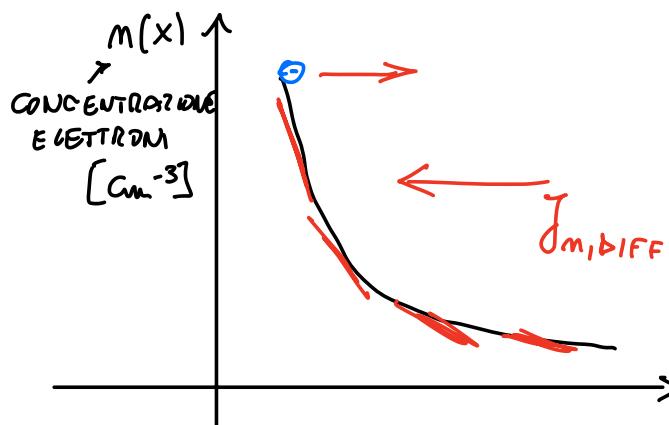


1) CORRENTE DI DIFFUSIONE, CON RELAZIONE DI EINSTEIN E FORMULE.

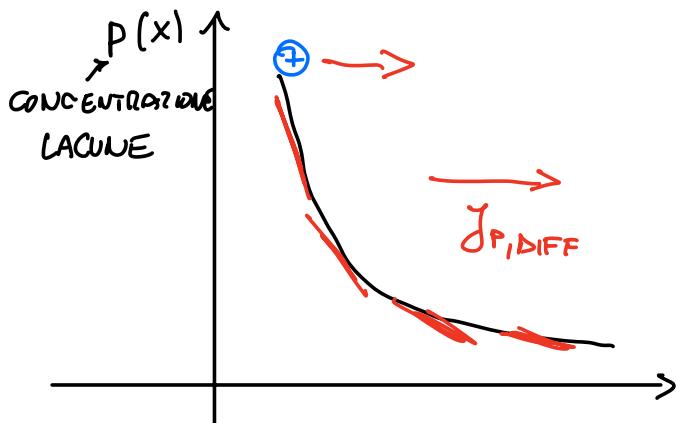
E' UN FENOMENO CHE SI VERIFICA TUTTE LE VOLTE CHE ALL'INTERNO DEL NOSTRO SEMICONDUTTORE LA CONCENTRAZIONE DEI PORTATORI (LIBERI DI MUOVERSI) NON E' UNIFORME. CID' ACCADE PER MOTIVI DI AGITAZIONE TERMICA (LE CARICHE SONO IN MOTO PER VIA DELLA TEMPERATURA) IN MODO DEL TUTTO CASUALE LE CARICHE ANDRANNO A SPOSTARSI DA ZONA A + ALTA CONCENTRAZIONE, A QUELLA A + BASSA CONCENTRAZIONE FINO AL RAGGIUNGIMENTO DI UN EQUILIBRIO.



L'ELETTRONE SPOSTANDOSI DA ORIGINE A UNA CONCENTRAZIONE DI DIFFUSIONE DIRETTA NEL VERSO OPPOSTO DELLO SPOSTAMENTO

$$J_{m,\text{diff}} = (-q) D_m \left(-\frac{\partial n(x)}{\partial x} \right) = q D_m \frac{\partial n(x)}{\partial x}$$

CONSTANTE DI DIFFUSIONE ELETTRONI $\left[\frac{\text{cm}^2}{\text{s}} \right]$



LA LACUNA SPOSTANDOSI DA' ORIGINE A UNA CORRENTE DI DIFFUSIONE DIRETTA NEL VERSO OPPOSTO DELLO SPOSMENTO

$$J_{m, \text{DIFF}} = (+q) D_p \left(-\frac{\partial P(x)}{\partial x} \right) = -q D_p \frac{\partial P(x)}{\partial x}$$

↑
COSTANTE DI
DIFFUSIONE
LACUNE $\left[\frac{\text{cm}^2}{\text{s}} \right]$

$D_m > D_p$, D_m e D_p SONO LEGATE ALLE MOBILITÀ μ_m e μ_p TRAMITE LA RELAZIONE DI EINSTEIN:

$$\frac{D_p}{\mu_p} = \frac{D_m}{\mu_m} = \frac{k_B T}{q} = V_T$$

THERMAL VOLTAGE

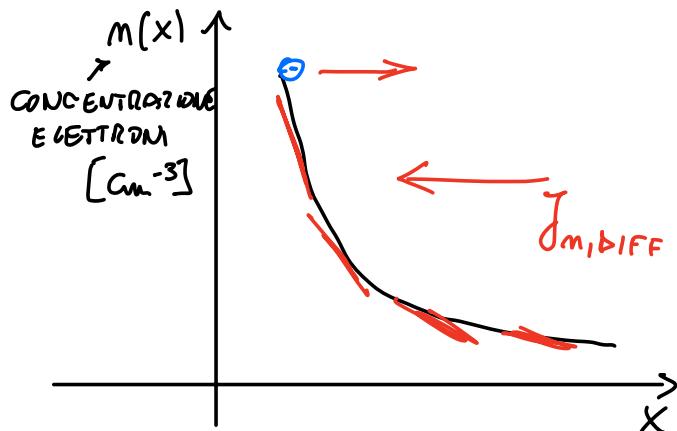
IL LEGAME DI PENDE DALLA TEMPERATURA, POICHÉ' ESSA INFUENZA LE MOBILITÀ.

Se $\vec{E} = 0 \Rightarrow$ SOLO J_{DIFF}

Se $\vec{E} \neq 0 \Rightarrow J_{\text{DRIFT}} + J_{\text{DIFF}}$

2) RICAVARE UNITÀ DI MISURA DELLA COSTANTE DI DIFFUSIONE (PARTENDO DA UN MODELLO), FORMULA E VERSO.

PARTE DAL MODELLO DEGLI ELETTRONI:



$$J = [A] = \left[\frac{C}{s} \right]$$

↓
concentrazione
↑
secondi

$$\overrightarrow{J_{m, \text{DIFF}}} = (-q) D_m - \frac{d n(x)}{dx} = q D_m \frac{d n(x)}{dx} \uparrow_x$$

PARTO DA QUA

VOGLIAMO RICAVARE UNITÀ DI MISURA D_m

$$\left[\frac{C}{s} \right] = [C] \cdot D_m \cdot [\text{cm}^{-2}] \quad n(x) = [\text{cm}^{-3}] \Rightarrow \frac{dn(x)}{dx} = ? [\text{cm}^{-2}]$$

$$\left[\frac{C}{s} \right] = \left[\frac{C}{\text{cm}^2} \right] D_m \rightarrow D_m = \left[\frac{C \cdot \text{cm}^2}{s \cdot C} \right] = \left[\frac{\text{cm}^2}{s} \right]$$

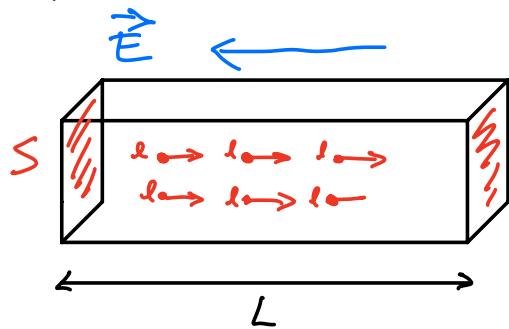
DALLA FORMULA DI EINSTEIN

$$\frac{D_m}{\mu_m} = \frac{K_B T}{q} \rightarrow D_m = \frac{K_B T \mu_m}{q}$$

3) CORRENTE DI DRIFT, VELOCITÀ DI DRIFT E CALCOLO DELL'ESPRESSIONE DELLA DENSITÀ DI CORRENTE DI DRIFT.

CORRENTE DI DRIFT DEFINISCE LO SPOSTAMENTO DI CARICA IN PRESENZA DI UN \vec{E} . GLI ELETTRONI SI MUOVONO IN DIREZIONE OPPosta A \vec{E} , LE LACUNE IN VERSO CONCORDe A \vec{E} .

ABBIAMO UN CONDUTTORE DI LUNGHEZZA L e SEZIONE S



GLI ELETTRONI SI MUOVONO ALL'INTERNO CON VELOCITÀ:

$$\vec{v} \neq 0 \rightarrow \vec{v}_{\text{MEDIA}} = \vec{v}_{\text{DRIFT}}$$

$$\vec{v}_{\text{DRIFT}} = -\mu_m \vec{E} \quad \mu_m = \left[\frac{m^2}{V \cdot s} \right]$$

$$|\vec{v}_D| = v_D = \mu_m |\vec{E}| = \frac{L}{T}$$

SAPPIAMO CHE LA CORRENTE I :

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

$N = \text{n° DI ELETTRONI}$

TEMPO PER PERCORRERE L

DALLA PRECEDENTE SI RICAVA

$$\frac{1}{T} = \frac{V_D}{L} \Rightarrow I = N \cdot q \cdot \frac{1}{T} = N \cdot q \cdot \frac{V_D}{L}$$

NEI CONDUTTORI SI PARLA DI DENSITÀ DI CORRENTE J :

$$J = \frac{I}{S} \rightarrow J = N \cdot q \cdot \frac{V_D}{L} \cdot \frac{1}{S} = \frac{N \cdot q \cdot V_D}{V} \quad V = \text{VOLUME} = L \cdot S$$

$m = \frac{N}{V}$ = CONCENTRAZIONE ELETTRONI, QUINDI:

$$J = m \cdot q \cdot V_d = (m q \mu_m) E$$

$m \cdot q \cdot \mu_m = \sigma$ = CONDUCIBILITÀ MATERIALE

$$\left[\frac{A}{m^2} \right] = \vec{J}_{\text{DRIFT}} = \sigma \vec{E}$$

4) DROGAGGIO E INFLUENZA TEMPERATURA SILICIO INTRINSECO E DROGATO

IL DROGAGGIO DI UN SEMI CONDUTTORE E' IL PROCESSO IN CUI VENGONO AGGIUNTI ATOMI DI ALTRI ELEMENTI, AL FINE DI MODIFICARE LE SUE PROPRIETA' ELETTRICHE, RENDENDOLO + CONDUTTORE (DROGAGGIO TIPO N) O MENO CONDUTTORE (DROGAGGIO TIPO P)

1) DROGAGGIO TIPO P (PREVALGONO LE LACUNE)

2) DROGAGGIO TIPO N (PREVALGONO GLI ELETTRONI)

PER TROVARE LA CONCENTRAZIONE DEGLI ELETTRONI / LACUNE LIBERE RISOLVIAMO UN SISTEMA A 2 EQ.:

$$\begin{cases} ① | \sum q_+ | = | \sum q_- | \rightarrow (+q)(p + N_D^+) = (-q)(m + N_A^-) \\ ② m_p = m_i^2 \end{cases}$$

LEGGE DI AZIONE
DI MASSA

NEUTRALITA'
DI CARICA
 N_D^+ e N_A^- NO

con m e p INCognite

DROGAGGIO TIPO "N"

$$N_D > N_A \quad N_A = 0, \quad N_D^+ = N_D$$

$$\begin{cases} m \approx N_D \\ p = \frac{m_i^2}{m} = \frac{m_i^2}{N_D} \end{cases}$$

ABBIANO SBILANCIATO LA CONCENTRAZIONI DEGLI ELETTRONI

m è PORTATORE MAGGIORITARIO

SOLTANTO I MINORITARI

DIPENDONO DALLA TEMPERATURA

p è PORTATORE MINORITARIO

DROGAGGIO TIPO "P"

$$N_A > N_D \quad N_D = 0, \quad N_A^- = N_A$$

$$\begin{cases} P \approx N_A \\ m = \frac{m_i^2}{P} = \frac{m_i^2}{N_A} \end{cases}$$

ABBIANO SBILANCIATO LA CONCENTRAZIONI DEGLI ELETTRONI

P È PORTATORE MAGGIORITARIO

SOLTANTO I MINORITARI
DIPENDONO DALLA TEMPERATURA

m È PORTATORE MINORITARIO

DATA $\sigma = \text{CONDUCIBILITÀ} = m q \mu_m + p q \mu_p$

I PARAMETRI CHE DIPENDONO DALLA TEMPERATURA T

SIA NEL SILICIO INTRINSECO CHE DROGATO SONO:

$$\mu_m, \mu_p, m, p = f(T)$$

MOBILITÀ: (μ_m, μ_p) DIMINUISCE CON L'AUMENTARE DELLA TEMPERATURA POICHÉ AUMENTA LA FREQUENZA DI VRTI TRA ELETTRONI / LACUNE

$$p_{m,p} \propto T^{-3/2}$$

CONCENTRAZIONE DEI PORTATORI:

Si INTRINSECO $\rightarrow m = p = m_i$ m_i AUMENTA IN MODO ESPONENZIALE CON LA TEMPERATURA

Si DROGATO \rightarrow

$$\boxed{m = N_D}$$

CONCENTRAZIONE DEI MAGGIORITARI RIMANE COSTANTE

$$P = \frac{m_i^2}{N_D}$$

CONCENTRAZIONE DEI
MINORITARI

P AUMENTA CON LA TEMPERATURA NON ESPONENZ.

Se m_i^2 DIVENTA MOLTO GRANDE A TEMPERATURE ELEVATE
m NON E' PIU' COSTANTE \Rightarrow SILICIO DROGATO TORNA
INTRINSECO

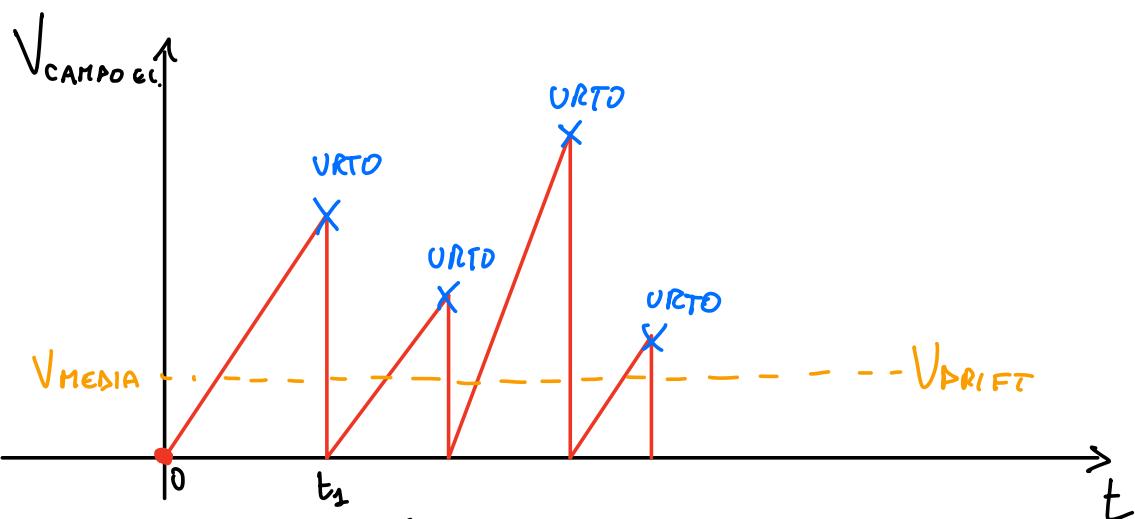
σ NEL Si INTRINSECO AUMENTA con T

σ NEL Si DROGATO DIMINUISCE con T

5) MODELLO DI DRUDE

APPLICANDO \vec{E} LE CARICHE SI MUOVONO IN MANIERA CASUALE. LA CORRENTE RISULTA NULLA, MA PARTE DEL LORO MOVIMENTO E' OPPOSTO A \vec{E} . ORA LA CORRENTE NON E' PIÙ NULLA POICHÉ GLI ELETTRONI SONO FORZATI A MUOVERSI IN OPPOSIZIONE A \vec{E} , QUINDI LA LORO VELOCITA' RISULTA:

$$\vec{V}_{\text{ELET.}} = \vec{V}_{\text{TERMICA}} + \vec{V}_{\text{CAMPO EL.}}$$



per $t=0$ $V_{\text{campo}} = 0$ ($F = ma$) del CAMPO ELETTRICO COSTANTE

per $t > 0$ e $< t_1$ E COSÌ VIA \downarrow

$V_{\text{CAMPO}} \neq 0$ V_{LINEARE}

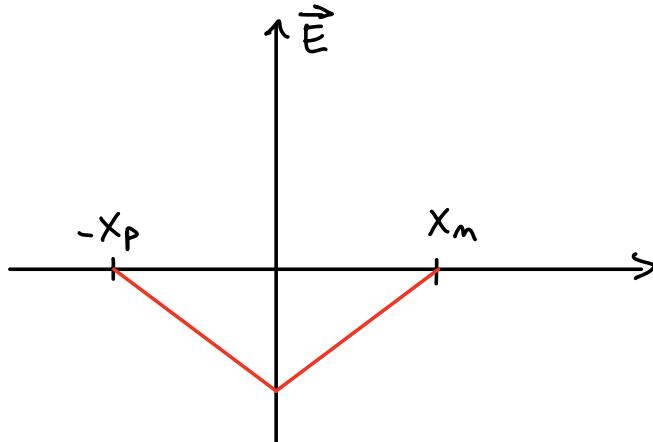
GLI ELETTRONI HANNO UNA $V_{\text{DRIFT}} = V_{\text{MEDIA}}$

$$\vec{V}_{\text{DRIFT}} = -\mu_m \vec{E}$$

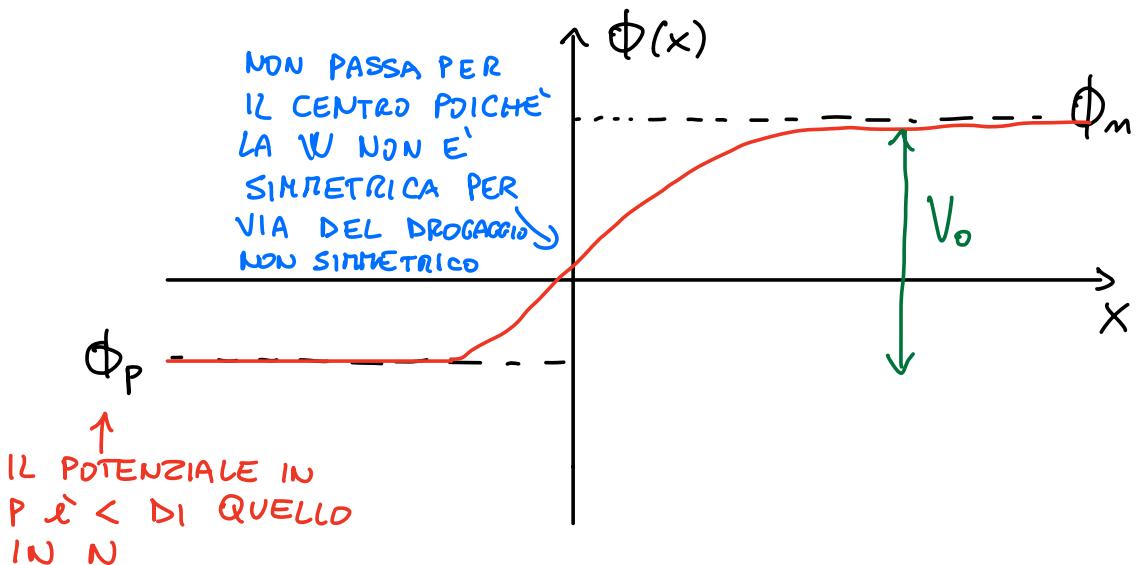
↑
DIP. OPPOSTA AL \vec{E}

6) PERCHÉ IL POTENZIALE DI BUILT-IN DELLA GIUNZIONE PN NON PUO' ESSERE MISURATO.

DATO \vec{E} NELLA GIUNZIONE PN:



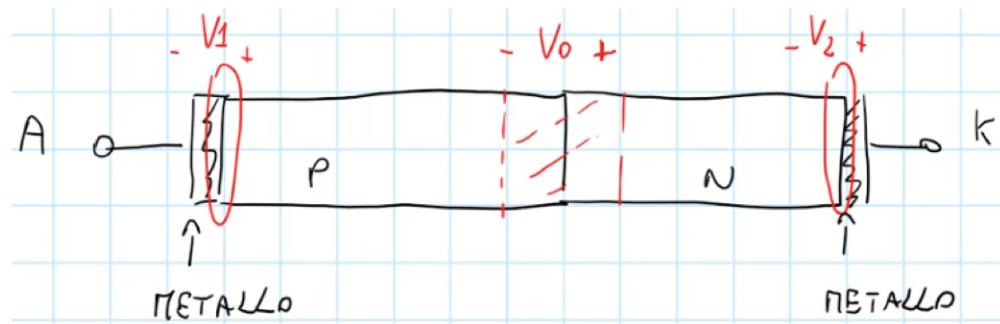
$E = -\frac{d\phi(x)}{dx} \Rightarrow$ SE E È COSTANTE IL POTENZIALE $\phi(x)$ SARA' QUADRATICO IN TUTTA LA ZONA DI SVUOTAMENTO (FUORI È COSTANTE).



$E \neq 0 \Rightarrow$ SI HA UNA DIFF. DI POTENZIALE V_0 AI SUOI CAPI

$$V_0 = \phi_m - \phi_p = \frac{k_B T}{q} \ln \left(\frac{N_A N_D}{m_i^2} \right)$$

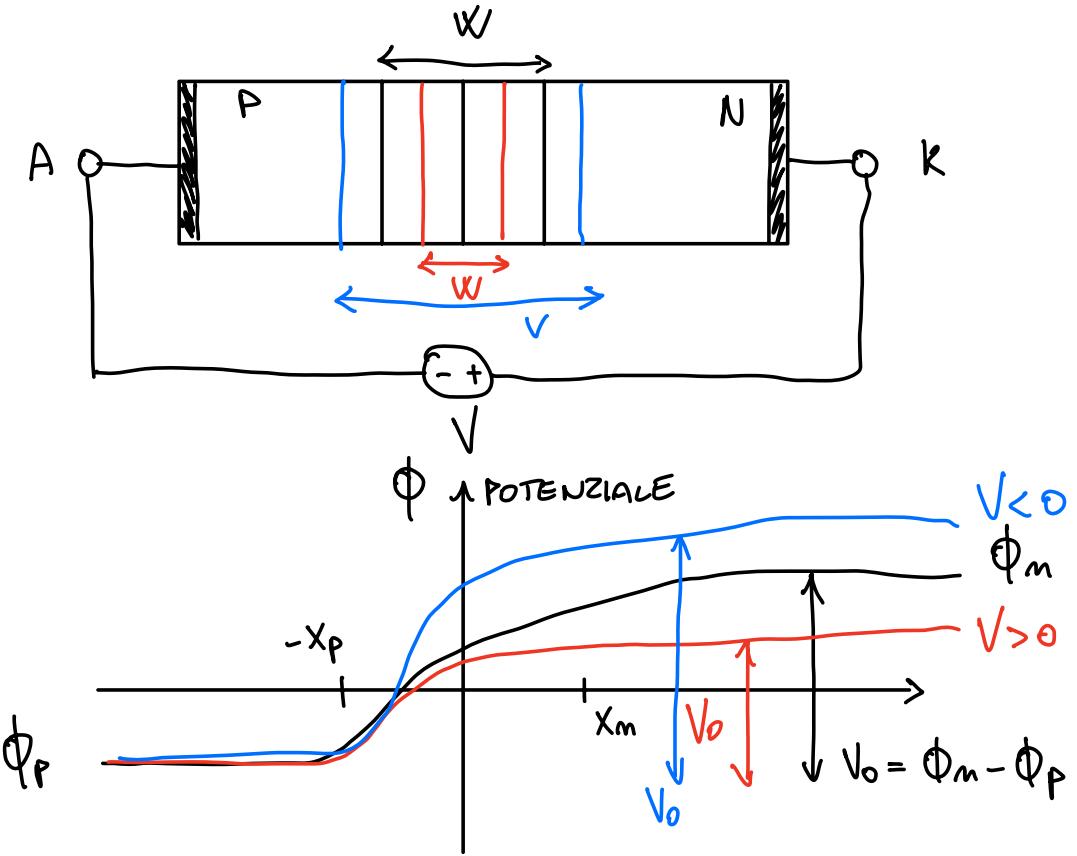
POTENZIALE DI BUILT-IN



$$V_{AK} = 0 \rightarrow V_{AK} = -V_1 - V_0 - V_2 = 0$$

IL POTENZIALE DI BUILT-IN NON PUO' ESSERE MISURATO DIRETTAMENTE IN QUANTO E' UNA CARATTERISTICA INTRINSECA DELLA GIUNZIONE STESSA E NON E' UN PARAMETRO FISICO CHE PUO' ESSERE MISURATO IN MODO SEMPLICE E DIRETTO.

V_0 CORRISPONDE ESATTAMENTE A V_b , cioe' ALLA TENSIONE AI CAPI DELLA ZONA DI SVIOTAMENTO

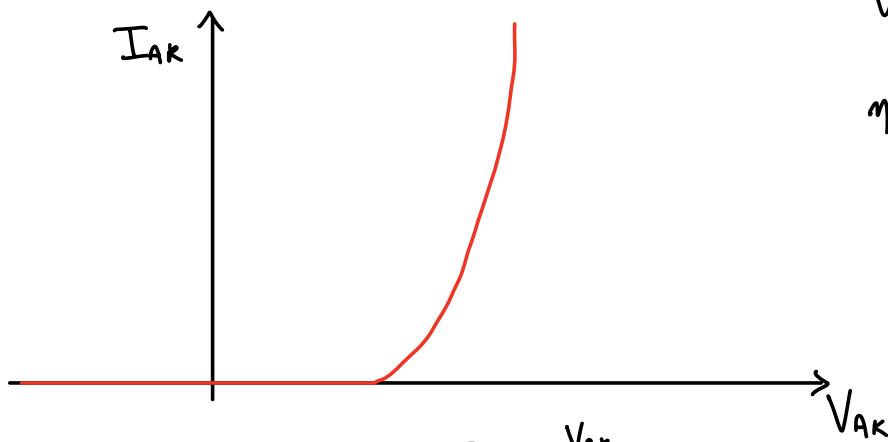


$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_0}{q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (V_0 - V)}$$

7) FENOMENO DI BREAKDOWN: EFFETTO ZENER, EFFETTO VALANGA ED INFLUENZA DELLA TEMPERATURA

SE SI POLARIZZA UNA GIUNZIONE PN CON TENSIONE $V < 0$ HO UN PASSAGGIO DI CORRENTE PICCOLO DEFINITO SECONDO LA LEGGE DI SHOCKLEY:

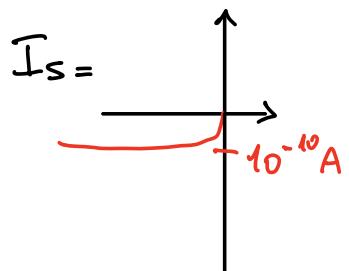
$$I_{AK} = I_s \left(e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1 \right)$$



I_s : CORRENTE INVERSA DI SATURAZIONE

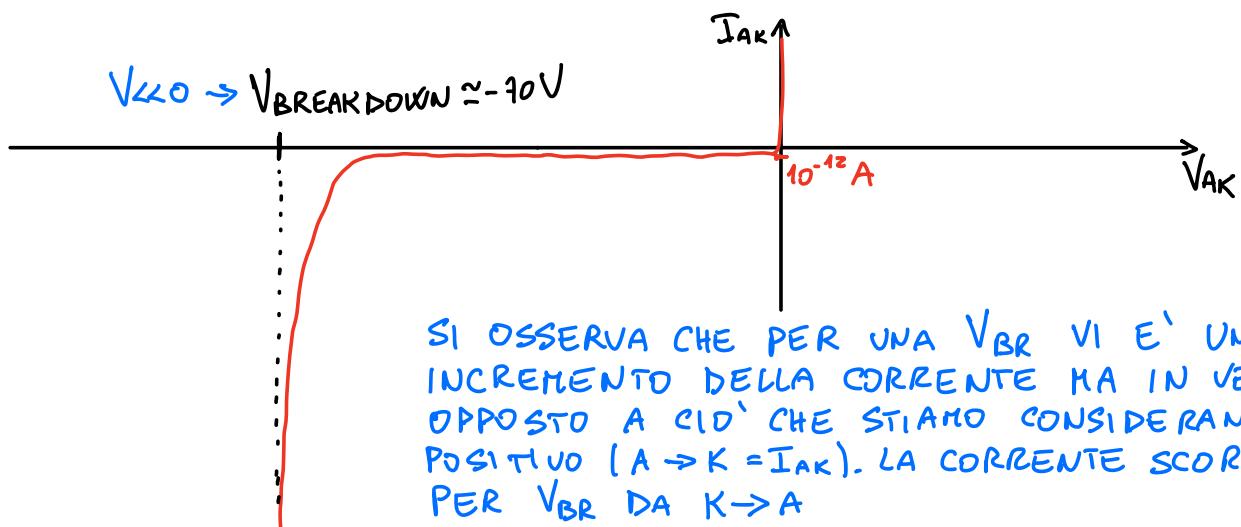
$$V_T = \frac{k_B T}{q}$$

η = FATTORE DI IDEALITÀ



se $V_{AK} > 0 \Rightarrow I_{AK} = I_s e^{\frac{V_{AK}}{\eta V_T}}$

se $V < 0 \Rightarrow I_{AK} = -I_s$

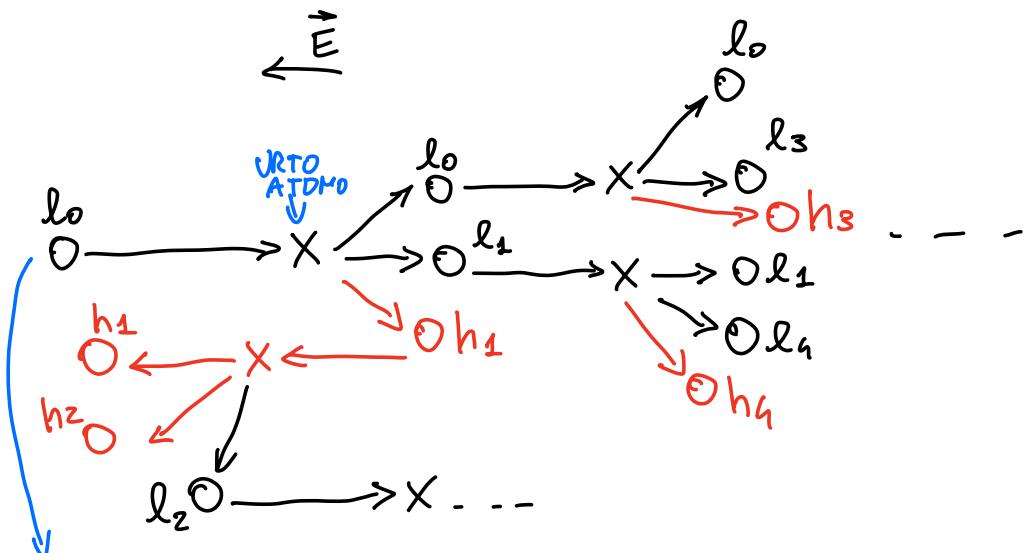


SI OSSERVA CHE PER UNA V_{BR} VI E' UN INCREMENTO DELLA CORRENTE MA IN VERSO OPPOSTO A CIO' CHE STIAMO CONSIDERANDO POSITIVO ($A \rightarrow K = I_{AK}$). LA CORRENTE SCORRE PER V_{BR} DA $K \rightarrow A$

C'È UN FENOMENO CHIAMATO APPUNTO DI "BREAKDOWN"
CHE FA AUMENTARE LA CONCENTRAZIONE DI PORTATORI
CAUSATO DA:

1) MOLTIPLICAZIONE A VALANGA

AVVIENE IN UNA ZONA AD ELEVATO CAMPO ELETTRICO
(IN QUESTO CASO DENTRO LA ZONA DI SUVOTAMENTO W)
APPLICANDO UNA TENSIONE MOLTO NEGATIVA CHE
CAUSA L'ALLARGAMENTO DI W $\Rightarrow \vec{E}$ AUMENTA.



UN ELETTRONE l_0 PER EFFETTO DI \vec{E} SI MUOVE E URTA UN ATOMO. SE \vec{E} È SUFFICIENTEMENTE ALTO E IL PERCORSO DI l_0 È SUFFICIENTEMENTE LUNGO DA FARGLI ACQUISIRE UN'ELEVATA VELOCITÀ V_e E UN'ENERGIA CINETICA $K_e = \frac{1}{2} m_e V_e^2$ È POSSIBILE CHE L'URTO CAUSI LA ROTTURA DI UN LEGAME COVALENTE CHE GENERA UN ALTRO ELETTRONE l_1

E UNA LACUNA h_1 . QUESTE ULTIME PARTICELLE VENGONO A LORO VOLTA ACCELERATE E :

l_0 SUBISCE UN URTO E GENERA l_3 e h_3

l_1 SUBISCE UN URTO E GENERA l_4 e h_4

h_1 SUBISCE UN URTO MUOVENDOSI IN DIREZIONE UGUALE A \vec{E} E GENERA UN ELETTRONE l_2 E UNA LACUNA h_2

:

:

QUESTO PROCESSO SI RIPETE INNESCANDO UN EFFETTO A VALANGA CAUSANDO UN AUMENTO DI PORTATORI CHE RISPONDONO A \vec{E} (MINORITARI), GENERANDO QUINDI UNA CORRENTE ASSIMILABILE AI MINORITARI DA DX A SX (\leftarrow)

2) EFFETTO ZENER :

IN OPPORTUNE CONDIZIONI DI DROGGAGGIO ALL'INTERNO DI W E' POSSIBILE CHE \vec{E} RAGGIUNGA DEI VALORI MOLTO ELEVATI IN GRADO DA ROMPERE LUI STESSO ALCUNI LEGAMI COVALENTI.

QUESTI 2 EFFETTI SI SOMMANO CON LA GENERAZIONE TERMICA, E ALL'AUMENTARE DI TENSIONE NEGATIVA AUMENTA A TAL PUNTO DA DAR VITA A UNA CORRENTE INVERSA NON TRASCURABILE.

EFFETTO DELLA TEMPERATURA SU V_{BR} :

SE T AUMENTA ALLORA:

NELLA MOLTIPLICAZIONE A VALANGA:

-) AUMENTO FREQUENZA VRTI



-) EFFETTO A VALANGA PERDE EFFICACIA POICHÉ GLI ELETTRONI ACQVISISCONO + DIFFICILMENTE UNA TALE K_e DA ROMPERE UN LEGAME COVALENTE DURANTE UN VRTO

-) SE VOGLIAMO MANTENERE LA STESSA CORRENTE DEVO FORNIRE PIU' TENSIONE $\Rightarrow |V_{BR}|$ AUMENTA

NELL' EFFETTO ZENER:

-) È DEVE ESSERE IN GRADO DI ROMPERE UN LEGAME MA AUMENTANDO T GLI ELETTRONI PIU' ESTERNI ALL' ATOMO TENDONO AD ALLONTANARSI DALL' ATOMO PER EFFETTO DI ENERGIA TERMICA, QUINDI L' ENERGIA CHE SERVE PER ROMPERE IL LEGAME COVALENTE È + BASSA



EFFETTO ZENER FACILITATO DALL' AUMENTO DI T



$|V_{BR}|$ DIMINUISCE

8) DIODI ZENER

SONO DIODI COSTRUITI IN MODO CHE IL FENOMENO DI BREAKDOWN AVVENGA A TENSIONI PICCOLE RISPETTO A QUELLI CLASSICI $\Rightarrow |V_{BR}| \in [60, 100] V$

$$|V_{BR}| \in [1, 7] V$$

AVVENGONO ENTRAMBI I FENOMENI IN BASE A $|V_{BR}|$:

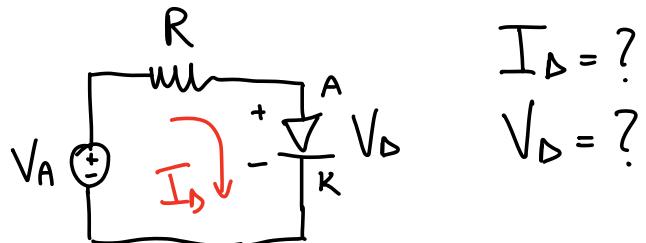
- > se $|V_{BR}| > 7 V \Rightarrow +$ MOLTIPLICAZIONE A VALANGA
 - > se $|V_{BR}| < 5 V \Rightarrow +$ EFFETTO ZENER
 - > se $5 V < |V_{BR}| < 7 V \Rightarrow$ ENTRAMBI I FENOMENI IMPORTANTI
- DI SOLITO SI FANNO CON $|V_{BR}| = 5,6 V$ IN MODO CHE ENTRAMBI GLI EFFETTI SIANO SIGNIFICATIVI, QUESTO PER FAR SI CHE LA V_{BR} DIVENTI PIU' STABILE IN TEMPERATURA $\Rightarrow |V_{BR}|$ COSTANTE CON T



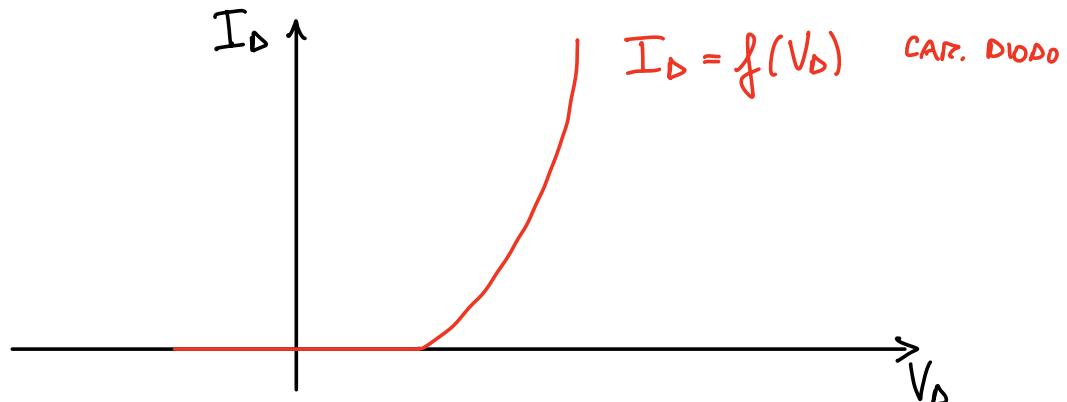
→ ABBIAMO COSÌ UNA TENSIONE DI RIFERIMENTO COSTANTE CON T .

3) METODO DELLA RETTA DI CARICO

SI USA PER STUDIARE UN CIRCUITO ELETTRICO IN
CUI COMPAIONO COMPONENTI NON LINEARI (DIODI)



→ SI RISOLVE IN MANIERA GRAFICA PARTENDO DALLA
CARATTERISTICA DEL DIODO

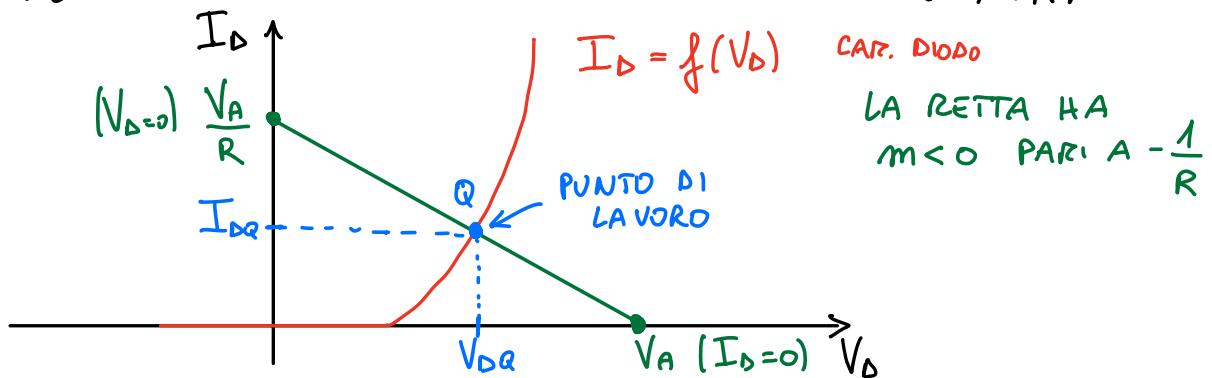


→ SCRIVO L'EQUAZIONE ALLA MAGNA

$$V_A = RI_D + V_D \rightarrow I_D(V_D) = -\frac{1}{R}V_D + \frac{V_A}{R}$$

E' UNA
RETTA
 $y = mx + q$

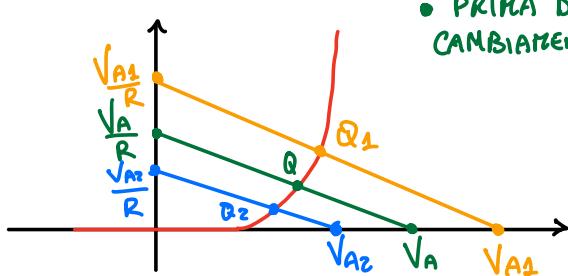
→ CONSIDERO IL CARICO APPLICATO AL DIODO (R, V_A)



I_{DQ} e V_{DQ} SONO LA SOLUZIONE DEL CIRCUITO (CORRENTE E TENSIONE AI CAPI DEL DIODO)

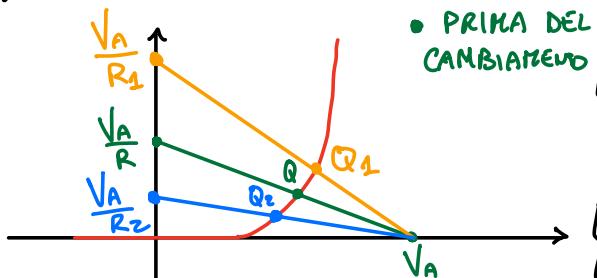
PRO

- se CAR. DIODO È PRECISA IL METODO È CORRETTO
- se CAMBIO V_A :



CAMBIA IL PUNTO DI LAVORO

- se CAMBIO R :



- AUMENTA PENDENZA $R_1 > R$
- DIMINUISCE PENDENZA $R_2 > R$

CAMBIANO PUNTI DI LAVORO

CONTRO

- CON + DI 1 DIODO SI COMPLICANO LE COSE
- OGNI DIODO HA UNA CAR. DIVERSA
- CIASCUN DIODO HA FORTE DIPENDENZA DALLA TEMP.



QUELLO CHE MISURO A 20°
NON È LO STESSO DI 40°

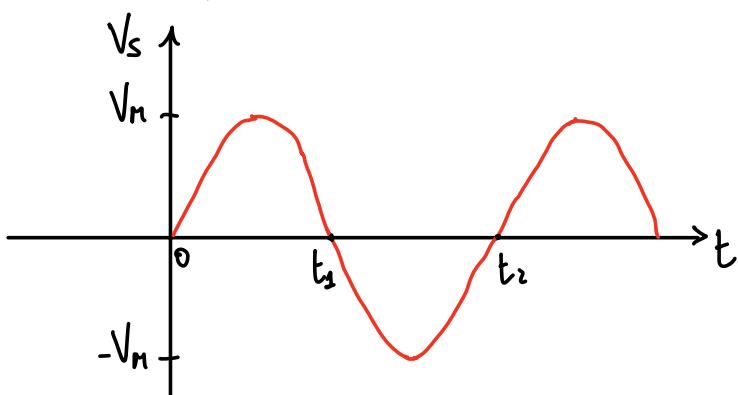
IP.	PARAMETRO FISSATO	VERIFICA
D10D0 ON	$V_D = V_F$	$I_D > 0$
D10D0 OFF	$I_D = 0$	$V_D < V_F$

10) RILEVATORE DI PICCO E PERCHE' IL CONDENSATORE NON HA EFFETTO

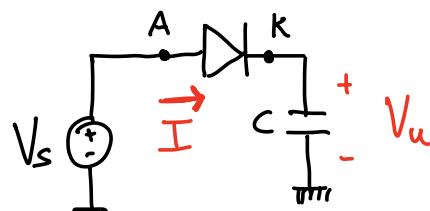
$$\omega = 2\pi f$$

DATA UNA $V_s = V_m \sin(\omega t)$ $V_m = \frac{\text{MAX}}{\text{VALORE SINUSOIDA}}$ (TENSIONE ALTERNATA)

VOGLIO CERCARE DI OTTENERE UNA TENSIONE CONTINUA.
LO POSSO FARE USANDO DEI DIODI PARTICOLARI CHE HANNO V_b PIUTTOSTO ELEVATE.

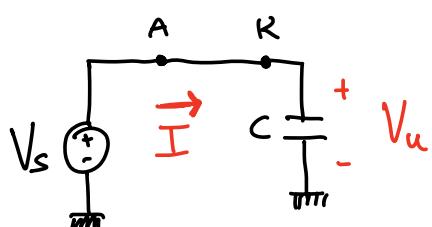


CIRCUITO RILEVATORE DI PICCO



DOBBIAMO DETERMINARE LA V_u . PER RISOLVERE IL CIRCUITO FACCIAMO LE IPOTESI SU STATO DIODO.

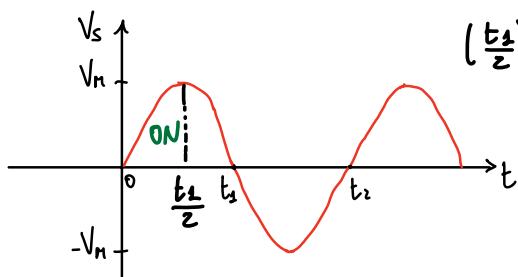
per $0 < t < t_1$ IP. DIODO ON con $V_f = 0$ (MODELLO DIODO IDEALE)



$$V_u = V_s = V_m \sin(\omega t)$$

VERIFICA IPOTESI INIZIALE

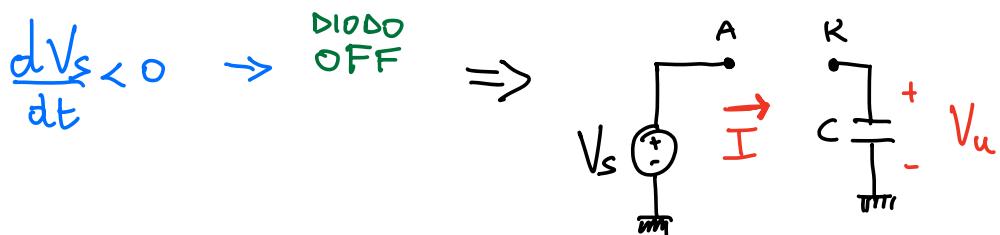
$$I > 0 ? \quad I = C \frac{dV_u}{dt} = C \frac{dV_s}{dt} > 0 ?$$



$(\frac{t_1}{2})$ NEL PRIMO TRATTO
 $\frac{dV_s}{dt} > 0 \rightarrow$ DIODO ON

$C = \frac{Q}{V}$ $I = \frac{dQ}{dt}$ $Q = CV$ $I = C \frac{dV}{dt}$

NEL SECONDO TRATTO DOPO AVER SUPERATO IL PRIMO PICCO



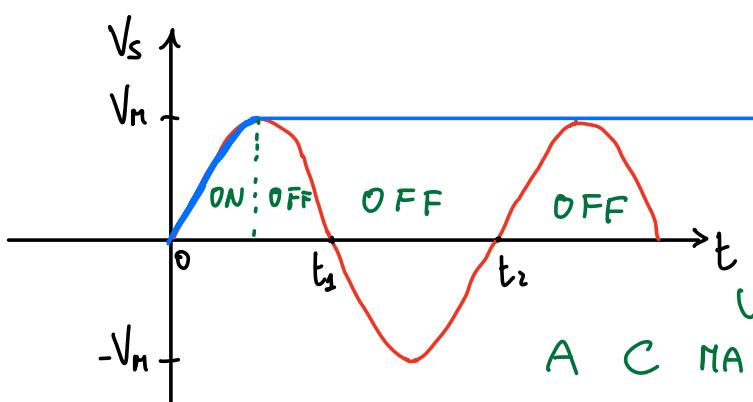
IL CONDENSATORE ORA E' ISOLATO E MANTIENE LA SUA CARICA PRIMA CHE IL DIODO FOSSE OFF, OVVERO:

$$V_u = V_M \Rightarrow \text{IP. DIODO OFF } I_D = 0$$

E LO MANTERRA' FINO A CHE IL DIODO NON Torna A CONDURRE, MA NON POTRA' CONDURRE POICHÉ LA TENSIONE SUL CATHODE è V_M E LA TENSIONE CHE V_s PUO' DARE AD A AL MAX è V_M PER CUI $V_{AK} = V_A - V_K$ E NON SARÀ MAI $V_{AK} > 0$ MA AL MAX $V_{AK} = 0$.

V_s RIMARRÀ SEMPRE $V_M \Rightarrow V_D < V_g = 0$? SI!

QUINDI NON E' VERO CHE IL CONDENSATORE NON HA ALCUN EFFETTO SUL CIRCUITO POICHÉ SVOLGE UN RUOLO PIRETTO NEL MANTENERE COSTANTE LA TENSIONE CORRISPONDENTE AL PICCO RILEVATO.

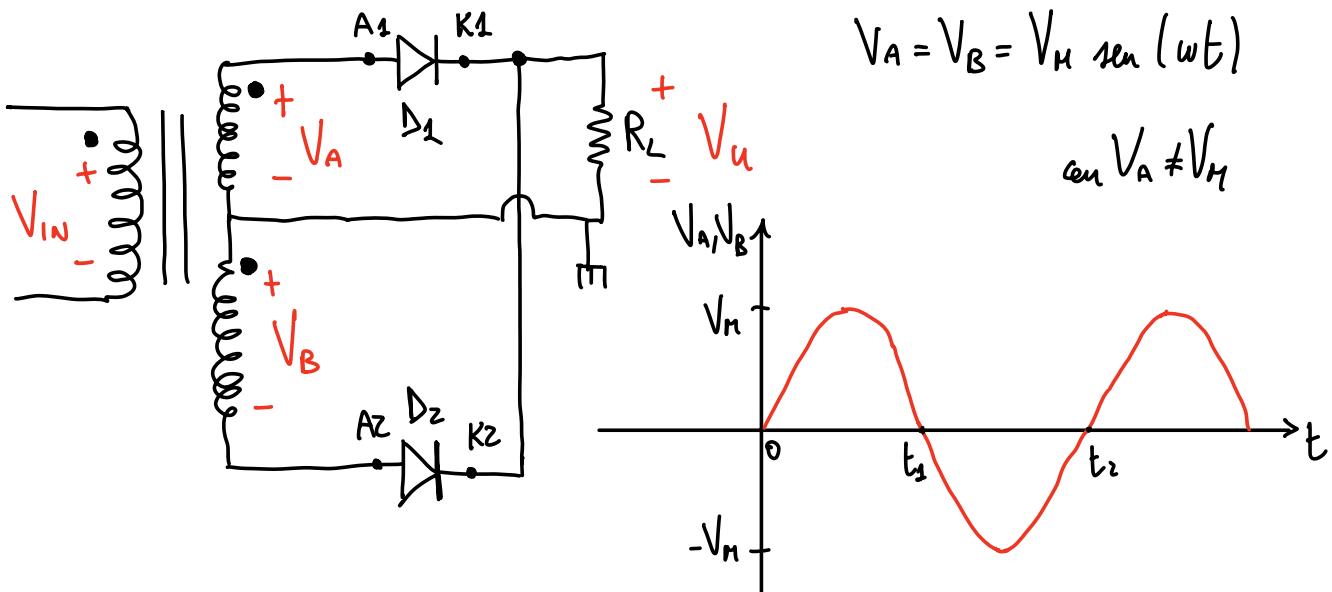


IL CONDENSATORE
SVOLGE SOLO EFFETTO
DI CARICA MA NON
SCARICA. PER AVERE
SCARICA SI AGGIUNGE
UN CARICO R IN PARALLELO
A C MA NON SAREBBE + RILEVATORE
DI PICCO

11) RADDIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA

E' UN CIRCUITO CHE OPERA SU FUNZIONI D'ONDA. NE ESISTONO DI 2 TIPI:

-) RADDIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA CON TRASFORMATORE
A PRESA CENTRALE



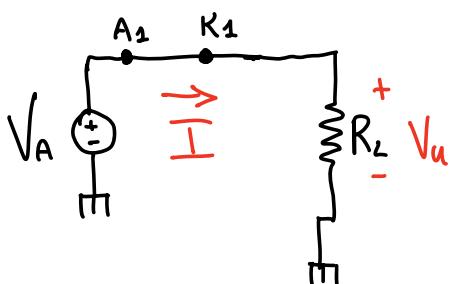
VALUTIAMO L'USCITA V_u

per $0 < t < t_1 \Rightarrow V_A, V_B > 0$

IP. D_1 ON : A_1 COLLEGATO AL "+" DI V_A

D_2 OFF : A_2 COLLEGATO AL "-" DI V_B

PER MODELLO DIODO IDEALE D_1 è UN CORTO D_2 è APERTO



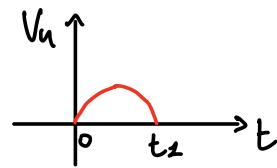
$V_u = V_A$ VERIFICA IPOTESI DIODI

DIODO 1 $I = I_{AK_1} = \frac{V_A}{R_L} > 0 ? V_A \geq 0$ QUINDI SI!

DIODO 2 $V_{AK_2} = V_{A2} - V_{K_2} = -V_B - (V_A) < V_f ?$

$V_A, V_B > 0$ per cui SI!

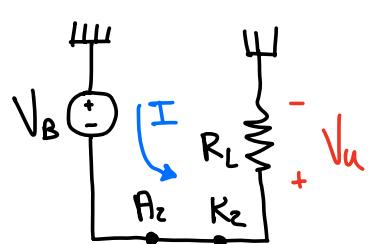
QUINDI per $0 < t < t_1$ V_u RIPRENDE V_A



per $t_1 < t < t_2 \Rightarrow V_A, V_B < 0$

IP. D1 OFF: A1 COLLEGATO AL "-" DI V_A } CONSIDERO
V_A, V_B < 0
D2 ON: A2 COLLEGATO AL "+" DI V_B } QUINDI DOVE
HO "+" → "-"

PER MODELLO DIODO IDEALE D2 è UN CORTO D1 è APERTO



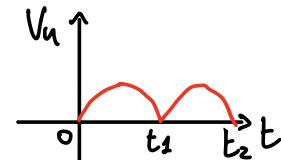
$$V_u = -V_B \quad \text{VERIFICA IPOTESI DIODI}$$

$$\text{DIODO 2} \quad I = I_{AK2} = \frac{-V_B}{R_L} > 0 ? \quad V_B < 0 \quad \text{QUINDI SI!}$$

$$\text{DIODO 1} \quad V_{AK1} = V_{A1} - V_{K1} = V_A - (-V_B) < 0 ?$$

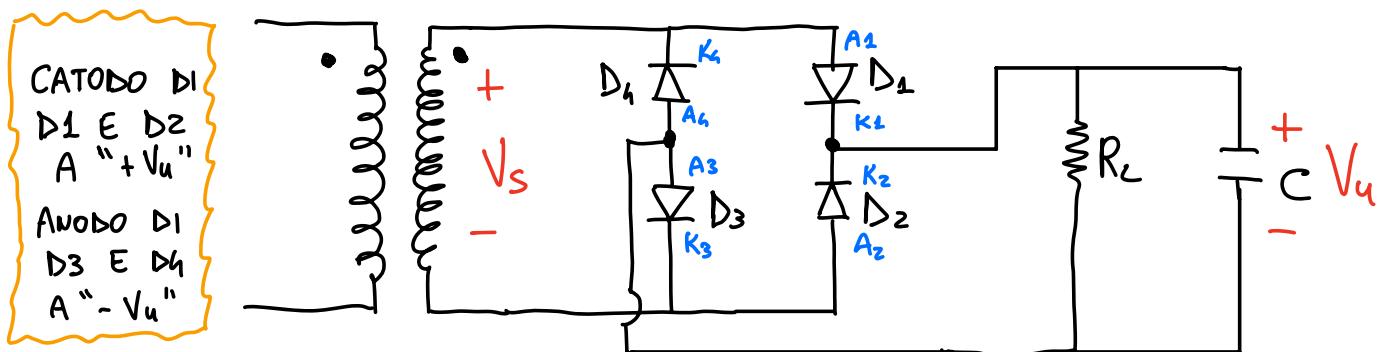
$$V_A + V_B < 0 \quad \text{con } V_A, V_B < 0 \quad \text{per cui SI!}$$

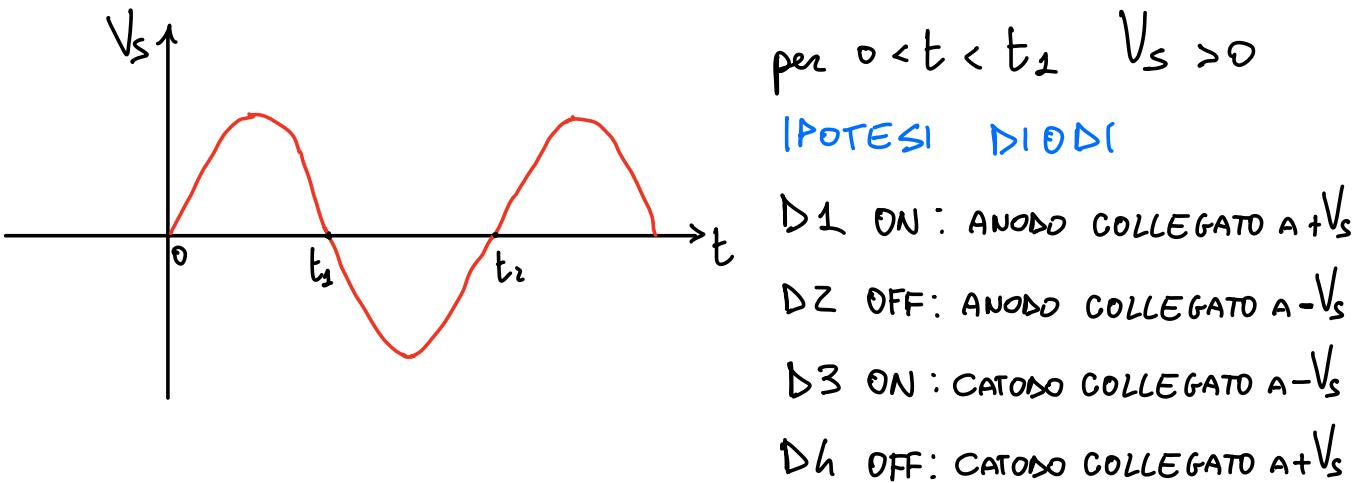
QUINDI per $t_1 < t < t_2$ V_u RIPRENDE V_A



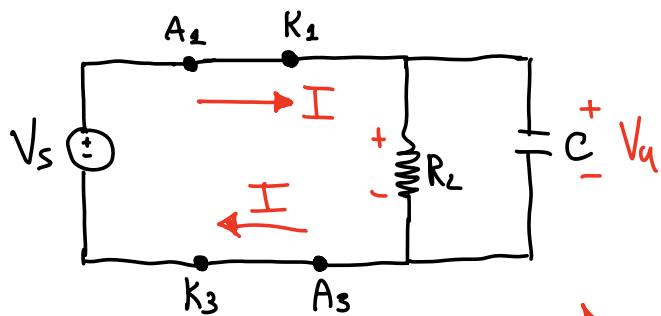
CONTRO:

-) PESA MOLTO ED È INCOMBRANTE
-) DIODI COSTOSI
-) RADDIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA A PONTE DI GRAETZ





DISEGNO IL CIRCUITO EQUIVALENTE



$$V_u = V_s \quad \text{VERIFICA IP. DIODI}$$

D₁, D₃ ON

$$I = I_{AK_1} = I_{AK_3} = \frac{V_s}{R_L} > 0 \quad \text{SI!}$$

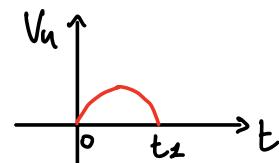
PONCHE'
 $V_s, R_L > 0$

D₂, D₄ OFF

$$V_{AK_2} ? \quad V_{AK_2} = V_{A2} - V_{K2} = -V_s < 0 \quad \text{SI!}$$

$$V_{AK_4} ? \quad V_{AK_4} = V_{A4} - V_{K4} = -V_s < 0$$

QUINDI per $0 < t < t_1 \quad V_u \text{ RIPRENDE } V_s$



per $t_1 < t < t_2 \Rightarrow V_s < 0$

IPOTESI DIODI

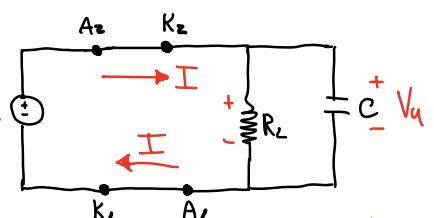
D₁ OFF: ANODO COLLEGATO A $-V_s$

D₂ ON: ANODO COLLEGATO A $+V_s$

D₃ OFF: CATODO COLLEGATO A $+V_s$

D₄ ON: CATODO COLLEGATO A $-V_s$

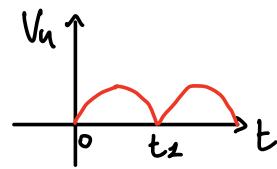
IL CIRCUITO
E' LO STESSO
DI PRIMA
MA CON
 $-V_s$



$$V_u = -V_s$$

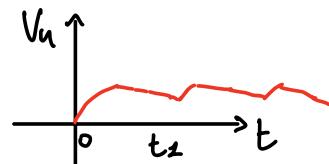
QUINDI per $t_1 < t < t_2$
SENZA "C"

V_u RIPRENDE V_s
POICHÉ $V_s < 0$
 $V_u = -V_s = -(-V_s) = V_s$



QUINDI per $t_1 < t < t_2$
CON "C"

V_u RIPRENDE V_s
POICHÉ $V_s < 0$
 $V_u = -V_s = -(-V_s) = V_s$

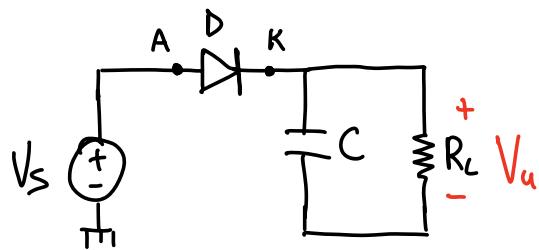


$$PIV = \max V_{AK} = V_M$$

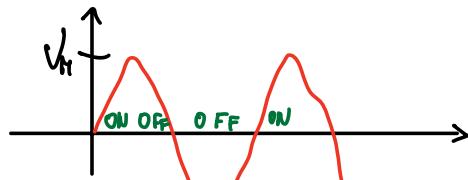
VANTAGGI:

-) TENSIONE RADDRIEZATA A DOPPIA SEMIONDA
-) TRASFORMATORE NON A PRESA CENTRALE

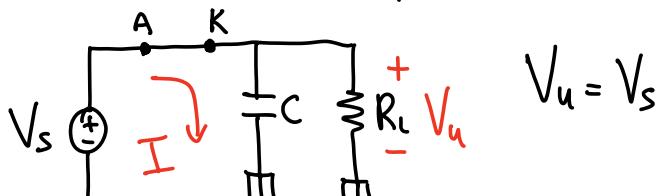
-) CIRCUITO RETTIFICATORE CON FILTRO RC



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



IP. DIODO ON per $V_s > 0$



per $0 < t < \frac{t_1}{2}$ $V_s > 0$

$$I > 0 \quad I = C \frac{dV_s}{dt} > 0 ? \text{ SI!}$$

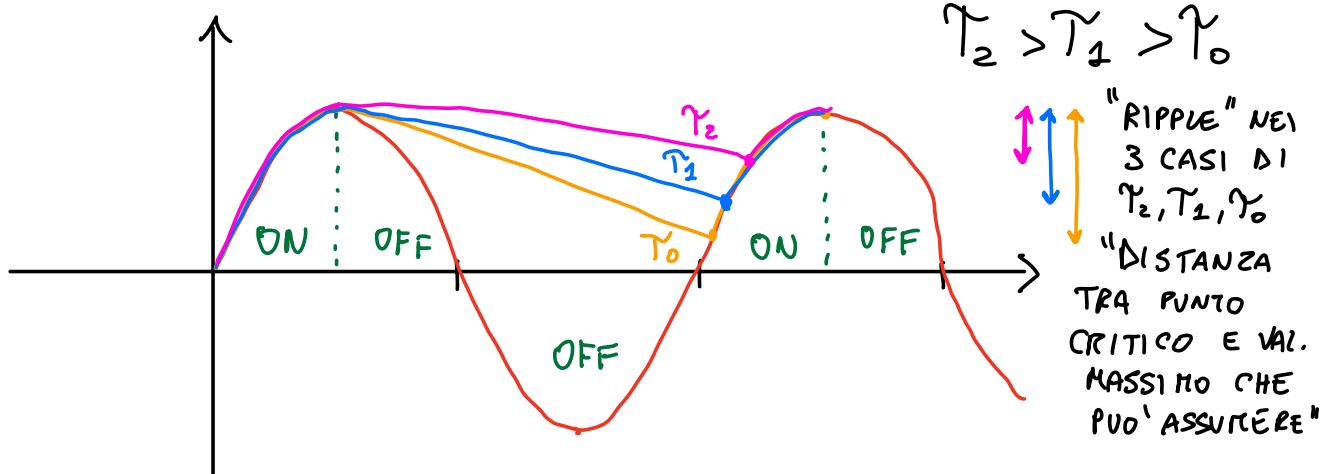
QUANDO DIODO OFF

$$V_u \text{ è DIR. PR. } e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \tau = R_L C$$

FINO A CHE DIODO TORNA "ON"

se $\gamma \gg T_{V_S}$ SARA' MENO ESPONENZ.

se $\gamma \ll T_{V_S}$ SARA' PIU' ESPONENZ.

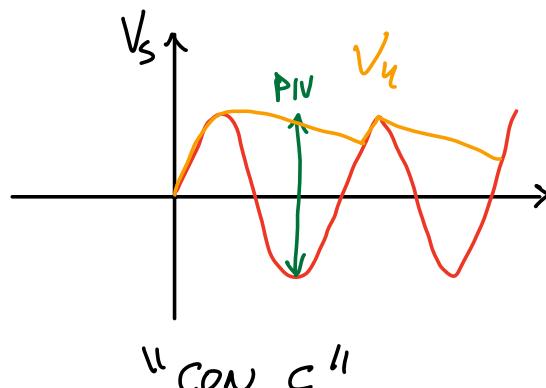
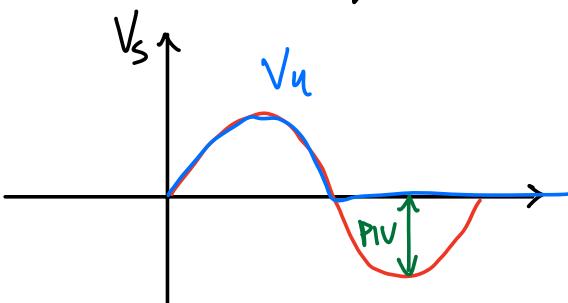


IL CIRCUITO FUNZIONA CORRETTAMENTE SE DIODO "OFF" DURANTE TUTTO L'INTERVALLO DI NON CONDUZIONE:

PER FARCI CIO' DOBBIAMO GARANTIRLO SCEGLIENDO DEI DIODI CHE ABBIANO UNA $V_{BR} > \text{PIV}$

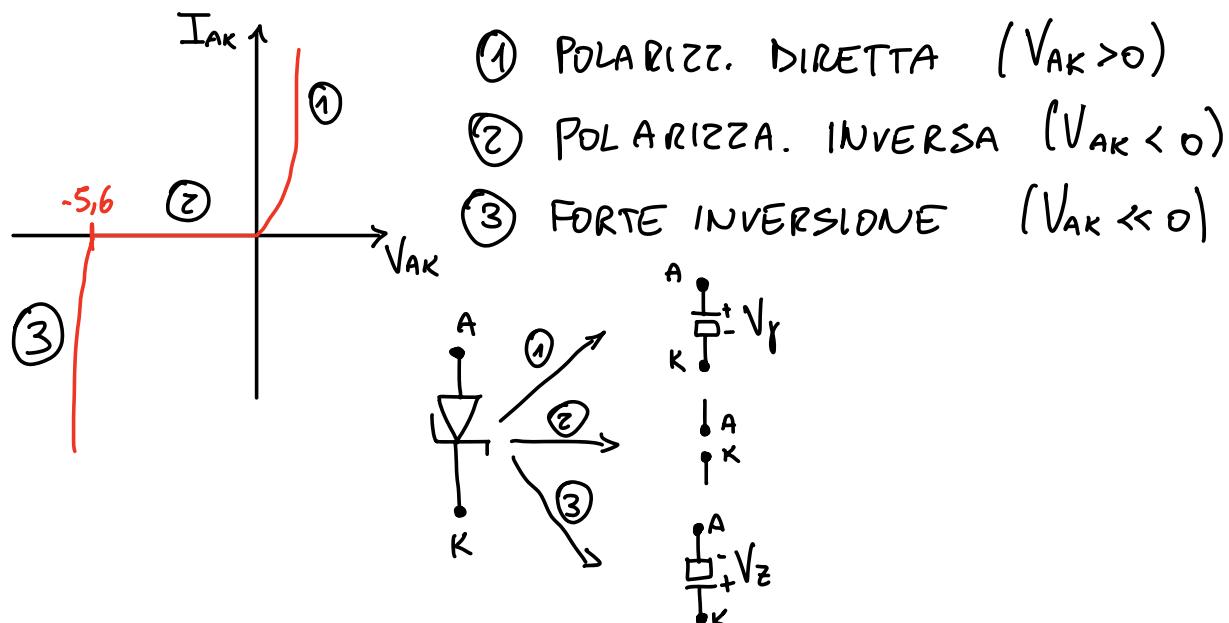
PIV = TENSIONE MASSIMA CHE UNA GIUNZIONE PUO' SOPPORTARE

$$\text{PIV} = \max |V_{AK}| = \begin{cases} V_H & \text{senza } C \leftarrow V_A = \max V_S = V_H, V_K = V_u = 0 \\ 2V_H & \text{con } C \leftarrow V_A = \max V_S = V_H, V_K = V_u = -V_H \end{cases}$$

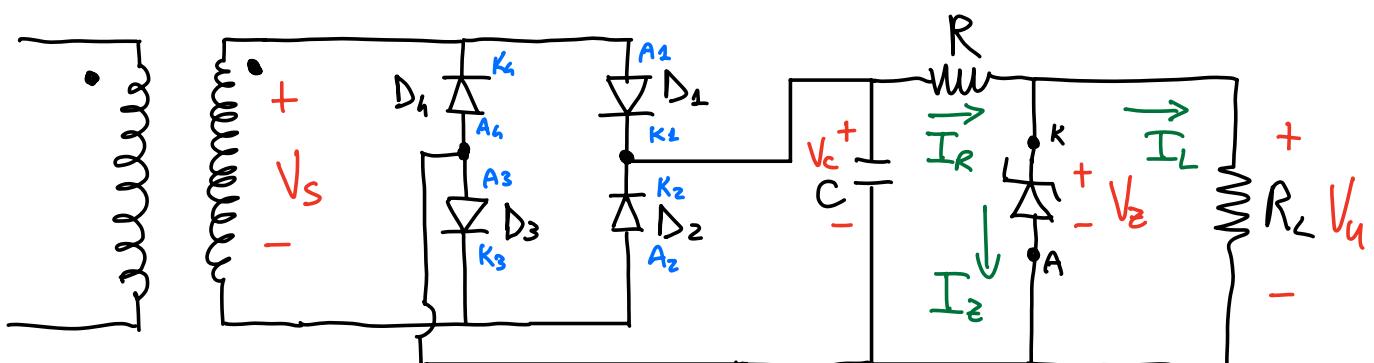


12) REGOLATORE DI TENSIONE CON ZENER: COSA ACCADE SE IL CARICO È MOLTO GRANDE, NORMALE O NULLO.

SI BASA SULL'UTILIZZO DI UN DIODO ZENER PER OTTENERE UNA TENSIONE COSTANTE IN USCITA
DISEGNIAMO CARATTERISTICA DIODO ZENER $V_z = -5,6V$



DISEGNIAMO CIRCUITO REGOLATORE ZENER



DOBBIAMO VERIFICARE CHE $I_z > 0$

$$I_R = I_z + I_L$$

$$I_R = \frac{V_C - V_Z}{R} \quad I_L = \frac{V_Z}{R_L}$$

$$I_Z = I_R - I_L = \frac{V_C - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_L} > 0 ?$$

$$\frac{V_C - V_Z}{R} > \frac{V_Z}{R_L} \iff I_R > I_L$$

QUINDI LA MAX CORRENTE CHE POSSO FORNIRE E':

R_L PICCOLO :

$$I_L < I_{L\text{MAX}}$$

TUTTO OK

SE $I_L > I_{L\text{MAX}}$
REGOLATORE NON FUNGE

$$I_{L\text{MAX}} = I_R = \frac{V_C - V_Z}{R}$$

$$I_L < I_{L\text{MAX}}$$

$$R_L = 0 \Rightarrow I_c = \infty \Rightarrow I_R = I_L$$

Se $R_L \rightarrow \infty$ (CARICO SCOLLEGATO $I_L = 0$)

LA CORRENTE I_R SCORRE TUTTA SUL DIODO ZENER QUINDI:

$$I_R = I_Z \Rightarrow P_{\text{MAX},Z} = V_Z \cdot I_Z = V_Z \cdot I_R = V_Z \cdot \frac{V_C - V_Z}{R}$$

$$P_{Z,\text{MAX}} < P_{\text{MAX}}$$

ABBIAMO 2 CONDIZIONI DA TENERE IN CONTO:

1) C'E' UN LIMITE MAX DI CORRENTE EROGABILE AL CARICO $\Rightarrow I_{L\text{MAX}}$

2) LIMITE DI POTENZA MASSIMA $P_{\text{MAX},Z}$

QUESTO CIRCUITO FUNZIONA BENE, SALVO IL FATTO CHE SIAMO COSTRETTI A RISPETTARE IL LIMITE MAX DI POTENZA DISSIPABILE DAL DIODO, PER CUI NON SI RIESCE A EROGARE ELEVATE POTENZE.

LA R VA DIMINUITA
POICHE' E' L'UNICA
COMPONENTE CHE POSSO
TOCCARE

quindi il carico R_L che si applica non può essere **qualsiasi carico** ma deve essere tale per cui la corrente massima applicabile è pari a I_R , che è fissata da V_C, V_z, R , quindi la corrente sul carico $I_L = \frac{V_z}{R_L}$ **deve essere minore o uguale di $I_{L_{MAX}}$** , la resistenza in uscita **va diminuita** fino a quando tutta la corrente non passa attraverso di lei, se si va oltre il diodo Zener smette di funzionare.

Supponiamo che vogliamo fornire in uscita una corrente $I_L = 50\text{mA}$, e ci accorgiamo che $I_R = \frac{V_C - V_z}{R} = 40\text{mA}$, allora dobbiamo aumentare I_R , essendo esso il limite:

- V_z **non lo possiamo toccare**, poichè esso fissa la tensione (se il carico devo fornire 12V, non posso cambiare questo valore)
- V_C è **di solito fissata**, dipende dalla tensione raddrizzata coi diodi
- l'unica cosa che **possiamo cambiare** è R

13) PROBLEMA LOGICA A DIODI

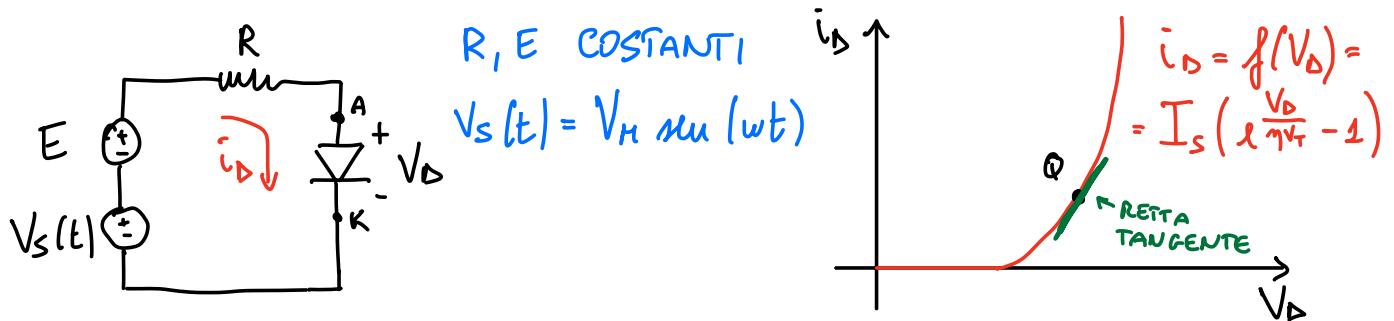
HA 3 PROBLEMI :

- 1) NON SI PUO' REALIZZARE UNA NOT
- 2) IL SEGNALE SI DEGRADA SE COSTRUISCO UNA CASCATA DI + PORTE LOGICHE CON DIODI
- 3) PUR IN CONDIZIONI STATICHE I DIODI ASSORBONO CORRENTE.

TUTTI QUESTI PROBLEMI SONO SUPERATI DALLA LOGICA CMOS

14) MODELLO PER PICCOLI SEGNALI : CONDIZIONI DI APPLICABILITÀ.

SI TRATTA DI UN MODELLO DI ANALISI DEI CIRCUITI SUI DIODI IN CUI È PRESENTE UN SEGNALE VARIABILE NEL TEMPO, PICCOLO RISPETTO A QUELLO CONTINUO.



FISSATO IL PUNTO DI LAVORO Q APPROSSIMIAMO LA CURVA CON UNA RETTA TANGENTE IN Q :

$$\text{PONIAMO } i_D = K V_D$$

BISOGNA TROVARE UN ELEMENTO LINEARE CHE LEGA CORRENTE - TENSIONE \rightarrow È LA RESISTENZA

$$I_R = \frac{1}{R} V_R \quad \rightarrow \text{QUI } K = \frac{1}{R}$$

POSSIAMO SCHEMATIZZARE IL DIODO CON UNA R DIFFERENZIALE

$$r_d = \frac{1}{K} = \frac{1}{g_d} \quad g_d \text{ CONDUTTANZA DIFFERENZIALE}$$

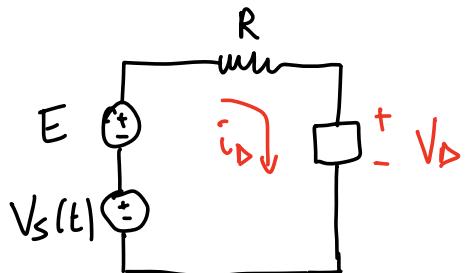
SFRUTTIAMO LA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI:

-) USIAMO SOLO $V_s(t)$
-) SOSTITUISCO IL DIODO CON LA SUA r_d

DOBBIAMO RISOLVERE 2 CIRCUITI :

1) VEDO SOLO CON E PER TROVARE Q

2) NOTO Q TROVO r_d E RISOLVO CON $V_s(t)$



$$\begin{cases} -E - V_s(t) + R i_{DQ} + V_D(t) = 0 \\ i_D(t) = I_{DQ} + i_d(t) \\ V_D(t) = V_{DQ} + V_d(t) \end{cases}$$

COST. VARIABILE

1) PONGO $V_s(t) = 0$ E RISOLVO IL CIRCUITO NEL PUNTO DI RIPOSO CON MODELLO PER GRANDI SEGNALI (MODELLO A CADUTA COSTANTE) FACENDO IPOTESI SU DIODO "ON" E VERIFICANDOLA.

$$E = R I_{DQ} + V_D \Rightarrow \begin{cases} V_{DQ} = V_D \\ I_{DQ} = \frac{E - V_D}{R} \end{cases}$$

VERIFICA IPOTESI
DIODO ON
 $(I_{DQ} > 0)$

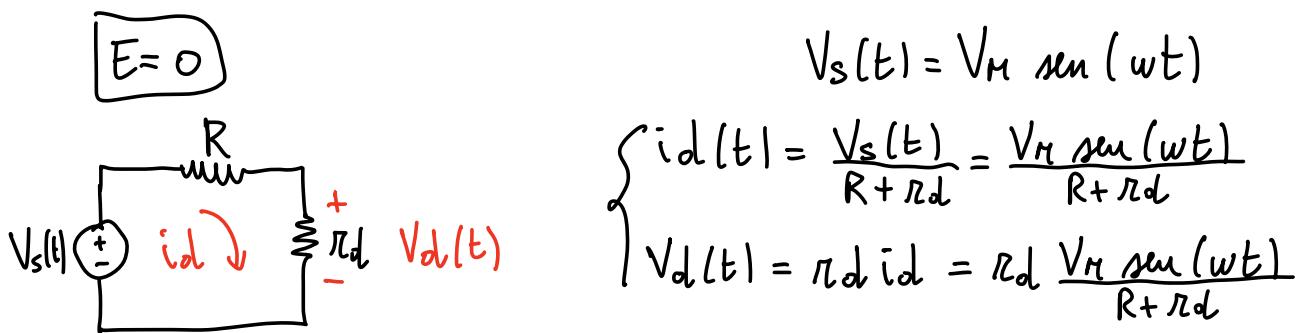
2) CALCOLO LA RESISTENZA DIFFERENZIALE SFRUTTANDO LA I_{DQ} TROVATA PRIMA CALCOLATA IN BASE A $V_D = V_{DQ}$

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

3) PONGO $E = 0$, RISOLVO IL CIRCUITO CON MODELLO PER PICCOLI SEGNALI SOSTITUENDO AL POSTO DEL DIODO LA r_d .

$V_d(t)$: TENSIONE AI CAPI DIODO

$i_d(t)$: CORRENTE CHE SCORRE DA + A -



$$V_s(t) = V_m \sin(\omega t)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d(t) = \frac{V_s(t)}{R + R_d} = \frac{V_m \sin(\omega t)}{R + R_d} \\ V_d(t) = R_d i_d = R_d \frac{V_m \sin(\omega t)}{R + R_d} \end{array} \right.$$

4) METTO INSIEME TUTTO PER OTTENERE LA SOLUZIONE FINALE:

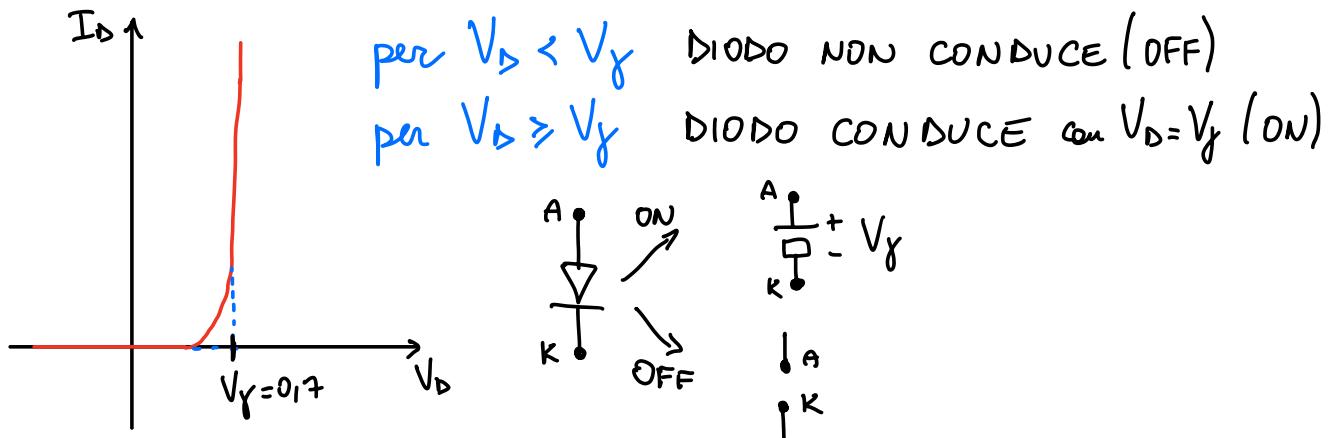
$$\left\{ \begin{array}{l} V_D(t) = V_{DQ} + V_d(t) = V_F + R_d \frac{V_m \sin(\omega t)}{R + R_d} \\ i_D(t) = I_{DQ} + i_d(t) = \frac{E - V_F}{R} + \frac{V_m \sin(\omega t)}{R + R_d} \end{array} \right.$$

DEVO NECESSARIAMENTE RISPETTARE L'ORDINE TEMPORALE DEI PASSAGGI

15) MODELLI DIODI PER GRANDI SEGNALE

-> MODELLO A CADUTA COSTANTE

PARTIAMO DALLA CARATTERISTICA DEL DIODO:



SI FANNO IPOTESI SU DIODO SOSTITUENDOLO NEL CIRCUITO COL SUO SIMBOLO CORRISPONDENTE.

FATTO CIÒ SI VANNO A VERIFICARE LE IPOTESI.

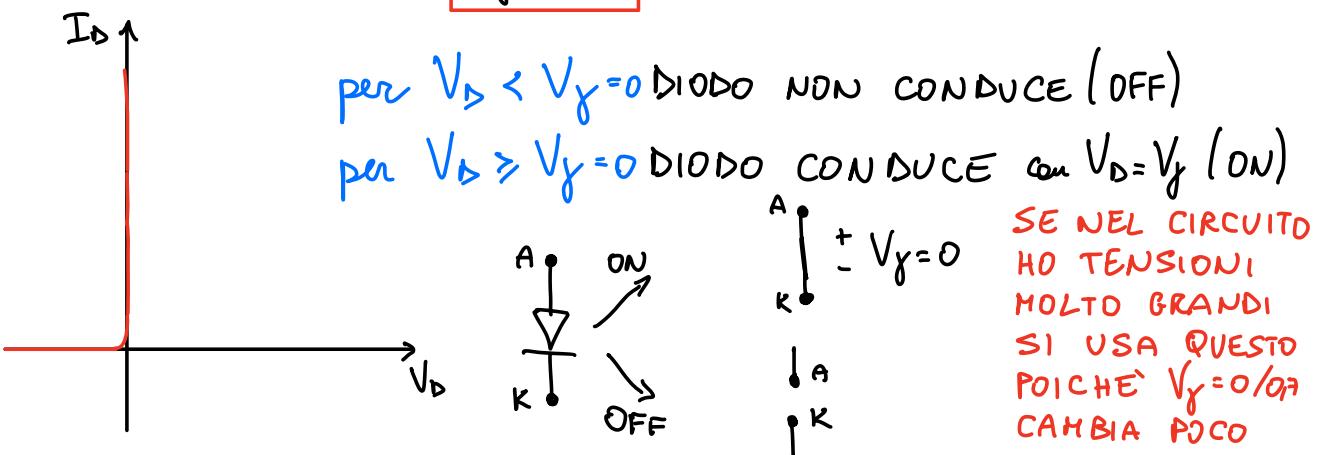
SE SONO CORRETTE L'IPOTESI ERA GIUSTA,

ALTRIMENTI RIFORMULO LE IPOTESI.

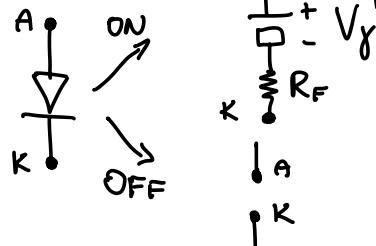
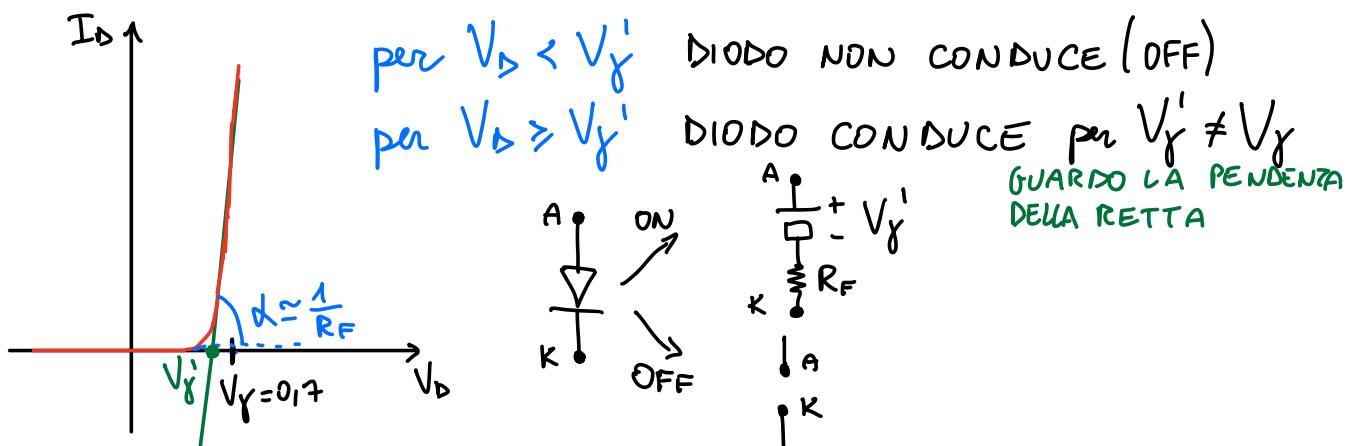
-> MODELLO DEL DIODO IDEALE

SIMILE AL MODELLO PRECEDENTE MA CON IPOTESI:

$$V_f = 0$$



→ MODELLO LINEARE A TRATTI (E' IL PIU' PRECISO)



per $V_D < V_F'$ (diodo off) HO UN CIRCUITO APERTO

per $V_D > V_F'$ (diodo on) HO UNA CARATTERISTICA

LINEARE NEL PIANO I, V CON PENDENZA PARI
A UNA RESISTENZA

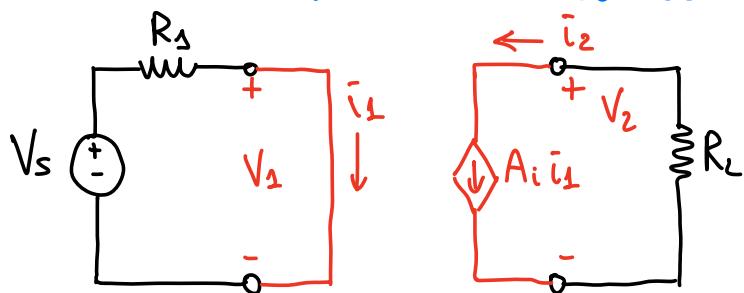
$$I(V) = \frac{V - V_F'}{R_F} = \frac{V}{R_F} - \frac{V_F'}{R_F} \rightarrow V = R_F I + V_F'$$

LA RETTA CON PENDENZA $\frac{1}{R_F}$ E' UNA CONDUTTANZA

16) ESPRIMERE I 3 GUADAGNI DI UN TRASISTOR

I TRANSISTORI SONO COMPONENTI NON LINEARI IN GRADO, RISPETTO AI DIODI, DI FORNIRE UN GUADAGNO DI POTENZA:

- > IN CAMPO ANALOGICO PER AMPLIFICARE I SEGNALI
 - > IN CAMPO DIGITALE PER LA RIGENERAZIONE DEI LIVELLI CREANDO PORTE LOGICHE COMPLESSE
- IL BJT PUÒ ESSERE ASSIMILATO A UN GENERATORE DI CORRENTE CONTROCCATO IN CORRENTE



$$A_i = \frac{i_2}{i_1} : \text{GUADAGNO DI CORRENTE}$$

se $A_i > 1$ AMPLIFICATORE DI CORRENTE

se $A_i < 1$ ATTENUAZIONE DI CORRENTE

$$A_v = \frac{V_2}{V_s} : \text{GUADAGNO DI TENSIONE}$$

se $A_v > 1$ AMPLIFICATORE DI TENSIONE

se $A_v < 1$ ATTENUAZIONE DI TENSIONE

$$\left\{ \begin{array}{l} V_z = -R_L i_2 = -R_L A_i i_1 \rightarrow V_z = -R_L A_i \frac{V_s}{R_s} \\ i_1 = \frac{V_s}{R_s} \end{array} \right. \quad \Downarrow$$

$A_v = \frac{V_z}{V_s} = -\frac{R_L}{R_s} A_i$

$A_p = \frac{W_p}{W_s}$: GUADAGNO DI POTENZA

se $A_v > 1$ AMPLIFICATORE DI POTENZA
se $A_v < 1$ ATTENUAZIONE DI POTENZA

CALCOLO POTENZA SUL CARICO W_p (su R_L)

$$W_p = -V_z i_2 = -A_v V_s i_2$$

E' POTENZA EROGATA DAL GENERATORE W_s

$$W_s = V_s i_1$$

$$A_p = \frac{W_p}{W_s} = \frac{-A_v V_s i_2}{V_s i_1} = \frac{-A_v V_s A_i i_1}{V_s i_1} = -A_v A_i = -\left(-\frac{R_L}{R_s} A_i\right) A_i$$

$$\Rightarrow A_p = \frac{R_L}{R_s} A_i^2$$

I DISPOSITIVI CON $A_p > 1$ SONO COMPONENTI ATTIVI

17) PERCHE' L'EMETTITORE E' MOLTO PIU' DROGATO DELLA BASE?

-) MIGLIORE INIEZIONE DI PORTATORI DI CARICA:

L'EMETTITORE E' LA REGIONE DAL QUALE GLI ELETTRONI O I MAGGIORITARI VENGONO INIETTATI NELLA BASE. LA MAGGIORA DROGATURA DELL'EMETTITORE AUMENTA LA DENSITA' DI PORTATORI DI CARICA E MIGLIORA L'EFFICIENZA DEL PROCESSO DI INIEZIONE

-) RIDUZIONE DEL TEMPO DI TRANSITO:

LA MAGGIOR CONCENTRAZIONE DI PORTATORI NELL'EMETT. RIDUCE IL TEMPO NECESSARIO AFFINCHÈ GLI ELETTRONI SI DIFFONDANO DA "E" A "B". CIO' E' IMPORTANTE PER GARANTIRE UNA COMMUTAZIONE RAPIDA TRA I SUOI STATI DI CONDUZIONE E INTERDIZIONE

-) MAGGIORE GUADAGNO DI CORRENTE:

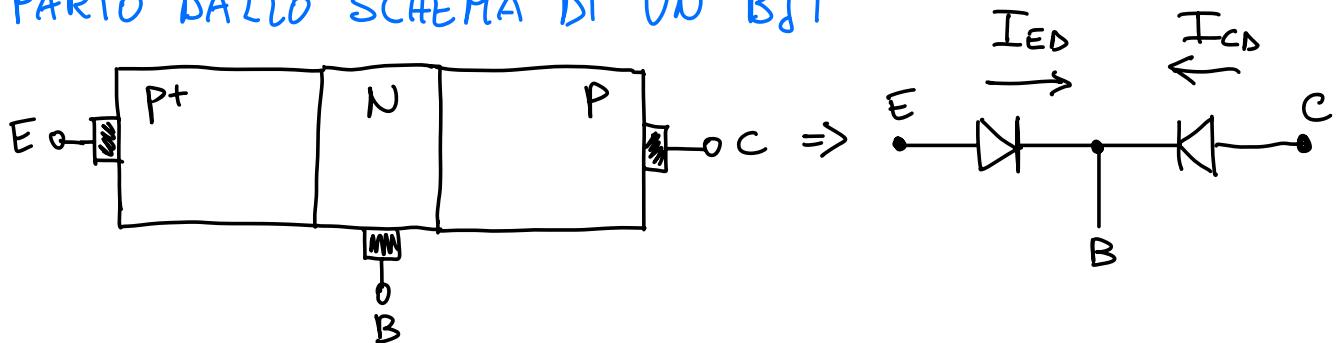
MAGGIOR DROGATURA DI "E" GARANTISCE UN GUADAGNO DI CORRENTE + ELEVATO, POICHÉ' AUMENTA LA DENSITA' DI PORTATORI DI CARICA IN "E"

-) MAGGIORE LINEARITA':

E' UTILE QUANDO E' RICHIESTA UN'ACCURATA AMPLIFICAZIONE DEL SEGNALE.

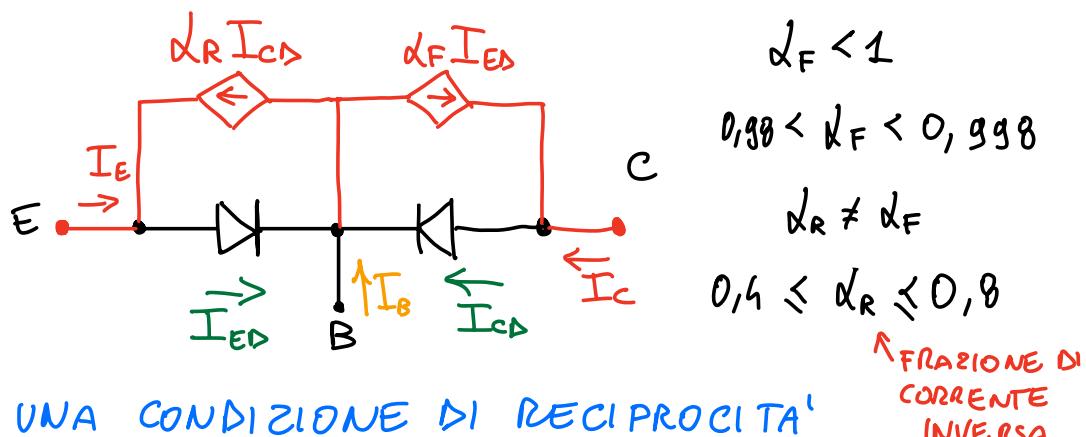
18) MODELLO EBERS-MOLL BJT (PNP) : TROVARE I_B IN FUNZIONE DI I_E IN ZONA ATTIVA INVERSA.

PARTO DALLO SCHEMA DI UN BJT



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

AGGIUNGO AL CIRCUITO PRECEDENTE Z GEN. DI CORRENTE CONTROLLATI IN CORRENTE



OTTENGO UNA CONDIZIONE DI RECIPROCI TA'

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$$

EQUAZIONI MODELLO EBERS-MOLL (PNP)

$$\begin{cases} I_E = I_{ED} - \alpha_R I_{CD} = I_s \left(e^{\frac{V_{EB}}{V_T}} - 1 \right) - \alpha_R I_{CS} \left(e^{\frac{V_{CB}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_C = I_{CD} - \alpha_F I_{ED} = I_s \left(e^{\frac{V_{CB}}{V_T}} - 1 \right) - \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_{EB}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_B = -I_C - I_E \end{cases}$$

HO 4 ZONE DI FUNZIONAMENTO

	NAME	BE	BC
1)	Z. A. DIRETTA	DIRETTA	INVERSA
2)	Z. A. INVERSA	INVERSA	DIRETTA
3)	Z. DI INTERDIZIONE	INVERSA	INVERSA
4)	Z. DI SATURAZIONE	DIRETTA	DIRETTA

IN ZONA ATTIVA INVERSA:

-) BE INVERSA

-) BC DIRETTA

$$\begin{cases} V_{EB} \ll -V_T \rightarrow e^{\frac{V_{EB}}{V_T}} \ll 1 \\ V_{CB} \gg V_T \rightarrow e^{\frac{V_{CB}}{V_T}} \gg 1 \end{cases}$$

POSSO APPROSSIMARE LE I_E e I_C :

$$\begin{cases} I_E = I_{ED} - \alpha_R I_{CD} = I_{ES} \left(e^{\frac{V_{EB}}{V_T}} - 1 \right) - \alpha_R I_{CS} \left(e^{\frac{V_{CB}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_C = I_{CD} - \alpha_F I_{ED} = I_{CS} \left(e^{\frac{V_{CB}}{V_T}} - 1 \right) - \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_{EB}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_B = -I_C - I_E \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_E = I_{ED} - \alpha_R I_{CD} = -I_{ES} - \alpha_R I_{CS} e^{\frac{V_{CB}}{V_T}} \\ I_C = I_{CD} - \alpha_F I_{ED} = I_{CS} e^{\frac{V_{CB}}{V_T}} + \alpha_F I_{ES} \\ I_B = -I_C - I_E \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_E = -\alpha_R I_{CS} e^{\frac{V_{CB}}{V_T}} \\ I_C = I_{CS} e^{\frac{V_{CB}}{V_T}} \\ I_B = -I_C - I_E \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} I_E = -\alpha_R I_C \\ I_B = -I_C - I_E \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_B = -\left(-\frac{I_E}{\alpha_R}\right) - I_E = I_E \left(\frac{1}{\alpha_R} - 1\right) \end{cases}$$

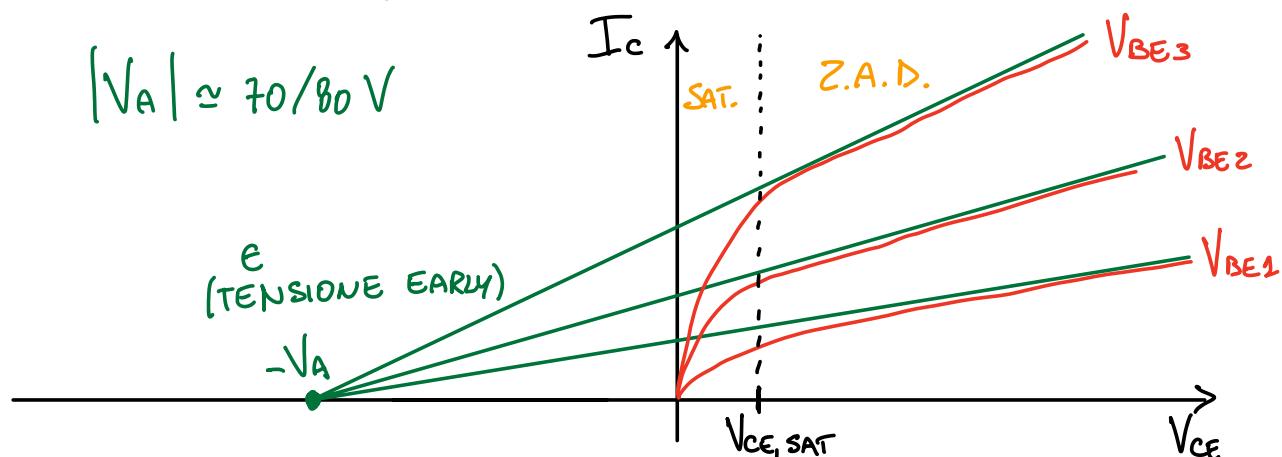
18) EFFETTO EARLY BJT

E' UN FENOMENO IN CUI LA CORRENTE DI COLLETTORE I_c IN UN BJT VARIA CON LA TENSIONE V_{ce} ANCHE QUANDO IL TRANSISTOR E' IN SATURAZIONE.

L'EFFETTO EARLY CAUSA UNA DIPENDENZA DELLA I_c DA V_{ce} .

PRENDIAMO IN ESAME LA CARATT. REALE DI USCITA

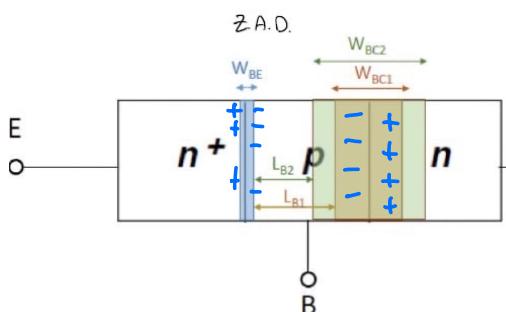
$$|V_A| \approx 70/80 \text{ V}$$



NOTIAMO COME ALL'AVVENTARE DI V_{ce} AUMENTA I_c .

QUESTA E' UNA CONSEGUENZA DELL'EFFETTO EARLY.

SI NOTA BENE GUARDANDO IL MODELLO FISICO PER N⁺PN



NELE Z GIUNZIONI ABBIAMO 2 ZONE DI SVUOTAMENTO:

-> GIUNZIONE BE IN DIRETTA:
LA W_{BE} E' PICCOLA $\Rightarrow V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ COSTANTE

-> GIUNZIONE BC IN INVERSA:
LA W_{BC} E' PIU' LARGA POICHE' POLARIZZATA
IN INVERSA

NE SEGUE CHE:

$$V_{ce} = V_{CB} + V_{BE} = V_{CB} + 0,7 \text{ V}$$

$$W_{BC} = \sqrt{\frac{2e}{q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (V_0 - V_{BC})}$$

LA GIUNZIONE BC E' POLARIZZATA + IN INVERSA
↓

AUMENTA BARRIERA DI POTENZIALE

↓
AUMENTA ZONA DI SVUOTAMENTO W_{BC}

DIMINUISCE ZONA NEUTRA BASE

FATTORE TRASPORTO ↑

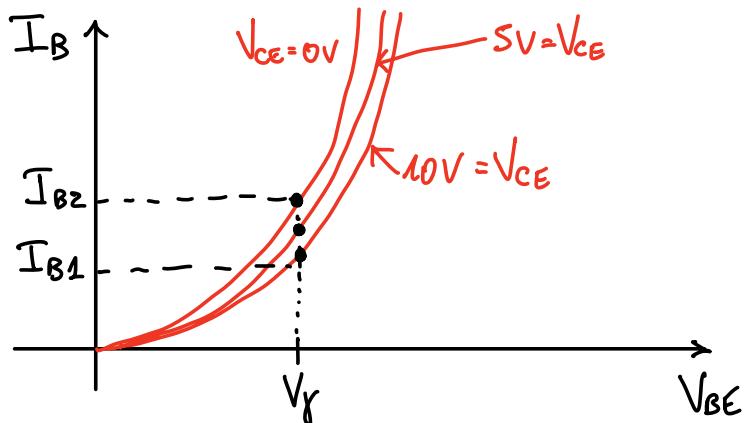
RIDUCE PROBABILITA' DI RICOMBINAZIONE, AUMENTANDO α_f

↓
AUMENTO I_c

EFFETTO EARLY PRESENTE ANCHE NELLA CAR. INGRESSO

Se V_{BE} COSTANTE e V_{CE} AUMENTA, ZONA NEUTRA SI RESTRINGE, HO MENO RICOMBINAZIONI, I_B DIMINUISCE POICHÉ DEVO FORNIRE MENO ELETTRONI.

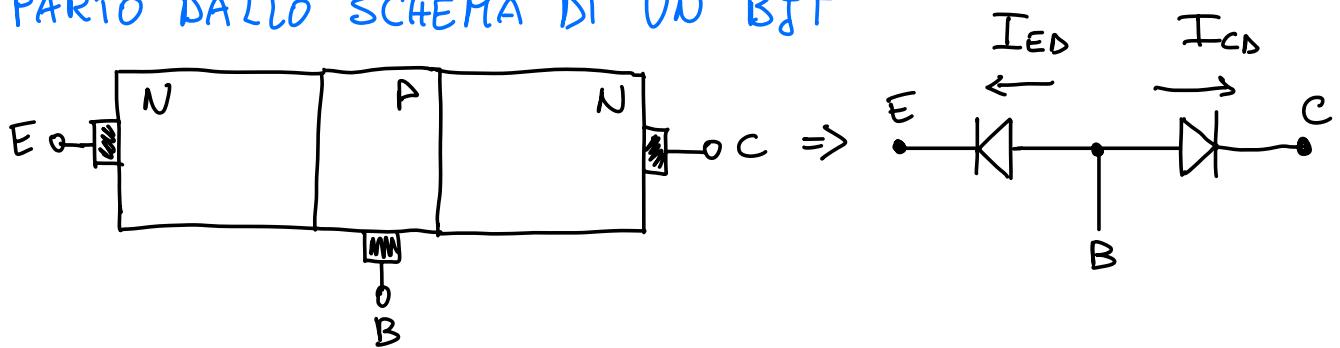
IN INGRESSO EFFETTO EARLY POCO EVIDENTE E TRASCURABILE



NEL PNP SI COMPORTA COME NPN CON VERSI CORRENTI INVERTITI. $\Rightarrow I_B$ USCENTE (-), $V_{CE} < 0$, $I_c < 0$ - - -

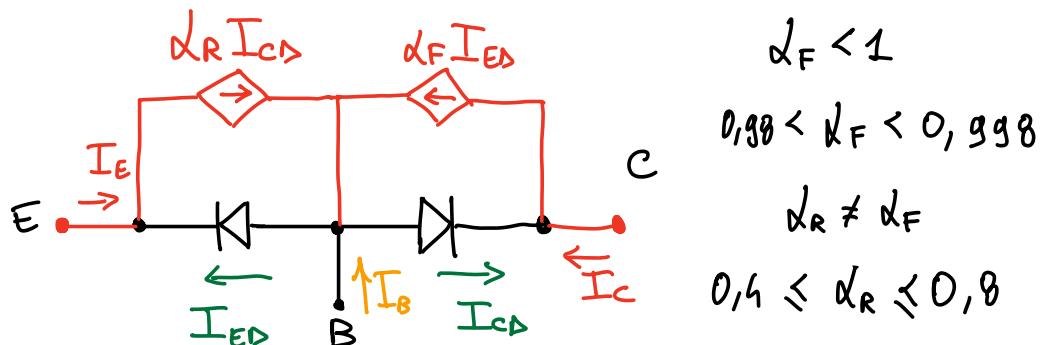
20) MODELLO EBERS-MOLL BJT (NPN)

PARTO DALLO SCHEMA DI UN BJT



$$I_{ED} = I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right), \quad I_{CD} = I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

AGGIUNGO AL CIRCUITO PRECEDENTE Z GEN. DI CORRENTE CONTROLLATI IN CORRENTE



EQUAZIONI EBERS-MOLL

$$\begin{cases} I_E = \alpha_R I_{CD} - I_{ED} = \alpha_R I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) - I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_C = \alpha_F I_{ED} - I_{CD} = \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_B = -I_E - I_C \end{cases}$$

IN ZONA ATTIVA DIRETTA

- > BE DIRETTA
- > BC INVERSA

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{BE} \gg V_T \rightarrow e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \gg 1 \\ V_{BC} \ll -V_T \rightarrow e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} \ll 1 \end{cases}$$

SEMPLIFICO:

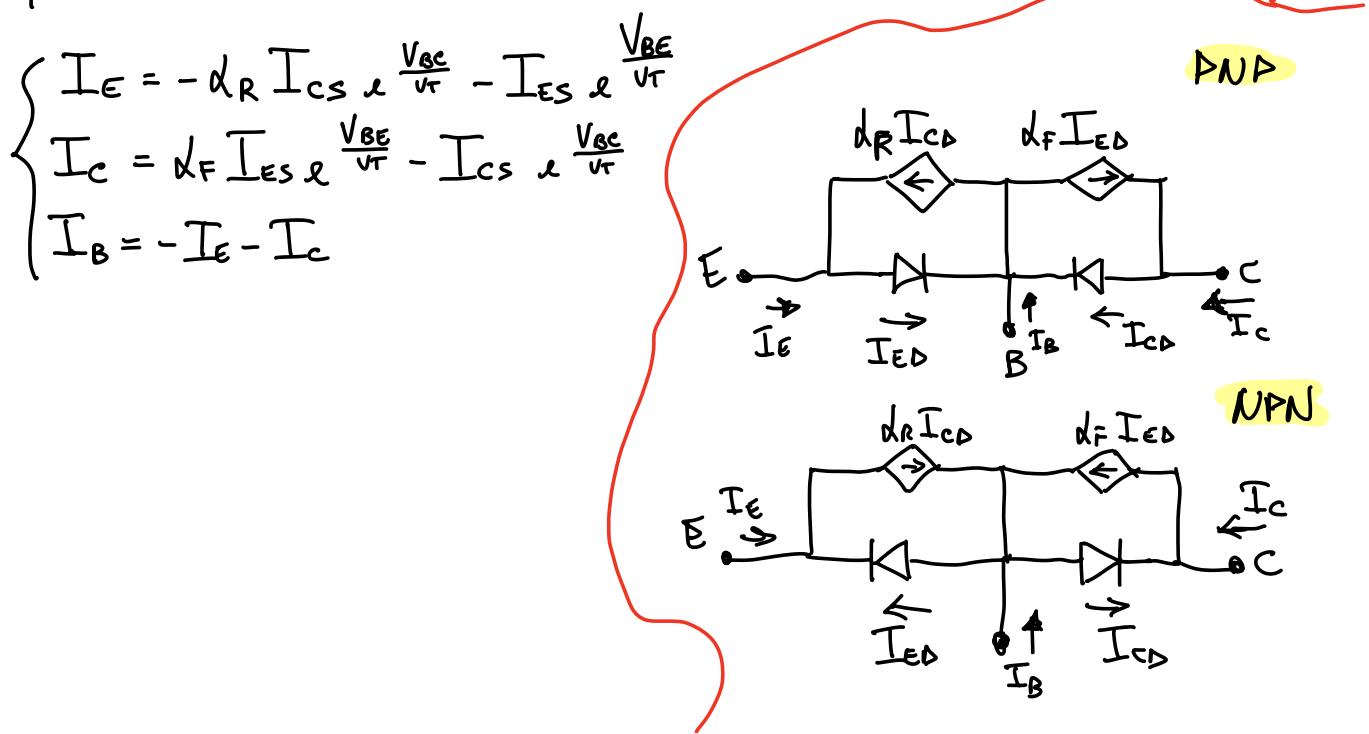
$$\left\{ \begin{array}{l} I_E = \alpha_R I_{CD} - I_{ED} = \alpha_R I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_C = \alpha_F I_{ED} - I_{CD} = \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_B = -I_E - I_C \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_E = -\cancel{\alpha_R} I_{CS} - I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = -I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \\ I_C = \cancel{\alpha_F} I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - \cancel{I_{CS}} = \alpha_F I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = -\alpha_F I_E \\ I_B = -I_E - I_C \end{array} \right.$$

21) COME CAMBIANO LE EQUAZIONI SE BJT E' SATURO?

- > BE DIRETTA $\Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} V_{BE} \gg V_T \rightarrow e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \gg 1 \\ V_{BC} \gg V_T \rightarrow e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} \gg 1 \end{array} \right.$
- > BC DIRETTA

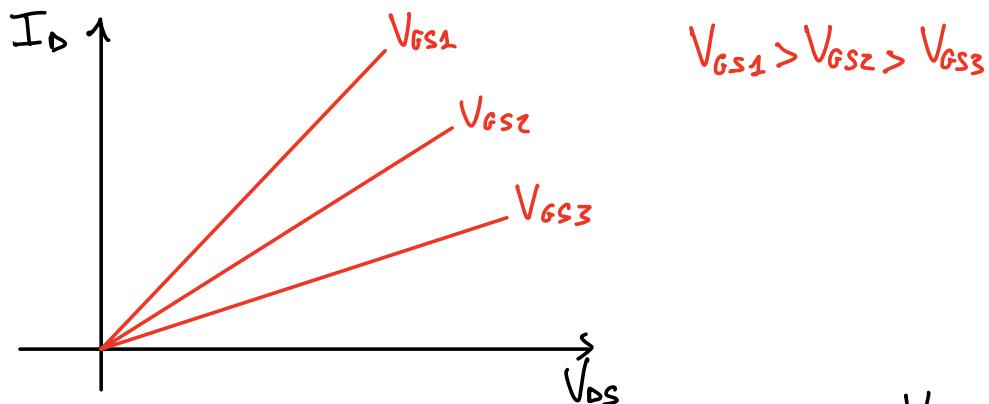
$$\left\{ \begin{array}{l} I_E = \alpha_R I_{CD} - I_{ED} = \alpha_R I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) - I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_C = \alpha_F I_{ED} - I_{CD} = \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_B = -I_E - I_C \end{array} \right.$$



22) EFFETTO DI MODULAZIONE CANALE MOSFET

IN CONDIZIONI LINEARE, QUINDI QUANDO IL CANALE SI COMPORTA COME UNA RESISTENZA ACCADE QUESTO:

-) V_{GS} (TENSIONE PILOTA)
-) $V_D = 0$ o PICCOLA TRASCURABILE



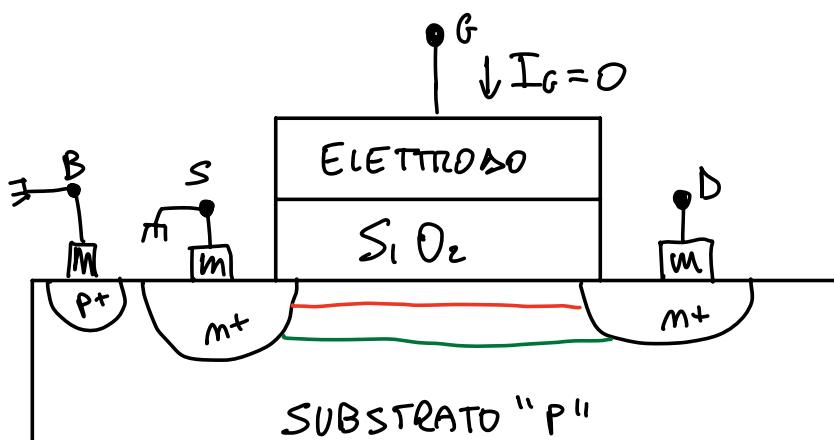
LA CARATTERISTICA E' UNA RETTA.

PER $V_D \approx 0$

Se $V_{GS} < 0 \Rightarrow$ NON PASSA CORRENTE TRA S e D

Se $0 < V_{GS} < V_T \Rightarrow$ SI CREA UNA ZONA DI SUOCCIMENTO TRA S e D

Se $V_{GS} \geq V_T \Rightarrow$ SIAMO IN INVERSIONE E SI FORMA UN
CANALE DI COLLEGAMENTO TRA S e D
(REGIONE DI CANALE)

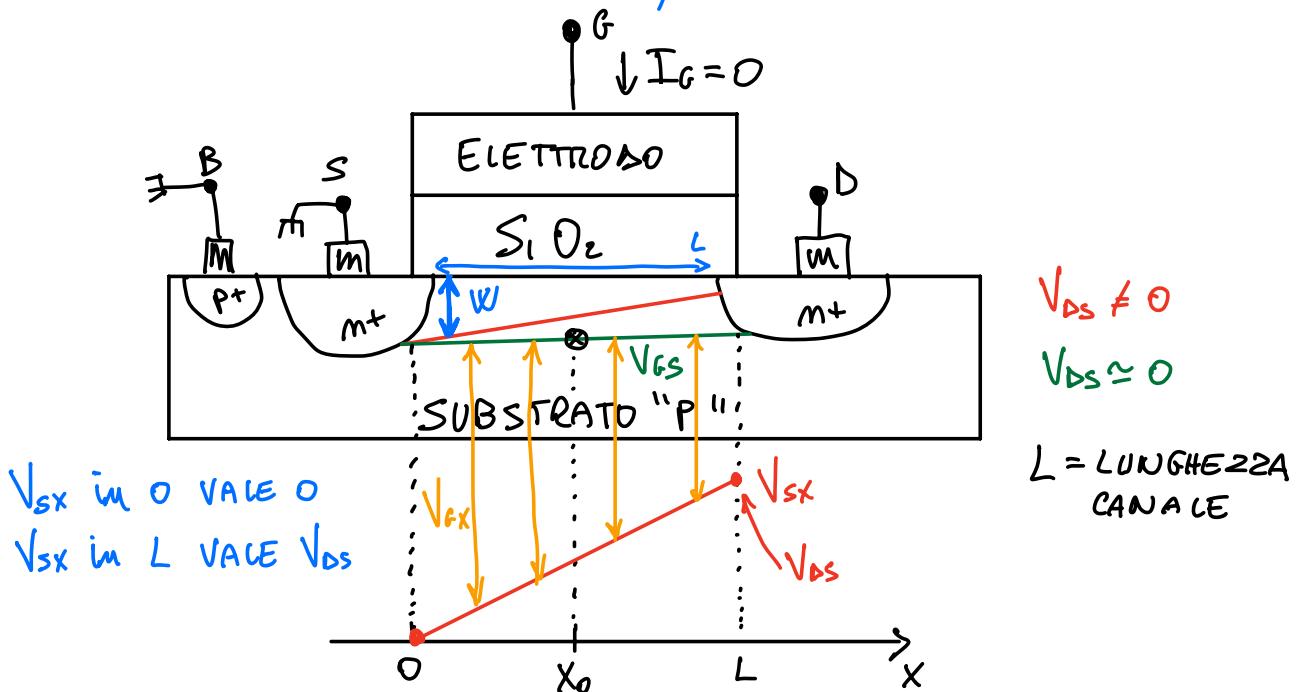


ALL'AUMENTARE
DI $V_{GS} \geq V_T$
DIMINUISCE LA
RESISTENZA
AVVENTO CANALE

$$V_{GS} = V_T$$

$$V_{GS} = 2V_T$$

ORA SE $V_{DS} \neq 0$ CAMBIA, IL CANALE INIZIA A RESTRINGERE



$$V_{DS} \neq 0$$

$$V_{DS} \approx 0$$

$L = \text{LUNGHEZZA CANALE}$

PER CAPIRE SE IN X_0 C'E' O NON C'E' IL CANALE SI VA A VEDERE LA DIFF. DI POTENZIALE TRA G E $X_0 \Rightarrow V_{GX_0}$

$$V_{GX_0} = V_{GS} - V_{SX_0}$$

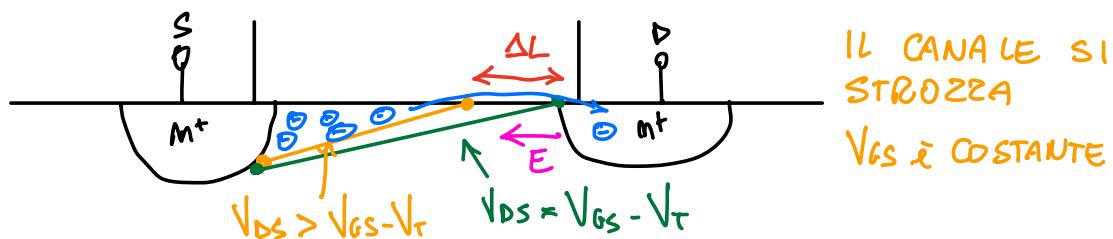
Se $V_{GX_0} \geq V_T \rightarrow$ in X_0 HO CANALE !!

V_{GX} IN 0 VALE V_{GS}

V_{GX} DIMINUISCE MAN MANO CHE MI SPOSTO VERSO L

QUANDO $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ IL CANALE SI E' STROZZATO IN CORRISPONDENZA DI $X=L \Rightarrow$ TENSIONE DI PINCH-OFF

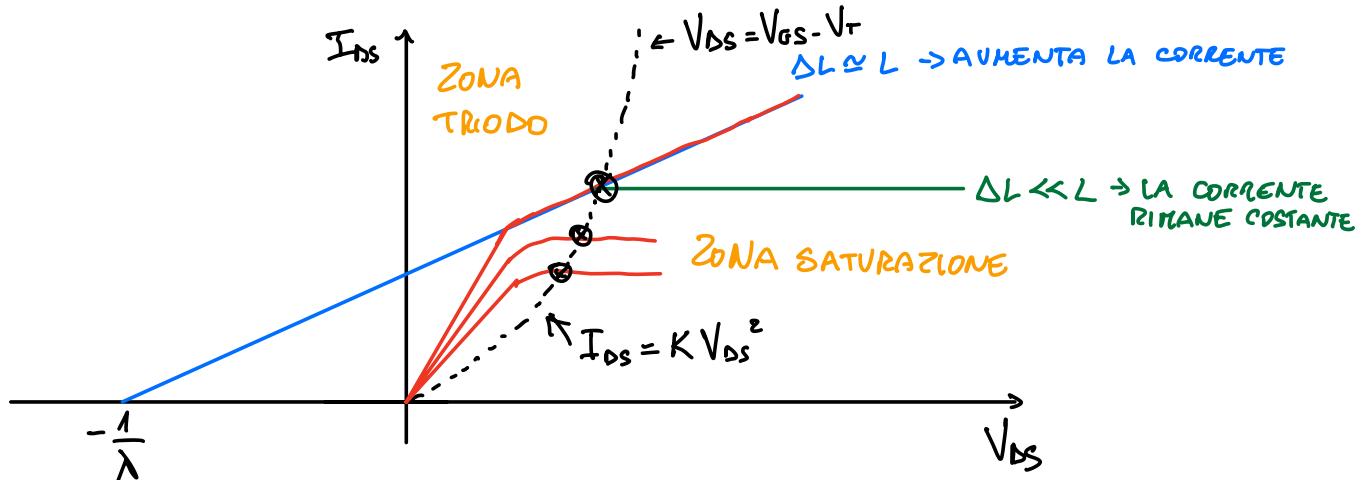
Se $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ ACCADE QUESTO :



QUELLO CHE SUCCIDE E' CHE AL VARIARE DELLA V_{DS}
IN ZONA DI SATURAZIONE LA CORRENTE TENDE AD AUMENTARE
AUMENTO $V_{DS} \Rightarrow$ AUMENTA \vec{E} IN ZONA BIANCA DOVE NON
C'E' CANALE $\Rightarrow +$ IONI FISSI NEGATIVI

\Rightarrow IL PASSAGGIO DI CARICHE E' + FAVOREVOLI
POICHÉ GLI ELETTRONI PRESENTI NEL
CANALE PER VIA DI \vec{E} SI MUOVERANNO
IN VERSO OPPOSTO

\Rightarrow AUMENTA LA CORRENTE



ZONA TRIODO: $V_{DS} < V_{GS} - V_T \Rightarrow$ CANALE APERTO NON STROZZATO

$$\bar{I}_{DS} = \mu_m C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

ZONA TRIODO: $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \Rightarrow$ CANALE CHIUSO STROZZATO

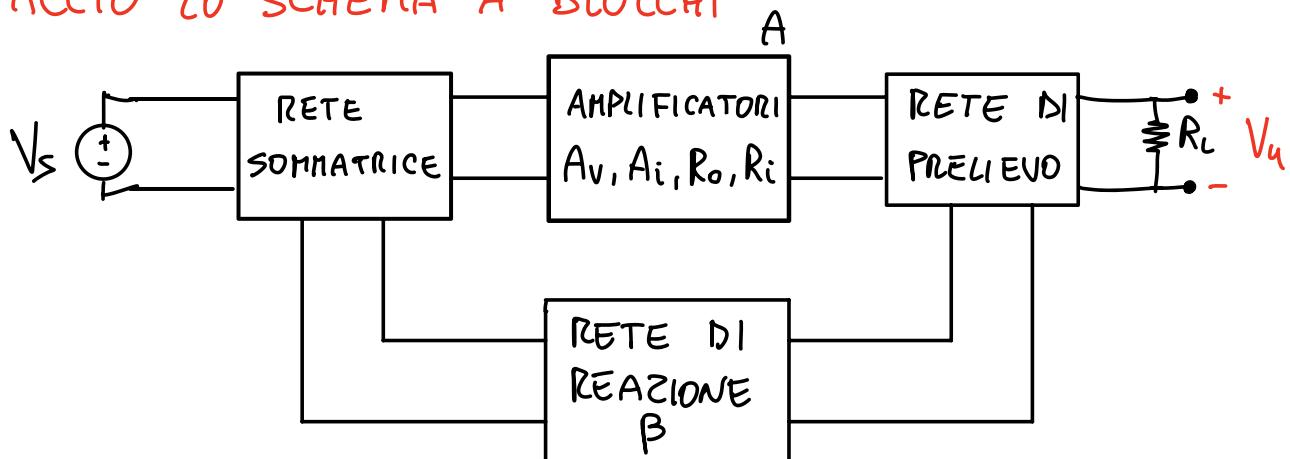
$$\bar{I}_{DS} = \mu_m C_{ox} \frac{W}{L} \left(\frac{V_{GS} - V_T}{2} \right)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

23) TEORIA DELLA REAZIONE: 3 IPOTESI SEMPLIFICATIVE,
COME VARIA L'IMPEDENZA DI USCITA SE ESEGUE UN
PRELIEVO DI TENSIONE.

IL PRINCIPIO DI REAZIONE CONSISTE NEL RIPORTARE
ALL'INGRESSO DI UN SISTEMA UNA PORZIONE DEL
SEGNALE DI USCITA DALLO STESSO, IN MODO DA MODIFICARE
LE PROPRIETÀ DEL SISTEMA STESSO.

IN GENERE SI REALIZZA UNA REAZIONE NEGATIVA IN
MODO CHE OGNI VARIAZIONE DETERMINI UN EFFETTO IN
SENSO OPPOSTO (SE HO UNA VARIAZIONE NEGATIVA DEVO
CONTRASTARLO CON UNA VARIAZIONE POSITIVA).

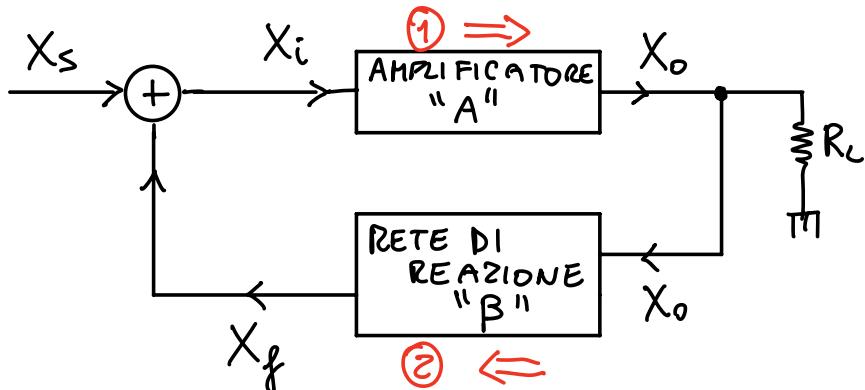
FACCIO LO SCHEMA A BLOCCHI



QUESTA TEORIA VALE SE VALGONO QUESTE 3 IPOTESI:

- 1) AMPLIFICATORE DEVE ESSERE UNIDIREZIONALE
- 2) LA RETE DI REAZIONE È UNIDIREZIONALE
- 3) FATTORE DI REAZIONE "B" È INDIPENDENTE DA R_s & R_L

SCHEMA GENERALE RETE IN REAZIONE:



VOGLIO TROVARE GUADAGNO AD ANELLO CHIUSO H :

$$H = \frac{X_o}{X_s}$$

$$X_o = AX_i = A(X_s + X_f) = A(X_s + \underline{\beta X_o})$$

$$X_o = A(X_s + \beta X_o) = AX_s + A\beta X_o$$

$$X_o - A\beta X_o = AX_s$$

$$X_o(1 - \beta A) = AX_s$$

$$X_o = \frac{AX_s}{(1 - \beta A)}$$

$$H = \frac{AX_s}{1 - \beta A} \cdot \frac{1}{X_s} = \frac{A}{1 - \beta A}$$

H : GUADAGNO AD ANELLO CHIUSO

A : GUADAGNO AD ANELLO APERTO

βA : GUADAGNO DI ANELLO

Se $|H| < |A| \Rightarrow$ REAZIONE NEGATIVA

Se $|H| > |A| \Rightarrow$ REAZIONE POSITIVA

Se $|\beta A| \gg 1 \Rightarrow H \approx -\frac{1}{\beta}$

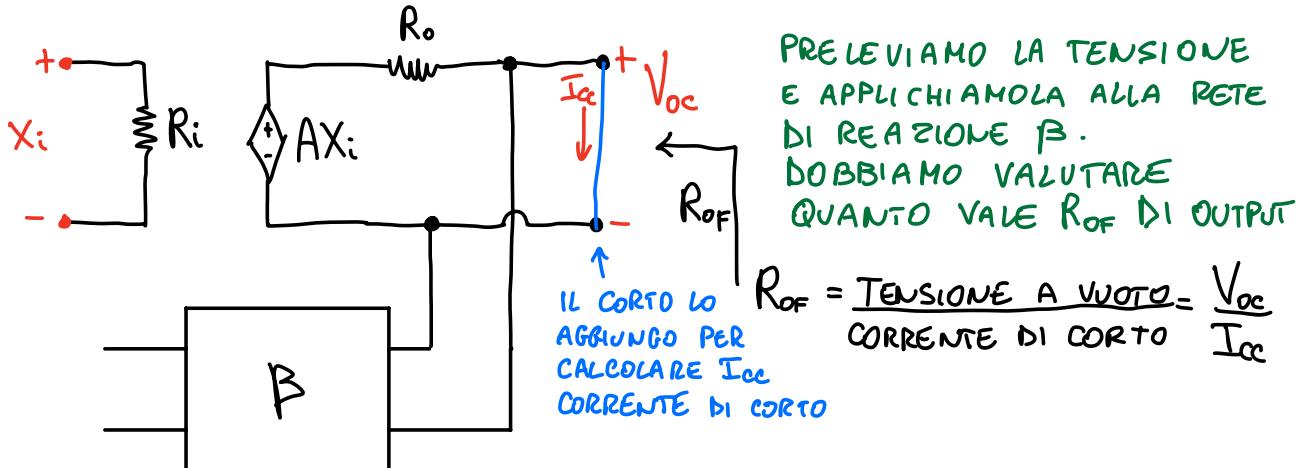
$$\lim_{A \rightarrow \infty} \frac{A}{1 - \beta A} = \frac{A}{A(\frac{1}{A} - \beta)} = -\frac{1}{\beta}$$

IL GUADAGNO H NON DIPENDE PIU' DALLE CARATTERISTICHE DELL'AMPLIFICATORE MA SOLO DALLA RETE DI REAZIONE

GUADAGNO + STABILE

EFFETTO DI UN PRELEVATO DI TENSIONE SULLA RESISTENZA DI USCITA DELL'AMPLIFICATORE.

PARTO DALLO SCHEMA:



SAPENDO CHE IL SISTEMA È IN REAZIONE:

$$V_{oc} = \frac{A}{1 - \beta A} X_s \quad X_i = X_s$$

$$I_{cc} = \frac{AX_i}{R_o} = \frac{AX_s}{R_o}$$

QUINDI:

$$R_{OF} = \frac{A}{1 - \beta A} \cancel{X_s} \cdot \frac{R_o}{\cancel{AX_s}} = \frac{R_o}{1 - \beta A}$$

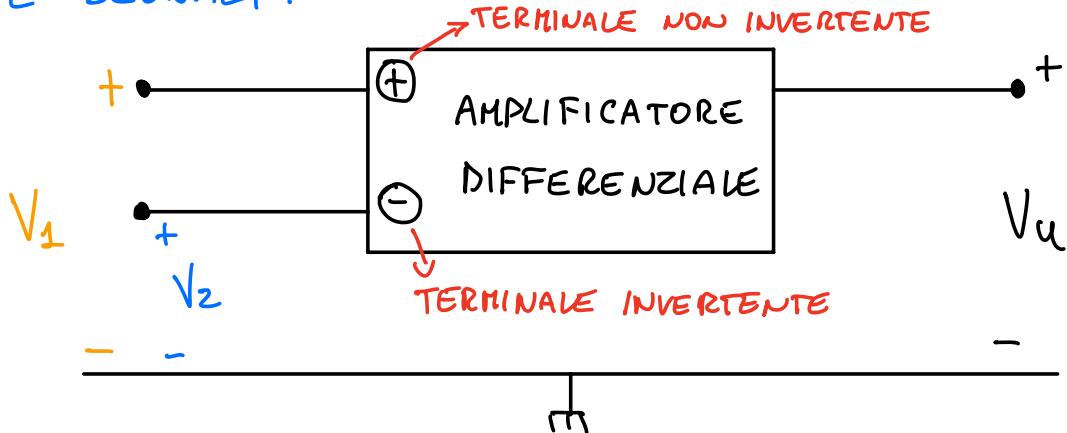
SE SIAMO IN REAZIONE NEGATIVA:

$$|\beta A| \gg 1 \rightarrow R_{OF} \ll R_o \quad R_{OF} \approx 0$$

SFRUTTIAMO LA REAZIONE NEGATIVA PER MANTENERE COSTANTE LA TENSIONE DI USCITA

26) AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE, RICAVARE GUADAGNO DIFFERENZIALE E A MODO COMUNE

E' UN AMPLIFICATORE CHE AMPLIFICA LA DIFFERENZA DI 2 SEGNALI:



DEFINISCO 2 SEGNALI CHE MI SERVONO PER RICAVARE I 2 GUADAGNI CHE CERCO:

$$\text{SEGNALE A MODO DIFFERENZIALE : } V_d = V_1 - V_2$$

$$\text{SEGNALE A MODO COMUNE : } V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

DA QUI DEFINISCO:

$$\text{GUADAGNO A MODO DIFFERENZIALE : } A_d = \frac{V_u}{V_d}$$

$$\text{GUADAGNO A MODO COMUNE : } A_c = \frac{V_u}{V_c}$$

PER QUALIFICARE LA BONTA' DI UN AMPLIFICATORE DIFF. VIENE INTRODOTTO IL CMRR (RAPPORTO DI REIEZIONE):

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} \quad [\text{dB}]$$

$$CMRR = \begin{cases} \infty & \text{CASO AMPLIF. DIFF. IDEALE } (A_c = 0) \\ 80-120 \text{ dB} & \text{CASO AMPLIF. DIFF. REALE } (A_c \neq 0) \end{cases}$$

$$V_u = A_1 V_1 + A_2 V_2$$

A_1 : GUADAGNO SISTEMA per $V_2 = 0$
 A_2 : GUADAGNO SISTEMA per $V_1 = 0$

ESPRIMO V_u IN FUNZIONE DI V_d e V_c E LI ESPRIMO IN V_1 e V_2

$$\begin{cases} V_d = V_1 - V_2 & \text{MOLTIPLICO PER } \frac{1}{2} \\ V_c = \frac{V_1 + V_2}{2} & \text{LA } 1^{\text{a}} \text{ E SOMMO} \end{cases} \Rightarrow \frac{1}{2} V_d + V_c = \frac{1}{2} (V_1 - V_2) + \frac{1}{2} (V_1 + V_2)$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} V_d + V_c = \frac{1}{2} V_1 - \frac{1}{2} V_2 + \frac{1}{2} V_1 + \frac{1}{2} V_2$$

$$\textcircled{1} \quad V_1 = \frac{1}{2} V_d + V_c$$

$$\begin{cases} V_d = V_1 - V_2 & \text{MOLTIPLICO PER } -\frac{1}{2} \\ V_c = \frac{V_1 + V_2}{2} & \text{LA } 1^{\text{a}} \text{ E SOMMO} \end{cases} \Rightarrow -\frac{1}{2} V_d + V_c = -\frac{1}{2} (V_1 - V_2) + \frac{1}{2} (V_1 + V_2)$$

$$\Rightarrow -\frac{1}{2} V_d + V_c = -\frac{1}{2} V_1 + \frac{1}{2} V_2 + \frac{1}{2} V_1 + \frac{1}{2} V_2$$

$$\textcircled{2} \quad V_2 = -\frac{1}{2} V_d + V_c$$

METTO A SISTEMA LA $\textcircled{1}$ e $\textcircled{2}$

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{2} V_d + V_c \\ V_2 = -\frac{1}{2} V_d + V_c \end{cases}$$

$$V_u = A_1 V_1 + A_2 V_2 = A_1 \left(\frac{1}{Z} V_d + V_c \right) + A_2 \left(-\frac{1}{Z} V_d + V_c \right) = \\ = \frac{A_1}{Z} V_d + A_1 V_c - \frac{A_2}{Z} V_d + A_2 V_c =$$

RACCOLGO V_d
e V_c

$$= V_d \underbrace{\left(\frac{A_1 - A_2}{Z} \right)}_{A_d} + V_c \underbrace{\left(A_1 + A_2 \right)}_{A_c} = \\ = V_d A_d + V_c A_c$$

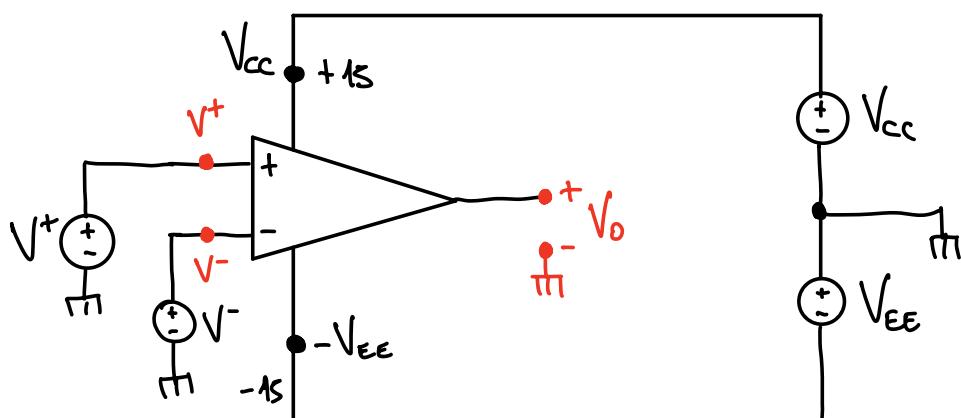
$A_d = \frac{A_1 - A_2}{Z}$
 $A_c = A_1 + A_2$

Se $A_1 = A_2 \Rightarrow A_d = 0$, $A_c = A_1 + A_2$ CASO IDEALE

25) AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

E' UN AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE, CHE NEL CASO IDEALE AMPLIFICA SOLO LA DIFFERENZA DEI SUOI SEGNALI IN INPUT, CHE E' ACCOPPIATO IN DC (CONTINUA), OVVERO CHE NON C'E' NESSUN CONDENSATORE DI ACCOPPIAMENTO, LA SUA RISPOSTA IN FREQUENZA PARTE DA $f=0$, AMPLIFICANDO TUTTI I SEGNALI DA $f=0$ FINO A UN LIMITE DI BANDA.

DI SEGUITO IL CIRCUITO DELL' OPA :



V^+ INGRESSO NON INVERTENTE

V_{CC} ALIMENTAZIONE POSITIVA

V^- INGRESSO INVERTENTE

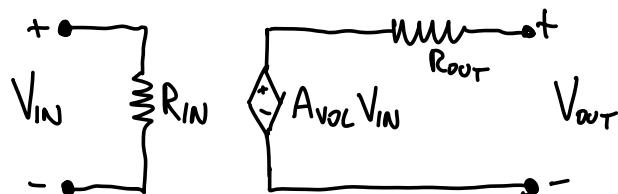
$-V_{EE}$ ALIMENTAZIONE NEGATIVA

V_o TENSIONE USCITA

$$V_{CC} = V_{EE} = 15V$$

$$-V_{EE} \leq V_o \leq V_{CC}$$

CIRCUITO EQ. PER LE VARIAZIONI



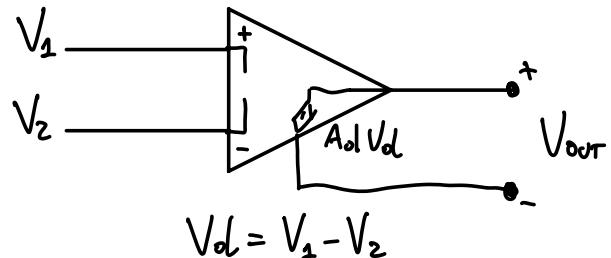
$$A_{VOL} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} : GUADAGNO ANELLO APERIO$$

$$V_{OUT} = V_o \Rightarrow A_{VOL} = A_d$$

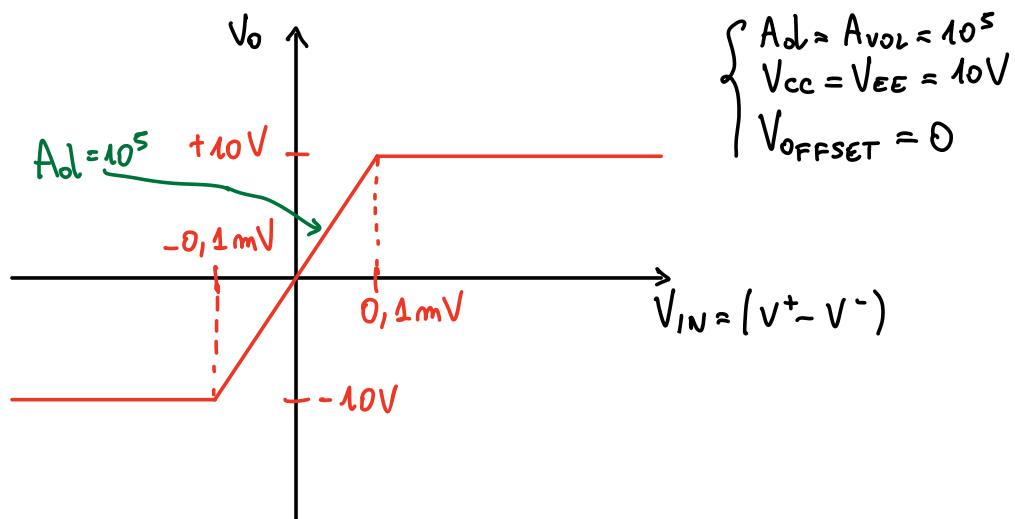
PROPRIETA' OPA IDEALE

- 1) $R_{IN} = \infty$ (CIRCUITO APERTO)
- 2) $R_{OUT} = 0$ (CORTOCIRCUITO)
- 3) $A_{VOL} = \infty$
- 4) BANDA = ∞
- 5) $A_c = 0 \Rightarrow CMRR = \frac{A_d}{A_c} = \infty$

6) PFB = $A_{VOL} \cdot$ BANDA = ∞



CARATTERISTICA DI USCITA (CASO REALE)



L'OPA HA UNA ZONA LINEARE IN CUI AMPLIFICA DI 10^5 , DOPODICHE' SATURA A V_{cc} o $-V_{ee}$, AVVIENE IN UN INTERVALLO MOLTO PICCOLO $\Rightarrow A_d V_{IN} = 10^5 V_{IN} = 10V$
 $\Rightarrow V_{IN} = 10^{-4}V = 100 \mu V$

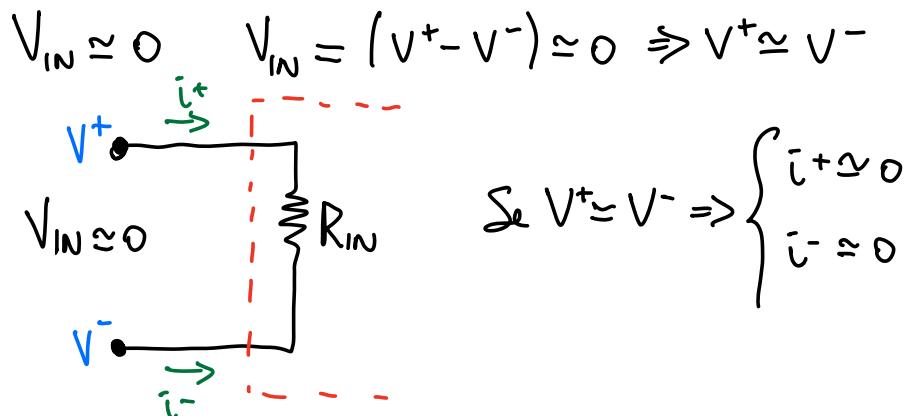
E' SUFFICIENTE UNA TENSIONE PICCOLA IN INGRESSO PER FAR SATURARE L'OPA. PER FARE IN MODO CHE AMPLIFichi RIMANERE IN SI APPLICA UNA REAZIONE NEGATIVA IN MODO DA ZONA LINEARE

METODO CORTO CIRCUITO VIRTUALE (CCV)

DEVONO ESSERE RISPETTATE 2 IPOTESI:

- 1) OPA IN ZONA LINEARE
- 2) REAZIONE NEGATIVA $|\beta_A| \gg 1$

IN RISPETTO DI QUESTE CONDIZIONI L'OPA FORNISCE UNA TENSIONE DI USCITA FINITA COMPRESA TRA V_{cc} e $-V_{ee}$ CON UN VALORE MOLTO PICCOLO IN INGRESSO ($V^+ - V^-$)

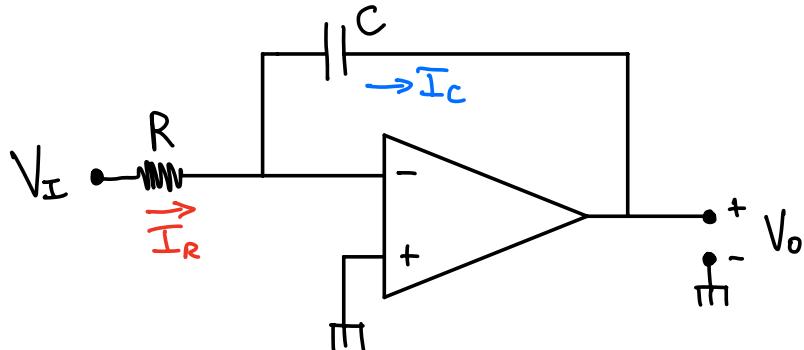


QUESTE SONO LE IPOTESI DI CCV:

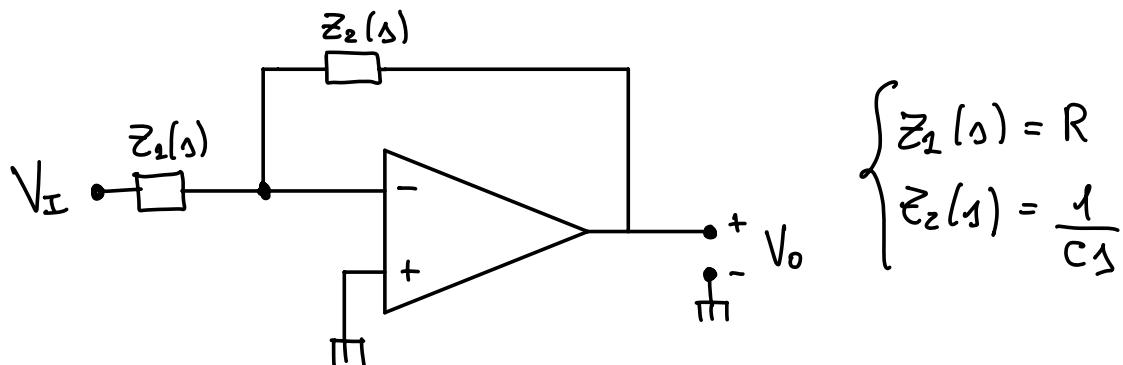
- 1) **CORTO CIRCUITO** POICHÉ SE $V^+ = V^-$ E' COME SE I TERMINALI FOSSERO ALLO STESSO POTENZIALE, QUINDI E' COME AVER APPLICATO UN CORTO CIRCUITO
- 2) **VIRTUALE** POICHÉ IL CORTO NON ESISTE E NEL CORTO IN QUESTI ONE NON PASSA CORRENTE ($i^+ = i^- = 0$)

QUESTE 2 IPOTESI VANNO VERIFICATE

26) INTEGRATORE DI MILLER: ENTRAMBI I METODI PER IL CALCOLO DI V_o (SIA TEMPO CHE LAPLACE), PERCHE' L'USCITA E' INSTABILE, COME VIENE USATO NEI CIRCUITI AC.
PARTO DALLO SCHEMA:



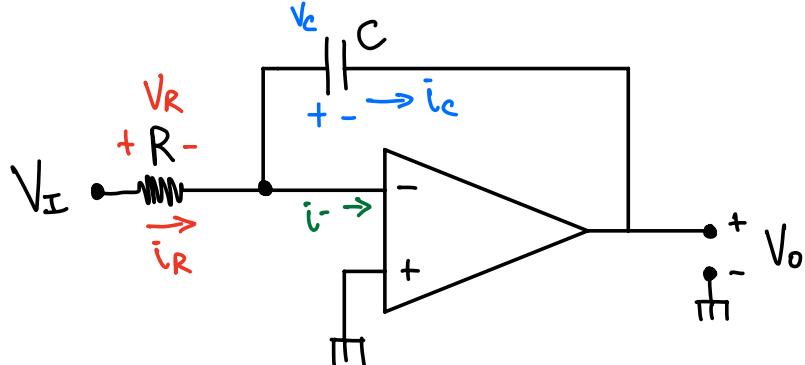
CALCOLO V_o NEL DOMINIO DI LAPLACE:



$$V_o(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} V_I(s) = -\frac{1}{R} \cdot \frac{1}{Cs} V_I(s) = -\frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{s} V_I(s)$$

$$V_o(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ V_o(s) \right\} = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_I(\tau) d\tau + V_o(0)$$

CALCOLO V_o NEL DOMINIO DEL TEMPO:



APPLICO CCV:

$$\begin{cases} i^- = 0 \rightarrow i_R = i_C \\ V^+ = V^- = 0 \rightarrow i_R = \frac{V_I}{R} \end{cases} \Rightarrow \frac{V_I}{R} = i_C = C \frac{dV_C}{dt}$$

$$\frac{V_I}{R} = C \frac{dV_C}{dt} \quad -V_C = V_o \quad \text{IN BASE ALLA POLARITA' IN FIGURA}$$

$$\frac{V_I}{R} = -C \frac{dV_o}{dt} \Rightarrow \frac{dV_o}{dt} = -\frac{1}{RC} V_I$$

INTEGRO ENTRA SUBI I MEMBRI RISPETTO AL TEMPO

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_I(\tau) d\tau + V_o(0)$$

PROBLEMI:

-) NON E' BIBO STABILE: QUESTO INTEGRATORE HA POLE
ESATTAMENTE NELL'ORIGINE \Rightarrow NO BIBO STABILE

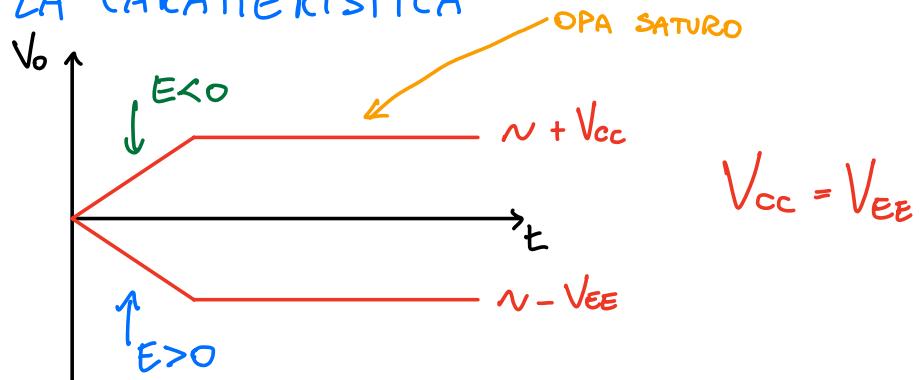
Se $V_I = E \Rightarrow$ INGRESSO LIMITATO

SUPPONENDO CHE $V_o(0) = 0$



$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t E d\tau = \boxed{-\frac{E}{RC} t} \quad \text{USCITA}$$

VEDIAMO LA CARATTERISTICA



LA TENSIONE IN USCITA SARÀ AL MAX V_{cc} .

L'INTEGRATORE GIA' DA SOLO RISCHIA DI ANDARE IN SATURAZIONE
PER OUVIARE A QUESTO PROBLEMA SI METTE IN PARALELO
A C UNA RESISTENZA OPPORTUNAMENTE DIMENSIONATA
IN MODO DA COMPORTARSI DA INTEGRATORE PUR
MANTENENDO LA SUA STABILITA'

27) AMPLIFICARE LA DIFFERENZA DI 2 SEGNALI CON UN AMPLIFICATORE OPERAZIONALE.

SI PARTE DA UN OPA E SI APPLICA:

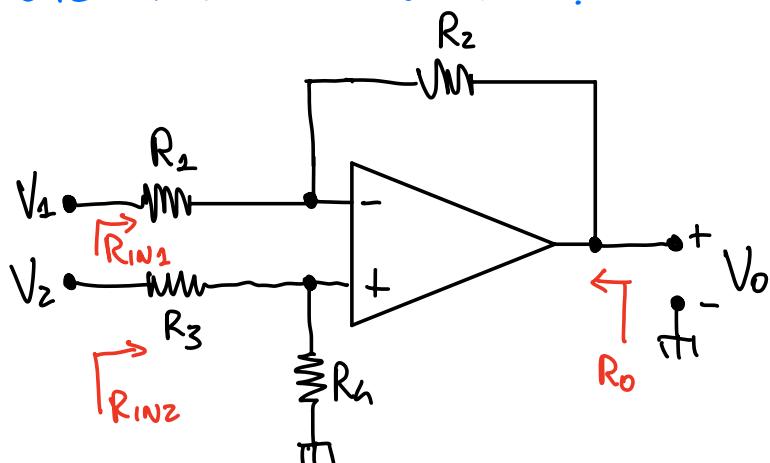
1) UN SEGNALE V_1 AL TERMINALE INVERTENTE TRAMITE R_1 REAZIONATO TRAMITE R_2

2) UN SEGNALE V_2 AL TERMINALE NON INVERTENTE TRAMITE UN PARTITORE TRA R_3, R_h

VOGLIAMO DEMONSTRARE CHE IN OPPORTUNE CONDIZIONI

L'VSCITA $V_o = K(V_2 - V_1)$ \Rightarrow CIOE' CHE K SIA IL FATTORE CHE AMPLIFICA LA DIFFERENZA DI 2 SEGNALI

LO SCHEMA E' IL SEGUENTE:



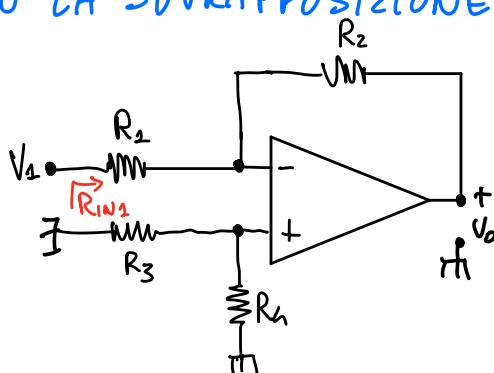
$$A_v = \frac{V_{o1}}{V_1} = -\frac{i_2 R_2}{V_1}$$

$$i_2 = i_1 = \frac{V_1}{R_1}$$

$$A_v = -\frac{V_1}{R_1} \cdot R_2 \cdot \frac{1}{V_1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

SFRUTTIAMO LA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI:

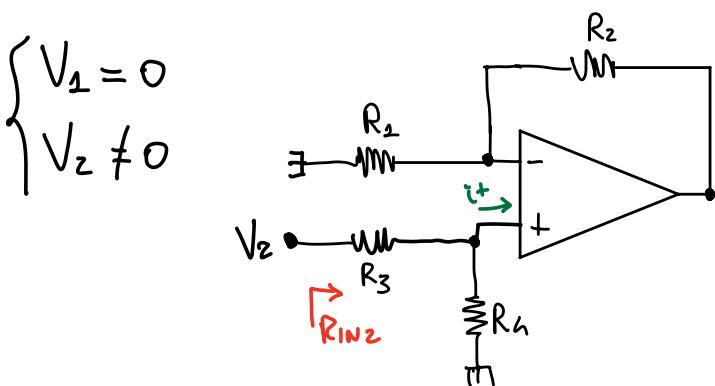
$$\begin{cases} V_1 \neq 0 \\ V_2 = 0 \end{cases}$$



SE VALE CCV $R_3 \parallel R_h$ con $i^+ = 0$
NON DANNO ALCUN CONTRIBUTO

$$V_{o1} = A_v V_1 = -\frac{R_2}{R_1} V_1$$

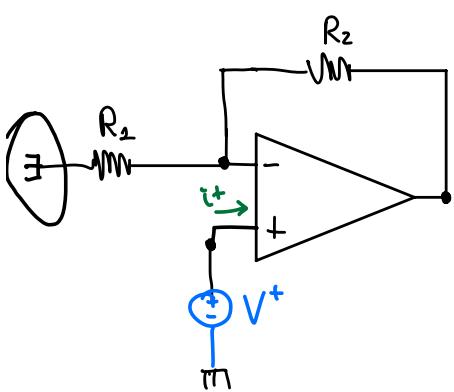
$$A_v = -\frac{R_2}{R_1}$$



SE VALE CCV

$$i^+ = 0 \rightarrow V^+ = V_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

IL CIRCUITO DIVENTA COSÌ:



SIAMO IN UNA CONFIGURAZIONE
NON INVERTENTE PER CUI:

$$A_V = \frac{V_o}{V^+} \Rightarrow V_o = (R_1 + R_2) i_2$$

$$i_2 = \frac{V^-}{R_2} \quad \text{ma per CCV} \\ V^- = V^+$$

$$i_2 = \frac{V^+}{R_2}$$

$$V_o = (R_1 + R_2) \frac{V^+}{R_2}$$

$$\Rightarrow A_V = (R_1 + R_2) \frac{V^+}{R_2} \cdot \frac{1}{V^+} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_{o2} = A_V \cdot V_2 = A_2 \cdot V^+ = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V^+ \quad \text{con } V^+ = V_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

LA TENSIONE COMPLESSIVA SARÀ:

$$V_o = \underbrace{V_{o1}}_{\text{blue bracket}} + \underbrace{V_{o2}}_{\text{red bracket}} = - \underbrace{\frac{R_2}{R_1} V_1}_{\text{blue bracket}} + \underbrace{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_2}_{\text{red bracket}}$$

AL MOMENTO SI HA CHE NON È UNA AMPLIFICAZIONE
DELLA DIFFERENZA DELLE 2 TENSIONI

$$V_o \neq K(V_2 - V_1)$$

SAPPIAMO CHE

$$V_o = 0 \text{ se } V_1 = V_2$$

$$\text{Se } V_1 = V_2 \Rightarrow V_o = V_1 \left[-\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_1+R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] = 0$$

CI INTERESSANO
SOLO LE RESISTENZE

$$-\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_1+R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 0$$

$$\frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R_4}{R_1+R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1}{R_2} \rightarrow 1$$

$$\frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{R_1+R_3}{R_1}$$

$$\frac{\cancel{R_1}}{\cancel{R_2}} \frac{\cancel{R_1+R_2}}{\cancel{R_1}} = \frac{R_1+R_3}{R_1}$$

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

$$\frac{R_1}{R_2} + 1 = \frac{R_3}{R_1} + 1$$

OTTENIAMO:

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

QUESTO MI DICE CHE SE SCELGO
LE RESISTENZE IN MODO TALE CHE
LA PRECEDENTE CONDIZIONE SIA
RISPETTATA, LA TENSIONE DI
USCITA V_o E' NULLA SE $V_1 = V_2$

RISCRIVO INSERENDO I VALORI TROVATI:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_1+R_3} V_2 \end{array} \right.$$

NELLA CATENA PRECEDENTE
DI UGUALANZE RECUPERO $\Rightarrow \frac{R_1+R_2}{R_2} = \frac{R_3+R_4}{R_1} \Rightarrow \frac{R_1}{R_3+R_1} = \frac{R_2}{R_1+R_2}$

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \left(\frac{R_1+R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_1+R_3} V_2 = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \left(\frac{\cancel{R_1+R_2}}{\cancel{R_1}} \right) \frac{R_2}{\cancel{R_1+R_2}} V_2$$

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \frac{R_2}{R_1} V_2 = \frac{R_2}{R_1} (-V_1 + V_2) = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) = K (V_2 - V_1)$$

SI RICAVA CHE:

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

OTTENGO UN AMPLIFICATORE CHE HA COME PARAMETRI:

$$\begin{cases} A_d = \frac{V_u}{V_d} = \frac{V_o}{(V_z - V_i)} = \frac{R_2}{R_1} (V_z - V_i) \cdot \frac{1}{(V_z - V_i)} = \frac{R_2}{R_1} \\ A_c = \frac{V_u}{V_c} = \frac{V_o}{V_c} = 0 \text{ poiché } V_o = 0 \text{ e } V_i = V_z \end{cases} \Rightarrow CMRR = \frac{A_d}{A_c} = \infty$$

ESSENDO UNA REAZIONE DI TENSIONE SI HA UNA R_o :

$$R_o = \frac{R_{OPA}}{1 - BA} \approx 0 \Rightarrow R_{if} = \frac{R_c}{1 - BA}$$

E LE RESISTENZE DI INGRESSO:

$$\begin{cases} R_{IN1}|_{V_z=0} = R_1 \text{ poiché } V^- = 0 \text{ QUINDI L'INGRESSO VEDE } R_1 \\ R_{IN2}|_{V_i=0} = R_3 + R_4 \text{ poiché } V^+ = 0 \end{cases}$$

DEVO FARE CONTO DI QUANTA CORRENTE EROGATA HO

$$\text{ALL'INGRESSO 1 E 2} \Rightarrow i_1 = \frac{V_z}{R_1}, \quad i_2 = \frac{V_z}{R_3 + R_4}$$

SCEGLIENDO IN MANIERA ADEGUATA LE 4 RESISTENZE SONO IN GRADO DI AMPLIFICARE LA DIFFERENZA TRA LE TENSIONI DI INGRESSO.

L'OPA E' INUTILIZZABILE POICHÉ E' SEMPRE SATURO, USANDO LA REAZIONE SI EVITA LA SATURAZIONE E SI OTTIENE UN GUADAGNO DIFF. + PICCOLO MA STABILE.

28) PERCHE' NON POSSO USARE DIRETTAMENTE UN OPA IDEALE PER FARE LA DIFFERENZA?

PERCHE' UN OPA IDEALE HA:

1) $A_d = \infty$ e 2) $R_{IN} = \infty$

CIO' SIGNIFICA CHE QUALSIASI TENSIONE APPUCATA ALL'INGRESSO DIVENTEREBBE INFINITA.

UN'OPA REALE INVECE HA ALTRE PROPRIETA':

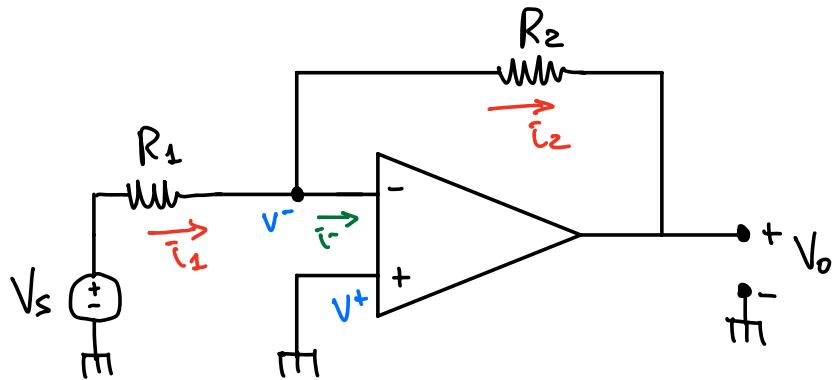
- 1) $A_{VOL} = A_d = 10^5$
- 2) $R_{IN} = 2 \cdot 10^6 \Omega$
- 3) $R_o \approx 10-20 \Omega$
- 4) $CMRR = 90 dB$ e $A_c \approx 0$
- 5) BANDA 4-8 Hz
- 6) $PGB = \text{BANDA} \cdot A_{VOL} = 1 MHz$

NON LO POSSO USARE SENZA REAZIONE POICHE' NON AVENDO UN CIRCUITO DI REAZIONE NON RIESCO MAI A FAR LAVORARE L'OPA NELLA ZONA LINEARE, LAVORA SEMPRE IN SATURAZIONE

PER CUI UN OPA IDEALE NON ESISTE NELLA REALTA', E I COMPONENTI REALI HANNO DELLE LIMITAZIONI. PER CUI CIO' CHE POSSO FARE E' FARE UN'ANALISI E CONFIGURARE I CIRCUITI AD ESEMPIO USANDO COMPONENTI AGGIUNTIVE (RESISTENZE) CHE MI PERMETTONO DI OTTENERE LA DIFFERENZA TRA 2 SEGNALI

2^a) SOMMATOR CON AMPLIFICATORE INVERTENTE

SCHEMA AMPLIFICATORE INVERTENTE :



CALCOLIAMO V_0 , APPLICO CCV :

$$\begin{cases} V^+ = V^- \\ i^+ = i^- = 0 \end{cases} \Rightarrow i_1 = i_2 + i^- \approx i_2$$

POICHÉ $V^+ = V^-$ e $V^+ = 0 \Rightarrow V^- = 0$ QUINDI :

$$i_1 = \frac{V_s}{R_1}$$

CALCOLO V_0 :

$$V_0 = -R_2 i_2 \approx -R_2 i_1 = -R_2 \frac{V_s}{R_1}$$

INFINE :

$$A_v = \frac{V_0}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{V_s}{R_1} \cdot \frac{1}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1} \Rightarrow \text{AMPLIFICAZIONE RIPRODUCIBILE E STABILE, INDIPENDENTE DA CARATTERISTICHE DPA}$$

PER CALCOLARE R_{IN} :

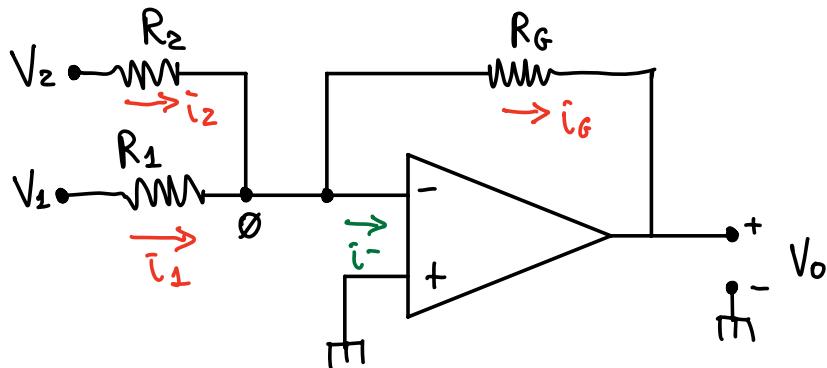
$$R_{IN} = \frac{V_s}{i_1} = \frac{V_s}{\frac{V_s}{R_1}} = R_1$$

PER R_o :

$$R_o = \frac{R_{DPA}}{1-\beta A} \approx 0 \quad (\beta A \gg 1)$$

\downarrow
SIAMO IN REAZIONE NEGATIVA

VEDIAMO ORA DI FARE IL SOMMATORE:



$$V_0 = -R_G i_G$$

$$\bar{i}^- + \bar{i}_G = \bar{i}_1 + \bar{i}_2 \Rightarrow \bar{i}_G = \bar{i}_1 + \bar{i}_2 - \bar{i}^- \approx \bar{i}_1 + \bar{i}_2 \quad \text{POICHÉ PER CCV} \\ \bar{i}^- \approx 0$$

$$\bar{i}_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad , \quad \bar{i}_2 = \frac{V_2}{R_2}$$

$$\bar{i}_G = \bar{i}_1 + \bar{i}_2 = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \quad \text{ALLORA} \quad V_0 = -R_G \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right)$$

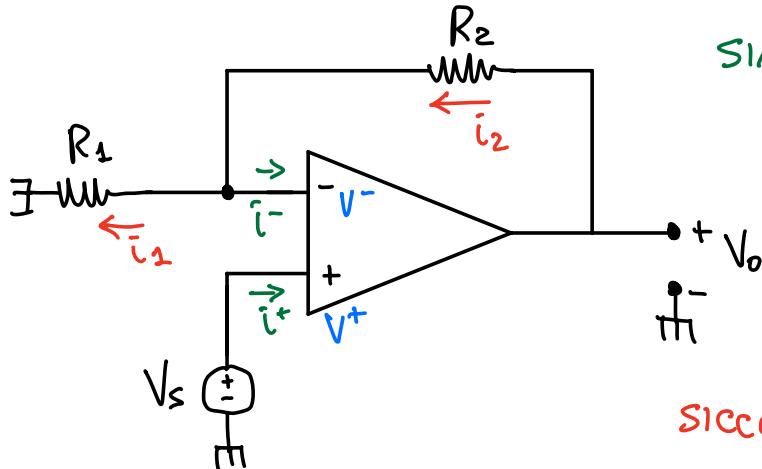
NEL CASO IN CUI $R_1 = R_2$ OTTENIAMO UN SOMMATORE

$$\text{Se } R_1 = R_2 \Rightarrow V_0 = -\frac{R_G}{R_1} (V_1 + V_2)$$

HO OTTENUTO UNA COMBINAZIONE LINEARE DI TENSIONI

30) BUFFER, PERCHE' E' UTILE?

PARTO DALLO SCHEMA DI UN AMPLIFICATORE NON INVERTENTE



SIAMO IN REAZIONE NEGATIVA
SE VALE CCV:

$$i^- \approx 0 \rightarrow i_1 = i_2$$

$$V_0 = (R_1 + R_2) i_1$$

PER TROVARE i_1 :

SICCOME VALE CCV $\Rightarrow V^+ = V^-$

$V^+ = V_s$ PER CUI:

$$i_1 = \frac{V^-}{R_1} \rightarrow i_1 = \frac{V_s}{R_1}$$

ORA SOSTITUISCO I VALORI IN V_0 :

$$V_0 = (R_1 + R_2) i_1 = (R_1 + R_2) \frac{V_s}{R_1}$$

QUINDI PER TROVARE A_V (GUADAGNO DI TENSIONE):

$$A_V = \frac{V_0}{V_s} = \frac{V_0}{V_s} = \boxed{(R_1 + R_2) \frac{V_s}{R_1}} \cdot \frac{1}{V_s} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

NOTIAMO COME L'AMPLIFICAZIONE SIA POSITIVA E
NON DIPENDE DALLE CARATTERISTICHE DELL'OPA.

VALUTIAMO LE IMPEDENZE R_{IN} e R_o

$$R_{IN} = \frac{V_s}{i^+}$$

\downarrow
per CCV $i^+ = 0$

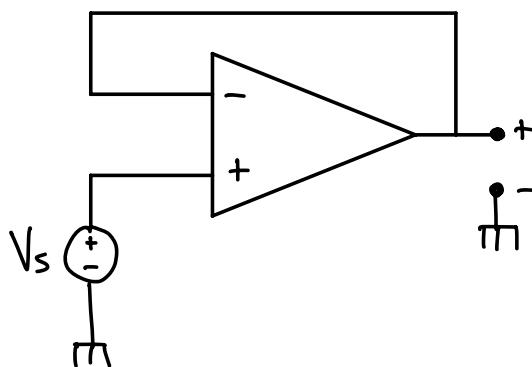
$$R_o = \frac{R_{OPA}}{1 - \beta A}$$

$|\beta A| \gg 1$ REAZ. NEG.

NEL CASO IN CUI PRENDIAMO UN AMPLIFICATORE
NON INVERTENTE CON $R_2 = 0$ SI OTTIENE $A_{ol} = 1$
E SI VA COSÌ A COSTRUIRE UN BUFFER

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1$$

SCHEMA BUFFER:



ABBIAMO QUINDI PRESO TUTTA LA TENSIONE DI USCITA E RIPORTATA IN INGRESSO

$$V_o = V_s = V^- = V^+$$

$$V_o = V_s$$

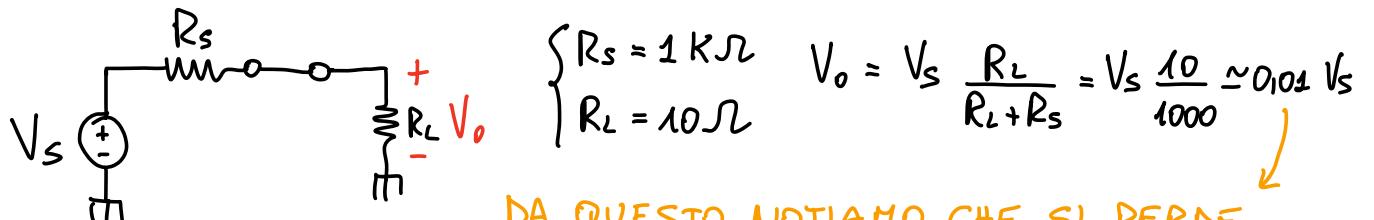
$$\begin{cases} A_V = 1 \\ R_o \approx 0 \\ R_{in} = \infty \end{cases}$$

PROPRIETÀ
BUFFER

IL BUFFER È UTILE POICHÉ:

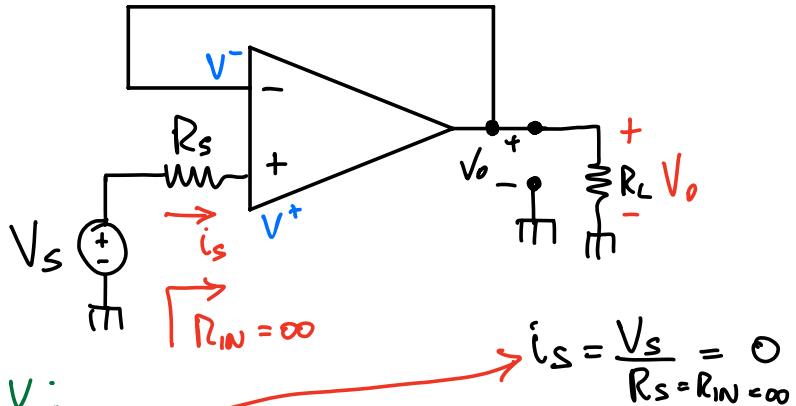
- 1) È UN ELEMENTO ATTIVO: L'AMPLIFICAZIONE È UNITARIA MA È IN GRADO DI DARE UN'AMPLIFICAZIONE DI POTENZA
- 2) $R_o \approx 0$ e $R_{in} = \infty$ TORNANO UTILI IN ALCUNI CASI

AD ESEMPIO SE VOGLIAMO APPLICARE V_s A R_L :



DA QUESTO NOTIAMO CHE SI PERDE PRATICAMENTE TUTTO IL SEGNALE INIZIALE

SE ADESSO TRA R_s e R_L INSERIAMO UN BUFFER
LE COSE CAMBIANO:



SE VALE CCV:

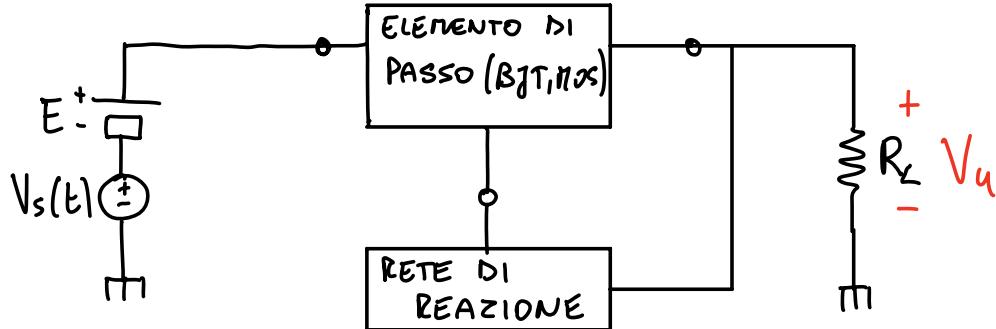
$$R_{IN} \rightarrow \infty, i_s \approx 0, V^+ = V^- = V_s = V_o, A_v = 1$$

IN QUESTO MODO SIAMO RIUSCITI A TRASFERIRE TUTTO IL SEGNALE V_s SUL CARICO R_L .

I CIRCUITI DI BUFFER SERVONO PER AVERE UN ISOLAMENTO TRA INGRESSO E USCITA POICHÉ LA RESISTENZA $R_{IN} \rightarrow \infty$ e $R_o \approx 0$, IN QUESTO MODO RIUSCIAMO A TRASFERIRE UN SEGNALE SENZA AVERE ATTENUAZIONE.

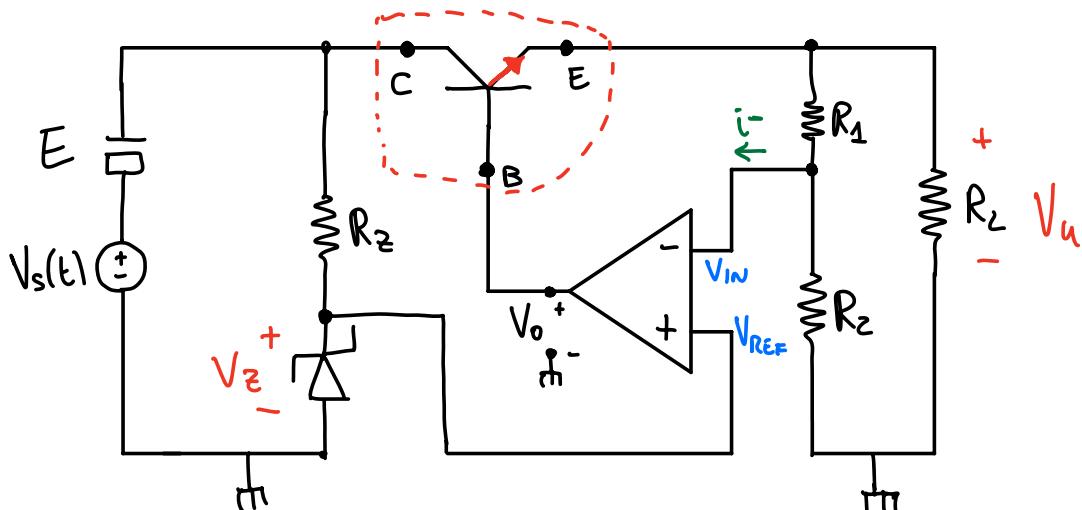
$$\text{SE RIAGGIUNGHIAMO } R_1 \text{ e } R_2 \Rightarrow A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

32) REGOLATORE LINEARE SERIE : PERCHE' SI USA DOPPIO CONDENSATORE , COME OTTENERE $V_o = 5V$ se ho $V_z = 4,7V$
PARTIAMO DALLO SCHEMA A BLOCCHI:



ABBIAMO UNA TENSIONE $V_s(t)$ VARIABILE E VOGLIAMO RENDERLA COSTANTE.

DOBBIAMO FORNIRE AL CARICO UNA CORRENTE DIVERSA RISPETTO A QUANTO VALE IL CARICO. LO POSSIAMO FARE CON UN GENERATORE PILOTATO (BJT, MOSFET).
VEDIAMO CON BJT:



SE VALE CCV :

$$i^- = 0 \rightarrow V^- = V_u \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

SI OTTIENE: $V^+ = V_{REF} = V_Z$

SE VALE CCV:

$$V^+ = V^- \rightarrow V_u \frac{R_2}{R_2 + R_1} = V_Z \rightarrow V_u = V_Z \frac{R_2 + R_1}{R_2}$$

SE TUTTO FUNZIONA CORRETTAMENTE HO OTTENUTO UNA REAZIONE NEGATIVA CHE MANTIENE OPA IN ZONA LINEARE con $|\beta_A| \gg 1 \Rightarrow$ VALE CCV, QUINDI IL CIRCUITO DA' UNA TENSIONE DI USCITA COSTANTE ANDIAMO A VERIFICARE CHE SIA REAZIONE NEGATIVA QUELLA APPLICATA E IPOTIZZIAMO UN AUMENTO DI V_u :

Se V_u AUMENTA $\Rightarrow V^-$ DIMINUISCE, $V^+ = V_{REF} = V_Z$

QUINDI:

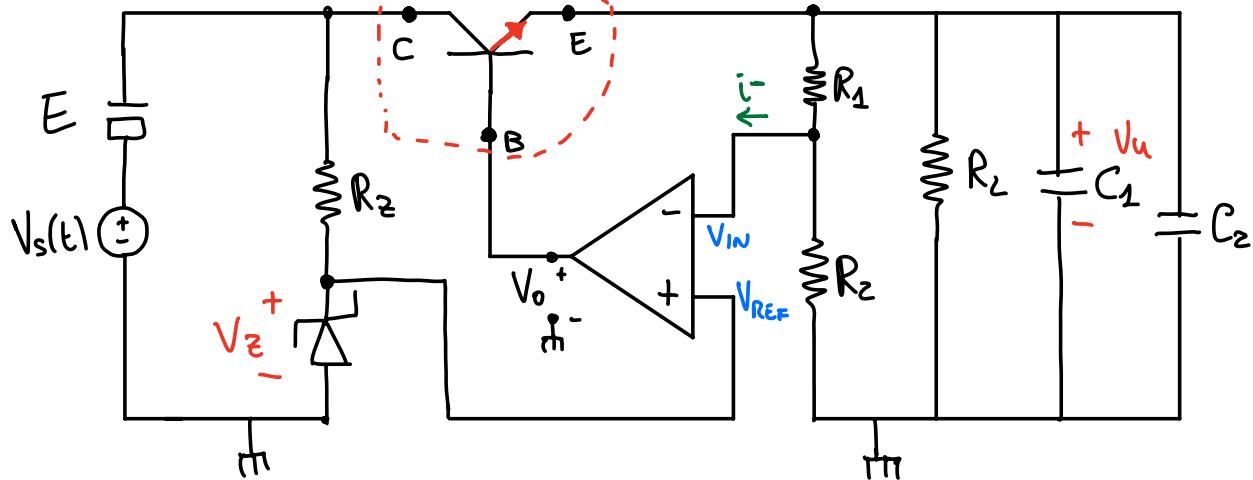
$$V_{IN} = (V^+ - V^-) \xrightarrow{\text{DIMINUISCE}} V_o \xrightarrow{\text{AUMENTA}} \text{DIMINUISCE}$$

^{PIU'} PIU' MENO TENSIONE IN $V_o \Rightarrow$ MENO CORRENTE AL BJT

$$i_B \xrightarrow{\text{AUMENTA}} \text{DIMINUISCE} \rightarrow i_E \xrightarrow{\text{AUMENTA}} \text{DIMINUISCE} \rightarrow V_u \xrightarrow{\text{AUMENTA}} \text{DIMINUISCE}$$

NEL CASO IN CUI VOGLIO $V_o = 5V$ PARTENDO DA $V_Z = 4,7V$

ORA AGGIUNGIA MO 2 CONDENSATORI :



NEL CIRCUITO PRECEDENTE TUTTO FUNZIONA CORRETTO
SE SIAMO IN REAZIONE NEGATIVA $|BA| \gg 1$

SE LA FREQUENZA AUMENTA L'AMPLIFICAZIONE DIMINUISCE
 $|BA|$ DIMINUISCE \Rightarrow ANELLO REAZIONE NON FUNZIONA
SI METTONO 2 CONDENSATORI PERCHE' SE VOGLIANO UN CONDENSATORE CHE DIVENTI UN CORTO (IN MODO DA ATTENUARE I "DISTURBI" o "RUMORI") A FREQUENZE BASSE CI SERVE UN CONDENSATORE CON CAPACITA' MOLTO GRANDE (μF). IL PROBLEMA E' CHE QUESTI CONDENSATORI AD ALTE FREQUENZE SI COMPORTANO COME DEGLI INDUTTORI. L'IDEA E' QUELLA DI METTERNE UN ALTRO CON CAPACITA' PICCOLA (pF) IN MODO TALE DA SCAMBIARSI IL COMPITO:

ALTE FREQUENZE \Rightarrow IL CORTO CE L'HA QUELLO PICCOLO
BASSE FREQUENZE \Rightarrow IL CORTO CE L'HA QUELLO GRANDE

33) 78XX e 79XX, LIMITE DELLA R_L .

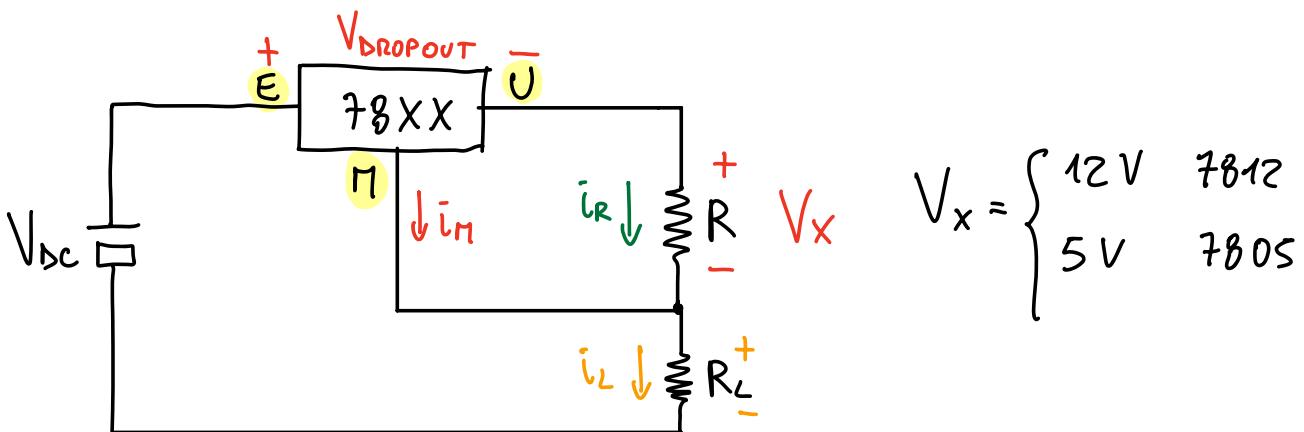
-) 78XX SONO REGOLATORI DI TENSIONE POSITIVA

-) 79XX SONO REGOLATORI DI TENSIONE NEGATIVA

IL 78XX E' IN GRADO DI FORNIRE UNA TENSIONE COSTANTE

V_x TRA U E M:

DISEGNO SCHEMA REGOLATORE DI CORRENTE CON 78XX:



VALUTIAMO i_R, i_L :

$$\begin{cases} \bar{i}_R = \frac{V_x}{R} \\ \bar{i}_L = \bar{i}_R + \bar{i}_M \end{cases}$$

$$SE \bar{i}_R \gg \bar{i}_M \Rightarrow \bar{i}_L \approx \bar{i}_R = \frac{V_x}{R}$$

$$V_x = \text{cost.}$$

$$R = \text{cost.}$$

LA TENSIONE CHE FORNISCO AL CARICO E' COSTANTE E INDIPENDENTE DAL CARICO R_L CHE VARIA

PER PERMETTERE UN CORRETTO FUNZIONAMENTO

SI DEVE VERIFICARE CHE R_L NON SIA TROPPO GRANDE

$$R_L < R_{L\max}$$

PER FUNZIONARE CORRETTAMENTE E' NECESSARIO CHE LA TENSIONE DI INGRESSO SIA SEMPRE MAGGIORE DI QUELLA IN USCITA.

LA TENSIONE MINIMA GARANTITA TRA INGRESSO E USCITA E' DETTA TENSIONE DI DROPOUT.

$$V_{\text{DROPOUT}} = (V_{\text{IN, REGOLATORE}} - V_{\text{OUT, REGOLATA}})$$

FUNZIONA BENE SE :

$$V_{\text{EU}} = (V_e - V_o) \geq V_{\text{DROPOUT}} \quad (\text{per avere } V_{\text{EU}} = 6,3V \text{ ALMENO})$$

SCRIVO L'EQUAZIONE ALLA MAGGIA ESTERNA :

$$V_{\text{DC}} = V_{\text{EU}} + V_x + R_L i_L$$

LA CADUTA SUL CARICO :

$$R_L i_L = V_L < (V_{\text{DC}} - V_x - V_{\text{DROPOUT}})$$

V_o e V_x
COSTANTI
 V_{DROPOUT} VARIABILE

QUINDI OTTENIAMO :

$$i_L = \frac{V_x}{R} \rightarrow R_L \frac{V_x}{R} < (V_{\text{DC}} - V_x - V_{\text{DROPOUT}})$$

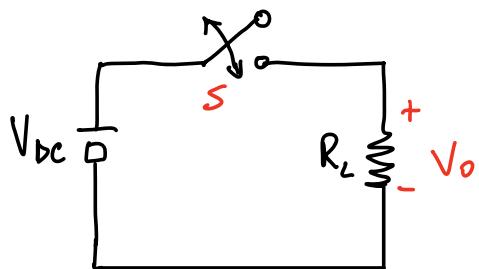
$$R_{L\text{MAX}} < \frac{R}{V_x} (V_{\text{DC}} - V_x - V_{\text{DROPOUT}})$$

SE LA RESISTENZA R E' TROPPO ELEVATA IL REGOLATORE DI TENSIONE SMETTE DI FUNZIONARE. SE QUESTO LIMITE E' RISPETTATO POSSIAMO OTTENERE UN REGOLATORE DI CORRENTE.

3h) REGOLATORI SWITCH BASE

QUESTI REGOLATORI RISOLVONO IL PROBLEMA DEI REGOLATORI LINEARI SERIE: OVVERO DISSIPAZIONE DI POTENZA E QUINDI NON FORNITA AL CARICO (PERSA SOTTO FORMA DI CALORE)

SCHEMA SWITCH BASE:

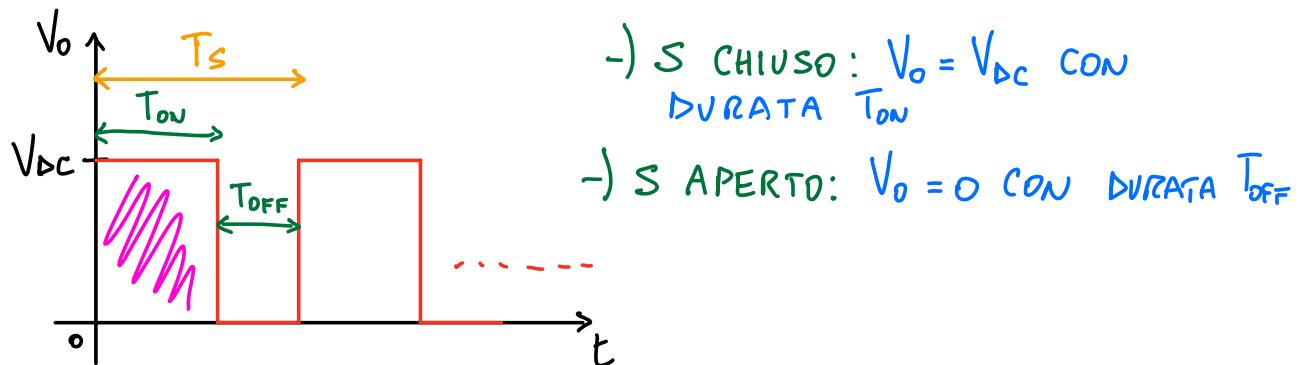


V_{DC} : TENSIONE INGRESSO

R_L : CARICO

S : Interruttore IDEALE
APERTO E CHIUSO CON
UNA CERTA FREQUENZA

ANDAMENTO V_o :



PERIODO DI S :

$$T_S = T_{ON} + T_{OFF}$$

DUTY CYCLE :

$$D = \frac{T_{ON}}{T_S}$$

DAL GRAFICO NOTO CHE V_o NON E' COSTANTE.

CERCO IL SUO VALOR MEDIO:

$$\overline{V_o} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} V_o(\tau) d\tau = \frac{1}{T_S} [V_{DC} \cdot T_{ON} + 0] = V_{DC} \cdot \left(\frac{T_{ON}}{T_S} \right) = V_{DC} \cdot D$$

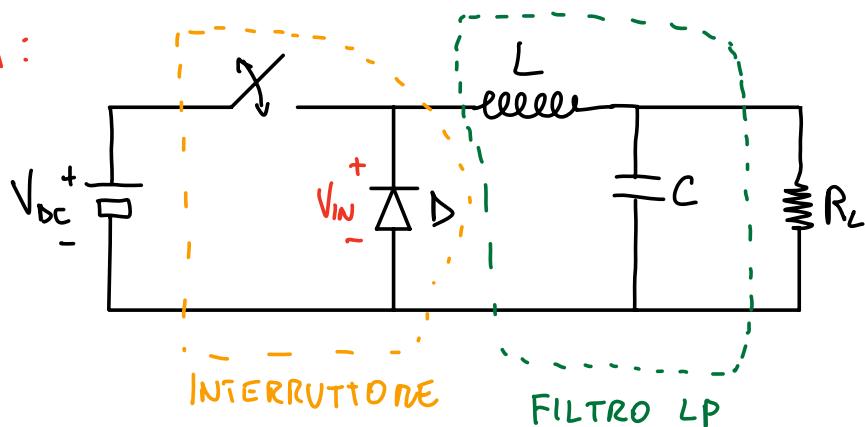
DEVO RISOLVERE 2 PROBLEMI:

- 1) COME FARE INTERRUTTORE,
- 2) COME FARE IL FILTRO

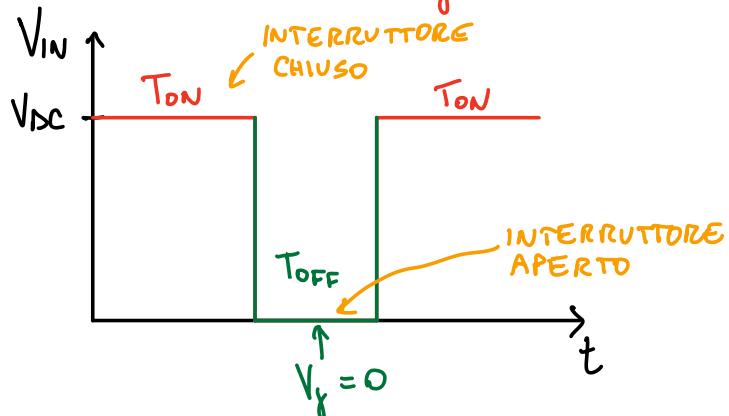
NON DEVE DISSIPARE POTENZA
(INDUTANZE,
CONDENSATORI)

35) REGOLATORI SWITCHING FORWARD: TENSIONE SU L, R, C CON Interruttore APERTO E CHIUSO.

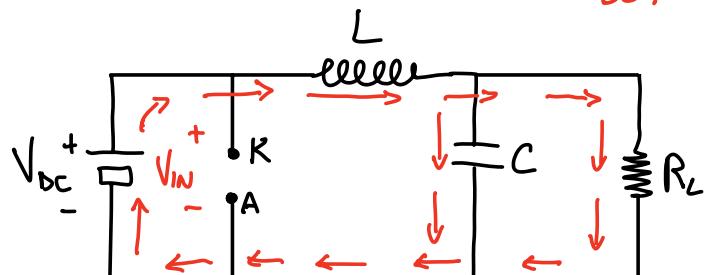
SCHEMA:



SUPPONIAMO DIODO IDEALE ($V_f \approx 0$) E ANALIZZIAMO V_{IN} :



CON Interruttore CHIUSO: ($V_{IN} = V_{DC}$) $\Rightarrow T_{ON}$

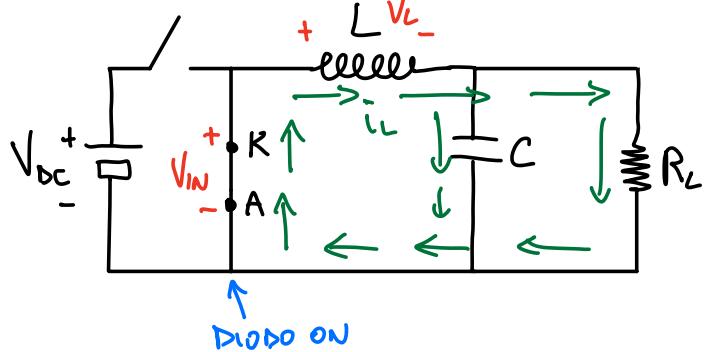


CATODO RIVOLTO VERSO

POLARITA' POSITIVA

↓
DIODO INTERDETTO

CON Interruttore APERTO: ($V_{IN} = V_f = 0$) $\Rightarrow T_{OFF}$



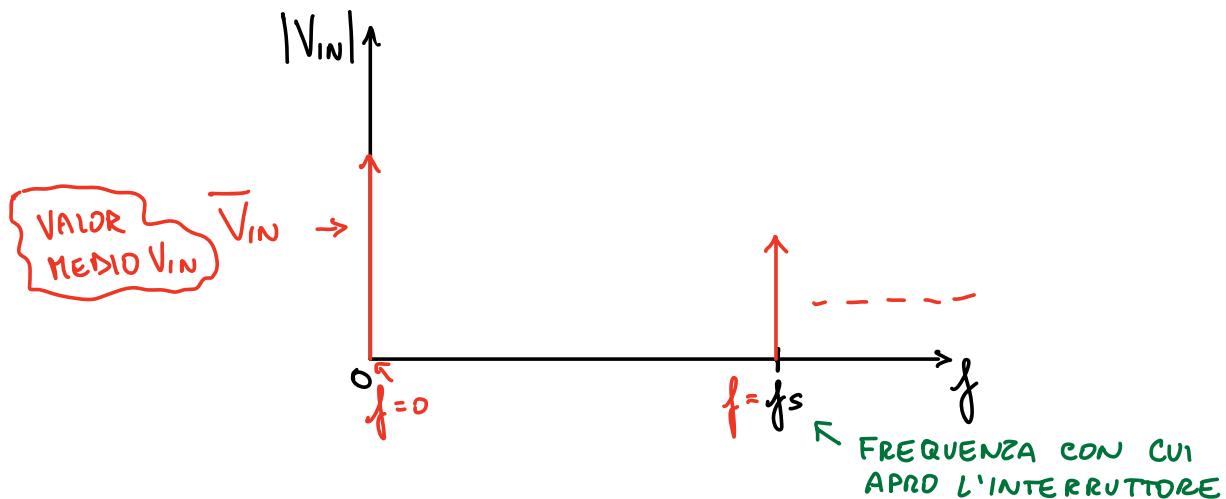
L'INDUTTANZA CERCA DI MANTENERE COSTANTE LA CORRENTE CHE SCORREVA A UN TEMPO $t = 0^-$ (OUVERO PRIMA CHE L'INTERRUTTORE DIVENTASSE APERTO)

$$V_L = L \frac{di_L}{dt}$$

i_L VARIA ISTANTANEAMENTE, VOGLIO CERCARE DI TENERE i_L COSTANTE PER UN CERTO LASSO DI TEMPO T_{OFF} .

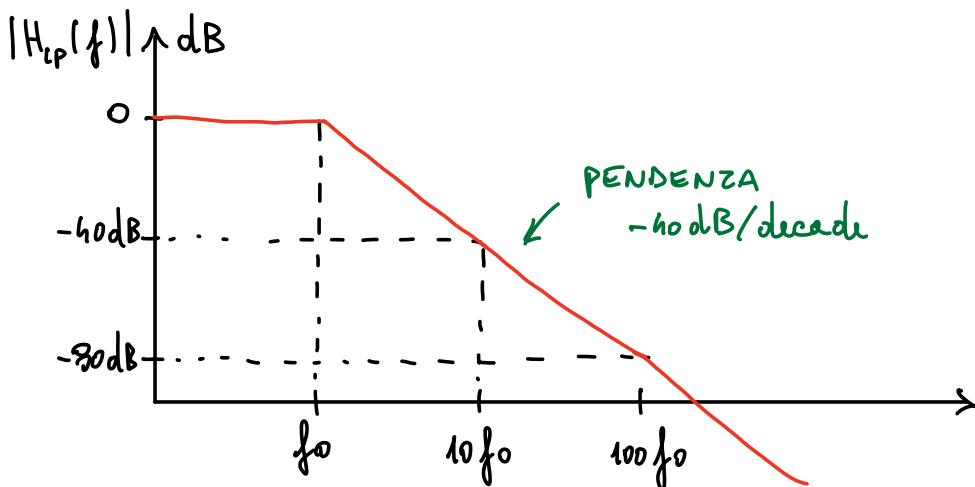
DIODO ENTRA IN CONDUZIONE ($V_f = 0$)

VOGLIAMO CHE FILTRO LC SIA UN PASSA-BASSO EFFICACE:
VEDIAMO IL COMPORTAMENTO CON DIAGRAMMA DI BODE DI V_{IN}



VOGLIAMO UN FILTRO PASSA BASSO CHE SELEZIONI SOLO LA COMPONENTE IN $f=0$ CON FREQUENZA DI TAGLIO PIU' PICCOLA DI f_s

FACCIAMO DIAGRAMMA BODE:

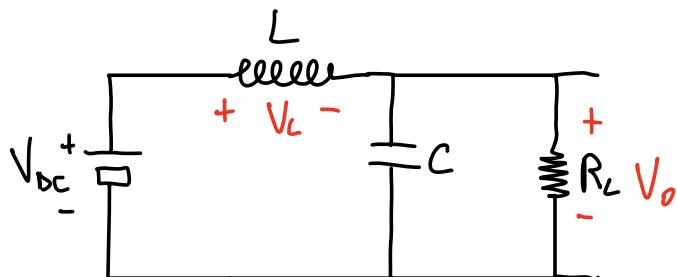


SI DEVONO SCEGLIERE f_0 : $f_0 < f_s$ $f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{LC}}$

SI DEVE SCEGLIE LC TALI DA SODDISFARE

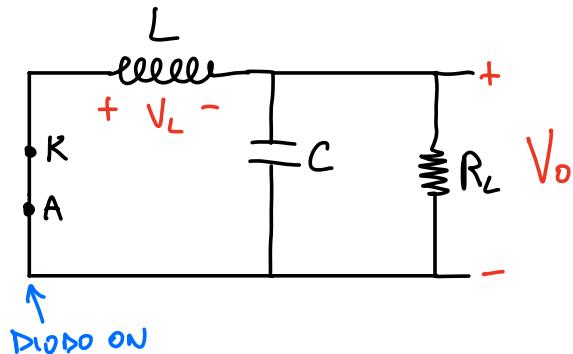
ANALIZZIAMO IL CIRCUITO NELLE 2 FASI :

1) T_{ON}
E
DIODO OFF



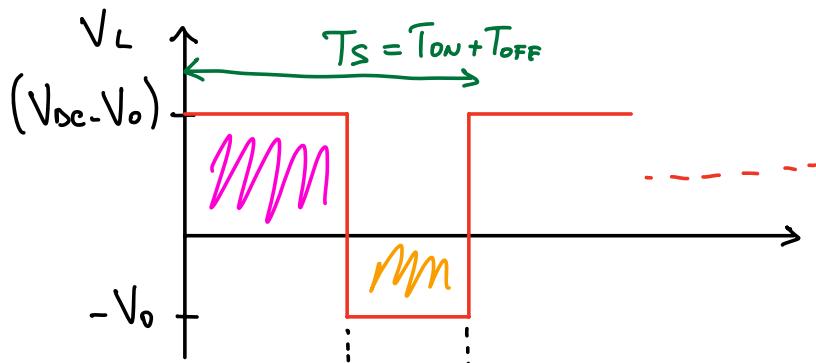
$$\text{IL } "+" \text{ DI } V_L = V_{dc}, \text{ IL } "-" \text{ DI } V_L = V_o \text{ QUINDI: } V_L = (V_{dc} - V_o)$$

2) T_{OFF}
E
DIODO ON

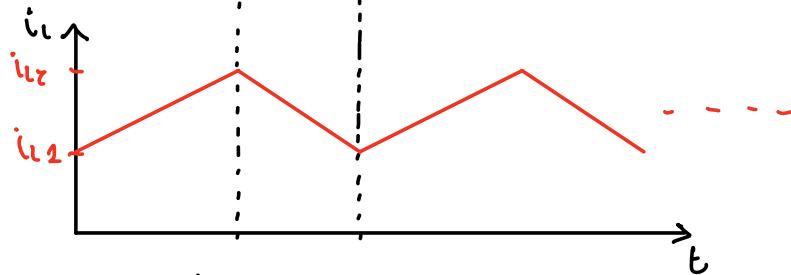


$$\text{IN QUESTO CASO } V_L = -V_o$$

OTTENIAMO IL SEGUENTE GRAFICO V_L :



ORA VEDIAMO PER \bar{i}_L :



$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \bar{i}_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V_L(\tau) d\tau + i_L(0)$$

$$\underline{\bar{i}_L(t)} = \underline{\bar{i}_L(t + T_s)}$$

$$\underline{\frac{1}{L} \int_0^t V_L(\tau) d\tau} = \underline{\frac{1}{L} \int_0^{t+T_s} V_L(\tau) d\tau}$$

$$\frac{1}{L} \int_0^t V_L(\tau) d\tau = \frac{1}{L} \int_0^t V_L(\tau) d\tau + \underline{\frac{1}{L} \int_t^{t+T_s} V_L(\tau) d\tau}$$

QUESTA UGUALANZA RISULTA VERA SOLO SE $\hat{E} = 0$

$$\frac{1}{L} \int_t^{t+T_s} V_L(\tau) d\tau = 0 \quad \forall t$$

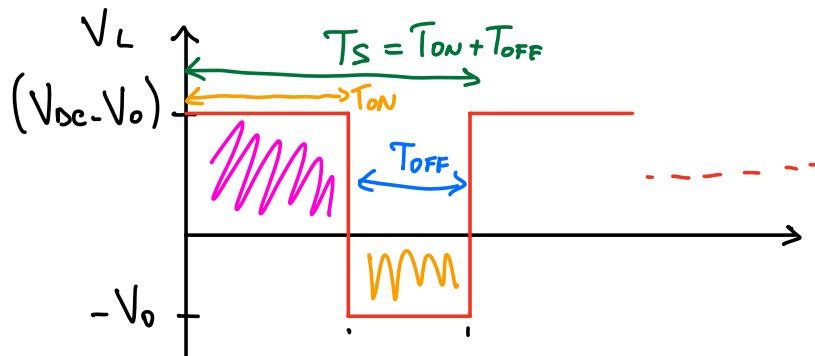
ABBIAMO SCOPERTO CHE L'INTEGRALE SU UN PERIODO AI CAPI DELL'INDUTTANZA DEVE FARE 0.



$$\int_0^{T_s} V_L(\tau) d\tau = 0$$

APPLICHIAMO QUESTA REGOLA ALLA NOSTRA V_L :

$$\int_0^{T_s} V_L(\gamma) d\gamma = (V_{DC} - V_o) T_{ON} - V_o T_{OFF} = 0$$



$$V_{DC} T_{ON} - V_o T_{ON} - V_o (T_s - T_{ON}) = 0 = \\ = V_{DC} T_{ON} - \cancel{V_o T_{ON}} - V_o T_s + \cancel{V_o T_{ON}} = 0$$

$$V_{DC} T_{ON} - V_o T_s = 0$$

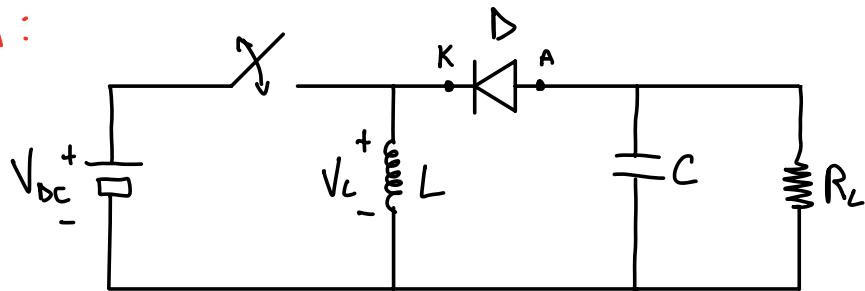
$$V_o T_s = V_{DC} T_{ON}$$

$$V_o = \frac{V_{DC} T_{ON}}{T_s} = V_{DC} \Delta$$

IL RISULTATO OTTENUTO CI DICE CHE IL CIRCUITO E' IN GRADO DI DARE UNA TENSIONE D'USCITA CON STESSA POLARITA' DI QUELLA D'INGRESSO DI VALORE PERD' INFERIORE con $\Delta \in [0, 1]$

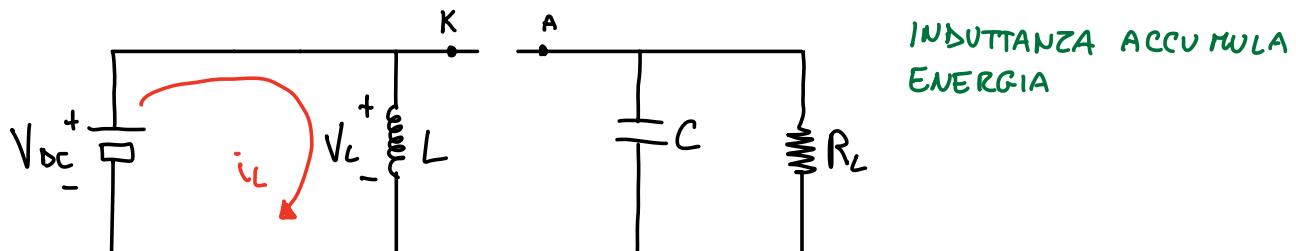
36) REGOLATORE FLY BACK

SCHEMA:



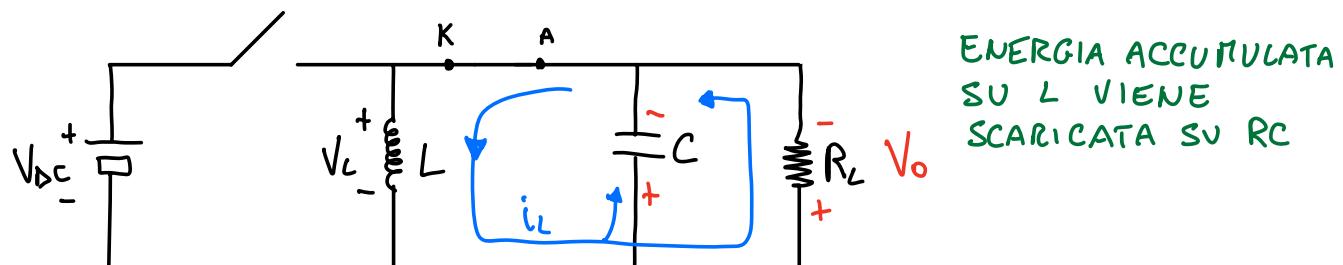
ANALIZZIAMO LA V_L NELLE 2 FASI:

-) FASE 1 => Interruttore CHIUSO \Rightarrow DIODO OFF (CATODO AL "+" DI V_{DC})



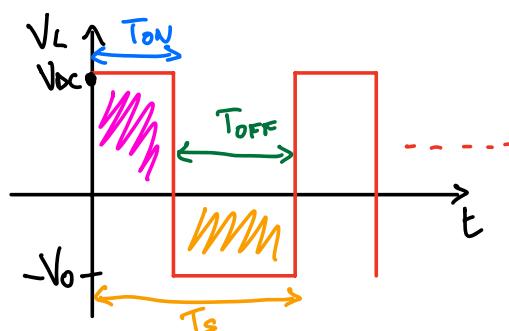
$V_L = V_{DC}$, IL CONDENSATORE MANTIENE TENSIONE COSTANTE

-) FASE 2 => Interruttore APERTO \Rightarrow DIODO ON



$$V_L = -V_0$$

ANDAMENTO V_L NELLE 2 FASI:



RICORDIAMO CHE L'INTEGRALE IN UN PERIODO $T_s = 0$:

$$V_{DC} \bar{T}_{ON} - V_o \bar{T}_{OFF} = 0$$

$$V_{DC} \bar{T}_{ON} - V_o (\bar{T}_s - \bar{T}_{ON}) = 0$$

$$V_{DC} \bar{T}_{ON} - V_o \bar{T}_s + V_o \bar{T}_{ON} = 0$$

$$V_{DC} \frac{\bar{T}_{ON}}{\bar{T}_s} - V_o + V_o \frac{\bar{T}_{ON}}{\bar{T}_s} = 0$$

$$V_{DC} \cdot D - V_o + V_o D = 0$$

$$V_o (D - 1) = -V_{DC} \cdot D$$

$$V_o = V_{DC} \frac{D}{(1-D)} \quad \text{con } 0 < D \leq 1$$

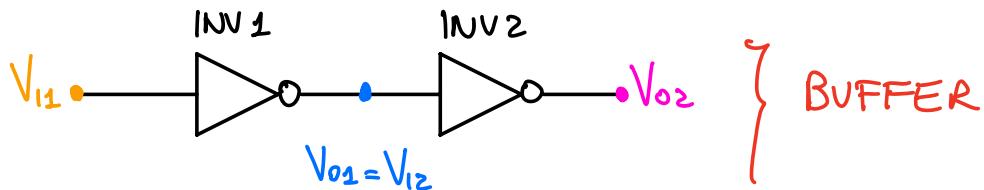
SI NOTA CHE:

$$\begin{cases} V_o > V_{DC} & \text{se } D > \frac{1}{2} \\ V_o = V_{DC} & \text{se } D = \frac{1}{2} \\ V_o < V_{DC} & \text{se } D < \frac{1}{2} \end{cases}$$

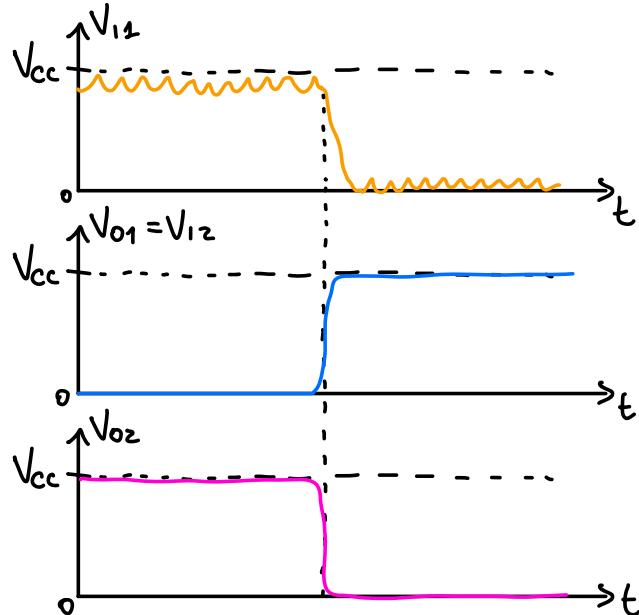
QUESTI REGOLATORI SWITCHING HANNO GROSSI VANTAGGI PERCHE' RIESCONO, PILOTANDO OPPORTUNAMENTE UN ELEMENTO NON DISSIPATIVO (INTERRUTTORE IDEALE), AD OTTENERE ELEVATI RENDIMENTI ENERGETICI. UN ALTRO VANTAGGIO E' LEGATO ALL'ISOLAMENTO GALVANICO, CIOE' CHE VI E' ASSENZA DI CONNESSIONE DIRETTA TRA IL CIRCUITO E LA RETE STESSA CHE IMPEDEISCE DI SUBIRE SCOSSE IN CASO DI GUASTO.

37) RIGENERAZIONE DEI LIVELLI LOGICI

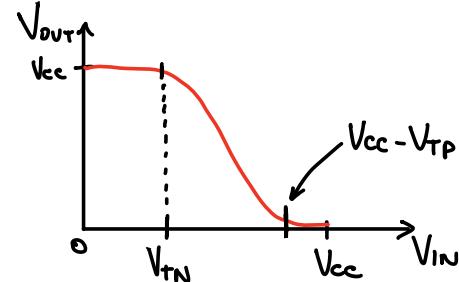
PER CAPIRE COME FUNZIONA DISEGNO UNA PORTA LOGICA COMPOSTA DA 2 INVERTER IN CASCATA.



IL BUFFER SI USA PER LA RIGENERAZIONE DEI LIV. LOGICI
FACCIAMO UN GRAFICO NEL TEMPO DI $V_{I1}, V_{O1} = V_{I2}, V_{O2}$



RIPRENDO LA CARATTERISTICA DI UN INVERTER



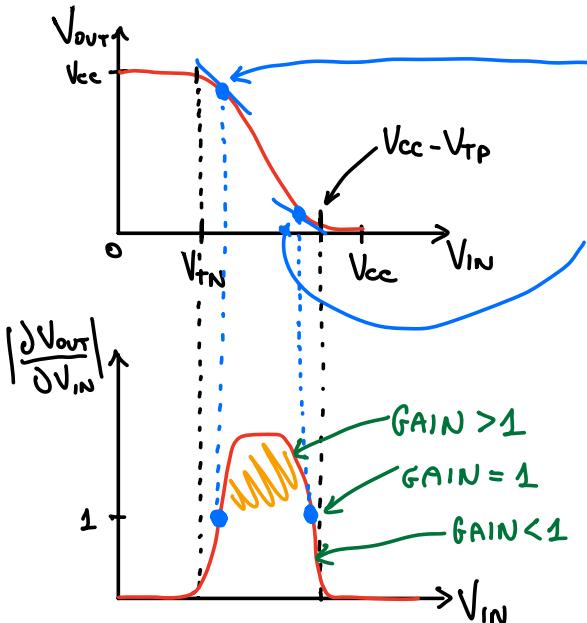
Se $V_{I1} > V_{cc} - V_{TP} \Rightarrow V_{out} = 0$

Se $V_{I1} < V_{TN} \Rightarrow V_{out} = 1 = V_{cc}$

QUELLO CHE ABBIANO OTTENUTO E' CHE A PARTIRE DA UN SEGNALE RUMOROSO ARANCIONE SIANO STATI IN GRADO DI RIPULIRE IL SEGNALE DI PARTENZA CON LIVELLI LOGICI RIGENERATI. QUESTA PROPRIETA' E' GARANTITA DAL FATTO CHE SE OSSERViamo LA CARATTERISTICA DELL'INVERTER SIANO SICURI DI PASSARE NEI PUNTI $(0, V_{cc})$ e $(V_{cc}, 0)$.

GRAFICO DEL GUADAGNO DELLA CARATTERISTICA: $\frac{\delta V_{out}}{\delta V_{in}}$ (GAIN)

PARTO DA CARATTERISTICA INVERTER



LA DERIVATA NELLE 2 ZONE PIATTE VALE 0 ANDANDO AVANTI AUMENTA ARRIVANDO A UN MAX. DI PENDENZA NEGATIVA NEL CENTRO DELLA CURVA E Poi TORNA A DIMINUIRE

LA ZONA PROIBITA E' QUELLA CHE MI CONSENTE DI OTTENERE UN GAIN > 1 E QUINDI LA RIGENERAZIONE DEL SEGNALE NEL SUO PASSAGGIO DA (0, Vcc) e (Vcc, 0)

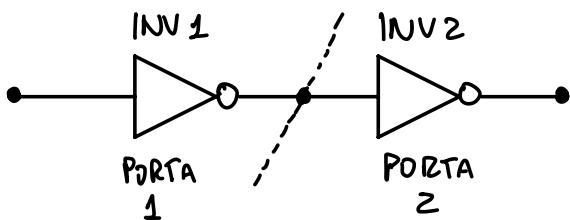


LA ZONA PROIBITA E' LA ZONA IN CUI LA PORTA LOGICA FUNZIONA COME UN AMPLIFICATORE, QUINDI PER PICCOLE VARIAZIONI DELL'INGRESSO L'USCITA VIENE AMPLIFICATA E LA SUA PRESENZA E' CONDIZIONE NEC. PER LA CAPACITA' DI UNA PORTA LOGICA DI RIGENERARE UN SEGNALE

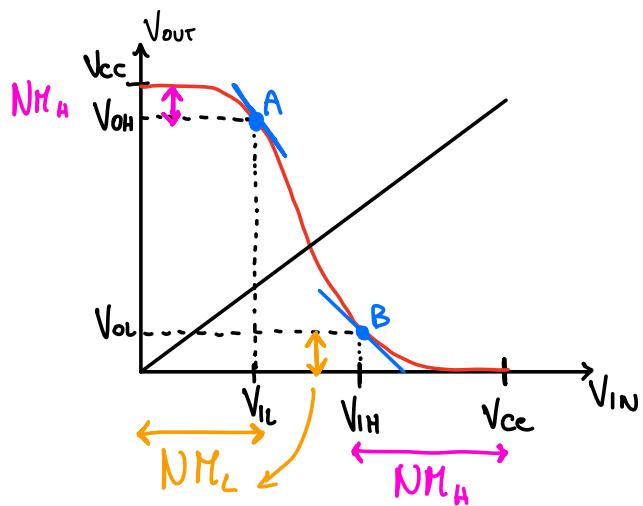
3.8) MARGINE DI RUMORE INVERTER CMOS

CONSIDERIAMO SEMPRE IL BUFFER. IL MARGINE DI RUMORE CI DICE:

"IL LIVELLO LOGICO IN USCITA DI UNA PORTA LOGICA DI QUANTO PUO' ESSERE SBAGLIATO PER ESSERE INTERPRETATO IN MANIERA CORRETTA DALLA PORTA SUCCESSIVA?"



ANALIZZIAMO LA CARATTERISTICA DI UNO DEI 2 INVERTER:



PER DEFINIRE I MARGINI DI RUMORE DOBBIANO POCHE NEL CASO PEGGIORI E CAPIRE DI QUANTO SI PUO' SBAGLIARE:
SI INDIVIDUANO 2 PUNTI A e B IN CUI HO TANGENTE IN MODULO PARI A 1 E PROIETTO SULL'ASSE QUESTI 2 PUNTI:

A $\rightarrow V_{IL}$: MAX VALORE INGRESSO INTERPRETATO COME INGRESSO BASSO

B $\rightarrow V_{IH}$: MAX VALORE INGRESSO INTERPRETATO COME INGRESSO ALTO

INGRESSO BASSO \Rightarrow VALORI $0 < V_{IN} < V_{IL} \rightarrow V_{OH} < V_{OUT} < V_{cc}$

INGRESSO ALTO \Rightarrow VALORI $V_{IH} < V_{IN} < V_{cc} \rightarrow 0 < V_{OUT} < V_{ol}$

PER UN CORRETTO FUNZIONAMENTO:

$$V_{ol} < V_{IL} \quad e \quad V_{oh} > V_{ih} \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{DEBONDO ESSERE} \\ \text{VERIFICATE ENTRAMBE} \end{array} \right.$$

DEFINIAMO:

MARGINE DI RUMORE PER LIVELLO BASSO:

$$\text{NOISE MARGIN LOW} \quad NM_L = V_{IL} - V_{OL} > 0$$

MARGINE DI RUMORE PER LIVELLO ALTO :

$$\text{NOISE MARGIN HIGH} \quad NM_H = V_{OH} - V_{IH} > 0$$

MARGINE DI RUMORE COMPLESSIVO :

$$NM = \min \{ NM_L, NM_H \}$$

E' MEGLIO AVERE I 2 MARGINI PIU' EQUILIBRATI POSSIBILI TRA LORO POICHÉ PER COME E' FATTA LA CARATTERISTICA SE UNO E' AMPIO L'ALTRO SARA' PICCOLO, E IL CASO PEGGIORE E' DETTATO DAL + PICCOLO.

$$\int_0^T P[i(t)] \frac{+}{-} V_c(t) dt$$

$$V_c(0) = 0$$

$$C = \frac{dq}{dv} \quad i_C = C \frac{dv_C}{dt}$$

$$P(t) = V_c(t) \cdot i_C(t)$$

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C(\tau) d\tau + V_c(t_0)$$

$$= \frac{I}{C} t$$

$$E_{\text{TOT}} = \int_0^T \frac{I}{C} I d\tau = \frac{I^2}{C} \Big|_0^T = \frac{I^2}{C} \cdot \frac{T^2}{2}$$

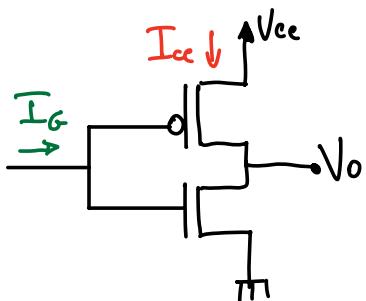
$$Q_{\text{FIN}} = I \Delta T$$

$$\frac{Q_{\text{FIN}}^2}{2C} \cdot \frac{C}{C} = \frac{\Delta V^2 \cdot I^2 \cdot C}{2C^2} = \frac{\Delta V^2 \cdot C}{2}$$

$$\frac{Q}{C} = \Delta V$$

3^o) POTENZA (STATICA, DINAMICA) DISSIPATA DA INVERTER CMOS.

POTENZA STATICÀ :



TRASCURIAMO LE CORRENTI ENTRANTI NEGLI INGRESSI $\Rightarrow I_G \approx 0$
CI INTERESSA I_{cc} .
PER CALCOLARE LA POTENZA STATICÀ MEDIA DEVO FARE 2 TEST:
1) USCITA BASSA \Rightarrow CALCOLO I_{ccL} E POTENZA
2) USCITA ALTA \Rightarrow CALCOLO I_{ccH} E POTENZA

TEST 1:

$V_{out} = 0$, MISURO I_{ccL} E CALCOLO $P_{DISSL}^{STAT} = V_{cc} \cdot I_{ccL}$

TEST 2:

$V_{out} = 1$, MISURO I_{ccH} E CALCOLO $P_{DISSH}^{STAT} = V_{cc} \cdot I_{ccH}$

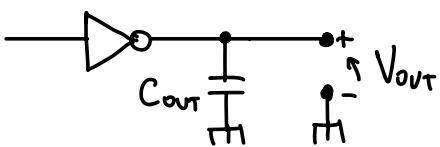
ASSUMO CHE V_{out} SIA' METÀ' DEL TEMPO ALTO E METÀ' BASSO

CALCOLO POTENZA MEDIA STATICÀ DISSIPATA:

$$P_{STAT}^{MEDIA} = \frac{1}{2} \left(P_{DISSL}^{STAT} + P_{DISSH}^{STAT} \right)$$

NEL CASO DELL' INVERTER È MOLTO PICCOLA.

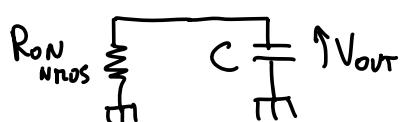
POTENZA DINAMICA :



QUAL È L'ENERGIA CHE ANDIAMO A SPENDERE PER CARICA/SCARICA DELLA C_{out} ?

BISOGNA ANALIZZARE LE COMMUTAZIONI IN MODO INDEPENDENTE

1) H \rightarrow L (DA V_{cc} A 0)



$$\begin{cases} V_{out}(t_0) = V_{cc} \\ V_{out, FINALE} = 0 \end{cases}$$

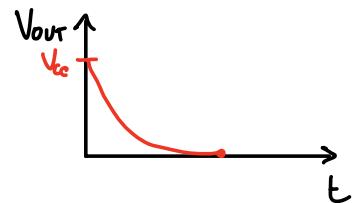
per $t=0$ C HA UN'ENERGIA IMMAGAZZINATA PARI A:

$$E_c = \frac{1}{2} C V_{cc}^2$$

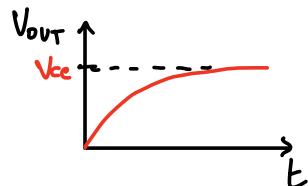
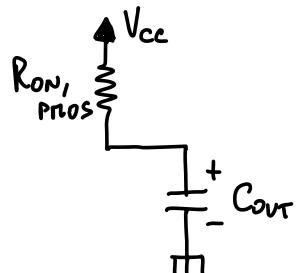
per $t > 0^+$ C SI SCARICA V_{out} PASSA DA $V_{cc} \rightarrow 0$ CON ANDAMENTO ESPONENZIALE DECRESCENTE E L'ENERGIA DISSIPATA E' :

E' ENERGIA PERSA
TRASFORMATA IN CALORE

$$E_{DISS, H \rightarrow L} = \frac{1}{2} C V_{cc}^2$$



z) $L \rightarrow H$ (DA 0 A V_{cc})

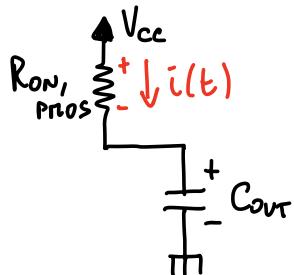


$$\begin{cases} V_{out}(t_0) = 0 \\ V_{out}_{FIN} = V_{cc} \end{cases}$$

DOBBIAMO CALCOLARE:

- 1) ENERGIA EROGATA DA V_{cc} (IN TUTTO IL PROCESSO DI CARICA)
 - 2) ENERGIA A FINE COMMUTAZIONE SU C_{out}
- LA DIFFERENZA TRA 1 e 2 MI DA' $E_{DISSIPATA}$ SU R_{on} .

INIZIAMO DA 1:



$$E_{EROGATA, V_{cc}} = \int_0^\infty V_{cc} i(t) dt = V_{cc} \int_0^\infty i(t) dt$$

$$\int_0^\infty i(t) dt = \text{CARICA CHE } V_{cc} \text{ CEDE A } C_{out} = Q$$

$$C = \frac{Q}{V} \rightarrow Q = CV \xrightarrow{\text{DOPO CARICA A } V_{cc}} Q_{FIN} = CV_{cc}$$

$$E_{EROGATA, V_{cc}} = V_{cc} \cdot Q_{FIN} = V_{cc} \cdot CV_{cc} = CV_{cc}^2$$

POI Z:

ENERGIA A FINE COMMUTAZIONE SU C_{OUT} :

$$E_{C,FIN} = \frac{1}{2} C V_{cc}^2$$

INFINE FACCIO LA DIFFERENZA TRA 1 e 2:

$$E_{DISS, L \rightarrow H} = E_{EROGATA, V_{cc}} - E_{C,FIN} = \frac{1}{2} C V_{cc}^2$$

CALCOLO ENERGIA DINAMICA IN UN CICLO DI CLOCK:

$$E_{DIN} = E_{DISS, H \rightarrow L} + E_{DISS, L \rightarrow H} = C_{OUT} V_{cc}^2$$

CALCOLO POTENZA DINAMICA MEDIA:

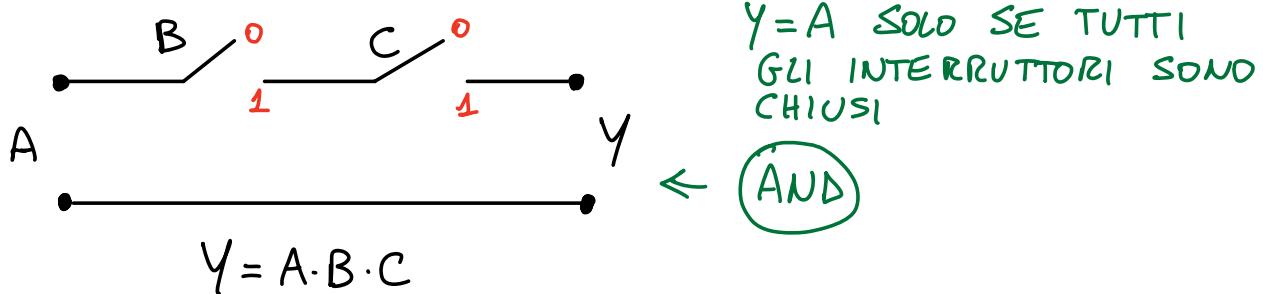
$$P_{DIN, MEDIA} = \frac{E_{DIN}}{T_{CLOCK}} = f_{CLOCK} E_{DIN} = f_{CLOCK} C_{OUT} V_{cc}^2$$

CI SONO 3 PUNTI CHE INFUISCONO NELLA POT. DINAMICA
IN MODO DA PROGETTARE PORTE LOGICHE CHE DISSIPANO
POCA ENERGIA:

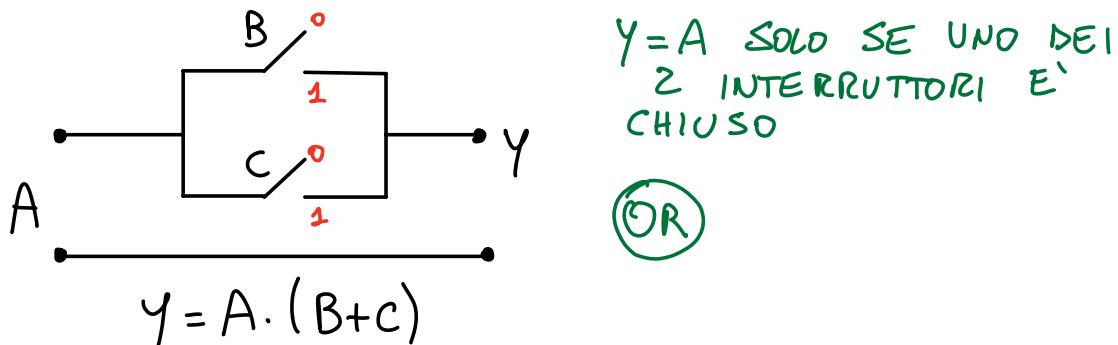
- 1) ABBASSO FREQUENZA CLOCK \Rightarrow SCELTA POCO FURBA POICHÉ PROCESSORE MENO POTENTE
- 2) ABBASSO CAPACITÀ
- 3) ABBASSO TENSIONE DI ALIMENTAZIONE \nearrow LA MIGLIORE PER ABBASSARE POTENZA DINAMICA

40) LOGICA PASS-TRANSISTOR

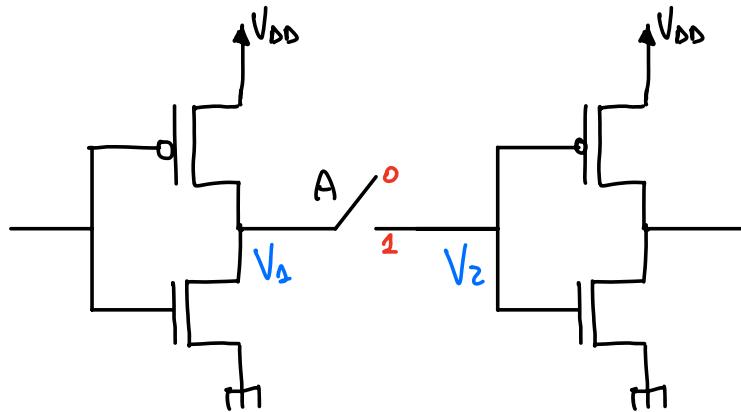
E' UNA LOGICA AD INTERRUTTORI (TRANSISTORI DI PASSO)
INTERRUTTORI IN SERIE



INTERRUTTORI IN PARALLELO



SE DISPOSIAMO DI Interruttori POSSIAMO USARLI
PER REALIZZARE FUNZIONI COMBINATORIE
MA DEVE ESSERE SODDISFATTO SEMPRE UN REQUISITO:
CIASCUN NODO DELLA RETE DEVE AVERE IN OGNI ISTANTE
UN COLLEGAMENTO DEFINITO A BASSA IMPEDENZA O
VERSO 0 O VERSO V_{DD} , NON POSSIAMO AVERE
NODI IN ALTA IMPEDENZA!!
COLLEGHIAMO ORA IN CASCATA DUE INVERTER CON
UN Interruttore A (FACCIO L'AND)



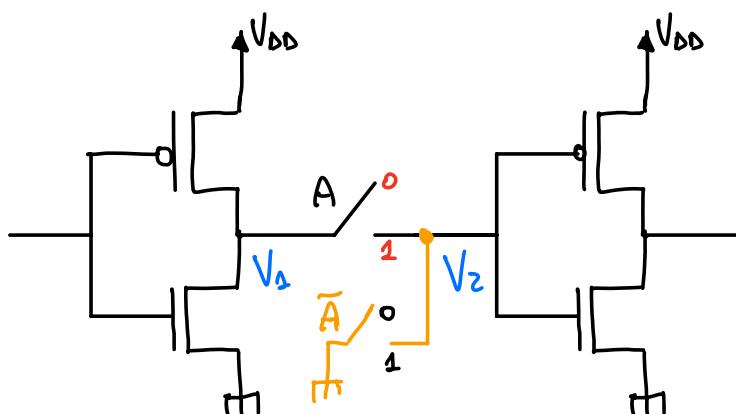
C'E' UN PROBLEMA:

INTERRUTTORE CHIUSO $\Rightarrow V_1 = V_2 = V_{DD}$

APRO L'INTERRUTTORE $\Rightarrow V_2$ RIMANE FLOTTANTE, DA V_{DD} TENDE LENTAMENTE, IN BASE ALLE CORRENTI PARASSITE DI PERDITA, A DIMINUIRE IL SUO VALORE IN BASE AL TEMPO IN CUI L'INTERRUTTORE RIMANE APERTO.

IN QUESTO MODO L'USCITA NON E' PIU' PREDICEBILE.

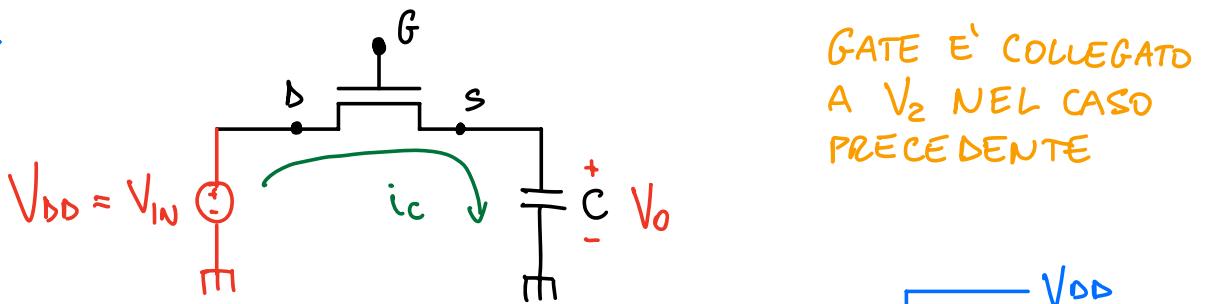
PER EVITARE QUESTO PROBLEMA AGGIUNGO UN ALTRO INTERRUTTORE PILOTATO DA \bar{A} , COSÌ CHE' QUANDO A SI CHIUDA \bar{A} SI APRE E VICEVERSA IN MODO TALE DA AVERE V_2 A UN VALORE FISSO E NON FLOTTANTE ED EVITARE DI AVERE NODI SENZA COLLEGAMENTO



41) CARICA E SCARICA CONDENSATORE DI NMOS E PMOS.

PER CAPIRE SE NMOS E PMOS SI COMPORTANO DA INTERRUTTORE IDEALE AGGIUNGO UNA CAPACITÀ CHE VOGLIAMO CARICARE / SCARICARE.

NMOS:



CARICA CONDENSATORE \Rightarrow DA 0 A V_{DD}

$t=0$ CONDENSATORE SCARICO

$t=0^+$ V_{IN} PASSA ISTANTANEAMENTE DA 0 A V_{DD}

DOBBIAMO STABILIRE CHI E' DRAIN E CHI SOURCE POICHÉ SONO INTERSCAMBIALI TRA LORO.

IN QUESTO CASO LA CORRENTE DEVE SCORRERE DA SX A DX PER CARICARE IL CONDENSATORE ($DRAIN \rightarrow SOURCE$)

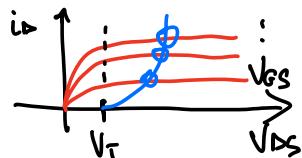
$t=0 \Rightarrow V_G=0$, $t=0^+ \Rightarrow V_G=V_{DD} \Leftarrow$ VOGLIO QUESTO

QUINDI: a $t=0^+$ $V_{IN}=V_{DD}$ $V_G=V_{DD}$ $V_o=V_c=0$

VERIFICO CHE NMOS CONDUCA, SEMPRE A $t=0^+$:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_{DD} - 0 = V_{DD} > V_T ? \text{ SI} \Rightarrow Q \text{ ON}$$

VERIFICHiamo CHE Q SIA IN ZONA DI SATURAZIONE:



$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_T ?$$

SE SI \Rightarrow ZONA SAT.
ALTRIMENTI ZONA TRIODE,
PICCOLE TENSIONI \Rightarrow GROSSE CORRENTI

$$V_{DS} - V_{GS} = V_D - \cancel{V_S} - V_G + \cancel{V_S} \geq -V_T$$

SI OTTIENE: (RICORDANDO CHE $V_D = V_G = V_{DD}$)

$$V_D - V_G = V_{DD} - V_{DD} = 0 \geq -V_T \Rightarrow \text{SEMPRE VERA}$$

QUINDI PER $t=0^+$ \Rightarrow E' IN SATURAZIONE SEMPRE

ACCADE QUANDO $V_G = V_D \rightarrow V_{DG} = 0$

NON POSSO MAI ANDARE IN ZONA TRIODO

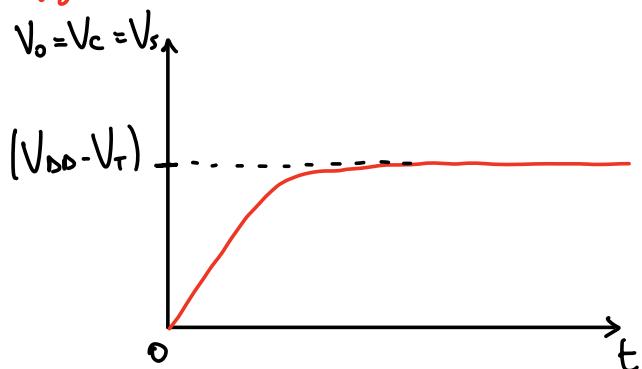
per $t > 0^+$ $V_c = V_o = V_s$ AUMENTA

PER CONDURRE SI DEVE AVERE:

$$V_{GS} = V_G - V_s \geq V_T \rightarrow V_G - V_T \geq V_s \rightarrow V_s \leq V_G - V_T$$

$V_G = V_{DD}$, V_s STA AUMENTANDO PER VIA DI CARICA CONDENSATORE

ANDAMENTO V_o :



A $t=0$ $V_o = 0$, Poi CRESCE ESPONENZIALMENTE MA CON LIMITE:

$$V_{GS} \geq V_T ? \quad V_G - V_s \geq V_T ?$$

$$V_{DD} - V_s \geq V_T$$

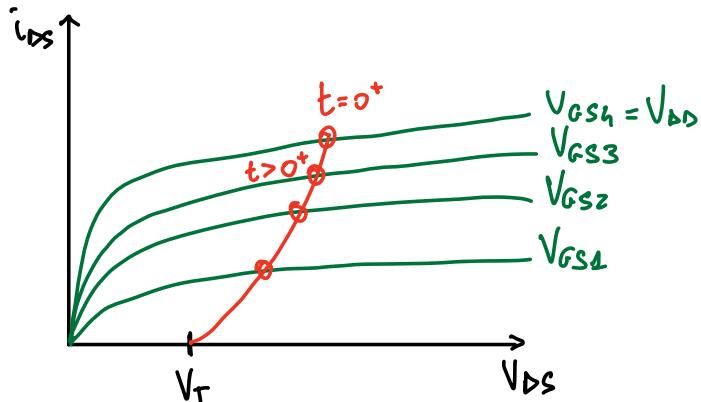
E' VERIFICATA SE $V_s \leq \underline{(V_{DD} - V_T)}$ \rightarrow E' IL LIMITE SU

CUI Q CONDUCE,
DOPPO SMETTE DI
CONDURRE

C'E' UN PROBLEMA:

INTERRUTTORE NMOS NON TRASFERISCE CORRETTAMENTE IL LIVELLO ALTO \Rightarrow NON E' INTERRUTTORE IDEALE!!

VEDIAMO COME SI MUOVE IL PUNTO DI LAVORO



ALL'INIZIO $V_{GS} = V_{DD}$ per $t=0$
POICHÉ SATURATO VALE:

$$i_{DS} = K (V_{GS} - V_T)^2$$

IL PUNTO DI LAVORO SI SPOSTA
POICHÉ V_{GS} DIMINUISCE MA:

$$V_{DS} = V_{GS} \rightarrow V_D = V_F = V_{DD}$$

$$i_{DS} = K (V_{DS} - V_T)^2$$

IL PUNTO DI LAVORO SI SPOSTA FINO AL VALORE MINIMO

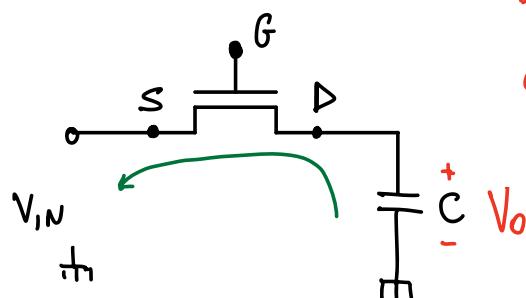
DI $V_{DS} = V_T$ (È UNA PARABOLA TRASLATA IN V_T) CHE È IL
VALORE MINIMO PER CUI MOSFET È ACCESO ($V_{DS} = V_{GS}$)

LA CAPACITÀ INFUISCE SOLO NEL TEMPO DI CARICA:

$$\gamma = R_{on,mos,sat} \cdot C$$

PER CUI IL VALORE FINALE A CUI ARRIVA NON DIPENDE
DA C MA DAL GENERATORE APPLICATO E DA V_T .

SCARICA CONDENSATORE:



SE S SONO SCambiati
POICHÉ DOVENDO SCARICARE
CONDENSATORE LA
CORRENTE HA VERSO
OPPOSTO A PRIMA



SCARICA CONDENSATORE: DA V_{DD} A 0

$$\text{per } t=0^+ \quad V_{IN}=0 \quad V_F = V_{DD} \quad V_O = V_{DD}$$

VERIFICA SE MOSFET CONDUCE:

$$V_{GS} \geq V_T ?$$

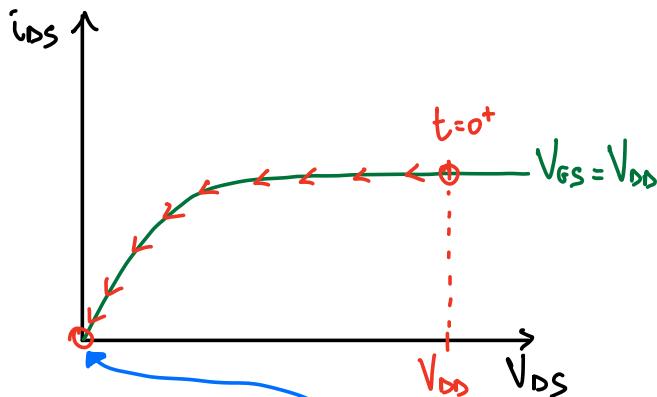
$$V_{GS} = V_G - V_S = V_{DD} - 0 \geq V_T ? \quad Q \text{ SEMPRE ON}$$

ORA ABBIANO V_{GS} COSTANTE (DIPENDA DA V_G, V_S) \Rightarrow CONDUCE
VERIFICHIAMO IN CHE ZONA SIAMO:

$$V_{DS} = V_D - V_S = V_{DD} - 0 = V_{DD} > V_{GS} - V_T = V_{DD} - V_T ?$$

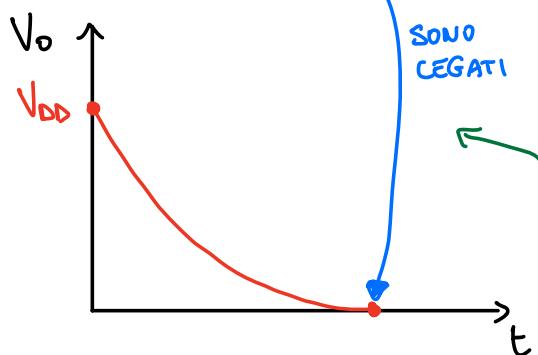
SI, SIAMO SEMPRE IN ZONA SATURAZIONE

per $t > 0^+$ V_S RIMANE FISSA, V_D DIMINUISCE



SI NOTA CHE V_{DS} DIMINUISCE E IL PUNTO DI LAVORO SI SPosta lungo la caratteristica e da saturazione passa in zona triodo, arrivando a 0 dopo un tempo T .

VEDIAMO V_o :



$$t = 0^+ \quad V_o = V_D$$

per $t > 0^+$ E' UNA CURVA ESP. DECR.

TOCCA LO ZERO IN BASE AL PUNTO DI LAVORO:

$$\begin{cases} V_{DS} = 0 & \text{IN BASE A } i_{DS}(V_{DS}) \\ V_S = 0 & \text{STACCO } V_{IN} \end{cases}$$

$$\Downarrow \quad V_D = V_o = 0$$

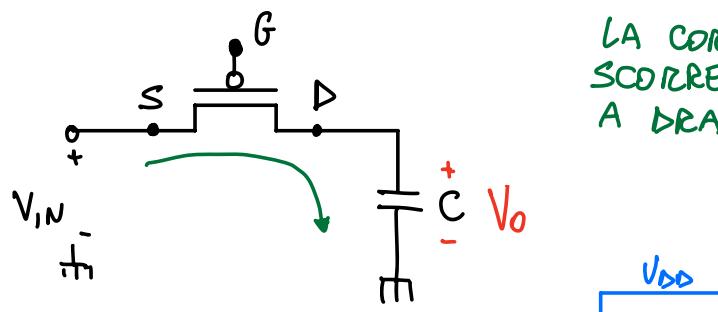
NMOS NON TRASFERISCE UN LIVELLO ALTO PIENO ($V_{DD} - V_T$), MA SOLO UNO BASSO PIENO PER CUI NON SI COMPORTA COME INTERRUTTORE IDEALE.

VEDIAMO SE PMOS E' Interruttore IDEALE:

PMOS:

IP:

CONDENSATORE SCARICO



LA CORRENTE ORA SCORRE DA SOURCE A DRAIN

CARICA CONDENSATORE: DA 0 A V_{DD}

$$\text{per } t=0 \quad V_{IN} = 0, \quad V_G = V_{DD}$$

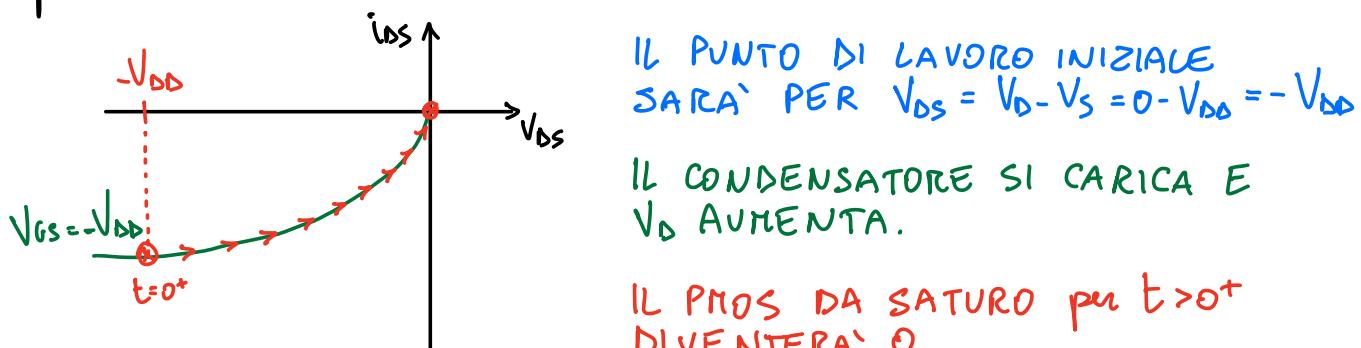
$$\text{per } t=0^+ \quad V_{IN} = V_{DD} = V_S, \quad V_G = 0, \quad V_D = V_O = 0$$

VERIFICA CONDUZIONE PMOS:

$$\text{E' FISSO } V_{GS} = V_G - V_S = 0 - V_{DD} \leq V_T ? \quad V_{DD} = 3,3 \text{ V} \quad V_T = -1 \text{ V}$$

$-V_{DD} \leq V_T$? SI, PMOS CONDUCE SEMPRE

per $t > 0^+$ VEDIAMO $i_{DS}(V_{DS})$

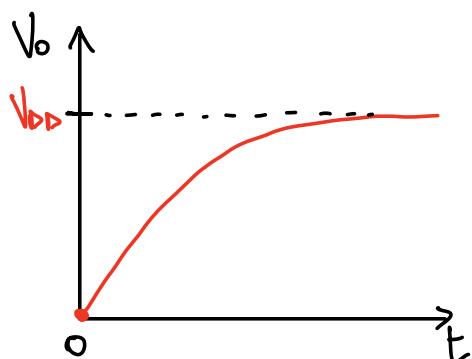


IL PUNTO DI LAVORO INIZIALE SARÀ PER $V_{DS} = V_D - V_S = 0 - V_{DD} = -V_{DD}$

IL CONDENSATORE SI CARICA E V_D AUMENTA.

IL PMOS DA SATURO per $t > 0^+$ DIVENTERÀ 0

VEDIAMO V_O :

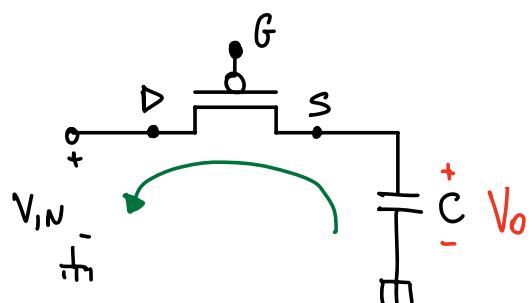


ALL'INIZIO CONDESATORE SCARICO, V_{DS} AUMENTA FINO A 0:

$$\begin{cases} V_{DS}=0 \rightarrow V_D - V_S = 0 \\ V_S = V_{DD} \end{cases} \Rightarrow V_D = V_S = V_O = V_{DD}$$

IL CONDENSATORE SI CARICA FINO A V_{DD} , INDICA CHE RIESCE A TRASFERIRE CORRETTAMENTE UN LIVELLO LOGICO ALTO.

SCARICA CONDENSATORE:



DRAIN E SOURCE SI SCAMBIANO, MA LA CORRENTE SCORRE SEMPRE DA S \rightarrow D

$$\text{per } t=0 \quad V_{IN} = V_{DD} = V_D, \quad V_G = V_{DD}$$

$$\text{per } t=0^+ \quad V_{IN} = 0 = V_D, \quad V_G = 0, \quad V_S = V_O = V_{DD}$$

VERIFICA MOSFET CONDUZIONE:

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - V_{DD} = -V_{DD} \leq V_T ? \quad \text{SI, SEMPRE}$$

VEDIAMO IN CHE ZONA OPERA:

$$V_{DS} \leq V_{GS} - V_T ?$$

$$V_{DS} - V_{GS} \leq -V_T \rightarrow V_D - V_S - V_G + V_S \leq -V_T$$

$$V_D - V_G \leq -V_T$$

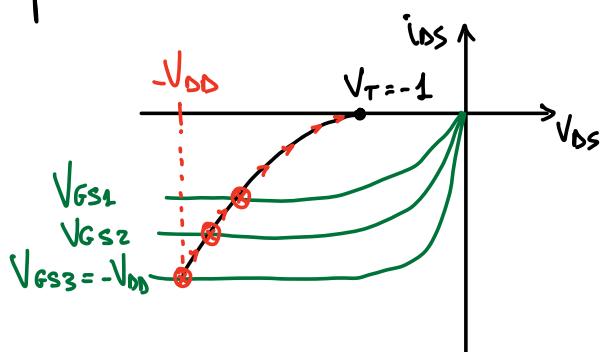
$$0 - 0 \leq -V_T \rightarrow 0 \leq -V_T ?$$

SI SEMPRE POICHÉ
 $V_T = -1$

\Downarrow
PMOS IN SATURAZIONE

$$V_D = V_G \rightarrow V_{DS} = V_{GS}$$

per $t > 0^+$ VEDIAMO $i_{DS}(V_{DS})$

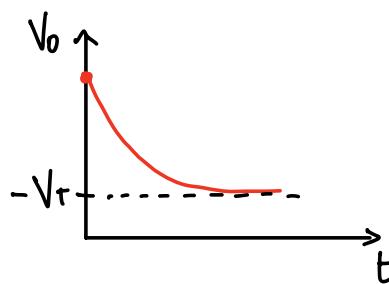


V_S DIMINUISCE MA NON ARRIVA MAI A 0, AL MAX A V_T , SI FERMA LA.

$$V_{DS} = V_T \rightarrow V_D - V_S = V_T \rightarrow V_S = V_D - V_T$$

$$V_S = -V_T = V_0$$

VEDIAMO V_o :



IL PMOS NON E' IN GRADO DI TRASFERIRE

IL LIVELLO LOGICO BASSO PIENO.

RIESCE SOLO A TRASFERIRE UN LIVELLO
LOGICO ALTO PIENO.

NE' PMOS NE' NMOS SONO IN GRADO DI TRASFERIRE
CONTEMPORANEAMENTE DEI LIVELLI LOGICI ALTI.

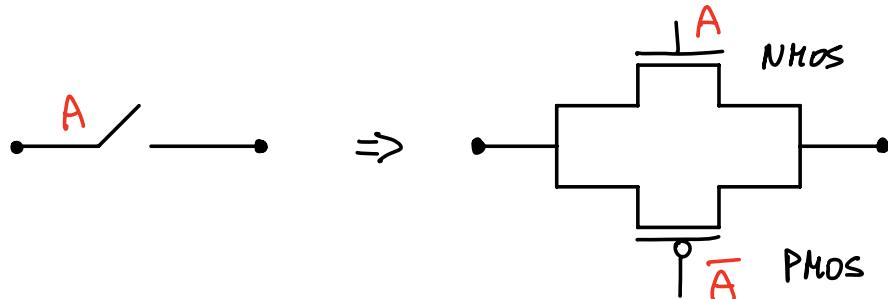
E' NECESSARIO INTRODURRE UNA SOLUZIONE DIVERSA:
INTERRUTTORE PASS-GATE CMOS.

42) PASS-GATE CMOS

E' UN Interruttore IDEALE IMPLEMENTATO CON 2 RAMI

- > IN UNO UN NMOS
 - > NELL'ALTRO UN PMOS
- } 2 MOSFET IN PARALLELO

NMOS PILOTATO DA A e PMOS DA \bar{A}

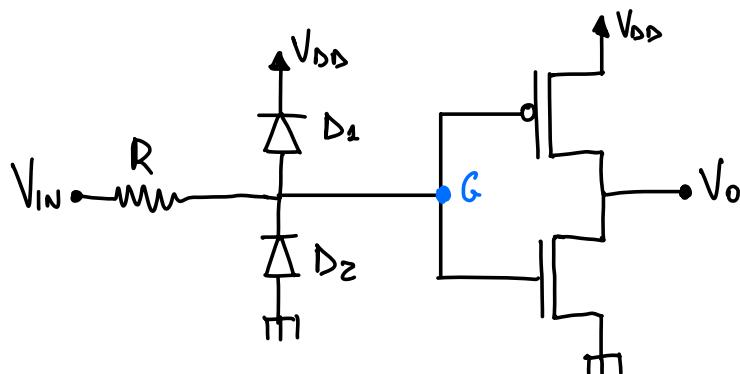


SE VOGLIAMO TRASFERIRE :

- > LIVELLO LOGICO ALTO: ENTRAMBI I MOSFET CONDUONO, IL CONDENSATORE SI CARICA, QUANDO SI ARRIVA A $(V_{DD} - V_T)$ NMOS SMETTE DI CONDURRE, PMOS CONTINUA A CONDURRE E DA SOLO PORTA IL CONDENSATORE A V_{DD} PIENO.
- > LIVELLO LOGICO BASSO: ENTRAMBI CONDUONO, IL CONDENSATORE SI SCARICA, ARRIVATO A $-V_T$ PMOS SI INTERDICE, MA NMOS CONTINUA A SCARICARE IL CONDENSATORE FINO A 0 PIENO.

QUESTO PERMETTE QUIINDI DI ESSERE A TUTTI GLI EFFETTI UN Interruttore IDEALE.

43) CIRCUITO DI PROTEZIONE DALLE SCARICHE ELETROSTATICHE



D_1 e D_2 LIMITANO LA TENSIONE SUL GATE IN MODO CHE NON ASSUMANO UN VALORE TROPPO ELEVATO

$$0 \leq V_{IN} \leq V_{DD} \Rightarrow \text{DIODI INTERDETTI}$$

I DIODI ENTRANO IN FUNZIONE SE HO MALFUNZIONAMENTO

se $V_{IN} > V_{DD} + V_f \Rightarrow D_1 \text{ ON} \text{ e } V_G = V_{DD} + V_f$

D_1 PROTEGGE DA TENSIONI POSITIVE MOLTO ELEVATE

se $V_{IN} < -V_f \Rightarrow D_2 \text{ ON} \text{ e } V_G = -V_f$

D_2 PROTEGGE DA TENSIONI NEGATIVE MOLTO ELEVATE

$$\downarrow$$

$$-V_f \leq V_G \leq V_{DD} + V_f$$

LA RESISTENZA R LIMITA LA CORRENTE CHE SCORRE,

POLCHE' SE D_1 e D_2 CONDUCONO LA CORRENTE VA

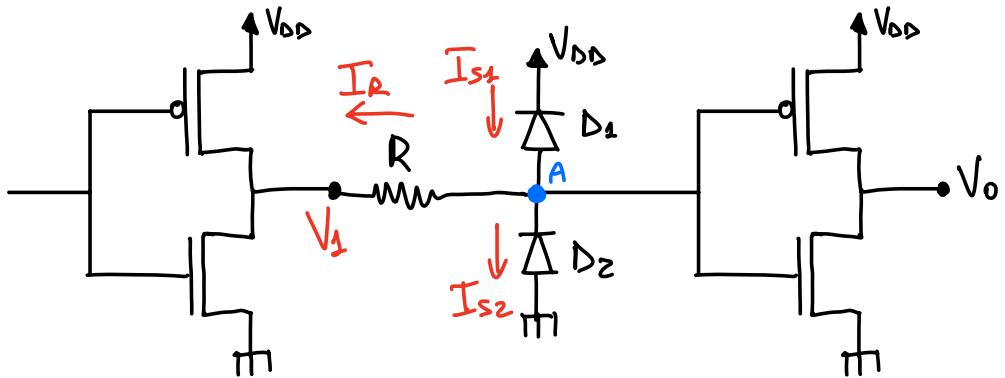
LIMITATA ALTRIMENTI D_1 e D_2 SI BRUCIANO.

QUESTO CIRCUITO HA DELLE PROBLEMATICHE:

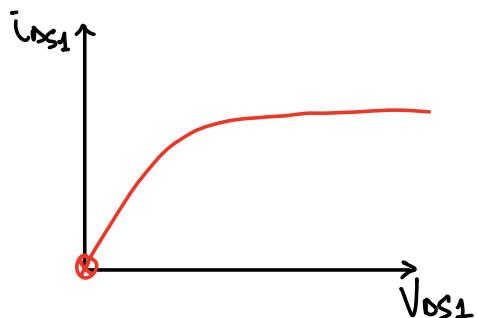
SE D_1 e D_2 OFF \Rightarrow PASSA CORRENTE INVERSA D_1

SATURAZIONE - I_D CHE PONE UN LIMITE DEL FAN-OUT DELLE NOSTRE PORTE LOGICHE

FACCIA ESEMPIO DI 2 INVERTER IN CASCATA CON AGGIUNTA DI CIRCUITO DI PROTEZIONE:



SUPPONIAMO DI AVERE $V_1 = 0$ E QUINDI TRASMETTERE IL LIVELLO LOGICO BASSO.

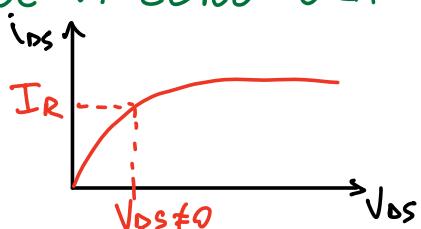


LA i_{DS} (V_{DS}) LAVORA IDEALMENTE NEL PUNTO DI LAVORO $V_{DS1} = 0$ e $i_{DS1} = 0$

RICORDIAMO PERO' CHE QUANDO $D_1 \times D_2$ OFF HANNO CORRENTI INVERSE DI SATURAZIONE $I_{S1} \neq I_{S2}$ SAPENDO CHE $I_G = 0$ E FACENDO UN BILANCIO DELLE CORRENTI AL NODO A:

$$I_R = I_{S1} - I_{S2} \neq 0$$

LA I_R INFUISCE SUL MOSFET $\Rightarrow V_{DS}$ CHE PRIMA ERA UGUALE A ZERO ORA SARÀ $\neq 0$ / + PORTE NETTO E + $V_{DS} \neq 0$ PDUE UN LIMITE AL FAN-OUT

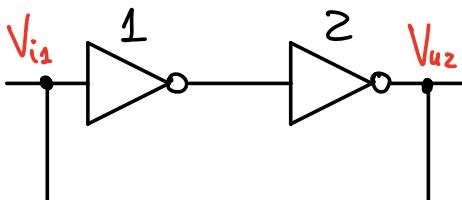


LA TENSIONE V_{DS} CHE PRIMA TRASMETTEVA UN LIVELLO LOGICO BASSO PIENO, ORA NON LO FARÀ PIU' CORRETTAMENTE, SPECIE SE METTIAMO PIU' INVERTER IN PARALELO

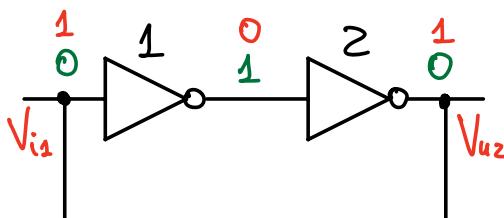
44) LATCH, STATO METASTABILE E SOGLIA DI $V_{DD}/2$

E' UN MULTIVIBRATORE BISTABILE FATTO DA UN NUMERO PARI DI INVERTER REAZIONATI

SCHEMA:

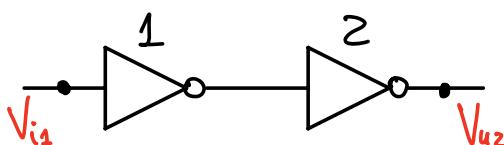


SUPPONIAMO CHE IN INGRESSO DI 1 ABBIANO 0 :

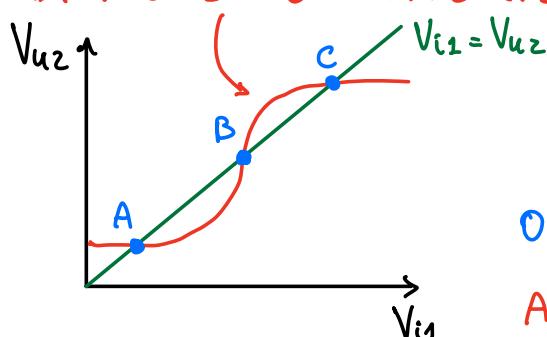


E' UNO STATO STABILE, RIMANE CON QUESTA CONFIGURAZIONE PER UN TEMPO INDEFINITO

SUPPONIAMO DI INTERROMPERE IL COLLEGAMENTO IN REAZIONE:



VEDIAMO LA CARATTERISTICA $V_{u2}(V_{i1})$:



COLLEGAMENTO IN REAZIONE:

$$V_{i1} = V_{u2}$$

OTTENIAMO 3 PUNTI DI FUNZIONAMENTO

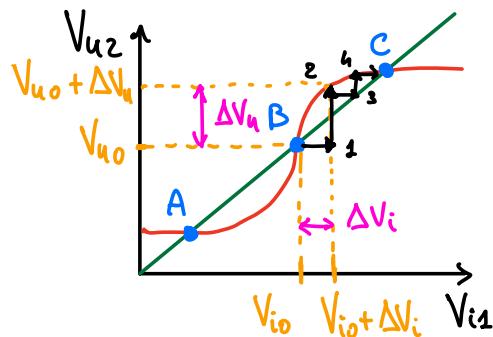
A, C SONO STATI STABILI (0 e 1)

B È UNO STATO METASTABILE E AVRA' UNA SOGLIA DI $\frac{V_{DD}}{2}$ ED È IN UNO STATO DI EQUILIBRIO PRECARIO, BASTA UNA PICCOLA VARIAZIONE PER FAR EVOLVERE IL

SISTEMA LIBERAMENTE IN MODO MOLTO VELOCE O VERSO A o C.

VEDIAMOLO DA UN POV STATICO CON INGRESSO B:

$$\begin{cases} V_{i_1} = V_{i_0} \\ V_{u_2} = V_{u_0} \end{cases}$$



$\Delta V_i < \Delta V_u$ POICHÉ'
HO UN GAIN $\gg 1$

LO STATO PARTE DA ① Poi ② Poi ③ E ④ DOVE TROVA UN TRATTO ORIZZONTALE CHE LO PORTA IN C.

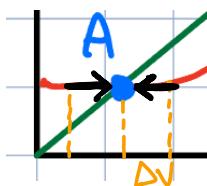
TANTO PIÙ È RIPIDA LA CARATTERISTICA, TANTO PIÙ È ALTO IL GAIN \Rightarrow VELOCE ANDAMENTO.

ACCade l'OPPOSTO IN REAZIONE NEGATIVA.

B È METASTABILE POICHÉ' BASTA UNA PICCOLA SOLLECITAZIONE PER FAR CONVERGERE VELOCEMENTE LO STATO:

VERS0 A $\propto \Delta V_i < 0$	SE VOGLIAMO COMMUTARE A \rightarrow C BASTA SUPERARE LA SOGLIA DI $\frac{V_{u0}}{2}$
VERS0 C $\propto \Delta V_i > 0$	

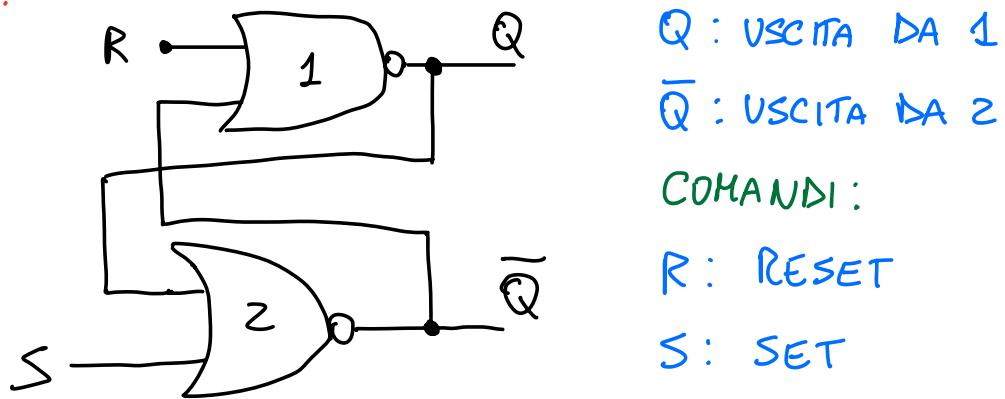
A e C INVECE SONO STATI STABILI POICHÉ' PUR SUBENDO PICCOLE SOLLECITAZIONI, L'USCITA CONTINUA A TORNARE IN QUELLO STATO POICHÉ' GAIN = 0



NOTA: LE TENSIONI DI SOGLIA SI FISSANO IN BASE A COME DIMENSIONO PMOS e NMOS, IN QUESTO CASO SONO SIMMETRICI

45) FLIP FLOP SR: LETTURA, LE 2 POSSIBILI REALIZZAZIONI

SCHEMA:

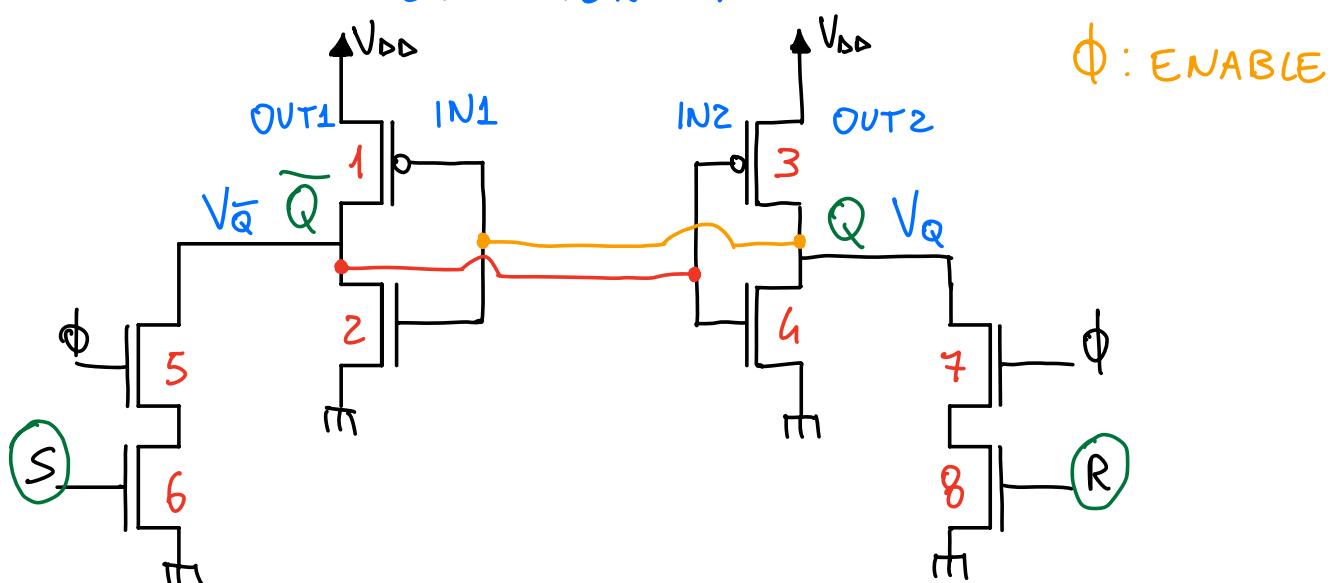


VEDIAMO IL SUO COMPORTAMENTO:

R	S	Q_{m+1}
0	0	Q_m ← MEMORIZZAZIONE
1	0	0
0	1	1
1	1	NON USATA $\rightarrow Q = \bar{Q}$ NO!

PER REALIZZARE FLIP-FLOP SR CI SONO 2 MODI:

1) LATCH + MOSFET ESTERNI:



se $\phi = 0 \Rightarrow Q_5$ e Q_7 INTERDETTI \Rightarrow F-F ISOLATO

se $\phi = 1 \Rightarrow Q_5$ e Q_7 ON \Rightarrow DIPENDE DA S e R :

se $S=0, R=0 \Rightarrow Q_6, Q_8$ OFF \Rightarrow MEMORIZZAZIONE

se $S=1, R=0 \Rightarrow Q_6$ ON, Q_8 OFF

ATTIVO CATENA 5 e 6 E CERCO DI PORTARE
 \bar{Q} VERSO 0 $\Rightarrow V_{\bar{Q}} \rightarrow 0$

$$V_{\bar{Q}} < \frac{V_{DD}}{2} \rightarrow \bar{Q} = 0 \rightarrow Q = 1$$

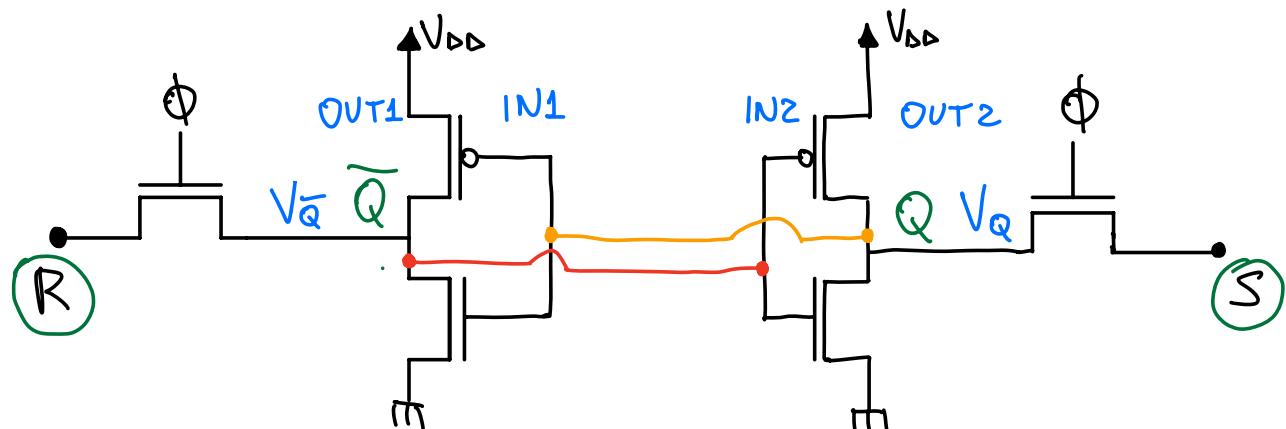
IL LATCH CAMBIERA' STATO FORZANDO A 0 \bar{Q}

se $S=0, R=1 \Rightarrow Q_6$ OFF, Q_8 ON

$$V_Q < \frac{V_{DD}}{2} \rightarrow Q = 0 \rightarrow \bar{Q} = 1$$

se $S=1, R=1 \Rightarrow$ COMPORTAMENTO IMPREDICIBILE

2) LATCH + TRANSISTORI DI PASSO



R e S SONO INVERTITI RISPETTO A PRIMA:

se $\phi = 1 \wedge R=1, S=0 \Rightarrow$ AGISCE SU $V_{\bar{Q}}$

$$V_{\bar{Q}} > \frac{V_{DD}}{2} \rightarrow \bar{Q} = 1 \rightarrow Q = 0$$

$R=0, S=1 \Rightarrow$ AGISCE su V_Q

$$V_Q > \frac{V_{DD}}{2} \rightarrow Q=1 \rightarrow \bar{Q}=0$$

$R=1, S=1 \Rightarrow$ NON LO USO

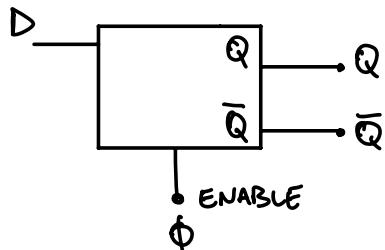
$R=0, S=0 \Rightarrow$ NON LO USO

MANCA LO STATO DI MEMORIZZAZIONE CHE OTTENGO
SOLO CON $\phi=0$.

46) FLIP-FLOP D EDGE TRIGGERED : 2 REALIZZAZIONI.

QUALE CAPACITA' MANTIENE IL DATO IN MASTER/SLAVE?

SCHEMA:

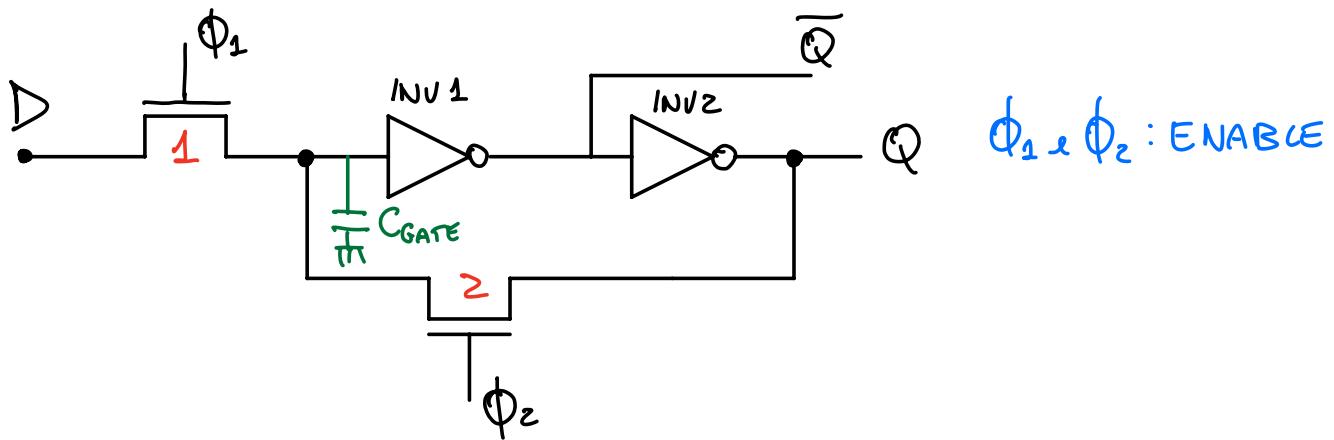


$\phi = 0$ MEMORIZZAZIONE

$\phi = 1$ $Q = D$ TRASPARENZA

CI SONO 2 CONFIGURAZIONI POSSIBILI:

1) CON DUE INVERTER E 2 NMOS.



COME FUNZIONA:

se $\phi_1 = 1, \phi_2 = 0 \Rightarrow Q_1 \text{ ON}, Q_2 \text{ OFF} \Rightarrow Q = D$

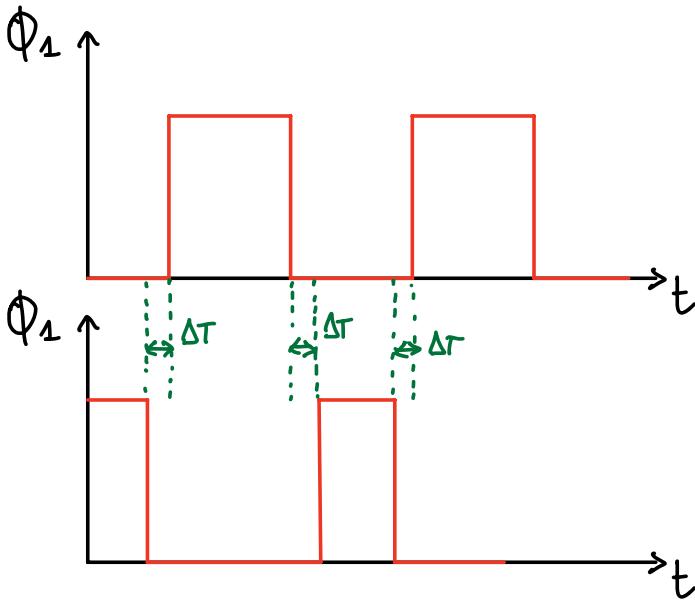
SIAMO IN TRASPARENZA

se $\phi_1 = 0, \phi_2 = 1 \Rightarrow Q_1 \text{ OFF}, Q_2 \text{ ON}$

SIAMO IN MEMORIZZAZIONE

QUESTA CONFIGURAZIONE È ACCETTATA SE ϕ_1 E ϕ_2 NON SONO ENTRAMBI A 1 CONTEMPORANEAMENTE.

VEDIAMO L'ANDAMENTO DI ϕ_1 E ϕ_2 :



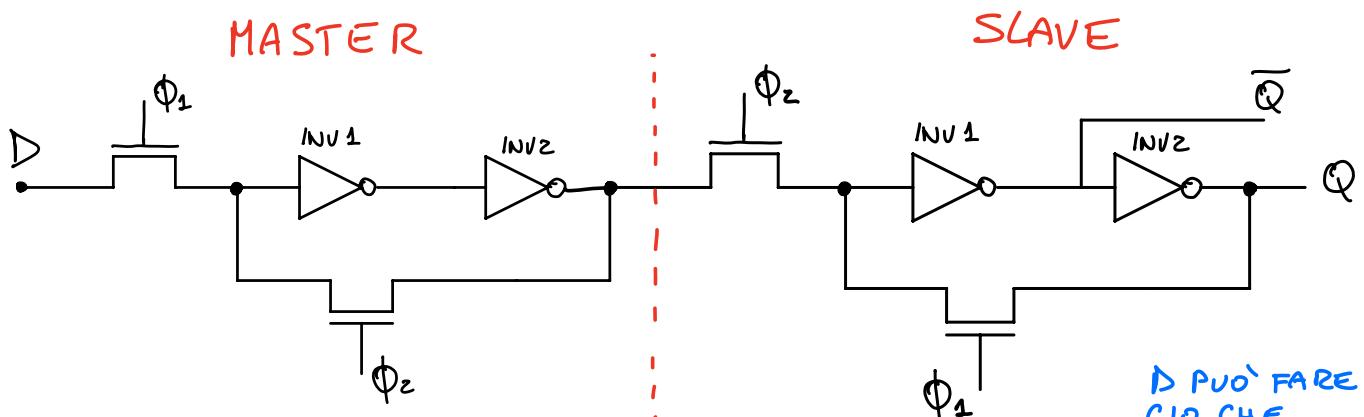
CI DEVE ESSERE UN INTERVALLO DI SEPARAZIONE TRA I 2 FRONTI (ΔT) IN SALITA/DISCESA DEI 2 SEGNALI IN CUI NESSUNO DEI 2 $i = 1$ POICHÉ:
 $\Phi_1 = 1 \rightarrow$ TRASPARENZA
 $\Phi_2 = 1 \rightarrow$ MEMORIZZAZIONE
 $\Phi_1 \text{ e } \Phi_2 = 1 \text{ MAI!}$
 \Downarrow
FISSO $\Delta T \neq 0$ PICCOLO
 $\Delta T = \frac{1}{10} T_s$

ABBIANO 2 POSSIBILI MEMORIZZAZIONI DELLO STATO:

1) LUNGHI PERIODI \Rightarrow CIRCUITO BISTABILE
 \Rightarrow MEMORIZZAZIONE STATICÀ

2) BREVI PERIODI \Rightarrow AFFIDATA A C_{GATE}
 \Rightarrow MEMORIZZAZIONE DINAMICA

3) MASTER / SLAVE :

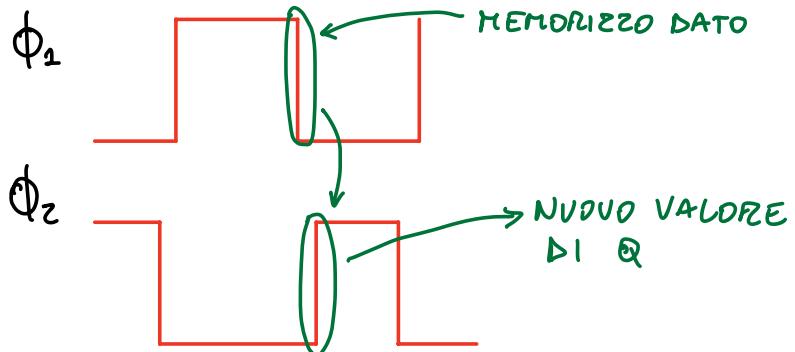


se $\Phi_1 = 1, \Phi_2 = 0 \Rightarrow$ MASTER IN TRASPARENZA
 \Rightarrow SLAVE IN MEMORIZZAZIONE

▷ PUÒ FARE
CIO CHE
VUOLEI NON
HA EFFETTO
SU Q_1
VEDIAMO
QUELLO PRIMA

$\& \Phi_1 = 0, \Phi_2 = 1 \Rightarrow$ MASTER IN MEMORIZZAZIONE
 \Rightarrow SLAVE IN TRASPARENZA

LO SLAVE PRESENTA UN NUOVO DATO IN USCITA, MA
 E' RELATIVO ALL'INGRESSO PRECEDENTE:

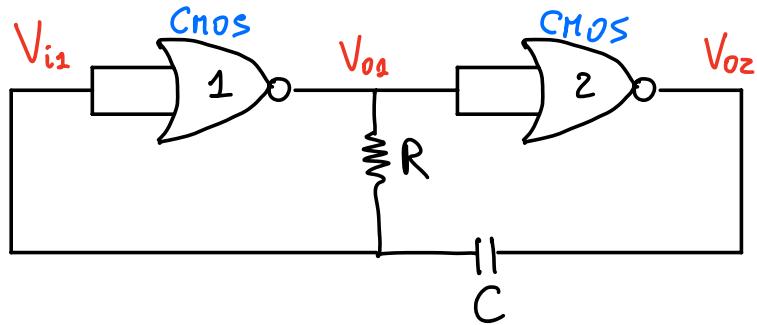


UN NUOVO DATO IN USCITA
 SI HA IN CORRISPONDENZA
 DEL FRONTE DI SALITA DI
 Φ_2 , TALE INGRESSO ERA
 QUELLO PRESENTE UN ATTIVO
 PRIMA DEL FRONTE DI
 DISCESA DI Φ_1

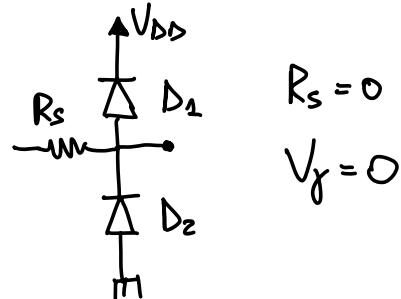
IN QUESTO MODO NON ABBIAMO
 MAI TRASPARENZA TRA Q E D ,
 QUINDI ABBIAMO EFFETTIVAMENTE
 IL CAMBIO DATO SUL FRONTE DI
 SALITA DEL CLOCK (EDGE TRIGGERED)

47) MULTIVIBRATORE ASTABILE CON PORTE CMOS.

SCHEMA :

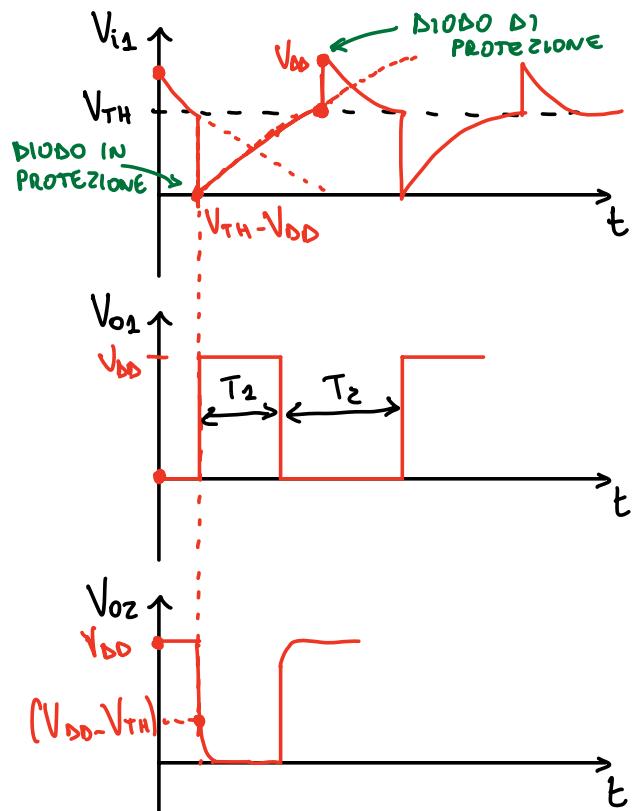


NOR CON PROTEZIONE:

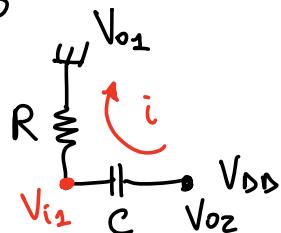


MOSFET IN CONDUZIONE : $R_{on} \approx 0$

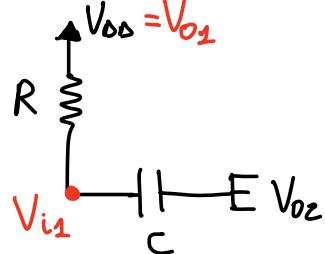
ANDAMENTO DELLE TENSIONI V_{i1}, V_{o1}, V_{o2} :



per $t=0$



per $t > 0$



T_1 : CARICA DA 0 A V_{TH}

$$V_{i1}(t=T_1) = V_{TH} = V_{DD} \left(1 - e^{-\frac{T_1}{\tau}}\right)$$

$$T_1 = \tau \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{TH}} \right)$$

T_2 : SCARICA DA V_{DD} A V_{TH}

$$V_{T_2}(t=T_2) = 0 + (V_{DD} - 0) e^{-\frac{T_2}{\gamma}}$$

$$T_2 = \gamma \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_{TH}} \right)$$

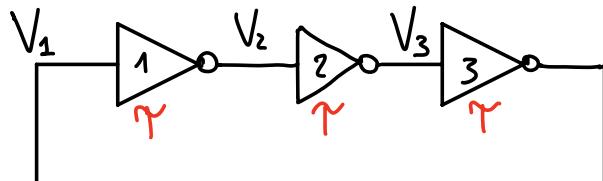
$$T = T_1 + T_2 = \gamma \left(\ln \left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{TH}} \right) + \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_{TH}} \right) \right) \quad \gamma = RC$$

SE LE PORTE SONO TALI CHE $V_{DD} = V_{TH}$

$$T = 2RC [\ln 2 + \ln 2] = 2RC \ln 2$$

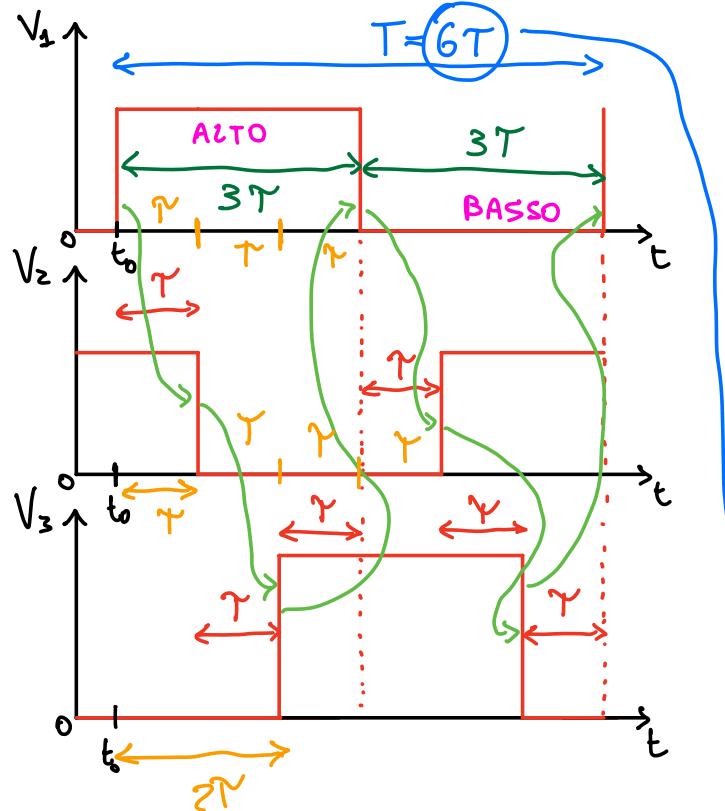
48) OSCILLATORE AD ANELLO

CONSENTE DI OTTENERE Onda Quadra METTENDO IN CASCATA UN NUMERO DISPARI DI INVERTER ≥ 1



SIAMO IN REAZIONE POSITIVA, CONTINUA A OSCILLARE DI CONTINUO.

VEDIAMO L'ANDAMENTO DI V_1, V_2, V_3 :



$$V_1(t_0) = V_{DD}$$

$$V_2(t_0 + \tau) = 0$$

$$V_3(t_0 + 2\tau) = V_{DD}$$

$$V_1(t_0 + 3\tau) = 0$$

$$T = 2N\tau \rightarrow f = \frac{1}{2N\tau}$$

NO INVERTER
(È DISPARI) IN QUESTO CASO 3

SI MISURA VALOR MEDIO DI τ

4a) ARCHITETTURA DELLE MEMORIE GENERALI

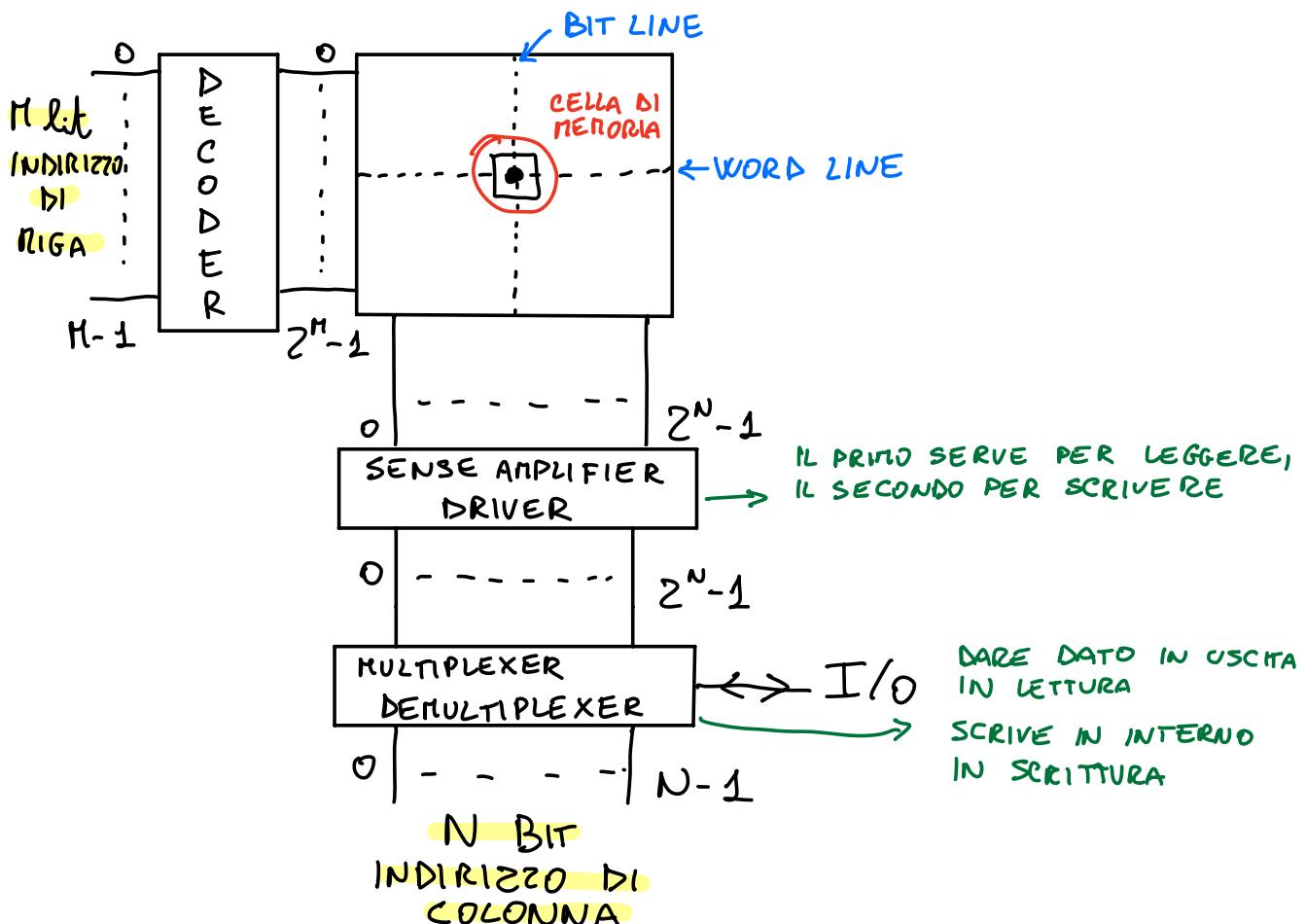
ABBIAMO 2 TIPI DI MEMORIA:

1) VOLATILE

2) NON VOLATILE

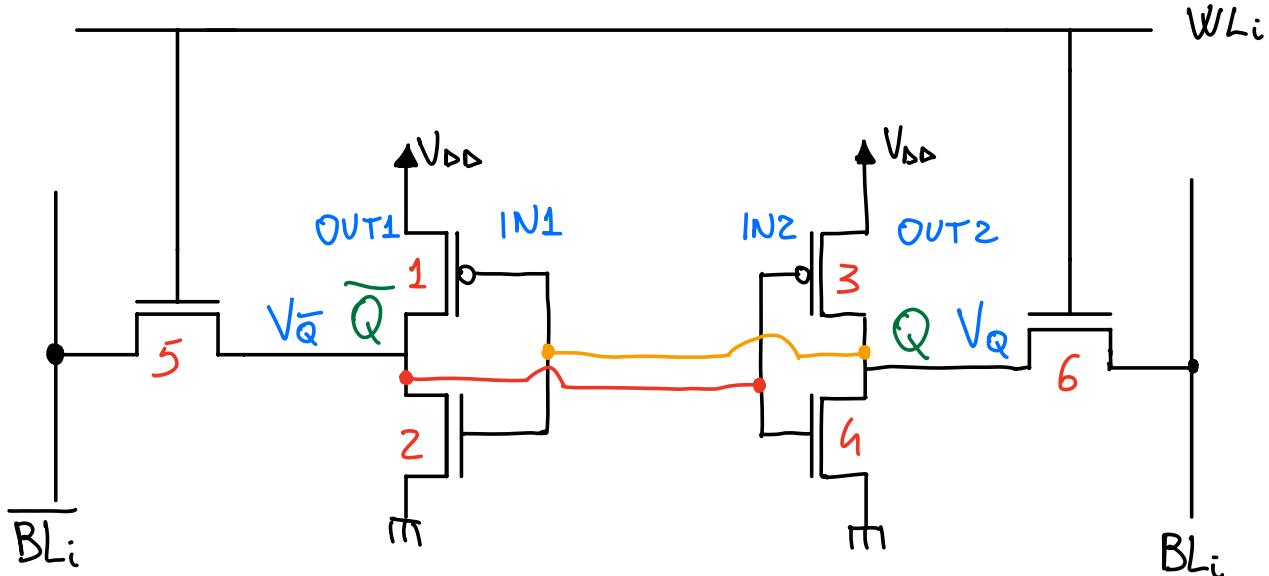
FATTE A MATRICE: PER MEMORIZZARE
UN BIT SERVE UN LATCH

LA MEMORIA E' A MATRICE $\Rightarrow 2^m \times 2^m$ m righe m colonne



50) SRAM, LETTURA E SCRITTURA.

SCHEMA SRAM 6T:



SCRITTURA:

$$\begin{aligned} \text{PER SCRIVERE "1": } & \Rightarrow BL_i = 1 \Rightarrow V_{BL_i} = V_{DD} \\ & \Rightarrow \overline{BL_i} = 0 \Rightarrow V_{\overline{BL_i}} = 0 \end{aligned} \quad \left. \begin{array}{l} \text{e } \\ \text{e } \end{array} \right\} \text{e } WL_i = 1$$

$$\begin{aligned} \text{PER SCRIVERE "0": } & \Rightarrow BL_i = 0 \Rightarrow V_{BL_i} = 0 \\ & \Rightarrow \overline{BL_i} = 1 \Rightarrow V_{\overline{BL_i}} = V_{DD} \end{aligned}$$

LETTURA:

$$1) \text{ PRECARICO } BL_i \text{ e } \overline{BL_i} \text{ a } \frac{V_{DD}}{2} \Rightarrow V_{BL_i} = V_{\overline{BL_i}} = \frac{V_{DD}}{2}$$

ATTIVO IL GENERATORE E LO COLLEGHI ALLA BLi MA LO SCOLLEGHI PRIMA DI ATTIVARE WLi;

$$2) \text{ ATTIVAZIONE DI } WL_i = 1 \Rightarrow Q_s \text{ e } Q_6 \text{ ON} \rightarrow \begin{array}{l} \text{WLi DISATTIVA PRIMA} \\ \text{DI ATTIVARE SENSE} \\ \text{AMPLIFIER} \end{array}$$

$$3) \text{ ATTIVAZIONE DEL SENSE AMPLIFIER} \Rightarrow \text{LEGGE IL } +\Delta V \text{ E DETERMINA IL VALORE LOGICO}$$

ESEMPIO (SE NELLA CELLA HO MEMORIZZATO "1"):

$$\Rightarrow Q_3 \text{ ON} \Rightarrow Q = V_{DD} \Rightarrow \text{ATTIVO PERCORSO 3-6}$$

$\Rightarrow BL_i$ SI DEVE SPOSTARE $b_1 + \Delta V$ (VERSO 1)

$$\frac{V_{DD}}{2} \rightarrow \frac{V_{DD}}{2} + \Delta V$$

$\Rightarrow \overline{Q} = 0 \Rightarrow$ ATTIVO PERCORSO 5-2

$\Rightarrow \overline{BL_i}$ SI DEVE SPOSTARE $b_1 - \Delta V$ (VERSO 0)

$$\frac{V_{DD}}{2} \rightarrow \frac{V_{DD}}{2} - \Delta V$$

SE AVEVO MEMORIZZATO 0 NELLA CELLA:

$\Rightarrow Q_4$ ON \Rightarrow ATTIVO PERCORSO 6-4

$\Rightarrow BL_i$ VERSO 0

$$\frac{V_{DD}}{2} \rightarrow \frac{V_{DD}}{2} - \Delta V$$

\Rightarrow ATTIVO PERCORSO 5-1

$\Rightarrow \overline{BL_i}$ VERSO 1

$$\frac{V_{DD}}{2} \rightarrow \frac{V_{DD}}{2} + \Delta V$$

LA LETTURA NON E' DISTRUTTIVA. LA CELLA DI MEMORIA
DEVE RIMANERE APERTA IL MINOR TEMPO POSSIBILE,
QUELLO SUFFICIENTE A FAR SBILANCIARE LA BL
DI UN CERTO ΔV .

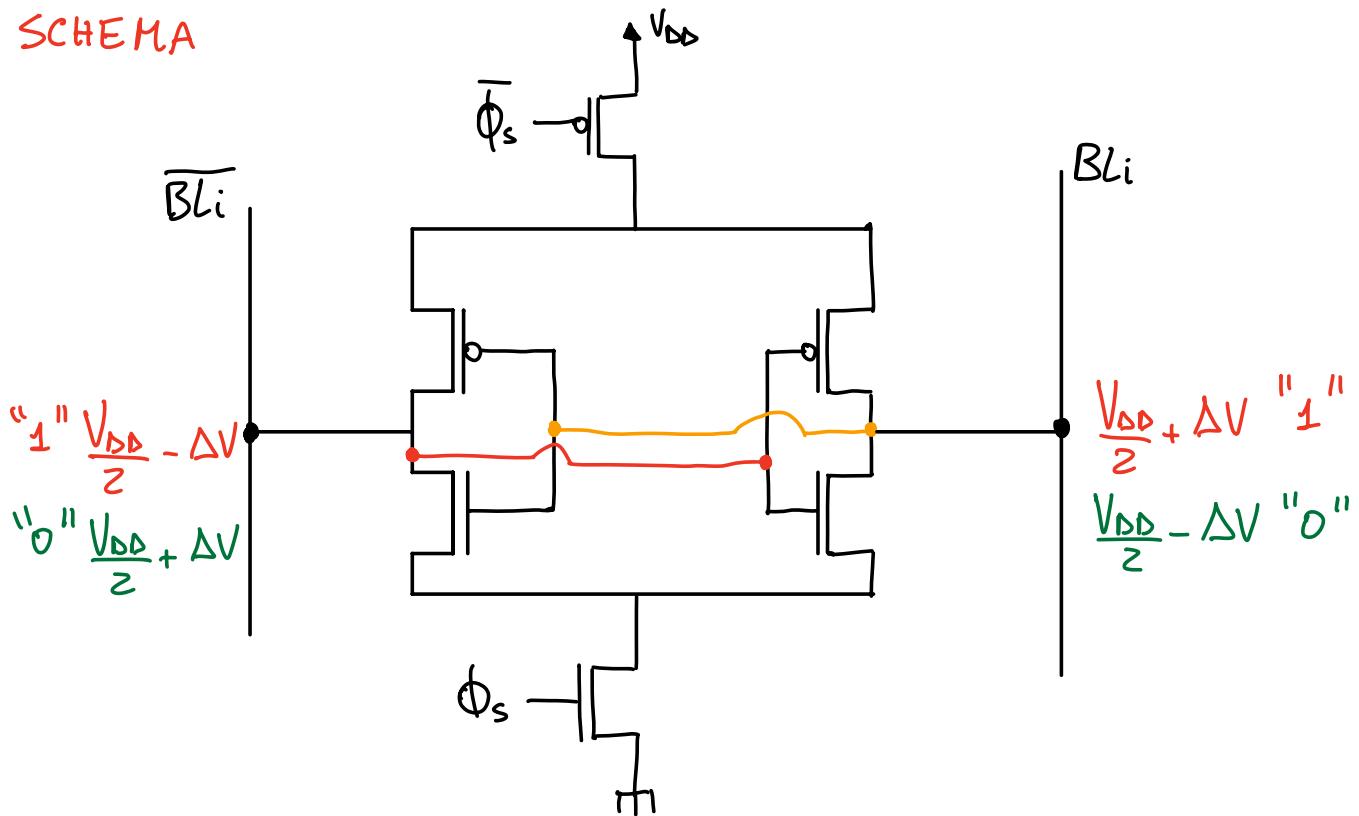


MIGLIORE E' IL SENSE AMPLIFIER + PICCOLO E' ΔV CHE
DEVE MISURARE \Rightarrow MINOR TEMPO CHE LA CELLA RIMANE
APERTA PER FAR SBILANCIARE BL (PER EVITARE DISTURBI)

51) SENSE AMPLIFIER: FUNZIONAMENTO E PERCHE'

USARE UN PMOS COLLEGATO A V_{DD} E NMOS COLLEGATO A GROUND, PERCHE' E' IMPORTANTE LO STATO METASTABILE E PERCHE' FUNZIONA, TEMPORIZZAZIONE LETTURA.

SCHEMA



FUNZIONAMENTO

se $\Phi_s = 0 \Rightarrow$ IL CIRCUITO E' SPENTO

se $\Phi_s = 1 \Rightarrow$ NMOS ATTIVO, PMOS ATTIVO \Rightarrow ATTIVO CIRCUITO

IL LATCH VEDE I SUOI BL_i e \bar{BL}_i SBILANCIATI DI $2\Delta V$

E GRAZIE ALLA SUA REAZIONE POSITIVA INTERNA

(META STABILITA') IL LATCH EVOLVE IN MODO VELOCE, FORZERA' LA BL_i AL VALORE CORRISPONDENTE.

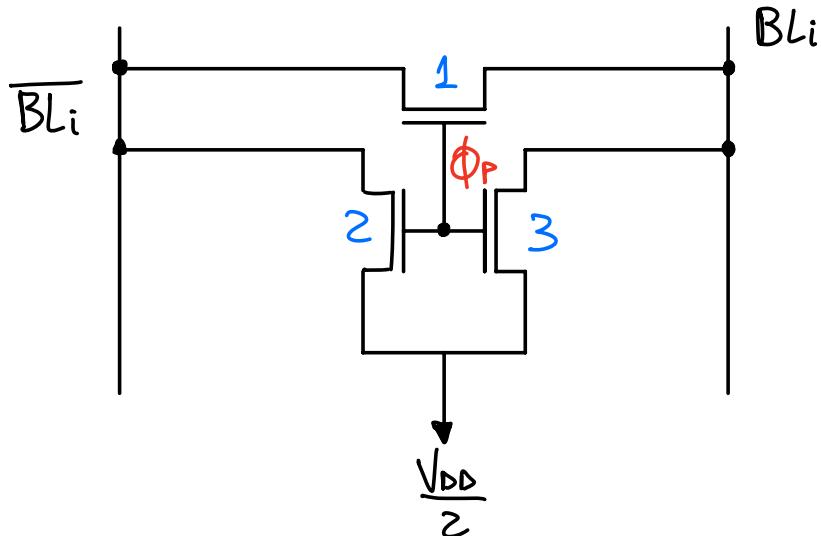
IL S.A. E' ALIMENTATO ATTRAVERSO UNA SELEZIONE PERCHÉ:

- 1) MINIMIZZARE IL PIU' POSSIBILE I CONSUMI DI POTENZA \Rightarrow TENO' SPENTO BL_i CHE NON SERVONO
- 2) E' UN LATCH, QUINDI TENDE A FORZARE LO STATO POICHÉ IN V_{DD} NON CI STA. SE FOSSE ACCESO ANDREBBE Z A INTERFERIRE CON IL CIRCUITO DI PRECARICA DI LETTURA, ANDANDO A FORZARE LE BL_i A V_{DD} E ANDANDO A FARLE LA LETTURA IL S.A. POTREBBE GIA' Z INTERVENIRE.

IL S.A. SI ACCENDE SOLO DOPO SBILANCIAMENTO BL_i e UNA VOLTA CHIUSA LA WL_i.

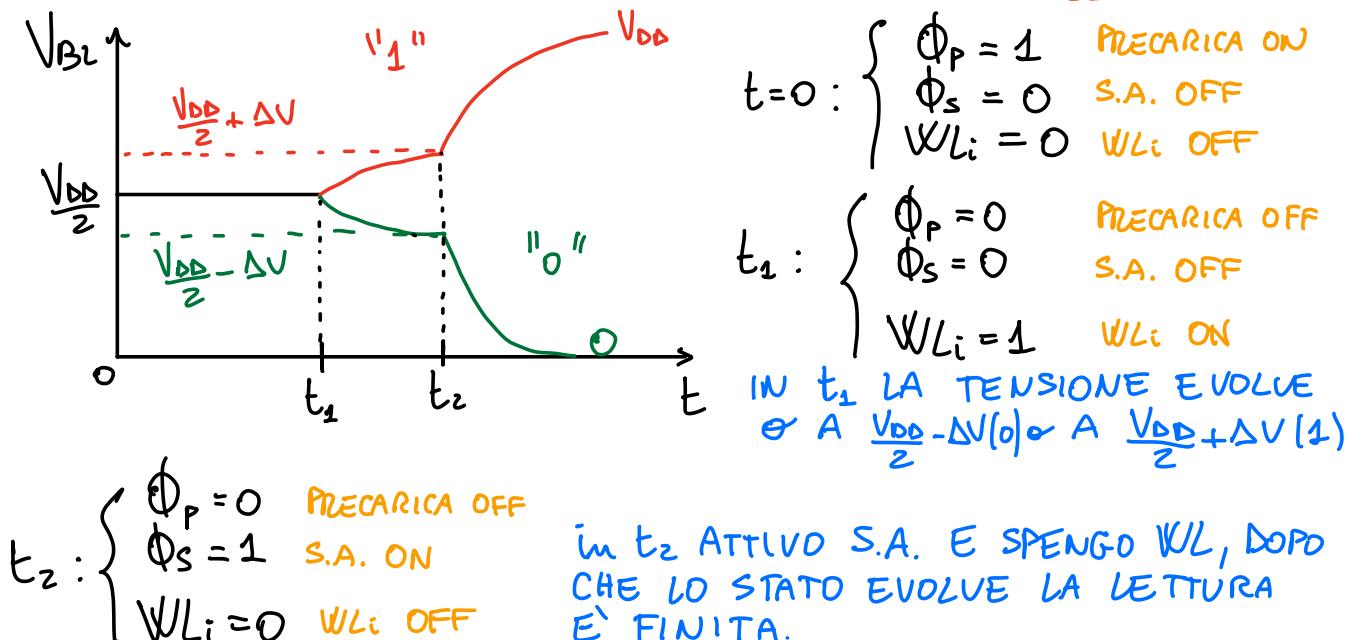
52) CIRCUITO DI PRECARICA

SCHEMA:



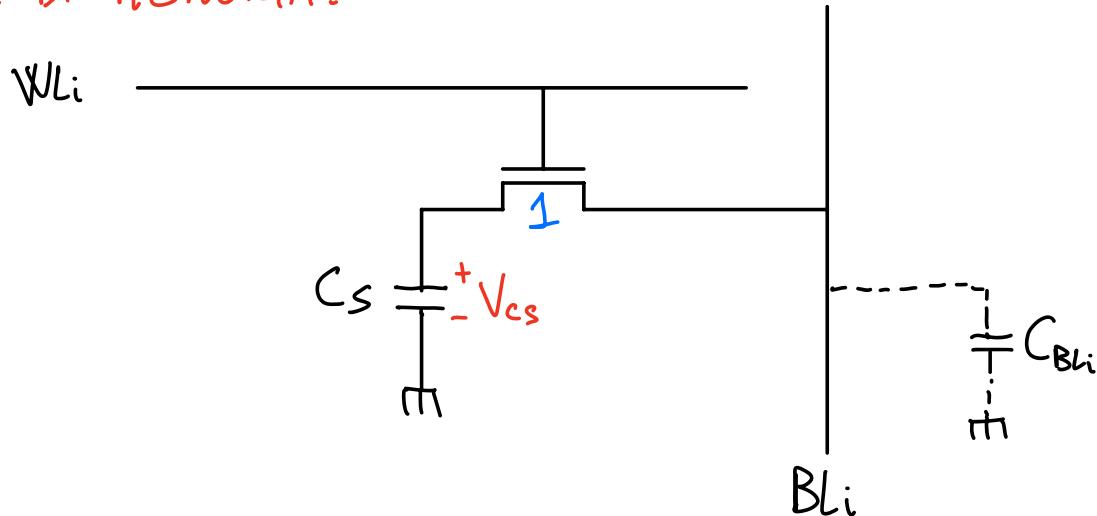
BLI SOGNA ESSER CERTI CHE LE DUE BL SIANO EFFETTIVAMENTE
ALLO STESSO POTENZIALE PRIMA DI INIZIARE LA LETTURA
QUANDO Q_1 È ON GARANTISCE CHE LE 2 BL SIANO
ALLO STESSO POTENZIALE A REGIME

FACCIAMO UN DIAGRAMMA TEMPORALE DI V_{BL} :



53) RAM DINAMICA (DRAM) - 1T, CELLA DI MEMORIA, LETTURA E SCRITTURA

CELLA DI MEMORIA:



SCRITTURA:

Se VOGLIO SCRIVERE "1":

$$1) \text{ PONGO } V_{BLi} = V_{DD}$$

$$2) \text{ ATTIVO } WL_i = 1$$

DOPPO UN PO' DI TEMPO AVRO': $V_{CS} = V_{DD} - V_T$

RINUNCIO A UN
VALORE LOGICO
ALTO PIENO PER
USA UN SOLO
NMOS
+ VELOCE
+ PICCOLO DI PIROS

SE VOGLIO SCRIVERE "0":

$$1) \text{ PONGO } V_{BLi} = 0$$

$$2) \text{ ATTIVO } WL_i = 1$$

DOPPO UN PO' DI TEMPO AVRO': $V_{CS} = 0$

NMOS RIESCE A DARE
0 BASSO PIENO

LETTURA:

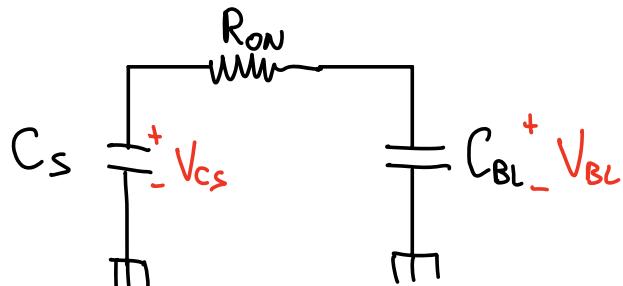
NELLA DRAM LA LETTURA E' DISTRUTTIVA !!!

$$1) \text{ PRECARICO } BL_i \text{ a } \frac{V_{DD}}{2} \Rightarrow V_{BLi} = \overline{V_{BLi}} = \frac{V_{DD}}{2}$$

2) ATTIVO WL_i \Rightarrow WL_i = 1

3) ATTIVO SENSE AMPLIFIER DRAM

RISCRIVO CIRCUITO SEMPLIFICATO:



FACCIO UN' ANALISI DEL CIRCUITO PER CAPIRE $V_{CS} = V_{BL} = ?$

LE DUE CAPACITA' SI SCAMBIANO CARICA TRA LORO E
POSso SFRUTTARE LEGGE DI CONSERVAZIONE CARICA:

CARICA PRIMA DEL TRANSITORIO = CARICA FINALE

$$Q = CV$$

CARICA PRIMA
DEL TRANSITORIO $\xrightarrow{V_{BL} = \frac{V_{DD}}{2}}$
CARICA FINALE

$$C_s V_{CS} + C_{BL} \frac{V_{DD}}{2} = (C_s + C_{BL}) \left(\frac{V_{DD}}{2} + \Delta V \right)$$

~~$$C_s V_{CS} + C_{BL} \frac{V_{DD}}{2} = C_s \frac{V_{DD}}{2} + C_s \Delta V + C_{BL} \frac{V_{DD}}{2} + C_{BL} \Delta V$$~~

$$\Delta V (C_s + C_{BL}) = C_s \left(V_{CS} - \frac{V_{DD}}{2} \right)$$

$$\Delta V = \frac{C_s}{(C_s + C_{BL})} \left(V_{CS} - \frac{V_{DD}}{2} \right) \quad C_{BL} \gg C_s$$

$$\Delta V \approx \frac{C_s}{C_{BL}} \left(V_{CS} - \frac{V_{DD}}{2} \right)$$

LA TENSIONE CHE TROVIANO DENTRO
LA CELLA A FINE LETTURA E'

$$\frac{V_{DD}}{2} + \Delta V \approx \frac{V_{DD}}{2}$$

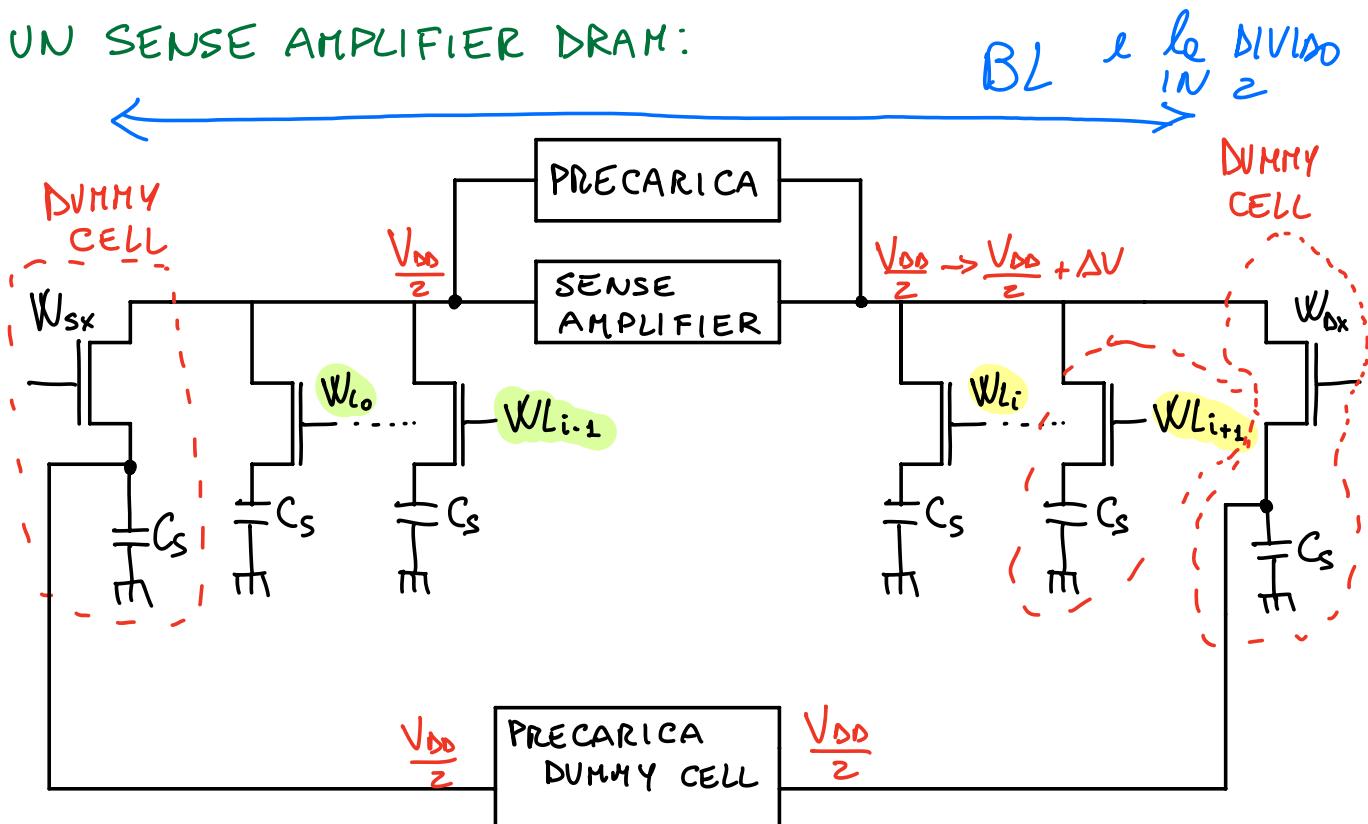
ABBIANO DISTRUTTO IL DATO CHE C'ERA DENTRO.

ESEMPIO PER CAPIRE MEGLIO:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{BL} = 30 C_s \\ V_{DD} = 5V \\ V_T = 1.5V \end{array} \right. \begin{array}{l} \xrightarrow{\text{"1"}} \\ \xrightarrow{\text{"0"}} \end{array} \begin{array}{l} V_{CS} = (V_{DD} - V_T) = 3.5V \\ \Delta V = 33mV \\ V_{CS} = 0 \\ \Delta V = -83mV \end{array} \begin{array}{l} \text{VALORE CELLA } V_{BL} \text{ DOPO LETTURA} \\ \Rightarrow \frac{V_{DD}}{2} + \Delta V = 2.533V \\ \Rightarrow \frac{V_{DD}}{2} + \Delta V = 2.113V \end{array}$$

IL DATO E' STATO DISTRUTTO

SULLA BL AVRO' UN ΔV QUINDI DEVO USARE PURE QUI UN SENSE AMPLIFIER DRAM:



LA LETTURA DI S.A. DRAM AVVIENE COSÌ:

- 1) PRECARICA BL + DUMMY CELL a $\frac{V_{DD}}{2}$
- 2) ATTIVO WL_i, SE LEGGO W_{L_{i+1}}:

$$\begin{cases} W_{L_{i+1}} = 1 & W_{DX} = 0, W_{SX} = 1 \\ W_{L_{i-1}} = 1 & W_{DX} = 1, W_{SX} = 0 \end{cases}$$

A DESTRA DIVENTA $\frac{V_{DD}}{2} + \Delta V$ con ΔV POSITIVO O NEGATIVO
IN BASE A COSA C'ERA DENTRO
SE "1" o "0"

A SINISTRA RIMANE $\frac{V_{DD}}{2}$

3) ATTIVO SENSE AMPLIFIER DRAM

4) RIATTIVO WL E CI RISCRIVO IL DATO CHE HO DISTORTO

54) DECODER DEGLI INDIRIZZI DI RIGA: COME MODIFICARLO
PER AVERE UN DECODER DEGLI INDIRIZZI DI COLONNA
E PERCHE' BI SOGNA MODIFICARLO

CON N CONTATTI SIAMO IN GRADO DI CONTATTARE $2^N - 1$ CELLE
ESEMPIO CON 2 BIT AD INDIRIZZO DI RIGA (A_1, A_0)

POSSIAMO ATTIVARE 4 WL, WL_0, WL_1, WL_2, WL_3 DOVE:

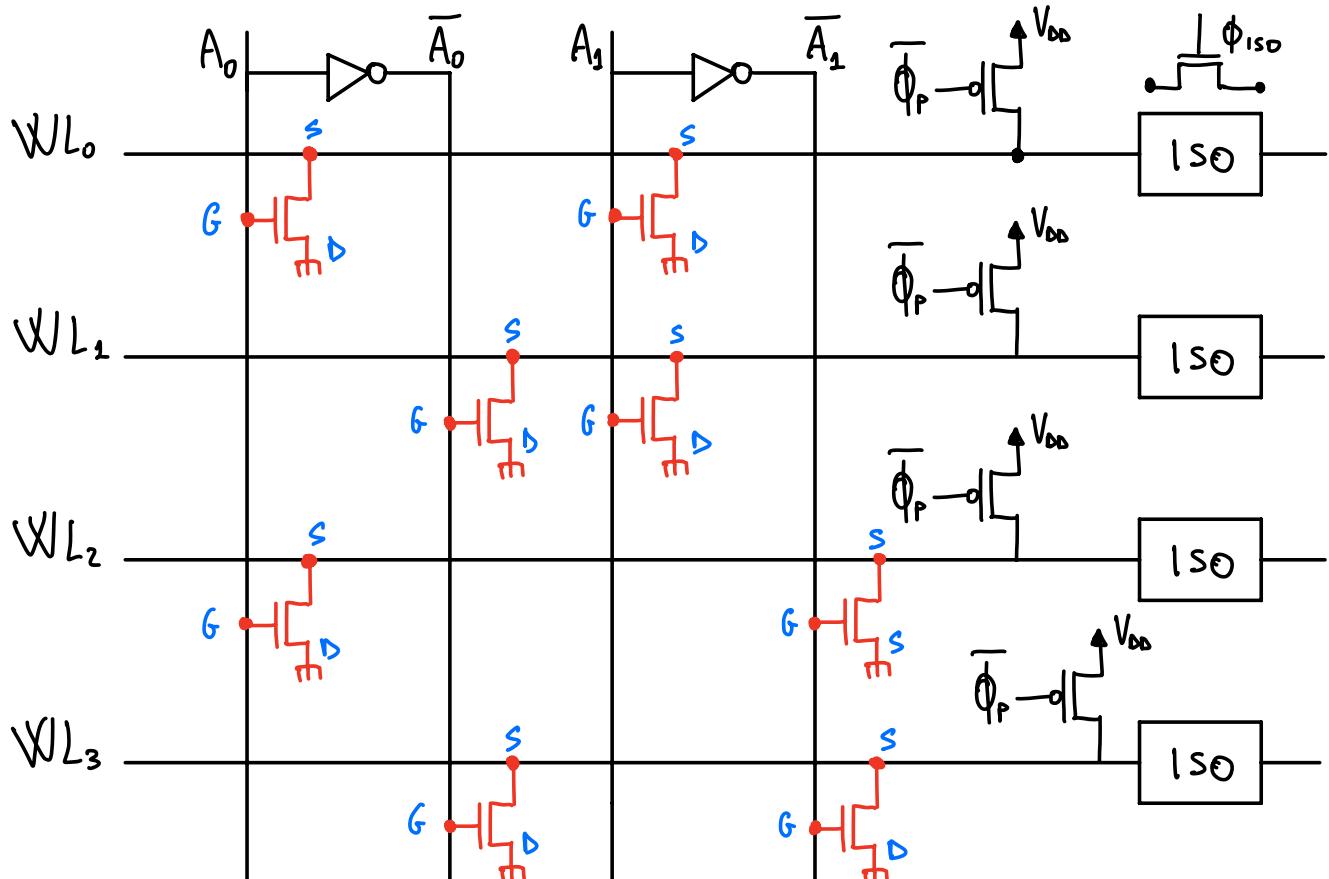
WL_0 ATTIVA QUANDO $(A_1, A_0) = (0, 0) \Rightarrow \overline{A_1} \cdot \overline{A_0} = \overline{A_1 + A_0}$

WL_1 ATTIVA QUANDO $(A_1, A_0) = (0, 1) \Rightarrow \overline{A_1} \cdot A_0 = \overline{A_1 + \overline{A_0}}$

WL_2 ATTIVA QUANDO $(A_1, A_0) = (1, 0) \Rightarrow A_1 \cdot \overline{A_0} = \overline{\overline{A_1} + A_0}$

WL_3 ATTIVA QUANDO $(A_1, A_0) = (1, 1) \Rightarrow A_1 \cdot A_0 = \overline{\overline{A_1} + \overline{A_0}}$

USIAMO DECODER WIRED-NOR: (MENO INGOMBRANTE)



IL CIRCUITO FUNZIONA COSÌ:

- 1) PRECARICA DI TUTTE LE WL con $\phi_p = 1 \Rightarrow \bar{\phi}_p = 0$
- 2) SCARICA DI TUTTE LE WL TRANNE QUELLA INDIRIZZATA:
ES. $(A_1, A_0) = (0, 0) \rightarrow WL_0 = 1$

NELL'ESEMPIO:

WL_0 NON SI SCARICA \Rightarrow ENTRAMBI NMOS OFF

WL_1 SI SCARICA CON NMOS DELLA WL ATTACCATO A $\bar{A}_0 = 1$

WL_2 SI SCARICA CON NMOS DELLA WL ATTACCATO A $\bar{A}_1 = 1$

WL_3 SI SCARICA TRAMITE ENTRAMBI GLI NMOS DELLA WL

3) COLLEGAMENTO DEL DECODER ALLA MATRICE DI CELLE
L'ISOLAMENTO VIENE FATTO CON COMANDO ϕ_{iso}

QUESTO CIRCUITO CI CONSENTE DI DISSIPARE POCO
POTENZA POICHÉ NON C'E' MAI COLLEGAMENTO DIRETTO
TRA V_{DD} E GROUND, MA SI HA PRECARICA.

SERVE UN PMOS PER OGNI WL !!

SE NE AVESSIMO 2 LE WL SAREBBERO IN CORTO.

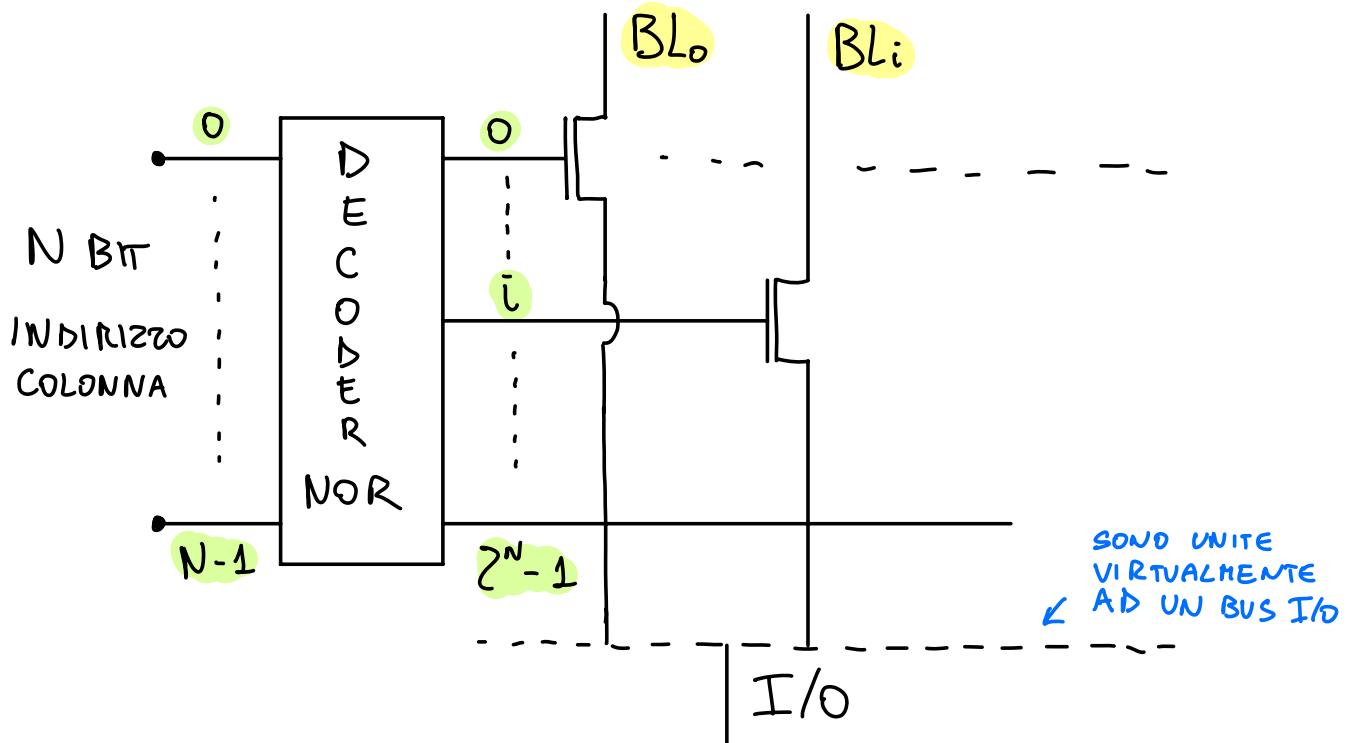
DECODER AD INDIRIZZI DI COLONNA (MULTIPLEXER/
DEMULTIPLEXER)
È IN GRADO DI INDIRIZZARE LA BL CORRISPONDENTE.

SI FA CON DECODER WIRED-NOR

\Rightarrow CON INGRESSO N BIT DI INDIRIZZO COLONNA

\Rightarrow IN USCITA HO DA 0 A $Z^N - 1$ COME USCITE

SCHEMA:



PER INDIRIZZARE LA SINGOLA BITLINE:

- 1) SI SPECIFICA L'INDIRIZZO DI COLONNA BINARIO AL DECODER
- 2) L'USCITA DEL DECODER METTE AD 1 L'USCITA CORRISP.
- 3) IL GATE DEL MOSFET COLLEGATO IN SERIE ALLA BL CORRISPONDENTE DIVENTERÀ ATTIVO
- 4) IL VALORE DELLA BL_i VERRÀ PORTATO ALL'ESTERNO TRAMITE IL BUS I/O

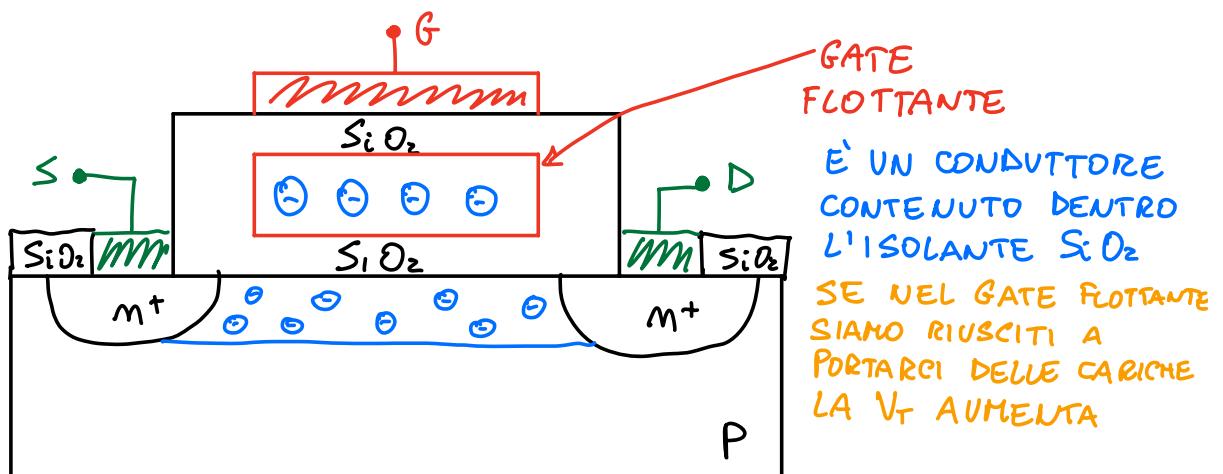
DIFFERENZE TRA SRAM e DRAM:

STATICA: DEVE AVERE CONFIGURAZIONE A LATCH CHE CONSENTE DI MANTENERE STATICAMENTE IL DATO.

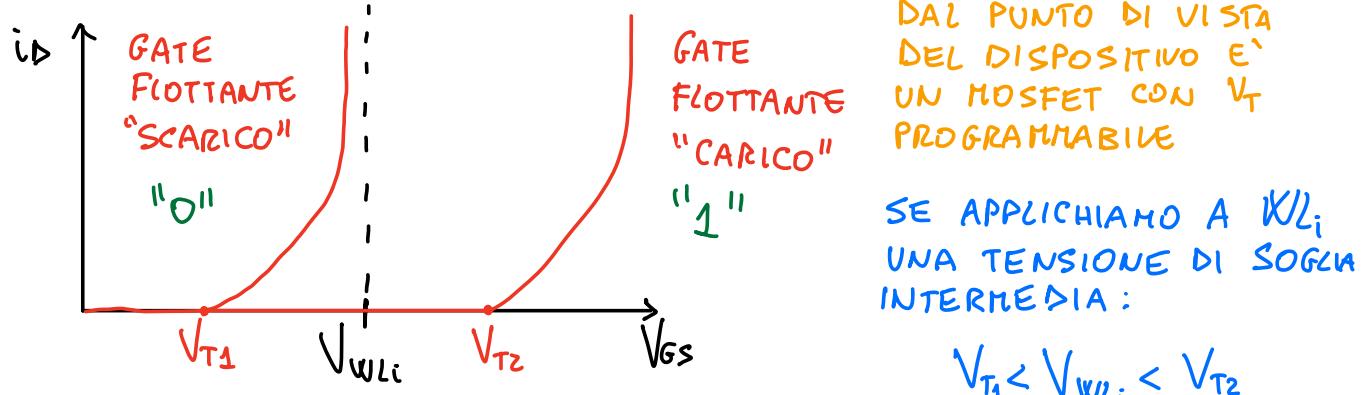
DINAMICA: DEVE AVERE UN CONDENSATORE DEDICATO AD ACCUMULARE IL DATO

55) MEMORIA EPROM, TRATTAZIONE SU GATE FLOTTANTE E
FLOTOX, E PERCHE' SI UTILIZZA LA LUCE UV PER LA
PROGRAMMAZIONE

E' UNA ROM PROGRAMMABILE
FATTA DAL
MOSFET A GATE FLOTTANTE (FATTO DA 2 GATE DI CUI
UNO DI QUESTI E' INTERNO ISOLATO DALL'ESTERNO)



VEDIAMO i_D (V_{GS})



QUELLO CHE SUCCIDE E':

SE IL GATE FLOTTANTE E' SCARICO \Rightarrow E' IN CONDUZIONE ($V_{T1} < V_{WL_i}$)
E MEMORIZZO "0"

SE IL GATE FLOTTANTE E' CARICO: \Rightarrow E' INTERDETTO ($V_{WL_i} < V_{T2}$)
E MEMORIZZO "1"

PER TRASFERIRE GLI ELETTRONI AL GATE FLOTTANTE DEVO SUPERARE UNA BARRIERA DI POTENZIALE, CI SONO 2 MODI:
1) FORNISCO UNA ENERGIA SUFFICIENTEMENTE ELEVATA
2) CI PASSIAMO ATTRAVERSO (EFFETTO TUNNEL)
SCRITTURA (PROGRAMMAZIONE):

INSERIRE CARICA NEL GATE FLOTTANTE EQUIVALE A FARE LA SCRITTURA E SI ESEGUONO 2 OPERAZIONI:

- 1) APPLICO V_{DS} ELEVATA \Rightarrow SCORRE UNA CORRENTE ELEVATA E GLI ELETTRONI ACQUISISCONO ENERGIA ELEVATA
- 2) APPLICO V_{GS} ELEVATA \Rightarrow GLI ELETTRONI CALDI SONO ATTIRATI VERSO IL GATE E HANNO ENERGIA SUFFICIENTE PER SUPERARE LA BARRIERA DI POTENZIALE

↓
EFFETTO A VALANGA

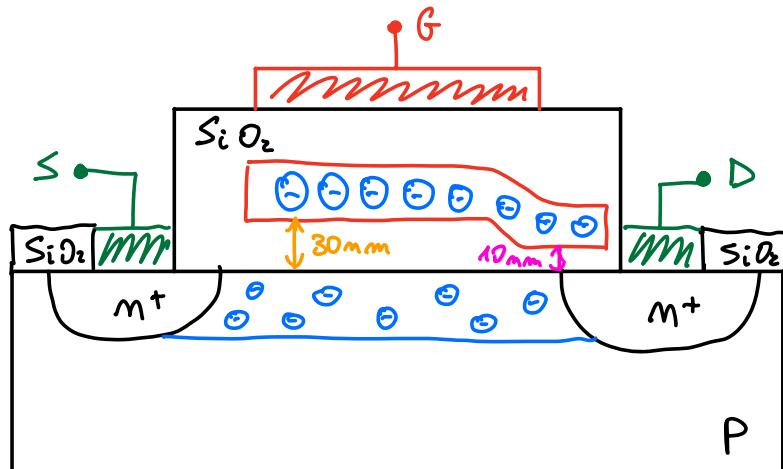
GLI ELETTRONI CHE ENTRANO NEL GATE MAN MANO

RESPINGO ALTRI CHE VOGLIONO ENTRARCI

IL PROBLEMA E' RIMUovere GLI ELETTRONI DAL GATE

↓
LO FACCIO FORNENDO ENERGIA NECESSARIA, CON RADIAZIONE LUMINOSA A RAGGI UV AGENDO DALL'ESTERNO
LE MEMORIE EPROM HANNO LO SVANTAGGIO DI NON
ESSERE CANCELLABILI, PERCIO' E' STATA INTRODOTTA
LA EEPROM (PROGRAMMABILE E CANCELLABILE).

MEMORIA EEPROM - FLOTOX:



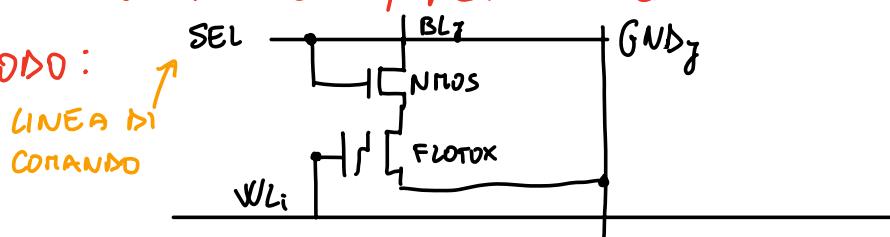
LA MODIFICA E' CHE L'OSSIDO VIENE ASSOTTIGLIATO FORTEMENTE IN CORRISPONDENZA DEL DRAIN. VIENE ASSOTTIGLIATO PER FAVORIRE IL PASSAGGIO DI ELETTRONI PER EFFETTO TUNNEL.

SE APPLICO V_{GD} UGUALE E OPPOSTA GLI ELETTRONI SUPERANO LA BARRIERA E TORNANO NEL DRAIN.

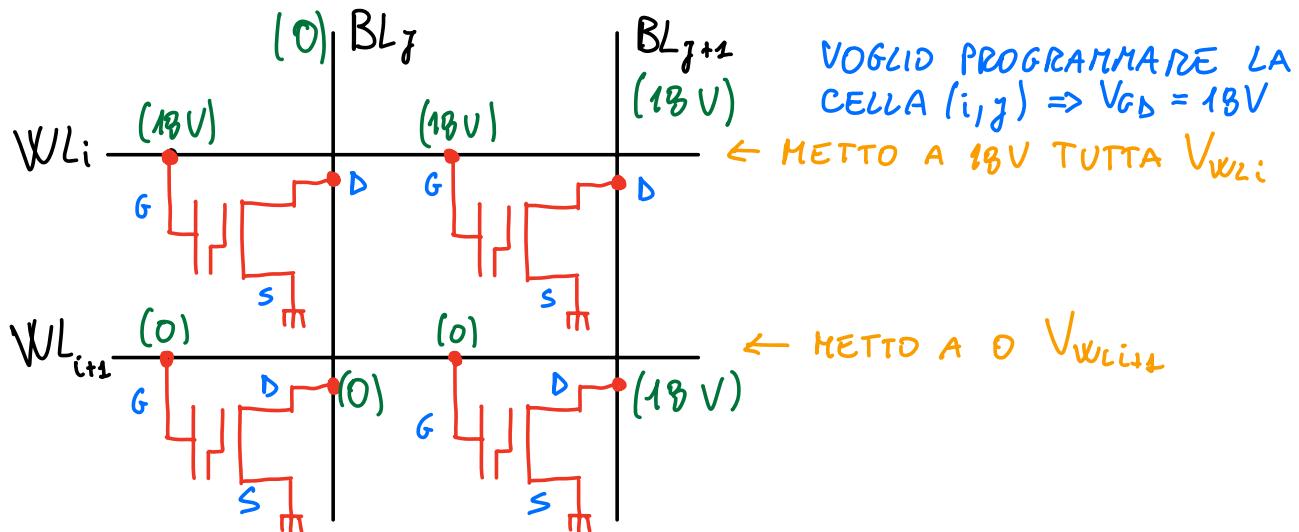
PROGRAMMO: $V_{GD} = 18V$ CARICO GATE

CANCELLO: $V_{GD} = -18V$ SVUOTO GATE

DEVO STARE ATTENTO QUANDO FACCI QUESTA COSA POICHÉ IN FASE DI CANCELLAZIONE NON HO PROBLEMI, IN FASE DI SCRITTURA SI \Rightarrow POTREI RISCHIARE DI CANCELLARE IL VALORE DI UNA CELLA, PERCÒ LA STRUTTURA IN QUESTO MODO:



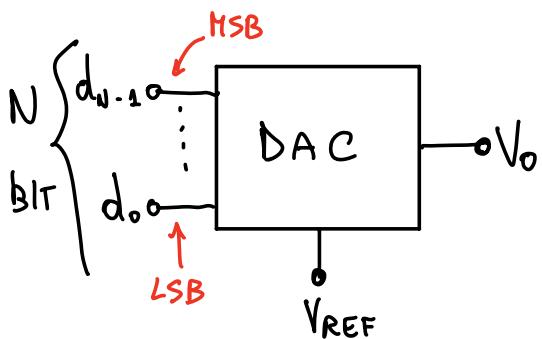
PROBLEMA CANCELLAZIONE CELLA:



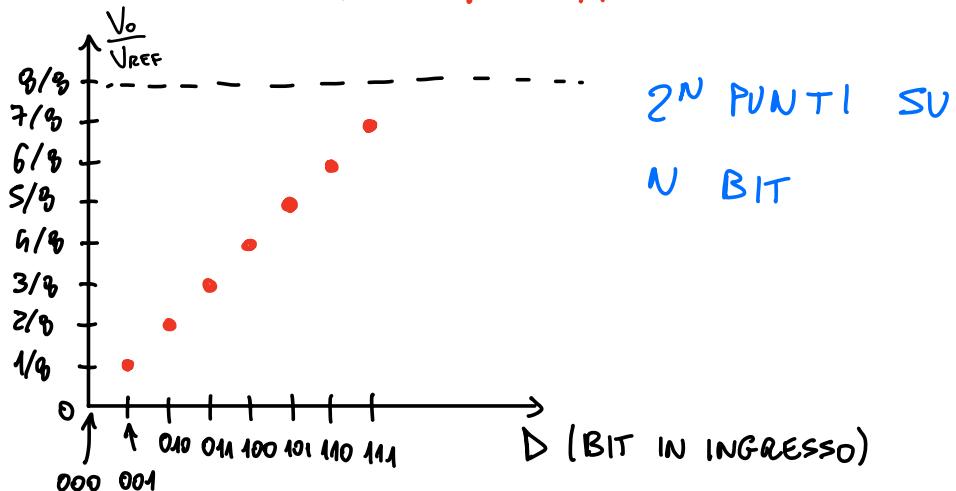
SE GUARDO LA CELLA $(i+1, j+1)$ SI HA CHE $V_{GD} = -18V$

QUINDI PROGRAMMANDO (i, j) HO CANCELLATO $(i+1, j+1)$ e $(i, j+1)$ È SATURA $V_G = V_D = 18V > V_T \Rightarrow$ DISSIPA POTENZA STATICAMENTE

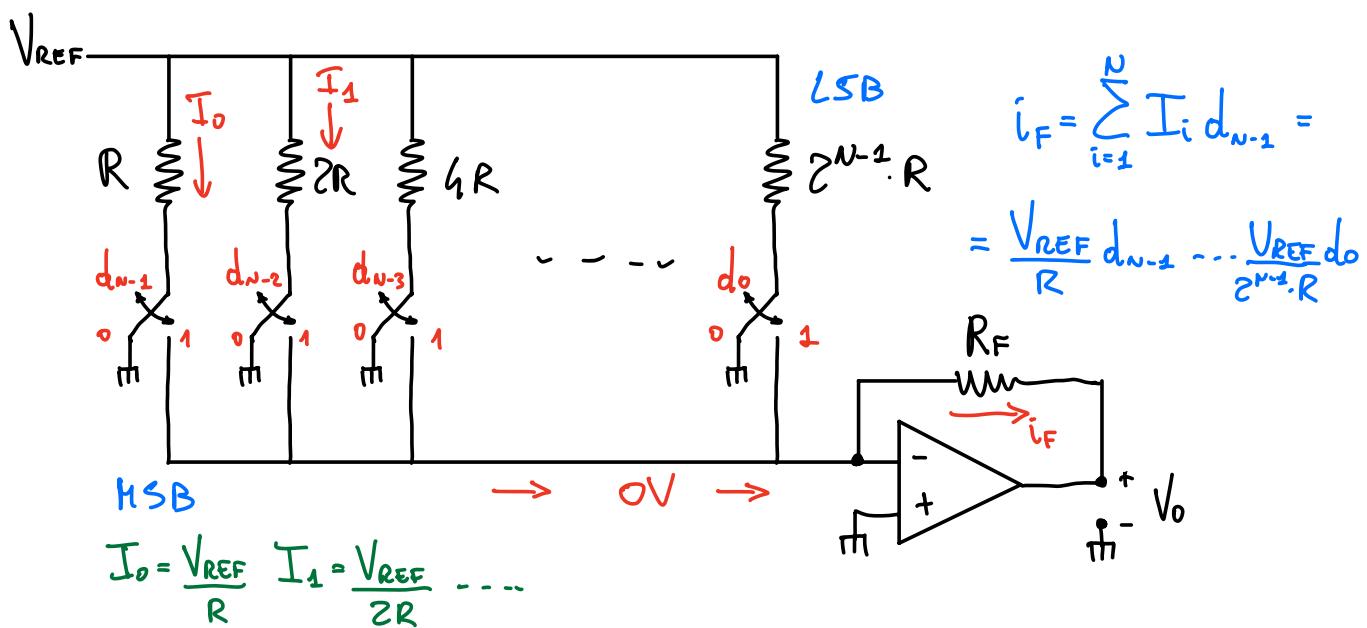
56) CONVERTITORI D/A



CARATTERISTICA DAC ($N=3$).



1^a ARCHITETTURA: RESISTORI A PESI BINARI



SE METTO IN EVIDENZA $\frac{V_{REF}}{2^{N-1}R}$

$$i_F = \frac{V_{REF}}{2^{N-1}R} \left[2^{N-1}d_{N-1} + 2^{N-2}d_{N-2} + \dots + d_0 \right] = \frac{V_{REF}}{2^{N-1}R} \cdot D$$

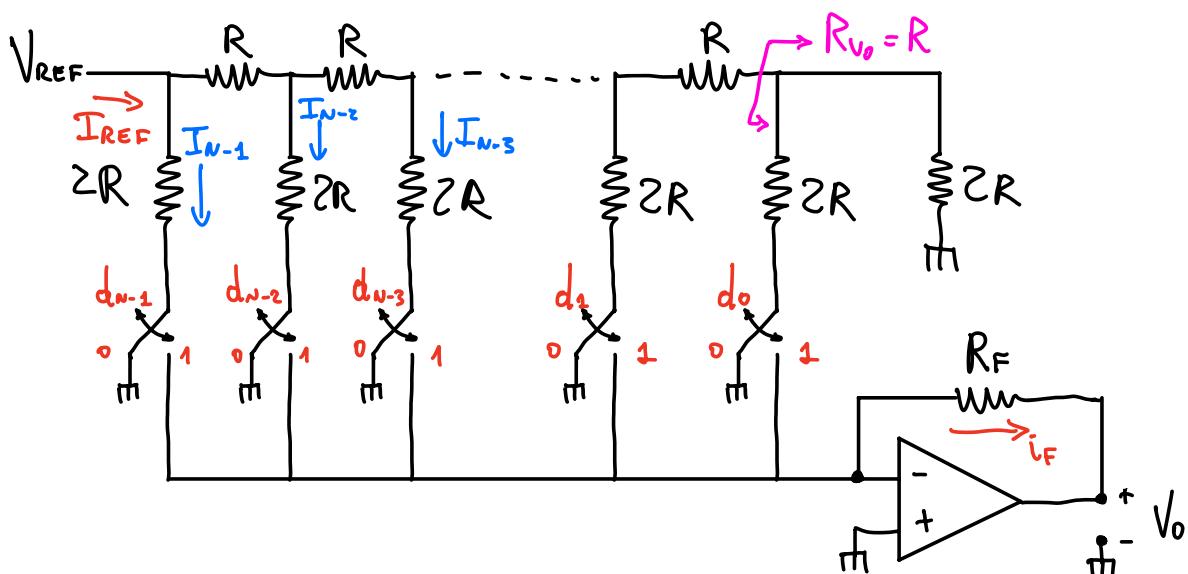
$$V_o = -R_F i_F = -R_F \frac{V_{REF}}{2^{N-1} \cdot R} D = V_{LSB} \cdot D$$

V_{LSB}

$$F = \frac{D}{2^N} \rightarrow V_o = F V_{REF} = \frac{D}{2^N} V_{REF} = D \cdot V_{LSB}$$

HA PROBLEMI DI CIRCUITERIA → DEVO AVERE R MOLTO GRANDI

2^a ARCHITETTURA: CON RETE A SCALA R-2R



SE VALE CCV $\Rightarrow R_{V_o} = ZR \parallel 2R = R$

$$R_{V_1} = ZR \parallel (R + R_{V_o}) = ZR \parallel 2R = R$$

$$R_{V_2} = ZR \parallel (R + R_{V_{i-1}}) = ZR \parallel 2R = R$$

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R} \rightarrow I_{N-1} = \frac{1}{2} I_{REF}, I_{N-2} = \frac{1}{2} I_{N-1} = \frac{1}{4} I_{REF}, \dots, I_0 = \frac{1}{2^N} I_{REF}$$

$$I_F = I_{N-1} d_{N-1} + I_{N-2} d_{N-2} + \dots d_0 = \frac{1}{2} \frac{V_{REF}}{R} d_{N-1} + \frac{1}{4} \frac{V_{REF}}{R} d_{N-2} + \dots \frac{1}{2^{N-1}} \frac{V_{REF}}{R} d_0$$

NETTO IN EVIDENZA $\frac{V_{REF}}{\sum^n R}$

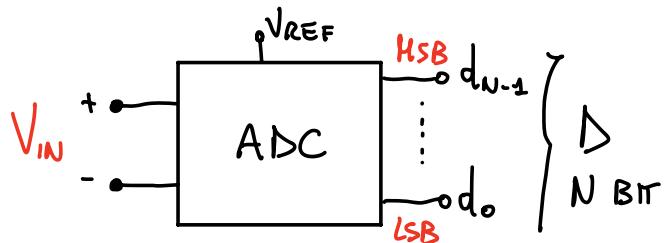
$$I_F = \frac{V_{REF}}{2^N R} \left[2^{N-1} d_{N-1} + 2^{N-2} d_{N-2} + \dots d_0 \right] = \frac{V_{REF}}{2^N R} D$$

$$V_o = -R_F I_F = -R_F \frac{V_{REF}}{\sum^n R} D = F V_{REF}$$

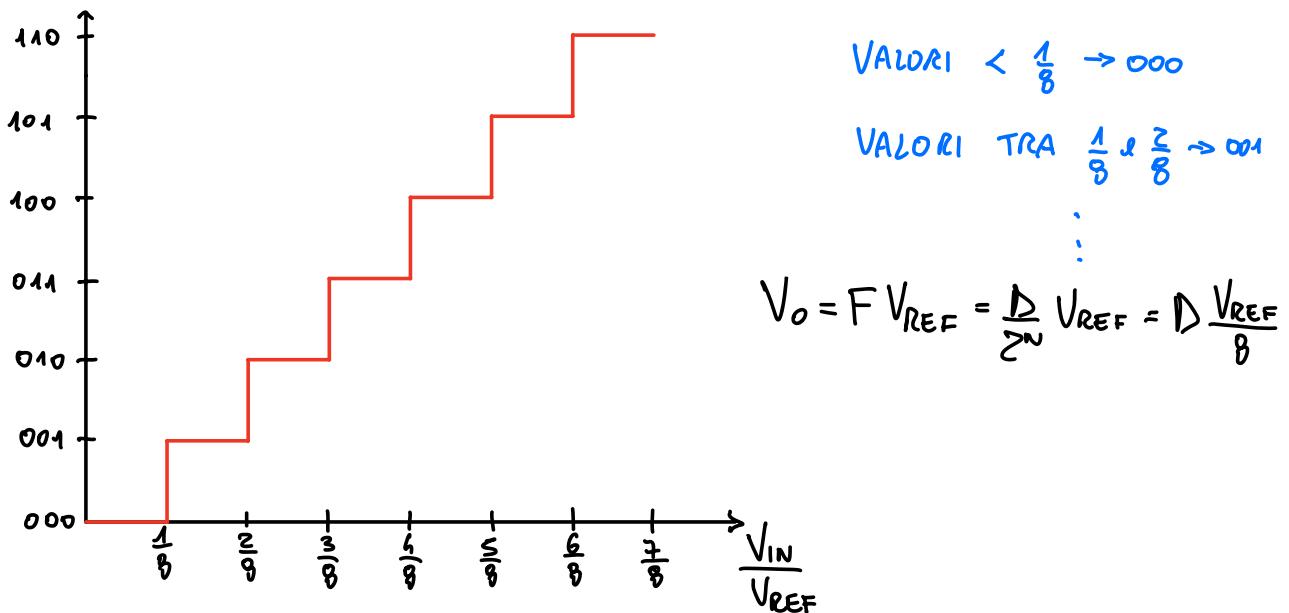
I DAC HANNO PROBLEMI:

- 1) RITARDI
- 2) CAPACITA' PARASSITE INTERRUTTORI

57) CONVERTITORI A/D A SINGOLA RAMPA



CARATTERISTICA



CONVERTITORE A SINGOLA RAMPA

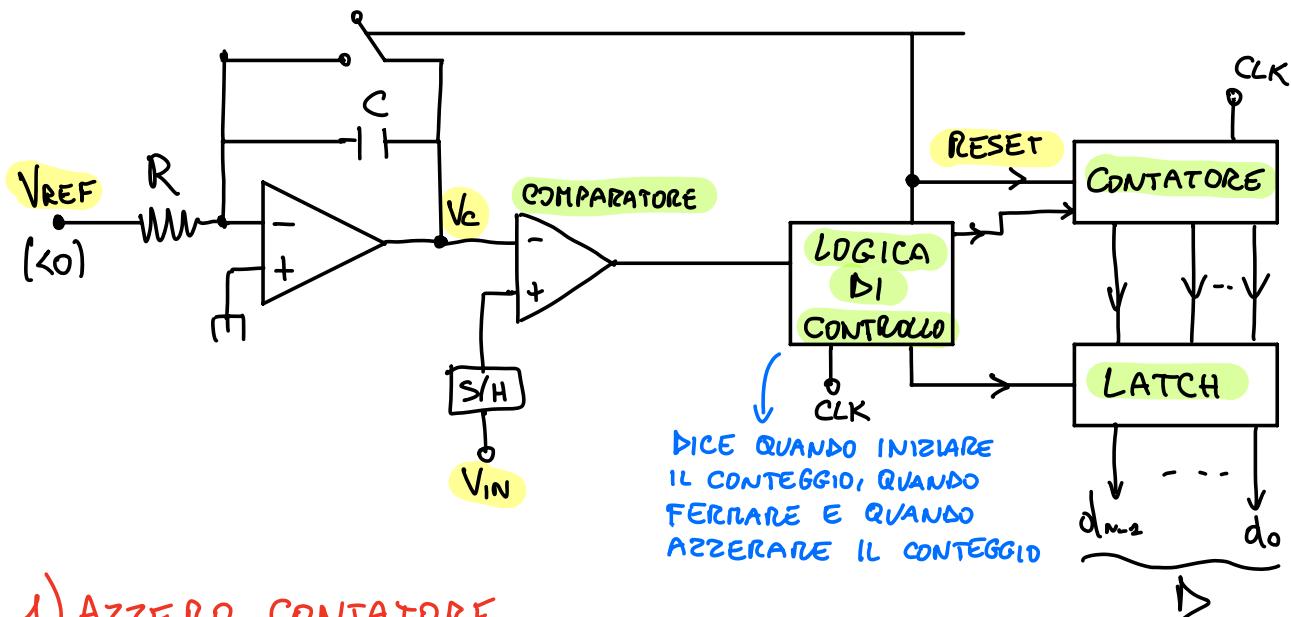
OBIETTIVO: CAPIRE QUANTO SIA GRANDE LA V_{IN} .

PRENDO UNA TENSIONE COSTANTE E LA INTEGRO FINCHE' NON ASSUME LO STESSO VALORE DELLA V_{IN} .

MISURO Poi IL TEMPO CHE HO IMPIEGATO COI CLOCK.

PER AVERE UNA RAMPA POSITIVA DEVO AVERE $V_{REF} < 0$
SERVE UN INTEGRATORE DI MILLER LA CUI USCITA SARÀ
 $V_c = RAMPA \Rightarrow$ VA CONFRONTATA CON V_{IN}

HO BISOGNO DI UN COMPARATORE



- 1) AZZERO CONTATORE
- 2) INIZIO A CONTARE
- 3) QUANDO L'INTEGRAZIONE = V_{IN} MI BLOCCO E SALVO IL VALORE NEL LATCH (FUNZIONA SEMPRE SE RESETTO)

FATTO QUESTO ORA:

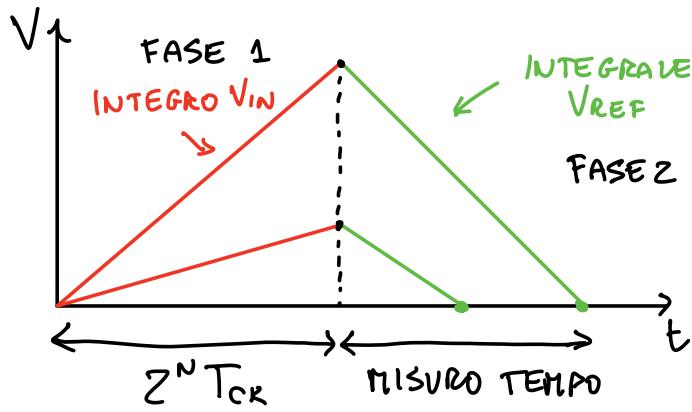
- 1) CHIUDO L'INTERRUTTORE
- 2) INIZIO A INTEGRARE
- 3) INIZIO A CONTARE
- 4) QUANDO IL COMPARATORE DICE CHE SONO UGUALI SALVO LA PAROLA NEL LATCH

$$V_C = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_{REF} dt = \frac{|V_{REF}|}{RC} t$$

PROBLEMI :
 1) E' LENTO
 2) CONVERSAZIONE DIPENDE DA STABILITA' DI RCT

$$V_C = V_{IN} = \frac{|V_{REF}|}{RC} DT_{CK} \rightarrow D = \frac{V_{IN}}{|V_{REF}|} \frac{RC}{T_{CK}}$$

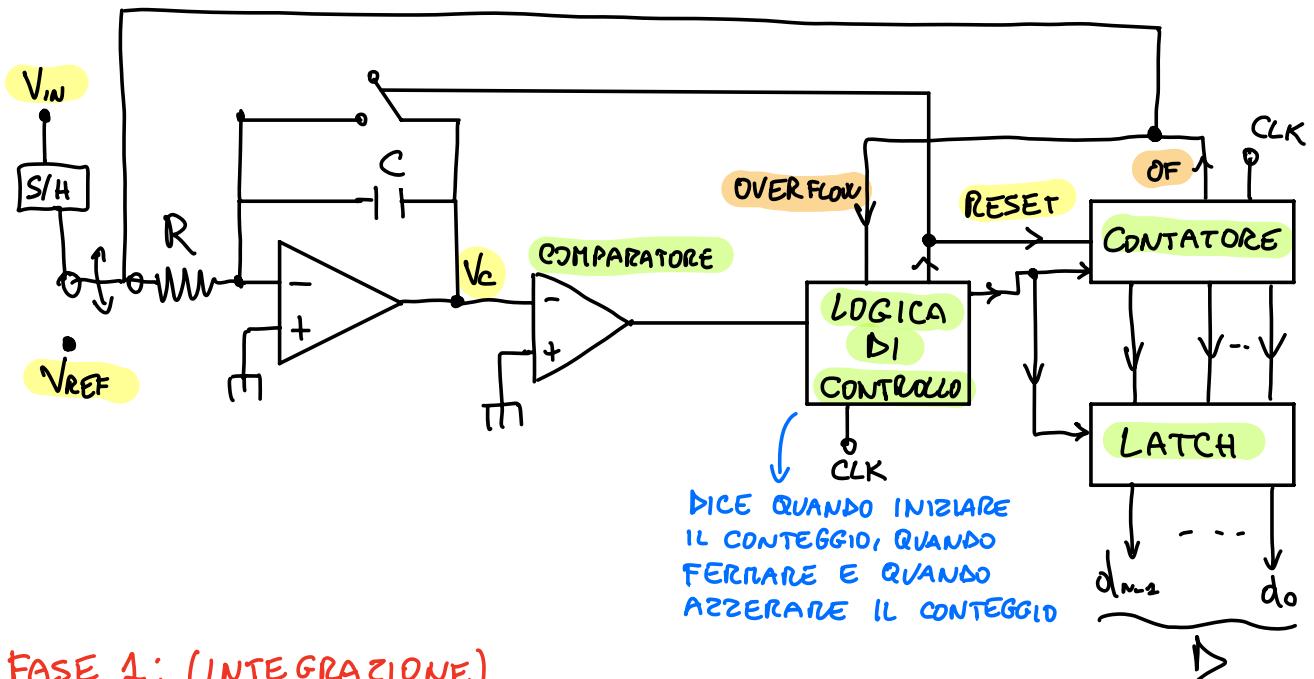
5b) CONVERTITORI A/D A DOPPIA RAMPA



FASE 1: INTEGRO V_{IN} PER UN TEMPO MASSIMO T_{CK}

FASE 2: DEINTEGRO UNA TENSIONE DI SEGNO OPPOSTO NOTA V_{REF} CHE PARTE DA DOVE HO INTERROTTO LA FASE 1 FINO AD ARRIVARE A 0

MISURO IL TEMPO PER TORNARE A 0



FASE 1: (INTEGRAZIONE)

$$V_C = \frac{|V_{IN}|}{RC} Z^N T_{CK}$$

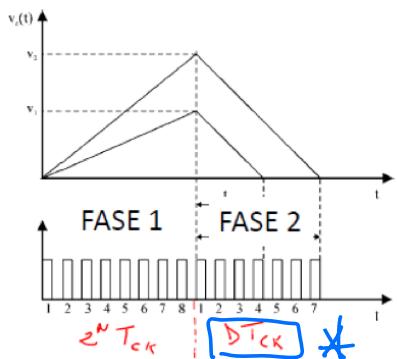
FASE 2: (DEINTEGRO)

$$V_C = \frac{|V_{IN}|}{RC} Z^N T_{CK} - \frac{1}{RC} \int_0^t V_{REF} dt \quad \text{AL TERMINE } V_C = 0$$

FASE 1

$$\text{QUINDI: } V_C = \frac{|V_{IN}|}{RC} e^{N T_{CK}} - \frac{1}{RC} \int_0^t V_{REF} d\tau$$

* J = V_{REF} \Delta T_{CK}



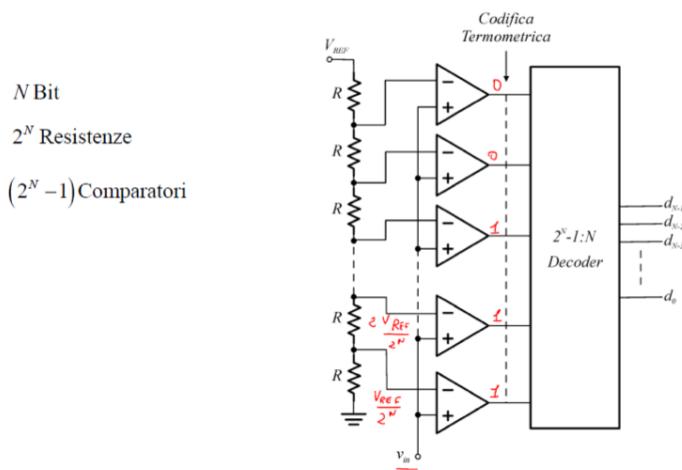
$$\frac{|V_{IN}|}{RC} e^{N T_{CK}} = \frac{1}{RC} V_{REF} \Delta T_{CK}$$

$$D = \frac{|V_{IN}|}{V_{REF}} e^N$$

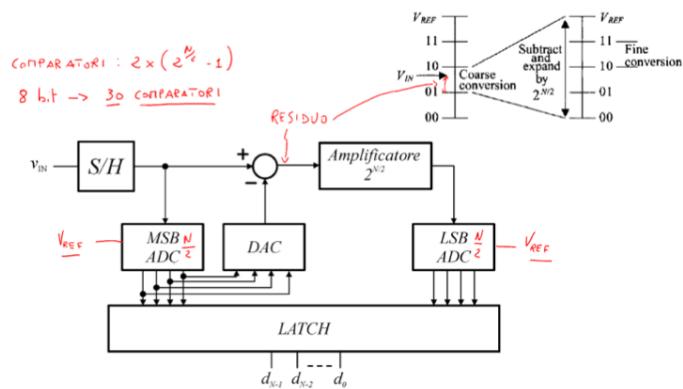
OK! E' INDIPENDENTE
DA R, C, T_{CK}

Convertitore A/D flash

Il convertitore flash è il convertitore più veloce che permette di fornire il risultato in un unico ciclo di clock. La strategia applicata è la seguente. Abbiamo una tensione applicata in modo continuo e che devo convertire in un numero e quindi devo scegliere quali dei numeri in uscita mi rappresenta al meglio la tensione di ingresso. Posso confrontare quindi la tensione di ingresso con gli 8 livelli che ho a disposizione. Se ho N bit ho bisogno di 2^N resistenze. Con queste resistenze mi genero tutti i possibili valori di tensioni che posso avere, questi valori poi li invio ad una batteria di comparatori che confrontano tutti i possibili valori di tensione con V_{IN} . Ottengo una serie di 0 seguita da una serie di 1, questa codifica si chiama codifica termometrica (funziona infatti come un termometro). Poi basta inviare questa codifica ad un decoder che mi deve fornire l'indirizzo del più alto ingresso uguale a 1. Questo circuito ha il vantaggio di essere molto veloce ma ha lo svantaggio di essere molto ingombrante. Infatti, servono moltissime resistenze e comparatori. È difficile, per questo motivo, trovare convertitori flash per cifre superiori a 8 bit.



Si può rinunciare ad avere la conversione ad un ciclo di clock per averla in due cicli di clock. Si calcolano prima i 4 bit più significativi e poi i 4 meno significativi. Ora la V_{IN} devo mantenerla costante per almeno 2 cicli di clock e quindi mi serve un S/H. Invio prima il segnale ad un convertitore ad $N/2$ bit, salvato, riconvertito in tensione ed il risultato sottratto alla mia tensione di ingresso, ho quindi un residuo di tensione. Il residuo lo amplifico di $2^{N/2}$ e poi lo riconverto. La conversione del residuo mi costituisce i 4 bit meno significativi. Devo amplificare perché nel secondo convertitore voglio utilizzare la stessa tensione V_{REF} . Ho avuto il vantaggio di utilizzare un numero di comparatori uguale a $2^{N/2}-1$. Nel caso di 8 bit ho bisogno di 30 comparatori contro i 255.



Lo svantaggio è quello che mi sono necessari due cicli di clock. Potrei però utilizzare una pipeline, cioè utilizzare il primo convertitore per calcolare il secondo dato mentre il secondo sta ancora lavorando sul primo. Questa tecnica può essere portata all'estremo facendo la conversione di un bit alla volta.