS}$$

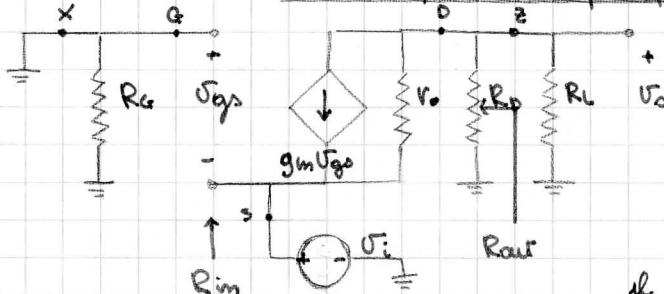
GATE COMUNE:

Tale configurazione si ottiene connettendo X a massa, il segnale di ingresso viene applicato al source mentre l'uscita viene presa sul drain connettendo lo con la resistenza di carico R_L .

Il circuito puo' avere uscita come una rete due porte in cui gate e' elettrodo comune per ingresso e uscita \rightarrow gate comune



Se consideriamo il circuito equivalente per piccoli segnali:



$$V_{gs} = -V_i$$

del generatore di segnale viene inserita una corrente $g_m V_i$; perciò la resistenza di ingresso sarà semplicemente $1/g_m = R_{in}$. quindi la corrente di drain è $g_m V_{gs} = -g_m V_i$; perciò $V_o = g_m V_i (R_L // R_D) = -g_m V_{gs} (R_L // R_D)$

il guadagno di tensione dell'amplificatore sarà:

se considero ora V_o , avremo che:

$$R_{out} = R_D // R_0 \quad A_{v0} = (R_L // R_D // R_0) g_m$$

R_{in} rimane invariata

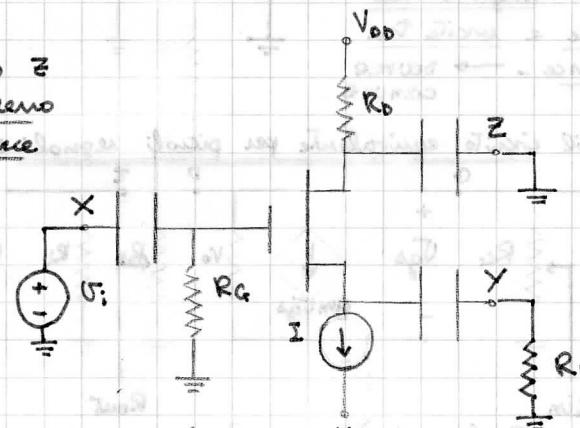
$$A_{v0} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = g_m (R_L // R_D)$$

Tale configurazione fornisce un guadagno di tensione simile al source comune, ma in questo caso non avremo inversione di segno: la resistenza di ingresso sarà più piccola, ciò è uno svantaggio per un amplificatore di tensione ma, poiché in tale configurazione è pilotato da un segnale di corrente, diviene un vantaggio \rightarrow il circuito funziona semplicemente come amplificatore di corrente a guadagno unitario. Quindi fornisce un segnale di corrente sul drain uguale al segnale di corrente fornito dal source ma, con un livello di impedenza molto più elevato \rightarrow inseguitore di corrente.

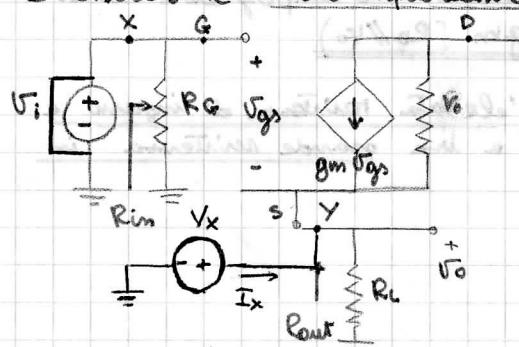
DRAIN COMUNE:

Tale configurazione si ottiene connettendo Z a massa, la sorgente di segnale in ingresso al gate e la resistenza di carico al source

Il circuito puo' avere uscita come una rete due porte in cui il drain è elettrodo comune per ingresso e uscita \rightarrow drain comune



Se considero il circuito equivalente per piccoli segnali:



si puo' fare a meno di R_D e connettere il drain direttamente a V_{DD} che c'è già una molla per il segnale -

$V_{DD} = 0$ e Z a massa

la resistenza di ingresso è $R_{in} = R_G$ che puo' essere molto elevata

quella di uscita puo' essere trovata sostituendo la sorgente di segnale V_i a applicando una tensione di prova all'elettrodo di uscita V_X :

$$V_{gs} = -V_X$$

$$I_X = -g_m V_{gs} + V_X / R_0$$

$$R_{out} = \frac{V_X}{I_X} = 1 / (g_m + \frac{1}{R_0}) \approx \left(\frac{1}{g_m} \right)$$

connettendo R_L :

$$V_o = V_S = g_m V_{gs} V_o \quad V_i = V_{gs} + V_o$$

$$A_{v0} = \frac{1}{1 + (g_m R_0)}$$

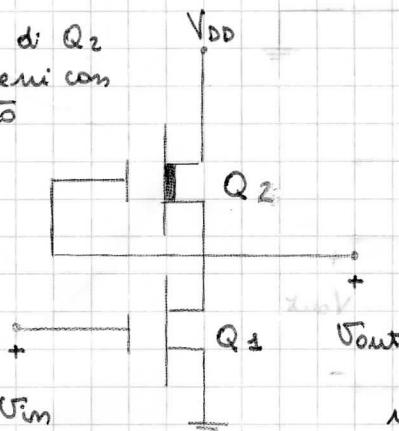
$$\text{se } R_L \neq 0 \quad A_{v0} = A_{v0} \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$$

$$I_X = V_X g_m + V_X / R_0 = V_X \left(g_m + \frac{1}{R_0} \right)$$

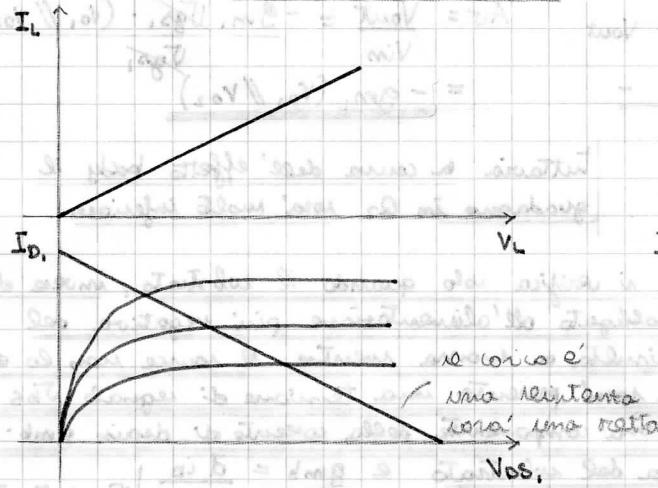
NMOS con carico a sottostamento

gate e source di Q_2
tornano comuni con
un cortocircuito

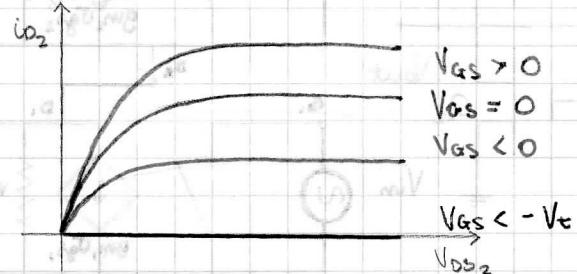
$$V_{GS2} = 0$$



se n' ha una resistenza come carico

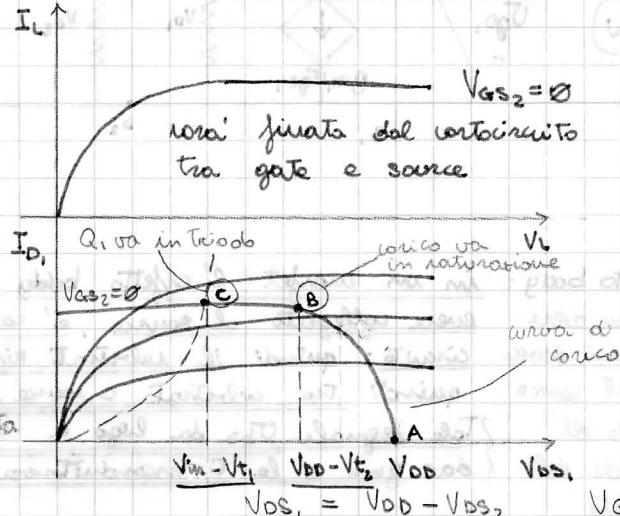


il Transistor a sottostamento avrà una caratteristica del tipo:

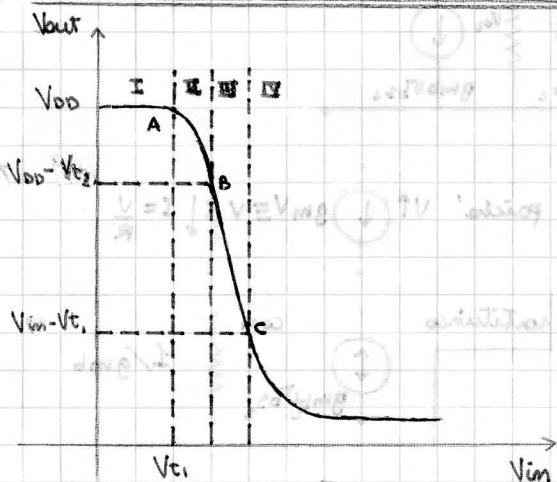


si determina il punto di lavoro ponendo:
 $V_{PP} = V_L + V_{DS}$, $V_L = V_{DS2}$

se n' ha un transistor come carico Q_2



da caratteristica di trasferimento risulta data dai punti di intersezione della curva di carico con le curve caratteristiche i_o , $-V_{DS1}$:



I per $V_{in} < V_t$, il transistor Q_1 è interdetto e $V_{out} = V_{DD}$

II per $V_{in} > V_t$, Q_1 si accende (saturation), ma poiché la tensione di uscita è alta, Q_2 in triodo

III per $V_{out} < V_{DD} - V_{T2}$ sia Q_1 che Q_2 si trovano in saturazione: resistenza di uscita alta e valore del guadagno elevato.

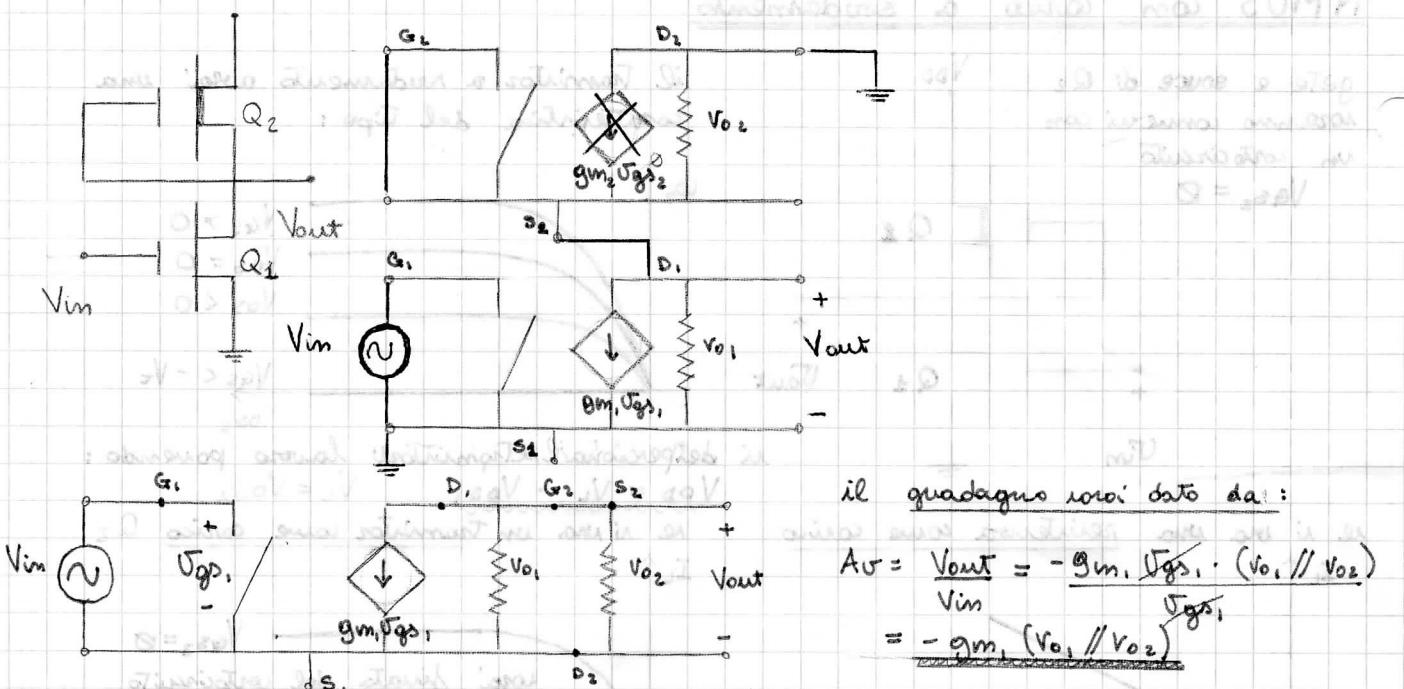
IV per $V_{out} < V_{in} - V_t$, Q_1 entra in triodo mentre Q_2 rimane in saturazione

Se l'amplificatore con carico a sottostamento viene polarizzato in modo da funzionare nella regione III, il guadagno può essere considerato quasi infinito, poiché non nella condizione ideale in cui il transistor si comporta come generatore ideale

$$\begin{aligned} D_2 &\downarrow \\ K_2 (V_{GS2} - V_{T2})^2 &= K_2 V_{T2}^2 \\ D_1 &\downarrow \\ K_1 (V_{GS1} - V_{T1})^2 &= K_1 (V_{in} - V_{T1})^2 \end{aligned}$$

poiché sono in serie dovevi ricorrere attraverso di essi la stessa corrente: ciò sarà verificato per un unico valore V_{in} .

Se consideriamo il circuito come circuiti equivalenti per piccoli segnali:



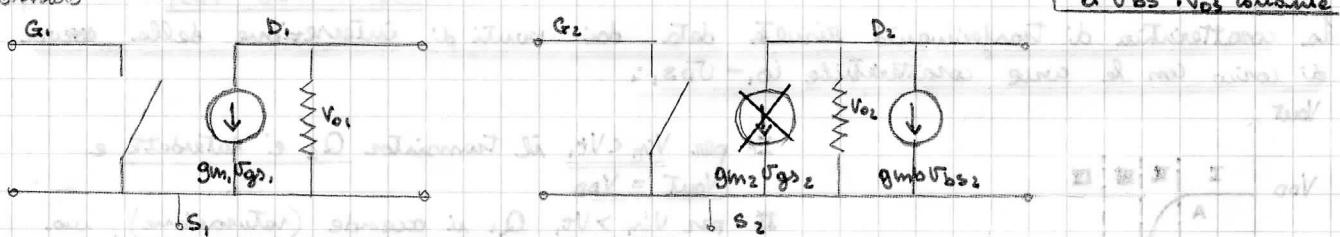
il quadrianto sorgente dato da:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m \cdot V_{gs_1} \cdot (V_{o1} // V_{o2})$$

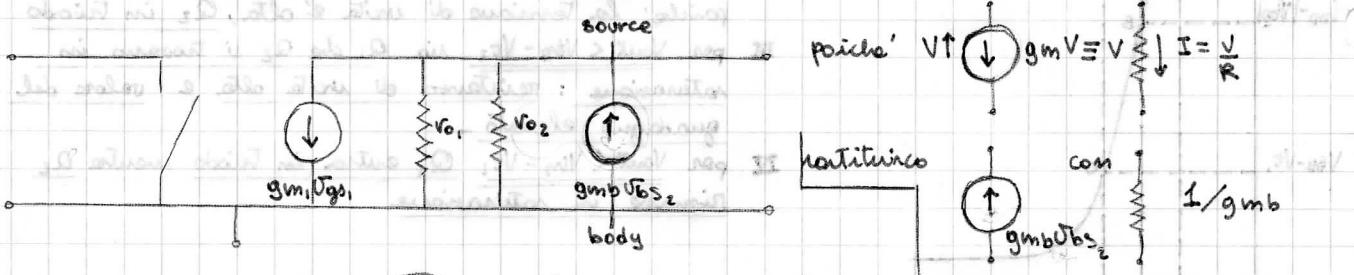
$$= -g_m \cdot (V_{o1} // V_{o2})$$

tuttavia a causa dell'effetto body il quadrianto in Q2 sarà molto inferiore

effetto body: in un mosfet l'effetto body si verifica solo quando il substrato, invece di essere collegato al source, è collegato all'alimentazione più negativa del circuito; quindi il substrato risulta a massa mentre le source non lo è, quindi tra substrato e source sorgente presente una tensione di segnale V_{BS} . Tale segnale V_{BS} da lega a una componente della corrente di drain $g_{mb} \cdot V_{BS}$, dove g_{mb} è la transcondutanza del substrato e $g_{mb} = \frac{d i_o}{d V_{BS}}$



$$\text{poiché } V_T \downarrow \text{gm}V \equiv V \quad I = \frac{V}{R}$$



quindi $V_{out} = -g_m \cdot \left(\frac{1}{g_{mb}} // V_{o1} // V_{o2} \right) V_{gs_1}$

$V_{in} = V_{gs_1}$

$$A_V = -g_m \cdot \left[\frac{1}{g_{mb}} // V_{o1} // V_{o2} \right]$$

$$A_V \approx -\frac{g_m}{g_{mb}}$$

trascrivendo
 V_{o1} e V_{o2}

poiché g_m è proporzionale a K e quindi a W/L

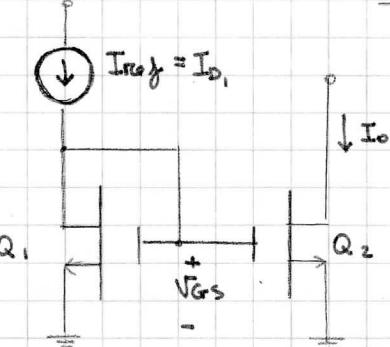
$$A_V = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}}$$

la transcondutanza del primo circuito deve essere elevata mentre quella del secondo deve essere piccola - cioè deve essere limitata

CMOS a carico attivo

Specchio di corrente

i due transistor hanno lo stesso gate e uno ci connette con il drain -



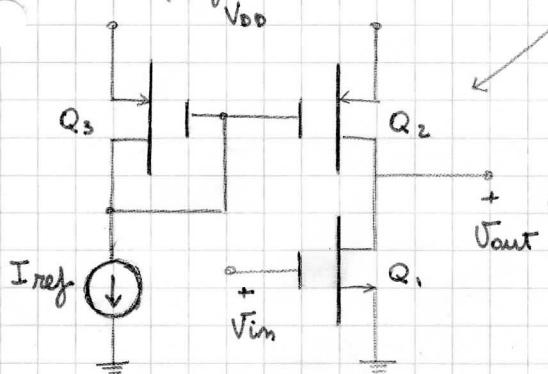
dal confronto delle due correnti se i K sono uguali, saranno uguali le correnti:

$$I_{ref} = K_1 (V_{GS} - V_t)^2 = I_{D1}$$

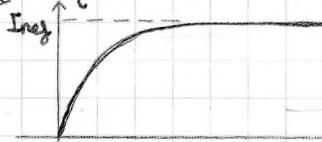
$$I_o = K_2 (V_{GS} - V_t)^2 = I_{D2}$$

$$I_o = I_{ref} \frac{K_2}{K_1} = I_{ref} \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$

Un amplificatore CMOS avrà una struttura del tipo:



lo specchio di corrente implica che $V_{GS2} = V_{GS3}$, e in Q_3 il gate sia cortocircuitato con il drain - Molti Q_2 e Q_3 sono una coppia matched di componenti a canale per pilotati dalla corrente I_{ref} , perciò finora era solo una rete di carico:

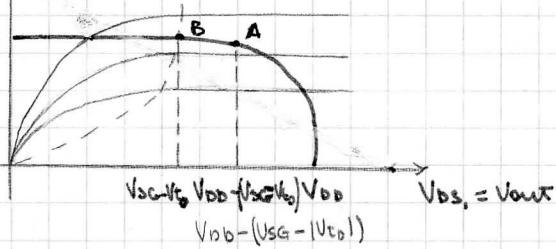


caratteristica G-V
di Q_2

caratteristica indipendente
del punto di lavoro

Perche' $V_{GS} = V_{in}$, la caratteristica d'insorgimento può essere determinata punto per punto trovando le intersezioni delle curve di carico con le curve caratteristiche corrispondenti a diversi valori di V_{in} sul gate di Q_1 .

Q_2 è in saturazione se la tensione I_{ref} sul suo drain risulta più bassa di quella sul suo source (V_{DD}) di almeno $(V_{SG} - V_{tp})$ dove V_{SG} è la tensione di polarizzazione continua corrispondente a una corrente di drain pari a I_{ref} .



Il transistor Q_2 viene utilizzato come resistenza di carico di Q_1 , che funge da amplificatore (carico attivo). Quando Q_1 è in saturazione, il guadagno di tensione risulta per più volte superiore a g_m , moltiplicato per la resistenza totale tra l'uscita e massa ($V_o // V_{ds}$), quindi nell'amplificatore CMOS si ottiene un elevato guadagno di tensione.

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m [V_o // V_{ds}]$$

non rientre dell'effetto body, infatti tutti i source sono collegati al body -

I Q_1 off

II Q_1 saturation

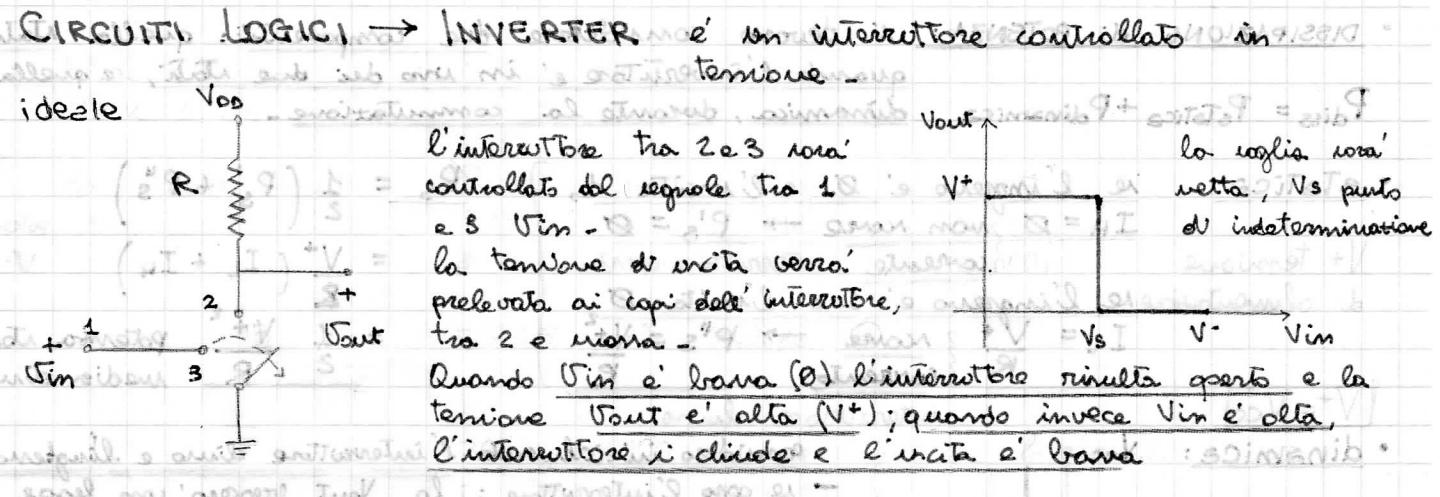
Q_2 triodo

III Q_1 saturation

Q_2 saturation

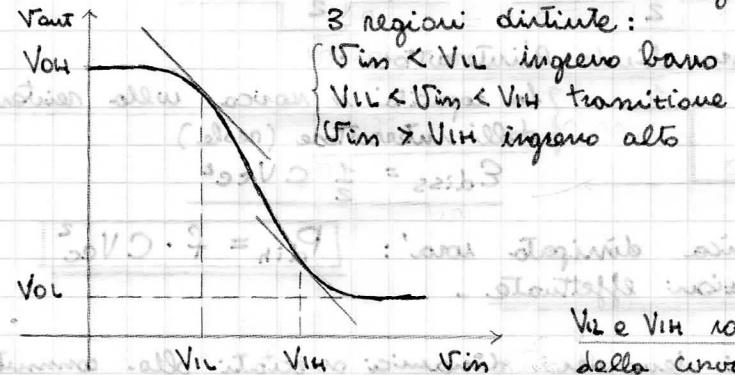
IV Q_1 triodo

Q_2 saturation



reale differisce da quello ideale per diversi aspetti: l'elettrodo di ingresso emette una certa corrente dal generatore che lo pilota, quando l'interruttore è chiuso non si comporta come cortocircuito ma presenta una resistenza di chiusura finita, l'interruttore non commuta istantaneamente ma c'è presente un certo ritardo, inoltre la soglia di commutazione non è ben definita.

Se si considera la caratteristica di trasferimento:



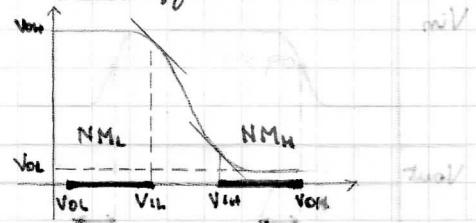
la soglia non è più ben definita ma c'è un intervallo di transizione detto ZONA DI INDETERMINAZIONE: le tensioni $< V_{IL}$ sono interpretate come 0 logico mentre quelle $> V_{IH}$ come 1 logico. Inoltre la pendenza avrà un valore diverso da 0.

V_{IL} e V_{IH} sono i punti in cui la pendenza della curva assume valore -1.

MARGINI DI RUMORE: determinano la tolleranza alle fluttuazioni del segnale di ingresso e quindi l'immunità al rumore: entro certi limiti il segnale viene interpretato correttamente come alto o basso.

Se si considera una porta la cui uscita è alta (V_{out}) che pilota un'altra porta che riconosce come 1 logico una tensione $\geq V_{IH}$, allora la differenza $V_{OH} - V_{IH}$ rappresenta un margine di sicurezza.

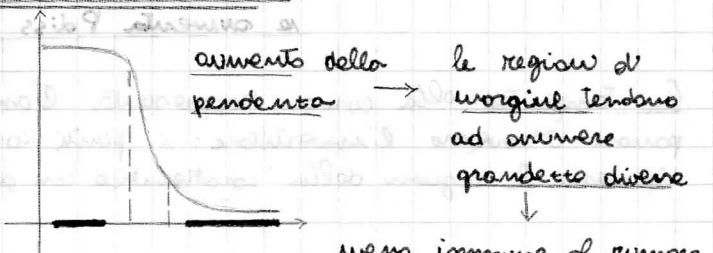
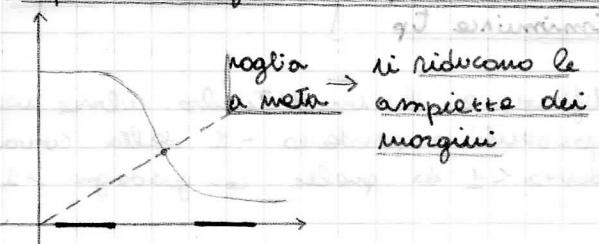
- V_{OL} minima tensione in uscita a livello basso
- V_{IL} minima tensione in ingresso riconosciuta alta
- V_{OH} massima tensione in uscita a livello basso
- V_{IH} massima tensione in ingresso riconosciuta bassa



$NM_L = V_{OH} - V_{IH}$
margine di rumore 1 logico

$NM_H = V_{IL} - V_{OL}$
margine di rumore 0 logico

Volentieri le due zone di lavoro NM_L e NM_H dovranno avere il più grande possibile e uguali come estensione, inoltre la funzione di trasferimento dovrà avere pendenza 0 e il punto di soglia dovrà essere a metà della dinamica.



meno immune al rumore

DISSIPAZIONE di POTENZA: si devono considerare due componenti: quella statica, quando l'invertitore è in uno dei due stati, e quella dinamica, durante la commutazione.

$$P_{diss} = P_{statica} + P_{dinamica}$$

statica: se l'ingresso è 0 e l'uscita 1, $I_H = 0$ non corre $\rightarrow P'_s = 0$. $V^+ = V_{cc}$ tensione di alimentazione. se l'ingresso è 1 e l'uscita 0, $I_L = \frac{V^+}{R}$ corrente. $P''_s = \frac{V^+}{R}$

$$P_s = \frac{1}{2} (P'_s + P''_s) = \frac{V^+}{2} (I_L + I_H) = \frac{1}{2} \frac{V^+}{R}^2$$

potenza statica media dissipata

dinamica: si considera inizialmente l'interruttore chiuso e l'ingresso alto:

- se apre l'interruttore: la Vout crescerà con legge esponentiale verso V_{cc} cercando lo stato di equilibrio. $E = \int V_{cc} \cdot i \cdot dt = V_{cc} \cdot Q$ capacità energetica richiesta per la carica $Q = C \cdot V_{cc} \rightarrow E = C V_{cc}^2$

di cui la metà viene immagazzinata nel condensatore e l'altra dissipata sulla resistenza.

$$E_C = \frac{1}{2} C V_{cc}^2 \quad E_R = \frac{1}{2} C V_{cc}^2$$

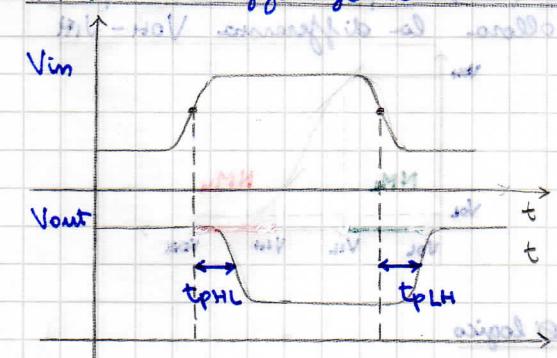
- se ora chiude l'interruttore: la capacità si scarica sulla resistenza dell'interruttore (reale). $E_{diss} = \frac{1}{2} C V_{cc}^2$

modellotto il varico come un condensatore ma in realtà sono NMOS: la variazione tra gli stati 0-1 varica e varia la capacità.

Perciò in generale la potenza dinamica dissipata sarà: $P_d = f \cdot C V_{cc}^2$ dove f sarà il numero di commutazioni effettuate.

RITARDO di PROPAGAZIONE: a causa dei fenomeni dinamici associati alla commutazione di un transistor, l'interruttore non può rispondere immediatamente al segnale di controllo.

Perciò avrà presente un certo ritardo tra l'istante in cui la forma d'onda in ingresso avrà il 50% del valore finale e l'istante in cui la forma d'onda in uscita raggiunge il 50% del corrispondente valore finale.



Il ritardo di propagazione t_p può essere definito come il valore medio tra t_{PHL} e t_{PLH} .

$$t_p = \frac{1}{2} (t_{PHL} + t_{PLH})$$

$$10V - 10V = 10V$$

$$10V - 10V = 10V$$

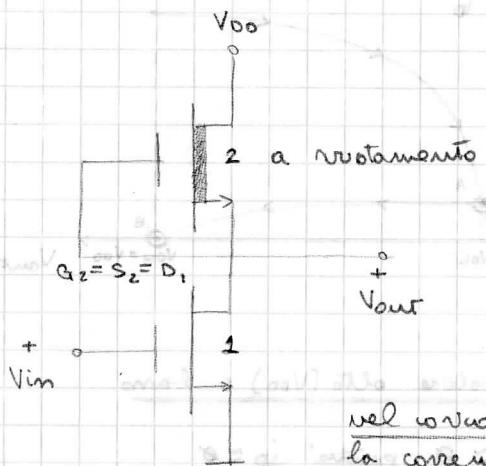
DELAY POWER: potenza dissipata e ritardo di propagazione sono in concordanza fra loro:

se diminuisce P_{diss} aumenta t_p
se aumenta P_{diss} diminuisce t_p

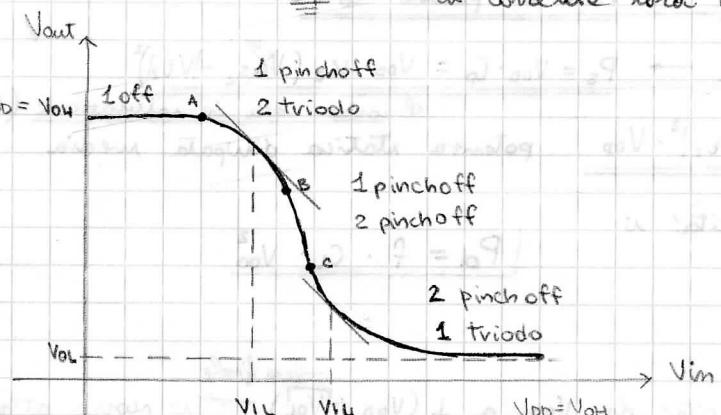
$$DP = P_{diss} \cdot t_p$$

l'angolo alla curva rappresenta l'amplificazione che in questo caso nel potere attraversa l'invertitore: i punti corrispondenti a pendente -1 della curva rappresentano le regioni della caratteristica con pendente < 1 da quelle con guadagno > 1.

INVERTER NMOS con carico a ruotamento



l'uso di un MOSFET come elemento di carico permette di ottenere una caratteristica più brusca e dei migliori margini di rumore: il transistor per un considerevole intervallo della V_{out} si comporta come un generatore costante che carica velocemente eventuali capacità di carico con brevi ritardi di propagazione. Del resto ciò è limitato dall'effetto body che renderà tale caratteristica non lineare.



$$I = K \left[2 \left(V_{GS} - V_t \right) V_{DS} - V_{DS}^2 \right]$$

$$= K \left[-2 V_t V_{DS} - V_{DS}^2 \right] \text{ triodo}$$

per $V_{DS} < V_{GS} - V_t$

$$I = K \left(V_{GS} - V_t \right)^2 = \frac{K V_t^2}{V_{DS}} \text{ saturazione}$$

per $V_{DS} \gg V_{GS} - V_t$

dove V_t è un valore negativo



$$V_{GS} = 0$$

MARGINI DI RUMORE

$V_{OH} = V_{DD}$ l'unità alta rispetto alla alimentazione

V_{OL} , mi pongo in $\begin{cases} 2 \text{ pinchoff} \\ 1 \text{ triodo} \end{cases}$ e pongo $I_{D1} = I_{D2}$ per avere lo stesso corrente

$$K_1 \left[2 \left(V_{GS1} - V_{t1} \right) V_{DS1} - V_{DS1}^2 \right] = K_2 V_{t2}^2$$

$$\text{dove } V_{GS1} = V_{in} \text{ e } V_{DS1} = V_{out}$$

$$K_1 \left[2 \left(V_{in} - V_{t1} \right) V_{out} - V_{out}^2 \right] = K_2 V_{t2}^2$$

uguale proveniente da altro componente ponendo $V_{in} = V_{OH}$ e quindi $V_{out} = V_{OL}$

$$V_{OL} = \frac{|V_{t2}|^2}{2 K_R (V_{DD} - V_{t1})} \approx 0,1 \text{ V}$$

$$\begin{cases} V_{in} = V_{OH} = V_{DD} \\ V_{out} = V_{OL} \text{ cercata} \end{cases}$$

V_{IH} è il punto in cui la transcaratteristica diventa pendente -1

mi pongo nella regione in cui $\begin{cases} 2 \text{ pinchoff} \\ 1 \text{ triodo} \end{cases}$

per trovare il valore V_{IH} dovrò derivare l'eq. caratteristica della V_{out} rispetto a V_{in} e poiché uguale a -1

$$V_{IH} = V_{t1} + \frac{2 |V_{t2}|^2}{V_3 K_R} \approx 2,2 \text{ V}$$

$$\left. \frac{d V_{out}}{d V_{in}} \right|_{V_{in} = V_{IH}} = -1$$

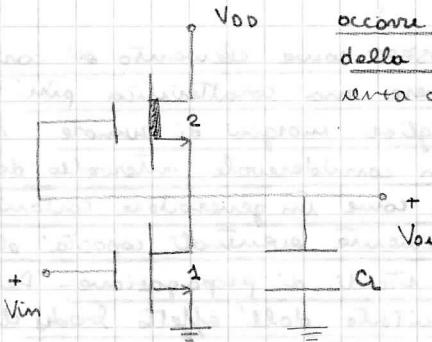
V_{IL} altro modo di V_{IH} , nella regione

$$\begin{cases} 1 \text{ pinchoff} \\ 2 \text{ triodo} \end{cases}$$

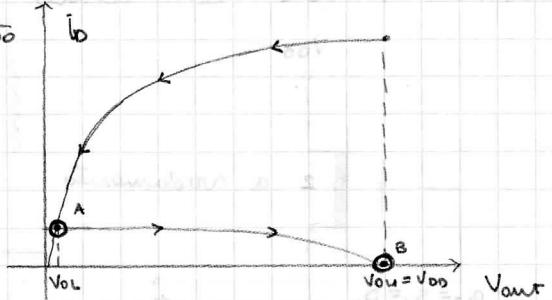
$$V_{IL} = V_{t1} + \frac{|V_{t2}|}{K_R} \approx 1,2 \text{ V}$$

Tutti i termini dipendono dal fattore $K_R = \frac{K_1}{K_2}$, cioè dipendono dalle dimensioni dei transistori.

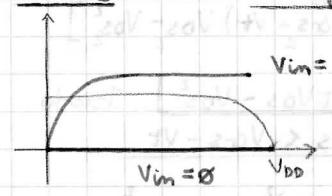
DISSIPAZIONE di POTENZA :



occorre considerare l'effetto della capacità parassita
verso di una Torna → 0



STATICA avrò due punti di lavoro, l'unica a voltaggio alto (V_{DD}) e basso



se $V_{out} = V_{DD} \rightarrow P_s \approx 0$ poiché $i_b \approx 0$

se $V_{out} = Vol \rightarrow P_s = V_{DD} \cdot i_b = V_{DD} \cdot K_2 (V_{AS_2} - |V_{t_2}|)^2$
il corso varia in saturazione (Q_2)

$$\overline{P_s} = \frac{1}{2} K_2 |V_{t_2}|^2 \cdot V_{DD} \quad \text{potenza statica dissipata media}$$

DINAMICO ad ogni commutazione la capacità si carica e si scarica

$$P_d = f \cdot C_L \cdot V_{DD}^2$$

TEMPI di PROPAGAZIONE :

t_{PLH} : è il tempo di varico della capacità da V_{DD} a $\frac{1}{2}(V_{DD} + Vol)$ → si varica attraverso Q_1 perciò con voltaggio finale

$$t_{PLH} = \frac{C [V_{DD} - \frac{1}{2}(V_{DD} + Vol)]}{I_D - i_{D2}} \approx \frac{C(V_{DD} - Vol)}{2K_1(V_{AS_1} - V_{t_1})^2} = \frac{C(V_{DD} - Vol)}{2K_1(V_{DD} - V_{t_1})^2} \quad I_D = I_H$$

t_{PLH} : è il tempo di varico da Vol a $\frac{1}{2}(V_{DD} + Vol)$ → si varica con $I_{D2} = I_L$

$$t_{PLH} = \frac{C [\frac{1}{2}(V_{DD} + Vol) - Vol]}{I_L - i_{D2}} \approx \frac{C(V_{DD} - Vol)}{2I_L} = \frac{C(V_{DD} - Vol)}{2K_2(V_{AS_2} - V_{t_2})^2} = \frac{C(V_{DD} - Vol)}{2K_2(V_{DD} - V_{t_2})^2}$$

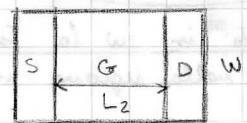
in generale $t_{PLH} > t_{PLL}$ perciò $t_{PLH} = K_R \frac{(V_{DD} - V_{t_1})^2}{V_{t_2}^2} > K_R$
la corrente varia più bassa

$t_p \approx \frac{t_{PLH}}{2}$ il tempo complessivo medio varia circa la metà di quello più elevato

OTTIMIZZAZIONE AREA :

$$K_R = \frac{K_1}{K_2} = \frac{W_1/L_1}{W_2/L_2} \gg 1$$

per minimizzare ingombro e capacità di gate:



$L_1 = W_2 = F$ costante
limite tecnologico

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{GT} = W_1 F + L_2 F \\ \text{area totale di gate} \end{array} \right.$$

per K_R fino $K_R = \frac{W_1 \cdot L_2}{F \cdot F} \rightarrow L_2 = \frac{K_R F^2}{W_1} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} A_{GT} = W_1 F + F^3 K_R \\ \text{in funzione di } K_R \end{array} \right.$

minimizzando rispetto a W_1 :

$$\frac{dA}{dW_1} = F - F^3 \frac{K_R}{W_1^2} = 0 \quad F = F^3 \frac{K_R}{W_1^2}$$

$$\rightarrow W_1^2 = F^2 K_R$$

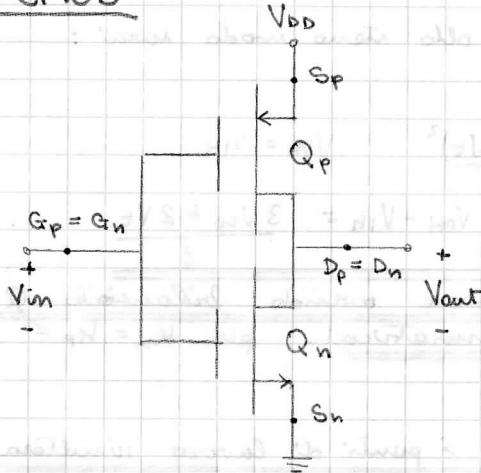
$$W_{1,\min} = F \sqrt{K_R}$$

$$L_{2,\min} = F \sqrt{K_R}$$

a portati di K_R l'area occupata minima è quella per cui i transistori hanno la stessa area e sono invertiti dimensionalmente:

$$A_{\min} = F \sqrt{K_R} F + F \sqrt{K_R} F = \frac{1}{2} F^2 \sqrt{K_R}$$

INVERTER CMOS



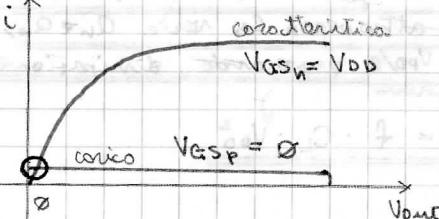
una due MOSFET accoppiati:
uno a canale N Q_n e uno a
canale P Q_p che i avranno come
(corico)

Perciò risulta:

$$V_{GS_n} = V_{in} \quad V_{GS_p} = V_{in} - V_{DD}$$

Il substrato di ogni FET è collegato al source perciò non sarà presente effetto body -

Se considero:



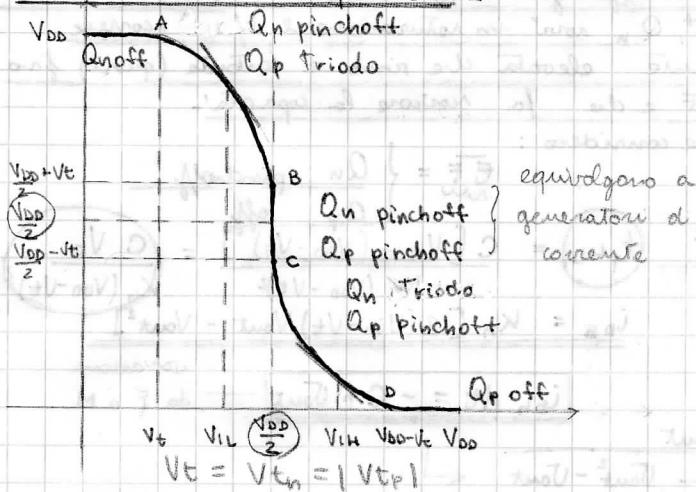
$$V_{in} = V_{GS_n} = V_{DD} \text{ quindi } V_{GS_p} = 0$$



$$V_{in} = V_{GS_n} = 0 \text{ quindi } V_{GS_p} = -V_{DD} \text{ cioè } V_{GS_p} = V_{DD}$$

i due punti di lavoro saranno dati dall'intersezione tra le due curve e saranno caratterizzati in entrambi i casi da una corrente quasi nulla. Del resto nel primo caso la tensione tirante sarà molto prossima allo 0, mentre nel secondo caso sarà a V_{DD} .

Infatti se analizziamo la caratteristica del CMOS si noterà che questa utilizza tutta la dinamica possibile.



Tale caratteristica si avrà alle condizioni idealistiche differente della soglia che dovrebbe essere posta a $\frac{V_{DD}}{2}$

in modo da avere simmetria.

MARGINI DI RUMORE

perché si sposta tutta la dinamica verso $V_{out} = V_{DD}$ e $V_{out} = 0$

\circ V_{IL} nelle regioni in cui $\begin{cases} Q_n \text{ saturazione} \\ Q_p \text{ triodo} \end{cases}$ dalla definizione vado a considerare per definitivo ponendo i due Kugelblitz

$$\int I_{out} = -1 : \begin{cases} i_{in} = K_n (V_{in} - V_t)^2 \\ i_{in} = K_p [2(V_{DD} - V_{in} - V_t)(V_{DD} - V_{out}) - (V_{DD} - V_{out})^2] \end{cases}$$

$$(V_{in} - V_t)^2 = 2(V_{DD} - V_{in} - V_t)(V_{DD} - V_{out}) - (V_{DD} - V_{out})^2$$

$$V_{GS_p} = V_{in} - V_{out}$$

$$V_{in} = V_{IL}$$

$$V_{IL} = \frac{1}{8} (3V_{DD} + 2V_t)$$

$$NM_L = V_{IL} - V_{OL} = \frac{3V_{DD} + 2V_t}{8}$$

V_{IH} nella regione $\begin{cases} Q_n \text{ triodo} \\ Q_p \text{ saturation} \end{cases}$ allo stesso modo sarà:

$$2(V_{in} - V_t) V_{out} - V_{out}^2 = (V_{DD} - V_{in} - V_t)^2 \quad V_{in} = V_{IH}$$

$$V_{IH} = \frac{1}{8} (5V_{DD} - 2V_t)$$

$$NMH = V_{OH} - V_{IH} = \frac{3V_{DD} + 2V_t}{8}$$

Ora quindi gli stessi margini di manovra avendo bilanciato Q_n e Q_p , perciò la caratteristica risulterà simmetrica - per $K_n = K_p$

DISSIPAZIONE di POTENZA:

La potenza statica dissipata in entrambi i punti di lavoro risulterà prossima a 0: infatti sia in caso di ingresso basso che alto $I \approx 0$. Del resto se la corrente di riposo è nulla il CMOS può fornire al carico correnti piuttosto elevate: mentre l'inverter comune stato attraverso la serie Q_n e Q_p riceverà una corrente che raggiunge il picco per $V_{in} = V_{DD}/2$ provocando dissipazione di potenza lungo il funzionamento dinamico.

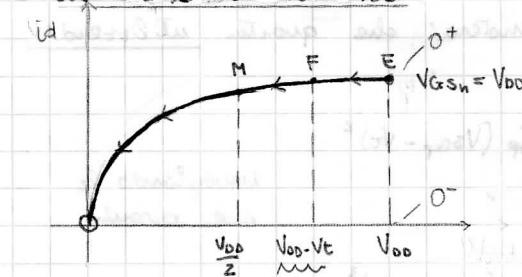
La potenza dinamica dissipata sarà in generale $P_D = f \cdot C_L \cdot V_{DD}^2$

TEMPI di COMMUTAZIONE:

Per la simmetria della caratteristica la corrente con cui si ricarica i nodi ha capacità di carico sarà la stessa, perciò nel CMOS avremo che anche i tempi di commutazione sono uguali:

$$t_{PLH} = t_{PHL}$$

Perciò mi basterà considerare un solo caso: quando in $t=0$ l'ingresso passa da $V_{OL}=0$ a $V_{OH}=V_{DD}$



In $t=0^-$ il condensatore è carico e in $t=0^+$ $V_{GSp} = V_{DD}$. L'ingresso raggiunge la V_{DD} mandando Q_p in interdizione. In $t=0^+$, Q_n sarà in saturazione e farà ricevere una corrente elevata che rimane costante (quasi) fino al punto F e da lì ricevere la capacità.

Quindi se considero:

$$\overline{EF} = \begin{cases} Q_n \text{ pinchoff} \\ Q_p \text{ off} \end{cases}$$

$$i_{Dn} = K_n (V_{DD} - V_t)^2 \quad t_{PLH} = C \frac{V_{DD} - (V_{DD} - V_t)}{K_n (V_{DD} - V_t)^2} = \frac{C V_t}{K_n (V_{DD} - V_t)}$$

oltre il punto F

$$FM = \begin{cases} Q_n \text{ triodo} \\ Q_p \text{ off} \\ V_{DD}/2 \end{cases}$$

$$i_{Dn} = K_n [2(V_{in} - V_t)V_{out} - V_{out}^2]$$

variazione

$$-\frac{K_n}{C} t_{PLH2} = \frac{1}{2(V_{DD} - V_t)}$$

$$\int \frac{J_{out}}{V_{DD} - V_t} \frac{1}{2(V_{DD} - V_t) - V_{out}^2} dt$$

$$i_{Dn} dt = -C J_{out}$$

da F a M

$$t_{PLH} = t_{PLH2} + t_{PHL} = \frac{0.8 \cdot C}{K_n \cdot V_{DD}}$$

in M ha la metà della forma d'onda finale

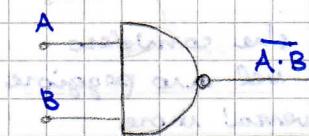
DIMENSIONAMENTO:

Per avere il bilanciamento tra Q_n e Q_p , cioè affinché sia $K_p = K_n$, l'area di gate del PMOS deve essere maggiore di quella dell'NMOS. Ciò non è necessario per il funzionamento, ma se N considerano esse uguali, ci paga tale dimensionamento in termini di prestazioni. A causa della dipendenza di K dalla mobilità ed avendo $M_F \cdot 2,5 \approx M_n$, il rapporto W/L del PMOS dovrà essere 2,5 volte quello dell'NMOS: quindi nell'ipotesi di area minima per ciascuno dei due dispositivi, avremo che $\left(\frac{W}{L}\right)_p \approx 2,5 \left(\frac{W}{L}\right)_n$

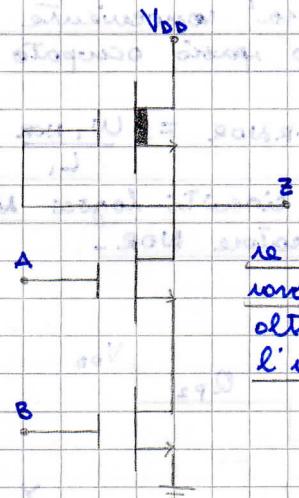
In generale perciò N avrà che a parità di K l'area di un invertitore CMOS sia superiore a quella di un invertitore NMOS - ma in sostanza prestazioni migliori

CIRCUITI LOGICI NMOS:

NAND



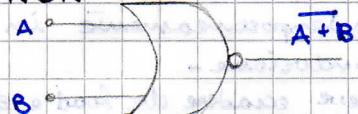
A	B	Z
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0



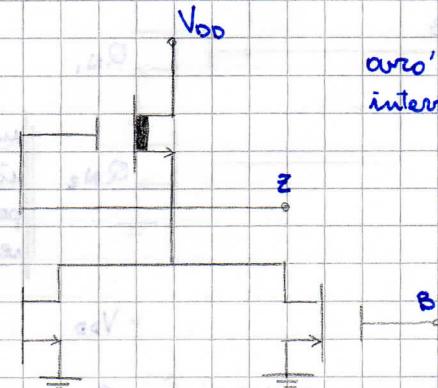
avro' un carico e due interruttori in serie (driver)

se uno dei due transistor è entrambi sono interdati, l'uscita sarà a Vdd
altrimenti se sono entrambi alti, l'uscita sarà cortocircuitata a 0.

NOR



A	B	Z
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0



avro' un carico e due interruttori in parallelo (driver)

Anche se un solo ingresso è alto la tensione viene cortocircuitata a massa

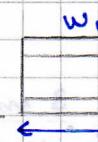
dimensionamento NOR: i transistor di ingresso sono identici ed hanno le stesse dimensioni del transistor inversore -

Vdd

$$W/L = 2/4$$

W₁

L₂



L₁ se tutti on equivalgono ad un canale unico

se considero il caso peggiore, cioè quando un solo ingresso è alto: la capacità di carico si moltiplica solo su di esso (più sono e più è veloce) -

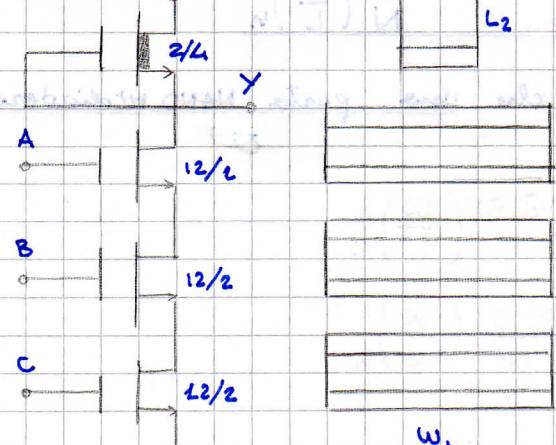
$$K_R = \frac{K_1}{K_2} = \frac{W_1}{L_1} / \frac{W_2}{L_2} = 4$$

se invece tutti gli ingressi sono alti: $K_{R\text{eq}} = \left(N \frac{W_1}{L_1} \right) \cdot \frac{L_2}{W_2} = N K_R$

dimensionamento NAND

W₂

L₂



il carico va a massa se e solo se tutti i transistor sono on: in quanto canale la lunghezza del canale sarà Lt.
quindi per mantenere la tensione di uscita a Vdd, i transistor di ingresso dovranno lo stesso poi al triplo del transistor inversore.

Se vado a considerare K_R quando tutti i transistor sono alti: $K_1 = \frac{W_1}{3L_1}$

in generale $K_{R\text{eq}} = \frac{K_R}{N} = \left(\frac{W_1}{N L_1} \cdot \frac{L_2}{W_2} \right)$

3L₁ = Lt

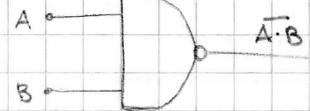
Finendo K_p determino se ora' conviene utilizzare porte NOR o NAND in modo da minimizzare lo spazio occupato:

$$K_{RNAND} = \frac{W_{RNAND}}{N_L} \cdot \frac{L_2}{W_2} = K_{RNOR} = \frac{W_{RNOR}}{L_1} \cdot \frac{L_2}{W_2}$$

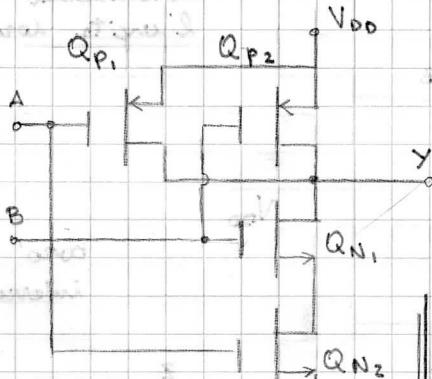
che considera
nel caso peggiore
 $W_{RNAND} = NW_{RNOR}$
nei circuiti logici NMOS converrà usare l'operatore NOR.

CIRCUITI LOGICI CMOS:

NAND



A	B	Z
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0



i driver sono in serie: se uno è interdetto lo sono entrambi.

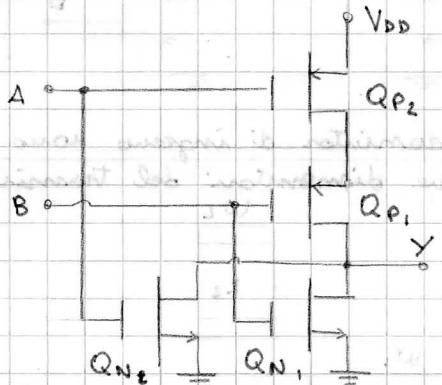
quindi l'ingresso sarà buono solo quando Qp1 e Qp2 sono contemporaneamente in conduzione -

non deve accadere che load e driver siano entrambi on → cortocircuito perciò metterò una coppia in serie e l'altra in parallelo

NOR



A	B	Z
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0



l'ingresso sarà alto se e solo se Qp1 e Qp2 saranno contemporaneamente in conduzione

dimensionamento NOR: se considero una porta a 3 ingressi, per avere un'ingresso alto i load devono essere tutti in conduzione → consumo unico $L_T = 3L$, il caso peggiore sarà quando ho un solo ingresso alto: la capacità di carico si ricava attraverso l'unico transistor on.

$$I_{IN} \approx I_{P} \cdot 2,5 \quad K_p eq = \frac{K_p}{N} \quad K_N eq = K_N \rightarrow \left(\frac{W}{L} \right)_P = 2,5 \left(\frac{W}{L} \right)_N$$

In tal modo viene corretta

dimensionamento NAND: i driver sono in serie: per ricordare la capacità tutti i driver dovranno essere on → non c'è caso peggiore

$$K_p eq = K_p \quad K_N eq = \frac{K_N}{N} \rightarrow \left(\frac{W}{L} \right)_P = 2,5 \frac{1}{N} \left(\frac{W}{L} \right)_N$$

riservare

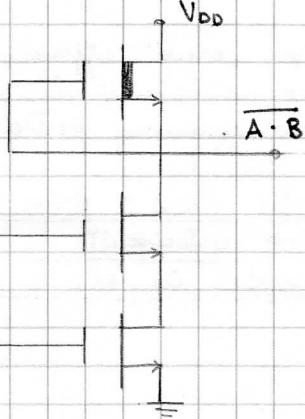
Confrontando NOR e NAND ci accorgiamo che una porta NAND ridurrà un'area minore rispetto ad una NOR.

$$\text{NOR: } \left(\frac{W}{L} \right)_P = 2,5 \left(\frac{W}{L} \right)_N$$

$$\text{NAND: } \left(\frac{W}{L} \right)_P = 2,5 \frac{1}{N} \left(\frac{W}{L} \right)_N$$

CIRCUITI LOGICI NMOS :

NAND

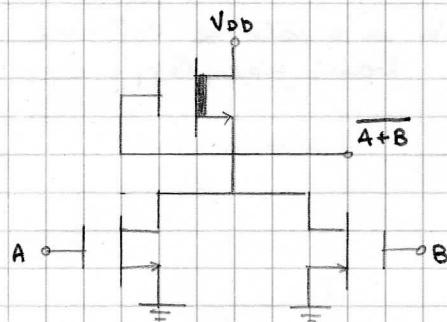


avrò un conico e due transistor in serie -

Se ando un solo driver e interdetto l'uscita sarà alta; sarà bassa se e solo se entrambi gli ingressi sono alti.

A	B	Z
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

NOR

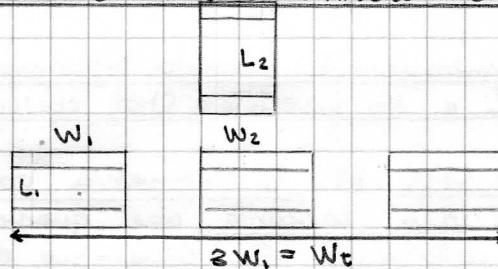
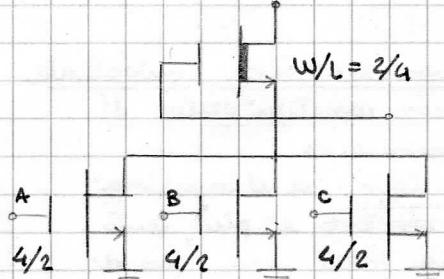


avrò un conico e due driver in parallelo

Se uno dei due ingressi è alto, l'uscita andrà direttamente a 0.

A	B	Z
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

dimensionamento NOR: i transistori di ingresso sono identici tra loro ed hanno le stesse dimensioni del Transistor invertitore.



se tutti on equivale ad un canale unico

se ando il canale peggiore, sarà quando un solo ingresso è alto: cioè la capacità di carico si renderà attraverso un solo mosfet $K_R = \frac{L_1}{2} \cdot \frac{L_1}{2} = \frac{1}{2}$

se invece tutti gli ingressi sono alti

$$K_{eq} = \left(\frac{N}{L_1} W_1 \right) \cdot \frac{L_2}{W_2} = N K_R$$

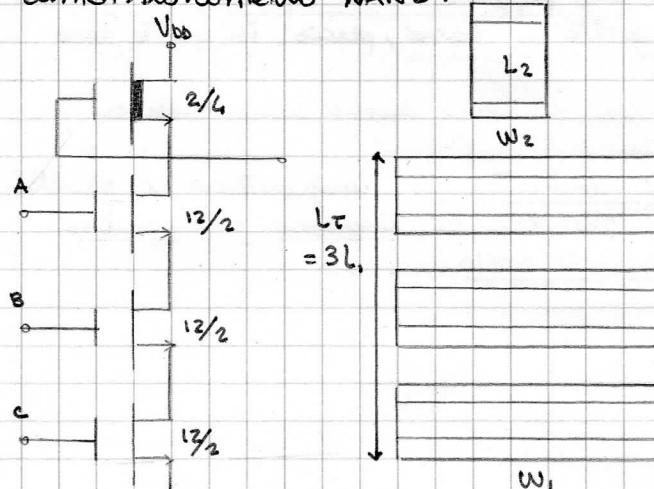
il canale va a mani se e solo se tutti i driver sono on: in tal caso la lunghezza del canale sarà L_C .

Quindi per mantenere la tensione di uscita a 0V, i transistori di ingresso avranno lunghezza pari al triplo del Transistor invertitore.

Se considero tutti gli ingressi alti:

$$K_{eq} = \left(\frac{W_1}{L_1 N} \right) \cdot \frac{L_2}{W_2} = \frac{K_R}{N}$$

dimensionamento NAND:



Trovando K_R determino se sarà conveniente utilizzare porto nand o nor in modo da minimizzare lo spazio occupato:

$$K_{RNAND} = \frac{W_1 \cdot N_{NAND}}{N L_1} \cdot \frac{L_2}{W_2}$$

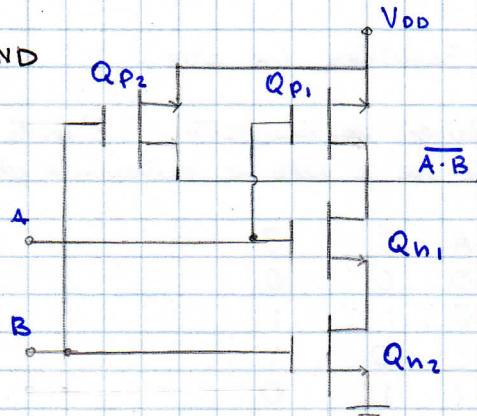
$$= K_{RNOR} = \frac{W_1 \cdot N_{NOR}}{L_1} \cdot \frac{L_2}{W_2}$$

nel canale

$\rightarrow || W_1 \cdot N_{NAND} = N W_1 \cdot N_{NOR}$
perciò conviene utilizzare l'operatore NOR -

CIRCUITI LOGICI CMOS:

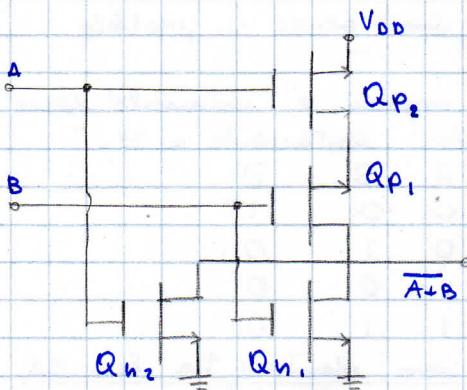
NAND



i driver sono in serie, perciò offrono l'incita via a 0 devono essere entrambi off; altrimenti se uno è interdetto, lo saranno entrambi -

non deve accadere che load e drive corrispondente siano entrambi on → cortocircuito
perciò metterò una coppia in serie e l'altro in parallelo -

NOR



l'uscita sarà alta se e solo se entrambi gli ingressi saranno bassi, cioè Qp1 e Qp2 sono in condutzione -

dimensionamento:

le porte CMOS vanno dimensionate facendo riferimento ad un invertitore equivalente, cioè vorremo ricducibili a un invertitore CMOS equivalente con opportuni valori di K_peq e K_neq -

per il bilanciamento

Ricche' nei circuiti logici CMOS per la simmetria vale $t_{PHL} = t_{PLH}$, se N considera' un'analogia basata sul caso peggiore, cioè quando il transitorio è più lento, per la porta NOR ciò corrisponde alla condutzione di un solo NMOS nella fase di ricerca della capacità di corso (t_{PLH}). In questo caso infatti la corrente sarà minima, mentre in corso si può considerare la serie degli N PMOS come un canale unico. Quindi per l'ingegneristica dei tempi di propagazione ovvero che:

$$K_{peq} = K_{neq} \rightarrow \frac{W_p}{N L_p} \approx 2,5 \frac{W_n}{L_n} \quad \text{avendo } L_n \approx 2,5 \mu\text{m}$$

Nel caso di una porta NAND a N ingressi, il caso peggiore sarà quello in cui in fase di corso uno solo degli ingressi passato a basso, perciò in questo caso avremo:

$$\frac{W_p}{L_p} \approx 2,5 \frac{W_n}{L_n N} \quad \text{mentre in fase di uscita devono essere tutti on} \\ \rightarrow \text{corso unico}$$

Supponendo per NAND e NOR gli stessi tempi di commutazione, confrontando i risultati trovati ci accorgiamo che all'aumentare del numero di ingressi l'ingombro delle porte NOR sarà maggiore di quello della porta NAND.