



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

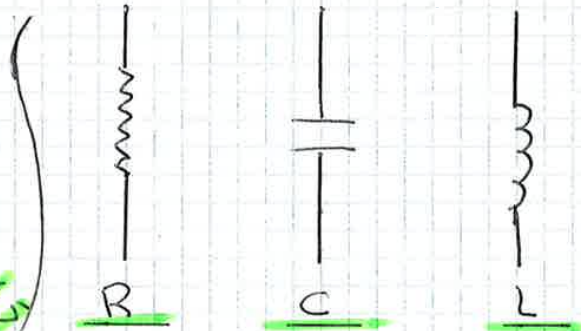
21.11.16

Prof. Franco Fiori

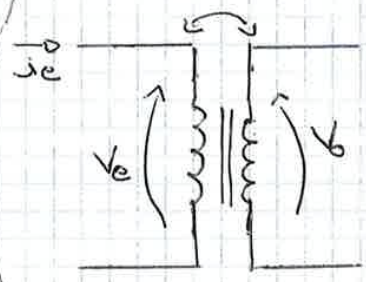
Testo per approfondimenti: "Microelectronics circuit design"
 Esame: 2/3 quesiti + esercizi tratti da esercitazioni

RETI ELETTRICHE LINEARI

Lineari passivi



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)

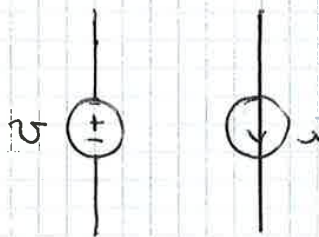


$$V_b(t) = K V_e(t)$$

TRANSFORMATORE

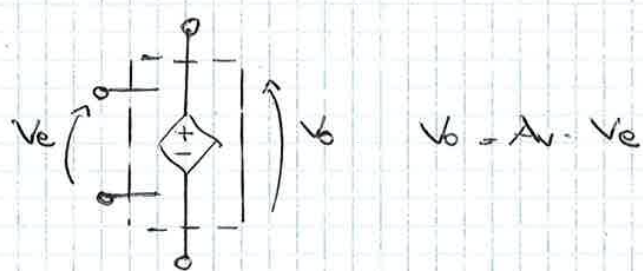
COMPONENTE ATTIVO
 Generano energia
 - Gen. dipendenti e indipendenti,
 Transistor e amplificatore
 Casos
 Lineari entro un certo campo di funzionamento

Matt Groening
TM & © 2010 Fox



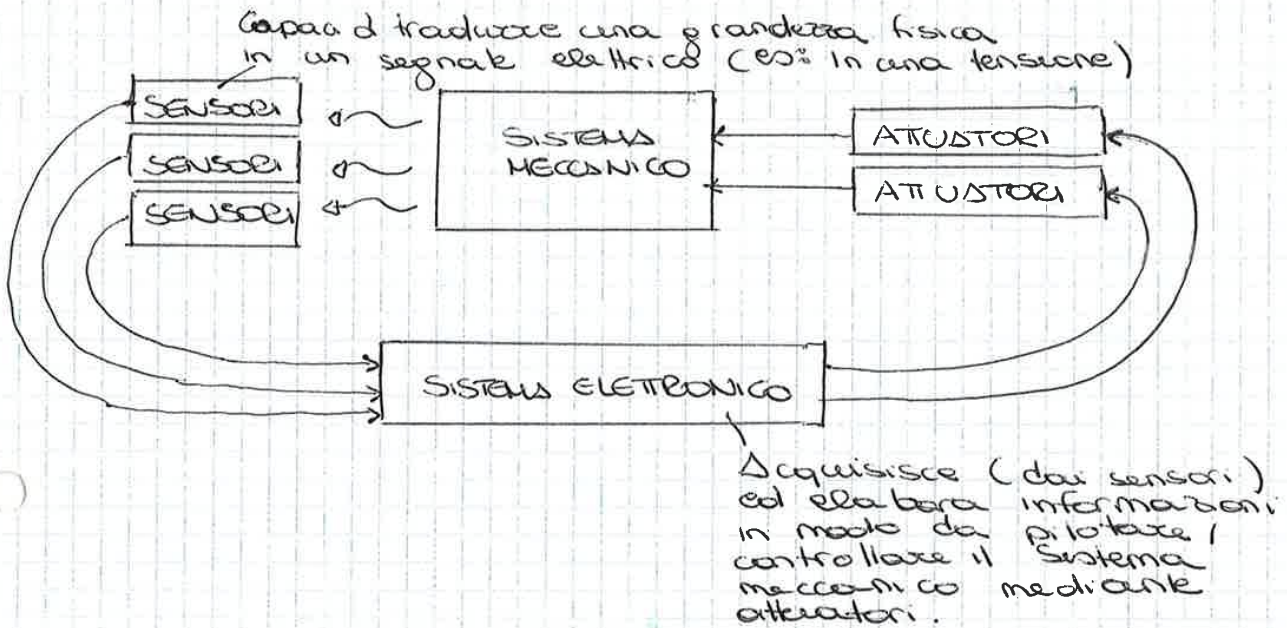
GEN. INDIPENDENTI DI TENSIONE E CORRENTE

Lineari attivi



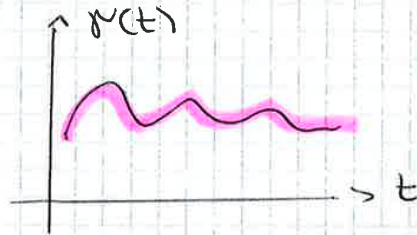
GEN. DIPENDENTE DI TENSIONE (u è anche quello Abbinato di corrente)

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.



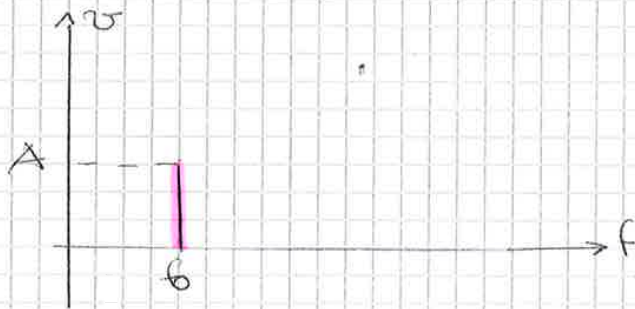
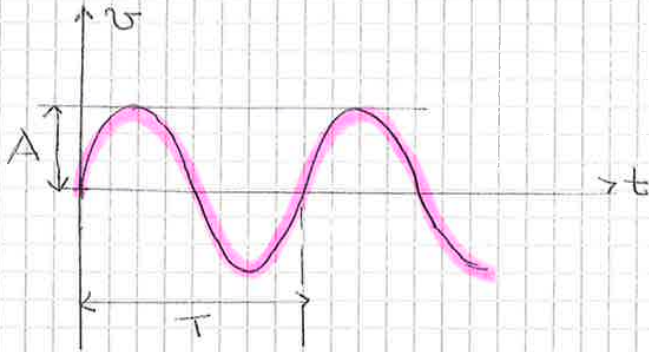
Grandezze analogiche → continue nel tempo e continue in ampiezza.

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

$$\phi_n(t) = \begin{cases} n & n=0 \\ \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) \\ \sin\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) \end{cases} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} n > 0$$

(n 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) SEGNALE 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.

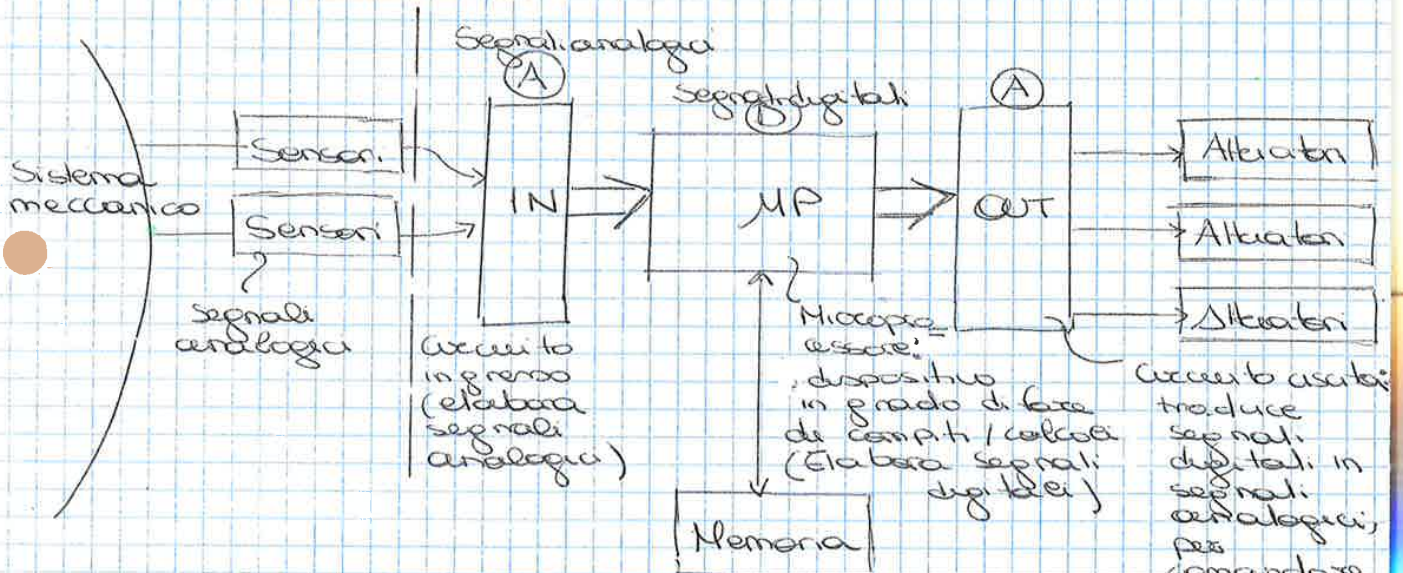


Grandezze digitali → segnale discreto in ampiezza (quantizzato) e discretizzato nell'asse del tempo

I SISTEMI ELETTRONICI elaborano segnali ANALOGICI e DIGITALI !

SISTEMA ELETTRONICO

Vediamo cosa si è all'interno



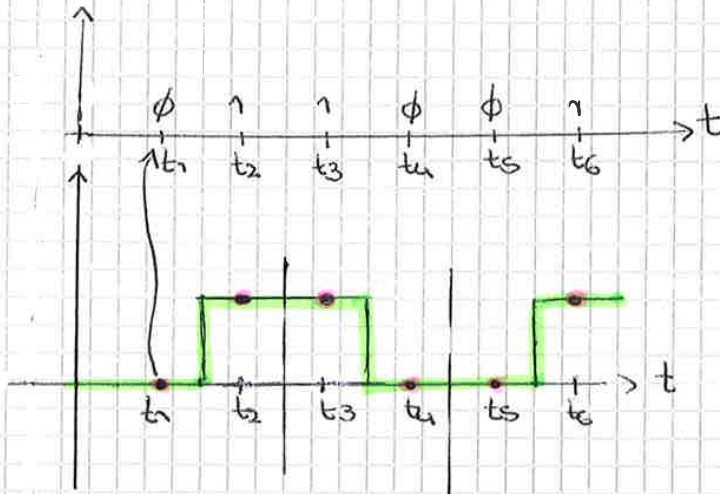
NOTA

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

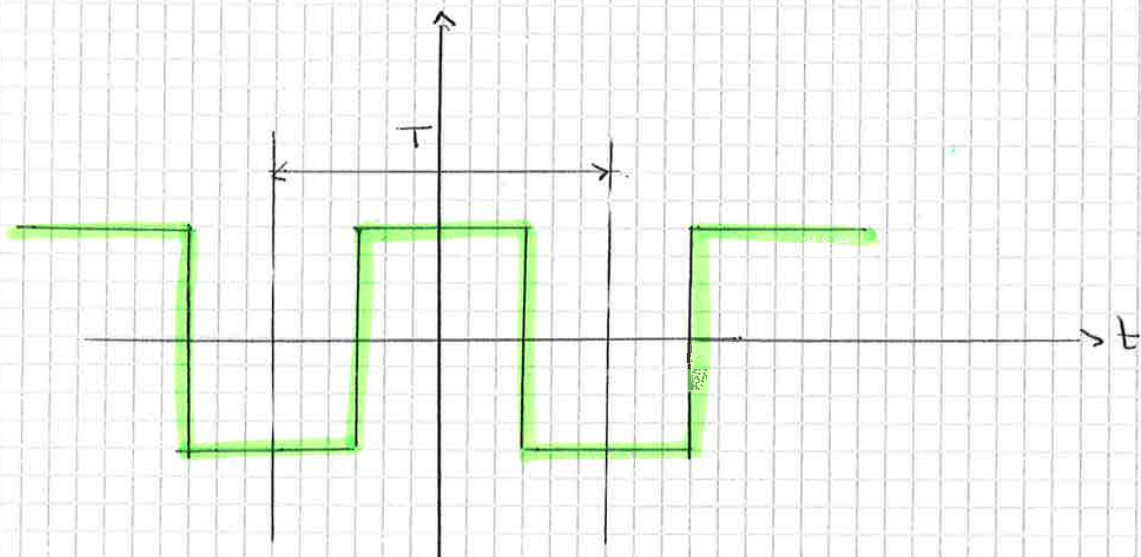
Inoltre questi segnali sono accompagnati da disturbi ⇒ dovranno essere filtrati.

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

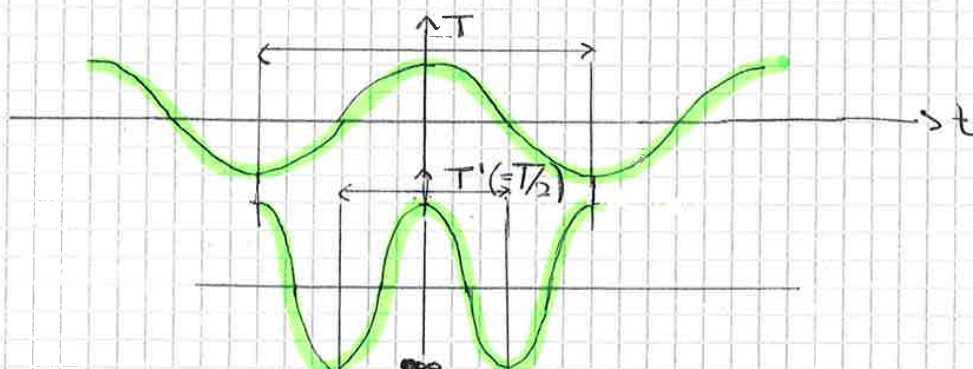
Esame A-D



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



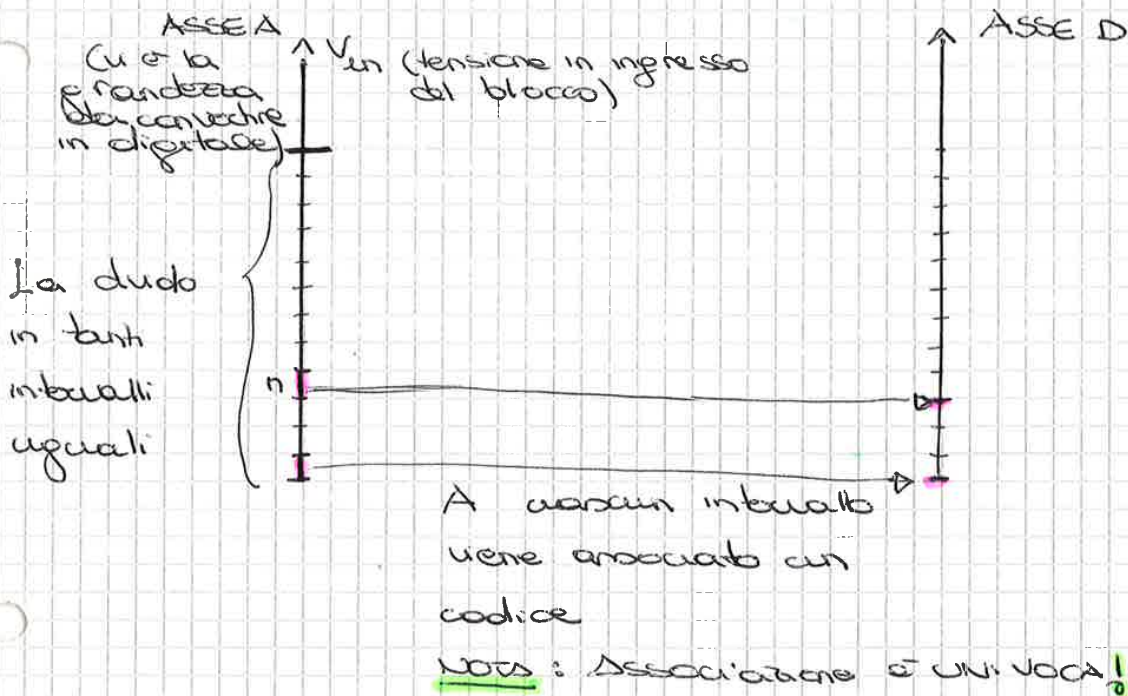
Questo segnale può essere descritto come SOMMA DI SINUSOIDI



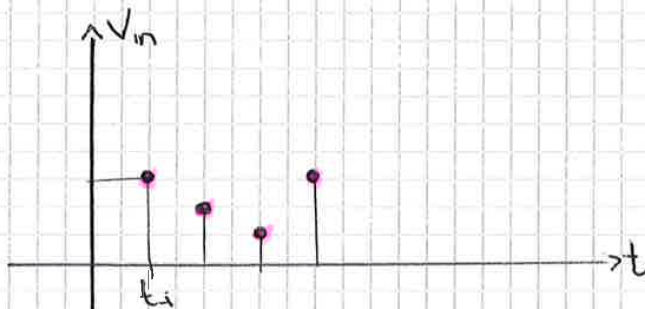
$f_0 = \frac{1}{T}$

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

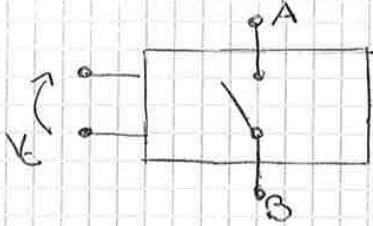


INTERRUTTORI

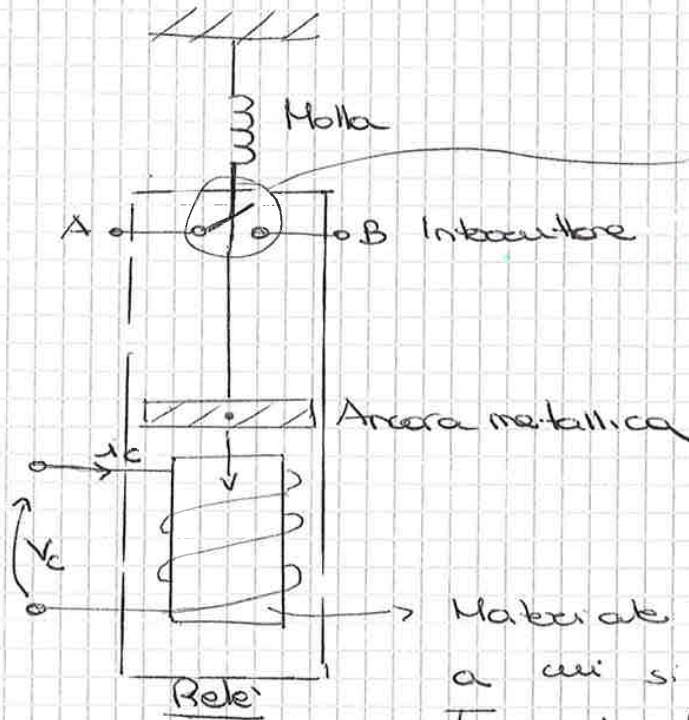
La maggior parte dei circuiti elettronici contengono interruttori!

SWITCH

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



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

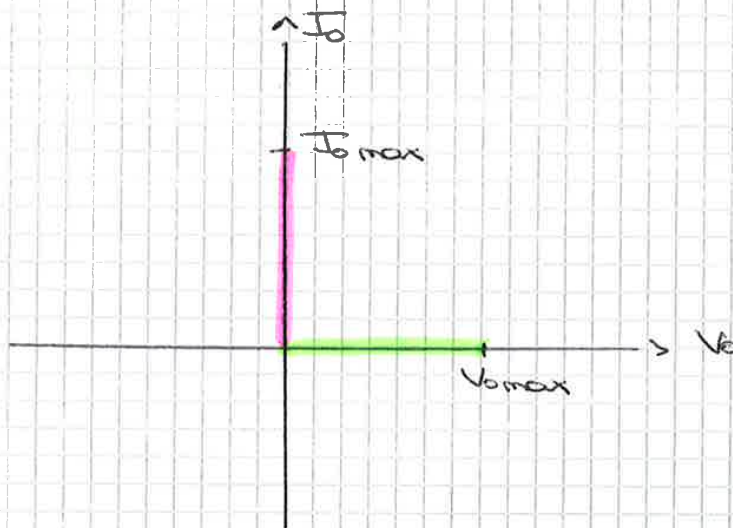


Parte mobile vincolata attraverso molla a un supporto meccanico.

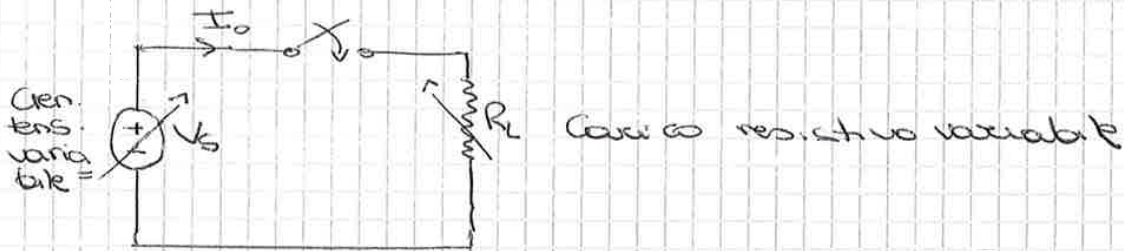
Materiale elettromagnetico a cui si avvolge la bobina. Facendo fluire la corrente nella bobina si genera campo magnetico
=> Anchiera viene attratta verso il basso ed essendo attaccata alla molla di conseguenza si muove anche l'interruttore

INTERRUTTORE REALE

↓
 V_i è limite su corrente max e tensione max

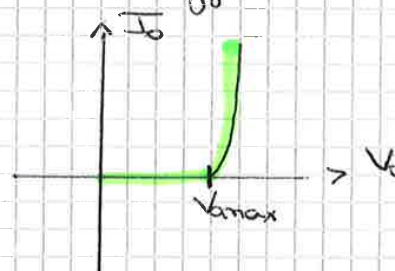


Caratteristica
statica dell'interruttore
reale



Interruttore chiuso : diminuendo $R_L \Rightarrow$ aumenta I_0 (V_0 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

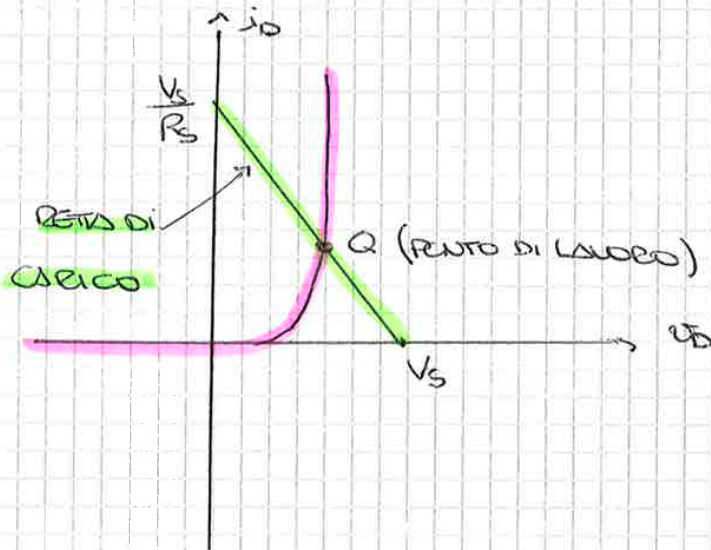
q

carica elettrone

I_s = corrente di saturazione inversa della giunzione

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

↳ corrente che fluisce nel diodo polarizzato inversamente



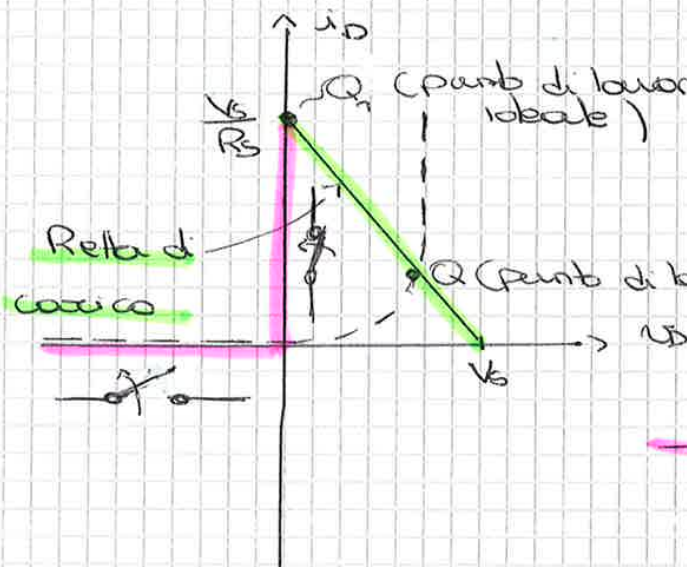
Se non vogliamo risolvere numericamente (tramite calcolatore), è necessario passare da MODELLO ESPONENZIALE a un MODELLO APPROSSIMATO (caratteristica a spezzata)



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

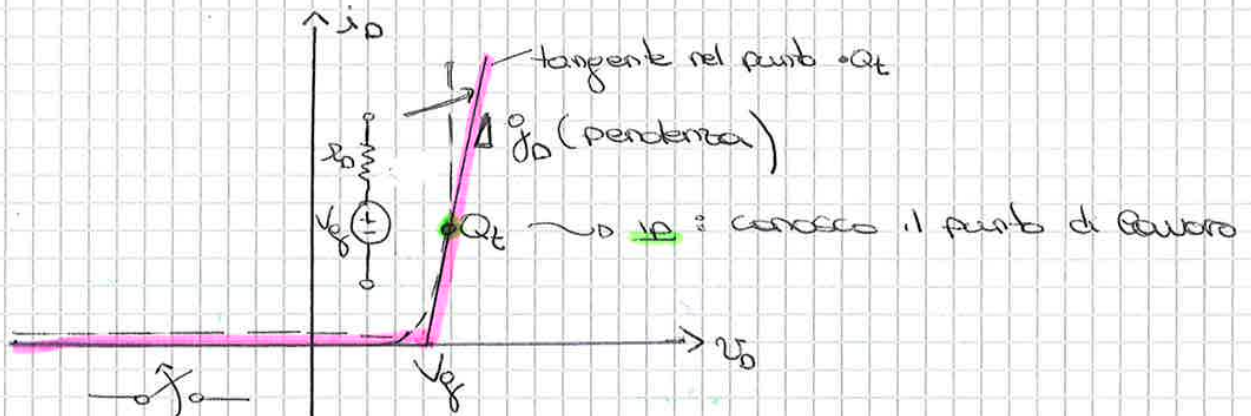


NOTA In realtà Q e Q_1 sono molto vicini!

— 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

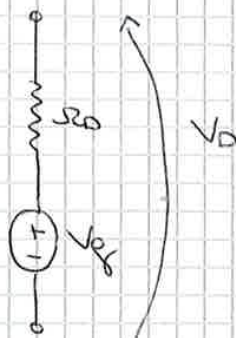


• $v_D \leq V_{fg} \Rightarrow i_D = 0$ (c.a.)

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

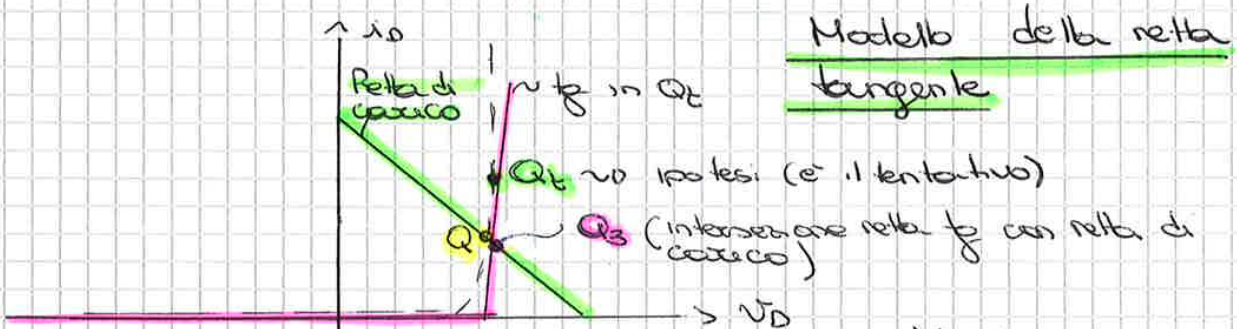
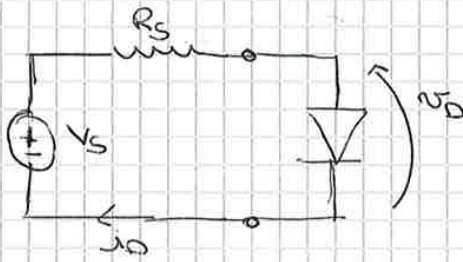
In conduzione (= diodo attivo) il diodo \approx equivalente a un gen. di tensione V_{fg} in serie a una resistenza R_0

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



Con questi 3 modelli è possibile risolvere anche circuiti complessi

ESEMPIO 1



Modello della retta tangente

NOTA

Q_3 è molto vicino a Q !

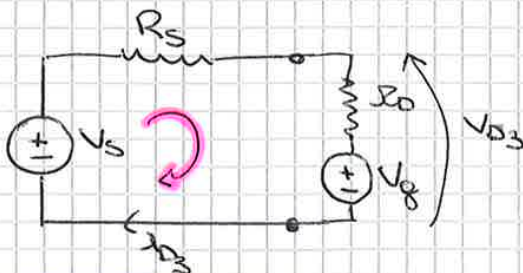
$Q_3 \equiv [V_{D3}, i_{D3}]$

• 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

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

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

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

(+)

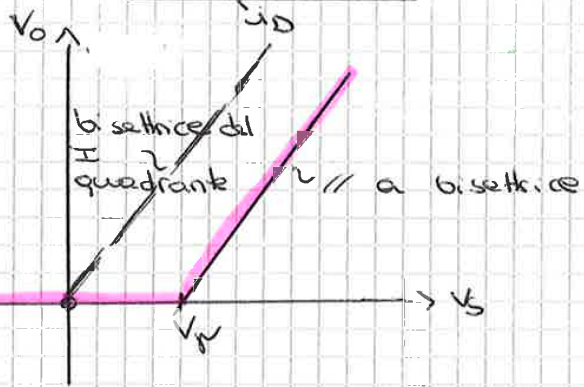
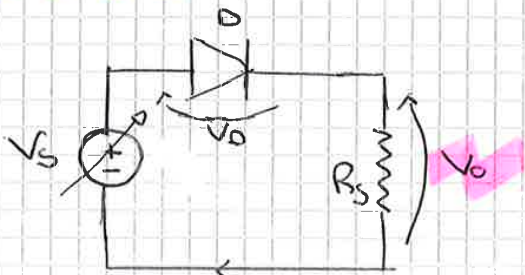
$V_{D3} = V_g + R_0 \cdot i_{D3}$

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

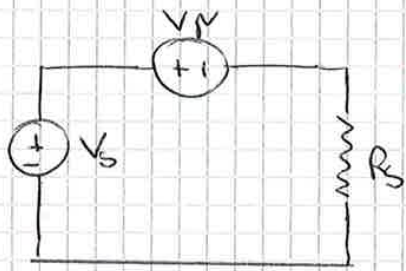
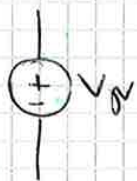


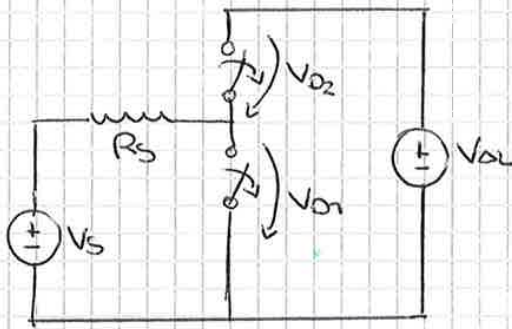
- $V_S = 0 \Rightarrow$ tutto spento
- $V_S \leq V_D \Rightarrow$ diodo rimane spento e quindi non passa corrente.
- $V_S > V_D \Rightarrow V_O \neq 0$ in quanto diodo inizia a far passare corrente.

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

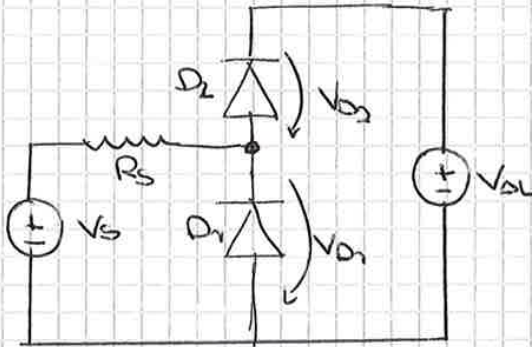




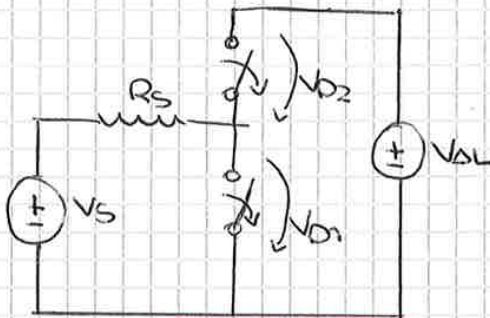
$V_{D1} = 0 \rightarrow V_{D1} < 0,6$? **SI** \Rightarrow ip: Diodo 1 interdetto corretta

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

ESEMPIO 4

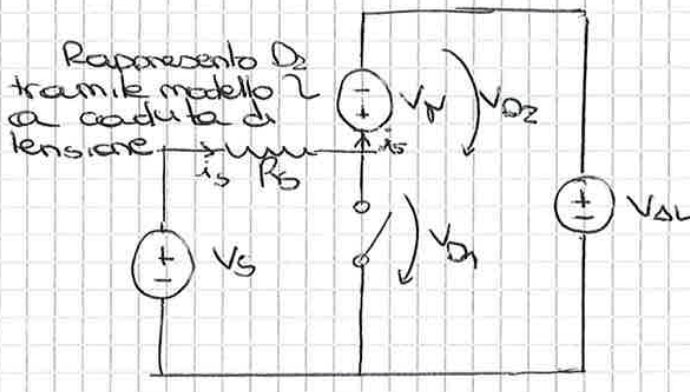


$V_{AL} = 5V$
 $V_S = 6V$
 $V_P = 0,6V$
IP: D_1, D_2 OFF



$V_{D1} = -V_S = -6V \rightarrow V_{D1} < 0,6$? **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

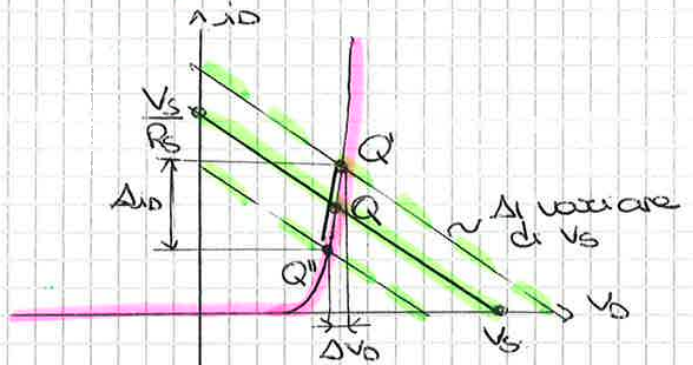
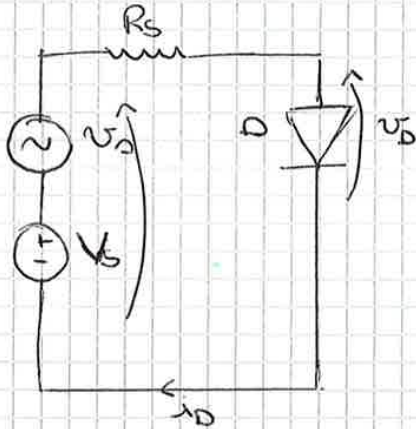
$$V_S - R_S \cdot i_S - V_P - V_{AL} = 0$$

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

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

caricamento cost. \oplus
gen. sinusoidale

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



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

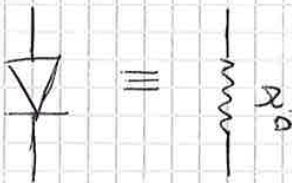
$$\Delta i_D = r_D \cdot \Delta v_D$$

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

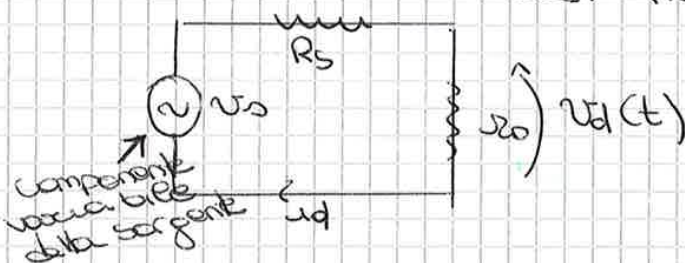
Modello di piccolo segnale del diodo non si applica quando il diodo è in conduzione

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



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

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

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

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

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

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°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

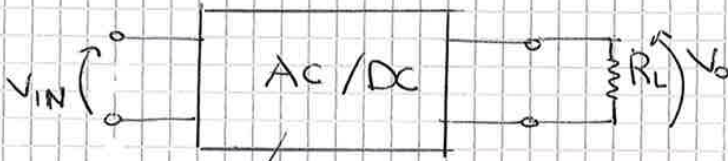
è esponenziale rispetto "(-I_S)"
termine trascurabile

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.



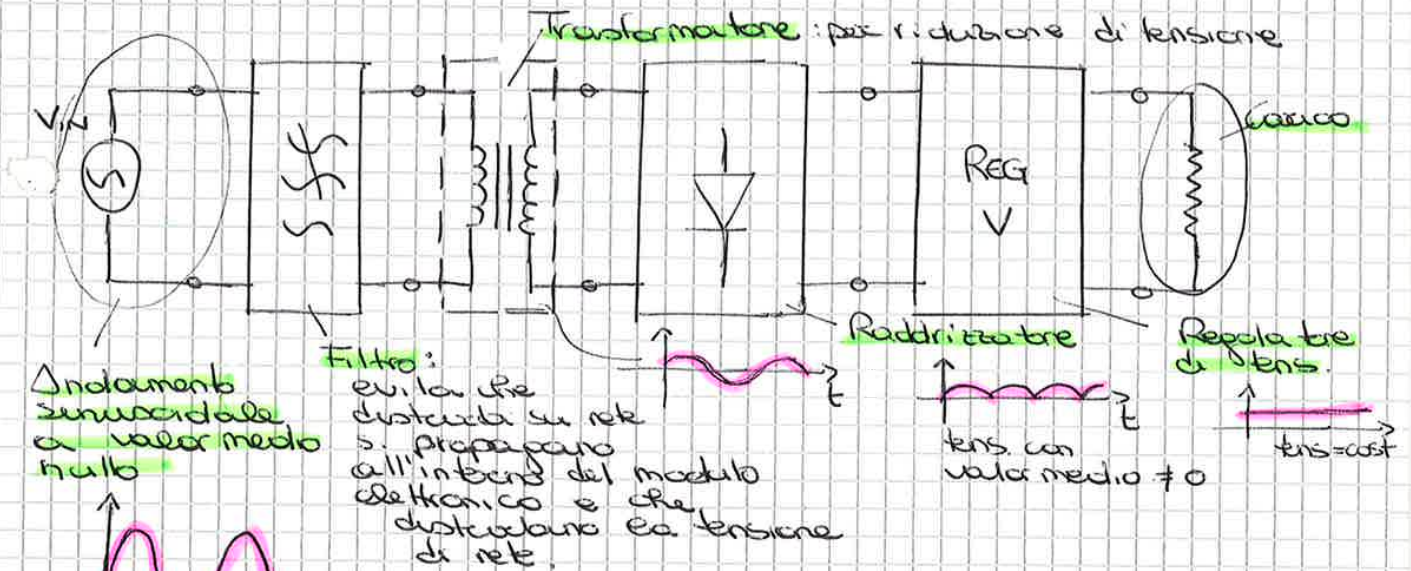
Matt Groening
TM & © 2010 Fox

ALIMENTATORI



Conversione sorgente da alternata a continua.

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



Andamento sinusoidale a valor medio nullo

Filtro: evita che disturbi su rete si propagano all'interno del modulo elettronico e che disturbano la tensione di rete.

Raddrizzatore: tens. con valor medio $\neq 0$

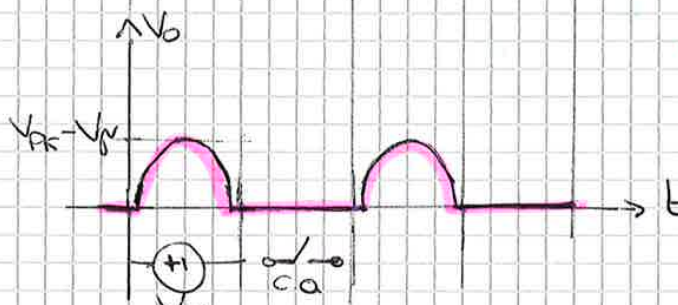
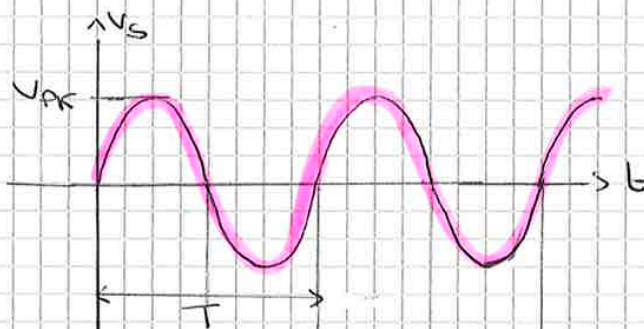
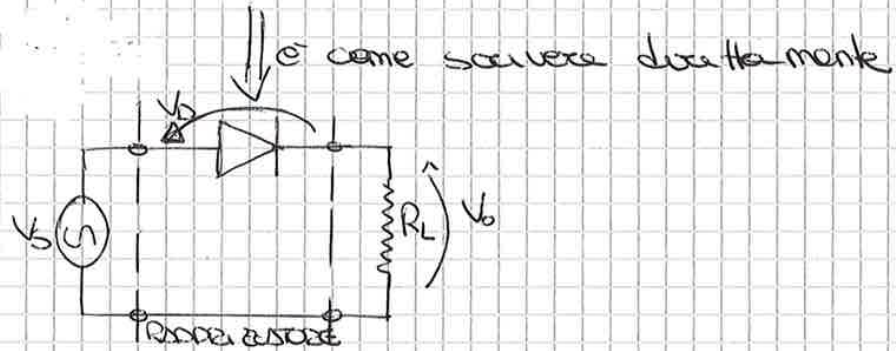
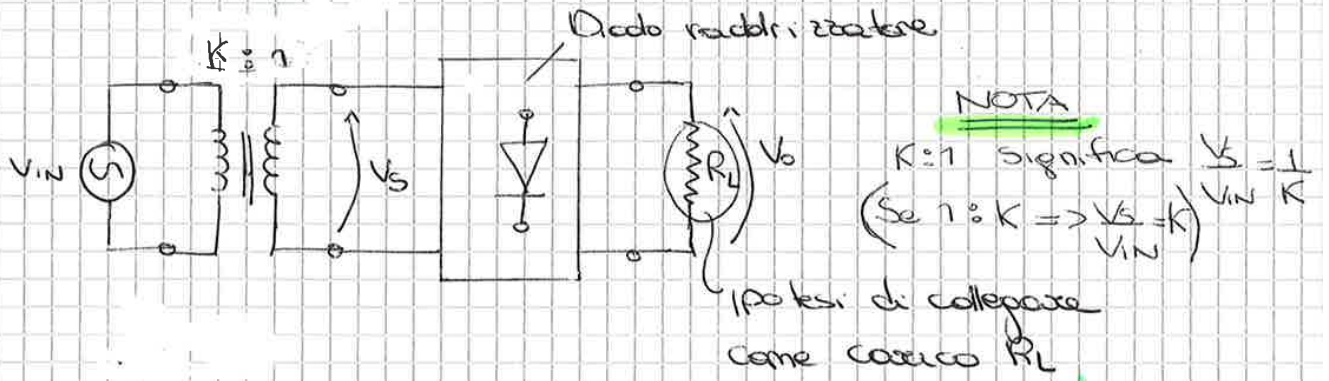
Regolatore di tens.: tens. cost.

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

$$V_{eff} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$$

tens. di picco della sinusoidale

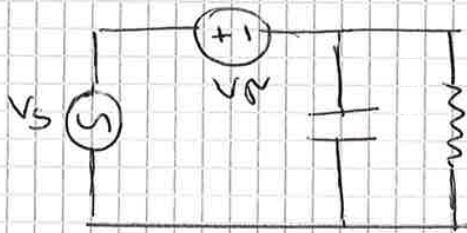
- NOTA
- Trasformatore mi fa pensare a una tensione sinusoidale di ampiezza ridotta ma sempre a valor medio nullo.
 - Regolatore di tensione fa diventare la tensione costante



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

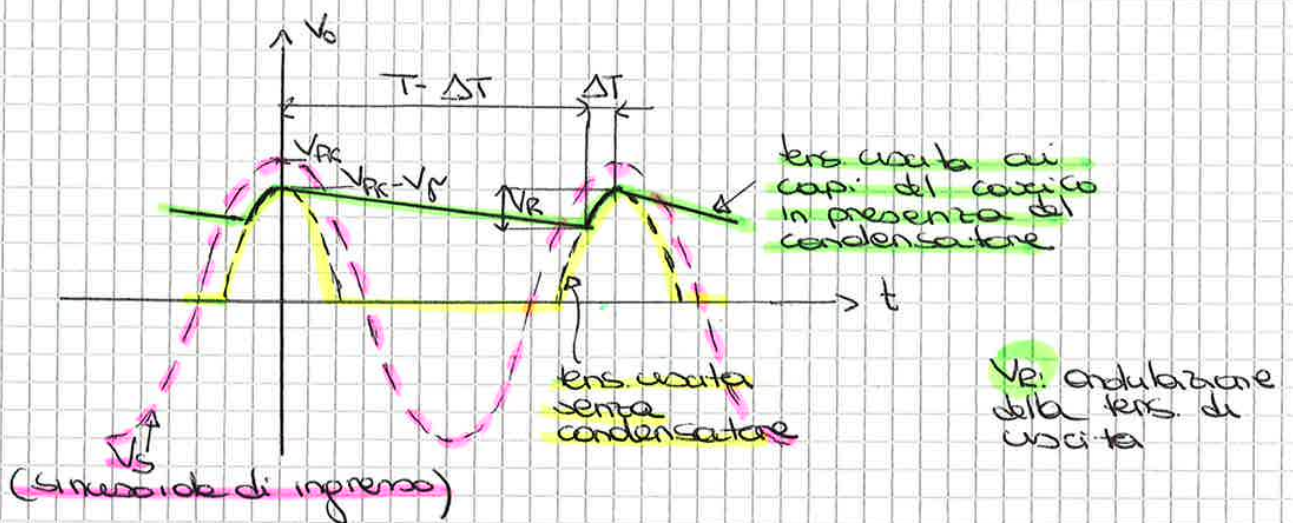
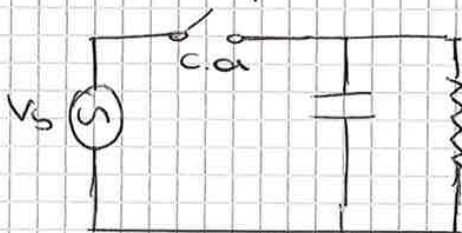
- Per $V_S > V_D$ il diodo va in conduzione \Rightarrow inizia a scorrere corrente

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

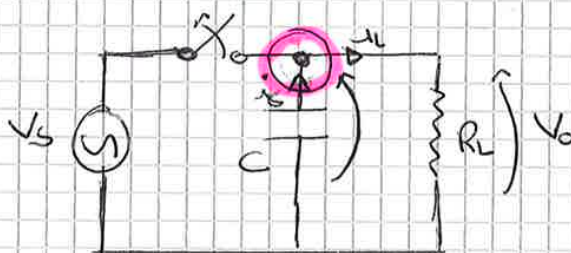


Per $t > t_1$: diodo interdetto

Circuito equivalente



In $T - \Delta T$:



$$i_C = i_C$$

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

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

perché è uscente da C!

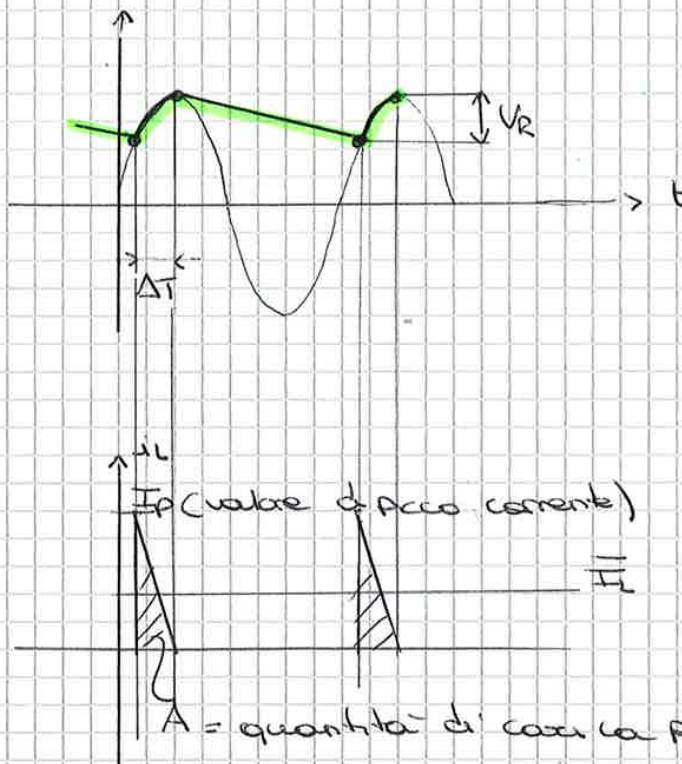
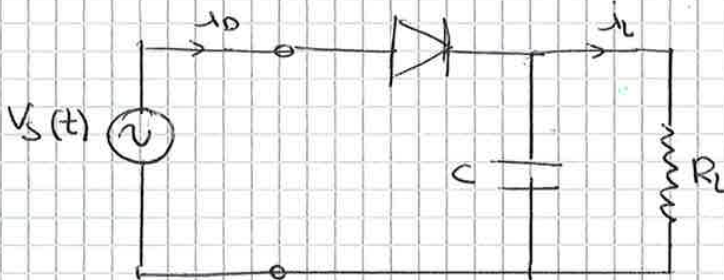
Sviluppando in serie:

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

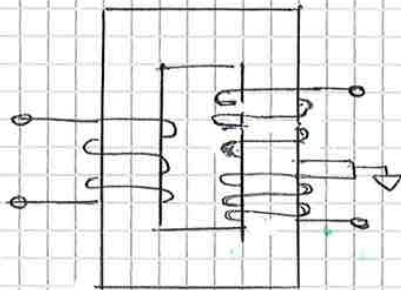
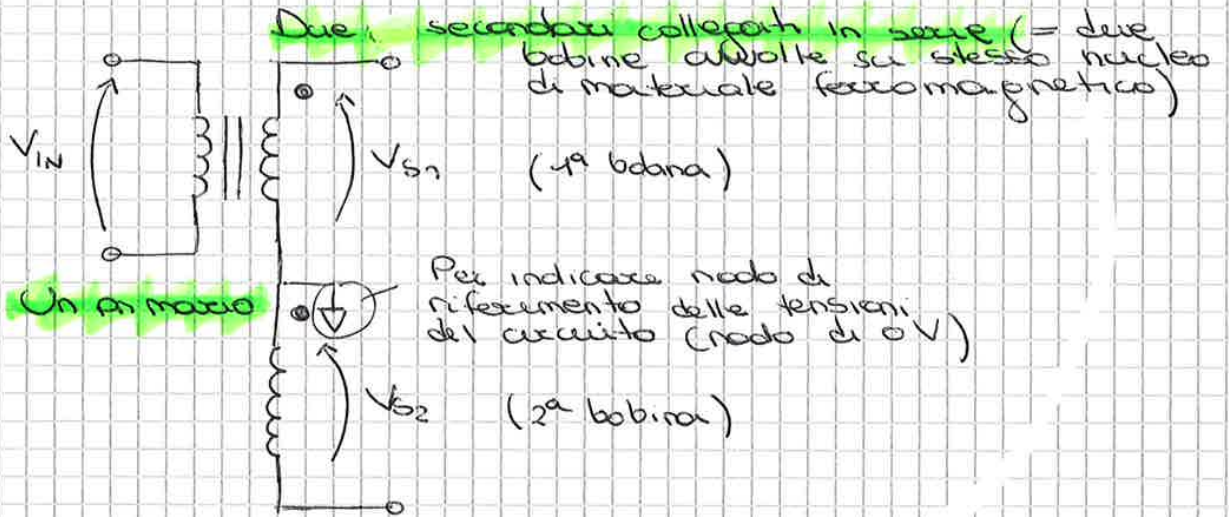
$$\Rightarrow \Delta T = \frac{1}{\omega} \left[2 \left(\frac{V_{AK} - V_D}{V_{AK}} \right) \frac{I}{RC} \right]^{1/2} = \frac{1}{\omega} \left[\frac{2 V_D}{V_{AK}} \right]^{1/2}$$

NOTA

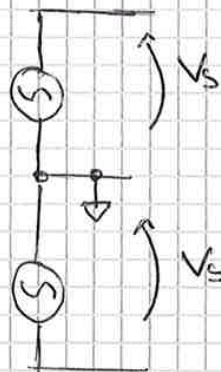
Intervallo di interdizione sono diversi tra caso con condensatore e caso senza condensatore!



RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA

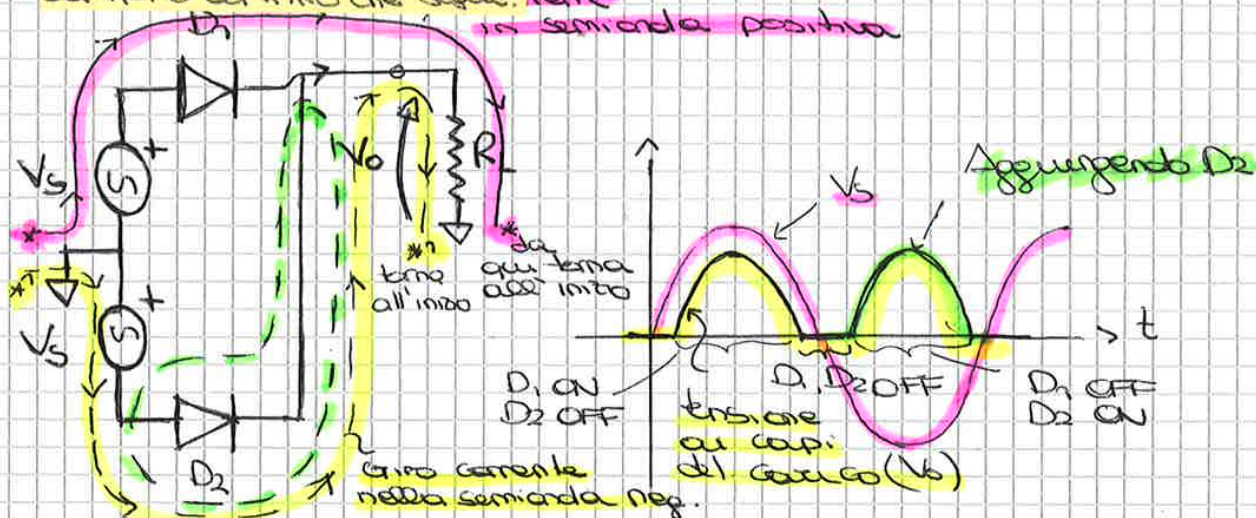


Questo tipo si chiama **trasformatore con secondario a presa centrale**.
 Il secondario è equivalente a 2 gen. di tensione sinusoidali:



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

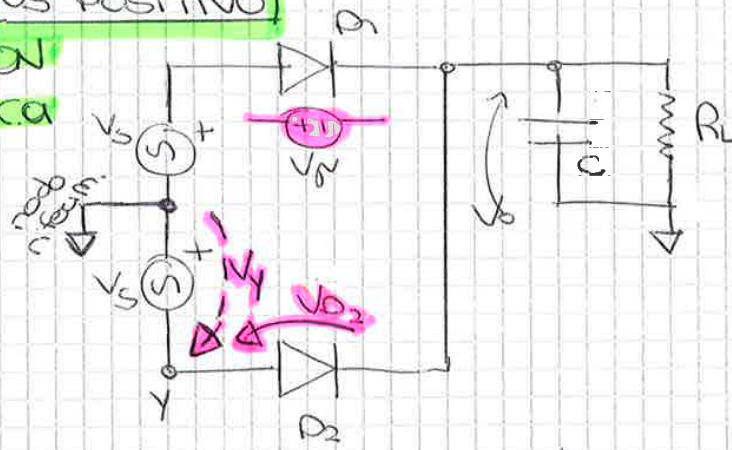
Nei raddrizzatori a semplice semionda, per il filtro per abbasso (seguito il raddrizzamento) ricavare una tens. continua con piccola ondulazione da applicare al reg. di tens. è provato il raddrizz. a **SEMIONDE** facilitate il compito al filtro che segue.



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 (ramo $D_2 \equiv C.A.$)

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 ΔT uno dei due diodi è acceso e fanno quindi la corrente della sorgente al carico ($\Delta T =$ tempo apertura di diodi)
- Presenza di un ripple (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 ΔT (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

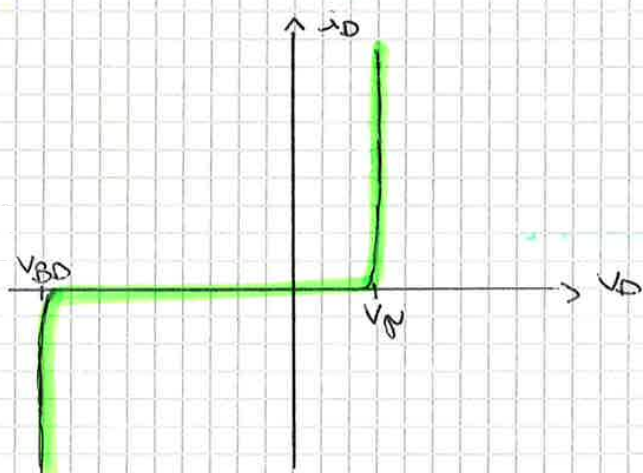
$V_{D_2} = V_Y - V_0 = -V_{PK} - (V_{PK} - V_{M1}) = -2V_{PK} + V_{M1}$

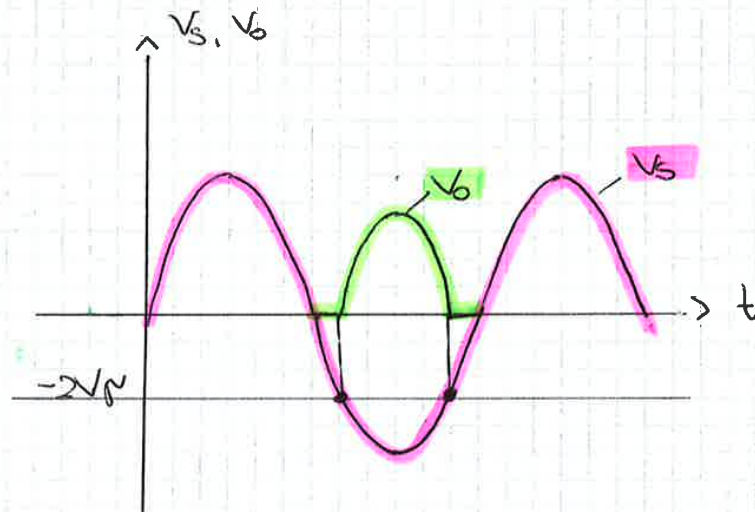
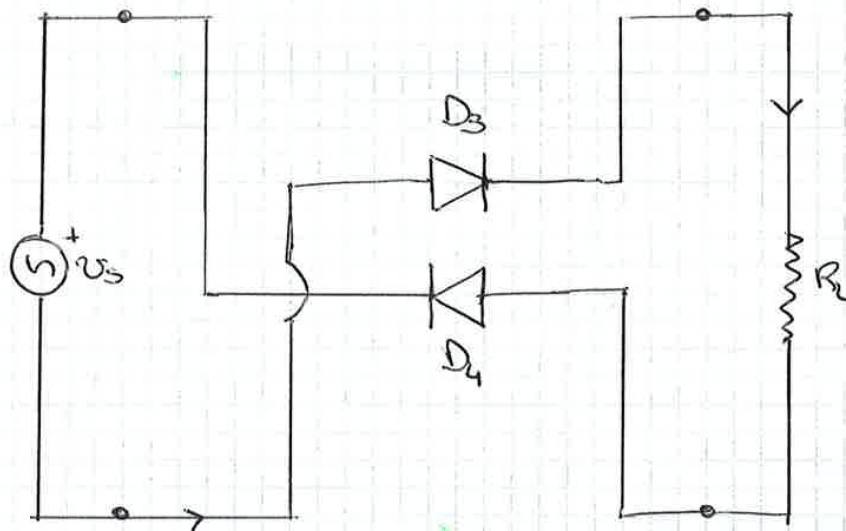
tensione
(nel punto di picco)

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



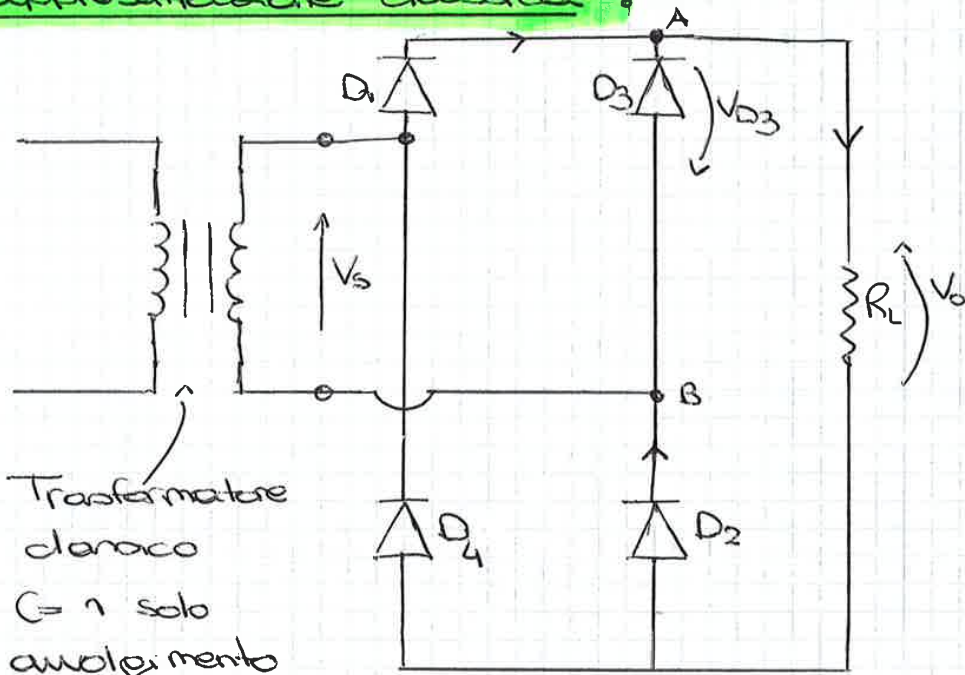


NOTA

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

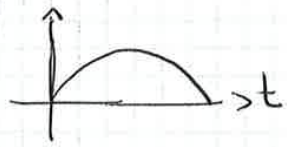
- PENTE DI CIRCUIT → Combinazione di questi 2 circuiti in modo tale che con:
- semionda positiva → D_1, D_2 in conduzione
 - semionda negativa → D_3, D_4 in conduzione

Rappresentazione classica :



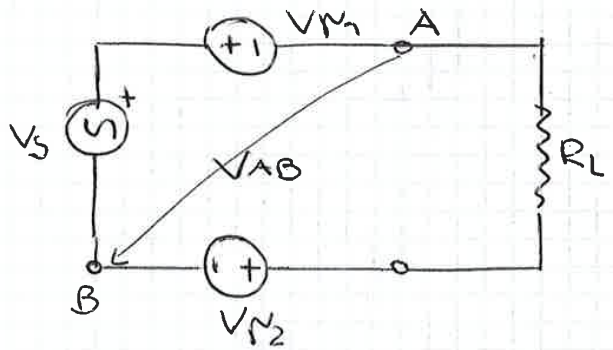
Trasformatore
cloraco
(= 1 solo
avvolgimento
di secondario)

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)

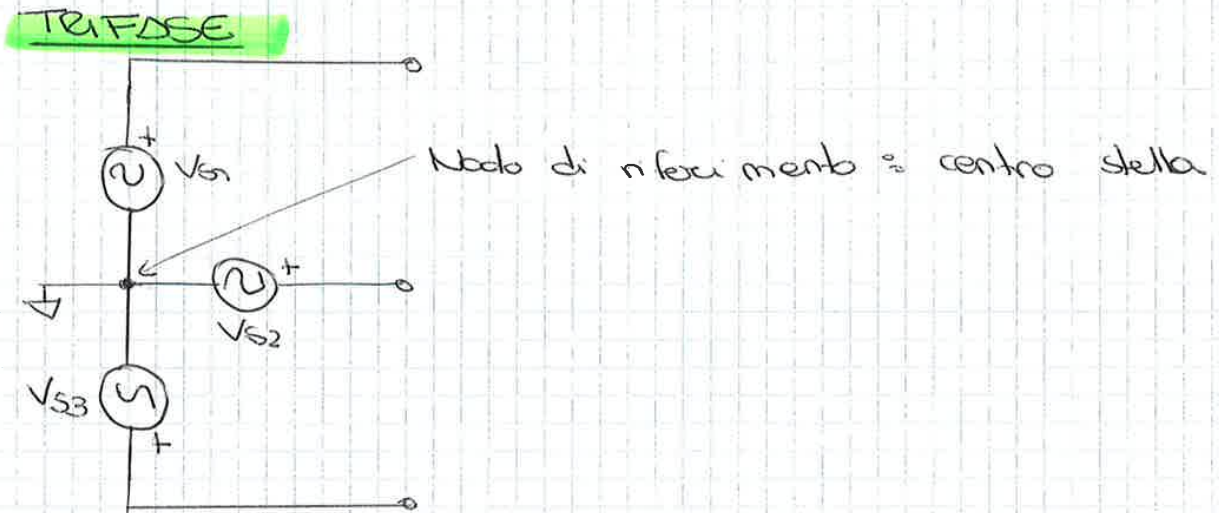
$V_{D3} = V_{AB} = -(V_s - V_{m1}) = V_{m1} - V_s$

NOTA

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

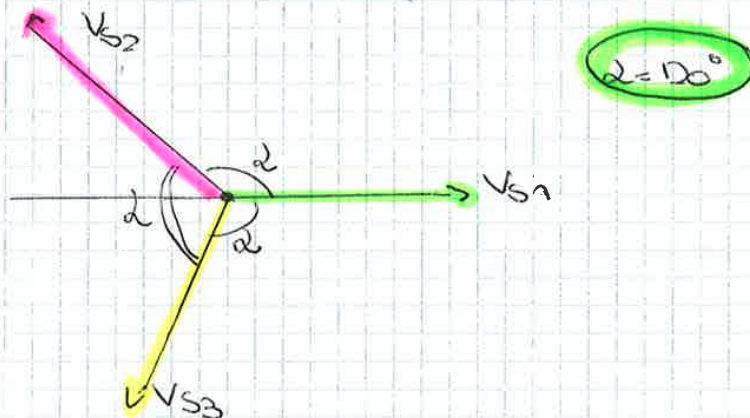
TRASFORMATORE A "N" SEMIONDE

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 lubrificazione. 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)

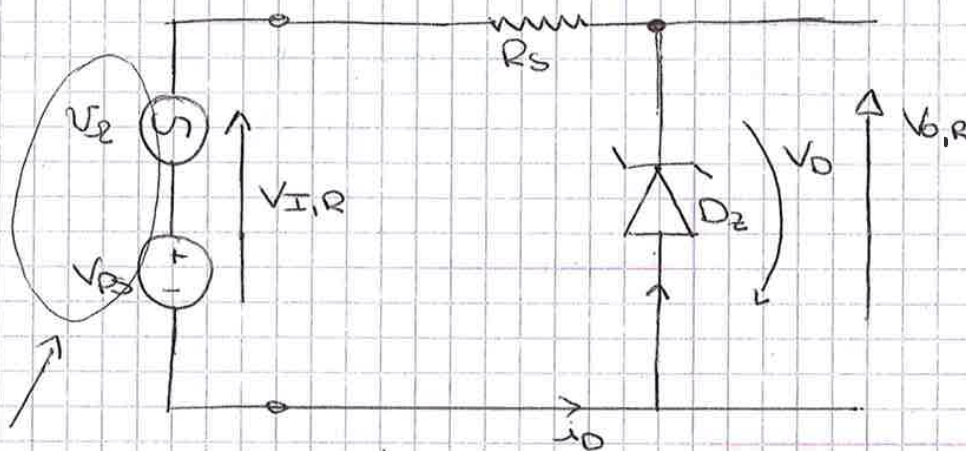
Sensibilita' alla resistenza R_L :

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

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

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

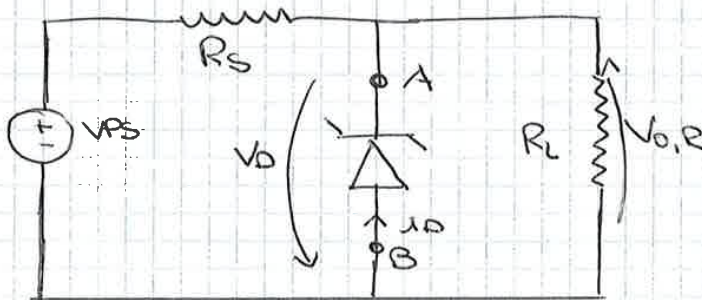
=> si sposta la retta ma con

Presenza carico

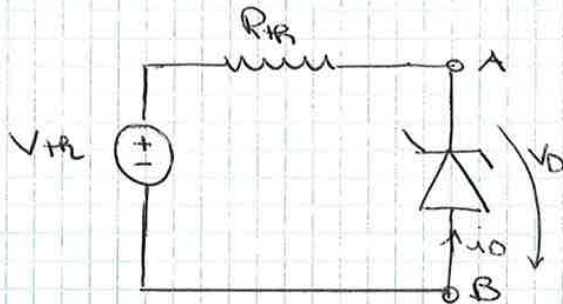
- Come si comporta il circuito in presenza del carico?

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)



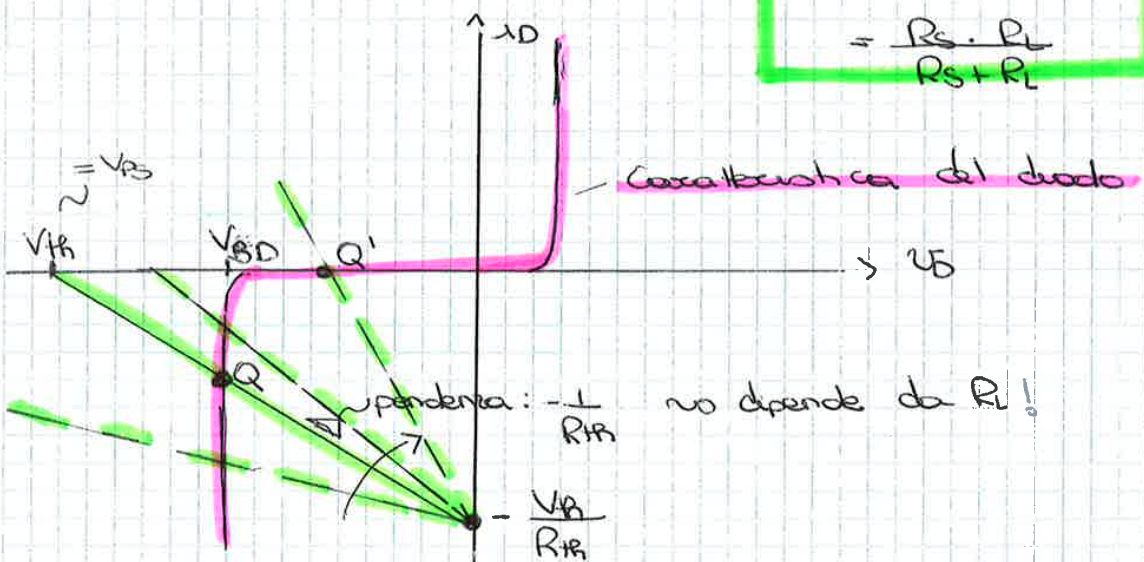
Analisi circuitale : tutto a meno che il diodo
 \Rightarrow Stacco il diodo dal circuito e faccio l'equivalente di Thévenin ai morsetti A e B.



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

tensione a vuoto

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



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 η

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

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 assorbita in ingresso è trasferita al carico, ovvero non c'è potenza dissipata

NOTA η 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

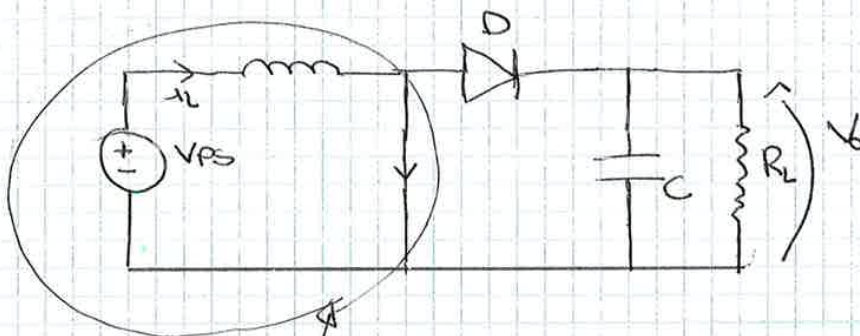
- Induttore accumulato di energia magnetica perché vi è passaggio corrente
- Condensatore è carico ⇒ dà corrente al carico

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!

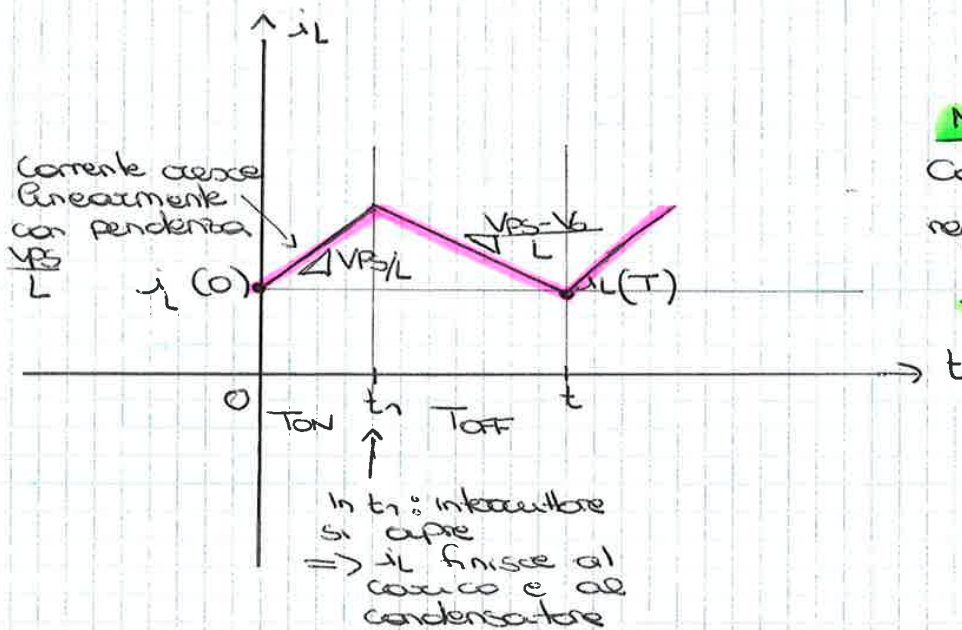
T_{ON}



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



NOTE

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 $i_L(T)$

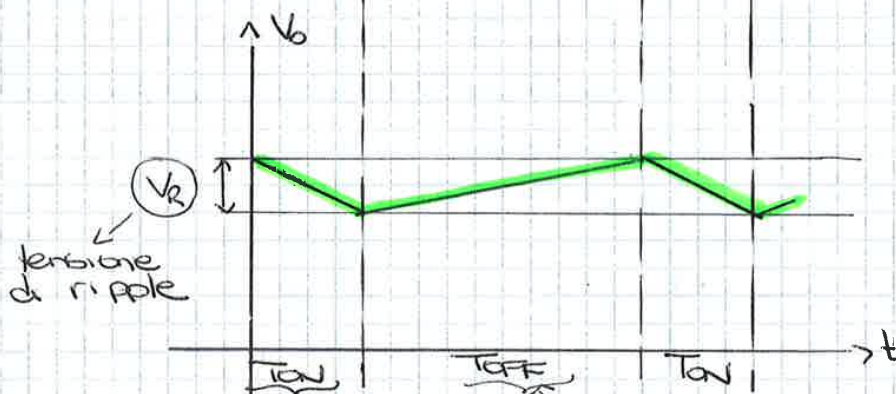
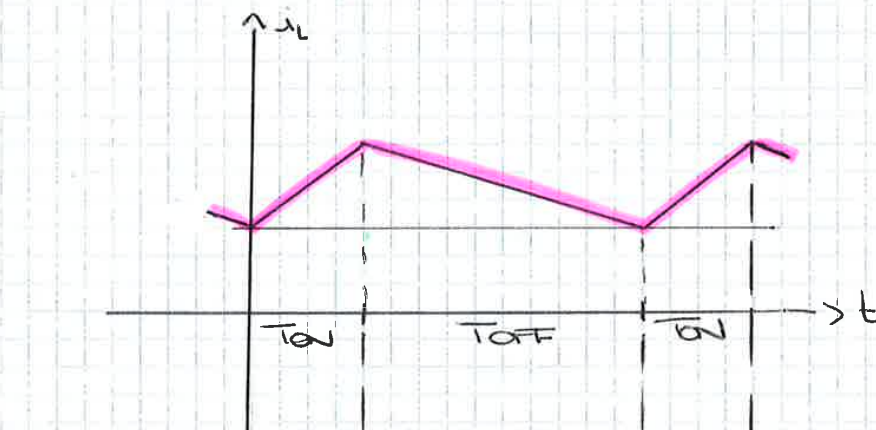
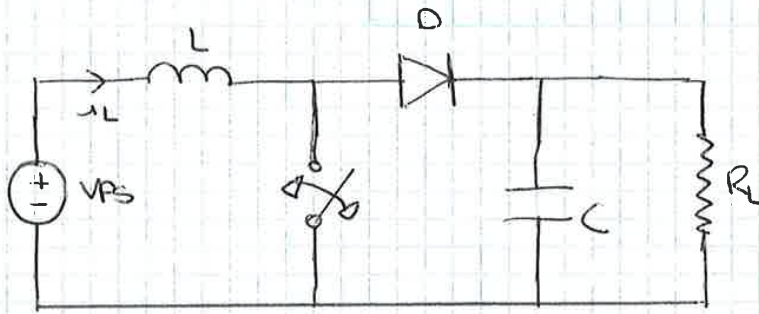
$$\begin{cases} i_L(T) = i_L(0) & (0) \\ i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{V_{PS}-V_b}{L} (t-t_1) & (1) \\ i_L(t_1) = i_L(T_{ON}) = i_L(0) + \frac{V_{PS}}{L} T_{ON} & (2) \end{cases}$$

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 (V_R)

- 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

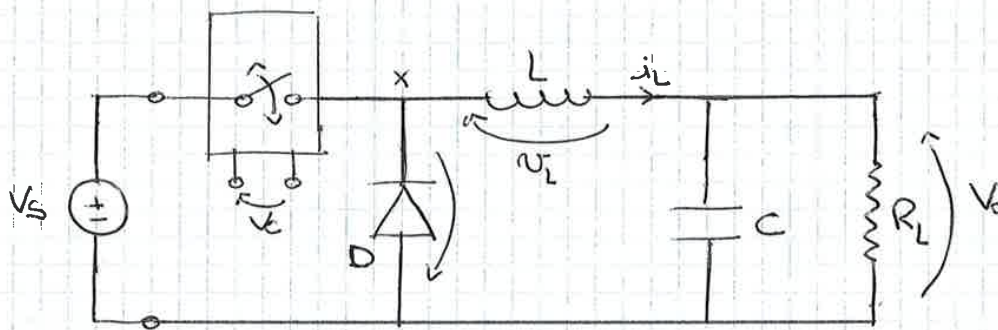
↑ corrente media che fluisce nell' inductore

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

frequenza di commutazione

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

05.12.16

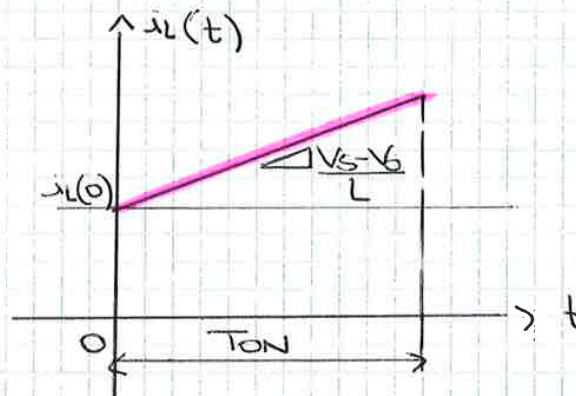


TON

Interruttore chiuso

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_L(t) dt = \frac{1}{L} \int_0^t (V_S - V_0) dt$$

$$= \left(\frac{V_S - V_0}{L} \right) t + i_L(0)$$



TOFF

Interruttore aperto

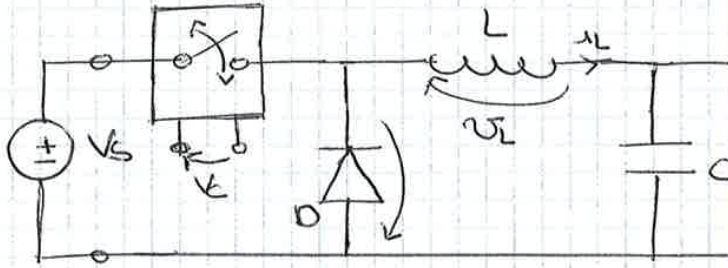
Usando il modello di diodo ideale ($V_D = 0$)

$$i_L(t) = i_L(T_{ON}) - \frac{V_0}{L} (t - T_{ON})$$

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:

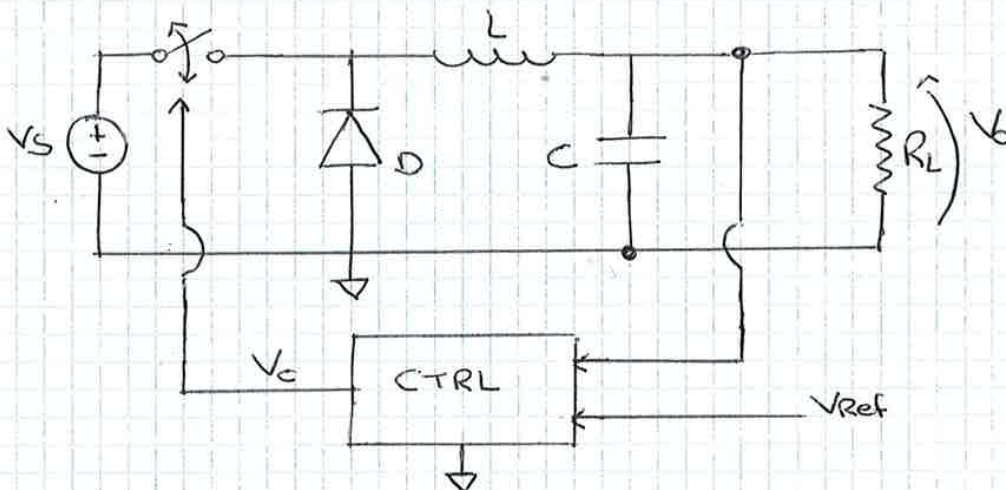
- Circuito trasformatore (riportato in alto *)
- Circuito di controllo che sente la tensione di uscita, la confronta con una tensione di riferimento, produce un'uscita che pilota l'interuttore.

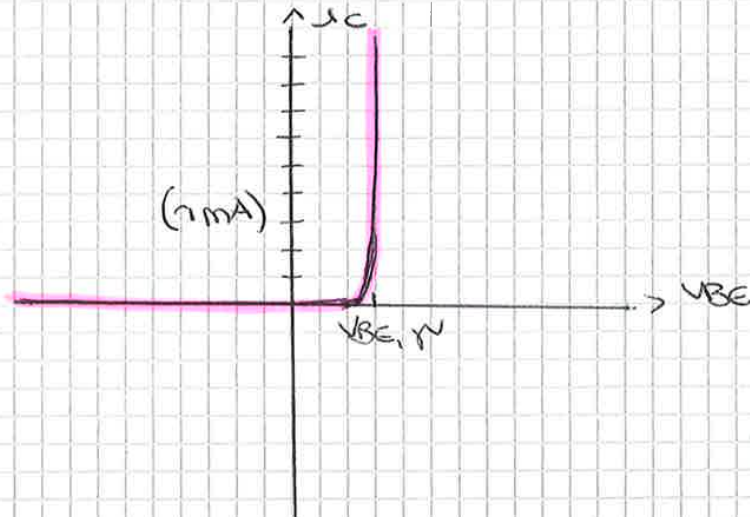
La grandezza modulata dal controllore è il duty cycle, in modo da avere una tensione di uscita pari alla tensione di riferimento $\Rightarrow \varepsilon = (V_o - V_{ref}) = 0$

\uparrow
errore



Sì. Per 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 μA

- 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

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

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

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

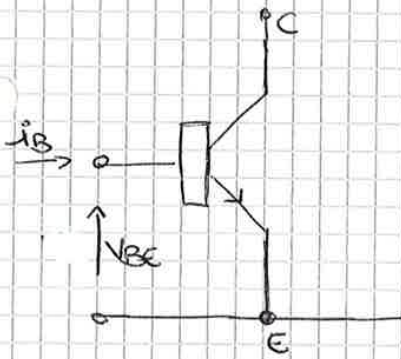
$$i_c = \beta i_B \rightarrow \text{IN REGIONE ATTIVA}$$

NOTA

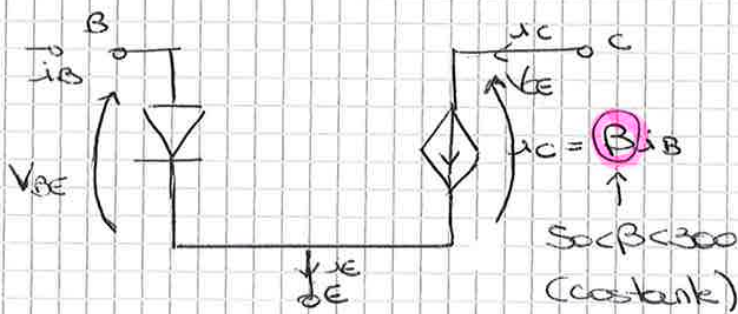
- In queste caratteristiche si individuano 2 regioni:
- tens. ingresso $<$ tens. soglia $V_{BE,th} \Rightarrow$ TRANSISTORE SPENTO
 - tens. ingresso $>$ tens. soglia $V_{BE,th} \Rightarrow$ TRANSISTORE IN CONDIZIONE

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

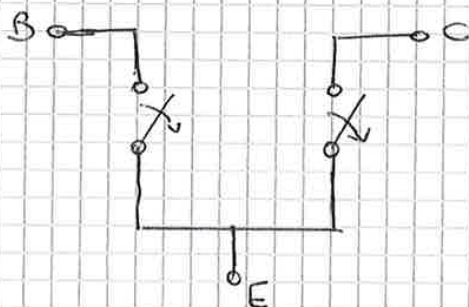
Lo Valido solo se transistore funziona in regione attiva

Guadagno di corrente del transistor

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

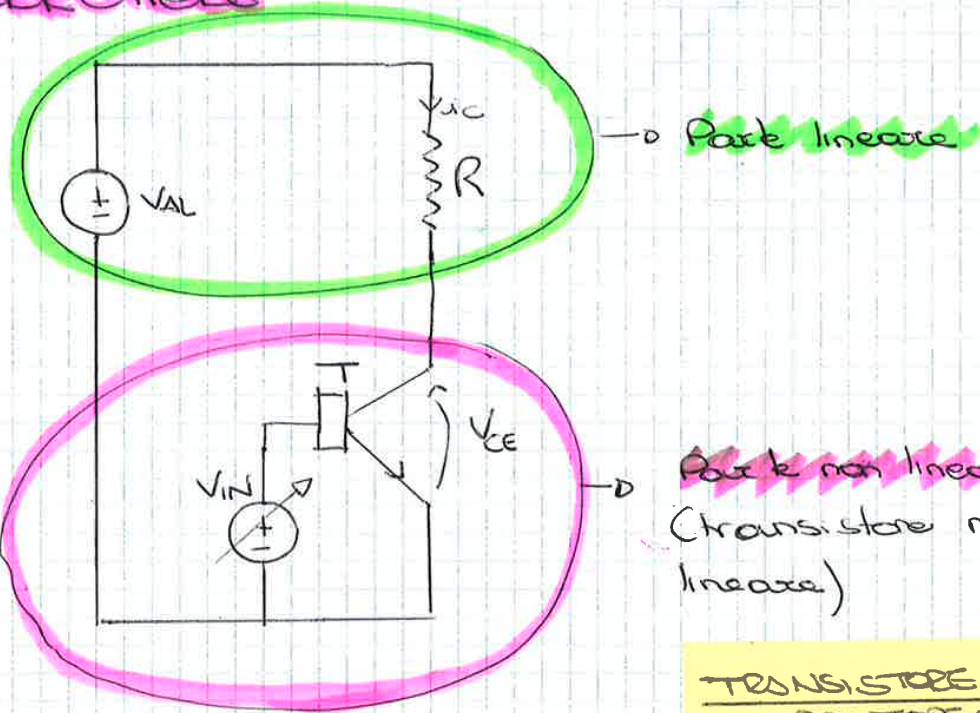
2) REGIONE DI INTERDIZIONE

Quando la tens. di comando è minore della tensione di soglia: $V_{BE} < V_{BE,0}$
Transistore si comporta come circuito aperto



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

TRANSISTORE BIPOLARE USATO COME INTERRUTTORE



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

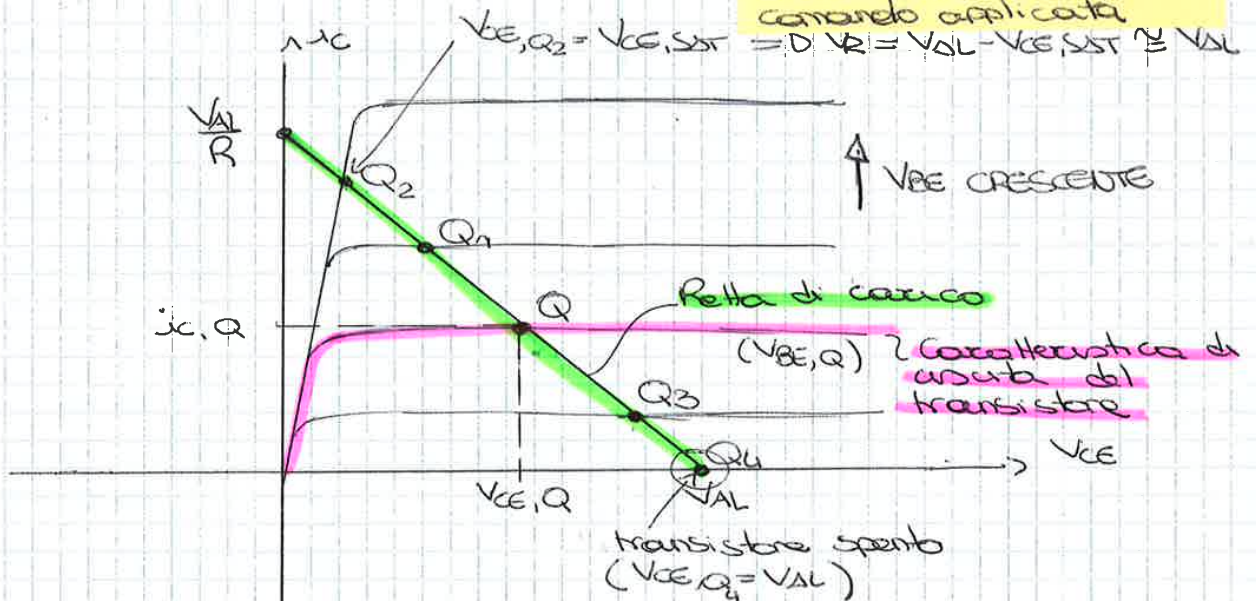
$$i_C = \frac{V_{AL} - V_{CE}}{R}$$

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

→ 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.

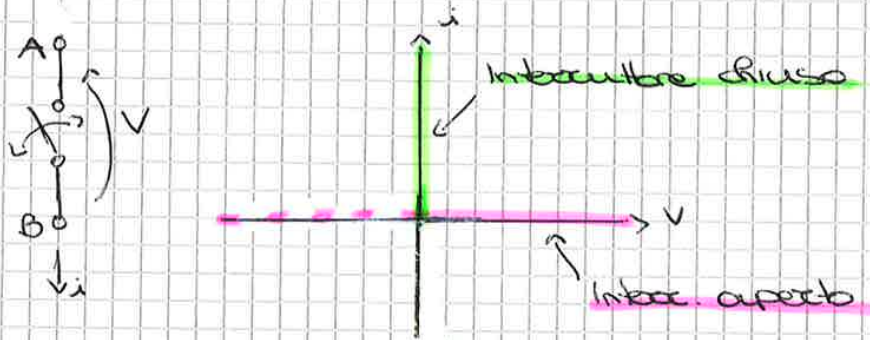
MAR Goodson
TM & © 2010 FOX



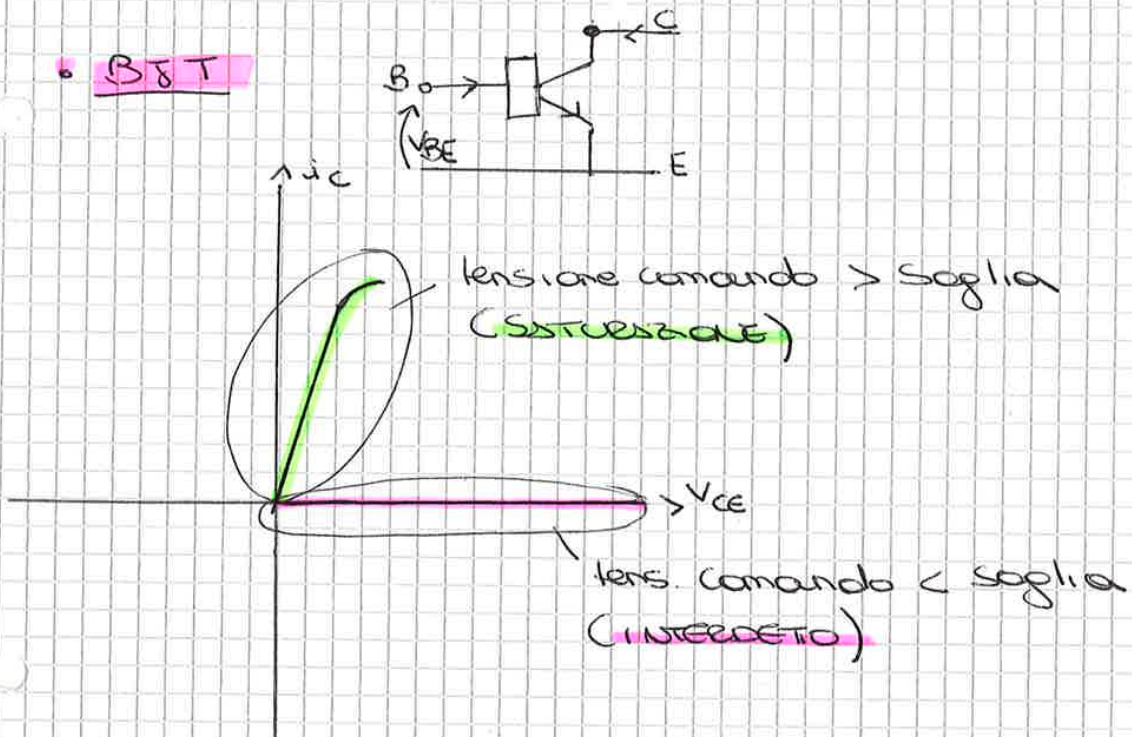
- Q_2 : punto di lavoro del transistore
- In Q_2 → transistore in saturazione
- In Q, Q_1, Q_3 → transistore in regione attiva: si comporta come un amplificatore di corrente
- In Q_4 → trans. spento

BJT USATO COME INTERRUPTORE

• IDEALE

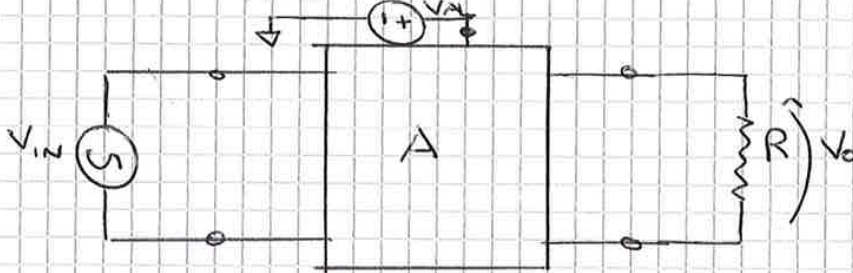


• BJT

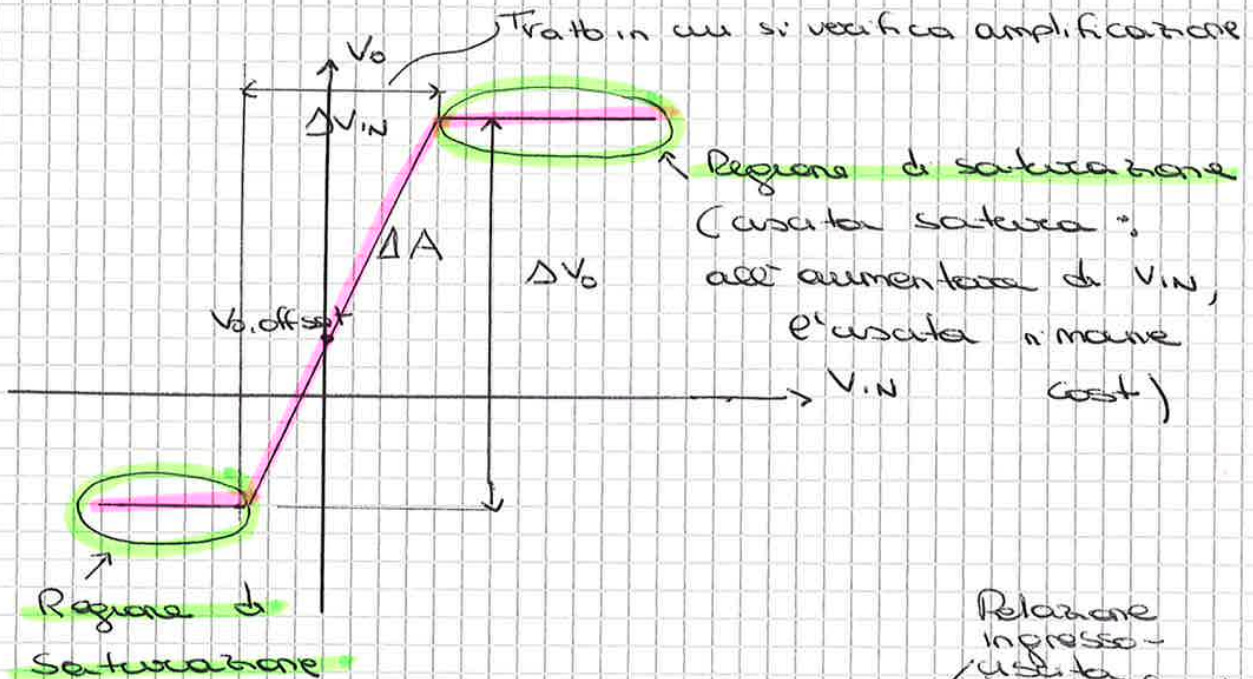


AMPLIFICATORE

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)



Relazione ingresso-uscita dell'amplificatore

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

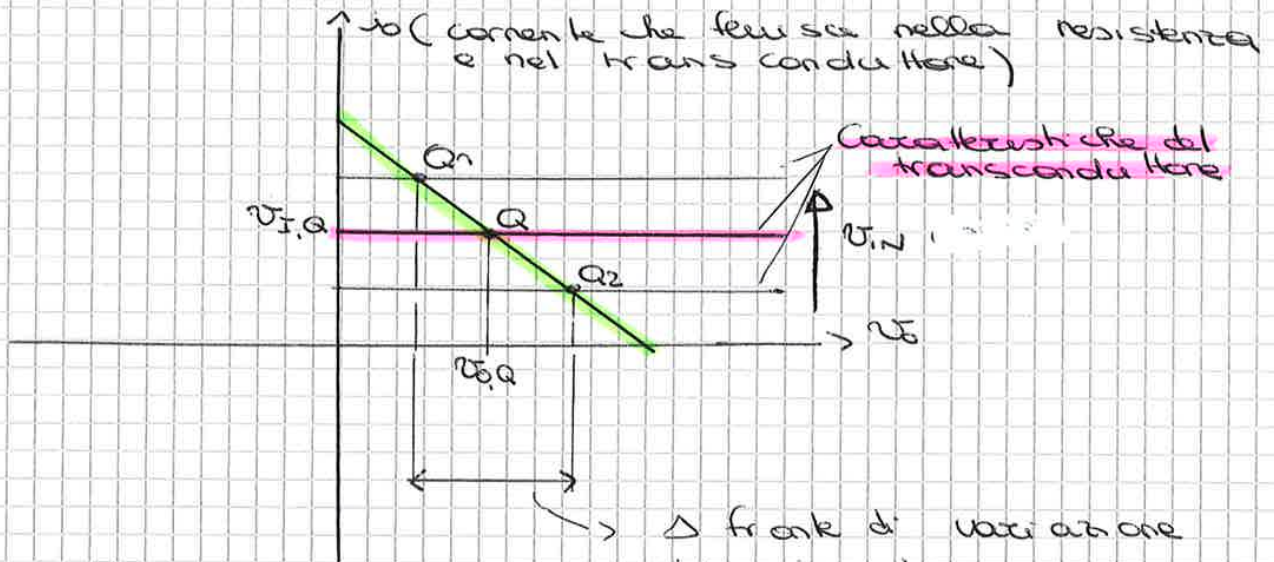
↑ Guadagno dell'amplificatore ↑ tensione di uscita di offset

Intervallo variazione ingresso:

ΔV_{IN} = dinamica di ingresso

Intervallo variazione uscita:

ΔV_{out} = dinamica di uscita



NOTA

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

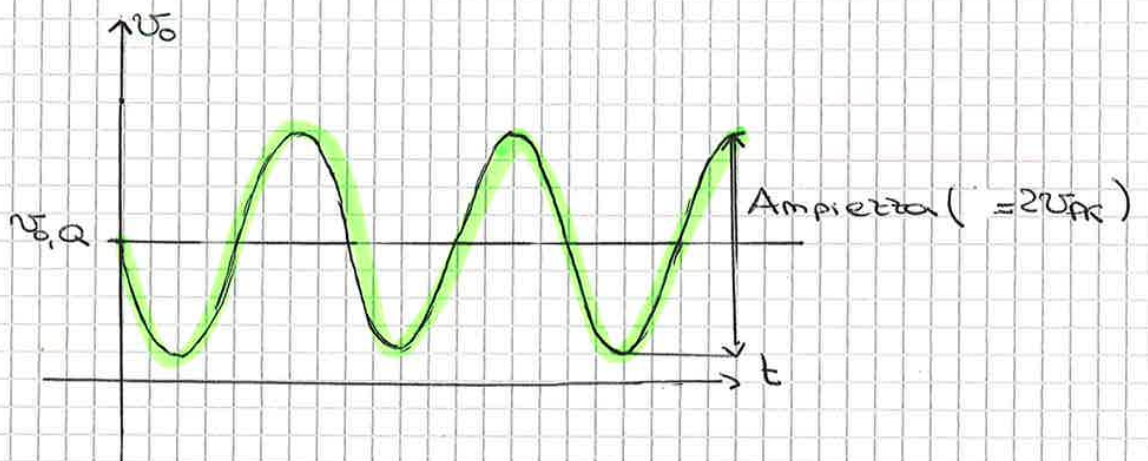
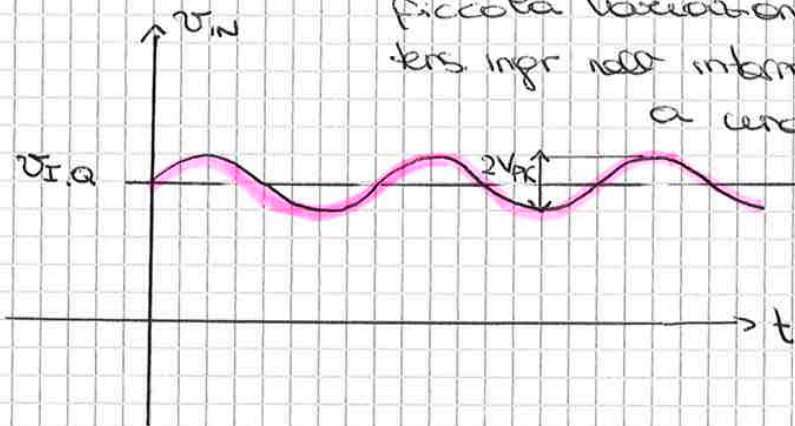
Δ fronte di variazione della tensione di comando

$v_{I,Q}$ nel suo intorno \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 β che è elevato, risulta un valore grande

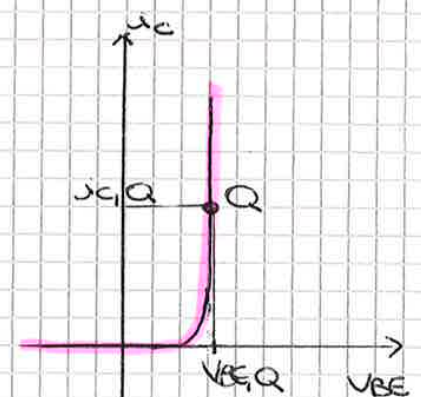
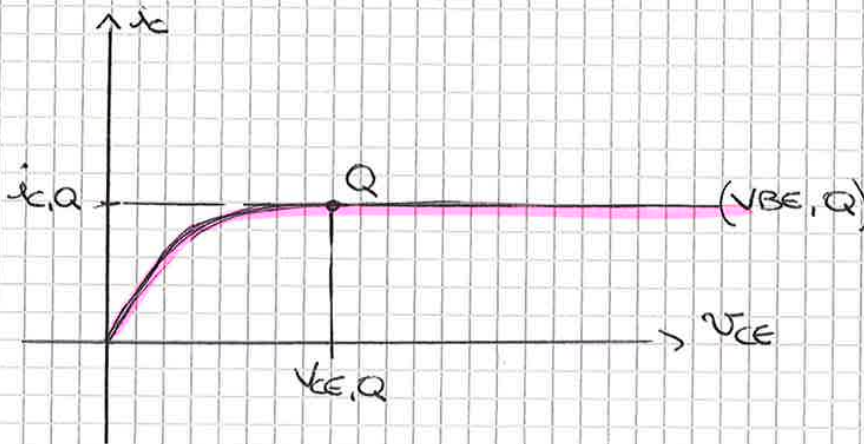
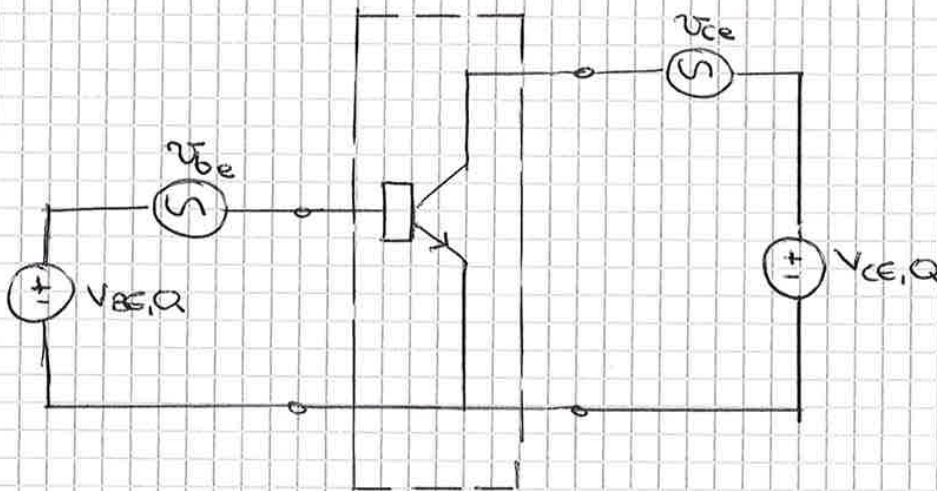
\Rightarrow Ad una piccola variazione tensione ingresso corrisponde una grande variazione tens. uscita!

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

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

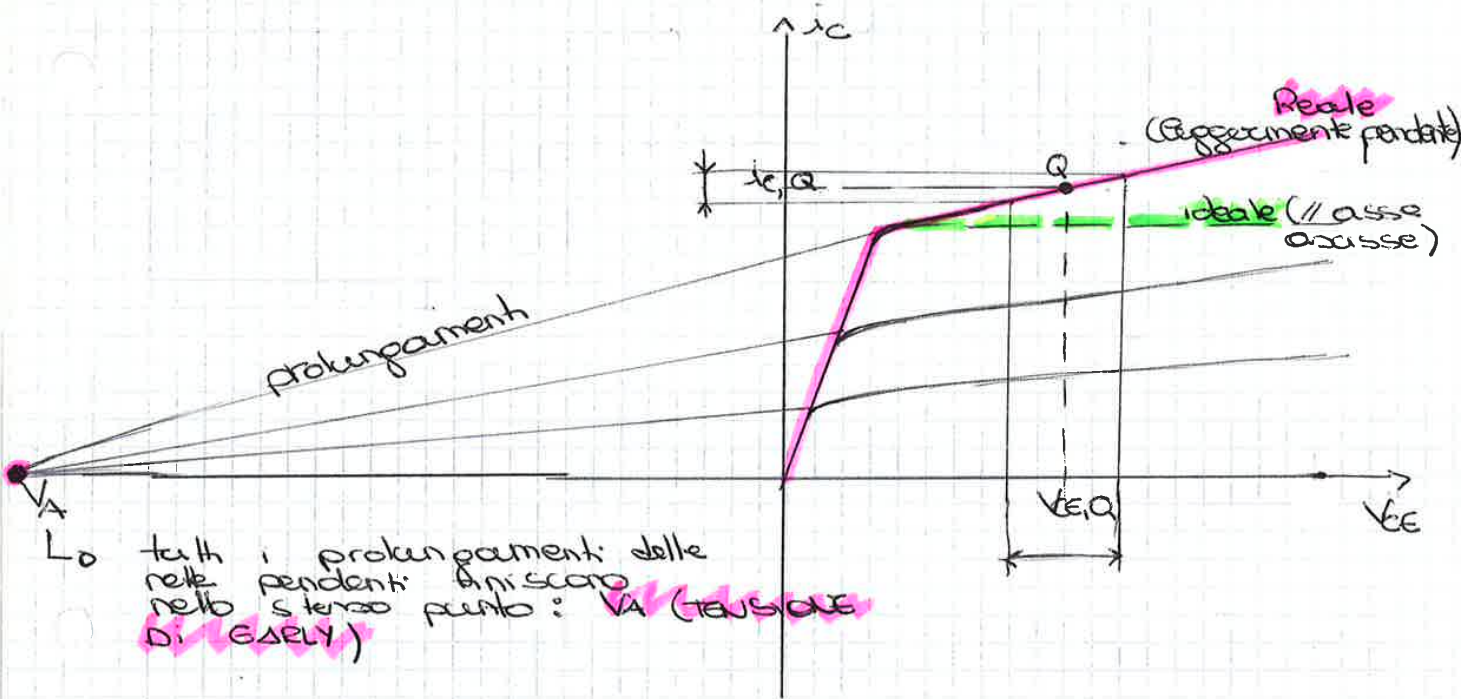
Sapendo che $i_b = I_{B0} \left[\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right]$

$$\Rightarrow Y_{11} = \frac{I_{B0}}{V_T} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \Big|_Q \approx \frac{i_{B,Q}}{V_T} \Rightarrow Y_{11} \text{ è una conduttanza}$$

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

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

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



L_0 tutti i prolungamenti delle rette pendenti Aniscoro nello stesso punto: V_A (TRANSIZIONE DI EARLY)

• $\beta_{22} = \frac{\partial i_c}{\partial V_{CE}} \Big|_{V_{BE} = \text{cost}} = \beta_0$ ed inoltre $\beta_0 = \frac{1}{\beta_0}$

$Q \equiv [V_{CE,Q}, i_{c,Q}]$

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

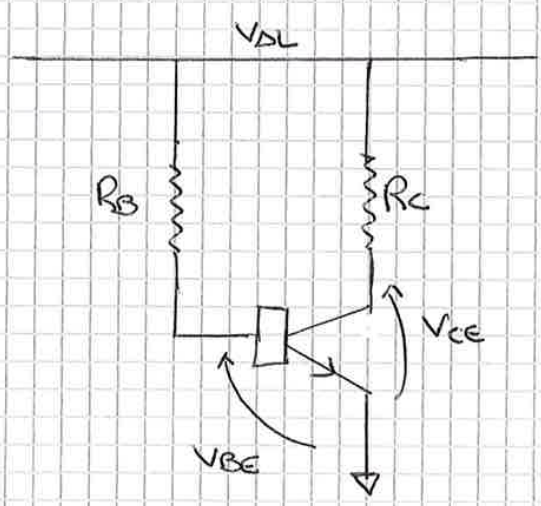
Variatione di i_c :

Tramite componente variabile nel tempo nell'intorno $V_{CE,Q} \Rightarrow$ valore β_0 rispettiva 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.

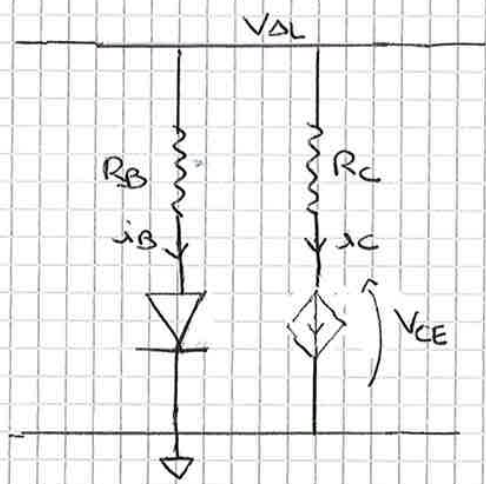
Consideriamo un semplice circuito contenente un transistor:

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):

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

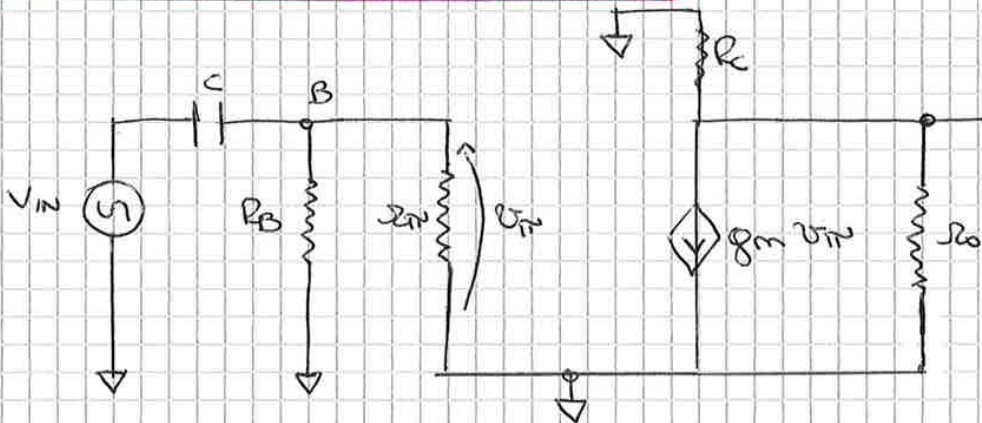
se $i_B > 0$ => diodo acceso
 => trans. acceso

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 usata V_o al variazioni di V_{IN} .

EQUIVALENTE per le sole variazioni:



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

v_{in} : pilota dell'ampertitore di corrente

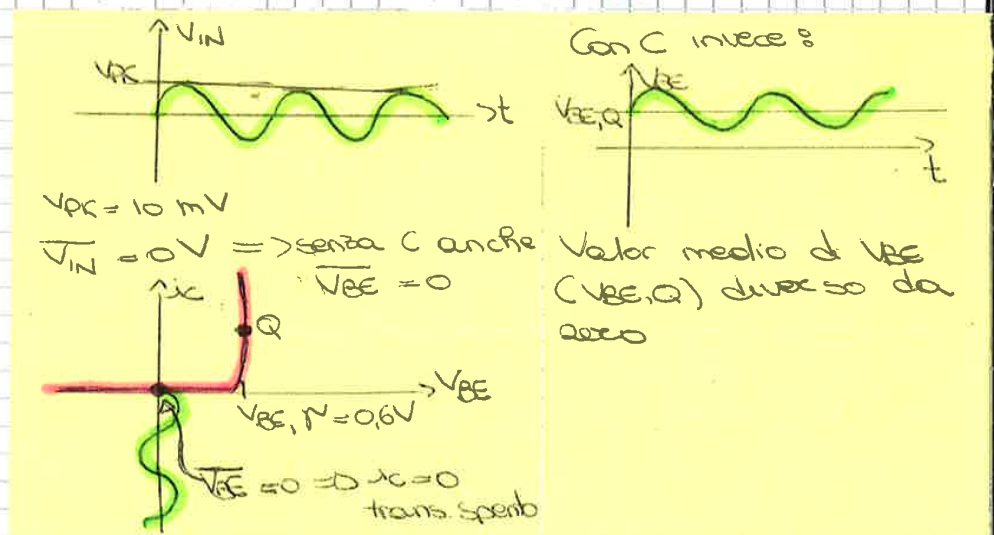
$R_{out} = R_C // R_o$

Le informazioni ottenute da analisi ampio segnale possono essere usate per calcolare la transconduttanza di transistore:

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

ed inoltre:

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



FUNZIONE DI TRASFERIMENTO

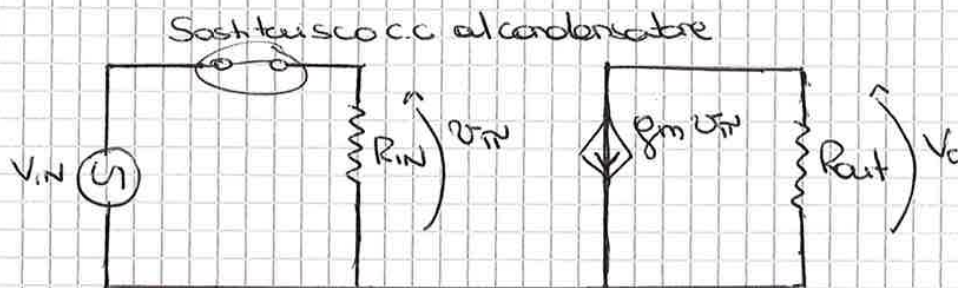
$$H(j\omega) = \ominus g_m R_{out} \frac{j\omega C R_{in}}{(1 + j\omega C R_{in})}$$

↑
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)

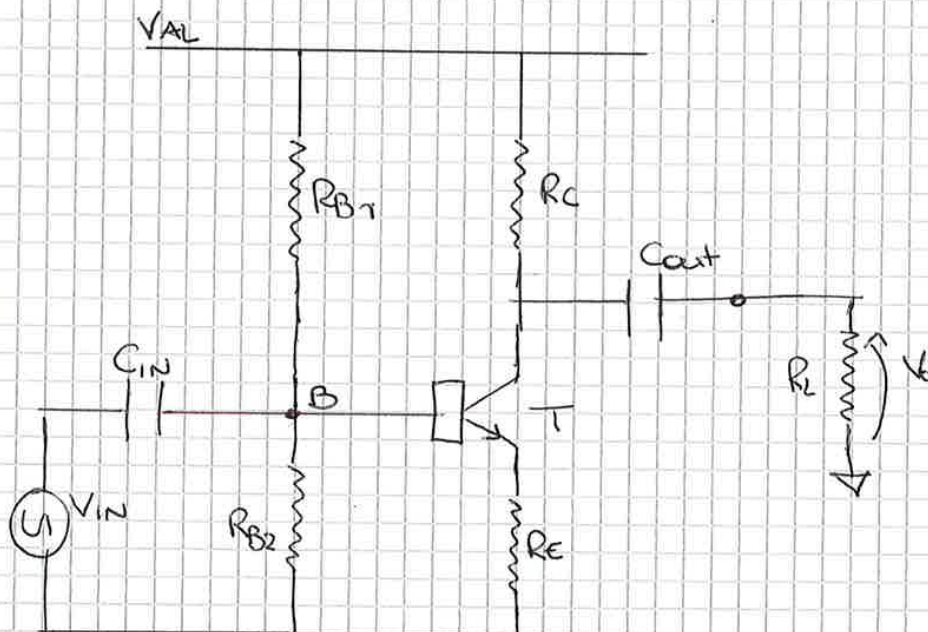
Conclusione:

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

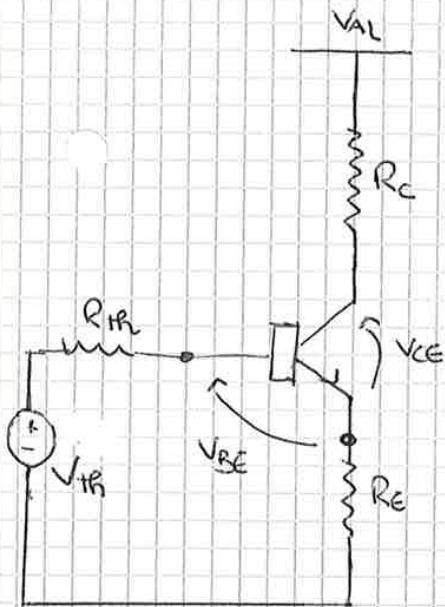
Il circuito disegnato in precedenza * non rispetta queste caratteristiche

AMPLIFICATORE BASATO SU UN BJT

(che si avvicina a quelli commerciali)



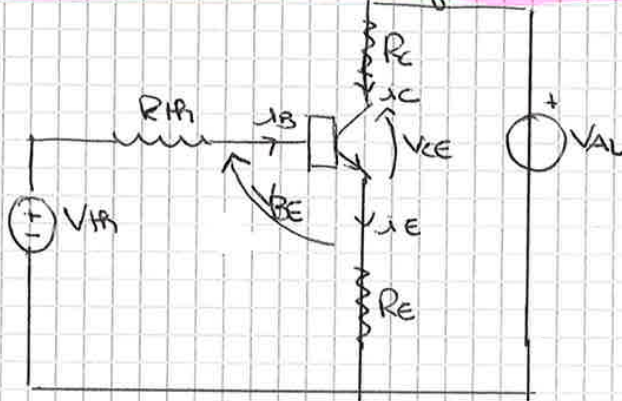
In ingresso e in uscita u è un condensatore di disaccoppiamento (per ragioni per cui u è un C in ingresso e in uscita è la stessa ed è stata spiegata precedentemente)



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

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

Metendo in evidenza maglia di ingresso e di uscita:



• Trovo i_B

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

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

↑
ipotesi
trans. in regione
attiva

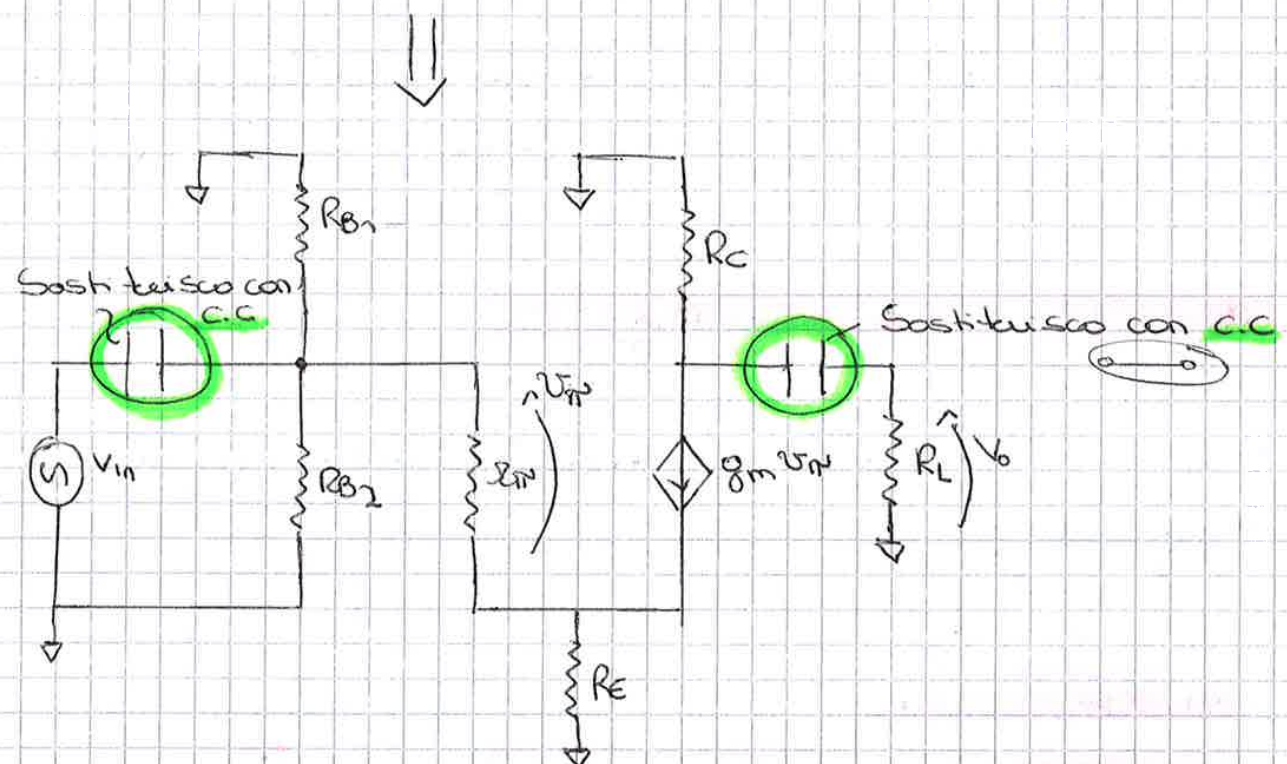
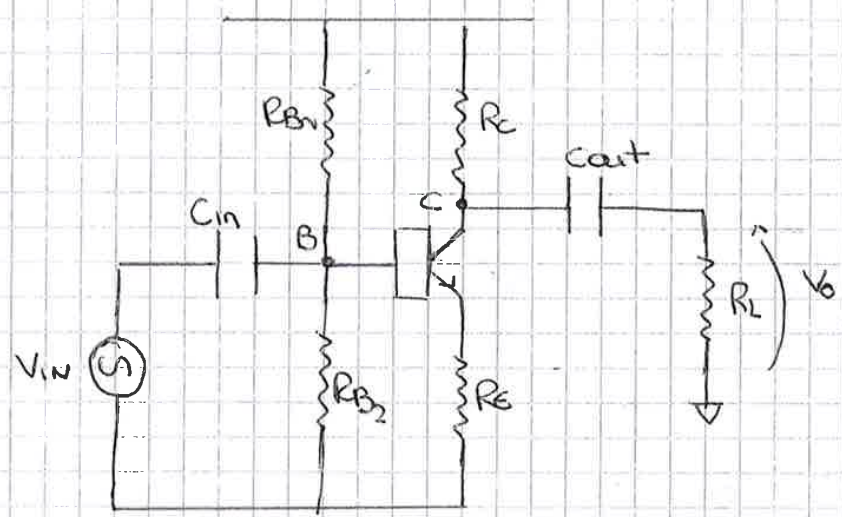
$$V_{TR} - V_{BE} = (R_{TR} + (1 + \beta) R_E) i_B$$

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

$$i_C = \beta \cdot i_B$$

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

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

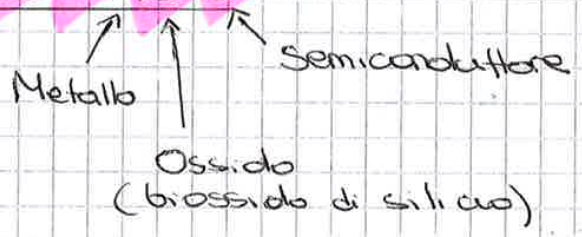
Amplificazione del circuito

R_e ~ Resistenza emettitore
 Transconduttanza: dipende da corrente collettore ($g_m = I_{CQ}/V_T$)
 \Rightarrow guadagno di tensione dipende da corrente polarizzazione

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

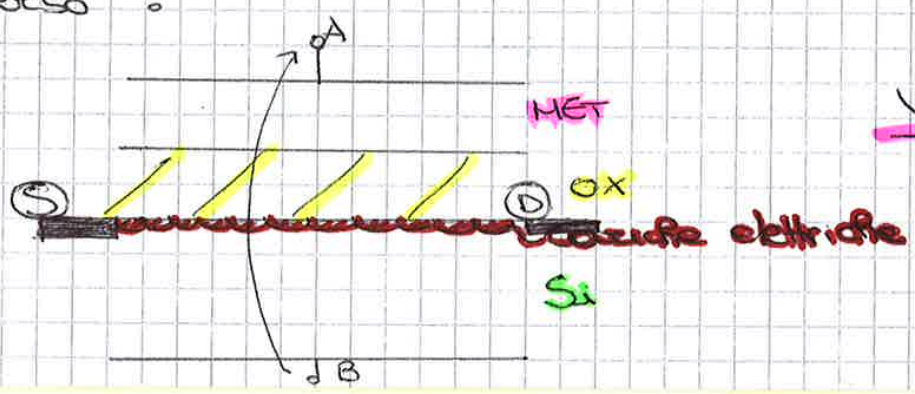
Se realizzate con lo stesso processo di fabbricazione \Rightarrow rapporto non influenzato da errori!

TRANSISTORI DI TIPO MOS

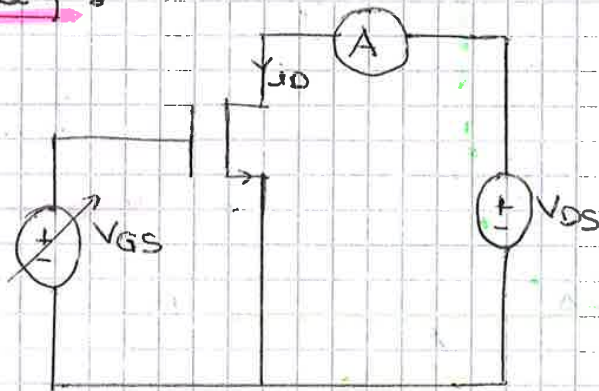


Sono dispositivi molto diffusi.

Costituiti da 3 strati sovrapposti di materiale diverso:

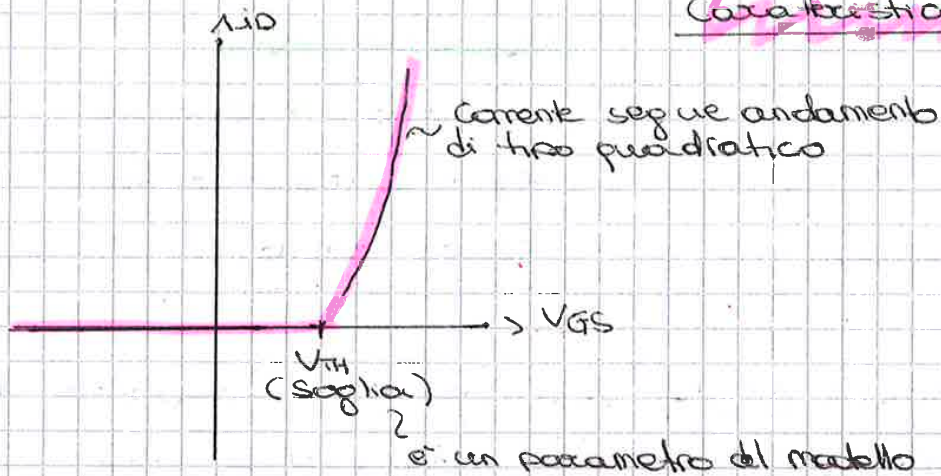


Per tracciare caratteristica ingresso-uscita (caratteristica statica):



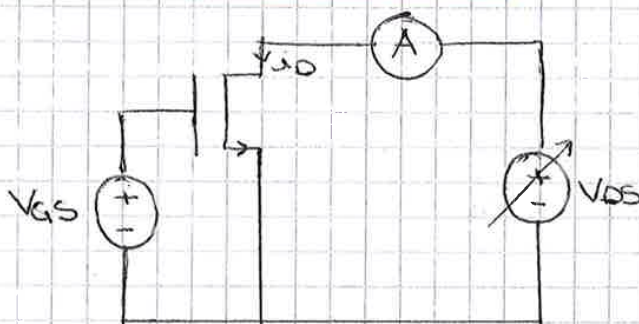
Vario V_{GS} e misuro come varia la corrente tenendo V_{DS} cost.

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.

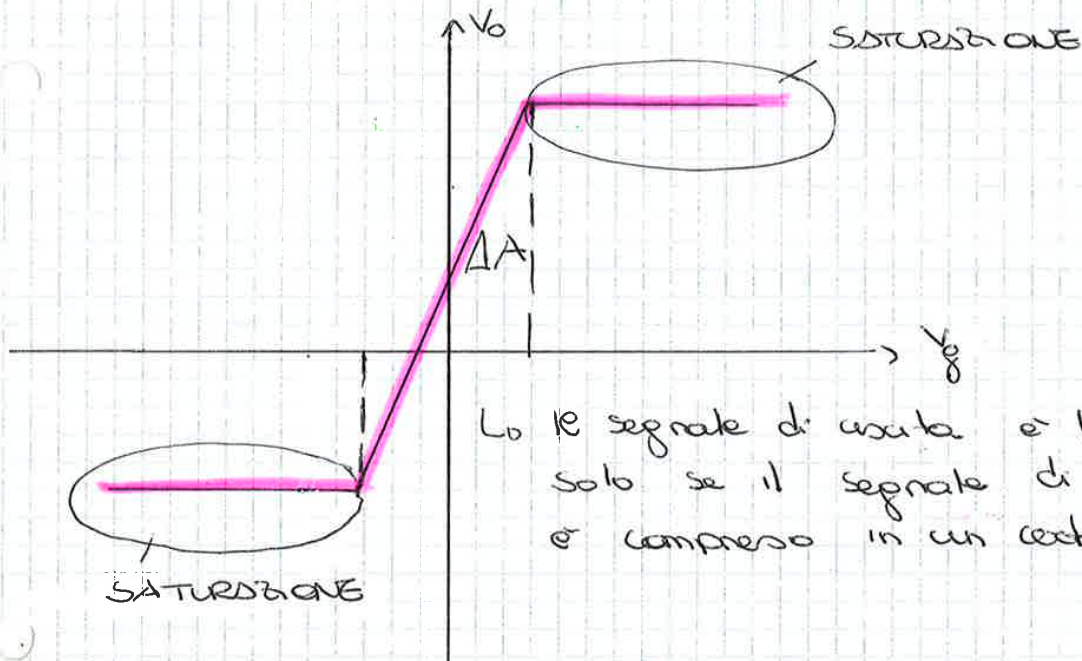
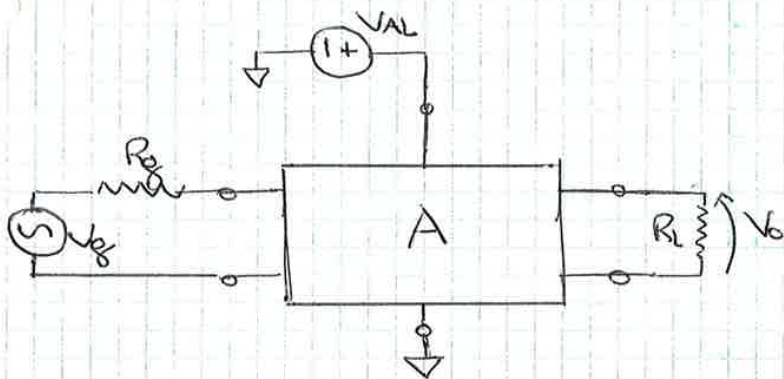
Caratteristica di uscita:



$V_{GS} > V_{TH}$

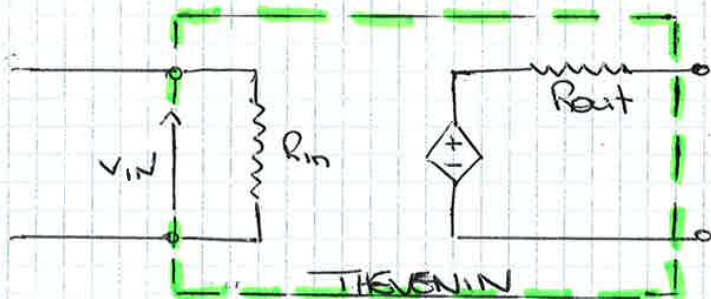
Vario tens. uscita V_{DS} e osservo I_D (corrente drain)

AMPLIFICATORI

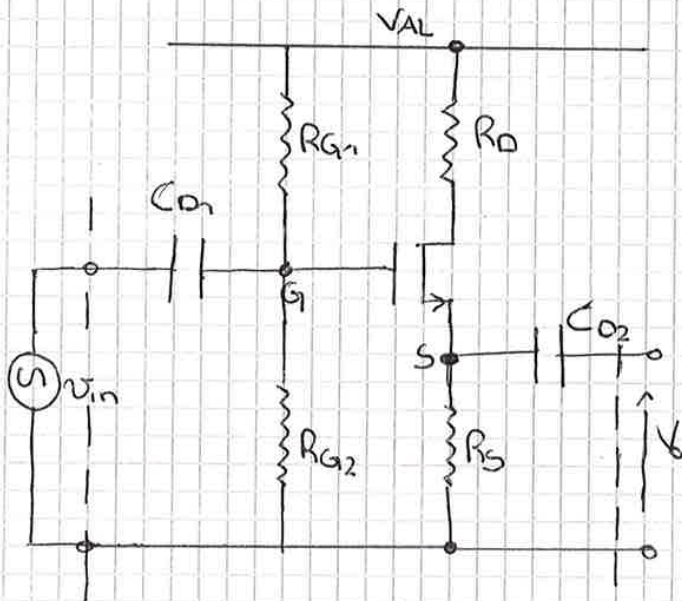


OSSERVAZIONI

- EQUIVALENTE DI THEVENIN



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



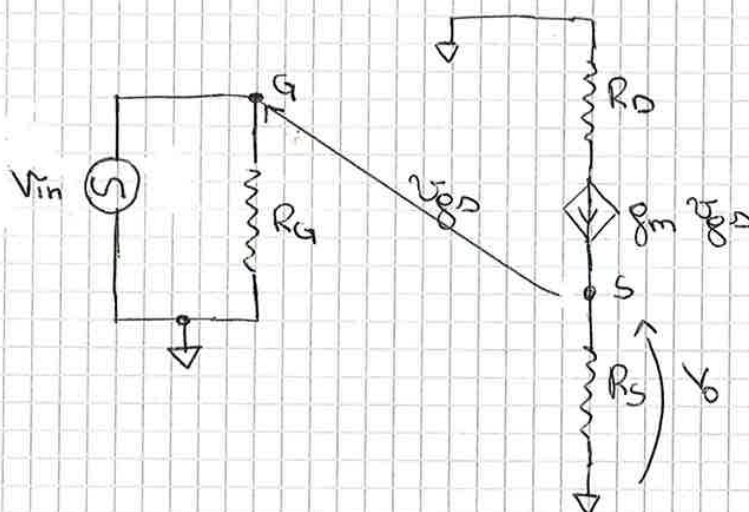
Volendo fare equivalente di Thevenin:

- 1° Identifico punto di lavoro del transistore MOS
- 2° Analisi: piccolo segnale per ricavare Av

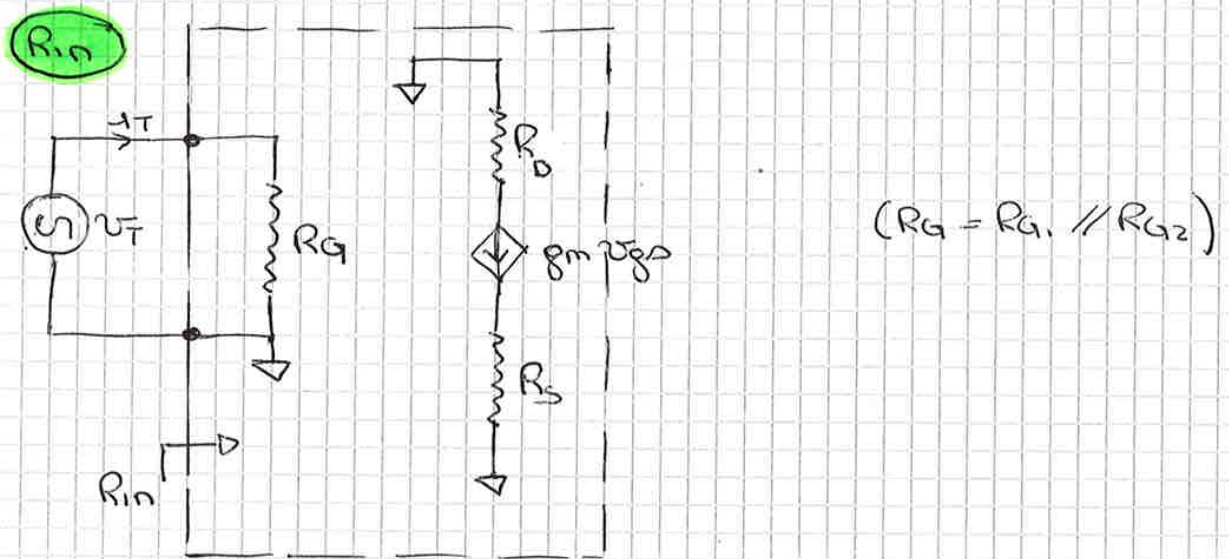
Assumendo di aver già trovato il punto di lavoro, passo al modello di piccolo segnale.

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}]

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

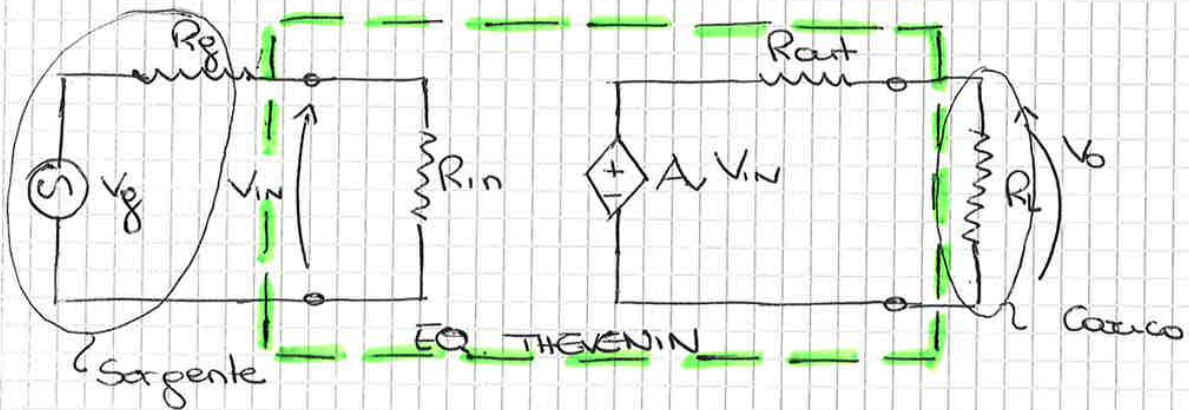
$$R_{in} = \frac{U_T}{i_T} = U_T \frac{R_G}{U_T} = R_G$$

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:



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

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

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

GUADAGNO A VUOTO DELL'AMPLIFICATORE

GUADAGNO IN CONDIZIONI DI CARICO

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

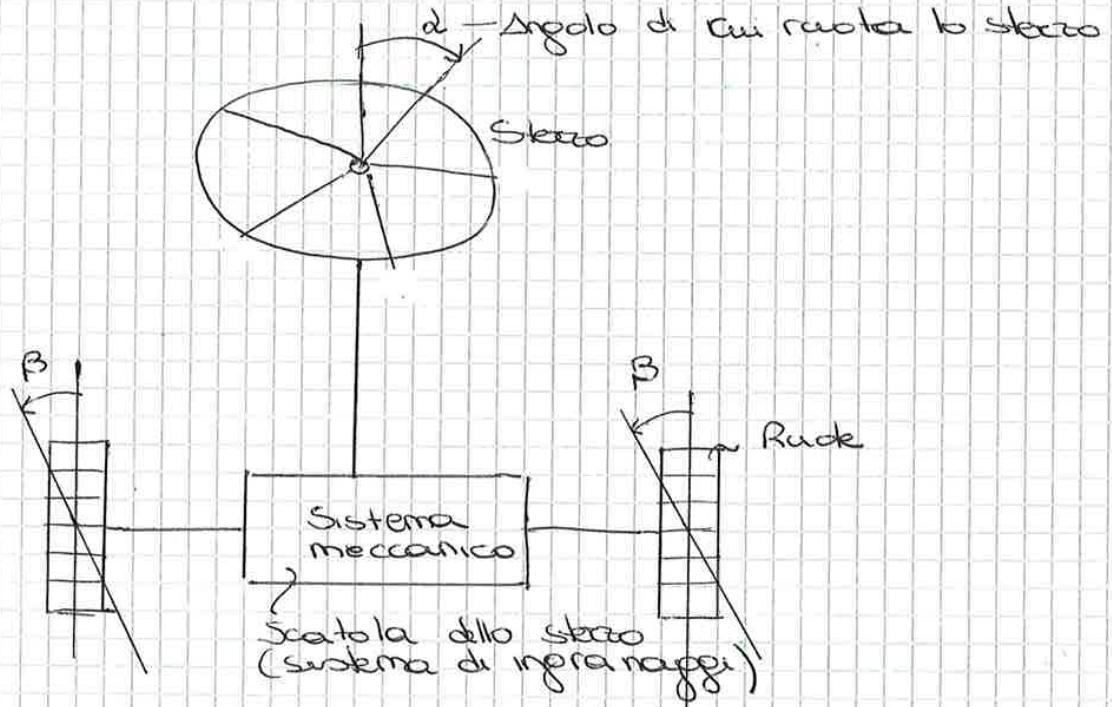
• $\frac{V_o}{V_g}$ varia se variano di R_L , R_g , R_{in} , R_{out} e A_v .

grandezze esterne all'amplif. \rightarrow R_L resistenza di carico, R_g resistenza di sorgente

SISTEMI RETROAZIONATI

Riferimento a un sistema meccanico:

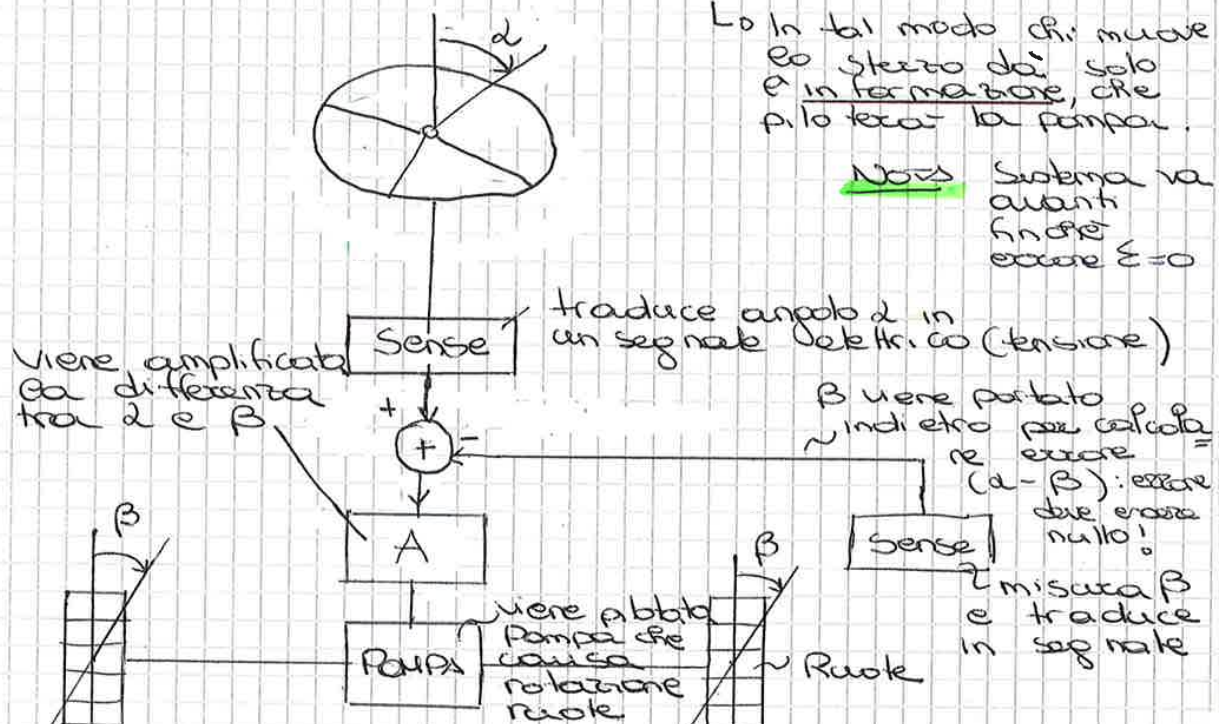
1) STEZZO BUS (30 ANNI FA)



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

$\beta = \alpha$ (o comunque α)

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 ϵ ?

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

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

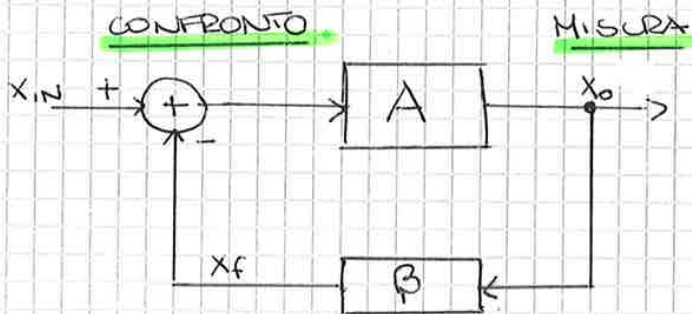
$$\epsilon = X_{in} - \beta \cdot \frac{T}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + T} \cdot X_{in}$$

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

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

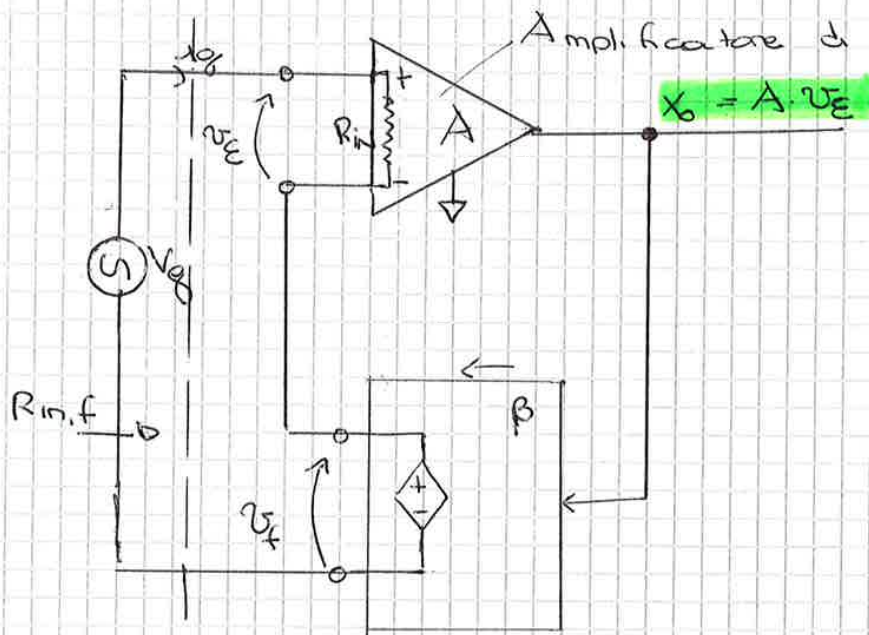
Se $|T| \gg 1$:

$$\epsilon \rightarrow 0$$



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)



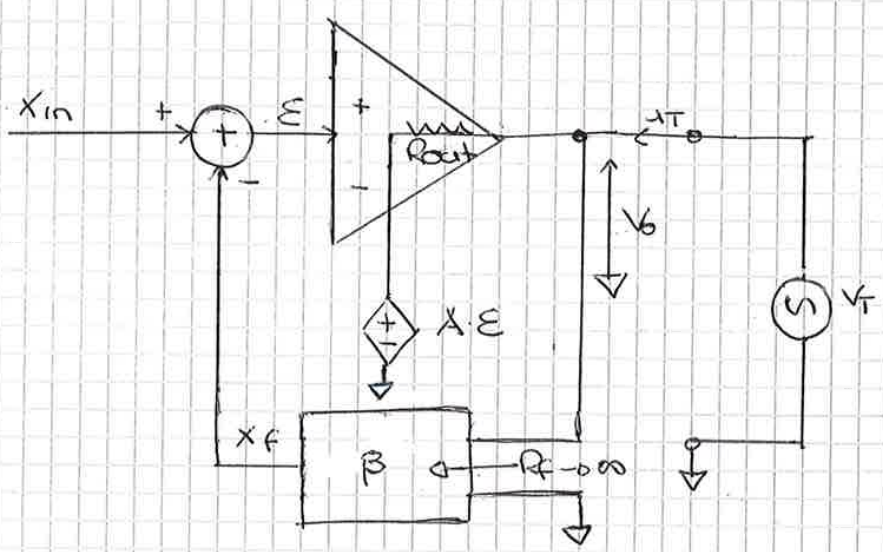
Amplificatore di tensione non solo si comporta da amplificatore ma è in grado anche di fare applicate differenza di tensione tra polo + e polo - (nessuna tens. è tra terminale e riferimento)

$$V_f = \beta x_o$$

$$\begin{cases} V_E = V_f + V_E \\ V_f = \beta A V_E \end{cases}$$

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

3 MISCELA DI TENSIONE ALL'USCITA



(con X indifferente se tensione o corrente)

Blocco β

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

- 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}

$$E = - \beta V_T$$

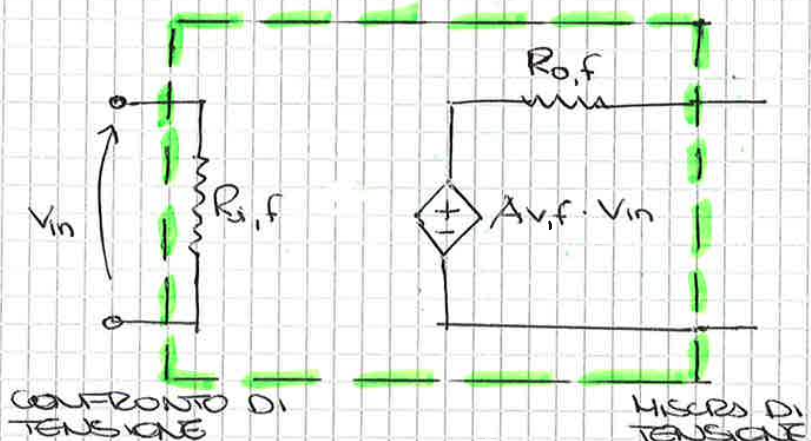
$$\Rightarrow I_T = \frac{\beta A V_T + V_T}{R_{out}}$$

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

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:

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

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

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

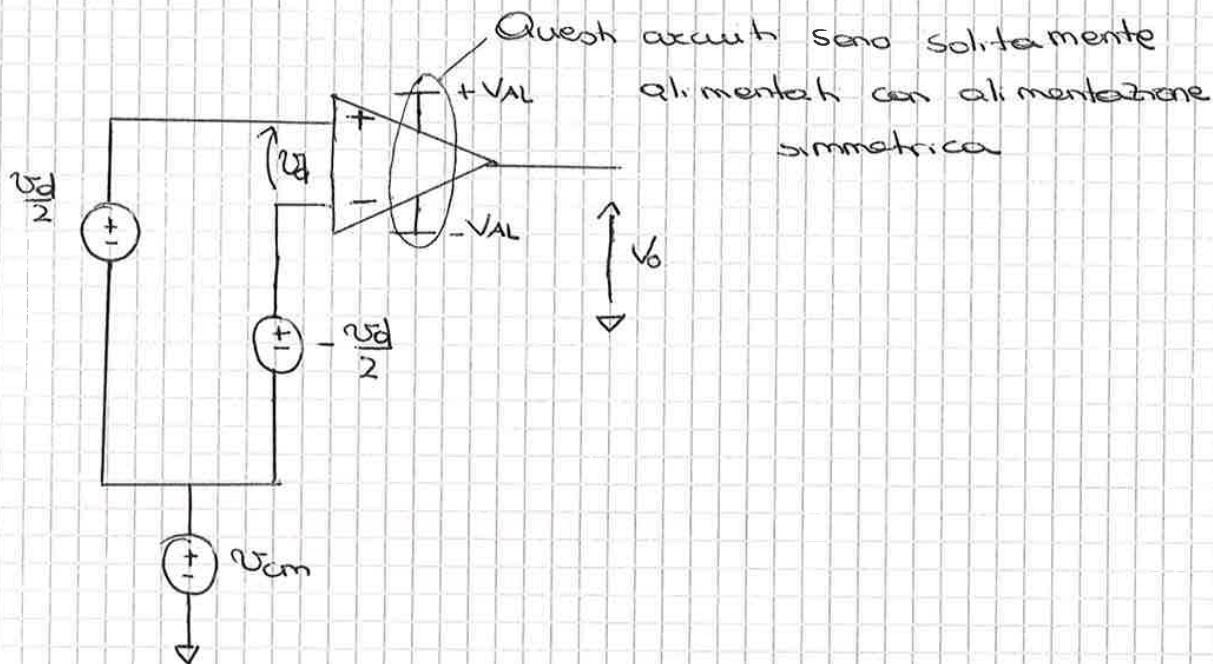
Per $|\pi| \rightarrow \infty$ si ha:

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

oss

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

Quindi :



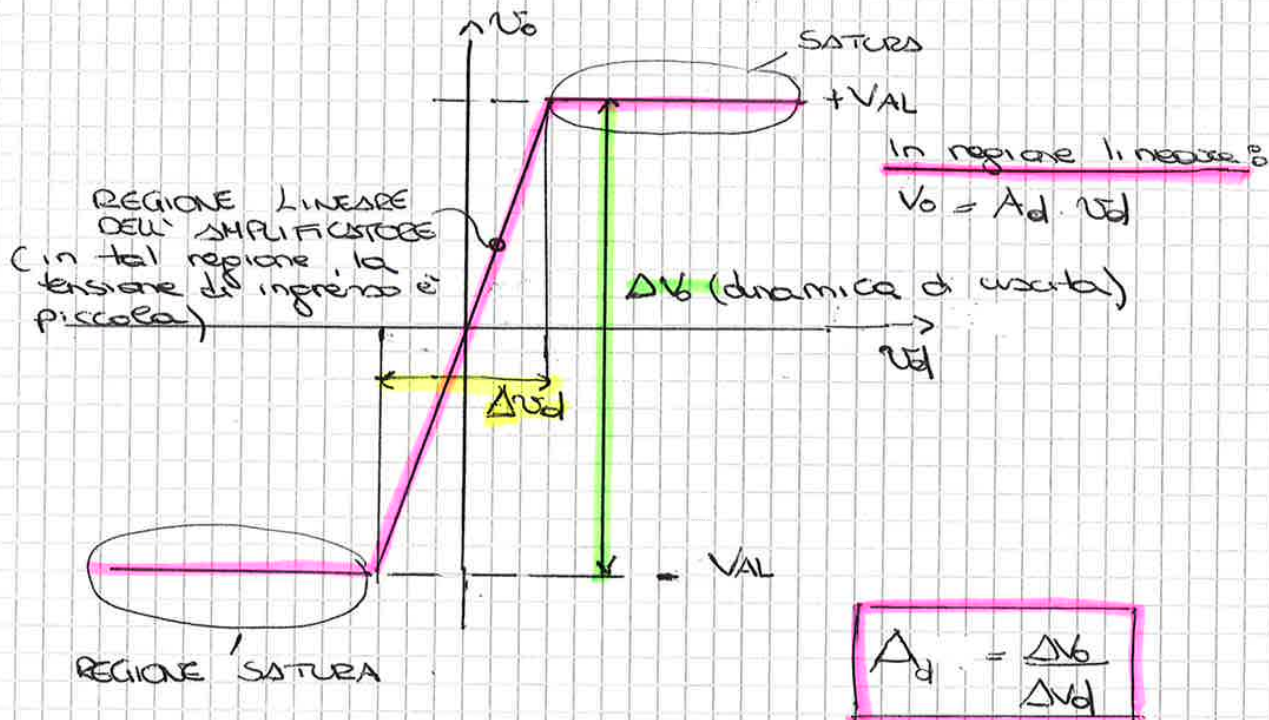
$$v_o = A_d v_d + A_{cm} v_{cm}$$

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

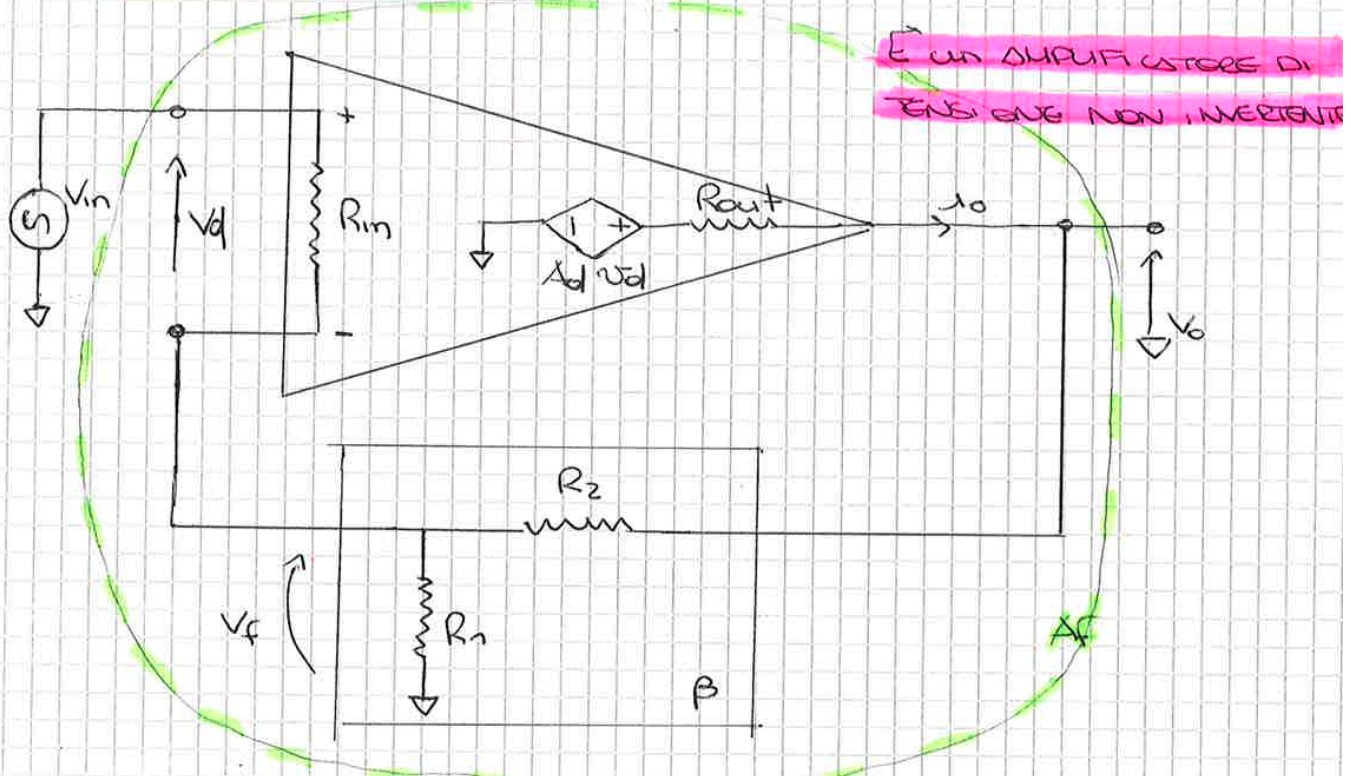
NOTA Amplificazione A_d elevata!
 (vale in regione lineare, A_d alto in regione lineare mentre è nullo in regione saturata)

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: $v_d = v_{in} - v_f$

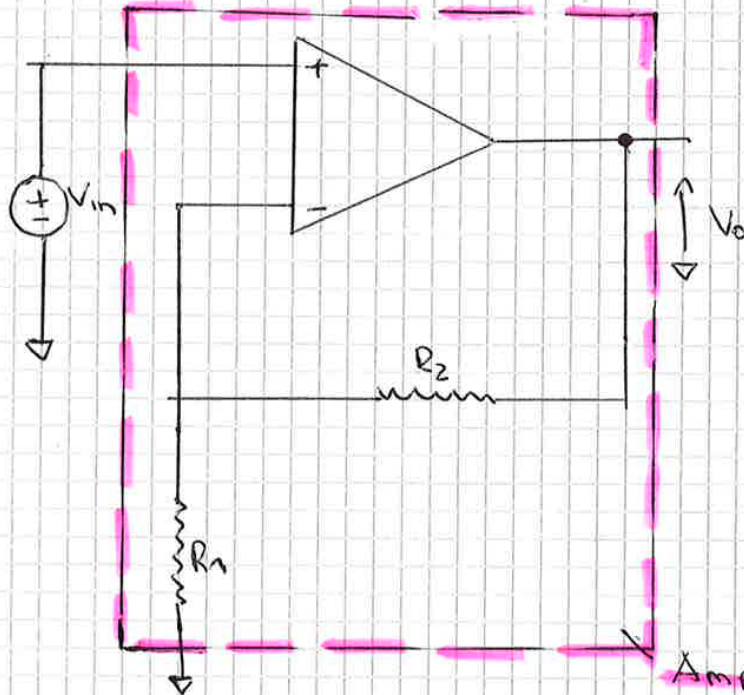
$$v_f = v_o \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = \beta v_o$$

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

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

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

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



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

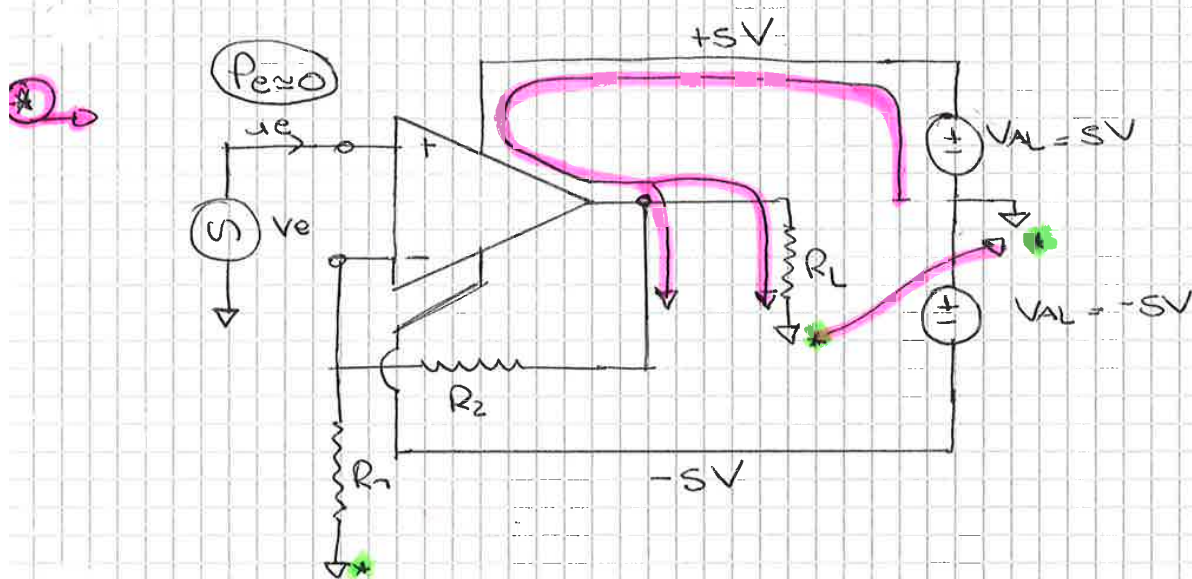
$$T = 10^4$$

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

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

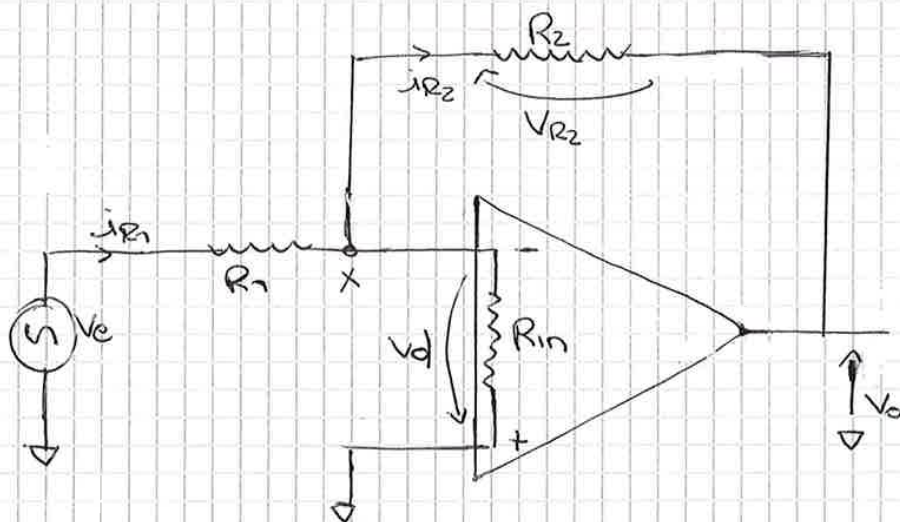
\Rightarrow Questo amplificatore si comporta come un amplificatore ideale

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!

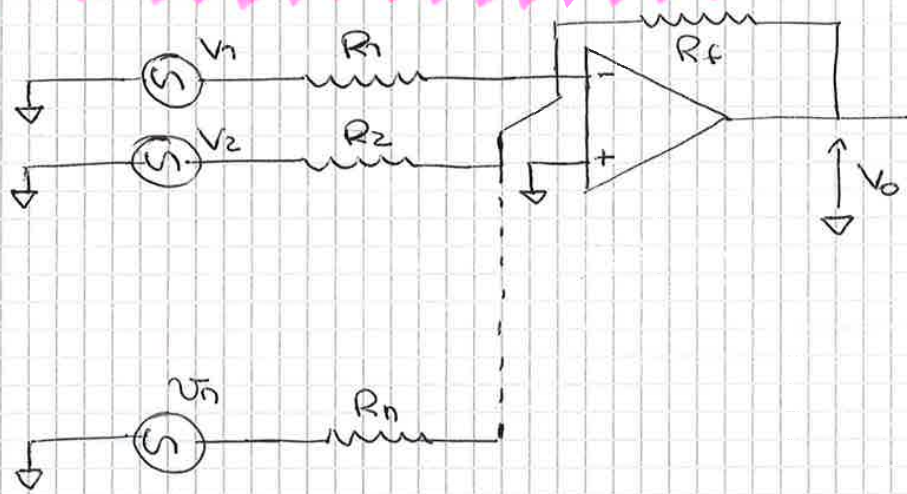
$V_{R2} = R_2 \cdot i_{R2} = R_2 \cdot \frac{V_e}{R_1}$

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

$\frac{V_o}{V_e} = \ominus \frac{R_2}{R_1}$

indica che amplificatore è INVERTENTE

SCHIMATORE DI SEGNALE CON N INGRESSI

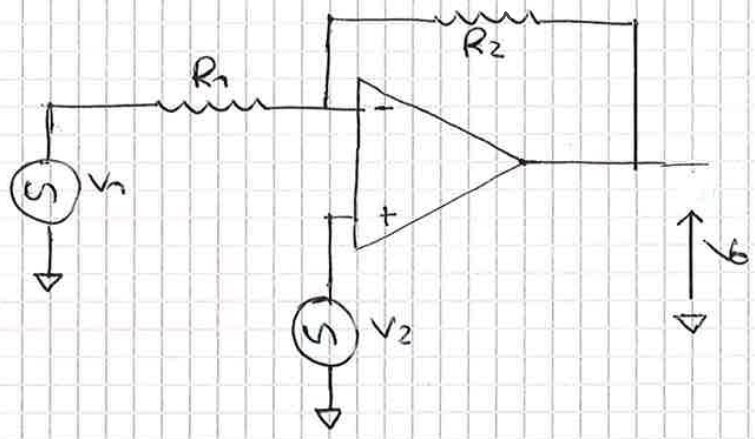


$$V_o = -R_f \sum_{i=1}^n \frac{V_i}{R_i}$$

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

$$V_o = \sum_i a_i V_i$$

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:

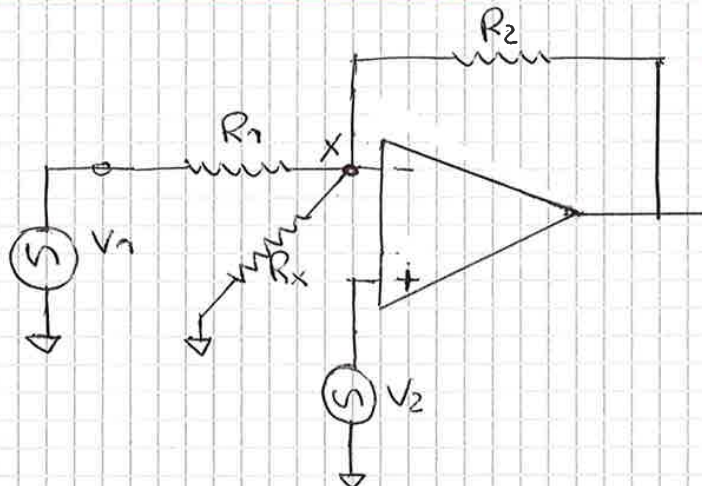
$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

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

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

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

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

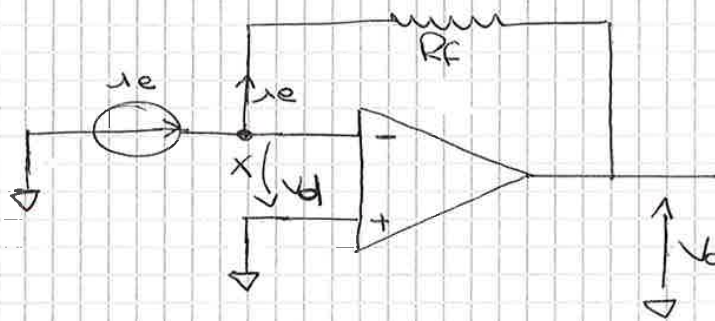
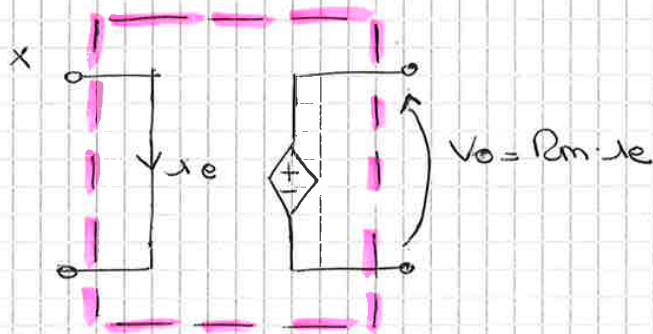
Vediamo ancora :

- 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 .



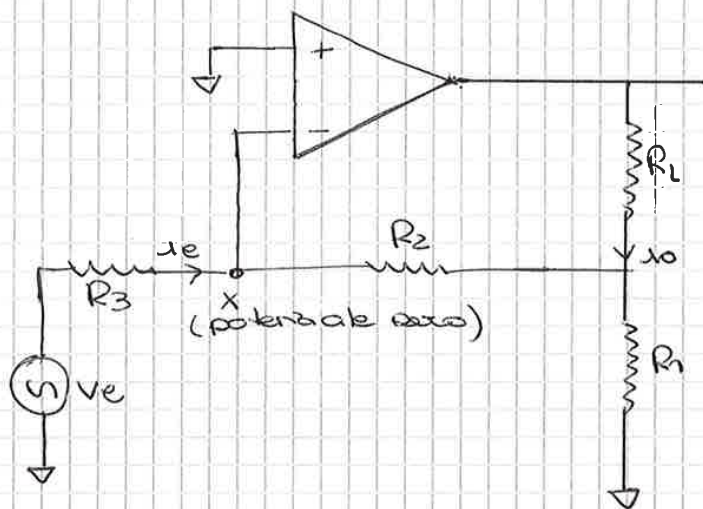
Nasce x :
potenziale
inverso

$$V_o = -R_f \cdot i_e$$

$$R_m = -R_f$$

↑
TRANSRESISTENZA

AMPLIFICATORE DI TRANSCONDUTTANZA G_m

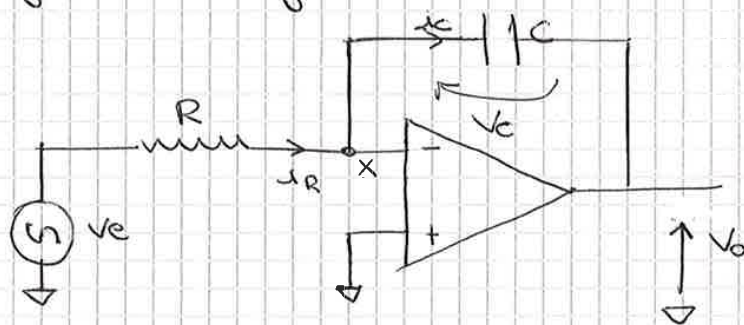


$$G_m = \frac{i_o}{v_e}$$

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

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

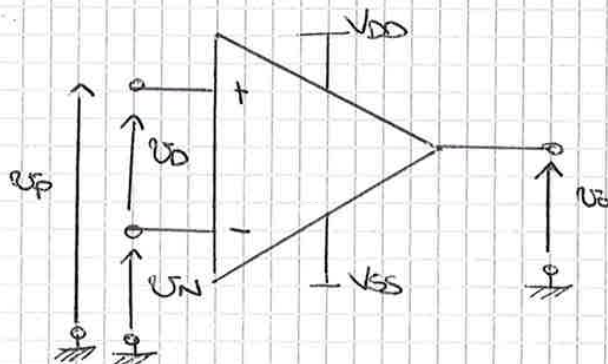
Circuiti logici combinatori

11/01 Circuiti comb. + circuiti sequenziali

COMPARATORI DI TENSIONE

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

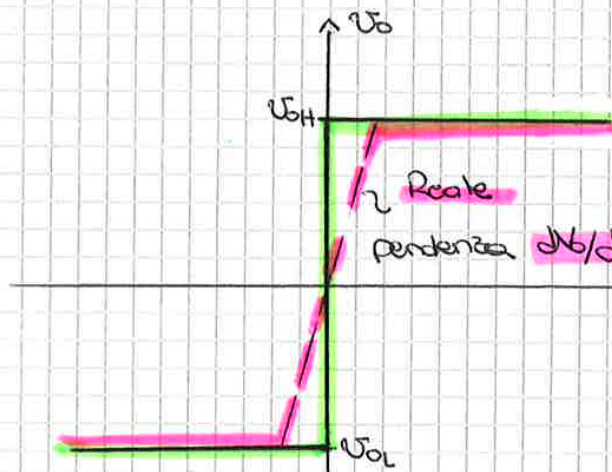
COMPARATORE



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

$$U_O = U_P - U_N$$

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



Trans car. Heuristica

Ingenere - uscita
di comparatore

(comportamento 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'amp. operazionale) non retrocedono (anello aperto)

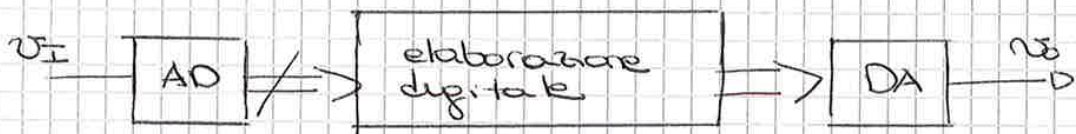
NOTA

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

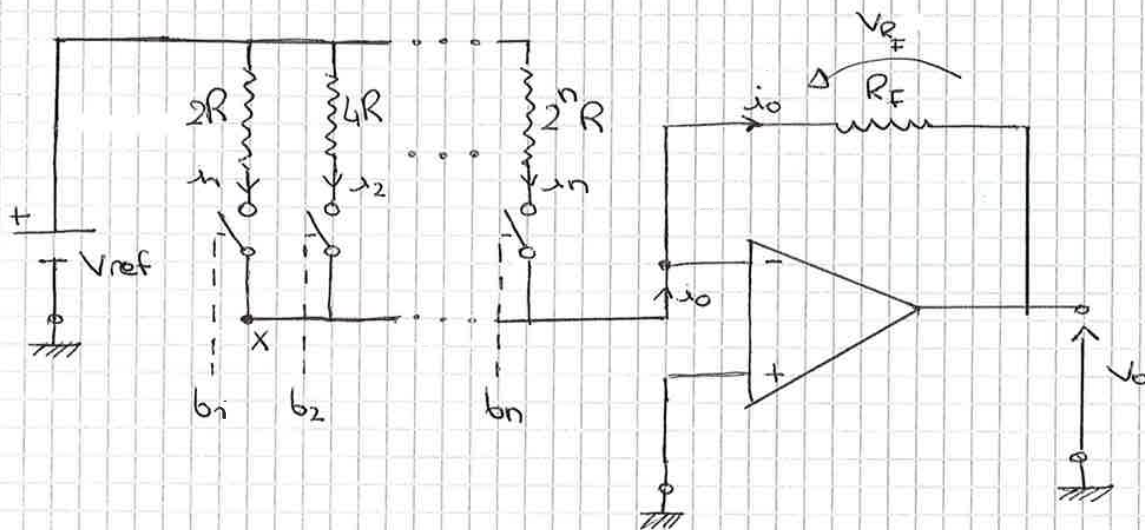


NOTA

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
($\mu \approx \infty$ ideale)



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

- $V_+ = V_-$ => tensione su nodo 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

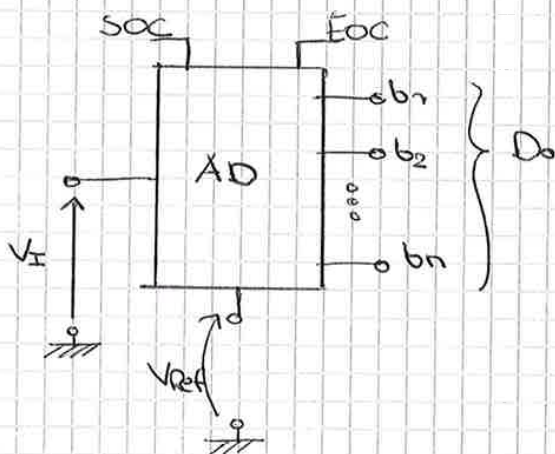
Ogni interruttore quando è chiuso non è un c.c. ma ha una piccola resistenza che si mette in serie alla principale.

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.

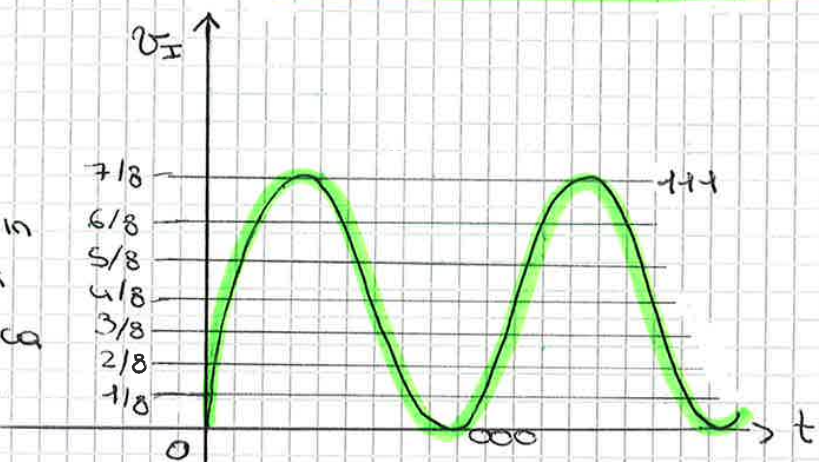
$\frac{V_{ref}}{2R + R'}$ piccola resistenza dell'interruttore

CONVERSIONE AD



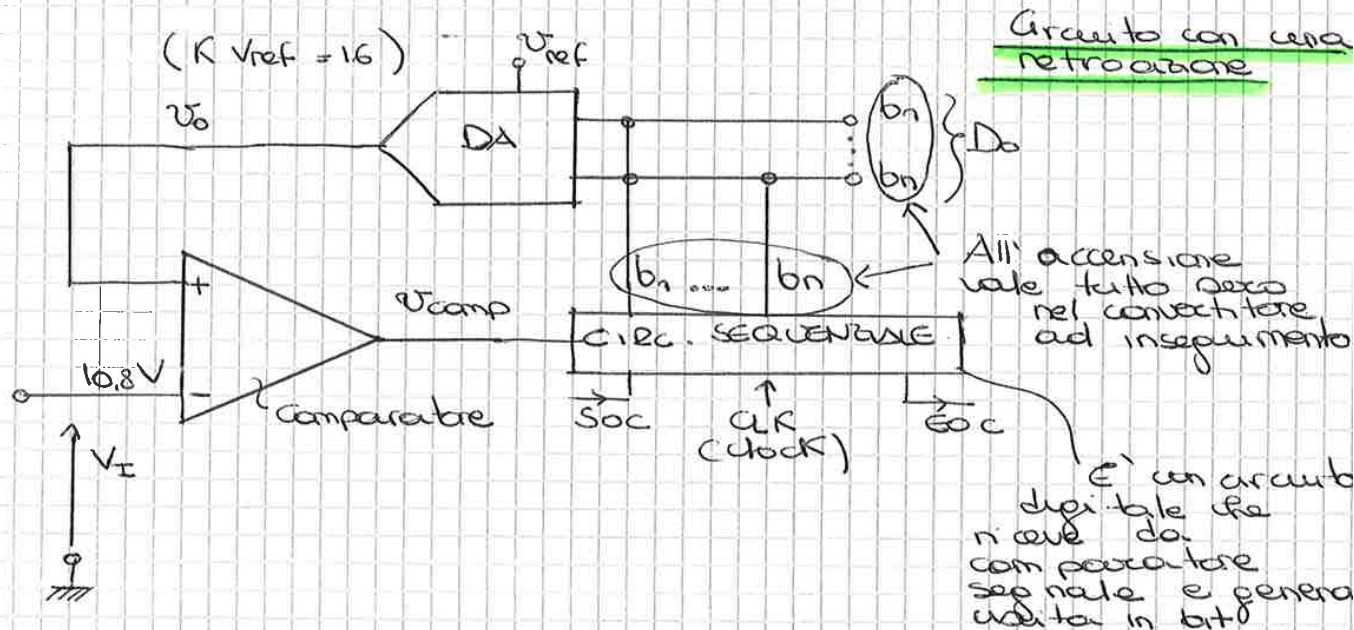
$$D_o = \frac{V_I}{K V_{ref}} = b_1 \cdot 2^{-1} + b_2 \cdot 2^{-2} + b_3 \cdot 2^{-3} + \dots + b_n \cdot 2^{-n}$$

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



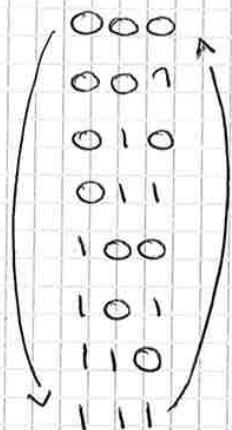
In entrambi i casi l'errore si riduce aumentando n o per aumento gli intervalli e per l'errore si riduce!

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 $> V_I$

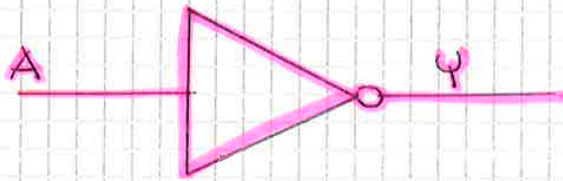
\Rightarrow ~~X~~ 0 0
 ↑ ↑
 metto 1 qui
 rimetto 0
010

Quand.:

- 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
0 Ingresso falso	1
1 Ingresso vero	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

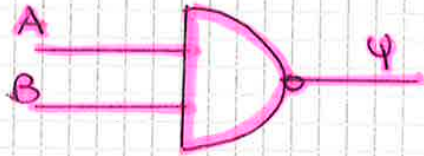
Espressione Booleana:

$$Y = A \cdot B$$

↑
"AND"

Operatore NAND

Porta logica :



Descrizione comportamentale : si applica NOT alla Y della AND

Tabella di verità :

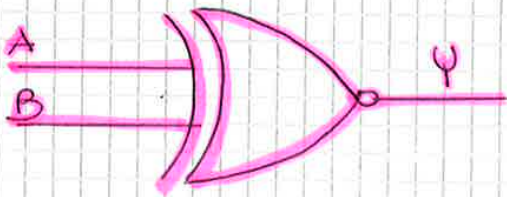
A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

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 :

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

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 \rightsquigarrow
no esecuzione
acc. sequenziali \circ

Esempio: circuito combinatorio

Circuito a $\left. \begin{array}{l} 3 \text{ ingressi: } A, B, C \\ 2 \text{ uscite: } Y, Z \end{array} \right\}$

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.

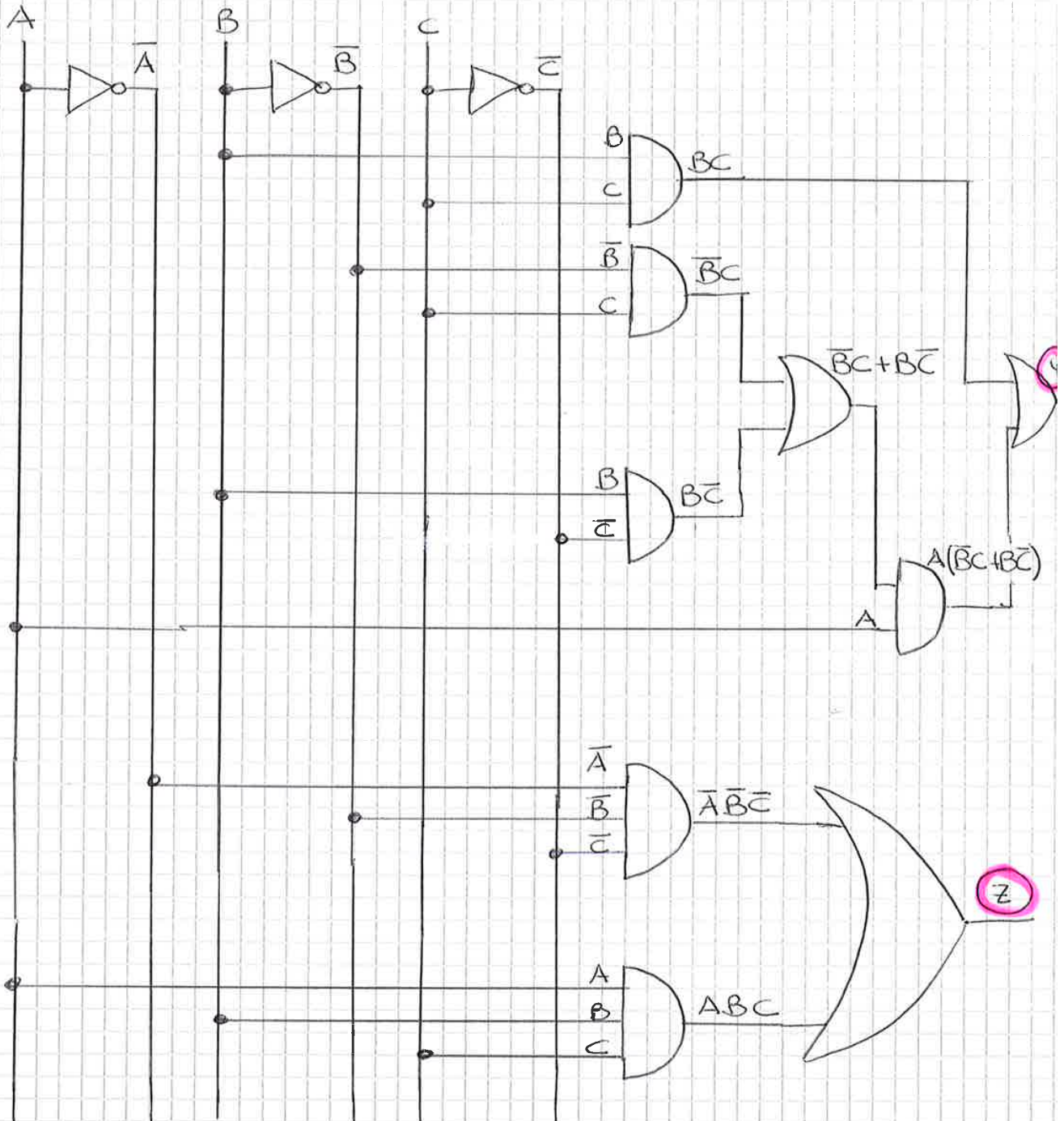
TABELLA DI VERITÀ

$2^3 = 2^3 = 8$ 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

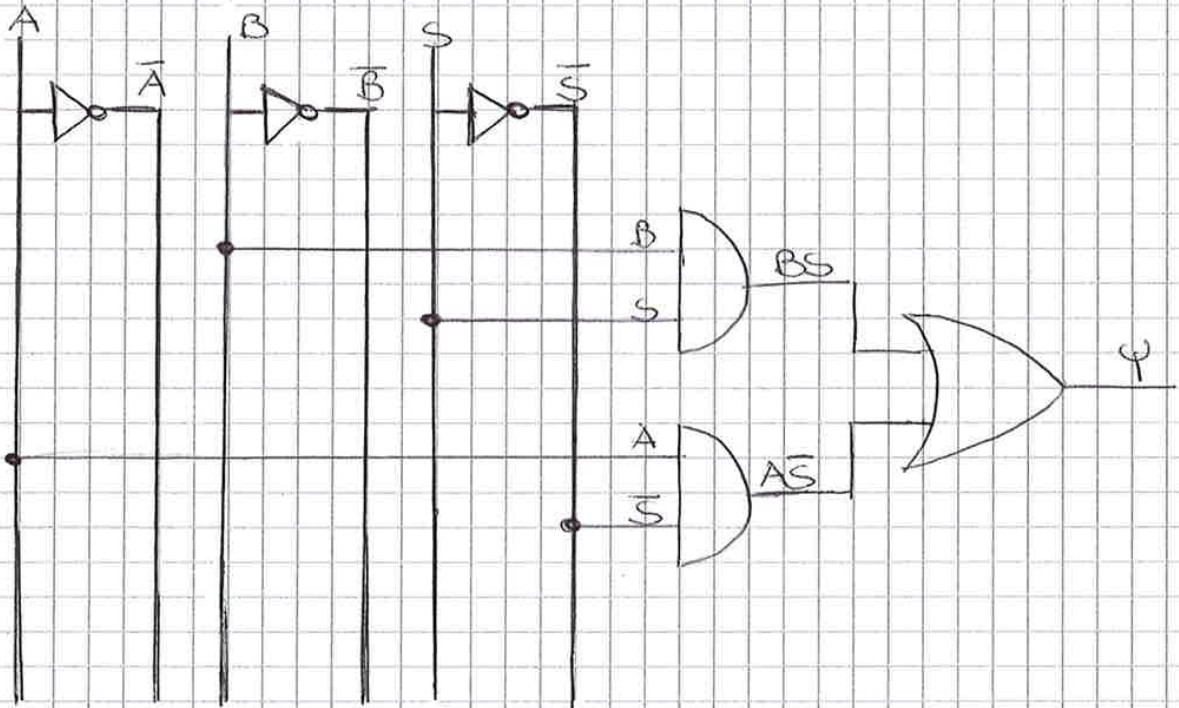
$Z = \bar{A}\bar{B}\bar{C} + ABC$ -o Non si può semplificare ulteriormente.

Circuito logico:



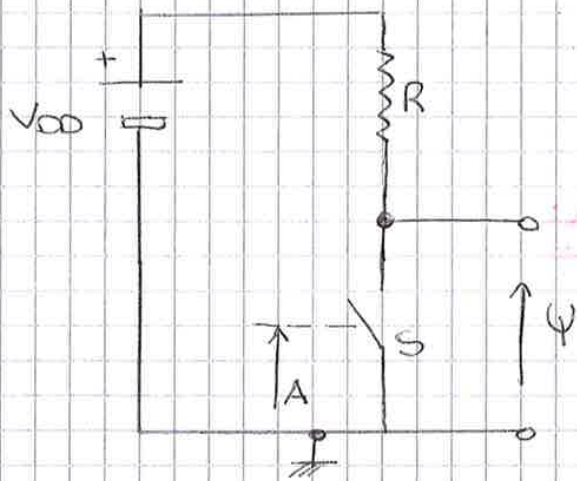
$$Y = (\overline{A+A})BS + AS(\overline{B+B})$$

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



[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 l'interuttore S

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

S APERTO

$Y = V_{DD}$

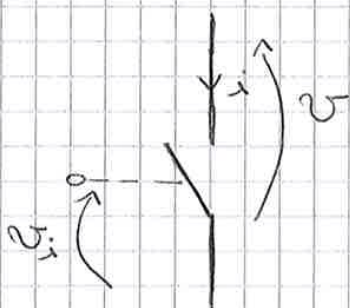
Quindi tensione ingresso A bassa \Rightarrow uscita alta

S CHIUSO

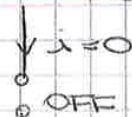
$Y = 0V$

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

Lo Realizzo questa funzione di inversione logica



$V_i < V_T \Rightarrow 0$



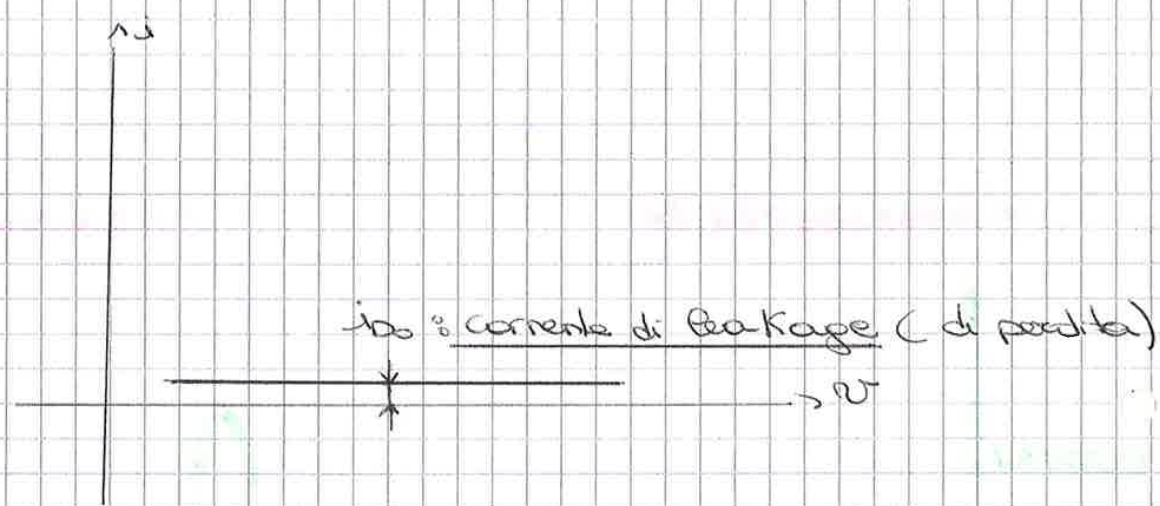
$V_i \geq V_T \Rightarrow 1$





NO TRAMITE TRANSISTORE (3 terminali.)

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

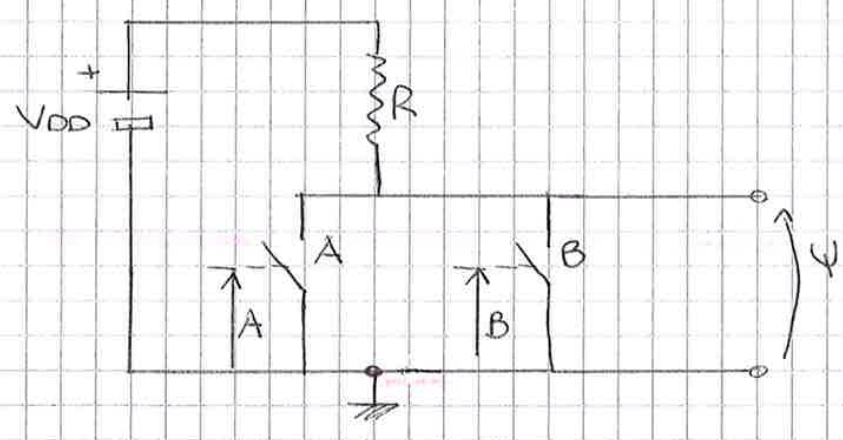
Inoltre, per $V_i < V_{TH}$:



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

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

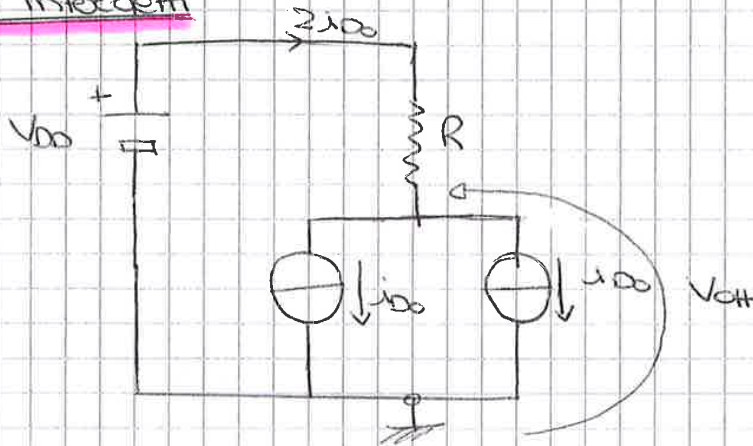
REDES LOGICAS NOR



Interruttori in parallelo.

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

1) Mos interdetti

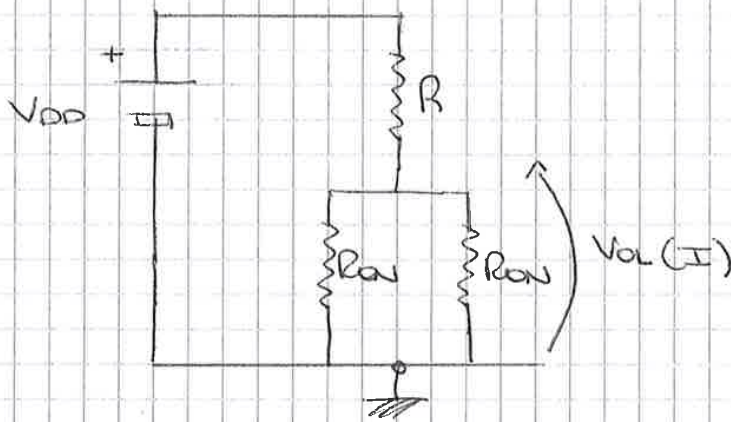


• $V_{OH}?$
 ↑
 tens. uscita

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

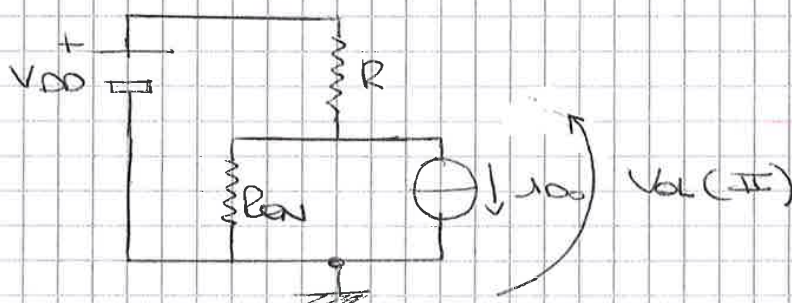
2) Mos in conduzione

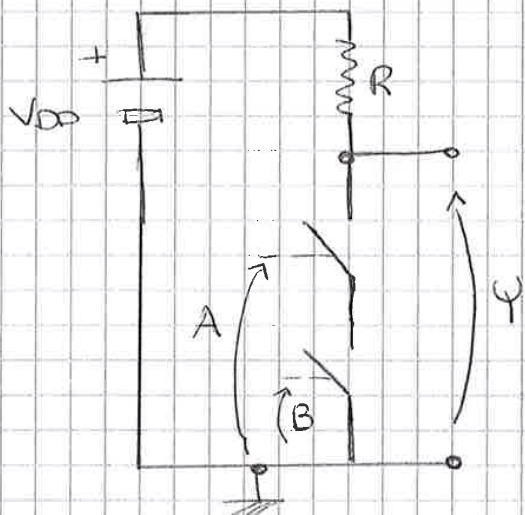
• $V_{OL}?$



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

3) Un Mos in conduzione e uno interdetti





2 interruttori in serie

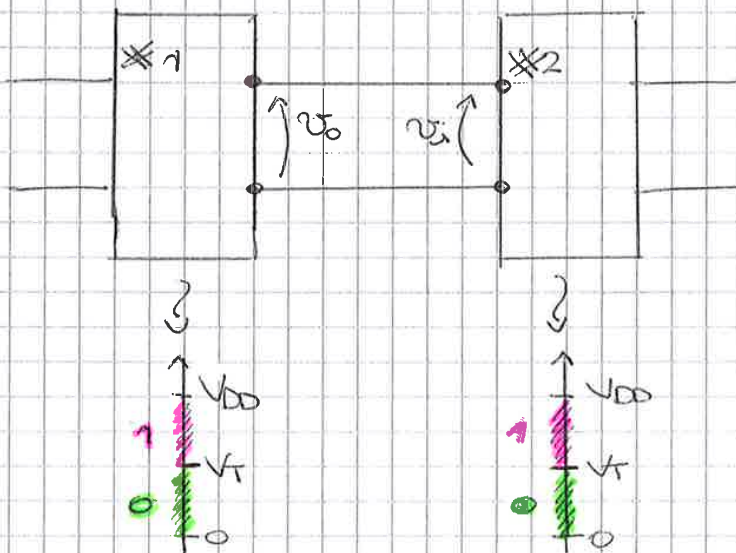
- 2 interruttori in serie, ovvero A e B sono alti \Rightarrow Usata $\bar{0}$ zero
- Quando c'è un interruttore aperto, anche se l'altro è chiuso $\Rightarrow \Psi = V_{DD}$

Suppongo ora che ci siano 2 MOS:

L_D i_{DD} trascurabile

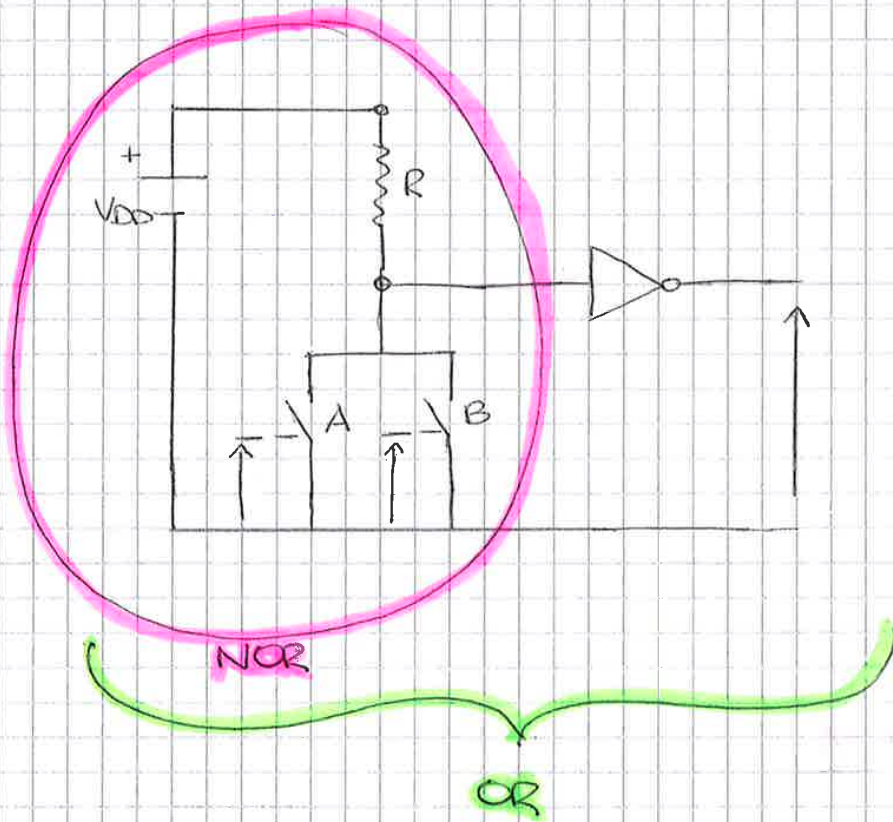
L_D P_{AV}

V_{OH} ? V_{OL} ?



NB

Da "NOR" a "OR":



CIRCUITI DIGITALI DI TIPO SEQUENZIALE

Circuito con 2 porte logiche NOT connesse in reazione:

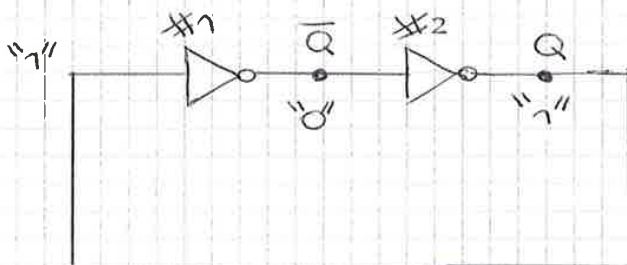
NOT →

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

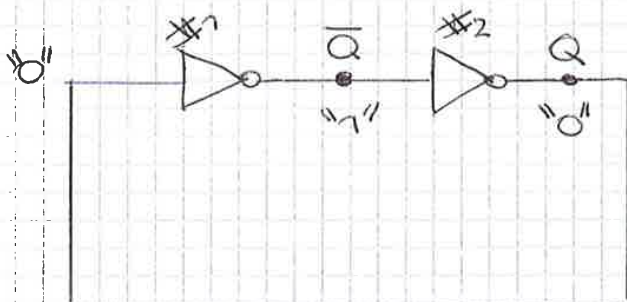
Accendendo il circuito posso avere diversi casi

CASO 1



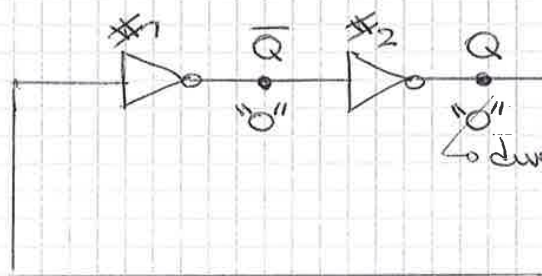
SITUAZIONE STABILE:
il circuito mantiene uno stato logico ben definito (così e' e così rimane)

CASO 2



SITUAZIONE ALTREMENTE STABILE

CASO 3



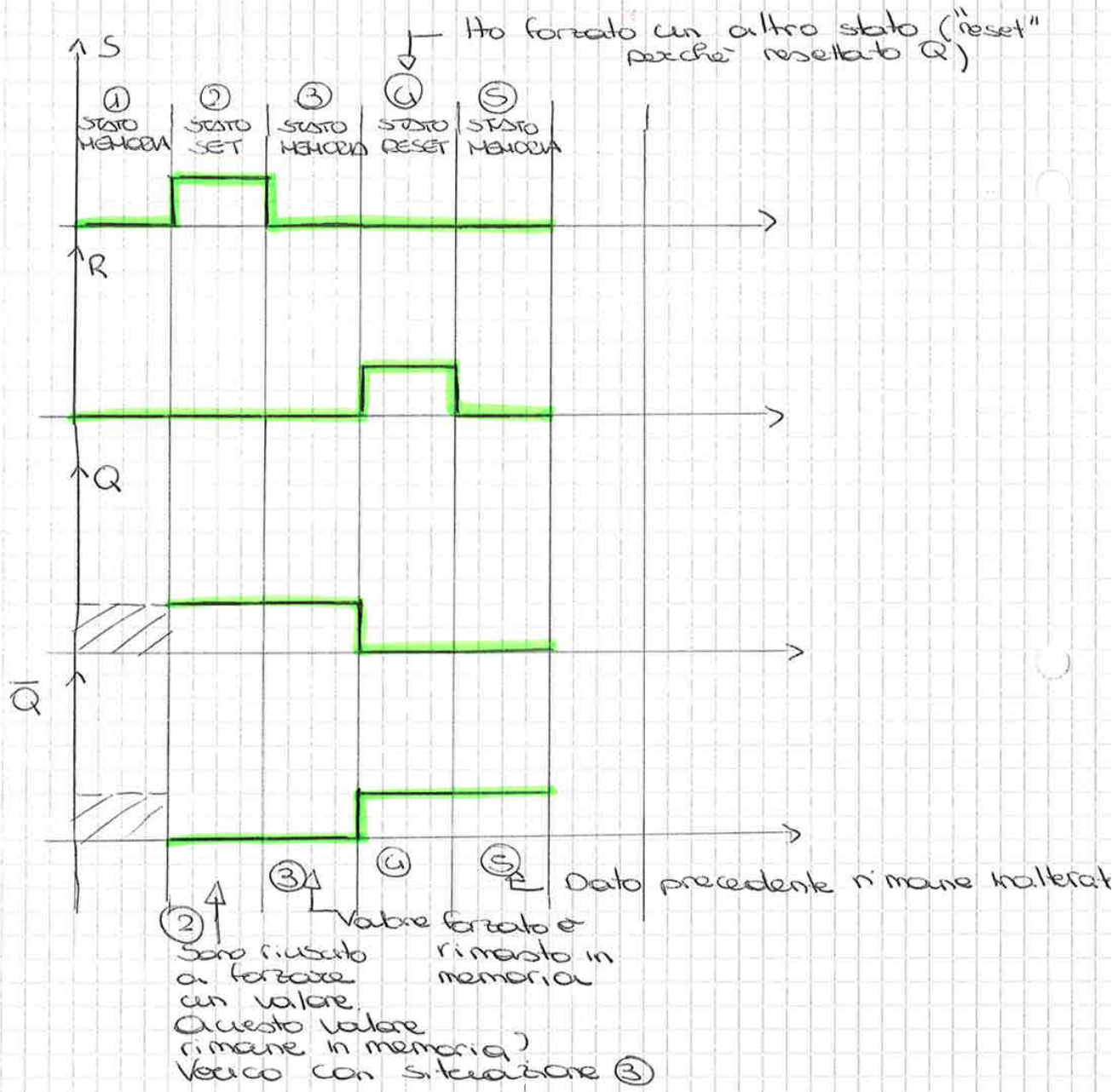
SITUAZIONE INSTABILE (TRANSITORIA)
e' appena accendo

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



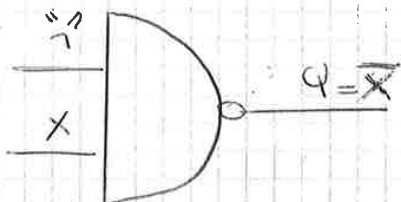
Ho trovato quindi il modo di forzare il dato che voglio e di leggerlo !

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

CIRCUITO CON NAND

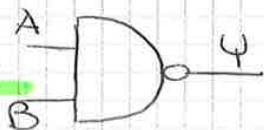
NOTA

NAND



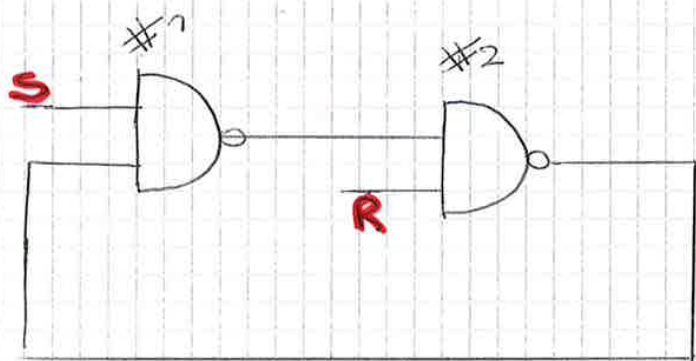
=> equivalente a NOT quando un ingresso vale 1 (NAND = NOT)

TABELLA VERITA'

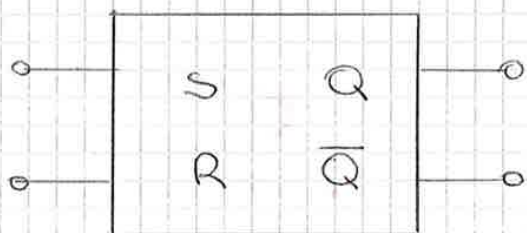


A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

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



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

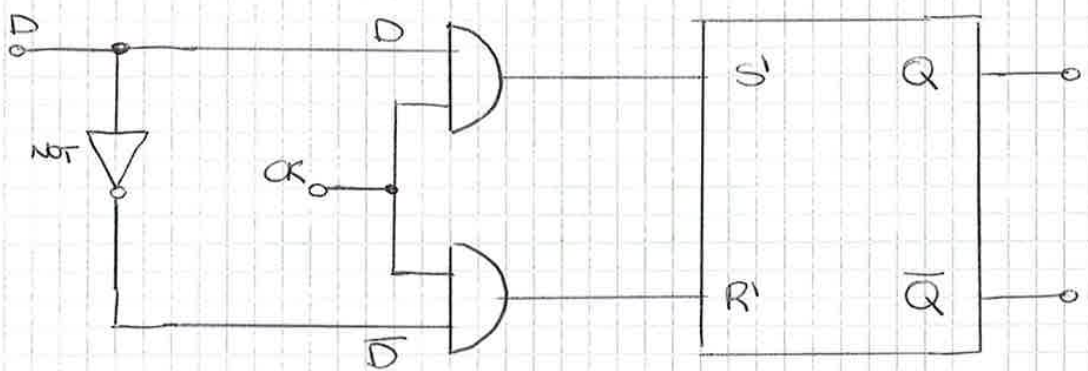


CR	S	R	Q	\bar{Q}
0	X	X	MEMORIA	
1	0	0	MEMORIA	
1	1	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	1	PROIBITO	

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

Come assicurarsi che non si verifichi la situazione proibita?

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

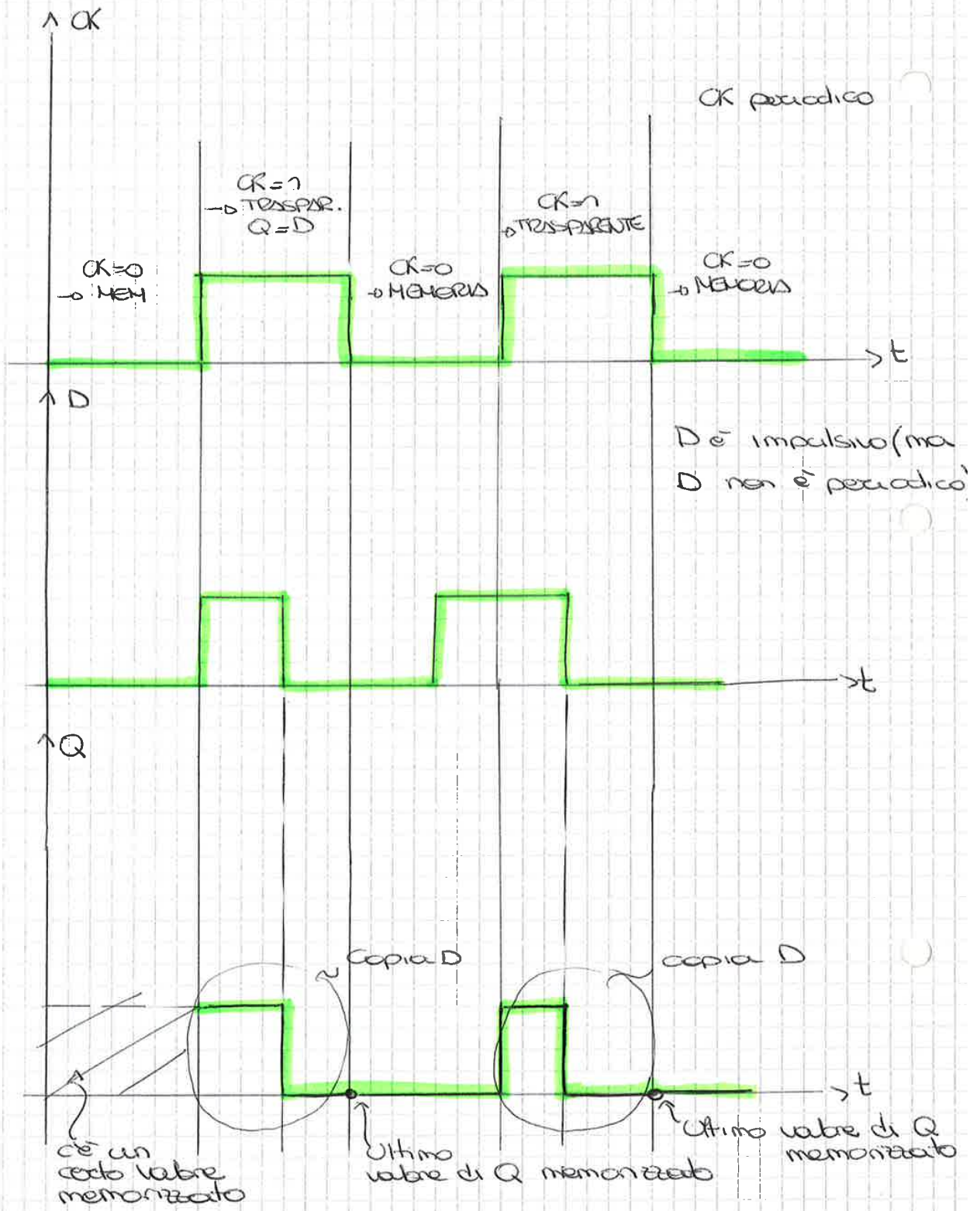


CR=0 => stato MEMORIA

CR=1 => le 2 porte AND fanno memoria

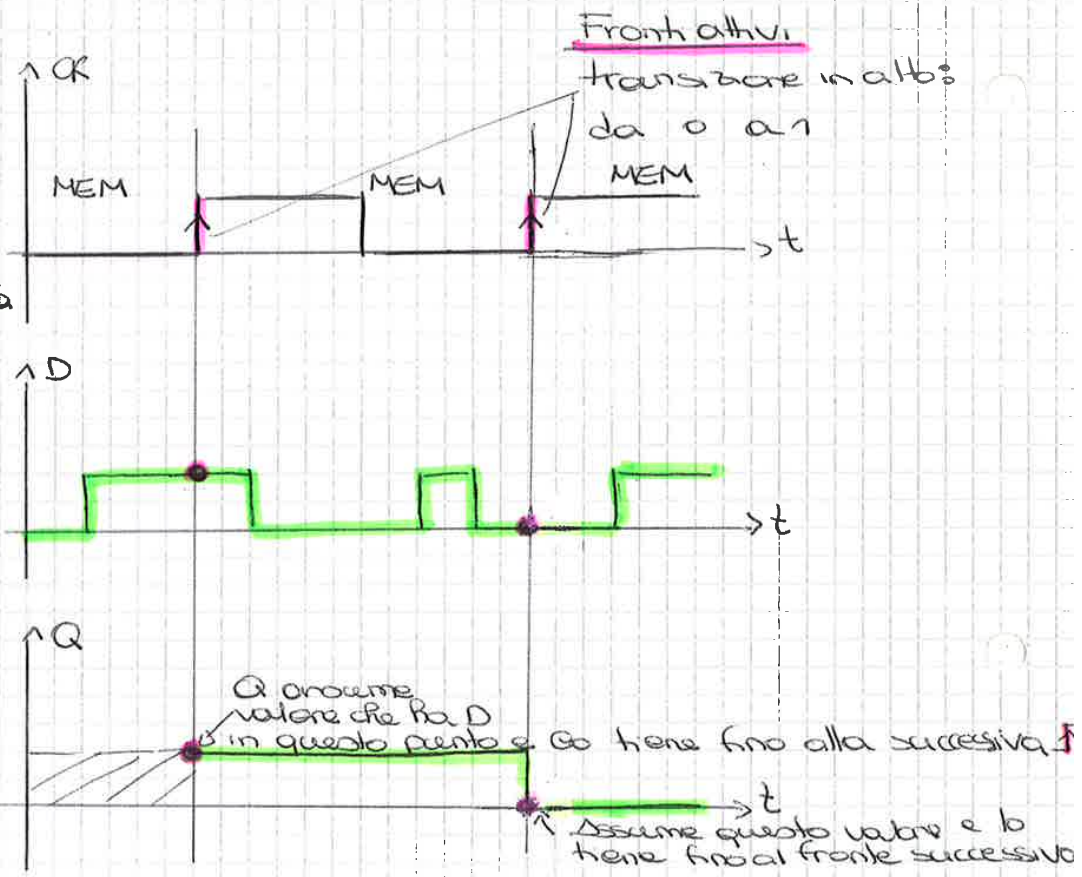
D e NOT D => non avrà mai 1 e 1

NOTE Non posso neanche avere 0 e 0 =>

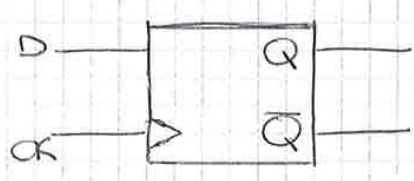


Guardando solo i terminali esterni: D, CK, Q, \bar{Q}

- 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

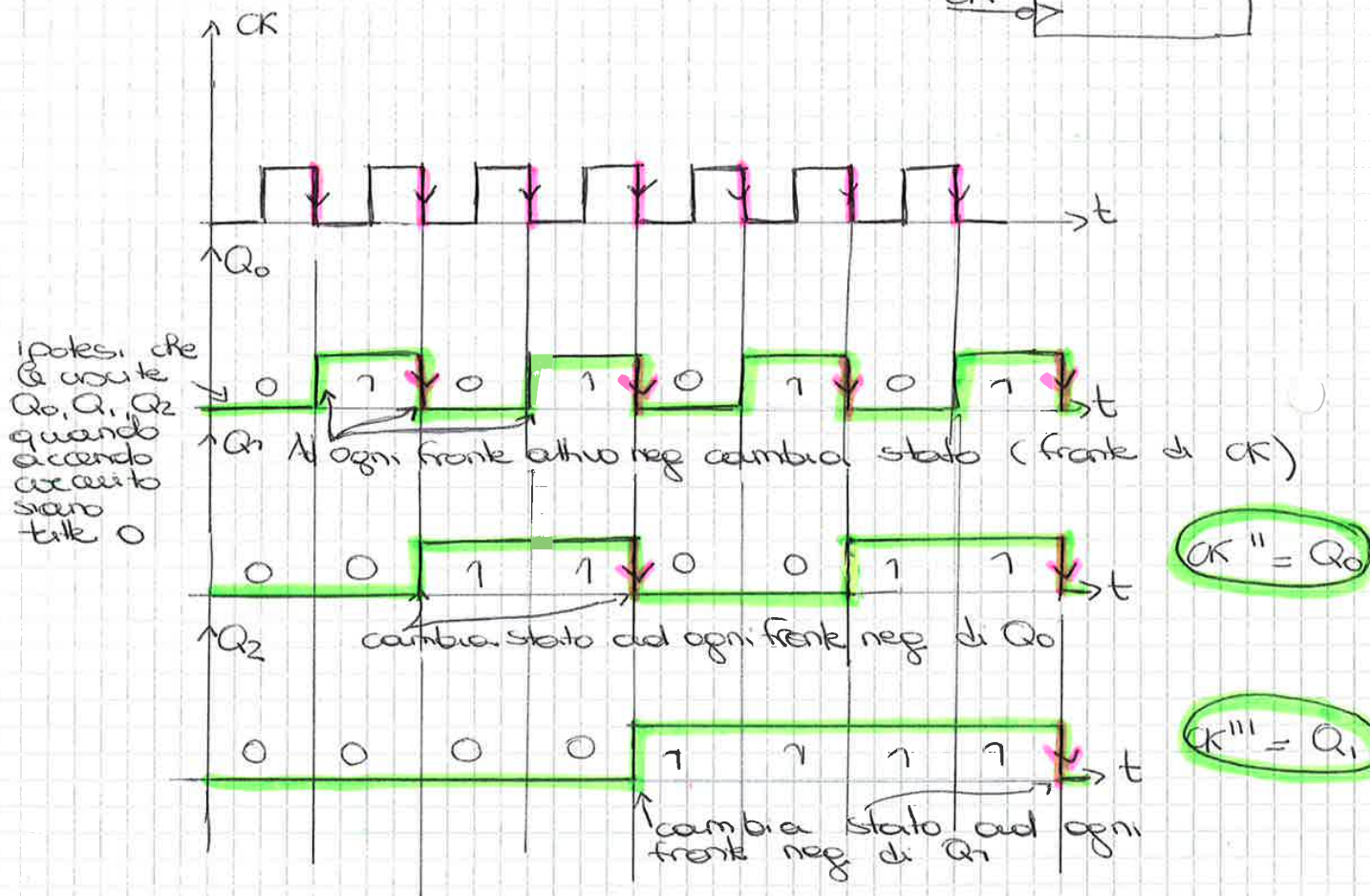
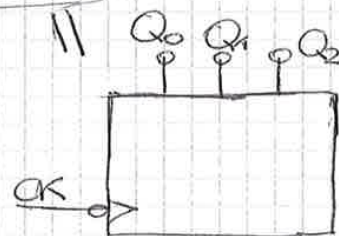
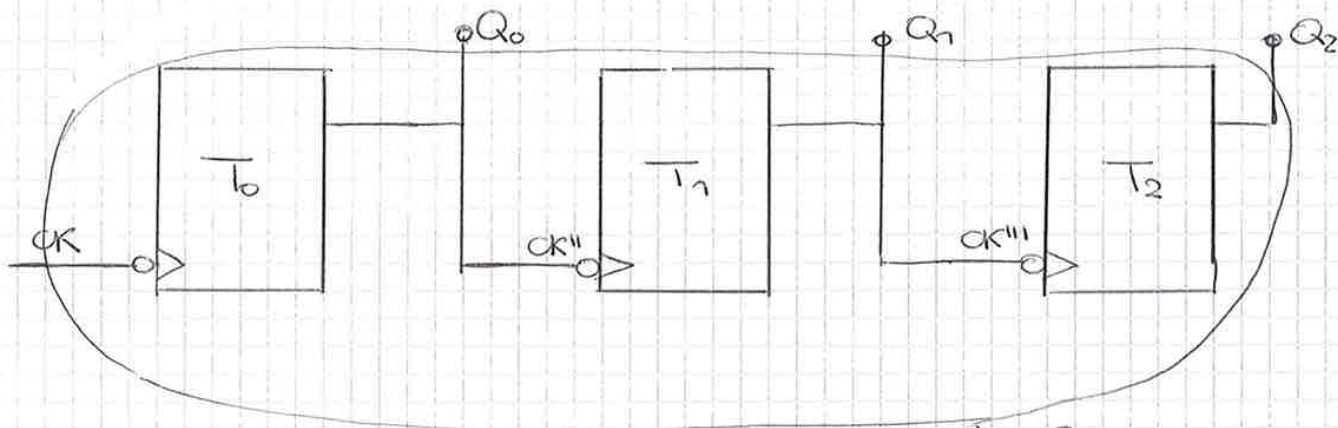
CK	D	Q	\bar{Q}
0	X	MEMORIA	MEMORIA
1	X	MEMORIA	MEMORIA
\uparrow	D	D	\bar{D}



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)