



Appunti universitari
Tesi di laurea
Cartoleria e cancelleria
Stampa file e fotocopie
Print on demand
Rilegature

NUMERO: 2429A

ANNO: 2019

A P P U N T I

STUDENTE: Pecora Gianni

MATERIA: Fondamenti di Elettronica - Prof. Franco Fiori

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.**

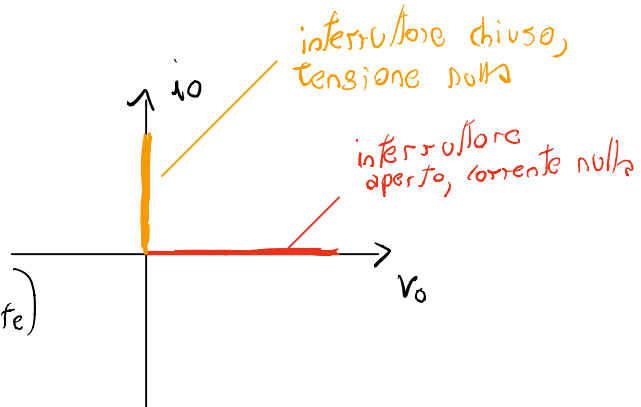
INTERRUTTORI (SWITCH)

→ Bipoli con 2 terminali che in un circuito elettrico impediscono il passaggio di corrente.

MECCANICI
ELETTO MECCANICI
ELETTRONICI

INTERRUTTORE IDEALE

- $P_0 = 0$ (Potenza dissipata)
- $V_{isolamento} = \infty$ (Per interrompere il passaggio di corrente)
- $t_c = 0$ (tempo di commutazione)

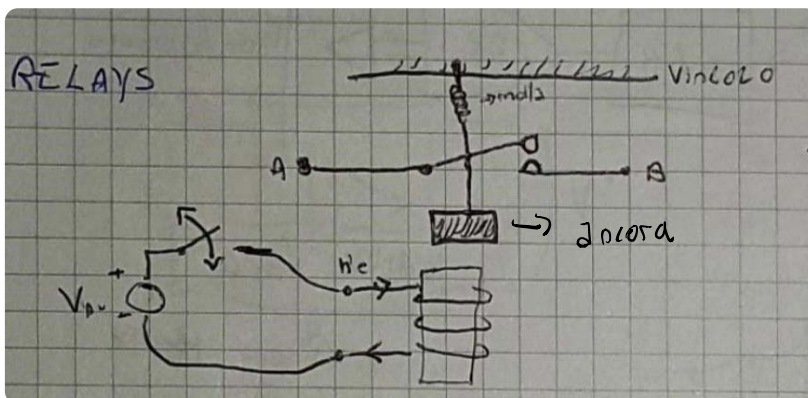


($V_{isolamento}$ è la tensione massima che può essere applicata e che non danneggia il dispositivo.)

INTERRUTTORI MECCANICI

- $1 \text{ kV} < V_{iso} < 10 \text{ kV}$
- $1 \text{ ms} < t_c < 10 \text{ ms}$
- $1 \text{ W} < P_0 < 10 \text{ W}$
- $1 \text{ ms} < R_{int} = R_{on} < 10 \text{ m}\Omega$

INTERRUTTORI ELETTO MECCANICI

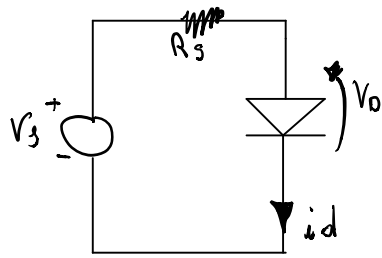


→ La bobina funziona da solenoide, si genera un campo magnetico che attrae l'ancora facendo sì che l'interruttore possa chiudersi

→ vantaggio → posso agire a distanza sull'interruttore.

INTERRUTTORI ELETTRONICI

→ sono realizzati mettendo in parallelo molti interruttori elementari molto piccoli che quindi impiegano meno tempo a chiudersi.



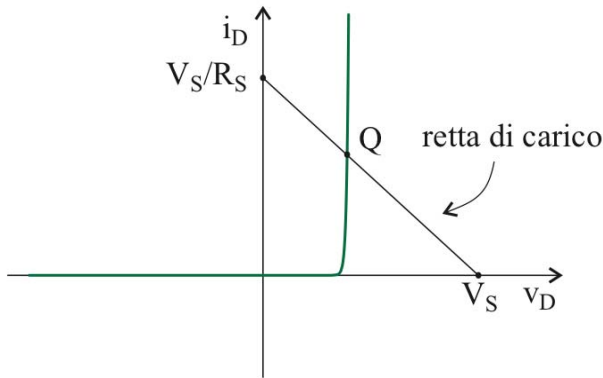
$$\begin{cases} V_D = V_s - R_s I_D \\ I_D = \frac{V_s - V_D}{R_s} \\ I_D = I_s \left[\exp\left(\frac{V_D}{\eta V_T}\right) - 1 \right] \end{cases}$$

$$\frac{V_s - V_D}{R_s} = I_s \left[e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1 \right]$$

non si può risolvere → solo per via numerica in forma approssimata

otteniamo

Punto di Lavoro

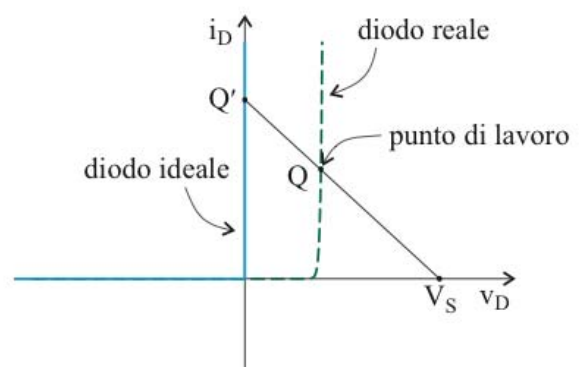


Per ricavare il punto di lavoro in modo approssimato si devono ricavare le coordinate del punto di intersezione della retta di carico con la caratteristica del diodo

DIODO IDEALE

$$\begin{cases} V_D < 0 \rightarrow i_D = 0 \\ V_D = 0 \rightarrow i_D \in \mathbb{R}^+ \text{ (qualsiasi)} \\ V_D > 0 \rightarrow i_D \text{ non definita} \end{cases}$$

il diodo ideale permette il passaggio di corrente solo se polarizzato direttamente (corto circuito) mentre si oppone a essa se polarizzato inversamente (circuito aperto)



$$\begin{aligned} \text{per } V_s > 0 &\rightarrow Q'(0, V_s/R_s) \\ \text{per } V_s < 0 &\rightarrow Q'(V_s, 0) \end{aligned}$$

$$\begin{cases} V_D \leq V_{\gamma_1} \Rightarrow i_D = 0 \\ V_D > V_{\gamma_1} \Rightarrow i_D \in \mathbb{R}^+ \end{cases} \rightarrow i_D = g_D (V_D - V_{\gamma_1}) \quad \left[\frac{1}{r_D} = g_D = \frac{d i_D}{d V_D} \Big|_{Q_0} \right]$$

pendenza della retta

↳ dove

• Il circuito equivalente che rappresenta il diodo in conduzione è composto da un generatore di tensione ideale (V_{γ_1}) in serie a un resistore r_D .

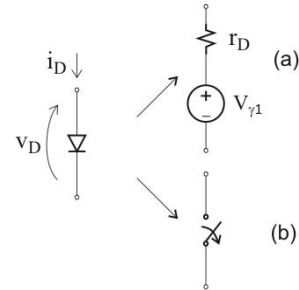
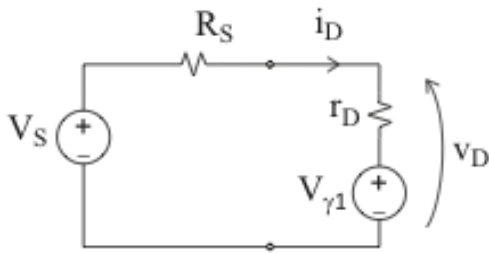


Figure 12: Circuito equivalente basato sul modello della retta tangente per a) diodo in conduzione e b) in interdizione.



↳ dall'equazione della maglia si ottiene:

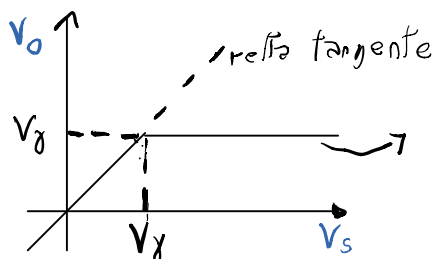
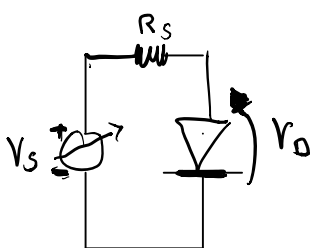
$$i_D \Big|_{Q_0} = \frac{V_S - V_{\gamma_1}}{R_S + r_D} \quad V_D \Big|_{Q_0} = r_D i_D \Big|_{Q_0}$$

Per $V_S \leq V_{\gamma_1}$ la corrente è nulla e la tensione ai capi del diodo è pari a V_S .

$$\begin{cases} I_D = I_S \left[\exp\left(\frac{V_D}{\eta V_T}\right) - 1 \right] \\ g_D = \frac{d I_D}{d V_D} \Big|_{Q_0} = \frac{I_S}{\eta V_T} \exp\left(\frac{V_D \Big|_{Q_0}}{\eta V_T}\right) \end{cases}$$

⌈ Nei problemi si procede facendo un'ipotesi preliminare dello stato di conduzione → se ipotesi giusta finisce lì altrimenti riformulare l'ipotesi ⌋

La scelta del modello dipende dall'accuratezza con cui vogliamo scegliere il punto di lavoro.



Cresce V_S ma V_D rimane costante perché si resta sulla verticale

$$i_D \approx \frac{V_S(t) - V_0}{R_S} = -\frac{1}{R_S} V_0 + \frac{V_S(t)}{R_S}$$

→ quindi la vellea di carico ha il Termine noto che varia nel tempo
 ↳ (in realtà se il punto di lavoro si sposta "poco" da Q la caratteristica esponenziale può essere approssimata con la retta tangente in Q)

Quindi la variazione della corrente e della tensione del diodo indotte dalla V_S possono essere calcolate approssimando localmente la curva esponenziale con la retta tangente.

↳ quindi l'approssimazione locale equivale ad approssimare il diodo con un resistore la cui resistenza dipende dal punto di lavoro.

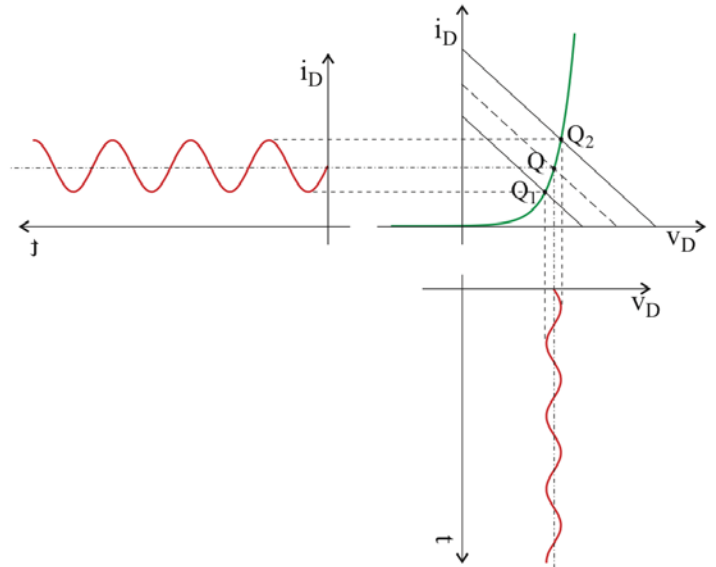


Figure 15: Variazione del punto di lavoro dovuta a $v_s(t)$

$$i_0 = I_S \left[\exp\left(\frac{V_0}{\eta V_T}\right) - 1 \right] \rightarrow \text{in condizione si può approssimare} \rightarrow i_0 \approx I_S \left[\exp\left(\frac{V_0}{\eta V_T}\right) \right]$$

$$g_{0a} = r_{0a}^{-1} = \left(\frac{di_D}{dV_D} \right) \Big|_Q = \frac{I_S}{\eta V_T} \exp\left(\frac{V_{0a}}{V_T}\right) \approx \frac{i_{0a}}{\eta V_T}$$

$$\Delta i_D \approx g_0 \Delta V_0, \text{ cioè } i_D(t) \approx g_0 V_0(t)$$

↳ per il partitore di tensione $\rightarrow V_0(t) = \frac{r_{0a}}{R_S + r_{0a}} V_S(t)$

→ mentre $i_D(t) = \frac{V_S(t)}{R_S + r_{0a}}$

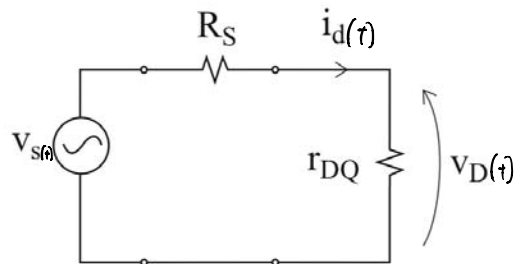
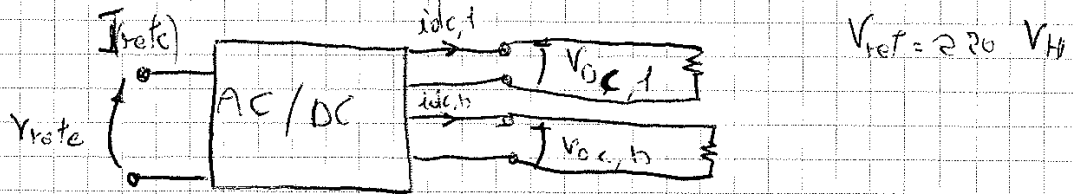


Figure 16: Circuito equivalente di piccolo segnale.

Il modello di piccolo segnale è stato ottenuto dall'approssimazione locale della curva caratteristica non lineare del Diodo perciò essa è valida fintanto che i termini dello sviluppo di Taylor in Q di ordine superiore al primo sono trascurabili.

$$i_0 + i_D(t) = I_S \left[\exp\left(\frac{V_0 + V_0(t)}{\eta V_T}\right) - 1 \right] \rightarrow \text{e per } \frac{V_0(t)}{\eta V_T} \rightarrow 0 \text{ otteniamo}$$

CONVERSIONE STATICA ENERGIA ELETTRICA



Tutti gli apparati elettronici per funzionare devono essere alimentati da una sorgente di tensione continua (DC)

che a sua volta preleva energia da una sorgente primaria di corrente alternata (AC)

Occorre un circuito che preleva l'energia necessaria dalla fonte primaria per renderla disponibile sotto forma continua a valori ben precisi di tensione, il più possibile stabili

(o da una fonte di corrente continua)

rendimento (per definire le prestazioni)

rapporto tra potenza assorbita dalla fonte primaria e quella erogata dall'apparato alimentato.

per → ridurre lo spreco energetico
 vedere quanta potenza è stata dissipata in calore ed evitare di far innalzare troppo la Temp. dell'alimentatore.

riduce l'ampiezza della tensione d'ingresso

dà una tensione pulsata con valor medio legato al valore di picco della tensione d'ingresso

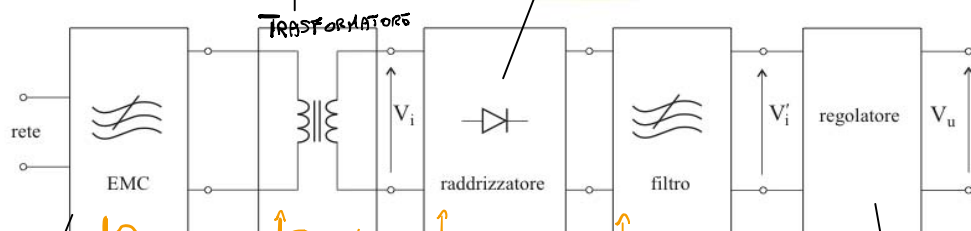


Figure 1: Schema a blocchi di un alimentatore stabilizzato.

FILTRO EMC PASSA BASSO d'Ingresso

scopo: evitare che disturbi creati dal mal funzionamento dell'alimentatore o dell'apparato alimentato possano essere immessi sulla rete di distribuzione dell'energia

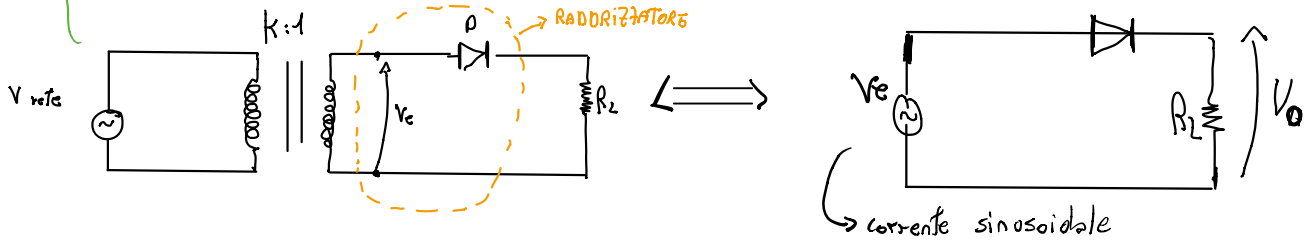
filtro che rende il circuito compatibile con l'ambiente

Circuito la cui funzione è quella di fornire all'uscita un valore preciso e costante di tensione continua indipendentemente dalle cause (come variazioni della tensione di ingresso, della corrente assorbita o delle condizioni ambientali)

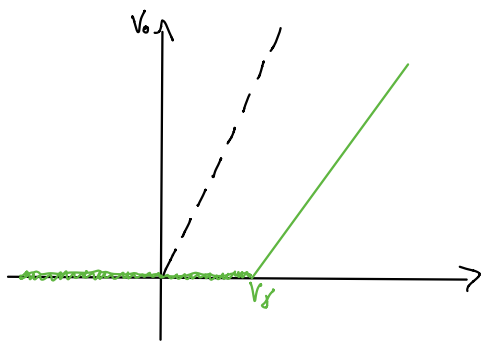
RADDRIZZATORE

→ funzione di convertire la forma d'onda a valor medio nulla in una pulsante con un'unica polarità

per trasformatore abbiamo $V_e = \frac{V_{rete}}{k}$



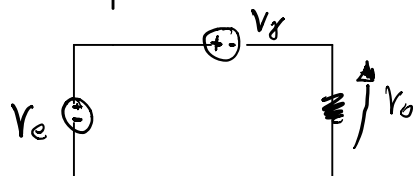
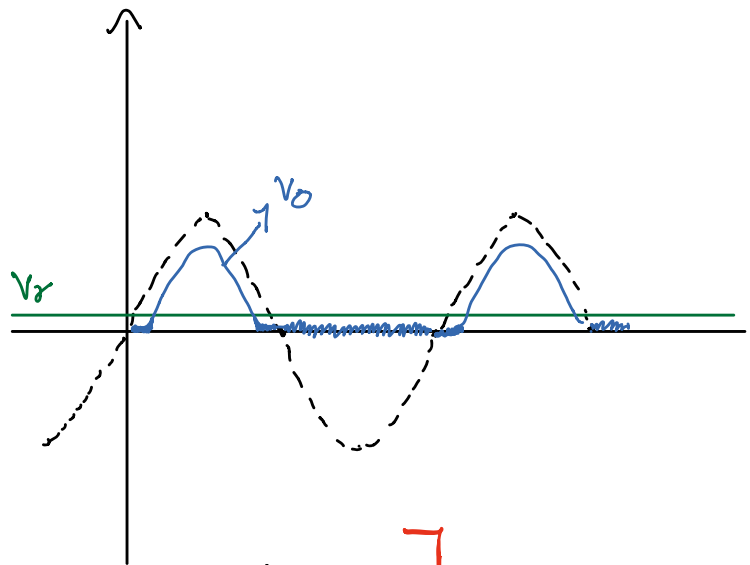
→ Si ha che superato V_γ il diodo va in conduzione ←



$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt \neq 0$$

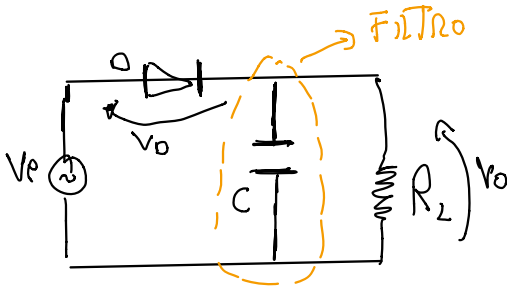
se $V_{in} > V_\gamma$ (modello a soglia)

$$V_o = V_{in} - V_\gamma$$



FILTRO PASSA BASSO

→ ha la funzione di trasformare la forma d'onda pulsante in una continua con bassa ondulazione residua
 ↳ La struttura può essere quella di un semplice condensatore



Abbiamo che $\rightarrow (V_e - V_\gamma) \exp\left(-\frac{T - \Delta T}{R_L C}\right) = V_e \underbrace{\cos(\omega(T - \Delta T))}_{\cos(\omega \Delta T)} - V_\gamma$

considerando $\rightarrow \begin{cases} \exp(-x) = 1 - x \\ \cos(x) = 1 - x^2/2 \\ T \approx T + \Delta T \end{cases}$

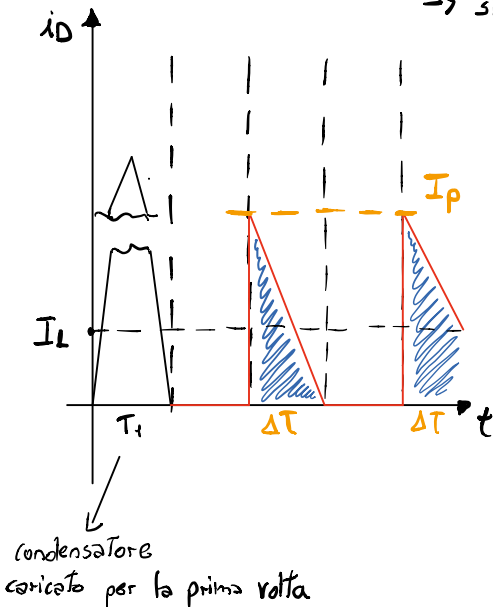
$$(V_e - V_\gamma) \left[1 - \frac{T}{R_L C}\right] = V_e \left(1 - \frac{(\omega \Delta T)^2}{2}\right) - V_\gamma$$

$$(V_e - V_\gamma) - (V_e - V_\gamma) \frac{T}{R_L C} = (V_e - V_\gamma) - V_e \frac{(\omega \Delta T)^2}{2}$$

$$\Delta T^2 = \frac{2(V_e - V_\gamma) T}{V_e \omega^2 R_L C}$$

$$\Delta T = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{2(V_e - V_\gamma) T}{V_e R_L C}} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{2 \Delta V}{V_e}}$$

\rightarrow si ha corrente solo quando il diodo è in conduzione

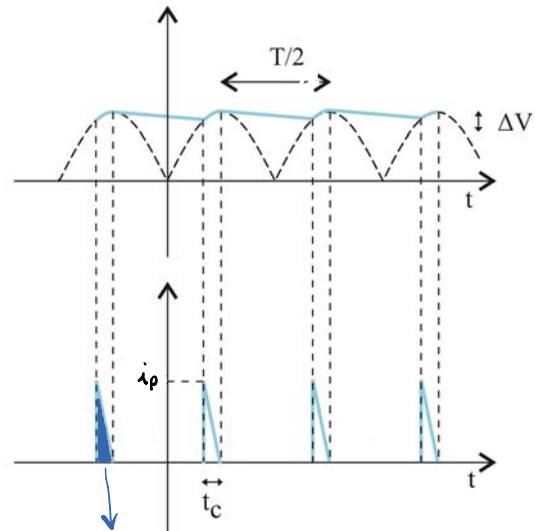


L'Area è Q
 $\hookrightarrow Q = I_p \cdot \frac{\Delta T}{2} = \bar{I}_L T$

\hookrightarrow quindi

$$I_p = \frac{2T}{\Delta T} \bar{I}_L$$

\hookrightarrow dipende dal valor medio e dal tempo di apertura



Massima tensione inversa applicabile al dispositivo

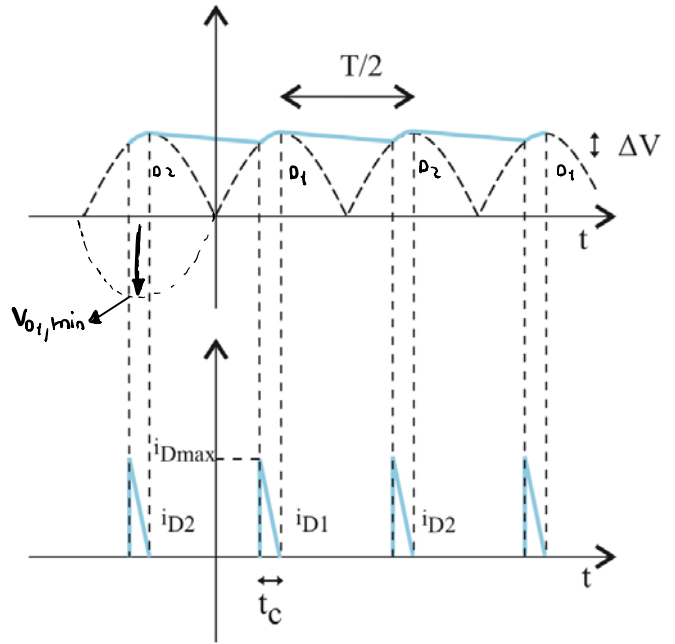
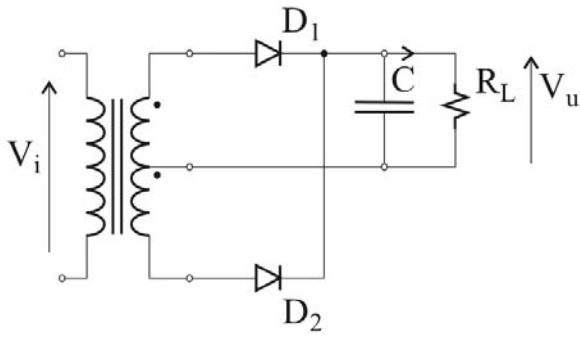
$\hookrightarrow V_{D, \min} = -V_e - (V_e - V_\gamma)$

\rightarrow devo fare in modo che V_{BD} (breakdown) sia minore di $V_{D, \min}$

Un altro parametro è la potenza dissipata dal diodo

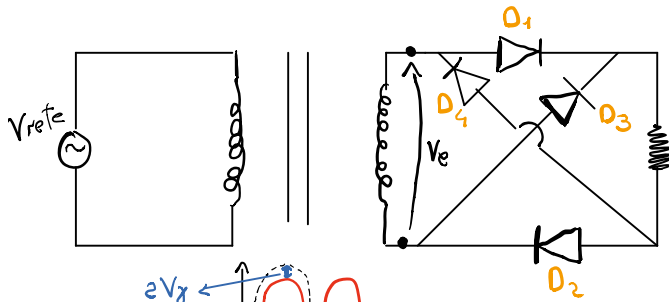
$p(t) = V_D(t) i_D(t)$
 $\hookrightarrow P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta T} V_\gamma i_D(t) dt = V_\gamma \frac{I_p \Delta T}{2 T} = V_\gamma \bar{I}_L$

\rightarrow maggiore è la corrente che mandiamo al carico, maggiore è la potenza media del diodo.



Siccome la potenza dissipata tra i due raddrizzatori resta la stessa cioè comporta che la potenza dissipata sul singolo diodo sia dimezzata.

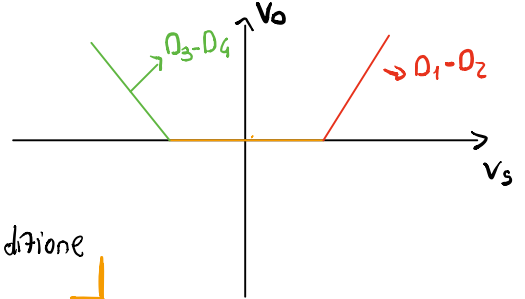
RADDRIZZATORE A PONTE GRAEZE



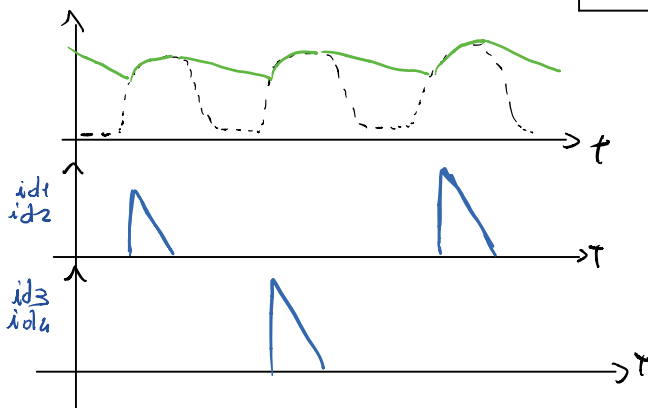
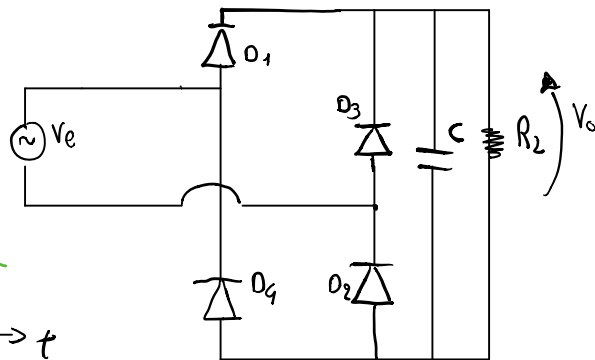
\uparrow D_1 e D_2 (come D_3 e D_4) sono in serie, quindi possono essere visti come un unico diodo di tensione di soglia eV_g \downarrow

Prima semionda
 $\hookrightarrow D_1$ e D_2 in conduzione mentre D_3 e D_4 in interdizione

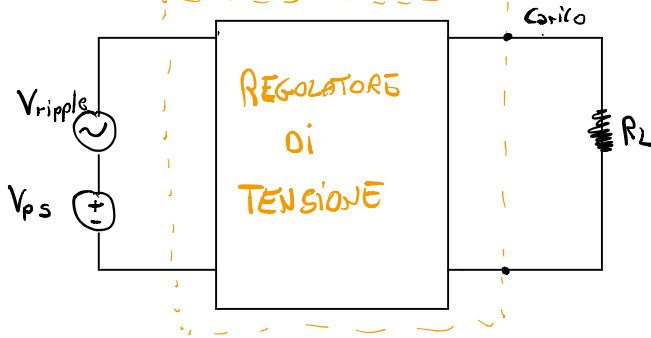
Seconda semionda
 $\hookrightarrow D_3$ e D_4 in conduzione mentre D_1 e D_2 in interdizione (si inverte V_e)



CIRCUITO EQUIVALENTE + FILTRO \rightarrow



REGOLATORE DI TENSIONE



compito di rendere la tensione applicata al carico indipendente dalla tensione di ingresso, dalla corrente assorbita dal carico e da grandezze ambientali come temperatura e umidità

La tensione di uscita del raddrizzatore ha valore medio non nullo ed ha un'ondulazione (ripple) poco pronunciata dovuta alla selettività del filtro passa basso.
 ↳ il valore medio dipende dal valore di picco della tensione d'ingresso.

Ma la maggior parte dei circuiti e dei dispositivi elettronici necessitano tensioni di alimentazione di valore costante nel tempo.

Sensibilità : • della tensione d'uscita rispetto alle variazioni della tensione d'ingresso

$$\rightarrow \sum_{V_{in}}^{V_o} = \frac{\frac{\Delta V_o}{V_o}}{\frac{\Delta V_{in}}{V_{in}}}$$

• della tensione di uscita rispetto alle variazioni di carico

$$\rightarrow \sum_{R_L}^{V_o} = \frac{\frac{\Delta V_o}{V_o}}{\frac{\Delta R_L}{R_L}}$$

• della tensione di uscita rispetto alle variazioni di temperatura

$$\rightarrow \sum_T^{V_o} = \frac{\frac{\Delta V_o}{V_o}}{\frac{\Delta T}{T}}$$

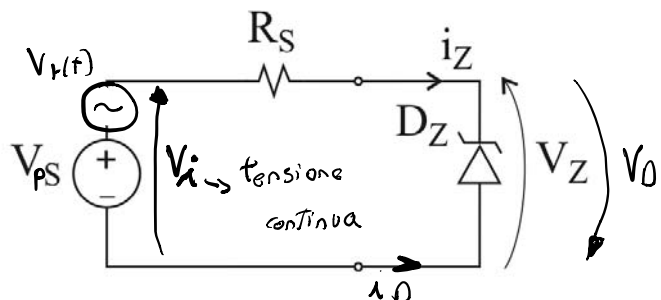
Regolatore di tensione → **DISSIPATIVO** → tempo continuo

Regolatore di tensione → **COMMUTATIVO (SWITCHING)** → comprendono interruttori pilotati che assumono ciclicamente lo stato di conduzione e di interdizione.

• Regolatore Dissipativo

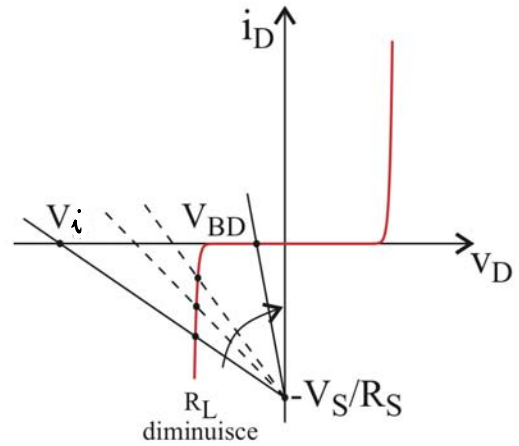
Un regolatore di tensione elementare di tempo-continuo (anche lineare o dissipativo)

↳ comprende un diodo zener e una resistenza in serie



In questo caso però la pendenza della retta $\rightarrow (-1/R_{th})$ dipende dalla resistenza di carico (R_L).

perciò la capacità del regolatore di tenere la tensione di uscita costante dipende dalla corrente assorbita dal carico.



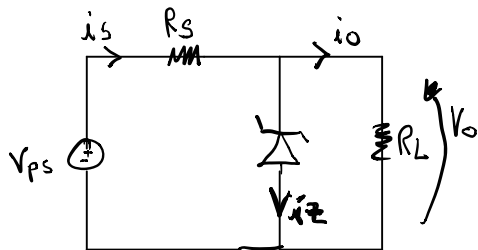
donque finché il diodo è percorso da corrente V_o varia debolmente ed è circa V_{BO} .

\rightarrow in diodo è in conduzione se $\frac{V_o}{R_L} < \frac{V_i - V_{BO}}{R_S}$

\rightarrow la potenza dissipata dal regolatore di tensione è data dalla differenza tra la potenza di ingresso e quella di uscita

$\rightarrow P_o = P_{in} - P_L$

\rightarrow inoltre definiremo rendimento: $\eta = \frac{P_L}{P_{in}} = 1 - \frac{P_o}{P_{in}}$



- $P_{in} = V_{PS} i_S$
- $P_L = V_o i_o = V_o (i_S - i_Z)$

$i_o = i_S - i_Z$

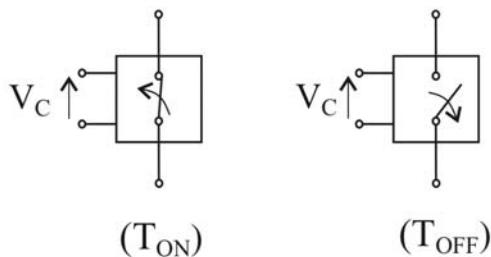
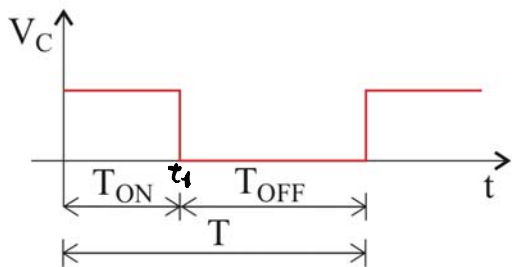
$$\rightarrow \eta = 1 - \frac{(V_{PS} - V_o) i_S + V_o i_Z}{V_{PS} i_S} = 1 - \frac{(V_{PS} - V_o) i_S + V_o (i_S - i_o)}{V_{PS} i_S}$$

$$= 1 - \frac{V_{PS} i_S - V_o i_S + V_o i_S - V_o i_o}{V_{PS} i_S} = 1 - \frac{V_o i_o}{V_{PS} i_S}$$

Se $i_o \approx i_S \rightarrow \eta = \frac{V_o}{V_{PS}}$

$\eta = 1 - \frac{P_{oo}}{V_{PS}} \rightarrow$ drop out
 ↳ tensione che cade tra l'ingresso e l'uscita del regolatore

Nel caso ideale, cioè in assenza di potenza dissipata dal regolatore, tutta la potenza all'ingresso è trasferita al carico, perciò il rendimento è unitario. In pratica, invece, la conversione di energia non può avvenire senza dissipazione di potenza sotto forma di calore, perciò il rendimento è sempre minore di uno.



→ dunque abbiamo **2 Fasi**

Nel primo intervallo di tempo l'induttore è caricato dal generatore mentre nel secondo intervallo l'induttore si scarica sul condensatore

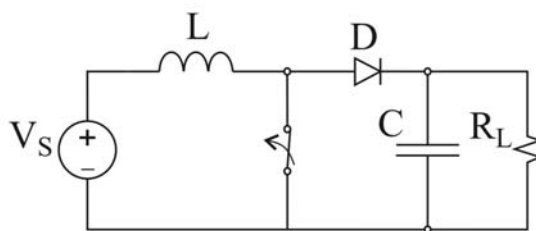


Figure 18: Fase di carica dell'induttore

→ Nella fase di carica → $T_{ON} (0 < t < t_1)$

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

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V_L(t) dt = i_L(0^+) + \frac{V_S}{L} t_1$$

All'istante t_1 l'interruttore si apre e la corrente i_L non potendo più passare per l'interruttore continua a fluire nel diodo, nel condensatore e di uscita e nel carico.

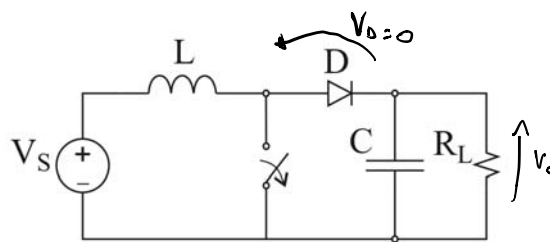


Figure 19: Fase di scarica dell'induttore

→ abbiamo che (con modello di diodo ideale)

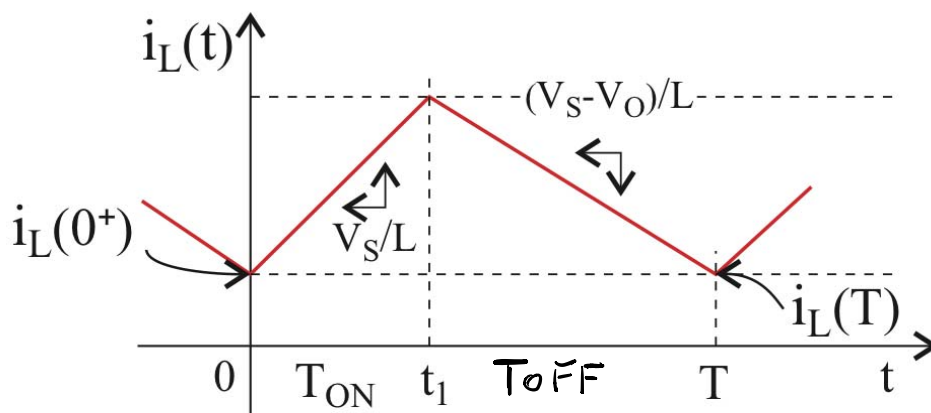


Figure 20: Forma d'onda della corrente dell'induttore.

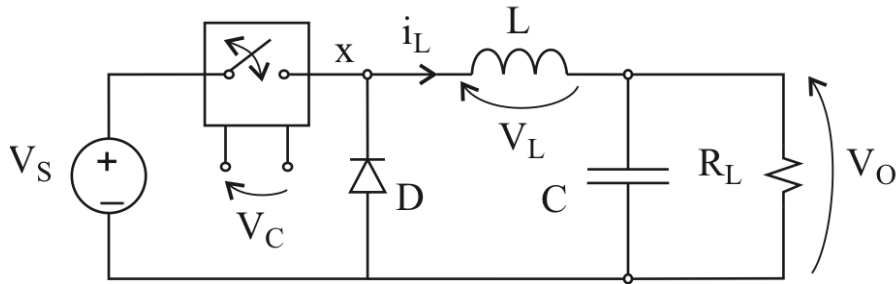


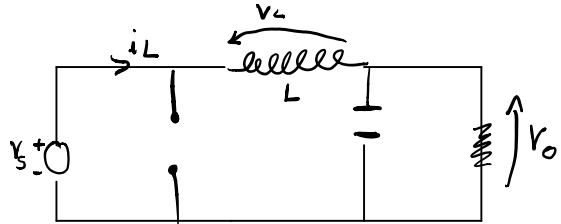
Figure 21: Regolatore Buck.

FASE 1

- Quando l'interruttore è chiuso quindi per $0 < t < t_1$ (T_{ON}) l'induttore si carica

↓
fase di accumulo di energia

↳ diodo interdetto perché percorso da corrente contraria



$$V_L = V_S - V_O$$

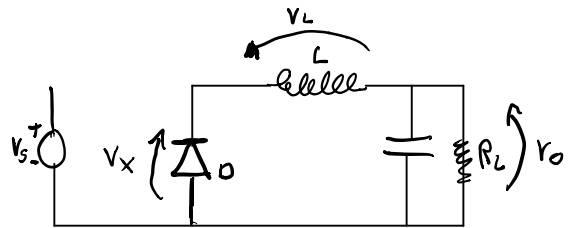
FASE 2

Con interruttore aperto $t_1 < t < T$ (T_{OFF})

→ per il modello ideale $V_y = -V_x = 0$

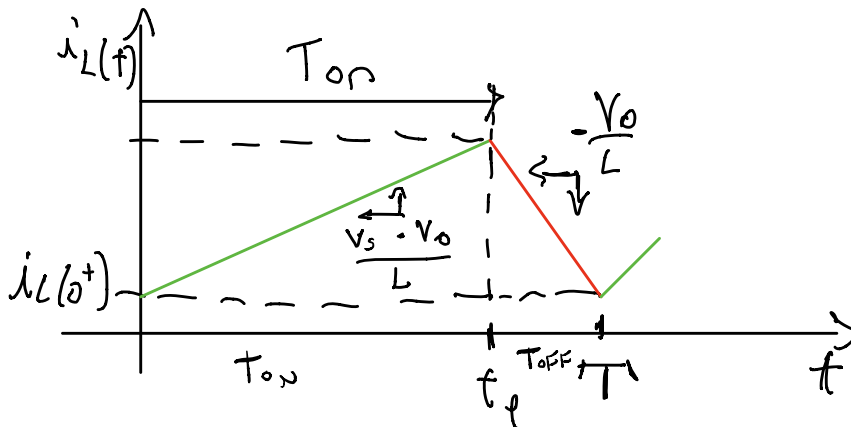
↳ diodo ora fa passare dunque la corrente (detto diodo di ricarica)

↳ dà la possibilità alla corrente sul nuovo percorso



$$V_L = -V_O$$

- Nella Fase 1 → $V_L(t) = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^{t_1} (V_S - V_O) dt = i_L(0^+) + \left(\frac{V_S - V_O}{L}\right) t_1$
- Nella Fase 2 → $i_L(t) = \frac{1}{L} \int_{t_1}^T V_L(t) dt = \frac{1}{L} \int_{t_1}^T (-V_O) dt = i_L(t_1) - \frac{V_O}{L} (T - t_1)$



$$i_L(t_1) = i_L(0^+) + \frac{V_S - V_O}{L} T_{ON} \quad \bullet \quad i_L(T) = i_L(0^+)$$

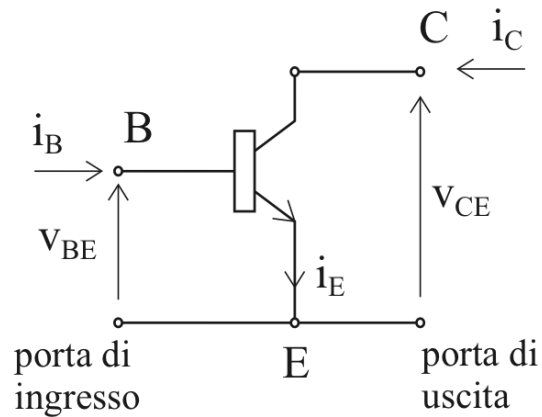
$$\Rightarrow i_L(0^+) = i_L(0^+) + \frac{V_S - V_O}{L} T_{ON} - \frac{V_O}{L} T_{OFF} \Rightarrow (V_S - V_O) T_{ON} = V_O T_{OFF}$$

TRANSISTORI BIPOLARI (BJT) → dispositivo non lineare

↳ sono dispositivi a semiconduttore a tre terminali:

- **EMETTITORE**
- **BASE**
- **COLLETTORE**

Porta di ingresso → porta base-emettitore
 Porta di uscita → porta emettitore-collettore



↓
 Le caratteristiche elettriche possono essere ricavate per via sperimentale attraverso il banco di misura:

- si ha un generatore di tensione costante di valore regolabile V_{BE} e la corrente che fluisce nella maglia d'ingresso (i_B) viene misurata con un amperometro.

- Analogamente la maglia di uscita è eccitata da un generatore di tensione regolabile (V_{CE}) e la corrente di collettore i_C viene misurata con un altro amperometro.

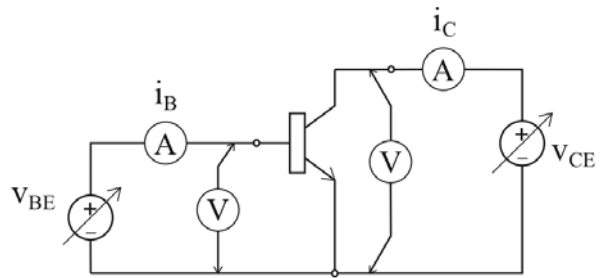
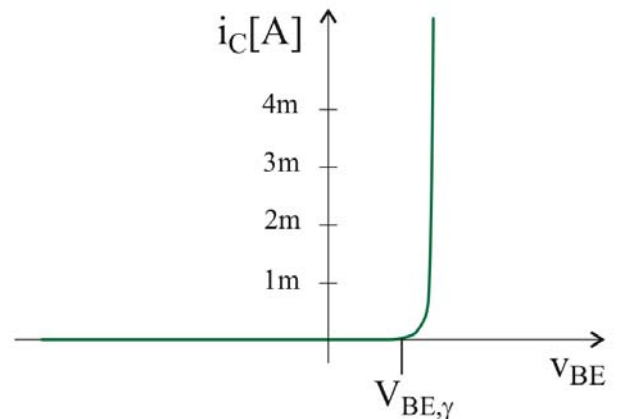
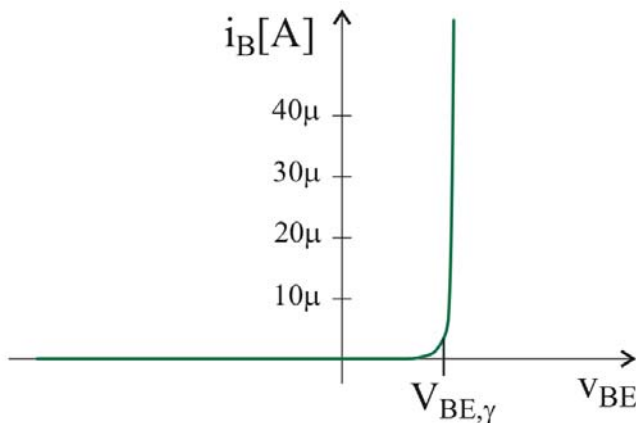


Figure 2: Banco di misura per la caratterizzazione dei transistori bipolari.

Per valori di tensioni di ingresso via via crescenti si ottengono le caratteristiche di ingresso ($i_B = f(V_{BE})$) e di ingresso-uscita ($i_C = g(V_{BE})$) (con $V_{CE} = \text{cost}$)



→ curve simili che si distinguono solo per il fattore di scala sull'asse delle ordinate.

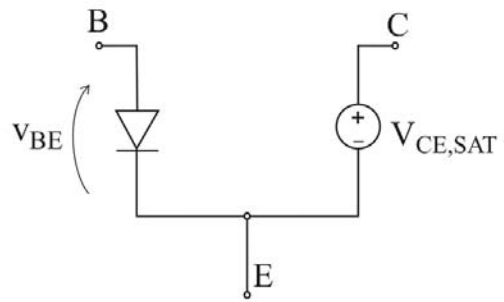
Il modello matematico che descrive bene queste caratteristiche è quello esponenziale:

$$i_B = I_{B0} \left[e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} - 1 \right] \quad i_C = I_{C0} \left[e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} - 1 \right]$$

REGIONE di SATURAZIONE

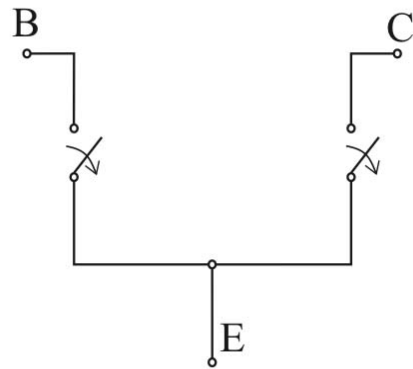
Tensione di saturazione

↳ per $V_{BE} > V_{BE,sat}$ e $V_{CE} < V_{CE,sat}$
 → comprende un diodo alla porta d'ingresso, mentre l'uscita è rappresentata da un generatore di tensione costante pari a $V_{CE,sat}$.
 (che assume valori di qualche centinaia di mV)



REGIONE di INTERRUZIONE

↳ per $V_{BE} < V_{BE,sat}$
 → il Transistore è interdetto e i terminali sono isolati tra loro.



→ Transistore bipolare usato come interruttore

→ il BJT può essere usato anche come interruttore

infatti variando V_{in} :

↳ per $V_{in} < V_{BE,sat}$ → il transistor è interdetto, dunque non passa corrente e non ne passa neanche sulla resistenza R.

CIRCUITO APERTO

↳ e si ottiene che $V_{CE} = V_{AL}$ (Q)

↳ per $V_{in} > V_{BE,sat}$ → permette il passaggio di corrente

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

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

↳ possiamo tracciare la retta di carico

↳ considerando il BJT in saturazione ($V_{CE} < V_{CE,sat}$) (Q1)

INTERRUTTORE CHIUSO

↳ otteniamo che $V_R = V_{AL} - V_{CE}$ essendo $V_{CE} < V_{CE,sat}$, quindi molto piccolo, COME SE FOSSE UN CORTOCIRCUITO

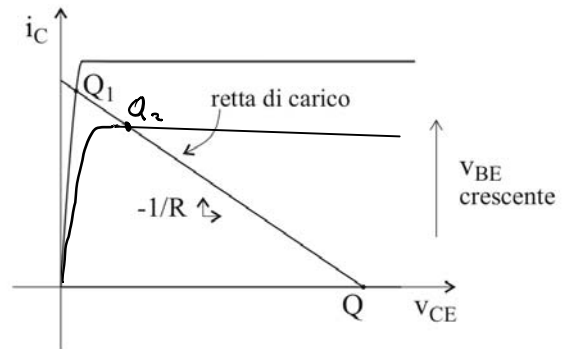
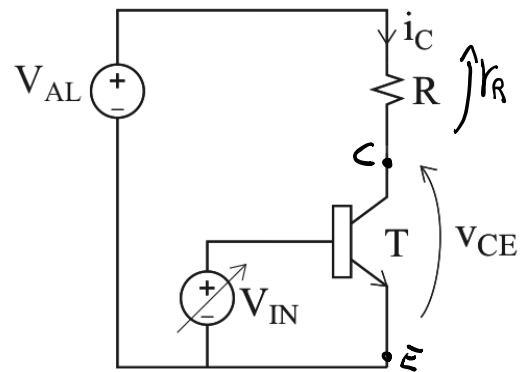


Figure 10: Caratteristiche di uscita e retta di carico.

→ Se consideriamo una tensione di ingresso sinusoidale

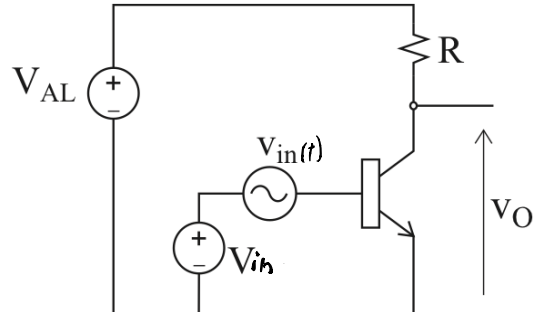
$$V_{in} = V_{in} + V_{in}(t) = V_{in} + V_{pk} \sin(\omega t)$$

$$i_c = G_m V_{in} = G_m V_{in} + G_m V_{pk} \sin(\omega t) = I_c + G_m V_{pk} \sin(\omega t)$$

$$V_o = V_{AL} - R i_c = V_{AL} - R I_c - R G_m V_{pk} \sin(\omega t) = V_o - R G_m V_{pk} \sin(\omega t)$$

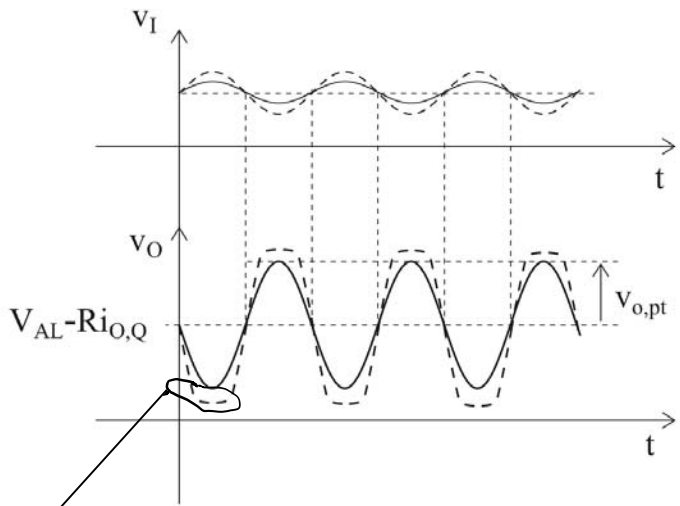
A → fattore di amplificazione

(Amplificatore invertente quando il segnale di uscita è cambiato di segno rispetto all'ingresso)



L'ampiezza della sinusoide di uscita è maggiore di quella di ingresso in quanto V_o dipende da V_i per un fattore di transconduttanza G_m

→ dunque una piccola variazione della tensione di ingresso dà luogo a una forte escursione della corrente di collettore e della tensione di uscita



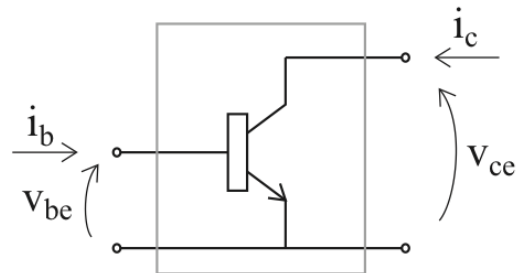
se di ampiezza tale da portare ciclicamente il transistor in regione di saturazione e interdizione il segnale di uscita sarà distorto.

MODELLO DI PICCOLO SEGNALE

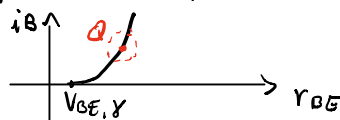
Bisogna ipotizzare il BJT in regione attiva → $\begin{cases} V_{BE} > V_{BEY} \\ V_{CE} > V_{CE-sat} \end{cases}$

si ottiene una matrice di conduttanze

$$\begin{cases} i_b = Y_{11} V_{BE} + Y_{12} V_{CE} \\ i_c = Y_{21} V_{BE} + Y_{22} V_{CE} \end{cases}$$

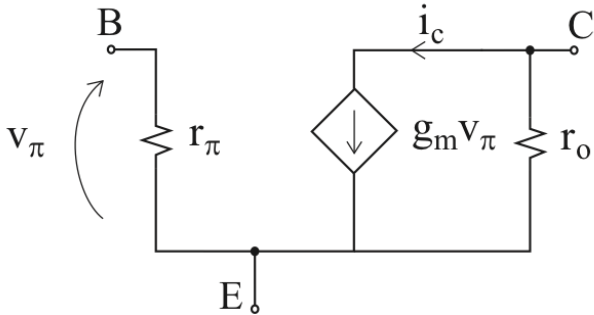


→ approssimiamo linearmente intorno al punto di lavoro



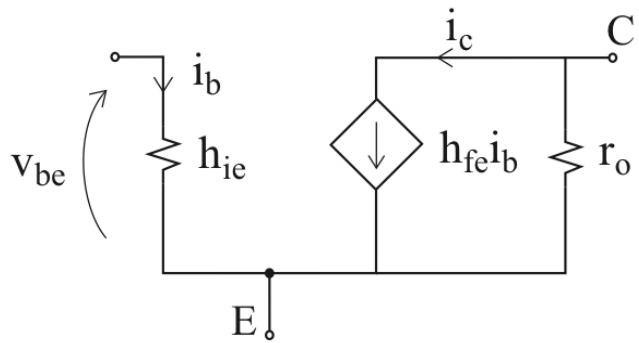
Dunque $\left\{ \begin{aligned} i_b &= Y_{11} V_{BE} + Y_{12} V_{CE} = \frac{V_{BE}}{r_\pi} = \frac{V_\pi}{r_\pi} \\ i_c &= Y_{21} V_{BE} + Y_{22} V_{CE} = g_m V_{BE} = g_m V_\pi \end{aligned} \right. \quad (V_{BE} = V_\pi)$

MODELLO r_π



considerando $h_{fe} = g_m r_\pi$ possiamo considerare il circuito completamente equivalente dove

$$h_{ie} = \frac{h_{fe}}{g_m}$$



Come usare i modelli del BJT

Considerando il circuito in figura 19 per calcolare il guadagno di Tensione si procede con l'analisi di ampiezza segnale, cioè si calcola il punto di lavoro a riposo del Transistore.

Sostituiamo gli elementi reattivi con l'equivalente in continua (quindi circuito aperto per i condensatori)

ipotizziamo la regione attiva del BJT →

possiamo dire che:

$$i_b = \frac{V_{AL} - V_{BE, \gamma}}{R_B} \quad \cdot \quad i_c = \beta i_b$$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{AL} - R_C i_c = V_{AL} - R_C \beta i_b \\ &= V_{AL} - R_C \beta \frac{V_{AL} - V_{BE, \gamma}}{R_B} \end{aligned}$$

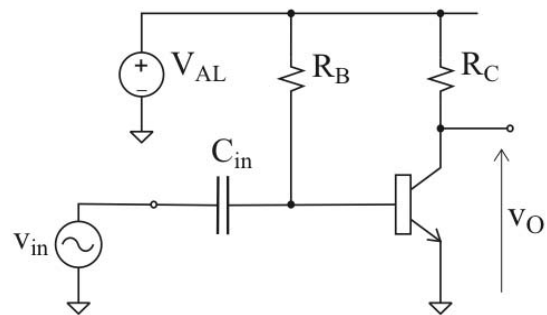
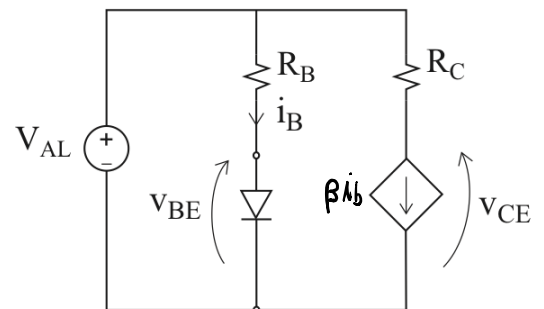


Figure 19: Amplificatore di tensione elementare.



↳ questo Transistore non trova impiego in applicazioni reali per via di numerosi difetti

↳ il punto di lavoro risente pesantemente delle tolleranze di fabbricazione del Transistore e della variazione dei parametri ambientali (temperatura)

Il guadagno di corrente β di esemplari dello stesso dispositivo (uguali tra loro e realizzati tra loro con lo stesso processo) differiscono tra loro anche del $\pm 70\%$

↳ la variazione con la temperatura è $\frac{1}{\beta} \frac{\partial \beta}{\partial T} \approx 1\%/^{\circ}\text{C}$

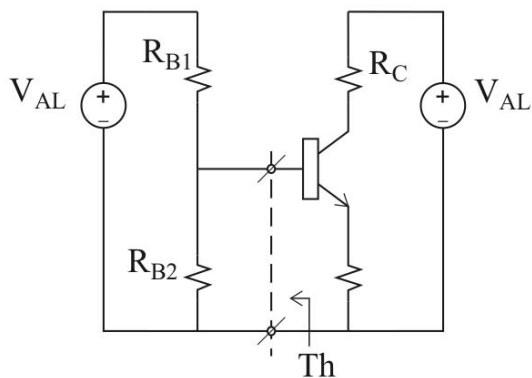
↳ e il punto di lavoro di questo circuito dipende direttamente da β infatti

$$V_{CE} = V_{AL} - R_C \beta \frac{V_{AL} - V_{BE,\gamma}}{R_B}$$

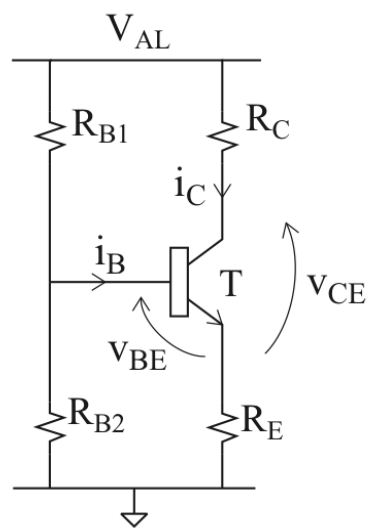
$$i_C = \beta \frac{V_{AL} - V_{BE,\gamma}}{R_B}$$

Degenerazione di emettitore

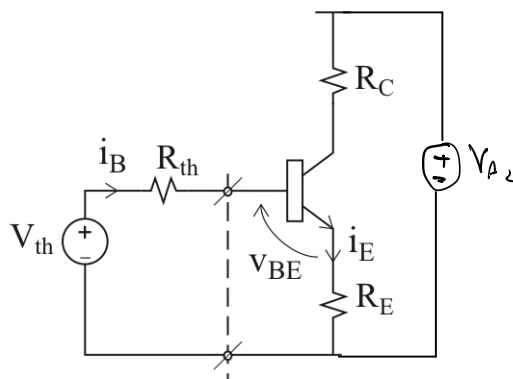
Un esempio di circuito che ci dà la possibilità di controllare il punto di lavoro e si può dimostrare che dipende poco da temperatura e fabbricazione di processo



Equivalente



equivalente di Thevenin



dove

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

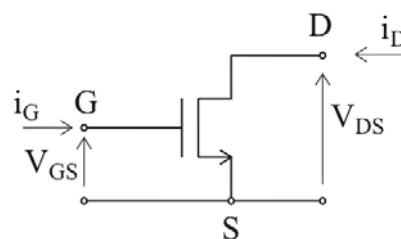
$$R_{TH} = R_{B1} // R_{B2}$$

↳ considerando $\begin{cases} r_{\pi} \ll (1+h_{fe})R_E \\ h_{fe} \gg 1 \end{cases} \rightarrow A_v \approx - \frac{(R_c \parallel R_L)}{R_e}$

↳ risulta che il guadagno dell'amplificatore dipende dalla resistenza di carico

IL TRANSISTORE MOS (METALLO - OSSIDO - SEMI CONDUCTORE)

↳ Transistore molto usato nei circuiti elettronici, specialmente nei circuiti integrati



Simbolo del transistor MOS.

↳ 3 Terminali: **DRAIN (D)** porta d'uscita, **SOURCE (S)**, **GATE (G)** porta d'ingresso

- ↳ Polarizzati su un materiale conduttore tipo silicio. Attraverso sostanze droganti si sostituiscono atomi di silicio con gli atomi del drogante avente numero di valenza diverso
- ↳ Perciò vi sono portatori di carica libera che favoriscono il passaggio di corrente.
- ↳ il terminale di gate è isolato elettricamente dagli altri 2 (sol gate c'è un materiale conduttore disposto su uno strato di materiale isolante)

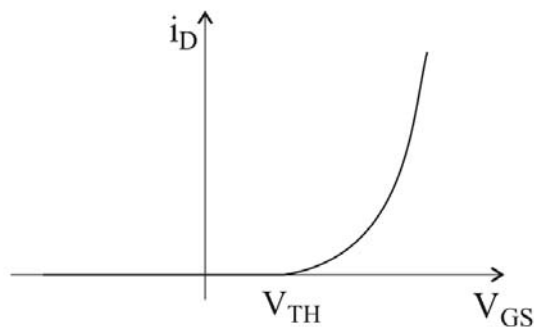
↳ Il Mos, come il BJT, permette il passaggio di corrente alla porta di uscita se la tensione applicata all'ingresso supera una data tensione di soglia

↳ Anche nei Mos è possibile modulare la corrente di Drain agendo sulla tensione di ingresso (V_{GS}).

↳ Ma a differenza dei BJT, il Mos non assorbe corrente continua dalla porta di ingresso, in condizioni statiche $i_G = 0 \rightarrow i_D = i_S$

Modello di ampio segnale

↳ Si osserva che facendo variare V_{GS} e tenendo costante V_{DS} si osserva che i_D rimane nulla fino alla tensione di soglia per poi variare con andamento quadratico



↳ Per $V_{GS} < V_{TH} \rightarrow i_D = 0 \rightarrow$ Transistore interdetto

Modello di piccolo segnale

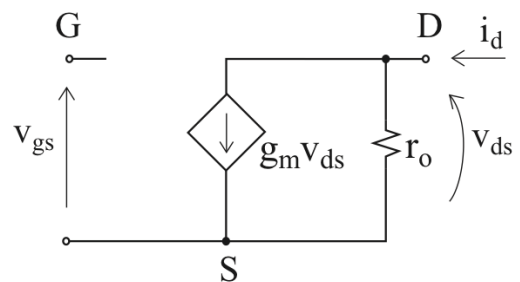
↳ è definito assumendo il transistoro polarizzato in regione di saturazione.

↳ in tal caso si ha che

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial V_{gs}} \Big|_{V_{ds} = \text{cost}} = 2K_n (V_{gs} - V_{TH})$$

↳ che può anche essere scritta come $g_m = \sqrt{4K_n i_{D,Q}} = \frac{e i_{D,Q}}{V_{gs} - V_{TH}}$

(dove i_D e V_{gs} derivano dalla regione di saturazione)



Quindi, volendo ridurre l'errore deve aumentare di molto il guadagno d'anello.

→ per valutare la variazione percentuale di A_f dovuto ad A , si definisce la sensibilità di A_f ad A come

$$S_A^{A_f} = \left(\frac{\frac{\Delta A_f}{A_f}}{\frac{\Delta A}{A}} \right) = \frac{A}{A_f} \left(\frac{\Delta A_f}{\Delta A} \right) = \frac{A}{A_f} \left(\frac{\partial A_f}{\partial A} \right) = \frac{A}{A_f} \frac{1}{(1+\beta A)^2} = \frac{1}{1+\beta A} = \frac{1}{1+T}$$

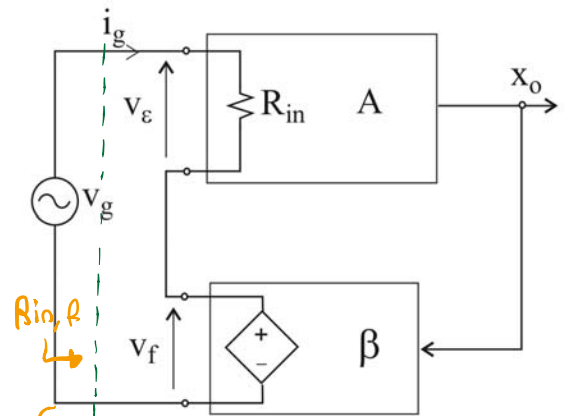
Se ad esempio circuito con $|T| = 10^4$ e $\frac{\Delta A}{A} = 100\%$ si ha che

$$\frac{\Delta A_f}{A_f} \approx \frac{1}{|T|} \approx 10^{-4}$$

↓
passiamo dagli schemi a blocchi ai circuiti, quindi definire i circuiti di misura all'uscita e di confronto del segnale di retroazione (x_f) con il segnale d'ingresso.

Confronto Serie (TENSIONE)

- L'ingresso dell'amplificatore è una tensione (V_g) e il circuito di retroazione β si comporta come un generatore di tensione pilotato dal segnale d'ingresso $V_f = \beta x_o$
- L'amplificatore A è pilotato alla porta di ingresso dalla tensione di errore.



↳ obiettivo: calcolare $R_{in,f}$ dell'amplificatore operazionale

$$V_E = V_g - V_f \quad (V_E = R_{in} i_g)$$

Sappiamo che $x_o = A E = A V_E = A R_{in} i_g$

donque $V_f = \beta x_o = \beta A R_{in} i_g$

$$V_g = V_E + V_f = R_{in} i_g (1 + \beta A)$$

↳ $\beta A = T \rightarrow$ guadagno d'anello

$$R_{in,f} = \frac{V_g}{i_g} = R_{in} (1 + \beta A) = R_{in} (1 + T)$$

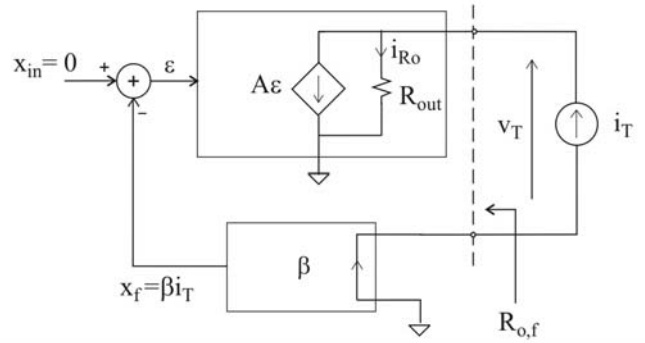
↳ Quindi se $|T| \gg 1$ si ha che $R_{in,f} \gg R_{in}$

↳ Il confronto di tensione permette di ottenere una resistenza d'ingresso molto maggiore di quella dell'amplificatore di base, perciò esso è adatto per realizzare amplificatori di tensione o di transconduttanza. [$R_{in} \rightarrow \infty$]

MISURA SERIE (CORRENTE) → Spegliamo la sorgente v_g

Per ottenere una resistenza di uscita molto maggiore di quella dell'amplificatore di base si fa riferimento alla misura della corrente di uscita

↳ In questo caso la porta di uscita è eccitata da un generatore di corrente di prova i_T che serve proprio per valutare la tensione indotta alla porta di uscita per $x_{in}=0$, cioè la resistenza di uscita $R_{o,f}$



→ possiamo dire che $i_T = Aε + i_{R_o}$ $ε = -x_f = -βx_o = -βi_T R_{o,f}$

$i_T(1 + βA) = i_{R_o} = \frac{v_T}{R_{o,f}}$ → $v_T = i_T R_{o,f}(1 + βA)$

$R_{o,f} = R_{o,f}(1 + βA) = R_{o,f}(1 + T)$

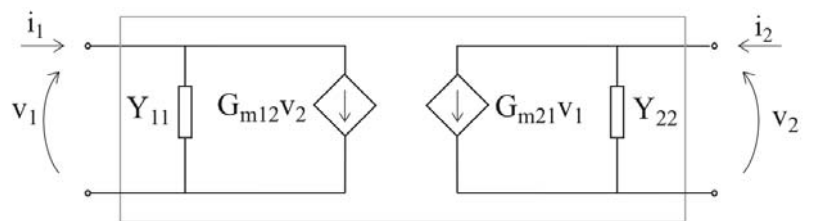
Per $|T| \gg 1$ $R_{o,f} \gg R_{o,f}$ [$R_{o,f} \rightarrow \infty$]

→ Nell'amplificatore se ci si limita ad osservare i segnali alla porta d'ingresso e di uscita senza badare al funzionamento del circuito si ha che il segnale di uscita è una replica amplificata e traslata di quello d'ingresso

$x_o(t) = A x_{in}(t) + x_{off}$

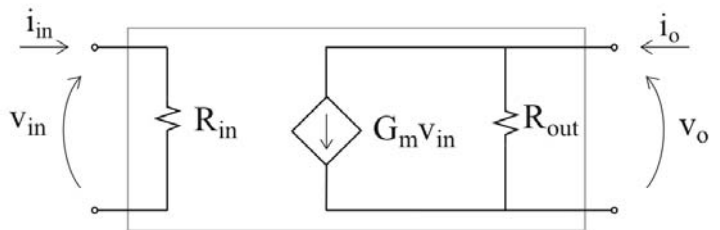
Dove A è l'amplificazione e x_{off} è l'offset di uscita.

- Y_{11} è l'ammettenza alla porta d'ingresso
- Y_{22} è l'ammettenza alla porta di uscita
- G_{m21} è la transconduttanza diretta che lega la corrente di uscita alla tensione di ingresso.
- G_{m12} è la transconduttanza inversa che lega la corrente di ingresso alla tensione di uscita



negli amplificatori reali questa è nulla perché il segnale si propaga dall'ingresso all'uscita e non viceversa → dunque

dove $R_{o,f} = (Y_{22})^{-1}$ e $R_{in} = (Y_{11})^{-1}$
e $G_m = G_{m21}$

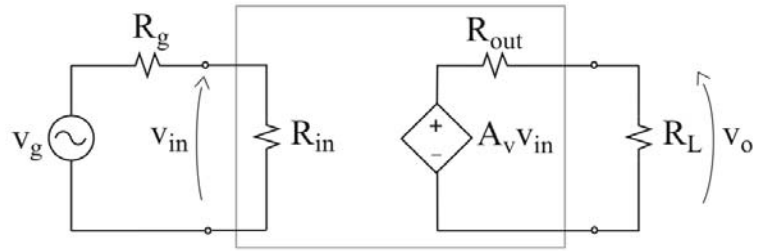


Equivalente di Norton semplificato dell'amplificatore.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_{in}}{R_g + R_{in}} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{out}} A_v$$

Se $|T| \gg 1$

allora $\frac{V_o}{V_{in}} \Big|_{\substack{R_L \gg R_{out} \\ R_g \ll R_{in}}} \approx A_v \approx \frac{1}{\beta}$



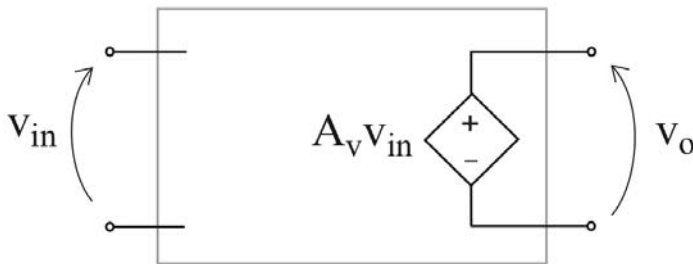
Si ottiene un amplificatore di tensione con caratteristiche dell'amplificatore ideale.

→ Sarebbe comodo disporre di amplificatori simili a quelli ideali che presentano resistenze d'ingresso e d'uscita di valore nullo o infinito

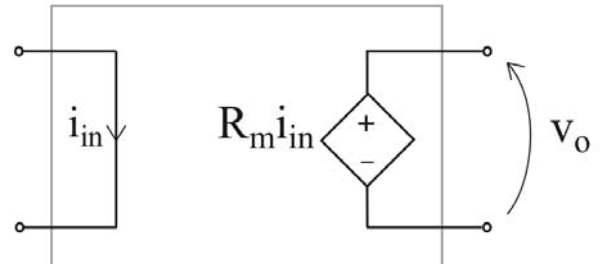
Amplificatori ideali

	CONFRONTO	MISURA
A_v	V	V
R_m	i	V
G_m	V	i
A_i	i	i

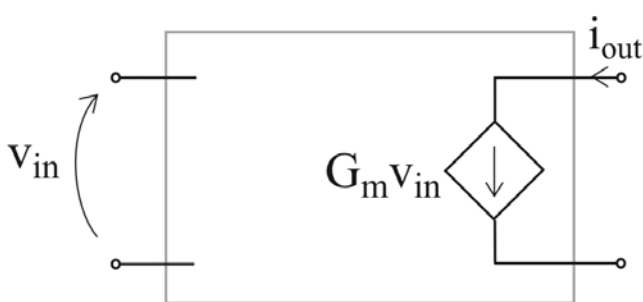
	R_{in}	R_{out}
A_v	∞	0
R_m	0	0
G_m	∞	∞
A_i	0	∞



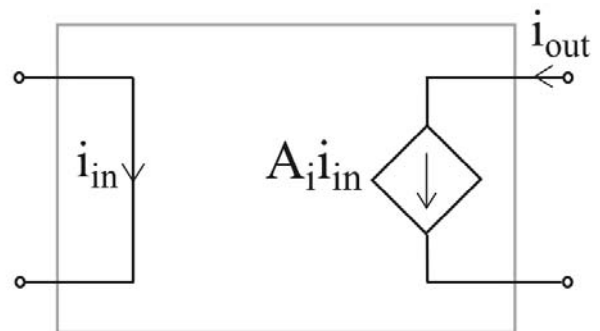
Amplificatore ideale di tensione.



Amplificatore ideale di transresistenza.

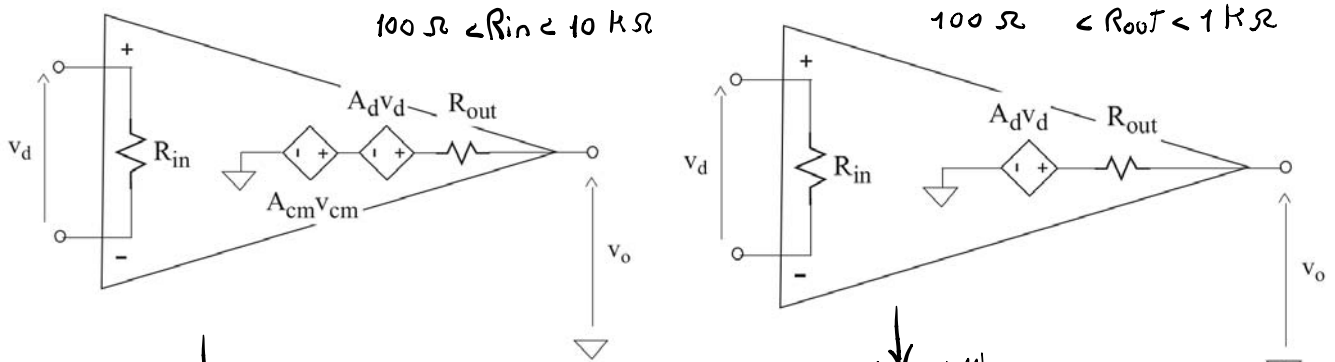


Amplificatore ideale di transconduttanza.



Amplificatore ideale di corrente.

$$|T| \gg 1 \rightarrow 10^4 < A < 10^6$$



↓
circuito dell'opamp in regione di linearità

↓
circuito dell'opamp in regione di linearità sotto l'ipotesi $A_{cm} = 0$

→ Nella parte lineare $\frac{\Delta V_o}{\Delta V_d} = A_d$ → quindi $\Delta V_{d,max} = \frac{2V_{AZ}}{A_d}$

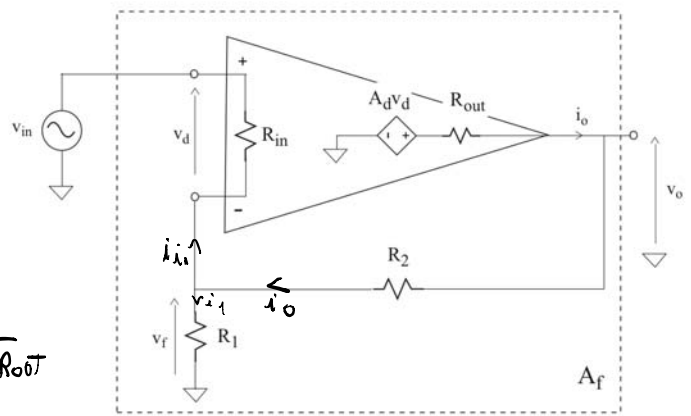
→ Possiamo quindi dire che se viene usato nella regione di linearità allora si può parlare di Amplificazione

Amplificatore non invertente

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

Per il principio di sovrapposizione degli effetti.

$$i_o = \underbrace{\frac{A_d V_d}{R_{out} + R_2 + R_1 // R_{in}}}_{\text{generatore } V_{in} \text{ spento}} - \frac{V_o}{R_1 + R_1 // (R_2 + R_{out})} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_{out}}$$



Amplificatore di tensione non invertente basato su opamp.

$$V_{in} = V_d + V_f$$

$$\rightarrow \text{per } i_o \approx \frac{1}{R_{out} + R_1 + R_2} (A_d V_d - \frac{R_1}{R_{in}} V_{in}) \approx \frac{A_d V_d}{R_{out} + R_1 + R_2}$$

$$\hookrightarrow V_o = A_d V_d - R_{out} \frac{A_d V_d}{R_{out} + R_1 + R_2} = A_d V_d \left(\frac{R_1 + R_2}{R_{out} + R_1 + R_2} \right) \rightarrow \text{diciamo che } A_d' = A_d \frac{R_1 + R_2}{R_{out} + R_1 + R_2}$$

$$\begin{cases} V_f \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o \text{ (partitore)} \\ V_{in} = V_d + V_f \\ V_o = A_d' V_d \end{cases}$$

$$\begin{aligned} V_{in} &= V_d \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_d' \right) \\ \hookrightarrow V_{in} &= \frac{V_o}{A_d'} \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_d' \right) \end{aligned}$$

$$\rightarrow A_{v,f} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{A_d'}{1 + A_d' \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Il guadagno dell'amplificatore dipende dal rapporto di resistenze

se consideriamo questo T, dove $|T| \gg 1$

$$i_{R1} = \frac{V_e}{R_1}, \text{ essendo } i_d = 0 \Rightarrow i_{R1} = i_{R2}$$

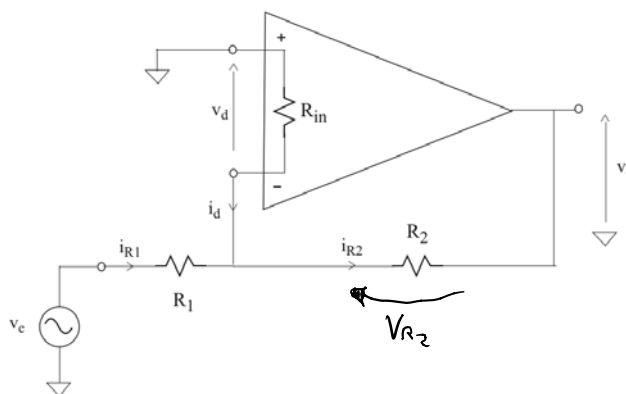
$$V_{R2} = i_{R2} \cdot R_2$$

$$\hookrightarrow V_{R2} = \frac{V_e}{R_1} R_2$$

$$\hookrightarrow V_o = -V_{R2}$$

$$\hookrightarrow V_o = -\frac{V_e}{R_1} R_2$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$



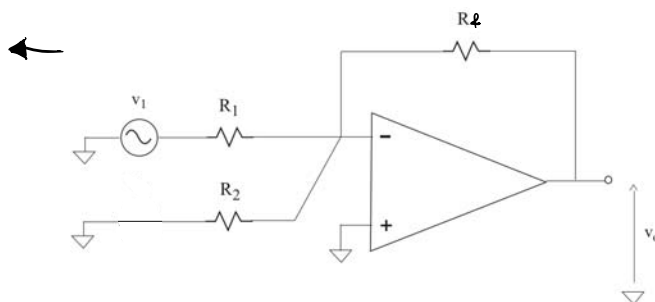
Amplificatore di tensione invertente.

con l'amplificatore invertente si ottiene amplificazione negativa

Alla base dei circuiti **SOMMATORI**

SOMMATORI → si possono realizzare sommatore di 2 più ingressi

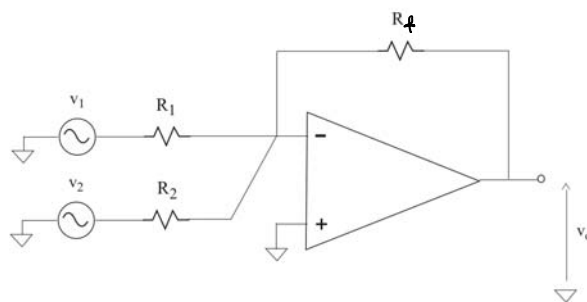
in questo caso se c'è o. non c'è R2 non cambia nulla

$$\hookrightarrow V_o = -\frac{R_f}{R_1}$$


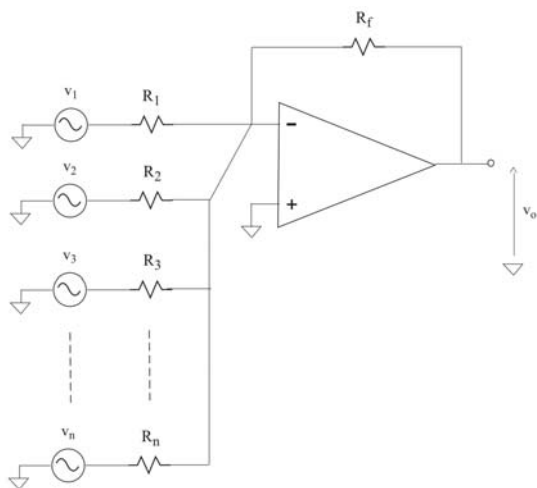
in questo caso possiamo applicare il principio di sovrapposizione degli effetti; spegnendo prima v2 e poi v1

$$\hookrightarrow V_o = -\frac{R_f}{R_1} V_1 - \frac{R_f}{R_2} V_2$$

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



Sommatore di tensione a due ingressi.



Sommatore di tensione a n ingressi.

→ Schema generale del sommatore di tensione invertente

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

Con questi circuiti è possibile eseguire somme ma non differenze

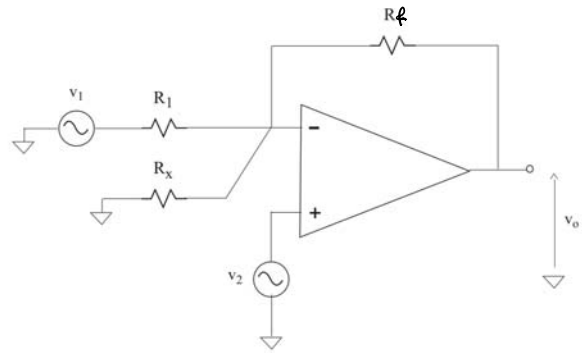
→ dunque $V_0 = - \frac{R_f}{R_1} V_1 + \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) V_2$

→ senza il partitore V_2 sarebbe collegato all'ingresso con il risultato che $\alpha = \beta + 1$

• Per ottenere $\alpha > \beta + 1$

↓
consideriamo il principio di sovrapposizione degli effetti

↓
 $V_0 = V_0' + V_0''$



Circuito di amplificazione della differenza di due segnali. $\alpha > \beta + 1$

• $V_2 = 0$ → R_x come se non ci fosse → amplificatore invertente → $V_0' = - \frac{R_f}{R_1} V_1$

• $V_1 = 0$ → Amplificatore non invertente → $V_0'' = \left(1 + \frac{R_f}{R_1 \parallel R_x}\right) V_2$

$$V_0 = - \underbrace{\frac{R_f}{R_1}}_{\beta} V_1 + \underbrace{\left(1 + \frac{R_f}{R_1 \parallel R_x}\right)}_{\alpha} V_2 \rightarrow \alpha > \beta + 1$$

$V_0 = -\beta V_1 + \alpha V_2 \rightarrow \begin{cases} \alpha < \beta + 1 \rightarrow R_3 \text{ e } R_4 \text{ necessario} \\ \alpha > \beta + 1 \rightarrow R_x \rightarrow \text{necessario} \end{cases}$

Sommatore generalizzato

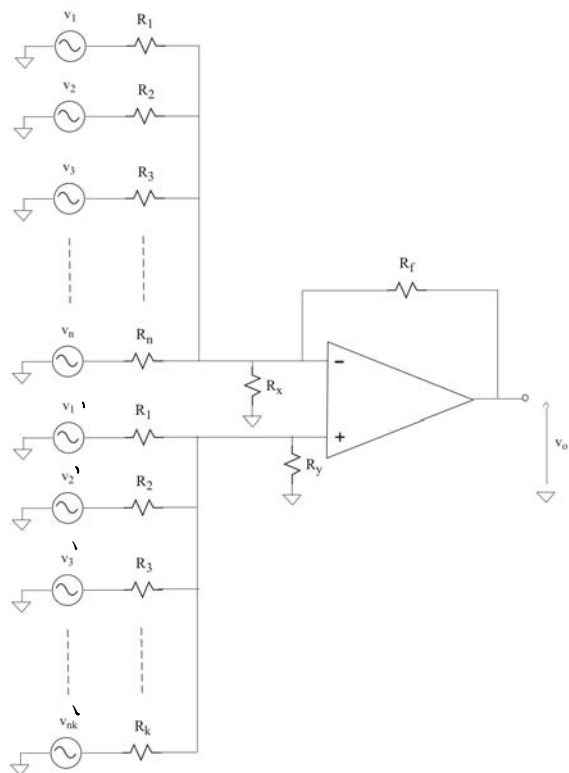
$$V_0 = (a_1 V_1' + a_2 V_2' + \dots + a_{nk} V_{nk}') - (b_1 V_1 + b_2 V_2 + \dots + b_n V_n)$$

$$A = \sum_{i=1}^{nk} a_i \quad \beta = \sum_{j=1}^n b_j$$

$A = \beta + 1 \rightarrow R_x$ e R_y possono essere omesse

$A > \beta + 1 \rightarrow R_x$ necessaria, R_y no

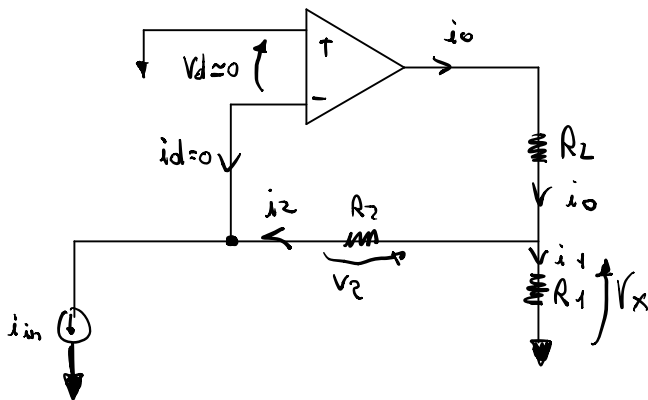
$A < \beta + 1 \rightarrow R_y$ necessaria, R_x no



Sommatore generalizzato.

↳ Usata di tipo differenziale che deve essere amplificata attraverso l'amplificatore differenziale

Amplificatore di corrente



$$A_i = \frac{i_o}{i_{in}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

(Per $|T| \gg 1 \rightarrow V_d \approx 0, i_d \approx 0$)

Obiettivo → relazione ingresso uscita

$$A_i \triangleq \frac{i_o}{i_{in}}$$

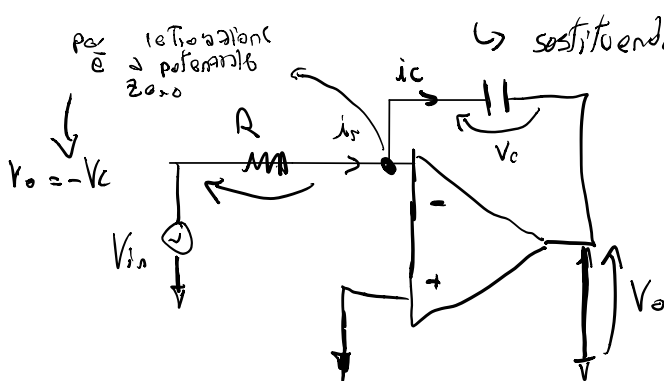
Si come $i_d = 0 \rightarrow i_{in} = i_2$

$$i_o = i_1 + i_{in} \quad i_1 = \frac{V_x}{R_1}$$

$$V_2 = V_x = R_2 i_2 = R_2 i_{in}$$

$$i_o = \frac{R_2 i_{in}}{R_1} + i_{in}$$

CIRCUITO INTEGRATORE



↳ sostituendo ad R_f un condensatore C

$$i_r = \frac{V_{in}}{R}$$

$$i_c = C \frac{dV}{dt}$$

$$i_c = i_r$$

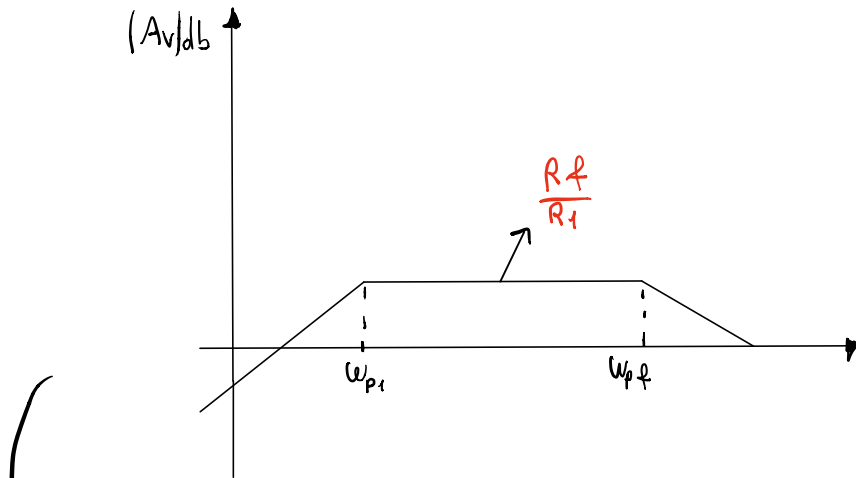
$$V_c = \frac{1}{C} \int i_c dt$$

$$V_c = \frac{1}{C} \int \frac{V_{in}}{R} dt = \frac{1}{RC} \int V_{in} dt$$

$$V_o = -V_c = -\frac{1}{RC} \int V_{in} dt$$

$$|A_v| = \frac{\omega R_f C_1}{\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)^2\right)^{1/2} \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{pf}}\right)^2\right)^{1/2}}$$

$$|A_v|_{db} = 20 \log_{10} |A_v|$$



infatti per $\omega > \omega_{p1}$ e $\omega < \omega_{pf}$

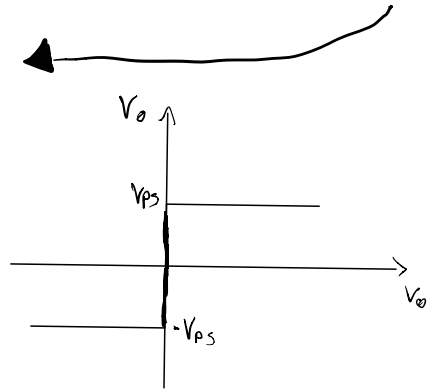
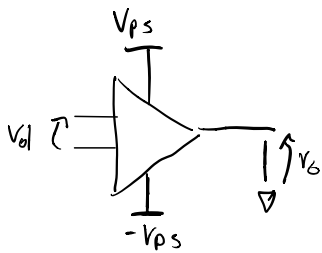
$$\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)^2\right)^{1/2} \approx \frac{\omega}{\omega_{p1}} \quad \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{pf}}\right)^2\right)^{1/2} \approx \sqrt{1} = 1$$

da cui $\rightarrow |A_v|_0 = \frac{\omega R_f C_1}{\frac{\omega}{\omega_{p1}}} = \frac{R_f C_1}{R_1 C_1} = \frac{R_f}{R_1}$

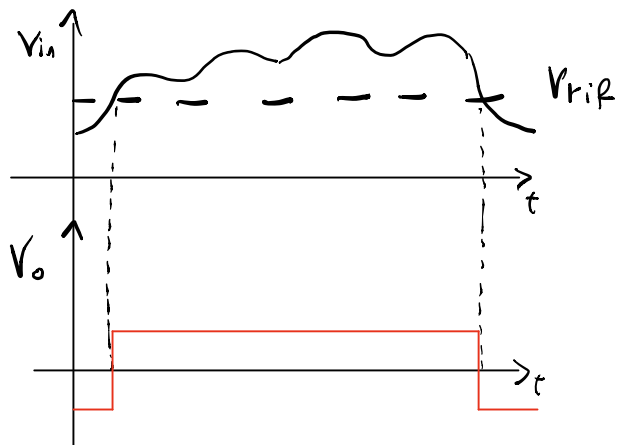
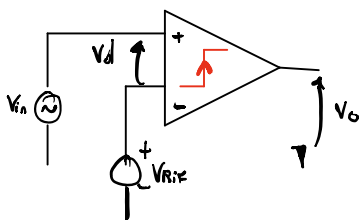
↳ i filtri attivi amplificano e filtrano

→ quando l'amplificatore non è retroazionato si ha

COMPARATORI DI TENSIONE



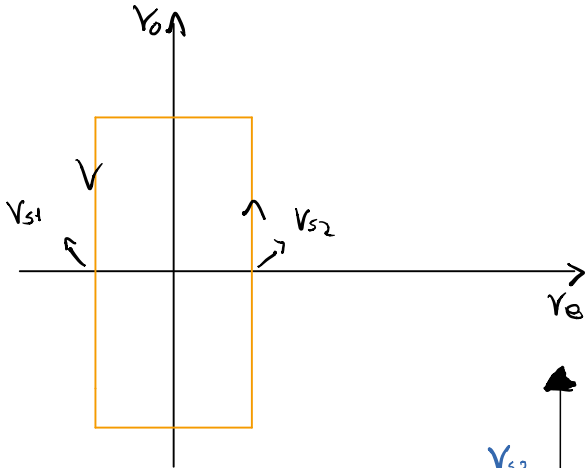
Se sinusoidale



→ allo stesso modo $V_{S2} = \frac{R_1}{R_2} V_{PS}$ → arrivato l'ingresso a V_{S2} si passa dal livello basso all'alto

SI PARLA DEL CICLO DI ISTERESI

→ la soglia di commutazione dipende dallo stato dell'uscita, dal valore se è alto o basso.

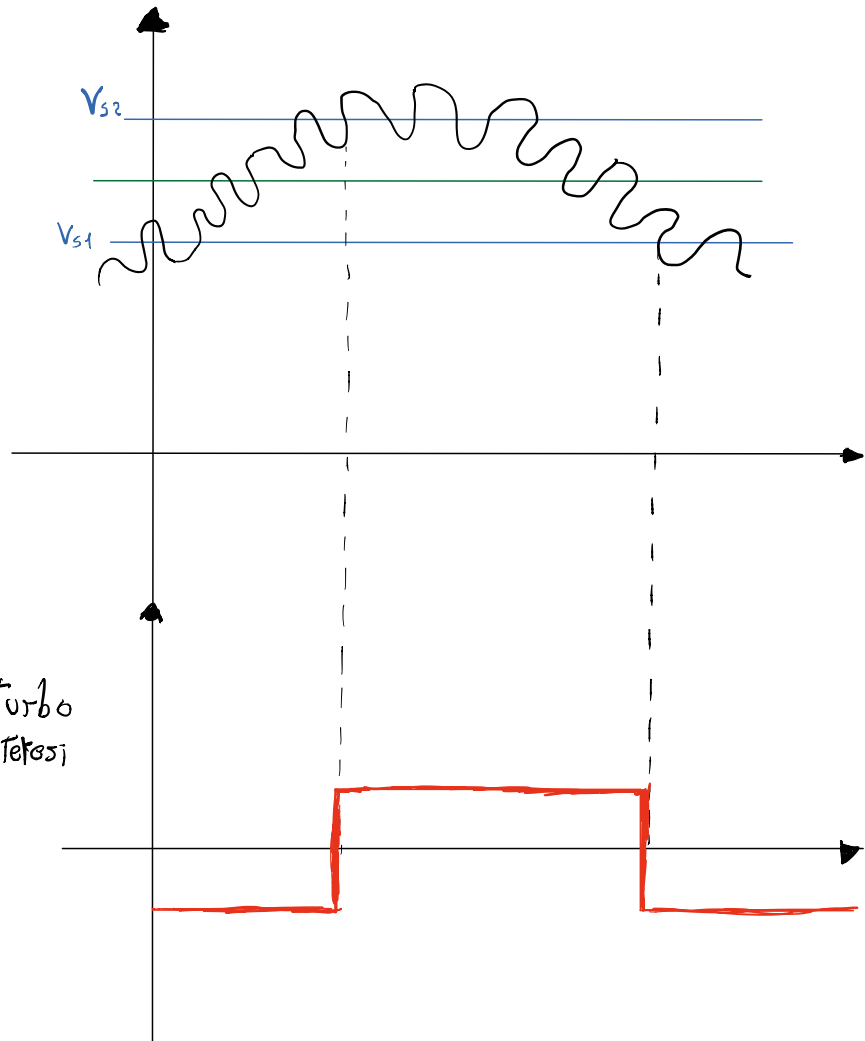


Quando l'ingresso è minore di V_{S2} (o maggiore di V_{S1}) non si hanno commutazioni

Ampiezza isteresi

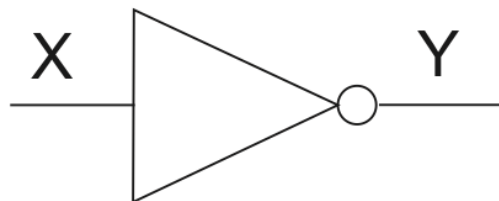
$$I = V_{S2} - V_{S1} = 2 \frac{R_1}{R_2} V_{PS}$$

nota l'ampiezza del disturbo decide l'ampiezza dell'isteresi



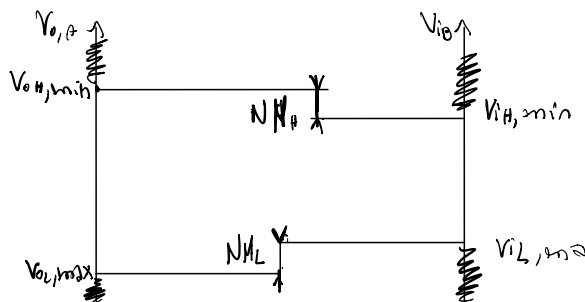
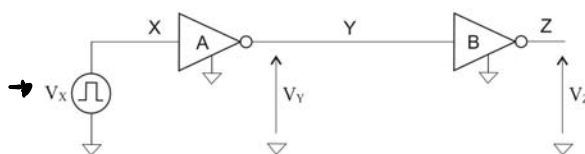
L'introduzione dei simboli logici permette di progettare e analizzare un circuito reale a livello astratto, cioè facendo riferimento a variabili logiche prescindendo dal funzionamento elettrico del circuito.

↳ pertanto al circuito di prima si preferisce il simbolo logico della PORTA NOT



Porta logica NOT.

→ Se si collegano due porte NOT uguali in cascata l'uscita logica della seconda sarà uguale all'ingresso logico della prima (con generatore di tensione a livelli)

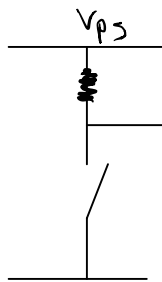
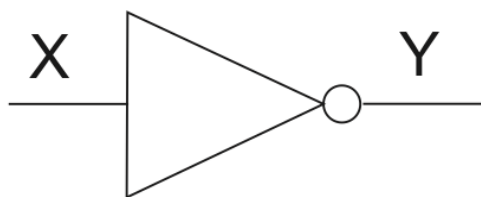


→ La comunicazione tra A e B è garantita se la funzione
 $NM_H \triangleq V_{0H,min} - V_{1H,min} > 0$
 $NM_L \triangleq V_{1L,max} - V_{0L,max} > 0$

↳ queste diff. di tensione qualificano l'immunità ai disturbi

PORTE LOGICHE FONDAMENTALI

PORTA NOT



$$Y = \bar{X}$$

Tabella di verità

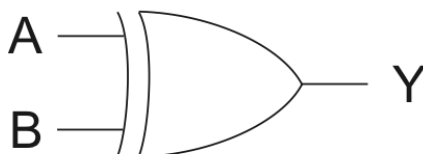
X	Y
0	1
1	0

TABELLA DI VERITÀ

A	B	AND	NAND
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

PORTA EXOR [$y = A \oplus B$]

A	B	EXOR
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0



ALGEBRA DI BOOLE

Teoremi Fondamentali

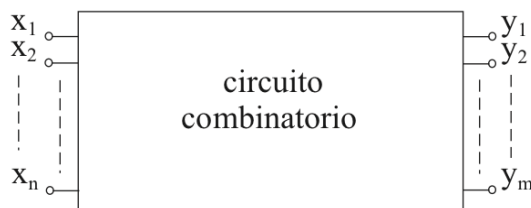
proprietà	logica OR	logica AND
Identità	$A + 0 = A$	$A \cdot 1 = A$
Dominanza	$A + 1 = 1$	$A \cdot 0 = 0$
Commutativa	$A + B = B + A$	$A \cdot B = B \cdot A$
Associativa	$(A + B) + C = A + (B + C)$	$(A \cdot B) \cdot C = A \cdot (B \cdot C)$
distributiva	$A + (B \cdot C) = (A + B) \cdot (A + C)$	$A \cdot (B + C) = (A \cdot B) + (A \cdot C)$
De Morgan	$\overline{(A + B + \dots + Z)} = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \dots \cdot \bar{Z}$	$\overline{(A \cdot B \cdot \dots \cdot Z)} = \bar{A} + \bar{B} + \dots + \bar{Z}$

Le funzioni logiche ottenute con l'algebra di Boole possono essere implementate sotto forma di circuiti digitali

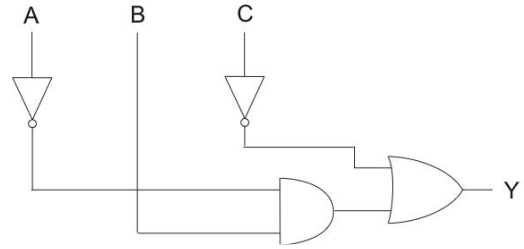
Essi producono in uscita un valore Y che corrisponde a uno d'ingresso X , secondo una data funzione logica $Y = F \cdot X$

con F che è la funzione logica del circuito digitale

In generale un circuito combinatorio riceve n variabili in ingresso (x) e produce m variabili in uscita (y).



→ permette di minimizzare la complessità del circuito



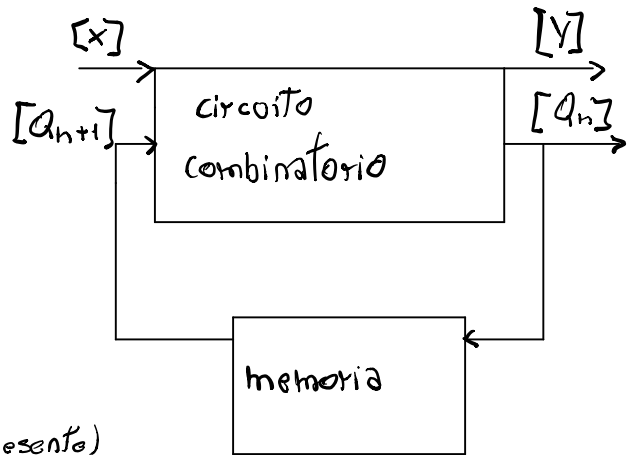
→ la funzione logica si può anche ottenere con la copertura degli zeri della mappa di Karnaugh

↓ la funzione minima è espressa come prodotto di somme

AB \ C	00	01	11	10
0	1	1	1	1
1	0	1	0	0

CIRCUITI SEQUENZIALI

→ Si distinguono da quelli combinatori perché l'uscita $[Y]$ non dipende solo dalle variabili di ingresso $[X]$ nel tempo presente ma anche da quello assunto negli istanti di tempo passati.



→ Sono dotati di memoria.

→ Il circuito contiene lo stato del sistema all'istante t_n (stato presente) i bit $[Q_n]$ preposti all'ingresso del circuito combinatorio assieme ai bit del vettore di ingresso $[X]$ i costituiscono il vettore di ingresso che genera il vettore di uscita $[Y]$; al tempo t_{n+1} è lo stato futuro $[Q_{n+1}]$.

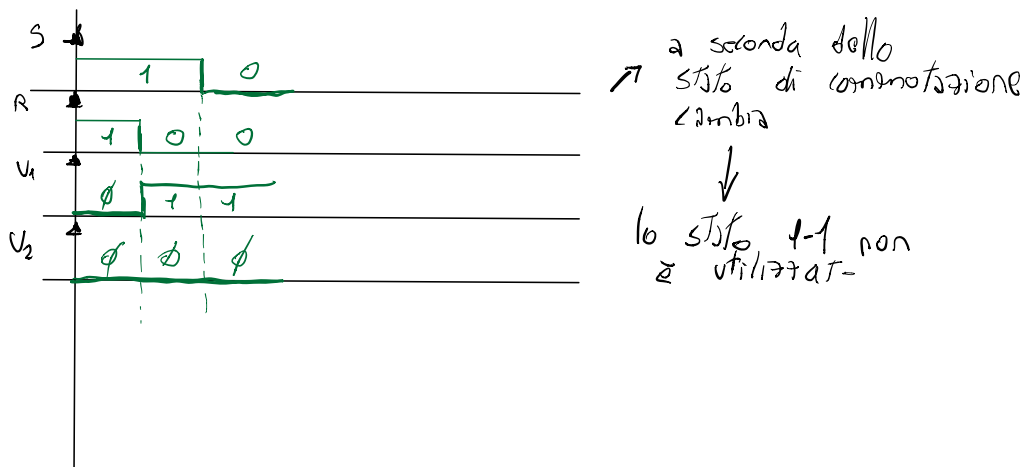
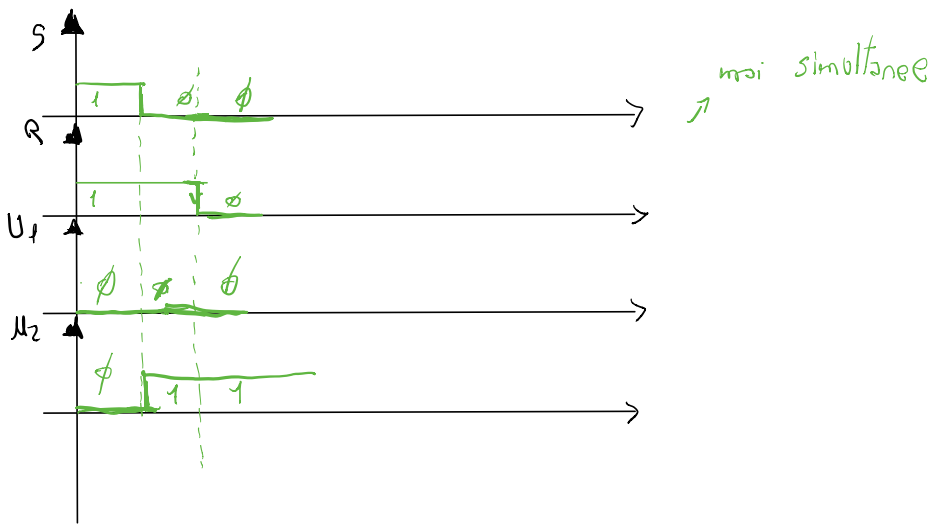
Lo stato presente e lo stato futuro sono composti da k bit.

Lo stato futuro è immagazzinato in memoria al posto di quello precedente (relativo allo stato t_n) e diventa il nuovo stato presente all'istante t_{n+2} .

CIRCUITI SEQUENZIALI

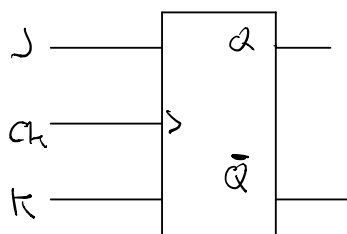
SINCRONI → il tempo è scandito dalle transizioni delle variabili d'ingresso $[x_i]$

ASINCRONI → il tempo è scandito da un segnale di temporizzazione detto "clock"



• Flip Flop - JK

c'è anche un fattore di temporizzazione



J	K	Q_{n+1}	CK
0	0	Q_n	↑
0	1	0	↑
1	0	1	↑
1	1	\bar{Q}_n	↑