



ELETTRONICA DELLO STATO SOLIDO

3 tipi di materiali:

- isolanti $\rho < 10^5 \Omega \cdot \text{cm}$

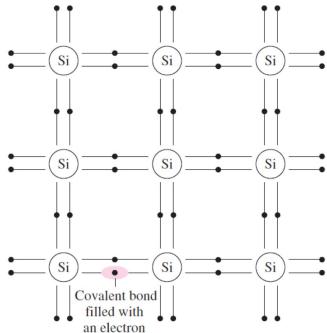
- semiconduttori $10^{-3} < \rho < 10^5 \Omega \cdot \text{cm}$

- conduttori $\rho < 10^{-3} \Omega \cdot \text{cm}$

→ nei materiali semiconduttori la resistività è controllata aggiungendo "impurità" allo struttura cristallina del semiconduttore

⇒ Eg. E lo bond gap Energy, ovvero l'energia necessaria a rompere un legame covalente fra due atomi delle quattro di valenza del reticolo cristallino portandole in conduzione

⇒ silicio possiede quattro elettroni nel guscio di valenza, in un materiale con un unico reticolo cristallino uno è l'azoto dell'unione dei magli atomi di silicio con gli atomi adiacenti tramite legami covalenti formando uno struttura tridimensionale ordinata di atomi



⇒ Alle zero assoluta, tutti gli elettroni dell'ultimo livello energetico, ovvero delle quattro di valenza, rimedano nei legami covalenti con gli atomi adiacenti, con nessun elettrone in banda di conduzione → NON CI SONO ELETTRONI LIBERI ALLA CONDUZIONE

Dunque il materiale si comporta come un isolante

→ al crescere della temperatura, viene fornito agli atomi del materiale ENERGIA TERMICA in grado di spezzare i legami covalenti degli elettroni di valenza e quindi in grado di portare gli elettroni in bande di conduzione, generando una coppia elettrone - loceme di carica libere andando così ad aumentare la conducibilità del materiale

$$\mu = \frac{q \cdot \tau}{2m} \rightarrow \begin{array}{l} \text{il valore di t. ottiene tra due uniti consecutive} \\ \text{del perimetro di carica} \\ \text{m mese del perimetro} \end{array}$$

⇒ lo aumento delle coppie elettrone / loceme nel cristallo, all'equilibrio termico, è uguale allo aumento intrinseco di portatori n:

$$n_i^2 = B T^3 e^{-\left(\frac{E_g}{kT}\right)}$$

→ In un semiconduttore intrinseco la concentrazione di elettroni e lettori è lo stesso $n = p = n_i$

$$n \cdot p = n_i^2$$

⇒ come è possibile notare da queste due formule la densità di portatori e dunque la condutività sono fortemente influenzate dalla temperatura (n_i aumenta di un ordine di grandezza ogni 28°C) una caratteristica non ottimale per dispositivi elettronici

⇒ PER ALTERARE E CONTROLLARE LA CONCENTRAZIONE DI PORTATORI DI CARICA IN UN SEMICONDUTTORE SI AGGIUNGONO DUE "IMPURITÀ" AL MATERIALE STESSO, IL RISULTATO È UN SEMICONDUTTORE DOPATO, CI SONO DUE TIPOLOGIE DI ATOMI

- ATOMI DONATORI: atomi appartenenti alla 5° colonna, dunque con 5 elettroni nel livello di valenza aumentano il numero di elettroni in banda di conduzione n
- ATOMI ACCETTORI: fanno parte della 3° colonna, dunque 3 elettroni in banda di valenza, aumentano la concentrazione di lettori p

⇒ Queste impurità (n e p) sono libere di muoversi all'interno del reticolo cristallino rappresentando portatori positivi (p) e negativi (n) di carica.

- $n > p$ n-type doped silicon } i portatori con numero maggiore di impurità sono detti portatori maggioritari, quelli in minor numero portatori minoritari
- $n < p$ p-type doped silicon }

⇒ N_D numero di impurità donatori, N_A numero di impurità accettori

$$q(N_D + p - N_A - n) = 0 \quad \text{poiché lo carico complessivo è } = 0$$

non è possibile controllare indipendentemente il numero N_D e N_A in quanto avviene il cosiddetto fenomeno della RECOMBINATION, cioè l'unione di un elettrone libero e di uno ioni che resteranno un legame covalente e quindi si annullano e viceversa, dunque se N_D e N_A

$$\bullet N_D > N_A \rightarrow n = N_D - N_A > 0$$

POSSO CONTROLLARE SOLAMENTE UN PORTATORE DI CARICA

$$\bullet N_A > N_D \rightarrow p = N_A - N_D > 0$$

⇒ LEGGE DI ADESIONE in massa ci permette di conoscere il numero di portatori minoritari noto il numero di portatori maggioritari:

$$p \cdot n = n_i^2$$

n-type materiale: $N_D > N_A$

$$\Rightarrow p \cdot n = n_i^2, q(N_D + p - N_A - n) = 0 \rightarrow n = \frac{(N_D - N_A) \sqrt{(N_D - N_A)^2 + 4n_i^2}}{2}$$

$$\text{saltamente } (N_D - N_A) \gg 2n_i \rightarrow n \approx (N_D - N_A)$$

p-type materiali : $N_A > N_D$

$$n = \frac{N_A^2}{P} \rightarrow p = \frac{(N_A - N_D) \sqrt{(N_A - N_D)^2 + 4n^2}}{2}, \quad (N_A - N_D) \gg 2n \rightarrow p \approx (N_A - N_D)$$

→ due tipi di corrente

1) PRESENZA DI CAMPO ELETTRICO : DRIFT CURRENT (corrente di deriva)

2) GRADIENTE DI CONCENTRAZIONE DI PORTATORI IN UERICA (corrente di diffusione)

per campi elettrici deboli, la velocità di deriva dei portatori di carico spinti da \vec{E} è proporzionale a \vec{E} stesso

LA COSTANTE DI PROPORZIONALITÀ È DETTA MU MOBILITÀ

VELOCITÀ DI DERIVA DEGLI ELETTRONI \sim LACUNE \sim

$$V_n = -\mu_n \vec{E}, \quad V_p = \mu_p \vec{E} \quad \text{mobilità delle lacune: } 500 \text{ cm}^2/\text{V}$$

mobilità degli elettroni: $\mu_n = 1750 \text{ cm}^2/\text{V}$

negativo poiché la velocità di deriva è opposta rispetto al verso di \vec{E}

$$\vec{j}_{\text{diff}} = Q_n V_n = (-q_n)(-\mu_n \vec{E}) = q_n \mu_n \vec{E}$$

$$\vec{j}_p = Q_p V_p = (q_p)(\mu_p \vec{E}) = q_p \mu_p \vec{E}$$

$$\vec{j}_{\text{tot}} = \vec{j}_n + \vec{j}_p = q(n \mu_n + p \mu_p) \vec{E} = \sigma \vec{E} \Rightarrow \sigma = q(n \mu_n + p \mu_p) \text{ S} \cdot \text{cm}^{-2}$$

Notiamo che crescere del numero di impurità ad una fissata temperatura decresce significativamente la mobilità degli elettroni e lacune, dunque principalmente ad un elemento significativo dei vari canali del reticolato cristallino e tra portatori, riducendo T (+tempo medio ottenuto due vati consecutivi)

⇒ poiché in un semi conduttore dopo la concentrazione di portatori di carico maggioranti è milioni di volte maggiore al numero di portatori minoranti

$$\sigma = q(n \mu_n + p \mu_p) \leftarrow \begin{array}{l} \text{n-type} \quad \text{dove } n \approx (N_D - N_A) \rightarrow j_T \approx j_n = q n \mu_n \vec{E} = \sigma \vec{E} \\ \text{p-type} \quad \text{dove } p \approx (N_A - N_D) \rightarrow j_T = j_p = q p \mu_p \vec{E} = \sigma \vec{E} \end{array}$$

una corrente di diffusione avviene quando la concentrazione di portatori di carico non è uniforme nella sottile e quindi il gradiente di concentrazione (che identifica la direzione di massima variazione di densità di portatori) $\neq 0$

⇒ i portatori di carico tendono a diffondersi da una regione ad alto concentrazione verso una zone a bassa concentrazione

$$\left. \begin{aligned} \vec{j}_p^{\text{diff}} &= q D_p \left(-\frac{\partial p}{\partial x} \right) = -q D_p \frac{\partial p}{\partial x} \\ \vec{j}_n^{\text{diff}} &= (-q) D_n \left(-\frac{\partial n}{\partial x} \right) = q D_n \frac{\partial n}{\partial x} \end{aligned} \right\} D_n \text{ e } D_p \text{ coeff. di diff. del materiale}$$

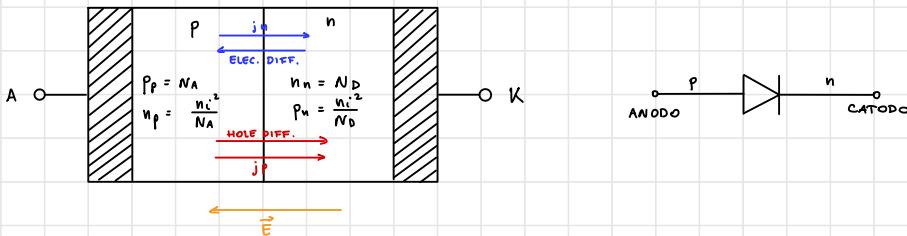
RELATIONE DI EINSTEIN: $\frac{D_n}{M_n} = \frac{K T}{q} = \frac{D_p}{M_p}$, V_T : TENSIONE TERMICA

In generale nei semi conduttori entro e fuori entrambe le densità di cariche

$$\Rightarrow \vec{j}_{nT} = q \mu_n n \vec{E} + q D_n \frac{\partial n}{\partial x}$$

$$\Rightarrow \vec{j}_{pT} = q \mu_p p \vec{E} - q D_p \frac{\partial p}{\partial x}$$

GIUNZIONE P-N



In presenza di campo elettrico esterno, come visto sopra, avendo $\frac{\partial n}{\partial x} \neq 0$ e $\frac{\partial p}{\partial x} \neq 0$ avremo due correnti di deflussione concordi allestrie e locene e elettron.

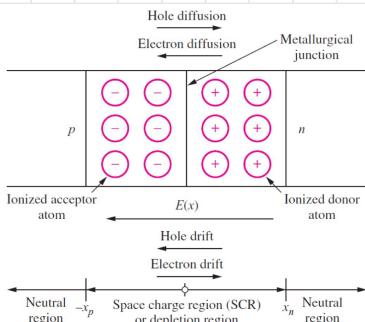
\Rightarrow se non ci fosse nulla ad opporsi a questo moto, alla fine avremmo una concentrazione univoca di portatori di carica e dunque una ricombinazione di uni andando a verificare i benefici del doping.

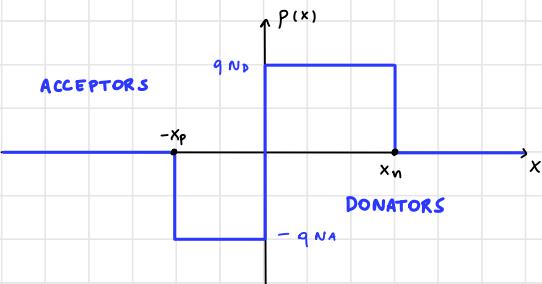
Si ammette in realtà un процесs finalmente di bilanciare le migrazioni di cariche per diffusione

e si ricombinano con le escuse dello zono p
svuotando ioni lioni negativi

\Rightarrow Elettroni migrano dalla zona n alla zona p lasciando ioni lioni positivi all'interfaccia, così le locene in questo modo migrano dello zono p allo zono n lasciando e in ricombinano con e in generando lioni (+) lioni lioni negativi \Rightarrow SI CREA DUNQUE UNA REGIONE DI CARICA SPATIALE ALL'INTERFACCIA TRA I DUE SETTI CONDUTTORI LA QUALE GENERA UN CAMPO $E \neq 0$ CHE SI OPPONE ALA DIFFUSIONE DELLE CARICHE

\Rightarrow questo regione di carica spaziale è chiamata REGIONE DI SVUOTAMENTO, in quanto libera da portatori mobili di carica, sono presenti solamente ioni lioni che agiscono sul campo elettrico in modo da creare uno barrieria di potenziale tale da bloccare la migrazione delle cariche da una rete all'altra





$x_n + x_p$ rappresenta la totalità delle regioni di svuotamento

$$\Rightarrow \text{lo carico totale nello zono p: } Q_p = -q N_A x_p \cdot S \text{ [C]}$$

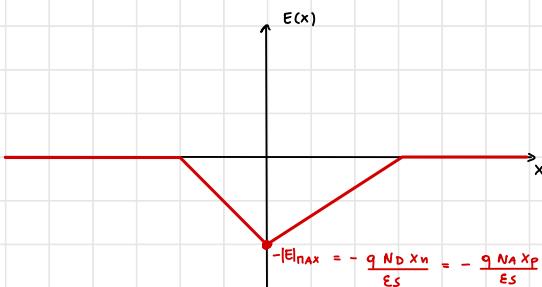
$$\Rightarrow \text{e n: } Q_n = q N_D x_n \cdot S \text{ [C]}$$

poiché le giuntioni erano inizialmente neutri $Q_{TOT} = 0 \Rightarrow Q_p = -Q_n$: $q N_A x_p S = q N_D x_n S$

$$\Rightarrow \frac{x_n}{x_p} = \frac{N_A}{N_D}$$

$$\text{poiché } x_d = x_p + x_n \Rightarrow \begin{aligned} &= x_p \left(1 + \frac{N_A}{N_D} \right) \Rightarrow x_p = x_d \frac{N_D}{N_A + N_D} \\ &\downarrow = x_n \left(1 + \frac{N_D}{N_A} \right) \Rightarrow x_n = x_d \frac{N_A}{N_D + N_A} \end{aligned} \quad (*)$$

$\Rightarrow E(x) = \int_{-\infty}^x \frac{P(\theta)}{\epsilon_s} d\theta \rightarrow$ poiché la quantità di carico è costante in entrambe le regioni di svuotamento,
l'integrale di questa quantità avrà andamento lineare, avvicinandosi alla giuntione e aumentando
l'area della regione (aumento lo ha) \rightarrow aumento integrale e quindi aumento E
che raggiungerà il massimo per $x=0$ alla fine dell'interfaccia



ovviamente, questo campo elettrico determina uno diff. di pot. tra zono n e lo zono p

$$\phi(x_n) - \phi(x_p) = - \int_{-x_p}^{x_n} E(\theta) d\theta \Rightarrow \text{Area del triangolo: } \frac{(x_n + x_p) \cdot |E|_{max}}{2}$$

$$\phi(x_n) - \phi(x_p) = \frac{x_d \cdot |E|_{max}}{2} = \frac{x_d}{2} \cdot x_d \cdot \frac{N_A N_D}{N_A + N_D} \cdot \frac{q}{\epsilon_s} \Rightarrow \Delta \Phi = \frac{q}{\epsilon_s} \cdot \frac{x_d^2}{2} \cdot \frac{N_A N_D}{N_A + N_D}$$

non conoscendo x_d non siamo in grado di risolvere questa equazione, ma in genere si pot. di BUILT-IN, ovio il pot. che si genera a causa della migrazione di cariche da uno zono all'altro delle materie e delle conseguenti eterogeneità di una regione di carico spaziale non nulla

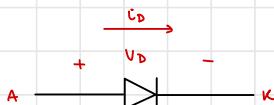
$$\Phi_j = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right)$$

Se inoltre applichiamo un generatore esterno V_A : $\Delta\phi = \phi(x_n) - \phi(-x_p) = \phi_j - V_A$ (tende a opporsi al Built-in)

$$\Rightarrow X_d^2 \left[\frac{q}{2\varepsilon_s} \cdot \frac{N_A N_D}{N_A + N_D} \right] = \phi_j - V_A = \Delta\phi \Rightarrow X_d(V_A) = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{q} \left(\frac{N_A + N_D}{N_A N_D} \right) (\phi_j - V_A)}$$

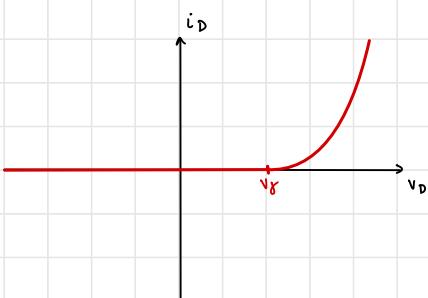
IMPORTANTE DUNQUE NOTARE CHE IN ASSenza DI UN POTENziale ESTERNO $V_A = 0$ LA REGIONE DI SUDOTATMENTO HA ESTENSIONE MASSIMA QUINDI NON FLUISCE CORRENTE ALL'INTERNO DELLA GIUNzione A CAUSA DELLA BARRIERA DI POTENziale (POT. DI BUILT-IN O DI GIUNzione) CREATA DALLA REGIONE DI SUDOTATMENTO STESSA, ANDANDO PERò AD APPLICARE ESTERNAMENTE UN POT. V_A TALE DA OPPORSI A ϕ_j STATO IN GRADO DI ABBASSARE TALE BARRIERA DI POT. E LASCIAR FLUIRE CORRENTE ATTRAVERSO LA GIUNzione

→ POSSIAMO QUINDI VEDERE QUESTA GIUNzione p-n COME UNA SORTA DI RESISTORE NON LINEARE: DIODO



TRANS CARATTERISTICA DEL DIODO

$$i_D = I_s (e^{\frac{qV_D}{kT}} - 1) = I_s (e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1)$$



$$V_D = V_T \ln \left(\frac{i_D}{I_s} + 1 \right) = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{i_D}{I_s} + 1 \right) \approx \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{i_D}{I_s} \right)$$

$$\frac{dV_D}{dT} \approx \frac{k}{q} \ln \left(\frac{i_D}{I_s} \right) - \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{I_s} \cdot \frac{di_D}{dT} \approx \frac{V_D}{T} - V_T \cdot \frac{1}{I_s} \cdot \frac{di_D}{dT}$$

$$i_D \gg I_s, I_s \propto n_i^2 \quad \frac{dV_D}{dT} \approx \frac{V_D - V_{GO} - 3V_T}{T} \approx -1,82 \text{ mV/K} \quad , \quad V_{GO} = \frac{E_0}{9} \text{ pot. che corrisponde al Band Gap a } 0K$$

I_s è chiamato in precedenza la CORRENTE DI SATURAZIONE INVERSA, è sempre presente all'interno del dispositivo ma è impedita dal flusso di portatori minoritari attraverso la giunzione.

Lo spostamento di potenziale impedito costituisce un ostacolo al passaggio dei portatori maggioritari di carico da una regione

all'altro freno del forte campo elettrico, ma tale E è quindi lo barrier di potenziale interno non costituiscono un ostacolo per i portatori minoritari, che puo diffondere superando la giunzione.

• $V_D < 0V$ I_S è l'unica corrente presente all'interno del dispositivo, poiché nell'area la regione di saturazione e dunque nella la barriera di potenziale della giunzione

• $V_D \geq 0V$ la corrente di saturazione minima è comunque presente ma sempre più maggiore da crescere allo tensione e quindi all'abbassamento della barriera di pot.

$\Rightarrow I_S$ È FORTEMENTE CORRELATA SIA ALLA TEMPERATURA DEL DISPOSITIVO (PIÙ CRESCETTI PIÙ SI GENERANO COUPPIE ELETRO-UNO) DUNQUE PIÙ PORTATORI MINORITARI FLUIRANNO ATRaverso LA GIUNZIONE) SIA AL VOLTAGGIO DELLA REGIONE DI Saturazione

$$I_S = I_{S0} \sqrt{1 + \frac{V_R}{\Phi_j}} , V_R : \text{tensione di polarizzazione inversa}$$

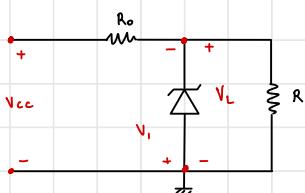
BREAK DOWN - CURRENT. al crescere del modulo di V_R il campo elettrico cresce ed il doppio entra in BREAK DOWN generando una corrente I_A , può accadere per due motivi:

• EFFETTO VALANGA: nome è esplicativo, al crescere del campo elettrico i portatori di carico minoritari emiscono un energia cinetica talmente tanto grande che, urtando con gli ioni fermi del reticolo, sono in grado di rompere i legami covalenti tra gli atomi del materiale, questi nuovi portatori saranno a loro volta tenuti bilanciati accelerati urtando con un effetto valanghe

CIRCUITI NOTEVOLI CON DIODI

1) REGOLATORE DI TENSIONE

stabilizzare la tensione di uscita indipendentemente dalle variazioni dello tensione di ingresso e delle variazioni del carico \Rightarrow UTILIZZATI PER PROTEGGERE COMPONENTI SENSIBILI A VARIAZIONI BRUSCHE DI TENSIONE
ZENER AGISCE COME UNA VALVOLA DI SICUREZZA CHE ENTRA IN AZIONE QUANDO LA TENSIONE SUPERÀ UN CERTO LIVELLO
FISSANDO LA TENSIONE A UN VALORE LIMITE



$$R_L = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_0 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$V_T = 5 \text{ V}$$

$$G_Z = 10^{-2} \text{ s}^{-1}$$

$$V_{ZT} = 0,6 \text{ V}$$

$$G_{ON} = 10^{-3} \text{ s}^{-1}$$

4) SUPPO D_Z OFF: $-V_Z < V_D < V_T$, $V_L = V_{CC} \frac{R_L}{R_0 + R_L}$

$$V_D = -V_L = -V_{CC} \frac{R_L}{R_0 + R_L} \Rightarrow D_Z \text{ OFF SE } -V_Z < -V_{CC} \frac{R_L}{R_0 + R_L} < V_T$$

D_Z IN BREAK-DOWN, POL. INV.

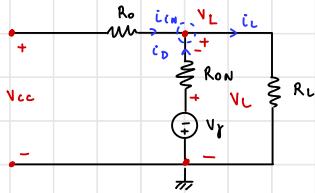
$$-V_Z < -V_{CC} \frac{R_L}{R_0 + R_L} \Rightarrow V_{CC} < V_T \frac{R_0 + R_L}{R_L}$$

$$\downarrow -V_{CC} \frac{R_L}{R_0 + R_L} < V_T \Rightarrow V_{CC} > -V_T \frac{R_0 + R_L}{R_L}$$

DIODO IN CONDUTT., POL. DIR.

$$-V_{\gamma} \frac{R_o + R_L}{R_L} < V_{CC} < V_{\gamma} \frac{R_o + R_L}{R_L}, \quad V_L = V_{CC} \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

- D_Z ON IN CONDUZIONE DIRETTA: $V_{CC} < -V_{\gamma} \frac{R_o + R_L}{R_L}$



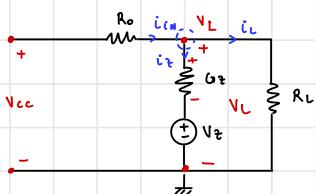
$$KJ: i_{in} + i_D = i_L$$

$$(V_{CC} - V_L) \cdot G_o + (-V_L - V_{\gamma}) \cdot G_{on} = V_L \cdot G_L$$

$$V_L (G_o + G_{on} + G_L) = V_{CC} G_o - V_{\gamma} G_{on}$$

$$\Rightarrow V_L = V_{CC} \cdot \frac{G_o}{G_o + G_{on} + G_L} - V_{\gamma} \frac{G_{on}}{G_o + G_{on} + G_L}$$

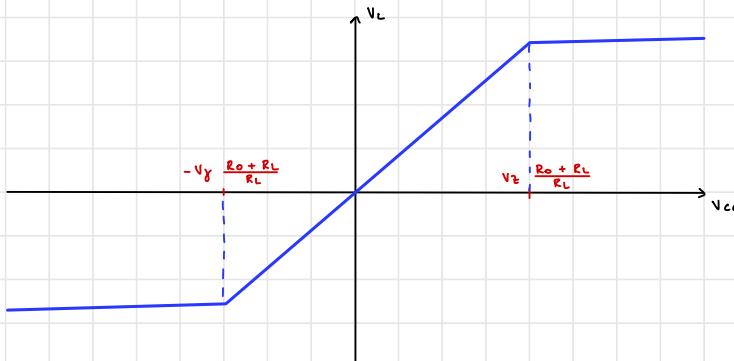
- D_Z ON IN BREAK-DOWN: $V_{CC} > V_Z \frac{R_o + R_L}{R_L}$



$$i_{in} = i_Z + i_L$$

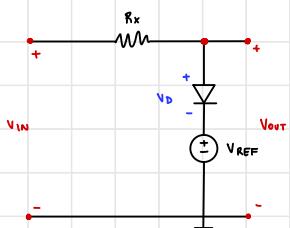
$$(V_{CC} - V_L) G_o = (V_L - V_Z) G_Z + V_L G_L$$

$$\Rightarrow V_L = V_{CC} \frac{G_o}{G_o + G_Z + G_L} + V_Z \frac{G_Z}{G_o + G_L + G_Z}$$



→ SE LA TENSIONE AI CAPI DEL CARICO RAGGIUNGE UN VALORE TROPPO ALTO O BASSO DI TENSIONE IL DIODO ENTRA IN CONDUZIONE E LIMITA LA TENSIONE AI CAPI DEL CARICO STESSO

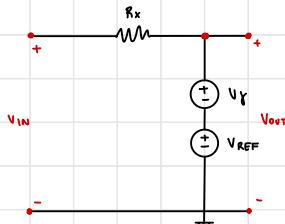
CIRCUITO LIMITATORE (supponiamo diodo ideale modello tra conduttore infinito)



1) DIODO OFF: $V_D < V_{\gamma} \Rightarrow V_{OUT} - V_{REF} < V_{\gamma}$

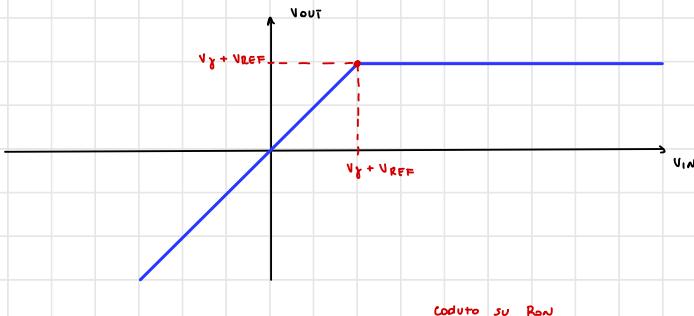
$$V_{IN} = V_{OUT} \quad (\text{IN } R_x \text{ NON SCORRE CORRENTE})$$

$$V_{IN} - V_{REF} < V_{\gamma} \Rightarrow V_{IN} < V_{REF} + V_{\gamma}, \quad V_{OUT} = V_{IN}$$



2) DIODO ON : $V_{IN} \geq V_{REF} + V_y$

$$V_{OUT} = V_y + V_{REF}$$



se assumiamo conduttanza finita otteniamo $V_{OUT} = \frac{[V_{IN} - (V_y + V_{REF})] \cdot R_{ON}}{R_x + R_{ON}} + (V_y + V_{REF})$

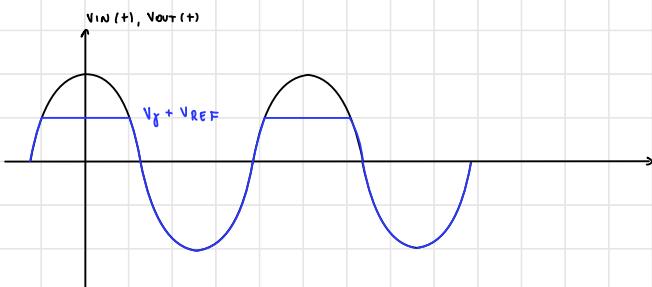
⇒ POSSO QUINDI ANDARE A REGOLARE LA TENSIONE DI USCITA ANDANDO A MODIFICARE IL VALORE DI V_{REF}

andiamo ora ad analizzare le componenti di tale circuito per $V_{IN} = A \cdot \sin(2\pi f_0 t + \varphi)$

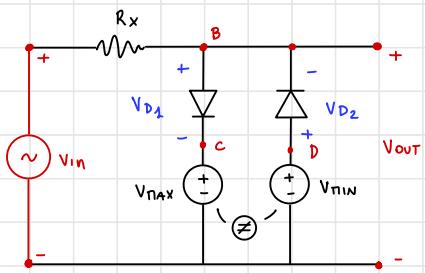
affinché diodo entri in conduzione: $V_{IN} \geq V_{REF} + V_y$, per cui se $A < V_{REF} + V_y$ il diodo non entra mai

in conduzione e $V_{IN} = V_{OUT}$ sempre

⇒ poniamo andare a modificare il valore di V_{REF} , andando ad ottenerlo al di sotto di $A - V_y$ otengo una limitazione superiore al segnale sinusoidale un angolo che rimane bloccato per un certo periodo di tempo a $V_{REF} + V_y$



possiamo anche il limite inferiore andando ad aggiungere un altro rama in parallelo contenente lo serie di $V_{IN} - V_y$, i due diodi sono contrappolarizzati dunque non possono attivarsi contemporaneamente → un ramo si occupa di limitare lo tensione positivamente e l'altro negativamente



AFFINCHÉ I DUE DIODI NON CONDUcano:

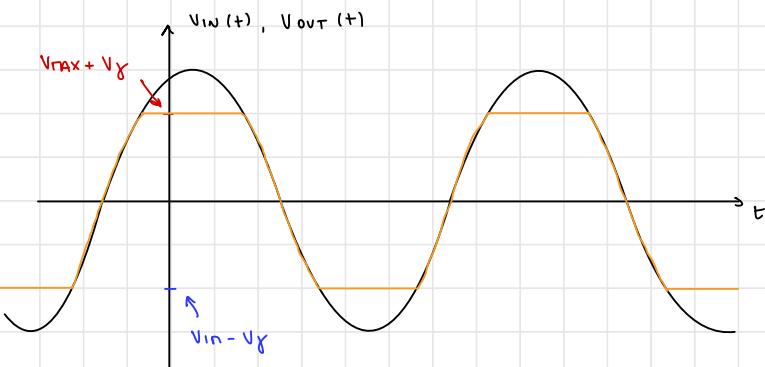
$$\begin{cases} V_{D1} < V_Z \rightarrow V_{OUT} - V_C < V_Z \rightarrow V_{OUT} - V_{MAX} < V_Z \\ V_{D2} < V_Z \rightarrow V_D - V_{OUT} < V_Z \rightarrow V_{MIN} - V_{OUT} < V_Z \end{cases}$$

PIA POICHÉ, SE SONO ENTRATI OFF: $V_{IN} = V_{OUT}$

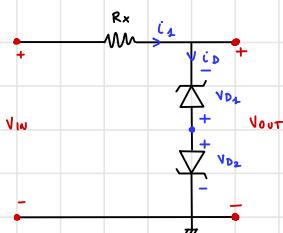
- $V_{IN} - V_{MAX} < V_Z \rightarrow V_{IN} < V_Z + V_{MAX}$

- $V_{MIN} - V_{IN} < V_Z \rightarrow V_{IN} > V_{MIN} - V_Z$

$i_x = 0 \text{ s.s.e } V_{IN} - V_Z < V_{IN} < V_{MAX} + V_Z$



POSSO REALIZZARE LA STESSA TIPOLOGIA DI CIRCUITO TRAMITE LA SERIE TRA DUE ZENER



\Rightarrow AFFINCHÉ $i_D = i_1$ FLUISCA NEL RATIO È NECESSARIO CHE ENTRAMBI IDIOPISIANO IN CONDUSSIONE \rightarrow POICHÉ I DUE ZENER SONO CONTROPOLARIZZATI, NON POSSONO CONDURRE ENTRAMBI NELLO STESSO MODO, PER CUI UNO CONDUCCE DIRETTAMENTE E L'ALTRO INDIRETTAMENTE

- $D_1, D_2 \text{ OFF: } -V_Z < V_{D1} < V_Z, -V_Z < V_{D2} < V_Z \Rightarrow V_{OUT} = V_{IN}$

$$V_{OUT} = V_{D2} - V_{D1} = (-V_Z < V_{D2} < V_Z) - (-V_Z < V_{D1} < V_Z) = (-V_Z < V_{D2} < V_Z) + (-V_Z < V_{D1} < V_Z)$$

$$\downarrow$$

$$V_{IN} = V_{D2} - V_{D1} \Rightarrow V_{IN} > -V_Z - V_Z$$

$$\Downarrow V_{IN} < V_Z + V_Z$$

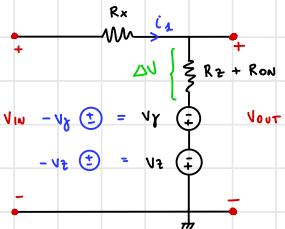
$$\Rightarrow D_1, D_2 \text{ OFF: } V_{OUT} = V_{IN}, -V_Z - V_Z < V_{IN} < V_Z + V_Z$$

- $V_{IN} < -V_Z - V_Z \Rightarrow D_1 \text{ CONDUCCE DIRETTAMENTE, } D_2 \text{ CONDUCCE INVERSAMENTE}$

- $V_{IN} > V_Z + V_Z \Rightarrow D_1 \text{ CONDUCCE INVERSAMENTE, } D_2 \text{ CONDUCCE DIRETTAMENTE}$

ESSENDO IN SERIE E NOTIABILMENTE IDENTICI, LE DUE SPERATE AURANNO LA STESSA PENDENTA

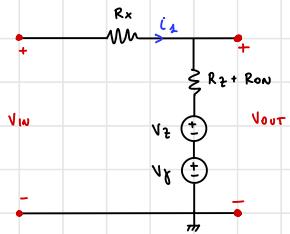
$$1) V_{IN} < -V_Z - V_\gamma$$



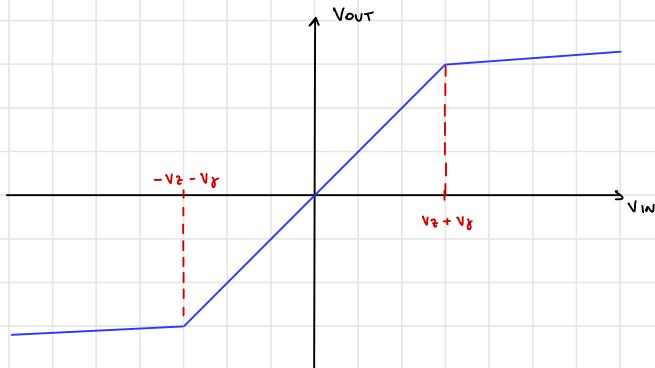
$$V_{OUT} = \frac{[V_{IN} - (-V_\gamma - V_Z)] \cdot (R_z + R_{ON})}{R_x + R_z + R_{ON}} - (V_\gamma + V_Z)$$

ΔV ai copi di $R_z + R_{ON}$

$$2) V_{IN} > V_Z + V_\gamma$$

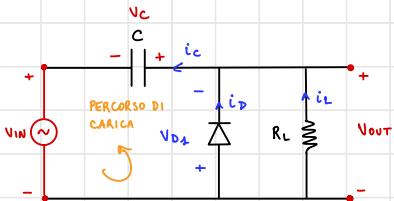


$$V_{OUT} = \frac{[V_{IN} - (V_Z + V_\gamma)] \cdot (R_z + R_{ON})}{R_x + R_z + R_{ON}} + (V_Z + V_\gamma)$$



CIRCUITI CON ELEMENTI REATTIVI

1) CIRCUITO DI AGGANCIO (CLAMPING CIRCUIT)



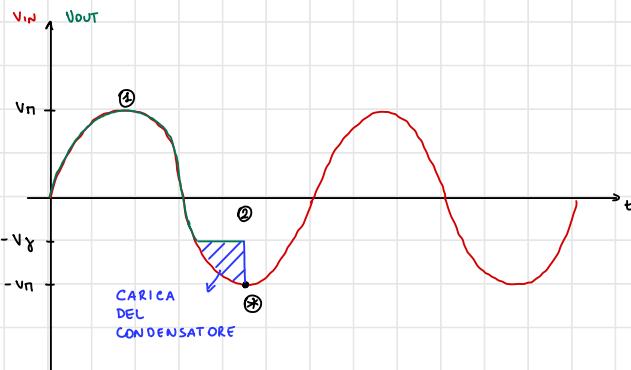
$$V_c(t=0) = 0V$$

$$i_c(t) = i_D + i_L \rightarrow i_c(t) = \frac{dV_c(t)}{dt} = i_D + i_L$$

1) D OFF: $V_{D4} < V_f \rightarrow V_{out} = -V_{D4}$

Osserviamo che quando lo zoccolo attraverso il carico, dunque R_L molto grande

$$\Rightarrow i_c(t) = \frac{dV_c(t)}{dt} \approx 0A \text{ dunque } V_c(t) \text{ costante}$$



1) $V_c(t=0) = 0V, i_c = 0V (i_D = 0, i_L \approx 0) \rightarrow V_{in} = V_{out}$

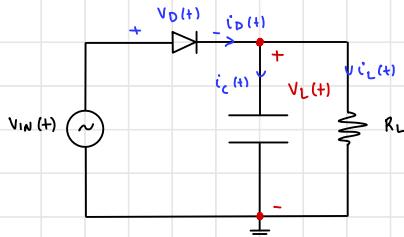
2) durante la semionda negativa si muove lo zoccolo dell'operatore

- $V_{in} \leq -V_f$ D ON $\rightarrow V_{out} = -V_f$ si molla dal diodo

- $\frac{dV_c(t)}{dt} = \frac{\approx 0}{\approx 0} + \frac{\approx 0}{\approx 0} \neq 0$ dunque se condensatore si carica attraverso un circuito chiuso fino al valore di picco V_n

- ④ dopo punto di picco della semionda negativa, $V_{in} > -V_f$ ma lo zoccolo accumulato nel condensatore $= V_n$ dunque diodo si spegne

RADDIRIZZATORE A SINGOLA SEMIONDA



⇒ SCOPO: connuire circuito di alimentazione prendendo una V_{IN} alternata e trasformarla in una tensione in uscita ragionevolmente costante

1) DIODO OFF: $V_D < V_f \rightarrow V_{IN}(+) - V_{out}(+) < V_f \Rightarrow V_{out}(+) = 0 \Rightarrow V_{IN}(+) < V_f$

2) DIODO ON: $V_{IN}(+) \geq V_f$

- inizia a fluire corrente nel circuito $\rightarrow i_c(t) \neq 0$ andrà a caricare il condensatore

$$\bullet V_L(+) = V_C(+)$$

$$\bullet V_D(+) = V_{IN}(+) - V_{out}(+) \geq V_f \rightarrow V_{IN}(+) - V_C(+) \geq V_f \Rightarrow V_{Cmax} \leq A - V_f \text{ MAX CARICA CONDENSATORE}$$

3) Raggiunto il valore di picco il condensatore inizierà a scaricare la tensione

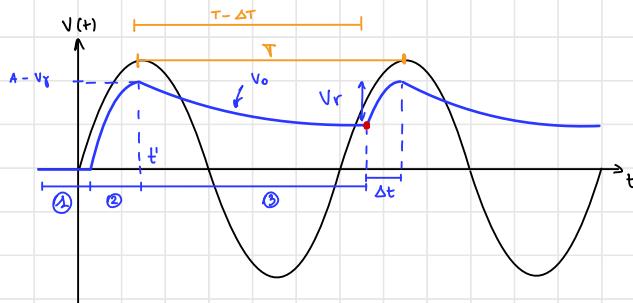
$$V_{IN}(+) \ominus A, V_{out}(+) = V_C = A - V_f \Rightarrow V_D = V_{IN}(+) - V_{out}(+) \overset{\text{CA}}{\underset{\text{A-V}_f}{\cancel{=}}} V_f \text{ DIODO SI SPENGE!}$$

$V_{IN}(+)$ RIMANE A CIRCUITO APERTO, CONDENSATORE DUNQUE ANDRÀ A SCARICARSI SU R_L

$$\Rightarrow D OFF: V_{out}(+) = (A - V_f) e^{-\frac{t}{RC}}, \tau = RC \text{ costante di tempo}$$

dunque condensatore si carica con D ON raggiungendo il picco ($A - V_f$) (più o meno contemporaneamente $V_{IN} = A$) e scarica nel momento in cui D OFF è dunque viene staccato l'alimentazione nel circuito.

4) Dopo un certo periodo di tempo il diodo si accenderà nuovamente in quanto V_{IN} aumenta di valore e lo $V_C = V_{out}$ scende \rightarrow condensatore, ancora particolarmente carico, interrompe lo scarico e ricomincia a caricarsi



• VR : TENSIONE DI RIPPLE, DIFF TRA MAX E MIN, TENSIONE DI V_{OUT} ALL'INTERNO DI UN CICLO

• $ΔT$: TEMPO IN CUI IL DIODO È ON

• V_0 : SCARICA DEL CONDENSATORE

NEL PERIODO DI SCARICA: $V_o(t') = (V_p - V_f) e^{-t'/RC}$, $t' = (t - \frac{T}{4}) \geq 0 \rightarrow$ spostò origine di tempo in t'

$$\bullet V_{out}(t') = (V_p - V_f) e^{-t'/RC}$$

$$\bullet V_{IN}(t) = V_p \sin(2\pi f_0 t), \quad t = t' + \frac{T}{4} \rightarrow V_{IN}(t') = V_p \sin(2\pi f_0 (t' + \frac{T}{4})) = V_p \cos(2\pi f_0 t')$$

PER SCOPRIRE ΔT (TEMPO DI CARICA DI C E DUNQUE DI ON) DEVO CHIEDERMI QUANDO: $V_{IN}(T - \Delta T) - V_f = V_{out}(T - \Delta T)$

$$V_p \cos(2\pi f_0 (T - \Delta T)) - V_f = (V_p - V_f) e^{-\frac{(T-\Delta T)}{RC}}$$

② per trovare V_R approssimo $\Delta T \approx 0$ (come se condensatore si scarica per tutto il periodo T e si carica instantaneamente al termine di scarica) \rightarrow SCARICO OLTRE $T - \Delta T$, QUINDI PER TUTTO T

\rightarrow in questo modo posso approssimare l'esponentiale di scarica con una retta, V_R verrà quindi sanzionato in quanto lo retta scende più dell'esponentiale

$$V_{out}(t) = (V_p - V_f) e^{-\frac{t}{RC}} \approx (V_p - V_f) \cdot \left(1 - \frac{t}{RC}\right) \Rightarrow V_R = (V_p - V_f) - (V_p - V_f) \left(1 - \frac{T}{RC}\right) = \frac{(V_p - V_f)T}{RC}$$

CORRENTE DI SPUNTO: si verifica all'accensione del circuito, picco di corrente molto elevato che dura per un breve periodo di tempo ma pericoloso per le componenti del circuito stesso

nello primo carico del condensatore infatti $i_c(t) = \frac{dV_c(t)}{dt}$ sarà molto più elevato rispetto alle succ. fasi di carico in quanto $V_c(0) = 0V \rightarrow$ il condensatore si carica rapidamente attraverso il diodo, più è grande C più ci vuole tempo per caricarlo più avrà un picco di corrente alto

\Rightarrow punto in cui si avrà max corrente: $V_c(t) \propto (V_p - V_f) \sin(2\pi f_0 t)$

$$i_c(t) = \frac{dV_c(t)}{dt} = (V_p - V_f) \cos(2\pi f_0 t) \cdot 2\pi f_0, \quad t = 0 : (V_p - V_f) 2\pi f_0 \Rightarrow i_{spunto} = C \cdot (V_p - V_f) \cdot 2\pi f_0$$

$$\Rightarrow \Delta T = \frac{1}{2\pi f_0} \sqrt{\frac{2T}{RC} \left(\frac{V_p - V_f}{V_p}\right)} = \frac{1}{2\pi f_0} \sqrt{\frac{2V_R}{V_p}}$$

TEMPO DI CONDUZIONE DIODO / TEMPO CARICA C

$$\Rightarrow \theta_C = \frac{\Delta T}{T} \cdot 2\pi \quad \text{ANGOLI DI CONDUZIONE}$$

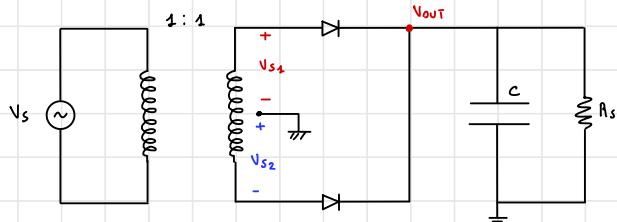
$$\Rightarrow i_{picco} = C \cdot V_R \cdot \frac{4\pi f_0}{\sqrt{\frac{2 \cdot V_R}{V_p}}} \quad \text{CORRENTE DI PICCO}$$

a diff. dello corrente di spunto, che si verifica solo all'accensione del circuito e dunque allo primo carico del condensatore, la CORRENTE DI PICCO è un fenomeno periodico che in genere non corrisponde allo punto in cui lo tensione in ingresso supera lo tensione di cusp del condensatore costringendo il diodo a condurre e ricaricare il condensatore \Rightarrow corrente di picco coincide con il punto in cui lo tensione in ingresso raggiunge il suo massimo

$$C = I_{Lmax} \cdot \frac{\Delta T}{V_A}$$

DIMENSIONAMENTO DEL CONDENSATORE

RADDRITTORE A DOPPIA SEMIONDA

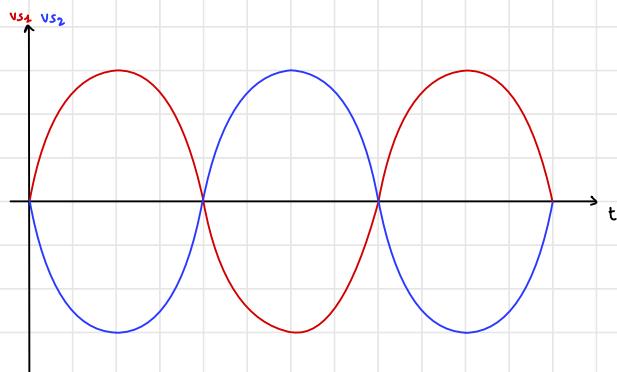


$$D_1 : V_{S1} - V_{OUT} \geq V_g$$

$$D_2 : -V_{S2} - V_{OUT} \geq V_g$$

D_1 e D_2 NON CONDUcono TEMPORANEAmente

- trasformatore a presa centrale applica un disaccoppiamento di tensione, generando due fasi di onda V_{S1} e V_{S2} uguali in ampiezza (e identiche a V_p in quanto il rapporto di trasformazione è 1:1) ma tra di loro sfasate di 180°



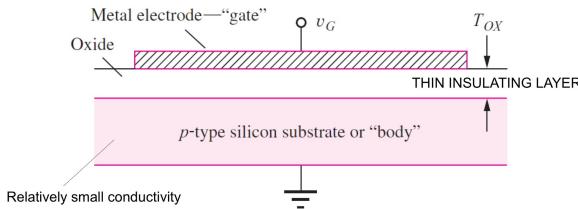
conduttori alternati dei diodi :

- Durante lo semiondo positivo di V_s , che corrisponde a V_{S1} , D_1 conduce e D_2 emendo polarizzato inversamente rispetto alla corrente del condensatore che si carica
- Durante lo semiondo negativo V_{S2} diventa positivo rispetto a GND dunque D_2 polarizzato direttamente permettendo passaggio di corrente verso il carico

È come se raddoppiassi la freq. senza modificare la corrente di spunto , quindi :

$$\Rightarrow V_R = V_R (T = T_{1/2}) = (V_p - V_g) \frac{(T_{1/2})}{R C}$$

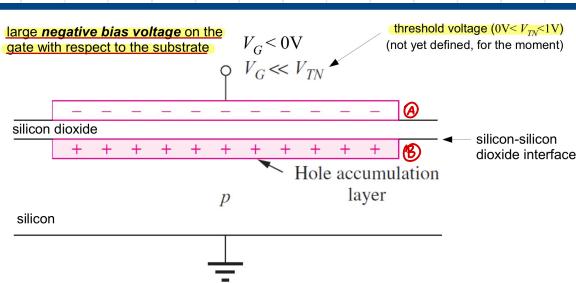
CHIEDI PROF CHIARIMENTI SU RADDRITTORE A DOPPIA SEMIONDA , PONTE DI GRAETZ , CLAMPER CIRCUIT



A secondo del potenziale applicato al terminale di gate rispetto al substrato di tipo p, siamo in grado di identificare 3 regioni operative:

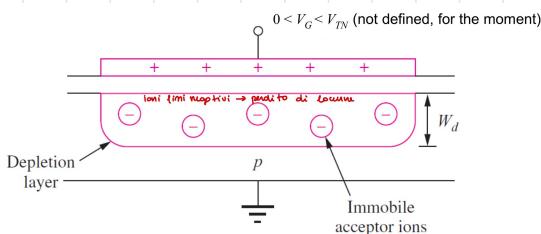
- 1) ZONA DI ACCUMULAZIONE $V_G < 0$, $V_G \ll V_{TN}$
- 2) ZONA DI DEDUZIONE $V_G > 0$, $0 < V_G < V_{TN}$
- 3) ZONA DI INVERSIONE $V_G > 0$, $V_G > V_{TN}$

① ZONA DI ACCUMULAZIONE : scotuniamo da uno V_G molto inferiore rispetto al potenziale del substrato



A) accumulo di carica negativa molto forte sul gate causa ②, un accumulo di carica positiva all'interraccia tra olio e substrato p \Rightarrow le cariche, portatori maggioritari, si accumulano formando una REGIONE DI ACCUMULAZIONE (non si comporta come un condensatore) che va a bilanciare la carica negativa sul gate

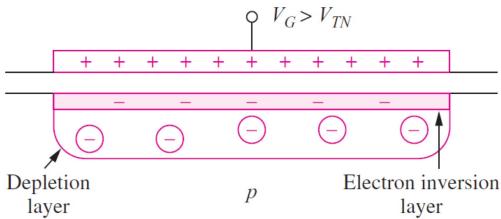
② ZONA DI DEDUZIONE



nel momento in cui il pot. di GATE diventa maggiore rispetto al substrato, tale pot. allontana le cariche dell'interraccio generando una regione di carica positiva di carioni fissi negativi \Rightarrow LA CARICA POSITIVA SUL GATE VIENE BILANCIAATA DALLA CARICA GENERATA DAGLI IONI FISSI NEGLI. \Rightarrow la condutività della regione è dunque

drammaticamente in quanto si riduce fortemente il numero di portatori liberi all'interraccia

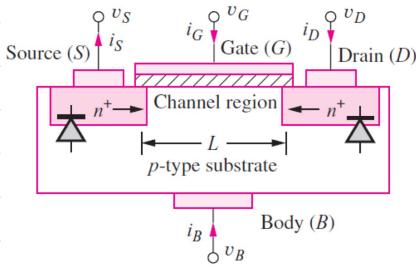
③ ZONA DI INVERSIONE



nel momento in cui al pot. GATE supera la TENSIONE di SOGLIA, gli elettroni (portatori minoritari, generati tramite processo E-L) vengono attratti dall'interfaccia generando lo cosiddetto ZONA DI INVERSIONE

⇒ A QUESTA TENSIONE, CHIAMATA TENSIONE DI SOGLIA, ALL'INTERFACCIA IL MATERIALE SI COMPORTA COME UN SEMIC. DI TIPO n (PER QUESTO INVERSIONE) ⇒ DUNQUE SI FORMA UNA SORTA DI CANALE DI ELETTRONI, CHE NELLA ZONA DI INVERSIONE RAPP. I PORTATORI MAGGIORITARI DI CARICA, DELIMITATA DA IONI FISSI NEGATIVI GENERATI PRECEDENTEMENTE ⇒ L'ACCUMULO DI CARICA FORMATO DA IONI E e- BILANCIANO L'ACCUMULO DI CARICA POSITIVA SUL GATE

→ se andremo ad applicare un potenziale costante sul canale saremo in grado di generare uno corrente (quella che andiamo a fare adesso)

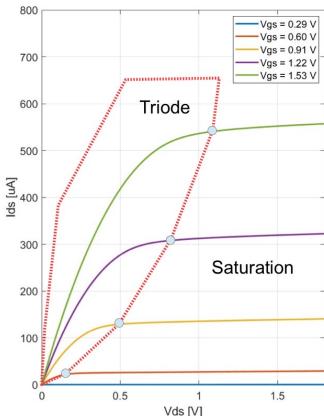
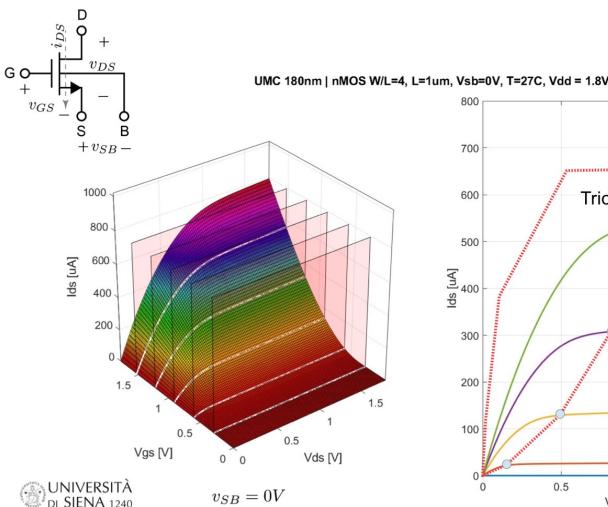


Andremo ad aggiungere 3 terminali aggiuntivi:

- BULK
 - DRAIN
 - SOURCE
- regioni di tipo n⁺ (particularmente drogate) che giocano un ruolo fondamentale per le correnti

I TERMINALI D E S giocano dunque un ruolo fondamentale per il funzionamento del dispositivo:

- VOGI TENSIONE GATE - SOURCE DEFINISCE SE SIANO IN ACCUMULATIONE, DEPLETIONE O INVERSIONE ⇒ È QUINDI LA TENSIONE CHE DETERMINA LA FORMAZIONE DEL CANALE
- D E S Abbiamo due emi n⁺ → formano due giuntioni p-n con il risultato di tipo p, soprattutto la regione di sottovolume è fortemente influenzata dalla quantità di portatori maggioritari del semiconduttore, dunque del droggaggio → regione di sottovolume sarà più profondo nel materiale con minore numero di portatori di carico maggi



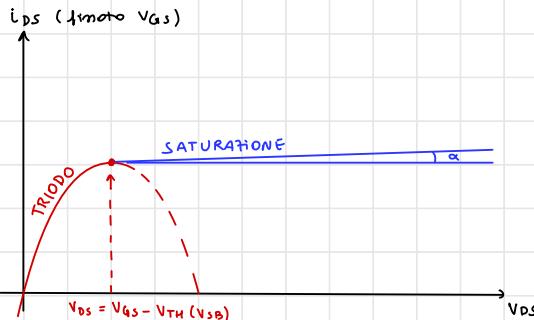
$$\Rightarrow \text{TRIODO: } i_{DS} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [2(v_{GS} - V_{TH}(V_{SB})) v_{DS} - v_{DS}^2] = K [2 \alpha v_{DS} - v_{DS}^2]$$

È UNA PARABOLA PASSANTE PER L'ORIGINE, CALCOLIAMOCI IL PUNTO DI MASSIMO

$$\frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [2(v_{GS} - V_{TH}(V_{SB})) - 2v_{DS}] = 0 \quad \rightarrow i_{DS\max} \text{ per } 2(v_{GS} - V_{TH}(V_{SB})) - 2v_{DS} = 0$$

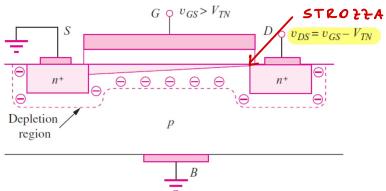
$$\cancel{2(v_{GS} - V_{TH}(V_{SB}))} - \cancel{2v_{DS}} = 0 \Rightarrow i_{DS\max} \text{ per } v_{DS} = v_{GS} - V_{TH}(V_{SB})$$

$$\Rightarrow i_{DS\max} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (v_{GS} - V_{TH})^2$$



\Rightarrow TRIODO: otteniamo come da D & S, più aumento v_{DS} più aumento esponente i_{DS} , come mi noto dalle calcoli. l'aumento non è lineare, sarà andamento parabolico e nel punto di max di un genere di limite \rightarrow come infatti non è uniformemente distribuito ed è funzione di v_{DS} (?)

$v_{DS} = v_{GS} - V_{TH}$ si trova situato desunto in figura



The figure shows the case in which we reach the maximum current given by the triode current model equation

continuando ad aumentare la VDS non più in

contro al fenomeno di PINCH-OFF \rightarrow si

entra in SATURAZIONE

$$\Rightarrow \text{SATURAZIONE} : i_{DS} = \frac{1}{2} \mu n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}(V_{SB}))^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS})$$

MAX CORRENTE DI TRIODO

PINCH-OFF costituisce un'interruzione del canale, che non collega quindi direttamente i due terminali di drain e source ma in interruppe prima \rightarrow ciò che accade è che lo stesso continuo a dipendere dello VDS in quanto il forte campo elettrico spinge gli elettroni nello zono di interruzione, costituendo domini simili negativi, e riesce a condurre al terminale di DRAIN, il che a effetti ci indica quanto un aumento dello VDS comporta un aumento dello stesso, ma sarà veramente piccolo poiché l'interruzione del canale costituisce un limite (più importante) al flusso di elettroni (per questo saturazione giunti in una regione nello quale un grande aumento dello VDS comporta un piccolissimo aumento dello VDS in quanto il canale continuerà a ridursi verso il SOURCE)

\Rightarrow Abbiamo precedentemente detto che, se si vuole ottenere l'interruzione dell'interfaccia e quindi la formazione del canale, $V_{GS} > V_{TH}(V_{SB}) \rightarrow$ analiticamente lo dip. da V_{SB}

Q_{dep}/C_{ox}

$$V_{TH,0} = -\frac{E_g}{2q} + \phi_F - \frac{(Q_{SS} + Q_{imp})}{C_{ox}} + \frac{\sqrt{2q \epsilon N_A} \cdot \sqrt{12 \phi_F}}{C_{ox}}, \quad \phi_F = -\frac{kT}{q} \ln \frac{N_i}{N_A} \rightarrow \text{dipende da } T$$

- Q_{SS} carica remanente intrappolata all'interfaccia nel processo di fabbricazione
- Q_{imp} concentrazione di cariche impurità故意mente fornite nel processo di fabbricazione per modificare le proprietà di soffice attualmente

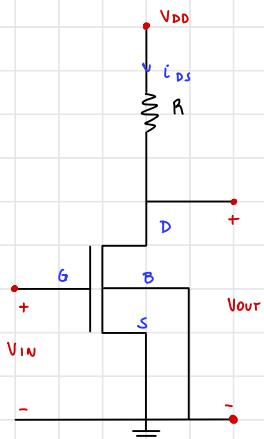
SE IL SUBSTRATO È POLARIZZATO AD UNA TENSIONE INFERIORE DEL SOURCE ($V_{SB} > 0V$), LA TENSIONE DI SOGLIA AUGMENTA POICHÉ AUGMENTA LA VOS NECESSARIA A COMPENSARE UNA REGIONE DI SVUOTAMENTO IN DEPLETION MAGGIORE SOTTO ALL'OSSIDO \rightarrow Qd rapp. proprio lo quantitativo di carica costituito dagli zoni simili negativi sotto all'ossido:

$$Q_{dep} [V] = \frac{\sqrt{2q \cdot \epsilon \cdot N_A} \cdot \sqrt{V_{SB} + 2 \phi_F}}{C_{ox}} -$$

γ BODY EFFECT COEFFICIENT

$$V_{TH} = -\frac{E_g}{2q} + \phi_F - \frac{(Q_{SS} + Q_{imp})}{C_{ox}} + \gamma \sqrt{\sqrt{V_{SB} + 2 \phi_F} - \sqrt{12 \phi_F}}$$

$$= V_{TH,0} + \gamma \sqrt{\sqrt{V_{SB} + 2 \phi_F} - \sqrt{12 \phi_F}}$$



ANALISI PER GRANDI SEGNALE

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

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

\Rightarrow SUPP. $i_{DS} \neq 0 \rightarrow V_{IN} = V_{GS} > V_{TH}$

$$V_{DD} - V_{OUT} = R \cdot i_{DS} \rightarrow V_{OUT} = V_{DD} - R \cdot i_{DS}$$

\Rightarrow SI COMPORTA COME UN INVERTER

AUMENTA $i_{DS}, V_{OUT} = V_{DS}$ DIMINUISCE

DIMINUISCE $i_{DS}, V_{OUT} = V_{DS}$ AUMENTA

\Rightarrow IN WEAK-INV $i_{DS} = 0 \rightarrow$ NON CADE TENSIONE SU R

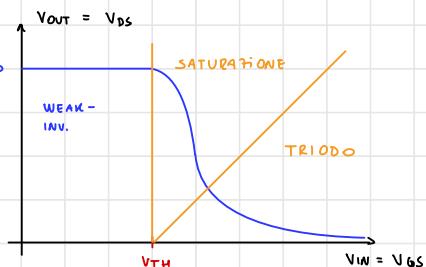
$$V_D = V_{DD} = V_{DS}$$

\Rightarrow NEL MOMENTO IN CUI $V_{GS} > V_{TH}$ SONO IN SATURAZIONE

POICHÉ V_{DS} È AL MASSIMO VALORE DI TENSIONE RAGGIUNGIBILE

\Rightarrow AL CRESCERE DI V_{GS} AUMENTA i_{DS} POICHÉ AUMENTA IL CANALE
PUNQUE $V_{DS} = V_{OUT}$ DIMINUISCE

\Rightarrow per andare V_{GS} però avere $i_{DS} = 0$ poiché $V_{DS} > 0$, non è
in grado di bloccare un \vec{E} suff. e generare corrente



\Rightarrow se fermo un punto di lavoro delle caratteristiche, posso andare a perturbare l'ingresso V_{IN} con uno sinusoidale a valore medio V_{GS} (tensione V_{GS} nel punto di lavoro) ottenendo una grande amplificazione in uscita \Rightarrow AMPLIFICATORE INVERTENTE

PRENDENDO LA TRANSCARATTERISTICA DEL MOSFET E METTENDONI IN TRIODO : $0 \leq V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TH}$

PER $V_{DS} \ll V_{GS} - V_{TH}$ POSSO APPROSSIMARE IL COMPORTAMENTO DEL MOSFET A QUELLO DI UN RESISTORE

LINEARE PROGRAMMABILE

$G = \frac{\partial i_{DS}}{\partial V_{DS}}$ ($V_{DS} \approx 0$) \rightarrow la rapp. del coeff. angolare della retta tangente alla caratteristica, che per valori di V_{DS} molto piccoli è una buona approssimazione

$$\frac{\partial i_{DS}}{\partial V_{DS}} = \frac{1}{2} \mu_n \cos \frac{W}{L} \left[2(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - V_{DS}^2 \right] = \frac{1}{2} \mu_n \cos \frac{W}{L} \left[\cancel{2(V_{GS} - V_{TH})} - 2 \cancel{V_{DS}} \right]$$

$$G(V_{GS}) = \mu_n \cos \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \Rightarrow R(V_{GS}) = \frac{1}{\mu_n \cos \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})} \rightarrow$$

andare con V_{GS} troppo vicino a V_{TH} rischia di trasformarsi in un c.c.

dipendono solo da V_{GS}

MODELLO PER PICCOLI SEGNALI

preso il circuito precedente, dato anche COMPTON SOURCE AMPLIFIER, voglio andare ad analizzare il comportamento all'uscita del dispositivo a fronte di una piccola perturbazione del segnale in ingresso v_{in} (SINUSOIDALE) \Rightarrow PER PARLO PERÒ, POICHÉ LA TRANSCARATTERISTICA DEL MOSFET NON È LINEARE, AVRÒ BISOGNO DI LINEARIZZARLA.

Dispositivi elettronici per piccole perturbazioni ponono essere rappresentati tramite modelli lineari che comprendono resistenze e generatori controllati (dunque non soluzioni ottime dipendenti), i quali rappresentano il comportamento del dispositivo a fronte dello spostamento di un segnale in termini di correnti e tensioni:

\Rightarrow FONDAMENTALE ANDARE A FISSARE UN BUON PUNTO DI LAVORO. AFFINCHÉ INFATTI IL MODELLO A PICCOLI SEGNALI ESPRIMA UNA GIUSTA APPROSSIMAZIONE, È NECESSARIO SCEGLIERE UN PO MOLTO ROBUSTO ALLE VARIAZIONI E CHE SIA BEN APPROSSIMABILE QUINDI TRATTE TAYLOR

VALORE DI f NEL P. DI LAVORO QUANTO VARIA LA F. A SEGUITO DI UNA PERT. $(x - x_0)$ (NELL'INTORNO DI x_0)

$$f_{lin}(x) = f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0), \quad P_0 = (V_{GS0}, V_{DS0}, V_{SB0})$$

\Rightarrow avendo tre variabili in gioco, andiamo ad espanderne Taylor al 1° ordine

$$i_{DS,lin} = i_{DS}(P_0) + \frac{\partial i_{DS}(P_0)}{\partial V_{GS}}(V_{GS} - V_{GS0}) + \frac{\partial i_{DS}(P_0)}{\partial V_{DS}}(V_{DS} - V_{DS0}) + \frac{\partial i_{DS}(P_0)}{\partial V_{SB}}(V_{SB} - V_{SB0})$$

\Rightarrow LE TRE DERIVATE PARTIALI RAPP. L'IPERPIANO TANGENTE AL PUNTO DI LAVORO P_0 , SE TUTTE = 0 ALLORA $I_{DS} = I_{DS}(P_0)$

CONDUTTANZA PERCHÉ RISP. LA VARIAZIONE DELLA CORRENTE RISPETTO ALLA VAR. DELLA TENSIONE $\Rightarrow \frac{A}{V} = SL^{-1}$

$$i_{DS}(V_{GS}, V_{DS}, V_{SB}) = I_{DS0} + g_m(P_0)(V_{GS} - V_{GS0}) + g_{ds}(P_0)(V_{DS} - V_{DS0}) - g_{mb}(P_0)(V_{SB} - V_{SB0})$$

ovviamente tale equazione (senza Taylor) dipende fortemente dal punto di lavoro, se comincio a muovere il modello linearizzato sul dispositivo intorno al punto

$$i_{DS}(V_{GS}, V_{DS}, V_{SB}) \Big|_{P_0} - I_{DS0} = g_m(P_0)V_{GS} + g_{ds}(P_0)V_{DS} + g_{mb}(P_0)V_{SB}$$

\Rightarrow SE TRANSISTOR OPERA IN SATURATIONE, $i_{DS}(P_0) = I_{DS0} = \frac{1}{2}\mu_n Cox \frac{W}{L} (V_{GS0} - V_{TH}(V_{SB0}))^2 (1 + \lambda V_{DS0})$

SUSTITUENDO UNI. DI I_{DS0}

$$\cdot g_m(P_0) = \frac{1}{2}\mu_n Cox \frac{W}{L} \cdot 2(V_{GS0} - V_{TH}(V_{SB0})) (1 + \lambda V_{DS0}) = \frac{2 I_{DS0}}{V_{GS0} - V_{TH}(V_{SB0})} \approx k_n (V_{GS0} - V_{TH}) =$$

$$= \sqrt{2 I_{DS0} k_n (1 + \lambda V_{DS0})}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} (V_{DS} - V_{TH}(V_{SB}))^2 + \frac{1}{2} \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}(V_{SB}))^2 \cdot \lambda V_{DS}$$

$$\downarrow \quad \downarrow$$

$$\bullet g_{ds}(P_0) = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS0} - V_{TH}(V_{SB0}))^2 \cdot \lambda = \frac{\lambda \cdot I_{DS0}}{(1 + \lambda \cdot V_{DS0})} \approx \lambda I_{DS0}$$

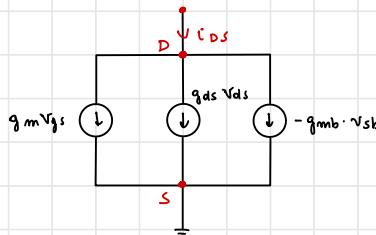
$$\bullet g_{mb}(P_0) = \eta \cdot g_m \Rightarrow \eta = \frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{SB}}(P_0) = \frac{\gamma}{2\sqrt{V_{SB} + 2\phi_F}}$$

\Rightarrow ottieniamo dunque empiricamente che

PERTURBATIONI INTORNO AL P. DI LAVORO!

$$i_{DS} = i_{LIN} - I_{DS0} = g_m(V_{GS})V_{DS} + g_{ds}(P_0) \cdot V_{DS} - g_{mb}(P_0)V_{SB}$$

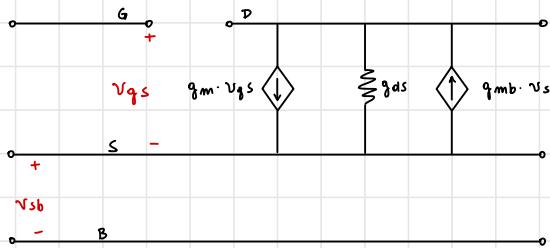
questo è l'approssimazione con tale modello elettronico



\rightarrow poiché V_{DS} è lo sviluppo di ogni parallelo $g_{ds} \cdot V_{DS}$ equivale allo conduttore g_{ds}

• $g_{ds} = \frac{\partial i_{DS}}{\partial V_{DS}}$ indica le variazioni dello i_{DS} (se P_0 in sostituzione) in sostituzione $i_{DS} \propto (1 + \lambda V_{DS})$, questo conduttore quindi indica quanto comeva è suscettibile alle variazioni di V_{DS} , λ esprime la costante

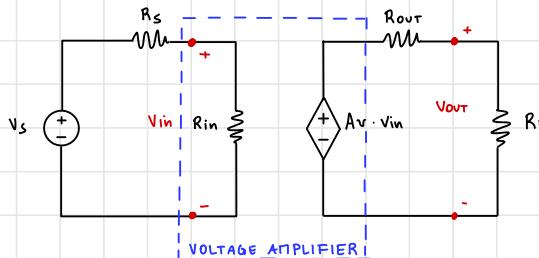
MODELLO PER PICCOLI SEGNALI n-nos



DUNQUE: PERTURBATIONI DI TENSIONE GENERANO PERTURBATIONI DI CORRENTE, A SECONDA DEL PUNTO DI LAVORO NEL QUALE LAVORA IL TIO DISPOSITIVO ESSO RISPOSERÀ PIÙ O MEENO BENE A TALI VARIAZIONI \Rightarrow oppure secondo una perturbazione in ingresso se nostra tensione source AMPLIFIER andrà quindi ad ottenere un'omplificazione in uscita, tale ampl. è prop. del conduttore GUARANNO Av \rightarrow indicando quindi le capacità del nostro circuito di amplificare il segnale di tensione in ingresso e produrre il segnale di tensione in uscita VOUT

AMPLIFICATORI A SINGOLO STADIO

un amplificatore di tensione lineare può avere modelli diversi come segue



- modello circuito a monte e volle dell'amplificatore con Thévenin

→ V_{in} tensione equivalente del circuito a monte, R_s resistenza equivalente del circuito a monte

→ R_L carico in uscita dell'amplificatore

DUE PARAMETRI FONDAMENTALI:

1) R_{in} : IMPEDIMENTO PERCEPITO IN INGRESSO ALL'AMPLIFICATORE

2) R_{out} : RESISTENZA PERCEPITA DAL CARICO IN USCITA

$$V_{in} = V_s \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s}, \quad V_{out} = A_v \cdot V_{in} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{out}} = V_s \cdot A_v \cdot \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$$

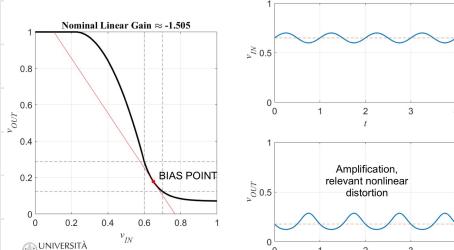
⇒ IL GUADAGNO A_v FORNITO DALL'AMPLIFICATORE SARÀ ATTENUATO DALE NON IDEALITÀ DELL'AMP. STESSO

$$A_{v\text{eff}} = A_v \cdot \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \Rightarrow A_{v\text{eff}} = A_v \rightarrow \begin{cases} R_{in} \rightarrow +\infty \\ R_{out} \rightarrow 0 \end{cases}$$

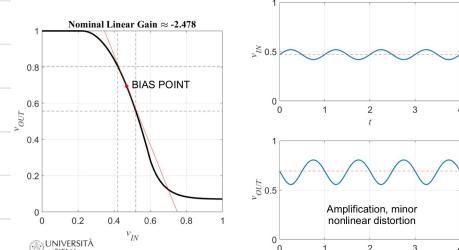
- TUTTA LA TENSIONE IN INGRESSO VA ALL'AMPLIFICATORE, NO CADY TA SU R_s
- TUTTA LA TENSIONE IN USCITA VIENE FORNITA AL CARICO

R_{in} e R_{out} indicano il modo con cui il circuito di amplificazione si intreccia al circuito a monte e a monte in termini di tensione, corrente e potenza indicando lo "qualità" delle spondette in ingresso e uscita dell'amplificatore stesso come si comportano

Different voltage gains are obtained perturbing the circuit in different bias points



Different voltage gains are obtained perturbing the circuit in different bias points

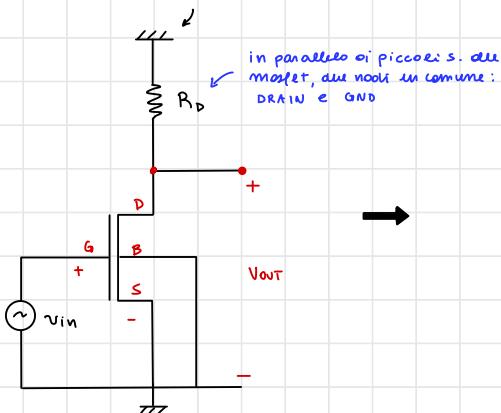


Queste due immagini mostrano l'importanza di scegliere un punto di lavoro in uno tono di "lineare", dove dunque lo linearizzazione del dispositivo rappresenta una buona approssimazione del comportamento del dispositivo stesso.

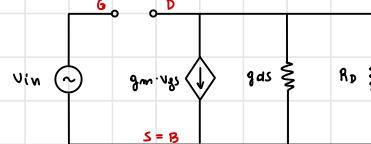
- Guardando la figura 3 infatti, noto che il punto di lavoro scelto in metà dello tono di saturazione è molto robusto rispetto alle perturbazioni in ingresso, in quanto il modello lineare (retta rossa) rappresenta una buona approssimazione della caratteristica
⇒ quindi a fronte di una modesta perturbazione, l'amplificazione in uscita del dispositivo sarà proporzionale all'oscillazione in ingresso, senza subire distorsioni armoniche
- Qua rappresentato un caso sfavorevole, in quanto P_0 viene preso al confine con lo tono di triodo → guardando la retta rossa ci si rende immediatamente conto che tale modello non rappresenta affatto una buona approssimazione a causa dello spazio non lineare dell'ingresso adiacente ⇒ l'amplificazione cui ne risulta è fortemente distorta e l'effetto delle non linearità della regione è quindi non proporzionale all'ingresso
⇒ vediamo ora come rapp. un amp. MOSFET con il modello LINEAR VOLTAGE AMPLIFIER

COMMON SOURCE AMPLIFIER: ANALISI PER PICCOLI SEGNALI (DOMINIO DELLE PERTURBATIONI)

$$V_{DD} = \text{COSTANTE} = 0V$$



MODELLO PER PICCOLI SEGNALI

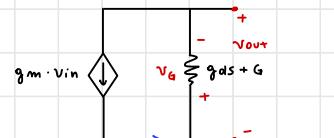


$$\bullet V_{SB} = 0V \rightarrow v_{SB} = 0$$

$$\bullet v_{GS} = v_{in}$$

$$1) \Rightarrow A_v = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} (P_0)$$

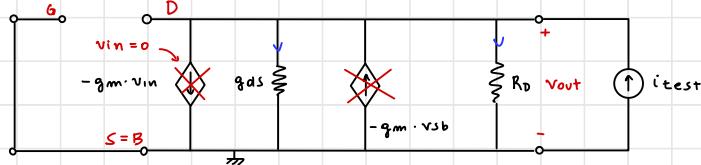
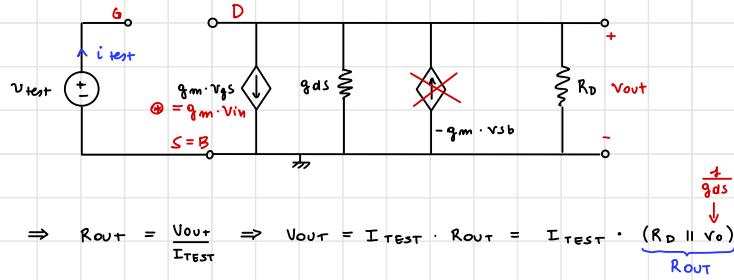
$$2) \Rightarrow V_{out} = \frac{-g_m \cdot v_{in}}{g_{ds} + G_0}$$



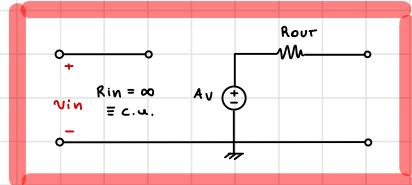
$$V_g = -V_{out} = g_m \cdot V_{in} \cdot \frac{1}{g_{ds} + G}$$

$$\Rightarrow ④ \& ②: A_v = -\frac{g_m}{g_{ds} + G} \quad (\text{dal guadagno potrei ricavarmi } I_{Dso})$$

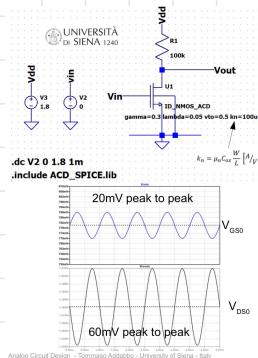
$$\Rightarrow R_{in} = \frac{v_{test}}{i_{test}} = \infty \quad (i_{test} = 0! \text{ tenendo presente che non c'è un c.o.)}$$



$$A_v = -\frac{g_m}{g_{ds} + G_d}, \quad R_{in} = \infty, \quad R_{out} = (r_o \parallel R_D) \Rightarrow \text{pomo quindi rappresentalo come}$$

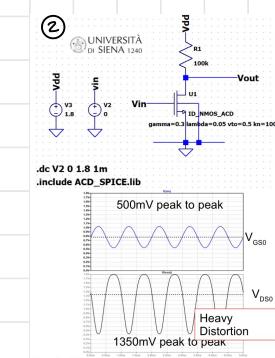
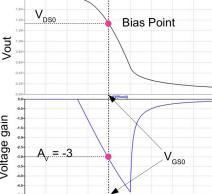


$$\Rightarrow A_v = -\frac{g_m}{g_{ds} + G} = -g_m (\text{V}_o \parallel R_D) = -g_m \cdot R_{out} \approx -g_m \cdot R_D \text{ per } g_{ds} \rightarrow 0 \text{ quindi non considerando l'effetto di } \lambda$$



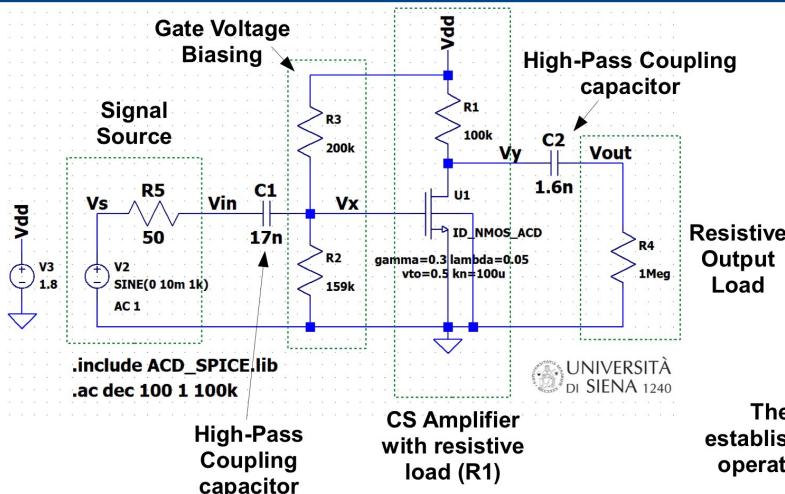
Try to use the low-complexity ideal model for the nMOS transistor in LT Spice to design a voltage amplifier with nominal voltage gain equal to -3

$$I_{DQ} = (V_{dd} - V_{DQ})/R \leftarrow \text{Bias Current}$$



The small signal model does not permit the analysis of nonlinear distortion!

Come vediamo prima, si può notare che in ② viene perso uno spettro molto grande, tanto da rendere inefficace il modello lineare neanche sia stato per un buon punto di lavoro, si nota lo spettro distorsione d'armonico in uscita.



The biasing circuit establishes the correct operating point of the amplifier.

il circuito in questione è stato diviso in vari nodi

1) Il primo nodo rappresenta la **fonte di perturbazione** da amplificare, che come vediamo entra nel terminale di GATE del nostro COMMON SOURCE AMPLIFIER

⇒ **CONDENSATORI DI ACCOPPIAMENTO:** componente passiva utilizzata per isolare elettricamente due nodi di un circuito, svolge un duplice ruolo : in DC e in AC

- Essendo presente uno terminali di alimentazione DC, dopo un breve transitorio (che ovviamente di pendolo dello VDD che dello costante di tempo RC) i due condensatori si caricano, impedendo così il pendolo della componente in continua tra i vari nodi del circuito
- In AC invece sappiamo che uno offre un'impedenza di pendolo di corrente alternata $Z(w) = \frac{1}{j\omega C}$, $w \rightarrow \infty \quad C \approx c.c.$ quindi essendo passo lo componente in AC superiore ad uno certo frequ. f_H alto frequenza di taglio o frequenza di lavoro del nostro circuito

⇒ grazie a C_1 una tensione sinusoidale V_{in} sarà in grado di entrare in ingresso al gate

2) **CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE:** Resistori R_2 e R_3 formano un ponte di tensione in grado di fornire lo $V_x = V_{GS0}$ al punto di lavoro desiderato

$$V_{GS0}(t) = V_{GS0} + V_{in}(t)$$

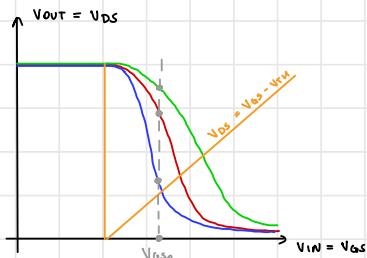
$$V_x(t_0) \quad \hookrightarrow \text{perturbazione attorno a } V_{GS0}$$

quindi tramite ponte fino V_{GS0} , che rimane se quei valori fanno in DC poiché le

mentre C_S blocca il passaggio in DC e quindi evita che tale valore possa venire alterato $\Rightarrow V_{GS0} > V_{TH}$ MOSFET IN STRONG INVERSION

3) STADIO DI AMPLIFICAZIONE

Oltre ad essere in STRONG INV, mi devo assicurare di essere in un buon punto di saturazione per evitare distorsioni ed una buona amplificazione del segnale



Fondamentale quindi fare attenzione che

- $V_{GS0} > V_{TH}$
- $V_{DS0} > V_{GS0} - V_{TH}$
- ESSERE NELLA ZONA CENTRALE, in quanto limito V_{DS0}
al crescere del quodagno mi avvicino drasticamente allo zono di TRIODO

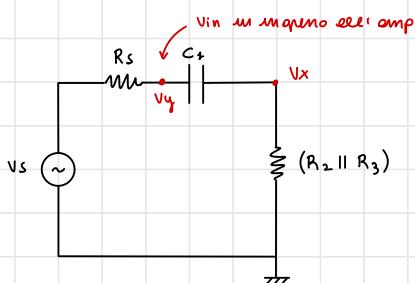
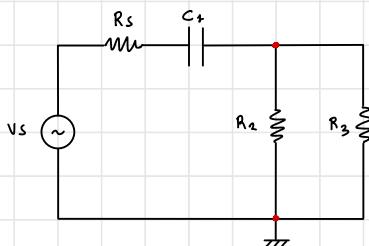
limite V_{GS0} , $I_{DS0} \approx \frac{1}{2} \mu n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS0} - V_{TH})^2 \rightarrow$ conosco I_{DS0}

$$\frac{V_{DS0}}{V_{DD} - I_{DS0} \cdot R_D} > V_{GS0} - V_{TH} \text{ quindi verificare di essere in SAT.}$$

$$A_v = \frac{-g_m}{g_{ds} + G}, g_m = \frac{2I_{DS0}}{(V_{GS0} - V_{TH})} = \frac{\partial i_{DS}}{\partial V_{GS}} (P_0)$$

ANALIZZIAMO ORA IL NOSTRO CIRCUITO IN REGIME SINUOSO DALE

4) STADIO D'INGRESSO



$$Vx = Vy \cdot \frac{(R_2 \parallel R_3)}{(R_2 \parallel R_3) + R_s} \Rightarrow Vy = Vs \cdot \frac{R_s + (R_2 \parallel R_3)}{R_s + (R_2 \parallel R_3) + 2C} = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + \frac{1}{j\omega C}} \cdot Vs = \frac{Vs \cdot j\omega \cdot R_{eq} \cdot C}{1 + j\omega R_{eq} \cdot C}$$

$$\Rightarrow \frac{Vx}{Vs} = \frac{(R_2 \parallel R_3)}{(R_2 \parallel R_3) + R_s} \cdot \frac{j\omega \cdot R_{eq} \cdot C}{1 + j\omega R_{eq} \cdot C}$$

$$\omega \rightarrow \infty \rightarrow 1$$

\Rightarrow importante notare quindi $\frac{Vx}{Vs}$ indica quanto tensione in ingresso al circuito avrò effettivamente al gate del mosfet \Rightarrow FILTRO PASSA ALTO

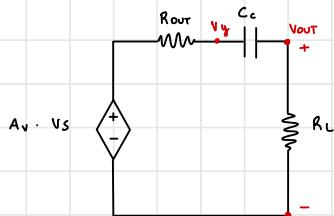
Cs filtra le basse frequenze lasciando passare solamente le frequenze superiori allo f_H

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_2}, \quad R_{eq} = R_S + (R_2 \parallel R_3)$$

\Rightarrow affinché il condensatore Cs compatti come un c.c. in freq. basse bisogna che lo stesso sia composto completamente in sequenze e necessario che lo frequento di lavoro dell'circuito sia almeno uno decade superiore ad f_H

$\Rightarrow (R_2 \parallel R_3) \gg R_S$ così che tutta la tensione vada al minimo del mosfet e non cada su R_S

2) STADIO DI USCITA



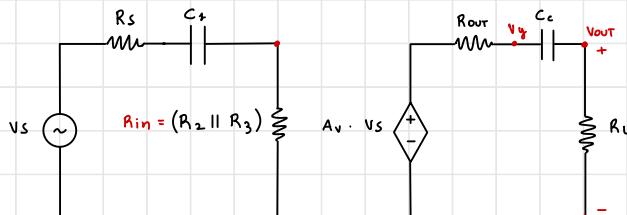
come nel caso dell'invertitore, nella dom. delle perturbazioni $C_c \approx c.c.$
per $f \gg f_H$

$$A_v = -\frac{g_m}{g_{ds} + G} = -g_m \cdot \frac{R_{out}}{(r_{ds} \parallel R_D)} \approx -g_m R_D \quad \begin{array}{l} R_{in} = \infty \\ R_{out} = (r_{ds} \parallel R_D) \approx R_D \ll R_L \end{array}$$

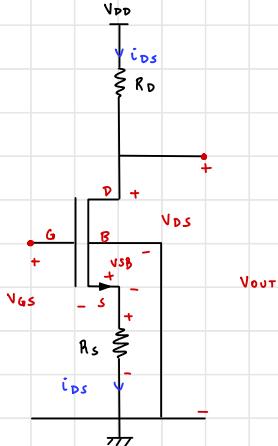
$$V_{out} = A_v \cdot V_S \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{out} + Z_C} = A_v \cdot V_S \frac{R_L}{R_L + R_{out} + \frac{1}{j \omega C_2}} = A_v \cdot V_S \cdot \frac{j \omega C_2 \cdot R_L}{1 + j \omega C_2 (R_L + R_{out})}$$

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_2}, \quad \text{dove } R_{eq} = (R_L + R_{out})$$

RASSUMENDO :



COMMON SOURCE SINGLE STAGE VOLTAGE AMP. WITH SOURCE DEGENERATION

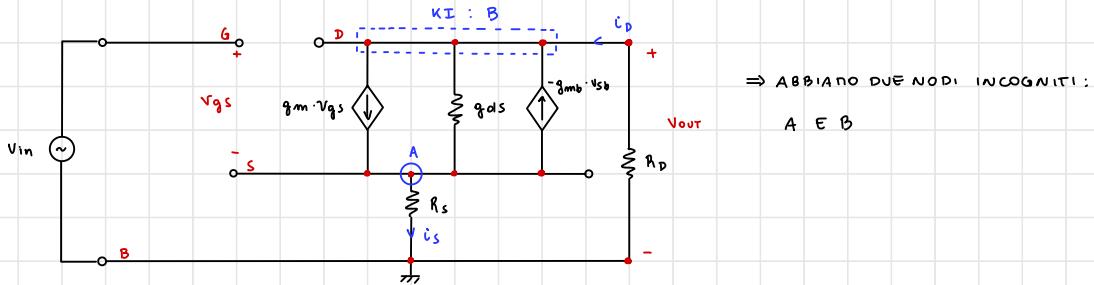


$\Rightarrow V_{SB} \neq 0$ PRESENTE EFFETTO BODY

\Rightarrow amplifitando circuito per grandi segnali

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{OUT} = V_{DD} - i_{DS} \cdot R_D \\ V_{GS} = V_{IN} - i_{DS} \cdot R_S \\ V_{DS} = V_{OUT} - i_{DS} \cdot R_S = V_{DD} - i_{DS} (R_S + R_D) \\ V_{SB} = i_{DS} \cdot R_S \end{array} \right.$$

ANALISI PER PICCOLI SEGNALI



$$KV: \left\{ \begin{array}{l} V_{GS} = V_{IN} - V_A \\ V_{SB} = V_A \\ V_{DS} = V_B - V_A \\ V_{OUT} = V_B \end{array} \right.$$

$$KI: \left\{ \begin{array}{l} i_{DS} = g_m V_{GS} + g_{dS} V_{DS} - g_{mB} V_{SB} \\ i_S = i_D \end{array} \right.$$

\Rightarrow ABBIANO DUE NODI INCogniti:
A E B

unendo le equazioni alle maglie e ai nodi si ottiene

$$\left\{ \begin{array}{l} i_S = i_D \Rightarrow V_A \cdot G_S = -V_B \cdot G_D \Rightarrow V_B = -\frac{V_A \cdot G_S}{G_D} \end{array} \right.$$

$$V_A \cdot G_S = g_m (V_{IN} - V_A) + g_{dS} (V_B - V_A) - g_{mB} \cdot V_A \Rightarrow V_A \cdot (G_S + g_m + g_{dS} + g_{mB}) = g_m \cdot V_{IN} + g_{dS} \cdot V_B$$

ricaviamo quindi che:

$$\Rightarrow V_A = \frac{g_m \cdot V_{IN}}{G_S + g_m + g_{dS} + g_{mB} \left(\frac{G_S}{G_D} \right)}$$

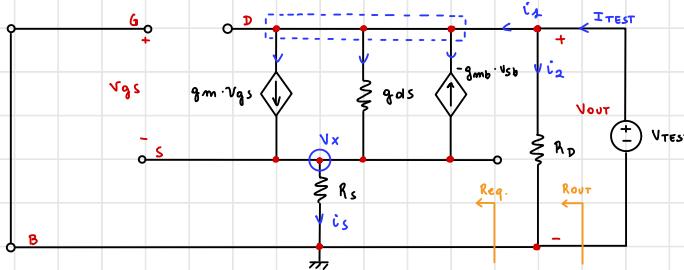
$$\Rightarrow V_B = \frac{-g_m \cdot V_{IN}}{G_S + g_m + g_{mB} + g_{dS} + g_{dS} \left(\frac{G_S}{G_D} \right)} \cdot \frac{G_S}{G_D} = V_{OUT}$$

$$\Rightarrow A_V(P_0) = \frac{-g_m \cdot G \cdot R_D}{[1 + (g_m + g_{mb} + g_{ds}) R_S + g_{ds} R_D]}$$

\Rightarrow calcoliamoci R_{IN} e R_{OUT}

1) $R_{IN} = \frac{V_{TEST}}{I_{TEST}} = \infty$ in quanto gate è un c.a.

2) R_{OUT} :



$$G_{OUT} = \frac{i_{TEST}}{V_{TEST}} = G_D + G_{eq}$$

$$\text{poiché } i_{TEST} = i_1 + i_2, \quad R_{OUT} = (R_D \parallel R_{\frac{1}{2}}) \quad \Rightarrow \quad R_D = \frac{V_{TEST}}{i_2}$$

$$R_{\frac{1}{2}} = \frac{V_{TEST}}{i_1}$$

$$\Rightarrow i_S = i_1$$

$$i_1 = V_x \cdot G_S = g_m \cdot V_{GS} + g_{DS} \cdot V_{DS} - g_{MB} \cdot V_{SB}$$

$$\Rightarrow V_x \cdot G_S = g_m (0 - V_x) + g_{DS} (V_{TEST} - V_x) - g_{MB} \cdot V_x$$

$$V_x [G_S + g_{MB} + g_{DS} + g_{MS}] = g_{DS} \cdot V_{TEST}, \quad \text{poiché } i_1 = V_x \cdot G_S$$

$$V_x = \frac{g_{DS} \cdot V_{TEST}}{G_S + g_m + g_{MB} + g_{DS}} = \frac{i_1}{G_S} \Rightarrow i_1 = \frac{g_{DS} \cdot V_{TEST}}{[G_S + g_m + g_{MB} + g_{DS}] \cdot R_S}$$

$$G_{\frac{1}{2}} = \frac{1}{R_{\frac{1}{2}}} = \frac{i_1}{V_{TEST}} = \frac{g_{DS}}{1 + (g_m + g_{MB} + g_{DS}) R_S} \Rightarrow R_{\frac{1}{2}} = [1 + (g_m + g_{MB} + g_{DS}) R_S] V_0$$

$$\Rightarrow R_{OUT} = (R_D \parallel R_{\frac{1}{2}}) = R_D \parallel [r_o (g_{MB} + g_m + g_{DS}) R_S]$$

\Rightarrow mettendo le costanti questo amp con il precedente notiamo che

$$A_V(P_0) = \frac{-g_m}{g_{DS} + G} \approx -g_m \cdot R_D, \quad A_V(P_0) = \frac{-g_m \cdot R_D}{[1 + (g_m + g_{MB} + g_{DS}) R_S + g_{DS} R_D]} \approx \frac{-g_m \cdot R_D}{1 + g_m R_S}$$

se c.c. $B \ll S \rightarrow g_{MB} = 0$, se non consideriamo λ $g_{DS} \approx 0$ ottengo l'approssimazione sopra che per $g_m \cdot R_S \gg 1 \approx -\frac{R_D}{R_S}$

è un risultato molto importante in quanto non dipende da parametri o variazioni di tensione del bias rendendolo molto più robusto ad esse, il module diminuisce rispetto al caso iniziale ma è un buon risultato in quanto molto più stabile \rightarrow tenendo $g_m(P_0) = \frac{\partial i_{DS}}{\partial V_{GS}}(P_0)$ una variazione di V_{GS} comporta una forte variazione dello i_{DS} e di conseguenza una pericolosa distorsione all'uscita dell'amplificatore

\Rightarrow SOURCE DEG., SOTTO OPPORTUNE CONDIZIONI, INDIPENDENTE DAL PUNTO DI LAVORO E QUINDI DALLE VARIAZIONI DEI PARAMETRI DEL TRANSISTOR

$\Rightarrow R_S$ INTRODUCE UN EFFETTO DI RETROAZIONE NEGATIVA

- aumenta i_{DS} a causa della variazione di V_{GS} , aumenta quindi anche la condotta di tensione su R_S

- quindi aumenta la tensione V_S , ma tenendo $V_{GS} = V_G - V_S$ se $V_S \uparrow$ avviamente $V_{GS} \downarrow$

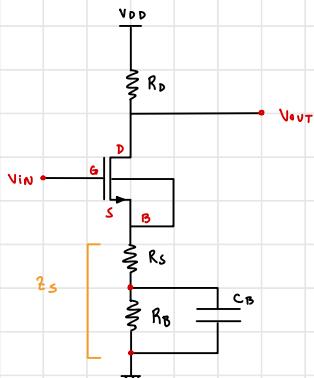
\Rightarrow diminuzione di V_{GS} comporta l'aumento iniziale di i_{DS} stabilizzando il punto di lavoro e riducendo lo sperimentalito dell'uscita a fronte di una variazione dei parametri: si riduce quindi il quadromo ma si aumenta lo sperimentalito

\Rightarrow per quanto riguarda R_{OUT} :

- $R_{OUT} = (r_o \parallel R_D) \approx R_D$
- $R_{OUT} = R_D \parallel r_o [1 + (g_{mI} + g_{mb} + g_{ds}) R_S] \approx R_D \parallel [r_o (1 + g_{mI} R_S)]$

aumenta quindi lo resistenza in uscita

SOURCE DEGENERATION: BYPASS CAPACITORS



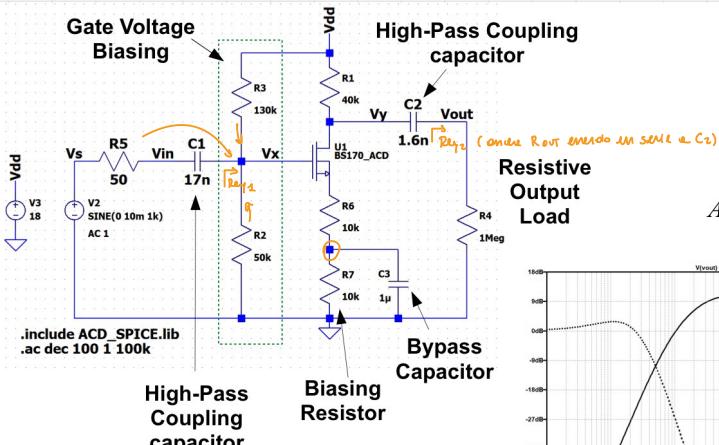
\Rightarrow come per il caso precedente, l'aggiunta di R_B va semplicemente a rafforzare l'effetto di retroazione alle variazioni dei parametri del transistor, per frequenze $f \ll f_{CB}$ il condensatore si comporta come un c.u. riducendo ulteriormente il quadromo

$$\Rightarrow A_V \approx \frac{-g_{mI} \cdot R_D}{1 + g_{mI} (R_S + R_B)}$$

\Rightarrow per $f \gg f_{CB}$ invece $C = c.c.$ andando a cortocircuittare R_B e allargando il quadromo:

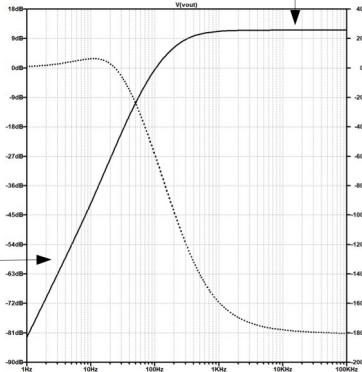
$$A_V = \frac{-g_{mI} \cdot R_D}{1 + g_{mI} \cdot R_S}$$

$$Z_S(\omega) = R_S + (R_B \parallel Z_C) = R_S + \frac{R_B}{1 + j\omega R_B C_B}, \text{ se } f \gg f_{CB} : Z_C = R_S$$



(onde R_{out} emenda $1m \text{S}^{-1}$ de C_2)

$$A_V \approx \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$



18

Analog Circuit Design - Tommaso Addabbo - University of Siena - Italy

$$\Rightarrow f_{H_2} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot [R_S + (R_2 \parallel R_3)]} \quad \approx 15.91 \text{ Hz}$$

analogo al caso analizzato precedentemente, $R_{in} = (R_2 \parallel R_3)$

$$\Rightarrow f_{H_3} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R_7} \quad \approx 15.91 \text{ Hz}$$

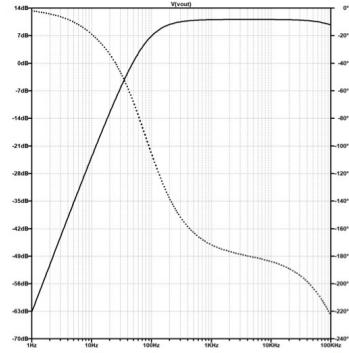
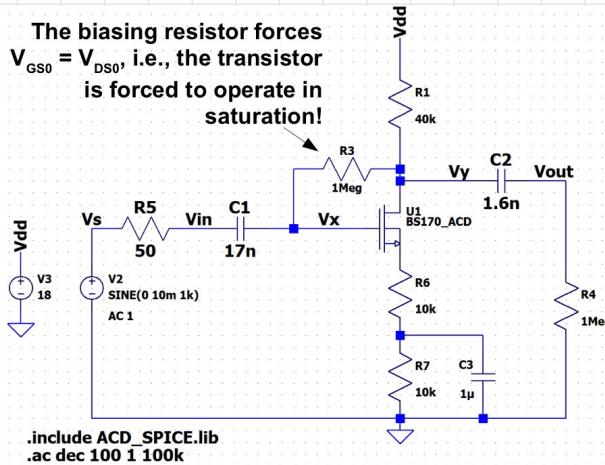
si comporta quindi come un filtro passa-basso per R_7

$$f \gg f_{H_3} \quad A_V \approx \frac{-g_m \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_S} \quad \text{per cui} \quad Z_S(\omega) = R_S + \frac{R_B}{1 + j\omega R_B C} = R_S, \quad g_{DS} \approx 0 \quad \text{e} \quad V_{SB} = 0 \rightarrow g_{mb} = 0 \quad v_{sb} = 0$$

$$\Rightarrow f_{H_2} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_L + R_{out}) \cdot C}, \quad R_{out} \text{ per l'amplificatore in questione l'abbiamo visto precedentemente}$$

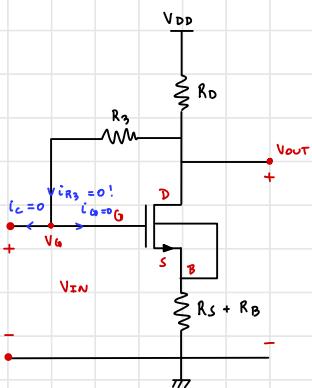
lo resistore R_{out} è lo resistore visto dal condensatore, dipende quindi dalla configurazione del circuito.

The biasing resistor forces $V_{GS0} = V_{DS0}$, i.e., the transistor is forced to operate in saturation!



The input mesh "sees" the output mesh. R3 introduces a more complex frequency response at high frequencies. The biasing resistor R3 affects both input and output impedances

Analysis of the circuit in DC:



Analizziamo il circuito in DC:

- C_1, C_2, C_3 inizialmente scarichi \rightarrow si caricano lentamente e diventano c.c. per corrente DC
- Vogliamo fare uno K_I al nodo V_G : lo corrente di carico del condensatore $i_C = 0$ A in quanto come devo \rightarrow zero a V_{DD} , lo corrente di gate $i_G \approx 0$ A in quanto l'impedenza di \approx su il ponaggio di corrente

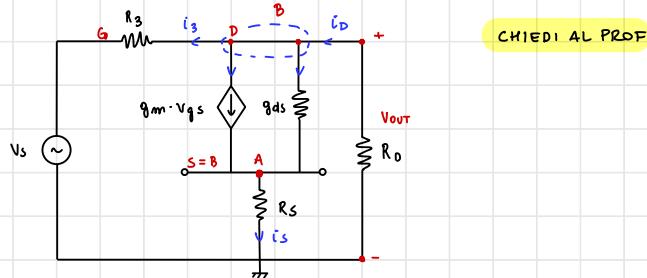
$\Rightarrow i_3 = 0$ A necessariamente \rightarrow se $i_3 = 0$ con $R_3 \neq 0$ impiego

$$\text{che } V_G = V_D$$

\Rightarrow dunque $V_{GS} = V_{DS}$ quindi $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH} \Rightarrow V_{GS} > V_{GS} - V_{TH}$ SEMPRE VERA \rightarrow TRANSISTOR

POLARIZZATO SEMPRE IN SATURATIONE

\Rightarrow analizziamo il circuito per piccoli segnali:



PROGETTAZIONE AMPLIFICATORE

$$V_{TH} = 2 \text{ V}, K_n = 100 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, \lambda = 0,01 \text{ V}, I_{DS0SAT} = \frac{1}{2} K_n (V_{GS0} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS0})$$

PROGETTARE AMPLIFICATORE CS A DEGENERAZIONE DI SOURCE CON GUADAGNO PARI A -4 ASSUNTIENDO DI AVERE
 I_{DS0}
 UNA CORRENTE DI POLARIZZAZIONE DI 2 mA E $V_{DD} = 18 \text{ V}$

$$A_V \approx \frac{-g_m \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_S} \quad (\text{trascurando } g_{DS} \approx 0 \rightarrow r_o = \infty)$$

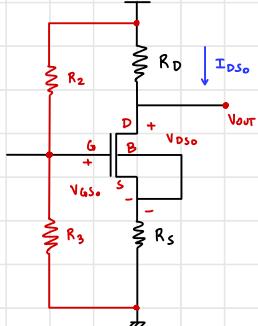
$$g_{DS} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} (P_0) = \frac{1}{2} \cdot K_n \cdot (V_{GS0} - V_{TH})^2 \cdot \lambda = \frac{\lambda \cdot I_{DS0}}{1 + \lambda V_{DS0}} \approx \lambda \cdot I_{DS0} \approx 0,01 \cdot 2 \cdot 10^{-3}$$

$$r_o = \frac{1}{2} \cdot 10^6 = 50 \text{ k}\Omega$$

$\lambda V_{DS0} \ll 1$

$A_V = -4$

$$V_{DD} = 18 \text{ V} \Rightarrow \text{se } g_m \cdot R_S > 1 \rightarrow A_V \approx -\frac{R_D}{R_S} \text{ quindi } R_D \approx 4 R_S$$



$$\Rightarrow I_{DS0} = \frac{1}{2} K_n (V_{GS0} - V_{TH})^2, \quad \frac{2 I_{DS0}}{K_n} = (V_{GS0} - V_{TH})^2$$

$$\Rightarrow V_{GS0} \approx \sqrt{\frac{2 I_{DS0}}{K_n}} + V_{TH} = 2,2 \text{ V}$$

$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \approx K_n (V_{GS0} - V_{TH}) (1 + \lambda V_{DS0}) \approx 20 \cdot 10^{-3} \frac{\text{A}}{\text{V}} (= \text{s}^{-1})$$

$$g_m R_S \gg 1 \rightarrow R_S \gg \frac{1}{g_m} = 50 \Omega$$

\Rightarrow supponiamo $R_S = 1 \text{ k}\Omega \rightarrow R_D \approx 4 R_S = 4 \text{ k}\Omega$ otteniamo, valore imposto a R_S influenzato fortemente il punto di lavoro del transistore, se aumenta R_S e R_D aumenta R_{OUT}

• tentativo: $R_S = 1 \text{ k}\Omega, R_D = 4 \text{ k}\Omega$, ricaviamoci V_{DS0}

$$\left. \begin{aligned} V_{D0} &= V_{OUT} = V_{DD} - I_{DS0} \cdot R_D = 10 \text{ V} \\ V_{S0} &= I_{DS0} \cdot R_S = 2 \text{ V} \end{aligned} \right\} V_{DS0} = V_{D0} - V_{S0} = 8 \text{ V}$$

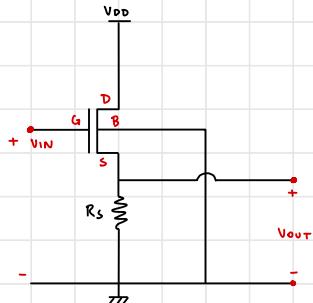
$\Rightarrow V_{DS0} > V_{GS0} - V_{TH} : 8 \text{ V} > 2,2 \text{ V} - 2 \text{ V} = 0,2 \text{ V}$ ST, SIANO ABBONDANTEMENTE IN SATURAZIONE

\Rightarrow ultimo passo è dimensionare le resistenze R_2 e R_3 al fine di polarizzare $V_{GS0} = 2,2 \text{ V}$

$$\text{partitore: } V_{G0} = 18 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 4,2 \text{ V} \rightarrow 18 R_1 = 4,2 \cdot R_1 + 4,2 \cdot R_2 \Rightarrow R_1 = \frac{4,2 \cdot R_2}{43,8}$$

$$R_1 = 100 \text{ k}\Omega \rightarrow R_2 = \frac{13,8}{4,2} R_1 = 328 \text{ k}\Omega$$

INSEGUITORE DI SOURCE



1) $V_D = V_{DD}$ fermo

2) variazione di $V_{IN} \rightarrow$ variazione $V_S = R_S \cdot i_{DS}$

\Rightarrow SOURCE FOLLOWER: uscita inssegue l'ingresso tramite V_{GS}

$V_{OUT} = R_S \cdot i_{DS}$

$i_{DS} = 0$

- $V_{IN} = V_{GS} + R_S \cdot i_{DS} < V_{TH}$, $i_{DS} = 0$ PERCHÉ CANALE ANCORA NON SI È FORMATO

\Rightarrow WEAK INV. PER $V_{IN} = V_{GS} < V_{TH}$

- $V_{IN} = V_{GS} > V_{TH}$ SI FORMA CANALE $\Rightarrow V_{OUT} = V_S = R_S \cdot i_{DS}$ minima e salire poiché sarebbe i_{DS} (aumento $V_{IN} = V_G \rightarrow$ supp. V_S dimoto per un momento, aumento $V_{GS} \rightarrow$ aumenta i_{DS} quindi aumenta l'uscita \rightarrow aumento $V_S \rightarrow$ si stabilizza V_{GS})

- supponendo un attimo che $V_{GS} = V_{TH} \rightarrow i_{DS} = 0$ quindi $V_S = 0 \rightarrow V_{DS} = V_{DD}$

\Rightarrow NON APPENA SI FORMA IL CANALE TRANSISTOR SI TROVA SUBITO IN SATURAZIONE $V_{DS} = V_{DD} > V_{GS} - V_{TH} = 0$

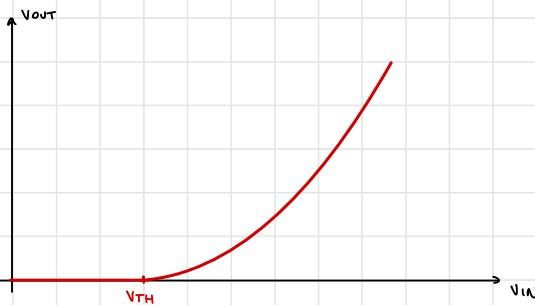
$V_G = V_S \Rightarrow V_S$

$\Rightarrow V_{DS} = V_D - V_S = V_{DD} - V_{OUT} > V_{DD} - V_{OUT} - V_{TH} \Rightarrow V_{IN} < V_{DD} + V_{TH}$ SEMPRE VERA!

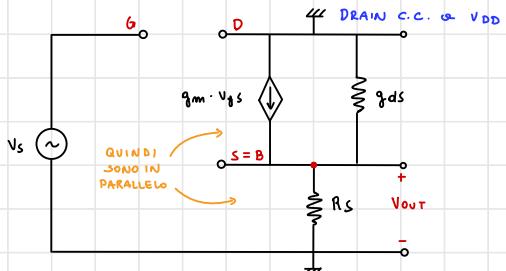
QUINDI IL CIRCUITO PUÒ TROVARSI SOLAMENTE IN DUE STATI : WEAK INV. O SATURAZIONE, NON ENTRA NEL TRIODO

\Rightarrow PER GRANDI SEGNALI :

- SE ACCESO, LAVORA SEMPRE IN SATURAZIONE
- È NON INVERTENTE
- UTILIZZATO PER DARE CORRENTE AL CARICO



ANALISI PER PICCOLI SEGNAI (CC. BA S $\Rightarrow V_{SB} = 0$)



$$\Rightarrow V_{GS} = V_s - V_{OUT}$$

$$q_m \cdot V_{GS} = q_{ds} \cdot V_{OUT} + G_s \cdot V_{OUT} \Rightarrow q_m (V_s - V_{OUT}) = q_{ds} \cdot V_{OUT} + R_s \cdot V_{OUT}$$

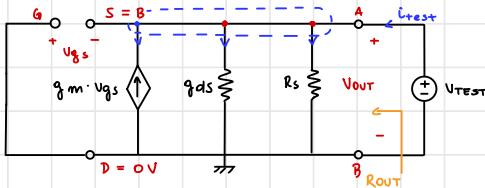
$$\Rightarrow V_{OUT} (q_m + q_{ds} + G_s) = q_m \cdot V_s$$

$$\text{se } V_{SB} \neq 0 \quad Av (P_0) = \frac{q_m}{q_m + q_{ds} + q_{mb} + G_s}$$

$$\Rightarrow Av (P_0) = \frac{V_{OUT}}{V_s} = \frac{q_m}{q_m + q_{ds} + G_s} \ll 1, \quad \approx 1 \quad \text{se } q_{ds} + G_s \ll q_m$$

$\Rightarrow R_{IN} = \infty$ GATE A.C.Q. NON PERMETTE PASSAGGIO DI CORRENTE

$\Rightarrow R_{OUT}$: (resistenza visto ai nodi $V_{AB} = V_{OUT}$)



$$V_{GS} = -V_{TEST}$$

$$i_{TEST} = V_{TEST} \cdot G_s + V_{TEST} \cdot q_{ds} + (-V_{TEST} \cdot q_m)$$

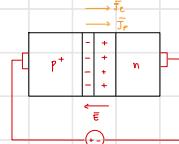
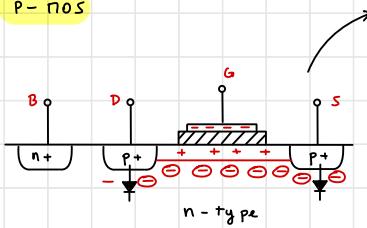
$$i_{TEST} = V_{TEST} (G_s + q_{ds} - q_m)$$

$$\Rightarrow G_{OUT} = G_s + q_{ds} - q_m \approx q_m \quad \text{per } q_m \gg G_s$$

Quindi ricoprendo otiamo visto:

- common source amplifier
- common source amplifier with source degeneration
- source follower

P - MOS



\Rightarrow il canale si forma un corrispondente di un'inversione del substrato n che permette alle elettrone di condurre

Affinché avvenga l'inversione e dunque la formazione del canale è necessario che G venga polarizzato ad uno tensione PIÙ BASSA rispetto alla sorgente.

Ciò fa sì che accennando di canale da ogni generi un E facile di ottenere le elettrone all'interruccio con l'anodo \rightarrow si forma il canale e quindi avviene l'inversione.

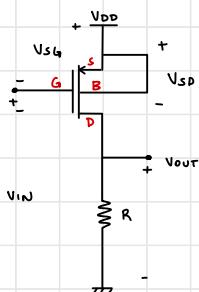
\Rightarrow n-mos avremo che, al fine di evitare correnti di perdita (cioè le elettrone fluiscano liberamente attraverso la giunzione costituita da porto n+ e substrato p+, era necessario che n+ si trovasse a pot + rispetto a substrato p (-) \rightarrow POLARIZZATO INVERSAMENTE

In questo caso intatti, sempre più polarizzato inversamente, permette p+ (-) e substrato n (+)

\Rightarrow BULK ha lo scopo di convogliare tutte le correnti di perdite

\Rightarrow Affinché lungo la nostra canale e dunque ci sia conduzione di elettrone, potenziale dell'anodo delle gate deve essere inferiore a quello del substrato, dunque V_{IN} è negativa!

AMPLIFICATORE P - MOS

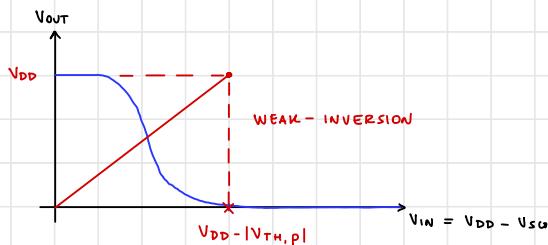


\Rightarrow WEAK-INV. : $V_{SG} < |V_{TH}| \rightarrow V_{SG} = V_S - V_G = V_{DD} - V_{IN} < |V_{TH}|$
 $\Rightarrow V_{IN} > V_{DD} - |V_{TH}|$

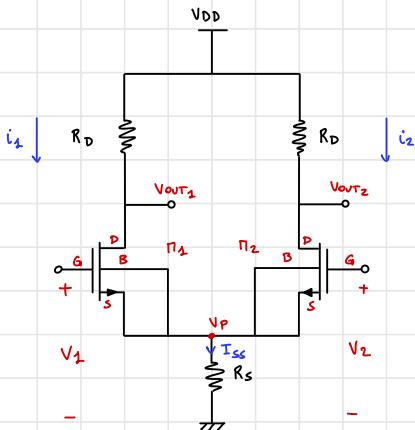
\Rightarrow STRONG-INV. : $V_{SG} > |V_{TH}|$

\Rightarrow TRIODE : $V_{SD} < V_{SG} - |V_{TH}|$, $i_{SD_TRIODE} = \frac{1}{2} k_n [2(V_{SG} - |V_{TH}|) V_{SD} - V_{SD}^2]$

\Rightarrow SATURATION : $V_{SD} \geq V_{SG} - |V_{TH}|$, $i_{SD_SAT} = \frac{1}{2} k_n (V_{SG} - |V_{TH}|)^2 (1 + \lambda V_{SD})$



AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE



RICORDA:

$$\begin{cases} V_{CM} = \frac{V_1 + V_2}{2} \\ \delta = \frac{V_2 - V_1}{2} = \frac{V_{DIFF}}{2} \rightarrow V_{DIFF} = 2\delta \\ V_2 = V_{CM} + \delta, \quad V_1 = V_{CM} - \delta \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{OUT1} = VDD - i_1 \cdot R_D \\ V_{OUT2} = VDD - i_2 \cdot R_D \\ i_1 + i_2 = I_{SS} = \frac{V_P}{R_S} \\ V_1 = V_{CM} + \delta \\ V_2 = V_{CM} - \delta \end{cases}$$

→ studieremo il circuito considerando le condizioni di variazione di V_{CM}

considerando $\delta = 0V$

$\bullet V_{CM} = 0V \rightarrow M_1 = M_2 = OFF \rightarrow i_1 = i_2 = 0A \rightarrow V_{OUT1} = V_{OUT2} = VDD$

$\bullet V_{CM} \geq V_{TH1}, V_{TH2}$ STRONG INVERSION

$V_G = V_{TH}, V_S = 0 \quad (i_1 = i_2 = 0)$

⇒ INNESCO DELLA CONDUZIONE

: $V_{DS1} = V_{DS2} = VDD > V_{GS} - V_{TH} = 0V$ SIATTO IN SATURATIONE

$$V_{GS1}, V_{GS2} = \sqrt{\frac{2I_{DS}}{K_n}} + V_{TH} = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{2K_n}} + V_{TH} \Rightarrow V_P = V_{CM} - \sqrt{\frac{I_{SS}}{K_n}} - V_{TH}$$

$I_{DS} = \frac{I_{SS}}{2}$

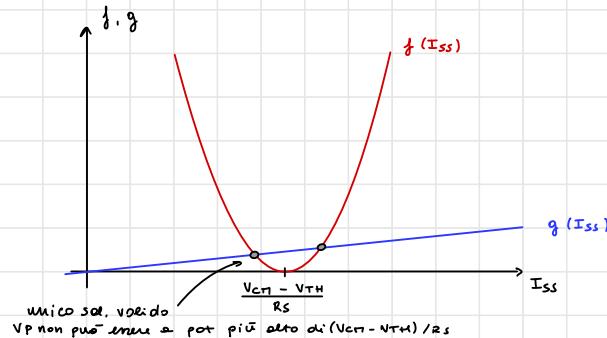
$\bullet V_P = I_{SS} \cdot R_S$

$\bullet R_S \cdot I_{SS} = V_{CM} - \sqrt{\frac{I_{SS}}{K_n}} - V_{TH} \Rightarrow (V_{CM} - V_{TH} - R_S \cdot I_{SS})^2 = \frac{I_{SS}}{K_n}$ OVVERO

RISOLUZIONE GRAFICA PER I_{SS}

$$\Rightarrow \left(I_{SS} - \frac{V_{CM} - V_{TH}}{R_S} \right)^2 = \frac{I_{SS}}{K_n R_S^2}$$

$f(I_{SS})$ $g(I_{SS})$



\Rightarrow PER GRANDI VALORI DI $R_S^2 \cdot K_n$ SI HA $I_{SS} \approx \frac{V_{CM} - V_{TH}}{R_S}$ (SOTRASTIMA DI I_{SS})

\Rightarrow DOPO AVER STIMATO I_{SS} PASSIAMO A STIMARE V_{CM} (tensione in ingresso dell'amplificatore)

$V_D > V_{GS} - V_{TH} \Rightarrow V_D > V_G - V_{TH}$ otteniamo supposto Π_1 e Π_2 in saturazione

$$V_D = V_{DD} - \frac{I_{SS}}{2} R_D \approx V_{DD} - \frac{V_{CM} - V_{TH}}{2 R_S} \cdot R_D > V_{CM} - V_{TH}$$

$$2 V_{DD} R_S - (V_{CM} - V_{TH}) R_D > 2 R_S (V_{CM} - V_{TH})$$

$$2 V_{DD} R_S > (V_{CM} - V_{TH}) \cdot (R_D + 2 R_S)$$

$$\Rightarrow V_{CM} < \frac{2 V_{DD} R_S}{R_D + 2 R_S} + V_{TH}$$

CONDIZIONE SU V_{CM} AFFINCHÉ
 Π_1 E Π_2 SIANO IN SATURAZIONE

\Rightarrow Finiamo la tensione di modo comune a V_{CM} affinché Π_1 e Π_2 siano in saturazione, allora
sbalanciamo le tensioni in ingresso: $V_1 = V_{CM} + \delta$, $V_2 = V_{CM} - \delta$ (δ piccolo V di sbilanciam.)

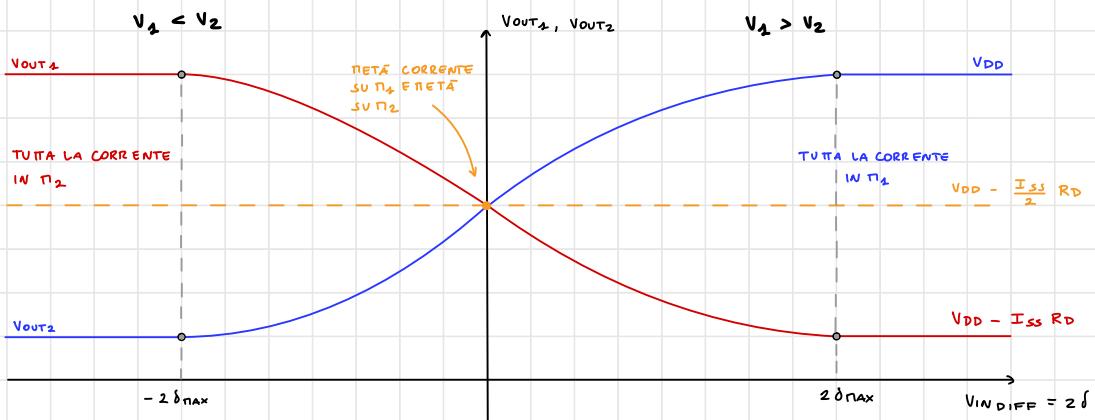
$$V_{IN\ DIFF} = V_1 - V_2 = V_{CM} + \delta - (V_{CM} - \delta) = 2\delta \Rightarrow V_{GS1} > V_{GS2} \quad (V_1 > V_2, V_{S1} = V_{S2} = V_P)$$

\nwarrow viene quindi generato un tensione diff. in ingresso dell'amplificatore
mentre Π_1 e Π_2 in saturazione (δ piccolo affinché lavorino in sat.)

$$i_1 \approx \frac{1}{2} K_n (V_{GS1} - V_{TH})^2, \quad i_2 = \frac{1}{2} K_n (V_{GS2} - V_{TH})^2, \quad i_1 > i_2 \Leftrightarrow (\delta \uparrow : \uparrow V_{GS1}, \downarrow V_{GS2})$$

aumenta

\Rightarrow SE SBILANCIO UNA CORRENTE RISPETTO ALL'ALTRA AVRÀ UN VALORE DI δ PER CUI TUTTA LA CORRENTE
FLUIRÀ SU Π_1 E Π_2 SARÀ INTERDETTO, SI INDIVIDUANO 3 SITUAZIONI



IL VALORE PER CUI TUTTA LA CORRENTE I_{SS} FLUISCE IN Π_1 : $V_{GS2} = V_{TH}$ DUNQUE δ È TALE DA SPINGERE Π_2

ALL'INTERDETTO

$$I_{DS1} = I_{SS} \text{ TUTTA SU } \Pi_1$$

$$\Rightarrow V_{IN\ DIFF} = U_1 - V_2 = V_{GS1} - V_{GS2} \approx \sqrt{\frac{2 I_{SS}}{K_n}} + V_{TH} - V_{TH} = 2\delta_{MAX}$$

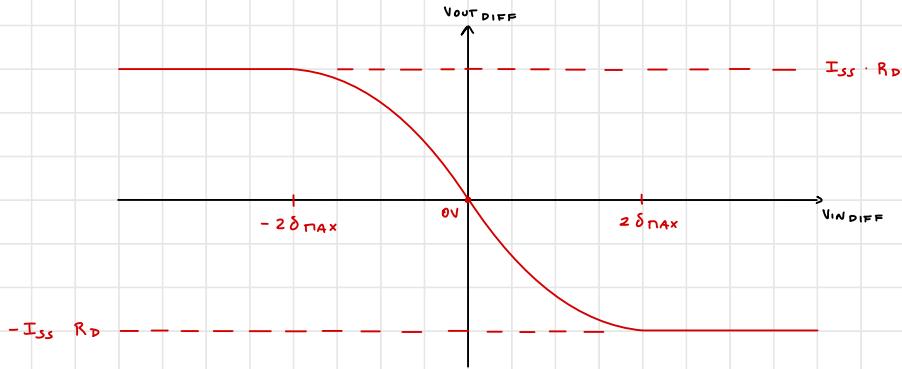
$$i_2 = \frac{1}{2} K_n (V_{TH} - V_{TH})^2 = 0$$

- per $V_{IN DIFF} = 2\delta_{MAX}$
 - $i_1 = I_{SS} : V_{OUT_1} = V_{DD} - I_{SS} \cdot R_D$
 - $i_2 = 0 : V_{OUT_2} = V_{DD} - 0 \cdot R_D = V_{DD}$
- per $V_{IN DIFF} = -2\delta_{MAX}$
 - $i_1 = 0 : V_{OUT_1} = V_{DD} - 0 \cdot R_D = V_{DD}$
 - $i_2 = I_{SS} : V_{OUT_2} = V_{DD} - I_{SS} \cdot R_D$

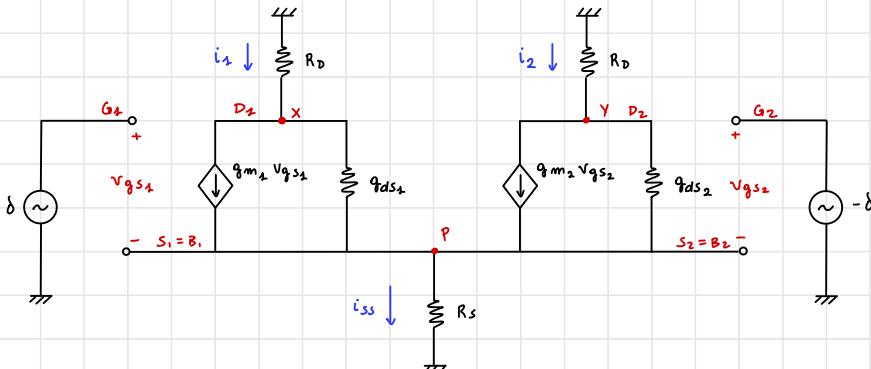
- $\delta = 0 : V_{OUT DIFF} = V_{OUT_1} - V_{OUT_2} = 0$ PERCHE' OVVIAMENTE $V_{GS1} = V_{CNO}$, $V_{GS2} = V_{CNO}$ ED AVENDO SUPPOSTO $\Pi_1 = \Pi_2$ ($K_{n1} = K_{n2}$) $\rightarrow i_1 = i_2 \rightarrow V_{OUT_1} = V_{OUT_2} = V_{DD} - \frac{I_{SS}}{2} \cdot R_D$

- $V_{OUT DIFF MAX} = V_{DD} - (V_{DD} - I_{SS} \cdot R_D) = I_{SS} \cdot R_D$ per $V_{IN DIFF} < -2\delta_{MAX}$
- $V_{OUT DIFF MIN} = (V_{DD} - I_{SS} \cdot R_D) - V_{DD} = -I_{SS} \cdot R_D$ per $V_{IN DIFF} > 2\delta_{MAX}$

\Rightarrow max variazioni picco-picco è $2I_{SS} \cdot R_D$



\Rightarrow La derivata di questa curva per $\delta = 0$ È A_{DIFF}



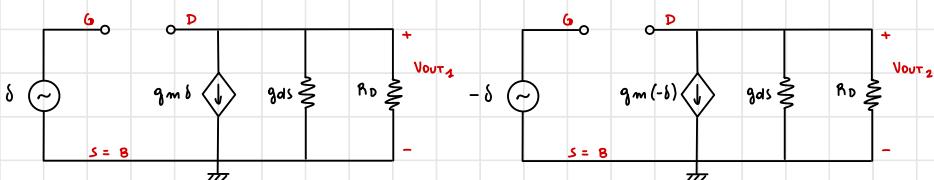
si assume il circuito perfettamente bilanciato per cui $g_{m1} = g_{m2}$, $g_{ds1} = g_{ds2}$
 \rightarrow incognite: v_x, v_y, v_p

$$\Rightarrow \text{KI: } i_1 + i_2 = i_{ss} \rightarrow -v_x \cdot G_D - v_y \cdot G_D = v_p \cdot G_S \text{ do cui } v_x + v_y = \frac{-v_p \cdot G_S}{G_D}$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \text{KV: } & g_m \cdot v_{gs1} + g_{ds} (v_x - v_p) + g_m v_{gs2} + g_{ds} (v_y - v_p) = v_p \cdot G_S, \quad v_{gs1} = \delta - v_p \quad e \quad v_{gs2} = \delta + v_p \\ & g_m (\delta - v_p) + g_{ds} (v_x - v_p) + g_m (-\delta - v_p) + g_{ds} (v_y - v_p) = v_p \cdot G_S \\ & -v_p (g_m + g_{ds} + g_m + g_{ds} + G_S) + g_m \delta + g_{ds} v_x - g_m \delta + g_{ds} v_y = 0 \\ & g_{ds} (v_x + v_y) = v_p (G_S + 2g_{ds} + 2g_m) \text{ ovvero} \\ & g_{ds} (v_x + v_y) = v_p (G_S + 2g_{ds} + 2g_m), \text{ poiché dalla KI } v_x + v_y = \frac{-v_p \cdot G_S}{G_D} \end{aligned}$$

$$\Rightarrow g_{ds} \left(\frac{-v_p \cdot G_S}{G_D} \right) = v_p (G_S + 2g_{ds} + 2g_m) \Rightarrow \text{UNICA SOL. } v_p = 0V$$

\Rightarrow PUNTO P : PUNTO DI MASSA VIRTUALE, ANCHE SE NON È COLLEGATO DIRETTAMENTE A TERRA È AL POT. DI 0V (concezione che terreno utile nell'AO ideale retrostante negativamente, dove l'onda di retroazione tende a compensare la quodammodo infinito (onda tensione V_{WIDEL} → 0V))



\Rightarrow SONO DUE AMPLIFICATORI A SOURCE COMUNE

$$V_{\text{OUT}_2} = \frac{-g_m}{g_{\text{DS}} + G_D} \delta, \quad V_{\text{OUT}_2} = \frac{-g_m}{g_{\text{DS}} + G_D} (-\delta) \Rightarrow V_{\text{OUT}_2} - V_{\text{OUT}_1} = \frac{-g_m}{g_{\text{DS}} + G_D} (2\delta) = \frac{-g_m}{g_{\text{DS}} + G_D} \cdot V_{\text{IN DIFF}}$$

$$\Rightarrow A_{\text{PDIFF}} = \frac{-g_m}{g_{\text{DS}} + G_D}$$

AMPLIFICATORE INVERTENTE (GUADAGNO NEGATIVO)

$\Rightarrow A_{\text{CN}} = 0$ POICHÉ PERTURBANDO DI UNA STESSA QUANTITÀ GLI INGRESSI RISPETTO AL PUNTO DI LAVORO

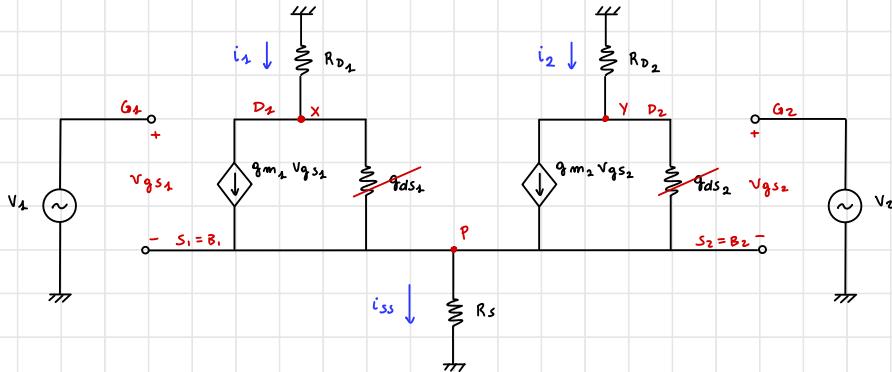
$V_{\text{CNO}}, V_{\text{OUT}_1}$ E V_{OUT_2} VARIERANNO DI UNA STESSA QUANTITÀ $\Rightarrow V_{\text{OUT}_{\text{CN}}} = 0 \Rightarrow A_{\text{CN}} = 0$

NE CONSEGUO CHE CMRR DI QUESTO ANP. IDEALE: $C_{\text{MRR}} = \frac{A_{\text{DIFF}}}{A_{\text{CN}}} = +\infty$

ANALISI PER PICCOLI SEGNAI IN PRESENZA DI MISMATCH

\Rightarrow caso reale: $R_{D_1} \neq R_{D_2}, g_{m_1} \neq g_{m_2}$

trascuriamo per semplicità la modulazione di canale $g_{\text{DS}_1} = g_{\text{DS}} \approx 0$ A_V



incognite, come nel caso ideale, saranno: V_x, V_y, V_p

1) BILANCIO AI NODI (KCL)

$$\begin{cases} -V_x \cdot G_{D_1} = g_{m_1} (V_1 - V_p) \rightarrow V_x \cdot G_{D_1} = g_{m_1} V_p - g_{m_1} V_1 \\ -V_y \cdot G_{D_2} = g_{m_2} (V_2 - V_p) \rightarrow V_y \cdot G_{D_2} = g_{m_2} V_p - g_{m_2} V_2 \\ g_{m_1} (V_x - V_p) + g_{m_2} (V_y - V_p) = V_p \cdot G_S \rightarrow g_{m_1} V_x - g_{m_1} V_p + g_{m_2} V_y - g_{m_2} V_p = V_p \cdot G_S \end{cases}$$

$$\Rightarrow V_p (G_S + g_{m_1} + g_{m_2}) = g_{m_1} V_1 + g_{m_2} V_2 \Rightarrow V_p = \frac{g_{m_1} V_1 + g_{m_2} V_2}{G_S + g_{m_1} + g_{m_2}}$$

sostituiscilo nelle precedenti:

$$\begin{cases} V_x = -\frac{q m_1 \cdot V_1}{G D_1} + \frac{q m_2}{G D_2} \left[\frac{q m_1 V_1 + q m_2 V_2}{G s + q m_1 + q m_2} \right] \\ V_y = -\frac{q m_2 \cdot V_2}{G D_2} + \frac{q m_2}{G D_2} \left[\frac{q m_1 V_1 + q m_2 V_2}{G s + q m_1 + q m_2} \right] \end{cases} \rightarrow V_x = V_{out_1}, V_y = V_{out_2}$$

possiamo sottrarre le tensioni ottenendo direttamente l'espressione della tensione differentiale di uscita, ottenendo

$$V_{out_diff} = V_x - V_y = -\frac{q m_1 V_1}{G D_1} + \frac{q m_2 V_2}{G D_2} \left[\frac{q m_2}{G D_2} - \frac{q m_1}{G D_1} \right] \left[\frac{q m_1 V_1 + q m_2 V_2}{G s + q m_1 + q m_2} \right]$$

\Rightarrow valutiamo si questo modo di modo differenziale usando l'espressione di V_{out} e assumendo $V_1 = \delta, V_2 = -\delta$

$$V_{out_diff} = V_x - V_y = -\frac{q m_1 \delta}{G D_1} + \frac{q m_2 (-\delta)}{G D_2} \left[\frac{q m_2}{G D_2} - \frac{q m_1}{G D_1} \right] \left[\frac{q m_1 \delta + q m_2 (-\delta)}{G s + q m_1 + q m_2} \right]$$

$$= -\frac{q m_1}{G D_1} \left[1 - \frac{q m_2 - q m_1}{G s + q m_1 + q m_2} \right] \delta - \frac{q m_2}{G D_2} \left[1 + \frac{q m_1 - q m_2}{G s + q m_1 + q m_2} \right] \delta =$$

$$\Rightarrow \frac{V_{out_diff}}{\delta} = -\frac{q m_1}{G D_1} \cdot \left[\frac{G s + q m_2 \cdot 2}{G s + q m_1 + q m_2} \right] - \frac{q m_2}{G D_2} \cdot \left[\frac{G s + q m_1 \cdot 2}{G s + q m_1 + q m_2} \right]$$

$$\Rightarrow A_{diff} = \frac{V_{out_diff}}{2 \delta} = -\frac{q m_1}{2 G D_1} \cdot \left[\frac{G s + q m_2 \cdot 2}{G s + q m_1 + q m_2} \right] - \frac{q m_2}{2 G D_2} \cdot \left[\frac{G s + q m_1 \cdot 2}{G s + q m_1 + q m_2} \right]$$

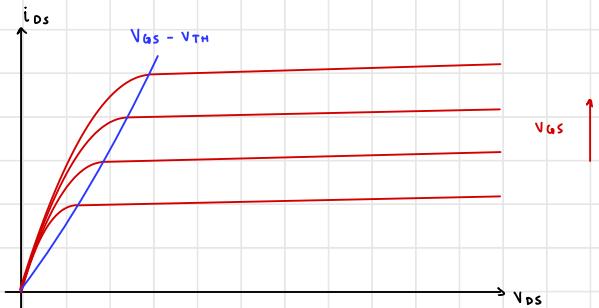
\Rightarrow Adesso si ricava sempre dell'espressione di V_{out_diff} unita alle considerazioni però $V_1 = V_2 = V_{in}$

$$A_{cn} = \frac{V_{out_diff}}{V_{in}} = \left[\frac{q m_2}{G D_2} - \frac{q m_1}{G D_1} \right] \left[\frac{G s}{G s + q m_1 + q m_2} \right]$$

$$\Rightarrow C_{NRR} = \left| \frac{A_{diff}}{A_{cn}} \right| = \frac{(q m_1 \cdot R_{D_1} + q m_2 \cdot R_2) + 2 q m_1 q m_2 R_s (R_{D_1} + R_{D_2})}{2 |q m_2 R_{D_2} - q m_1 R_{D_1}|}$$

$q m_2 R_{D_2} = q m_1 R_{D_1}$ allora $C_{NRR} = +\infty \rightarrow$ quindi basta calcolare here il valore delle resistenze

Domande Orale



modello di funzionamento è un modello non-lineare dipendente da tre tensioni: V_{GS} ($\rightarrow V_{Gd}$), V_{DS} ($\rightarrow V_{SD}$) e V_{SB}

- tensione V_{GS} è la diff. di potenziale tra il terminale di gate del transistor e il terminale di source, collegato ad uno dei due portelli n+ o p+ nel substrato, a seconda che cosa accadrà si regola lo quantità di portelli n+ al canale che si accumulano all'interfaccia con l'anodo e dunque la profondità del canale conduttivo tra D ed S \rightarrow più è grande lo V_{GS} più sarà il valore di I_{DS} finché V_{DS}
- tensione V_{DS} presente tra i due portelli n+ e p+ del transistore, oppone il campo elettrico opposto a un moto di far muovere le cariche nel canale e quindi genera lo I_{DS} ad un valore opposto
- V_{SB} tensione tra source e漏极 (collegato direttamente al substrato) influenzando la tensione di soglio di otturazione del canale

\Rightarrow le regioni sono principalmente due: STRONG INVERSION e WEAK-INN

- WEAK-INN: canale conduttivo non si forma se $V_{GS} < V_{TH}$

- STRONG-INVERSION: $V_{GS} > V_{TH}$ canale formato

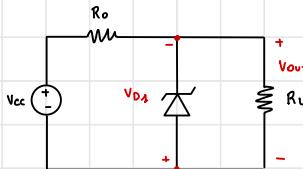
$$- \text{TRIODO } I_{DS} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_{TH})^2 V_{DS} - V_{DS}^2] \text{ funzione quadratica con punto di max in } (V_{GS} - V_{TH})$$

$$\text{infatti andando a punta } \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} = 0 : \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) - \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS} \rightarrow \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_{TH}) - V_{DS}] = 0 \Rightarrow V_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})$$

$$\Rightarrow \text{mentre } K_n \neq 0 \text{ non si annulla solamente per } V_{DS} = V_{GS} - V_{TH} \text{ che rappresenta il punto di minimo della parabola} \Rightarrow \text{NESSUNA CORRENTE DI TRIODO}$$

4

REGOLATORE DI TENSIONE



→ SCOPO: mantenere lo stesso valore di uscita Vout stabile indipendentemente
da

1) VARIAZIONI DELLA TENSIONE DI INGRESSO V_{IN}: REGOLAZIONE DI LINEA

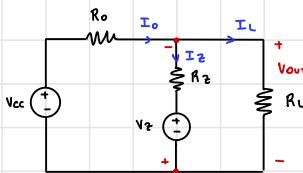
2) VARIAZIONI DELLA CORRENTE RICHIESTA DAL CARICO I_L: " " CARICO

supponendo off:

$$V_{OUT} = V_{CC} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

$$V_{DSS} = -V_{OUT} \rightarrow -V_Y < V_{DSS} < V_Y \rightarrow -\frac{(R_o + R_L)}{R_L} V_Y < V_{CC} < V_Y \frac{(R_o + R_L)}{R_L}$$

$$\rightarrow D_S \text{ ON BREAKDOWN} \rightarrow V_{CC} \in \left[V_Y \frac{(R_o + R_L)}{R_L}, V_{IN\max} \right]$$



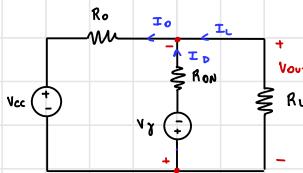
$$I_o = I_L + I_Z$$

$$(V_{CC} - V_{OUT}) \cdot G_o = V_{OUT} \cdot G_L + (V_{OUT} - V_Z) \cdot G_Z$$

$$V_{OUT} (G_o + G_L + G_Z) = V_Z \cdot G_Z + V_{CC} \cdot G_o$$

$$V_{OUT} = V_{CC} \frac{G_o}{G_o + G_L + G_Z} + V_Z \frac{G_Z}{G_o + G_L + G_Z}$$

$$\rightarrow P_2 \text{ POLARIZZAZIONE DIRETTA} \quad V_{CC} \in \left[-V_{IN\min}, -V_Y \frac{R_o + R_L}{R_L} \right]$$

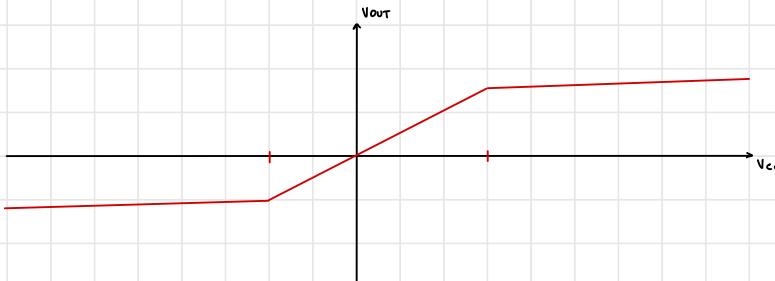


$$I_o = I_D + I_L$$

$$(V_{OUT} - V_{CC}) G_o = (-V_Y - V_{OUT}) G_{ON} - V_{OUT} \cdot G_L$$

$$V_{OUT} (G_o + G_{ON} + G_L) = V_{CC} \cdot G_o - V_Y \cdot G_{ON}$$

$$V_{OUT} = V_{CC} \frac{G_o}{G_o + G_{ON} + G_L} - V_Y \frac{G_{ON}}{G_o + G_{ON} + G_L}$$



$$\text{REGOLAZIONE DI LINEA} : \frac{dV_L}{dV_{CC}} (V_{CC}) = \frac{G_o}{G_L + G_o + G_Z}$$

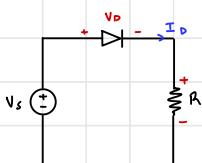
Capacità di mantenere lo Vout stabile al variazione di Vcc ⇒ QUANDO Vcc AUMENTA, I_O AUMENTA (= (V_{CC} - V_{OUT}) · G_O)

NA ZENER IN BREAKDOWN ASSORBE L'ECESSO DI CORRENTE MANTENENDO VOUT ≈ V_Z

REGOLAZIONE DI CARICO

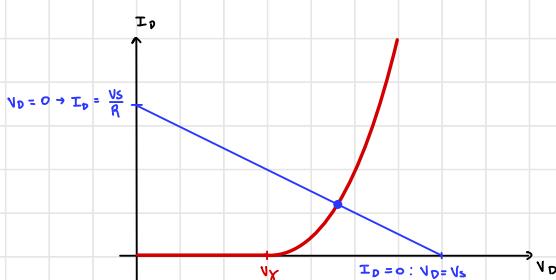
dV_L (il) è la capacità dell'unità di mantenere V_{out} costante al variare dello corrente del carico I_L , quando carico richiede più corrente lo corrente I_D si riduce ma non deve riportare a 0 → diodo non si deve interdurre.

(5)



• MODELLO DI SCHOCKLEY: $I_D = I_S (e^{\frac{qV_D}{kT}} - 1) = I_S (e^{\frac{q(V_s - V_D)}{kT}} - 1)$, $kT = \frac{qV_T}{9}$ tensione termica

• KV: $V_s = V_D + I_D \cdot R \rightarrow I_D = \frac{V_s - V_D}{R}$



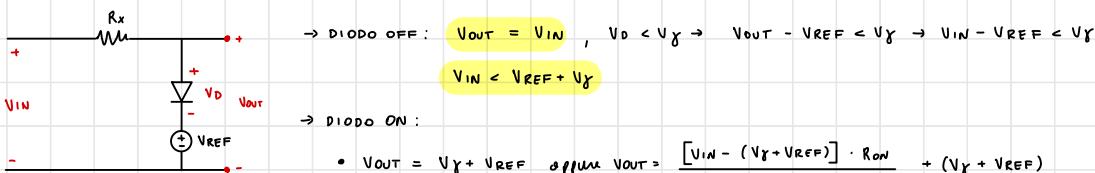
- lo curvo in rosso rappresenta lo corr. tensione corrente del diodo secondo il modello Shockley

- lo curvo in blu è lo RETTA DI CARICO: linea con $\gamma = -\frac{1}{R}$
e si ottiene andando a calcolare la tensione in ingresso
e circuito operato quindi $I_D = 0$ è corrente max in
contacircuito quando $V_D = 0$

⇒ punto di intersezione tra lo corr. del diodo e lo nbo di carico stabilisce proprio il punto di lavoro del circuito, onto il valore di V_D e I_D attivo a quello determinato R

(6) DESCRIVERE IL FUNZIONAMENTO DI UN CIRCUITO CON DIODI

1) CIRCUITO LIMITATORE

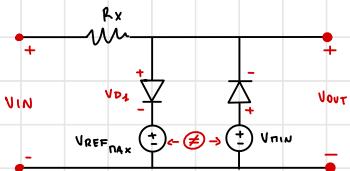


quindi molto similmente ad regolatore di tensione posso andare a regolare la tensione in uscita andando ad azione a sbarrare il valore di V_{REF}

⇒ scrivendo $V_{IN} = A \cdot \sin(2\pi f t + \varphi)$

- affinche' D ON è necessario che $A \geq V_{REF} + V_Y$, altrimenti D sempre off e uscita risponde perfettamente all'ingresso
- dunque $V_{IN} = A \geq V_{REF} + V_Y \Rightarrow$ se i uovo questo condizione pongo un limite superiore allo sinusoidale che rimane bloccato per un certo periodo a $V_{REF} + V_Y$

• se vogliamo ottenere ancora le tensioni inferiori



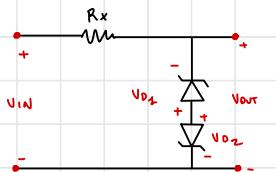
$D_1 \text{ OFF} \wedge D_2 \text{ OFF} \rightarrow V_{IN} = V_{OUT}$

$$V_{D_2} < V_Y \rightarrow V_{OUT} - V_{REF\max} < V_Y \rightarrow V_{IN} < V_{REF\max} + V_Y$$

$$V_{D_2} < V_Y \rightarrow V_{IN} - V_{OUT} < V_Y \rightarrow V_{IN} > V_{IN} - V_Y$$

$$\Rightarrow V_{OUT} = V_{IN} : V_{IN} - V_Y < V_{IN} < V_{IN} + V_Y$$

⇒ possiamo utilizzare lo stesso tipologia di circuito tramite due diodi zener in serie



$D_1 \wedge D_2 \text{ OFF} \rightarrow V_{IN} = V_{OUT}$

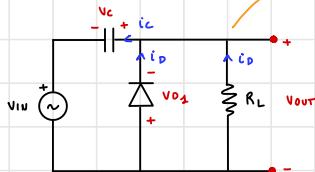
$$-V_Z < V_{D_2} < V_Y \rightarrow -V$$

$$-V_Z < V_{D_2} < V_Y$$

$$V_{OUT} = V_{D_2} - V_{D_1} \rightarrow V_{IN} = V_{D_2} = V_{D_1} \Rightarrow -V_Z - V_Y < V_{IN} < V_Z + V_Y$$

2) CLAMPER CIRCUIT

scopo di R_L è quello di proteggere lo zener accumulato nel condensatore nel momento in cui spenga l'ingresso

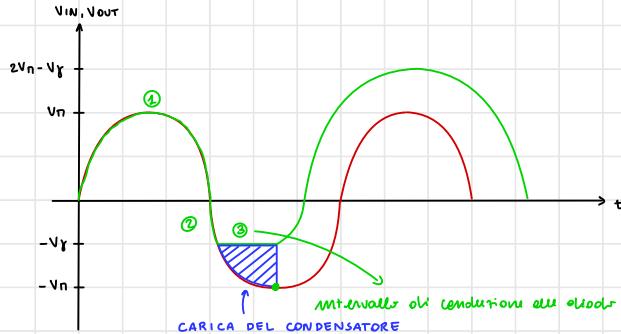


$$V_C(t=0) = 0V$$

$$i_C(t) = i_D + i_L \rightarrow i_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt} = i_D + i_L$$

1) D OFF: ormai quando trascurabile il carico (RL molto grande) $i_D = 0A$, $i_L = 0A$

$$i_C(t) = 0 \rightarrow V_C(t) = \text{costante} \rightarrow V_{IN} = V_{OUT}$$



② $V_{IN} > 0$:

- DIODO POLARIZZATO INVERSORAMENTE : OFF

- R_L VALORE MOLTO ELEVATO QUINDI $i_L = 0$

$$i_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt} = i_L + i_D = 0 \rightarrow V_C(t=0) = 0, V_C \text{ costante} \Rightarrow V_{OUT} = V_{IN}$$

③ $-V_Y < V_{IN} < 0$ DIODO ANCORA INTERPETTO $V_{IN} = V_{OUT}$

$$③ V_{IN} \leq -V_F$$

• D'ON: SI CHIUSA LA MAGLIA DEL CONDENSATORE $\rightarrow i_D \neq 0A \rightarrow i_C = i_D \neq 0A \rightarrow$ CONDENSATORE SI CARICA

e V_{OUT} si porta a $V_F \rightarrow V_{OUT} = V_F$

• $V_{OUT} = V_F = V_{IN} + V_C$ \rightarrow nel momento del picco negativo di V_{IN} si ha che il condensatore sarà così



$$V_C = V_{IN} - V_F$$

che rappresenta il potenziale del catodo del diodo.

nel momento in cui V_{IN} inizia a ridursi il potenziali ai capi del diodo sono inferiori a V_F dunque

il diodo si spegne $\Rightarrow V_{OUT}$ riprenderà quindi ad inneguare V_{IN} quando finisce a $2V_F - V_F$

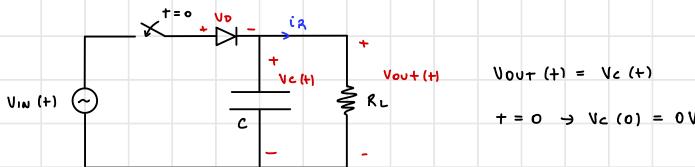
ed il condensatore rimane carico a V_F

\Rightarrow quindi il nuovo picco superiore sono $2V_F - V_F$ e il picco inferiore $-V_F \rightarrow$ condensatore rimane

costantemente carico e diodo non si attiva più

\Rightarrow scopo del circuito è quello di trarre la stessa in uscita a valori positivi maggiori

3) RILEVATORE DI PICCO



$\rightarrow V_D = V_{IN} - V_{OUT} < V_F$ DIODO OFF, non serve comunque nel circuito $\rightarrow V_{OUT} = 0V$

$\hookrightarrow t=0 \quad V_D(0) = V_{IN}(0) - 0$, supp. $V_{IN}(0) = -2V$

\rightarrow nel tempo suff. che il valore di V_{IN} cresca fino all'istante in cui $V_{IN} = V_F$

• DIODO ENTRA IN CONDUZIONE $\rightarrow i_D \neq 0 \rightarrow i_C \neq 0$

• CONDENSATORE INIZIA A CARICARSI \rightarrow DIODO IMPODE VERSO DELLA CORRENTE

\hookrightarrow CRESCE IL VALORE DI V_C IMMAGGINATA NEL CONDENSATORE E QUINDI CRESCE V_{OUT} ($= V_{IN} - V_F$)
 \hookrightarrow DIODO RIMANE ON FINCHÉ $V_D = V_{IN} - V_C \geq V_F$, NEL MOMENTO IN CUI V_{IN} DECRESCHE È $V_D < V_F$ DIODO SI SPENGE E STETTE DI FLUIRE CORRENTE

\Rightarrow È necessario che il valore di R_L (ristretto da limitare il percorso di scarica del condensatore) sia un quanto compenso affinché il condensatore non si scarica né troppo velocemente né troppo lentamente (nel primo caso perderebbe il valore di picco, nel secondo sarebbe estremamente incopiose ad adattarsi a variazioni di segnale)

RADDITTORE A SINGOLA SEMIONDA