Elettronica Digitale

Lunedì 27 Febbraio

Introduzione:

- Materiali: Dispensa moodle => programma consigliato => siamo da capire per passare.
- Domande Esame: Una per parte del corso: 3 domande. (Dispositivi a semiconduttori, circuito a stati analogici e circuiti e sistemi digitali). N.B. Di solito se ci sbagliate di è stata fatta una domanda non in programma
- Non c'è una prova al laboratorio. Alcune => le esercitazioni approfondiscono e sintetizzano gli argomenti visti a teoria
- Prova Scritta e Prova orale: non vedo stesso appello
  - ↳ valida 3 appelli (incluso quello in cui si è sostenuta), si cancella se ripeti l'orale.
- Appelli straordinari: solo fuori-corso non si considera nei 3 appelli disponibili: ac II app. estivo
  studio => posso dare lezione a novembre
- Superate le singole prove con: 18/30 ma con media ponderata ≥ 18
  Prova scritta: dura 2 ore e 30

- Cerca di convincerti che l'elettronica è bella!

Def: "L'elettronica è la scienza e la tecnologia del movimento delle cariche di carica, nel vuoto o in semiconduttore."
↳ con riferimento di acqua.

L'elettronica nasce con l'invenzione del diodo a vuoto (1904) => valvola che fa passare o no la corrente elettrica.
Il triodo a vuoto aggiunge la possibilità di regolare il flusso
Il transistore => primo componente di carica stabilito sul piano (1947), funziona su un semiconduttore
1958 primo circuito integrato
↳ confondatore dell'intel
↳ legge di Moore: il numero di componenti su chip raddoppia ogni anno (successivamente ogni 2 anni)

Recap chimica:

28-02-2023

I materiali

I materiali si distinguono in:

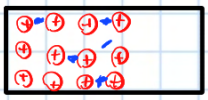
1) Isolanti : $\rho > 10^5$ $[\Omega \cdot cm]$ = ossido di silicio
2) conduttori : $\rho < 10^{-2}$ //
3) semiconduttori : $10^{-2} < \rho < 10^5$ // = silicio (Si)

$R = \rho \cdot \frac{L}{S}$ $[\Omega \cdot cm]$

$\sigma = \frac{1}{\rho}$ = conducibilità $[\Omega \cdot cm]^{-1}$
↑ sigma

Conduzione dei metalli:

Andiamo quindi a studiare i metalli. Se andiamo a prendere una lastra in rame abbiamo che a livello atomico gli elettroni sono liberi di circolare fra gli atomi.



Sono gli elettroni liberi. Se non applico tensione sono comunque in movimento, in quanto è sopra la temp. hanno una velocità termica di 10^7 cm/s a temp. ambiente.

Ma non ho nessuna corrente, perché? => si muovono in direzione casuale, caotica
↳ Ricorda: la corrente è la quantità di carica che passa in una sezione in un unità di tempo, se si muovono a caso ↳ sono in egual misura sia a dx che a sx

$I = \frac{Q}{t}$ $J = \frac{I}{A}$

La velocità termica ha modulo elevato
- ma la media dei vettori tende a zero:

$\langle \vec{v}_{termica} \rangle = \emptyset$

questo è dovuto al fatto che il singolo elettrone si muove in modo caotico urtando contro gli ioni fissi.

Perché con un campo elettrico ho una corrente? → E ciascun → orizzontale la pallina va a caso
↳ inclinato la pallina tende scende a rotolare a terra.

Quindi consideriamo gli ioni fissi, ma tendiamo ad andare in verso opposto al campo elettrico.
Quindi consideriamo il vettori:

$\langle \vec{V}_{termica} + \vec{V}_{elettrica} \rangle \neq 0$
↳ velocità

$\vec{E}$ costante	Teoricamente dovrebbe aumentare la velocità relativamente, ma dato che ho a che fare con materia, quindi avremo una media della velocità costante non sarà sia lineare.
$\vec{F}$ costante	
a //	
v lineare	

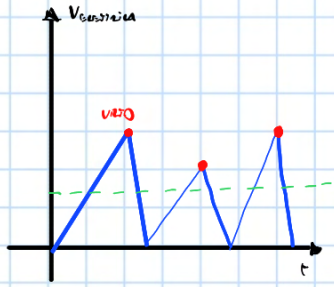
Tempo intercorso tra un urto e il successivo: tempo di rilassamento.

Modello Drude

Scriviamo quindi un modello che usa matematica e resistività.

Idea: consideriamo le cariche come un gas perfetto: "gas di elettroni"

Ap semplificative:
- tra due urti effetto solo campo elettrico. (non stiamo considerando atomi vicini)
- Dopo l'urto velocità casuale (urto correlazione classico, dopo ovviamo ritorna da zero)



valore medio ≠ 0 chiamato velocità di drift

Quindi Drude dice:

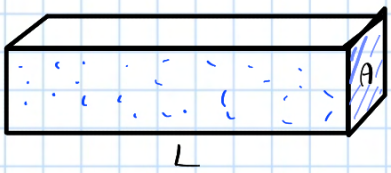
$$V_d = \mu_h E \xrightarrow{\text{vettoriale}} \vec{V_d} = -\mu_h \vec{E}$$

μ_h: Mobilità dei elettroni

N.B. gli elettroni vanno in verso opposto al campo elettrico.

In questo modo non si incrocia la stessa carica, io tratto l'intero come se ognuno di essi si muova a V_d costante, a patto che E sia costante.

Prendiamo il nostro conduttore:



N = numero di elettroni liberi contenuti nel filo

T = tempo impiegato da "e" a percorrere la distanza L

Segue direttamente che:

$$\Rightarrow V_d = \frac{T}{N}$$

Calcoliamo ci la corrente, prendiamo la sezione A, e osserviamo tale sezione contando gli elettroni passati per un tempo T, quanti ne passano? N

$$I = \frac{Q}{t} = \frac{N \cdot q}{T}$$

Q = quantità di carica; q = carica di e

q = carica di e: $4{,}6 \cdot 10^{-19}$ C

Densità di corrente

Quantità di corrente che scorre attraverso una superficie.

$$J = \frac{I}{A} = \frac{Nq}{TA} = \frac{Nq}{AL} V_d = \frac{Nq V_d}{\text{volume}} = n q V_d = n q \mu_h E$$

$V_d = \mu E$

$V_d = \frac{L}{T} \Rightarrow T = \frac{L}{V_d}$

$\frac{N}{\text{volume}}$ si chiama concentrazione di elettroni $[cm^{-3}] = n$

Abbiamo trovato un legame fra J e E, tale è la legge microscopica di Ohm: $\boxed{J = \sigma E}$

σ → conducibilità

Quindi ci aspetti $\boxed{\sigma = n q \mu_h}$

Ragionino sul verso: J ha lo stesso verso di E! Perché

$$\vec{J} = n(-q)(-\mu_h \vec{E}) = (n q \mu_h)\vec{E}$$

(−q)(−μh) → si annullano!

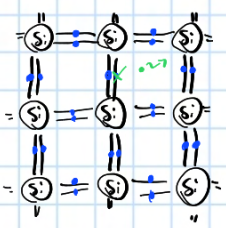
Quanto vale σ? Si osserva che in un metallo:

$$\left.\begin{array}{l} n = 10^{21}\ cm^3 \\ \mu_h = 500\ \frac{cm^2}{V \cdot s} \end{array}\right\} \Rightarrow \begin{array}{l} \sigma = 8 \cdot 10^4 \simeq 10^5\ [\Omega \cdot cm]^{-1} \\ \rho = \frac{1}{\sigma} \simeq 10^{-5}\ [\Omega \cdot cm] \end{array}$$

Questo ci classifica come conduttori perfetti!

Semiconduttori Conduzione

Prendiamo quindi il nostro silicio, e vediamo la struttura con i suoi covalenti.



Si distinguono 2 casi:

1). Temperatura = ∅ [K] ⇒ Nessun elettrone libero ($n \neq \emptyset$)

Siamo nella condizione ideale nostrana 4 K. Non ci sono elettroni liberi! Si dovessi calcolare la conducibilità ($\sigma_{metalli} = n q \mu_h$) ci usciri pari a 0

2) Temperatura ambiente ⇒ Alcuni elettroni liberi ($n \neq \emptyset$)

Alcuni legami si rompono e sono liberi di muoversi, indichiamo quindi con n_i la concentrazione di elettroni liberi in un semiconduttore "intrinseco"

Abbiamo quindi che:

$$\boxed{n_i^2 = B T^3 e^{x p\left(-\frac{E_G}{k_B T}\right)}}$$

B = costante del materiale, nel Si = $1{,}08 \cdot 10^{31}\ [K^{-3} m^{-6}]$

E_G = barriera di gap, barriera necessaria a non fare un legame covalente. Nel Si $E_G = 1.12$ eV

k_B = costante di Boltzman = $8{,}62 \cdot 10^{-5}\ \frac{eV}{K}$

Sostituendo i numeri per il Si:

$$\boxed{n_i \Big|_{T = 300K} = 10^{10}\ cm^{-3}}$$

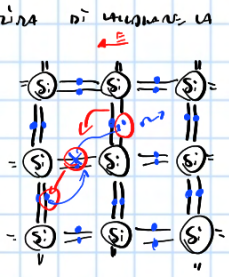
N.B. n_i aumenta esponenzialmente all'aumentare della temperatura

n_i è tanto o poco? Facciamo un esempio:

Nel Si: N_{atomi} sono $5 \cdot 10^{23}$ cm^{-3}
$N_{elettroni}$ sono $2 \cdot 10^{23}$ cm^{-3}

Quindi di 10^{23} elettroni 10^{10} si sono rotti (n_i), quindi ho $\frac{10^{10}}{10^{23}} = 10^{-13}$, ogni 10^{13} elettroni ecco è un rotto, 1 su 10^{13} si rompe

Prima di valutare la conduttività introduciamo un altro concetto: per ogni legame rotto ho un buco, per esempio nella figura il buco si sposta, in quanto gli elettroni vicini possono spostarsi nel buco rompendo il legame tra di essi. Abbiamo dei elettroni che saltano da un legame all'altro. Si osserva che considerando il buco tale buco si muove nello stesso verso del campo elettrico, possiamo immaginarla come una carica positiva: ci inventiamo una nuova particella chiamata **LACUNA**. E il buco si chiama **VACANZA**.



↳ particella fittizia con carica $+q$ e mobilità μ_p con massa diversa da e

Utilizziamo la particella fittizia per schematizzare meglio la situazione, ricordati che non esistono!

Elettroni	Lacune
q	$-q$
$\mu_n \simeq 2{,}5\mu_p \leftarrow \mu_n$	$\mu_p \rightarrow$ più bassa delle cariche, non è chiara

↳ questo fenomeno influenza ad esempio gli inverter

e: elettrone
h: lacuna (hole)

Si genera quindi la coppia elettrone - lacuna. (e-h)
E-H

Quindi avremo una concentrazione di lacune di $\boxed{p = n = n_i = 10^{10}\ cm^3}$

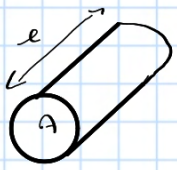
02-03-2023

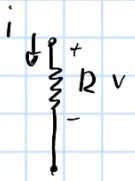
Richiami di Elettrotecnica

Legge di Ohm

$V = Ri$ $\quad i =$

$i = GV$ $\quad R = \frac{l}{G} = \rho \frac{l}{A}$ $\quad$ Utile per





La corrente scorre nella resistenza dal + al −

Legge di Kirchoff I

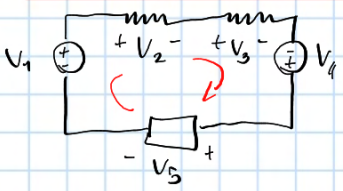
Attenzione ai segni: è la somma algebrica delle correnti, il segno positivo è dato dalle correnti entranti.

$$\sum_{n=1}^{N} i_n = 0$$

Dato un nodo la somma delle correnti entranti è uguale alla somma delle correnti uscenti.

N.B. Non cambiare il verso della corrente se ti viene il segno negativo: altrimenti sbaglio!!!

II Legge di Kirchoff



$$-V_1 + V_2 + V_3 - V_4 + V_5 = 0$$

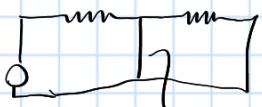
La somma algebrica delle fem dei generatori

Resistenze in Serie

$$R_{eq} = \sum_{n=1}^{N} R_n$$

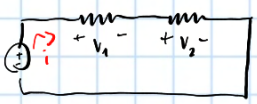
N.B. È in serie solo resistenze su cui ritroviamo la stessa corrente.

Ad esempio



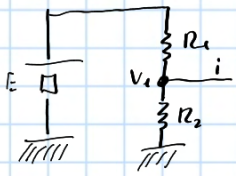
↳ sicuri non passa corrente le due R sono in serie!

Partitore di Tensione



$V = i R_{eq} \Rightarrow i = \frac{V}{R_1+R_2}$ $\quad R_{eq} = R_1+R_2$ $\qquad V_1 = V\frac{R}{R_1+R_2}$

Esempio classico

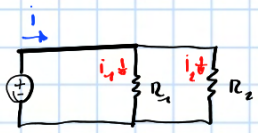


Se sul ramo $i=0$, la tensione al nodo V_1 si da semplicemente con il partitore di corrente, basta che la corrente in R_1 sia uguale a quella che scorre su R_2

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1+R_2}E$$

Resistori in parallelo

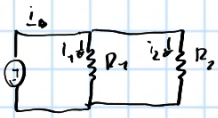
$$G_{eq} = \sum_{n=1}^{N} G_n$$



Se uso la tensione su R_2, posso calcolare R_{eq} e visionare la tensione sulla R_{eq}, tanto hanno la stessa tensione, sono in parallelo.

Partitore di Corrente

Evita la trasformazione stella/triangolo



$i = \frac{V}{R_{eq}}$ $\qquad i_1 = i\frac{R_2}{R_1+R_2}$ $\qquad i_2 = \frac{R_1}{R_1+R_2}$

Tale situazione capitata spesso negli esami. 5 espressioni: 3 sono partitori di correnti

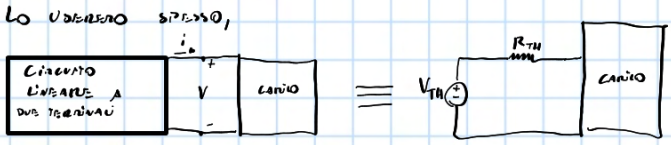
Principio di Sovrapposizione degli Effetti

Se vi è una rete lineare, e noi parlano di tutto per esserci, nonostante i componenti utilizzati non lo siano.

Ricorda che devi disattivare i generatori che non vai: Tensione è un cortocircuito e Corrente è un aperto. Non bisogna disattivare i generatori dipendenti

Teorema di Thevenin

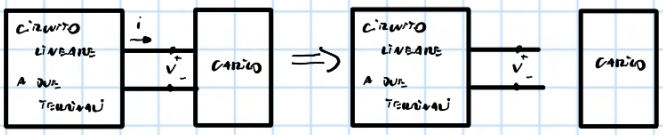
Lo vedremo spesso,



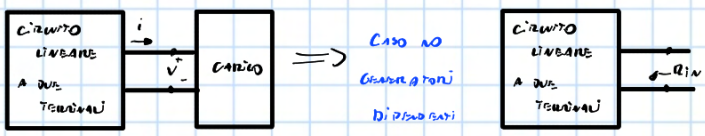
Calcolo V_{TH}

Si calcola la tensione a vuoto: basta staccare la parte del circuito dal carico e calcolo la tensione ai morsetti.

N.B. individua bene i morsetti

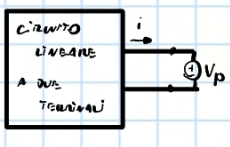


Resistenza R_{TH}



$R_{TH} = R_{IN}$

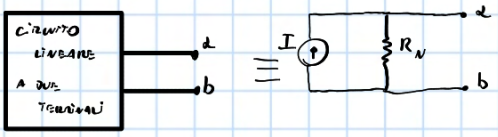
Caso no generatori dipendenti



$R_{TH} = \frac{V_P}{I_P}$

Caso con generatori dipendenti (caso generale)

Teorema di Norton



Corrente di Norton: con il cortocircuito tra a e b.

Legame Thevenin e Norton

Utilizzata spesso:

$$R_{NO} = R_{TH}$$

$$I_{NO} = i_{sc} = \frac{V_{TH}}{R_{TH}} \Rightarrow R_{TH} = \frac{V_{TH}}{I_N} = \frac{V_{oc}}{i_{sc}}$$

tensione a vuoto

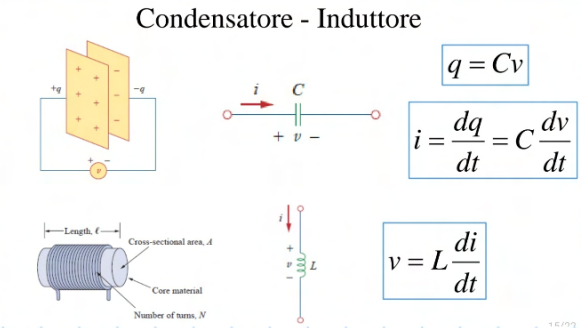
corrente di cortocircuito

Condensatore

Dato un condensatore vale: $q = Cv$.
Va ricordata, considerando che derivando trovi la corrente sapendo che la corrente è la derivata della carica, su questa si basa tutto, ma -> carica e stato condensatore.

Induttori

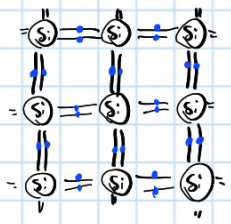
Gli useremo poco. Ma va ricordata la formula



3-03-2023

Proseguiamo l'analisi dei semiconduttori, avevamo trattato l'analisi del semiconduttore intrinseco:
Avevamo visto che a temperatura ambiente possono essere rotti alcuni legami, generando una lacuna: ovvero saremo in presenza di una generazione termica [condizione $T > 0\,K$]
=> generazione coppia elettrone/lacuna [e/h]. Abbiamo quindi di sinistra le particelle:

- elettrone: n, μ_n, m_n, $-q$
- lacuna: p, μ_p, m_p, $+q$



Oltre a questo fenomeno abbiamo visto anche il fenomeno opposto: la ricombinazione, ovvero quando un elettrone occupa una lacuna => la coppia scomparve. Si può dimostrare all'equilibrio termico che $n_i = n = p$ in quanto i due processi si bilanciano fra di loro, ricorda che $n_i^2 = BT^3 \exp\left(-\frac{E_G}{k_B T}\right)$. Posso inoltre dire che per $T = 300\,K$ $n_i = 10^{10}\ cm^{-3}$.

Legge Azione di massa, valida in equilibrio termodinamico, è resa valida anche se il semiconduttore non è intrinseco.

$$\boxed{n \cdot p = n_i^2}$$

Adesso calcoliamoci la σ (conducibilità) del silicio intrinseco, influenzata dalla presenza delle lacune:

$$\boxed{\sigma = n q \mu_n + p q \mu_p}$$

$$\Rightarrow \sigma = 3 \cdot 10^{-6}\ \Omega \cdot cm$$
$$\Rightarrow \rho = 3 \cdot 10^{5}\ \Omega \cdot cm$$

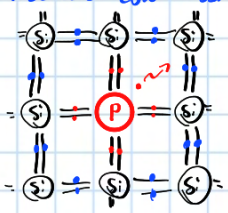
$\mu_n = 1350\ cm^2/V \cdot s$
$\mu_p = 480\ cm^2/V \cdot s$
-> vi è circa un rapporto di 3 tra l'uno e l'altro

=> quindi il silicio è quasi un isolante! Ma la sua particolarità è la possibilità di aumentare la conducibilità, tale è il Drogaggio.

Semiconduttori Drogati

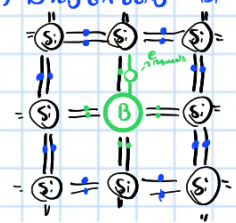
Un semiconduttore drogato è un semiconduttore con alcuni atomi sostituiti con altri:

1) Drogaggio con Fosforo (P) - Gruppo V [Drogaggio tipo n]



Avendo un elettrone in più il P avrà un e vicino al suo nucleo che non si coinvolto nei legami covalenti. Basta a questo punto alzare la temperatura più a quella ambiente per rendere tale elettrone libero.
A Temperatura l'atomo di P ha "donato" un elettrone a reticolo. Per qualunque atomo del gruppo V questi atomi si chiamano donatori. Attenzione: ho aggiunto un elettrone ma non ho creato lacune! Ho introdotto artificialmente un elettrone => $n \neq p$. L'atomo di P è diventato un ione di P positivo.

2) Drogaggio di Boro - Gruppo III [Drogaggio tipo p]



Il B ha soltanto 3 e nel orbitale più esterno, quindi un legame non si genera. È dimostrato che è molto facile a Temperatura che un altro elettrone occupi tale vacanza, creando così una lacuna.
A Temperatura l'atomo di Boro ha "accettato" un elettrone. Gli atomi del gruppo III si chiamano accettori ed in tal caso il B diventa uno ione negativo.

Come faccio a determinare n e p in questo caso? Per motivi tecnologici nella stessa zona vengono droganti entrambi. Indichiamo con: (tali valori sono dati, la tecnologia è precisa e conosciamo esattamente)

- N_D = concentrazione di donatori $[cm^{-3}]$ — N_D^+ = donatori ionizzati
- N_A = // di accettori $[cm^{-3}]$ — N_A^- = accettori ionizzati

} A $T_{ambiente}$ $N_A = N_A^-$ e $N_D = N_D^+$

Ricorda che nel complesso il materiale è neutro, quindi per trovare n e p usiamo due eq:

1) Carica complessiva = 0
2) Azione di massa

$$\begin{cases} (-q)n + (-q)N_A^- + qp + qN_D^+ = 0 \\ n \cdot p = n_i^2 \end{cases}$$

Ipotizziamo:
- $T_{ambiente}$
- Semiconduttore di tipo "N" $N_A \neq \emptyset$

In tal caso $n \simeq N_D$ e $p \simeq \frac{n_i^2}{N_D}$

Vediamo il semiconduttore di tipo "N": maggioritari — minoritari

$N_D = 10^{18}\ [cm^{-3}]$ $n_i^2 = 10^{20}\ [cm^{-3}]$ $n \simeq N_D = 10^{18}\ cm^{-3}$ $p = \frac{n_i^2}{N_D} = 10^2\ cm^{-3}$

Confrontiamo con il di intrinseco andiamo in aumento di 8 ordine di grandezza degli portatori liberi, ma ho avuto un'enorme diminuzione nel numero di lacune, essendo il loro prodotto costante. Questo perché vi è poca ricombinazione => essendoci più e in vino è più probabile che si tappino le lacune. La concentrazione che predomina sull'altra è chiamata maggioritari e gli altri è minoritari.

Analogamente con un semiconduttore di tipo "p" abbiamo:

$p \simeq N_A$ maggioritari $\qquad n \simeq \frac{n_i^2}{N_A}$ minoritari

Ordini di grandezza del drogaggio: $[10^{15} \div 10^{21}\ cm^{-3}]$ il limite massimo è dovuto al fatto che il reticolo non si aggiusta più => numero paragonabile con il silicio (10^{22})

Conducibilità a $T_{ambiente}$:

$N_D = 10^{15}\ [cm^{-3}]$ $\quad \mu_n = 1320\ cm^3/(V \cdot s)$ $\quad \sigma = nq\mu_n + pq\mu_p = 0{,}2\ [\Omega \cdot cm]^{-1}$

$n = 10^{15}\ [cm^{-3}]$ $\quad \mu_p = 460\ cm^3/(V \cdot s)$ $\quad \rho = \frac{1}{\sigma} \simeq 4{,}7\ \Omega \cdot cm$

$p = 10^5\ [cm^{-3}]$

Abbiamo abbassato σ di 5 ordini di grandezza sostituendo 10^{15} atomi quindi essendoci $5 \cdot 10^{22}$ atomi di silicio, avrò un atomo drogante ogni 10^7 atomi di silicio => ho cambiato con pochi atomi droganti di tanto la ρ. Se ne uso 10^{21} di atomi droganti ho praticamente un ottimo conduttore.

Conducibilità a T più alta:

Osserviamo cosa accade, dato che è molto facile che nell'utilizzo la temperatura salga verticalmente.

$$\sigma = nq\underbrace{\mu_n + pq\mu_p}_{\text{costante}} = \underbrace{f(T)}_{\text{funzione temperatura}}$$

- Cosa accade a μ_n, μ_p? Aumentando la T gli atomi oscillano maggiormente aumentando la probabilità degli urti. Quindi: Se T aumenta => aumenta la frequenza degli urti elettroni/atomi => μ_p, μ_n diminuiscono, la mobilità diminuisce in quanto il percorso diventa più difficile. Diminuiscono nell'ordine di $T^{-3/2}$

- Per n e p andiamo per casi:
  1) Intrinseco: $n = p = n_i$, Se T aumenta, n_i aumenta in modo esponenziale
     => Conclusione: ho una costante, un andamento lineare e un esponenziale, vince quest'ultimo!
     σ aumenta con la temperatura!

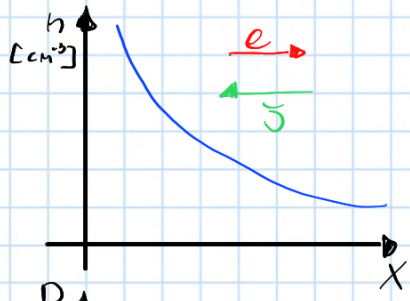
  2) Drogato $n \neq p$:
     - Tipo "p": $p = N_A = 10^{15}\ [cm^{-3}]$ — per temperature non eccessive è costante
     - $n = \frac{n_i^2}{N_A}$ — n aumenta in quanto n_i aumenta, ma attenzione n_i^2 / N_A è molto piccolo rispetto agli altri ordini di grandezza => trascurabile

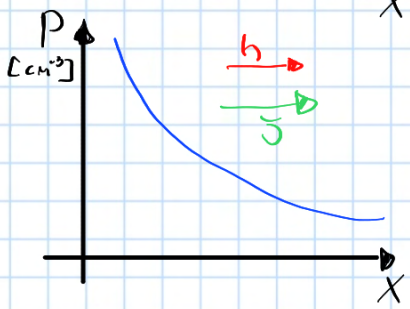
     Conclusione: σ diminuisce con la $T_{temperatura}$.

Tutti i termometri integrati usano la variazione di temperatura nel silicio! Il problema è quando non voglio gli effetti della temperatura. Cambiamento: Inverno: 12V Estate: 6V? No! Non andrebbe bene.

Corrente di Diffusione.

Finora abbiamo visto che per spostare le cariche ci vuole un campo elettrico che crea una velocità di drift. Vi è un altro meccanismo! Se la $T \neq 0$ le cariche si spostano in modo naturale da zone di concentrazione alta a bassa per DIFFUSIONE. Quindi la diffusione è dovuta a un gradiente di concentrazione dei portatori. Le cariche mobili si spostano dalle zone di concentrazione maggiore a quelle di concentrazione minore.





In una situazione simile a quella sx, io avrò dei elettroni che si muovono verso dx, mentre la corrente J sarà nel senso opposto. Con le lacune in modo analogo.

È dimostrato che la corrente è proporzionale al gradiente. Quindi le leggi si dicono:

le particelle si muovono in verso opposto al gradiente

$$J_{N\,diff} = (-q) D_N \left(-\frac{dn}{dx}\right)^X = \quad \text{con } D_N \text{ costante diffusione} > 0$$

$$= q D_N \frac{dn}{dx}$$

$$J_{p\,diff} = (+p) D_p \left(-\frac{dp}{dx}\right)^X = -q D_p \frac{dp}{dx}$$

06-03-2022

Continuiamo ad analizzare la corrente di diffusione noi abbiamo che:

Corrente di Drift: $J_{DRIFT} = (nq\mu_n + pq\mu_p)E$

// di Diffusione: $\vec{J}_{DIFF} = \left[q \underbrace{D_N}_{\text{costanti di diffusione}} \frac{dn}{dx} - q \underbrace{D_p}_{} \frac{dp}{dx}\right] \hat{i}_x$ versore asse x

Relazione di Einstein

$$\boxed{\frac{D_N}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{k_B T}{q}}$$

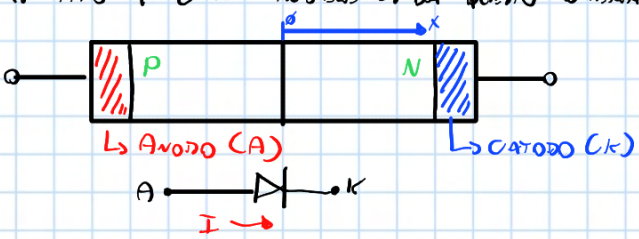
ove $\frac{k_B T}{q} = V_T$ chiamata tensione termica, per $T = 300\,K$ $V_T = 0{,}025875\,V \simeq 26\,mV$

$D_N = 36\ cm^2/s$ $\quad D_p = 12\ cm^2/s$

Tutto ciò è dovuto soltanto alla agitazione termica, per un grado iniziale tale uguale $\to 0$

Giunzione PN

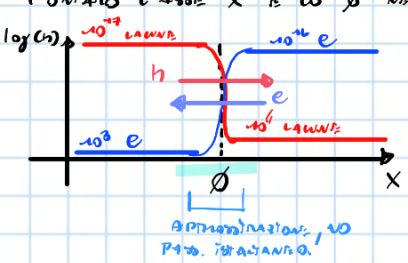
Adesso andiamo ad analizzare l'elemento fondamentale del Diodo, è un dispositivo avente un semiconduttore di tipo P e N insieme $\Rightarrow$ da questo otteniamo un diodo.



È un dispositivo unidirezionale la corrente I può scorrere solo dall'anodo al catodo. Cerchiamo di capire il perché. Prima dobbiamo fare delle ipotesi.

HP
- $N_A = P_p = 10^{-17}\ cm^{-3}$
- $\frac{n_i^2}{N_A} = n_p = 10^3\ cm^{-3}$
- $n_n = 10^{-16}\ cm^{-3} = N_D$
- $p_n = 10^4\ cm^{-3} = \frac{n_i^2}{N_D}$

Poniamo l'asse x e lo Ø nella giunzione del dispositivo e indichiamo in BLU gli e, e in ROSSO le lacune. E consideriamo il grafico del drogaggio a sx.



- Ai terminali, siamo tutti d'accordo che $I = Ø$, fino a che ho i materiali separati non passa corrente
- Quando ho unito i materiali, avendo un forte gradiente di lacune tali tendono di andare verso destra. Quindi ho una corrente di diffusione.

$J_{DIFF} = -q D_p \frac{dp}{dx} \hat{i}_x$ $\xrightarrow{J_{DIFF}}$

Allo stesso modo faranno gli elettroni:

$J_{DIFF} = q D_N \frac{dn}{dx} i_x$ $\xrightarrow{J_{DIFF}}$ versore asse x

Tuttavia le due correnti sono concordi!

$\vec{J} = \vec{J}_{N\,DIFF} + \vec{J}_{p\,DIFF} \neq 0$!

Manca qualcosa! Dato che siamo qua ho, dovrei ottenere una corrente.

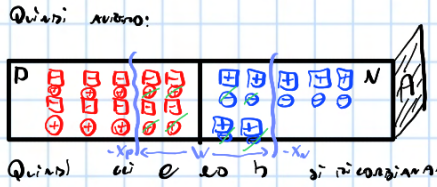
È vero che nel passaggio si ha ricombinazione, tuttavia il passaggio ci dà in 0 caso la corrente.

Allora la corrente totale in realtà è data dalla somma di drift e la corrente di diffusione. Se mi riferisco alla diffusione non ho alcuna carica, devo avere una J_{drift}. Ma io ho J_{drift} soltanto quando vi è un campo elettrico, tale campo elettrico tuttavia è formato dalla ricombinazione e-h. Vediamo di capire perché.

↳ Presente solamente nella parte intermedia

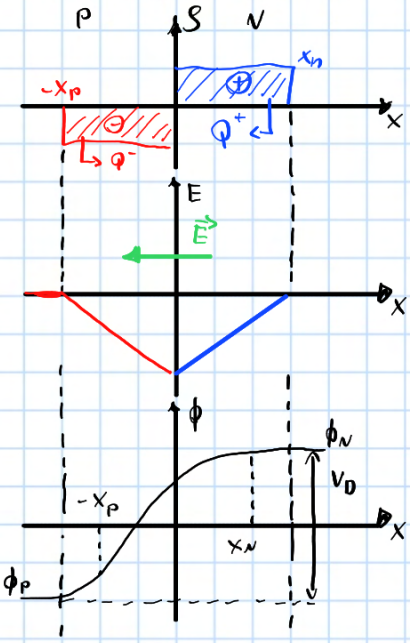
$$\vec{J}_T = \vec{J}_{diff} + \vec{J}_{drift}$$

Quindi avremo:



⊟ Ioni accettori "fissi" ⊞ Donatori "Fissi"
⊕ Lacune "mobili" ⊖ Elettroni "mobili"

Quindi ci e e h si ricombinano e scompaiono, si forma quindi una zona di svuotamento priva di cariche libere, anche al pendolino sia di ricombinazione sia di diffusione. Nel caso ideale la zona di svuotamento è priva di cariche mobili. Quindi ho due parti in cui ho un accumulo di cariche positive nella zona N e un accumulo di cariche negative nella zona P, questa differenza genera un campo elettrico. Ricordiamo che non tutti gli elettroni si ricombinano, vi è anche lo spostamento degli elettroni!



Le due cariche sono esattamente uguali, in quanto nel complesso il materiale è neutro. In particolare

$$Q^- = -q x_p \overset{\text{AREA}}{A} N_A \qquad Q^+ = q x_n A N_D \Rightarrow Q^+ = Q^-$$

Cosa ci dicono le leggi di Maxwell sulla densità di carica? Noi sappiamo che

$$\frac{d\vec{E}}{dx} = \frac{\rho}{\varepsilon}$$

A sx vediamo il campo elettrico dovuto alla carica. In corrispondenza chiamiamo W la larghezza della zona di svuotamento ove sarà presente un campo elettrico di verso da dx a sx (chiaro va dal ⊕ al ⊖). Con $E = -\frac{d\phi}{dx}$ con ϕ potenziale.

Adesso torniamo quindi al nostro dispositivo e calcoliamoci le correnti di drift:

$$J_{p\,drift} = pq\mu_p \vec{E} \quad \xleftarrow{J_{p\,drift}}$$

$$J_{n\,drift} = nq\mu_n \vec{E} \quad \xleftarrow{J_{n\,drift}}$$

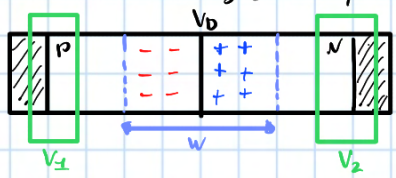
$$\Rightarrow \boxed{\vec{J}_{p\,drift} + \vec{J}_{p\,diff} = \emptyset \quad e \quad \vec{J}_{n\,drift} + \vec{J}_{p\,diff} = \emptyset \Rightarrow J_T = \emptyset}$$

Si può dimostrare che l'unica possibilità per avere $J_T = \emptyset$, ed quindi una condizione di equilibrio è questo caso.

Quindi otteniamo a regime un potenziale ϕ (descritto dal grafico sopra), che generava diff. di potenziale:

$$V_D = \phi_N - \phi_P = V_D = \frac{k_B T}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}$$

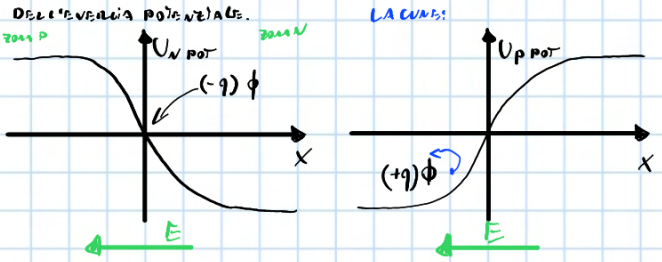
Chiamata Tensione di Built-in [sia tra 0,6 - 0,8 V], nella realtà io ho un materiale che non ha una tensione ai suoi capi, come mai non vedo il suo potenziale nella zona di svuotamento? Quando metto due materiali insieme ho la tensione di contatto (attenzione per dire la tensione nella zona di svuotamento), tuttavia io ho altre 2 giunzioni: agli estremi. Quindi:



$$V_1 + V_D + V_2 = \emptyset$$

Anche gli elettroni dell'elettrodo rimangono con le tensioni di contatto. Anche i fili sono sempre tale principio, scaturito dalla luce.

Adesso dobbiamo capire perché questo dispositivo è rettificante. Ma prima di questo ricordiamoci il grafico del potenziale e dell'energia potenziale.



La lacuna che vuole andare dall'altra parte è ostacolata dal campo elettrico, lo farebbe vincere per potersi spostare. Quindi deve avere un'energia sufficiente alla barriera di potenziale. In modo analogo succede all'elettrone.

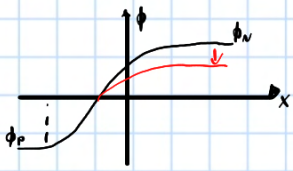
$J_{p\,diff}$, $J_{n\,diff}$ piccole perché esiste barriera di potenziale

$$J_p = J_{p\,drift} + J_{diff} = \emptyset$$

↑ maggioritari ostacolati dalla barriera

↑ minoritari vicinanze della zona di svuotamento

Quindi a regime $J_{p\,drift}$ e J_{diff} sono piccole a causa della barriera di potenziale.

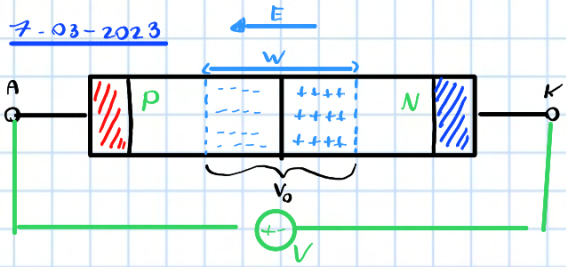


Cosa accade se applico io un potenziale che abbassa la barriera di potenziale. La corrente di drift cambia? $J = pq\mu_p E$ (costanti, cambia)

⇒ Ma la corrente non varia! Avendo

Poiché portatori anche abbassando il campo elettrico non cambia la corrente. Passa a un torrente ⇒ se non lo fanno quando sia non vuoi cambiarla, io più della massima massima non posso portare.

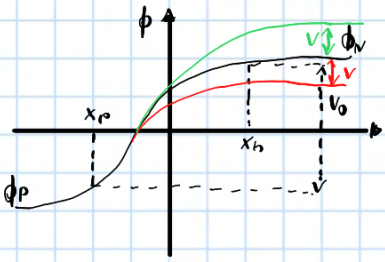
7-03-2023



RECAP: A REGIME $V=0$

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

$$I = \emptyset \; (J_{TOT} = \emptyset) = \begin{cases} J_{P\,DIFF} + J_{P\,DRIFT} = \emptyset \\ J_{N\,DIFF} + J_{N\,DRIFT} = \emptyset \end{cases}$$



Vediamo i vari casi di quando introduciamo una tensione esterna V

Polarizzazione Diretta $V>0$: Si abbassa la barriera di potenziale $\Rightarrow J_{P\,DIFF}, J_{N\,DRIFT}$ aumentano esponenzialmente con V, in quanto passano più facilmente.

- $J_{P\,DRIFT}, J_{N\,DRIFT}$: al più diminuiscono, rimangono piccole in quanto il campo elettrico diminuisce

$\Rightarrow$ Ne segue che il diodo $J_{TOT} \neq 0$ ed aumenta esponenzialmente.

Polarizzazione Inversa $V<0$:

Si alza la barriera di potenziale:

$J_{P\,DIFF}, J_{N\,DIFF}$: diminuiscono esponenzialmente

$J_{P\,DRIFT}, J_{N\,DRIFT}$: rimangono "piccole"

Quindi $J_T \neq 0$ in quanto un valore rimane costante e un altro diminuisce quindi la somma non è più zero: J_T è piccola e è dovuta soltanto al drift.

Zona di Svuotamento

Cosa accade nei due casi? La larghezza corrisponde a seconda delle correnti di diffusione, scriviamo la variazione che la definisce:

$$\boxed{W = \frac{2\varepsilon}{q}\left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right)(V_0 - V)}$$

Il tutto ci consente di definire il:

Modello di Shockley

$$I_{AK} = I_S\left[\exp\left(\frac{V_{AK}}{\eta V_T}\right) - 1\right]$$

ove

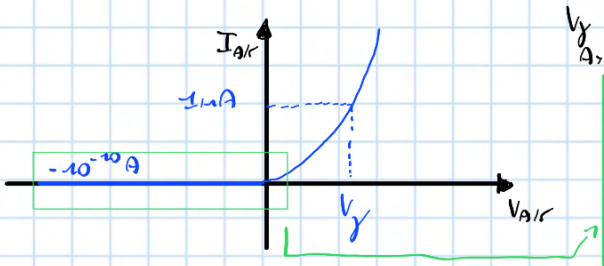
V_{AK} = tensione anodo (V_A) − tensione catodo (V_K)

I_S = corrente inversa saturazione, corrente piccola avrà valori $\in [10^{-18}; 10^{-3}]$ A

η = fattore di idealità $\in [1, 2]$ → 1: diodo intrinseco; → 2: diodo discreto

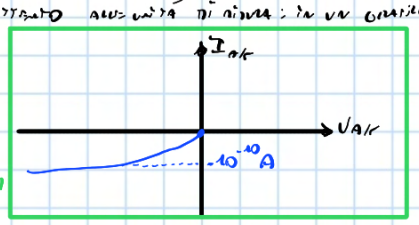
$\Rightarrow$ Per comodità lo supponiamo $= 1$

$V_T = \frac{k_B T}{q} \simeq 26\,mV$ @ 300K



V_γ è un valore di funzionamento che varia tra $[0{,}6, 0{,}8]$ V

Attento alla unità di misura: in un grafico di mA, non riesco a vedere 10^{-10} A:



Vediamo quindi le varie zone di funzionamento del modello:

1) $V_{AK} = \emptyset \Rightarrow I_{AK} = \emptyset$

$\exp(0) = 1 \Rightarrow 1 - 1 = 0 \Rightarrow I_{AK} = \emptyset$

2) $V_{AK} > 0$ (Polarizzazione Diretta)

Esempio: $V_{AK} = 4V_T \simeq 100\,mV$ $\quad \eta = 1 \Rightarrow e^{\frac{V_{AK}}{V_T}} = e^4 = 54{,}6 \gg 1$

Si nota dall'esempio che l'esponenziale prevale e possiamo approssimare il modello come $\boxed{I_{AK} \simeq I_S e^{\frac{V_{AK}}{\eta V_T}}}$

3) $V_{AK} < 0$ (Polarizzazione Inversa)

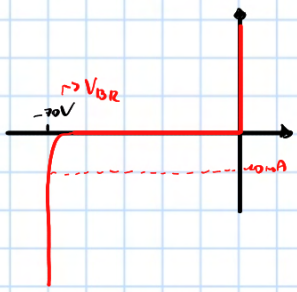
Esempio: $V_{AK} = -4V_T = -100\,mV$ $\quad \eta = 1 \Rightarrow e^{\frac{V_{AK}}{V_T}} = 0{,}0018 \ll 1$

Si nota che l'esponenziale è decisamente più piccolo di 1 quindi possiamo trascurarlo $\Rightarrow I_{AK} \simeq -I_S$

Queste sono le 3 zone canoniche di funzionamento, ma ve ne sono altre due che si verificano in casi estremi di funzionamento:

4) $V_{AK} << 0$

Esempio: $V_{AK} = -70V$



Se dicevo a non rompere il dispositivo, ad un certo punto si ha un **BREAKDOWN** avendo un aumento esponenziale della corrente. Come mai avviene questo fenomeno? Sicuramente ci deve essere un qualche meccanismo dietro la generazione tensione che aumenta; fondamentalmente, ve ne sono 2:

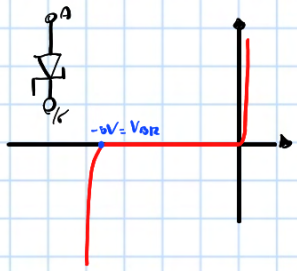
4.1) Moltiplicazione a valanga: ionizzazione per urto

Immaginiamo la zona di svuotamento. Avendo un E molto elevato, l'e si muove talmente velocemente che aumenta tale l'elettrone in movimento e l'atomo ionizza, ovvero vengono generando una coppia $[e-h]$. Quindi da un solo e, ottengo altre 2 particelle. L'elettrone appena liberato può urtare un elettrone, come se urtano fondamentalmente più elettroni anche se vanno nel senso inverso. Quindi ottenendo a cascata ci ritrovo una corrente di Drift

4.2) Effetto Zener

Il campo elettrico è in grado di rompere alcuni legami covalenti generando coppie $[e-h]$. È legato ad effetti quantistici che trascuriamo...

Per tensioni basse tali fenomeni non si presentano fino alla **tensione di breakdown (V_{BR})**. Ci sono dei diodi che abbassa la tensione di breakdown: **Diodo Zener**. Attenzione! Non confondere il nome può sembrare simili i fenomeni.



A sx il comportamento del Diodo Zener. Se:

- $|V_{BR}| > 7V$: usa la moltiplicazione a valanga
- $|V_{BR}| < 5V$: usa l'effetto Zener

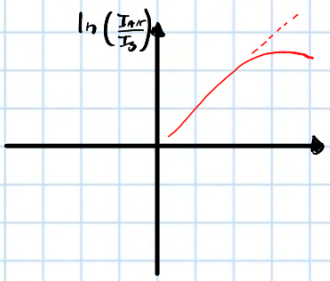
Nota Se aumento la frequenza dei urti aumentando la temperatura, il fenomeno della moltiplicazione a valanga è sfavorito in quanto non acquista abbastanza velocità da causare la rottura del vincolo. ⇒ Se ho un fenomeno più difficile dato aumentare la vibrazione, quindi V_0 (nuovo) dell'effetto Zener è favorito dalla temperatura in quanto è più facile rompere il legame covalente ⇒ V_{BR} diminuisce in modulo!

Da questa visione nota ricordiamo che se ho un diodo con entrambi gli effetti ($|V_{BR}| = 5.6V$), all'aumento della temperatura la V_{BR} rimane sta bene, dato che i due effetti si bilanciano!

I diodi Zener danno la stessa tensione per comune corrente, in prima approssimazione è un generatore di tensione.

5) $V_{AK} >> 0$

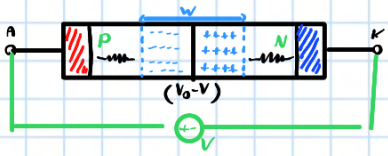
La corrente varia molto, sappiamo che $I_{AK} \simeq I_S e^{\frac{V_{AK}}{\eta V_T}}$, quindi:



$$I_{AK} \simeq I_S e^{\frac{V_{AK}}{\eta V_T}}$$

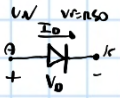
$$\frac{I_{AK}}{I_S} \simeq e^{\frac{V_{AK}}{\eta V_T}} \Rightarrow \ln\left(\frac{I_{AK}}{I_S}\right) = \frac{V_{AK}}{\eta V_T} = \frac{1}{\eta V_T} V_{AK}$$

Si ha questo strano comportamento dovuto a una semplificazione che abbiamo fatto. Noi avevamo fatto ipotesi che la tensione applicata agli estremi fosse direttamente applicata alla zona di svuotamento, ciò è falso, la zona neutra ha una sua resistenza. Quindi ho una distribuzione di correnti, secondo Shockley ma diventa inverse la distribuzione di correnti nel vero! Comunque non lo vedremo

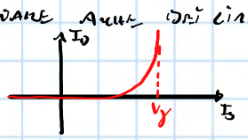


Circuiti

Attraverso i diodi posso implementare anche dei circuiti logici. Ma per ora cominciamo sul fatto che il diodo semiconduce in un verso alla corrente.

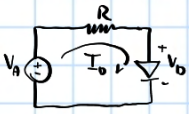


$$I_D = I_S\left[e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1\right]$$



Per convenzione si sceglie $\boxed{V_\gamma = 0{,}7\,V}$ anche se dipendendo dalla corrente impressa.

Vediamo quindi un circuito banale. Voglio risolvere il circuito, ovvero voglio conoscere I_D e V_D. Nota che la differenza con resistenza è che essendo il diodo non lineare non posso usare mai delle reti viste. Ho bisogno di 2 equazioni, la prima è quella del diodo (1) la seconda che calcoliamo con Kirchoff, dato che sono le uniche reti viste sopra, anche nel caso non lineare (2).



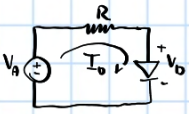
$I_D = ?$ $V_D = ?$

$$\begin{cases} (1)\ I_D = I_S\left(e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1\right) & \text{Eq. diodo} \\ (2)\ V_A = R I_D & \text{Eq. maglia} \end{cases}$$

L'unico problema è risolverla, l'unica possibilità che ho è **una soluzione numerica** => facile uso il simulatore! Tuttavia per circuiti complessi risulta difficile capire ed analizzare il circuito per mantenimento. Quindi sono necessari dei modelli approssimati per riuscire ad analizzare il circuito su "carta e penna"; con un errore al massimo del 10%. Ovviamente dopo la mia analisi uso il simulatore per verificare analiticamente il risultato. La carta e penna serve per ragionare il circuito in corpo d'opera.

10-03-2023

Abbiamo visto la scorsa volta come scrivere l'equazione di un circuito non lineare, dove un primo metodo per risolvere un circuito era scriverla



$I_D = ?$ $V_D = ?$

$$\begin{cases} I_D = I_S\left(e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1\right) & \text{Eq. diodo} \\ V_A = R I_D & \text{Eq. maglia} \end{cases}$$

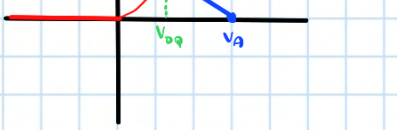
Ma non sappiamo come risolverla.

Allora dobbiamo trovare dei metodi alternativi, uno l'avevamo visto l'altra volta (1), oggi ci concentriamo sul secondo

1) Soluzione Numerica
2) Soluzione Grafica (Metodo della Retta di Carico)

Soluzione Grafica (Metodo della Retta di Carico)

La condizione necessaria del metodo è di avere in forma grafica la caratteristica del diodo: solo se disponiamo in forma grafica $I_D = f(V_D)$; il problema è sapere i parametri η e I_S. Inoltre anche se ho due diodi uguali anzi due curve diverse => infatti nei datasheet è solo presente 3 colonne (Max, min, tipico?). Quindi il procedimento è:



1) Disegno la curva del diodo
2) Ricavo l'eq alla maglia: $I_D = \frac{V_A}{R} - V_D$. Tale è una retta sul grafico, chiamata retta di carico, in quanto dipende solo da V_A e da R e non dal tipo di diodo che è considerato un carico. Per $V_A = 0 \Rightarrow I_D = V_D$; $V_D = 0 \Rightarrow I_D = \frac{V_A}{R}$. Il punto di intersezione con il grafico di I_D è chiamato **Punto di lavoro/riposo**, indicato con la lettera Q dall'inglese Q = Quiescent Point
3) Ottengo la soluzione attraverso le coordinate di $Q = (V_{DQ}, I_{DQ})$

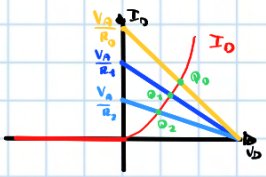
Il metodo presenta dei problemi:

- Come accennato prima, se per caso si sostituisce il diodo e devo sostituirlo, devo ricavare tutto dato che la sua curva cambia (anche se di poco) rispetto al precedente
- Se avessi tanti Diodi nel circuito? Diventa molto complicato da applicare.

Nonostante ciò il metodo è applicato perché si fa riferimento sempre sul comportamento del diodo.

Adesso osserviamo cosa succede...:

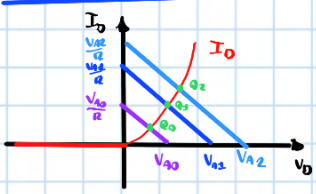
Al variare di R



$R_2 > R_1 > R_0$

Si nota subito il cambio del punto al variare di R => vedi il grafico

Al variare di V_A



Analogamente si nota il cambio di posizione del punto Q

Quindi anche se nella pratica (progettazione circuito) non si usa, a volte se si lavorasse è utile per sentirsi immaginarne cosa di cosa da succedendo. Tuttavia disponiamo ad altri metodi per risolvere il circuito, andiamo a vederli

3 Modelli per Grandi Segnali

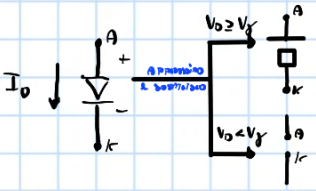
Lo scopo è approssimare un diodo in modo da risolvere velocemente.

3) Modello a caduta costante

Prendendo la I_D in base la seguente approssimazione:

- $V_D < 0$: so che $I_D \simeq -10^{-10}$ allora per me $I_D = 0$
- $V_D > 0$: - il diodo inizia a conduzione come interruttore $\Rightarrow I_D = 0$
  - Poi cresce esponenzialmente, allora per me diventa una retta!

Si osserva che si approssima il diodo come se fosse un [illegible] di tensione, utile comparente ad avere un grafico così verticale. Circuitalmente ecco cosa avrei:



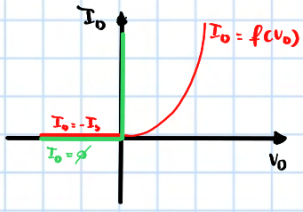
Batteria: Nel caso $V_D \geq V_\gamma$ il diodo è praticamente una batteria a caduta costante (N.B. solo $V_D \geq V_\gamma$)
$V_\gamma = 0{,}7V$ (generatore di tensione)

Circuito aperto: Nel caso $V_D < V_\gamma$ ottengo un circuito aperto (nota $I_D = 0$!)

Ricorda: Per convenzione V_γ per noi sarà sempre $0{,}7V$!

Grazie a questa approssimazione il circuito diventa lineare! Dato che il diodo è l'unico componente non lineare.

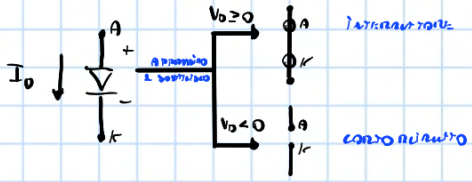
4) Modello Diodo Ideale



In questo caso faccio un'approssimazione binaria:

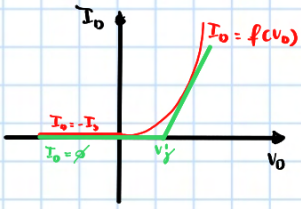
- $V_D < 0$: $I_D = \emptyset$
- $V_D > 0$: dico che quando conduce è una retta verticale sullo $\emptyset$

Quindi circuitalmente:

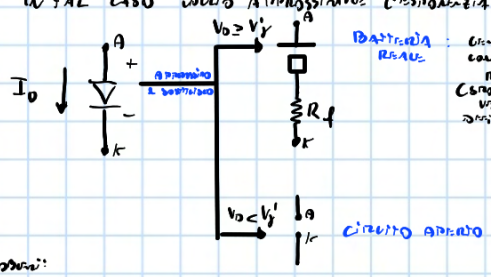


Il modello diventa utile quando V_γ è trascurabile rispetto alle altre tensioni: se ho $0{,}7V$ da un lato e $300V$ dall'altro che senso ha avere $0{,}7V$?

5) Modello Lineare a Tratti:



In tal caso voglio approssimare l'esponenziale con una retta, per $V_D > 0$. È matematicamente più accurato. Ad esempio:



Batteria reale: generatore di tensione con in serie una resistenza (chiamata la pendenza dell'esponenziale e R che rappresenta la pendenza)

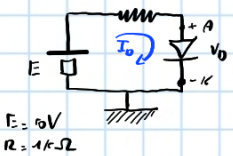
È matematicamente più accurato ma ho 2 problemi:

- Quanto vale V_γ'? Rispetto anche $0{,}7V$, ma quanto vale R_f? Cambia sempre se ho il diodo $\Rightarrow$ cambio con la tan della pendenza diversa. Quindi ho difficoltà a trovare V_γ' e R_f, solitamente si possono usare dei valori tipici, ad esempio $V_\gamma' = 0{,}65V$ e $R_f = 20\Omega$
- Inoltre se ho N diodi complicherei di molto i calcoli.

Alla fine data la complessità dei calcoli da svolgere valutando sia il metodo più preciso è quello più laborioso.

Solitamente si usa la ①, e si sale di precisione con il ③ e infine uso il simulatore. Il metodo ② non si usa.

Esempio: Risolviamo il circuito iniziale



Prendiamo una tabella che riassumiamo passo passo:

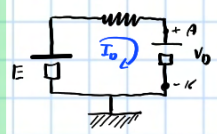
Analisi	I_{DQ}	V_{DQ}
④ Sol. numerica	4.36mA	0.65V
③ Caduta costante	4.3mA	0,7V
② Ideale	5mA	$\emptyset$V
⑤ Lineare a tratti	4.26 mA	0.735V

Sono vicino alla sol. numerica

Dato dal modello

Vicino ancora perché abbiamo sbagliato a approssimare $V_D = 0.65$. Tendenzialmente meglio di caduta costante

Esempio



Scriviamo dopo l'LKT alla maglia

$$E = RI_D + V_\gamma \Rightarrow I_D = \frac{E - V_\gamma}{R} = \frac{5 - 0{,}7}{1000} = 4{,}3mA$$

Si nota come la soluzione data da ③ non sia lontana dalla sol. numerica.

Risoluzione di un circuito

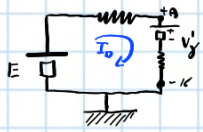
1) Ipotesi stato diodo: per conduzione deve essere polarizzato in modo diretto; è probabile che il diodo sia attivo in quanto ha il catodo dalla parte più bassa del circuito.
2) Sostituisco il diodo con il suo modello: ad esempio ③
3) Risolvo il circuito: determino tutte le correnti di ramo e tensioni.
4) Verifico l'ipotesi (se il diodo è eff. o no in conduzione)
   - Se è in conduzione $I_{AK} \neq 0 \Rightarrow I_{AK} \equiv I_D \equiv 4.3mA$. Se verificata allora la sol. è corretta perché vi è certa che dice che se tutti i componenti non lineari di un circuito sono monotoni $\Rightarrow$ sol. unica.
   - Se è cada devo ritornare all'inizio con l'ipotesi opposta, a quel punto farò la verifica sulla tensione dato che imporrò $I_D = 0$

Facciamo lo anche con gli altri modelli:

Modello Ideale

$I_D = \frac{E}{R} = 5\,mA$

Modello Lineare a Tratti



$E = RI_D + V_\gamma + R_f I_D$

$I_D = \frac{E - V_\gamma}{R + R_f} = \frac{5.063}{1020} = 4.96\,mA$

Posto io $V_\gamma = 0{,}66\,V$, $R_f = 20\,\Omega$

$V_D = V_\gamma + R_f I_D = 0{,}7395\,V$

↳ Ricorda: la caduta al diodo è tra A e K, quindi devi considerare la resistenza

⇒ Noi vogliamo principalmente cadute costante e Diodo Ideale.
Riassumiamo le verifiche da fare:

Ipotesi e Verifiche

Stato Diodo	Parametro Usato Modello	Parametro Verifica Ipotesi
ON (conduzione)	$V_{AK} = V_\gamma$ (cad. costante) $V_{AK} = \emptyset$ (ideale)	$I_{AK} > \emptyset$
OFF (interdizione)	$I_{AK} = \emptyset$	$V_{AK} < V_\gamma$ (cad. costante) $V_{AK} < 0$ (ideale)

Quando ho più diodi devo fare le ipotesi tutti i diodi! Ho 3 diodi, ho da verificare 3 ipotesi se non mi torna anche solo 1 si ricomincia da capo. Con 2 diodi ⇒ 4 combinazioni. Nella realtà anche solitamente si partirà la configurazione giusta. In ogni caso non avremo altri metodi risolutivi.

Applicazione dei Diodi

Vediamo alcuni circuiti dove sono impiegati i diodi.

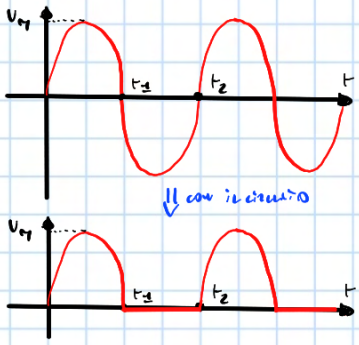
Circuito Raddrizzatore

Vogliamo ottenere una tensione costante da una tensione sinusoidale, l'utilità sta ad esempio nel convertire la corrente che viene dalla rete pubblica a quella per casa! Essenzialmente vogliamo l'alternatore. Per ottenere tale risultato abbiamo bisogno di vari componenti in cascata, partiamo per gradi, il primo che ci serve è il diodo (anche se ne servirà più di uno). Supponiamo di trovarci in questa situazione:

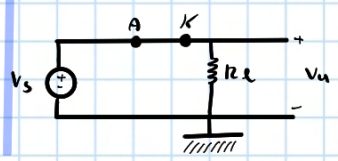
$V_S = V_M \sin(\omega t)$ ove V_M tensione sinusoidale con valore massimo

$\omega = 2\pi f$

E andiamo a vedere la tensione V_u, e osserviamo cosa accade per i vari casi iniziando con t_1 dove la funzione d'onda passa per zero.



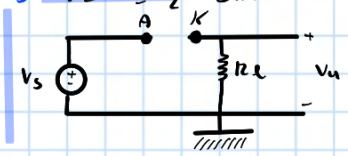
1) $0 \le t \le t_1$ Inizialmente per semplificarci i calcoli usiamo il modello del diodo ideale.



Quindi:
$V_u = V_S$
$I_S = \frac{V_S}{R} = I_{AK}$

Vediamo ipotesi che il diodo sia ON
Avremo nel primo periodo $V_S > 0$ ancora
$I_{AK} > 0$ ⇒ Ho verificato!

2) $t_1 \le t \le t_2$ Siamo con il modello ideale, qui ho $V_S < 0$. Ho i miei vincoli, quindi devo usare l'altra ipotesi! Ho corrente inversa!

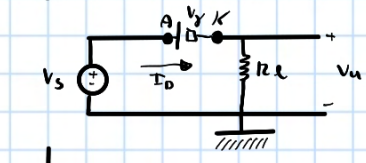


Quindi:
$V_u = 0$
$I_D = \emptyset$

Vediamo la tensione
$V_{AK} = V_S < 0$ ⇒ Ho verificato!

Si nota come senza passare soltanto la corrente positiva, impropriamente si chiama raddrizzatore a singola semionda.
Perché questo è avvicina alla tensione continua? Nota che abbiamo il valore medio non più 0! È già un passo avanti.

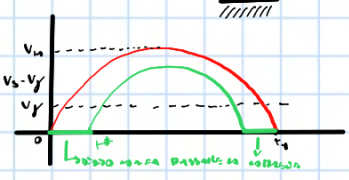
Proviamo ad usare il modello a cad. costante, ovviamente solo per la parte positiva, stesso vale per la negativa è analoga.



$\boxed{V_u = V_S - V_\gamma}$ ⇒ Semplicemente sono in diodo!

$I_D = \frac{V_S - V_\gamma}{R}$

La verifica è che I_D sia sempre > 0! Ma $I_D > 0$ solo se $V_S > V_\gamma$ ⇒ Quindi il diodo conduce soltanto quando la tensione supera V_γ



Come modifico la situazione? Si nota come il circuito abbassi i valori positivi (a causa della discrezione) ed inoltre rimane a 0 fino ad un tempo t^*. Calcoliamo t^*:

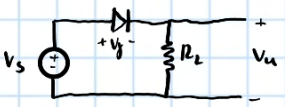
$V_M \sin(\omega t^*) > V_\gamma$

$t^* = \frac{1}{\omega} \arcsin\left(\frac{V_\gamma}{V_M}\right)$

Quindi otteniamo un ritardo di conduzione e un anticipo di interruzione di durata differente da V_γ e V_M ⇒ se t^* è piccolo può essere anche trascurabile.

13-03-2023

RECAP

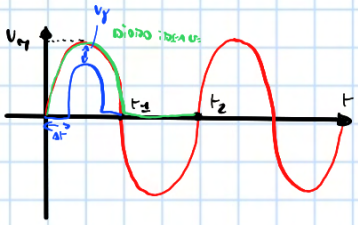


CIRCUITO RETTIFICATORE.

$V_S = V_M \sin(\omega t)$

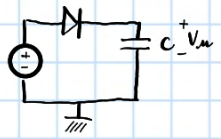
$V_M = V_M \sin(\omega t^*) = V_\gamma$

$\Delta t = \left[\arcsin\left(\frac{V_\gamma}{V_M}\right)\right]\frac{1}{\omega}$



Rivelatore di Picco

Vediamo adesso un circuito simile.



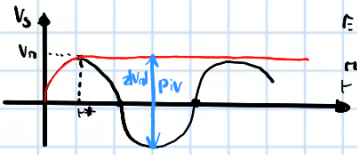
Ipotizziamo che il condensatore per $t=0$ sia scarico. Quindi avremo:

$V_S = V_M \sin(\omega t)$ $\quad V_u(t=0) = 0$

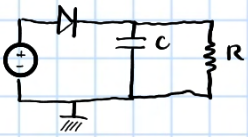
Inizialmente la tensione sarà uguale a quella sinusoidale, indichiamo quindi con t^* il momento in cui $V_S = V_M$. Allora per $t > t^*$ la corrente comincerà a scorrere dal condensatore al generatore ma il diodo lo impedisce $\Rightarrow$ il diodo è interdetto.

Essenzialmente per colpa del diodo il C non si può scaricare, quindi la tensione rimane costante al suo valore massimo. Da questo il nome. Da quando nasce il diodo non esiste più in conduzione.

Sembra che abbiamo risolto tutti i nostri problemi! Abbiamo una tensione continua da una sinusoidale, ma vi è un problema nella realtà quando si vuole alimentare qualcosa con questa tensione.

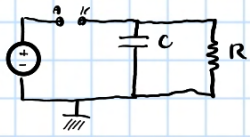


Quindi decidiamo di voler caricare una batteria (Generalmente abbiamo anche una resistenza). Quindi

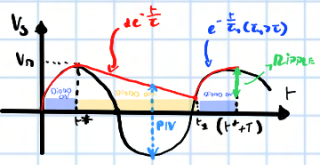


Partendo a $t=0$ $V_u = 0$, avremo:

- $0 < t < t^*$ il diodo è in conduzione (ON), il condensatore si carica $\Rightarrow V_u = V_S$
- $t = t^*$ il diodo va in interdizione (OFF), quindi diventa un aperto.



$\Rightarrow$ Quindi V_S diminuisce esponenzialmente ($\tau = RC$), il C si scarica tutto sulla resistenza con la legge $e^{-\frac{t}{\tau}}$.



- $t^* < t < t_1$ Questo fino a t_1, ovvero fino a quando $V_u > V_S$. In tale periodo ho il diodo OFF
- $t = t_1^+$ $V_S > V_u \Rightarrow$ il diodo si riaccende (ON) fino a che non arrivo di nuovo $V_u = V_S$
- $t_1^+ < t < t^* + T$ diodo ON $\Rightarrow V_u = V_S$

Quindi in realtà non abbiamo una tensione costante! Abbiamo infatti il "RIPPLE" che è la differenza tra il valore massimo e minimo; se tende a zero, avremo la nostra tensione costante! E tanto è il nostro obiettivo.

N.B. Tutto questo funziona se il diodo rimane interdetto, dato che non è detto che ci rimanga, potrebbe andare in breakdown. Infatti quando si fanno circuiti di questo tipo si calcola la PIV (Peak Inverse Voltage) ovvero la V massima tensione che il diodo deve sopportare.

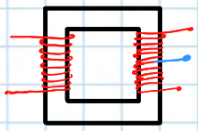
Con il C $PIV = 2|V_M|$ nel caso peggiore, mentre senza "C" $PIV = |V_M|$. Notare che più un diodo sopporta il PIV alto più costa.

Consideriamo inoltre che il nostro circuito si deve attaccare direttamente alla rete pubblica, per motivi di sicurezza i due circuiti non devono essere attaccati direttamente $\Rightarrow$ Prendiamo con un trasformatore!

$N_1 I_1 + N_2 I_2 = 0$ In ogni accoppiamento vi è un trasformatore!

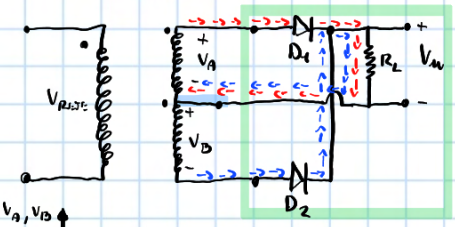
$$\begin{cases} \frac{I_1}{-I_2} = \frac{N_2}{N_1} \\ \frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1} \end{cases}$$

Vediamo quindi i due circuiti che ci consentono di avere la corrente continua.

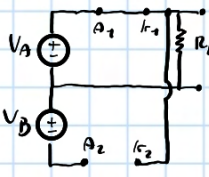


Raddrizzatore a doppia semionda con trasformatore a presa centrale

Il trasformatore a presa centrale è un trasformatore normale con una spira prolungata verso l'esterno, a questo punto attaccheremo al trasformatore un circuito al suo secondario! Vediamo quindi cosa succede:



- $0 < t < t_1$: $V_A > 0$, $V_B > 0 \Rightarrow D_1$ ON, D_2 OFF $\quad I_{ROSSA}$



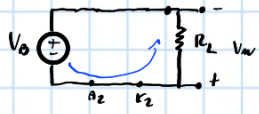
Verifichiamo i diodi: $V_u = V_A$

$I_{AK} = \frac{V_A}{R_L} > 0$

$V_{AK_2} = V_{A_2} - V_{K_2} = -V_A - V_B < 0$

Per determinare se D è OFF o ON guardo i segni dei generatori (per essere ON $A = +$)

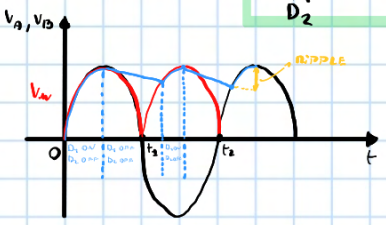
- $t_1 < t < t_2$ $\quad V_A < 0$, $V_B > 0$ $\quad D_1$ OFF $\quad D_2$ ON $\quad I_{BLU}$



$\boxed{V_u = -V_B}$

Verifichiamo i diodi:

$I_{AK_2} = \frac{-V_B}{R_L} > 0$ $\quad V_{AK_1} = V_A + V_B < 0$

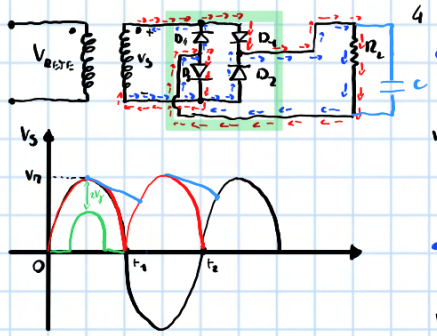


Il rio diventa quindi decisamente positivo per questo raddrizzatore a doppia semionda.

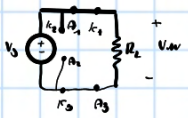
Osservazioni: Se mettessi un condensatore? Avrei un ripple più piccolo ma non sarebbe costante, quindi a parità di RC ho un ripple più piccolo. Il $PIV = 2|V_M|$, quindi non ho guadagnato nulla. Tuttavia ci penso sul trasformatore in quanto questa tipologia è molto importante.

Raddrizzatore a ponte di Graetz

Vediamo quindi un circuito raddrizzatore che utilizzi un trasformatore normale (occupa meno spazio). Un ponte è un collegamento a 4 bracci, noi lo facciamo con 4 diodi. Abbiamo qui, con $V_S = V_M \sin(\omega t)$:



- $0 < t < t_1$ **I rossa**



$V_S > 0$ $\quad V_{AK} = V_S$

D_1 ON $\quad D_2$ OFF

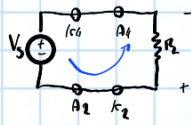
D_3 ON $\quad D_4$ OFF

Verifichiamo che:

$I_{AK_1} = I_{AK_3} = \frac{V_S}{R_L} > 0$

$V_{AK_1} = V_{AK_2} = -V_S$

- $t_1 < t < t_2$ (situazione opposta a prima) **I blu**



$V_S < 0$ $\quad V_{AK} = -V_S$

D_1 OFF $\quad D_2$ ON

D_3 OFF $\quad D_4$ ON

Verifichiamo:

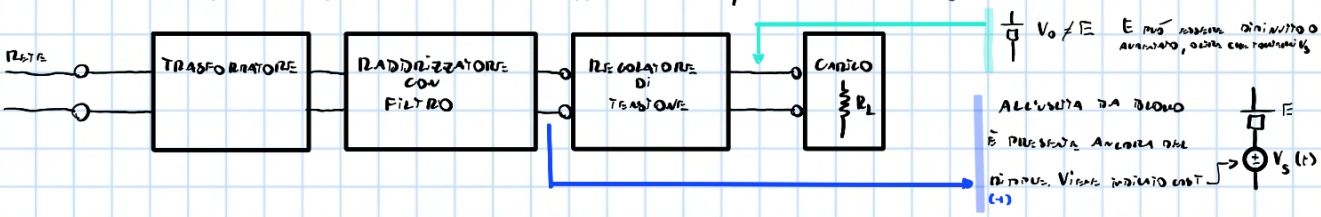
$I_{AK_2} = I_{AK_4} = -\frac{V_S}{R_L} > 0$

$V_{AK_3} = V_{AK_4} = V_S < 0$

Anche questo circuito di raddrizza l'onda. Se ci aggiungiamo un condensatore ottengo la stessa situazione di prima, ho due vantaggi rispetto a prima, ho il trasformatore normale (più piccolo), non insistere ho il $PIV = V_M \Rightarrow$ ho diodi meno costosi, ma ne ho di più. In ogni caso questo è il circuito più utilizzato. È sottaraente è il primo indicato in caso di rottura dell'amplificatore, in quanto se un diodo si rompe (va in breakdown) il circuito stesso di funziona. Ma c'è uno svantaggio: ho trascurato la caduta sui diodi (dato che avevo messo $V_S \gg V_\gamma$) ma non è detto che sia sempre così. Guardiamo cosa accade al grafico con V_γ, tale che si abbassa di $2V_\gamma$ in quanto ho due diodi in serie. Quindi ricordo allusane che perdo $2V_\gamma$, avevo 6V ne ho in realtà 3,6V

16-03-2023

Abbiamo visto quindi la stessa cosa che possiamo attuare alla rete pubblica (220V, 50Hz) attraverso il seguente circuito:



Recap e Continuo

- Trasformatore: ne abbiamo di due tipi, uno "normale" e uno con la presa in più sul secondario (a sede centrale)
- Raddrizzatore con filtro: ne abbiamo visti 3 di raddrizzatori
  -
  - Raddrizzatore a doppia semionda (con trasformatore a sede centrale)
  - Raddrizzatore a ponte di Graetz

  Il filtro per noi è un componente in grado di eliminare un contenuto sinusoidale del nostro segnale (filtro passa-basso, passa alto, passa-banda, passa-frequenza; non ecc. il filtro passa basso fa passare soltanto le frequenze basse eliminando tutte le altre). Nel nostro caso il filtro è un condensatore in parallelo alla frequenza di carico (per i motivi visti ieri).

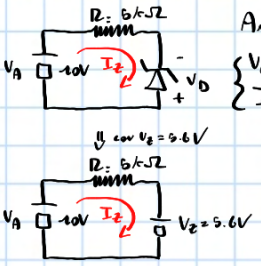
  (-1) Il ripple è indotto grazie ad un condensatore di tensione non ideale, indicando che non è costante nel tempo.
- Data la presenza del ripple è necessario inserire in cascata un blocco chiamato **Regolatore di Tensione**, in grado di ridurre le variazioni del ripple in modo da fornire al carico una tensione costante.
- Carico: nel caso più semplice una resistenza $\Rightarrow$ qualcosa che consuma

Vediamo quindi un regolatore di tensione elementare:

Regolatore di Tensione di Zener

Utilizza un diodo Zener per regolare la tensione in uscita, al variare del carico e della tensione di ingresso. Prima di vedere il circuito di nostro interesse osserviamo perché ci consente di fare tale operazione.

Osserviamo il seguente circuito:



Andiamo a lavorare sul 3° quadrante, avremo come equazione di rete:

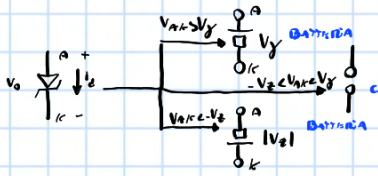
$$\begin{cases} V_A = R I_Z - V_D \\ I = -i_D \end{cases}$$

Osserviamo il grafico teorico che se $V_D = 0 \Rightarrow i_D = -\frac{V_A}{R}$ e individuiamo il punto di lavoro Q, consideriamo che se $i_D < 0 \Rightarrow V_Z = -5.6V$ allora:

$$I_Z = \frac{V_A - V_Z}{R} = \frac{10 - 5{,}6}{6000} = 0.88\ mA$$

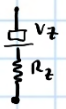
Vediamo adesso i circuiti equivalenti del diodo, ma osserviamo anche che il diodo al variare di V_A presenta una tensione costante a partire di ritrovarsi nel III quadrante!

Ricorda: il diodo Zener viene che vada in breakdown alla tensione che voglio io

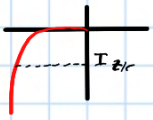


Attenzione: vale x tutti i diodi: ogni diodo può bruciare fino a una potenza massima, oltre la quale il diodo si rompe $\Rightarrow$ devo quindi limitare la potenza ai suoi capi ma non avendo controllo sulla tensione $\Rightarrow$ devo agire sulla corrente $\Rightarrow$ devo inserire una resistenza come limitatore. Altrimenti lo posso alimentare a corrente costante.

Dato che la corrente ottenuta I_Z in breakdown non è perfettamente in verticale si modella il diodo come il collegamento di tensione in serie ad una resistenza, questo anche a ricordarsi che la caratteristica non è perfettamente verticale.

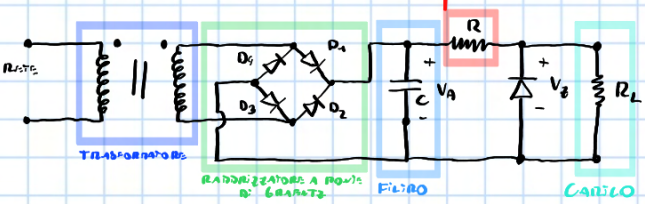


Si considera che vi è un punto I_{ZK} dopo il quale la caratteristica della corrente viene considerata verticale ("si spezza il ginocchio"). Noi assumiamo $I_Z = 0$ nei nostri modelli, eliminando direttamente il ginocchio.



Circuito Raddrizzatore:

Resistenza per limitare la corrente e non rompere il diodo: spesso alleghiamo che la dimentichiamo.

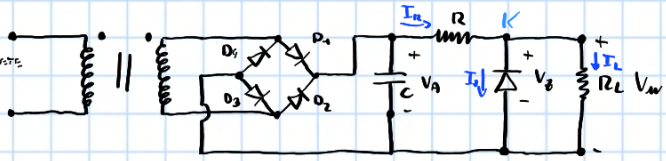


Vediamo quindi il circuito che fornisce la tensione costante al carico R_L, nota come si spegne al diodo Zener indicando con V_A la tensione al condensatore ottenuti il circuito di prima.

Indichiamo quindi con I_Z la corrente che scorre sul diodo (nota: $I_Z = -i_D$) e I_R la corrente che scorre sulla resistenza. Quindi il circuito è tale che:

- Se $I_Z > 0$ (ricorda $I_{ZK} = 0$) $\Rightarrow V_{uscita} = V_Z$ ove V_Z indipendente da V_A e R_L

Verifichiamo quindi i bilanci di funzionamento indicando il nodo K:



- $I_R = I_Z + I_L$ [Bilancio correnti nodo K]

  $I_Z = I_R - I_L$ ma dato che I_Z deve essere > 0

  $\Rightarrow I_R > I_L$ Quindi I_L può essere al più uguale a I_R

Ma quanto vale I_R? Vediamolo:

- $\boxed{I_R = \frac{V_A - V_Z}{R} = I_{L\,max}}$ ovvero la corrente massima fornibile, se ne passa di più il diodo Zener non funziona più in zona Zener

Nota V_A è determinata dal trasformatore e dal raddrizzatore, $V_A \simeq V_{in}$. V_Z è determinata a priori, quindi dato che:

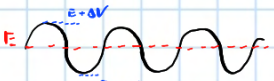
- $I_{RL} = \frac{V_Z}{R_L}$ deve stare attento in quanto se R_L è piccola rimane che viene $I_R > I_L$ in quanto la corrente tenderà a passare tutta su R_L e non sul diodo: passa ad un corto circuito.

Facciamo un osservazione: poniamo di avere una corrente insufficiente a caricare il carico, allora la avrò $\Rightarrow$ il carico si carica. Appena finisco di caricarmi stacco il carico $\Rightarrow$ il mio circuito fa una piantata: perché? Perché staccando il carico ottengo un circuito aperto al posto di R_L e tutta la corrente finisce sul diodo Zener: facendolo superiamo il limite. Questo è difatto il caso peggiore, infatti nel funzionamento la corrente si ripartisce tra R_L e il diodo a seconda della grandezza di R_L. Quando stacco R_L tutta la corrente va sul diodo. Avrò quindi una potenza massima:

$$\boxed{P_{max} = V_Z \cdot I_Z = V_Z \underbrace{\left(\frac{V_A - V_Z}{R}\right)}_{I_{Z\,max} = I_R}}$$

Abbiamo quindi anche questa equazione da ricordare.

Poviamoci un problema: supponiamo che V_A non sia costante nel tempo ma che oscilli tra due valori centrali in $E \Rightarrow V_A = E \pm \Delta V$. Noi dobbiamo fornire all'utente (colui che disegna il diodo) $I_{L\,max}$ e P_{max}:



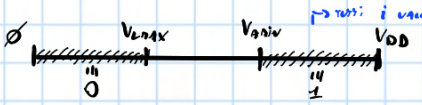
- $I_{L\,max} = \frac{(E - \Delta V) - V_Z}{R}$ Ci deve essere il ⊕ o il ⊖? "Chi mette il ⊖ è un troglodita!" (cit), dato che il valore che siamo in grado di fornire in qualunque condizione è con il ⊖. Non posso dirti che in media fa 1 mA e poi a vuoto mi dà 0.3 mA. Dare corrente a chiunque non fa mai male $\Rightarrow$ tensione a caricare una batteria.

- $P_{max} = V_Z \left(\frac{E + \Delta V - V_Z}{R}\right)$ In questo caso ci vuole il ⊕, il valore di P_{max} è quello che facciamo noi dare non fare bruciare il diodo. Così determinano la massima corrente che sopporta il diodo.

Logica a Diodo

Vediamo adesso se è possibile usare i diodi per fare le operazioni digitali (porte logiche). Il tutto si basa su dei intervalli.
Quindi trasformiamo la logica digitale in livelli fisici:

- "0" <=> V_{LOW} : la tensione bassa è interpretata come 0. $(0 \div V_{LMAX})$
- "1" <=> V_{HIGH} : tensioni alte sono interpretate come 1. $(1 \div V_{HMIN})$

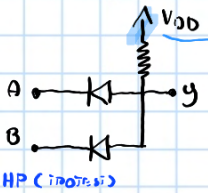


→ tutti i valori compresi tra vanno a V_{DD}

Ovviamente vengono stabilite nelle interpretazioni, i valori intermedi tra V_L e V_H sono indeterminate.

Porta AND

Vediamo il circuito:



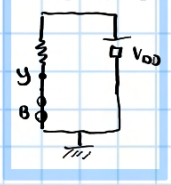
→ indica che è collegata alla batteria V_{DD}

HP (ipotesi)

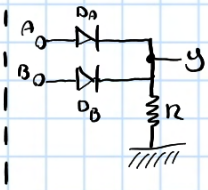
- Ingressi: A, B Uscita: y
- Diodi Ideali
- V_{DD} ($V_{BATTERIA}$) = 5V

V_A	V_B	V_y
5V (D_A OFF)	5V (D_B OFF)	5V
1	1	1
5V (D_A OFF)	0V (D_B ON)	0V
1	0	0
0V (D_A ON)	5V (D_B OFF)	0V
0	1	0
0V (D_A ON)	0V (D_B ON)	0V
0	0	0

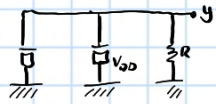
Ho un corto circuito



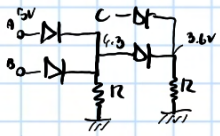
Porta OR



V_A	V_B	V_y
5V (D_A ON)	5V (D_B ON)	5V
1	1	1
5V (D_A ON)	0V (D_B OFF)	5V
1	0	1
0V (D_A OFF)	5V (D_B ON)	5V
0	1	1
0V (D_A OFF)	0V (D_B OFF)	0V
0	0	0



Perché se è così semplice fare le porte a diodi nessuno le usa? Oltre all'elevato consumo elettrico dei diodi (e il conseguente surriscaldamento) osserviamo il seguente circuito:

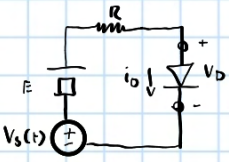


Abbiamo un problema di degradazione della tensione, ovvero degradazione dei livelli logici ovvero diamo prima la V_+ scende fino ad arrivare anche a 0! Questo significa che se il più circuito di diodi è grosso più rischio che un "1" può diventare zero.
Ma è il terzo problema quello a fermare l'utilizzo dei diodi

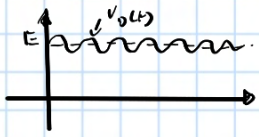
Problemi:

1) Degradazione dei livelli logici : N.B. Risolvibile ritardando il segnale => ma con dei segnali attivi (transistori) risolvo ma perché perché sono amplificatori. Basta rimandare nel tempo e quindi ritardare il segnale (CVMOS => V_{DD})
2) Assorbimento di corrente
3) Assenza del "NOT" : non può essere implementato con dei diodi!

Osserviamo adesso la seguente situazione:

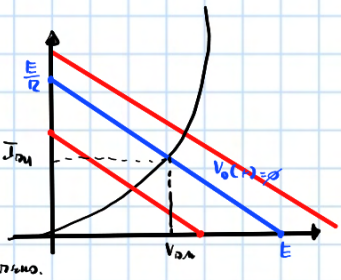


Andiamo ad applicare al diodo una tensione variabile nel tempo e osserviamo il comportamento. Abbiamo che il segno può di cambio di stato, oscilla... Esiste un modello che ci consente di studiare un caso del genere? Ho il solito problema; con solo il diodo sono cieco (niente da sappiamo superiori). Vediamo ad esempio il modello a caduta costante:



$$\begin{cases} V_{DA} = V_\gamma \\ I_{DA} = \dfrac{E - V_\gamma}{R} \end{cases}$$

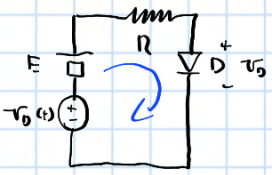
ma se $V_D > 0$? Il modello non è in grado di fornirci alcuna informazione. Dobbiamo intervenire in modo manuale.



I modelli a grandi segnali sono inadeguati quando abbiamo una piccola variazione di tensione. Per studiare tale situazione vedremo il modello per piccoli segnali, che studia il problema intorno al punto di lavoro dal modello dei grandi segnali. Se tuttavia volessi lavorare da un punto di vista analitico: ci basterebbe approssimare localmente come se fosse una retta; dal punto di vista circuitale invece avremo con viene che anche è la resistenza! Quindi lo posso approssimare il diodo con una resistenza! Lo vedremo.

17-03-2023

Modello per Piccoli Segnali

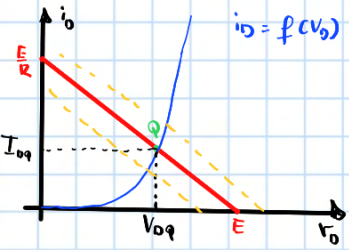


L'obiettivo che ci poniamo è quello di risolvere il circuito a sx avendo $V_s(t)$ che varia nel tempo.
Usiamo per convenzione una notazione:

$$v_D(t) = V_D + v_d(t)$$

componente compressiva (continua) → V_D; → costante; → $v_d(t)$ → variabile

ove tutto maiuscolo = costante, e tutto minuscolo = variabile.
il pedice è la componente compressiva



Allora osserviamo:

$$i_D = I_S\left(e^{\frac{v_D}{\eta V_T}} - 1\right)$$

Abbiamo già visto come tale retta che determina Q vari nel tempo al variare del segnale.
Quindi vogliamo trovare un modello che ci permetta di esprimere $i_d(t)$ nella relazione:

$$i_D = I_D + i_d(t)$$

Per questione di comodità iniziamo facendo alcune considerazioni, partendo dal caso generale e scriviamo le eq:

$$\begin{cases} E + v_D(t) = R\, i_D + v_D \\ i_D = f(v_D) \end{cases}$$

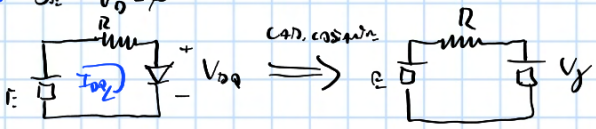
(eq. alla maglia)

Tuttavia noi possiamo, come visto, separare la variabilità del tempo dalla parte costante

$$\begin{cases} i_D \triangleq I_{DQ} + i_d \\ v_D \triangleq V_{DQ} + v_d \end{cases}$$

A questo punto osserviamo che

- Se $v_D = \emptyset$



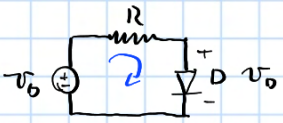
In questa situazione ho risolvere il circuito scrivendo $E = R I_{DQ} + V_{DQ}$, oltre al fatto che siamo in grado di usare un modello per risolverlo

A questo torniamo alle nostre eq. e sostituiamo

$$\begin{cases} \cancel{E} + v_D = R\,[\cancel{I_{DQ}} + i_d] + \cancel{V_{DQ}} + v_d \\ E = R\, I_{DQ} + V_{DQ} \end{cases}$$

dato che $E = R I_{DQ} + V_{DQ}$

$$\begin{cases} v_D = R\, i_d + v_d \\ i_D = g(v_D) \end{cases}$$



Quindi le eq ci dicono che io posso

$v_D = V_A \sin(\omega t)$?

1) Risolvere il circuito classico con solo le componenti costanti
2) Poi creo il circuito con solo i generatori di segnali e le varie componenti variabili!

Ma ho un problema: ho bisogno di due eq per determinare le due variabili. Potrei usare Shockley?
Perché ho usato $g()$ e non f? Nell'equazione io ho che in

$$i_d = I_S\left(e^{\frac{v_D}{\eta V_T}} - 1\right)$$

ho v_D che è la tensione compressiva, se ci mettessi solo $v_d = V_A \sin(\omega t)$ stravolgerei il caso nell'intorno dello 0 e non nell'intorno di Q (dove ne ho bisogno), la cosa corretta da fare sarebbe mettere $v_D = V_{DQ} + V_A \sin(\omega t)$; ma non è quello che voglio

Come sempre per aiutarci approssimiamo con l'obbiettivo di spostarci poco da Q

- Se $V_D \ll |E|$ → Facciamo lo sviluppo in serie → di Taylor

$$\begin{cases} i_D = I_{DQ} + i_d = f(v_D)\Big|_Q + \frac{df}{dv_D}\Big|_Q v_d + \cancel{\frac{1}{2}\frac{d^2 f}{dv_D}\Big|_Q v_d^2} + \cancel{\dots} \\ i_D = f(v_D) \end{cases}$$

→ funzione valutata nel punto Q

In queste condizioni posso cancellare tutto quello dopo il primo ordine

$$\Rightarrow i_D = \boxed{\cancel{I_{DQ}}} + i_d \simeq \boxed{\cancel{f(v_D)}\Big|_Q} + \frac{df}{dv_D}\Big|_Q v_d \Rightarrow \boxed{i_d = \frac{df}{dv_D}\Big|_Q v_d}$$

si semplificano in quanto essendo la f valutata in Q è pari a I_{DQ}

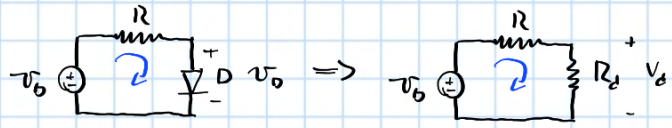
Abbiamo trovato l'ultima relazione che ci serviva.

A questo punto posso definire

$$g_d = \frac{df}{dv_D}\Big|_Q$$ conduttanza differenziale

$$r_d = \frac{1}{g_d}$$ resistenza differenziale → ricordiamo dato che usiamo comunemente riferito ai punti di riposo

Quindi adesso che abbiamo trovato tale valore il circuito delle variazioni diventa:



Quindi il primo modello del mio diodo sarà una resistenza, in quanto ho approssimato l'esponenziale in una retta. Ma quanto vale la mia resistenza? $g_d = \left.\frac{di_D}{dv_D}\right|_Q$

Facciamo:

$$g_D = \left.\frac{di_D}{dv_D}\right|_Q = \left.\left(I_S e^{\frac{v_D}{\eta V_T}}\right)\frac{1}{\eta V_T}\right|_Q = \underbrace{I_S\left(e^{\frac{V_{DQ}}{\eta V_T}}\right)}_{\substack{\text{ma quanto il diodo} \\ \text{è on è di sicuro polarizzato} \\ \text{non ancora di sicuro} \\ \simeq I_{DQ}}}\frac{1}{\eta V_T} \simeq \frac{I_{DQ}}{\eta V_T}$$

Quindi:

$$g_d \simeq \frac{I_{DQ}}{\eta V_T}$$

$$r_d \simeq \eta\frac{V_T}{I_{DQ}}$$

Adesso so risolvere il mio circuito, ma ci rimane un fantasma: io ho applicato una approssimazione grossolana quando mi sono fermato al primo grado con Taylor, lo posso fare solo se:

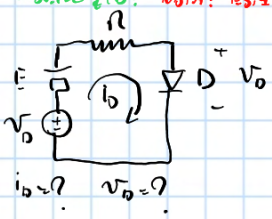
$$\left.\frac{df}{dv_D}\right|_Q v_d \gg \frac{1}{2}\left.\frac{d^2f}{dv_D}\right|_Q v_D$$

$$\frac{1}{\eta V_T} I_{DQ} v_d \gg \frac{1}{2}\frac{1}{(\eta V_T)^2} I_{DQ} v_d^2 \quad \Rightarrow \quad v_d \ll 2\eta V_T \simeq 52\,mV$$

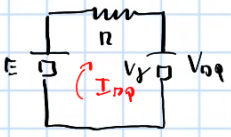
Quindi la tensione ai capi del diodo deve essere più piccola di circa 50 mV

Nel caso in cui non potessi sfruttare questo modello non mi rimane che usare il simulatore, dato che avrei eq. troppo complicate.

Esercizio: NOTA: Esiti del compito => segni alternativi passaggi in ordine! (Sostituire il ① non si calcola)



1) Pongo $v_D(t) = \emptyset$ e uso il modello a grandi segnali



$$\begin{cases} I_{DQ} = \frac{E - V_\gamma}{R} \\ V_{DQ} = V_\gamma \end{cases}$$

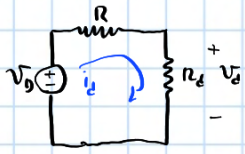
(circuito punto di riposo)

2) Calcolo i parametri differenziali

Analizzo i componenti differenziali, abbiamo un solo diodo per cui

$$R_d = \frac{\eta V_T}{I_{DQ}}$$

3) $E = \emptyset$ e uso il modello a piccoli segnali



$$i_d = \frac{v_D}{R + r_d} \qquad v_d = R_d\, i_d$$

(circuito per le variazioni)

4) Sono i risultati ottenuti

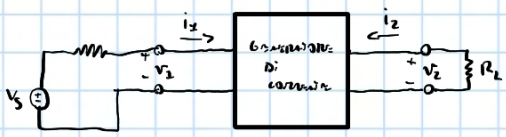
$$i_D = I_{DQ} + i_d = \frac{E - V_\gamma}{R} + \frac{v_D}{R + R_d} \qquad v_D = V_{DQ} + v_d = V_\gamma + R_d\frac{v_D}{R + R_d}$$

Per un transistore bipolare i parametri diff. sono i parametri h di quadripolo.

Introduciamo alcune def. per il Transistore Bipolare.

Noi vedremo due transistori: bipolare e mosfet. Rispetto al diodo hanno un terminale che controlla il flusso di corrente, così comportandosi sono approssimabili a un generatore di corrente controllato. Andiamo quindi a definire alcune grandezze.

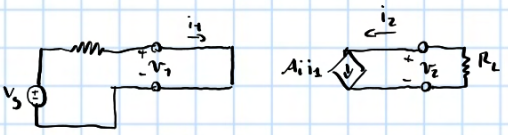
Generatore di Corrente Controllato in corrente



Dato questo schema:

$$i_2 = A_i i_1 \Rightarrow \boxed{A_i = \frac{i_2}{i_1}}$$ guadagno di corrente

- $A_i > 1$ → Amplificazione di corrente
- $A_i < 1$ → Attenuazione di corrente



$$\begin{cases} v_2 = -R_L i_2 = -R_L A_i i_1 \\ i_1 = \frac{v_D}{R} \end{cases} \Rightarrow \boxed{v_2 = -\frac{R_L A_i v_S}{R}}$$

$$\boxed{A_v = \frac{v_2}{v_S}}$$ guadagno di tensione

- $A_v > 1$ → Amplificazione di tensione
- $A_v < 1$ → Attenuazione di tensione

A_P = GUADAGNO DI POTENZA = $\frac{\text{POTENZA SUL CARICO}}{\text{POTENZA DI INGRESSO}} = \frac{-v_2 i_2}{v_1 i_1} = -A_v A_i = -\left(-\frac{R_L}{R} A_i\right) A_i = +A_i \frac{R_L}{R}$

- $A_P > 1$ → AMPLIFICATORE DI POTENZA. QUANDO UN COMPONENTE È IN GRADO DI DARMI UNA POTENZA DI UN ELEMENTO ATTIVO (GENERATORE)
- $A_P < 1$ → ATT. DI POTENZA, SONO TUTTI ELEMENTI PASSIVI COME LE RESISTENZE.

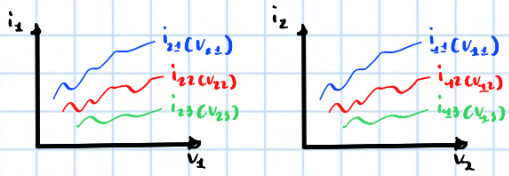
AD ESEMPIO IL TRANSISTORE NON È UN ELEMENTO ATTIVO IN QUANTO $A_P > 1$ NEL CASO IDEALE, NEMMENO IL DIODO È UN COMPONENTE ATTIVO. GLI UNICI COMPONENTI ATTIVI SONO I TRANSISTORI BJT, MOSFET. NOTA, PER AVERE $A_P > 1$ NON È NECESSARIO CHE SIANO ENTRAMBI (A_i e A_v) > 1. POSSIAMO AVERE UN COMPONENTE ATTIVO CON $A_v = 100$ e $A_i = 1$ ⇒ DA RICORDA MA È ANCORA UN GENERA POTENZA ⇒ PRENDE DALLA BATTERIA E RIBALTA IL SEGNALE. TUTTO FUNZIONA PURCHÉ ALIMENTATO.

20-03-2023

RICAP:

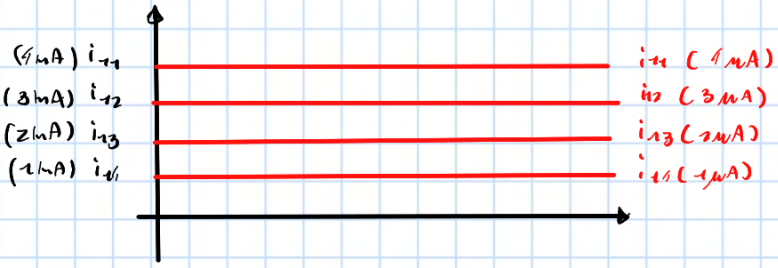
ABBIAMO VISTO:

1) CARATTERISTICA DI INGRESSO ⇒ PIANO i_1/v_1
2) CARATTERISTICA DI USCITA ⇒ PIANO i_2/v_2



ANDIAMO A VEDERLE NEL CASO:

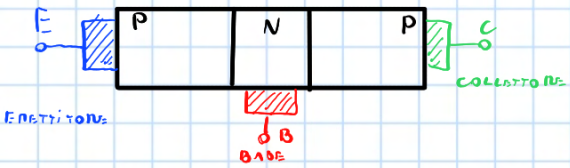
LE CARATTERISTICHE IN USCITA SARANNO DEL GENERATORE:



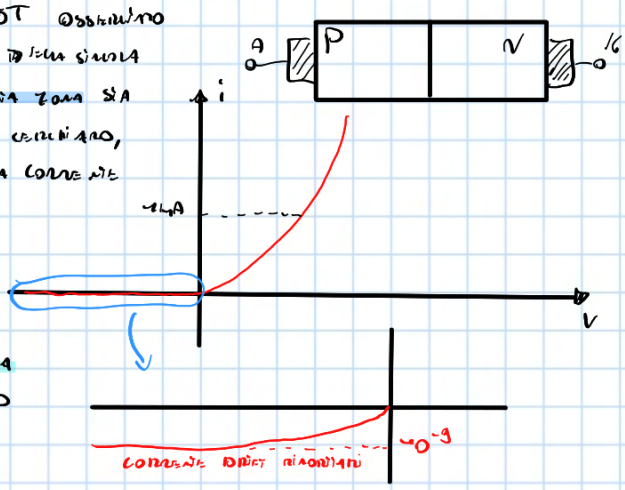
ADESSO VEDIAMO QUINDI UN DISPOSITIVO CON QUESTE CARATTERISTICHE!

TRANSISTORE BIPOLARE (BJT)

LO STUDIEREMO DA UN PUNTO DI VISTA QUALITATIVO. È UN TRANSISTORE A DOPPIA GIUNZIONE:

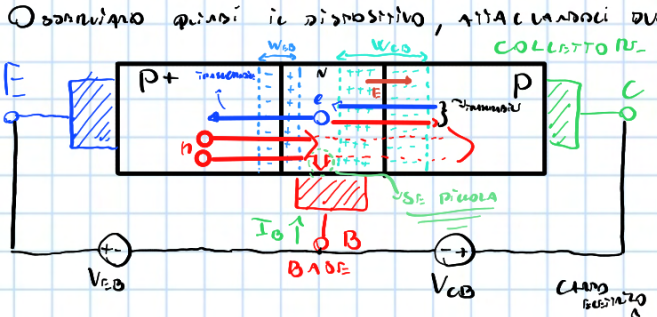


PRIMA DI ADDENTRARCI NEL BJT OSSERVIAMO NUOVAMENTE LA CARATTERISTICA DELLA SINGOLA GIUNZIONE. SI NOTA COME QUESTA ZONA SIA SIMILE ALLA CARATTERISTICA CHE CONOSCIAMO, TALE È LA ZONA DATA DALLA CORRENTE DI DIFFUSIONE. GENERALMENTE MI PIACCIONO DELLA GIUNZIONE.



COME FACCIO AD AUMENTARE IL SEGNALE? POSSO TRASLARE LA GIUNZIONE CON UNA DETERMINATA LUNGHEZZA MOVENDO IL NODO DA SPOSTARE LA CARATTERISTICA IN ALTO E IN BASSO ⇒ METODO NON PRATICABILE. ALLORA PER FARLO UTILIZZO UNA GIUNZIONE POLARIZZATA IN DIRETTA PER FORNIRE I PORTATORI E UNA GIUNZIONE POLARIZZATA IN INVERSA! IN QUESTO MODO OTTENGO UN COMPORTAMENTO ASSIMILABILE AD UN GENERATORE CONTROLLATO IN CORRENTE. MA SARÀ PERCEPITO DATO CHE LE LINEE NON SARANNO PERFETTAMENTE ORIZZONTALI.

OSSERVIAMO QUINDI IL DISPOSITIVO, ATTACCANDOGLI DUE GENERATORI:



SUPPONIAMO QUINDI DI:

1) POLARIZZARE LA ZONA "BE" IN DIRETTA. $V_{EB} > 0$
   AVRÒ LE h CHE VANNO VERSO DX E LE e CHE VANNO VERSO SX. LA PRIMA IPOTESI DI LAVORO È CHE SE $N_{D,EMETTITORE} \gg N_{A,BASE}$ ⇒ INIEZIONE DI ELETTRONI DA BASE A EMETTITORE È TRASCURABILE
2) POLARIZZO LA ZONA "BC" IN INVERSA. $V_{CB} < 0$
   ⇒ $W_{CB} \gg W_{EB}$
3) NELLE ZONE NEUTRE LE CARICHE SI MUOVONO SOLO PER DIFFUSIONE
4) ALCUNI PORTATORI CHE DIFFONDONO ATTRAVERSO LA BASE SI RICOMBINANO. QUINDI PERDO DELLE CARICHE NELLA ZONA NEUTRA.

QUINDI LE CARICHE CHE ARRIVANO IN N VENGONO SPINTE DA E VERSO P ⇒ NOTA COME L'EMETTITORE FUNZIONA DA MANIVELLA POI PASSANO DA C

MI RIESCE DA CAPIRE QUAL È LA GRANDEZZA DI CONTROLLO: TALE È LA CORRENTE DI BASE I_B.

Vediamo quindi perché la corrente di base pari a cosa dipendono:

- Ricombinazione gli elettroni iniettati nell'emettitore (anche se è trascurabile data la giunzione p^+N)
- Per mantenere la zona neutra N deve rifornirsi i portatori persi per la ricombinazione con i portatori in transito dall'emettitore al collettore.

Capiamo quindi perché questo ci consente di comandare il transito: poniamo di prendere 10 e la zona N diventa carica positivamente => respingere le cariche in arrivo da P^+. Quindi data un'approssimazione di elettroni persi (tempo di ricombinazione costante) se io li rimuovo passano più cariche ($400e \Rightarrow 100h$). Il rapporto di corrente di comando è 1:9 ove la I_B è 9 volte più piccola della corrente uscente. Tutto ciò solo se la componente di ricombinazione è piccola, può essere piccola? No altrimenti non potrei controllare nulla. Per avere una ricombinazione in base piccola attuo una serie di accorgimenti:

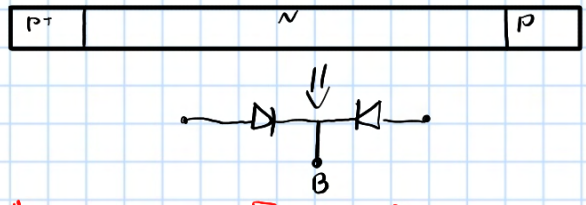
1) Drogaggio della base piccolo ($10^{-16}\ cm^{-3}$): se ho pochi buchi è un tavolo passa anche roba!
2) Larghezza base piccola: allargandone troppo la dimensione aumenta la probabilità che qualcosa cada dai buchi sul tavolo => della base stretta => W_B piccola.

Definendo quindi α come frazione di portatori che arrivano al collettore allora con i 2 accorgimenti ottengo:

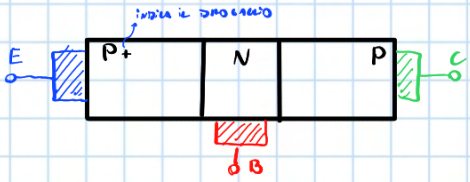
$$\boxed{0,98 \le \alpha \le 0,998}$$

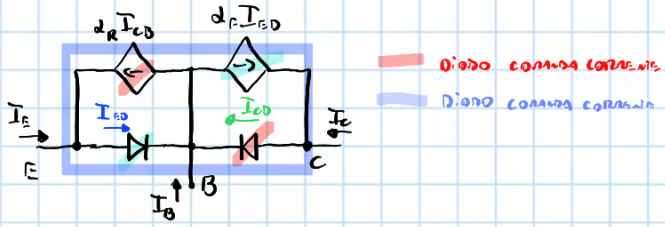
Quindi perdo soltanto $\simeq$ 2% dei portatori. Osserviamo che avere una base molto lunga è equivalente ad avere due diodi back to back => questo non è assolutamente un transistore bipolare. La base è troppo lunga per permettere il fenomeno che consente il controllo.

N.B. Allegare lo chiedere ↑



Modello di Ebers-Moll





N.B. Nulla vieta di farlo andare in verso opposto (α_R sia più piccolo)

Allora:

- $0.98 \le \alpha_F \le 0.998$ come lo abbiamo visto ciò ad alta (F => forward) $\alpha_i < 1$
- $0.9 \le \alpha_R \le 0.8$ leggermente funziona comunque ma perdo il 10% dei portatori, dato che non è strettamente sia per drogaggio che per altro che vedremo

- $$\begin{cases} I_{ED} = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{EB}}{\eta V_T}} - 1\right) \\ I_{CD} = I_{CS}\left(e^{\frac{V_{CB}}{\eta V_T}} - 1\right) \end{cases}$$ ($V_{EB} \to V_{BE}$, $V_{CB} \to V_{BC}$) Derivano dalla legge di Shockley

- Condizione di reciprocità: $\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$

N.B. Scrivere il transito è una tipica domanda di esame.

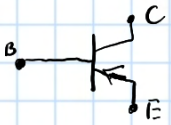
Adesso ci dividiamo a scrivere tutte le equazioni: prendiamo tutte le correnti (per convenzione) entranti

1) $I_E = I_{ED} - \alpha_R I_{CD} = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{EB}}{\eta V_T}} - 1\right) - \alpha_R I_{CS}\left(e^{\frac{V_{CB}}{\eta V_T}} - 1\right)$

2) $I_C = -\alpha_F I_{ED} + I_{CD} = -\alpha_F\left[I_{ES}\left(e^{\frac{V_{EB}}{\eta V_T}} - 1\right)\right] + I_{CS}\left(e^{\frac{V_{CB}}{\eta V_T}} - 1\right)$

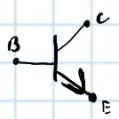
3) $I_B = -(I_E + I_C)$ considerando il tutto come un nodo.

Quindi si rappresenta P^+NP come:



La freccia rappresenta il verso della corrente

N^+PN



Nel funzionamento invece la freccia va in verso opposto

Allora il modello schematizza il dispositivo in due suo tipo di funzionamento. Ne ha 4 di normalità, vediamoli:

1) Zona Attiva Diretta
"BE" diretta, "BC" inversa
Come lo abbiamo visto, è il suo funzionamento normale. Funziona bene come generatore di corrente
Usata spesso come amplificatore di corrente

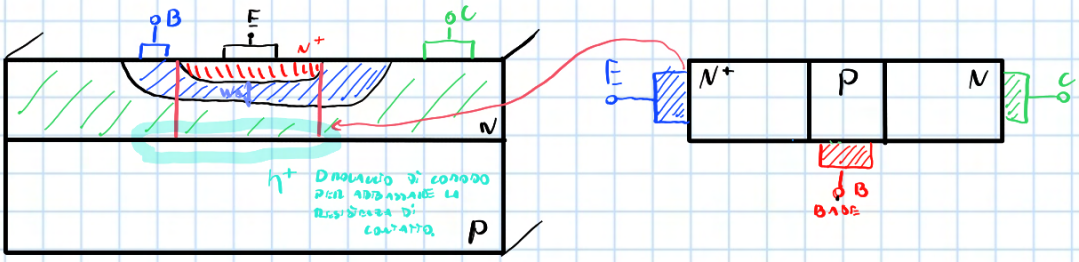
2) Zona Attiva Inversa
"BE" inversa, "BC" diretta
il "reverse" già visto => poco usata

3) Interdizione
"BC" e "BE" in inversa => essenzialmente non ho corrente
Essenzialmente è un interruttore aperto. (—/—)

4) Saturazione
"BC" e "BE" diretta
Si perde il controllo dato da I_B, non la vedremo in dettaglio. È assimilabile a un interruttore chiuso (—o—)

La 3 e 4 sono usate nel mondo digitale.

Disegniamo adesso la sezione di un bano di silicio, con un substrato P.

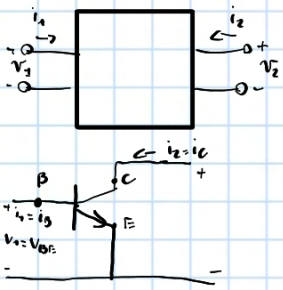


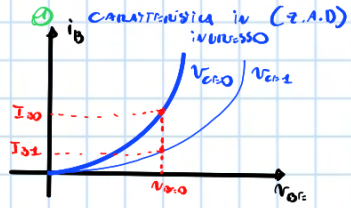
La diffusività termodinamica è continua il diagramma di W_B

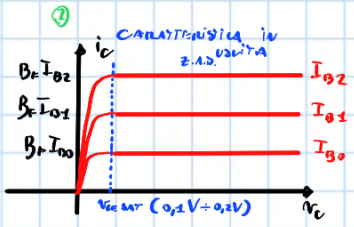
21-03-2023

Analizziamo la configurazione ad emettitore comune, una delle 3 possibili (E.C., Base, Collettore)

Configurazione ad Emettitore Comune



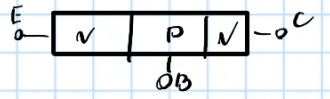


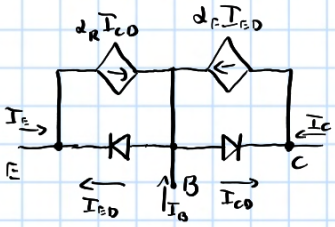


Le caratteristiche in uscita sono solitamente delle curve in funzione della corrente $i_B(f(i_B))$. Mentre l'ingresso è in funzione di V_{CE}.

La 1 è uguale a quella del diodo! E ci rompa essendo una curvatura.

Per trovare i valori che ci servono usiamo il modello di Ebers-Moll, e studiamo il transistore NPN:





Supponiamo $\eta = 1$ e scriviamo le eq:

$$\begin{cases} I_{ED} = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right) \\ I_{CO} = I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1\right) \end{cases}$$

$I_E = -I_{ED} + \alpha_R I_{CO}$ (Bilancio correnti nodo E)

$I_C = +\alpha_F I_{ED} - I_{CO}$ (Bilancio correnti nodo C)

$I_B = -(I_E + I_C)$ (Bilancio nodo B)

↳ Ricorda: $I_B + I_C + I_E = 0$

Esplicitiamo quindi le equazioni:

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

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

Abbiamo quindi 3 casi a seconda delle polarizzazioni

1) ZONA ATTIVA DIRETTA: "BE" diretta, "BC" inversa

$\Rightarrow V_{BE} \gg V_T$	$V_{BC} \ll -V_T$	Quindi le equazioni diventano:
$\Downarrow$	$\Downarrow$	$I_E = -I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \cancel{-1}\right) + \alpha_R I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1\right) \simeq -I_{ES}\, e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - \alpha_R I_{CS}$
$e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \gg 1$	$e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} \ll 1$	$I_C = +\alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \cancel{-1}\right) - I_{CS}\left(\cancel{e^{\frac{V_{BC}}{V_T}}} - 1\right) \simeq \alpha_F I_{ES}\, e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} + I_C$
Posso buttare via il -1 nell'eq	nell'eq posso trascurare l'espo.	Si nota subito che per costruzioni asintotiche le somme algebriche non sono significative

Quindi possiamo buttarcene:

$$I_E \simeq -I_{ES}\, e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - \alpha_R I_{CS} \simeq -I_{ES}\, e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$I_C \simeq \alpha_F I_{ES}\, e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} + I_C \simeq \alpha_F I_{ES}\, e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = -\alpha_F I_E$$

Ci manca solamente I_B:

$$I_B = -I_E - (-\alpha_F I_E) = (\alpha_F - 1) I_E$$

Quindi riassumendo otteniamo:

$$\begin{cases} I_E = -I_{ES}\, e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \\ I_B = (\alpha_F - 1) I_E \\ I_C = -\alpha_F I_E = -\alpha_F \dfrac{I_B}{\alpha_F - 1} = \underbrace{\left[\dfrac{\alpha_F}{1-\alpha_F}\right]}_{\beta_F = h_{FE}} I_B = \beta_F I_B \end{cases}$$

(per ogni dimensione)

A noi interessa il legame tra I_C e I_B

Facciamo alcune considerazioni: β_F è grande o piccolo? È un numero che mediamente sta tra i $[50 \div 300]$, quindi è quello che vuole un amplificatore di corrente, I_C si ottiene da un multiplo di β_F tanto più α_F è vicino ad 1. Quindi le caratteristiche in uscita sono decisamente orizzontali!

$$\boxed{I_B = (\alpha_F - 1)\left(-I_{ES}\, e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}\right) \qquad I_C = \beta_F I_B \quad \text{con } \beta_F = \frac{\alpha_F}{1-\alpha_F}}$$

Cerchiamo di capire cosa accade all'inizio, se rimane nella Z.A.D.

$$\left.\begin{cases} V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \\ V_{BE} \simeq V_\gamma = 0{,}7V \end{cases}\right\} \Rightarrow V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} = V_{CE} - V_\gamma \Rightarrow V_{BC} = V_\gamma - V_{CE} = 0{,}7 - V_{CE}$$

A causa della pol. diretta

Cominciamo a diminuire il valore della V_{CE}:

$V_{CE} = 1V \Rightarrow V_{BC} = -0{,}3V \Rightarrow$ Significa che la base del collettore ("BC") è in inversa.

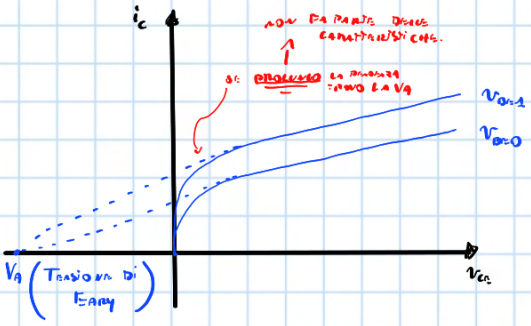
$V_{CE} = 0{,}5V \Rightarrow V_{BC} = +0{,}2V$

$V_{CE} = 0{,}1V \Rightarrow V_{BC} = +0{,}6V \Rightarrow$ " " " " " " " è in diretta.

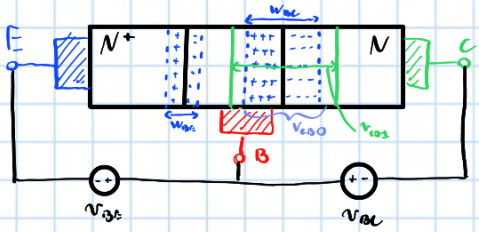
Ne deriva che non $V_{CE} < V_{CE,SAT}$ (valore spigolo di saturazione) il BJT è in saturazione $\Rightarrow$ le curve collassano e tendono a cadere tutte a zero.

Nota: Domanda esame: come cambiano le eq di Ebers-Moll se siamo nella zona di saturazione?

Andiamo a vedere il suo comportamento con le caratteristiche reali



Il fenomeno si chiama Effetto Early, si nota che non si comporta molto come in zona lineare. Per visualizzare questo comportamento non possiamo usare il modello di Ebers.



$V_{BE} > 0 \qquad V_{BE} = V_{BE0}$ (0.6V)

$V_{CE0} = V_{CB0} + V_{BE0} \Rightarrow V_{CB0} = V_{CE0} - V_{BE0}$

$V_{CE1} = V_{CB1} + V_{BE0} \Rightarrow V_{CB1} = V_{CE1} - V_{BE0}$

Se $V_{CB1} > V_{CB0} \Rightarrow V_{CB1} > V_{CB0}$

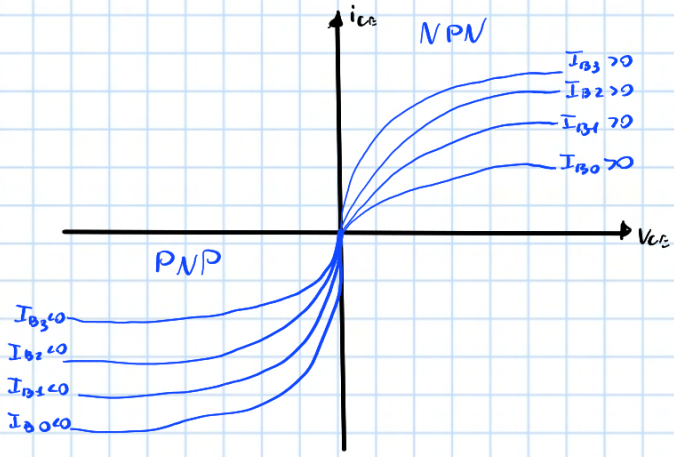
es: $V_{CE0} = 5V \Rightarrow V_{CB0} = 4.4V$ ($V_{BC} = -4.4V$)

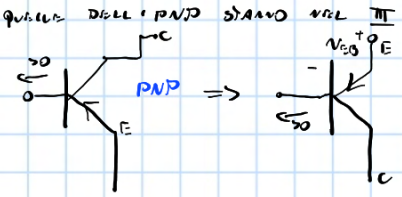
$V_{CE1} = 10V \Rightarrow V_{CB1} = 9.4V$ ($V_{BC1} = -9.4V$)

$\Rightarrow$ Quindi se V_{CB1} aumenta la zona, la zona aumenta dinamicamente!

Quando avrei $V_{CE1} > V_{CE0}$ allora si ha una zona di svuotamento maggiore ("BSL") => una zona neutra base più stretta => una ricombinazione minore (percorso più breve => < probabilità minore) => β_F maggiore => I_C aumenta!

Per il PNP a questo punto è semplice: è tutto uguale a parte di cambiare segno a tutte le caratteristiche. Mentre l'NPN sta nel I quadrante, mentre quelle del PNP stanno nel III.

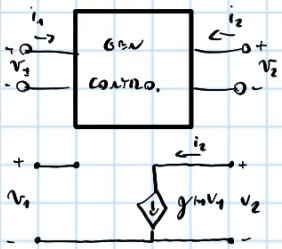




Transistore Mosfet

È il duale del BJT, è assimilabile a un generatore di corrente controllato in tensione.

Generatore di corrente controllato in tensione



Nel mosfet $i_1 = \emptyset$

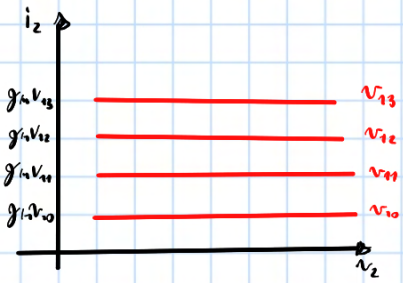
$i_2 = g_m V_1$ dove $g_m \triangleq$ transconduttanza $\left[\frac{A}{V}\right]$

Vediamo un momento:

FET: Field Effect Transistor

Nella famiglia dei FET abbiamo:

- FET
  - JFET (Junction FET) (non lo vediamo)
  - MOSFET (Metal Oxide Semiconductor FET)
    - ↳ di solito si abbrevia in MOS



29-03-2023

Riprendiamo il nostro discorso sui FET, fra tutti ne dissimiamo due

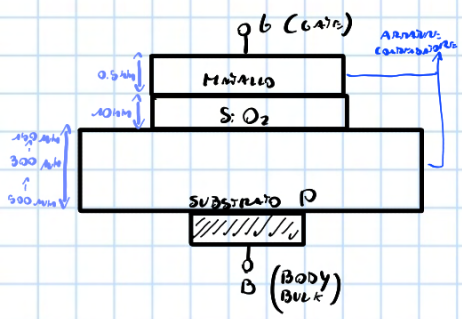
FET
- JFET
- MOSFET (Metallo Ossido Semiconduttore) — Al, Si^{++}

Il nome del MOSFET deriva dal fatto che prima era esattamente composto in quel modo. Adesso è composto con:

- Metallo: Al o Si^{++} (silicio molto drogato)
- Ossido: SiO_2, ossido di silicio => facile da realizzare e ottime proprietà isolanti
- Semiconduttore: Si

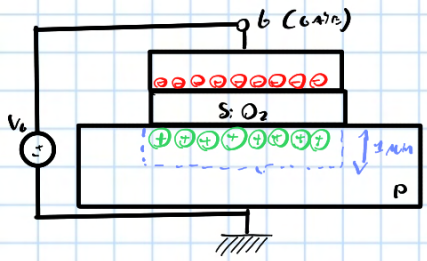
Questo è il motivo per il quale il mosfet si è diffuso maggiore, e il Si è diventato così importante. Anche se l'SiO_2 è difficile farlo come isolante perfetto. Noi chiamiamo al mosfet come metallo e ossido perfetto.

Condensatore "MOS"



Condensatore in quanto il materiale dielettrico è il nostro semiconduttore. Anziché che i terminali del MOSFET ci si riferisce in inverso. Il condensatore è fatto dalle due armature separate dall'isolante perfetto SiO_2. Il disegno non è in scala.

Lo scopo è far funzionare i dispositivi a V sempre più bassa; tuttavia per avere E (campo elettrico) tra G e B le armature devono essere più vicine => SiO_2 deve essere sottile. Cioè vi è un limite dato dal fatto che se è troppo sottile non è più un isolante perfetto.



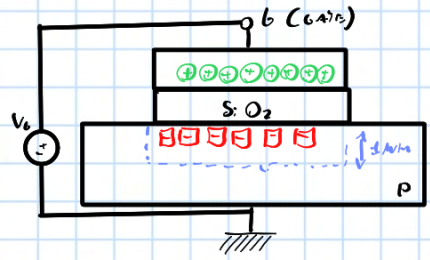
Supponiamo di avere la seguente situazione:

- **Applico $V_G < 0$**

  Indichiamo con N_A il drogaggio del substrato P, attraverso l'applicazione della tensione negativa si crea una concentrazione di lacune nella zona superiore del substrato. Ovviamente le lacune non sono più distribuite equamente:

  $$P_{sup} > N_A$$

  Siamo nello stato di ACCUMULAZIONE.



- **Applico $V_G > 0$**

  In questo caso allontano le lacune nella zona superiore di P. Ottengo una ZONA DI SVUOTAMENTO. In modo analogo alla situazione già vista.

  ND $\boxed{-}$ ÷ ioni accettori fissi

- $V_G > 0$: $V_G \geq V_T$ (tensione di soglia $\neq \frac{kQ}{q} = V_T$ (tensione termica $\simeq 26mV$ @ T_{amb}))

  Diodo e BJT

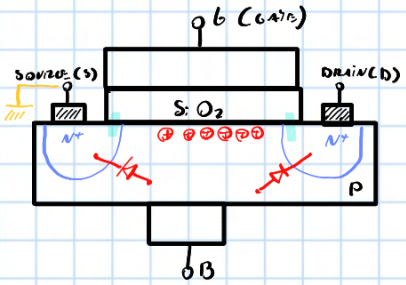
  In questo caso continuo ad incrementare tensione, in tal caso la carica positiva del gate aumenta, essa è più compensata solamente dalla carica fissa degli ioni ($\boxed{-}$), ma anche da ELETTRONI MOBILI ($\ominus$). Gli e arrivano dalla generazione termica. Nello specifico quando

  $V_G = V_T \Rightarrow n_s = N_{A(bulk)}$: la concentrazione di e è uguale alla concentrazione di lacune nel bulk.

  Quindi se $N_A = 10^{17} cm^{-3}$ allora per $V_G = V_T$ avrò $n_s = N_{A(bulk)} = 10^{17} cm^{-3}$.

  Non mandando altro la zona in questione (localmente, sulla superficie) è un semiconduttore! Ho ottenuto una INVERSIONE. Questa è la forza del MOSFET, la possibilità di rendere un semiconduttore di tipo N per $V_G \geq V_T$. Ricorda che è un processo dinamico, gli e sono presenti anche prima, anche se sono trascurabili.

Sezione del MOSFET

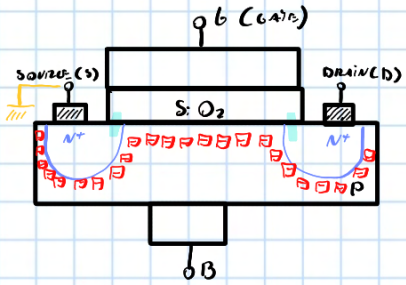


La novità sta nel drogare fortemente due zone rispetto al substrato, chiamati pozzetti. Questi si drogano parzialmente sovrapposte al SiO_2 (all'esterno ne sfondiamo).

Le giunzioni "Source Body" (SB) e "Drain Body" (DB) devono essere polarizzate in inversa. Per farlo si connette B a ground. Senza di questo il MOSFET non funziona. Si nota che tra il S e il D non ci può scorrere corrente!

- Supponiamo adesso di avere S attaccata ground, in tal caso applicando una $V_{GS} < 0$ sono in ACCUMULAZIONE, e non può ancora passare corrente:

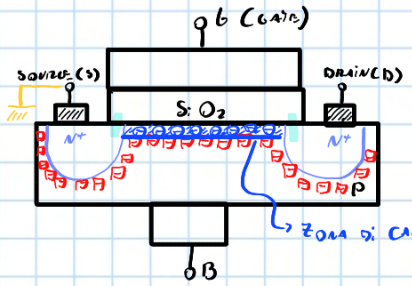
  $$V_{GS} < 0 \Rightarrow V_{DS} > 0 \quad I_{DS} = \emptyset$$



- $V_{GS} > 0$, $V_{GS} < V_T$

  Sono nella situazione di svuotamento, non scorre ancora corrente

  $$V_{DS} > 0 \quad I_{DS} = \emptyset$$

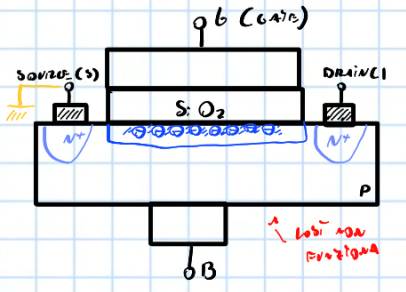


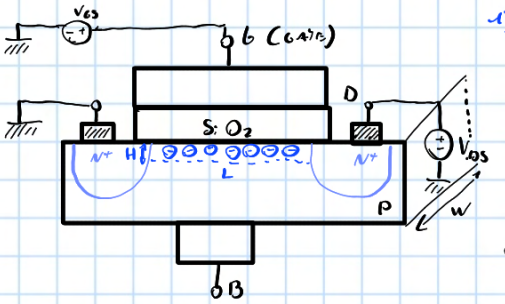
- $V_{GS} \geq V_T$

  In questo caso passa corrente! Abbiamo creato un CANALE DI CONNESSIONE tra le due zone di accumulazione.

  Ho una situazione di ON/OFF stabilita dalla tensione, inoltre dopo vedremo che ci darà possibilità modulare la corrente che passa nel canale.

  I MOSFET in tecnologia sono simmetrici la distinzione tra S e D cambia a seconda della tensione. Questo specifico MOSFET si chiama MOSFET A CANALE "N", abbreviato in "NMOS". N come la tipologia di drogaggio. La lunghezza del canale è data dalla differenza di potenziale da G e la zona di canale. Nel caso del condensatore MOS devono il "canale" uniforme, invece nel MOSFET posso usare il canale in modo molto più vario $\Rightarrow$ ciò determina il tipo di risposta del dispositivo. Attenzione: il canale dato che si genera grazie ad E, si può generare solamente inversione sotto SiO_2. Per questo è necessario che le zone si sovrappongano.





Adesso analizziamo

1) $V_{GS} \geq V_T$ $V_{DS} > 0$ "piccola V_{DS}"

In tal caso il canale può essere visto come una resistenza. Vediamo prima delle caratteristiche:

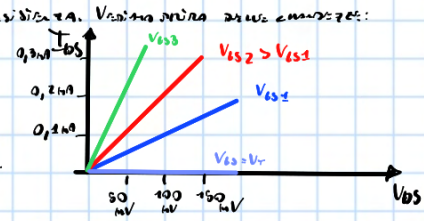
L : lunghezza del canale

W : larghezza di canale

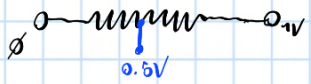
H : spessore del canale $= f(V_{GS}-V_T)$

Si può dimostrare che H è in funzione di $G_S - V_T$

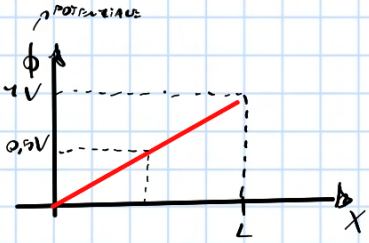
Quello che accade aumentando la V_{DS} si ha l'aumento della corrente. (problemi arrivano se zero allora la V_{GS}



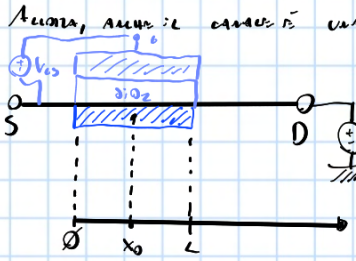
Ma prima di vedere facciamo una precisazione.



La tensione a metà della resistenza sarà la metà di ΔV, quello che accade è che la R è lineare. È essenzialmente il partitore di corrente.



Allora, anche il canale è una resistenza: quindi analizziamo il canale:



In $x_0 = Ø$ $V_{GX} = V_{GS}$

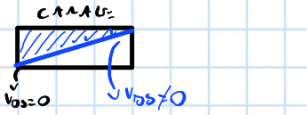
$x_0 = L$ $V_{GX} = V_{GD}$ non è più la V_{GS} ma la tensione tra G e D.

Quindi posso scrivere anche come:

$$V_{GX} = V_{GS} + V_{SX}$$

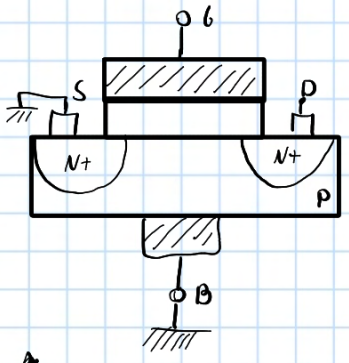
Infatti se $x = L$ avrò $V_{GX} = V_{GS} + V_{SD} = V_{GD}$.

Quello che accade che se applico tensione a D (ho che tutti i punti sono a potenziale diverso, distribuiti (in prima approssimazione) in modo lineare. Allora dato che H dipende da $V_{GS} - V_T$, quindi all'aumentare di V_{DS} diminuisce la H!



27-03-2023

Proseguiamo l'analisi del MOSFET. Ora canale N:



1) $V_{GS} > 0$, $V_{GS} \geq V_T$, V_{DS} piccola.

2) Adesso vediamo cosa accade quando continuo a aumentare tensione, per capirlo facciamo un esempio numerico con le HP della ①.

$V_T = 1V$ $V_{GS} = 4V$

1) Poniamo che $V_{DS} = 0 \Rightarrow V_{GD} = 4V$

Abbiamo in questo caso il canale uniforme: visto la volta scorsa

2) $V_{DS} = 0.1V \Rightarrow V_{GD} = 3.9V$

In questo caso il canale non è esattamente uniforme, ma le sue dimensioni sono trascurabili $\Rightarrow$ canale circa uniforme

3) $V_{DS} = 2V \Rightarrow V_{GD} = 2V$

Lo spessore del canale al drain è circa la metà

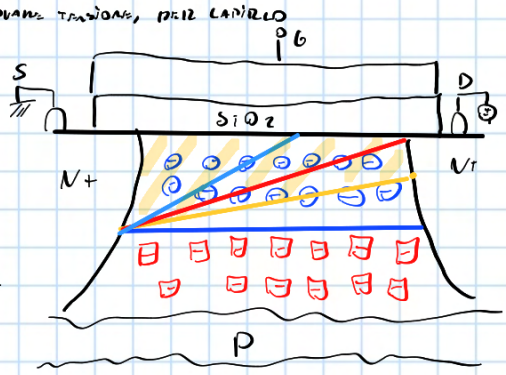
Senza troppe formalità se lo spessore diminuisce anche la resistenza si adegua e contemporaneamente anche la tensione

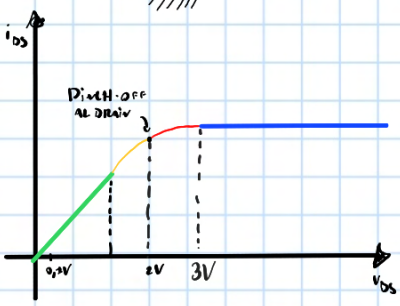
4) $V_{DS} = 3V \Rightarrow V_{GD} = 1V = V_T$

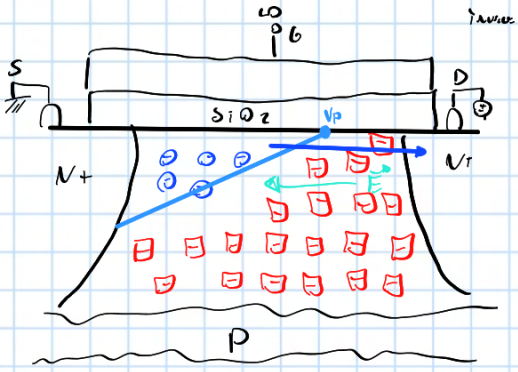
In questo caso il canale si riduce ulteriormente arrivando alla minima tensione possibile: sono in PINCH-OFF ovvero a canale strozzato al drain

5) $V_{DS} = 4V \Rightarrow V_{GD} = Ø < V_T$

In tal caso il canale è strozzato prima del drain. Intuitivamente diremo che non scorre corrente tranne scorre ed è pure costante.







Vediamo perché I_{DS} rimane costante!

Nella zona dove prima vi era il canale ho una zona di svuotamento con un campo elettrico che spinge giù e ad attraversarla la zona di svuotamento $\Rightarrow$ è quello che accade nelle giunzioni! Per questo la corrente continua a scorrere

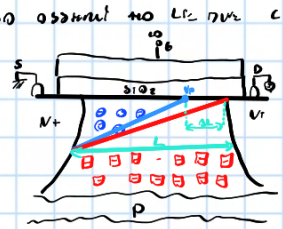
Adesso cerchiamo di comprendere perché rimane costante: poniamo V_P = potenziale punto di pinch-off. E tale varrà

$$V_P = (V_{GS} - V_T)$$ dato che la condizione di soglia è: $V_{GP} = V_{GS} - V_{SP} = V_T$

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

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

Adesso osserviamo le due caratteristiche: (d) e (e)



Consideriamo quindi che se $\Delta L \ll L$ la resistenza del canale non cambia (ricorda: $R = \rho \frac{L}{S}$). Abbiamo quindi una resistenza a cui arrivo sempre la stessa tensione, quindi avrei il medesimo consumo prima in modo costante (come se in prima approssimazione) => la corrente rimane costante se $\Delta L \ll L$!

Vediamo le zone di funzionamento del MOS:

- $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$ [canale non strozzato] chiamata zona triodo

In tal caso:

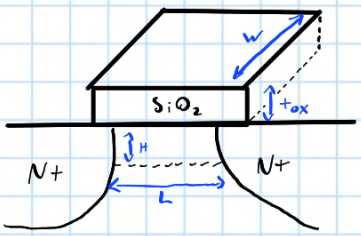
$$\boxed{i_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}\left[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right]}$$

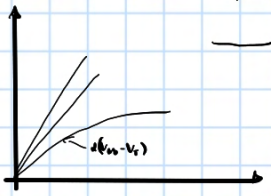
W: larghezza di canale (3° dimensione - profondità)

L: lunghezza di canale

C_{ox}: $\frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}}$ capacità per unità di area dell'ossido di gate

μ_n: mobilità elettroni





- $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$ (pinch-off) chiamata zona di saturazione → nulla a che vedere con il transistore bipolare.

Siamo nella parte è grafico con la corrente costante.

$$\boxed{i_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2}}$$

Quindi ottengo una i costante controllata da V_{GS}! Abbiamo un generatore di corrente controllato in tensione.

Le due equazioni si raccordano quindi in un punto $V_{DS} = V_{GS} - V_T$. Guardiamo quindi la corrente

Ponendo $k = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \cdot \frac{1}{2}$ e scrivendo la relazione tra le due zone:

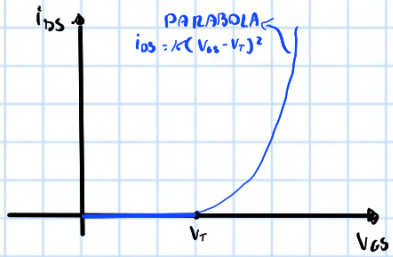
$$\begin{cases} V_{DS} = V_{GS} - V_T \\ i_{DS} = k(V_{GS} - V_T)^2 = k(V_{DS})^2 \end{cases}$$

Ci viene quindi una parabola! Tuttavia tutto ciò vale per $\Delta L \ll L$, ma in realtà capita che se ΔL non è trascurabile le caratteristiche hanno una certa pendenza. Le pendenze delle rette si incontrano tutte in un unico punto detto $\left(-\frac{1}{\lambda}\right)$. Attenzione il parametro è relativo ad L => si manifesta tanto più il dispositivo è piccolo o tanto che L diventi sempre diversa rispetto a ΔL. Per tenere conto di questo si aggiunge un termine $(1 + \lambda V_{DS})$ ottenendo:

$$i_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2}(1 + \lambda V_{DS})$$

N.B. Gli ioni $(1-\lambda)$ non si considerano mai.

Tuttavia c'è un'altra caratteristica nella zona di saturazione:

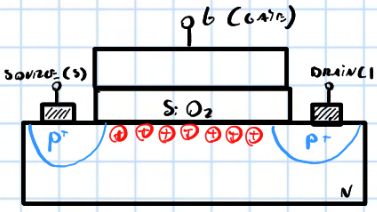


Questa caratteristica è la trans-caratteristica visualizzata solamente per un $V_{DS} \geq (V_G - V_T)$.

Recap MOS - Canale N:

- $V_{GS} > V_T$ condizione necessaria al funzionamento (presenza del canale)
- Due casi di funzionamento:
  - $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$ => zona triodo
  - $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_T)$ => zona di saturazione

MOS - canale P

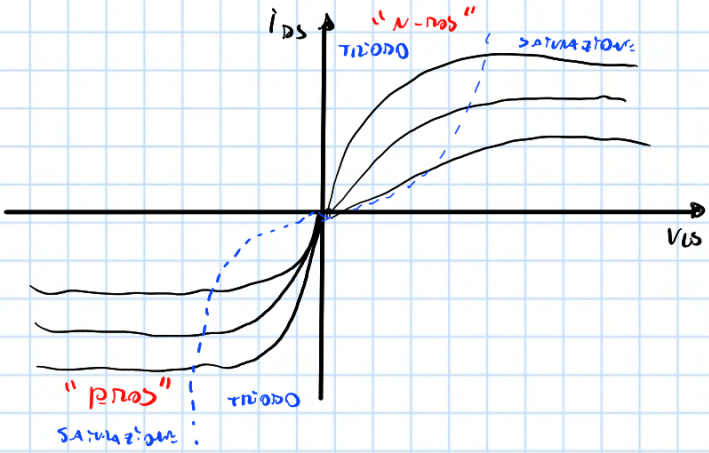


Non ripetiamo tutta la trattazione, osserviamo solo che è invece al canale N, ma cambiano di segno:

- $V_T < 0$ e $V_{GS} < 0$ => tensione negativa per attirare le lacune per fare il canale
- Condizione necessaria: $V_{GS} < V_T$ (presenza del canale)
- Abbiamo $V_{DS} < 0$ e:
  - $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$: zona a triodo
  - $V_{DS} \leq (V_{GS} - V_T)$: zona saturazione

MOS - P e MOS - N a confronto

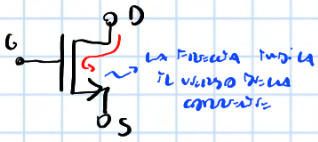
Vediamo i grafici relativi



Avrò il MOS N nel I° quadrante e il MOS-P nel III°

Indichiamo con i seguenti simboli i due dispositivi.

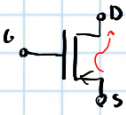
N-MOS $V_{TN} > 0$, $V_{GS} > 0$, $V_{DS} > 0$



$$i_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TN}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \text{ triodo}$$

$$i_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{(V_{GS} - V_{TN})^2}{2} (1 + \lambda V_{DS}) \text{ saturazione}$$

PMOS $V_{TP} < 0$ $V_{GS} < 0$ $V_{DS} < 0$



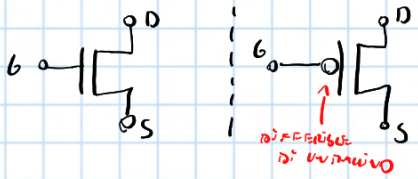
Le espressioni restano le stesse a parte di scegliere il verso giusto della corrente.

$$i_{DS} = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TP}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \text{ triodo}$$

$$i_{DS} = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \frac{(V_{GS} - V_{TP})^2}{2} (1 + \lambda V_{DS}) \text{ saturazione}$$

I simboli appena visti si usano in ambito analogico, in ambito digitale si usano i seguenti

N-MOS | P-MOS



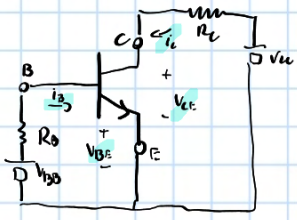
Usiamo più questi di simboli.

I transistori appena visti sono transistori ad arricchimento, ovvero si arricchiscono creando il canale, per questo alcune volte si tratteggia nel simbolo il canale (LT-spice fa così). Alcune volte viene indicato anche il terminale di body che noi abbiamo trascurato (LT-spice lo indica)

Esistono anche altri transistori mosfet a svuotamento che danno il canale precostituito dal costruttore: non li faremo.

Abbiamo terminato la trattazione dei dispositivi!

Passa per analizzare i transistori si aggiunga una lezione specifica, data soltanto da un circuito di polarizzazione.



Il problema è che anche in un circuito semplice ho 4 incognite, quindi necessito di 4 equazioni:

1) $V_{BB} = R_B i_B + V_{BE}$ eq. maglia
2) $V_{CC} = R_C i_C + V_{CE}$
3) caratteristica ingresso BJT
4) caratteristica in uscita BJT

28-03-2023

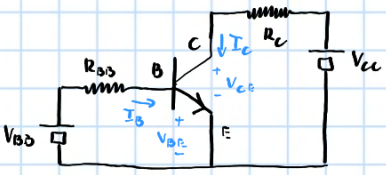
Nel modello proposto dei MOSFET vi è una discordanza tra le equazioni, ma va bene così (modello semplice), dato che il modello vuole fornire indizzato per non allungare lungo, dove λ è piccolo e si può trascurare.

Polarizzazione

Operazione da fare per determinare la regione di funzionamento del dispositivo.

Polarizzazione BJT - Pressa

Schematizziamo il circuito di polarizzazione nel modo più semplice possibile:



Abbiamo quasi 4 quantità da determinare, ne sono che scriviamo 4 equazioni:

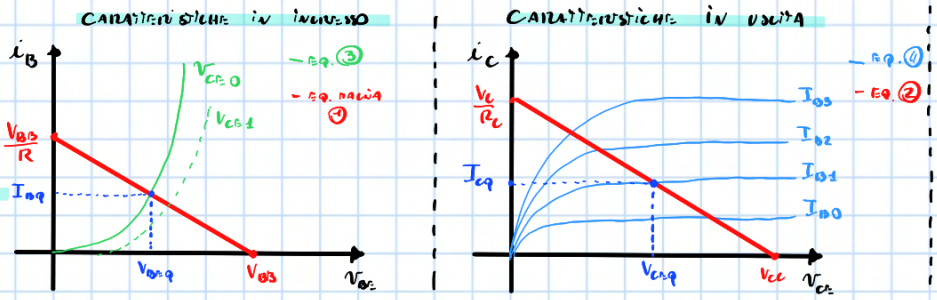
1) $V_{BB} = R_{BB} I_B + V_{BE}$
2) $V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$

} eq. maglia

3) $I_B = f(V_{BE}, V_{CE})$
4) $I_C = g(V_{CE}, I_B)$

Come risolvo il problema?

- **Metodo numerico**: utilizzo il modello di Ebers-Moll per le eq. ③ e ④.
- **Metodo grafico**: inutile nella pratica ma utile dal punto di vista didattico. Dato che quasi sono per valori specifici. Allora facciamo:



Prima approssimazione necess.: se ignoro l'effetto Early posso disegnare il fig. in modo grafico. Devo disegnare i grafici da sx a dx in ordine per trovare i parametri, ma devo avere anche cura di prendere le misurazioni e sovrapporre un mezzo (tra I_{B1} e I_{B0})

- **Metodo Semi-Grafico**: Si inizializza che $V_{BEQ} = V_\gamma \approx 0.7V$ => è una buona ipotesi se siamo in zona diretta in tal caso posso scrivere:

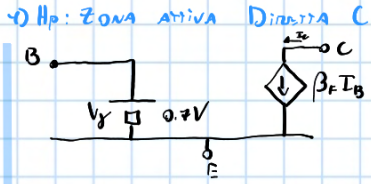
$$V_{BB} = R_B I_B + V_\gamma \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB} - V_\gamma}{R_B} = I_{BQ}$$

In questo modo trovo le car. in ingresso. Tramite questa posizione uso il metodo grafico per trovare le caratt. in uscita: I_{CQ}, V_{CEQ}.

- **Metodo per grandi Segnali**

È necessario fare un'ipotesi della zona di funzionamento (ricordarsi sempre), sappiamo che in analogico la zona inversa non viene mai usata, mentre la zona di interdizione è semplice dato che è un circuito aperto. Vediamo le altre zone:

1) Hp: Zona Attiva Diretta (NPN)

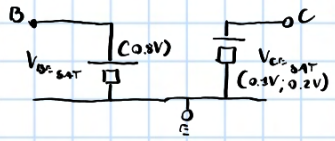


Il modello di Ebers-Moll semplificato ci fa ottenere il guadagno di corrente controllato avente $\beta_F = h_{FE} = \frac{\alpha_F}{1-\alpha_F}$. Quindi abbiamo il circuito eq. della transistore bipolare.

Quale verifica devo fare alla fine della risoluzione del circuito? Devo verificare $V_{CEQ} > V_{CE\,saturazione}$

2) Hp: Saturazione (NPN)

Si usa soprattutto in ambito digitale.

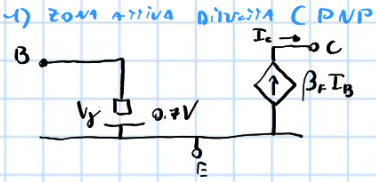


Solitamente si misurano con valori: $V_{BE\,SAT} = 0.8V$ e $V_{CE\,SAT} = (0.1V - 0.2V)$

In questo caso dove devo fare la verifica? Avendo invertito tutte le tensioni devo verificare sulle correnti: $I_{CQ} < \beta_F I_{BQ}$.

Noi utilizzeremo principalmente (e quasi esclusivamente) la zona attiva diretta. Vediamo il modello anche per il PNP. Ricordo che basta invertire i segni e basta.

1) Zona Attiva Diretta (PNP)



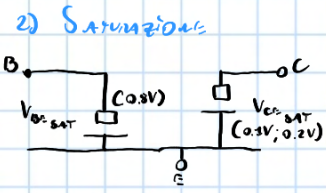
$V_{BE} = -0,7V$

Verifica:

$V_{CEQ} < V_{CE\,SAT}$ (<0)

sono entrambe negative, quindi inverto il ">"

2) Saturazione



Verifica: $|I_{CQ}| < \beta_F |I_{BQ}|$

Adesso abbiamo un piccolo problema per usare l'ultimo modello dobbiamo conoscere β_F, vi sono 2 casi:

1) $\beta_F = h_F$ è noto, ce lo dà il costruttore nel data sheet.

2) β_F è incognito, abbiamo due strade: o indovino il suo valore, un po' a caso, oppure posso fare due semplici ipotesi:
   - $V_{BE} = V_\gamma = 0.7V$
   - $I_B << I_C$ dato che β_F solitamente è molto grande.

   A questo punto risolvo il circuito e se alla verifica che ce ho siano soddisfatte. Questa è la strada da intraprendere nei compiti d'esame.

Applichiamo quindi tali nozioni ad un circuito di polarizzazione.

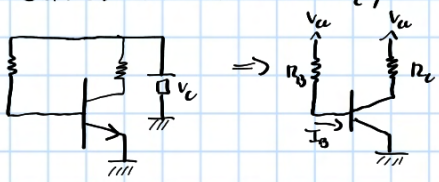
Polarizzazione BJT

Nel corso ci siamo sotto queste condizioni:

- Componenti discreti
- Singola alimentazione: ho un solo alimentatore.
- Indipendenza dalla variabilità delle caratteristiche del componente attivo (BJT, MOS)

  Lo scopo della polarizzazione è anche quello di rendere la zona di funzionamento indipendente dalla variazione delle componenti.

Poniamo di collegare tutto a V_C, e disegniamo l'inversione contraria, non si disegnano i GND, l'alimentazione si indica con la freccia il verso della tensione.



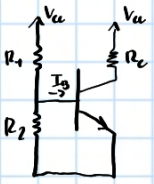
Corrente costante: $V_{BE} = V_\gamma$

$$I_B = \frac{V_{cc} - V_\gamma}{R_B} = I_{BQ} \simeq \text{costante}$$

$$I_{CQ} = \beta_F I_{BQ} \Rightarrow \text{dipende da "}\beta_F\text{"}$$

Tuttavia β_F non è costante nel variare la temperatura ne viene anche altri valori

Circuito a tensione V_{BE} costante



Come risolvo il circuito?

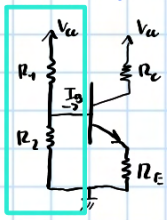
- Se $I_B << I_{R1}$ e $I_B << I_{R2}$ $\Rightarrow I_{R1} \simeq I_{R2}$

  In tal caso quanto vale V_B? È il caso di ricorso di sovrapposizione, trascurando la corrente di I_B posso usare il partitore di tensione.

  $$\Rightarrow V_B = V_{BE} \simeq V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

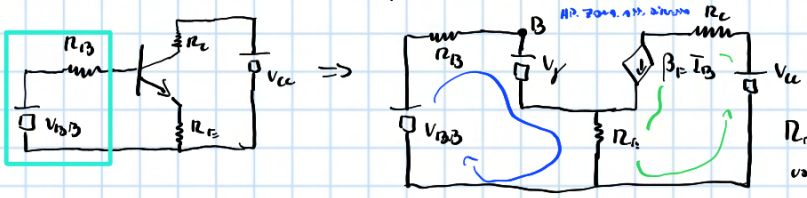
  Quindi io posso fissare V_{BE} per determinare il valore. Tuttavia $I_C \propto e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \Rightarrow I_C$ dipende esponenzialmente dalle variazioni di V_{BE}, V_T $\Rightarrow$ Basta poco per cambiare il valore di I_C. $\Rightarrow$ Non si usa

Circuito di polarizzazione a 4 Resistenze



È il circuito che svolgono meglio. La R_E è un elemento di reazione, fa una reazione dell'uscita rispetto all'ingresso.

Per usare il circuito faccio l'eq di Thevenin del circuito a sx della base. Ho che:



$$V_{BB} = V_{Thevenin} = V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$R_B = R_1 \parallel R_2$$

R_E è a cavallo tra maglia di ingresso e maglia di uscita. A questo

A questo punto uso il modello dei grandi segnali e risolvo il circuito scrivendo le eq:

$$\boxed{V_{BEQ} = V_\gamma}$$

1) $V_{BB} = R_B I_B + V_\gamma + R_E I_E$
2) $V_{cc} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E$
3) $I_E = I_B + I_C = I_B + \beta_F I_B = (\beta_F + 1) I_B$

Svolgo i calcoli:

$$V_{BB} = R_B I_B + V_\gamma + R_E (\beta_F + 1) I_B \Rightarrow \boxed{I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_\gamma}{R_B + R_E(\beta_F + 1)}}$$

$$\boxed{I_{CQ} = \beta_F I_{BQ}} \Rightarrow \text{Ne lo trovo il valore}$$

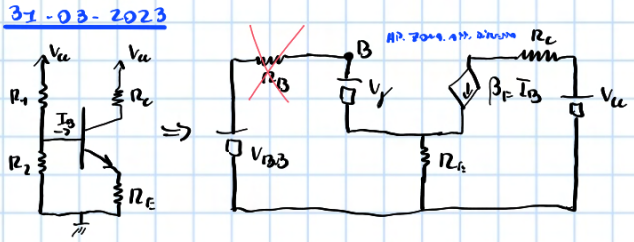
$$V_{cc} = R_C I_{CQ} + V_{CE} + R_E (\beta_F + 1) I_{BQ}$$

$$\boxed{V_{CEQ} = V_{cc} - R_C I_{CQ} - R_E (\beta_F + 1) I_{BQ}}$$

Alla fine faccio un controllo:

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

31-03-2023



Avevamo già visto tramite calcolo che:

$$V_{BB} = \frac{V_{cc} R_2}{R_1+R_2} \qquad R_B = R_1 \parallel R_2 \qquad I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_\gamma}{R_B + R_E(\beta_F+1)}$$

$$I_{EQ} = (\beta_F+1) I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_\gamma}{\frac{R_B}{(\beta_F+1)} + R_E}$$

Adesso vediamo come far funzionare il circuito alle condizioni che vogliamo noi. Vediamo 2 condizioni:

$$\left.\begin{array}{l} \text{Se } 1)\ V_{BB} \gg V_\gamma \\ 2)\ \frac{R_B}{\beta_F+1} \ll R_E \end{array}\right\} \xrightarrow{\text{ALLORA}} I_{EQ} \simeq \frac{V_{BB}}{R_E}$$

Vediamo se queste 2 condizioni sono facili da ottenere e ci conviene di ottenere delle condizioni ottimali.

1) Essendo $V_\gamma = 0.7$ è semplice ottenere $V_{BB} \gg V_\gamma$, basta avere $V_{BB} = 10V$
2) Essendo β_F è nell'ordine di 100, 200, 400 di nuovo avendo ottenuto vicinanza l'HP anche bassa con $R_B \simeq R_E$.

Scriviamo quindi le equazioni alla maglia.

$V_{BB} = \cancel{R_B I_B} + V_\gamma + R_E(\beta_F+1) I_B$ se $R_B \ll R_E(\beta_F+1)$ io trascuro questo contributo

Allora $\Rightarrow V_B \simeq V_{BB}$ è come se stessi trascurando che passi della corrente attraverso la base, equivalentemente è come se scrivessi

$$V_B \simeq V_{BB} \equiv \boxed{i_B \ll (i_{R_1}, i_{R_2})}$$ Ipotesi partitore pesante

Il "$\ll$" indica almeno una zona di volta. Quindi in tal caso il circuito ha un punto di riposo stabile, vediamo di capire perché:

1) Supponiamo di avere V_B è circa costante $V_B \simeq V_{cc}\frac{R_2}{R_1+R_2}$ e $V_B \gg V_\gamma$
2) Per HP poniamo $I_{CQ} \to I_{CQ} + \Delta I_C \Rightarrow I_E = I_{EQ} + \Delta I_E \Longrightarrow V_E$ aumenta.

Ma se V_B è costante e V_E aumenta allora $V_{BE} = V_B - V_E$ diminuisce! Quindi per le eq. di Ebers-Moll anche la I_C deve diminuire. Quindi nel caso I_C variasse si sarebbe una reazione opposta in modo da stabilizzarne il valore.

Ci sono delle precauzioni nella pratica per avere soddisfatte le condizioni: $I_{R_1} \simeq I_{R_2} = \begin{cases} I_E \\ 0.1 I_E \end{cases}$

Polarizzazione Mosfet

Le configurazioni da fare sono le stesse, sono alcuni vantaggi:

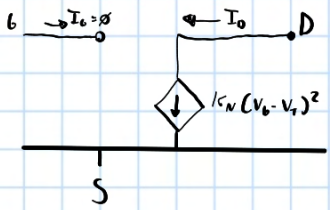
- Espressione analitica lineare
- La corrente di gate è 0

Dobbiamo quindi individuare il modello in cui lavora il mosfet, e poi ho le eq già pronte, non ho bisogno di fare cose approssimazioni!

- $V_{GS} < V_T \Rightarrow$ MOS interdetto
- $V_{GS} \geq V_T \Rightarrow$ MOS in conduzione
  - $V_{DS} < (V_{GS}-V_T)$ triodo $\Rightarrow I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}\left[(V_{GS}-V_T)V_{DS} - \frac{V_{DS}}{L}\right]$
  - $V_{DS} \geq (V_{GS}-V_T)$ saturazione $\Rightarrow I_{DS} = \mu_n C_{ox}\frac{W}{L}\frac{(V_{GS}-V_T)^2}{2} = K_N(V_{GS}-V_T)^2$

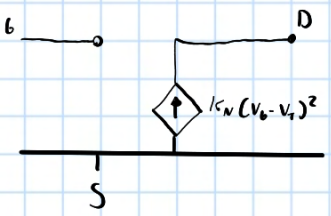
Attenzione: la condizione di conduzione non si capovolta se il mosfet è in triodo o saturazione

NMOS - circuito in saturazione

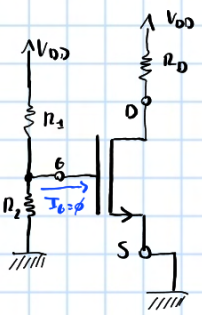


PMOS

- Triodo: $I_D = \mu_p C_{ox}\frac{W}{L}\left[(V_{GS}-V_T)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{L}\right]$
- Saturazione: $I_D = \mu_p C_{ox}\frac{W}{L}\frac{(V_{GS}-V_T)^2}{2} = K_P(V_{GS}-V_T)^2$

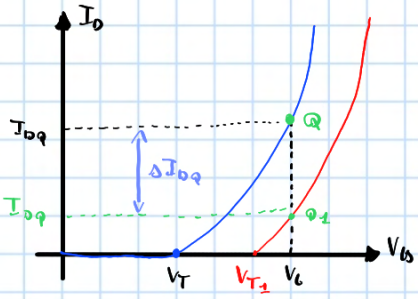


Come devo fare quindi a polarizzare il mio transistore? Consideriamo la configurazione a source comune:



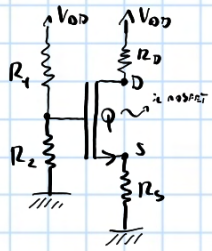
$V_G = V_{DD}\frac{R_2}{R_1+R_2}$ Devo grazie al fatto che $I_G = 0$!

Questo è il modo più semplice di polarizzarlo, tuttavia presenta un inconveniente. La configurazione si chiama a V_S costante. Osserviamo la trans-caratteristica per capire il problema.



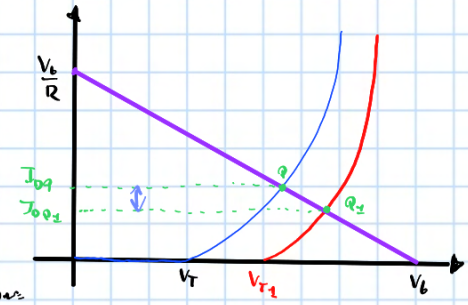
Se cambia per qualche motivo la caratteristica del MOSFET ho un cambio significativo anche della corrente (ΔI_{DQ} non è piccola). Per risolvere il problema si aggiunge un circuito ancora a quello del transistore (4 resistenze).

Circuito a 4 Resistenze



Vediamo se la situazione migliora:

$$\left.\begin{array}{l} V_G = V_{DD}\dfrac{R_2}{R_1+R_2} \neq V_{GS} \quad (\text{per } I_G = \emptyset) \\ V_S = R_S I_D \end{array}\right\} \Rightarrow V_{GS} = V_G - V_S = \left(\frac{V_{DD}R_2}{R_1+R_2}\right) - R_S I_D$$



Essendo V_{GS} una retta di unico ΔI_{DQ} è piccolo, e lo sarà tanto più la retta è sommata. Ci viene il dubbio che ci possa essere una reazione negativa. Controlliamo

- Se I_D aumenta $\Rightarrow V_D$ aumenta $\Rightarrow V_{GS}$ diminuisce $\Rightarrow I_D$ diminuisce

Vi è anche in questo caso un sistema di reazione che stabilizza il punto di riposo mantenendolo attraverso questa reazione.

Proviamo quindi a risolvere il circuito:

Scriviamo le 2 equazioni

1) $V_{GS} = V_G - R_S I_D$
2) Se Q è saturo $\Rightarrow I_D = K(V_{GS}-V_T)^2$

Sostituiamo

$$\begin{cases} I_D = K(V_G - R_S I_D - V_T)^2 \\ \dfrac{V_G - V_{GS}}{R_S} = K(V_{GS}-V_T)^2 \end{cases}$$

Avremo quindi due soluzioni possibili (eq. di II° grado) ma una sola è corretta! Come faccio a trovare quella giusta? Una delle due soluzioni non soddisfa che il MOSFET sia in saturazione. N.B. Nei compiti, l'80% delle studenti sbaglia la soluzione dell'eq. di II° grado.

Attenzione Non ci sono altre possibilità se ho due sol. "corrette" ho sbagliato qualcosa: o ne scrivo una giusta e una sbagliata.

Tramite questo risultato per ricavare V_{GS} nel caso I_D sia noto: $V_{GS} = V_T \pm \sqrt{\frac{I_D}{K}}$

Modello per Piccoli Segnali BJT

Il passo vedere un BJT come un quadripolo:

Facciamo la descrizione linearizzata del quadripolo nell'intorno del punto di riposo. Per farlo si considerano 2 variabili in funzione di altre. Tale scelta porta ai parametri h di ibrida.

$$V_1 = h_{11} i_1 + h_{12} V_2$$
$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} V_2$$

Il transistore rivoluta i parametri, vediamo come:

- $h_{11} = \left.\dfrac{V_1}{i_1}\right|_{V_2=0} = h_{ie}$ chiamata Impedenza di Ingresso in cortocircuito $[\Omega]$
  - e → Emettitore: indica la configurazione ad emettitore comune
  - i → Input
- $h_{12} = \left.\dfrac{V_1}{V_2}\right|_{i_1=\emptyset} = h_{re}$ chiamata Guadagno di Tensione ingresso in circuito aperto
  - r → Reverse
- $h_{21} = \left.\dfrac{i_2}{i_1}\right|_{V_2=\emptyset} = h_{fe}$ chiamato Guadagno di corrente diretto in cortocircuito
  - f → Forward
- $h_{22} = \left.\dfrac{i_2}{V_2}\right|_{i_1=\emptyset} = h_{oe}$ chiamato Ammettenza di uscita in circuito aperto $[\Omega]^{-1}$
  - o → Output

Noi useremo soltanto i parametri ad emettitore comune. Dimostriamo che questi valori derivano dalla parametrizzazione delle caratteristiche. Per avere un idea del perché sono 4 parametri:

N.B. Noi trascureremo 2 parametri anzitutto 4 in quanto sono legati all'effetto Early.

$i_B = f(V_{BE}, V_{CE})$

$i_C = g(V_{CE}, i_B)$

Linearizzando le caratteristiche nel punto di lavoro attraverso lo sviluppo di Taylor ci ne servono 4

03-03-2023

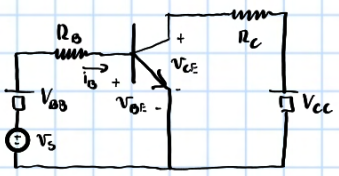
Cominciamo il modello per piccoli segnali BJT

$v_1 = v_{be} \quad i_1 = i_b \quad i_2 = i_c \quad v_2 = v_{ce}$

Abbiamo visto che si prende come riferimento v_1 e i_2:

$$\begin{cases} v_1 = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} = v_{be} \\ i_2 = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce} = i_c \end{cases}$$

Vediamo qual è il problema che dobbiamo risolvere:



$v_0 = 0 \Rightarrow I_{BQ}, I_{CQ}, V_{BEQ}, V_{CEQ}$

Sappiamo che:

$$V_{BE} = V_{BEQ} + v_{be}(t)$$
$$i_C = I_{CQ} + i_c(t)$$

$v_0 \neq 0$?

Sappiamo anche che le sorgenti continue sono in funzione:

$i_C = f(v_{CE}, i_B)$ car. uscita

$i_B = g_1(V_{BE}, V_{CE})$ car. ingresso

Per esprimere queste due caratteristiche le vogliamo linearizzare intorno al punto di lavoro Q. Per farlo usiamo Taylor.

Quindi, noi abbiamo due funzioni: ci serve esprimere V_{CE} e i_B, ci manca i_B che solitamente esprimiamo in funzione di V_{BE} e V_{CE}. Scriviamo dunque:

$$\begin{cases} V_{BE} = g(i_B, V_{CE}) & \text{car ingresso} \\ i_C = f(i_B, V_{CE}) & \text{car uscita} \end{cases}$$

Quindi

$$V_{BE} = V_{BEQ} + v_{be} = g(I_{BQ} + i_b \cdot V_{CEQ} + v_{ce}) = \text{uso Taylor} = g(I_{BQ}, V_{CEQ}) + \underbrace{\frac{\partial g}{\partial i_B}}_{\text{derivata parziale}}\Big|_Q i_B + \frac{\partial g}{\partial v_{CE}}\Big|_Q + \dots$$

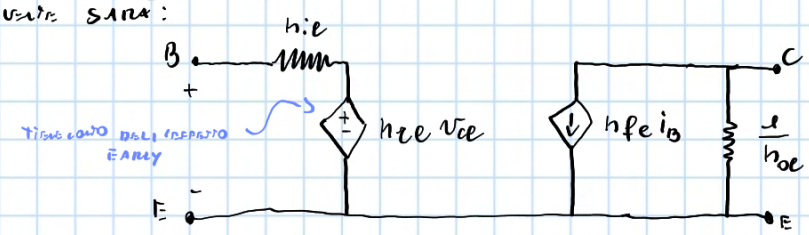
$$i_C = I_{CQ} + i_c = f(I_{BQ} + i_B, V_{CEQ} + v_{ce}) = f(I_{BQ}, V_{CEQ}) + \frac{\partial f}{\partial i_B}\Big|_Q i_B + \frac{\partial f}{\partial v_{CE}}\Big|_Q v_{ce} + \dots$$

Notando le uguaglianze, possiamo dire che:

$$\begin{cases} v_{be} \simeq \underbrace{\frac{\partial g}{\partial i_B}\Big|_Q}_{h_{ie}} i_B + \underbrace{\frac{\partial g}{\partial v_{CE}}\Big|_Q}_{h_{re}} v_{CE} \\ i_c \simeq \underbrace{\frac{\partial f}{\partial i_B}\Big|_Q}_{h_{fe}} i_B + \underbrace{\frac{\partial f}{\partial v_{CE}}\Big|_Q}_{h_{oe}} v_{ce} \end{cases} \Rightarrow \boxed{\begin{array}{ll} h_{ie} = \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B}\Big|_Q & h_{re} = \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}}\Big|_Q \\ h_{fe} = \frac{\partial i_C}{\partial i_B}\Big|_Q & h_{oe} = \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}}\Big|_Q \end{array}}$$

Circuito Equivalente

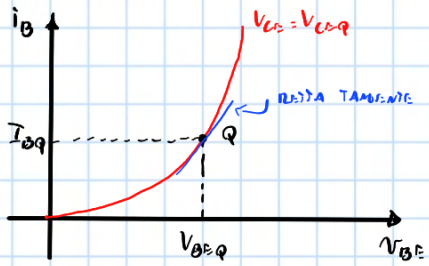
Quindi il mio circuito equivalente sarà:



Calcolo Grafico dei Parametri

Non lo faremo così nella pratica, ma ci serve per capire le approssimazioni fatte.

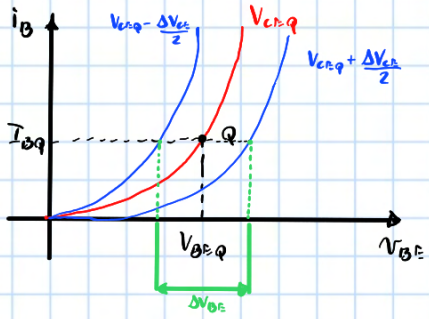
- Iniziamo da h_{ie}



Se guardiamo $(h_{ie})^{-1}$ notiamo che sul grafico questa è una retta tangente:

$$(h_{ie})^{-1} = \left.\frac{\partial i_B}{\partial v_{CE}}\right|_Q = C \Rightarrow \text{coefficiente retta tangente in } Q$$

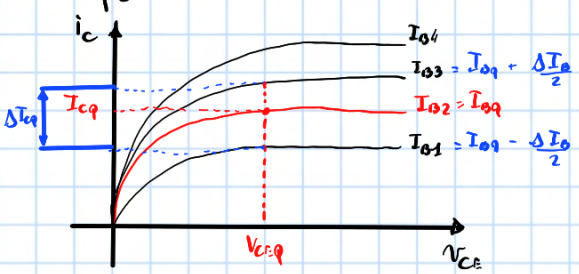
- h_{re}



$$h_{re} = \left.\frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}}\right|_Q \simeq \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}$$

Si osserva che misura la variazione di V_{BE} rispetto a V_{CE}. Le caratteristiche in ingresso variano per l'effetto Early! Infatti il generatore a sx nel circuito equivalente tiene conto dell'effetto Early, se tale effetto $= 0$, il generatore non è presente.

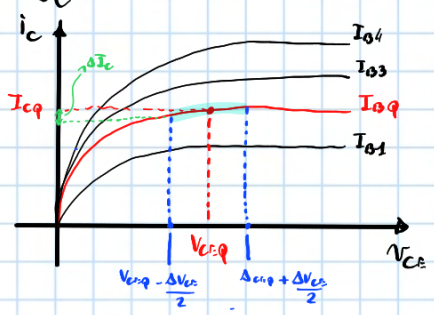
- h_{fe}



Questo ci dice quanto sta guadagnando il sistema in corrente. Da non confondere con $\beta_F = h_f$ sono due cose diverse!

$$h_{fe} = \left.\frac{\partial i_C}{\partial i_B}\right|_Q \simeq \left.\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}\right|_Q$$

- h_{oe}

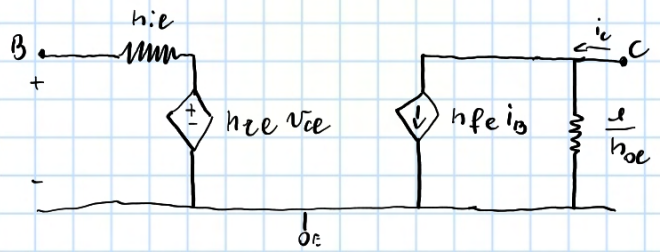


$$h_{oe} = \left.\frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}}\right|_Q \simeq \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}}\right|_Q$$

Tiene conto dell'effetto Early dei transistori di uscita!

Calcolo pratico dei parametri

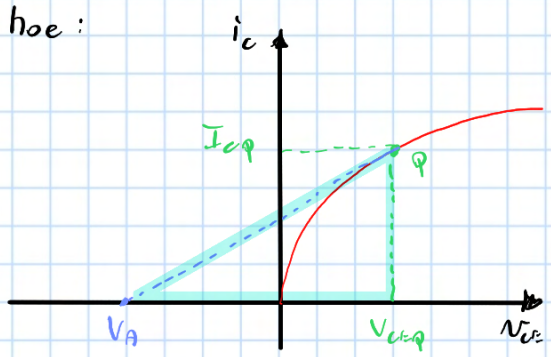
Il nostro modello per piccoli segnali è dato da:



Dobbiamo trovare un modo pratico di calcolare i parametri:

1) h_{re} : dato che l'effetto Early è molto piccolo $(10^{-4} - 10^{-5}) \Rightarrow h_{re} \simeq 0$

2) h_{oe} :



Come faccio a variare la pendenza del prolungamento che porta a V_A? Consideriamo il triangolo, usato un po' di trigonometria, scrivo h_{oe} come rapporto tra cateti:

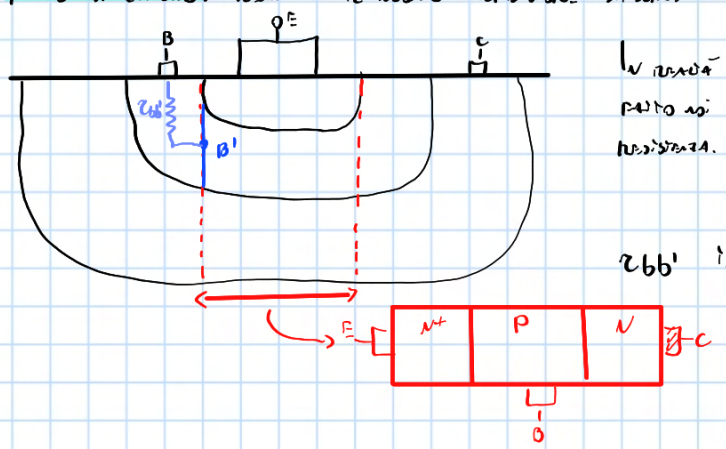
$$h_{oe} = \frac{I_{CQ}}{|V_A| + V_{CEQ}}$$

Nota V_A non lo dà il costruttore nei datasheet. E dei miei valori sono noti

h_{oe} è nell'ordine di $10\,k\Omega$

3) $h_{fe} \simeq \beta_F$ solitamente a livello numerico è vero a parte di una considerazione (che non ci interessa).

4) $h_{ie} = r_{bb'} + r_{b'e}$ viene scritto come somma tra due resistenze, ove $r_{bb'}$ è costante e $r_{b'e}$ dipende dal punto di lavoro. Prendiamo il nostro transistore bipolare:



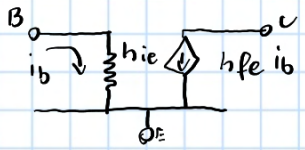
In realtà la base non è dimensionale attacca al silicio con ambiamo detto noi (come B=B') ma vi è un percorso, e in quel percorso avrò una resistenza. Si può calcolare che

$$r_{b'e} = \frac{V_T}{I_{CQ}} h_{fe}$$

$r_{bb'}$ invece lo dà il costruttore, nel caso non lo dia lo trascuriamo dato che dipende esclusivamente da come è stato costruito. Al massimo dato h_{ie} posso dimensionarlo per un determinato punto di lavoro, e poi usarlo per tutti gli altri dato che è una costante.

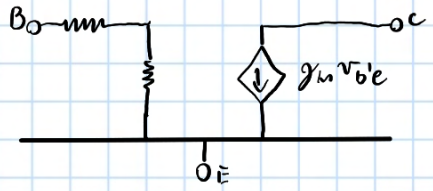
$$\Rightarrow h_{ie} = r_{bb'} + V_T$$

Quindi per noi $h_{re} = 0$ e $h_{oe} = \emptyset$, sicché che il circuito equivalente sarà:



Nota All'esame orale può essere domandato il circuito costruito. Entrambi h_{ie} e h_{fe} si trovano nei datasheet.

Tuttavia questo non è l'unico modo di rappresentare un transistore bipolare ma ve ne è un altro equivalente controllato in tensione. Dato che:



$$\left\{ \begin{array}{l} h_{fe} i_b = g_m v_{b'e} = (g_m r_{b'e}) i_b \\ v_{b'e} = r_{b'e} i_B \end{array} \right\} \Rightarrow h_{fe} = g_m r_{b'e}$$

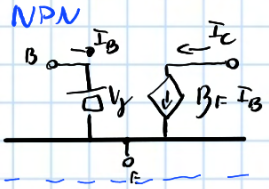
Quindi $g_m = \frac{h_{fe}}{r_{b'e}} = \frac{h_{fe} I_{CQ}}{V_T h_{fe}} = \frac{I_{CQ}}{V_T}$

Perché si usa questo modello? In primis perché g_m si calcola molto più facile, inoltre anche il PSPICE ha un modello di questo tipo; quindi avere due modelli simili ne facilita il confronto!

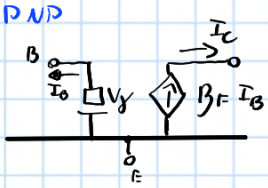
Il modello per piccoli segnali del modello NPN è esattamente uguale al PNP, dato che le variazioni di segno non influiscono sul calcolo dei parametri. Tuttavia facciamo lo stesso lo schema che al pari è riportato:

Modello grandi segnali (Z.A.D)

NPN

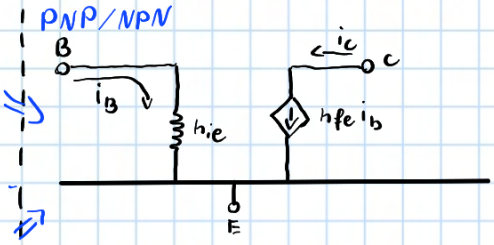


PNP



Modello piccoli segnali (Z.A.D)

PNP/NPN



Modello Piccoli Segnali Mosfet - Introduzione

Dato che abbiamo il V_{GSQ} analitica, faremo prima mano matica di quella fatta per il BJT
Se ci interessa la saturazione - n-mos:

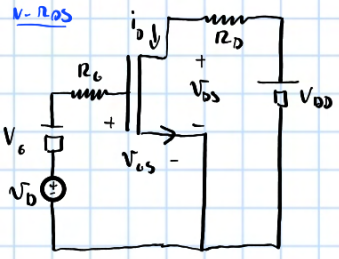
$$i_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{(V_{GS}-V_T)^2}{2} (1+\lambda v_{DS}) \qquad [I_{DSQ}, V_{GSQ}, V_{DSQ}]$$

Avremo quindi 2 parametri, ma noi poi ne useremo uno solo. Nota che i modelli per piccoli segnali sono a bassa frequenza (trascuriamo le capac), vi sono anche quelli ad alta frequenza che non faremo.

06 - 08 - 2023

Modello per Piccoli Segnali

N-mos



Guardiamo il modello per piccoli segnali dell'n-mos. Noi sappiamo che, con sorgente comune

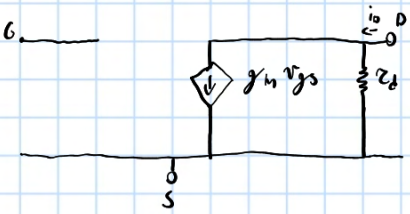
$$i_D = K(v_{GS}-V_T)^2(1+\lambda v_{DS})$$

$$v_{GS} = V_{GSQ} + v_{gs}$$
$$v_{DS} = V_{DSQ} + v_{ds}$$
$$i_D = I_{DQ} + i_d$$

Abbiamo bisogno di alcune quantità parametrizzate:

1) $\left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\right|_Q = g_m$ TRANS CONDUTTANZA

2) $\left(\left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right|_Q\right)^{-1} = r_d$ RESISTENZA DI USCITA

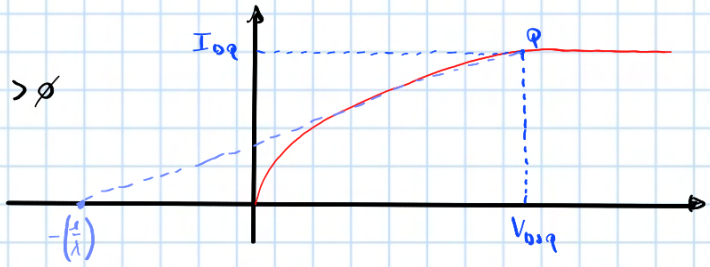


Ne deriva che $i_D = g_m v_{gs} + \frac{v_{ds}}{r_d}$

Determiniamo quindi le espressioni dei nostri parametri:

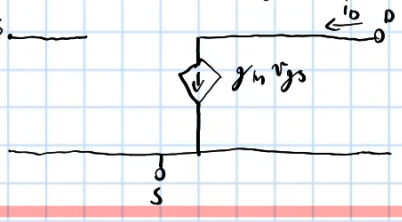
$$g_m = 2K(V_{GS}-V_T)(1+\lambda v_{DS})\Big|_Q = 2\left.\frac{i_D}{(V_{GS}-V_T)}\right|_Q = 2\frac{I_{DQ}}{(V_{GSQ}-V_T)} > 0$$

$$(r_d)^{-1} = \underbrace{K(v_{GS}-V_T)^2}\lambda\Big|_Q = \frac{i_D}{(1+\lambda V_{DS})}\lambda\Big|_Q = \frac{I_{DQ}}{1+\lambda V_{DSQ}}\lambda = \frac{I_{DQ}}{\frac{1}{\lambda}+V_{DSQ}}$$



Se $\frac{1}{\lambda} \gg V_{DSQ} \Rightarrow r_d \simeq \frac{1}{\lambda I_{DQ}}$. Noi di questi parametri useremo soltanto g_m, e assumeremo che non ci sia la resistenza r_d (essenzialmente nella teoria assumiamo $R \to \infty$). Quindi noi avremo:

Se $\lambda = 0 \Rightarrow i_D = K(v_{GS}-V_T)^2$ $\qquad g_m = 2K(v_{GS}-V_T)\big|_Q = 2K(V_{GSQ}-V_T) > 0$

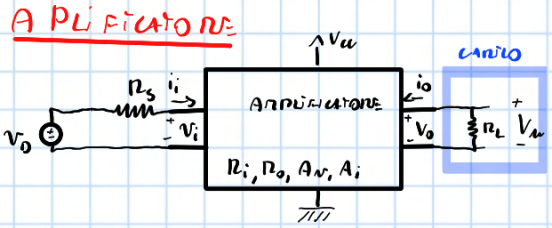


$g_m > 0$

Tale modello vale sia per l'n-mos che per il p-mos, ATTENZIONE in entrambi i casi $g_m > 0$ $\quad [g_m = 2K|(V_{GS}-V_T)|_Q$
Nel caso venisse $g_m < 0$ prendo semplicemente il modulo.

Abbiamo concluso la trattazione dei dispositivi. La prima applicazione che vediamo di questi dispositivi sarà quello di amplificare i segnali. In particolare vedremo una amplificazione di potenza. Ma prima di approfondire ulteriormente, guardiamo qualche definizione.

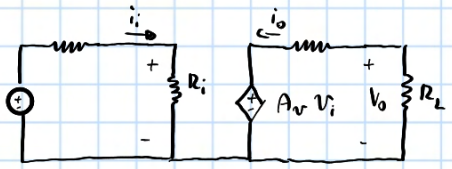
AMPLIFICATORE



Il dispositivo è collegato ad una alimentazione in quanto attivo!
Vediamo definire 4 quantità che descrivono il comportamento dell'amplificatore.

- $R_i = \frac{v_i}{i_i}$ impedenza di ingresso
- $R_o = \frac{v_o}{i_o}\Big|_{v_0=\emptyset}$ impedenza di uscita
- $A_v = \frac{v_o}{v_i}\Big|_{R_L\to\infty}$ guadagno di tensione
- $A_i = \frac{i_o}{i_i}$ guadagno di corrente

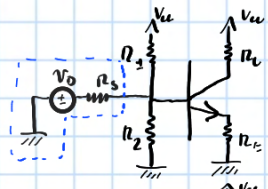
Circuito equivalente:



Allora guardiamo una serie di configurazioni a singolo stadio (uso uno solo transistore) e calcoliamo le resistenze dei parametri.

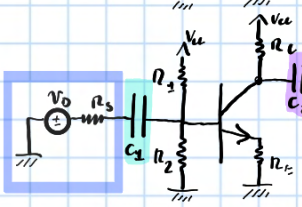
Amplificatore a Emettitore Comune

La prima cosa che dobbiamo fare è polarizzare il nostro amplificatore.



Dove applico il segnale? Proviamo sulla base, ma nella polarizzazione quando disattivo V_0 significa portare a cortocircuito la base => cambio il punto di lavoro. Anche nel caso ci metta in serie una resistenza R_s tuttavia possiamo adottare una soluzione: inserisco un condensatore. Devo scegliere C_1 come cortocircuito alla mia frequenza di segnale

$$|Z_C| = \frac{1}{\omega C_1} = \frac{1}{2\pi f C_1}$$



In uscita voglio applicare un carico vicino a R_C, il problema è analogo: devo inserire un condensatore per non avere un cortocircuito. C_2 dovrà essere un cortocircuito alla f del segnale.

C_1 e C_2 sono chiamati condensatori di accoppiamento.

Adesso vediamo come analizzare il dispositivo per fasi.

1) Analisi in "DC" del circuito (continua)

Il circuito in corrente continua avrà:

- C_i aperti
- L_i corto circuiti
- Generatori variabili disattivati
- Modelli per grandi segnali

=> Determino così risolvendo il punto di lavoro "Q" dell'elemento attivo. => Nel senso che posso determinare i parametri per il circuito di piccolo segnale.

2) Analisi in "AC" media frequenza

Il circuito in corrente alternata avrà:

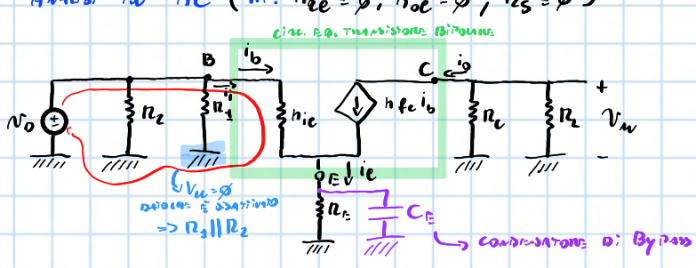
- C_i esterni corto circuiti
- L_i esterni circuiti aperti
- Generatori costanti disattivati
- Modelli per piccoli segnali

=> Determino amplificazione del sistema $A_v = \frac{V_u}{V_0}$

Si parla di media frequenza perché dovrei analizzare anche alta e bassa frequenza dove assumo nullo i condensatori. Mai tornando...

Proviamo a fare l'analisi del circuito sopra: presupponiamo di aver già fatto l'analisi in "DC":

Analisi in AC (Hp: $h_{re} = \emptyset$; $h_{oe} = \emptyset$; $R_s = \emptyset$)



Nota $V_u = \emptyset$ essendo disattivato, quindi tutte le celle ad esso collegato sono in parallelo.

Adesso che ho disegnato il circuito posso iniziare ad analizzarlo:
Determiniamo i_o e i_b e il rapporto di amplificazione di corrente A_i:

$$\begin{cases} i_o = h_{fe} i_b \\ i_b = i_i \end{cases} \Rightarrow i_o = h_{fe} i_i \qquad A_i = \frac{i_o}{i_i} = h_{fe}$$

Vediamo adesso A_v, partendo da v_u

$$v_u = -(R_L \| R_C)(h_{fe} i_b)$$

Devo determinare i_b, per farlo uso:

$v_D = h_{ie} i_b + R_E i_e$ (Cfr. maglia in rosso)

$i_e = i_b + h_{fe} i_b = (h_{fe}+1) i_b$ (Bilancio correnti nodo E)

Da queste due ricavo

$\Rightarrow v_D = h_{ie} i_b + R_E (h_{fe}+1) i_b$

Quindi $i_b = \dfrac{v_D}{h_{ie} + R_E(h_{fe}+1)}$, a questo punto sostituisco nell'eq. iniziale:

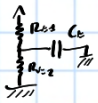
$$v_u = -(R_L \| R_C) h_{fe} \frac{v_D}{h_{ie} + R_E(h_{fe}+1)} \Rightarrow \boxed{A_v = \frac{v_u}{v_D} = -\frac{(R_L \| R_C) h_{fe}}{h_{ie} + R_E(h_{fe}+1)}}$$

Alcune osservazioni:

1) A_v negativa (Cfr. deve essere tale) $\Rightarrow$ configurazione invertente
2) Se $R_E = \emptyset \Rightarrow A_v = -\dfrac{(R_L \| R_C)}{h_{ie}} h_{fe} \gg A_v$ con $R_E \neq 0$. Per questo motivo R_E è definita resistenza di degenerazione di emettitore
3) Se $R_E(h_{fe}+1) \gg h_{ie}$ allora $A_v \simeq -\dfrac{(R_L \| R_C)\cancel{h_{fe}}}{R_E \cancel{(h_{fe}+1)}} \simeq \dfrac{(R_L \| R_C)}{R_E}$ non dipende più dal transistore! (posso tolgliere essendo $h_{fe} \gg 1$)

Avere introdotto R_E ha diminuito il guadagno ma esso ha stabilizzato a un valore costante (e ciò è un grande vantaggio).

Per avere i vantaggi sia del (2) che del (3) posso inserire un condensatore C_E, avrò così un valore alto di amplificazione e avremo stabilità. Anche gli effetti di R_E, non ho più valore per tali valori di pulsazioni ma fasi. C_E è detto condensatore di by-pass perché "salta" R_E. A volte R_E è anche divisa in due resistenze



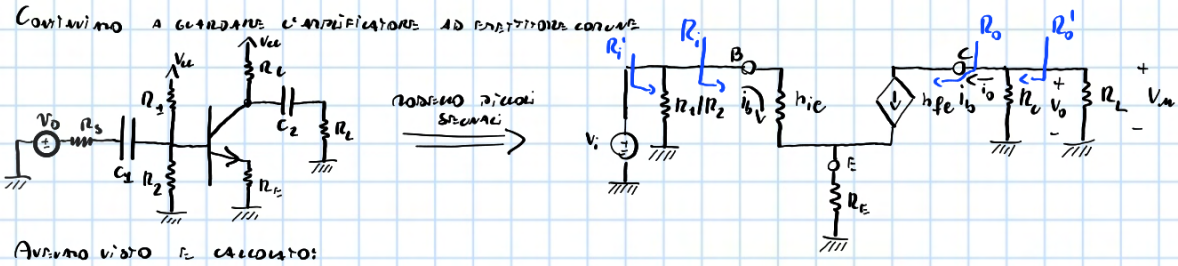
Ci rimane da calcolare gli altri parametri principali R_i:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_D}{i_b} = \boxed{h_{ie} + R_E(h_{fe}+1)}$$

$\Rightarrow$ Un ricordata: è la regola della riflessione della resistenza. Posso usarla direttamente in serie per calcolare R_i, senza farmi due maglie a destra e sinistra V_p per calcolarla ecc...

14-06-2023

Continuiamo a guardare l'amplificatore ad emettitore comune



Avevamo visto e calcolato:

- $A_i = h_{fe}$
- $A_v = -\dfrac{h_{fe} R_C \| R_L}{h_{ie} + R_E(h_{fe}+1)} \simeq -\dfrac{R_C \| R_L}{R_E}$
- $R_i = h_{ie} + R_E(h_{fe}+1)$

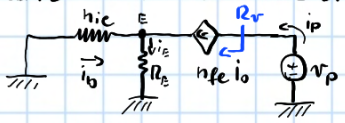
Teniamo conto che la R_i è percepita dalla base, se volessi calcolare R_i', ovvero la resistenza vista dal generatore, possiamo calcolarla come

$$R_i' = R_1 \| R_2 \| R_i$$

Abbiamo definito i nostri 3 parametri: A_i, A_v, R_i. Ci manca R_o.

$$R_o = \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{v_i = \emptyset} = \infty$$

Vediamo di dimostrare in modo analogo come calcolare R_o, partiamo dal circuito semplificato ponendo $v_i = v_s = 0$



Allora:

$$\begin{cases} V_E = R_E (h_{fe}+1) i_b & \text{caduta sul nodo} \\ V_E = -h_{fe} i_b & \text{caduta sulla resistenza} \end{cases}$$

Essendo le stesse quantità devono essere uguali:

$$R_E (h_{fe}+1) i_b = -h_{ie} i_b$$

$$[R_E (h_{fe}+1) + h_{ie}] i_b = \emptyset \Rightarrow i_b = \emptyset$$

Quindi i_b deve essere $= \emptyset$, ne deriva che $R_o = \infty$ in quanto vi è un zero aperto.

Se volevo calcolare R_o' che è la resistenza vista a valle:

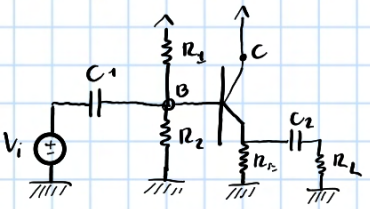
$$R_o' = R_c \parallel R_o = R_c$$

una resistenza finita in parallelo ad una infinita è quella che predomina il finito

Adesso guardiamo un altra configurazione:

Amplificatore a Collettore Comune

In questo caso prelevo l'uscita sull'emettitore e non più sul collettore:

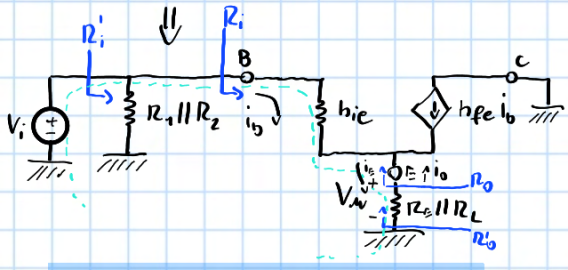


Il punto di lavoro è lo stesso di prima, guardiamo il modello per piccoli segnali; noi lo guarderemo con lo stesso modello e con i soliti parametri per semplicità.

Calcoliamoci quindi i vari parametri.

1) Iniziamo da R_i, la resistenza vista dalla base:

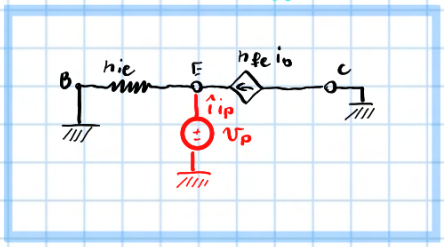
$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = h_{ie} + (R_E \parallel R_L)(h_{fe}+1)$$



Quindi la resistenza vista è esattamente uguale a prima, e analogamente

$$R_i' = R_1 \parallel R_2 \parallel R_i$$

2) R_o: resistenza vista dall'emettitore. Solito metodo con il generatore di prova. Il circuito semplificato è quello a sx. Da questo vediamo di calcolare la corrente e la tensione di prova per fare il rapporto:



$$\begin{cases} i_p = -(h_{fe}+1) i_b \\ v_p = -h_{ie} i_b \end{cases} \Rightarrow \frac{v_p}{i_p} = \frac{h_{ie} \cancel{i_b}}{(h_{fe}+1)\cancel{i_b}} = \frac{h_{ie}}{(h_{fe}+1)}$$

Ne deriva che:

$$R_o = \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{v_i = \emptyset} = \frac{h_{ie}}{(h_{fe}+1)}$$

N.B. $R_o' = R_E \parallel R_L \parallel R_o$

Calcoliamoci adesso l'amplificazione di corrente e di tensione:

3) A_i, amplificazione di corrente. $A_i = \frac{i_o}{i_i}$. Quindi

$$\left.\begin{cases} i_o = -(h_{fe}+1) i_b \\ i_i = i_b \end{cases}\right\} \Rightarrow A_i = -(h_{fe}+1)$$

4) A_v, amplificazione di tensione: $A_v = \frac{v_u}{v_i}$

- Iniziamo esprimendo A_v

$$\begin{cases} v_u = (R_E \parallel R_L) i_e \\ i_e = (h_{fe}+1) i_b \end{cases}$$ Bilancio correnti nodo E $\Rightarrow v_u = (R_E \parallel R_L)(h_{fe}+1) i_b$

- Adesso devo esprimere i_b, considero la maglia uscita

$$v_i = h_{ie} i_b + (R_E \parallel R_L)(h_{fe}+1) i_b \Rightarrow i_b = \frac{v_i}{h_{ie} + (R_E \parallel R_L)(h_{fe}+1)}$$

- Infine calcoliamo A_v

$$A_v = \frac{v_u}{v_i} = \frac{(R_E \parallel R_L)(h_{fe}+1)}{h_{ie} + (R_E \parallel R_L)(h_{fe}+1)}$$

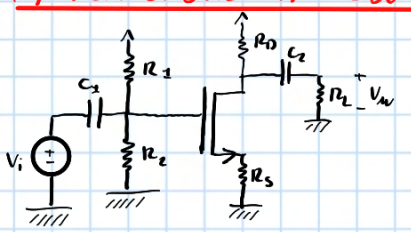
Facciamo alcune considerazioni su A_v:

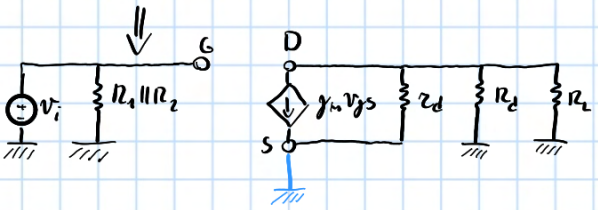
1) A_v è positiva => applica una amplificazione non invertente
2) $A_v < 1$ => attenua la tensione
3) Se $h_{ie} \ll (R_2 \| R_L)(h_{fe}+1)$ => $A_v \simeq 1$. Quindi il segnale sull'emettitore è circa uguale al segnale sulla base. Per questo tale configurazione è detta anche Inseguitore di Emettitore.

Esiste anche una 3° configurazione, ma la tralasciamo. Anche se la incontro nel mondo noi dobbiamo usare lo stesso circuito equivalente. I parametri sono considerati acquisiti.

Adesso facciamo la stessa cosa con il Mosfet.

Amplificatore a Source Comune [Mosfet]





Poniamo di avere già calcolato g_m e r_d e scriviamo il circuito per piccoli segnali. Vediamo di semplificare i calcoli ponendo S a ground. Adesso calcoliamo i parametri.

1) $A_i = \frac{i_o}{i_i} \to \infty$ in quanto $i_i = 0$; ha poco senso come parametro

infatti si calcola una volta e non si considera più.

2) $A_v = \frac{v_u}{v_i}$ al solito:

- Partiamo con l'espressione v_u

  con il polo in quanto la corrente va da ⊖ al ⊕ su R_{EQ} $(r_d \| R_D \| R_L)$

  $v_u = -(r_d \| R_D \| R_L)(g_m v_{gs})$

- Esprimo v_i

  $$\left.\begin{aligned} v_{gs} &= v_g - v_s \\ v_s &= \emptyset \\ v_g &= v_i \end{aligned}\right\} \Rightarrow v_{gs} = v_i$$

- Calcolo A_v

  Nota: è negativa => è invertente

  $$A_v = \frac{v_u}{v_i} = -g_m (r_d \| R_D \| R_L)$$

Facciamo le resistenze:

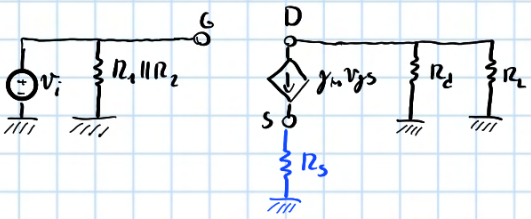
3) $R_o \big|_{v_i=0} = \infty$ dato che se $v_i = 0 \Rightarrow v_G = \emptyset \Rightarrow$
$\Rightarrow v_{GS} = \emptyset$

N.B. $R_o'' = (R_D \| r_d)$

4) $R_i = \infty$ in quanto $i_i = 0$!

N.B. $R_i' = (R_1 \| R_2)$

Adesso poniamo (aumentiamo) $R_S \neq 0$ e, per semplificare i calcoli, $r_d \to \infty$. Calcoliamoci quindi A_v:



- $A_v = \frac{v_u}{v_i}$

① Calcolo v_u

$v_u = (R_D \| R_L)(-g_m v_{gs})$

② Per esprimere v_u ho bisogno di v_{gs}, e lo ricavo da

$$\begin{cases} v_D = R_S (g_m v_{gs}) \\ v_{gs} = v_g - v_D \end{cases} \xrightarrow[\text{la II° nella I°}]{\text{sostituisco}} v_{gs} = v_g - R_S g_m v_{gs}$$

Quindi

$$v_{gs} + R_S g_m v_{gs} = v_g$$
$$(1 + g_m R_S) v_{gs} = v_g \Rightarrow v_{gs} = \frac{v_g}{1 + g_m R_S}$$

③ Per esprimere v_g noto:

$$\begin{cases} v_{gs} = \frac{v_g}{1+g_m R_S} \\ v_g = v_i \end{cases} \Rightarrow v_{gs} = \frac{v_i}{1+g_m R_S}$$

④ A questo punto sostituisco nell'eq. iniziale al passo ①:

$$v_u = (R_D \| R_L)(-g_m v_{gs}) =$$
$$= (R_D \| R_L)(-g_m) \frac{v_i}{1+g_m R_S}$$

⑤ Infine determino A_v:

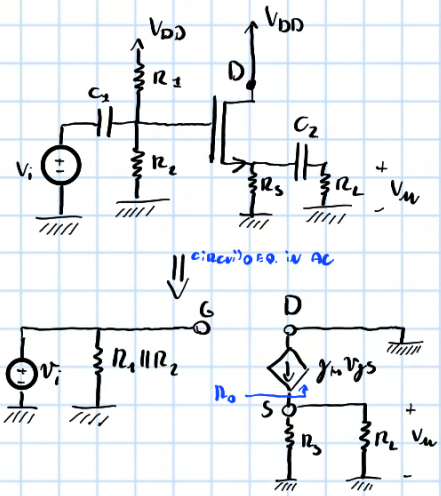
$$\Rightarrow A_v = \frac{v_u}{v_i} = -g_m (R_D \| R_L) \frac{1}{1+g_m R_S}$$

Quindi aggiungendo R_S ottengo che si stabilizza il punto di lavoro, tuttavia ottengo una diminuzione di amplificazione di una quantità pari al valore di R_S; per questo è anche detta Resistenza di degenerazione di source.

NOTA Il compito è una combinazione delle varie configurazioni, sapendo bene ainda, in quanto le informazioni (le formule) sono acquisite: al compito posso applicarle direttamente. L'es. A dà quasi la sufficienza da solo ed è quello che solitamente dà più problemi

11-04-2023

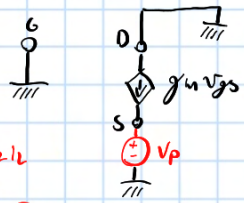
Amplificatore a Drain Comune [Mosfet]



Supponiamo di aver già fatto l'analisi in DC, ed aver ricavato g_m. Quindi possiamo fare l'analisi in AC, con il circuito equivalente. Partiamo quindi a calcolare i vari parametri:

1) $R_o = \frac{v_o}{i_o}\Big|_{v_i=\emptyset}$

Considerando il circuito a dx voglio calcolare la R vista dal source. Quindi noto



$$\begin{cases} i_P = -g_m v_{gs} \\ v_{gs} = v_G - v_S \\ v_G = \emptyset \\ v_S = v_P \end{cases} \Rightarrow v_{gs} = -v_P$$

ricordarsi per il compito

Quindi posso scrivere che $i_P = -g_m(-v_P) = g_m v_P \Rightarrow \boxed{R_o = \frac{v_P}{i_P} = \frac{1}{g_m}}$

2) $A_v = \frac{v_u}{v_i}$

Al solito calcoliamo v_u, notando che:

$$\begin{cases} v_u = (g_m v_{gs})(R_S \| R_L) \\ v_g = v_i \\ v_s = v_u \end{cases} \Rightarrow \left| \begin{array}{l} v_u = g_m(v_i - v_u)(R_S \| R_L) \Rightarrow (1 + g_m(R_S \| R_L))\, v_u = g_m(R_S \| R_L) v_i \\ \Rightarrow v_u = \frac{g_m(R_S \| R_L)}{1 + g_m(R_S \| R_L)} v_i \end{array} \right.$$

Ne segue che $\boxed{A_v = \frac{v_u}{v_i} = \frac{g_m(R_S \| R_L)}{1 + g_m(R_S \| R_L)}}$.

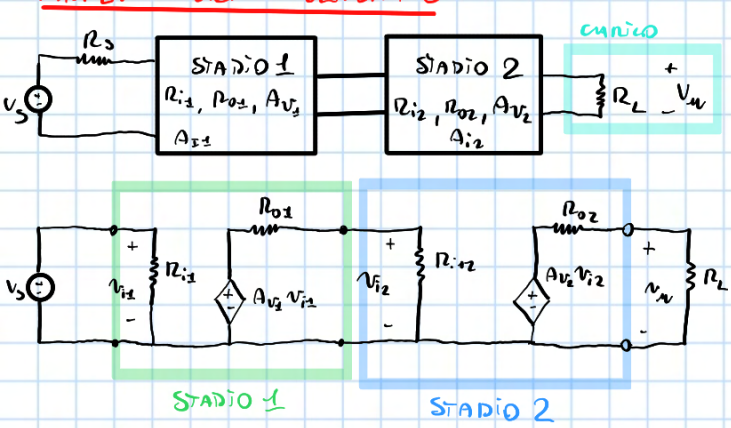
Osservazioni:

- A_v positivo $\Rightarrow$ non è invertente
- $|A_v| < 1$
- Se $g_m(R_S \| R_L) \gg 1 \Rightarrow A_v \simeq 1$, per questo il circuito si chiama inseguitore di source.

Gli altri parametri (le altre resistenze) procedono modi analoghi ai casi precedenti.

Solitamente i vari stadi (le configurazioni appena viste) negli amplificatori moderni passano più stadi in cascata. Quindi andiamo a studiare ciò che accade in questa situazione.

Amplificatori Multistadio



Poniamo di avere due stadi in cascata, non preoccupiamoci di sapere quali. Poniamo di averli studiati separatamente e di sapere che: $A_{v1} = 100$ e $A_{v2} = 10$. Allora ci viene da pensare che $A_{v\,totale} = 1000$. Ma ciò non è sempre vero! Infatti $A_v = \frac{v_u}{v_S} \neq (A_{v1})(A_{v2})$, vediamo perché studiamo il circuito nel suo complesso, poniamo per semplicità $R_S = 0$ (la vedremo dopo) e calcoliamoci $\frac{v_u}{v_S}$ per $R_L \to \infty$. Quindi

$$\begin{cases} v_u = A_{v2} v_{i2} \\ v_{i2} = (A_{v1} v_{i1}) \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \\ v_{i1} = v_S \end{cases} \Rightarrow A_v = \frac{v_u}{v_S}\Big|_{R \to \infty} = \boxed{= A_{v2} A_{v1} \left[\frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}}\right]} \neq A_{v1} A_{v2}$$

Tale valore può essere uguale a $A_{v_1} A_{v_2}$ se è valida almeno una di queste due condizioni:

- $R_{i2} \to \infty \implies A_T = A_{v_1} \cdot A_{v_2}$
- $R_{o1} = \emptyset$

Quindi se lo stadio a valle non carica lo stadio a monte possiamo semplificare!

Adesso ripensiamo un argomento visto anche a comunicazioni numeriche: la risposta in frequenza. Un parametro necessario negli amplificatori.

Risposta In Frequenza

Nello scritto questa parte non è richiesta. Un segnale va spesso è composto da più componenti in frequenza => Fourier. Segnali lineari e separabili. L'amplificazione serve ad avere un aumento del modulo e base (ci interessa) della totalità del segnale. Ma se ci fossero alcune componenti più amplificate o filtrate di altre? Abbiamo quindi delle distorsioni. Quindi cosa è che determina la nostra risposta in frequenza? Sono:

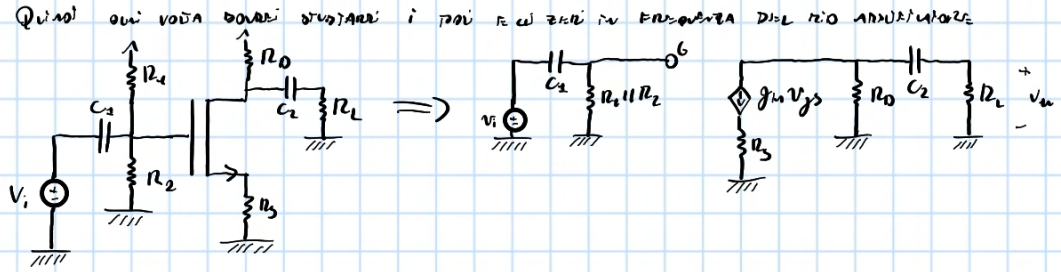
- Gli elementi reattivi (condensatori e induttanze) determinano un A_v sotto forma di funzione => $A_v(f)$, se faccio quindi i calcoli nel dominio di Laplace otteniamo:

$$A_T = \frac{V_u(s)}{V_i(s)} = A_K \frac{(s-\omega_{z1})(s-\omega_{z2})\dots(s-\omega_{zn})}{(s-\omega_{p1})(s-\omega_{p2})\dots(s-\omega_{pn})}$$

zeri

poli

Quindi ogni volta dovrei studiare i poli e gli zeri in frequenza del mio amplificatore



In modo canonico dovrei passare al dominio di Laplace e fare tutti i calcoli, tuttavia vi sono anche modi per semplificare i calcoli, ad esempio:

- I condensatori $C_1 C_2$ danno 2 zeri nell'origine
- Dato un circuito, il numero di poli è pari al numero di elementi reattivi indipendenti (due C in serie non sono indipendenti tra di loro, per esempio devo saper calcolare i ΔV separatamente.

Nonostante la complessità della situazione, solitamente ci è possibile raggruppare gli amplificatori in due famiglie:

- Capacità Grossa (μF): condensatori esterni e di Bypass
- Capacità Piccola (pF): condensatori interni

Allora quanto vale l'impedenza di un condensatore in modulo? $|Z| = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$ (Ricordano, sempre sempre)

Allora facciamo il seguente ragionamento:

Supponiamo di avere $C_{esterna} \simeq \mu F$ e $C_{interna} \simeq p$, e poniamo di aumentare la f:

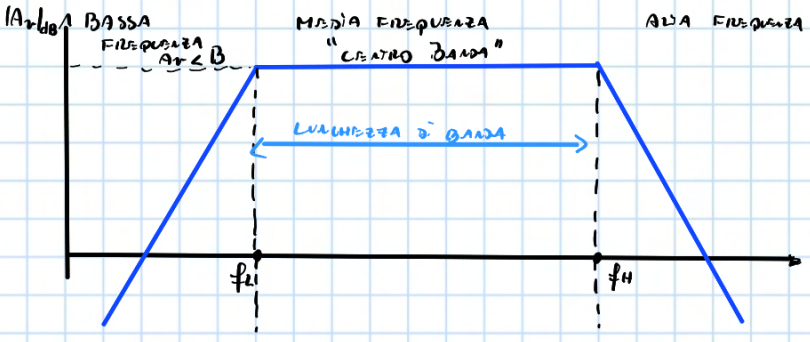
$f=0$	$f=10\,Hz$	$f=1\,kHz$	$f=1\,MHz$	$f=100\,MHz$
$Z_{EST}=\infty$, $Z_{INT}=\infty$	$\lvert Z_{EST}\rvert \simeq 10^8\,\Omega$, $\lvert Z_{INT}\rvert \simeq 10^{11}\,\Omega$	$\lvert Z_{EST}\rvert \simeq 10^3\,\Omega$, $\lvert Z_{INT}\rvert \simeq 10^9\,\Omega$	$\lvert Z_{EST}\rvert \simeq 1\,\Omega$, $\lvert Z_{INT}\rvert \simeq 10^6\,\Omega$	$\lvert Z_{EST}\rvert \simeq 0{,}1\,\Omega$, $\lvert Z_{INT}\rvert \simeq 10^3\,\Omega$

Si nota che all'aumentare della f i condensatori esterni scendono più rapidamente degli interni. Quindi io posso considerare i condensatori interni (avendo dei valori di R adeguati) pari a un circuito aperto e trascurarli! Sono:

- DC: i C sono aperti
- AC: 1) Bassa frequenza: $C_{interni}$ aperti
  2) Media frequenza: $C_{esterni}$ corto circuiti e $C_{interni}$ aperti (→ contro la banda media frequenza)
  3) Alta frequenza: $C_{esterni}$ corto circuiti

Noi fino ad ora abbiamo considerato solo la ②, e ci dedicheremo a questo. Comunque è da notare come tali distinzioni siano posti dal solo se vi è una differenza abbastanza tra i C; la divisione in famiglia.

Il diagramma di Bode sarà:



Dove:

f_L: limite inferiore di banda

f_H: limite superiore di banda

$f_H - f_L$: lunghezza di banda.

Nella zona di lunghezza di banda le frequenze vengono amplificate tutte le componenti in modo uguale. La zona di bassa frequenza ha come corrispondente quello di Passa-Banda. Invece ad alta frequenza abbiamo un attenuazione del segnale. Proprio per questo viene chiamata una f_T ($\neq f_H$) relativa al singolo componente e presente nei DATASHEET che descrive la frequenza per

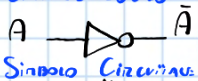
il quale il componente ha un rapporto di amplificazione unitario; ovviamente poi sarà necessario considerare tutto il resto del circuito, da avere di conseguenza di evitare di comprare mosfet con f_T troppo alta per i miei scopi: se devo lavorare a 10 MHz è inutile avere una $f_T = 1$ GHz, dato che con $f_T = 10$ MHz non avrei amplificazione. Ricorda che f_L e f_H dipendono da tutto il circuito, quindi in un amplificatore, anche da tutti gli stadi in cascata.

18-04-2023

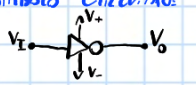
Oggi iniziamo a vedere gli elementi attivi, utili per implementare l'inverter (i.e. NOT).

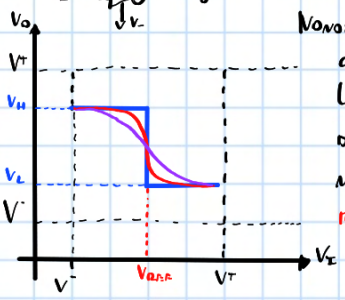
INVERTER

Simbolo Logico



Simbolo Circuitale





Per definire il dispositivo, dobbiamo definire la logica di funzionamento: poniamo di avere associata la tensione alta al 1 e la tensione bassa allo "0":

- "1" $\equiv V_H$
- "0" $\equiv V_L$

Nonostante siano ossi solitamente V^+ e V^- sono necessari $\Rightarrow$ l'inverter deve essere alimentato per funzionare! La caratteristica del dispositivo si legge le tensioni, è chiamata **VTC (Voltage Transfer Characteristic)**.

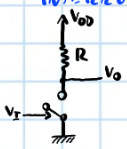
La nostra caratteristica è racchiusa all'interno della zona individuata da V^+ e V^-. Indichiamo con V_{REF} la tensione di transizione: solitamente si cerca di averla a metà, ma non è detto che lo sia. Come non è vero che $V_H = V^+$ e $V_L = V^-$, è possibile ma non è detto. Ovviamente **tale andamento** è ideale, un andamento più **reale**, fino ad arrivare ad uno più **estremo**. Il dispositivo inverter deve avere una serie di caratteristiche:

- Deve rigenerare il segnale (uno "0" "sporco" deve diventare "pulito")
- Deve essere immune ai disturbi

Vedremo che sarà il tutto variare a consentirci di rigenerare il segnale (contrario, 0V, >0).

Vediamo adesso i vari elementi implementativi:

Interruttore

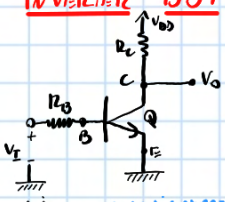


Abbiamo un implementazione data da un interruttore:

- $\begin{cases} V_I = V_H \\ V_O = \emptyset \end{cases}$ interruttore chiuso
- $\begin{cases} V_I = V_L \\ V_O = V_{DD} \end{cases}$ interruttore aperto

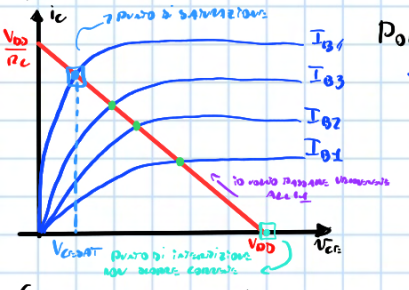
Vediamo quindi come implementare interruttori ideali: sia il mosfet che il BJT si comportano da interruttori in diverse condizioni. Quindi analizziamo le 2 possibilità:

INVERTER BJT



Ricordiamo che è lo stesso circuito di amplificatore, infatti quest'ultimo aveva in comp. d'ingresso inverter, ma allora qual è l'elemento discriminante? Come fanno a farlo se sta facendo il NOT o l'amplificatore? Per capirlo iniziamo con il tracciare le caratteristiche. Quindi abbiamo:

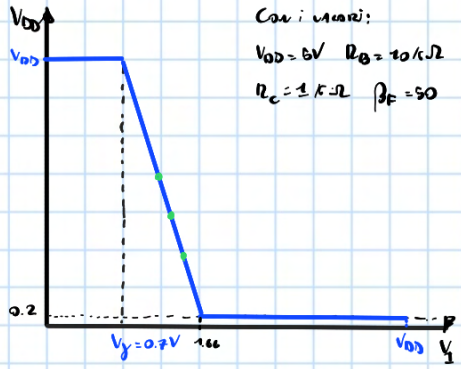
- $V_{DD} = R_C i_C + V_{CE}$ **Uscita**
- $V_I = R_B i_B + V_{BE}$ **Ingresso**



Poniamo i vari casi di funzionamento:

1) $V_I << V_\gamma$: Base Emettitore in Inversa e Base Collettore in Inversa
   $\Rightarrow$ Q è OFF!
2) $V_I >> V_\gamma$: "BE" polarizzata in diretta e "BC" in diretta
   $\Rightarrow$ Q saturo! (dove V_{CESAT}: [0.1 - 0.3]V)

Inoltre se $V_I = V_{DD}$: $V_{BE} \simeq V_\gamma \Rightarrow I_B = \frac{V_{DD} - V_\gamma}{R_B} = I_{B1}$



Con i valori:
$V_{DD} = 5V$ $R_B = 10k\Omega$
$R_C = 1k\Omega$ $\beta_F = 50$

Come scelgo dunque la saturazione, che è: $I_B < \beta_F I_{B1}$! Quindi vogliamo farla:

$V_\gamma << V_{DD} \Rightarrow I_B \simeq V_{DD}$
$V_{CE} << V_{DD} \Rightarrow I_C \simeq \frac{V_{DD}}{R_C}$

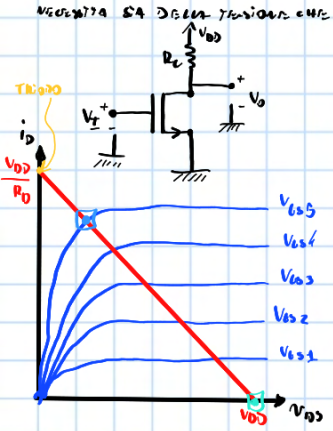
Quindi $\frac{V_{DD}}{R_C} << \beta_F \frac{V_{DD}}{R_B}$

Ne segue che la condizione di verità diventa: $\boxed{R_B << \beta_F R_C}$

Cosa notiamo dalla caratteristica dell'inverter a dx? Che è un buon inverter, dato che è spostato tendenzialmente a dx; si ha una grossa immunità sul livello basso e una piccola immunità sul livello alto! Non è diviso in due! Vi è un altro problema, quando l'interruttore si chiude dissipa un salto di energia sotto forma di calore. Quindi ci si guarda sia R_B e su Q: ogni inverter di dissipazione dissipa potenza quando sta aperto! L'idea è che una porta consuma solo nello stato transitorio, mentre quando ha raggiunto il suo stato non consuma. Il problema è stato risolto poi con gli MOS. Un altro problema è il tempo di trasferimento: la transizione tra saturo e interdetto del BJT ovviamente tempo, è un problema comune a tutti i BJT. Tra l'altro a seconda delle cariche coinvolte si hanno tempi di transizione diversi tra ON -> OFF e OFF -> ON.

Inverter NMOS

Il circuito è analogo al BJT con la condizione che la corrente di base sia a Ø. Avrà differenza con il circuito BJT che non funzionava neanche sa della tensione che della corrente. Facciamo quindi come prima la trattazione sapendo



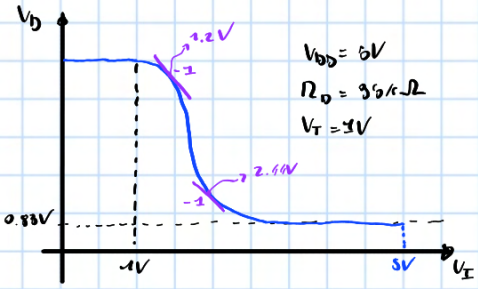
$V_{GS} = V_I$

$V_{DD} = R_D i_D + V_{DS}$

1) $V_I = V_{GS} < V_T \Rightarrow Q$ interdizione $\Rightarrow V_O = V_{DD}$

2) $V_I \gg V_T \Rightarrow Q$ triodo $\Rightarrow V_O =$ piccola

Quindi la caratteristica di trasferimento (a dx) dove cade quindi di tensione si ottengono i punti dove la tangente è pari a -1. Anche qui la caratteristica è spostata verso sx. Possiamo adesso che:



$V_{DD} = 5V$

$R_D = 50k\Omega$

$V_T = 1V$

Hp: Q in zona triodo

- $i_D \simeq C(\mu_n C_{ox})\frac{W}{L}(V_{GS}-V_T)V_{DS} = K'\left(\frac{W}{L}\right)(V_I - V_T)V_O$
- $V_{DS} \ll V_{DD} \Rightarrow i_D \simeq \frac{V_{DD}}{R_D}$

Mettendo insieme i due risultati a sx

$\Rightarrow \frac{V_{DD}}{R_D} = K'\left(\frac{W}{L}\right)(V_I - V_T)V_L$

$\Rightarrow V_L = \frac{V_{DD}}{R_D K'\left(\frac{W}{L}\right)(V_I - V_T)}$

Da questo notiamo come possiamo riuscire a variare il comportamento dell'inverter oltre ai componenti resistivi posso operare su W e L, quindi variando il rapporto posso far cambiare il comportamento della porta! Con il BJT non lo potevo fare, una volta costruito non variava più!

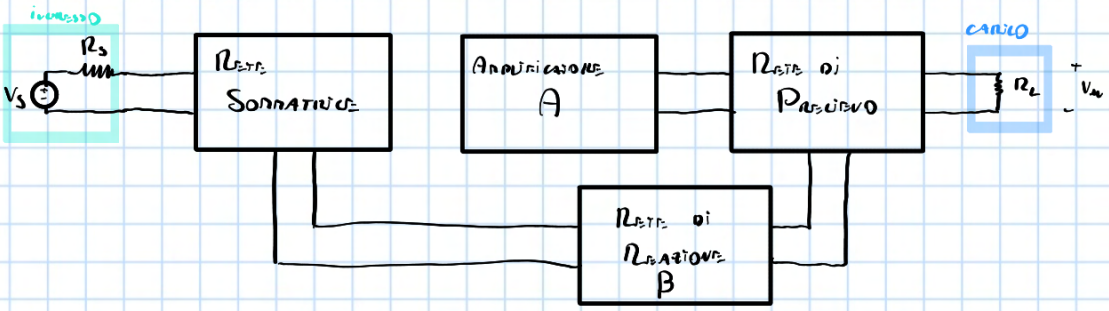
Nota Il 2° esercizio del compito è sul trovare i valori di W e L per far funzionare la porta logica.

Inoltre perché l'inverter CMOS (che vedremo) non dissipava energia? Perché usiamo due interruttori in contrapposizione in modo da non avere alcun percorso su ground. Infatti la presenza dei interruttori complementari ne garantisce il nome (complementary)

I due interruttori sono implementati con PMOS e NMOS.

Teoria della Reazione Semplificata

Utile per fare i regolatori di tensione. A FdA ho visto il concetto di reazione, ad elettronica si prende l'uscita di un circuito e si reinserisce come input al circuito stesso (reazione negativa), vi è anche la reazione positiva utilizzata in passato in modo comunque per amplificare il segnale. Tuttavia vi sono dei circuiti veramente instabili che sono implementati attraverso la reazione positiva, come il clock! Stesso circuito bistabile. Un altro è l'edge-flip-flop. I latch sono una reazione positiva. Vediamo come possiamo schematizzare il circuito:



In base questo possiamo avere varie tipologie

Output:

Prelievo: 1) tensione

2) corrente

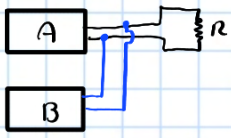
Input:

- Inserzione in serie al generatore
- Inserzione in parallelo al generatore

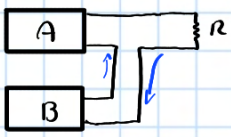
21 - 04 - 2023

Continuiamo la trattazione della teoria della reazione semplificata. Abbiamo detto che:

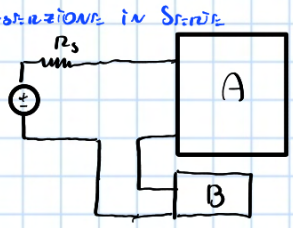
Prelievo di tensione



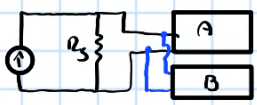
Prelievo in corrente



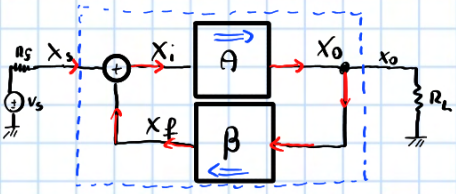
Inserzione in serie



Inserzione in parallelo



Per studiare meglio le 4 tipologie, facciamo un sistema a blocchi generale e parliamo di segnali generici, senza preoccuparsi che sia tensione o corrente.



Ipotesi Semplificative

1) A è unidirezionale (da sx a dx)
2) β è unidirezionale (da dx a sx)
3) β non dipende da R_s, R_L

Noi adesso vogliamo trovare la funzione di trasferimento $H = \frac{X_o}{X_s}$, quindi osservo

$$\begin{cases} X_o = A X_i \\ X_i = X_s + X_f = X_s + \beta X_o \end{cases} \Rightarrow \begin{aligned} X_o &= A(X_s + \beta X_o) \\ X_o - \beta A X_o &= A X_s \\ \frac{X_o}{X_s} &= \frac{A}{1-\beta A} \end{aligned}$$

Quindi trovo

$$\boxed{H = \frac{X_o}{X_s} = \frac{A}{1-\beta A}}$$

GUADAGNO AD ANELLO CHIUSO

N.B. Il segno "−" al denominatore è dato dal sommatore a ingresso.

Dove:

- A : guadagno ad anello aperto
- βA : guadagno di anello, in quanto si vede cosa ottengo percorrendo tutto l'anello.

Ci sono casi (che vedremo) in cui A è un amplificatore con un guadagno molto elevato:

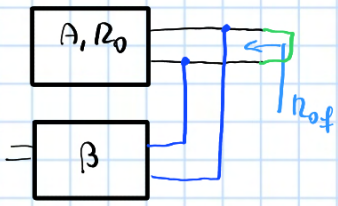
- Poniamo $A \to \infty$, non così insensato dato che ci sono gli amplificatori operazionali (guadagni molto elevati)

Quindi:

$$\lim_{A\to\infty} H = -\frac{1}{\beta}$$

Dove β è solitamente una rete resistiva. Apparentemente sembra che ci ho perso, avevo 10000 di amplificazione, ora ho 10. Ma attenzione, tale guadagno è indipendente dalle caratteristiche di A. In realtà svolge altri effetti: cambia la banda, ...

Adesso analizziamo questo problema nel caso particolare di un prelievo di tensione:



Noi vogliamo calcolare la resistenza di uscita di retroazione R_{of}:

$$R_{of} = \frac{V_{oc}}{I_{cc}}$$

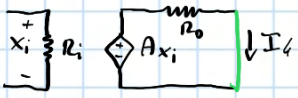
V_{oc}: tensione a vuoto

I_{cc}: corrente di cortocircuito.

① Partiamo dal calcolare V_{oc}.

$$V_{oc} = \frac{A}{1-\beta A} X_s$$

② Calcolo la corrente cortocircuitando, da qui vado che $X_f = \emptyset$. Quindi ritraggo la sezione del vostro amplificatore



$$I_{cc} = \frac{A X_i}{R_o} = \frac{A X_s}{R_o}$$

③ Infine calcolo la resistenza

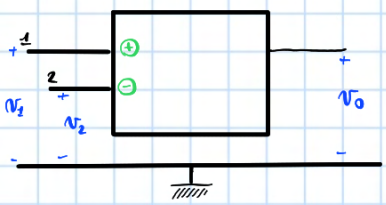
$$R_{of} = \frac{A}{1-\beta A} X_s \frac{R_o}{A X_s} = \frac{R_o}{1-\beta A}$$

Quindi se abbiamo un prelievo cambio la R_o in proporzione a βA

Se $|\beta A| \gg 1 \Rightarrow R_{of} \simeq \emptyset$, vedremo il dispositivo come un generatore di tensione ideale che infatti non ha una resistenza propria!

Con questo terminiamo la th della reazione, utile per modificare il circuito in modo da rispettare le specifiche.

Amplificatore Differenziale



Diamo quindi un po' di definizioni:

- Segnale modo differenziale: $v_d = v_1 - v_2$
- Segnale modo comune: $v_c = \frac{v_1 - v_2}{2}$
- Guadagno modo differenziale: $A_d = \frac{v_0}{v_d}$
- Guadagno modo comune: $A_c = \frac{v_0}{v_c}$

Nel caso ideale
$A_c = \emptyset$, $A_d = \emptyset$
$v_0 = A_d (v_1 - v_2)$

Per valutare la bontà dell'amplificatore si introduce una quantità la CMRR (rapporto reiezione modo comune)

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c}$$

- Ideale ($\to \infty$)
- Reale ("grande") $CMRR_{dB} = 80 \div 120 dB$

Ma cosa c'è dentro questo amplificatore? Per definire un'espressione definiamo A_1 e A_2, ovvero le solite quantità che siamo abituati a vedere.

$$A_1 = \frac{v_0}{v_1}\Big|_{v_2=\emptyset} \qquad A_2 = \frac{v_0}{v_2}\Big|_{v_1=\emptyset}$$

Ma prima ricaviamoci v_1 e v_2 in funzione di v_d e v_c

$$\begin{cases} \frac{1}{2} v_d = \frac{1}{2} v_1 - \frac{1}{2} v_2 \\ v_c = \frac{1}{2} v_1 + \frac{1}{2} v_2 \end{cases}$$

$\Rightarrow$ (+) sommando le eq: $v_1 = v_c + \frac{v_d}{2}$

$\Rightarrow$ (−) sottraendo le eq: $v_2 = v_c - \frac{v_d}{2}$

Calcoliamoci quindi:

$$v_0 = A_1 v_1 + A_2 v_2 = A_1\left(v_c + \frac{v_d}{2}\right) + A_2\left(v_c - \frac{v_d}{2}\right) = v_c \underbrace{(A_1 + A_2)}_{A_c} + v_d \underbrace{\left(\frac{A_1 - A_2}{2}\right)}_{A_d} = A_c v_c + A_d v_d$$

Ma perché è importante avere questo tipo di amplificatore? Perché se noi abbiamo un segnale disturbato amplificandone la differenza possiamo tornare il disturbo. Sostanzialmente tornano il disturbo dato dalla rete elettrica (due fili vicini...)

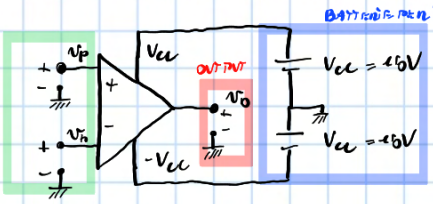
[Fa la parte 2 dell'esercizio A iniziata in lab: fare 6-02-2023 $\Rightarrow$ la trovi nel file "Per Esame"]

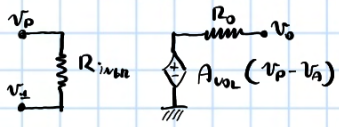
24-04-2023

Oggi c'è il collega, parlerà questi argomenti:

- OPA
- Richiami sistemi reaz.
- Conf. ampl. non invertente
- Metodo del cortocircuito virtuale
- Conf. ampl. invertente
- Conf. inseguitore di tensione
- Prodotto guadagno banda.

Amplificatore Operazionale (OPA)





$V_{EE} \le V_0 \le V_{cc}$

Guardiamo quindi le caratteristiche elettriche (reali) e quelle desiderate (ideali):

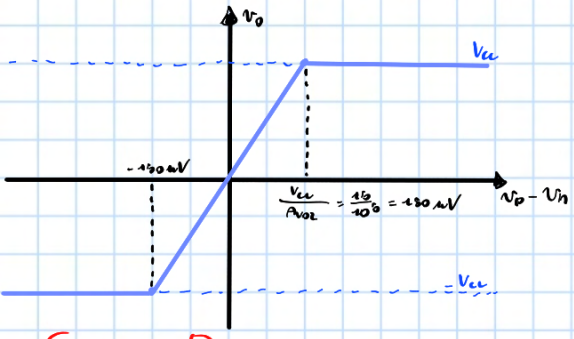
	Ideale	Reale (dispositivo di riferimento $\mu A741$ $\to$)
A_{VOL}	∞	10^5 (100 dB)
R_{in}	∞	$2 M\Omega$
R_0	0	25Ω
CMRR A_d/A_c	∞	90 dB
Prodotto Guadagno Banda	∞	$1 MHz$

Desiderio che la R_0 sia più piccola della R del carico R_L, per un amplificatore audio è tipo 25Ω

Ricorda che CMRR è essenzialmente dare ad entrambi i nodi la stessa tensione

Lo vorrei ad infinito, sicuri fantasiamo omai con risposta modo rapida

GUARDIAMO LA CARATTERISTICA DI INGRESSO E USCITA:



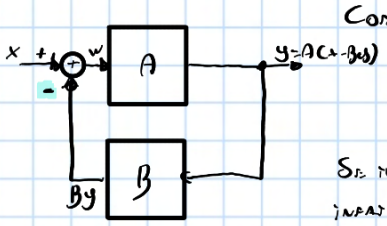
NOTIAMO DAL PUNTO DI SATURAZIONE CHE ESSENDO LA V DI SAT. TROPPO BASSA NON È UTILIZZABILE COSÌ COME È VISTA PRATICA:

$$\frac{V_{cc}}{A_{VOL}} = \frac{15}{10^6} = 150\,nV$$

Sistemi Retroazionati

FACCIAMO UN PASSO CHE CI SERVIRÀ POI PER OSSERVARE IL COMPORTAMENTO DEGLI OPA

COME ABBIAMO VISTO IN PRECEDENZA:



$$y = \frac{Ax}{1+\beta A}$$

↳ NON VI È IL - PERCHÉ HA PASSO UN SOTTRATTORE RISOLVENDO QUAL È IL FATTORE NEGATIVO

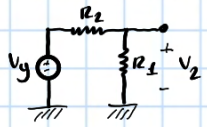
SE IO RICHIEDO AD AVERE β COME UN ATTENUATORE RISPETTO AD OTTENERE UN GUADAGNO DESIDERATO RISPETTO, INFATTI A_{VOL} DÀ SOLTANTO UN GUADAGNO GRANDISSIMA CON TANTE DIFFERENZE FRA COMP. AD ESEMPIO $\beta = \frac{1}{10}$

CON $\beta A \gg 1$ $\quad y \simeq \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta}$

Partitore Resistivo

USIAMO UN PARTITORE RESISTIVO PER CERCARE DI OTTENERE IL β DA NOI VOLUTO ($\beta = \frac{1}{10}$ AD ESEMPIO)

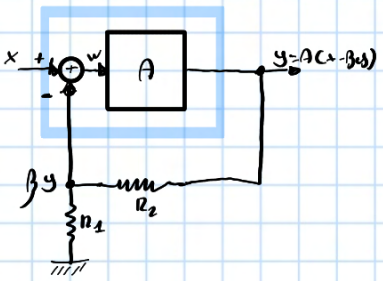
DA QUI VEDIAMO SUBITO IL VALORE REALE DI β



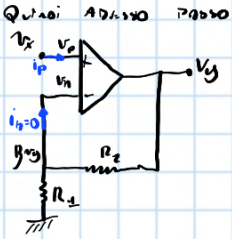
$$V_y \cdot \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right) = V_y \cdot \beta \Rightarrow \beta = \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

PONENDO AD ES. $R_1 = 1\,k\Omega$, $R_2 = 9\,k\Omega$

TORNIAMO DUNQUE AL VOSTRO SISTEMA, E SOSTITUIAMO β CON LA R.



QUINDI ADESSO POSSO CREARE IL NOSTRO CIRCUITO OPERAZIONALE



$$V_y = \frac{1}{\beta} v_x = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_x$$

AVENDO APPROSSIMATO PRIMA POSTO $\beta A \gg 1$ HO COME RISULTATO CHE W È ZERO PROPRIO $y \simeq \frac{1}{\beta}$

$$w = x - \beta y = x - \beta\left(\frac{1}{\beta} x\right) = \emptyset$$

ADESSO FACCIAMO DEI CONTI PER VEDERE CHE IN REALTÀ W NON È UNO ZERO ESATTO, MA CI SI MOVE VICINO SE CONFRONTATO A X.

$$\frac{y}{x} = \frac{A}{1+\beta A} = \frac{A}{\beta A}\frac{1}{1+\frac{1}{\beta A}} \simeq \frac{1}{\beta}\left(1 - \frac{1}{\beta A}\right) \qquad \xi = \frac{1}{\beta A} \quad \frac{1}{1+\xi} = 1 - \xi$$

$$\Rightarrow w = x - \beta\left(\frac{1}{\beta}\left(1 - \frac{1}{\beta A}\right)\right)x = \frac{x}{\beta A}$$

ADESSO RITORNIAMO A CONTROLLARE IL NOSTRO AMPLIFICATORE REALE

$$w = x - \beta y \qquad v_w = v_x - \beta v_y = v_p - v_n = \emptyset$$

↳ È VERO SOLO SE SI CONTINUA L'APPROSSIMAZIONE VISTA PRIMA.

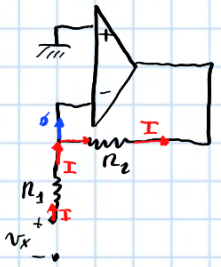
È CONSIDERATO UN CORTOCIRCUITO VIRTUALE. INFATTI STO IMPONENDO LA TENSIONE STESSA AVENDO LE CONDIZIONI CORRENTI.

AVENDO COME IPOTESI DI CORTOCIRCUITO VIRTUALE: $v_p = v_n$ POSSO SCRIVERE IN UN COLPO SOLO L'EQ CHE LEGA INGRESSO E USCITA

$$\boxed{v_x = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_y}$$

Configurazione Amplificatore Invertente

Applichiamo subito il metodo del cortocircuito virtuale, osservando il circuito a sx:



- Ponendo quindi $v_p = v_n$ otteniamo:

$$I = \frac{v_x - \emptyset}{R_1} = \frac{v_x}{R_1}$$

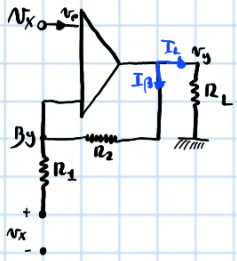
- Tutta la corrente si riversa sul ramo di R_2. Ne segue:

$$R_2 I = \emptyset - v_y \Rightarrow v_y = -\frac{R_2}{R_1} v_x$$

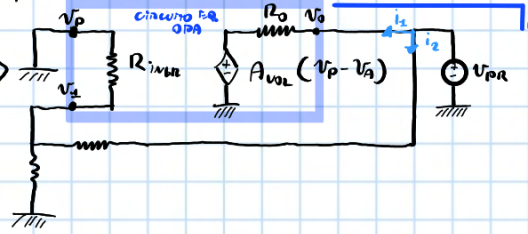
dove ad esempio, possiamo avere: $R_2 = 10k\Omega$, $R_1 = 1k\Omega$

$\Rightarrow$ Abbiamo ottenuto la configurazione invertente dell'amplificatore, in quanto v_y ha segno negativo rispetto a v_x.

Adesso prendendo sempre il solito circuito, facciamo la resistenza vista in uscita sostituendo l'OPA con il suo circuito equivalente:

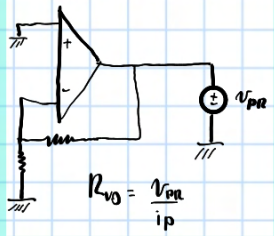


$$R_{VO} = \frac{R_{VO}}{1+\beta A}$$



Ricorda: $A_{VOL}(v_p - v_n)$ ove $v_p = \emptyset$, $v_n = \beta v_{PR}$

Ricorda: Resistenza vista



$$R_{VO} = \frac{v_{PR}}{i_p}$$

Quindi facciamo due calcoli:

1. $i_{PR} = i_1 + i_2$ dove $i_2 = \frac{v_{PR}}{R_1 + R_2}$

2. Calcoliamoci i_1

Dato che v_p è a ground

$$i_1 = \frac{v_{PR} - A_{VOL}(\cancel{v_p} - v_n)}{R_o} = \frac{v_{PR}(1+\beta V_{OL})}{R_o} = \frac{v_{PR}(1+\beta A_{VOL})}{R_o}$$

3. Calcoliamo quindi la resistenza vista in uscita sostituendo i valori trovati

$$R_{VO} = \frac{v_{PR}}{i_{PR}} \overset{1}{=} \frac{v_{PR}}{i_1 + i_2} \Rightarrow R_{VO} = \frac{\cancel{v_{PR}}}{\frac{\cancel{v_{PR}}}{[R_o/(1+\beta A_{VOL})]} + \frac{\cancel{v_{PR}}}{R_1 + R_2}} = \frac{1}{\frac{1}{[R_o/(1+\beta A_{VOL})]} + \frac{1}{R_1+R_2}}$$

Lo stesso risultato lo possiamo riscrivere come due "resistenze" in parallelo

$$\Rightarrow \boxed{R_{VO} = \frac{R_o}{1+\beta A_{VOL}} \,\|\, (R_1 + R_2)}$$

?

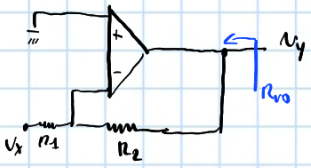
$$i_1 = \frac{v_{PR} - A_{VOL}(v_p - v_n)}{R_o} = \frac{v_{PR}(1+\beta A_{VOL})}{R_o}$$

Il risultato ottenuto è coerente con la TH della reazione? Teoricamente no, dato che nella TH della reazione mancava il termine "$(R_1 + R_2)$". Quindi che si fa? Dobbiamo buttare tutto? No! Guardiamo con due numeri:

Dati	Il primo termine	Secondo termine	Resistenza vista, si nota subito che
$R_o = 25\Omega$	$\frac{R_o}{1+\beta A_{VOL}} = \frac{25}{10^6} = 2{,}5\,m\Omega$	$R_1 + R_2 = 10k\Omega$	$\Rightarrow R_{VO} = \frac{R_o}{1+\beta A_{VOL}} \,\|\, (R_1+R_2) \simeq \frac{R_o}{1+\beta A_{VOL}}$
$\beta = \frac{1}{10}$			
$A_{VOL} = 10^5$			

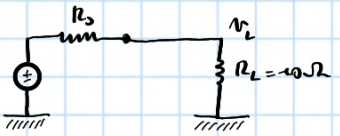
Questo perché $(R_1 + R_2)^{-1}$ è molto più piccolo del primo termine.

Riprendiamo ancora



C'è un oss. che non ho compreso

Ultima cosa: poniamo $R_s = 10\,k\Omega$ e vediamo quanto varrà la tensione di carico v_L in un ipotetico amplificatore



$$v_L = \frac{R_L}{R_s + R_L} v_s$$

In questo modo rischio di non sentire niente, dato che la resistenza mi copre la tensione v_s; l'ideale sarebbe avere $v_s = v_L$. Per averlo non posso collegare direttamente l'OPA, altrimenti mi esplode! Inoltre la cassa dato che avrei un amplificazione di 10.

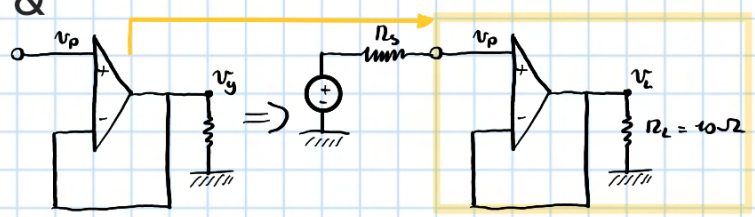
Ne segue che per avere una cosa giusta voglio che:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \longrightarrow 1$$

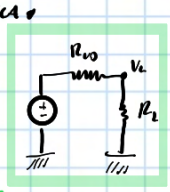
Per farlo pongo: $R_2 \to \emptyset$, $R_1 \to \infty$

In questo modo otteniamo il seguente circuito "bilanciato" che mi permette di ascoltare la musica.

&



Senza OPA: $v_L = \frac{R_L}{R_s + R_L} v_s$



Con OPA: $v_p = \frac{R_{iN}}{R_{iN} + R_s} v_s$

$$\Rightarrow v_L = \frac{R_L}{R_{vo} + R_L} v_p = \boxed{\frac{R_L}{R_{vo} + R_L}} \cdot \boxed{\frac{R_{iN}}{R_{iN} + R_s}} \cdot v_s$$

SI 1 — SI 1

Tutto ciò viene da Thevenin

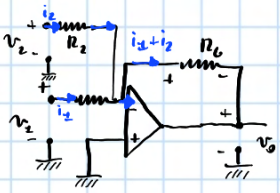
$\Rightarrow$ Mi avvicina alla condizione ideale!

28-04-2023

1. Configurazione Sommatore
2. // Amplificatore Differenziale
3. Integrazione di Ritardi
4. Rilevatore lineare di Tensione

Configurazione Sommatore

Disegno dinuovo dall'amplificatore invertente.

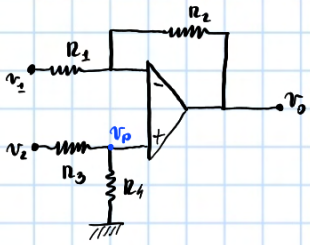


Avevamo quindi un valore zero, ovvero punto di R_2. A quel punto abbiamo la tensione d'uscita:

$$v_0 = -R_6(i_1 + i_2) = -R_6\left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2}\right) = -(a_1 v_1 + a_2 v_2)$$

↳ Ricorda: configurazione invertente

Configurazione Amplificatore Differenze



Sfruttando la capacità degli amp. di fare la differenza, si parte sempre dalla configurazione invertente, ma al posto del ground inserisco R_4 e R_3

$$v_p = \frac{R_4}{R_4 + R_3} v_2 \qquad I = \frac{v_1 - v_p}{R_1} \qquad \text{segue} \quad v_0 = v_p - R_2\left(\frac{v_1 - v_p}{R_1}\right)$$

Io voglio come uno guadagno che $v_0 = K(v_2 - v_1)$. Per arrivarci, per comodità ricaviamo v_p come

$$v_p = \frac{1}{1 + \frac{R_3}{R_4}} v_2$$

Quindi continuiamo a trasformare v_0

$$v_0 = v_p - R_2\left(\frac{v_1 - v_p}{R_1}\right) = v_p\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - \frac{R_2}{R_1} v_1 = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)} v_2 - \frac{R_2}{R_1} v_1$$

Impongo quindi l'uguaglianza a K per avere l'OPA nella forma da me imposta:

$$\begin{cases} K = \frac{R_2}{R_1} \\ K = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \end{cases} \Rightarrow \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} = K \Rightarrow \frac{1 + K}{K} = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$

$$\Downarrow$$

$$\frac{1}{K} + 1 = 1 + \frac{R_3}{R_4} \Rightarrow \frac{R_3}{R_4} = \frac{1}{K} \Rightarrow \frac{R_4}{R_3} = K!$$

Si conclude che $\frac{R_4}{R_3} = K$ e $\frac{R_2}{R_1} = K$

Partiamo da avere questo risultato

Guadagno = a Guadagno = b

$$v_0 = \frac{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)} v_2 - \frac{R_2}{R_1} v_1 = a v_2 + b v_1$$

Partendo di avere una rete ideale del tipo

$$v_0 = \underset{A_0}{K}(v_2 - v_1) + \underset{A_c}{2H}\left(\frac{v_2 - v_1}{2}\right) = (K+H)v_2 - (K-H)v_1$$

Notiamo $CMRR = \frac{A_0}{A_c} = \frac{K}{2H}$, quindi vogliamo di individuare a e b

Per determinare a e b dividiamo sopra

$$v_0 = K(v_2 - v_1) + 2H\left(\frac{v_2 - v_1}{2}\right) = \underbrace{(K+H)}_{a} v_2 - \underbrace{(K-H)}_{b} v_1$$

$$\begin{cases} a = K+H \\ b = K-H \end{cases} \qquad \begin{cases} \frac{a+b}{2} = K \\ \frac{a-b}{2} = H \end{cases}$$

Si può arrivare a costruire la forma finale del CMRR (che non chiede altro, chiede però le cose sopra)

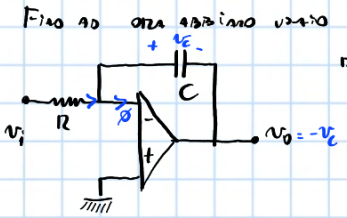
$$CMRR = \frac{1}{2}\,\frac{1+\left(2+\frac{R_3}{R_4}\right)\frac{R_2}{R_1}}{1-\frac{R_2}{R_1}\cdot\frac{R_3}{R_4}}$$

Vogliamo si noti che con i seguenti valori

$K = 1$ $\frac{R_2}{R_1} = 0.99$ (60dB) $\frac{R_4}{R_3} = 1.01$ (100)

Integratore di Miller

Fino ad ora abbiamo visto soltanto componenti resistivi, ciò anche i condensatori. Partiamo sempre da un'equazione di partenza e passo dalla espressione dell'amp. e passo al dominio di Laplace



$$\frac{-R_2}{R_1} \to \frac{1}{sC} \qquad \frac{R_2}{R_1} \to R \qquad \frac{V_0(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{sRC}$$

$$\boxed{v_0(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^t v_i(\tau)\,d\tau + v_0(0)}$$

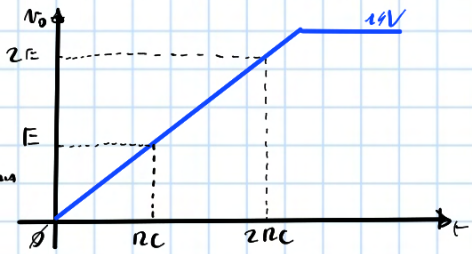
E questo è il metodo semplice, adesso facciamo non passando dal dominio di Laplace

$$\left.\begin{aligned} I &= \frac{v_i}{R} \\ I &= C\frac{dv_C}{dt} \end{aligned}\right\} \qquad \frac{v_i}{RC} = \frac{dv_C}{dt} = -\frac{dv_0}{dt}$$

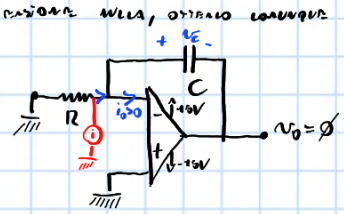
e da questa ritroviamo l'espressione iniziale

Poniamo in ingresso al circuito una tensione $v_i = -E$ ovvero una batteria negativa. Allora otteniamo:

$$v_0(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^t E\,d\tau = E\cdot\frac{t}{RC}$$

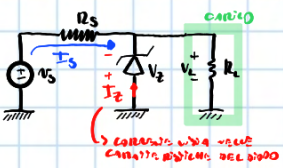


Dal grafico si nota che il dispositivo non è BIBO! In quanto, idealmente (trascurando la saturazione a 15V), ad input finito ho un output tendente, che continua a crescere. Perché ci interessa? Perché se io inposto in ingresso una tensione nulla, ottengo comunque una corrente $i_0 > 0$, come se ci fosse un generatore di corrente. Essendo il transistore alimentato di casa questa corrente che alla uscita loro senza la tensione a $\emptyset$ di comando la nuova, cioè C! Va ciò detto con il transistore mosfet, sostituendo per diminuire ancora la situazione si usa una rete di protezione con dei diodi



Regolatore Lineare di Tensione

Abbiamo visto ad inizio corso un regolatore puntiforme, avevamo una serie di limiti



La corrente che scorre sul diodo è $\frac{V_S - V_Z}{R_S} = -I_Z$. Guardiamo la caratteristica a dx. Poniamo il punto di lavoro molto in basso avrò un limite dato il quale ai si nomina il carattere. R_S: non è ideale. Questo nel caso in cui R_L sia infinita e la corrente al carico sia $\emptyset$.

Poniamo adesso che R_L sia finita, allora

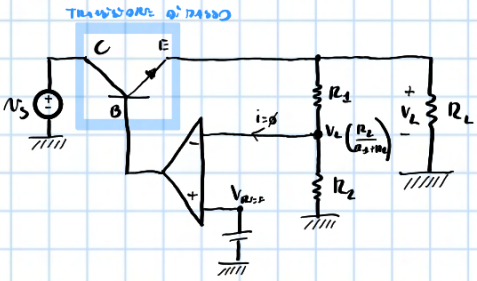
$$\frac{V_S - V_Z}{R_S} - \frac{V_Z}{R_L} = \emptyset$$

$\Rightarrow$ sto sottraendo la corrente allontanandomi dal limite, in questo caso sto aumentando la V_Z. Fino a che non arriverò a toccare l'asse x, quindi va a $\emptyset$ se cerco a chiedere corrente la corrente torna crolla. Si nota come questo impone una condizione sulle R_L:

$$\frac{V_S - V_Z}{R_S} > \frac{V_Z}{R_L} \Rightarrow R_L > R_S\frac{V_Z}{V_S - V_Z}$$

Quindi se metto un R_L troppo grande il circuito smette di funzionare! Per questo non si utilizza.

Quindi noi siamo furbi e usiamo il nostro amplificatore a tale scopo



Il transistore di passo controlla la tensione sul carico. Imponiamo poi una tensione di riferimento (V_{REF}). Allora in questo circuito abbiamo una reazione in tensione.

Applico di nuovo il cortocircuito virtuale:

$$V_L \frac{R_2}{R_1+R_2} = V_{REF} \Rightarrow V_L = V_{REF}\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)$$

N.B. il transistore bipolare funziona solo se non è interdetto $V_{CE}>0$

Quindi $V_S - V_L > 0$ questo funziona fino a che $\Rightarrow V_S > V_L$

Esistono uno step-down?

02-05-2023 [20' di ritardo]

Regolatore di Tensione in Serie

Abbiamo visto nelle lezioni precedenti il regolatore di tensione, utile per avere una tensione costante in uscita per alimentare i dispositivi. Riprendiamo quindi il circuito:

Utilizziamo il diodo zener per avere una tensione di riferimento, tale tensione non dipende dal carico R_L, dipende soltanto dalla tensione in ingresso e dalla corrente.

Quindi se applichiamo il metodo del cortocircuito virtuale abbiamo $V^+ = V^-$:

$$\begin{cases} V^- = V_{IN}\dfrac{R_2}{R_1+R_2} \\ V^+ = V_Z \end{cases} \Rightarrow \quad V_{IN}\frac{R_2}{R_1+R_2} = V_Z \qquad V_{IN} = V_Z\left(\frac{R_1+R_2}{R_2}\right)$$

Quindi se funziona tutto correttamente la V_{IN} non dipende da niente se non dalla V_Z, R_1 e R_2. Cosa significa se tutto funziona correttamente? Innanzitutto dobbiamo assicurarci che la reazione sia di tipo negativo, e quindi che abbiamo collegato correttamente i terminali. Controlliamo se la reazione è negativa, in quanto il cortocircuito virtuale è soltanto se abbiamo equilibrio e retroazione negativa. N.B. le eq. potrebbero essere valide anche in retroazione positiva.

Supponiamo che per qualche motivo V_{IN} non sia costante e sia $V_{IN} = V_{IN} + \Delta V_{IN}$ allora:

- V^- aumenta, dato che è una partizione di V_{IN}
- V^+ costante

$\Rightarrow V_{IN} = V^+ - V^-$ (tensione in ingresso all'amplificatore op.) diminuisce, ovvero V_{OUT} diminuisce

Quindi ne segue che l'amplificatore alimenta il BJT con una tensione più piccola $\Rightarrow i_B$ diminuisce $\Rightarrow i_E$ diminuisce $\Rightarrow V_{IN}$ diminuisce (essendo la caduta tra i due zener fissa).

Il sistema funziona, ma ha una limitazione in frequenza dato che posso applicare CCV se $|\beta A| \gg 1$. Ricordati che l'operazionale ha una risposta in frequenza che dà un ampio guadagno in bassa frequenza (A è alto, è il guadagno), mentre un diminuisce in alta frequenza. Quindi non posso applicare il CCV ad alta frequenza. Inoltre sappiamo che

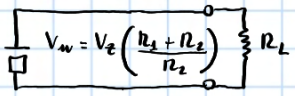
$$R_{of} = \frac{R_{ERESISTENZA}}{1-\beta A} \quad \text{ove } R_{ERESISTENZA} \text{ è già sicuramente bassa}$$

Quindi R_{of} sarà ulteriormente più piccola; quindi per

f_{BASSA} ho $|\beta A| \gg 1 \Rightarrow R_{of} \approx 0$

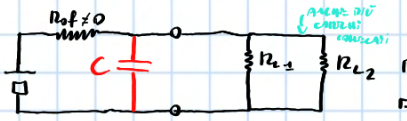
In questo caso tutto funziona come dovrebbe, e usiamo Thevenin del circuito sarebbe

Ottengo V_{IN} costante!



$f_{ALTA} \Rightarrow R_{of} \neq 0 \Rightarrow$ ho problemi

In tal caso riscontro dei problemi, Thevenin è:



V_{IN} non è più costante; per rimediare inserisco un filtro passa-basso

Come un condensatore, che ad alte frequenze è un cortocircuito. In tal modo risolvo il problema.

Se collego più carichi senza condensatore vedo che i disturbi vengono in uscita.

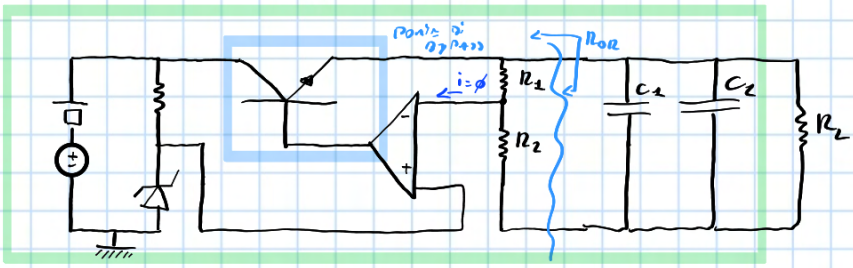
Il condensatore inserito è un condensatore elettrolitico, in quanto necessito di un condensatore ad alta impedenza per avere cortocircuito a bassa f. Tali hanno

$$|Z| = \frac{1}{\omega C} \quad \text{condensatori elettrolitici} \simeq \mu F$$

Tuttavia nonostante l'inserimento del condensatore continuo ad avere dei disturbi, anche se vedo che quelli a bassa frequenza sono eliminati; perché? Perché tali condensatori non hanno un comportamento ideale a tutte le frequenze, addirittura ad alte frequenze si comportano come induttori.

- Bassa/Media frequenza ($f < 10\,kHz$) sono capacità ideali
- Alta frequenza comportamento induttivo.

Circuito integrato



Per risolvere il problema ne metto due, soltanto il secondo di materiale diverso:

- C_1 cond. elettrolitico (capacità nell'ordine dei μF)
- C_2 cond. ceramico (capacità nell'ordine dei ηF)

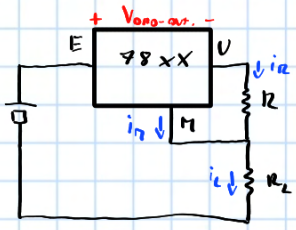
In tal modo ho C_2 che si comporta sempre come tenuta ed ad alte frequenze di sopprimere ai disturbi non filtrati da C_1; mentre a basse frequenze C_1 fa da filtro mentre C_2 va in cc. Perché non ho un condensatore ceramico a basse frequenze nell'ordine dei μF? Perché non esiste => problema materiale.

Soltanto tale dispositivo ha sigla 78XX e 79XX

78XX	79XX
+05	-05
+12	-12
+15	-15

Regolatore di Corrente

Il regolatore di tensione può essere utilizzato per fare un regolatore di corrente. Dimostriamo quindi che abbiamo che i_L dipende dalla tensione V_X, quindi sapendo che $i_R = \frac{V_X}{R}$ allora



Se $i_R \gg i_M$, e non è difficile dato che per costruzione i_M è nell'ordine dei mA
$\Rightarrow i_L = i_R$

Tuttavia vi sono dei problemi quindi:

1. Che cosa c'è tra V_A e V_X? Si impone che $V_A > V_X$
2. $V_{EU\,minima} \equiv V_{drop-out}$, che è la differenza di potenziale tra E e U, e solitamente è nell'ordine di 1V.

Attenzione: la 2 ci impone dei limiti sulla scelta del carico R_L, in quanto

$$V_A = V_{EU} + V_X + R_L\left(\frac{V_X}{R}\right) \Rightarrow V_{EU} = \left[\underbrace{V_A - V_X}_{\text{fissati}} - R_L\left(\frac{V_X}{R}\right)\right] \geq V_{drop-out}$$

Fissati V_A e V_X sono costretto ad avere R_L minore di un certo valore di massima dalla $V_{drop-out}$. Solitamente questi circuiti sono attaccati a dei dissipatori dato che scaldano molto.

Quindi bisognerebbe abbiamo analizzato tutti i nostri problemi per avere la tensione costante (i pesi dei vari circuiti con in mano questo). Però vediamo che ci sono alcuni problemi legati a questi regolatori:

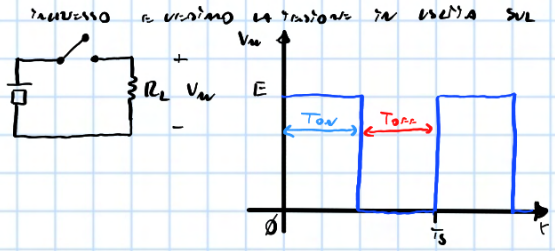
Sono molto pesanti, per avere tensioni diverse devo riprogettare il circuito.

Problema più grande: non è vantaggioso dal punto di vista energetico in quanto vi è un ramo di bypass che dissipa buona parte della energia erogata dal generatore.

È per questo motivo che sono stati sostituiti da un'altra famiglia di regolatori che ora andremo!

Regolatore di Commutazione.

Qual è l'unico dispositivo che non sopporta di dissipazione? Un interruttore! Allora supponiamo di avere una tensione costante in ingresso e vediamo la tensione in uscita sul carico.



Consideriamo il valore chiamato Duty-cycle: $\frac{T_{ON}}{T_S}$ e calcoliamoci il valore medio di V_{in}

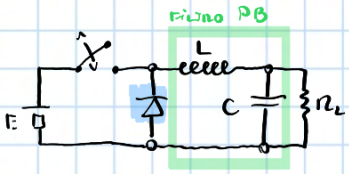
$$\overline{V_{in}} = \frac{1}{T_S}\int_0^{T_S} V_{in}(\tau)\,d\tau = \frac{1}{T_S} E\, T_{ON} = E\,D$$

Duty cycle

Quindi ottengo una tensione costante dipendente dal duty-cycle. Quindi variando D posso variare la tensione in uscita! Ho bisogno quindi di un interruttore controllato. Adesso vediamo una serie di circuiti che si basano tutti sullo stesso principio.

Dissipazione

Regolatore Forward

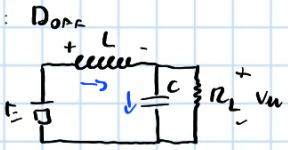


$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_0$$

Tra l'interruttore e il carico devo aggiungere un filtraggio per ottenere il valore medio della funzione. Che tipo di filtro devo usare? Un passa basso! Da cos. Nyq. ricordati che in un ora il valore medio è in 0. Tuttavia lo devo fare in modo da non dissipare energia, aggiungendo induttanze. Devo fare un filtro con elementi ideali non dissipativi: induttanza e capacità. Tale filtro è di 2° ordine => 2 elementi reattivi. Ma però un problema, se interrompo l'erogazione di corrente sento di avere una corrente nel carico e ottengo una corrente inversa dal commutatore. Ho bisogno di vincolare il verso della corrente: diodo un diodo.

Quindi avremo

T_{ON}: D_{OFF}

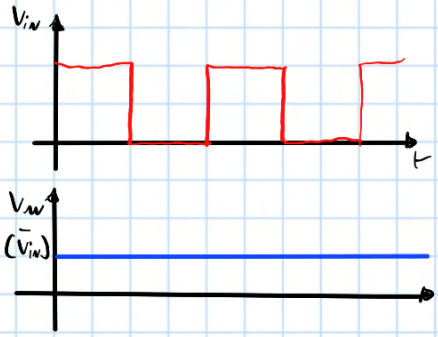


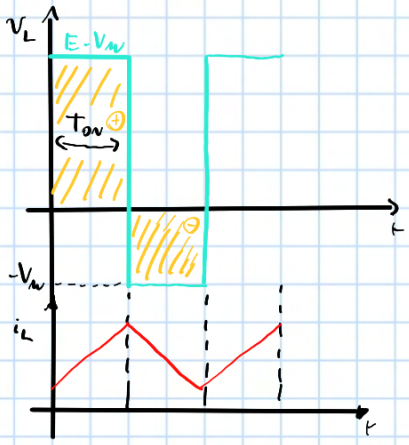
T_{OFF}: D_{ON}

Vediamo Bode per capire come dimensionare correttamente il filtro. Si nota che la condizione sarà

$$f_0 \ll f_S$$

Come è fatta questa tensione? Facciamo un grafico delle grandezze, ricordandosi che sono funzioni del tempo.





$$v_L = L\frac{di_L}{dt} \Rightarrow i_L(t) = i_L(0) + \int_0^t \frac{1}{L} v_L(\tau)\,d\tau$$

$$i_L(t) = i(t+T_S) \qquad i_L(0) + \int_0^{t+T_S} \frac{1}{L} v_L(\tau)\,d\tau = V \int_0^{t+T_S} \frac{1}{L} v_L(\tau)\,d\tau = \cancel{i_L(0)} \int_0^t \frac{1}{L} \cancel{v_L(\tau)}\,d\tau + \int_t^{t+T_S} \frac{1}{L} v_L(\tau)\,d\tau \Rightarrow \int_t^{t+T_S} v_L(\tau)\,d\tau = \emptyset = \int_0^{T_S} v_L(\tau)\,d\tau$$

Tale proprietà dice che l'area positiva (⊕) è uguale a quella negativa (⊖). Quindi

$$\int_0^{T_S} v_L(\tau)\,d\tau = \emptyset$$

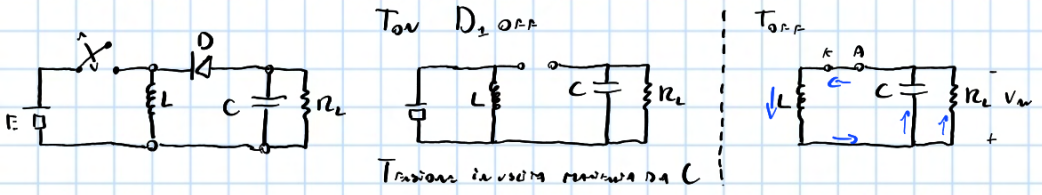
Sfruttando questa proprietà otteniamo quanto cercavamo: la V in funzione del Duty cycle

$$(E - V_{IN})T_{ON} = V_{IN}T_{OFF}$$
$$(E - V_{IN})T_{ON} = V_{IN}(T_S - T_{ON})$$
$$E\,T_{ON} - \cancel{V_{IN}T_{ON}} = V_{IN}T_S - \cancel{V_{IN}T_{ON}}$$

$$\Rightarrow V_{IN} = E\frac{T_{ON}}{T_S} = ED$$

Regolatore Flyback

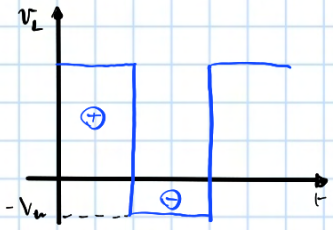
Un circuito che mi dà una polarità invertita rispetto. Quindi



Tensione in uscita mantenuta da C

Ho quindi la polarità invertita dato che la corrente scorre in senso inverso su R_L

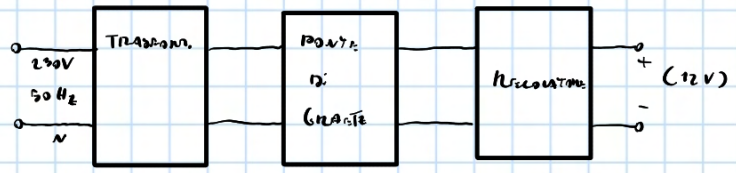
Facciamo conti anche in maniera più intuitiva.



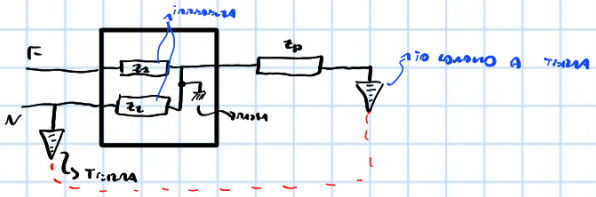
$$E\,T_{ON} = V_{IN}T_{OFF} = V_{IN}(T_S - T_{ON})$$
$$T_{ON}(E + V_{IN}) = V_{IN}T_S$$
$$(E + V_{IN}) = V_{IN}\frac{T_S}{T_{ON}} = V_{IN}\cdot\frac{1}{D}$$
$$E = V_{IN}\left(\frac{1}{D} - 1\right) = V_{IN}\frac{1-D}{D} \Rightarrow \boxed{V_{IN} = E\frac{D}{1-D}}$$

È un circuito di dare una tensione con polarità inversa con range dipendenti da D, se $D < \frac{1}{2}$ allora $V_{IN} < E$ altrimenti se $D > \frac{1}{2}$ allora $V_{IN} > E$. La tensione in ingresso non è più in condizione diretta con uscita.

Tuttavia vi è un problema: se io devo dare tensione di rete

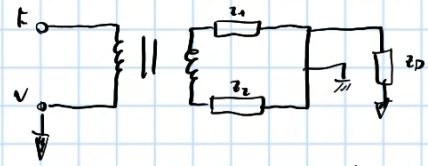


Il trasformatore sostituisce prima, dato che sposta la tensione in ingresso ⇒ passa dall'1 ai 2 kV! Se voglio il trasformatore qualcosa si rovina, dato che mi il trasf. mi dà una visa. L'isolamento galvanico.



⇒ Si chiude il circuito e attraverso la terra, scorre corrente ⇒ provoco la scossa.
⇒ La tensione non mi cambia solo la corrente fa male.

Con il trasformatore, se tocco un punto



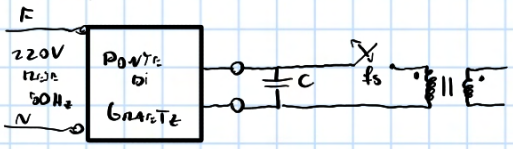
non provo la scossa perché non chiudo il circuito.

[05-05-2023]

Regolatore di Tensione

Continuiamo la trattazione del regolatore di tensione.

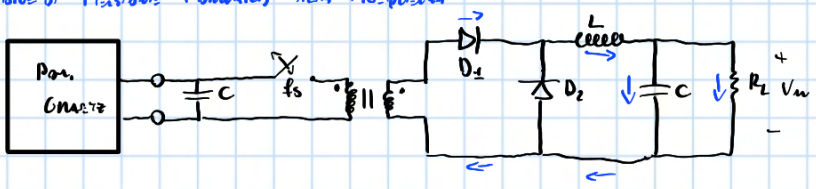
Consideriamo che un trasformatore a 50 kHz pesa pochi grammi, mentre quello a 50 Hz pesa 4-2 kg, come organizziamo il nostro circuito? Così:



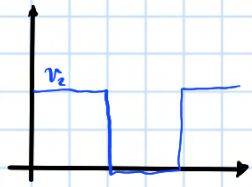
Inserisco quindi il trasformatore alla fine in modo da poter utilizzare quello a 50 kHz

Vediamo come cambiano i regolatori in questa configurazione

Regolatore di Tensione Forward "Alta Frequenza"

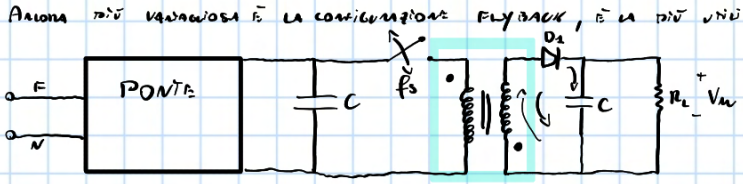


Nel caso in cui
- T_{ON}: D_1 ON ; D_2 OFF
- T_{OFF}: D_1 OFF ; D_2 ON



Regolatore di Tensione Flyback con trasf. "Alta Frequenza"

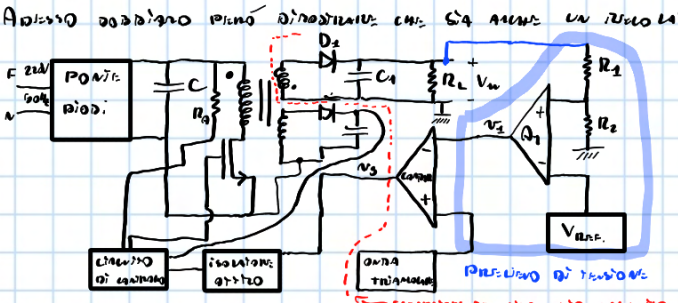
Ancora più vantaggiosa è la configurazione Flyback, è la più utilizzata in quanto più compatta:

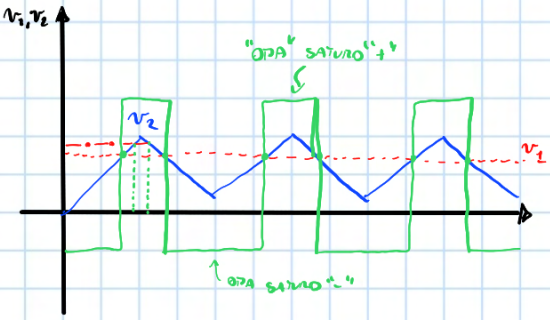


Allora studiamo il circuito:
- T_{ON}: D_1 interdetto (nel primario) => il trasformatore non funziona in modo classico, ma in tal caso funziona lo stesso in quanto ho corrente nel primario => flusso magnetico $\neq 0$.
- T_{OFF}: Corrente primario $= 0$. In tal caso la corrente nel secondario diventa $\neq 0$ per mantenere il flusso magnetico $\neq 0$. Quindi l'energia immagazzinata nel campo magnetico è passata verso C.

=> In questo modo con un solo trasformatore, un condensatore e un diodo ho una tensione costante dipendente dal duty-cycle.

Adesso possiamo pensare di realizzare che sia anche un regolatore di tensione.





Fissiamo quasi un massimo di tensione ed ottengo:

$$v_1 = A_d \left[\frac{V_M R_2}{R_1 + R_2} - V_{REF} \right]$$

A questo punto inserisco il segnale alleviamo di un comparatore con un onda triangolare, questo fa sì che se aumenta v_1, essendo un onda triangolare l'ampiezza della parte saturata si stringe. Il circuito di controllo è realizzato dal secondo trasformatore.

Il circuito funziona a regime, necessito di iniziare ad applicare un'alimentazione diversa per far partire il tutto: per questo alleviamo di alimentare il circuito di controllo attraverso la resistenza R_g! In realtà se questa linea si mantiene durante la fase iniziale il sistema parte ma allo spegnimento e alla successiva riaccensione non parte.

Lo schema appena visto è quello di un alimentatore switching!

Abbiamo finito lunedì...

Circuiti Digitali: Introduzione?

Guardando una serie di diapositive che alla prossima pagina, dove pare sono state usate a Reti Logiche. Distinguiamo per prima cosa il segnale analogico e digitale. In primis il segnale digitale lavora con 2 stadi a cui uno associamo il segnale analogico A. cui consideriamo:

- "0" ≡ [$V_{LMAX} \div V_{LMIN}$]
- "1" ≡ [$V_{HMAX} \div V_{HMIN}$]

I valori dipendono da quella che è la famiglia logica del circuito. Le porte in particolare si distinguono:

Tecnologia

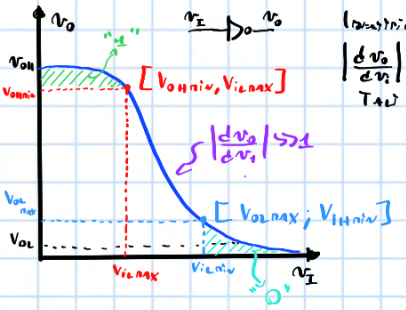
- MOS
  - **Famiglia logica**
  - CMOS (complementare)
  - Pseudo NMOS
  - Logica dinamica
  - Logica pass-transistor
- Bipolare
  - TTL → Obsoleta
  - ECL → Ancora utilizzata

Quelli che faremo noi

Tutte le porte della stessa famiglia si possono collegare fra di loro senza problemi ⇒ stesse caratteristiche elettriche.

Inverter

Iniziamo con lo studiare l'inverter, abbiamo già visto:



Identificiamo con V_{OH} la tensione alta, e V_{OH} con la tensione bassa, a questo punto prendiamo i punti per: quei $\left|\frac{dv_O}{dv_I}\right| = 1$ e $\left|\frac{dv_O}{dv_I}\right| = 1$ rispettivamente i punti definiti da V_{ILMAX} e V_{ILMIN}.

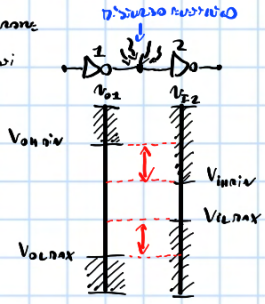
Tali si indicano le zone dell'inverter in cui ho "0" o "1", il resto della zona non è definita.

Poniamo di avere due porte V (stessa famiglia) in serie (cascata) ad un'uscita, avrò un margine di errore che saranno anche piccoli di zero affinché io abbia immunità ai disturbi, aumentai la seconda porta non si riesce più a stabilire quale valore io abbia:

- $NM_H = (V_{OHMIN} - V_{IHMIN}) > 0$
- $NM_L = (V_{ILMAX} - V_{OLMAX}) > 0$

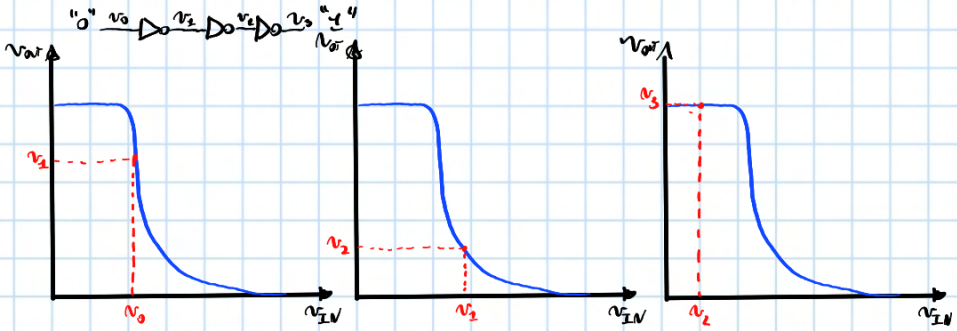
Il mio scopo è quindi quello di avere un margine più grande possibile, o quantomeno uno.

Disturbo sostanziato

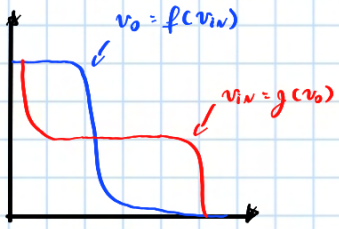


Nota che una delle due reazioni che porta più disturbo è il clock.

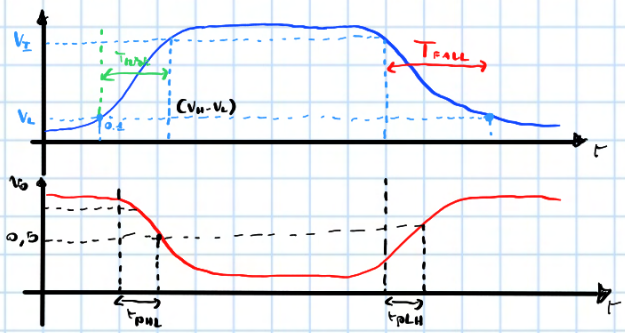
Da questo capiamo che è importante avere la zona con $\left|\frac{dv_O}{dv_I}\right| >> 1$, in quanto tale zona di porta ad avere una rigenerazione del segnale. Guardiamolo con 3 inverter!



Partendo da uno "0" sporcato arriviamo ad avere un "1". Questo è a causa della zona con derivata >> 1, questo ci garantisce di rigenerare il segnale. Un altro modo di vederla è con:



Vediamo adesso i parametri della porta:



$$t_P = \frac{t_{PLH} + t_{PHL}}{2}$$

Potenza dissipata

1) Statica: $P_D = \frac{V_{CC} I_H + V_{CC} I_L}{2}$ (50% H, 50% L)

2) Dinamica

Altri parametri di rilievo sono:

- FAN-OUT: numero massimo di porte uguali collegabili in uscita.
- FAN-IN: numero massimo di porte in ingresso (N. max di ingressi)

Se non rispettati la porta non funziona correttamente.

L'ultimo parametro è il prodotto tra potenza dissipata e ritardo:

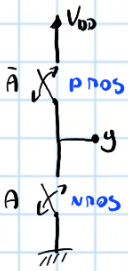
$$DP: P_D \cdot t_P$$

Tale è un parametro che distingue famiglie; è l'energia che consuma la porta per una singola operazione logica. Più chiaro è meglio è!

[8-05-2023]

Inverter CMOS

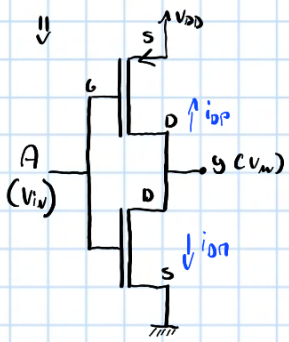
Oggi faremo delle porte combinatorie con tecnologia CMOS, partiamo dall'inverter.

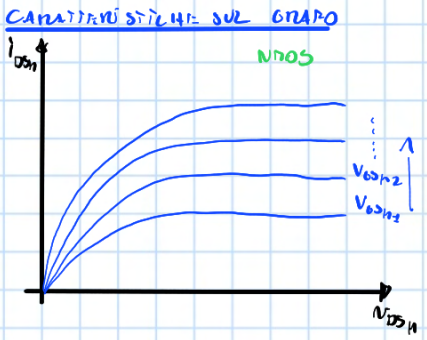


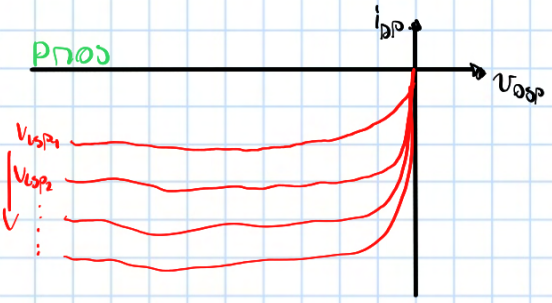
L'idea è di avere due interruttori che non siano mai attivi insieme, in questo modo l'inverter non dissipa mai quando sta fermo: non vi è alcun percorso tra V_{DD} a GROUND in condizioni statiche.

Il problema è avere due interruttori con comportamento duali e caratteristiche chiare => la tecnologia è ambarata e adesso si può fare!

Vediamo in basso il circuito, troviamo la sua caratteristica in uscita, lo vediamo graficamente e in parte analiticamente (tutto sarebbe corrisposto)



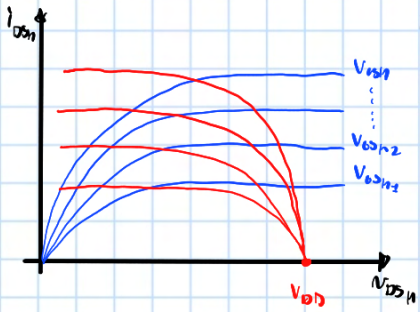




Noi vogliamo ottenere da queste caratteristiche il comportamento dell'inverter, per fare osserviamo:

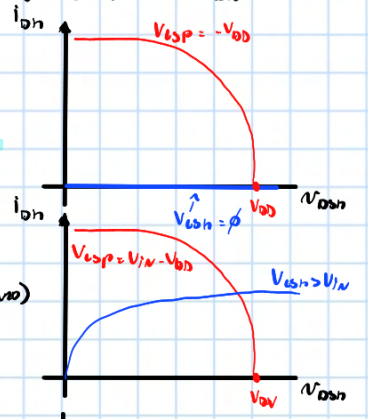
1) $i_{DSN} = i_{DSP}$ in quanto sono in serie!
2) $V_{DD} = -V_{DSP} + V_{DSN} \Rightarrow V_{DSN} = V_{DD} + V_{DSP}$
3) $V_{GSN} = V_{IN}$

Provo a riportare le due caratteristiche sul piano i_{DN} e $V_{GSN} = V_{IN}$. Per avere le caratteristiche nel piano devo ribaltare le caratteristiche ("-" sulla corrente) e spostarle verso dx di V_{DD}. Il punto di intersezione è la nostra soluzione.



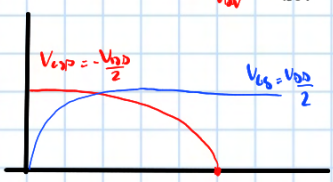
1) Quindi andiamo a vedere $V_{IN} = \emptyset$
   - $V_{GSN} = V_{IN} = \emptyset$ => NMOS OFF
   - $V_{GSP} = V_{IN} - V_{DD} = -V_{DD}$ => PMOS CARATT. MASSIMA

   => L'unico punto in comune è V_{DD}!

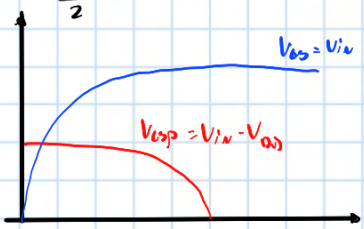


2) Supponiamo $V_{IN} > V_{TN}$
   - $V_{GN} = V_{IN} > V_{TN}$ => NMOS ON (SATURO)
   - $V_{GSP} = V_{IN} - V_{DD}$ => PMOS TRIODO

3) Supponiamo $V_{IN} = \frac{V_{DD}}{2}$
   - $V_{GSN} = \frac{V_{DD}}{2}$ => NMOS SATURO
   - $V_{GS} = \frac{V_{DD}}{2} - V_{DD} = -\frac{V_{DD}}{2}$ => PMOS SATURO

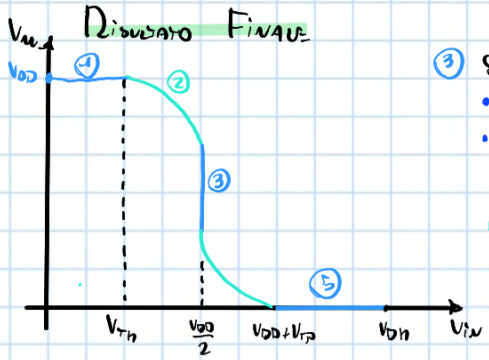


4) $V_{IN} > \frac{V_{DD}}{2}$, facciamolo solo per la grafica



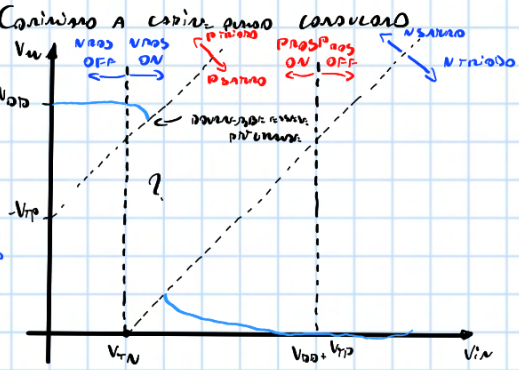
=> NMOS TRIODO
=> PMOS SATURO

Disegno Finale



5) $V_{IN} > V_{DD} + V_{TP}$
   - $V_{GS} \geq V_{DD} + V_{TP}$
   - $V_{GSP} \geq V_{DD} + V_{TP} - V_{DD}$ => PMOS OFF

Adesso capiamo come avviene il tratto verticale e precisamente a $V_{DD}/2$: Continuiamo a capire quando conducono



① NMOS conduce: $V_{GSN} \geq V_{TN} \Rightarrow V_{IN} \geq V_{TN}$

② PMOS conduce: $V_{GSP} \leq V_{TP} \Rightarrow V_{IN} - V_{DD} \leq V_{TP} \Rightarrow V_{IN} \leq V_{DD} + V_{TP}$

③ NMOS saturo: $V_{DSN} \geq V_{GSN} - V_{TN} \Rightarrow \underbrace{V_{IN} \geq V_{IN} - V_{TN}}_{\text{è una retta che parte da } -V_{TN}}$

④ PMOS saturo: $V_{DSP} \leq V_{GSP} - V_{TP} \Rightarrow V_{IN} - \cancel{V_{DD}} \leq V_{IN} - \cancel{V_{DD}} - V_{TP} \Rightarrow \underbrace{V_{IN} \leq V_{IN} - V_{TP}}_{\text{è una retta che parte da } -V_{TP}}$

Noi a livello avanzato facciamo solo la parte centrale.

$$\begin{cases} i_{DN} = \mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_N (V_{GSN} - V_{TN})^2 \\ i_{DP} = -\mu_p C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_P (V_{GSP} - V_{TP})^2 \end{cases}$$

Utilizzo la condizione $i_{DN} = i_{DP}$:

$$\mu_n \cancel{C_{ox}}\left(\frac{W}{L}\right)_N (V_{IN} - V_{TN})^2 = \mu_p \cancel{C_{ox}}\left(\frac{W}{L}\right)_P (V_{IN} - V_{DD} - V_{TP})^2 \quad V_{TN}$$

Dato che non è dipendente da V_{IN} otteniamo sicuramente una verticale: V_{IN} = costante. Perché è una costante? Perché ho ipotizzato $\lambda = 0$, con il λ il tratto non è più verticale => vedremo di usare come se non fosse trascurabile e precisiamo il meccanismo.

Adesso calcoliamo il valore di V_{IN}, ponendolo uguale a $V_{IN} = \frac{V_{DD}}{2}$

Se $V_{IN} = \frac{V_{DD}}{2}$

$V_{IN} = -V_{TP}$

sono uguali dato che $V_{IN} = \frac{V_{DD}}{2}$ e $V_{IN} = -V_{TP}$

$$\mu_n\left(\frac{W}{L}\right)_n \cancel{\left(\frac{V_{DD}}{2} - V_{IN}\right)^2} = \mu_p\left(\frac{W}{L}\right)_P \cancel{\left(-\frac{V_{DD}}{2} - V_{TP}\right)^2}$$

$$\boxed{\mu_n\left(\frac{W}{L}\right)_n = \mu_p\left(\frac{W}{L}\right)_P}$$

Quindi devo avere un NMOS più piccolo del PMOS per avere la verticale a $V_{DD}/2$. Questo è anche a causa del movimento diverso delle cariche. In ogni caso ho un grado di libertà nel progettare la porta attraverso la dimensione => posso avere un comportamento simmetrico! Questa cosa tornerà anche nei Latch!

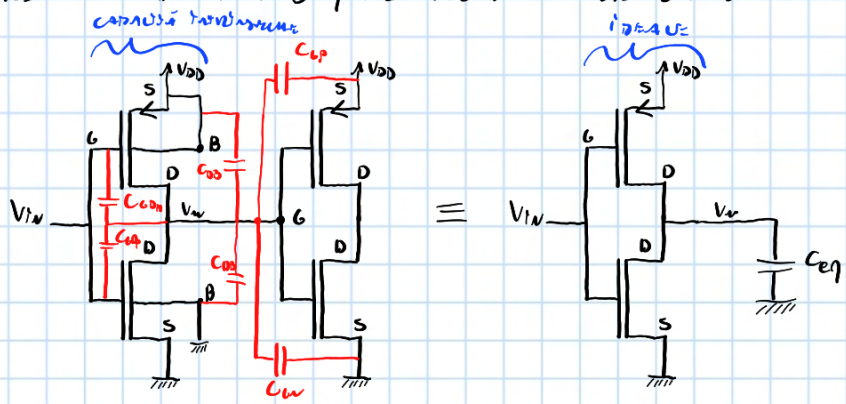
Adesso guardiamo un altro aspetto dell'inverter CMOS: la potenza dinamica dissipata dall'inverter. Quando quella sinistra è in evoluzione, quando quello destro si trova a commutare. Vediamo che per passare da acceso a spento passiamo per i due ②,③,④ del grafico "in svolto finale", dove stiamo anche funzionando; la transizione vera e propria è tra lo stato ① e ②. Abbiamo abbiamo 2 contributi il primo appena detto (NON dissipano potenza in calore)

① Cortocircuito

② "carica e scarica capacità" C

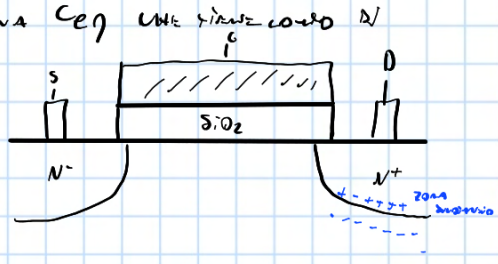
Il fatto di avere più porte in uscita ci fa avere una capacità equivalente => comporta ritardi e dissipazione di potenza => tale è il secondo contributo

Per determinare la capacità di ②, mettiamo due inverter in serie



Voglio passare da i due inverter in parallelo a uno solo ideale con una C_{eq} che tiene conto di tutte le capacità presenti nel circuito reale (sto facendo un modello):

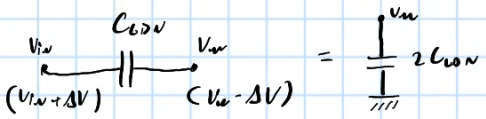
- C_W: capacità del collegamento (filo...)
- C_{GN}, C_{GP}: capacità gate porta uscita
- C_{DBN}, C_{DBP}: capacità zona svuotamento tra D e Body
- C_{DGN}, C_{DGP}: sovrapposizione tra gate e drain



Quanto vale C_{EQ}? Varrà:

$$C_{EQ} = C_W + C_{GN} + C_{GP} + C_{DDN} + C_{DDP} + 2C_{GDN} + 2C_{GDP}$$

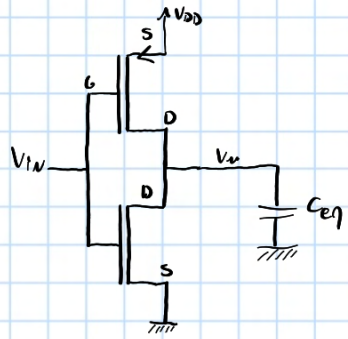
Tuttavia ho un problema C_{GDN} sta tra ingresso e uscita, io voglio la C in funzione di un solo punto che varia:



Noto che alle variazioni $C(\Delta Q)$ la capacità è uguale a 2 volte l'originale:

$$\Delta Q = (C_{GDN}\cdot 2)\Delta V$$

Adesso consideriamo il circuito equivalente e calcoliamo la potenza nei vari casi:



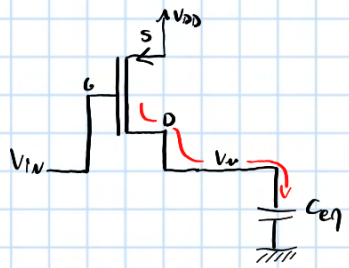
1) $H \to L$ scarica C_{EQ} da V_{DD} a $\emptyset$

Dato che ora devo dissipare tutta l'energia del condensatore ripeto passo calcolarla come:

$$E_{Diss} = \frac{1}{2} C_{EQ} V_{DD}^2$$ N.B. l'energia è dissipata in calore!

2) $L \to H$ devo caricare C_{EQ} da $\emptyset$ a V_{DD}

Il condensatore è carico dal pmos:



Per immagazzinare $\frac{1}{2}C_{EQ}V_{DD}^2$ all'interno di C_{EQ}, ne viene dissipata altrettanta. Per trovarmi di fatto calcolo l'energia fornita dalla batteria:

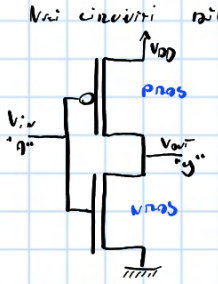
$$E_B = \int_0^T \underbrace{v(t)}_{\text{tensione carica cond.}} i(t)\,dt = \underbrace{V_{DD}}_{\text{la batteria fornisce tensione costante}} \int_0^T \underbrace{i(t)\,dt}_{\text{è la carica spinta}} = V_{DD}\cdot Q = V_{DD}\cdot C\cdot V_{DD} = CV_{DD}^2$$

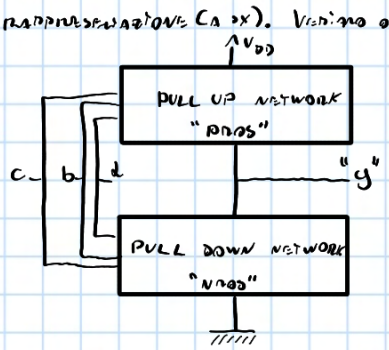
Allora $E_{Diss} = E_E - E_{immag} = CV_{DD}^2 - \frac{1}{2}CV_{DD}^2 = \frac{1}{2}CV_{DD}^2$

Allora al passaggio uno $E_{Diss,LH,HL} = CV_{DD}^2$. Ne si deduce che $\boxed{P_D = fCV_{DD}^2}$, tale si può generalizzare per tutte le porte.
Se alzo la f di clock dissipo di più! C'è qualche modo di funzionare a frequenze più alte pur non dissipando troppo?
Il termine P_D è importantissimo su quella di cortocircuito.

[09-05-2023]

Nei circuiti digitali, si fabbrica con simboli diversi il pmos e l'nmos, vediamo come si interpreta l'inverter con questa nuova rappresentazione (a sx). Vediamo ora l'evoluzione delle porte logiche cominciando dall'inverter.





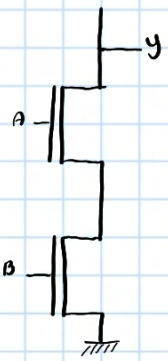
La struttura generalizza l'inverter:

- Pull-up "tira su" il segnale (composta da pmos)
- Pull-down "tira giù" il segnale (composta da nmos)

Le due reti come sono combinate? Fisicamente sono mos in serie e in parallelo, abbiamo le seguenti regole:

1. Mos in serie = "AND"
2. Mos in parallelo = "OR"

Partiamo ad analizzare dalla pull-down:

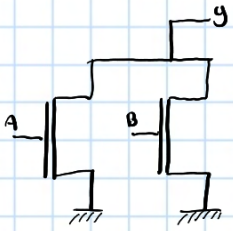


Serie

Otteniamo che $y=\emptyset$ quando entrambi i transistori sono in conduzione (AND)

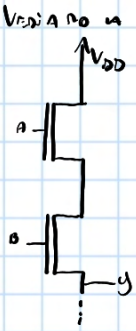
$$\bar{y} = A\cdot B$$

Parallelo

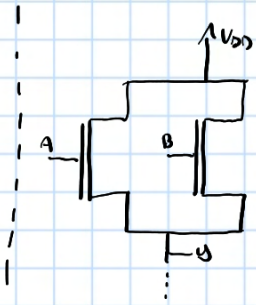


Otteniamo $y = A+B$, dato che

Vediamo la rete Pull-up

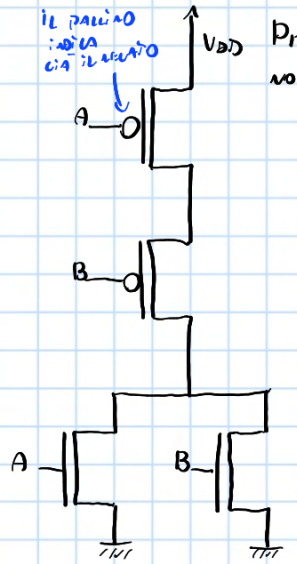


$$\bar{y} = \bar{A}\cdot\bar{B}$$



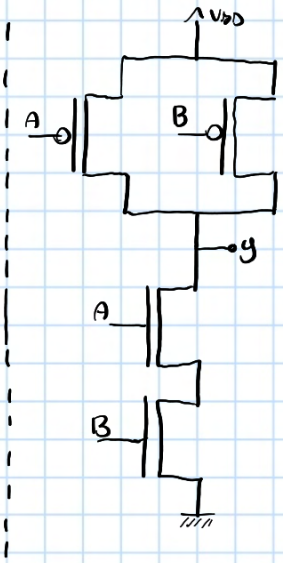
$$y = \bar{A}+\bar{B}$$

Porta Nor



Proviamo ad implementare una porta nor: $y = \overline{A+B} = \bar{A} \cdot \bar{B}$, ne segue

Porta Nand



$y = \overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B}$

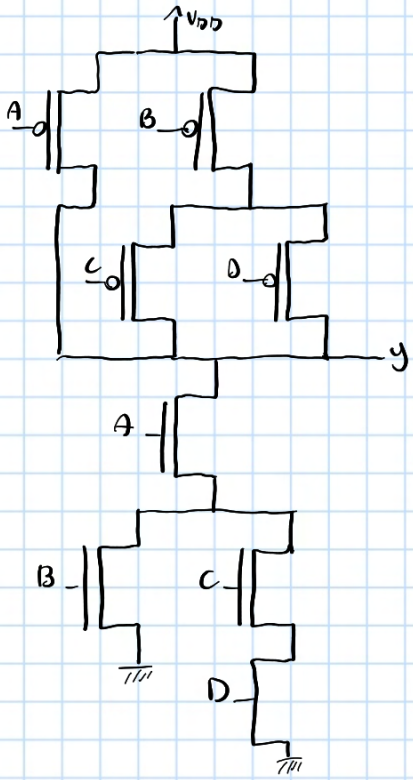
$\bar{y} = A \cdot B$

Porta complessa

$y = \overline{A \cdot (B + CD)} = \bar{A} + (\overline{B + CD}) =$

$\bar{A} + (\bar{B} \cdot \overline{CD}) = \bar{A} + (\bar{B} \cdot (\bar{C} + \bar{D})) =$

$\bar{y} = A \cdot (B + CD)$



Quindi abbiamo imparato che so creare il circuito se so esprimerne

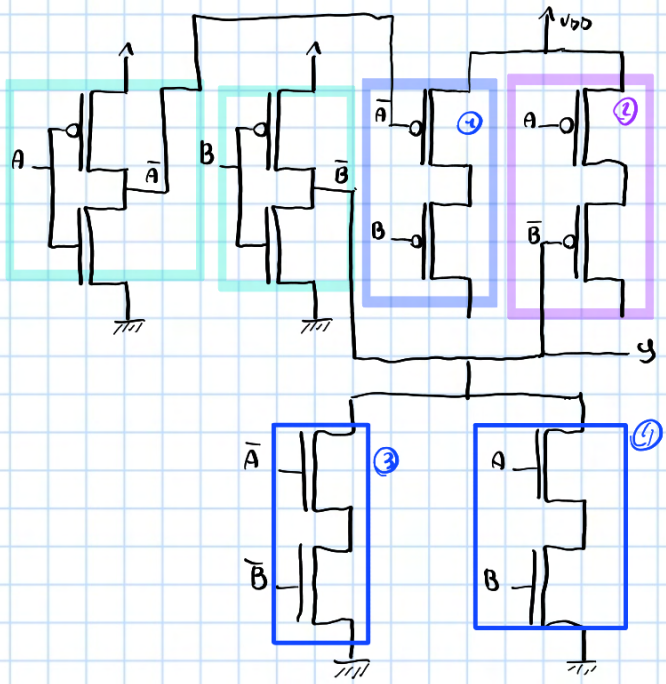
- $y = f(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c})$ per costruire la PULL-UP network (PUN)
- $y = f(a, b, c)$ per costruire la PULL-DOWN network (PDN)

Inoltre vorrei dare poiché fatto, vale il **principio di dualità**, non serve calcolare separatamente entrambe le espressioni, posso ricavare la 2° dal principio di dualità. **Attenzione** tale è una condizione sufficiente, ma non necessaria. Quindi la porta ottenuta per dualità non è unico risultato possibile!

Adesso vediamo una porta che ci mette in difficoltà:

XOR

$y = \underbrace{A\bar{B}}_{③} + \underbrace{\bar{A}B}_{②}$ Non sono in grado di esprimerla vista porta appena vista, tuttavia il problema è di facile soluzione. Proviamo a farlo stesso la porta.



In questo caso la topologia non cambia, ma necessito in ingresso anche di $\bar{A}$ e $\bar{B}$, quindi ho bisogno di 2 inverter aggiuntivi!

Con questo abbiamo fatto la pull up, calcoliamoci la pull-down:

$$\bar{y} = \overline{A \cdot \bar{B} + \bar{A} B} = \overline{A\bar{B}} \cdot \overline{\bar{A} B} = (\bar{A} + B)(A + \bar{B}) =$$
$$\cancel{A\bar{A}} + \bar{A}\bar{B} + AB + \cancel{B\bar{B}} = \underbrace{\bar{A}\bar{B}}_{③} + \underbrace{AB}_{④}$$

Quindi vediamo come non abbiamo la dualità non sia necessaria in quanto la pull-down non è la duale della pull up!

Allora abbiamo in sintesi le seguenti 3 possibilità:

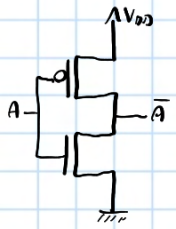
① $\begin{cases} y = f(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}) \\ y = f(\bar{a}, b, c) \end{cases}$ ⇒ Sintesi diretta PUN / PUN + inverter "b, c"

② $\begin{cases} \bar{y} = f(a, b, c) \\ \bar{y} = f(a, \bar{b}, \bar{c}) \end{cases}$ Sintesi diretta PDN / PDN + inverter

③ Dualità.

Calcoliamoci il numero di mos che utilizziamo per ogni porta: # mos: $(2 \times N.\text{variabili}) + 2 \times N.\text{inverter}$ = 12 (PULL UP + PULL-DOWN: $2 \times$ " $+ 2 \times 2$)

In tutto questo dobbiamo adottare un criterio di costo. Io ho un grado di libertà in questo, che rapporto di dimensionamento hanno i mosfet (W/L)? Il produttore ci fornisce solamente i valori minimi, che strategia adottiamo? Noi vogliamo una strategia lineare: data la porta di base vorrei che deve essere in grado di avere gli stessi tempi di commutazione dell'inverter base.



Avendo quindi il nostro inverter base abbiamo

$$i_{DP} \propto \left(\frac{W}{L}\right)_P \qquad i_{DN} \propto \left(\frac{W}{L}\right)_N$$

$$\frac{\mu_n}{\mu_p} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_P}{\left(\frac{W}{L}\right)_N} = 2{,}5$$

Decidiamo quindi

$$\left(\frac{W}{L}\right)_N = n = (2) \qquad \left(\frac{W}{L}\right) = p = (5)$$

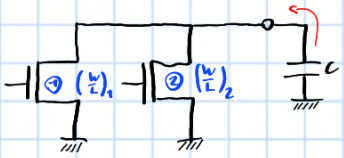
scelta del costruttore

Una volta scelto n e p abbiamo determinato il tempo di risposta dell'inverter e la sua area occupata. E quest'ultima è la somma delle aree occupate dai 2 mosfet: $A = W_p L_p + W_N L_N = p L_p^2 + n L_N^2$

Se $L_p = L_N = L$ allora $A = (p+n) L^2$; per questo motivo $p+n$ è chiamato anche **fattore di area**.

Adesso abbiamo dimensionato l'inverter, come faccio adesso a dimensionare la porta? Vediamo la strategia: dato che nel caso peggiore abbia tempi di commutazione pari a quelli dell'inverter. Dobbiamo quindi capire come dimensionare le porte in serie e in parallelo.

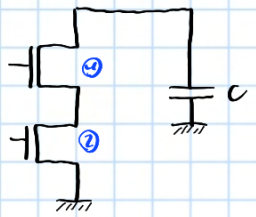
Parallelo



Dobbiamo quindi scaricare una ipotetica capacità C, il "worst case" in tal caso è che funzioni un solo dei due mosfet funziona esclusivamente la corrente di sw uno, la scelta ricadrebbe quindi nuovamente $\left(\frac{W}{L}\right)_1 = \left(\frac{W}{L}\right)_2 = n$ in modo che nel worst case abbia sempre lo stesso tempo di risposta ⇒

Se collegando entrambi tanto meglio ⇒ va più veloce

Serie



Se sono in serie devono permettere funzionare tutti. Quindi possiamo considerare i mosfet come resistenze. Assumiamo che: (usiamo chiamare anche per avere la stessa risposta per inverter

$$R_{mos} \propto \frac{1}{\left(\frac{W}{L}\right)}$$ proporzionale

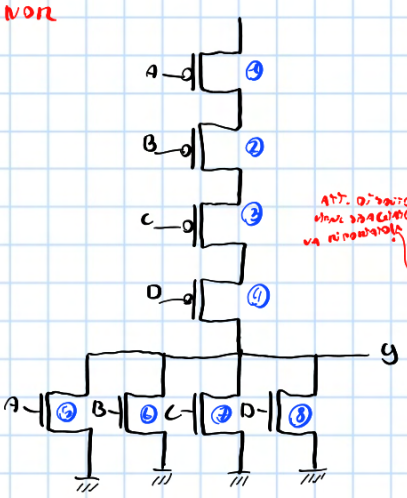
$$R_{TOT} = R_1 + R_2 = K'\left[\frac{1}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} + \frac{1}{\left(\frac{W}{L}\right)_2}\right] \Rightarrow R_{TOT} = \cancel{K'}\frac{1}{\left(\frac{W}{L}\right)_{eq}} = \cancel{K'}\left[\frac{1}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} + \frac{1}{\left(\frac{W}{L}\right)_2}\right]$$

Quindi possiamo ottenere la R_{eq} pari a quella dell'inverter

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = x \quad \left(\frac{W}{L}\right)_2 = x \qquad \frac{1}{x} + \frac{1}{x} = \frac{1}{n} \Rightarrow \frac{2}{x} = \frac{1}{n} \Rightarrow x = 2n$$ Abbiamo il nostro dimensionamento!

Adesso proviamo a dimensionare qualche porta:

NOR



$$y = \overline{A+B+C+D}$$
$$\bar{y} = A+B+C+D$$

PUN: $\left(\frac{W}{L}\right)_{1,2,3,4} = x$

$$\frac{1}{x} + \frac{1}{x} + \frac{1}{x} + \frac{1}{x} = \frac{1}{p}$$

Att. disegno dove sbagliato e va rimodificato

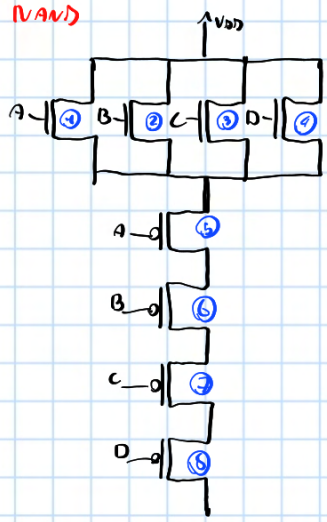
$$\frac{4}{x} = \frac{1}{p} \Rightarrow x = 4p = 20$$ posto $p = 5$

PDN: $\left(\frac{W}{L}\right)_{5,6,7,8} = y$

$$\frac{1}{y} = \frac{1}{n} \Rightarrow y = n = 2$$

$$A_{TOT} = (4 \cdot 4p + 4 \cdot n)L^2 = (16p + 4n)L^2 = (80+8)L^2 = 88L^2$$

NAND



$$y = \overline{A \cdot B \cdot C \cdot D}$$
$$\bar{y} = A \cdot B \cdot C \cdot D$$

PUN: $\left(\frac{W}{L}\right)_{1,2,3,4} = p = 5$

PDN: $\left(\frac{W}{L}\right)_{5,6,7,8} = x$

$$\frac{1}{x} + \frac{1}{x} + \frac{1}{x} + \frac{1}{x} = \frac{1}{n} \Rightarrow \frac{4}{x} = \frac{1}{n}$$

$$\Rightarrow x = 4 \quad n = 8$$

$$A_{TOT} = (4p + 4 \cdot 4n)L^2 = (4p + 16n)L^2 = (20+32)L^2 = 52L^2$$

Notiamo che la porta NAND a parità di ingressi occupa meno spazio. Inoltre dato che aumentare ingressi rallenta la porta a causa della capacità di carico si limita il FAN-IN e FAN-OUT a 4 fase ad esempio di più si deve effettuare anche 2 livelli di porte.

Nota y al carico è già porta, non serve porta inversa! Va bene calcolare $\bar{y}$, si può usare quella. Alla fine poi ricordati di fare i rapporti con i nmos e possiamo semplicemente disegnarli di tutti i transistori, invertire ingressi. Ricorda: è un valida dimensione giusta.

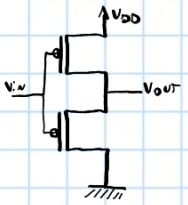
Adesso sono in grado di fare esercizio B (o 2)

[Esercitazione venerdì 12 maggio]

15-05-2023

Protezione Scariche Elettrostatiche

Prendiamo in esempio inverter CMOS:

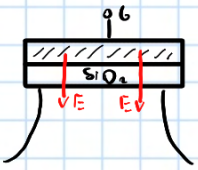


Noi abbiamo visto che:

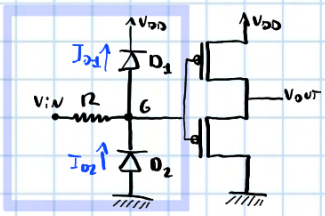
- La R_G (resistenza di Gate) $\to +\infty$, la corrente infatti entrare a circa nel Gate
- C_G (capacità di Gate) $\simeq pF \Rightarrow$ molto piccola

Allora possiamo notare

$$Q_G = C_G V_G \Rightarrow V_G = \frac{Q_G}{C_G}$$ Si nota che possiamo avere tensioni molto elevate anche con carica piccola dato che abbiamo la C_G molto piccola.



Quindi il campo elettrico tra Gate e canale provoca la rottura dell'ossido! Quindi V_G elevata con Q_G piccola $\Rightarrow E_G$ elevato $\Rightarrow$ rottura del dielettrico. La porta quindi sono molto delicate: basta la carica elettrostatica umana per danneggiarle. Infatti in applicazioni usano un braccialetto per scaricarsi a ground! Anche in basi in cui si vendono sono costruiti per evitare accumuli di carica. Si inseriscono diodi di protezione. I diodi sono montati in modo che:



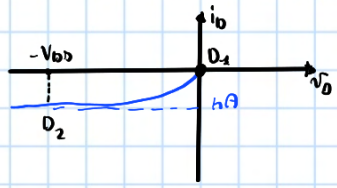
- Se $\emptyset \le V_G \le V_{DD}$ [normale funzionamento]
  D_1 off e D_2 off $\Rightarrow$ i diodi sono disattivati.
- Se D_1 ON [V_G alzata oltre V_{DD}] Allora $V_G = V_{DD} + V_\gamma$
  Se la tensione sale può salire fino $V_{DD} + V_\gamma$ in quanto il diodo la blocca
- Se D_2 ON [V_G non abbassare < 0] Allora $V_G = -V_\gamma$

Tale funzione dei diodi è detta limitatore. Perché di R? Perché con i diodi ho la necessità di limitare la corrente. Quindi questo circuito serve a protezione limitatore, ma ha un inconveniente.

Vediamolo partendo che $V_{IN} = V_{DD}$ allora $V_G = V_{DD}$ sicuro che:

- $V_{A/K_1} = \emptyset$ D_1 è off cioè avevamo detto
- $V_{A/K_2} = -V_{DD}$ D_2 effettivamente è polarizzato in inversa.

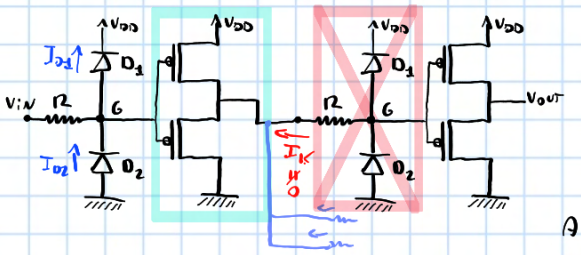
Tuttavia noi sappiamo dalla trattazione fisica del D che se D è in inversa, vi è comunque una corrente che ci scorre: la corrente di saturazione. Notiamo che i diodi sono polarizzati in due tensioni diverse:

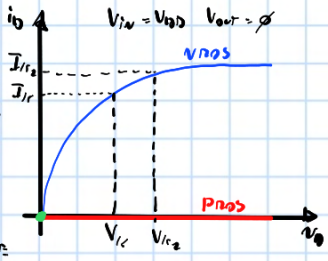


- $V_{A/K_1} = \emptyset \Rightarrow I_{D_1} = -I_{S_1} = \emptyset$
- $V_{A/K_2} = \emptyset \Rightarrow -I_{S_2} \simeq 1\,nA$

$\Rightarrow |I_{S_1}| \neq |I_{S_2}| \Rightarrow I_{IN} \neq 0$

Quindi vi è pur sempre una corrente di ingresso, per ovviare basta fare il bilancio di nodi. Supponiamo quindi di mettere due inverter in serie e guardiamo il comporto dato dal primo. Partiamo dal circuito a dx cioè sia la condizione dell'inverter prima di inserire il secondo inverter. Tuttavia all'uscita del secondo abbiamo una corrente I_K che ci fa condurre il PMOS! Cosa accade se lasciamo alto? Il livello basso diventa alto! Quindi ho un limite sul fan out!

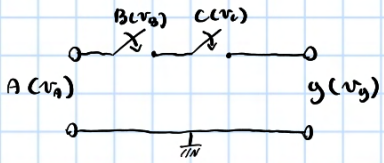




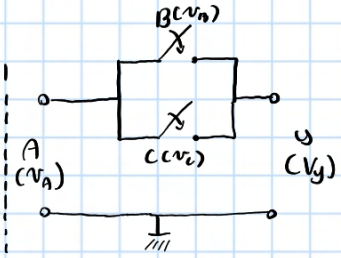
Anche dare risposte non si trasmette alcun potere perché il circuito di pull-up => tanto sarebbe solo a parte esistito pure di accesso dall'esterno! Comunque in genere si usa un altra tecnica di porte:

PASS Transistor Logic

Supponiamo di avere:

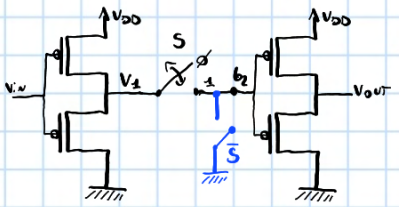


Nel caso B e C siano = 1 allora $y = A \cdot B \cdot C$



In questo caso: $y = A \cdot (B + C)$

Quindi notiamo: serie => AND parallelo => OR. Inoltre di nuovo siamo che ci possiamo fare uno il pericolo sarà avere riferimento a V_{DD} e ground. Questo si può fare se esiste un percorso alternativo a ground e a V_{DD}. Vediamolo sempre con il nostro uno inverter:

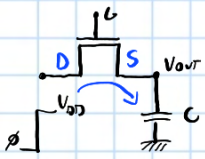


Se $S = 1$ va tutto bene, invece se $S = \emptyset$ sono in alta impedenza! Vediamolo:

- $S = 1$
  - $V_{IN} = V_{DD} \Rightarrow V_1 = \emptyset$
  - $V_{IN} = \emptyset \Rightarrow V_1 = V_{DD} \Rightarrow S_1 = \emptyset$

Abbiamo quindi che a seconda di quando resta aperto S vi avrò potenziale diventare un basso, questo a causa del tranistor floating (l'interruttore). Una possibile soluzione è avere un secondo interruttore che mi scarica a ground. Tutto questo se l'interruttore è ideale, e noi diremo "mettiamoci un po' dopo" e lui "vediamo...": poniamo la porta a valle come un condensatore:

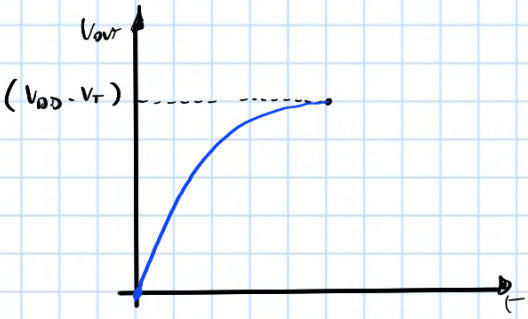
NMOS



Ho $t = \emptyset$, $V_{IN} = V_{DD}$ $V_{OUT} = \emptyset$ [C scarico]

Ho che $V_G = V_{DD}$, chi è il Drain e il source? (dipende dalla I)

- Quindi abbiamo all'istante $t = \emptyset$
  - $V_{GS} = V_{DD} > V_T \Rightarrow$ MOS "ON"
  - $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_T)$
  - $V_{DD} > (V_{DD} - V_T) \Rightarrow$ MOS è saturo



- $t > 0$

V_S aumenta, ci sono problemi! Dobbiamo verificare che:

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

$V_D - \cancel{V_S} \geq V_G - \cancel{V_S} - V_T \Rightarrow V_D - V_G \geq V_T \Rightarrow V_{DD} - V_{DD} \geq -V_T$

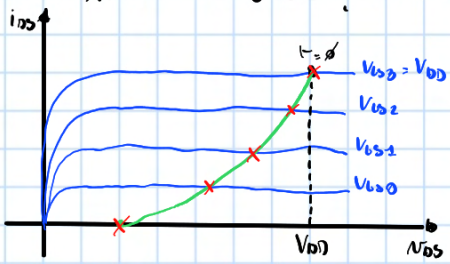
$\Rightarrow \emptyset \geq V_T \Rightarrow \emptyset > V_T$ Questa è sempre verificata => il MOS è sempre saturo se conduce!

Ma andiamo a vedere la V_{GS}: $V_{GS} = V_G - V_S = V_{DD} - V_S$ => allora può accadere che il MOS smetta di condurre; vediamo quando accade:

$V_{GS} \geq V_T$ per avere MOS ON

$V_G - V_S = V_{DD} - V_{OUT} \geq V_T \Rightarrow \boxed{V_{OUT} \leq V_{DD} - V_T}$ La tensione di uscita si blocca al valore $(V_{DD} - V_T)$!

Quindi l'NMOS non è in grado di trasmettere un 1 pieno: quindi non è un interruttore ideale.
Cosa accade tra 0 e 1? Vediamo:



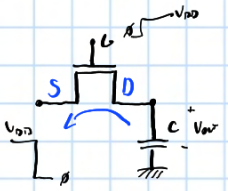
Diciamoci che in questa configurazione $V_G=V_D=V_{DD} \Rightarrow V_{GS}=V_{DS}$, quindi sappiamo che:

$$i_{DS}=K(V_{GS}-V_T)^2 \text{ [Eq. saturo]} \xrightarrow[\text{ma } V_{GS}=V_{DS}]{} i_{DS}=K(V_{DS}-V_T)^2$$

Tale espressione è una parabola, quindi i punti di lavoro si muovono lungo questa parabola fino a che $V_{DS}=V_T$! In tal caso:

$$V_{DD}-V_{OUT}=V_T \Rightarrow V_{OUT}=V_{DD}-V_T$$

Tutto questo lo fa sul livello logico alto, vediamo se lo fa sul basso:



In questo caso i due terminali si invertono. Hp: $t=\emptyset$, $V_{IN}=\emptyset$, $V_{OUT}=V_{DD}$, $V_G=V_{DD}$

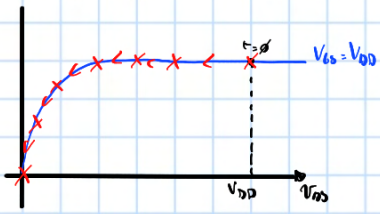
Quindi abbiamo

$V_{GS}=V_G-V_S=V_{DD}-\emptyset=V_{DD}>V_T \Rightarrow$ MOS è "ON" In tal caso varierà la V_{DS}, mentre cambiamo la V_{GS} in quanto C è connesso al Drain!

Stesso: $V_{DS}=V_D-V_S=V_{DD}-\emptyset=V_{DD}>V_{GS}-V_T=(V_{DD}-V_T) \Rightarrow$ MOS saturo

Man $t>\emptyset$ invece: V_D diminuisce $\Rightarrow V_{DS}$ diminuisce

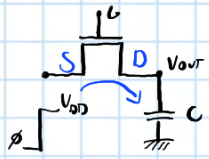
$V_{GS}=V_{DD}$



Quindi trasferiamo bene il livello $\emptyset$!

P-MOS

Dato che il p-MOS è duale all'n-MOS $\Rightarrow$ ci aspettiamo che accada l'inverso; ci aiuta nella tesi il fatto che la pull down sia di NMOS (conduce bene a 0) e la pull up di PMOS (conduce bene a 1). Nel PMOS la corrente va dal source al drain, che nasce lasso è l'ultima condizione che abbiamo fatto:



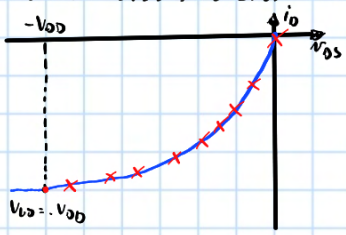
Hp. $t=\emptyset$ $V_S=V_{DD}$ $V_{OUT}=V_D=\emptyset$

$V_G=\emptyset$ $V_{GS}=\emptyset-V_{DD}<V_{TP}$

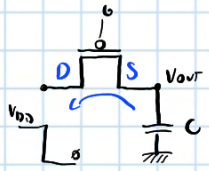
Ma quando $V_{DS}=\emptyset \Rightarrow V_D-V_S=\emptyset$

$V_D=V_S=V_{DD}$

Quindi il PMOS mi trasferisce un livello logico alto pieno.



Proviamo il livello logico basso



Hp: $t=\emptyset$, $V_G=\emptyset$ $V_D=\emptyset$, $V_S=V_{DD}$

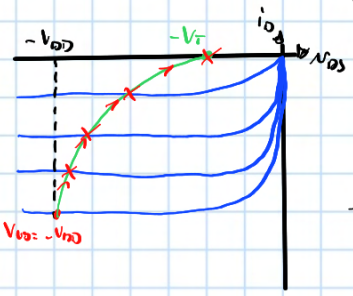
$V_{GS}=V_G-V_S=-V_{DD}<V_T \Rightarrow$ MOS è ON

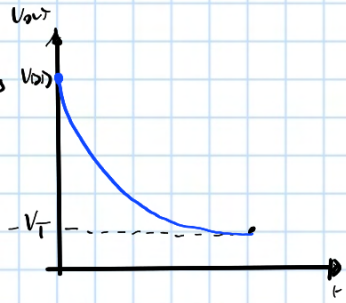
$V_{DS}=\emptyset-V_{DD}=V_{DD}<(V_{GS}-V_T)$ il MOS è saturo

$V_{DS}=V_{GS} \Rightarrow$ MOS sempre saturo

$$i_{DS}=-K(V_{GS}-V_T)^2=-K(V_{DS}-V_T)^2$$

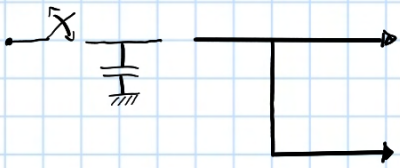
$V_{DS}=V_{GS}$





Quindi non riusciamo a trasmettere un livello basso ideale, ma pieno un V_T.

Recap

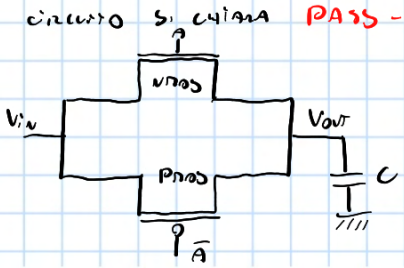


NMOS:
- "1" non pieno $(V_{DD}-V_T)$
- "0" pieno $(\emptyset)$

Ci pieno scarpone di un fattore V_T!

PMOS:
- "1" pieno (V_{DD})
- "0" non pieno $(-V_T)$

Quindi come fanno ad avere un interruttore ideale? Utilizzo un NMOS e un PMOS in parallelo, tale circuito si chiama PASS-GATE. Utilizzo i concetti della loro versione ribaltata, e in mezzo? Tanto meno conducono entrambi!



16-05-2023 [40' iniziali riassunti sono da aggiungere => no rec]

Facciamo alcuni esempi di realizzazione di porte:

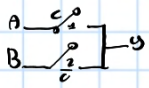
Porte con Pass Transistor Logic

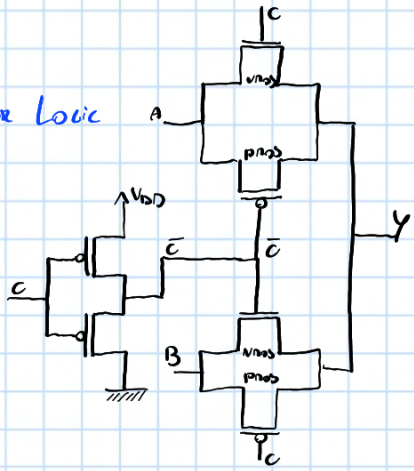
1) CMOS complementare

※ nos: 4x2 + (3x2) = 8+6 = 14

$y = AC + BE$

2) Pass Transistor Logic





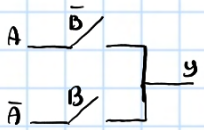
Multiplexer 2x1

Ne bastano 6

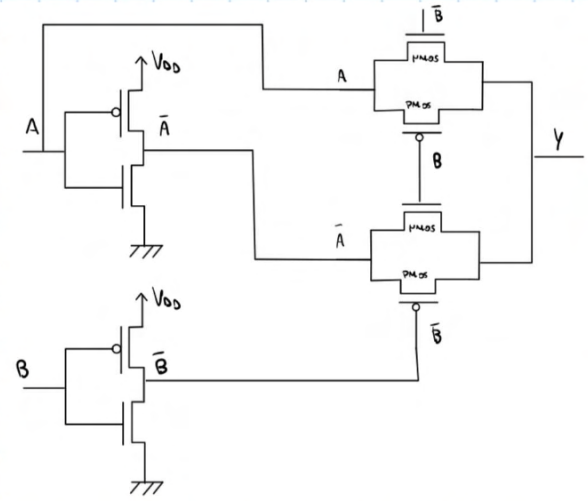
Porta XOR

1) CMOS complementare

※ nos: (4x2) + (2x2) = 8+4 = 12



Inverter + pass gate = 2 mosfet



Progettazione Full-Custom:

Ottimizzazione dei costi data dal progettista che "tara" gli mosfet.

=> Porta ad occupazione minore di spazio

Progettazione Semi-Custom:

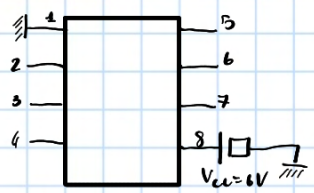
Il progettista ottimizza un insieme di mosfet attraverso Verilog, utilizzando delle librerie di porte già fatta.

=> Spesso non è ottimizzata dal punto di vista di occupazione

[-> da qui cod. dalla rec]

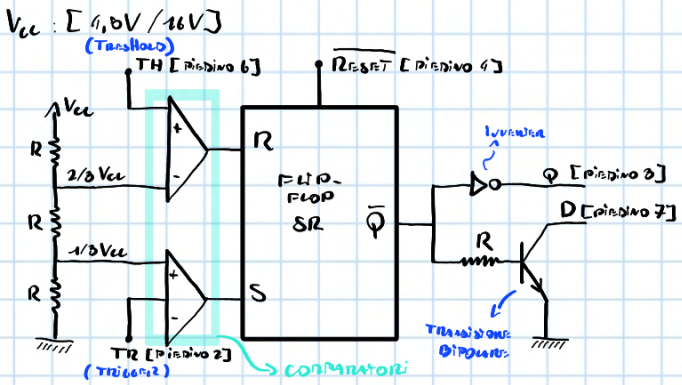
Adesso invece di passare a studiare i circuiti per le reti sequenziali, anticipiamo un argomento relativo agli oscillatori => relativo alla generazione del segnale di clock. Tale circuito è chiamato NE555 ed è parte del 3° esercizio del compito:

NE555



Vediamo quindi questo componente integrato che ci consente di realizzare varie operazioni: generare un onda quadra, fare il timer ... L'aspetto è come quello a sx, un chiuso con 8 piedini: il n° 1 e 8 sono utilizzati per l'alimentazione con Vcc variabile tra [4,5V / 16V]; noi useremo Vcc = 6V (anche nel compito).

Vediamo quindi come è fatto nello specifico il circuito:



Notiamo come la scelta di $V_{cc} = 6V$, la tensione si ripartisce in quel modo tra due comparatori.

I comparatori funzionano in questo modo:

- Se il ⊖ è più basso del ⊕ => set a 1
- Se il ⊖ è più alto del ⊕ => set a 0

Il loro valore non ha vie di mezzo: o sono alti o sono bassi (cioè "Vcc" o "0"). Nota Non mi interessa che si riferiscono i piedini...

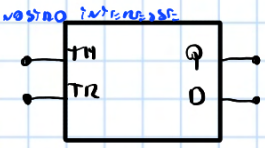
Il reset del flip-flop è attivo-basso.

Per i nostri scopi ci interesseranno soltanto TH, TR, Q e D.

Alcune proprietà:

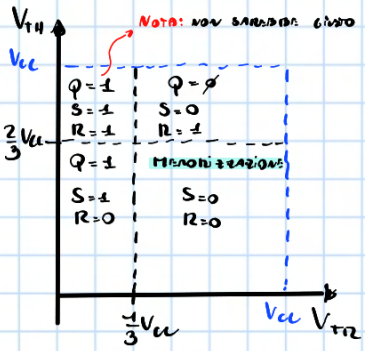
- Il $\overline{\text{RESET}}$ del flip-flop ha priorità su gli altri due (S, R).
- Tra set (S) e reset (R), il set (S) ha priorità sul reset (R)!
- Si utilizza dopo $\bar{Q}$ un inverter un inverter per far funzionare il dispositivo connessi non sensibili.
- Il transistore BJT è dimensionato in modo che per quando ho la base (Q=0) = 1 diventa saturo => interruttore chiuso => D=0.

Scheda di nostro interesse:



Nota a margine: Il piedino 5 serve a monitorare che tutto funzioni: porta in uscita 2/3 Vcc

Vediamo quindi come funziona il circuito, dato che i due segnali di controllo sono TH e TR, facciamo quindi un grafico:



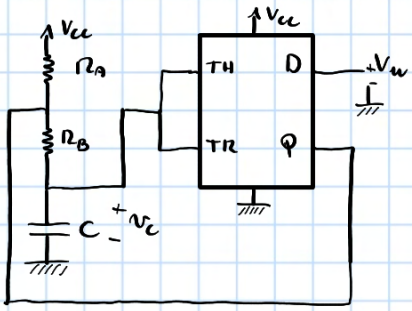
Vediamo quindi come utilizzare questo schema nella fase di multivibrazione a stadi!

Multivibratori

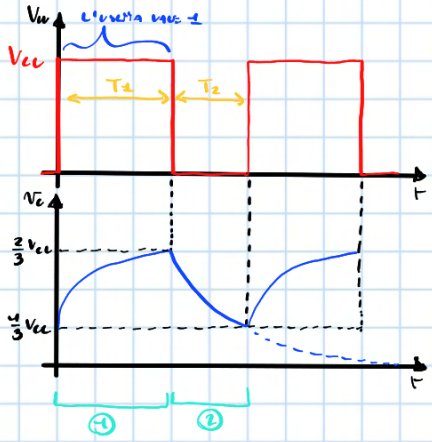
Sono utilizzati per realizzare delle forme d'onda, ve ne sono di 3 tipologie:

1) **Monostabili**: hanno un solo stato stabile, che è lo stato basso; quindi una volta ricevuto un segnale di trigger passano allo stato alto, ci rimangono un po' e tornano al basso. Sono dei Timer!
2) **Astabile**: oscilla tra due stati continuamente: essenzialmente il clock
3) **Bistabile**: ha due stati stabili, passa su uno stato dopo l'arrivo di un segnale e ci rimane fino all'arrivo di un secondo segnale. Sono i LATCH o FLIP-FLOP!

Quindi come possiamo realizzare un circuito astabile con il PE555? Vediamo il circuito



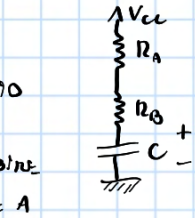
Dato che il circuito non ha uno stato stabile, quindi non è rilevante da dove parto: supponiamo di partire per t=0 con un segnale alto. Inoltre indichiamo con V_C la tensione del condensatore e facciamo i due grafici. Facciamo i casi



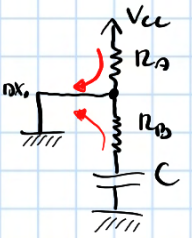
1) Abbiamo $Q=1$ ($\bar{Q}=Ø$)
$\Rightarrow$ D = HI (alta impedenza) e BJT in interdetto
Il circuito diventa come quello a dx, i due terminali TR e TH non possono né assorbire corrente né erogarla. Quindi cosa accade a C? Il condensatore si carica in modo esponenziale. Quindi:

$$V_{TR} = V_{TH} = V_C$$

Sono nella fase di memorizzazione, ciò rimane vero fino a che non arrivo a $\frac{2}{3}V_{cc}$ e passo a 2



2) In tal caso ho $Q=Ø$ segue che $D=Ø$
Il circuito in tal caso si trasformerà come a dx.
In tal caso il condensatore si scarica, la corrente va a massa (ground). Tendenzialmente a scaricarsi fino ad arrivare a 0, ma ritorno nel caso dove ho $\frac{1}{3}V_{cc}$ $\Rightarrow$ ritorno al caso 1



Quindi io unico a scarico continuamente il condensatore in modo da generare il segnale in uscita oscillante tra tensione alta e bassa. Proviamo quindi a calcolare i tempi T_1 e T_2:
Partiamo dalla carica, vediamo quanto tempo ci metto a caricare il condensatore, e ci ricordiamo la formula:

$$V_C(t) = V_f + (V_i - V_f)e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Quindi sostanzialmente il nostro condensatore si carica fino ad una certa tensione, per poi tornare a scaricarsi. Chiamo tale tensione V_{con}, ovvero **tensione di commutazione**. Quindi io so che all'istante T_1 la tensione è a V_{con}. Allora ricavo T_1:

$$V_{con} = V_C(t-T_1) = V_f + V_i - V_f e^{-\frac{T_1}{\tau}} \Rightarrow \frac{V_{con}-V_f}{V_i-V_f} = e^{-\frac{T_1}{\tau}} \Rightarrow \frac{V_i-V_f}{V_{con}-V_f} = e^{\frac{T_1}{\tau}} \Rightarrow \boxed{T_1 = \tau \ln\left(\frac{V_i-V_f}{V_{con}-V_f}\right)}$$

Formula diretta per il compito

Allora facciamo un esercizio; quanto vale V_i?

- $V_{i1} = \frac{1}{3}V_{cc}$
- $V_{f1} = V_{cc}$ ($i_C = Ø$) quando il condensatore si carica
- $V_{con1} = \frac{2}{3}V_{cc}$
- $\tau_1 = C \cdot (R_A + R_B)$ — Rivista dalla capacità

$$\rightarrow T_1 = C(R_A+R_B)\ln\left(\frac{\frac{1}{3}V_{cc}-V_{cc}}{\frac{2}{3}V_{cc}-V_{cc}}\right) = C(R_A+R_B)\ln(2)$$

Facciamo anche T_2:

- $V_{i2} = V_{con1} = \frac{2}{3} V_{cc}$
- $V_{con2} = \frac{1}{3} V_{cc}$
- $V_{f2} = \emptyset$ quando non scorre più corrente => conclusione scarico
- $\tau_2 = C \cdot R_B$ => la R vista è solo R_B, dato che R_A non dà contributo

$$\rightarrow T_2 = C R_B \ln\left(\frac{\frac{2}{3}V_{cc} - \emptyset}{\frac{1}{3}V_{cc} - \emptyset}\right) = C R_B \ln(2)$$

Calcoliamoci quindi il periodo: $T_1 + T_2 = C(R_A + R_B)\ln(2) + C R_B \ln(2) = C(R_A + 2R_B)\ln(2)$. C'è un piccolo problema di questo sistema: non riusciamo a fare un duty cycle pari al 50%, calcoliamolo

$$\text{Duty Cicle} = \frac{T_1}{T} = \frac{\cancel{C}(R_A+R_B)\cancel{\ln(2)}}{\cancel{C}(R_A+2R_B)\cancel{\ln(2)}} = \frac{R_A+R_B}{R_A+2R_B} \quad \text{se } R_A \ll R_B \Rightarrow \simeq \frac{1}{2}!$$

Periodo ← T

Non viene il 50% perché le due costanti di tempo sono diverse. Tuttavia nella realtà si pari a $\frac{1}{2}$ solamente se $R_A \ll R_B$!

Tuttavia vi è un modo molto più semplice per fare un oscillatore: l'oscillatore ad anello.

Oscillatore ad Anello

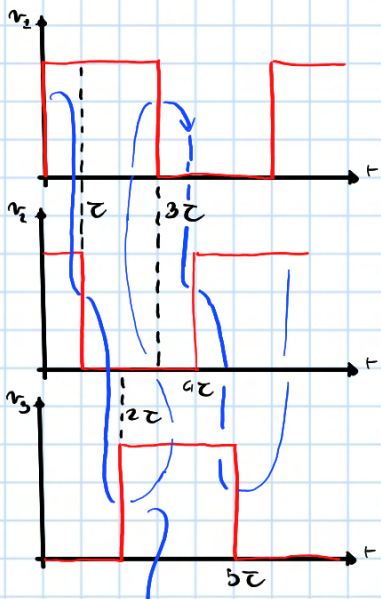
Il caso generale per farlo è prendere un numero dispari di inverter e collegarli ad anello. Noi ne usiamo 3 anche se di solito se ne utilizzano di più:

Supponiamo che tutti gli inverter abbiano lo stesso tempo di propagazione τ (ritardo di propagazione) e supponiamo che a $t=0$ avvenga la commutazione da 0 a 1.

Disegniamo quindi prima grafici.

Abbiamo che il segnale si propaga con un ritardo τ tra i 3 inverter. Quindi avrò periodo $T = T_1 + T_2 = 6\tau$, quindi in generale dati:

$$\begin{cases} N \text{ inverter} \Rightarrow T = \tau \cdot (2n) \\ N \text{ dispari} \end{cases} \qquad f = \frac{1}{(2N)\tau}$$



Il problema è che ci stiamo basando su un'ipotesi decisamente forte ovvero che tutti e 3 gli inverter abbiano tempo τ, nella realtà avrò τ_1, τ_2, τ_3. Ma avremo sempre e comunque un duty cycle del 50%. Il motivo principale per cui il circuito è utilizzato è che è possibile misurare τ, dato che è un numero molto piccolo: mi basta misurare f per ricavare τ:

$$f = \frac{1}{(2N)\tau}$$

Se fossero diversi otterrei la media di τ_1, τ_2, τ_3... che sarebbe comunque buona

[13-05-2023]

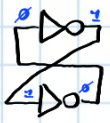
1. Circuiti logici sequenziali
2. Flip-flop
3. Architettura memorie cmos

Sostanzialmente dividiamo le memorie in due casi, che andremo a vedere:

- Statica (resti lowcost)
- Dinamiche: necessità di continui refresh, ma garantisce maggiore compattezza.

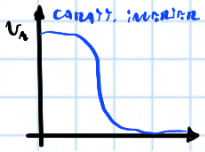
Latch

Elemento costitutivo delle memorie statiche:

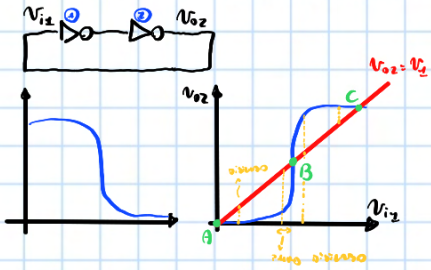


Il circuito non ha ingressi, allacciandolo alla corrente cadrà in uno stato e si stabilizzerà (rimane a massimo Ø o 1). Il circuito ha anche un altro tipo di stato, chiamato meta-stabile (stati di transizioni).

Per studiare meglio il circuito ricorriamo l'andamento dell'inverter.



Per non intervenire su quelli scriviamo il circuito corretto:



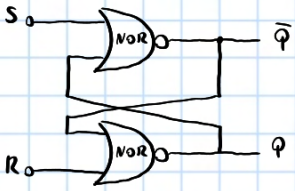
La pendenza del secondo grafico sarà il doppio del primo. La differenza nasce la condizione di funzionamento a regime:

- Nel punto A e C, anche se vi sono dei disturbi, essendo i tratti pianeggianti fra disturbo non mi crea alterazioni! Quindi questi due sono i punti stabili
- Nel punto B, con un piccolo disturbo otteniamo valori molto diversi. In quanto il piccolo disturbo di partenza viene amplificato verso uno dei due stabili.

Ho bisogno adesso di avere la memorizzazione in funzione dell'ingresso, introduciamo il Flip-Flop SR:

Flip-Flop SR

Implementato a porte NOR.



	NOR
00	1
01	0
10	0
11	0

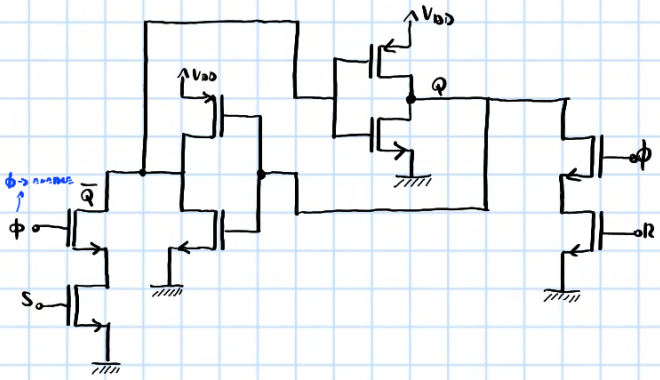
SR	Q	$\bar{Q}$
00	Q(n-1)	Q(n-1)
10	1	0
01	0	1
11	0	0

Prop.

=> Non si usa per le condizioni logiche

Vediamo un altra implementazione che ci aggiunge un ulteriore ingresso (enable) in modo da abilitare la porta:

FF con i Mos



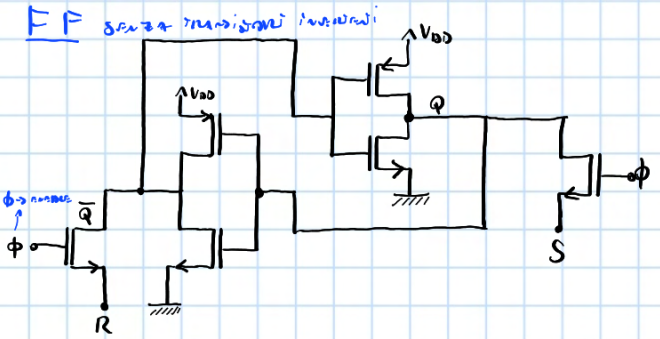
L'enable è definito dalla variabile ϕ, avremo:

- $\phi = 1$ la porta è attivata
- $\phi = 0$ la porta è disattivata.

Il circuito non si utilizza molto in quanto la transizione di stato consuma un botto di energia.

Tuttavia ci serve per intro dunque il prossimo circuito

FF senza transizioni inversioni

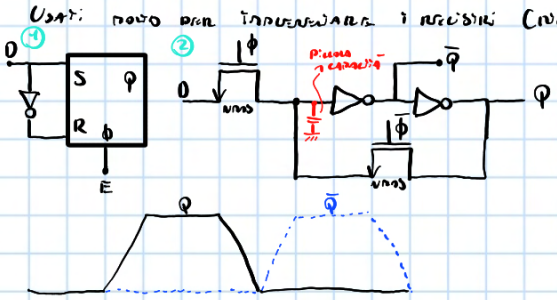


In questa configurazione se la $\phi = 1$ abbiamo che lo stato Q è in controllo con S e R, è una cosa strana, ma ci servirà dopo.

Vedremo che questa darà una cella di memoria.

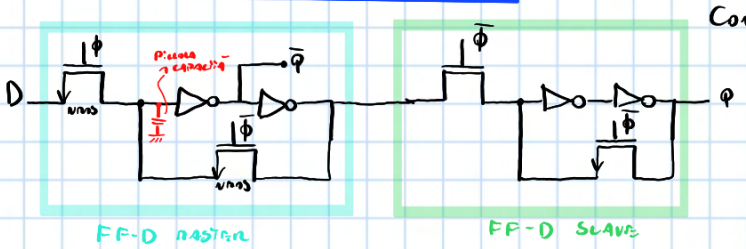
FF-D

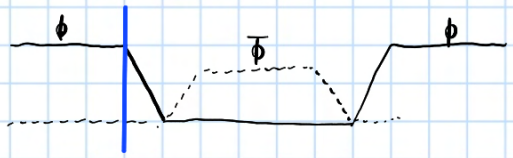
Usati molto per implementare i registri (circuito R_{ist}), molto semplicemente un inverter davanti al FF visto prima (1). Ci sono tuttavia architetture più efficienti (2). Guardiamo questa, se ϕ si sovrappone a $\bar{\phi}$ abbiamo uno stato ambiguo. Ed è per questo che non lo vogliamo.



FF D-Edge Triggered

Configurazione Master-Slave

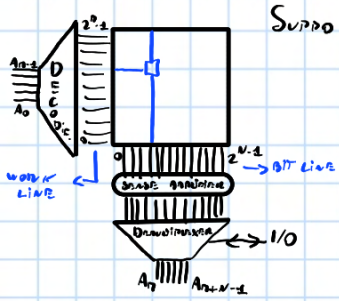




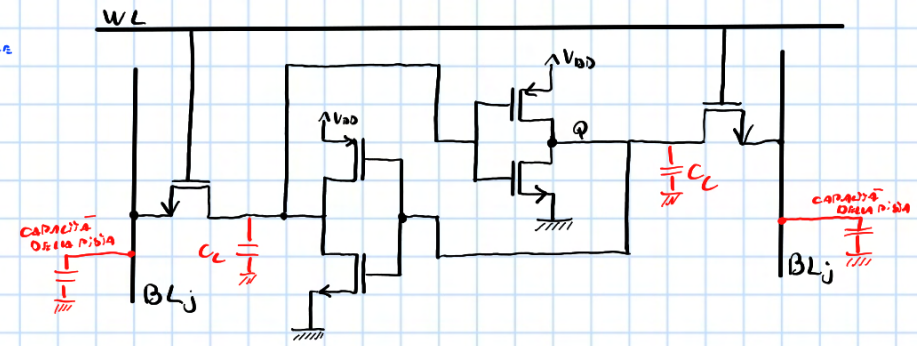
Le Memorie

Questi circuiti sono le celle di memoria, e sono disposte a matrice, solitamente in un area quadrata => in quanto il quadrato ha il perimetro più piccolo a parità di area, ho bisogno di meno pin per identificare le celle.

Supponiamo di avere 2^M "Word Line" e 2^N "Bit Line". Adesso vediamo l'implementazione vera e propria della cella, implementata con la SRAM (static-RAM), che ha lo stesso circuito del flip-flop:



SRAM



Vediamo perché non ci dà fastidio il consumo:

Lettura

1. Precarica BL_j, $\overline{BL_j}$ a $V_{DD}/2$
2. WL_j enable:

$$C_C V_C(0^-) + C_L \frac{V_{DD}}{2} = V_C(0^+)(C_L + C_C)$$

La tensione dopo la transizione sarà: $V_C(0^+) = \frac{C_L}{C_L+C_C}\frac{V_{DD}}{2} + \frac{C_C}{C_L+C_L} V_C(0^-)$

Vediamo se andiamo su BL_j o su $\overline{BL_j}$, facendo un caso speciale

$Q = 1 \quad \overline{Q} = 0$

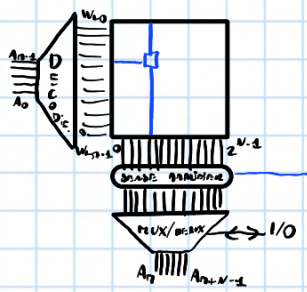
$$V_{BL_j}(0^+) = \frac{C_L}{C_L+C_C}\frac{V_{DD}}{2} + \frac{C_C}{C_L+C_C} V_{DD} \Rightarrow V_{\overline{BL_j}}(0^+) = \frac{C_L}{C_L+C_C}\frac{V_{DD}}{2}$$

Ci rinuncio...

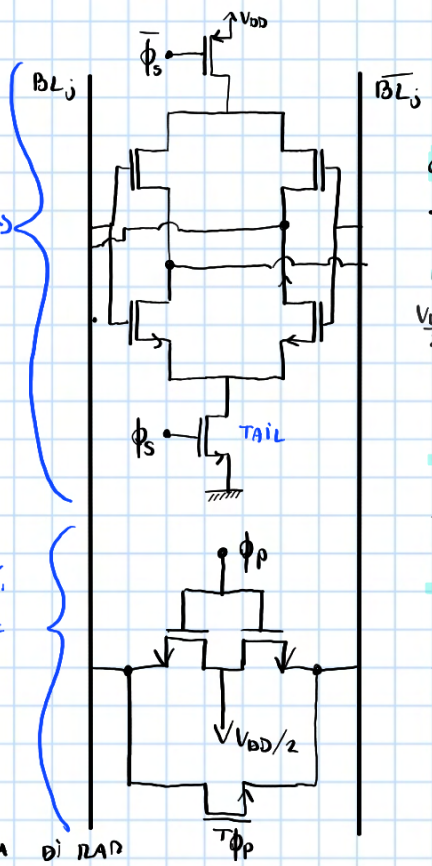
22-05-2023

- Sense Amplifier
- Cella Dram
- Decoder Indirizzi
- Mux/Demux Bit Lines.

Avevamo visto l'altra volta la Ram statica e la cella della S-Ram. Ora andiamo a vedere il sense amplifier.

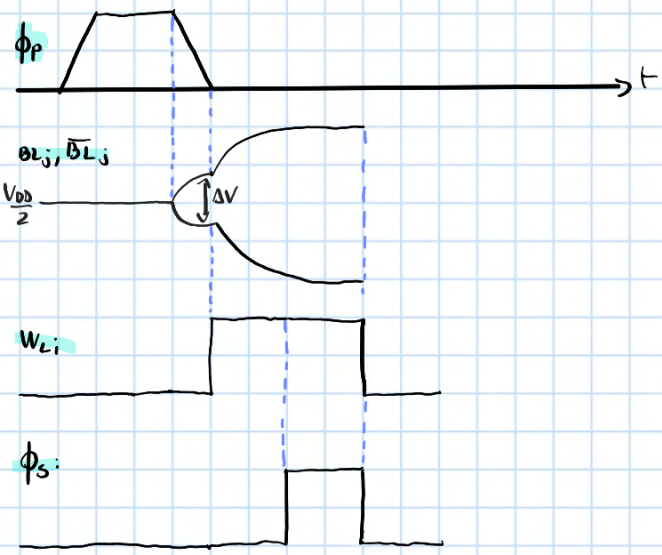


Sense Amplifier



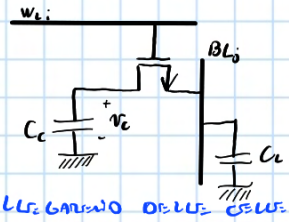
Circuito di Precharge

Grafici



Guardiamo adesso la cella di Ram

Cella singola:

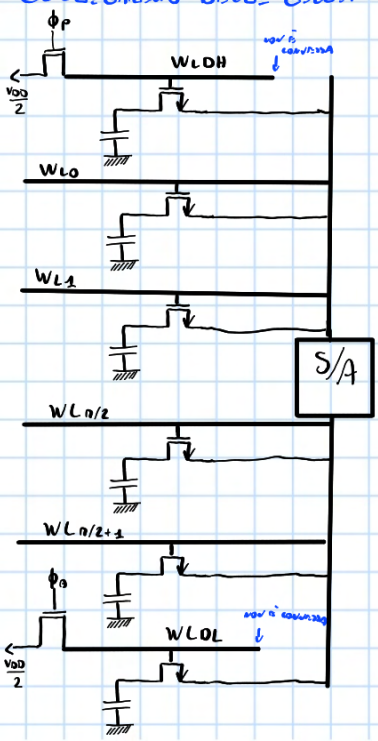


Avremo quindi come operazioni:

- Scrittura: "1": $BL_j \to 1$, $W_{L_i} \to 1$, $v_c \to V_{DD} - V_T$ (Devo sottrarre V_T in quanto l'NMOS non riesce a a trasmettere il segnale pieno)

  "0": $BL_j \to 0$, $W_{L_i} \to 1$, $v_c \to 0$

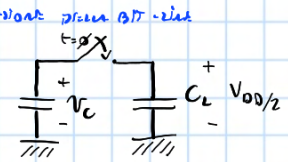
Collegando delle celle:



- Lettura:

corrisponde alla tensione della bit-line

$$C_c v_c(0^-) + C_L \frac{V_{DD}}{2} = (C_c + C_L) v_c(0^+)$$



Leggo "1": "1": $v_c(0^-) = V_{DD} - V_T$

$$v_c(0^+) = \frac{C_L}{C_c + C_L}\frac{V_{DD}}{2} + \frac{C_c}{C_c + C_L}(V_{DD} - V_T)$$

"0": $v_c(0^+) = \frac{C_L}{C_c + C_L}\frac{V_{DD}}{2}$

Sia che sia leggendo 1 o 0, la tensione del dummy sarà:

$$v_D(0^-) = \frac{V_{DD}}{2} \qquad v_D(0^+) = \frac{C_L}{C_c + C_L}\frac{V_{DD}}{2} + \frac{C_c}{C_c + C_L}\frac{V_{DD}}{2} = \frac{V_{DD}}{2}$$

Quindi avrò:

N.B. $C_L = C_{LINEA}$
$C_C = C_{CELLA}$

$$\Delta V = \begin{cases} (\text{"1"}): \left(\frac{C_L}{C_L+C_C} - 1\right)\frac{V_{DD}}{2} + \frac{C_C}{C_L+C_C}(V_{DD}-V_T) = \frac{C_C}{C_L+C_C}\left(\frac{V_{DD}}{2} - V_T\right) \\ \text{"0"}: \frac{C_C}{C_L+C_C}\left(\frac{V_{DD}}{2} - V_T\right) = \frac{-C_C}{C_L+C_C}\cdot\frac{V_{DD}}{2} - \frac{V_{DD}}{2} = \frac{C_C}{C_L+C_C}\left(\frac{V_{DD}}{2}\right) \end{cases}$$

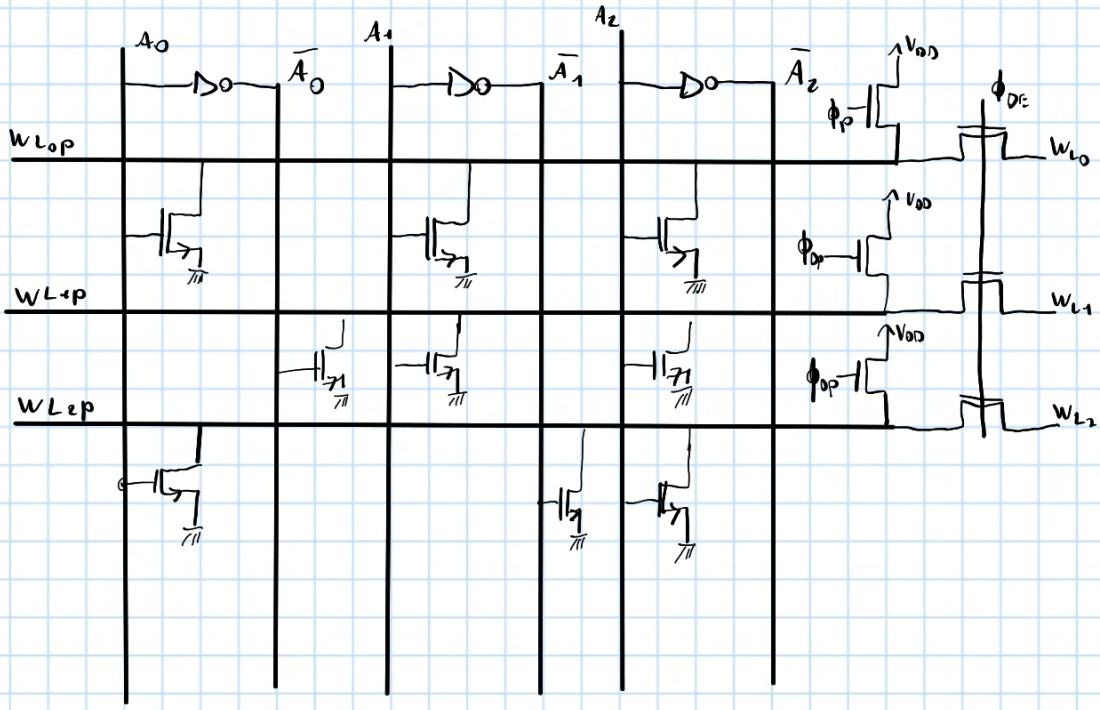
Il refresh della memoria è essenzialmente una lettura sequenziale di tutte le wordline.

Decoder. Lavoriamo a livelli diretti → minore complessità

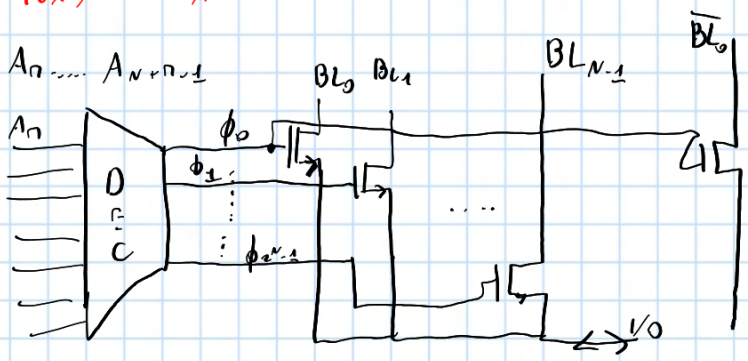
Vediamo un esempio di decoder di 3 bit!

$A_0, A_1, A_2 \rightarrow W_0, W_1, \dots, W_7$

$$W_{L0} = \bar{A}_0 \cdot \bar{A}_1 \cdot \bar{A}_2 = \overline{A_0 + A_1 + A_2}$$
$$W_{L1} = A_0 \cdot \bar{A}_1 \cdot \bar{A}_2 = \overline{\bar{A}_0 + A_1 + A_2}$$
$$W_{L2} = \bar{A}_0 \cdot A_1 \cdot \bar{A}_2 = \overline{A_0 + \bar{A}_1 + A_2}$$
$$W_{L3} = A_0 \cdot A_1 \cdot \bar{A}_2 = \overline{\bar{A}_0 + \bar{A}_1 + A_2}$$



Mux / Demux



Il bit complementare viene selezionata contemporaneamente alla diretta