



**Appunti universitari**

**Tesi di laurea**

**Cartoleria e cancelleria**

**Stampa file e fotocopie**

**Print on demand**

**Rilegature**

**NUMERO: 2203A**

**ANNO: 2017**

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

**STUDENTE: Sciotto Miriam**

**MATERIA: Elettronica ed Elettronica Digitale Teoria + Esercizi -  
Prof. Fiori Musolino**

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

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

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

# ELETRONICA

21.11.16

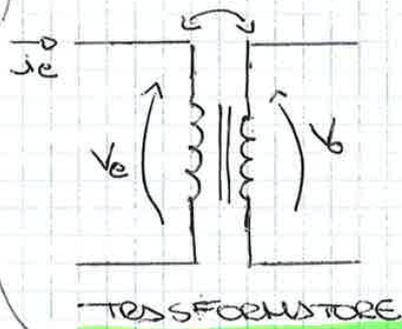
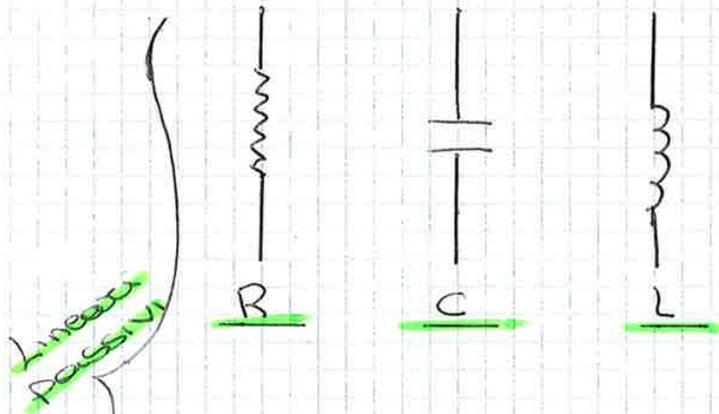
Prof. Franco Fiori

Testo per approfondimenti: "Microelectronics circuit design"

Esame: 2/3 quesiti + esercizi tratti da esercitazioni

## RETI ELETTRICHE LINEARI

COMPONENTE PASSIVO:  
 restituisce al circuito meno energia di quanta ne riceve, l'energia mancante viene trasformata in energia termica che scade il componente  
 - Induttore, Condensatore, Resistore (componenti che dissipano energia)

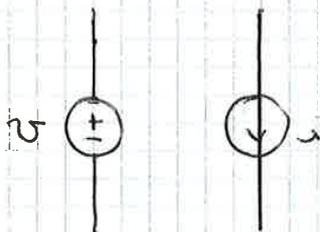


$$V_b(t) = K V_e(t)$$

### COMPONENTE ATTIVO

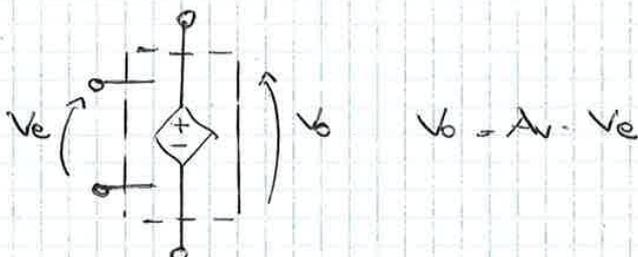
Generano energia  
 - Gen. dipendenti e indipendenti,  
 Transistor e amplificatore  
diode  
 Lineari entro un certo campo di funzionamento

Matt Groening  
 TM & © 2010 Fox



### GEN. INDIPENDENTI DI TENSIONE E CORRENTE

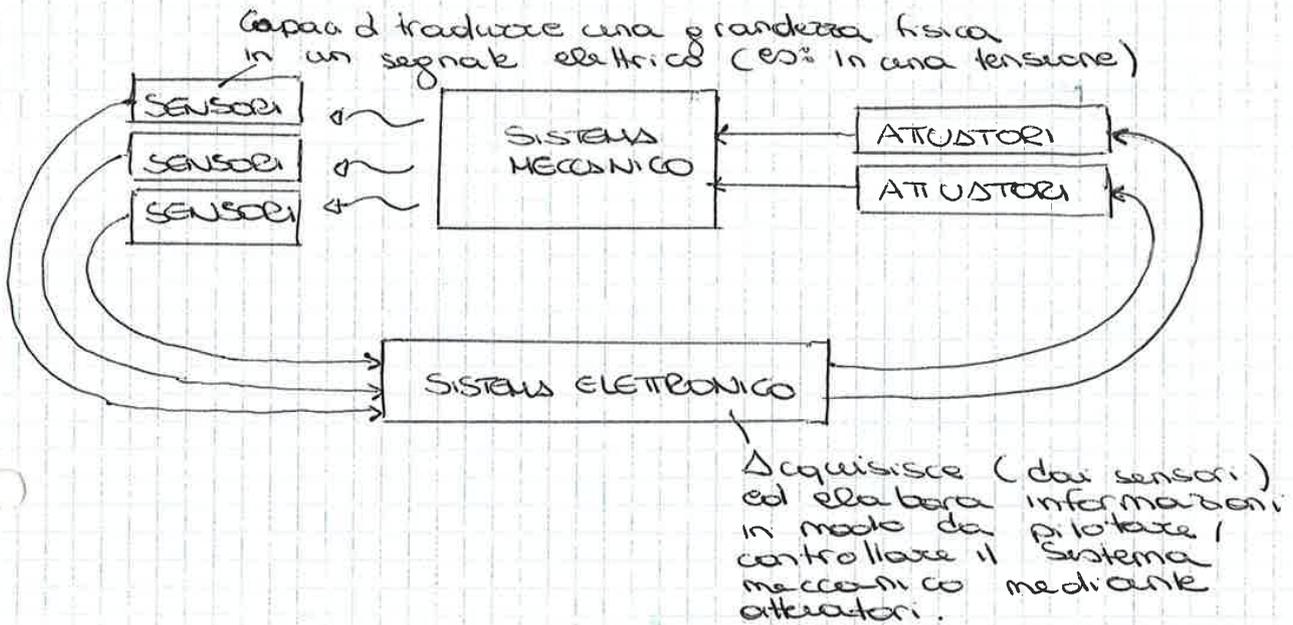
Linear Attivi



GEN. DIPENDENTE DI TENSIONE  
 (o di corrente)

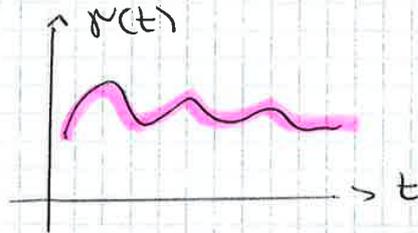
(u è anche quello

In generale, un SISTEMA ELETTRONICO preleva segnali dall'ambiente circostante e ne modifica lo stato mediante altri segnali.



## 1) SEGNALI ANALOGICI

Il segnale analogico è il valore che assume una grandezza fisica rispetto a un suo valore di riferimento al variare del tempo.



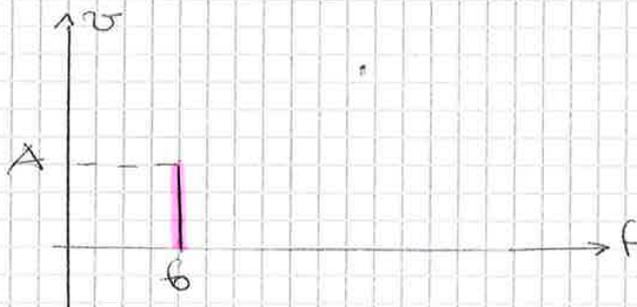
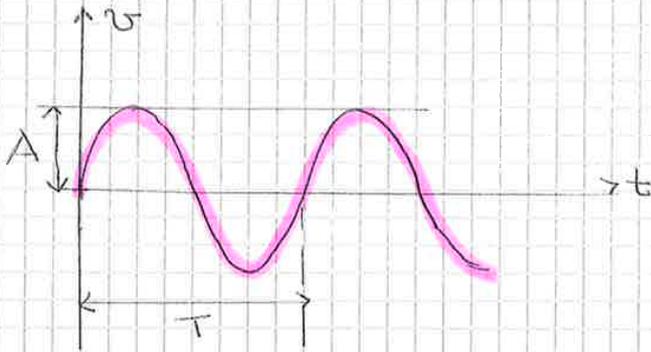
Grandezze analogiche → continue nel tempo e continue in ampiezza.

Si può fare riferimento al dominio del tempo o al dominio della frequenza, andando a fare il relativo SPETTRO.

Esempio:

$$v(t) = A \sin(\omega t)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$$



Nota

Una sola sinusoidale in  $t$  corrisponde a una sola riga di frequenza  $f_0$  nel diagramma delle frequenze

In generale lo sviluppo in serie di Fourier può essere scritto:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \phi_n(t)$$

coeff

funzione di base

$$\phi_n(t) = \begin{cases} n & n=0 \\ \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) \\ \sin\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) \end{cases} \quad \left. \begin{matrix} \\ \\ \end{matrix} \right\} n > 0 \quad (n \text{ è un intero})$$

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=0}^{\infty} \left( a_n \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) + b_n \sin\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) \right)$$

I coefficienti sono pari a:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) dt$$

Questo è di fatto il valore medio del segnale

## 2) SEGNALI DIGITALE

Il segnale digitale è una sequenza temporale di simboli (numeri o lettere), ad esempio 0 e 1 (bit).  
Esso è definito solo in determinati istanti di tempo.

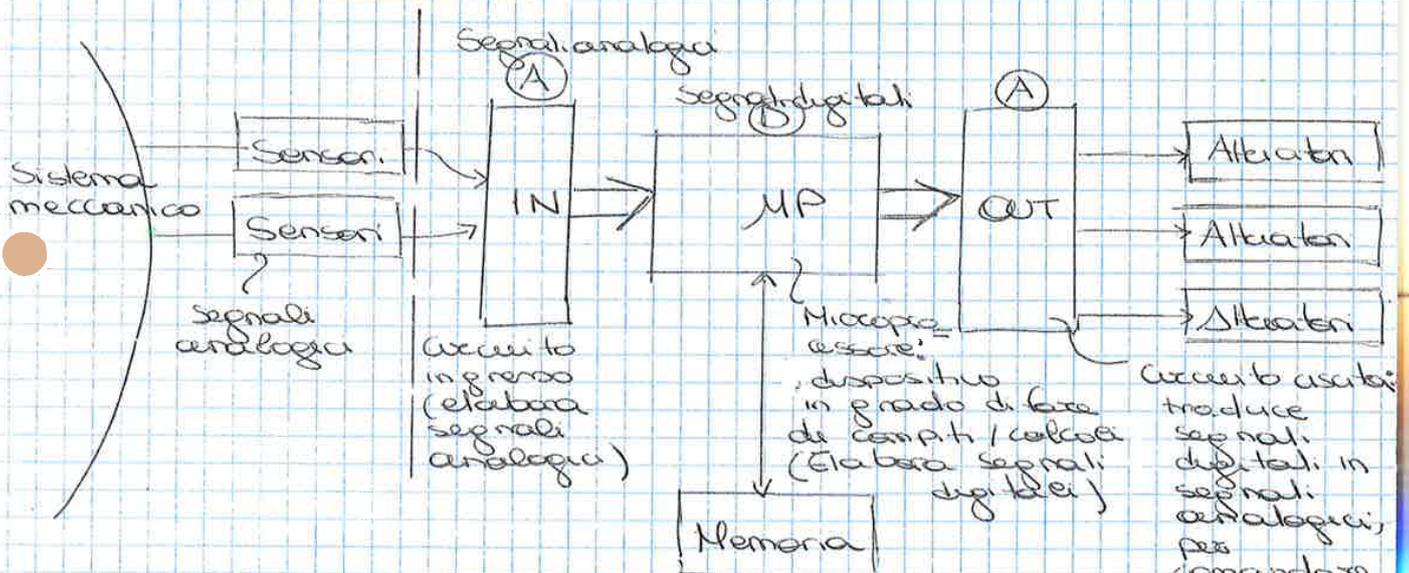


Grandezze digitali → segnale discreto in ampiezza (quantizzato) e discretizzato nell'asse del tempo

I SISTEMI ELETTRONICI elaborano segnali ANALOGICI e DIGITALI !

### SISTEMI ELETTRONICI

Vediamo cosa si è all'interno



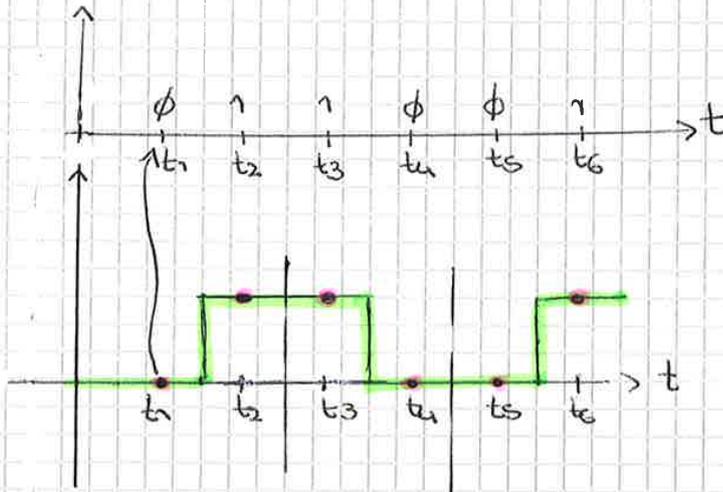
### NOTA

I segnali analogici dai sensori sono di ampiezza estremamente ridotta ⇒ dovranno essere amplificati per poter essere elaborati

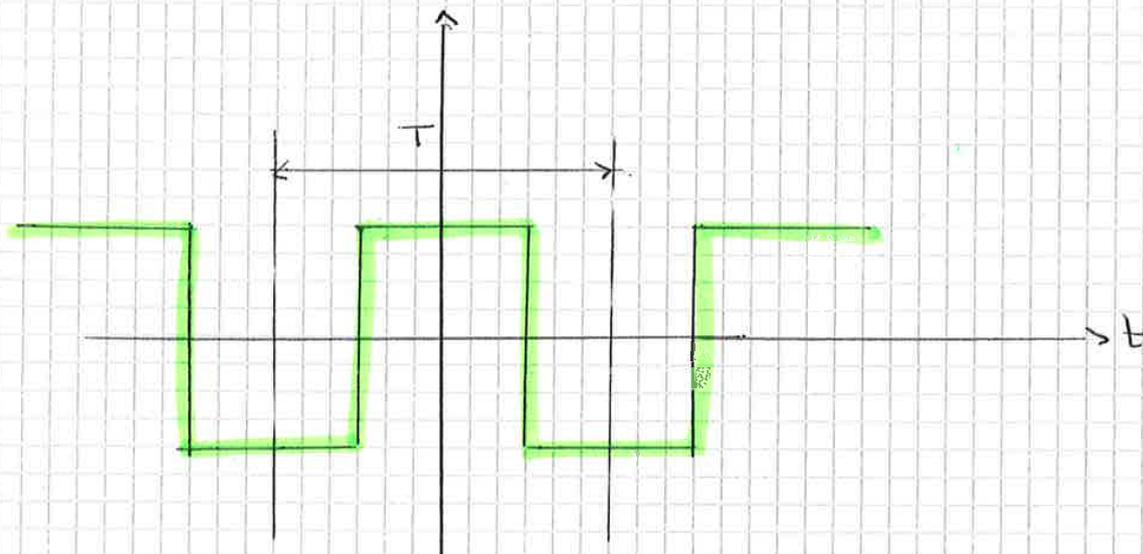
Inoltre questi segnali sono accompagnati da disturbi ⇒ dovranno essere filtrati.

Quindi il circ. ingresso deve amplificare e filtrare i segnali non voluti (disturbi)

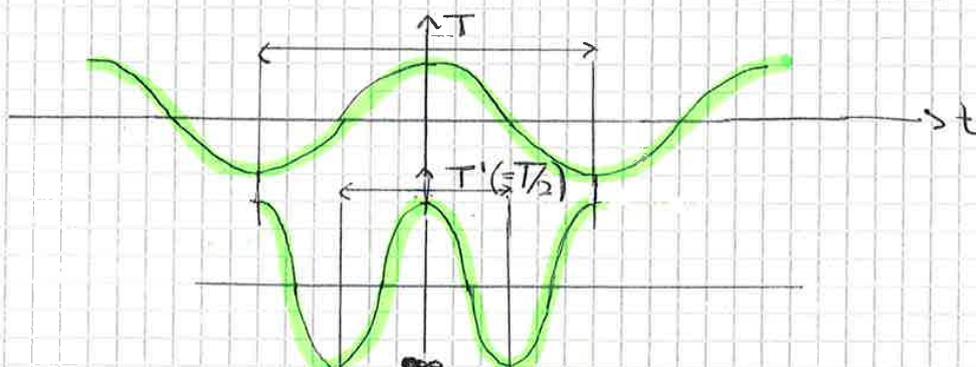
Esame A-D



Un certo SEGNALE PERIODICO può essere descritto come la somma di seni e coseni:



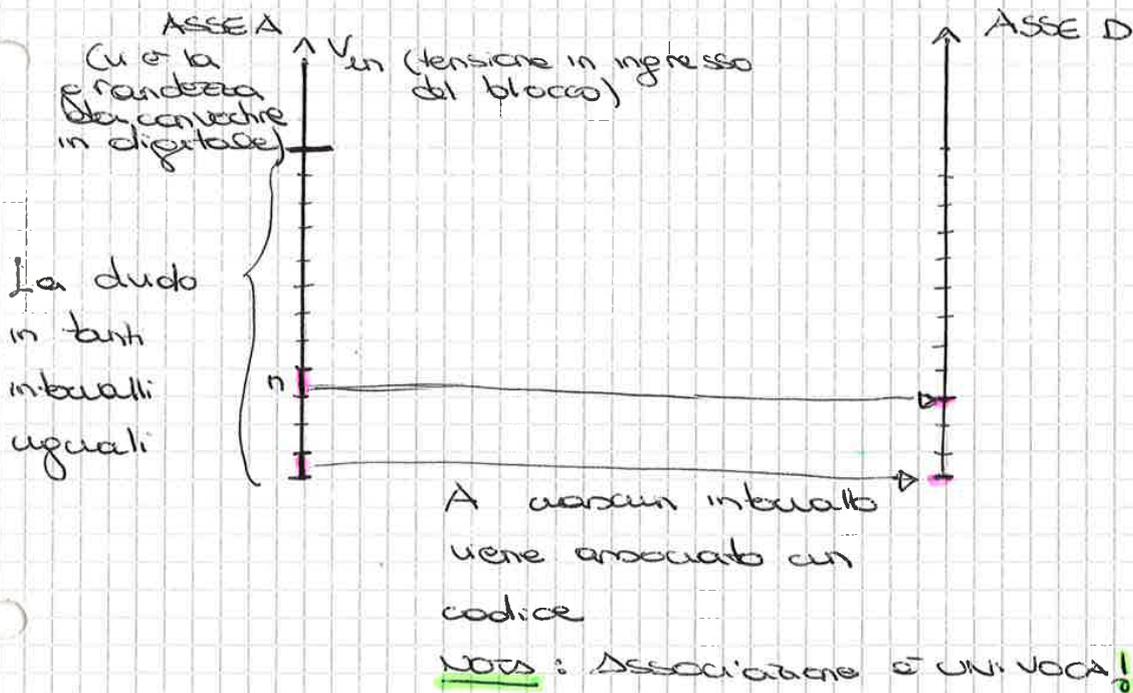
Questo segnale può essere descritto come SOMMA DI SINUSOIDI



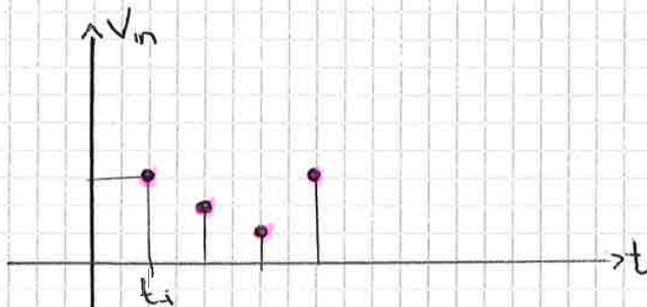
$f_0 = \frac{1}{T}$

26

ADC opera in questo modo:



Segnale analogico quantizzato e campionato



A una sequenza  
 di campioni corrisponde  
 una sequenza  
 di codici A, B, C, H...

CONVERTITORE DIGITALE-ANALOGICO: DAC

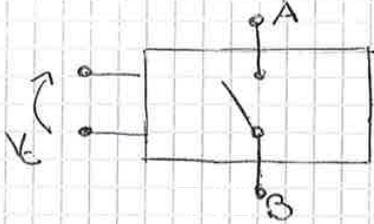


# INTERRUTTORI

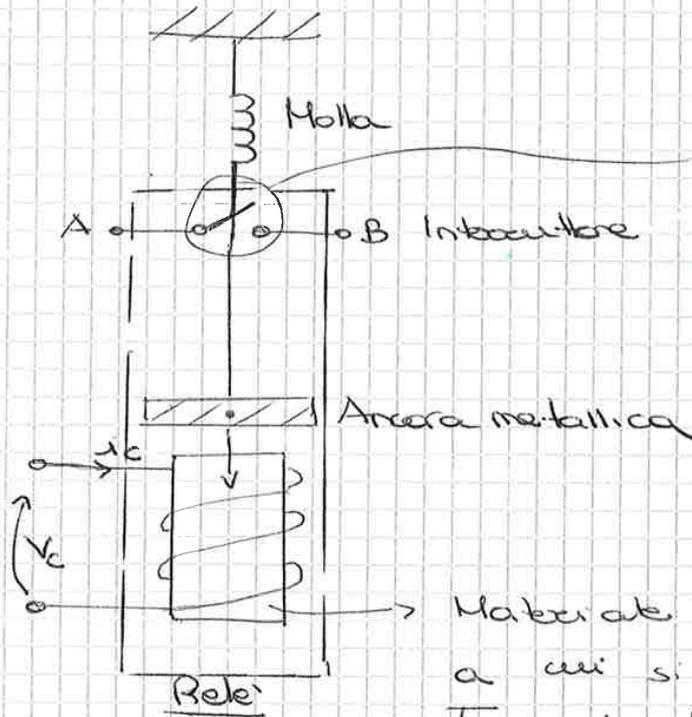
La maggior parte dei circuiti elettronici contengono interruttori!

## SWITCH

- Meccanica : costituiti da comando meccanico (es: dato che spinge tasto per accendere la luce)



- Interruttori elettromeccanici : comando elettrico ma vi è sempre organo all'interno che si muove

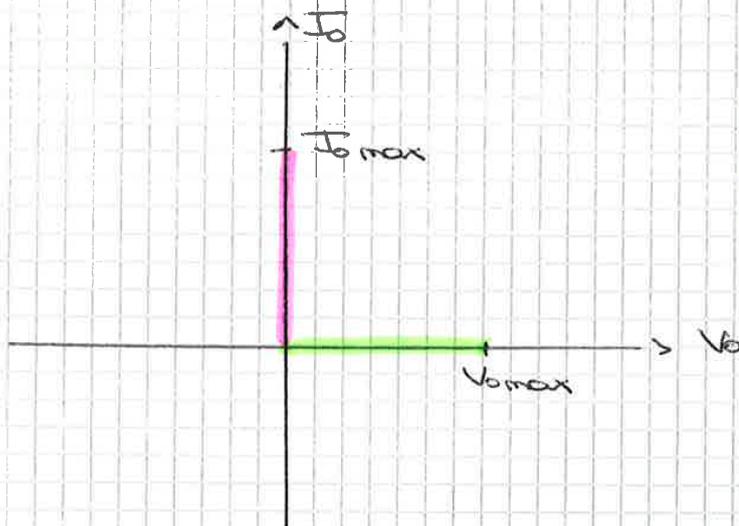


Parte mobile vincolata attraverso molla a un supporto meccanico.

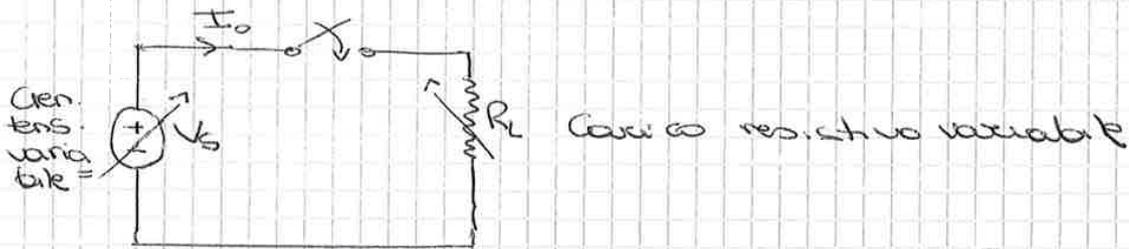
Materiale elettromagnetico a cui si avvolge la bobina. Facendo fluire la corrente nella bobina si genera campo magnetico  
=> Ancora viene attratta verso il basso ed essendo attaccata alla molla di conseguenza si muove anche l'interruttore

## INTERRUTTORE REALE

↓  
 $V_i$  è limite su corrente max e tensione max

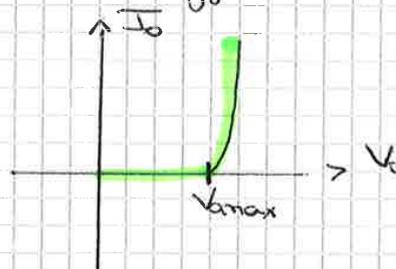


Caratteristica  
statica dell'interruttore  
reale



Interruttore chiuso : diminuendo  $R_L \Rightarrow$  aumenta  $I_0$  ( $V_{cost}$ )  
 Se  $I_0$  supera un certo valore  
 $\Rightarrow$  dispositivo si danneggia perché sale troppo la temperatura.

Interruttore aperto : variando ora  $V_0$ , se si aumenta troppo la tensione  
 $\Rightarrow$  interruttore non è più aperto ma permette il passaggio di corrente





Caratteristica del diodo

tensione di soglia, al di sopra della quale il dispositivo fa passare corrente al suo interno.

Modello matematico per relazione tensione e corrente :

$$i_D = I_s \left[ \exp\left(\frac{V_D}{\eta V_T}\right) - 1 \right]$$

cost di Boltzmann

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

→ equivalente in tensione della temperatura

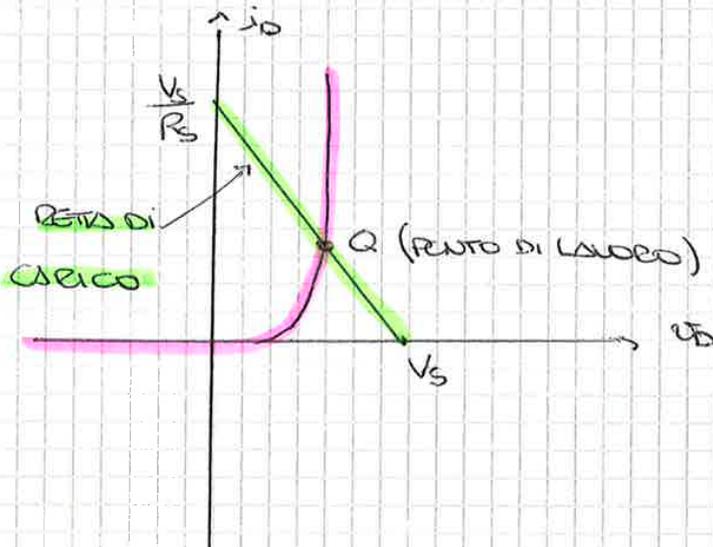
q

carica elettrone

$I_s$  = corrente di saturazione inversa della giunzione

$\eta$  = fattore di idealità ( $1 < \eta < 2$ )

↳ corrente che fluisce nel diodo polarizzato inversamente



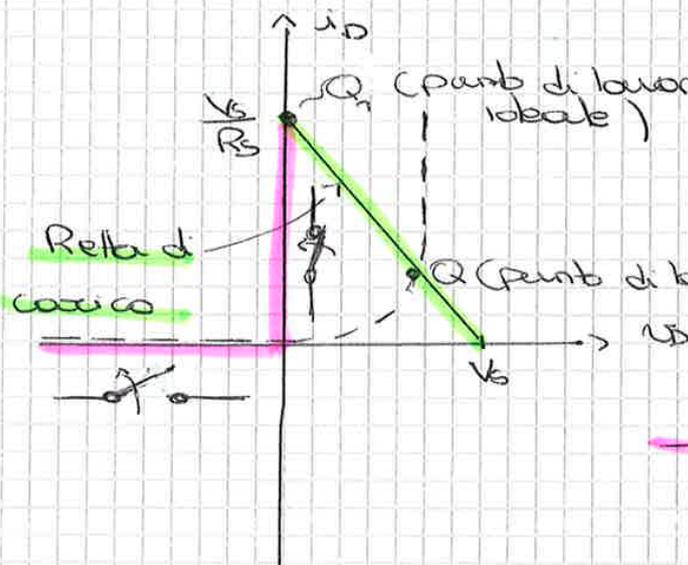
$Q = [V_{DQ}, j_{DQ}]$

Se non vogliamo risolvere numericamente (tramite calcolatore), è necessario passare da MODELLO ESPONENZIALE a un MODELLO APPROSSIMATO (caratteristica a spezzata)

Vi sono 3 modelli:

- 1- Modello del diodo ideale
- 2- Modello del diodo a caduta di tensione (approssimazione migliore di quello del diodo ideale)
- 3- Modello della retta tangente.

① MODELLO DEL DIODO IDEALE

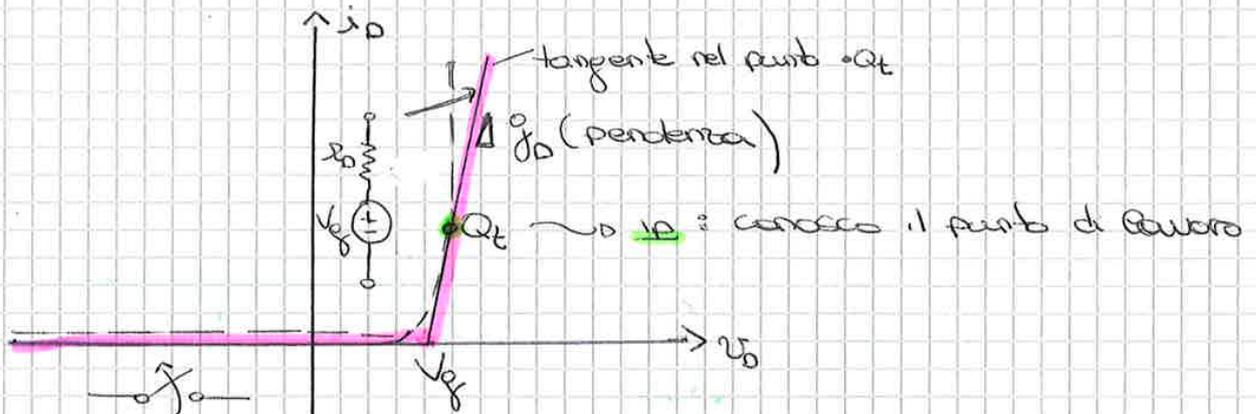


NOTA In realtà  $Q$  e  $Q_1$  sono molto vicini!

— Nel modello ideale, la curva tratteggiata viene rappresentata con una caratteristica a spezzata

$$Q_2 \equiv \left[ V_{pv}, \frac{V_s - V_{pv}}{R_s} \right]$$

### 3) MODELLO DELLA RETTA TANGENTE

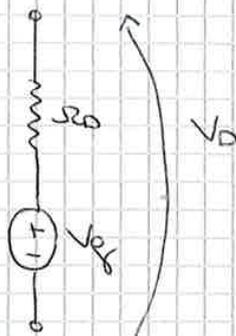


•  $v_D \leq V_{fg} \Rightarrow i_D = 0$  (c.a. )

•  $v_D > V_{fg} \Rightarrow i_D = \frac{v_D - V_{fg}}{R_0}$  dove  $g_D = \frac{1}{R_0}$

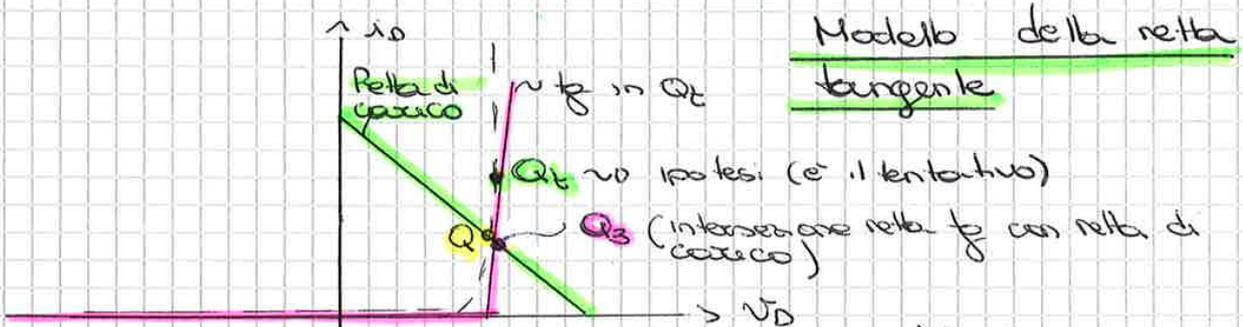
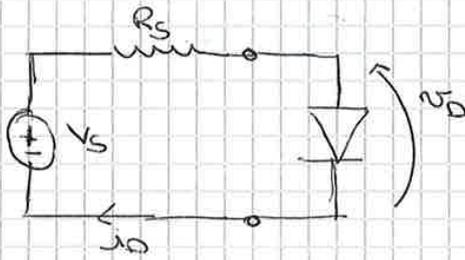
In conduzione (= diodo attivo) il diodo  $\approx$  equivalente a un gen. di tensione  $V_{fg}$  in serie a una resistenza  $R_0$

$$g_D = \frac{di_D}{dv_D} \approx I_Q$$



Con questi 3 modelli è possibile risolvere anche circuiti complessi

ESEMPIO 1



NOTA

$Q_3$  è molto vicino a  $Q$ !

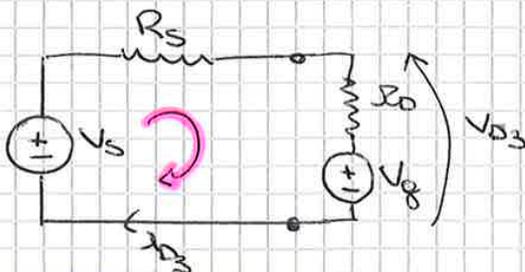
$Q_3 \equiv [V_{D3}, i_{D3}]$

• Quali sono le coordinate di  $Q_3$ ?

Al posto del diodo introduco il modello della RETTA TANGENTE:

TANGENTE:

Circuit equivalente del diodo in conduzione ( $V_D > V_g$ )



KVL

$V_s - R_s \cdot i_{D3} - R_0 \cdot i_{D3} - V_g = 0$

$V_s - V_g = (R_s + R_0) \cdot i_{D3}$

$i_{D3} = \frac{V_s - V_g}{R_s + R_0}$

$\oplus$

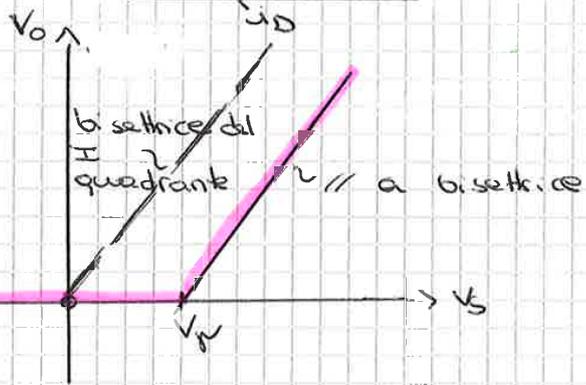
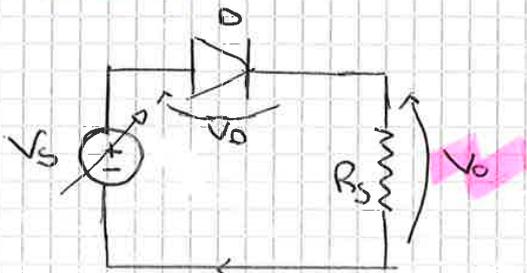
$V_{D3} = V_g + R_0 \cdot i_{D3}$

NOTA

•  $V_s > V_g \Rightarrow DQ^3 = [V_{D3}, i_{D3}]$

•  $V_s \leq V_g \Rightarrow DQ^3 = [V_s, 0]$

## ESEMPIO 2

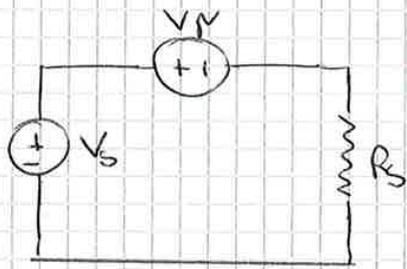


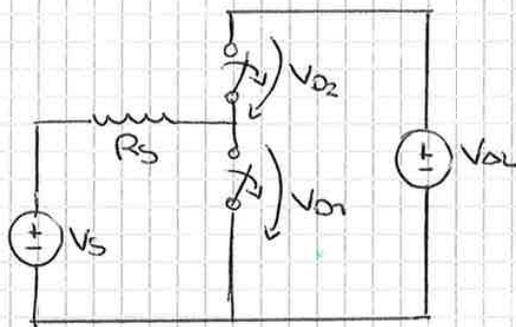
- $V_S = 0 \Rightarrow$  tutto spento
- $V_S \leq V_D \Rightarrow$  diodo rimane spento e quindi non passa corrente.
- $V_S > V_D \Rightarrow V_O \neq 0$  in quanto diodo inizia a far passare corrente.

### Facciamo riferimento al modello e caduta di tensione:



Quando il diodo è in conduzione questo è equivalente a un generatore di tensione cost.  $V_D$

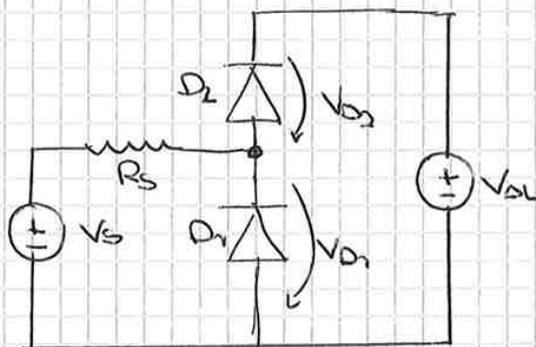




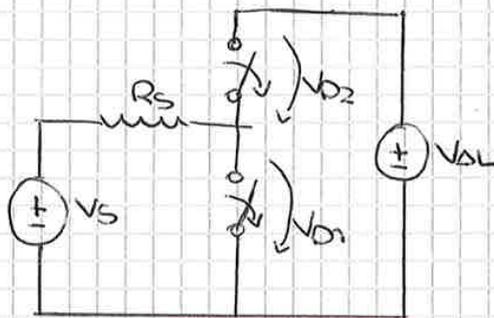
$V_{D1} = 0 \rightarrow V_{D1} < 0,6$ ? **SI**  $\Rightarrow$  ip: Diodo 1 interdetto corretta

$V_{D2} = V_S - V_{AL} = 0 - 5 = -5 \rightarrow V_{D2} < 0,6$ ? **SI**  $\Rightarrow$  ip: Diodo 2 interdetto corretta

### ESEMPIO 4

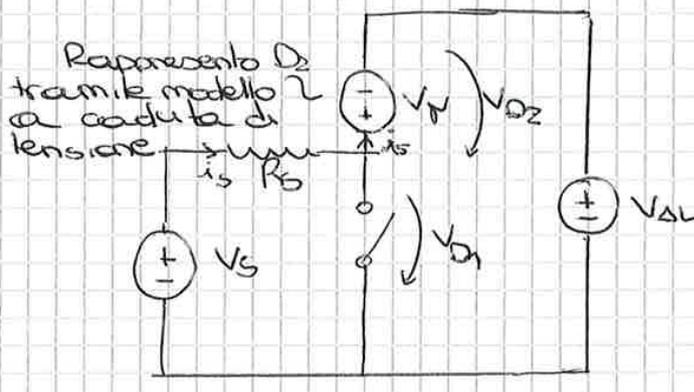


$V_{AL} = 5V$   
 $V_S = 6V$   
 $V_P = 0,6V$   
**ip**:  $D_1, D_2$  OFF



$V_{D1} = -V_S = -6V \rightarrow V_{D1} < 0,6$ ? **SI**  $\Rightarrow$   $D_1$  è interdetto

$V_{D2} = V_S - V_{AL} = 6 - 5 = 1V \rightarrow V_{D2} < 0,6$ ? **NO**  $\Rightarrow$   $D_2$  non è interdetto



Rappresento  $D_2$  tramite modello a conduzione di tensione

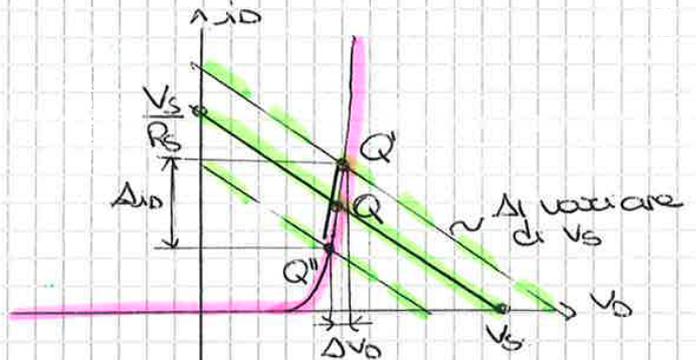
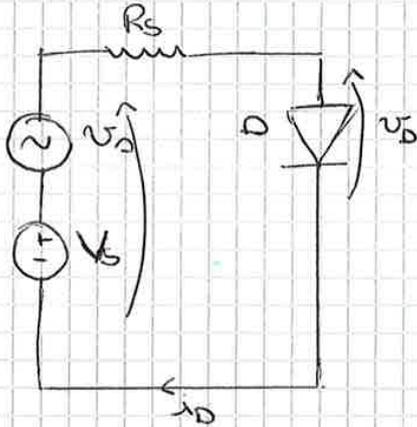
$$V_S - R_S \cdot i_S - V_P - V_{AL} = 0$$

$$\Rightarrow i_S = \frac{V_S - V_P - V_{AL}}{R_S}$$

$$= \frac{6 - 0,6 - 5}{R_S}$$

caricamento cost.  $\oplus$   
gen. sinusoidale

Eccito circuito con una tensione variabile nel tempo  $v_s(t)$  :



$$i_D = -\frac{1}{R_s} v_D + \frac{V_s}{R_s}$$

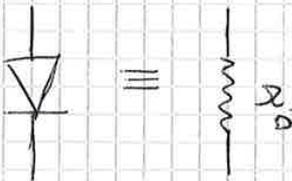
$$\Delta i_D = r_D \cdot \Delta v_D$$

pendenza della retta  $i_D$  in Q

Nota se il punto di lavoro si sposta poco da Q  $\Rightarrow$  localmente caratteristica esponenziale  $\approx$  retta con pendenza  $r_D$

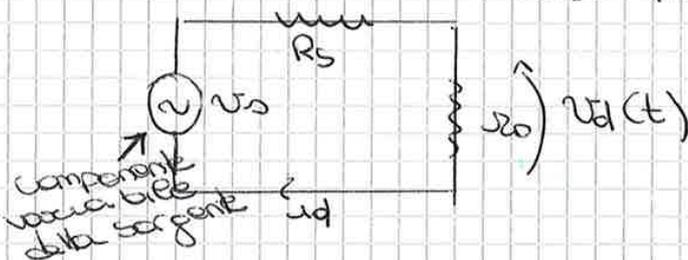
Modello di piccolo segnale del diodo non si applica quando il diodo è in conduzione

$$Q = [V_{DQ}, i_{DQ}]$$



In pratica, l'approssimazione locale, da un punto di uscita eccitata, equivale ad approssimare diodo con un resistore di resistenza dipendente dal punto di lavoro

1° Per calcolare le componenti variabili nel tempo, faccio circuito equivalente di piccolo segnale (modello locale) non spengo sorgenti di tens. e corrente cost nel tempo



$$\begin{cases} i_D(t) = \frac{v_s(t)}{R_s + r_D} \\ v_D(t) = r_D \cdot i_D(t) \end{cases}$$

$$\Rightarrow v_D(t) = \frac{r_D}{R_s + r_D} v_s(t)$$

**LIMITI DI VALIDITA' DEL MODELLO DI ACCOLO SEGNALE**

$$i_D = I_S \left[ e^{v_D(t)/\eta V_T} - 1 \right] = I_D + i_D(t) = I_S \left[ e^{\frac{V_D + v_D(t)}{\eta V_T}} - 1 \right]$$

NOTA  $i_D = I_D + \underbrace{\frac{I_D}{\eta V_T} v_D(t)}_{g_D} = I_S \left[ e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} \underbrace{e^{\frac{v_D}{\eta V_T}}}_{IP: \text{ piccolo}} - 1 \right]$

Facendo lo sviluppo in serie di Taylor di  $e^{v_D/\eta V_T}$ :

$$i_D = I_S \left[ e^{V_D/\eta V_T} \left( 1 + \frac{v_D}{\eta V_T} + \frac{1}{2} \left( \frac{v_D}{\eta V_T} \right)^2 + \dots \right) - 1 \right]$$

$$= I_S \left[ \left( e^{V_D/\eta V_T} - 1 \right) + e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} \left( \frac{v_D}{\eta V_T} + \frac{1}{2} \left( \frac{v_D}{\eta V_T} \right)^2 + \dots \right) \right]$$

$$= I_D + \underbrace{\frac{I_D}{\eta V_T}}_{\text{è un' approssimazione}} \left[ \frac{v_D}{\eta V_T} + \frac{1}{2} \left( \frac{v_D}{\eta V_T} \right)^2 + \dots \right]$$

Il modello di piccolo segnale è valido finché il primo termine della somma tra [ ] è  $\gg$  degli altri:

$$\frac{|v_D|}{\eta V_T} \gg \frac{1}{2} \left( \frac{|v_D|}{\eta V_T} \right)^2$$

$$\Rightarrow |v_D| \ll 2 \eta V_T$$

( $v_{Dmax} = 52 \text{ mV}$  a  $27^\circ\text{C}$ )

\*

$$I_D \approx I_S \left( e^{V_D/\eta V_T} \right)$$

In quanto il diodo è in conduzione è il termine

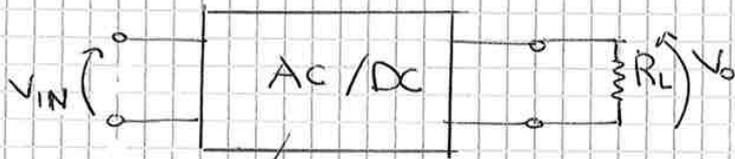
intero  $I_S \left( e^{V_D/\eta V_T} - 1 \right)$  prevale

è esponenziale rispetto "(-I\_S)"  
termine trascurabile

Quando si intende utilizzare il duoto come INTELETTUALE, si evita che esso possa passare al breakdoun perché questo potrebbe causare una crisi patologica di potenza eccessiva, quindi alla sua distribuzione.

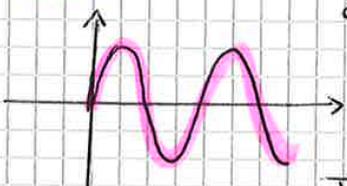
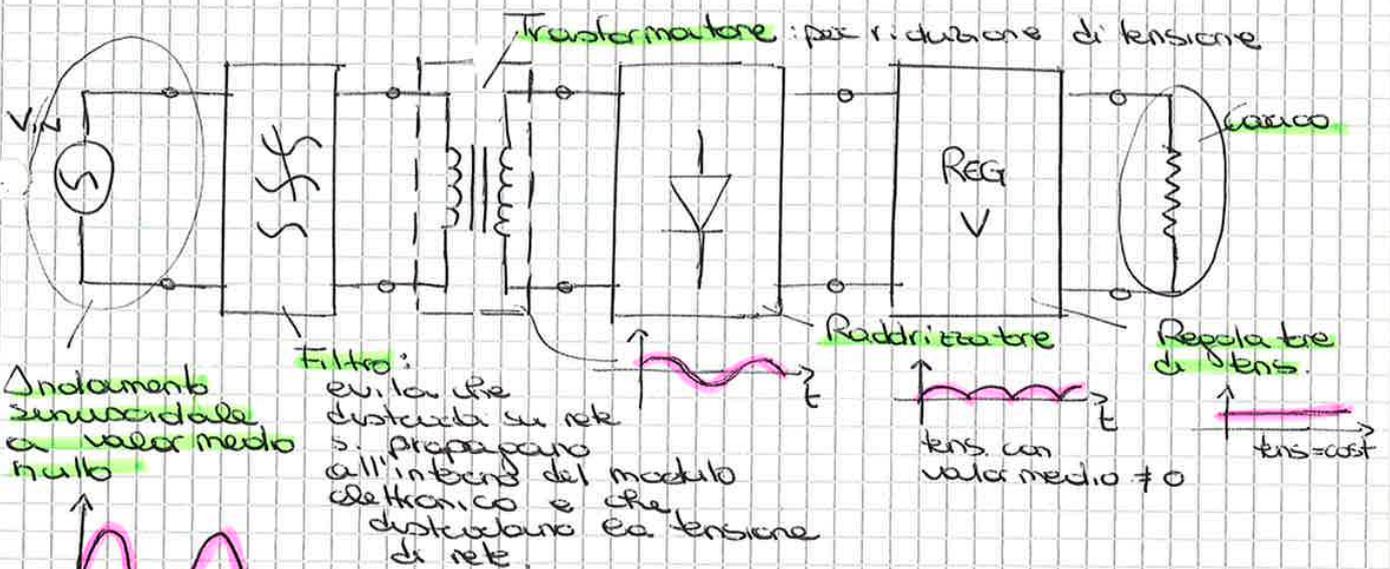


# ALIMENTATORI



Conversione sorgente da alternata a continua.

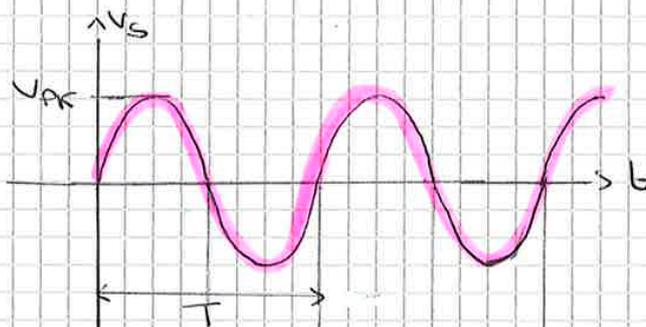
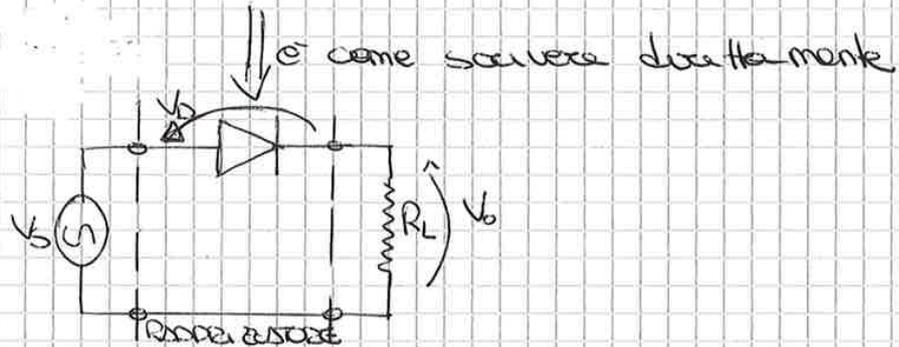
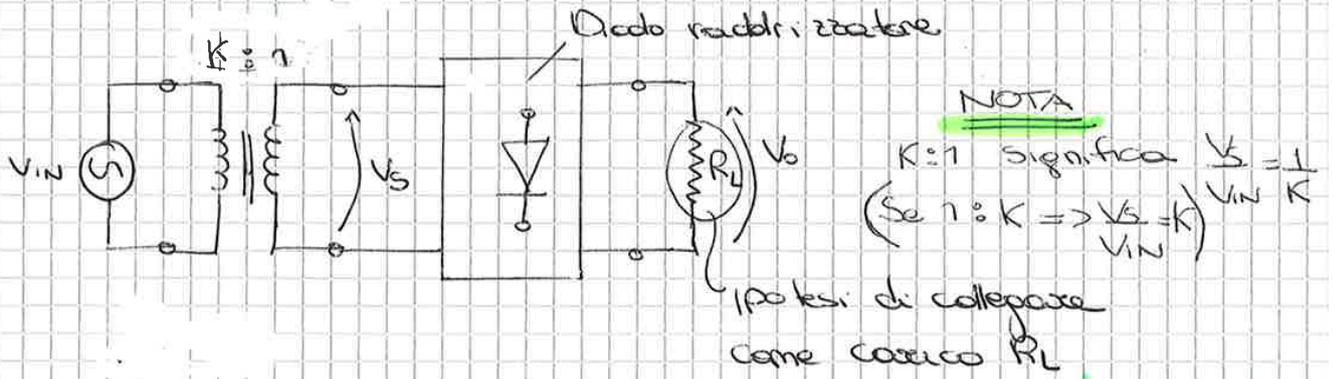
La parte **AC/DC** è in realtà costituita da più blocchi in cascata:



$$V_{eff} = \left( \frac{1}{T} \int_0^T v_{in}^2 dt \right)^{1/2}$$

$$V_{eff} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad \text{tens. di picco della sinusoidale}$$

- NOTA
- Trasformatore mi fa pensare a una tensione sinusoidale di ampiezza ridotta ma sempre a valor medio nullo.
  - Regolatore di tensione fa diventare la tensione costante



$\overline{V_S} = 0$  valor medio di  $V_S$

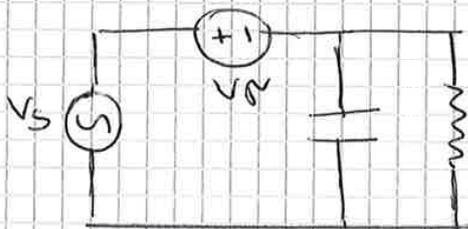


$\overline{V_O} \neq 0$  tensione a valor medio  $\neq 0$  ma sempre pulsata

tens. uscita segue tens. di ingresso al meno di  $V_D$

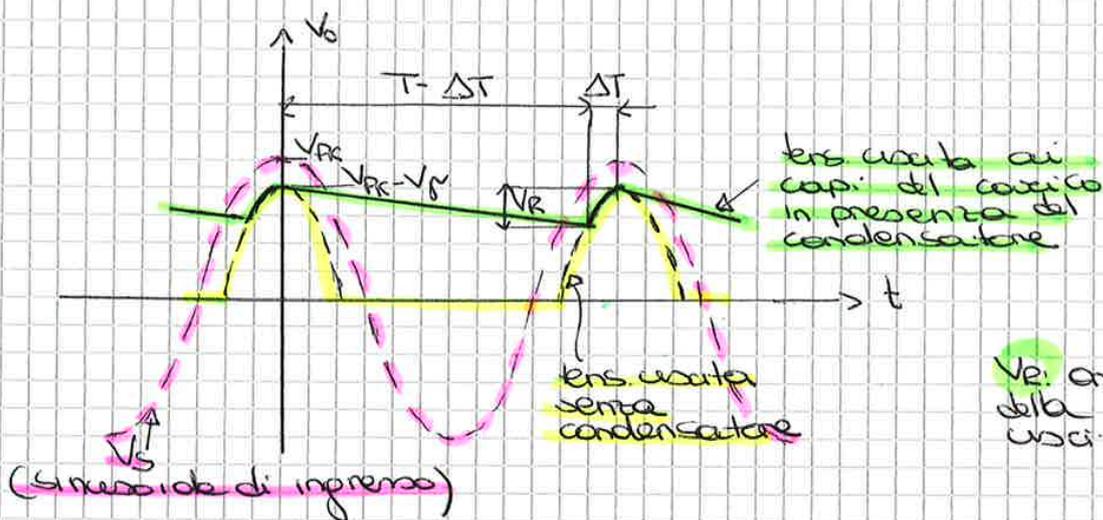
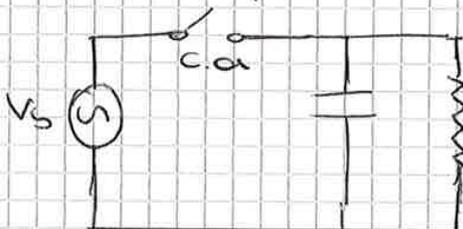
• Per  $V_S > V_D$  il diodo va in conduzione  $\Rightarrow$  inizia a scorrere corrente

Per  $t < t_1$  : diodo in conduzione  
Circuito equivalente



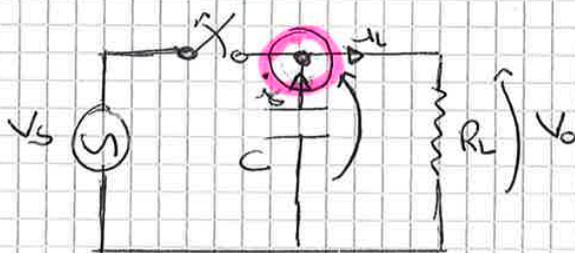
Per  $t > t_1$  : diodo interdetto

Circuito equivalente



$v_O$ : modulazione della tens. di uscita

In  $T - \Delta T$  :



$$i_L = i_C$$

$$i_L = \frac{v_O}{R_L}$$

$$= -C \frac{dv_O}{dt}$$

perché è corrente da C!

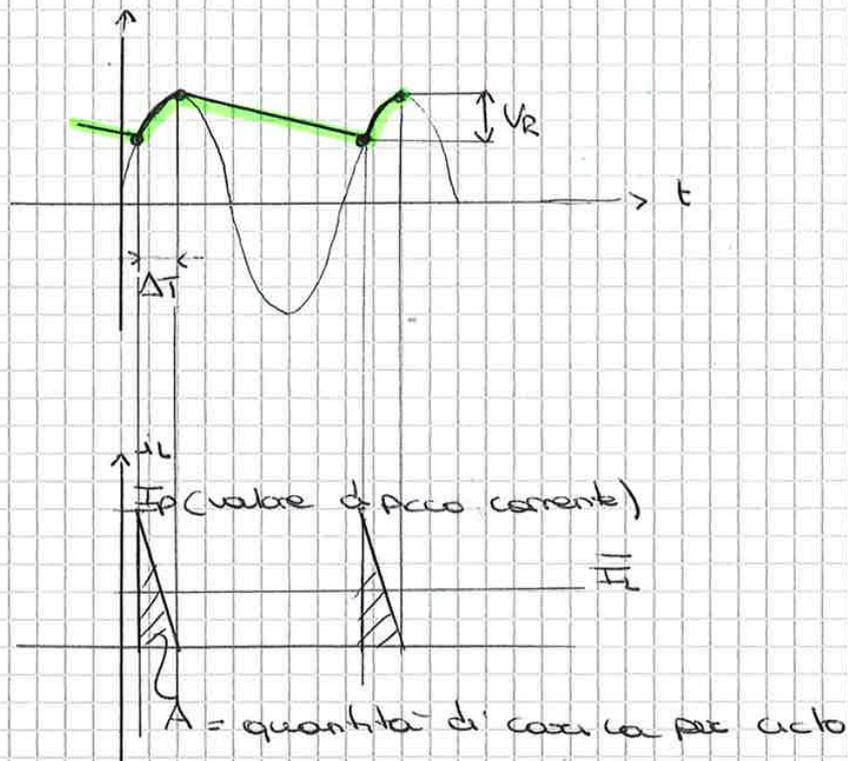
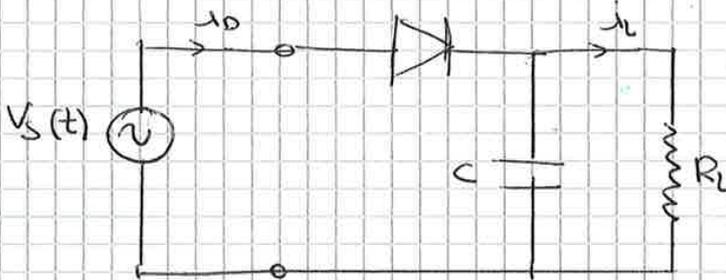
Sviluppando in serie:

$$(V_{AK} - V_D) \left(1 - \frac{I}{RC}\right) = V_{AK} \left(1 - \frac{(\omega \Delta T)^2}{2}\right) - V_D$$

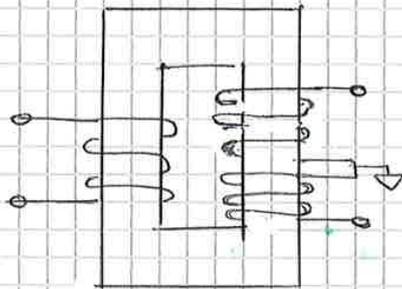
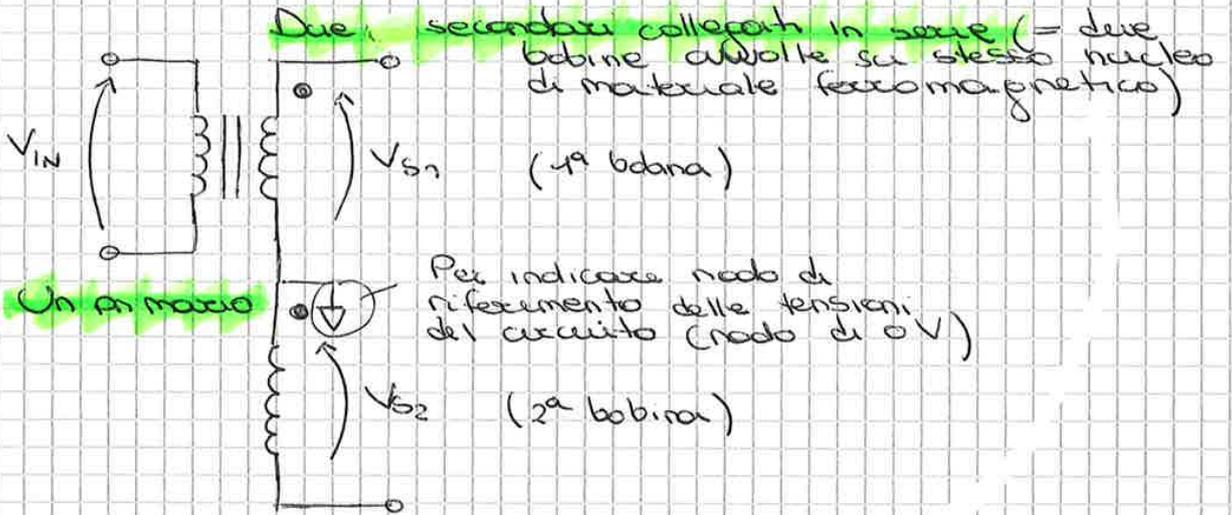
$$\Rightarrow \Delta T = \frac{1}{\omega} \left[ 2 \left( \frac{V_{AK} - V_D}{V_{AK}} \right) \frac{I}{RC} \right]^{1/2} = \frac{1}{\omega} \left[ \frac{2 V_D}{V_{AK}} \right]^{1/2}$$

NOTA

Intervallo di interdizione sono diversi tra caso con condensatore e caso senza condensatore!

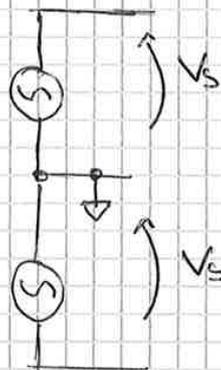


# RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA

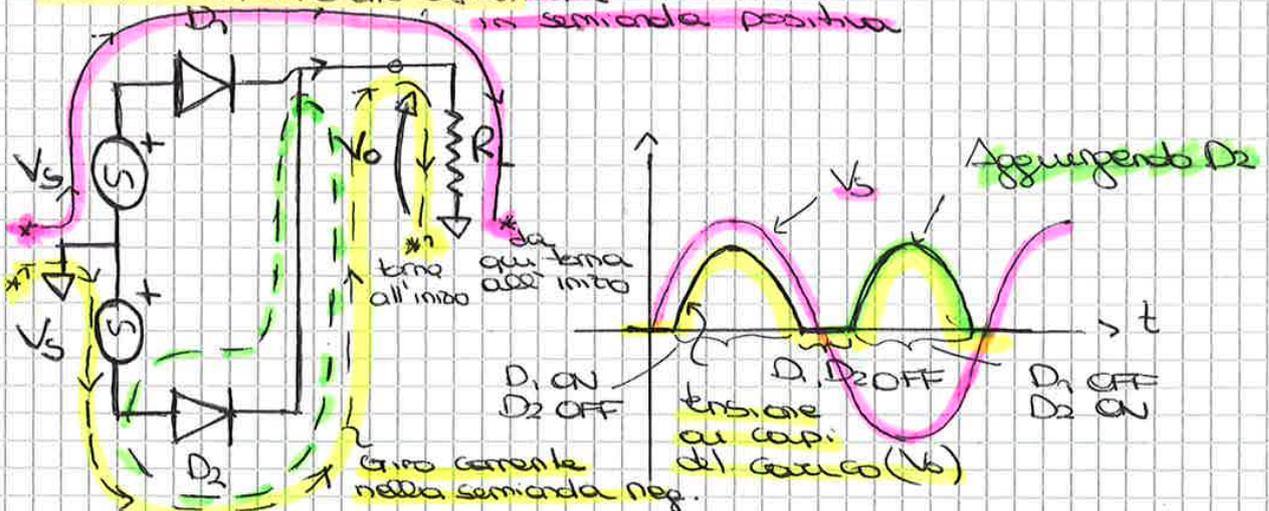


Questo tipo si chiama **trasformatore con secondario a presa centrale**.  
 Il secondario è equivalente a 2 gen. di tensione sinusoidali:

Nei raddrizzatori a semplice semionda, per il filtro per abbasso (seguito il raddrizzamento) ricavare una tens. continua con piccola ondulazione da applicare al reg. di tens. è provato il raddrizz. a **SEMIONDE** facilitate il compito al filtro che segue.



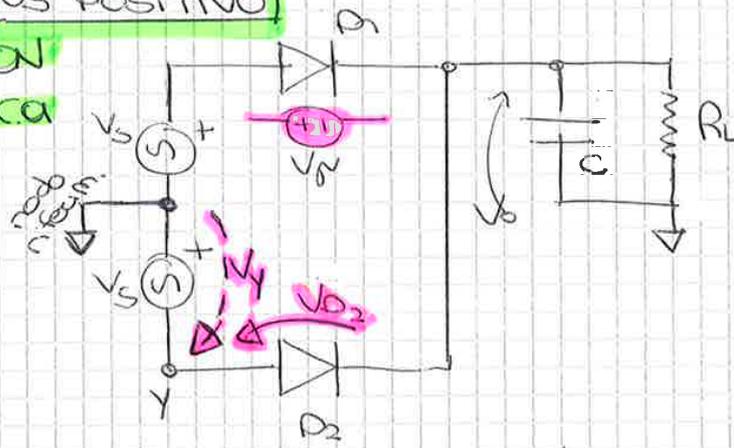
$V_{S1} = V_{S2} = V_S$



**Domanda su  $V_y$**

**$V_s$  POSITIVO**

**$D_1$  ON  
 $D_2 \equiv C.A.$**



$V_s$  pos  $\Rightarrow V_y$  neg e la corrente fa percorso passando attraverso  $D_1$  ( $D_2 \equiv C.A.$ )

**$V_s$  NEGATIVO**

**$D_1$  OFF ( $\equiv C.A.$ )  
 $D_2$  ON**

$V_s$  neg  $\Rightarrow V_y$  pos e corrente fa percorso passando attraverso  $D_2$  ( $D_1 \equiv C.A.$ )

- Nel tempo  $\Delta T$  uno dei due diodi è acceso e passa quindi la corrente dalla sorgente al carico ( $\Delta T =$  tempo apertura di diodi)
- Presenza di un errore (ondulazione), è usata e pratica

Vantaggio di usare questo circuito:

meno riscalda ma è una piccola ondulazione

- Conduzione di corrente in 2 istanti di tempo in ogni periodo: si apre un diodo alla volta quindi la potenza che in un raddrizzatore ad una semionda è dissipata in un unico diodo, qui viene divisa tra i due diodi
- Considerando la semionda positiva, nell'intervallo di conduzione  $\Delta T$  (e intervallo) si fa che il  $D_1$  è in conduzione mentre  $D_2$  è interdotta

Caso in cui  $D_1$  in conduzione e  $D_2$  interdotta:

sostituisco  $D_1$  con modello a caduta di tensione

$V_{M1}$

$V_{D2} = V_Y - V_0 = -V_{PK} - (V_{PK} - V_{M1}) = -2V_{PK} + V_{M1}$

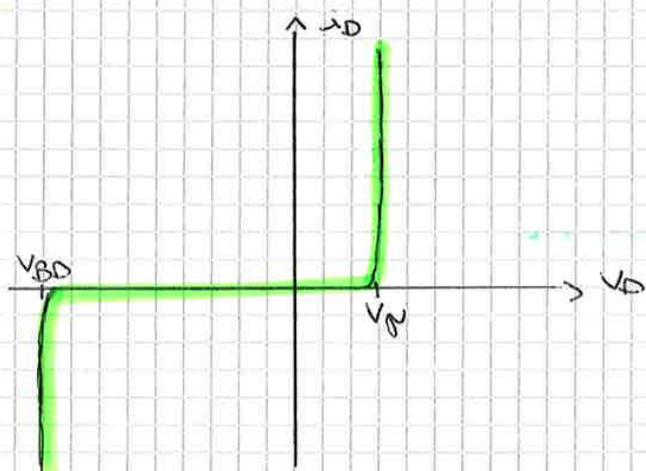
~ tensione  
(nel punto di picco)

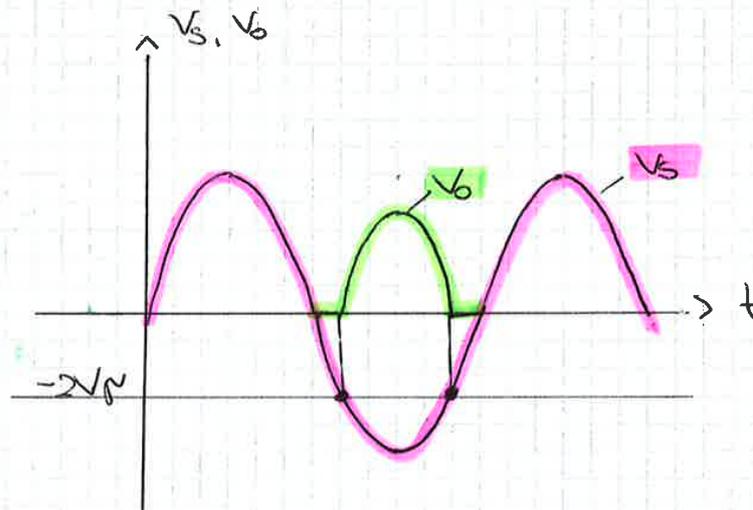
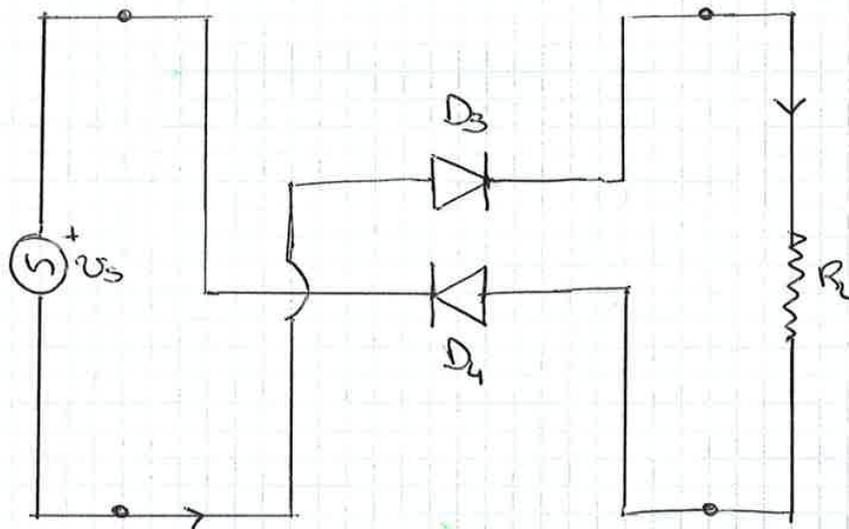
La tensione ai capi del diodo  $D_2$  quando  $D_1$  è in conduzione ed in particolare al picco ( $V_{PK}$ )

Per non distruggere il diodo, non si deve lavorare in regione di BREAK DOWN quindi:

$2 V_{PK} - V_{M1} < |V_{BO}|$

→ Per evitare rottura del diodo



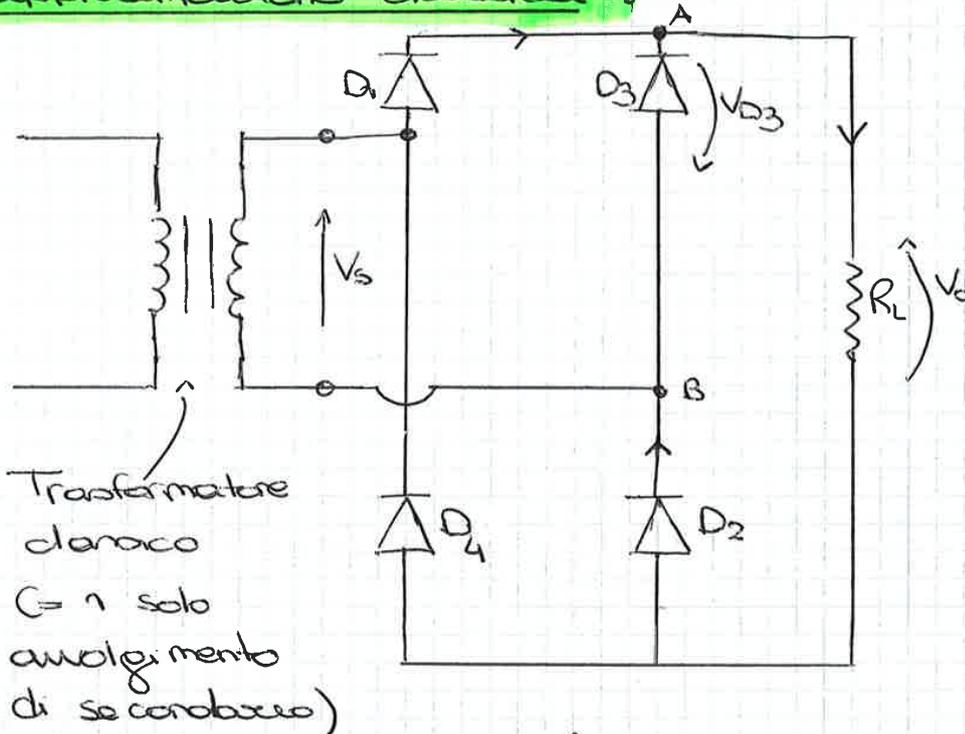


### NOTA

la corrente passa nel carico nello stesso verso in entrambi i cicli!

- PENTE DI CIRCUIT → Combinazione di questi 2 circuiti in modo tale che con:
- semionda positiva →  $D_1, D_2$  in conduzione
  - semionda negativa →  $D_3, D_4$  in conduzione

Rappresentazione classica :

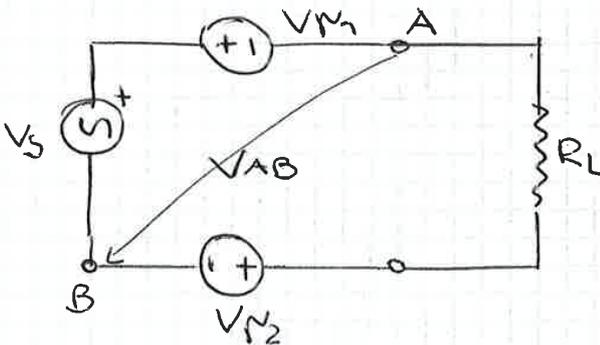


Semionda positiva



- $D_1 = D_2 \Rightarrow ON$
- $D_3 = D_4 \Rightarrow OFF$

Equivalente modello caduta di tensione  
(per  $D_1$  e  $D_2$ )



Considerando il diodo 3 (equivalente a circuito aperto)

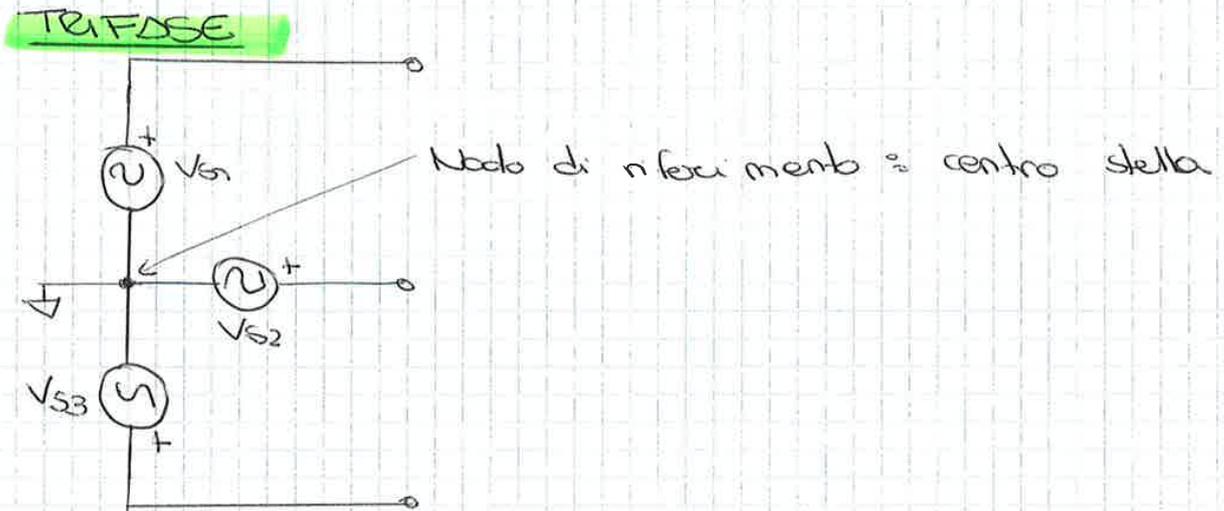
$V_{D3} = V_{AB} = -(V_s - V_{M1}) = V_{M1} - V_s$

NOTA

$V_{D3} < V_M \Rightarrow D_3$  è effettivamente interdotta!

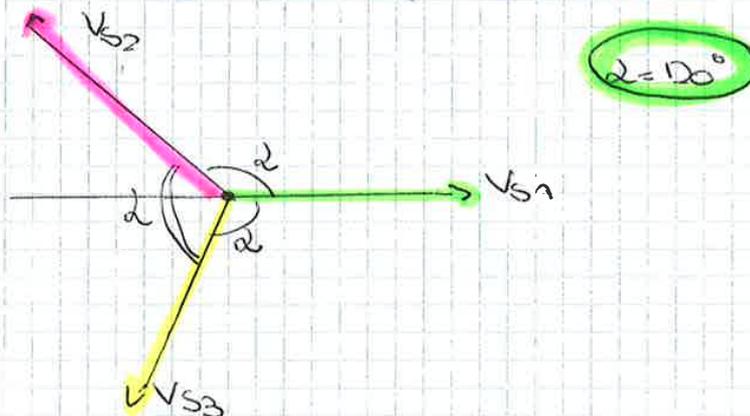
# TRASFORMATORE A "N" SEMIONDE

Se  $N=3$  → RADDRIZZATORI A 3 SEMIONDE  
(TRIFASE)



- 3 sorgenti :
- stessa ampiezza
  - stessa frequenza (isofrequenziali)

## Rappresentazione fasoriale :



Nel caso trifase, il raddrizzatore di Graetz è costituito da 6 diodi.

Due diodi alla volta saranno in conduzione mentre per altri tutti interdetti.

Aumentando il numero di fasi, si riduce il ripple senza avere guindi. È necessario di mettere un condensatore.

**SISTEMI TRIFASE** usati in alternatori a bordo d'auto e velivoli.

Alternatore con più fasi (sorgente primaria), solitamente 3 o 6 fasi, a valle del quale c'è raddrizzatore con 3 o 6 fasi in modo da avere una tensione media di uscita (quella che viene usata per alimentare tutti i carichi) che è quasi livellata.

**ALTERNATORE** = macchina elettrica che traduce energia di movimento (meccanica) in energia elettrica. Le tens. di uscita generate da ciascuna fase di uscita sono tensioni a valor medio nullo, periodiche, con ampiezza (sinusoidi) legata a numerosi fattori che hanno a che fare con il progetto e la costruzione della macchina elettrica e hanno anche a che fare con la velocità di rotazione dell'alternatore. L'ampiezza della tens. di uscita (quindi il valore di picco delle sinusoidi), così come anche la loro frequenza, dipende dal regime di lavorazione. Perché se ad ogni rivoluzione dell'albero (quindi del rotore dell'alternatore) corrisponde un ciclo, quindi un periodo della sinusoidale  $\Rightarrow$  aumentando la velocità di rotazione aumenta anche la frequenza delle tensioni generate e varia anche l'ampiezza.

Questo significa che:

- si ha sorgente primaria che genera sinusoidi
- a valle del raddrizzatore (che riceve in ingresso sinusoidi) vi è una tensione continua (o meglio pseudo continua in quanto affetta da ripple) che ha a che fare con il valore di picco di queste sinusoidi. Quindi: variando il regime

## PROBLEMA

- Tensione ingresso non un certo valore di picco
- Usata trasformatore non sinusoidale con ampiezza proporzionale al segnale di ingresso.
- Usata raddrizzatore più filtro non fluttuazione con valore medio dipendente dal valore di picco della tensione di ingresso (fornita da sorgente primaria). Questa tensione di uscita è continua con sovrapposto un certo ripple.

⇒ Tensione  $V_o, f$  non è costante ma dipende da:

- Ripple
- Valore di picco della sinusoidale di ingresso

## MA

richiediamo di tensione costante o di tipo regolato (controllato) per alimentare un sistema elettronico



## Regolatore di tensione

(tra raddrizzatore + filtro e carico) : tiene la tensione di uscita costante al variare della tensione di ingresso e al variare del carico. Inoltre deve mantenere la tensione di uscita costante al variare della temperatura.

ingresso e alla resistenza  $R_L$  e anche sensibilita' alla temperatura)

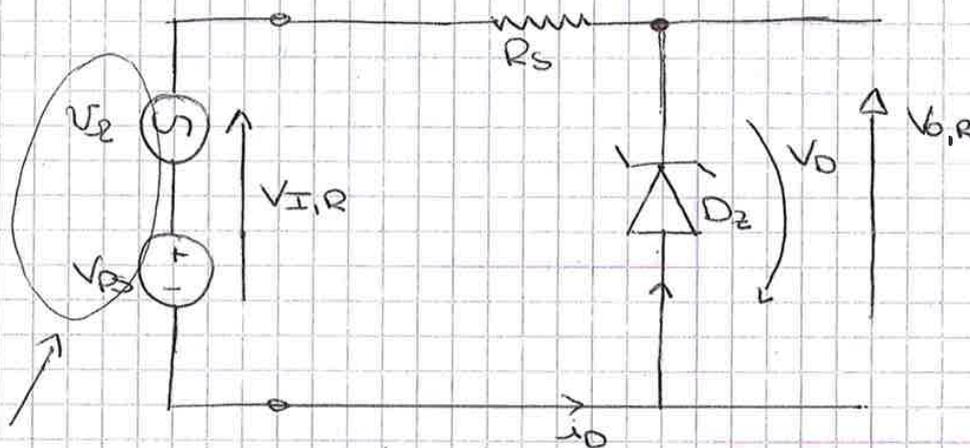
Sensibilita' alla resistenza  $R_L$  :

$$S_{R_L} = \frac{\Delta V_{O,R} / V_{O,R}}{\Delta R_L / R_L}$$

### 1) REGOLATORE DISSIPATIVO

Caratterizzata da bassa efficienza e tensione uscita sempre minore della tensione di ingresso (molta energia dissipata in calore)

[efficienza  $\equiv$  rendimento]



tensione all'uscita del raddrizzatore (componente continua + ripple)

$$i_o = - \frac{(V_{I,R} + V_D)}{R_s}$$

-> Espressione Retta di carico

Per semplicita' consideriamo solo  $V_D$

Questo circuito fa proprio da regolatore di tensione e variando la tensione di sorgente

=> termine noto della retta usata

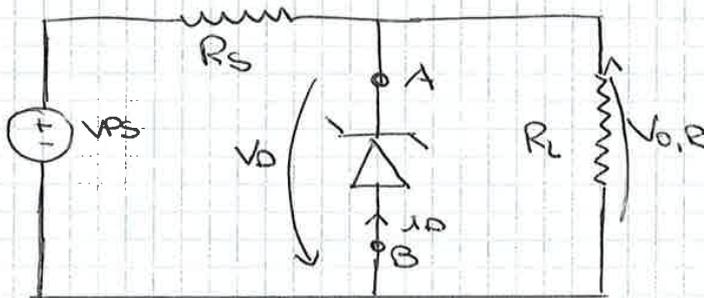
$$\left( - \frac{V_D}{R_s} \right)$$

=> si sposta la retta ma con

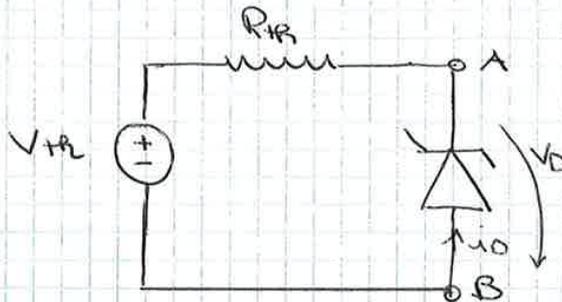
Presenza carico

- Come si comporta il circuito in presenza del carico?

IP :  $V_L = 0 \rightarrow$  cortocircuito  
 Per semplicità considero quindi: la presenza del solo  $V_{PS}$  (in quanto l'obiettivo è valutare la dipendenza della tensione di uscita dal carico)



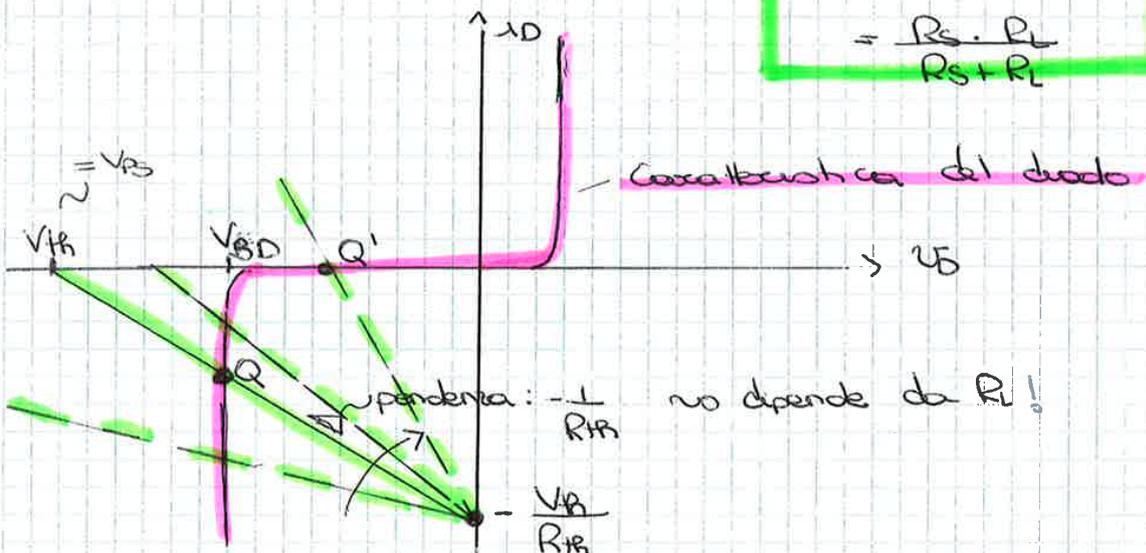
Analisi circuitale : tutto a meno che il diodo  
 $\Rightarrow$  Stacco il diodo dal circuito e faccio l'equivalente di Thevenin ai morsetti A e B.



$$V_{TH} = \frac{R_L}{R_S + R_L} V_{PS}$$

tensione a vuoto

$$R_{TH} = R_S // R_L = \frac{R_S \cdot R_L}{R_S + R_L}$$



NODO A

$$i_s = i_z + i_L$$

$i_s = \text{cost}$   $\Rightarrow$  se  $i_L \uparrow$ , segue che  $i_z \downarrow$

Lo CASI LIMITE:

- se  $i_s$  ammorza la tuta dal carico  $\Rightarrow$ 
  - potenza dissipata dal carico
  - $i_z = 0$  (gener. si spegne)
- se stacco carico  $\Rightarrow$  tutta la corrente  $i_s$  passa nello gener.  $\Rightarrow$  tutta la potenza, presa da sorgente, dissipata dal diodo gener.

COS

Con carico, una parte della potenza prelevata dalla sorgente viene dissipata dal carico e l'altra parte dallo gener.

Ecco perché questi regolatori sono detti dissipativi.  
[C'è sempre dissipazione]

EFFICIENZA  $\eta$

$$\eta = \frac{P_{\text{al carico}}}{P_{\text{in}}} = \frac{P_{\text{in}} - P_{\text{diss}}}{P_{\text{in}}} = 1 - \frac{P_{\text{diss}}}{P_{\text{in}}}$$

potenza dissipata nel regolatore

- Per  $R_L \rightarrow \infty \Rightarrow \eta = 0$  ( $\eta = \frac{V_z \cdot I_L}{V_{AS} \cdot I_S}$ )
- Caso ideale  $\Rightarrow \eta = 1$

se  $R_L \rightarrow \infty \Rightarrow I_L = 0$

Tutta la potenza ass. in ingresso è trasferita al carico, ovvero non c'è potenza dissipata

NOTA  $\eta$  è sempre  $< 1$  !

- L'intervallo in cui l'interruttore è chiuso lo indichiamo con  $T_{ON}$ .
- L'intervallo in cui l'interruttore è aperto lo indichiamo con  $T_{OFF}$ .

Quando l'interruttore viene aperto e chiuso in modo ciclico, si tratta di un "interruttore elettronico" (di un transistor) che viene pilotato da un circuito di controllo nello schema non rappresentato.

Quando il circuito di controllo pilota l'interruttore e modifica nel tempo il circuito stesso: con l'interruttore chiuso si ha un circuito e con l'interruttore aperto se ne ha un altro.

⇒ Dal circuito di partenza si possono ottenere 2 circuiti possibili:

1)  $T_{ON}$  → interruttore è chiuso

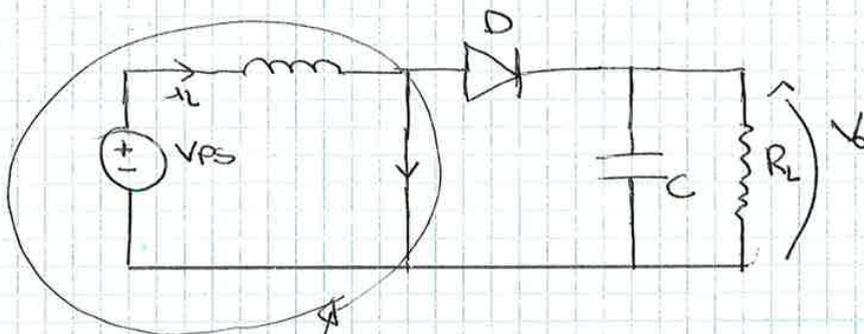
- Induttore accumulato di energia magnetica perché vi è passaggio corrente
- Condensatore è carico ⇒ dà corrente al carico

2)  $T_{OFF}$  → interruttore è aperto

- Trasferimento di energia da sorgente + induttore al carico
- Condensatore viene scaricato attraverso il diodo

Queste 2 fasi sono ripetute migliaia di volte al secondo!

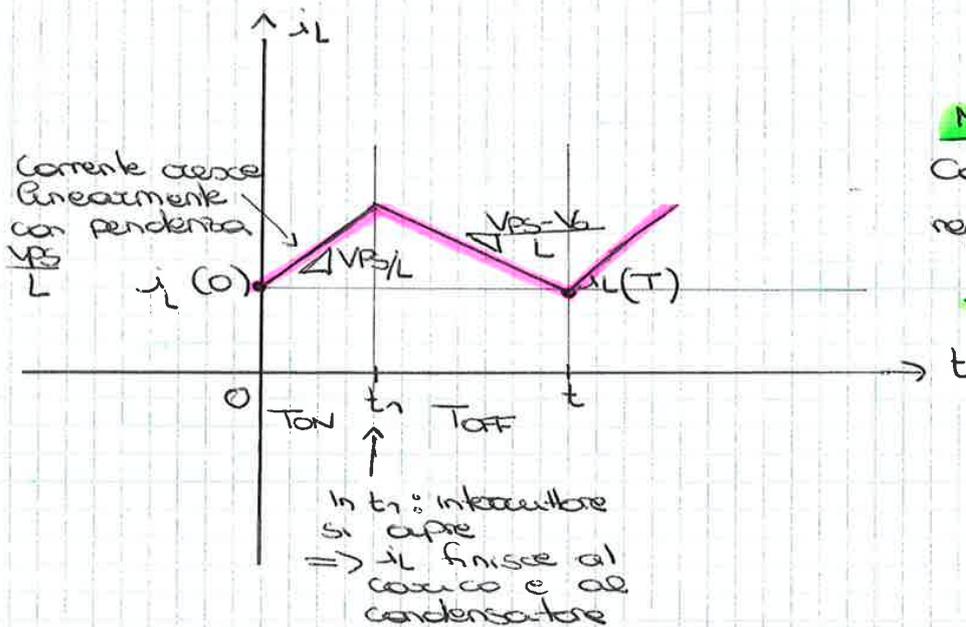
$T_{ON}$



Corrente piccola nella maglia di ingresso perché la parte di uscita è scollegata per via del corto circuito

- Interruttore è un corto circuito e quindi collega  $L$  in parallelo al generatore di tensione continua
- $i_L$  fluisce nell'induttore ⇒ accumulato di energia

## Andamento corrente nell'induttore



NOTA  
Condizione di regime, ovvero  $i_L$  che  $V_{PS}$  sia cost nel tempo e anche che il carico  $R$  sia cost.

Abbiamo detto che questo è un circuito alzatore di tensione, quindi la tensione di uscita  $V_b$  è maggiore della tensione di ingresso  $V_{PS}$ . Questo significa che la corrente che fluisce nell'induttore, nell'intervallo di tempo  $T_{OFF}$ , decresce linearmente perché il coeff. angolare  $\frac{V_{PS}-V_b}{L}$  è negativo.

A regime: valore iniziale  $i_L(0)$  è uguale al valore finale  $i_L(T)$

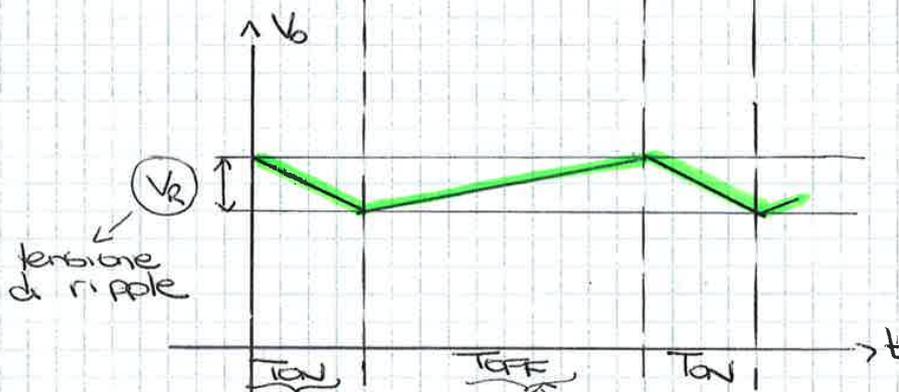
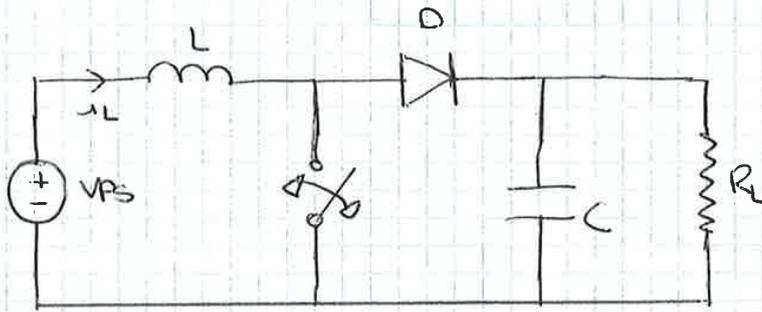
$$\begin{cases} i_L(T) = i_L(0) & (0) \\ i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{V_{PS}-V_b}{L} (t-t_1) & (1) \\ i_L(t_1) = i_L(T_{ON}) = i_L(0) + \frac{V_{PS}}{L} T_{ON} & (2) \end{cases}$$

Sostituisco la (2) in (1):

$$i_L(t) = \left( i_L(0) + \frac{V_{PS}}{L} T_{ON} \right) + \frac{V_{PS}-V_b}{L} \underbrace{(t-t_1)}_{T_{OFF}} = i_L(T)$$

Sfruttando la (0):

$$i_L(T) = i_L(0) = i_L(0) + \frac{V_{PS}}{L} T_{ON} + \frac{V_{PS}-V_b}{L} T_{OFF}$$



OSS  
Tensione di uscita soggetta ad oscillazione (ripple)

tensione di ripple

- inductore viene caricato
- Condensatore si scarica in quanto fornisce energia elettrica al carico (si scarica con legge esponenziale)

condensatore viene caricato

Fa cendo riferimento alla scarica del condensatore:

$$V_R \cdot C = I_L \cdot T_{ON}$$

↑ capacità  
↑ tens. di ripple

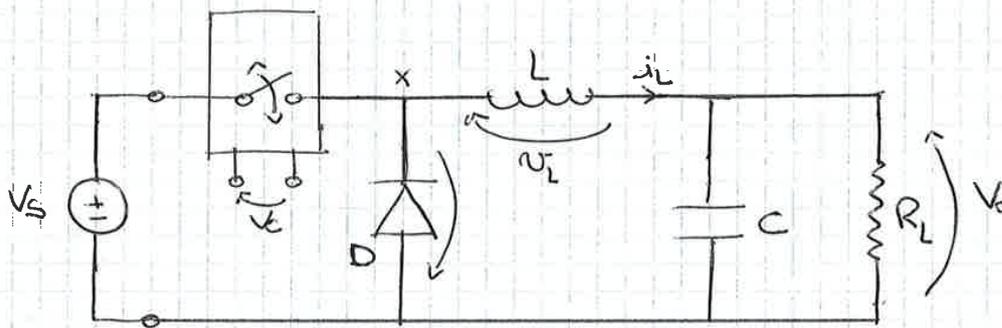
↑ corrente media che fluisce nell' inductore

Carica persa dal condensatore durante il tempo  $T_{ON}$ .

frequenza di commutazione

$$\left(\frac{V_R}{R}\right) \cdot C = \frac{T_{ON}}{T} \cdot T \cdot \left(\frac{V}{R \cdot C}\right) = DC \cdot \frac{1}{f} \cdot \frac{1}{R \cdot C} \cdot V_0$$

05.12.16

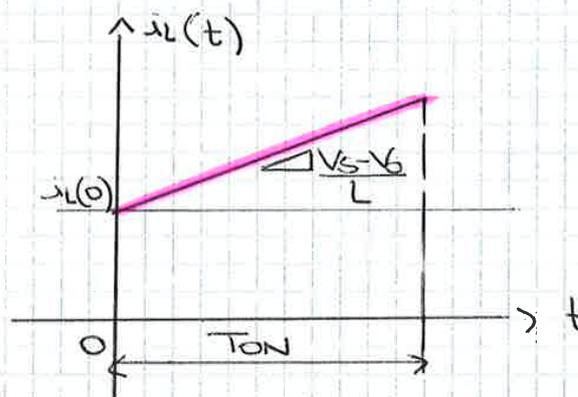


T<sub>ON</sub>

Interruttore chiuso

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_L(t) dt = \frac{1}{L} \int_0^t (V_s - V_o) dt$$

$$= \left( \frac{V_s - V_o}{L} \right) t + i_L(0)$$



T<sub>OFF</sub>

Interruttore aperto

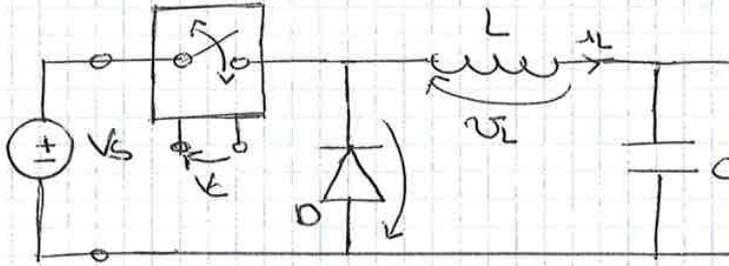
Usando il modello di diodo ideale ( $V_D = 0$ )

$$i_L(t) = i_L(T_{ON}) - \frac{V_o}{L} (t - T_{ON})$$

Condizione di regime :  $i_L(0) = i_L(T)$

(Condizione finale di ogni ciclo coincide con valore iniziale della corrente)

le circuito visto in potenza è:



1-2 circuiti commutata  
 In realtà non sono dei veri e propri regolatori ma dei convertitori di tensione continua (DC-DC). Infatti tens. uscita  $\propto$  tens. ingresso attraverso un coeff.

mi dà una tensione d'uscita  $\propto$  attraverso un coeff. che è il duty cycle

$\Rightarrow$  manca un Blocco DI CONTROLLO

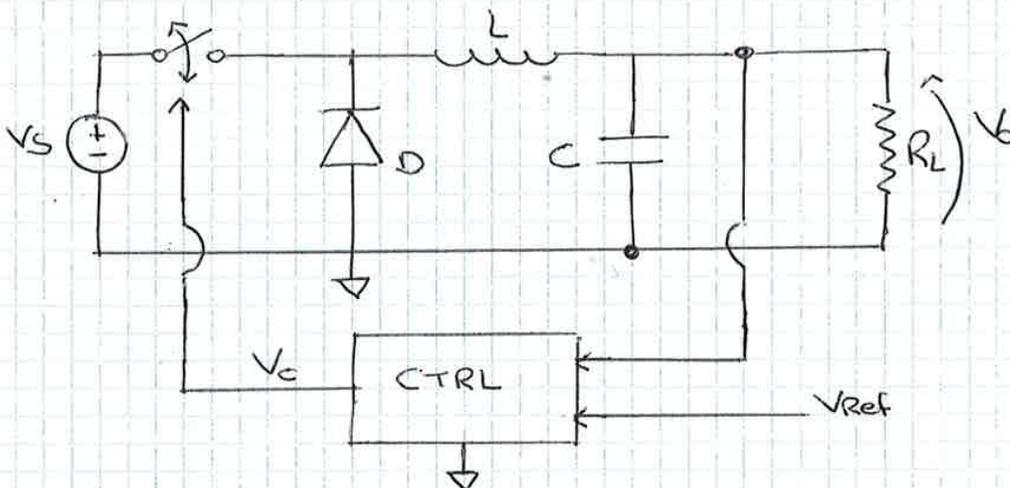
le regolatore di Buck è quindi composto da:

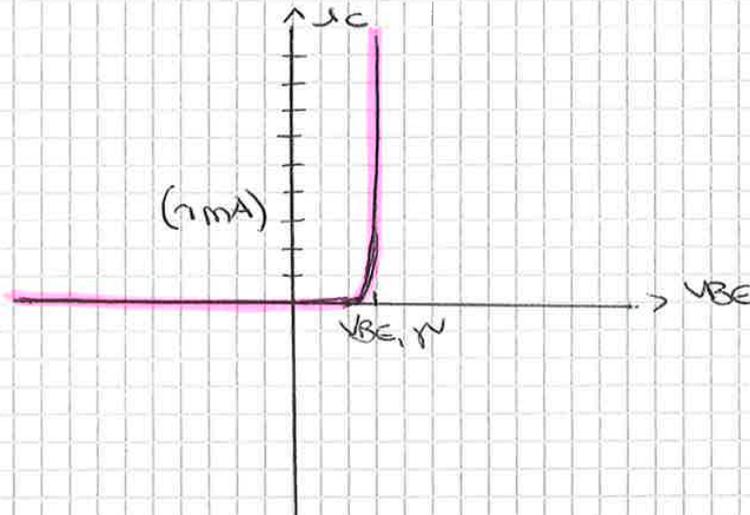
- Circuito trasformatore (riportato in alto \*)
- Circuito di controllo che sente la tensione di uscita, la confronta con una tensione di riferimento, produce un'uscita che pilota l'interuttore.

La grandezza modulata dal controllore è il duty cycle, in modo da avere una tensione di uscita pari alla tensione di riferimento  $\Rightarrow \epsilon = (V_o - V_{ref}) = 0$

$\uparrow$   
errore

$\downarrow$   
 Si ha quindi un SISTEMA RETROAZIONATO





Caratteristica ingresso-uscita del transistor bipolare

Stesso andamento di  $i_B$ !  
La differenza tra i due grafici sta nella scala:

- grafico di  $i_B$  ha ordine di grandezza della corrente molto basso: decine di  $\mu A$

- grafico di  $i_c$  ha ordine di grandezza della corrente di  $mA$

Proporzionalità tra corrente collettore e corrente di base:

$$i_B = I_{B0} \left( \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right)$$

è un parametro del modello

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

$$V_T (27^\circ C) \approx 26 \text{ mV}$$

$$i_c = I_{C0} \left( \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right)$$

$$i_c = \beta i_B \rightarrow \text{IN REGIONE ATTIVA}$$

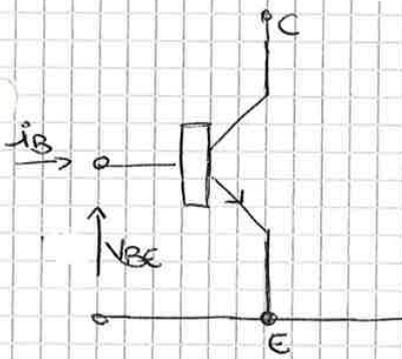
NOTA

In queste caratteristiche si individuano 2 regioni:

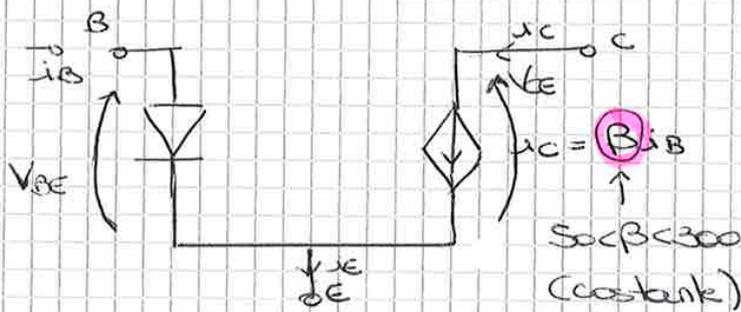
- tens. ingresso  $<$  tens. soglia  $V_{BE,th} \Rightarrow$  TRANSISTORE SPENTO
- tens. ingresso  $>$  tens. soglia  $V_{BE,th} \Rightarrow$  TRANSISTORE IN CONDIZIONE

questo stato permette passaggio di corrente elettrica dal collettore all'emettitore

## 1) COMPORTAMENTO IN REGIONE ATTIVA



Alla porta di ingresso si comporta come un diodo.  
In uscita invece si comporta come un amplificatore di corrente pilotato



### MODELLO DI EBERS-MOLL

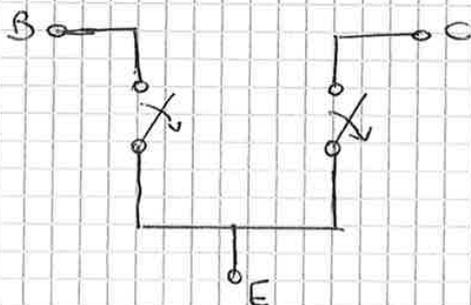
Lo Valido solo se transistore funziona in regione attiva

Guadagno di corrente del transistor

$$i_E = i_B + i_C = (1 + \beta) i_B$$

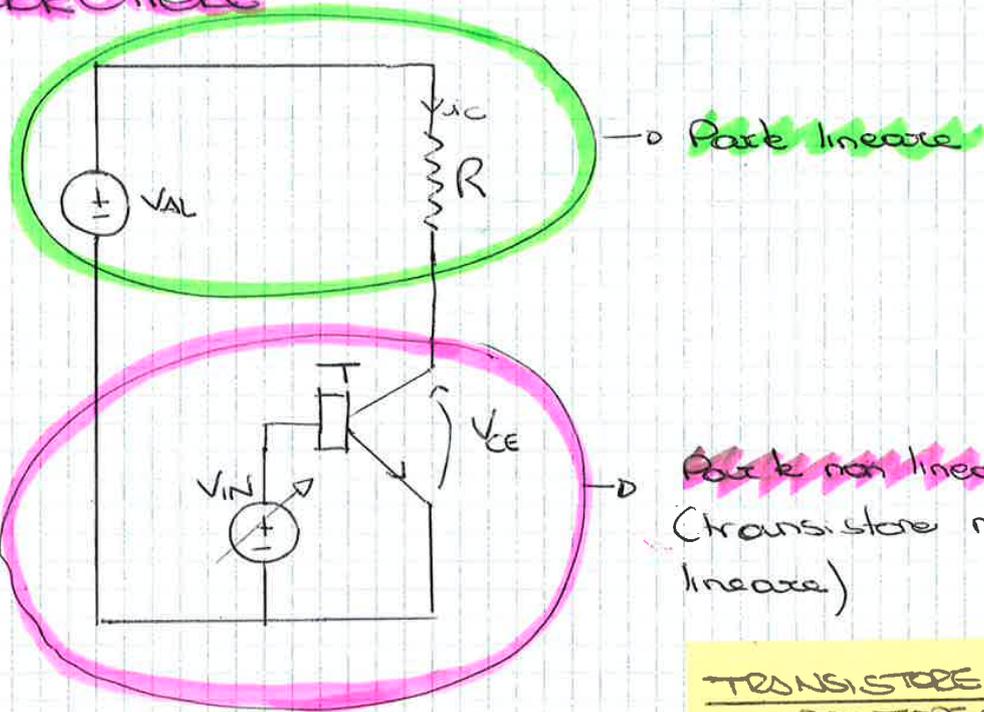
## 2) REGIONE DI INTERDIZIONE

Quando la tens. di comando è minore della tensione di soglia:  $V_{BE} < V_{BE,th}$   
Transistore si comporta come circuito aperto



Il transistor è interdetto, ovvero i 3 terminali sono isolati tra loro.

# TRANSISTORE BIPOLARE USATO COME INTERRUTTORE



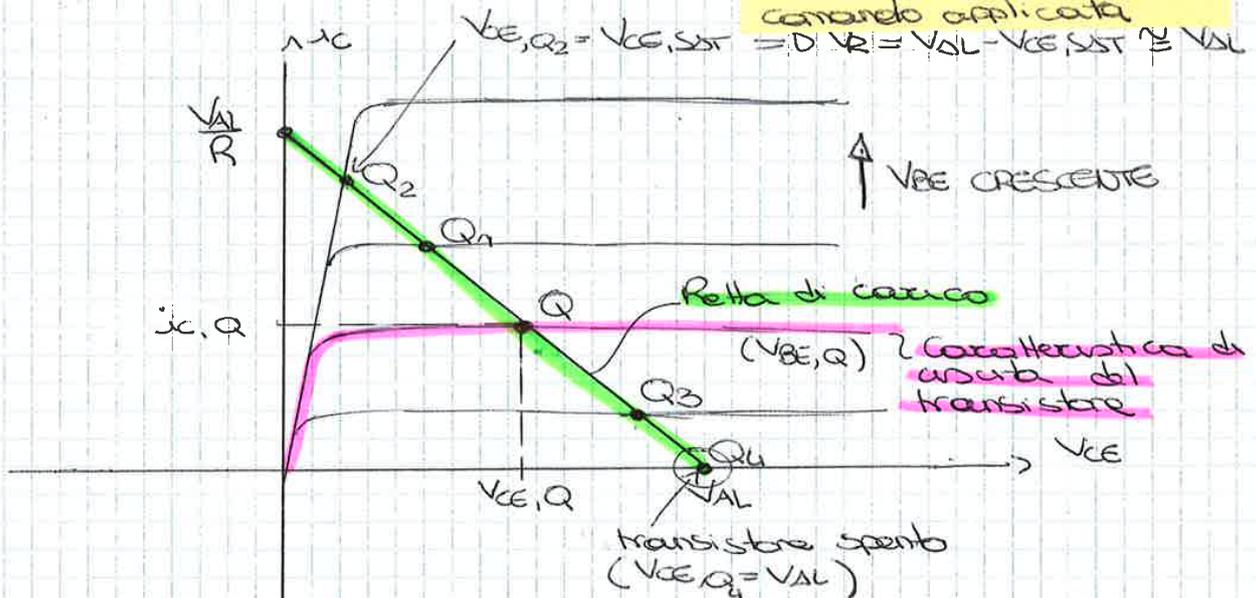
$$V_{CE} = V_{AL} - R \cdot i_C$$

$$i_C = \frac{V_{AL} - V_{CE}}{R}$$

$$i_C = -\frac{1}{R} V_{CE} + \frac{V_{AL}}{R}$$

→ Equazione del transistore

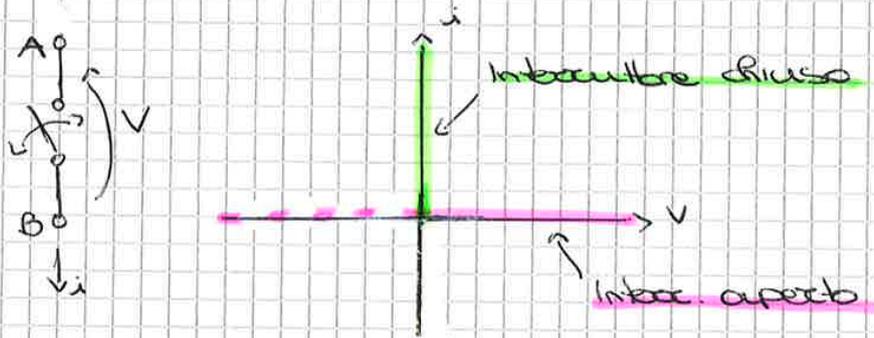
**TRANSISTORE COME INTERRUTTORE:**  
 a differenza del diodo che è pilotato dalla tensione applicata ai suoi capi, la condizione di corrente tra collettore e emettitore dipende dalla tensione di comando applicata.



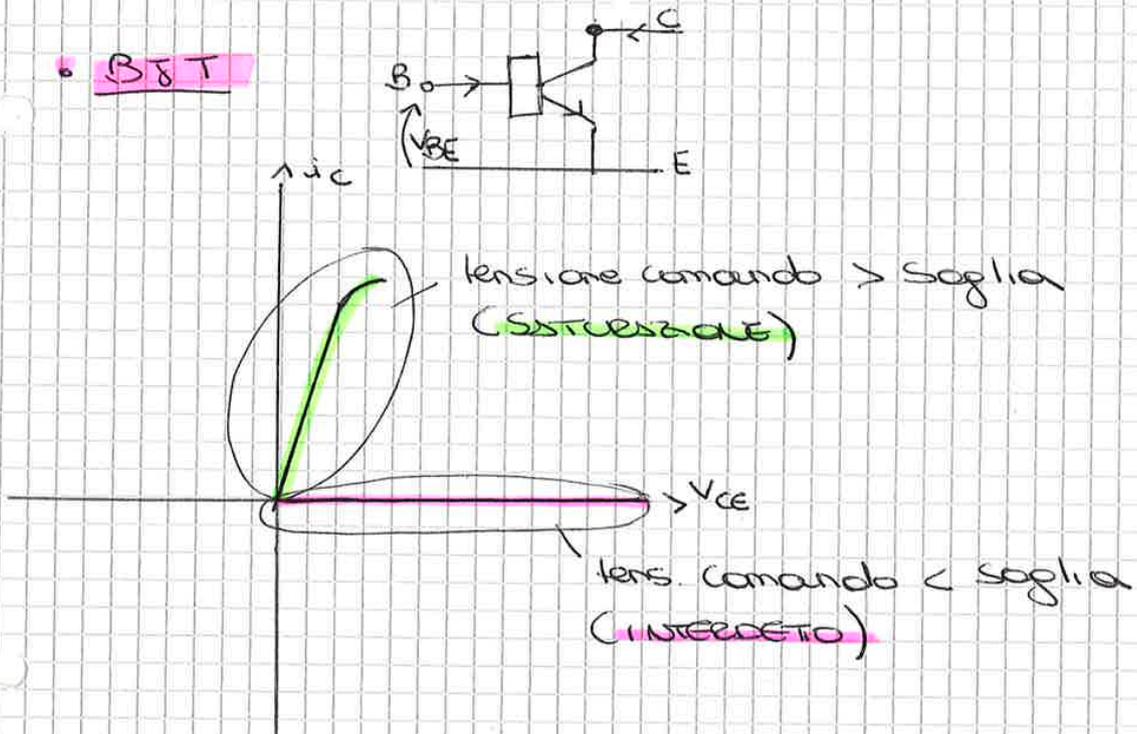
- $Q_2$ : punto di lavoro del transistore
- In  $Q_2$  → transistore in saturazione
- In  $Q, Q_1, Q_3$  → transistore in regione attiva: si comporta come un amplificatore di corrente
- In  $Q_4$  → trans. spento

# BJT USATO COME INTERRUPTORE

## • IDEALE

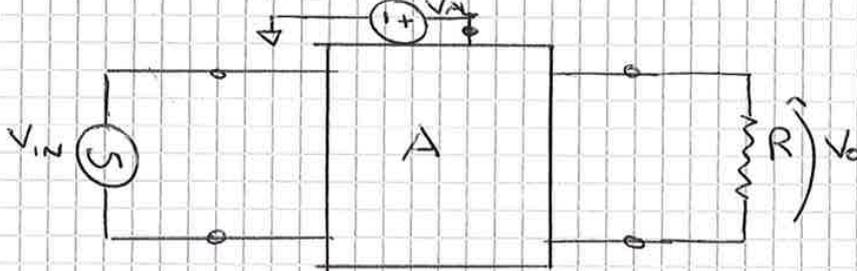


## • BJT

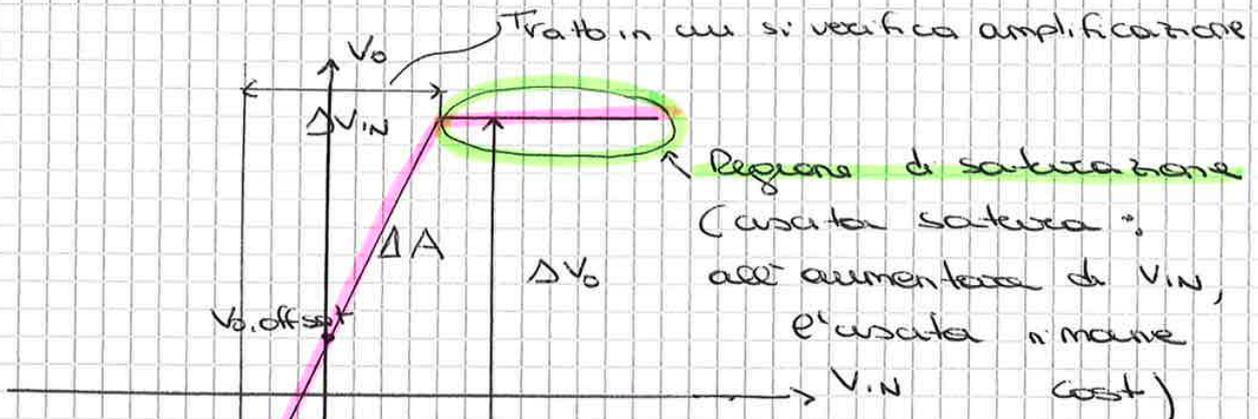


# AMPLIFICATORE

È un doppio bipolo



Il segnale di uscita replica quello di ingresso con un fattore di amplificazione ma è necessaria alimentazione (fornita sotto forma di tens. cost.  $V_A$ )



Regione di saturazione

Relazione ingresso-uscita dell'amplificatore

Caratteristica statica:  $V_O = A V_{IN} + V_{O,off}$

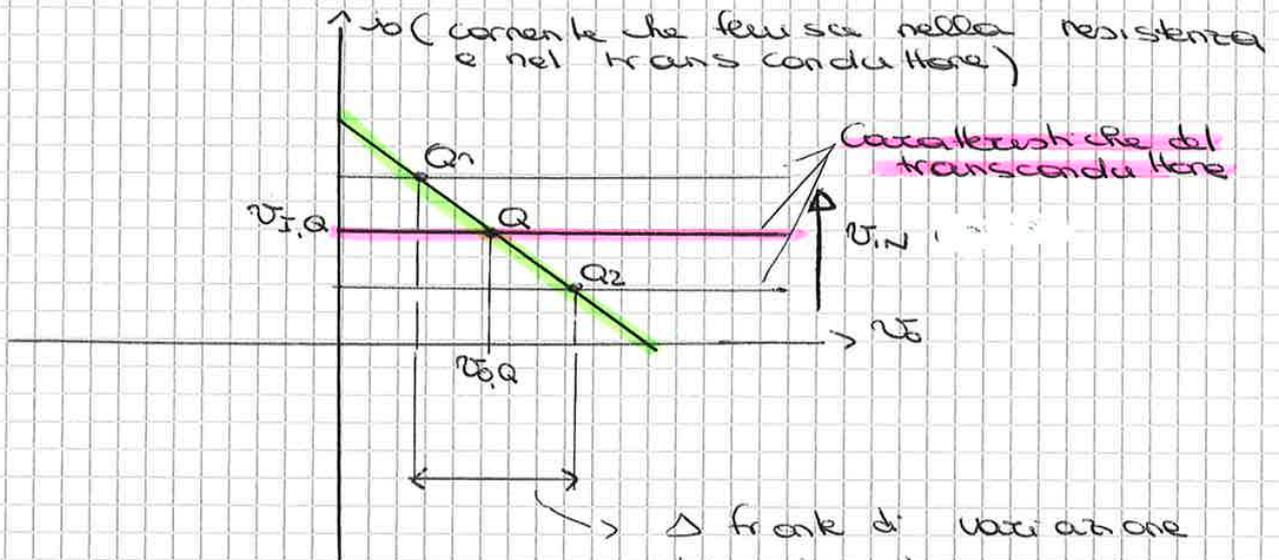
↑ Guadagno dell'amplificatore      ↑ tensione di uscita di offset

Intervallo variazione ingresso:

$\Delta V_{IN}$  = dinamica di ingresso

Intervallo variazione uscita:

$\Delta V_{out}$  = dinamica di uscita



NOTA

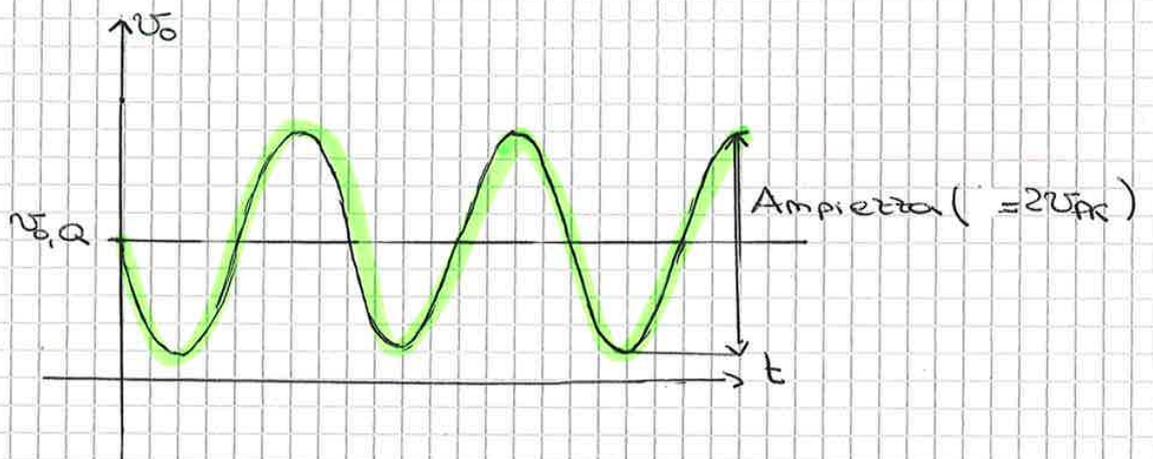
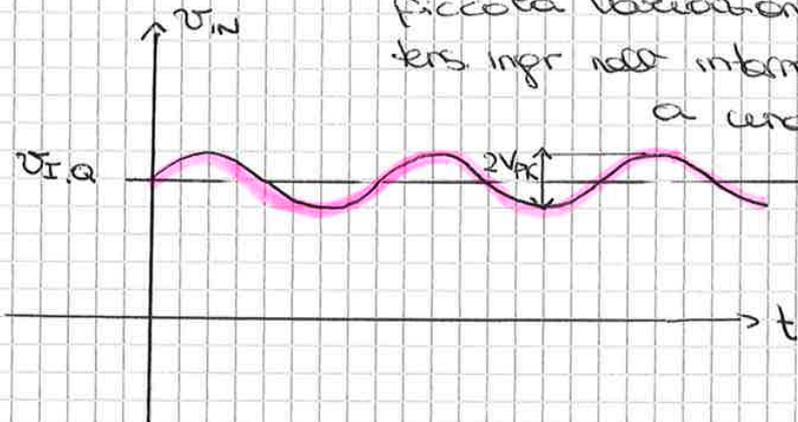
Amplitude in uscita  $\epsilon >$  di quella d'ingresso perché la caratteristica  $i_c = f(v_{BE})$  nella regione attiva è molto pendente  $\Rightarrow$  una

$\Rightarrow$  variazione tens. uscita nell'intorno di  $v_{C,Q}$ .

NOTA

- se  $v_{I,N} \uparrow \Rightarrow v_{C,Q} \downarrow$
- se  $v_{I,N} \downarrow \Rightarrow v_{C,Q} \uparrow$

piccola variazione della tens. ingr nell'intorno di Q dà luogo a una forte escursione della corrente di collettore.



$v_{be}$  è piccola ma moltiplicata per  $\beta$  che è elevato, risulta un valore grande

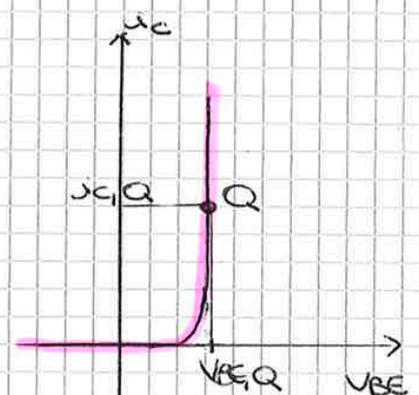
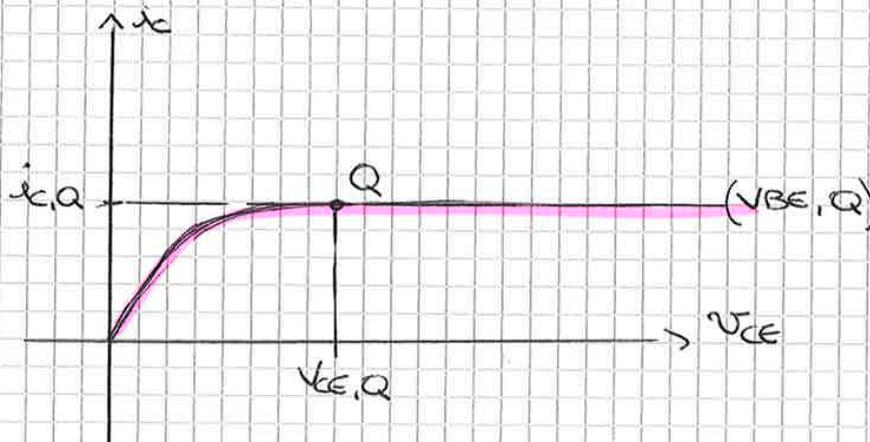
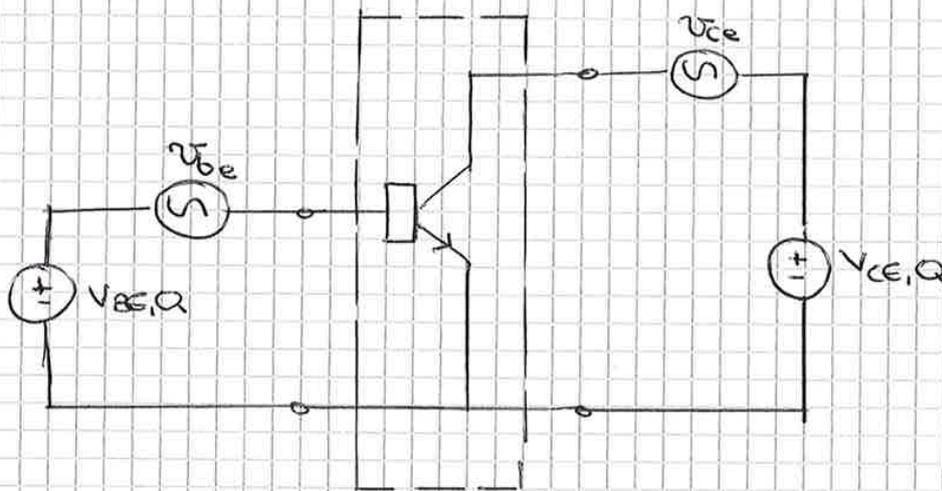
$\Rightarrow$  Ad una piccola variazione tensione ingresso corrisponde una grande variazione tens. uscita!

Modelli visti finora sono MODELLI A PICCOLO SEGNALE

## MODELLI A PICCOLO SEGNALE DEL BJT

è un modello locale: nell'intorno del punto di lavoro del transistor

Approssimazione locale del transistor che non è un elemento lineare!



## MODELLO DI PICCOLO SEGNALE BJT

07.12.16

Lo S. approssimiamo a caratteristiche non lineari del BJT in caratteristiche lineari nell'intorno del punto di lavoro.



$$\begin{cases} i_b = Y_{11} v_{be} + Y_{12} v_{ce} \\ i_c = Y_{21} v_{be} + Y_{22} v_{ce} \end{cases}$$

Parametri  $Y_{ij}$  → descrivono il BJT nell'intorno di Q

- $Y_{11} = \frac{\partial i_b}{\partial v_{be}} \Big|_{v_{ce} = \text{cost}}$

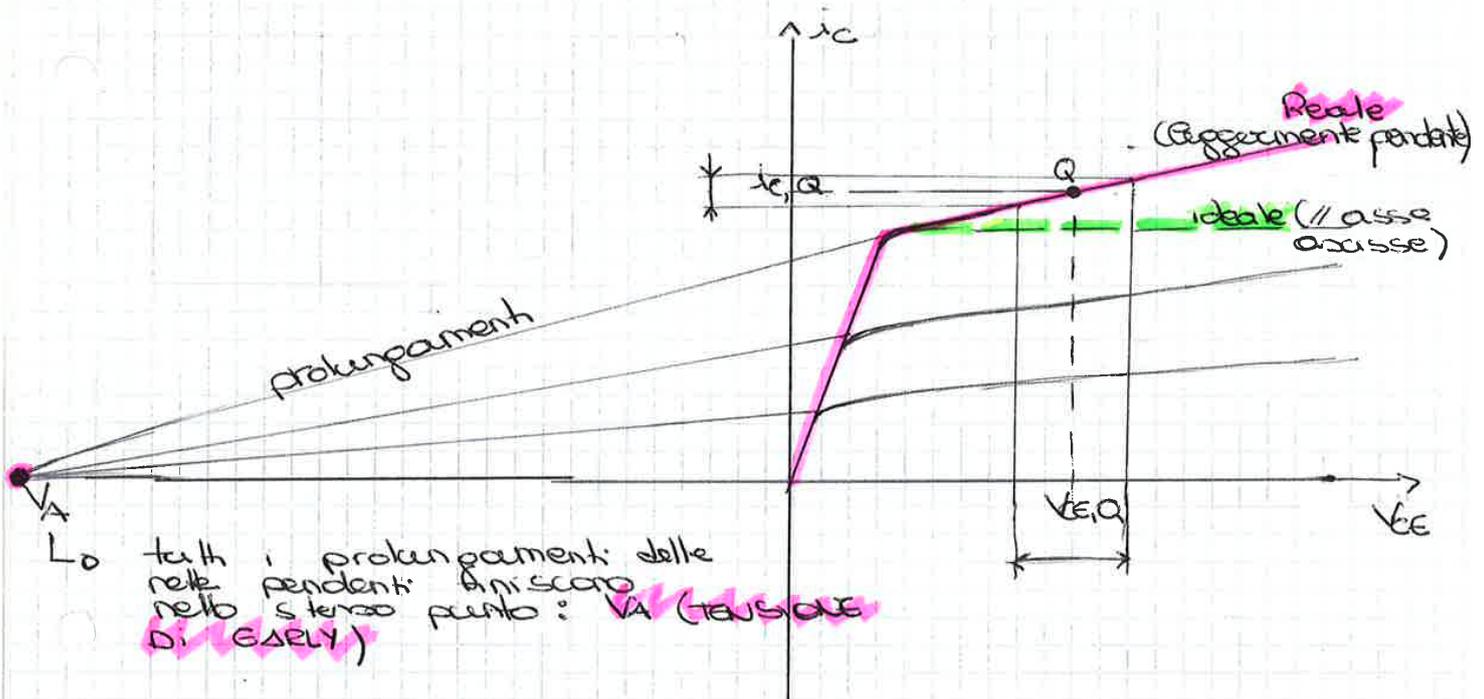
Sapendo che  $i_b = I_{B0} \left[ \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right]$

$$\Rightarrow Y_{11} = \frac{\partial i_b}{\partial v_{be}} \Big|_Q \approx \frac{i_{B,Q}}{V_T} \Rightarrow Y_{11} \text{ è una conduttanza}$$

$$Y_{11} = \frac{\partial i_b}{\partial v_{be}} \Big|_{v_{ce} = \text{cost}} \rightarrow r_{in} = R_{in} = \frac{1}{Y_{11}} = \frac{V_T}{i_{B,Q}}$$

- $Y_{12} = \frac{\partial i_b}{\partial v_{ce}} \Big|_{v_{be} = \text{cost}} = 0$

- $Y_{21} = \frac{\partial i_c}{\partial v_{be}} \Big|_{v_{ce} = \text{cost}} = g_m \rightarrow$  Trans conduttanza  
La corrente legata uscita a ingresso.



$\beta_{22} = \frac{\partial I_c}{\partial V_{ce}} \Big|_{V_{be} = \text{cost}} = \beta_0$  ed inoltre  $\beta_0 = \frac{1}{\beta_0}$

$Q \equiv [V_{ce,Q}, I_{c,Q}]$

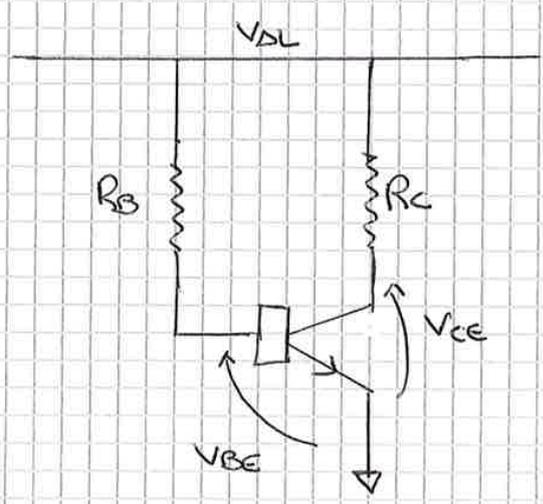
Resistenza d'uscita:  $r_o = \frac{|V_A| + V_{ce,Q}}{I_{c,Q}}$

Variatione di  $I_c$ :

Tramite componente variabile nel tempo nell'intorno  $V_{ce,Q} \Rightarrow$  valore  $\beta_0$  rispetto variazione di  $I_c$  nell'intorno di  $I_{c,Q}$ .  
 In teoria questa variazione dovrebbe essere nulla ma nella realtà, per early,  $I_c$  subisce piccole variazioni.

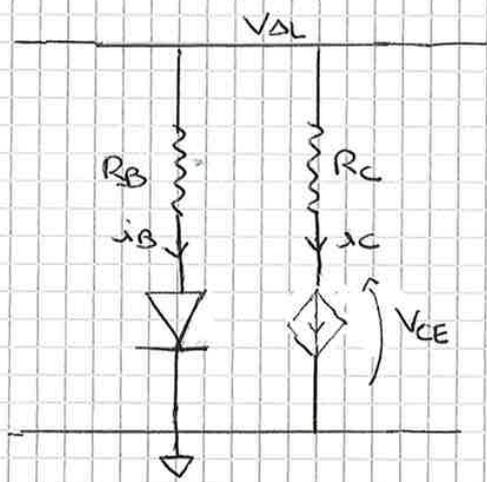
Consideriamo un semplice circuito contenente un transistore:

oss Generatore di tens. cost. di alimentazione  
 sparo non viene indicato  
 $V_{AL}$   
 $V_{AL}$ : tens. tra linea e riferimento



ipotesi: BJT in regione attiva

Supponendo in regione attiva => Modello di Mill



$i_C = \beta i_B$

1) Transistore è acceso?

Nel transistore passa corrente se esiste una corrente che passa nel diodo (ovvero se il diodo è acceso):

$i_B = \frac{V_{AL} - V_{BE,IV}}{R_B}$

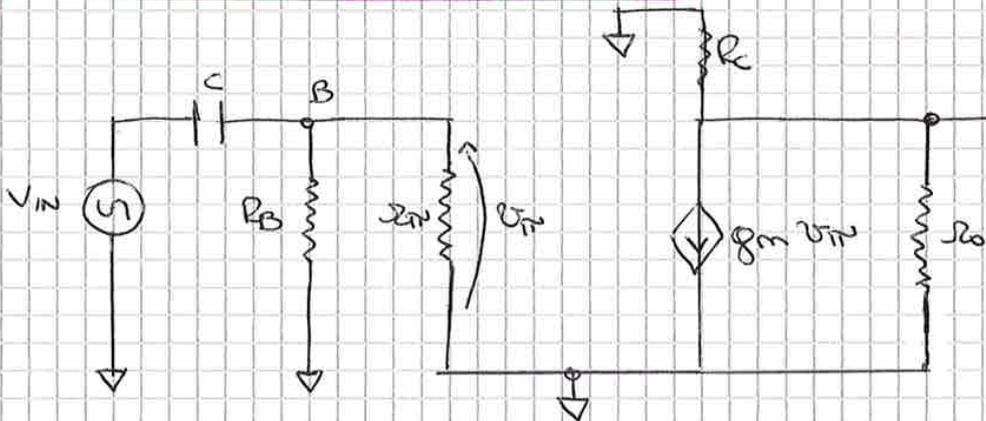
se  $i_B > 0$  => diodo acceso  
 => trans. acceso

La tensione media di sorgente è pari a zero, la tensione media base-emittore ( $\overline{V_{BE}}$ ) sarebbe zero  $\Rightarrow$  transistor spento; quindi c serve anche per far sì che la tens. media base-emittore sia  $\neq 0$

**EQUIVALENTE DI PICCOLO SEGNALE**

Modello di piccolo segnale per calcolare variazioni segnale uscita  $V_o$  al variazioni di  $V_{IN}$ .

**EQUIVALENTE PER LE SUE VARIAZIONI:**



$R_{in} = R_B // r_{pi}$

$v_{pi}$ : pilota dell'ampertitore di corrente

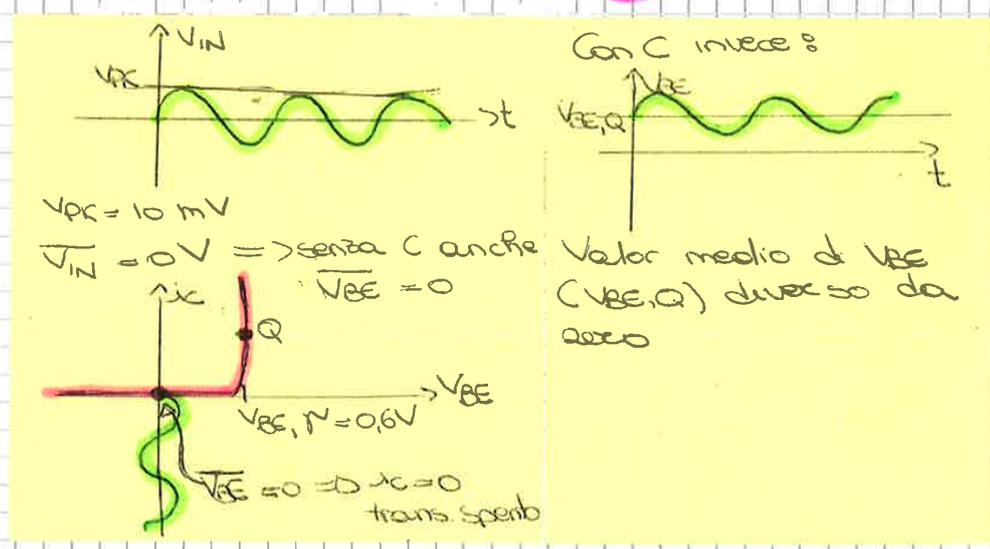
$R_{out} = R_C // R_L$

Le informazioni ottenute da analisi ampio segnale possono essere usate per calcolare la transconduttanza del transistor:

$g_m = \frac{I_{C,Q}}{V_T}$

ed inoltre:

$\frac{R_{in}}{g_m} = r_{pi}$



FUNZIONE DI TRASFERIMENTO

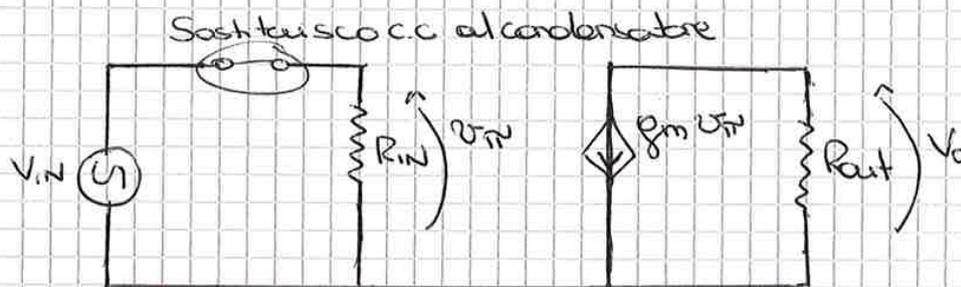
$$H(j\omega) = \ominus g_m R_{out} \frac{j\omega C R_{in}}{(1 + j\omega C R_{in})}$$

↑  
Indica che amplificatore  
è invertente

$$|H(j\omega)| = g_m R_{out} \frac{\omega C R_{in}}{\sqrt{1 + (\omega R_{in} C)^2}}$$

se  $(\omega R_{in} C) \gg 1 \Rightarrow |H(j\omega)| \cong g_m R_{out}$

Lo stesso risultato si può ottenere anche con circuito equivalente di piccolo segnale



Se  $\omega \gg \frac{1}{R_{in} C}$   
"cost. di tempo del circuito"

↳ il condensatore propaga tutto il segnale di ingresso all'uscita:

$$V_O = -g_m R_{out} V_{in}$$

$A_V = \frac{V_O}{V_{in}} = -g_m R_{out}$  **NOTA** Non dipende dalla frequenza

Guadagno di tensione dell'amplificatore (valido per  $\omega \gg \frac{1}{R_{in} C}$ )

ed in particolare il  $\beta \rightarrow \frac{1}{\beta} \frac{\partial \beta}{\partial T} \approx 1\%/^{\circ}\text{C}$

=> Mi trovo in un posto caldo e va bene, vado in un posto freddo e non funziona più bene (il circuito non svolge più la funzione per cui è stato realizzato)

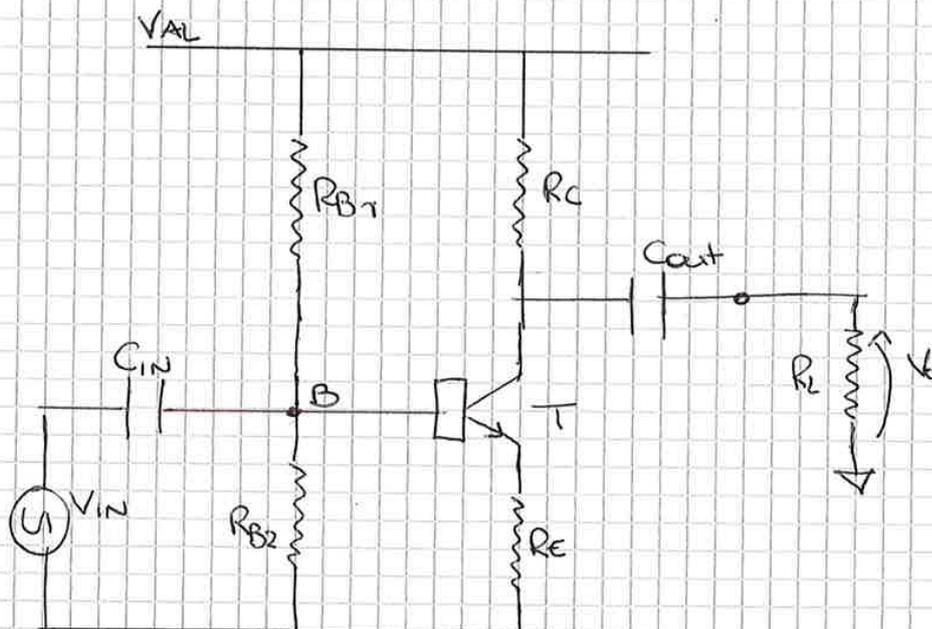
### Conclusione:

I circuiti vengono progettati in modo che dipendano poco da toleranze di fabbricazione e anche dai parametri ambientali.

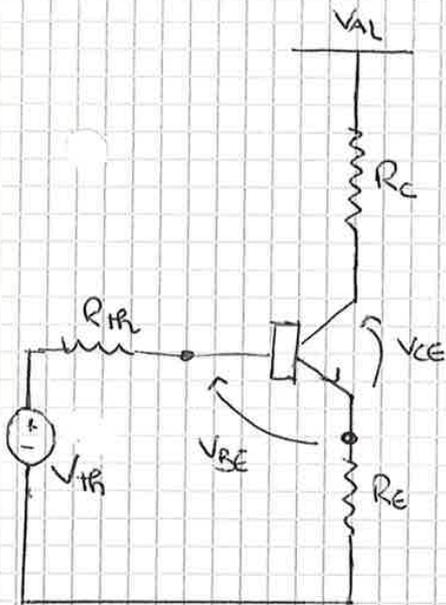
Il circuito disegnato in precedenza \* non rispetta queste caratteristiche

## AMPLIFICATORE BASATO SU UN BJT

(che si avvicina a quelli commerciali)



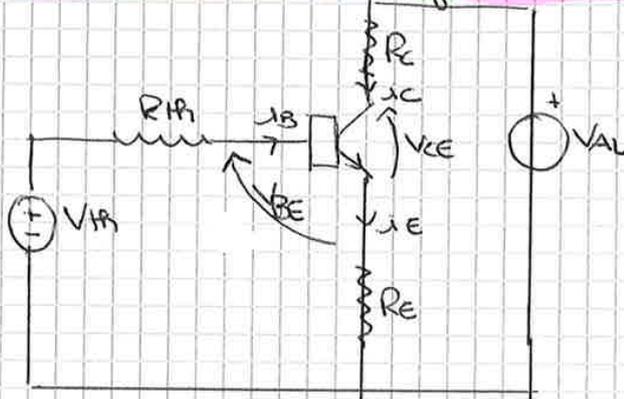
In ingresso e in uscita  $u$  è un condensatore di accoppiamento (per ragioni per cui  $u$  è un C in ingresso e in uscita è la stessa ed è stata spiegata precedentemente)



$$R_{th} = R_{B1} // R_{B2}$$

$$V_{th} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{AL}$$

Metendo in evidenza maglia di ingresso e di uscita:



• Trovo  $i_B$

$$V_{th} - R_{th} \cdot i_B - V_{BE} - R_E \cdot i_E = 0$$

$$i_E = i_B + i_C = (1 + \beta) i_B$$

↑  
ipotesi  
trans. in regione  
attiva

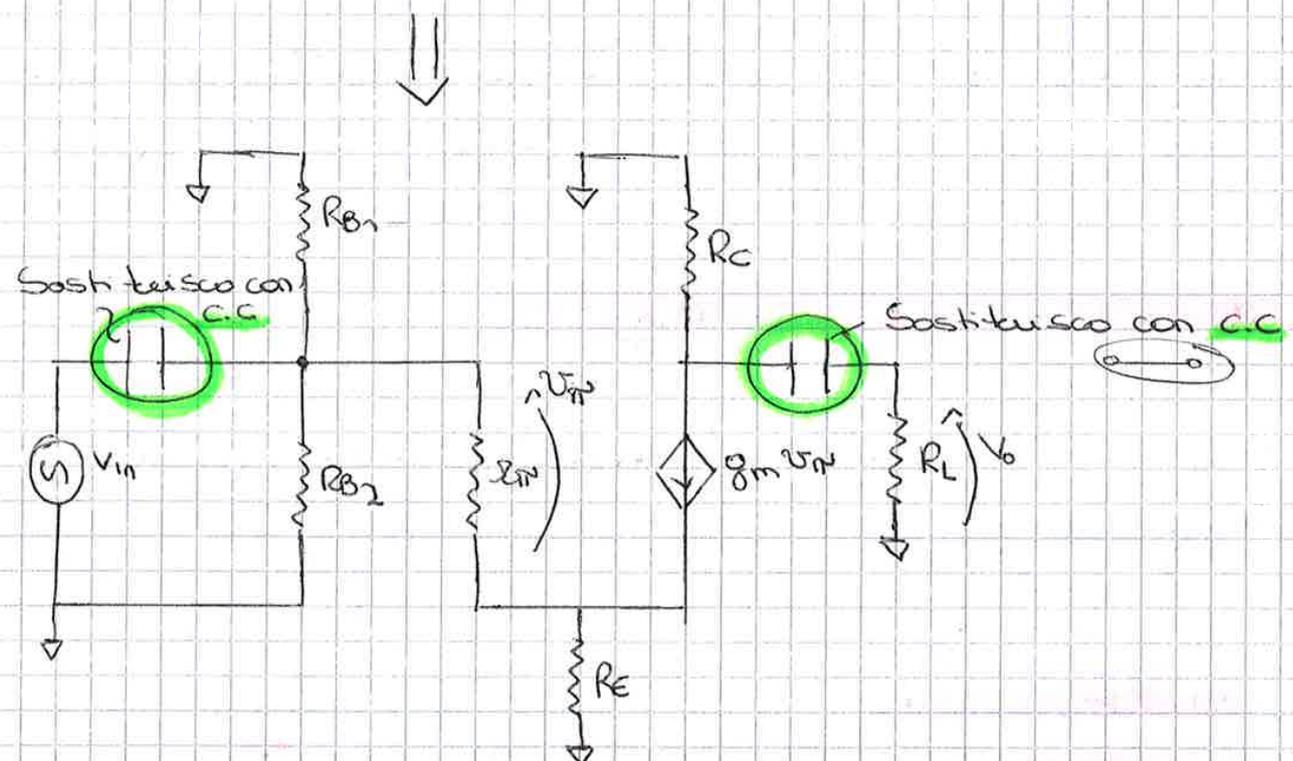
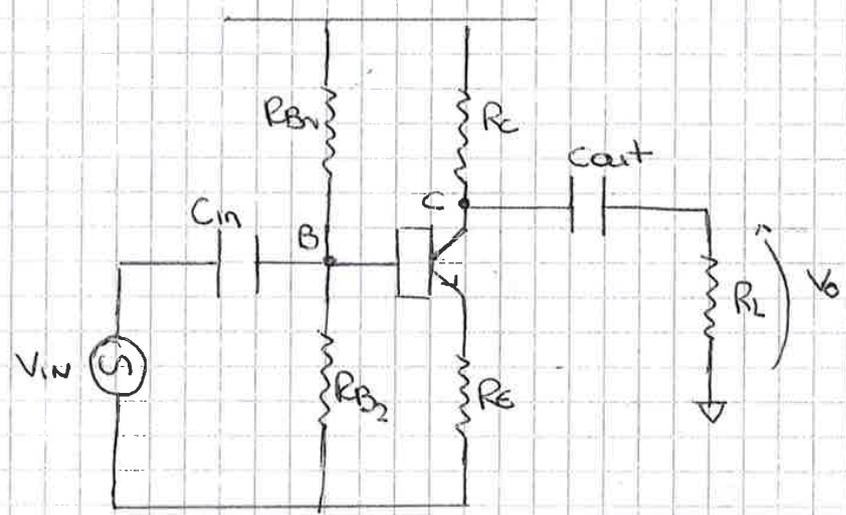
$$V_{th} - V_{BE} = (R_{th} + (1 + \beta) R_E) i_B$$

$$\Rightarrow i_B = \frac{V_{th} - V_{BE}}{(R_{th} + (1 + \beta) R_E)}$$

$$i_C = \beta \cdot i_B$$

2 ANALISI DI PICCOLO SEGNALE

Per valutare rapporto ampiezza segnale uscita e ampiezza segnale ingresso.



Posso sostituire il condensatore con un cortocircuito perché:

Frequenza segnale ingresso  $\gg$  freq. di taglio circuito uscita o ingresso

$$v_{in} = \frac{v_{in}}{1 + (1 + R_{fe}) \frac{R_e}{r_{in}}}$$

se  $R_{fe} \gg 1 \Rightarrow v_{in} = \frac{v_{in}}{1 + g_m R_e}$

Inoltre essendo  $v_o = -g_m R_{out} v_{in}$

$\Rightarrow$

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{g_m R_{out}}{1 + g_m R_e}$$

Amplificazione del circuito

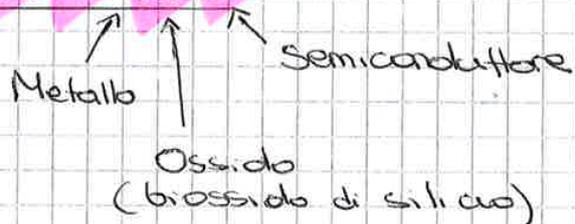
$R_e$  ~ Resistenza emettitore

transconduttanza: dipende da corrente collettore ( $g_m = i_{c,q}/V_T$ )  
 $\Rightarrow$  guadagno di tensione dipende da corrente polarizzazione

OSS Se  $g_m R_e \gg 1 \Rightarrow A_v = -\frac{R_{out}}{R_e}$

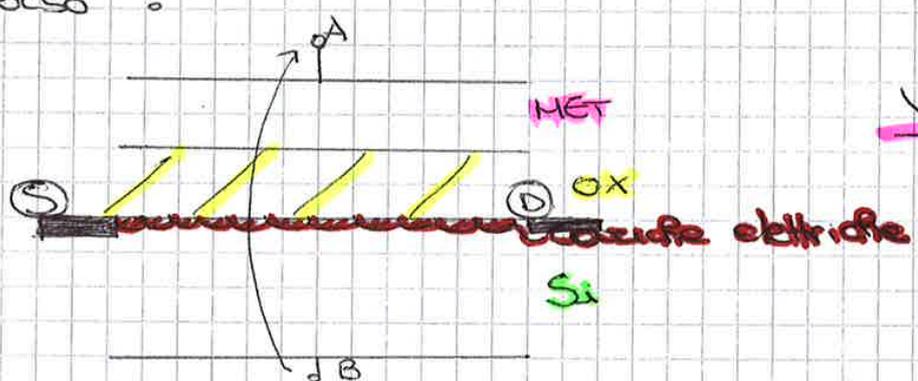
Se realizzate con lo stesso processo di fabbricazione  $\Rightarrow$  rapporto non è influenzato da errori!

## TRANSISTORI DI TIPO MOS

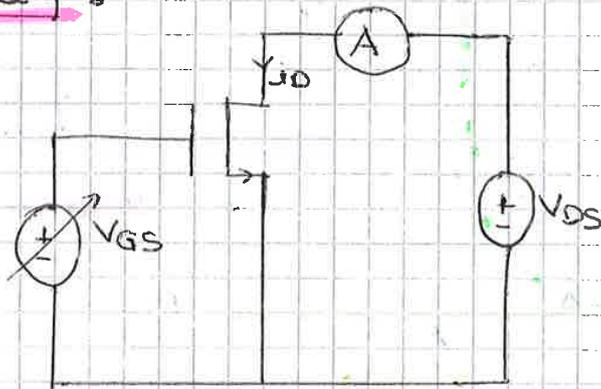


Sono dispositivi molto diffusi.

Costituiti da 3 strati sovrapposti di materiale diverso:

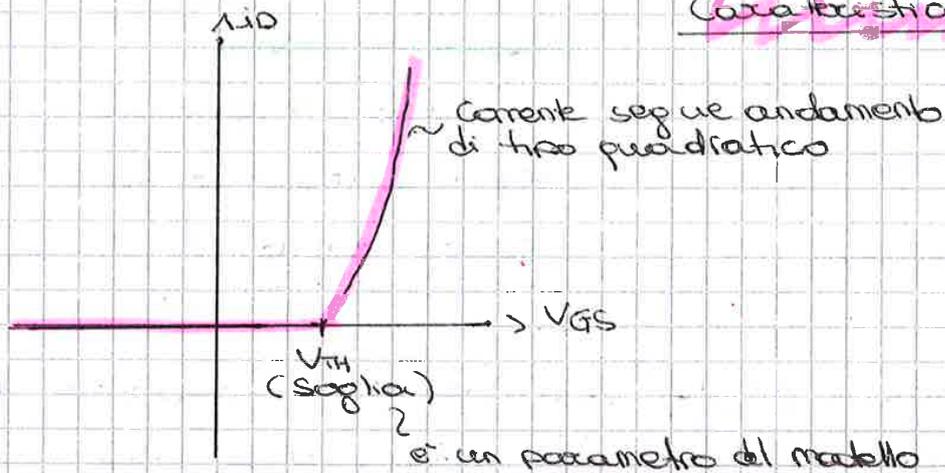


Per tracciare caratteristica ingresso-uscita (caratteristica statica):



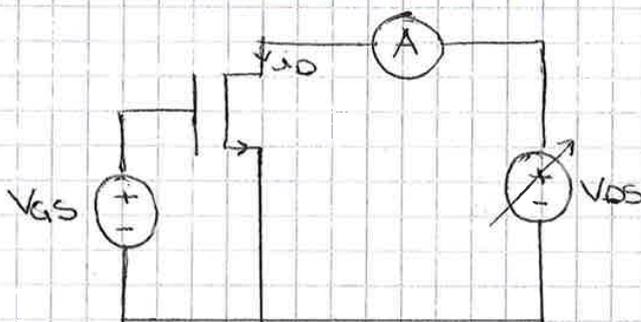
Vario  $V_{GS}$  e misuro come varia la corrente tenendo  $V_{DS}$  cost.

Caratteristica IN OUT



$$I_D = K_n (V_{GS} - V_{TH})^2$$
 where  $K_n$  is a technological constant. This equation is valid only when  $V_{DS} > (V_{GS} - V_{TH}) = V_{SD}$ , which is the saturation drain voltage.

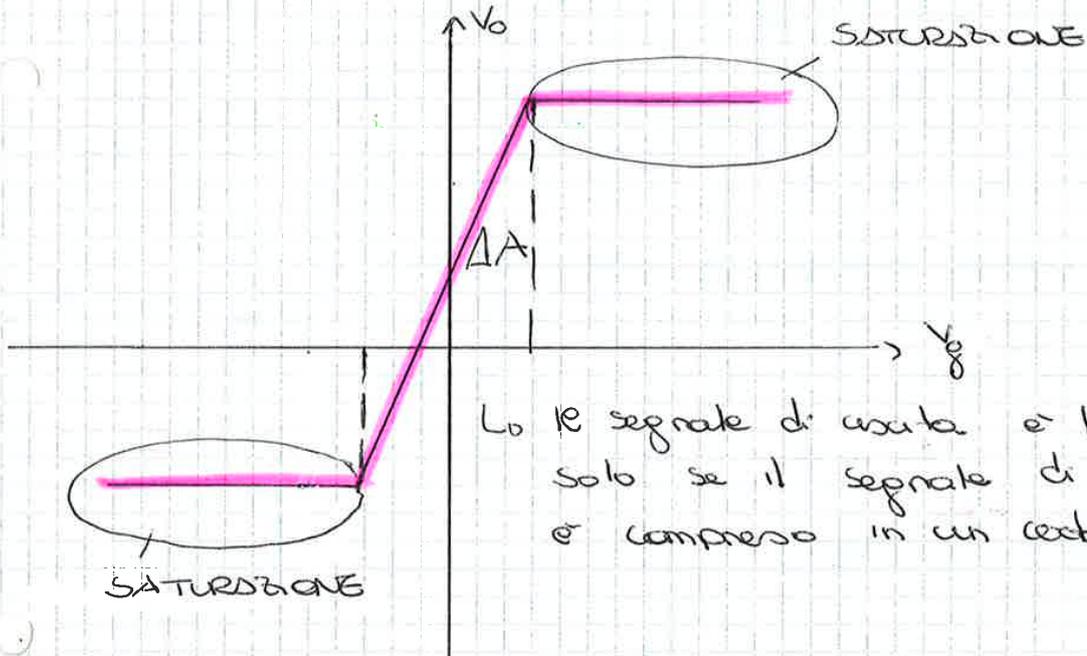
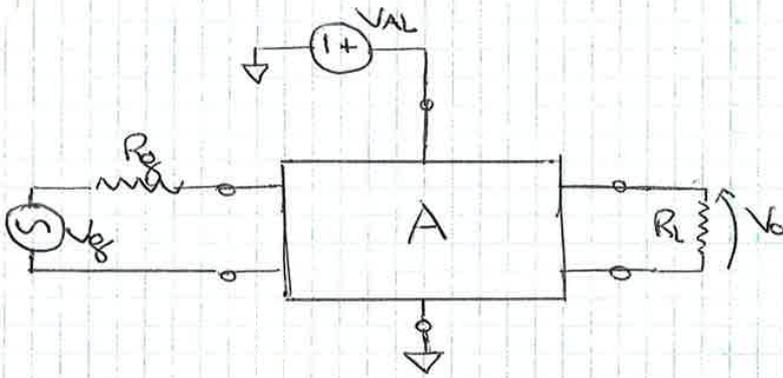
Caratteristica d'uscita:



$V_{GS} > V_{TH}$

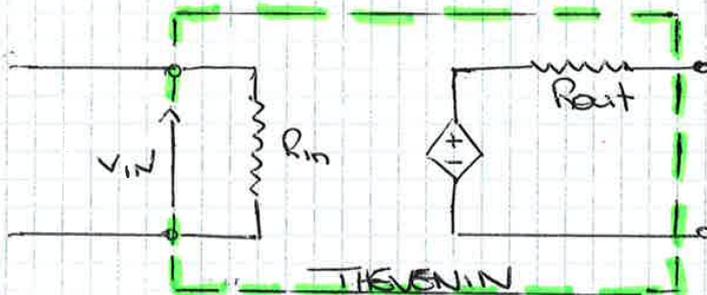
Vario tens. uscita  $V_{DS}$  e osservo  $I_D$  (corrente drain)

# AMPLIFICATORI

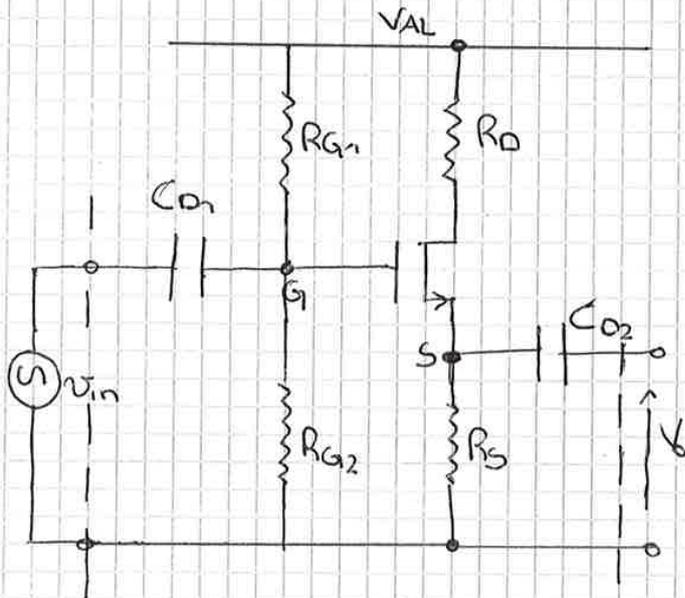


## OSSERVAZIONI

### EQUIVALENTE DI THEVENIN



Vediamo come costruire **EQUIVALENTE DI THEVENIN**  
**DELL'AMPLIFICATORE RESLE** :



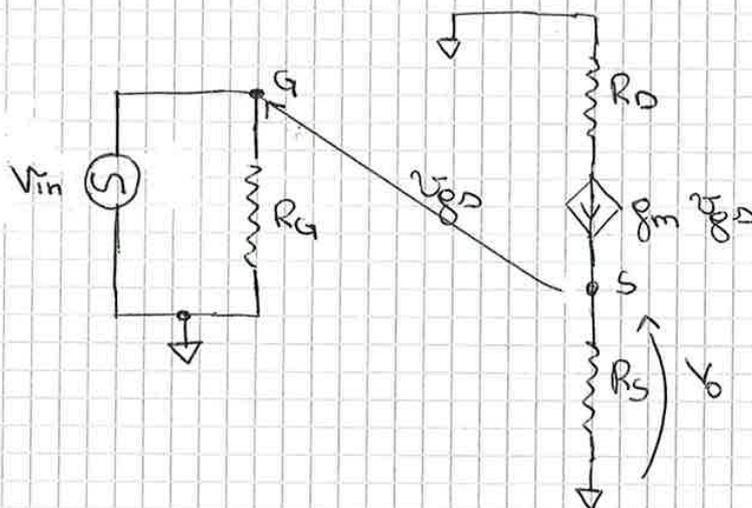
Volendo fare equivalente di Thevenin:

1. Identifico punto di lavoro del transistore MOS
2. Analisi: piccolo segnale per ricavare  $A_v$

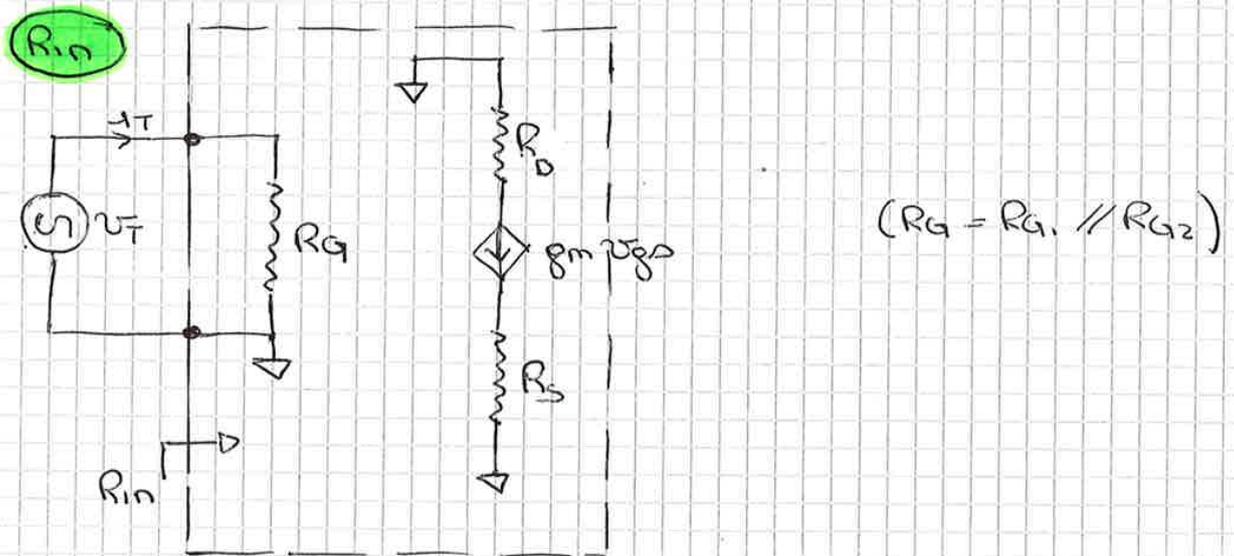
Assumendo di aver già trovato il punto di lavoro, passo al modello di piccolo segnale.

**Modello di piccolo segnale del transistore MOS**

$$R_G = R_{G1} \parallel R_{G2}$$



Gli altri due parametri per costruire  $T_{Revenin}$  sono  $R_{in}$  ed  $R_{out}$  :



Metodo per trovare  $R_{in}$  :

- 1) Spengo tutti i generatori indipendenti (tensione e corrente) che si trovano all'interno della rete
- 2) Eccetto la rete, alla porta di cui vogliamo trovare la resistenza, con un generatore di prova.

Quindi in tale caso mettiamo all'ingresso un generatore  $U_{I, test}$

- 3) Risolvo rete per trovare  $i_T$  (e  $U_T$  nel caso la porta fosse pilotata in corrente)
- 4) Calcolo  $R_{in} = \frac{U_T}{i_T}$

Resistenza di ingresso del circuito alla porta selezionata

[ Lo stesso procedimento per trovare  $R_{out}$  ]

$$i_T = \frac{U_T}{R_g}$$

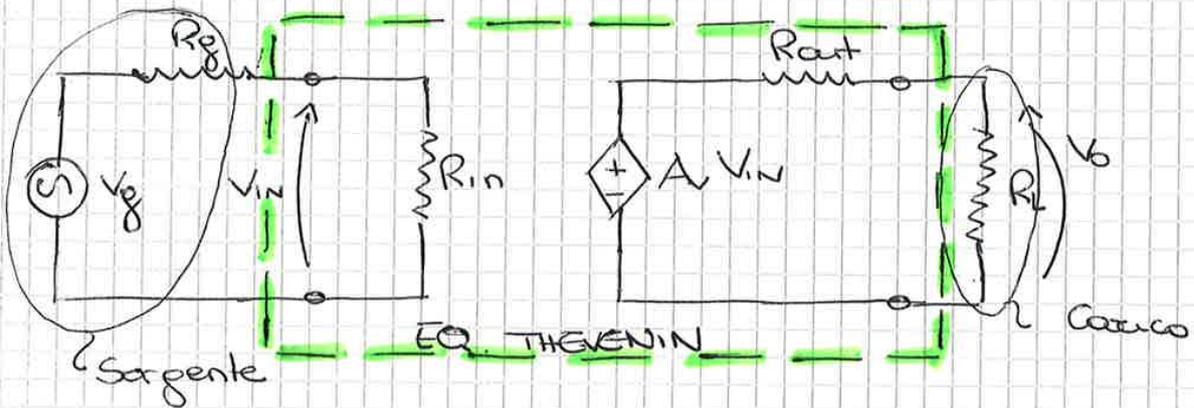
$$R_{in} = \frac{U_T}{i_T} = U_T \frac{R_g}{U_T} = R_g$$

che dipende poco da  $R_s$ .

Sono necessari quindi questi 3 parametri:

- $R_{in}$
  - $R_{out}$
  - $A_v$
- non basta solo  $A_v$  perché  $R_{in}$  ed  $R_{out}$  giocano un ruolo importante nell'amplificazione del segnale!

L'equivalente di Thevenin ottenuto è:



$$\begin{cases} V_b = \frac{R_L}{R_L + R_{out}} A_v V_{in} \rightarrow \text{partecore di tensione all'uscita} \\ V_{in} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_g} V_g \rightarrow \text{partecore di tensione alla} \\ \text{maglia di ingresso.} \end{cases}$$

$$\Rightarrow V_b = \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \frac{R_{in}}{R_{in} + R_g} V_g A_v$$

$$\frac{V_b}{V_g} = \frac{R_L}{(R_L + R_{out})} \frac{R_{in}}{(R_{in} + R_g)} A_v$$

GUADAGNO A VUOTO DELL'AMPLIFICATORE

GUADAGNO IN CONDIZIONI DI CARICO

OSS • Presenza di  $R_{in}$  e  $R_{out}$  dà luogo ad attenuazione del segnale.

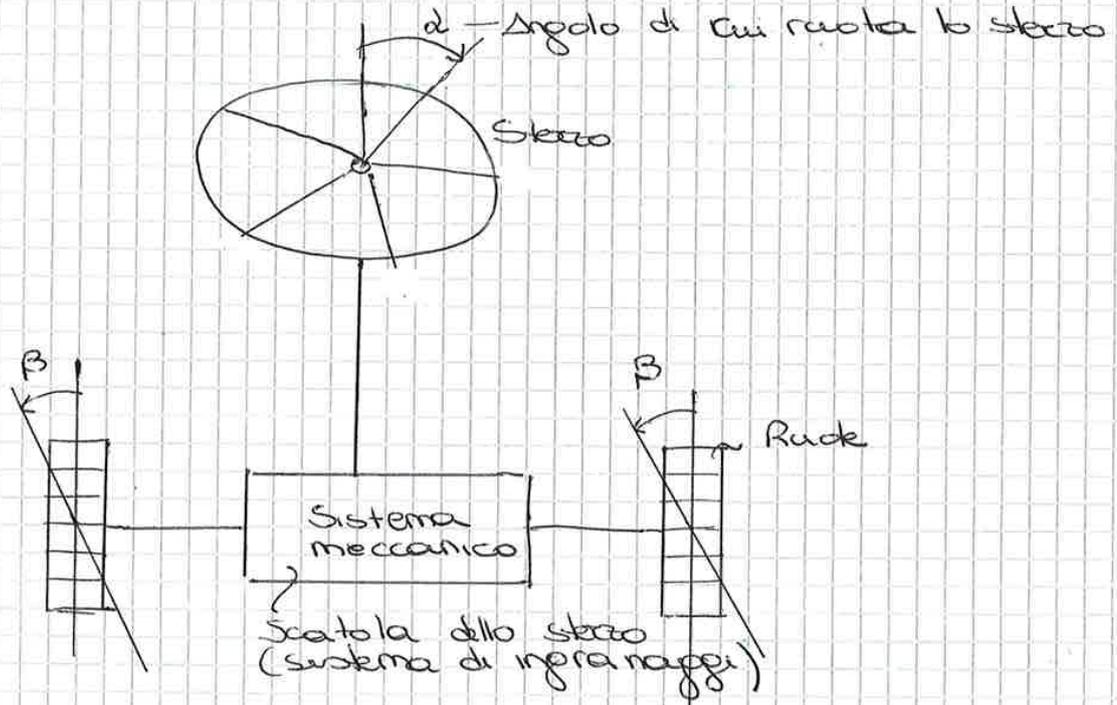
•  $\frac{V_b}{V_g}$  varia se variare di  $R_L$ ,  $R_g$ ,  $R_{in}$ ,  $R_{out}$ .

grandezze esterne all'amplif.  
 $R_L$ : resistenza di carico  
 $R_g$ : resistenza di sorgente

# SISTEMI RETROAZIONATI

Riferimento a un sistema meccanico:

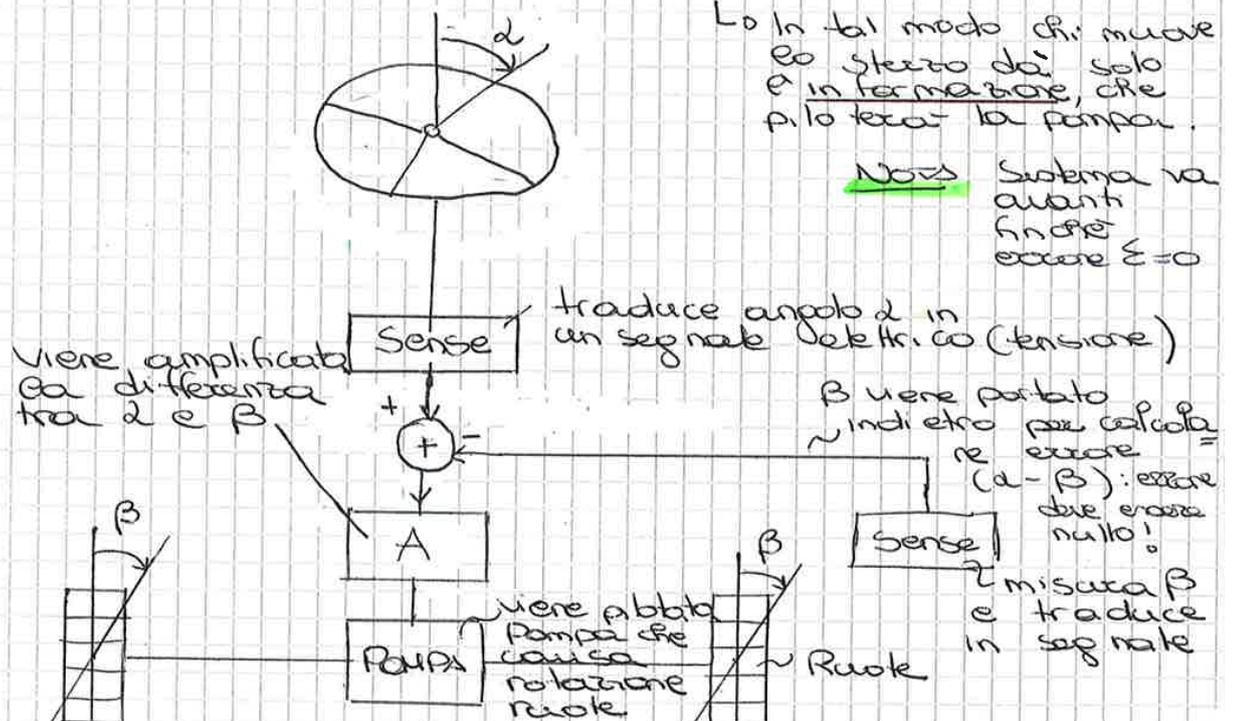
## 1) STEZZO BUS (30 ANNI FA)



Ruota sterzo di  $\alpha \Rightarrow$  le ruote ruotano di  $\beta$

$\beta = \alpha$  (o comunque  $\alpha$ )

## 2) SISTEMI MODERNI CON SERVOSTERZO



$$A_f \triangleq \frac{X_o}{X_{in}} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{1}{\beta} \frac{T}{1 + T} \quad \text{se } |T| \gg 1: A_f \approx \frac{1}{\beta}$$

Dallo schema:  $T$ : **GUADAGNO D'ANELLO**

$$\begin{cases} X_o = A \cdot E = A (X_{in} - X_f) \\ X_f = \beta X_o \end{cases}$$

↓  
Rapporto uscita-ingresso non dipende da A, che a sua volta dipende da temp...

$$\Rightarrow X_o = A X_{in} - A X_f = A X_{in} - A \cdot \beta X_o$$

$$X_o + A \beta X_o = A X_{in}$$

$$X_o (1 + A \beta) = A X_{in}$$

$$\frac{X_o}{X_{in}} = A_f = \frac{A}{1 + \beta A}$$

• Errore da anello  $\epsilon$ ?

$$\epsilon = X_{in} - X_f = X_{in} - \beta X_o = X_{in} - \beta \frac{A}{1 + \beta A} X_{in}$$

$\uparrow$   $X_f = \beta X_o$                        $\uparrow$   $X_o = \frac{A}{1 + \beta A} X_{in}$

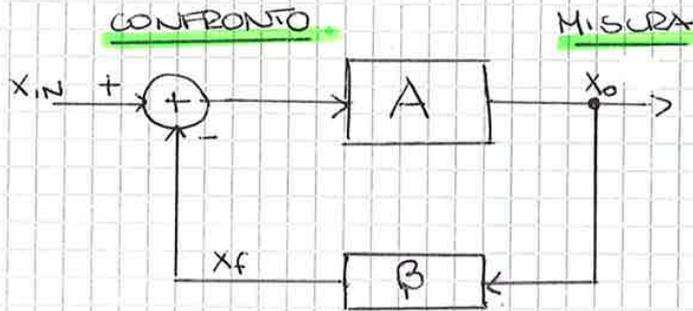
$$\epsilon = X_{in} - \beta \cdot \frac{T}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + T} \cdot X_{in}$$

$$= X_{in} - \frac{T}{1 + T} X_{in} = X_{in} \left( 1 - \frac{T}{1 + T} \right) =$$

$$= X_{in} \left( \frac{1 + T - T}{1 + T} \right) = X_{in} \cdot \frac{1}{1 + T}$$

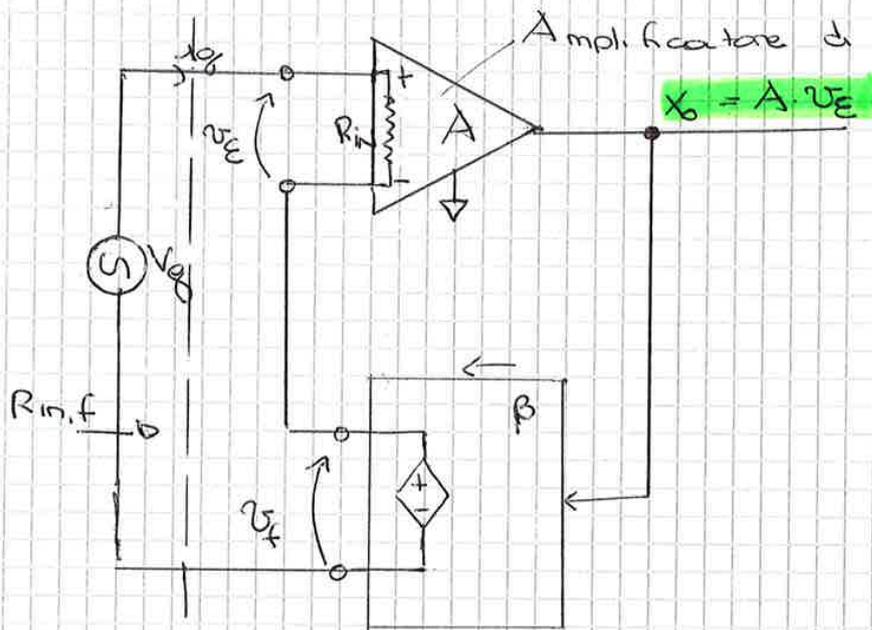
Se  $|T| \gg 1$  :

$$\epsilon \rightarrow 0$$



Proprietà circuito retroazionato cambiano in base al fatto se confronto avviene tra tensioni o tra correnti e se misura avviene su grandezza tensione o corrente.

1) CONFRONTO DI TENSIONE (detto anche confronto di tipo serie)



Amplificatore di tensione non solo si comporta da amplificatore ma è in grado anche di fare applicate differenza di tensione tra polo + e polo - (nessuna tens. è tra terminale e riferimento)

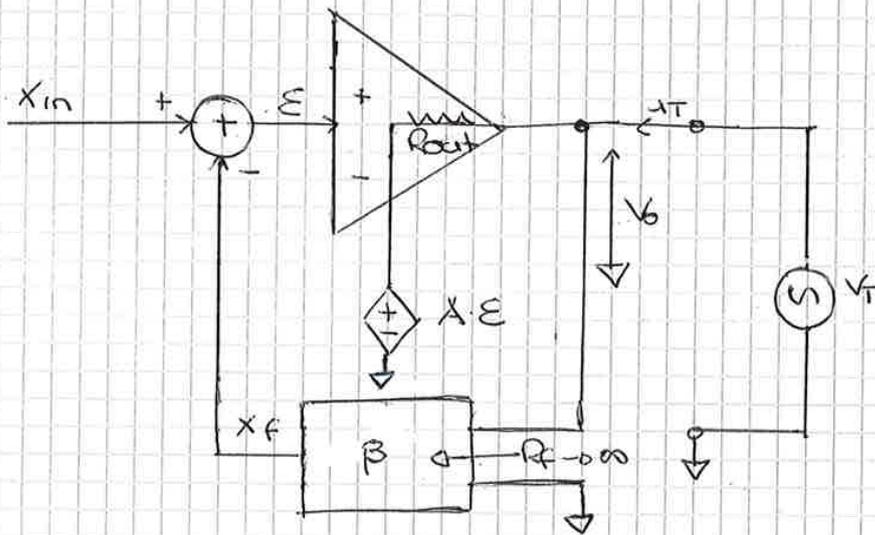
$$V_f = \beta x_o$$

$$V_E = V_f + V_E$$

$$V_f = \beta A V_E$$

$$\Rightarrow V_E = V_E (1 + \beta A)$$

### 3 MISCELA DI TENSIONE ALL'USCITA



(con X indifferente  
se tensione o  
corrente)

#### Blocco $\beta$

$\beta$  → miscela tensione uscita  
da resistenza che mostra all'ingresso e  $R_f$   
 $R_f \rightarrow \infty$

- Spengo sorgenti:  $X_{in} = 0$
- Eccito la porta in uscita con  $V_T$

$$I_T = - \frac{(A E - V_T)}{R_{out}}$$

e' anche la  
corrente che passa in  $R_{out}$

$$E = - \beta V_T$$

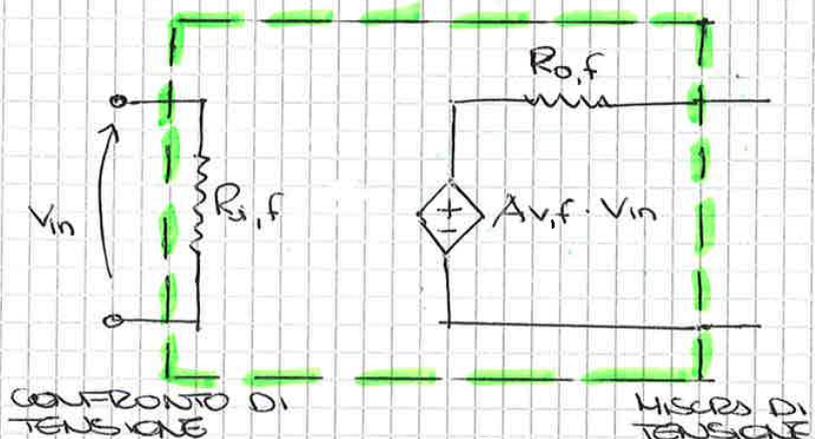
$$\Rightarrow I_T = \frac{\beta A V_T + V_T}{R_{out}}$$

$$R_{o,f} = \frac{R_{out}}{1 + \beta A}$$

Resistenza all'uscita  
dell'amplificatore retroazionato

se  $|T| \gg 1 \Rightarrow R_{o,f} \ll R_{out}$

## AMPLIFICATORE RETROAZIONATO: EQUIVALENTE MODELLO DI PICCOLO SEGNALE



Facendo riferimento al confronto tra tensioni e misura di tensione:

$$A_{v,f} = \frac{1}{\beta} \frac{\pi}{1 + \pi}$$

$$R_{i,f} = R_{in} (1 + \pi)$$

$$R_{o,f} = \frac{R_{out}}{1 + \pi}$$

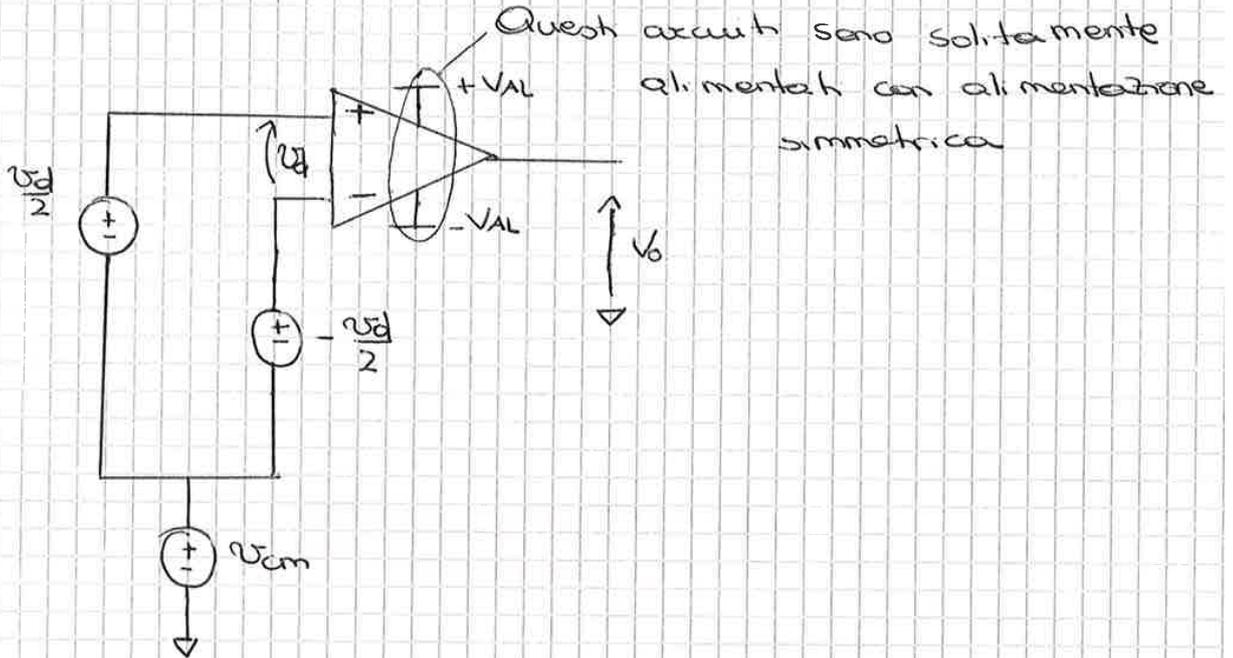
Per  $|\pi| \rightarrow \infty$  si ha:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{v,f} \rightarrow \frac{1}{\beta} \\ R_{i,f} \rightarrow \infty \\ R_{o,f} \rightarrow 0 \end{array} \right.$$

oss

Sistema retroazionato, con  $|\pi| \rightarrow \infty$  ha quindi le stesse proprietà dell'amplificatore di tensione ideale

Quindi :



$$v_o = A_d v_d + A_{cm} v_{cm}$$

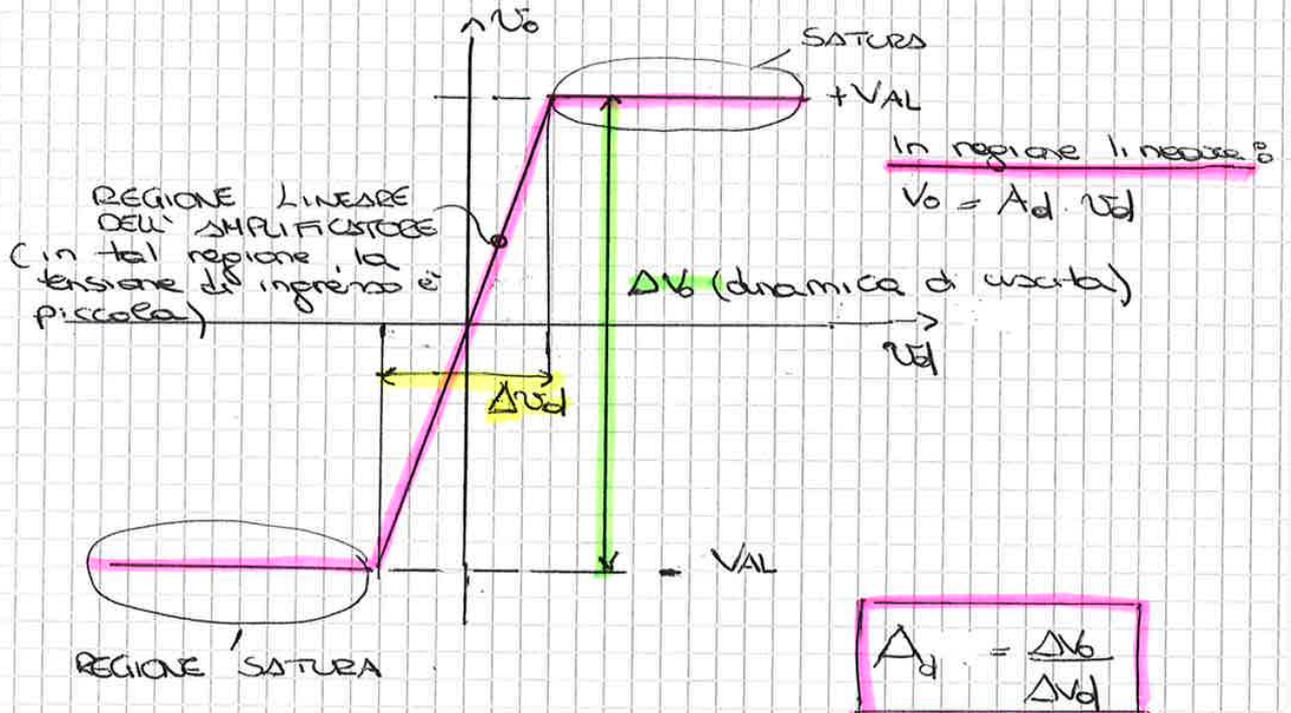
$$\begin{cases} 10^4 < A_d < 10^6 \\ 1 < A_{cm} < 10 \end{cases}$$

NOTA Amplificazione  $A_d$  elevata!

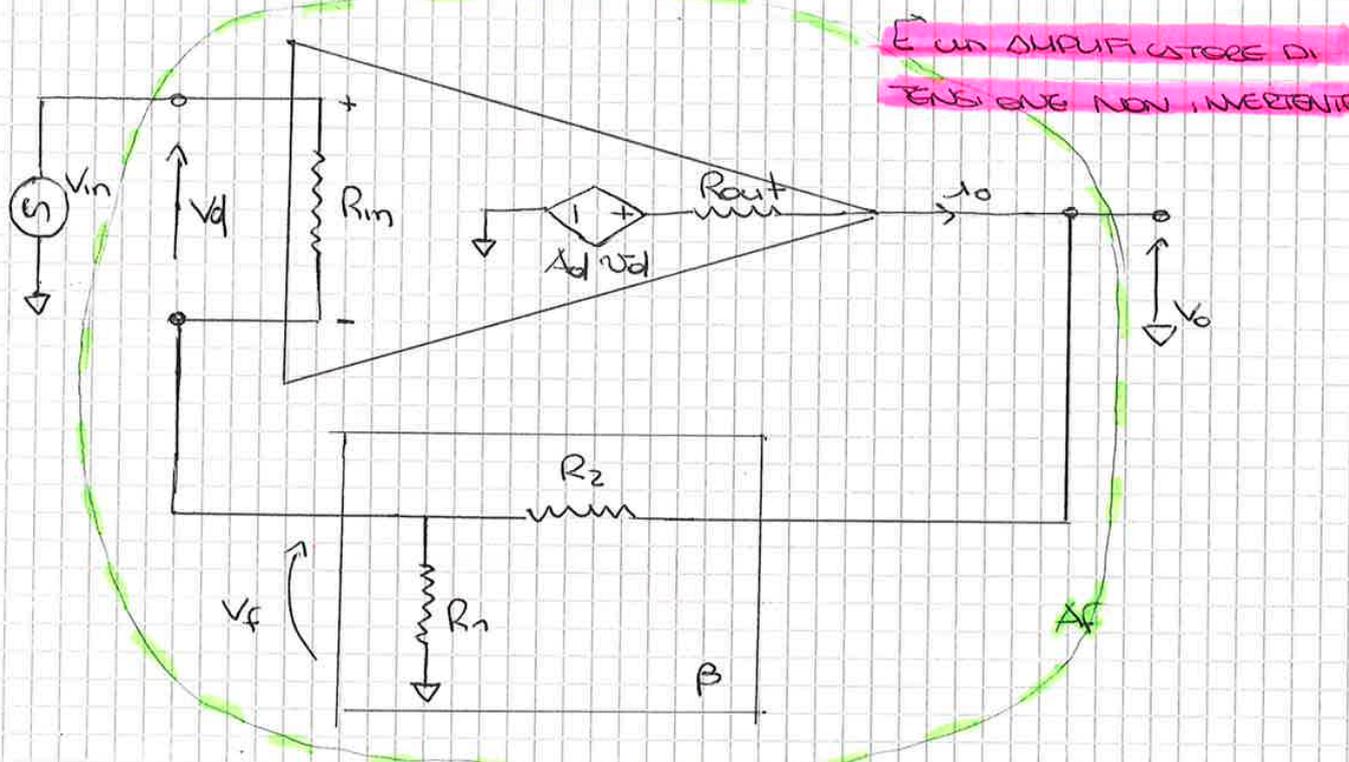
(vale in regione lineare,  $A_d$  alto in regione lineare mentre è nullo in regione saturata)

Assumendo  $v_{cm} = 0$  :

CARATTERISTICA TENSIONE USCITA IN FUNZIONE DELLA TENSIONE INGRESSO DIFFERENZIALE



**CIRCUITO CON RETROAZIONE**



**NOTA** Impedenza applicata solo al morsetto positivo

**Analizzo circuito:**

$$V_o = A_d V_d - R_{out} \cdot i_o$$

$$= A_d V_d - R_{out} \frac{A_d V_d}{R_{out} + R_2 + (R_1 \parallel R_{in})}$$

Spegnendo  $V_{in} = R_1 \parallel R_{in}$

$$= A_d V_d \left[ \frac{R_1' + R_2}{R_{out} + R_1' + R_2} \right] \quad \text{dove } R_1' = R_1 \parallel R_{in}$$

**La tensione di uscita può essere scritta come:**

$$v_o = A_d' v_d$$

Inoltre:  $v_d = v_{in} - v_f$

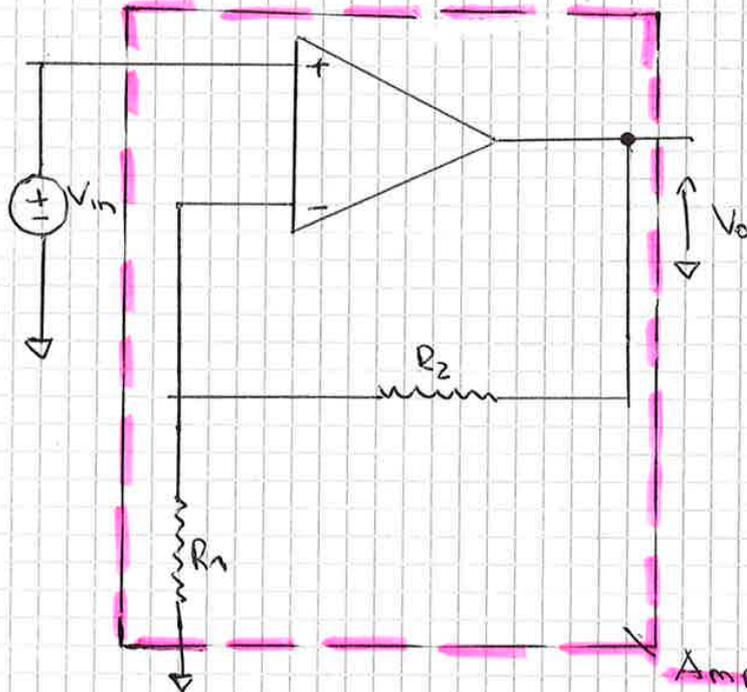
$$v_f = v_o \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = \beta v_o$$

$$\implies v_d = v_{in} - \beta v_o$$

$$v_o = A_d' \cdot (v_{in} - \beta v_o) = A_d' v_{in} - A_d' \beta v_o$$

$$i_{R1} = \frac{V_{in}}{R_1} = i_{R2}$$

$$V_o = V_{in} + R_2 \cdot i_{R2} = V_{in} + R_2 \cdot \frac{V_{in}}{R_1} = V_{in} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = A_{v,f} V_{in}$$



$$\left\{ \begin{aligned} A_{v,f} &= 1 + \frac{R_2}{R_1} \\ R_{in,f} &= R_{in} (1 + T) \\ R_{o,f} &= \frac{R_{out}}{1 + T} \end{aligned} \right.$$

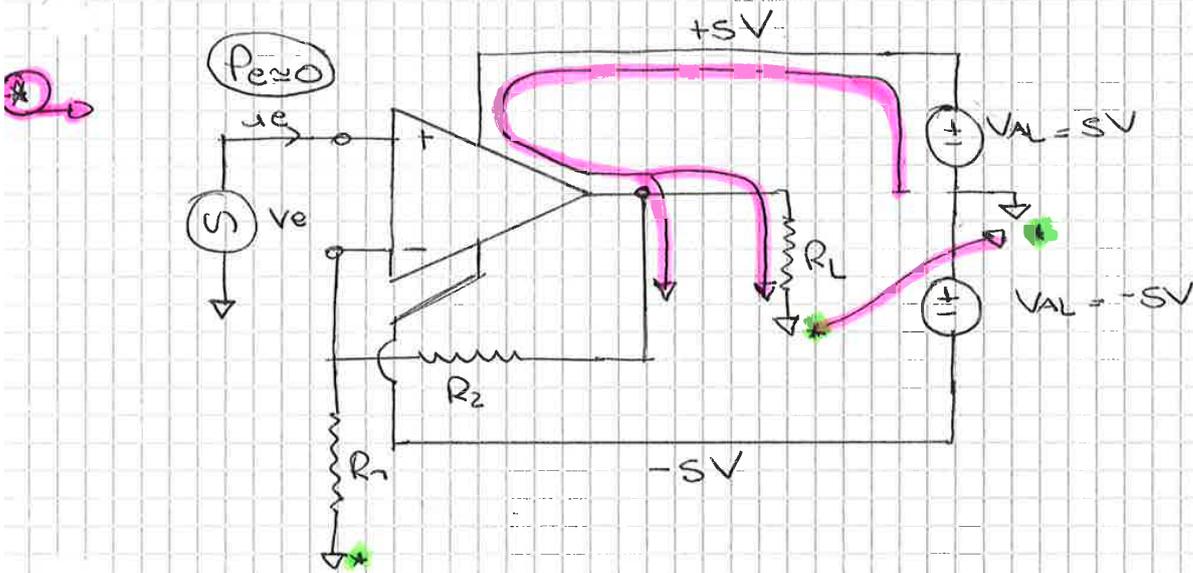
$$T = 10^4$$

$$R_{in} = 1 \text{ k}\Omega$$

Per  $|T|$  elevato  $\Rightarrow$   $\left\{ \begin{aligned} R_{uscita} &\text{ praticamente nulla} \\ R_{ingresso} &\text{ praticamente } \infty \end{aligned} \right.$

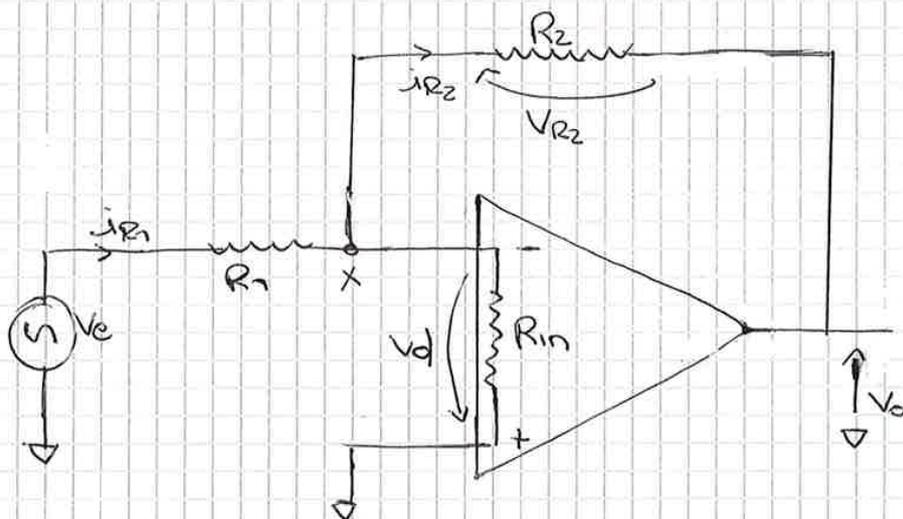
$\Rightarrow$  Questo amplificatore si comporta come un amplificatore ideale

Parentesi :



Si come  $P_e = 0$  (corrente nulla)  $\Rightarrow$  e' la sorgente di alimentazione che fornisce corrente al carico. In figura e' indicato percorso della corrente nel caso in cui la tens. di alimentazione e' positiva. Altrimenti se negativa, percorso opposto.

## AMPLIFICATORE INVERTENTE DI TENSIONE



$|A| \gg 1 \Rightarrow V_d \approx 0$

Nodo x → si trova a massa virtuale

↓  
= nodo di riferimento (nodo zero)

x non è collegato elettricamente al nodo zero ma è virtualmente in quanto è a potenziale nullo, per via dell'ipotesi  $|A| \gg 1$ .

$i_{R1} = \frac{V_e}{R_1}$  ;  $i_{R2} = i_{R1}$

Tutta la corrente in R1 finisce in R2 perché se  $V_d = 0$  allora anche la corrente in Rin è nulla!

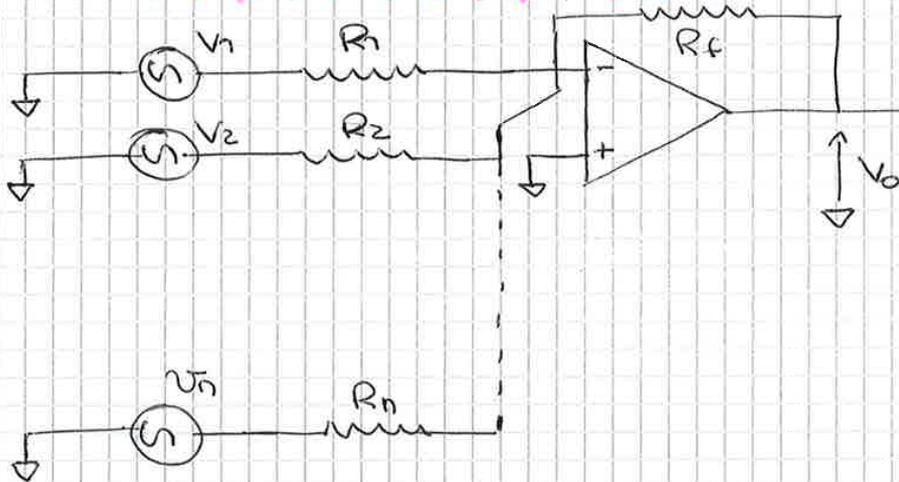
$V_{R2} = R_2 \cdot i_{R2} = R_2 \cdot \frac{V_e}{R_1}$

$V_{R2} = -V_o$  (perché nodo x è a potenziale zero)

$\frac{V_o}{V_e} = \left(-\right) \frac{R_2}{R_1}$

indica che amplificatore è INVERTENTE

## SCHIMATORE DI SEGNALE CON N INGRESSI

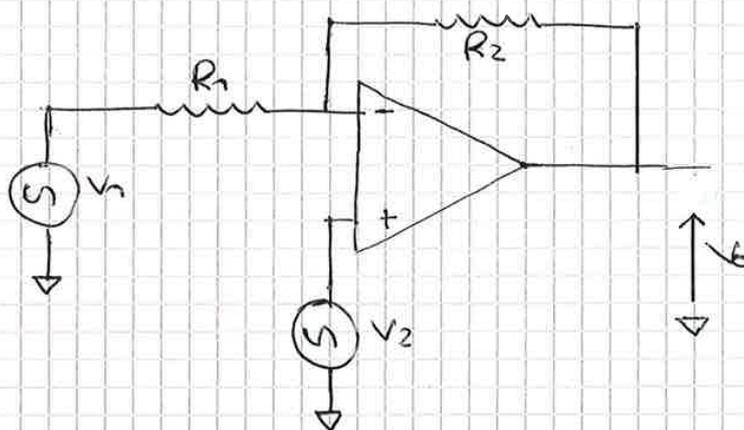


$$V_o = -R_f \sum_{i=1}^n \frac{V_i}{R_i}$$

$$V_o = a_1 V_1 + a_2 V_2 + \dots + a_n V_n$$

$$V_o = \sum_i a_i V_i$$

MA Volendo fare sia SOMME che DIFFERENZE si fa riferimento a questo circuito:



$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2$$

$$\beta \triangleq \frac{R_2}{R_1} ; \alpha = 1 + \beta \quad \text{no } (\alpha \text{ e } \beta \text{ legati tra loro)}$$

$$\Rightarrow V_o = -\beta V_1 + \alpha V_2$$

Da questo circuito, per realizzare un **AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE** e' sufficiente imporre:

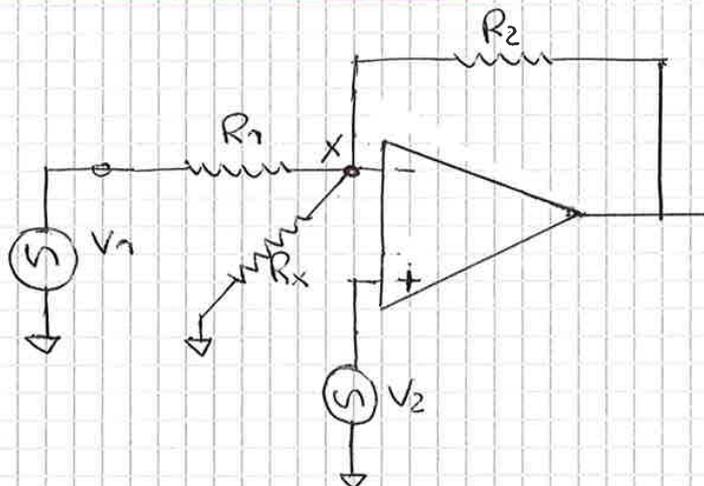
$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$\frac{R_2}{R_1} \frac{R_3 + R_4}{R_4} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

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

$$V_0 = A (V_2 - V_1)$$

CASO IN CUI  $\alpha > (\beta + 1)$



Sovrapposizione degli effetti:

① Spengo  $V_2$

$$V_0 = - \underbrace{\frac{R_2}{R_1}}_{\beta} V_1$$

② Spengo  $V_1$

$$\left( R_1 \parallel R_x = \frac{R_1 \cdot R_x}{R_1 + R_x} \right) < R_1 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 \parallel R_x} > \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow \alpha > \beta + 1$$

$$V_0 = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_x} \right) V_2$$

Finora abbiamo visto :

- Amplificatore di tensione invertente
- Amplificatore di tensione non invertente
- Somme / sottrazioni

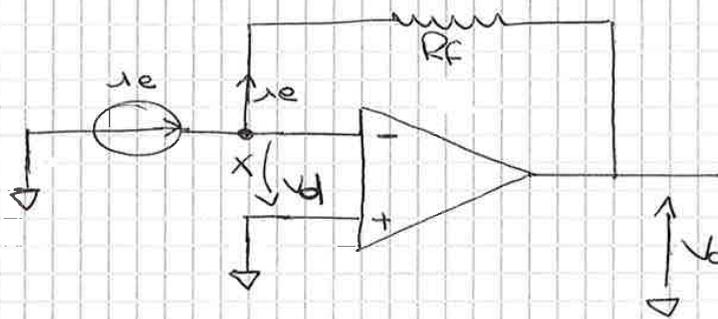
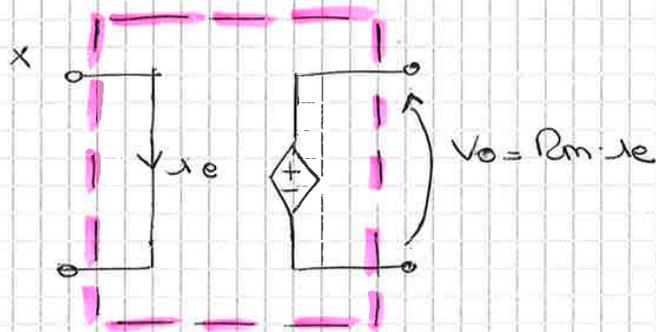
Vediamo ancora :

- AMPLIFICATORE DI TRANSRESISTENZA
- AMPLIFICATORE DI CORRENTE
- AMPLIFICATORE DI TRANSCONDUITANZA

## AMPLIFICATORE DI TRANSRESISTENZA $R_m$

Porta uscita si comporta da generatore di tensione e la tensione d'uscita vale  $V_o = R_m \cdot i_e$

Mentre all'ingresso si fa corrente  $i_e$ .



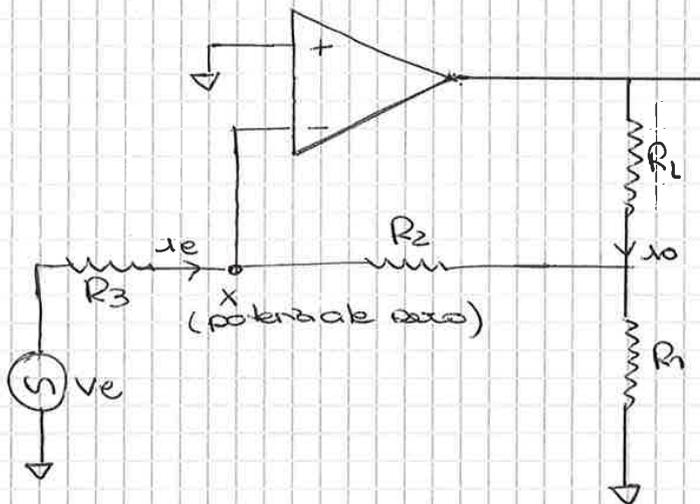
Nasce x: potenziale  
inverso

$$V_o = - R_f \cdot i_e$$

$$R_m = - R_f$$

↑  
TRANSRESISTENZA

## AMPLIFICATORE DI TRANSCONDUTTANZA $G_m$

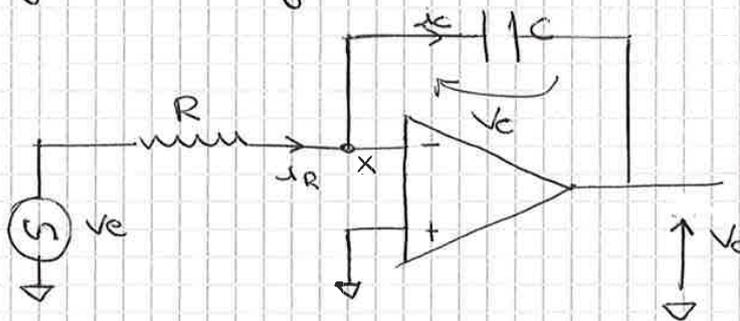


$$G_m = \frac{i_o}{v_e}$$

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

## CIRCUITI CON ELEMENTI REATTIVI

① CIRCUITO INTEGRATORE : esegue l'integrale di segnale di ingresso



Nota x: potenziale nodo

$$i_R = \frac{v_e}{R} = i_c = C \frac{dv_c}{dt}$$

$$v_o = -v_c$$

$$v_c = \frac{1}{C} \int i_c dt$$

$$v_o = - \frac{1}{RC} \int v_e dt$$

# FRANCESCO MUSOLINO - 4166

21.12.16

21/12 Comparatori di tensione

Convertitori AD e DA

9/01 Algebra di Boole

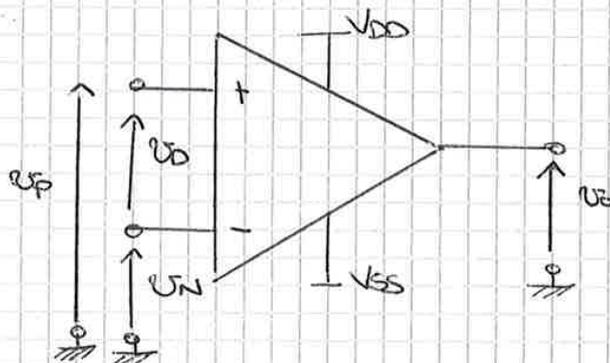
Circuiti logici combinatori

11/01 Circuiti comb. + circuiti sequenziali

## COMPARATORI DI TENSIONE

Seve per confrontare delle tensioni e produrre una tensione di uscita che dipende dal confronto tra le due tensioni.

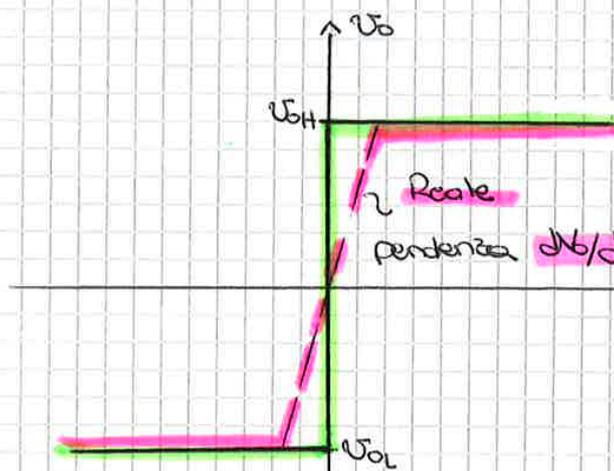
COMPARATORE



$$\begin{cases} U_O = U_{OL} & \text{se } U_P < U_N \\ U_O = U_{OH} & \text{se } U_P > U_N \end{cases}$$

$$U_O = U_P - U_N$$

$$\Rightarrow \begin{cases} U_O = U_{OL} & \text{se } U_O < 0 \\ U_O = U_{OH} & \text{se } U_O > 0 \end{cases}$$



Trans car. Reistica

ingreso - uscita  
di comparatore

(comportament  
ideale)

transizione  
ripida

$\left. \begin{array}{l} \text{Quando } v_p > v_r \Rightarrow v_o \text{ ha valore positivo } +13V \\ \text{Quando } v_p < v_r \Rightarrow v_o \text{ ha valore negativo } -13V \end{array} \right\}$

NOTA

Usata  $v^-$  a livello basso o a livello alto  
 Nel comparatore si spende la maggior parte del tempo in push 2 livelli, quindi al di fuori della regione lineare, ovvero in regione di saturazione (a differenza dell'ampl. operazionale) non retrocedono (anello aperto)

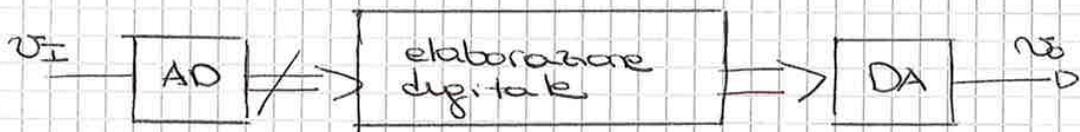
NOTA

I comparatori sono analogici.  
 L'uscita invece è sempre alto o basso (a due stati)  $\Rightarrow$  uscita  $v^-$  binaria: soltanto due valori distinti.  
 Questo quindi è un primo esempio di convertitore analogico-digitale.

CONVERTITORI AD E DA

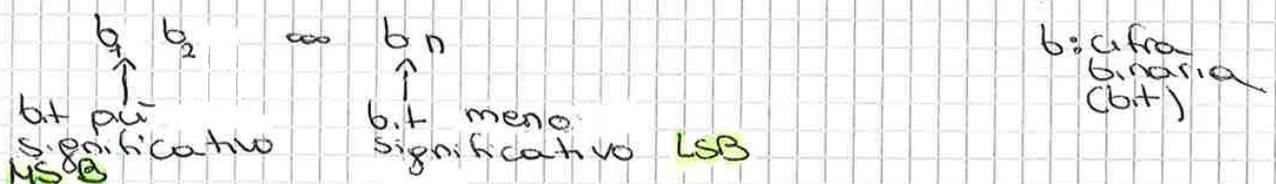
Es

Microfono: trasforma una grandezza fisica in una grandezza analogica elettrica



- Ingresso e uscita  $v_o$  sempre informazione analogica.
- In mezzo elaborazione digitale

CONVERSIONE DA

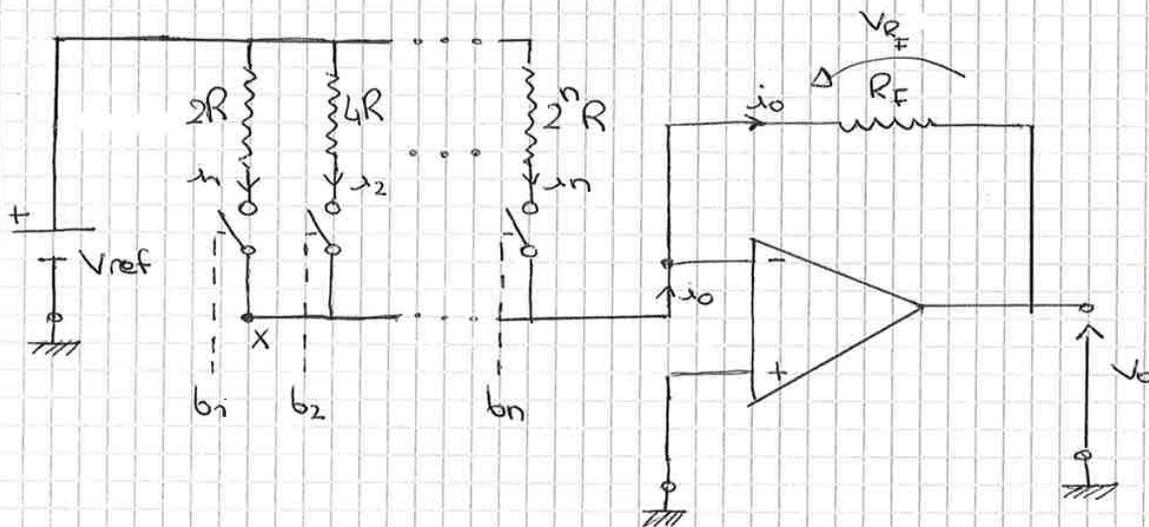


NOTA

Da  $2^n$  valori possibili distinti in ingresso, ottengo anche  $2^n$  valori distinti in uscita

Convertitore DA a resistenze pesate

È fatto usando un amplificatore operazionale  
( $\mu_o \approx A\infty$  ideale)



È un AMPLIFICATORE (non comparatore)  
=> funziona in zona di linearità

- $V_+ = V_-$  => tensione su node x è nulla
- =>  $i_1 = 0$  quando interruttore aperto
- $i_1 = \frac{V_{ref}}{2R}$  quando interruttore è chiuso

Analogamente per le altre correnti

Interruttore chiuso:

$$\begin{cases} i_1 = \frac{V_{ref}}{2R} \\ i_2 = \frac{V_{ref}}{4R} \\ i_n = \frac{V_{ref}}{2^n R} \end{cases}$$

NOTA

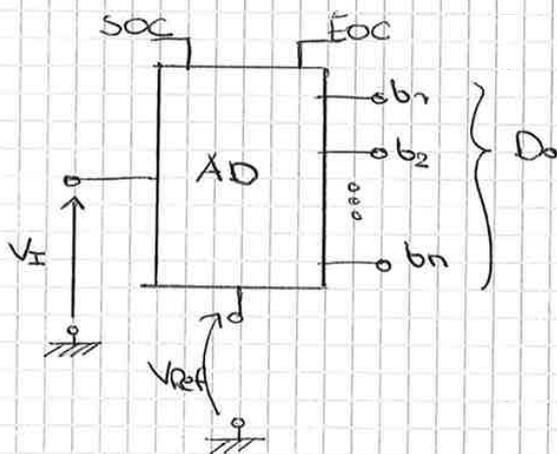
Ogni interruttore quando è chiuso non è un c.c. ma ha una piccola resistenza che si mette in serie alla principale.

Quindi ad esempio la corrente che scorre sulla prima resistenza sarebbe in realtà  $\frac{V_{ref}}{2R + R'}$

E così anche per le altre correnti.

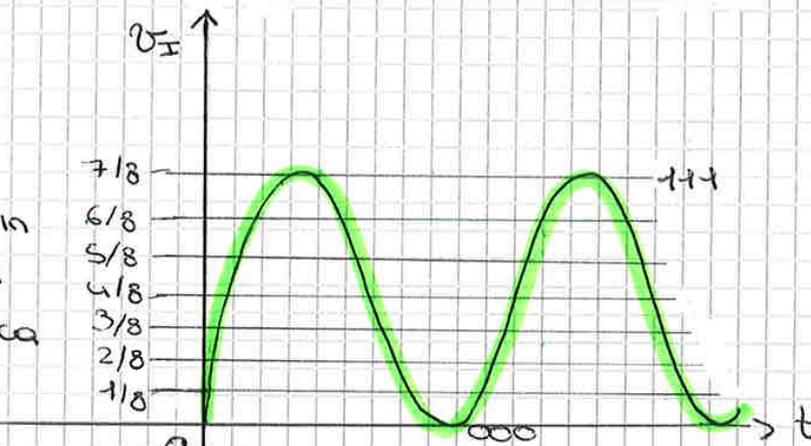
$\frac{V_{ref}}{2R + R'}$  piccola resistenza dell'interruttore

CONVERSIONE AD



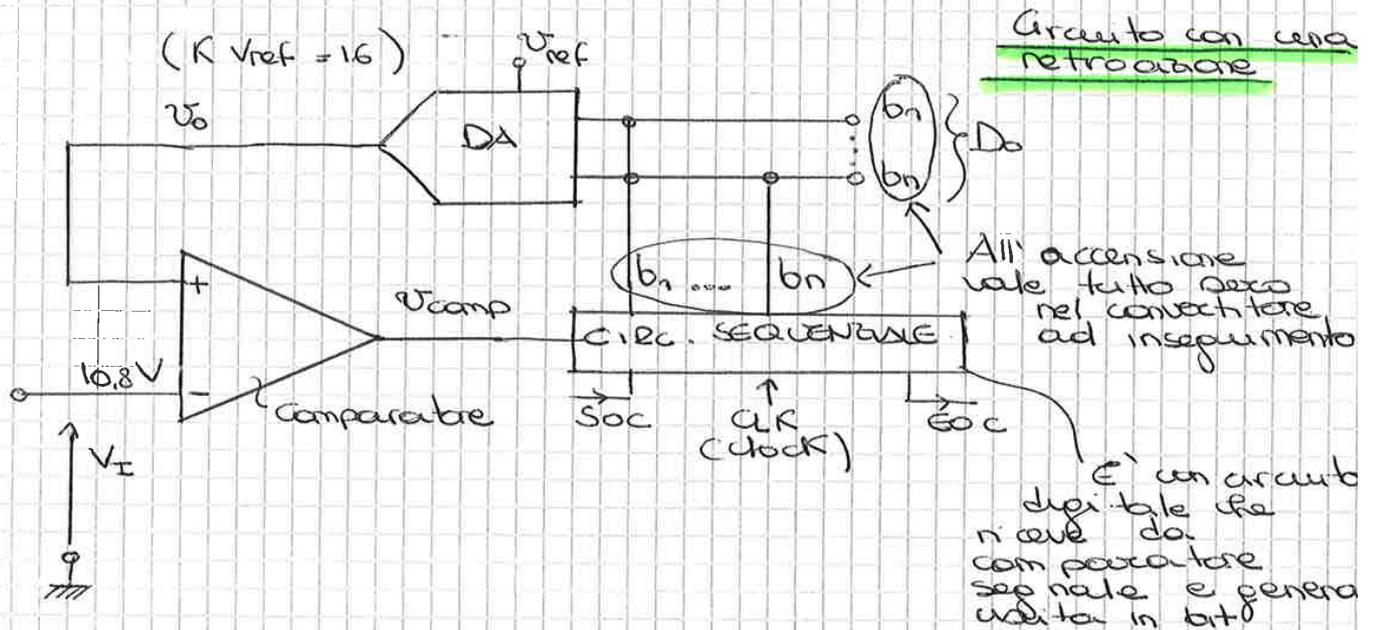
$$D_0 = \frac{V_I}{K V_{ref}} = b_1 \cdot 2^{-1} + b_2 \cdot 2^{-2} + b_3 \cdot 2^{-3} + \dots + b_n \cdot 2^{-n}$$

Sudd. u ob in n intervalli  
 La dinamica d'ingresso (tensione d'ingresso) : ad esempio in 7 intervalli.



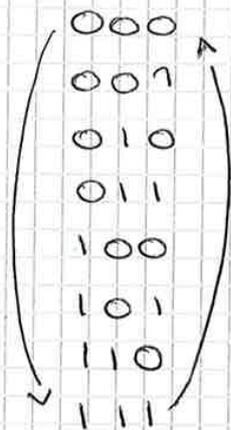
In entrambi i casi l'errore si riduce aumentando  $n$  o per aumento gli intervalli e per l'errore si riduce!

## Convertitori AD con DA in reattore



Da questo si possono avere 2 tipi:

### 1) Convertitore AD ad INSEGUIMENTO



All'accensione circuito parte da 000.

#### Contatore up/down

• se  $V_+ < V_- \Rightarrow V_{comp} = "0"$   
 $\Rightarrow$  conte in avanti

• se  $V_+ > V_- \Rightarrow V_{comp} = "1"$   
 $\Rightarrow$  clock con la  
 all'indietro

↓  
 1 1 0 corrisponde a 12, che è maggiore di  $V_I$   
 $\Rightarrow$  ~~1~~ ~~X~~ 0  
           ↑    ↑  
           ?    metto 1 qui  
           rimetto 0

↓  
101 corrisponde a 10  $\Rightarrow$  sequenza di bit  
 che può si avvicina a  $V_I$

NOTA

Se 100 fosse stato  $> V_I$

$\Rightarrow$  ~~X~~ 0 0  
           ↑    ↑  
           metto 0   metto 1 qui

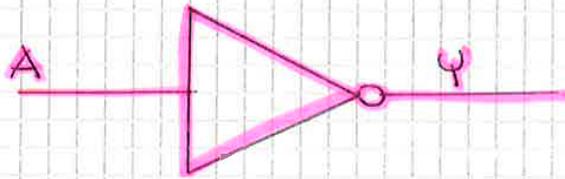
010

Quando:

- Se sequenza bit corrisponde a tensione minore di  $V_I$   
 $\Rightarrow$  rimane e' 1 e sostituisco lo zero successivo con 1.
- Se invece sequenza bit corrisponde a tensione maggiore di  $V_I$   
 $\Rightarrow$  Rimetto zero nell'ultimo 1 messo e sostituisco lo zero successivo con 1.

## Operatore Logico NOT : Invertitore logico

Rappresentazione circuitale : porta logica (3)



Relazione Ingresso - uscita : (1)

$Y$  è vera se  $A$  è falsa }  
 $Y$  è falsa se  $A$  è vera } equivalenti

Quindi l'uscita è sempre l'ingresso negato

Tabella verità : (2)

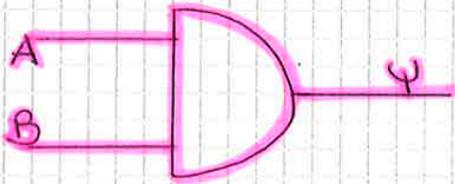
A	Y
Ingresso falso 0	1
Ingresso vero 1	0

Espressione Booleana : (4)

$$Y = \overline{A}$$

## Operatore logico AND: Prodotto logico

Porta logica:



Descrizione comportamentale:

Y è vera se entrambi A e B sono veri

Tabella di verità:

A	B	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

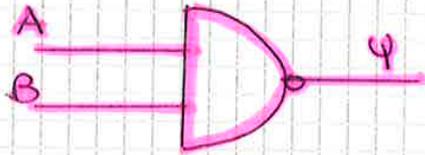
Espressione Booleana:

$$Y = A \cdot B$$

↑  
"AND"

## Operatore NAND

Porta logica :



Descrizione comportamentale : si applica NOT alla Y della AND

Tabella di verità :

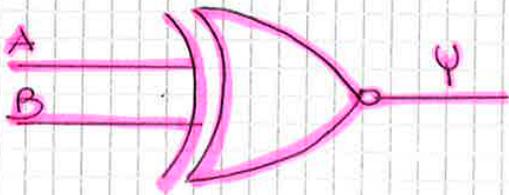
A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Espressione Booleana :

$$Y = \overline{A \cdot B}$$

## Operatore XNOR

Porta logica :



Descrizione comportamentale :  $Y$  è vera se  $A$  e  $B$  sono uguali

Tabella di verità :

A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Espressione Booleana :

$$Y = A \oplus B$$

**UN CIRCUITO LOGICO È SEMPRE COSTITUITO DALLA COMBINAZIONE DI PIÙ PORTE LOGICHE!**

L'algebra di Boole viene usata per semplificare funzioni logiche  $\Rightarrow$  semplificazione circuito: o meglio avere circuiti logici con meno porte

Funzione logica

**COMBINATORIA**: uscita circ. logico ad un certo istante di tempo  $t$  dipende dagli ingressi allo stesso istante  $t$ .

**SEQUENZIALE**: uscita circuito logico ad un certo istante  $t$  dipende dagli ingressi allo stesso istante di tempo ma anche dall'istante precedente (concetto di memoria)

ESAME

In teoria  
no esecuzione  
acc. sequenziali

Esempio: circuito combinatorio

Circuito a } 3 ingressi: A, B, C  
          } 2 uscite: Y, Z

Descrizione comportamentale del circuito combinatorio:

- Y è vera se la maggioranza delle variabili di ingresso è vera, altrimenti Y è falsa.
- Z è vera se gli ingressi sono tra loro identici, altrimenti Z è falsa.

Realizzare il circuito digitale logico.

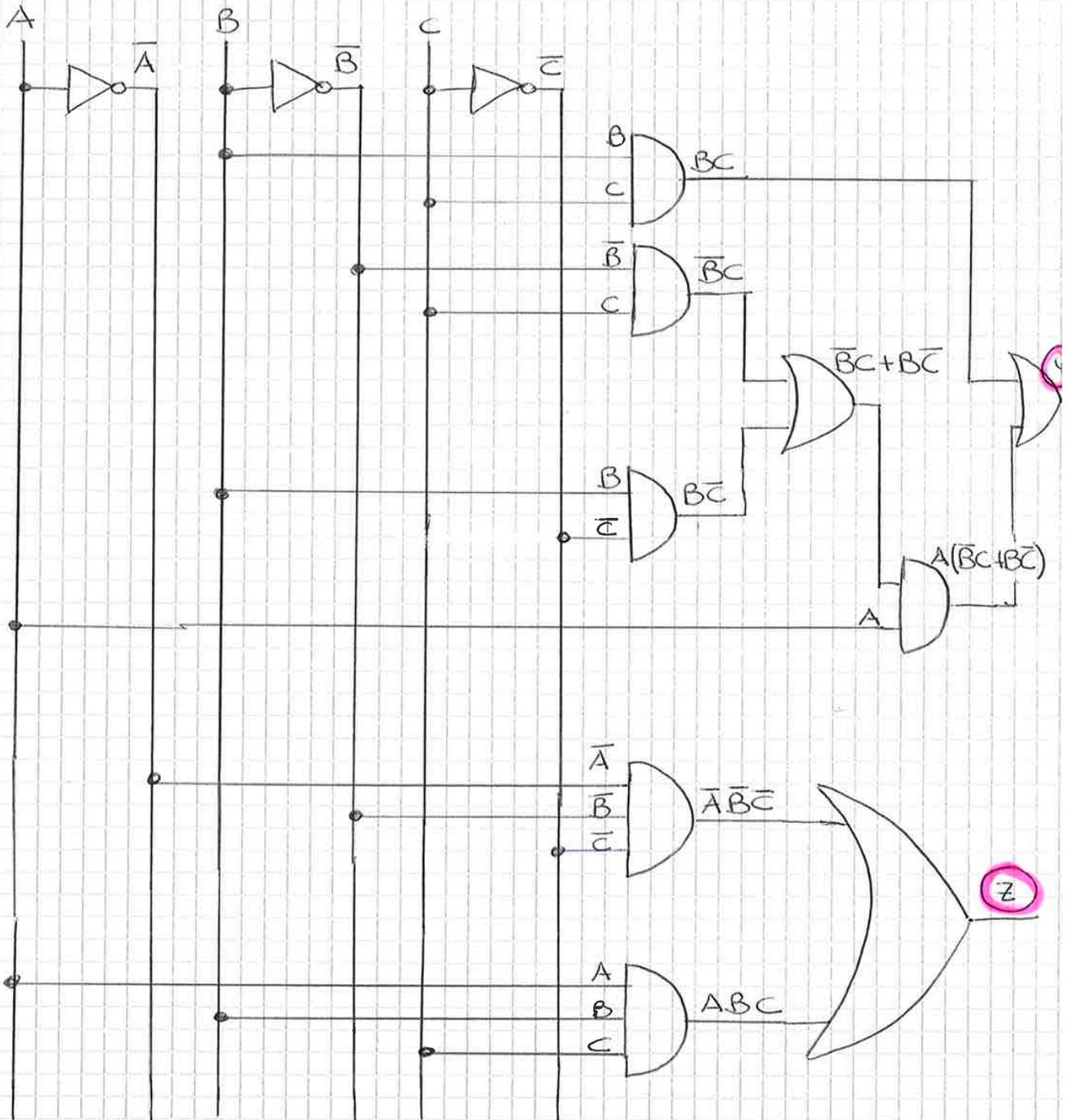
TABELLA DI VERITÀ

$2^3 = 2^3 = 8$  combinazioni ingressi

	A	B	C	Y	Z
Riga #1	0	0	0	0	1
#2	0	0	1	0	0
#3	0	1	0	0	0
#4	0	1	1	1	0
#5	1	0	0	0	0
#6	1	0	1	1	0

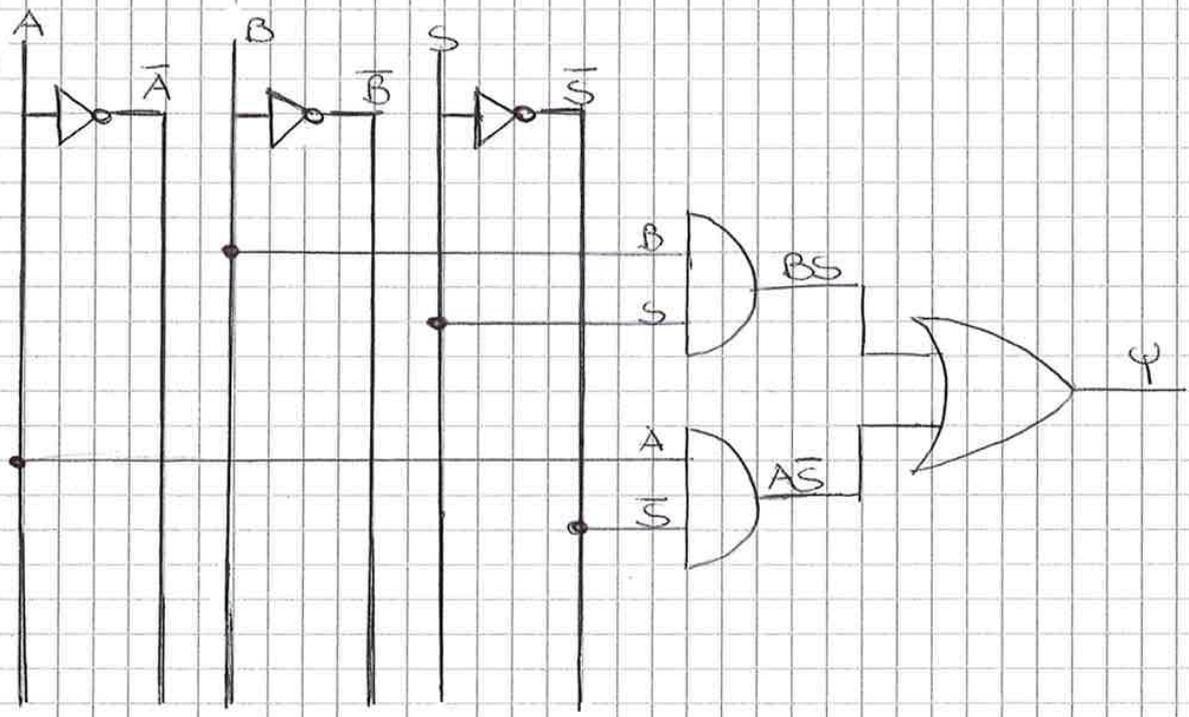
$Z = \bar{A}\bar{B}\bar{C} + ABC$  -o Non si può semplificare ulteriormente.

Circuito logico:



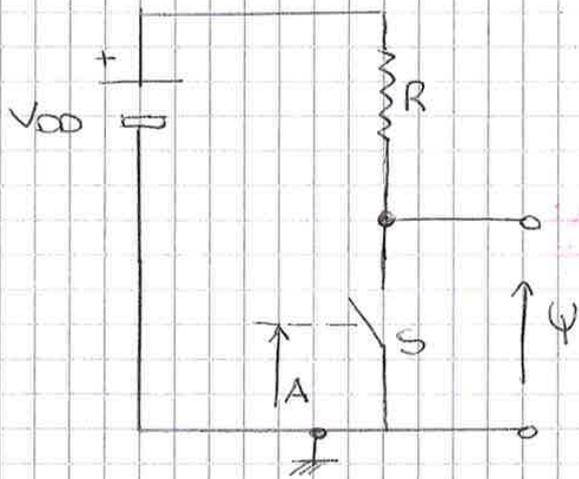
$$\Psi = (\overline{A+A})BS + A\overline{S}(\overline{B+B})$$

$$\Psi = BS + A\overline{S}$$



[ Ogni funzione logica posso quindi realizzarla solo con NAND (e solo con NOR)

Lo Vale per circuiti digitali combinatori !



Tensione A : è un comando, che pilota interruttore S

$$\begin{cases} A < V_T \Rightarrow \text{Interruttore S è aperto} \\ A > V_T \Rightarrow \text{Interruttore S è chiuso} \end{cases}$$

S APERTO

$$Y = V_{DD}$$

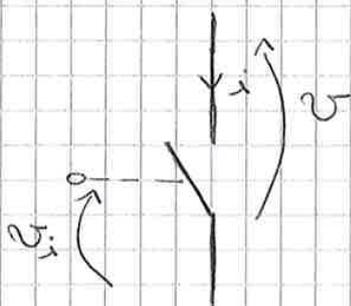
Quindi tensione ingresso A bassa  $\Rightarrow$  uscita alta

S CHIUSO

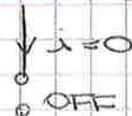
$$Y = 0V$$

Quindi tensione ingresso A è a livello logico alto  $\Rightarrow$  Uscita è a livello logico basso

Lo Realizzo questa funzione di inversione logica



$$V_i < V_T \Rightarrow 0$$



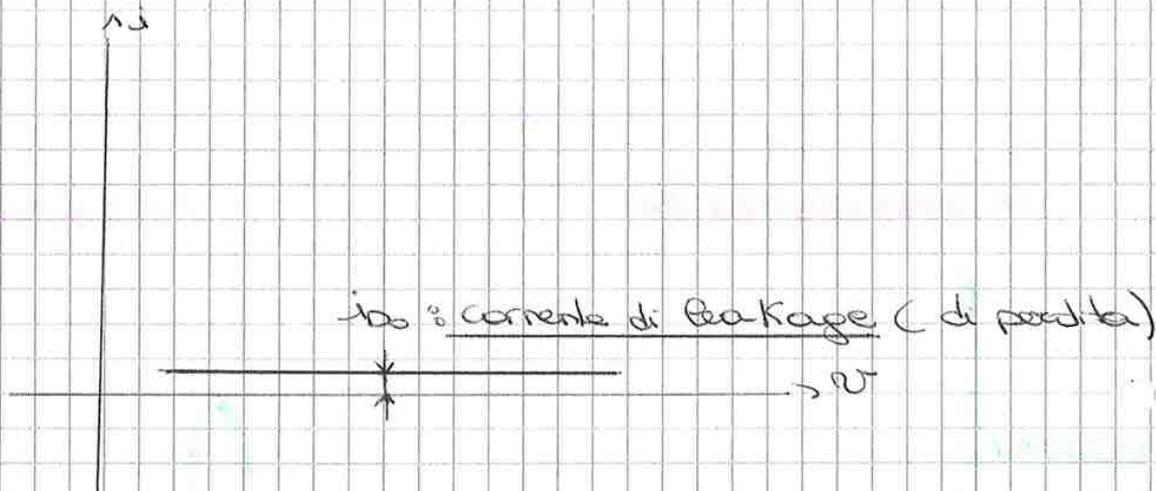
$$V_i \geq V_T \Rightarrow 1$$



20 TRAMITE TRANSISTORE (3 terminali.)

Quando: se  $V_i \geq V_{TH} \Rightarrow$   e non un c.c. Come nell'interruttore ideale.

Inoltre, per  $V_i < V_{TH}$ :

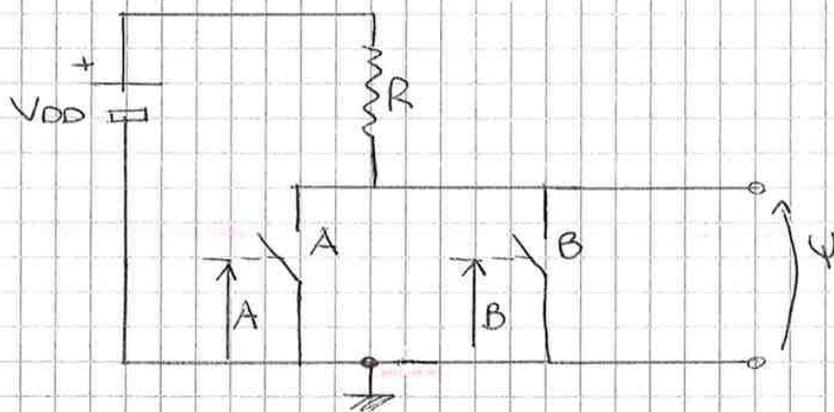


Non si comporta proprio come c.a. ma generatore di corrente



Comunque  $i_{D0}$  è pressoché trascurabile  $\Rightarrow \approx$   c.a.

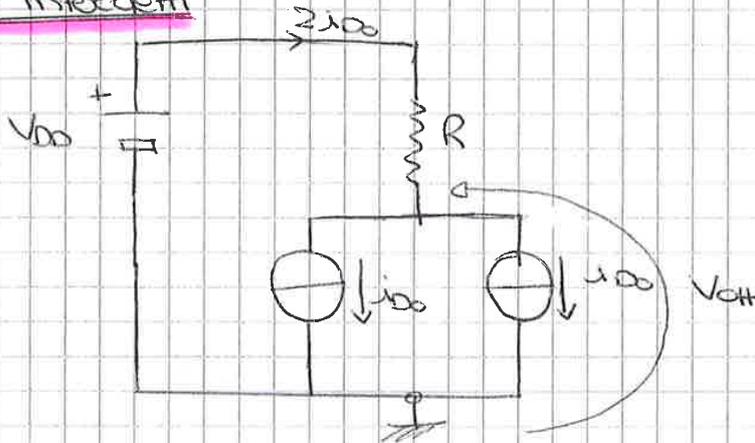
**REDES LOGICAS NOR**



Interruttori in parallelo.

Vediamo cosa succede se invece degli interruttori mettiamo MOS A CANALE N:

1) Mos interdetti

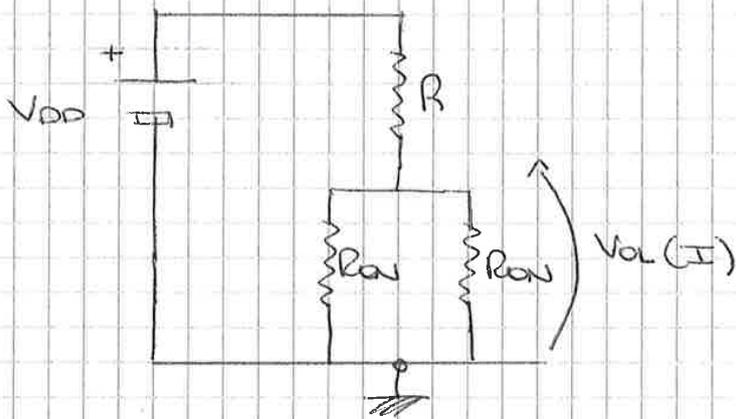


•  $V_{OH}?$   
 ↑  
 tens. uscita

$$V_{OH} = V_{DD} - 2i_{D0} \cdot R$$

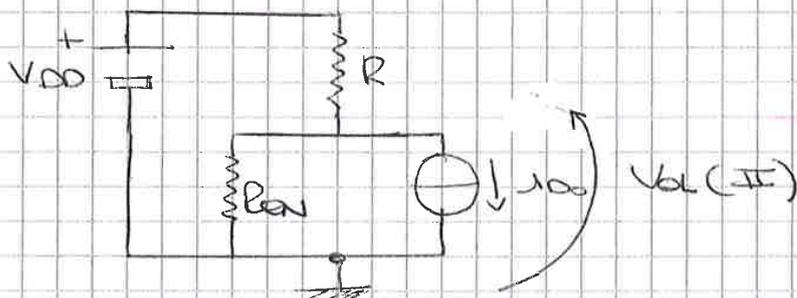
2) Mos in conduzione

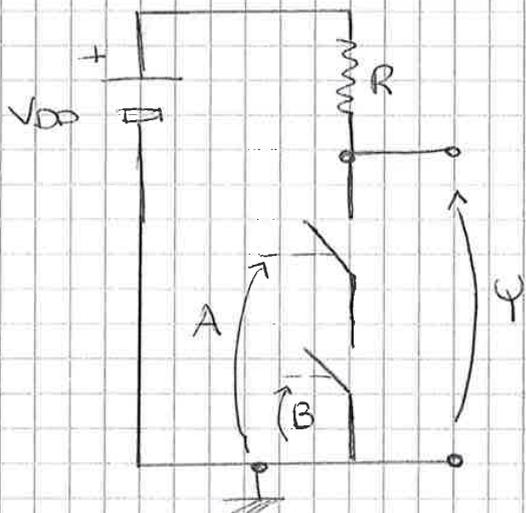
•  $V_{OL}?$



$$V_{OL}(I) = V_{DD} \cdot \frac{R_{On}/2}{R_{On}/2 + R} = V_{DD} \cdot \frac{R_{On}}{R_{On} + 2R}$$

3) Un Mos in conduzione e uno interdetti





2 interruttori in serie

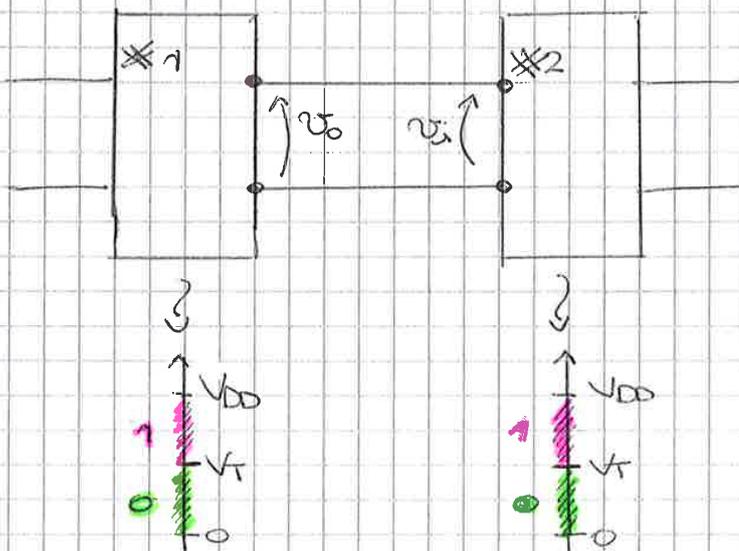
- 2 interruttori chiusi, ovvero A e B sono alti  $\Rightarrow$  Usata e' zero
- Quando c'è un interruttore aperto, anche se l'altro è chiuso  $\Rightarrow \Psi = V_{DD}$

Suppongo ora che ci siano 2 MOS:

Lo  $i_{DD}$  trascurabile

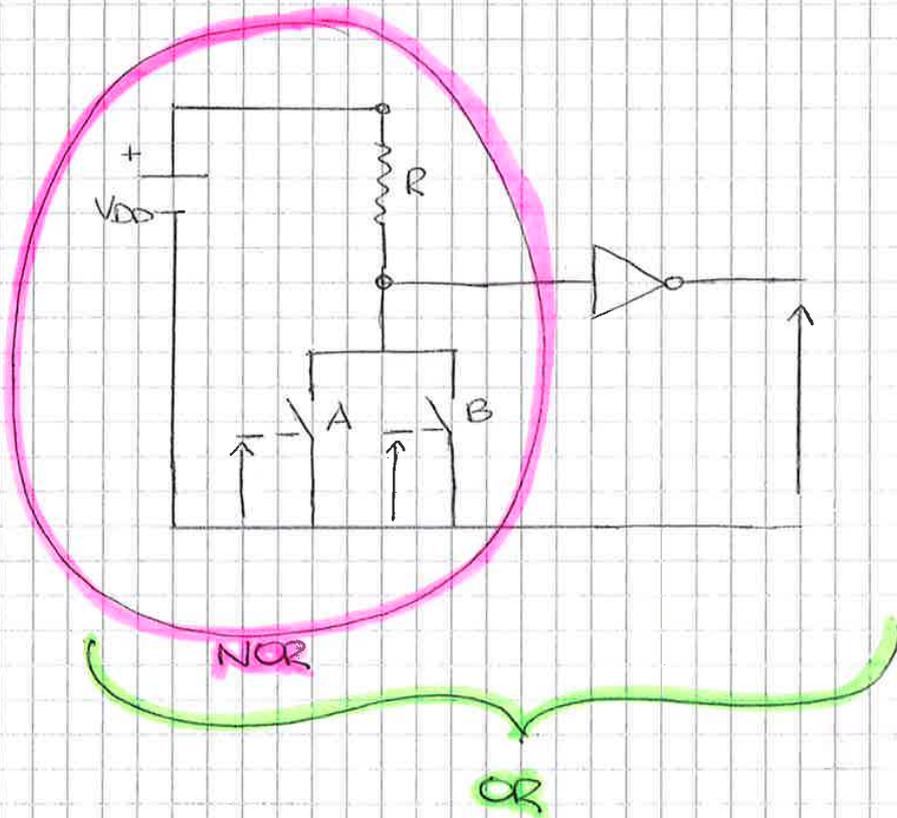
Lo  $R_{on}$

$V_{OH}$ ?  $V_{OL}$ ?



NB

Da "NOR" a "OR":



# CIRCUITI DIGITALI DI TIPO SEQUENZIALE

Circuito con 2 porte logiche NOT connesse in reazione:

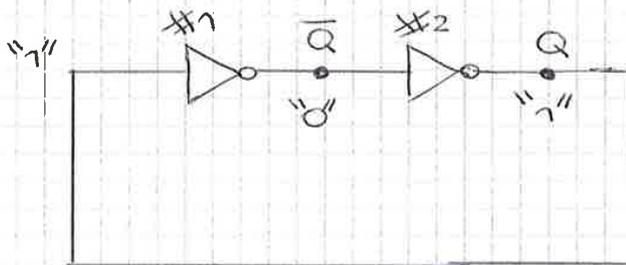
NOT →

A	ψ
0	1
1	0

Usata del 2 e' e' l'ingresso dell'1  
e' usata dell'1 e' e' l'ingresso del 2

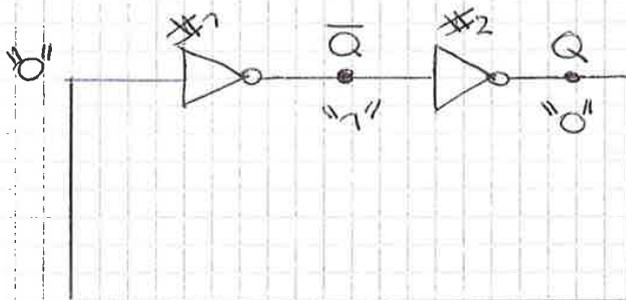
Accendendo il circuito posso avere diversi casi

## CASO 1



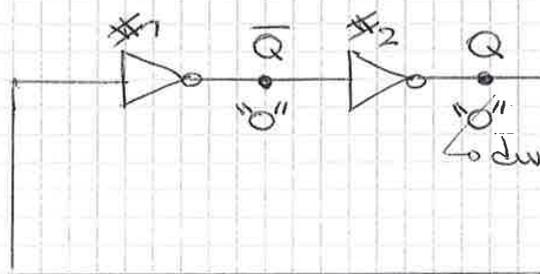
SITUAZIONE STABILE:  
il circuito mantiene uno stato logico ben definito (così e' e così rimane)

## CASO 2



SITUAZIONE ALTREMENTE STABILE

## CASO 3



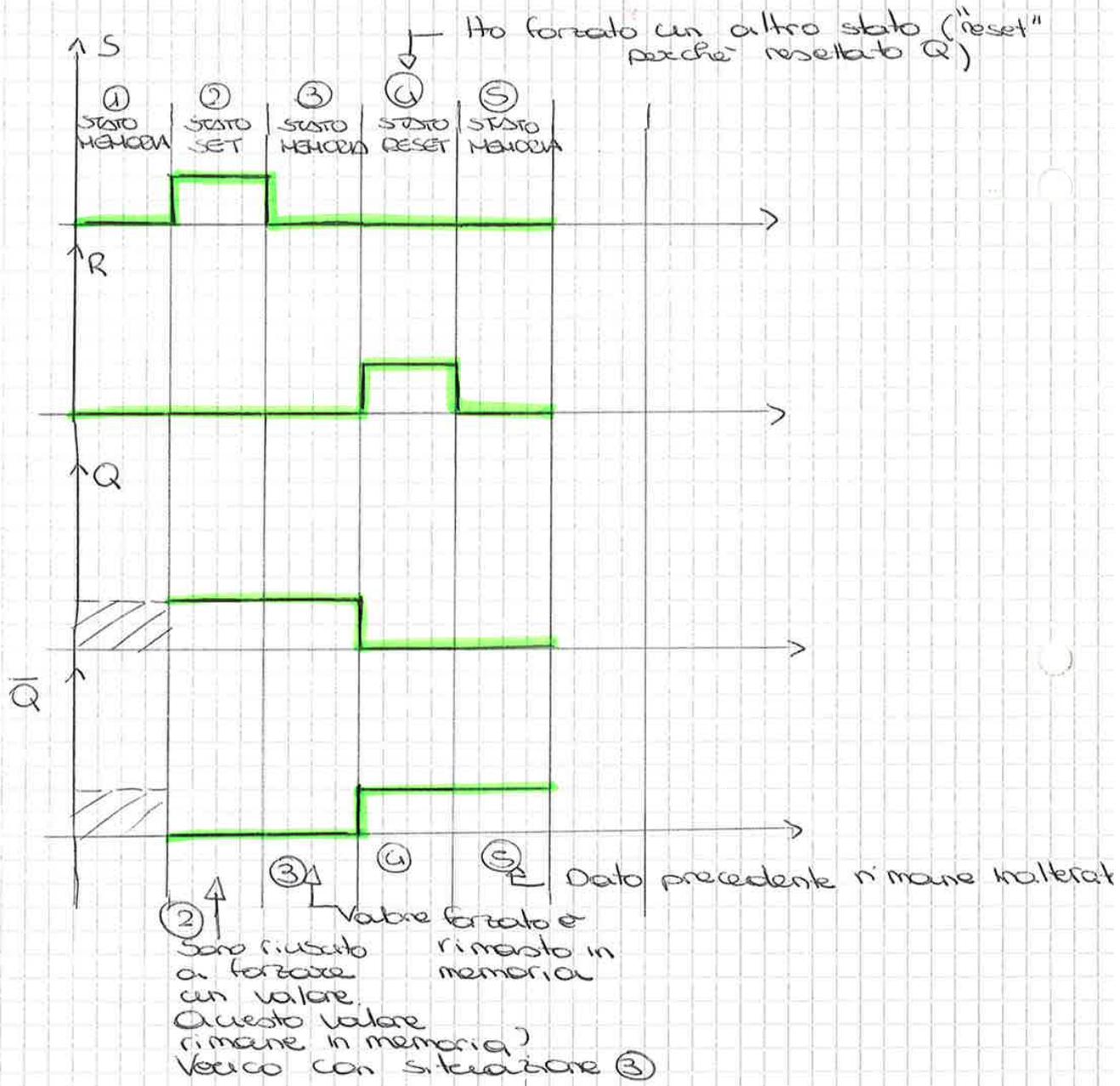
SITUAZIONE INSTABILE (TRANSITORIA)  
e' appena accendo

## CASO 4

Analogo al caso 3 ma con "1" "1" SI' INSTABILE

	R	S	Q	$\bar{Q}$
1)	0	0	STATO DI MEMORIA	
2)	0	1	1	0
3)	0	0	1	0
4)	1	0	0	1
5)	0	0	0	1
6)	1	1	0	0

SITUAZIONE PROIBITA



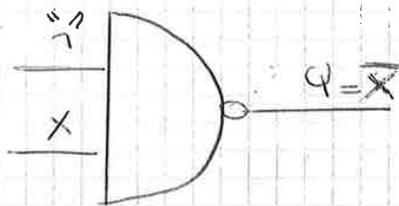
Ho trovato quindi il modo di forzare il dato che voglio e di leggerlo !

le circuiti FLIP FLOP SR si può fare con porta logica NOR (come appena visto) e con la porta NAND

CIRCUITO CON NAND

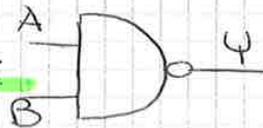
NOTA

NAND



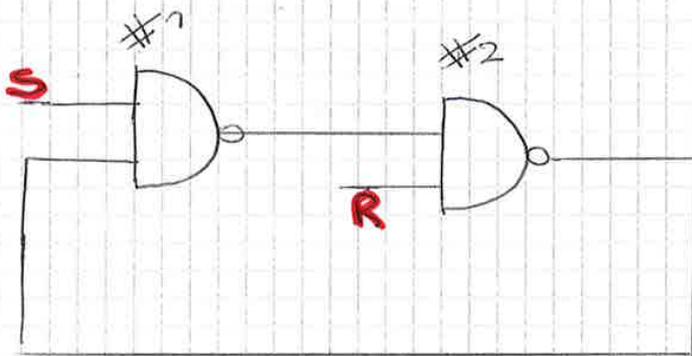
⇒ equivalente a NOT quando un ingresso vale 1 (NAND ≡ NOT)

TABELLA VERITÀ

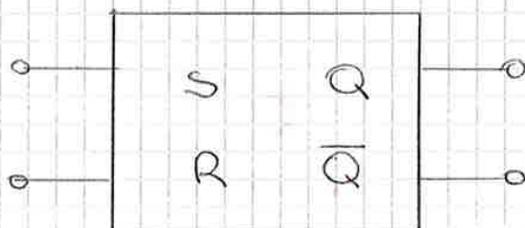


A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

⚠ Lo stato di MEMORIA ora si ha per S=1, R=1



Simbolo FLIP FLOP SR (valido sia se con NAND che con NOR)

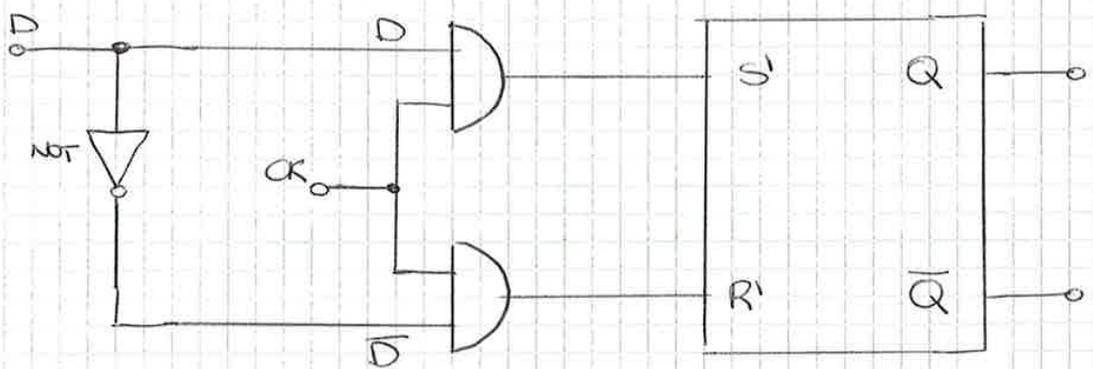


CR	S	R	Q	$\bar{Q}$
0	X	X	MEMORIA	
1	0	0	MEMORIA	
1	1	0	1	0
1	0	1	0	1
<del>1</del>	<del>1</del>	<del>1</del>	<b>PROIBITO</b>	

significa che non importa cosa c'è su S ed R

Come evitiamo che non si verifichi la situazione proibita?

=> Modifico circuito : **CIRCUITO LATCH-D**

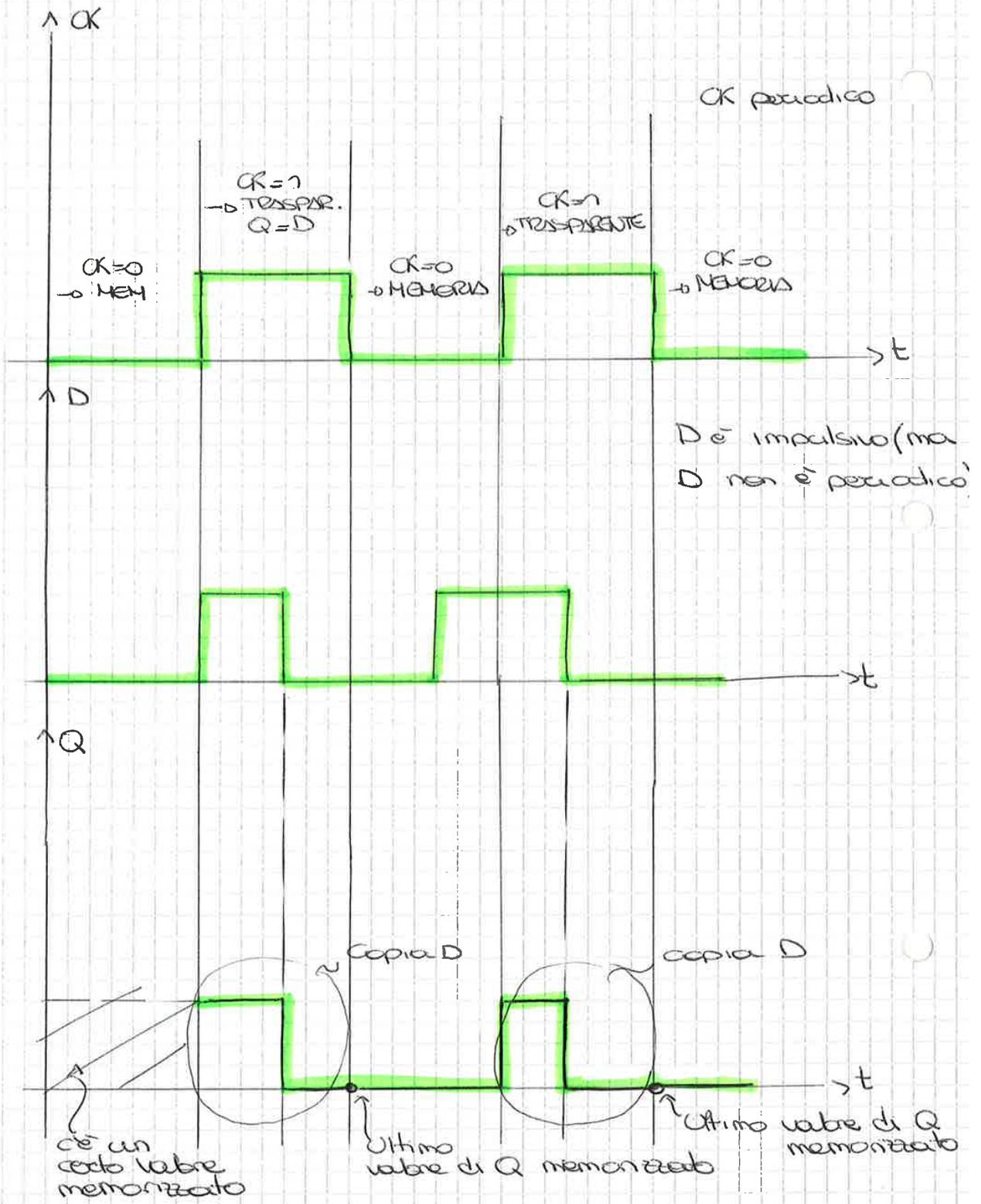


**CR=0** => stato MEMORIA

**CR=1** => le 2 porte AND fanno memoria

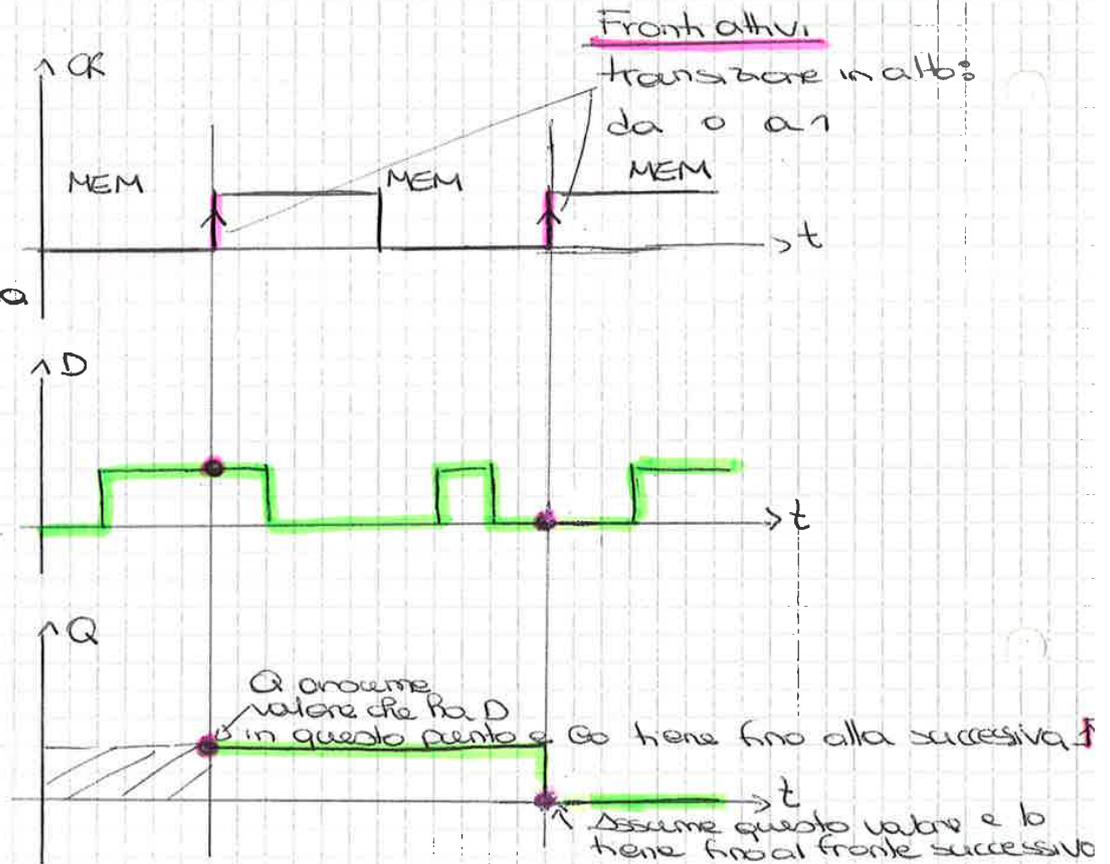
**D e NOT D** => non avrà mai 1 e 1

NOTE Non posso neanche avere 0 e 0 =>

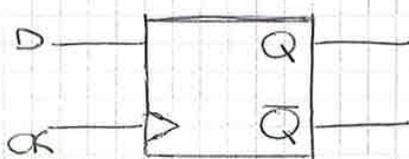


Guardando solo i terminali esterni:  $D, CK, Q, \bar{Q}$

- Front attivi
- Gli altri istanti sono invece memoria



È come se il CK campionasse D: osserva D nella transizione e Q mantenga quel valore di D fino alla transizione successiva in cui viene rimisurato D



Simbolo

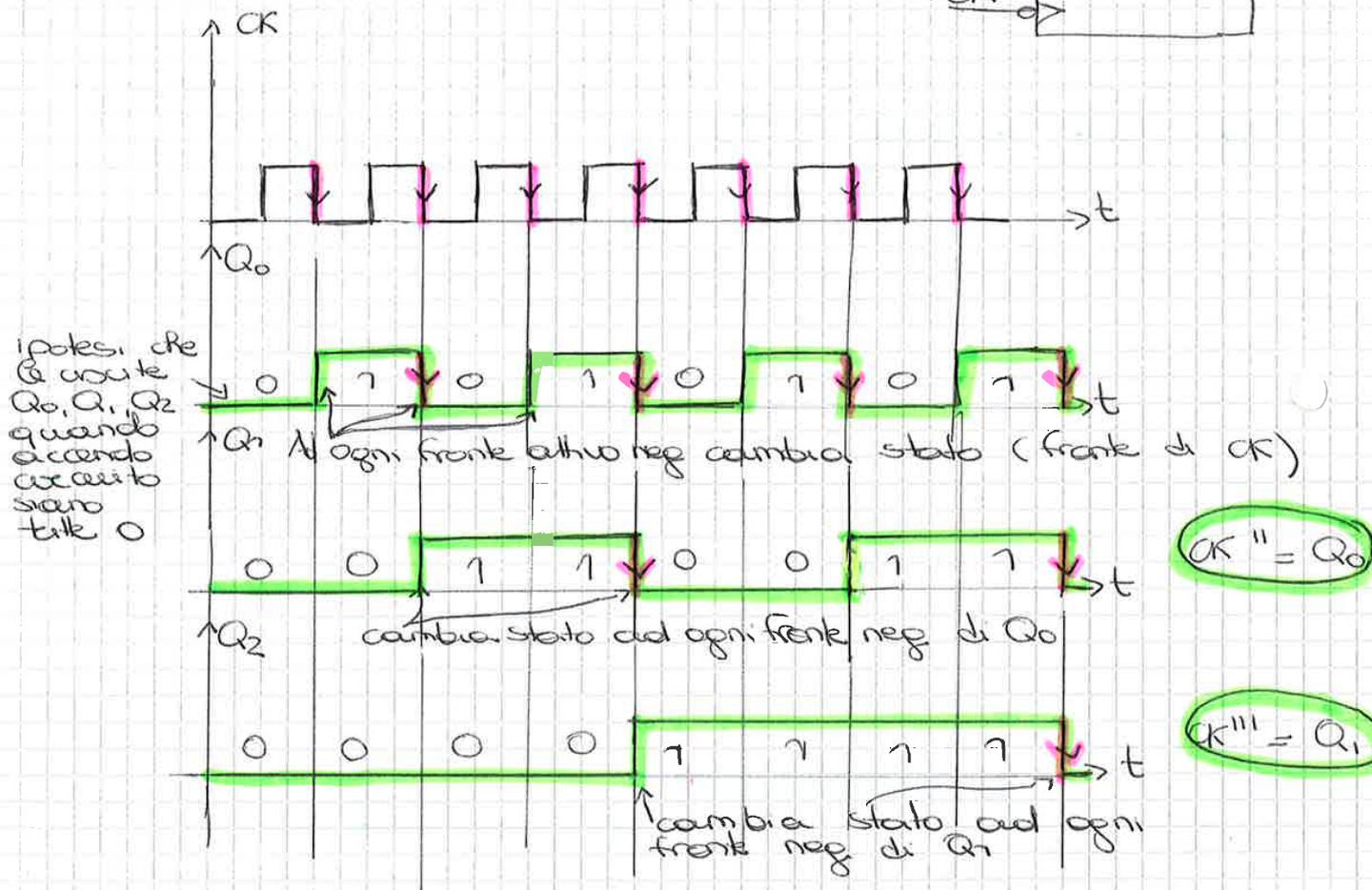
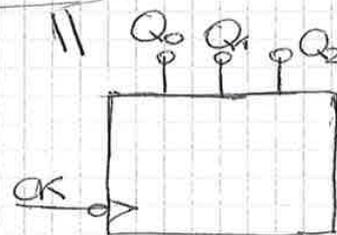
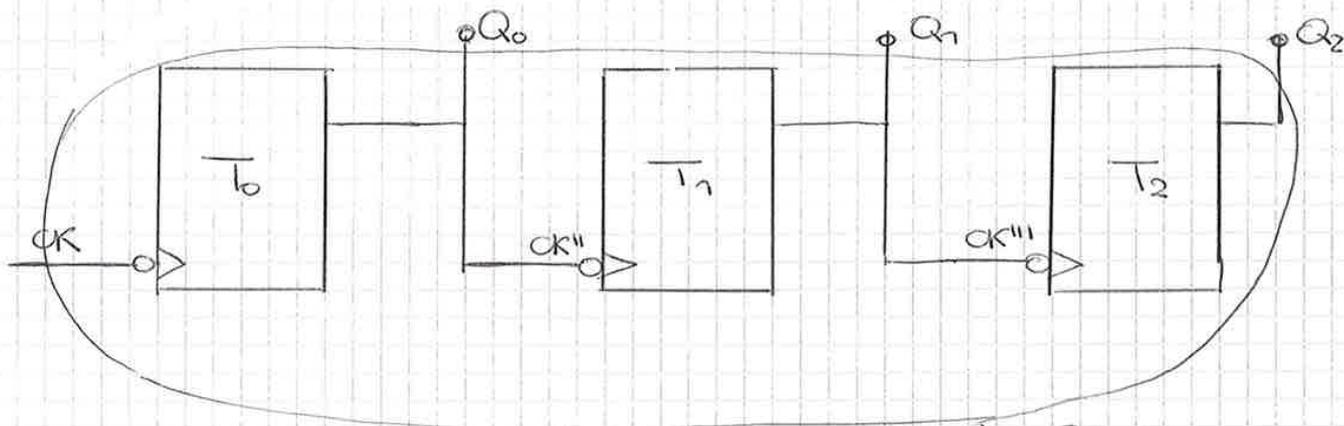
CK	D	Q	$\bar{Q}$
0	X	MEMORIA	
1	X	MEMORIA	
$\uparrow$	D	D	$\bar{D}$



Questo è un CIRCUITO SENSIBILE ALLA TRANSIZIONE POSITIVA DEL CLOCK

$T_Q = 2 \cdot T_{CK} \Rightarrow f_Q = \frac{1}{2} f_{CK}$  Divisore di frequenza

CONTATORE BINARIO UP



Si ha così un CONTEGGIO (CRESCENTE)