

# SISTEMI ELETTRONICI

## INTRODUZIONE

Vogliamo capire come risolvere le problematiche a livello hardware e software nel controllo dei sistemi.

OEM → Original Equipment Manufacturer

Si occupa della definizione del dispositivo, chiarendo le specifiche e il design del prodotto, si occupano anche della vendita.

TIER 1 → fornitori di primo livello

Si interfacciano con gli OEM per soddisfare le varie specifiche, forniscono i sottosistemi per la costruzione del dispositivo.

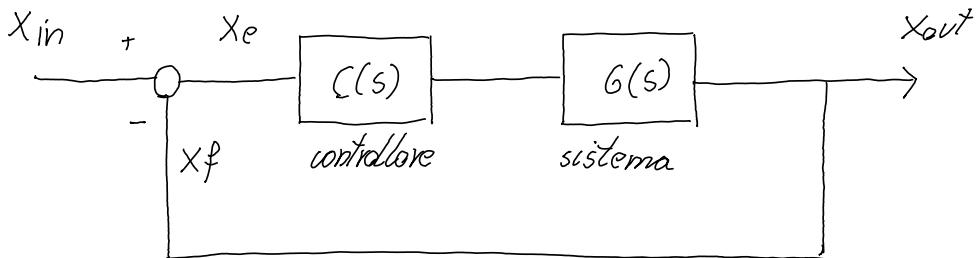
TIER 2 → fornitori di secondo livello.

Forniscono i componenti di basso livello per la creazione dei sottosistemi.

Quello che andremo ad esaminare sarà il lavoro delle prime 2 categorie.

## SISTEMA BASE

Nella sua forma più semplice un sistema di controllo può essere graficato mediante un sistema a blocchi di questo tipo:



## PROBLEMATICA NEI SISTEMI REALI

Nei casi reali le situazioni sono molto più complesse.

La prima cosa, in generale i sistemi non sono di tipo SISO (single input, single output) ma sono MIMO (multiple input, multiple output).

Dovranno quindi essere tenuti di conto non singoli canali di informazione, ma bus di dati.



simbolo bus dati

Si dovrà inoltre considerare che per effettuare il controllo sono sicuramente necessari dei sensori spesso caratterizzati da una funzione di trasferimento propria.

Inoltre nei sistemi reali, spesso, la  $G(s)$  è incognita.

Sensori e trasduttori possono effettuare misure di varie tipi di grandezze:

- |                     |                      |                      |
|---------------------|----------------------|----------------------|
| • Forze             | • intensità luminosa | • posizioni angolari |
| • Velocità lineari  | • campi elettrici    | • Temperatura        |
| • Velocità angolari | • posizioni lineari  | • campi magnetici    |

Possiamo definire come TRASDUTTORE un dispositivo in grado di trasformare una qualunque grandezza fisica in un'altra. In particolare siamo interessati a trasformare grandezze fisiche in elettriche.

### PROBLEMATICA SENSORISTICA

L'ideale per un sensore sarebbe:

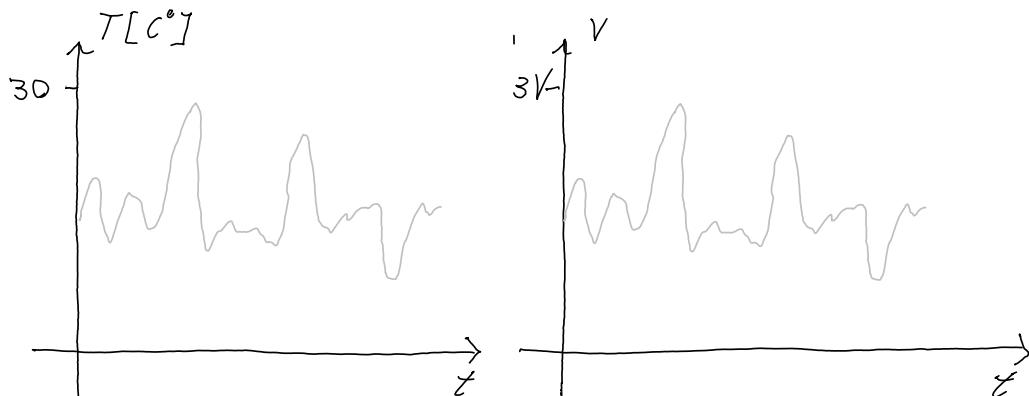
$$V_{\text{sens}} = k \cdot x$$

$x \rightarrow$  grandezza fisica

$V_{\text{sens}} \rightarrow$  tensione uscita dal sensore

$k \rightarrow$  coefficiente di proporzionalità

Quello che un sensore ideale dovrebbe fare è quindi:



Spesso, nei casi reali, questa proporzionalità non è rispettata.

Un buon sensore deve avere la caratteristica di essere SELETTIVO: la sua tensione di uscita deve essere solo funzione della grandezza di interesse. Spesso non è così, infatti quasi tutti i sensori hanno una caratteristica che è funzione della temperatura.

I sensori sono inoltre soggetti a disturbi di natura elettromagnetica.

Dal momento che si hanno disturbi e mancanza di selettività, è necessario prevedere dei dispositivi in grado di "ripulire" il segnale.

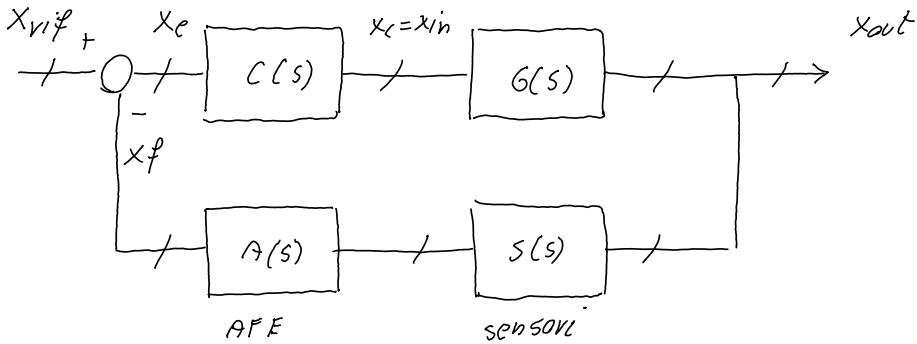
Dobbiamo inoltre considerare che i sistemi che analizziamo sono spesso considerati lineari e tempo invariante, se non sono lineari, la procedura è quella di linearizzare attorno al punto di equilibrio.

Questa linearizzazione è però valida se non ci allontaniamo troppo dal punto di equilibrio.

A livello sensoristico si ha l'ulteriore complicazione dovuta al fatto che i segnali elettrici in uscita sono estremamente piccoli ( $nW = 10^{-9} W$ )  $\rightarrow$  dobbiamo amplificare.

Fatte queste considerazioni è facile capire che i sensori presi singolarmente non sono sufficienti, dovremmo quindi introdurre ciò che viene chiamato ANALOG FRONT END (AFE).

Lo schema del controllo in retroazione diventerà qualcosa di questo tipo:



$G(s)$  → fa il sistema

$S(s)$  → fa il sensore

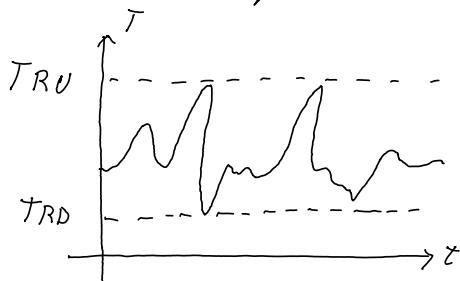
$C(s)$  → fa controllare

$A(s)$  → fa l'analog front end.

## SISTEMI DIGITALI

Segnali analogici → segnali continui nel tempo e nelle ampiezze.

Definito un range di misura, i segnali analogici possono assumere qualsiasi valore all'interno del range di misura



Si definisce RANGE DINAMICO il limite superiore e inferiore all'interno del quale il valore misurato può esistere, ossia il range di valori che la grandezza misurata può assumere.

## PROBLEMATICA DEI SEGNALI ANALOGICI

L'usata dall'AFE sarà un segnale analogico rappresentativo delle grandezze fisiche misurate.

Di solito in usata si hanno segnali elettrici variabili tra 0-3 o 0-5 V.

Il segnale di errore sarà quindi per definizione  $x_e(t) = x_{ref}(t) - x_f(t)$

con segnali analogici, il segnale viene salutamente manipolato da controllori PID → proporzionale, integrativo, derivativo.

Si avrà quindi:

$$x_c(t) = k_p x_e(t) + k_i \int x_e(t) dt + k_d \cdot \frac{dx_e(t)}{dt}$$

Il controllore PID fa però insorgere alcuni problemi; infatti, lo spazio delle soluzioni che possiamo andare ad esplorare è estremamente limitato, possiamo infatti solo anticipare, posticipare e scalare i segnali.

Inoltre il segnale analogico è molto sensibile ai disturbi e ha possibilità di controllo limitate.

Oltre a ciò il segnale analogico richiederebbe risorse computazionali infinite, infatti esso può assumere qualsiasi valore in ogni momento.

## DIGITALIZZAZIONE DEI SEGNALI

Per ovviare a questi problemi dobbiamo eseguire una DIGITALIZZAZIONE dei segnali analogici. → ciò significa effettuare una QUANTIZZAZIONE dei segnali cioè

nel tempo che nello spazio, dobbiamo quindi campionare il segnale nel tempo e nelle ampiezze.

Questa operazione porta notevoli vantaggi:

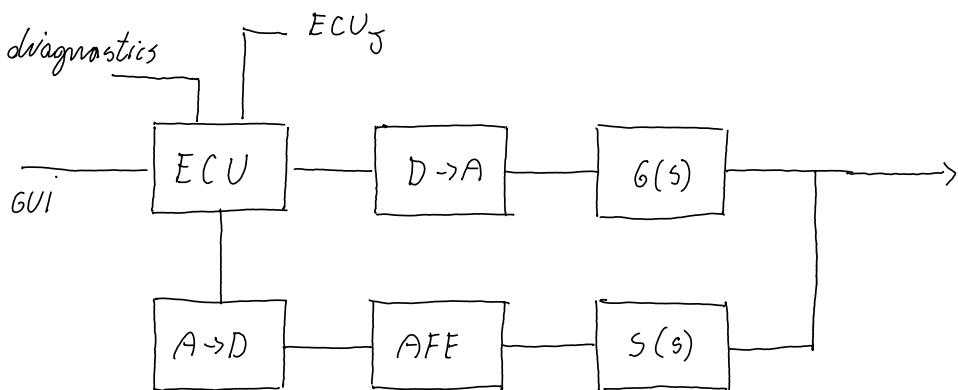
- Minor consumo di risorse computazionali
- Robustezza del sistema ai disturbi
- Spazio delle possibilità più ampio

fare una operazione di questo tipo corrisponde a effettuare una CONVERSIONE ANALOGICO-DIGITALE.

Si avrà quindi:

$$x(t) \rightarrow x_q(Nt_c)$$

Poiché lavoriamo con sistemi digitali la  $C(s)$  diventerà una ECU (ELECTRONIC CONTROL UNIT).  
Lo schema sarà il seguente:



L'ECU, composta da memorie e processori, contiene le liste di informazioni necessarie ad effettuare il controllo.

Siccome abbiamo prevalentemente sistemi distribuiti e non più centralizzati, l'ecu sarà interconnessa ad altre ecu, con la possibilità di effettuare una diagnostica del sistema.

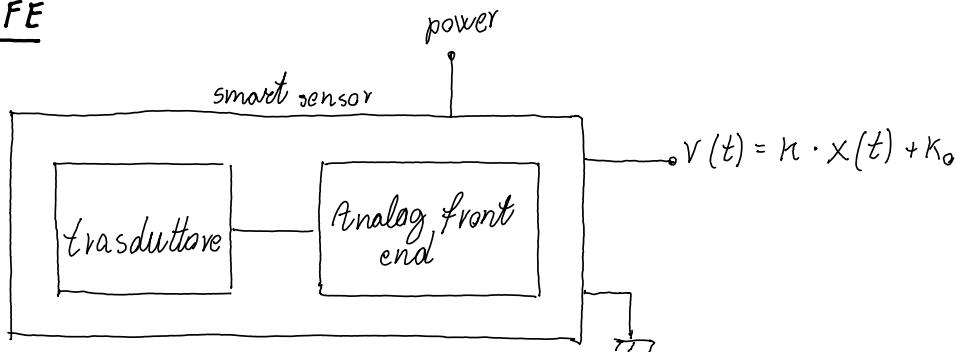
## POTENZA

I segnali inviati dall'ecu sono di bassa potenza, per applicazioni di alta potenza si dovrà effettuare una nuova conversione da digitale ad analogico e immettere potenza nel sistema.

All'impianto si dovrà inserire, infine, una parte di ritorno analogico e gestione di energia e alimentazione. La parte di POWER ELECTRONICS si occuperà di fornire all'impianto la potenza necessaria.

## CONVERSIONE ANALOGICO-DIGITALE

### AFE



$$V(t) = k \cdot x(t) + h_0$$

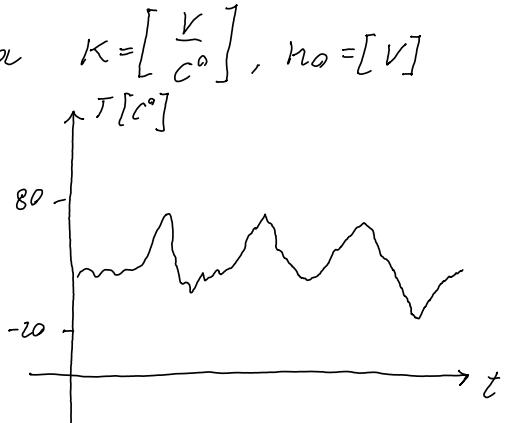
$h_0 \rightarrow$  coefficiente di offset  
 $k \rightarrow$  coefficiente sensitivo  
 $x(t) \rightarrow$  grandezza fisica in ingresso  
 $V(t) \rightarrow$  tensione in uscita dallo smart sensor

Es: Se  $x(t)$  è una temperatura  $K = \left[ \frac{V}{C^\circ} \right]$ ,  $h_0 = [V]$

$$x(t) \in [-20, 80] C^\circ$$

Supponiamo  $K = 50 \frac{mV}{C^\circ}$ ,  
 $h_0 = 0$ ,  $\Delta T = 20 C^\circ$

$$\Delta V = k \cdot \Delta T = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 20 = 1 V$$



In genere si fa in modo che la tensione in uscita dall'analog front-end sia dell'ordine di 0-3, 0-5 V. L'analog front-end si occupa infatti di avere livelli di tensione adeguati e di avere corrispondenza tra segnale e tensione agendo su  $k$  e  $K_0$ .

$\Rightarrow$  Quello che ci interessa a livello di informazione non è il segnale massimo o minimo, ma la sua forma d'onda.

$$x_{min} \rightarrow 0 V = 0 V$$

$$V(t) = k \cdot x(t) + h_0$$

$$x_{max} \rightarrow 5 V = v_{max}$$

$V_{max}$  non è un numero fisso per ogni applicazione.

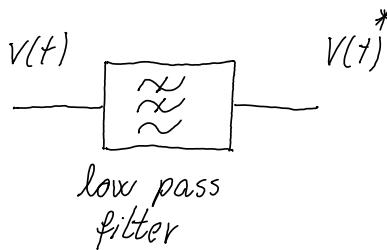
- Tensioni più alte  $\rightarrow$  maggior consumo di energia ma robustezza del segnale maggiore
- Tensioni più basse  $\rightarrow$  minor robustezza e minori consumi.

Si sceglie il livello di tensione in base alla applicazione.

## FILTRAGGIO E CAMPIONAMENTO

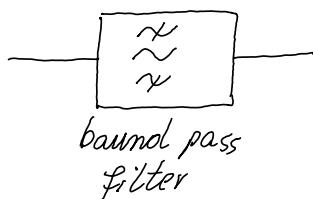
Il segnale uscita dall'analog frontend subisce poi una fase di filtraggio.

Ciò viene fatto poiché l'analog front end e il sensore possono trovarsi in luoghi differenti e conseguentemente il segnale può essere distorto da dei disturbi esterni.  $\Rightarrow$  A valle dell'AFE inseriamo un filtro.



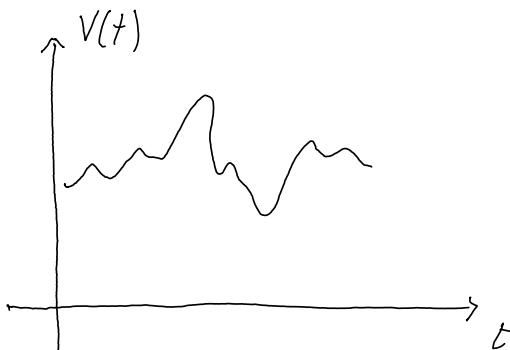
Il low-pass filter si occupa di eliminare tutte le frequenze più elevate della sua frequenza di taglio.  
 $\Rightarrow$  Elimineranno i disturbi in alta frequenza.

Nel caso di applicazioni in bassa frequenza si taglano le frequenze alte, nel caso di alta frequenza si taglano quelle basse.



La fase successiva a quella di filtraggio è il campionamento.

Il campionamento prevede di acquisire il segnale analogico solo in determinati istanti di tempo, ciò ci consente una parziale immunità ai disturbi e la possibilità di lavorare con valori finiti di dati acquisiti.



Definiamo  $T_s$ , il  
TEMPO DI SAMPLING (o  
di campionamento), ossia  
il tempo che intercorre  
tra un valore campionato  
e il successivo.

È fondamentale che ci sia correlazione tra la velocità  
di variazione del segnale e il tempo di campionamento.

Infatti:

Tempo di campionamento elevato  $\rightarrow$  perdita di potenziali  
informazioni

Tempo di campionamento basso  $\rightarrow$  spreco di risorse computazionali,  
molti dati da gestire.

Per andare a valutare la velocità di variazione del  
segnale dobbiamo considerare la sua larghezza di banda.

Essa va infatti a definire quanto è veloce il segnale e, in base a quella, possiamo decidere la frequenza alla quale dobbiamo effettuare il campionamento.

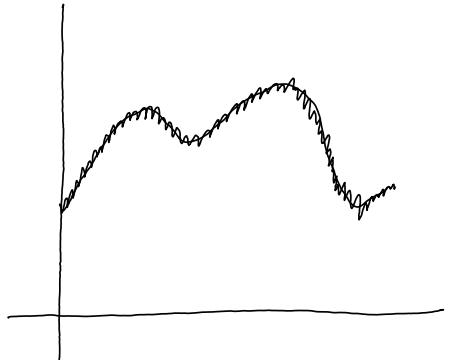
$$f_s \geq 2 B_{\max}$$

$f_s \rightarrow$  frequenza di sampling  
 $B_{\max} \rightarrow$  banda massima del segnale.

Dal TEOREMA DEL CAMPIONAMENTO sappiamo che per avere un segnale campionato senza perdita di informazioni è necessario che la frequenza di campionamento sia doppia rispetto al segnale.

Nella realtà dei fatti il segnale sarà sempre soggetto a rumore aleatorio elettronico ad alta frequenza, per questa ragione scegliamo

$$f_s = M \cdot B_{\max}$$



$$M \in [3, 10]$$

ES: L'orecchio umano lavora al massimo fino a 16 kHz, i segnali avranno quindi banda massima fino a 16 kHz.

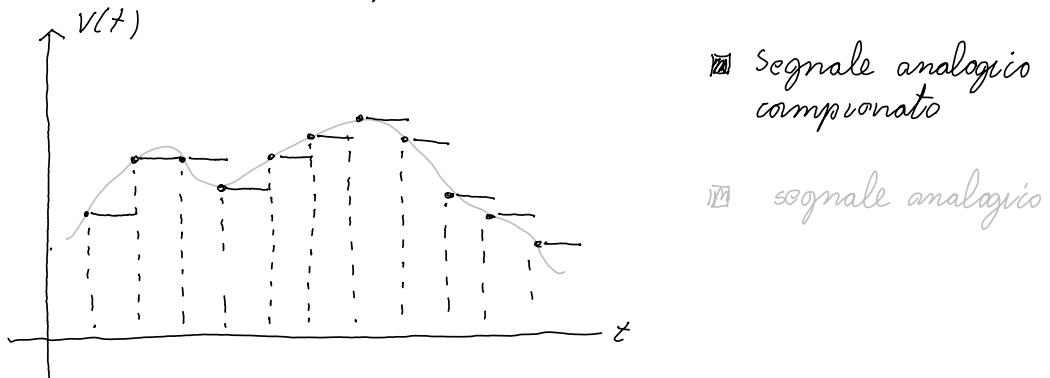
$$f_s = 2 B_{\max} \rightarrow$$
 audio non buono

$$f_s = 3 B_{\max} \rightarrow$$
 accettabile

$$f_s = 5 B_{\max} \rightarrow$$
 audio eccellente

Maggiore è  $f_s$ , migliore è la riproduzione del segnale campionato, ma maggiori sono i dati da gestire.

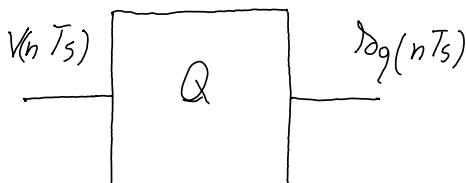
Il dispositivo che si occupa del campionamento del segnale è il SAMPLE AND HOLD. Il segnale campionato è dato da una  $f_s$  generata da un oscillatore che uida l'"occhio" del sample and Hold. Il circuito di Hold mantiene il segnale fino all'istante di campionamento successivo.



Il segnale in uscita sarà del tipo  $V(n \cdot T_s)$

## QUANTIZZAZIONE

Il segnale in uscita dal Sample and Hold non è ancora digitale, non è ancora stato quantizzato, si parla infatti di SEGNALE ANALOGICO CAMPIONATO.



Per costruire effettivamente il segnale digitale viene usato il QUANTIZZATORE.

$\lambda_q$  c'è infatti una "word" quantizzata su  $q$  binary digits.

$\lambda_q \rightarrow a_q, a_{q-1}, \dots, a_1, a_0$  dove  $a_i \in \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$

Ad ogni stato si associa una sequenza binaria.

con  $q$  bit posso elaborare  $2^q$  stati di informazione; in uscita ha un flusso di bit  $f_s \cdot q$  [bit/s]

Dobbiamo capire con quanti bit gestire l'informazione. Se avessimo una elevata quantità di bit, si rischierebbe di generare troppa informazione; il sistema verrebbe appesantito. Con quantizzazioni basse si avrebbero pochi bit da gestire ma si rischia perdita di informazione.

Per decidere la quantità di bit da utilizzare dobbiamo fare considerazioni sui costi e sull'effettiva capacità del controllore.

Tenendo in considerazione il RANGE DINAMICO (DR), ossia il campo di appartenenza dell'input, possiamo definire l'ERRORE ASSOLUTO che deve essere rispettato

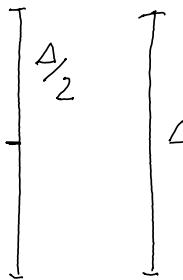
$$\Delta = \frac{DR}{2^q}$$

DR → range dinamico  
 $\Delta$  → errore assoluto  
 $q$  → numero di bit

Siccome i valori intermedi non vengono presi, dobbiamo considerare il valore di centro bit.

$$-\frac{\Delta}{2} < \epsilon_A < \frac{\Delta}{2}$$

$$\Rightarrow |\epsilon_A| < \frac{\Delta}{2}$$



Il valore assoluto dell'errore deve quindi essere:  $\epsilon_A \leq \frac{DR}{2^{q+1}}$

$$\Rightarrow 2^9 \geq DR/\epsilon_A$$

Il numero di bit che troviamo è solo teorico. A livello pratico il numero di bit è standardizzato a 2, 8, 5, 16, 12, 20, 25 bit.

Inoltre i bit nominali differiscono dai bit effettivi, poiché nei convertitori 1 o 2 bit vengono dedicati alla validazione.

Nel nostro caso possiamo anche considerare l'ERRORE RELATIVO

$$\epsilon_R = \frac{\epsilon_A}{V_{FS}} \quad \begin{aligned} V_{FS} &\rightarrow V_{max} \rightarrow \text{tensione di fondo scala} \\ \epsilon_A &\rightarrow \text{errore assoluto} \\ \epsilon_R &\rightarrow \text{errore relativo} \end{aligned}$$

$$\epsilon_A = \frac{DR}{2^{q+1}}$$

Un caso particolare di quantizzazione è nel caso di applicazioni per sistemi sensoriali umani. In questi casi la specifica viene fornita come rapporto segnale rumore.

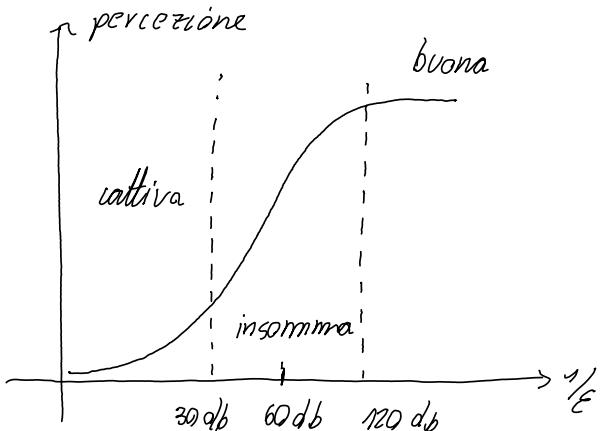
$$SNR = 10 \cdot \log \frac{P_s}{P_n}$$

$SNR \rightarrow$  signal noise ratio

$P_s \rightarrow$  potenza del segnale

$P_n \rightarrow$  Potenza del rumore

In generale  $P_s, P_n$  d  
Amplitude<sup>2</sup>



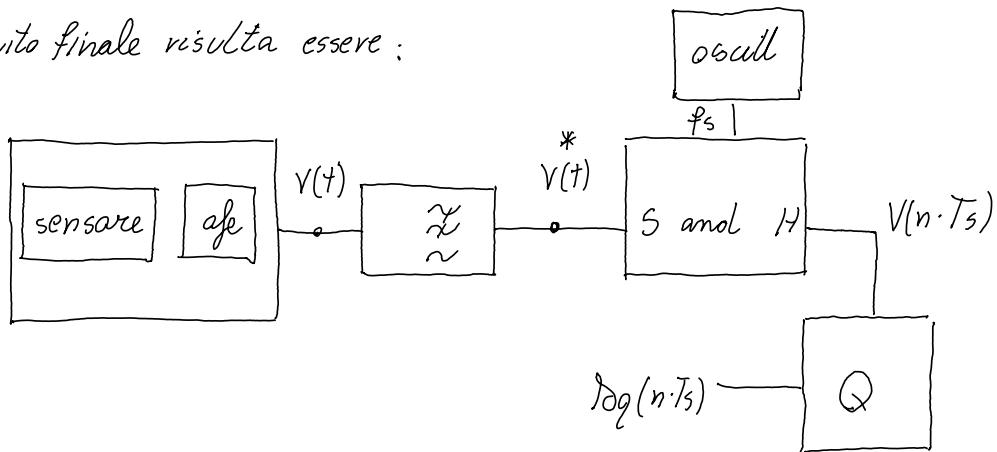
Viene data come specifica il rapporto segnale rumore perché il sistema umano ha una percezione della qualità (audio, video...) che va in base al rumore.

Come criterio vale  $SQNR \approx 6 \text{ dB} \cdot q$

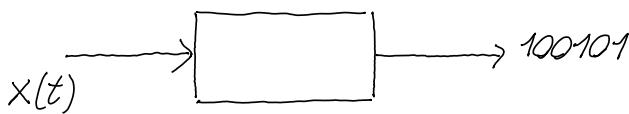
$SQNR \rightarrow$  rapporto segnale rumore quantizzato.

Con questo criterio possiamo calcolare il numero di bit necessari ad avere un  $SQNR = SNR$  adeguato,

Il circuito finale risulta essere:



## CONSIDERAZIONI sui BIT/S



$$b_r = f_s \cdot q$$

$f_s \rightarrow$  frequenza di sampling  
 $b_r \rightarrow$  bit rate [bit/s]  
 $q \rightarrow$  bit per campione

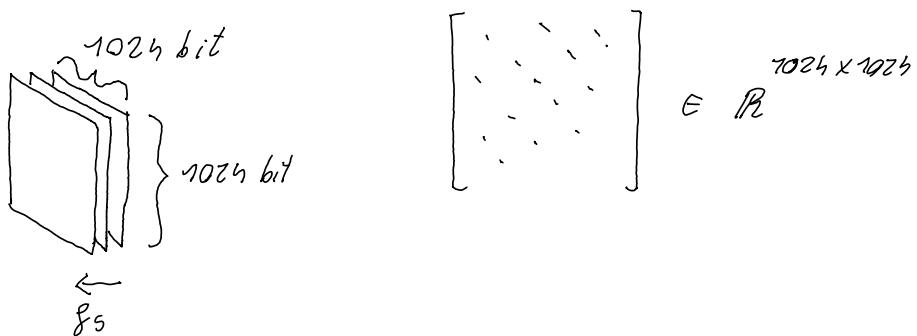
$$\text{Con } f_s \approx 3 \div 10 \text{ Bmax} \quad , q \quad \text{con } \varepsilon \% = \frac{1}{2^{q+1}} \quad \%$$

ES: accelerometro a 3 assi:

$$f_s : 3 \text{ KHz} \quad \varepsilon_{\text{max}} \% = 1 \% \Rightarrow 8 \text{ bit}$$

$$b_r = 3 \cdot 10^3 \cdot 8 \cdot 3 = 72 \text{ bit/s}$$

ES: telecamera



$$1024 \cdot 1024 \cdot f_s \cdot q = 720 \text{ mbit/s}$$

$f_s$ , nel caso di immagini (per l'occhio umano) è circa 30 Hz,  $q = 8$  bit in grayscale, se vogliamo i colori dobbiamo moltiplicare  $q$  per 3 (red, green, blue).

In genere  $f_s$  varia molto in funzione del fenomeno da valutare.

ES: sensore di temperatura

$$f_s = 100 \text{ Hz}, 8 \text{ bit} (\varepsilon\% = 1\%)$$

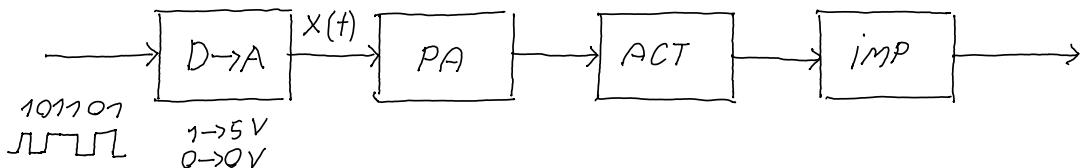
$$f_s \cdot q = 800 \text{ bit/s}$$

Il flusso di informazioni deve essere gestito in modo adeguato, in molte applicazioni può essere molto elevato.

## CONVERSIONE DIGITALE → ANALOGICO DAC

Mediante l'operazione di conversione digitale analogia, trasformiamo un flusso di bit in un segnale analogico.

$$f_s^* \cdot q^* = b_r$$



D->A → convertitore digitale analogico

ACT → attivatore

PA → power amplifier

IMP → impianto

Il PA amplifica il segnale in uscita dal convertitore, prende il segnale in ingresso e ne amplifica la potenza, adattandola al livello di potenza richiesto in uscita.

L'attivatore è il dispositivo che permette il passaggio del dominio elettrico a quello fisico.

Ci sono 2 tecniche fondamentali di conversione:

- PAM → Pulse Amplitude Modulation

- PWM → Pulse Width Modulation

## PAM

La PAM lega il segnale in questo modo:

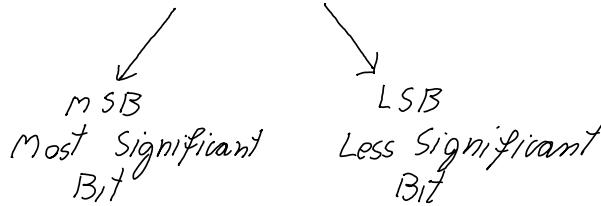
$$V_{out} (n \cdot T_s^*) = V_{ref} (\underbrace{\alpha_0 \cdot 2^0 + \alpha_1 \cdot 2^1 + \alpha_2 \cdot 2^2 + \dots + \alpha_n \cdot 2^n}_{X_{dig}}) + V_{offset}$$

Consideriamo  $n=2 \rightarrow$

Associa a un livello di tensione il livello posizionale del bit.

$$V = K \cdot X_{dig} + K_0$$

$$q^* = 3 \Rightarrow \alpha_2 \alpha_1 \alpha_0$$



$\alpha_2$	0	0	0	0	1	0	1
$\alpha_1$	0	0	1	1	0	0	0
$\alpha_0$	0	1	0	1	1	0	



$a_2$	$a_1$	$a_0$	$V_{dig}$	$V_{off}$	$V_{out}$
0	0	0	0 V	0	0 V
0	0	1	0,5 V	0	0,5 V
0	1	0	1 V	0	1 V
0	1	1	1,5 V	0	1,5 V
1	0	0	2 V	0	2 V
1	0	1	2,5 V	0	2,5 V
1	1	0	3 V	0	3 V
1	1	1	3,5 V	0	3,5 V

$$V_{out} = V_{dig} + V_{off}$$

$$V_{dig} = (a_2 \cdot 2^2 + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0) V_{ref}$$

Con il sistema PAM effettuiamo una corrispondenza tra bit e livelli di tensione.

$$V_{ref_{max}} = (2^{9-1}) \cdot V_{ref} + V_{off}$$

Scegliamo  $V_{ref}$  e  $V_{off}$  per far rientrare la mappa dei valori di  $V_{out}$  in valori concordi al blocco successivo.

$V_{ref}$  e  $V_{off}$  ci permettono di variare il range dinamico.

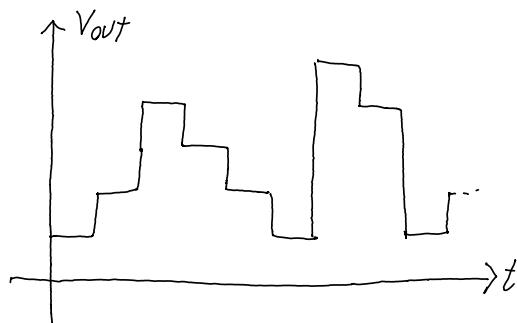
## CONSIDERAZIONI SULL' HARDWARE

- $V_{out}$  è limitata dai valori massimi che possono assumere  $V_{ref}$  e  $V_{off}$
- La potenza di uscita è limitata
- $V_{out} (n \cdot T_s^*)$  deve rispondere in modo concorde alla velocità di evoluzione dei sistemi fisici.

Il vantaggio della conversione PAM è che abbiamo una legge di tipo lineare.

## ANALOGIZZAZIONE COMPLETA

E' da notare che il segnale in uscita non è ancora analogio, è infatti una serie di gradini.



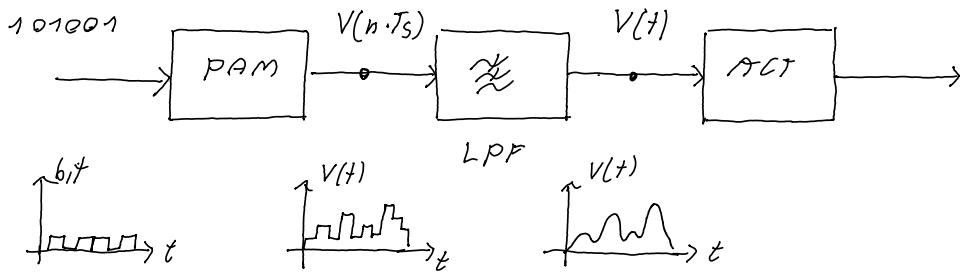
Per avere una effettiva conversione (smussare il segnale), è necessario aggiungere un componente al sistema.

Inseriamo infatti un low-pass filter in uscita dal convertitore, in cui:

$$f_T = B_{max\ att.}$$

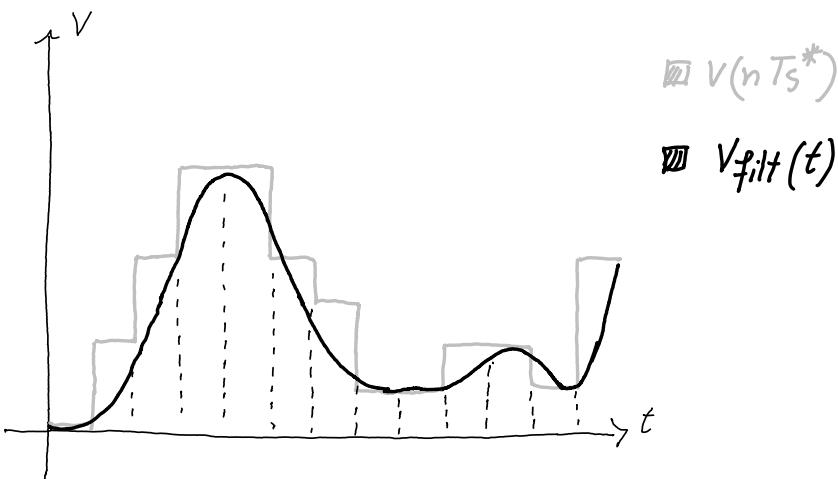
$B_{max\ att.} \rightarrow$  banda massima attivatore

$f_T \rightarrow$  Frequenza di taglio del filtro.



Si possono fare considerazioni di tipo ingegneristico sui vantaggi e gli svantaggi nell'inserimento nel sistema del low pass filter:

- Non tutti i sistemi necessitano di low pass filter; certe applicazioni hanno attuatori in grado di agire da filtri in maniera autonoma, possiamo quindi risparmiare non inserendo il filtro.
- Spesso non inserire il filtro introduce squilibri a livello elettrico e meccanico  $\Rightarrow$  lo stress meccanico puo danneggiare gli attuatori.



## PWM

Nella realtà pratica, nell'elettronica di potenza, il sistema PAM non viene quasi mai usato.

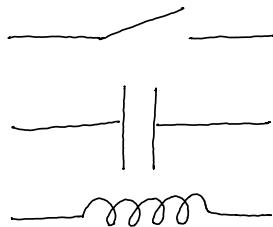
Cioè accade poiché a valle del sistema di conversione vengono richieste potenze molto elevate.

POTENZE ELEVATE  $\implies$  RICHIESTA EFFICIENZA ELEVATA

Il sistema PAM è molto dissipativo in termini di potenza e di conseguenza, si predilige il sistema PWM

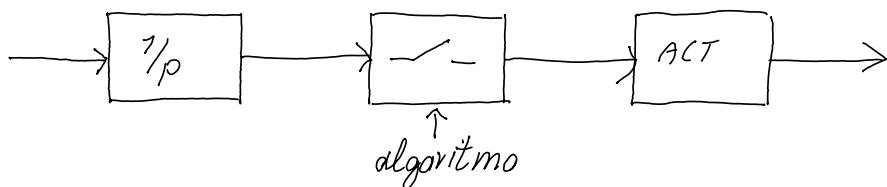
In elettronica ci sono 3 elementi non dissipativi:

- Switch
- Condensatori
- Induttori



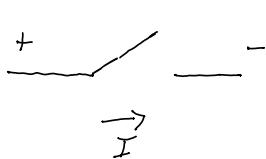
In particolare siamo interessati agli switch, poiché in qualunque condizione di lavoro si ha  $V \cdot I = 0$ .

Usiamo un sistema di switch di questo tipo:



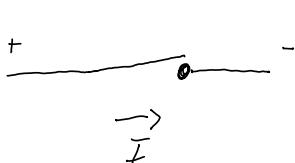
Lo switch ha 2 condizioni operative:

- ON  $\Rightarrow$



$$I = 0$$
$$V = V_{ref}$$
$$V \cdot I = 0$$

- OFF  $\Rightarrow$



$$I = I_n$$
$$V = 0$$
$$V \cdot I = 0$$

Nel caso ideale lo switch non dissipà energia, nella realtà un po' di energia viene persa.

Il PWM, usando la tecnologia switching, garantisce un rendimento di conversione maggiore.

## PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL PWM

Il PWM (pulse width modulation), non modula l'ampiezza del segnale ma la sua durata nel tempo.

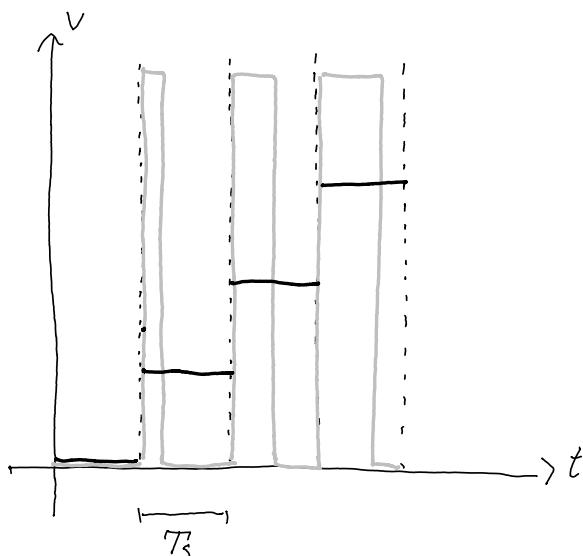
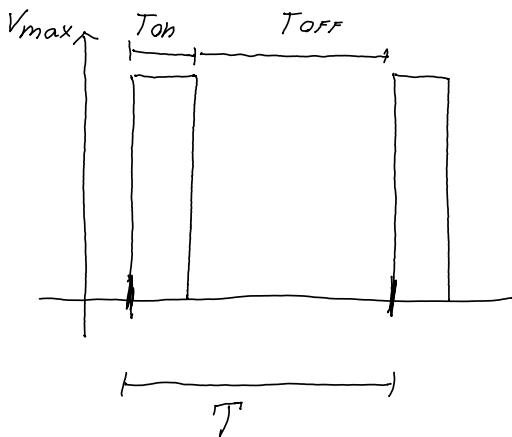
Abbiamo solo 2 livelli, acceso o spento, o 0 o  $V_{ref}$ .

Il PWM basa il suo funzionamento sull'aprire e chiudere velocemente un interruttore, varcando la quantità di tempo che l'interruttore possa acceso o spento, è possibile variare le caratteristiche in uscita.

Definiamo il duty-cycle come il rapporto tra la quantità di tempo che lo switch passa chiuso, rispetto al tempo del periodo

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T} = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}}$$

Potendo variare la quantità di tempo che il segnale passa alto o basso, è possibile VARIARE il VALORE MEDIO della forma d'onda in uscita.



■  $V_{pulse}$   
■  $V_{med}$

Regoliamo il duty cycle per variare il valor medio, ciò viene fatto mediante la sequenza di bit in ingresso.

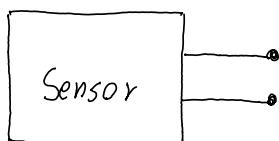
$$\delta_c = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}$$

$$V_{med} = V_{max} \cdot \delta_c$$

$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\delta \%$
0	0	0	0
0	0	1	12,5
0	1	0	25
0	1	1	37,5
1	0	0	50
1	0	1	67,5
1	1	0	75
1	1	1	100

La forma d'onda desiderata viene estratta da quella impulsiva del PWM mediante dei filtri

## DISTURBI SUI SENSORI



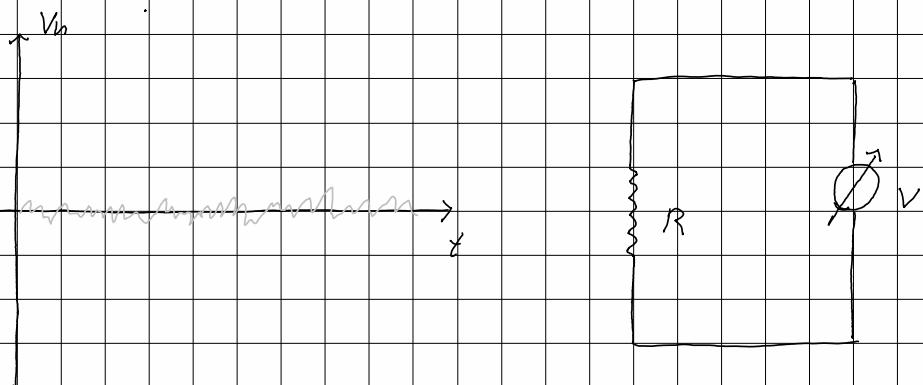
Esempi:  
 - RTD  $\rightarrow$  resistor temperature detector  
 - PT 100  $\rightarrow$  resistenza al platino  
 $R(T=0^\circ\text{C}) = R_0 = 100 \Omega$

$$\underline{\underline{S(T)}} \quad R(T) = R_0 \cdot (1 + \alpha T)$$

$$\alpha > 0 \Rightarrow PTC \rightarrow \text{positive temp. coeff.}$$

È possibile trovare anche resistenze integrate nel silicio (che sono però fortemente non lineari e a coefficiente di temperatura negativo (NTC)). Vengono usate generalmente per controlli di temperatura nei chip.

## WHITE NOISE



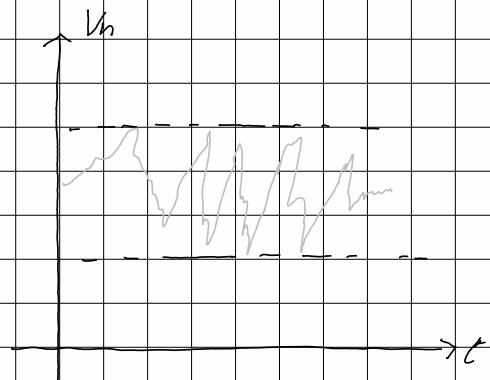
Oltre alla tensione data dalle leggi di Kirchoff, abbiamo anche un segnale bianco a valore medio nullo, detto Noise

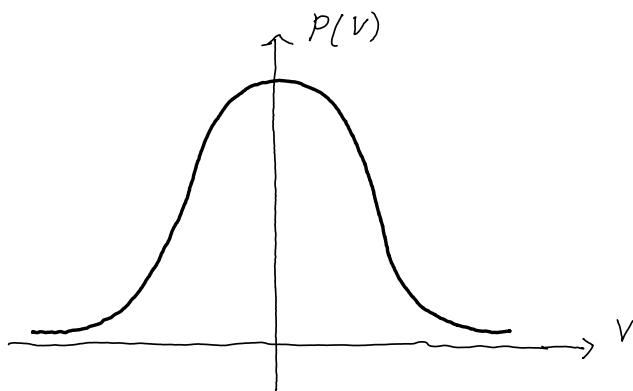
Il segnale di Noise non è deterministico, è un segnale bianco, ossia copre tutte le frequenze.

A livello statistico possiamo restringere il range di valori che  $V_n$  può assumere

$$V = RI + N(t)$$

Posso riportare i valori su una gaussiana con  $P(x=\bar{x})$  sull'asse y e sull'asse x le tensioni.





Al variare di  $\sigma$  abbiamo diverse curve. Più  $\sigma$  è elevata, più la gaussiana è ripida.

In una fascia di  $3\sigma$  ricade il 99% dei casi.

$\sigma$  è la DEVIAZIONE STANDARD della gaussiana.

## VALUTAZIONE DEL RUMORE

Definiamo il rumore di Nyquist attraverso  $\sigma$ :

$$PSD = h \cdot K_S \cdot R \cdot T$$

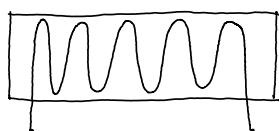
$$K_S = 1,38 \cdot 10^{-23} \left[ \frac{J}{K} \right] \text{ costante di Boltzmann}$$

PSD  $\rightarrow$  Power spectral density  $\left[ \frac{V^2}{Hz} \right]$

R  $\rightarrow$  Banda attiva

$\sigma$   $\rightarrow$  deviazione standard del rumore

ES: strain gauge



$$R = \rho \cdot \frac{l}{s}$$

Gli strain gauge misurano la deformazione.

$$\Delta R = \rho \cdot \frac{\Delta l}{s}$$

$$\frac{\Delta R}{R_0} = K \cdot \frac{\Delta l}{l} = K \cdot \epsilon$$

Oss: molti sensori rispondono alla legge  $R(x) = R_0(1 + \alpha \Delta x)$ .

In genere il campo di applicazione è  $T = (-50^\circ + 125^\circ)$ ,  $R = 100 \Omega$

Ese:

$$PSD_{max} = h \cdot K_s \cdot R \cdot T_{max}$$
$$\sigma_{noise} = \sqrt{PSD_{max} \cdot B_{max}}$$

$B_{max}$  viene scelto in base alla applicazione.

Si deve filtrare il più possibile per attenuare il rumore, ma è anche necessario che passi il segnale.

$$B = 100 \text{ Hz} \Rightarrow G_n = 53 \text{ nV}$$

$$V_{max noise} = 3G' = 150 \mu V$$

$$B = 100 \text{ MHz} \Rightarrow G_n = 53 \mu V$$

$$V_{max noise} = 3G' = 150 \mu V$$

## LIMITAZIONE NUMERO DI BIT DAL NOISE

Nel digitale, il rumore bianco limita il numero di bit che ha senso utilizzare.

Se l'errore di quantizzazione è minore di quello dovuto ai disturbi, il sistema comincia a digitalizzare anche i disturbi, si ha quindi un peggioramento delle prestazioni.

$$ES: -\frac{\Delta}{2} < \varepsilon_g < \frac{\Delta}{2} \Rightarrow -\frac{1}{2^{9+1}} < \varepsilon_g < \frac{1}{2^{9+1}} \quad // 12 \text{ bit}$$

$$-130 < \varepsilon_M < 130 \quad \mu V$$

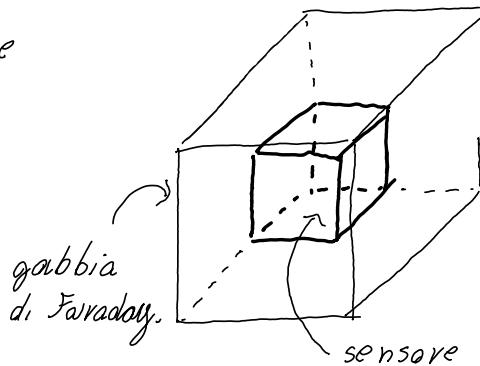
$$\varepsilon_g > \varepsilon_M$$

Se  $\varepsilon_g < \varepsilon_M$  (ad esempio 12 bit) il sistema converte in digitale anche il rumore, ciò può creare problemi perché gli ultimi bit diventano aleatori (non deterministici).

## INTERFERENZE

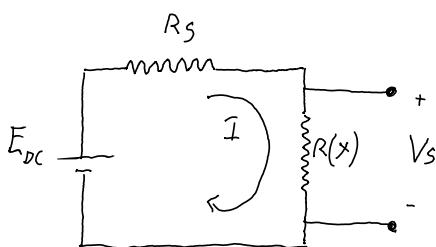
Al rumore bianco si possono aggiungere effetti di interferenze elettromagnetiche.

Per attenuare le interferenze viene usata una gabbia di Faraday.



## MISURE DA SENSORI

### SISTEMI A PARTITORE



$$R(x) = R_0 (1 + \alpha \Delta x)$$

$$\frac{\partial R(x)}{\partial x} = \alpha$$

$$V_S = \frac{R(x) E_{DC}}{R(x) + R_s} = \frac{R_0 (1 + \alpha \Delta x) E_{DC}}{R_s + R_0 (1 + \alpha \Delta x)}$$

Come possiamo vedere la legge non è di tipo lineare, se però consideriamo \$R\_s \gg R\_0 \Delta x\$, in queste condizioni:

$$V_{S_0} = \frac{R_0}{R_s + R_0} \cdot E \quad // V_{S_0} \ll E \approx \gamma_M$$

$$\Rightarrow V_S = V_{S_0} (1 + \alpha \Delta x)$$

Andiamo a valutare il consumo di potenza:

$$P_D = \frac{E^2}{R_s + R(x)}$$

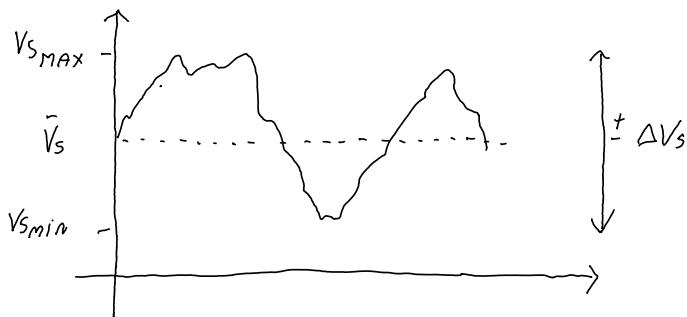
Dobbiamo limitare la potenza usata per i sistemi di acquisizione dati, quindi anche nei sensori.

La misura deve essere a bassa potenza per diverse ragioni:

- consumo di energia.
- variazione dei parametri dovuta alla temperatura.

$P_s$  non può essere aumentata eccessivamente, infatti più aumentiamo  $P_s$ , minore è l'escursione massima di  $V_s$ ; se la riduciamo troppo non riusciamo a fare misure buone e alziamo il rapporto segnale rumore.

Si avrà come  $V_s$  un segnale avente una certa escursione, e un certo offset.



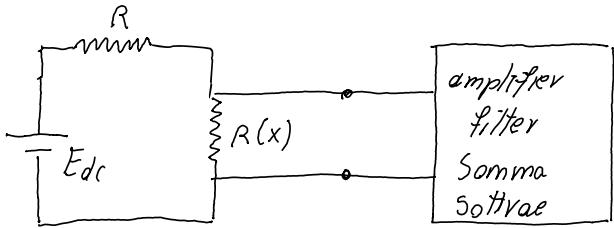
Per sfruttare la massima dinamica del segnale, dobbiamo rimappare il segnale su quella del convertitore:

$$V_{s_{\min}} \rightarrow 0 \text{ V}$$

$$V_s' = \bar{V}_s - V_{s_{\min}}$$

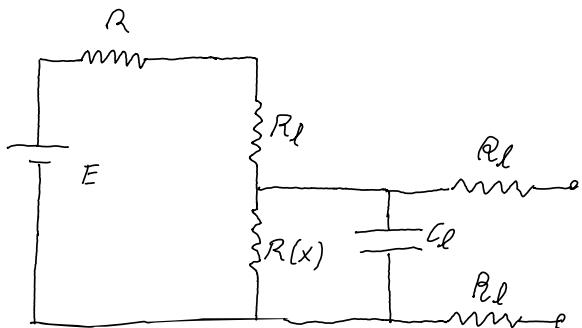
$$V_{s_{\max}} \rightarrow 5 \text{ V}$$

$$V_s'' = K \cdot V_s'$$



Il sistema a portatore è *single ended* (i segnali sono riferiti a massa).

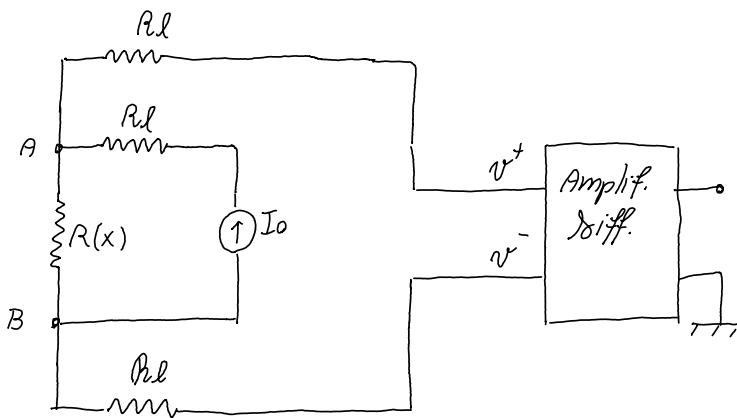
Una problematica di questa tecnica è che le 2 parti del sistema sono spesso dislocate in luoghi diversi e connesse con cavi; questo metodo è quindi soggetto a disturbi.



Questi sistemi sono semplici ma hanno grosse limitazioni dovute alle caratteristiche del sistema, sono soggetti a disturbi e variazioni parametriche.

Per sistemi che richiedono prestazioni più spinte, vengono usati metodi di misura diversi come il sistema a 4 fili.

## SISTEMA A 5 fili



$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AB} = R(x) \cdot I_0 \\ R(x) = R_0 \cdot (1 + d \Delta x) \end{array} \right. \Rightarrow V_{AB} = R_0 (1 + d \Delta x) \cdot I_0$$

Siccome ho una corrente impressa, i cavi non hanno ruolo in  $V_{AB}$ , infatti  $V_{AB}$  diventa indipendente da  $R_L$  (resistenze di wire).

Siccome  $Z_{in}$  dell'amplificatore differenziale  $\gg R(x)$  anche l'amplificatore non risulta essere problematico a livello di misura.

$$V_{out} = A (v^+ - v^-) \quad A \rightarrow \text{fattore di amplificazione.}$$

In questo caso, la differenza di  $v^+ - v^-$  non è riferita a massa (uso un sistema differenziale).

Questo sistema differenziale è più elaborato e costoso, però presenta numerosi vantaggi di misura, inoltre è molto meno sensibile ai disturbi.

Anche i vari del sistema differenziale possono essere soggetti a disturbi, ma sono ininfluenti, infatti:

$$v^+ = v_A + v_d$$

$$v^- = v_B + v_d$$

Il disturbo è lo stesso e facendo  $v^+ - v^- = v_A - v_B + v_d - v_d$

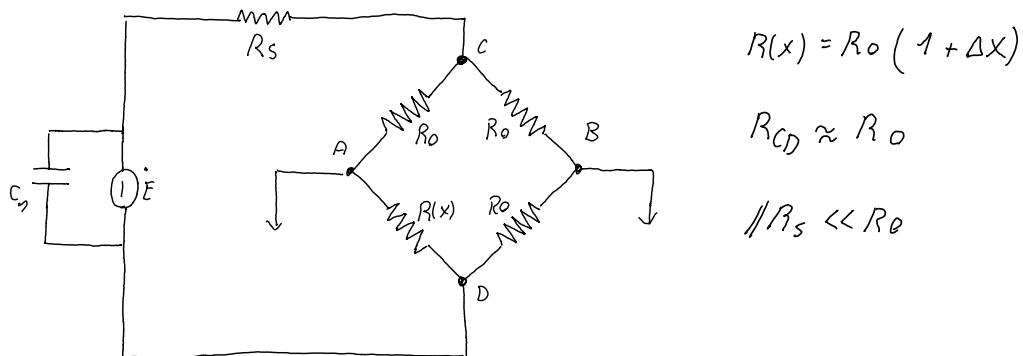
$$\Rightarrow V_{in} = V^+ - V^-$$

$$V_{out} = A \cdot (V_A - V_B)$$

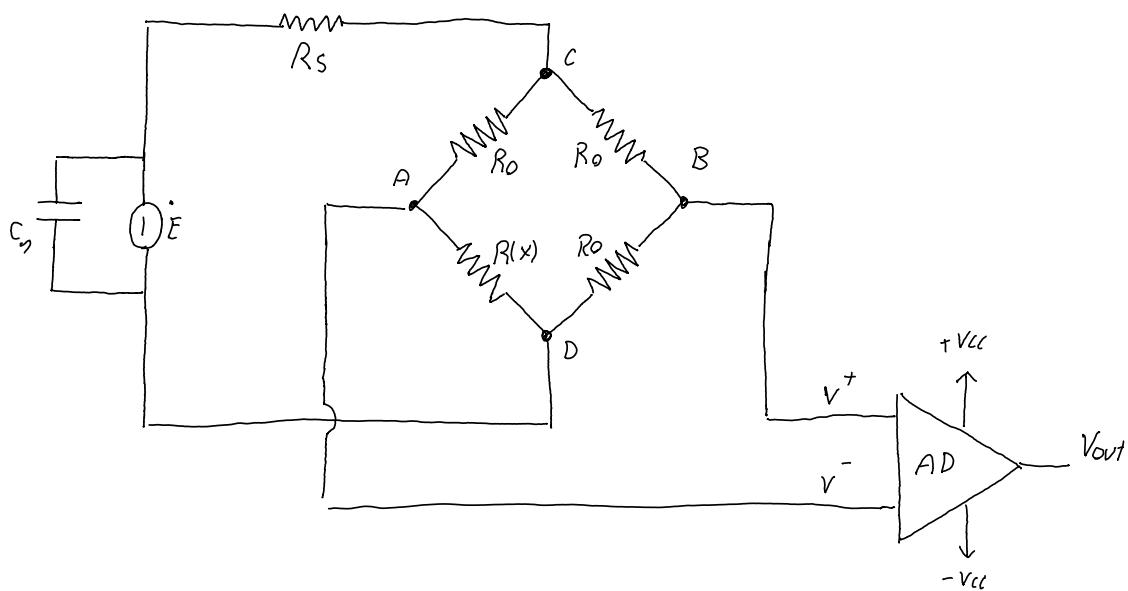
Siccome i vari subiscono lo stesso disturbo, esso viene cancellato mediante l'operazione differenza dell'amplificatore differenziale.

Non si ha però compensazioni di variazioni parametriche.  
È comunque necessaria una operazione di filtraggio.

## PONTE DI WHEATSTONE



La  $C_1$  viene inserita per stabilizzare il segnale e diminuire il rumore.



I terminali  $A$  e  $B$  del ponte vengono portati in ingresso a un amplificatore differenziale.

Il ponte vede in ingresso un generatore di tensione quasi ideale.

Mediante l'AD il sistema diventa immune ai disturbi e interferenze esterne.

Anche le variazioni parametriche (in particolare di temperatura) vengono rese ininfluenti. Ciò grazie al fatto che la variazione di temperatura va a influire su tutte le  $R$ , analogamente per variazioni parametriche dovute al tempo.

Il sistema presenta notevoli vantaggi ma di contro è più complesso.

### SENSORI CAPACITIVI E INDUTTIVI

In questi casi abbiamo  $C(x)$ ,  $L(x) \rightarrow$  varia la capacità e l'induttanza

NB: Se usiamo sensori induttivi e capacitivi, dobbiamo usare segnali sinusoidali per fare la misura.

$$Z_c(x) = \frac{1}{C(x) \cdot 2\pi f} \quad Z_i(x) = 2\pi f L(x)$$

La frequenza di lavoro di questi sistemi, è solitamente 1 kHz.

## ANALOG FRONT END SENSORI

L'analogue front end dei sensori si occupa di:

- Elaborazione dei segnali
- Funzionamento low power
- Garantire la fedeltà della risposta

Nei circuiti analog front end, vengono usati, come componenti passivi, le  $R$  e  $C$ , le  $L$  non vengono usate quasi mai per via del loro ingombro e del loro peso.

Come componenti attivi vengono invece usati transistor, diodi; o più frequentemente, amplificatori operazionali.

$R, C \rightarrow$  componenti passivi

A.O.  $\rightarrow$  componenti attivi

sistema



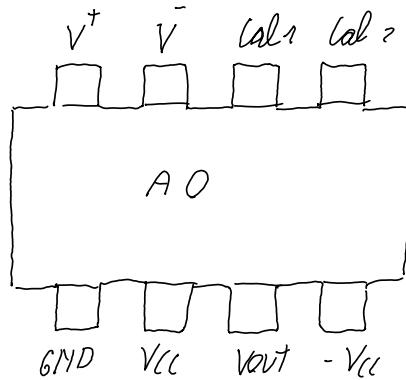
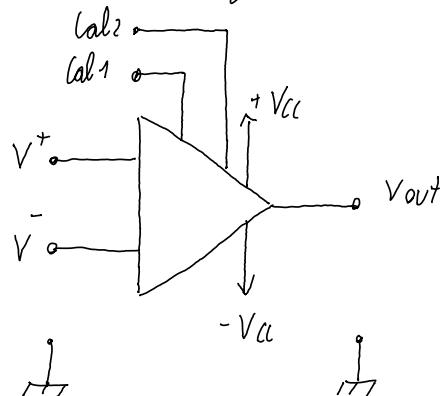
circuiti (A.O.)



dispositivi ( $R, C, \text{transistor}$ )

## AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

Gli amplificatori operazionali sono dispositivi integrati a 8 pin. Per schematizzarli nei circuiti si usa un triangolo:



$$V_{in} = V^+ - V^- = V_1 - V_2$$

$$\begin{aligned} V_1 &= V^+ \\ V_2 &= V^- \end{aligned}$$

L'alimentazione degli operazionali viene scelta tra  $+V_{cc}$  e  $-V_{cc}$  o meno comunemente,  $+V_{cc}$  e 0.

lab<sub>1</sub> e lab<sub>2</sub> sono i pin di calibrazione, vengono usati per aggiustare e compensare variazioni parametriche del dispositivo dovute all' invecchiamento, o comunque deviazioni dal comportamento standard.

È possibile trovare A.O. integrati direttamente con i sensori:

$V^+$  → INGRESSO NON INVERTENTE

$V^-$  → INGRESSO INVERTENTE

Se inseriamo il segnale sul +, l'uscita è in fase con l'ingresso, altrimenti sarà in controfase.

Come abbiamo visto precedentemente, l'ingresso differenziale ha la particolare caratteristica di avere disturbo a modo nullo comune.

$$V_{in} = (V^+ + D) - (V^- + D) = V^+ - V^- \quad D \rightarrow \text{disturbo}$$

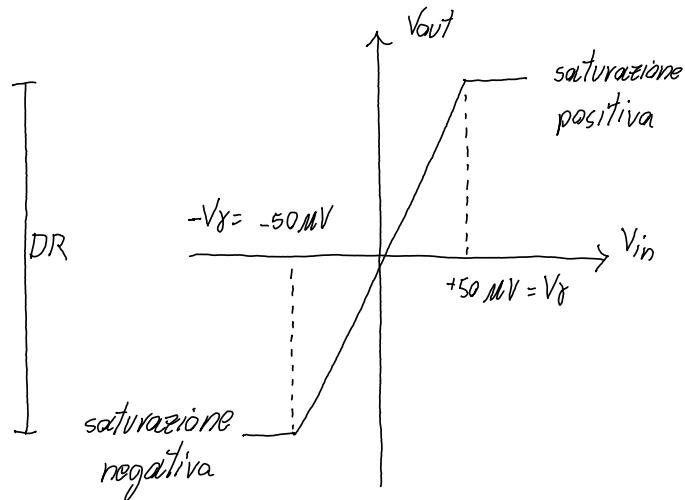
Grazie a questa caratteristica degli AO, le interferenze, le variazioni parametriche dovuti a gradienti di temperatura ed eventuali disturbi, vengano eliminate.

### CARATTERISTICA

$$V_{cc} \approx 5V$$

$$V_\gamma = 50 \text{ mV}$$

DR  $\rightarrow$  dynamic Range



OSS: il guadagno degli amplificatori operazionali è molto elevato a 100 dB a 0 Hz.

$$V_{out} = A \cdot V_{in} = A \cdot (V^+ - V^-)$$

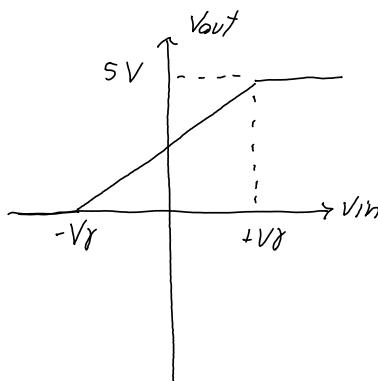
ES: se dà  $5 \mu V$  in entrata,  $A_{dB} = 20 \cdot \log_{10} A$   
 $\Rightarrow A = 100\,000 \mu V$

N.B.:  $V_{out}^{max} = V_{cc}$ , non possiamo superare il limite della tensione di alimentazione.

Superata la tensione di ingresso  $V_f$ , l'amplificatore entra in SATURAZIONE.  $V_{out}$  non può aumentare ulteriormente.

ES:  $V_{cc} = 5V$ ,  $-V_{ee} = 0$

In questo caso a segnale nullo, l'uscita si trova a  $\frac{5}{2} V$



$$V_{out} \Big|_{V_{in}=0} = (V_{cc} + V_{ee})/2$$

$$V_f = \frac{V_{cc} + V_{ee}}{A_v \cdot 2} = 25 \mu V$$

## PARAMETRI

OPAMP IDEALE

MA741

$Z_{in} \rightarrow \infty$	$2 M\Omega$
$Z_{out} \rightarrow 0$	$50 \Omega$
$A \rightarrow \infty$	100 dB
$DR_{in} \rightarrow \infty$	$[-V_g, V_d]$
$DR_{out} \rightarrow \infty$	$[V_{ee}, V_{cc}]$

La resistenza di ingresso è molto elevata, fa in modo che l'operazionale non assorba corrente (in realtà c'è ma è molto piccola,  $\approx pA$ )

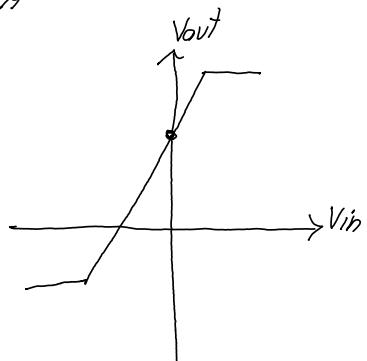
Quella di uscita è invece molto bassa, fa in modo di poter simulare un generatore di tensione ideale.

Il problema degli amplificatori operazionali è che, essendo una tecnologia molto spinta, non si riesce a garantire che tutti i dispositivi siano creati in modo uguale, ciò significa che da componente a componente si possono avere caratteristiche diverse, anche in modo rilevante.

$\Rightarrow$  Possiamo avere ERRORI DI TARA E DI SCALA

L'errore di tara comporta che a ingresso nullo non si ha una tensione di uscita nulla.

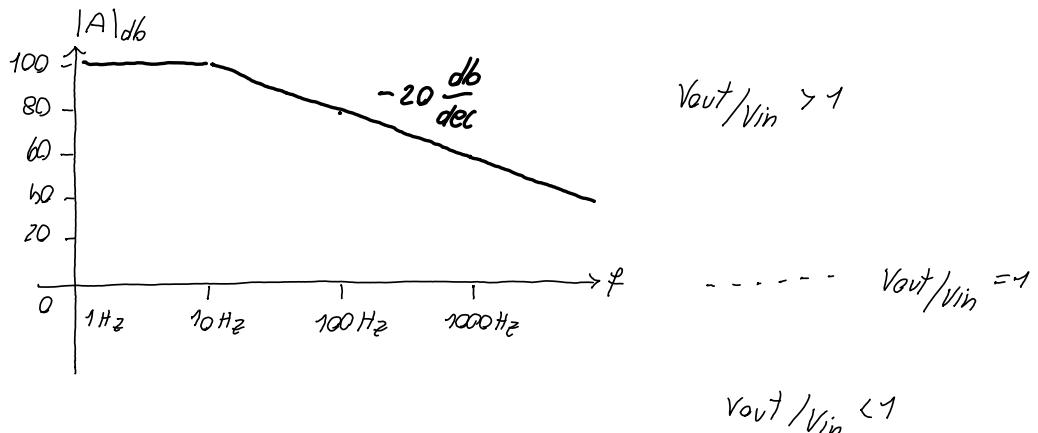
Per correggere questo comportamento si effettuano delle prove e si aggiusta  $V_{out}$  usando  $cal_y$  e  $cal_z$ .



E' possibile anche effettuare la calibrazione in digitale stimando l'errore in doppia lettura.

Le correnti massime in uscita che possiamo aspettare da questi dispositivi e' di 100 mA.

## RISPOSTA IN FREQUENZA



Il dispositivo ha una amplificazione variabile in base alla frequenza.

Possiamo facilmente vedere che gli A.O lavorano bene alle basse frequenze.

Il dispositivo, per sua costruzione, presenta un polo dominante a 10 Hz. Ogni decade dopo 10 Hz si perde un fattore 10 di amplificazione.

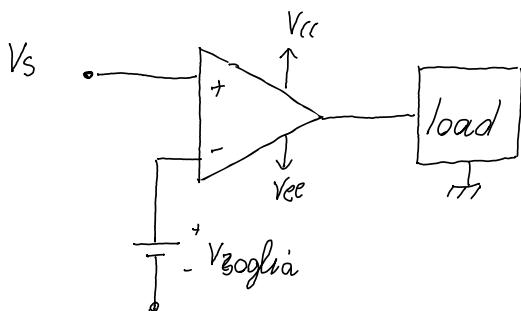
L'A.O funziona a Prodotto Guadagno Banda (PGB) costante:

$$PGB = B \cdot A \rightarrow \text{prodotto guadagno banda.}$$

Il PGB e' un dato di targa dell' operazionale.

## APPLICAZIONI A.O AD ANELLO APERTO

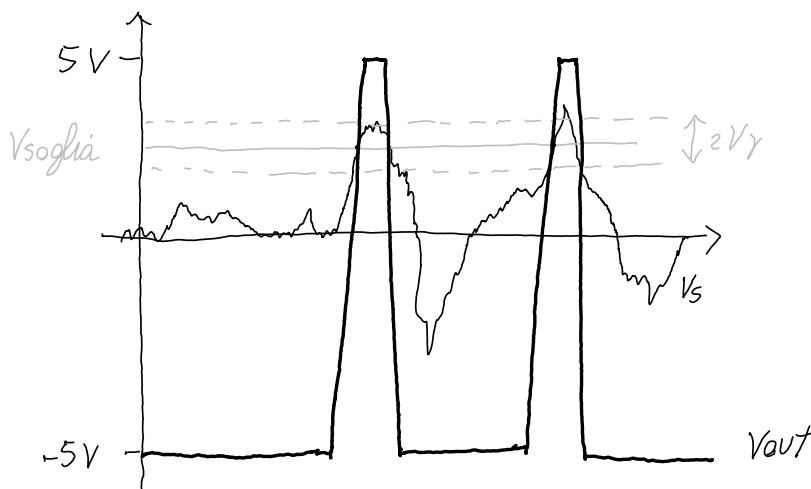
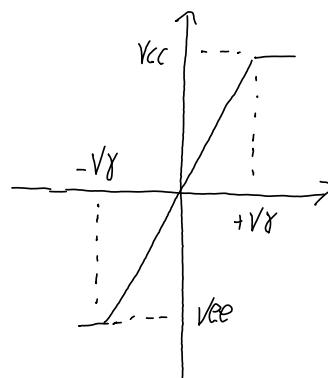
### COMPARATORE



Questa dispositivo funziona da COMPARATORE, la  $V^-$  viene comparata con  $V^+$ .

$$V_{out} = A \cdot (V_s - V_{soglia})$$

Quando  $V_s > V_{soglia}$  del comparatore scatta a livello alto ( $V_{cc}$ ), quando  $V_s < V_{soglia}$  scatta a livello basso ( $V_{ee}$ ).



Questo dispositivo funziona con uscita `0V/1V`, se  $V_S$  viene superata, l'AO va a  $V_{CC}$ , altrimenti sta a  $V_{EE}$ .

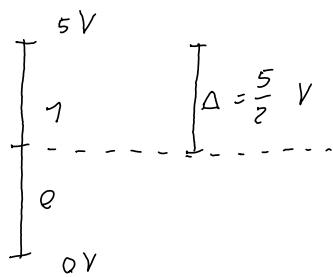
L'amplificatore usato come comparatore, si usa solitamente a  $5\text{ V} = V_{CC}$  e  $0\text{ V} = V_{EE}$ .

IL COMPARATORE LAVORA IN SATURAZIONE

## QUANTIZZATORE

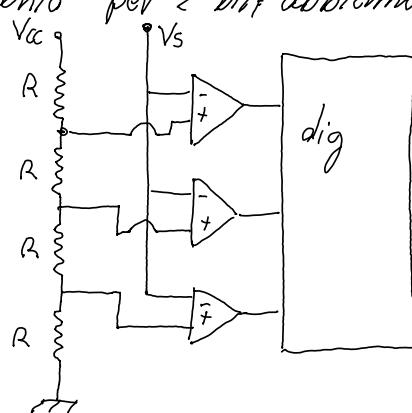
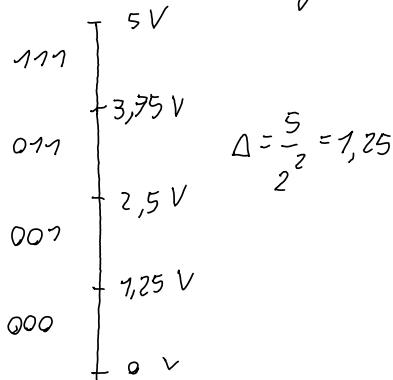
Il comparatore si presta bene ad essere usato come quantizzatore.

Vediamo il quantizzatore a 1 bit:



Settando  $V_{\text{soglia}}$  a  $\Delta$ , possiamo creare un dispositivo che assume stato logico 1 o 0 a seconda di  $\Delta$ .

Estendendo il ragionamento per 2 bit abbiamo:



Il codice in usata è DIGITALE, però è un codice BINARIO può essere però MAPPATO in UN CODICE BINARIO.

Per costruire un quantizzatore a  $n$  bit abbiamo bisogno di:

$2^n$  resistenze

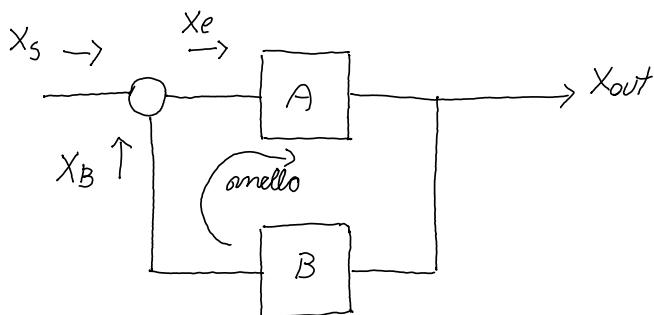
$2^n - 1$  amplificatori

Quando ingressi parecchi valori di soglia si entra in una zona aleatoria e l'uscita comincia a dipendere dal rumore di fondo.

$\Rightarrow$  L'ultima cifra non si stabilizza mai a causa del rumore.

## RETE DI RETROAZIONE

Per far funzionare l'AO da amplificatore è necessario effettuare un CONTROLLO  $\Rightarrow$  dobbiamo effettuare una RETROAZIONE.



$$\left. \begin{array}{l} X_{out} = A \cdot X_S \\ X_B = B \cdot X_{out} \\ X_B = A \cdot B \cdot X_S \\ X_E = X_S + X_B \end{array} \right\} \Rightarrow X_{in} = X_S + X_B \Rightarrow X_{out} = A \cdot (X_S + B \cdot X_{out})$$

In genere in questo tipo di reti di retroazione  
 $A \gg B$   
 $B \ll 1$   
 $A \cdot B \gg 1$

$$x_{out} = A(x_s + B x_{out})$$

ma:

$$x_{out} - B \cdot A x_{out} = A \cdot x_s \Rightarrow \frac{A}{1 - B \cdot A} x_s = \frac{1}{B} x_{out}$$

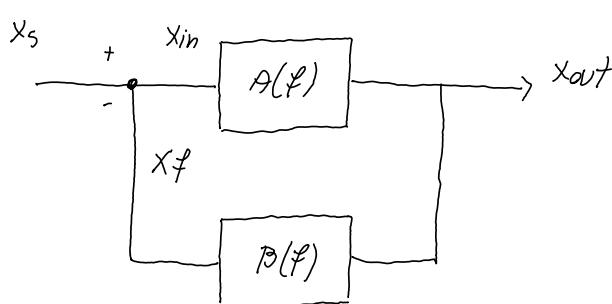
Siccome  $B < 1$ ,  $1/B > 1 \Rightarrow$  La nuova rete è comunque amplificatrice.

La nuova rete amplifica di un fattore  $\frac{1}{B}$  dove  $B$  è dato da una rete  $RC$ .

NB: LA RETROAZIONE DEVE ESSERE NEGATIVA!

La causa che genera l'effetto deve avere segno opposto rispetto alla retroazione, altrimenti si va in saturazione.

Possiamo formalmente verificare che  $A$  e  $B$  sono funzioni della frequenza:  $A(\ell)$ ,  $B(\ell)$



$B(\ell)$  passivo  $\Rightarrow B(\ell) < 1$

$$\frac{x_{out}}{x_{in}} = \frac{A(\ell)}{1 + A(\ell)B(\ell)} = G(\ell)$$

Per avere la stabilità di questo tipo di sistemi dobbiamo garantire:

- $\angle B(\omega) A(\omega) < 0$

- $|B(\omega) A(\omega)| \gg 1$

$$G(\omega) = \frac{x_{out}(\omega)}{x_{in}(\omega)} = - \frac{1}{B(\omega)} ; \quad B(\omega) \gg 1$$

A  $\rightarrow$  Amplificatore operazionale

B  $\rightarrow$  Rete passiva RC

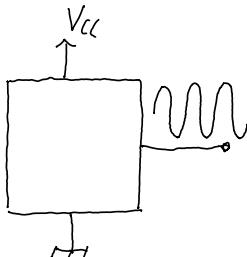
Quello che possiamo variare è la rete B, in modo che il sistema risponda come desideriamo.

### AMPLIFICATORE COME OSCILLATORE

Gli oscillatori sono generalmente usati per generare segnali periodici come segnali di clock o segnali per campionamenti.

I circuiti di questo tipo funzionano grazie a una instabilità controllata, vengono infatti detti A-STABILI.

### OSCILLATORE SINUSOIDALE



Per  $x_{in}=0, x_{out} \neq 0 \Rightarrow \text{Guadagno} = \infty$

$$\frac{x_{out}}{x_{in}} = \frac{A(\omega)}{1 - B(\omega)A(\omega)} \xrightarrow[x_s \rightarrow \infty]{} \infty$$

Una condizione di questo tipo si puo' ottenere con:

$$\begin{cases} \angle B(\tilde{\varphi}) A(\tilde{\varphi}) = 0 & \Rightarrow \text{fase nulla} \\ B(\tilde{\varphi}) A(\tilde{\varphi}) = 1 & \Rightarrow \text{modulo unitario} \end{cases}$$

$\tilde{\varphi}$   $\rightarrow$  frequenza specifica di oscillazione.

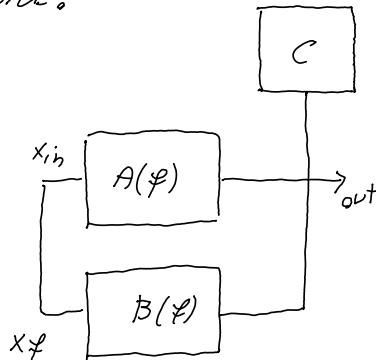
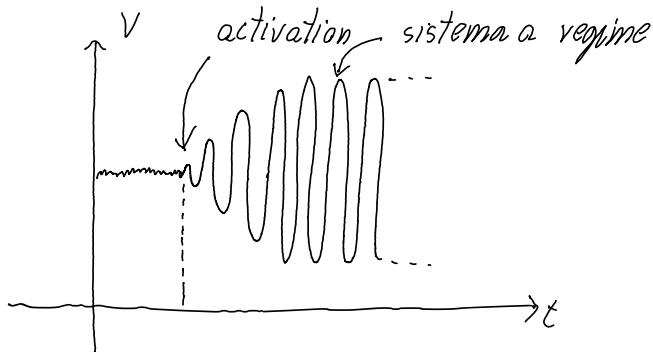
Dobbiamo inoltre imporre:

$\angle B(\varphi) \cdot A(\varphi) < 0 \quad \forall \varphi \neq \tilde{\varphi} \Rightarrow$  Significa che per ogni frequenza diversa da  $\tilde{\varphi}$ , il sistema si autosmorce e l'unica frequenza che sopravvive e'  $\tilde{\varphi}$ .

BARKHouser ci dice che la condizione viene mantenuta.

L'oscillazione iniziale non e' necessario generarla, viene infatti sfruttato il rumore di fondo, che contiene tutte le frequenze. Amplifichiamo l'armonica a  $\tilde{\varphi}$  del rumore.

Inizialmente poniamo  $\angle B(\varphi) A(\varphi) > 0$  e  $|A(\varphi) B(\varphi)| > 1$  in modo da amplificare la sinusoidale a  $\varphi = \tilde{\varphi}$ , successivamente riportiamo il sistema alla condizione A-STABILE.



La frequenza è viene fissata da  $B_0$ .

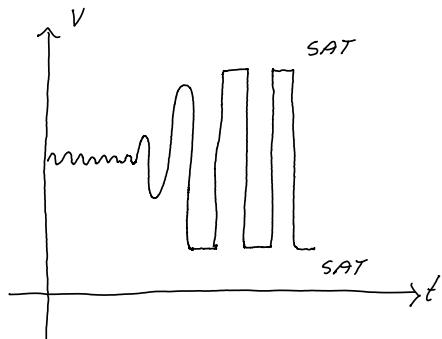
Gli elementi in silicio, siccome sono molto instabili a fattori come la temperatura e l'invecchiamento, possono variare la propria frequenza, e quindi quella dell'oscillatore.

Per fare oscillatori precisi si usa il quarzo che è molto robusto alle variazioni parametriche.

Il quarzo è un elemento piezoelettrico e caratterizzato da una frequenza di risonanza  $f_0$ .

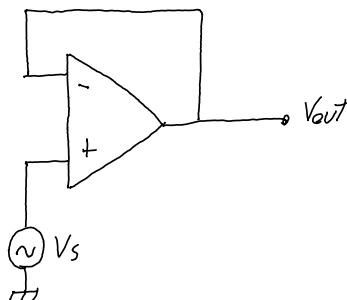
### OSCILLATORE A ONDA QUADRA

Possiamo costruire oscillatori a onda quadra semplicemente ponendo  $\alpha(f) \cdot \beta(f) > 1$  in modo da mandare l'AO in saturazione



### CIRCUITI OPAMP IN RETROAZIONE

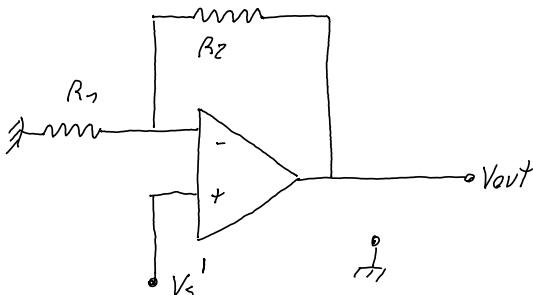
#### BUFFER



Il buffer non amplifica in tensione ma aumenta la potenza in uscita.  
È usato come SEPARATORE TRA STADI, ADATTATORE DI IMPEDENZA, e ADATTATORE DI LIVELLI DI POTENZA.

Retroazione linea  $B$  sul  $-$ !

## AMPLIFICATORE NON INVERTENTE



$$A \rightarrow \text{OA}$$

$$B \rightarrow R_2, R_1$$

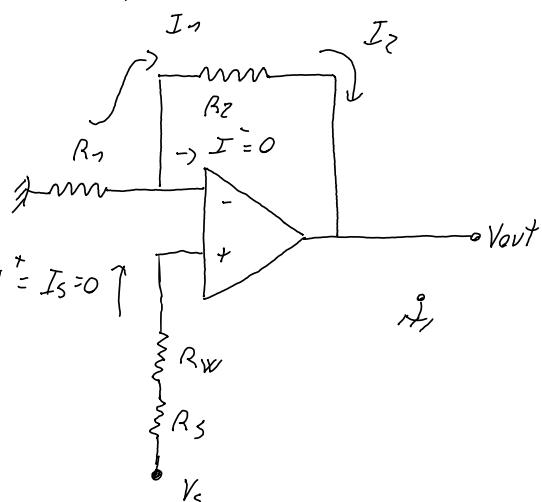
// RETROAZIONE SUL - !

Studiamo questo circuito mediante la tecnica del CORTO CIRCUITO VIRTUALE; dobbiamo però fare 2 supposizioni:

$$1) \quad I^- \approx I^+ \approx 0$$

$$2) \quad V^+ \approx V^-$$

$R_W$  → resistenza di filo  
 $R_S$  → resistenza del sensore  
 $V_S$  → tensione del sensore



Siccome  $I^+ = 0$ ,  $\Delta V$  su

$R_S$  e  $R_W \approx 0 \Rightarrow R_S$  e  
 $R_W$  non influiscono.

$$V^+ = V_S$$

$$V^- = V^+ = V_S \Rightarrow I_2 = I_1 = \frac{V_S}{R_1}$$

$$V_{R_2} = I_2 \cdot R_2 = R_2 \cdot I_1 = R_2 \cdot \frac{V_S}{R_1}$$

$$V_{out} = V_{R_2} + V_{R_1} = \frac{R_2}{R_1} V_S + V_S \Rightarrow V_{out} = V_S \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) A$$

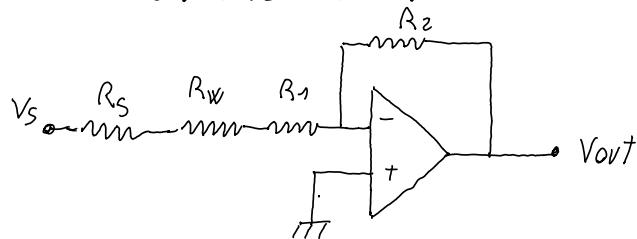
$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{V_S} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

// Scelgiamo  $R_2$  ed  $R_1$  dall'attuale dei  $M\Omega$

Mediane la variazione di  $R_2$  ed  $R_1$  possiamo rotolare l'amplificazione.

In genere viene rotolata  $R_2$  mediante potenziometri o resistenze multiplexer.

### AMPLIFICATORE INVERTENTE

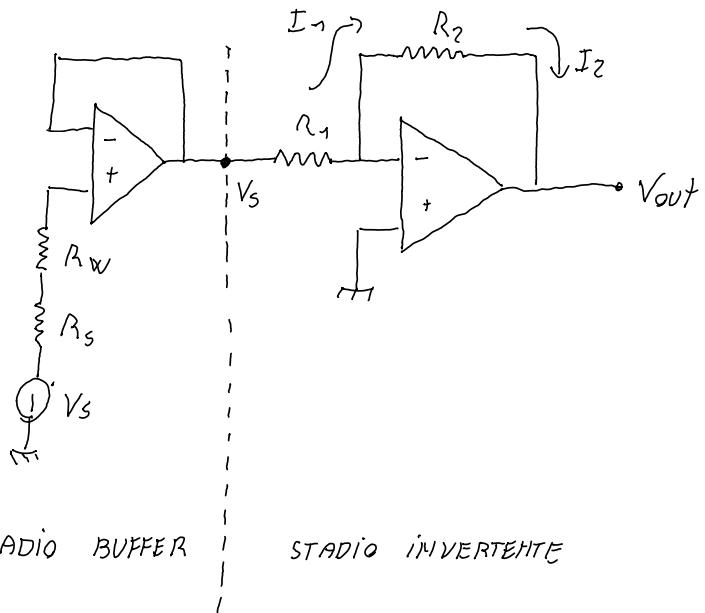


In questo caso, siccome  $I_s \neq 0$ , su  $R_S, R_W$  scorre corrente e quindi sono influenti

$$R'_s = R_S + R_W + R_1$$

Possiamo ottenere una  $R_s \gg 1$  in modo da rendere insensibili  $A_s$  e  $R_W$ ; ciò viene fatto usando un Buffer.

L'uso del buffer fa in modo che l'amplificatore invertente veda solo  $V_S$ , quindi ha in ingresso un generatore ideale di tensione.



Studiamo il circuito come per l'amplificatore non invertente

$$V^+ = 0, \quad V^- = V^+$$

$$I_{R_1} = \frac{V_S}{R_1} \Rightarrow V_{R_2} = R_2 I_2 = R_2 I_1 = \frac{R_2}{R_1} V_S$$

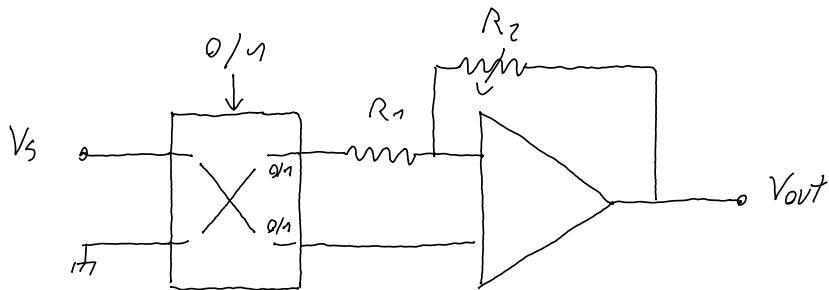
$$V_{out} = -V_{R_2}, \quad V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_S$$

A

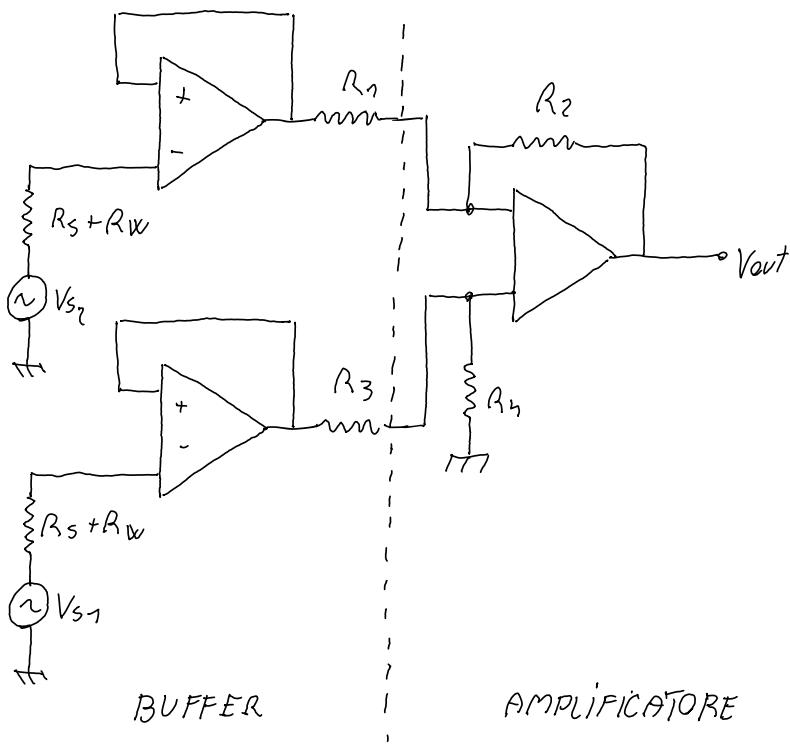
$\text{--}$  sta a significare una inversione di fase.

## SWITCH AMP.

E' possibile creare amplificatori che a seconda di un comando passano da invertente a non invertente:



## AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE



Se  $R_3$  e  $R_{12}$  non sono trascurabili aggiungo i buffer.

Per lo studio del sistema uso la SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI.

$$V_{out} = V_{out}' + V_{out}''$$

$$V_{out}' \rightarrow V_1 \text{ attivo}, V_2 \text{ nullo}$$

$$V_{out}'' \rightarrow V_2 \text{ attivo}, V_1 \text{ nullo}$$

Per  $V_1$  attivo  $\Rightarrow$  si comporta come un invertente.

$$V_{out}' = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot V_{S1}$$

Analogamente per  $V_2$  attivo  $\Rightarrow$  si comporta come un non invertente

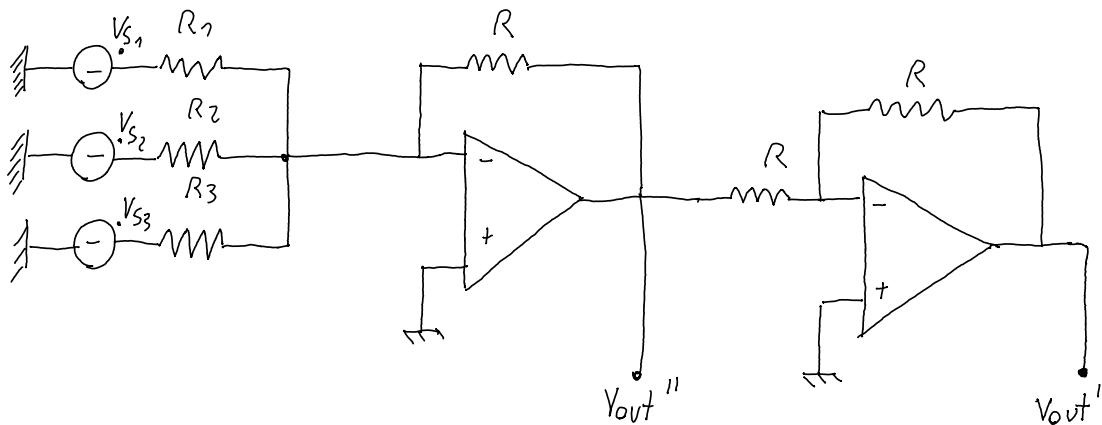
$$V_{out}'' = - \frac{R_2}{R_1} V_{S2}$$

Quindi:

$$V_{out} = h_1 V_{S1} - h_2 V_{S2} \quad \text{con} \quad h_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad e \quad h_2 = \frac{R_2}{R_1}$$

$$\text{Se } R_3/R_{12} = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow h_1 = h_2 = h \Rightarrow V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_{S1} - V_{S2})$$

## CIRCUITO SOMMATORE



Applicando la sovrapposizione degli effetti ottengo:

$$V_{\text{out}}' = V_{\text{out}1} + V_{\text{out}2} + V_{\text{out}3} = -V_{\text{out}}''$$

$$V_{\text{out}i} = - \frac{R}{R_i} V_{Si}$$

Ottieniamo quindi:

$$V_{\text{out}}' = K_1 V_{S1} + K_2 V_{S2} + K_3 V_{S3}$$

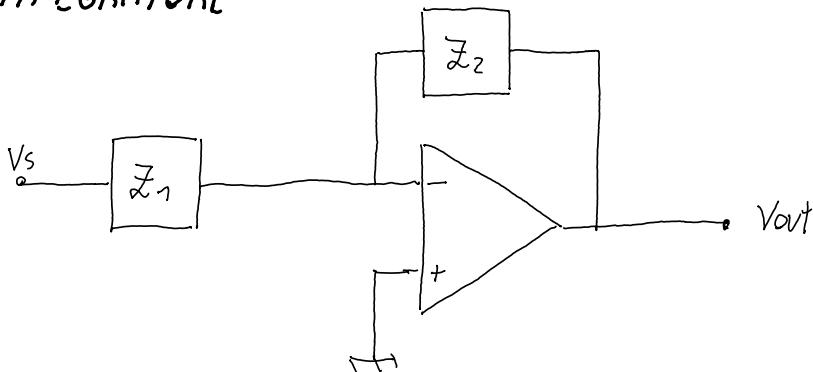
$$V_{\text{out}}'' = -V_{\text{out}}'$$

$\Rightarrow$

$V_{\text{out}}' \rightarrow$  uscita invertente

$V_{\text{out}}'' \rightarrow$  uscita non invertente

## INTEGRATORE



Usando componenti capacativi ho che:

$$Z = R + \frac{1}{j\omega 2\pi f} \quad \omega = 2\pi f$$

Scegliendo

$$Z_1 = R$$

$$Z_2 = \frac{1}{jC\pi 2f}$$

Usando la formula dell'amplificatore invertente, ottengo:

$$\frac{V_{out}}{V_s} = - \frac{Z_2}{Z_1}$$

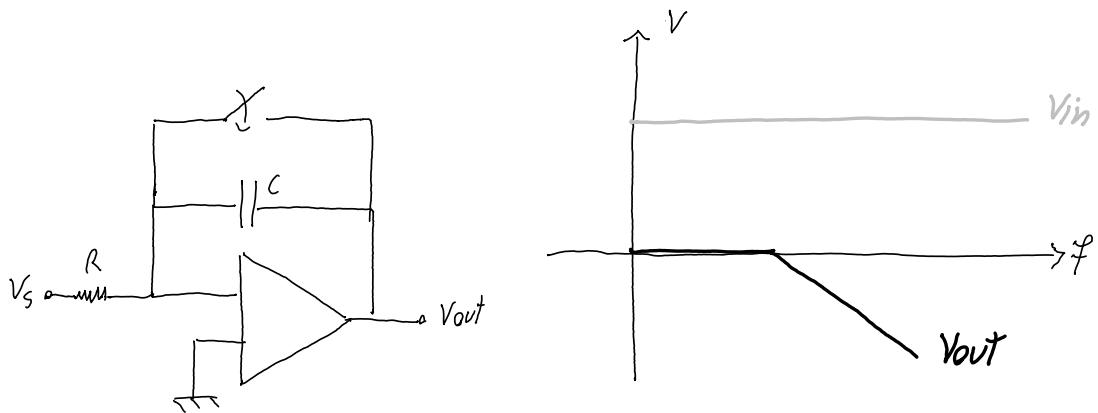
$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{V_s} = \frac{j/2\pi f \cdot C}{R} = \frac{1}{j2\pi f RC} = G(s)$$

$$\left| \frac{V_{out}}{V_s} \right| = \frac{1}{2\pi f \cdot RC} \quad \arg\left(\frac{V_{out}}{V_s}\right) = \frac{\pi}{2}$$

$\frac{1}{2\pi f}$  corrisponde nel dominio del tempo all'operazione di integrale.

$$V_{out} = \frac{-1}{RC} \int V_s \, dt \quad V_{out} > \frac{1}{j \cdot 2\pi f \cdot RC}$$

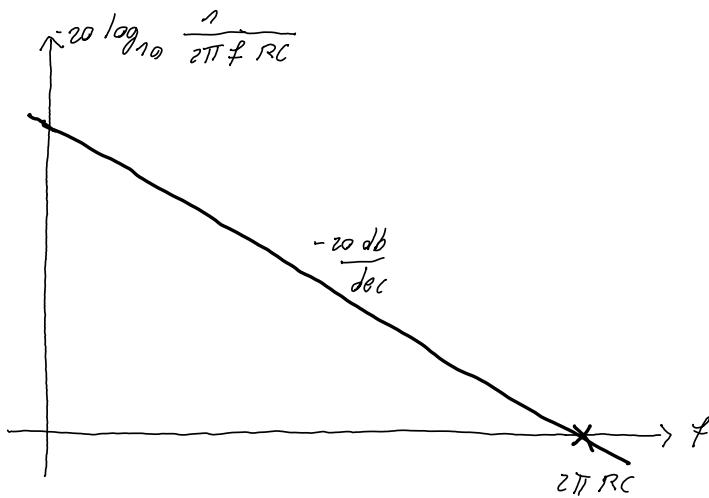
Siccome le capacità sono componenti delle "con memoria", è possibile ottenere condizioni iniziali non nulle, per questa ragione vengono inseriti interruttori di scarica in parallelo al condensatore.



$V_{out}$ , con entrata costante, diventa una rampa fino alla saturazione.

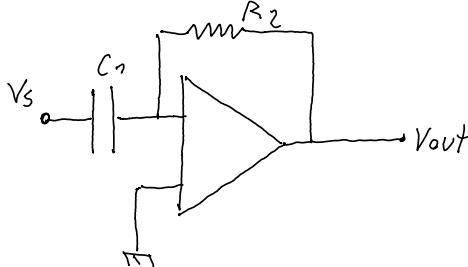
Per visualizzare bene il comportamento rispetto alla frequenza, si usano i diagrammi di bode

$$\left| \frac{V_{out}}{V_s} \right|_{dB} = -20 \log_{10} \left( \frac{V_{out}}{V_s} \right) = -20 \log_{10} \frac{1}{2\pi f RC}$$



Usando l'integratore le frequenze alte vengono abbattute mentre quelle basse vengono esaltate.

### DERIVATORE

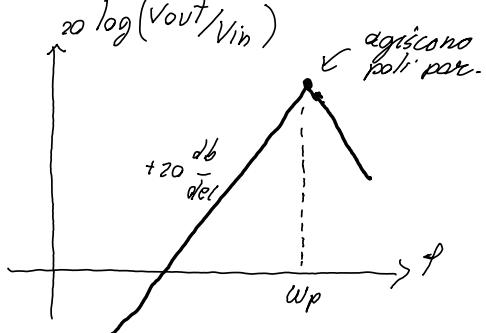


$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}, \quad Z_2 = R_2$$

$$\frac{V_{out}}{V_s} = - \frac{Z_2}{Z_1} = - \frac{R}{1/j\omega C_1} = -2\pi f RC$$

Esegue l'operazione inversa rispetto all'integratore.

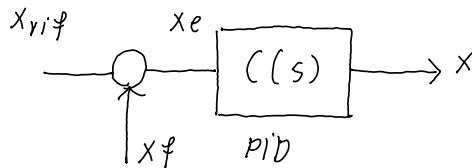
A  $\omega = \omega_p$  agiscono i poli parassiti e il guadagno diminuisce.



Il derivatore amplifica le alte frequenze e abbatta quelle alte.

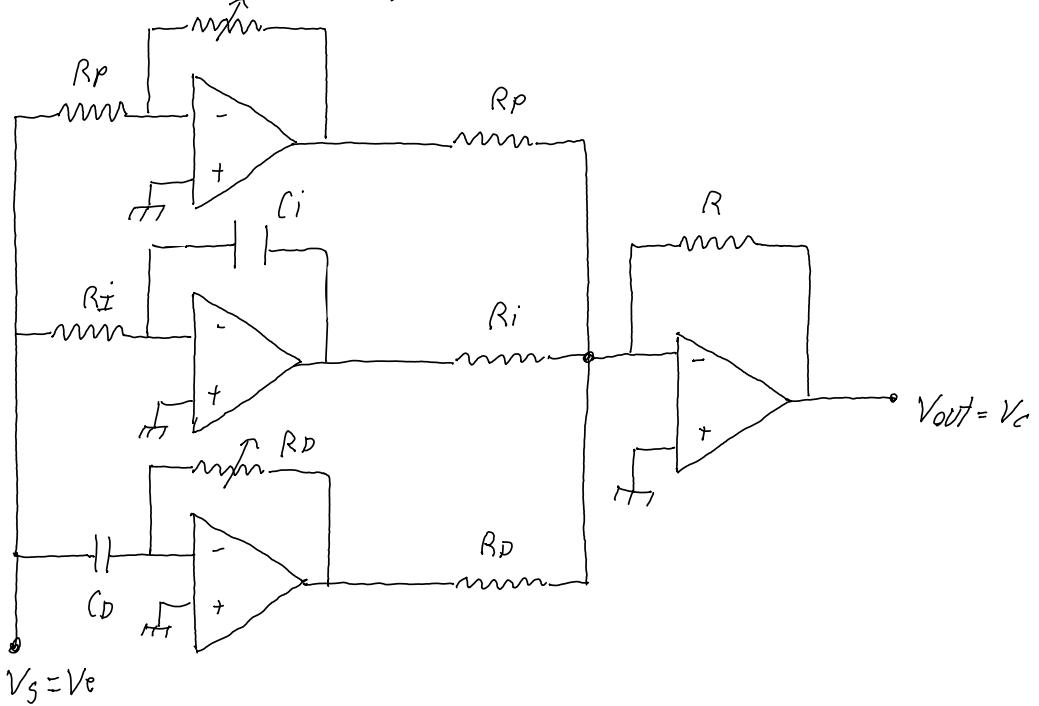
## PID

Unisce gli effetti integrativi, derivativi e proporzionali:



$$x_c = K_p x_e + K_d \frac{\partial x_e}{\partial t} + K_i \int x_e dt$$

Si realizza un PID in questo modo:



Abbiamo quindi:

$$V_C = \frac{K_p K_e}{R_{p_1}} V_e + \frac{K_I K_e}{R_I C_I} \int V_e dt + \frac{K_D R_D C_D K_e}{G_d} \frac{\partial V_e}{\partial t}$$

$G_p \quad \quad \quad G_I \quad \quad \quad G_d$

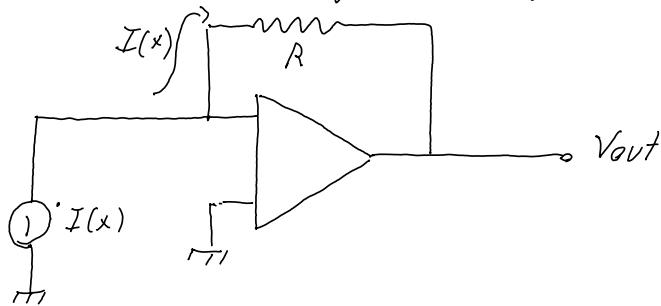
Mediante questo circuito possiamo realizzare un PID usando 3 circuiti separati le cui uscite vengono inserite in un sommatore.

E' possibile anche escludere o includere termini usando un multiplexer che attiva o disattiva le linee di somma

$a_2$	$a_1$	$a_0$	$a_2 \rightarrow$ sommatore attivo se 1 $a_1 \rightarrow$ integratore attivo se 1 $a_0 \rightarrow$ derivatore attivo se 1
0	0	0	
0	0	1	
0	1	0	In genere i PID vengono integrati su schede.
0	1	1	
1	0	0	
1	0	1	
1	1	0	
1	1	1	

## AMPLIFICATORE TRANS-RESISTIVO

Possiamo avere, in generale, segnali forniti in corrente e non in tensione, puo' essere utile modificarli dal momento che lavoriamo lato digitale con segnali in tensione.



$$V_R = R \cdot I(x) = V_{out}$$



# FILTRI

I filtri sono quadripoli, generalmente in tensione



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = G(f)$$

I filtri possono essere:

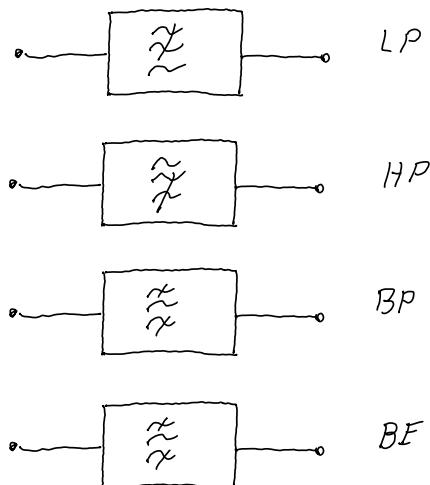
- Attivi  $\rightarrow |G| > 1$ , serve alimentazione ( $L, C, R, OPAMP$ )
- Passivi  $\rightarrow |G| < 1$ , non serve alimentazione ( $R, L, C$ )

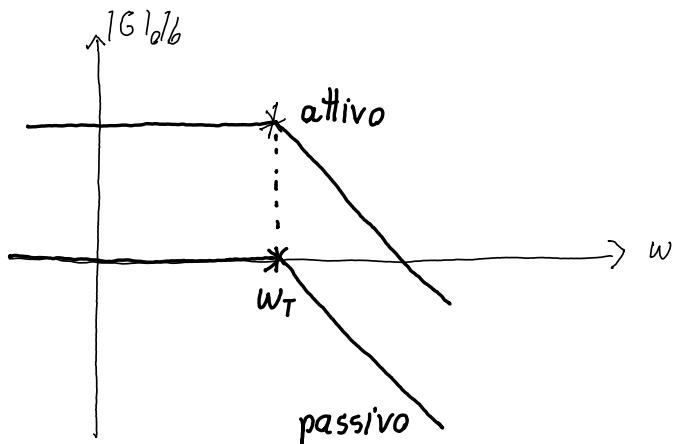
Ci sono diversi tipi di filtri:

- Lowpass LP
- High pass HP
- bandpass BP
- bandreject BE

Si definisce ordine del filtro il numero di elementi passivi ( $C, L$ ) indipendenti.

$N \rightarrow$  ordine del filtro.

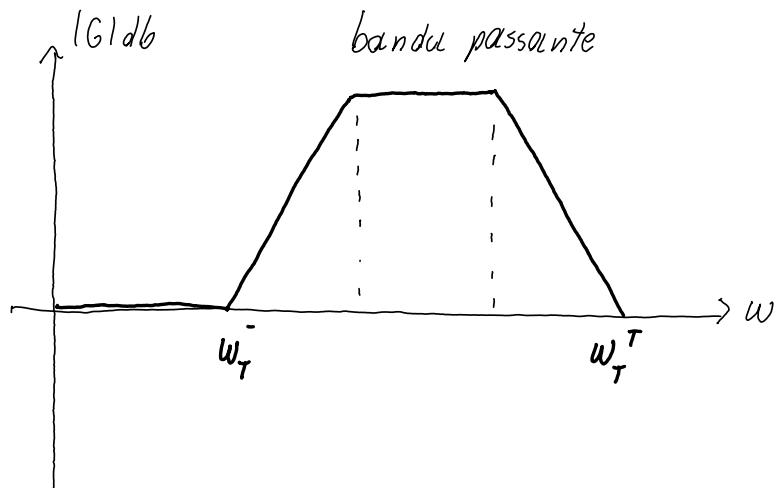




$w_T \rightarrow$  frequenza  
a cui il  
filtro inizia  
ad eseguire,  
ossia dove  
cambia la  
pendenza

Filtri di ordine superiore vengono costruiti usando in cascata  
filtri del primo ordine.

Un filtro passa banda fa passare solo un certo range di  
frequenze; può essere visto come la combinazione di un  
passaalto e un passabasso.



# i db si  
sommano  
in scala  
log., si  
moltiplica  
in scala  
lineare.

Il guadagno complessivo del passa banda è la somma dei  
guadagni in db.

Di solito si inserisce prima il passabasso per eliminare il rumore, altrimenti viene esaltato.

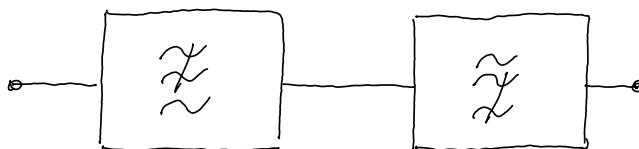
Si definisce FREQUENZA CENTRALE la frequenza data da :

$$f_0 = \frac{f_{T_1} + f_{T_2}}{2}$$

$$\# w = 2\pi f$$

Si definisce BANDA :

$$B = f_{T_2} - f_{T_1}$$

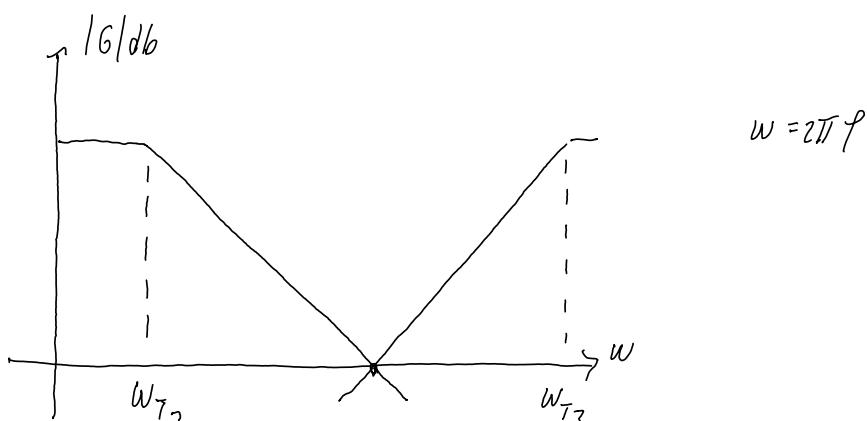
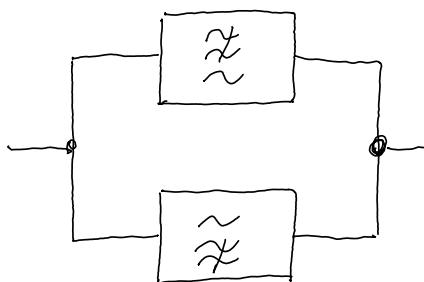


Definiamo  $Q = \frac{f_0}{B}$  SELETTIVITÀ DEL FILTRO.

Generalmente è difficile costruire filtri a  $Q > 10$ .  
 Ciò è dovuto alle tolleranze dei componenti usate nel filtro, infatti  
 possono avere variazioni in frequenza dovuta ai componenti  
 più alta della tolleranza del filtro.

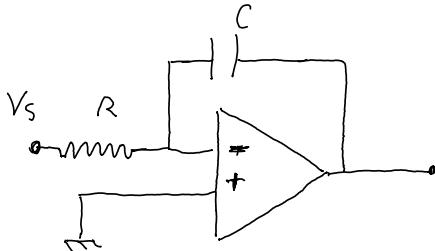
Se la banda è stretta rispetto alla frequenza centrale  
 si devono quindi sfruttare altri meccanismi.

L'eliminabanda si costruisce invece mettendo in  
 parallelo un passaalto  
 e un passabasso.  
 Elimina specifiche  
 frequenze



Le sommissioni di filtri passaalto e passabasso ci danno tutti i possibili filtri.

### CELLA DEL PRIMO ORDINE PASSABASSO



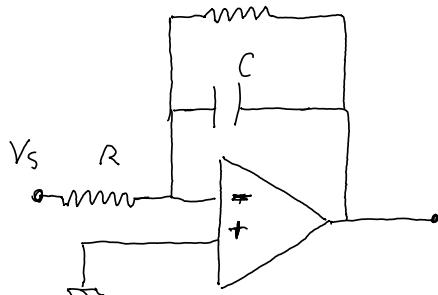
$$Z_C = \frac{1}{j2\pi f_C} \Rightarrow |Z_C| = \frac{1}{2\pi f_C}$$

Quando  $f \downarrow \Rightarrow Z_C \uparrow$

Per limitarlo alle basse frequenze devo dargli un cammino parallelo resistivo  $R$

In questo modo:

$$|G|_{db} = -\frac{R_2}{R_1} \quad \begin{matrix} \text{nel caso} \\ \text{di alte} \\ \text{frequenze} \end{matrix}$$

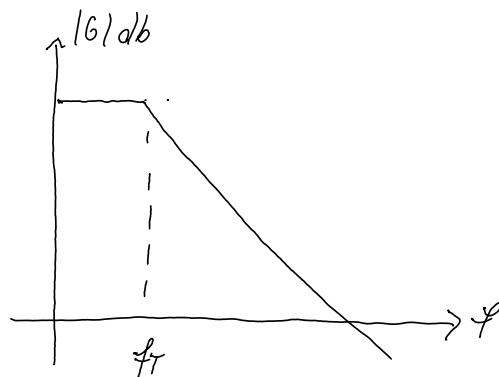


All' alte frequenze:

$$f \uparrow \Rightarrow Z_C \downarrow$$

$$\Rightarrow \Sigma = RC$$

$$\varphi_T = \frac{1}{\Sigma}$$



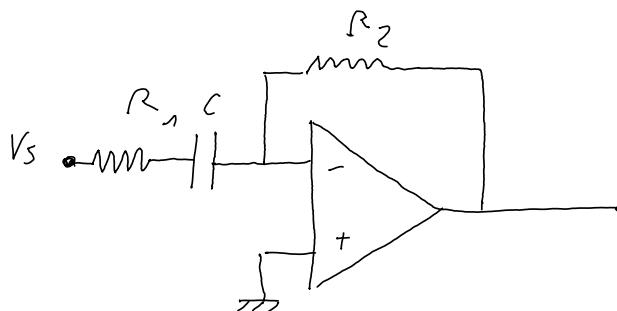
In banda passante si ha:

$$|G|_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{R_C}{R_1} \right) \quad f < f_T$$

Dopo  $f_T$  si ha:

$$|G|_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{1}{R_1 2\pi f_C} \right) \quad f > f_T$$

### CELLA DEL PRIMO ORDINE PASSA ALTO



$$f_T = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

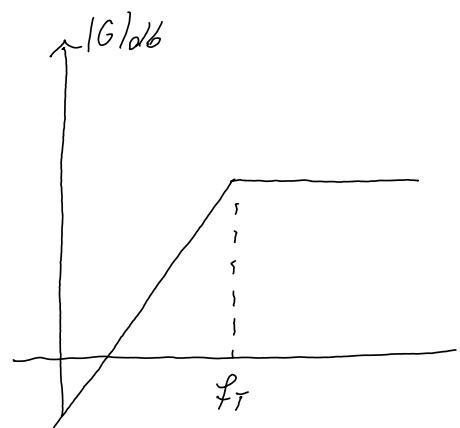
Alle alte frequenze si ha

$$Z_C \rightarrow 0$$

$$|G|_{dB} = -\frac{R_2}{R_1} \quad f \uparrow$$

Per basse frequenze

$$|G|_{dB} = -\frac{R_2 W_C 2\pi}{R_1} \quad f \downarrow$$



## FDT PASSA ALTO

Se volessimo calcolare la funzione di trasferimento

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{Z_2}{Z_1} = - \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{j2\pi f C}} = \frac{R_2 j2\pi f C}{R_1 j2\pi f C + 1}$$

Vediamo infatti che

$$\lim_{f \rightarrow 0} \frac{V_{out}}{V_{in}} = 0$$

$$\lim_{f \rightarrow \infty} \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{R_2}{R_1}$$

## FDT PASSA BASSO

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{Z_2}{Z_1} = - \frac{R_2}{\frac{1}{2\pi f R_C} + R_1}$$

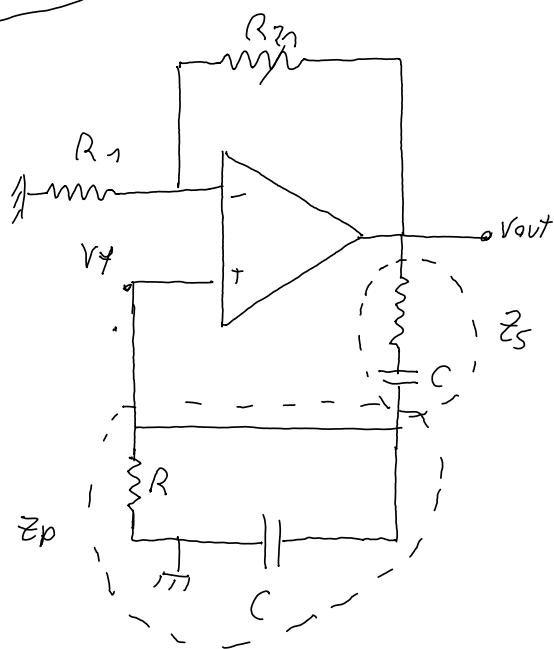
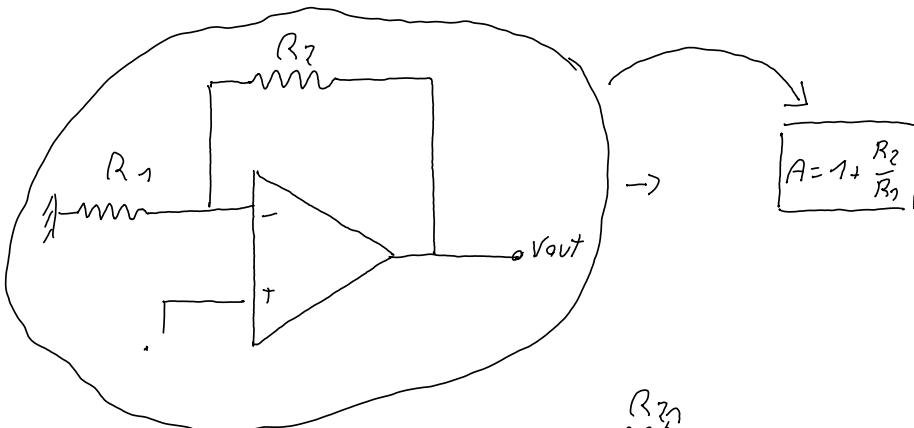
$$\lim_{f \rightarrow \infty} \frac{V_{out}}{V_{in}} = 0$$

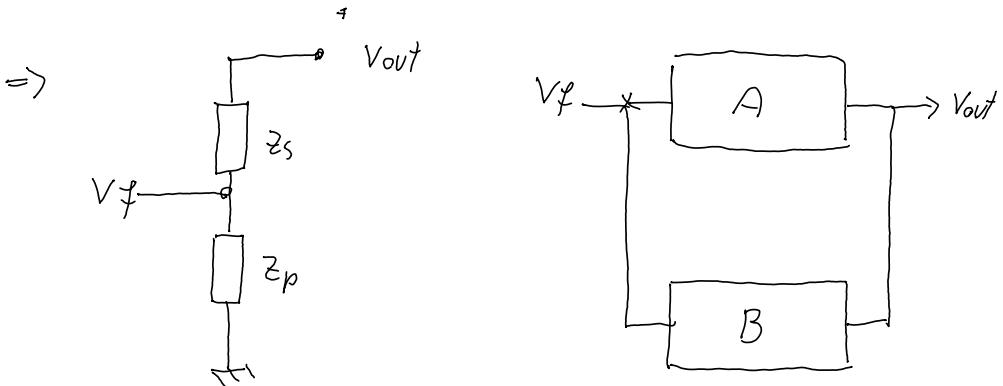
$$\lim_{f \rightarrow 0} \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{R_2}{R_1}$$

QSS: Tra i vari stadi in cascata si possono avere effetti caricanti per filtri passivi, mentre filtri passivi non hanno questo problema.

Gli operazionali possono essere caricati fino al massimo della corrente massima erogabile dall'operazionale.

### OSCILLATORE A PONTE DI WIEN





$$Z_s = R + \frac{1}{j\omega RC} \quad Z_p = \frac{R}{j\omega RC}$$

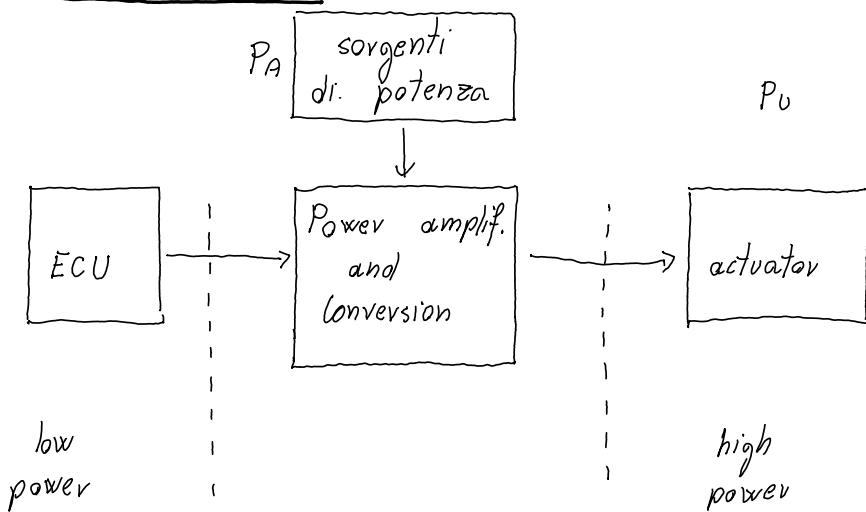
$$\beta = \frac{V_f}{V_{out}} = \frac{Z_p(\omega)}{Z_s(\omega) + Z_p(\omega)}$$

Alla particolare  $\omega = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow \beta$  ha fase nulla

$\Rightarrow B \cdot A$  ha fase nulla,  $\beta = \frac{1}{3}$

$$\Rightarrow B \cdot A = \frac{1}{3} \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$$

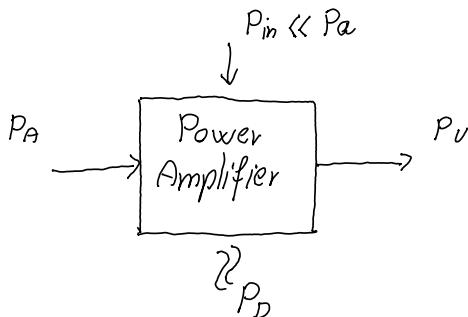
## LATO POTENZA



L'attuatore può necessitare di alimentazioni in continua o alternata, ma anche le sorgenti possono essere in continua o alternata

ES: nelle auto c'è un alternatore accoppiato al motore che fornisce alimentazione in AC all'elettronica

L'obiettivo è massimizzare l'efficienza energetica  $\eta = \frac{P_A}{P_U}$  in modo che  $P_{Diss}$  sia minima



Quindi:

$P_A \rightarrow$  potenza alimentazione

$$P_A + P_{in} - P_U + P_D = 0$$

??  
0

$P_D \rightarrow$  potenza dissipata

$P_U \rightarrow$  potenza all'utilizzatore

$$\Rightarrow P_A - P_U + P_D = 0$$

$P_{in} \rightarrow$  potenza in ingresso

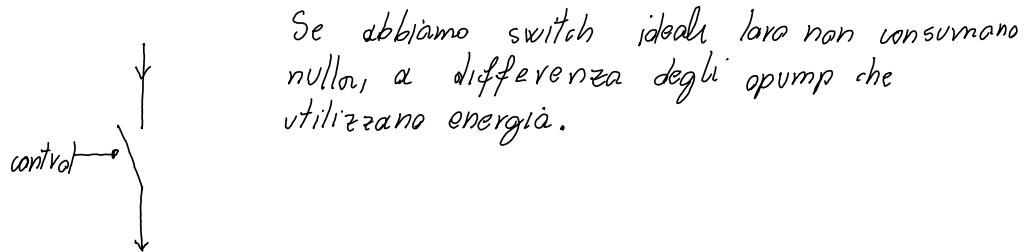
Siccome puntiamo a  $\eta\% \gg$  si parlerà di elettronica switching, il componente base sarà quindi l'interruttore.

## TIPI DI CONVERSIONE

- DC - DC
- DC - AC (inverter)
- AC - DC
- AC - AC (trasformatori)

## ELEMENTO BASE POTENZA (SWITCH)

L'elemento base in questo caso è lo switch  $\rightarrow$  controllo on-off.



Come caratteristiche dello switch ideale, vorrei:

- Quando è ON :

$$Z_{ON} \stackrel{?}{=} 0 \quad \forall \text{ frequenza } z \text{ infatti}$$
$$P_{ON} = R \cdot I^2 = \text{Re}(Z) \cdot I^2$$

Inoltre dobbiamo avere  $P_{control} \downarrow$ ,  $P_{control} \rightarrow 0$

Vorrei inoltre  $I_{MAX} \rightarrow +\infty$   
 $T_{ON} \rightarrow 0 \Rightarrow$  Transistori velocissimi

- Quando è OFF :

Vorrei  $V_{MAX} \rightarrow \infty \Rightarrow$  può reggere qualsiasi tensione  
 $P_{control} \rightarrow 0$

$Z_{OFF} \Rightarrow \infty \Rightarrow$  Non ci sono dispersioni di corrente

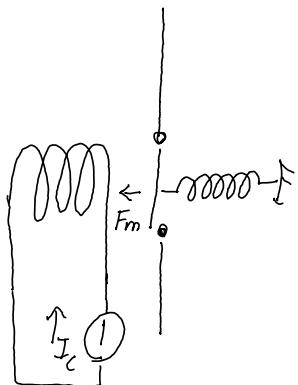
$T_{OFF} \rightarrow 0$

Si vorrà anche un basso ingombro e basso costo.

Ci sono 2 tipi di switch:

- ) SWITCH A STATO SOLIDO
- ) SWITCH ELETTROMECCANICO

### SWITCH ELETTROMECCANICO



Viene usata una coil per attrarre l'asta metallica (normalmente on) oppure (normalmente off) con una coil che spinge l'asta metallica sui contatti.

I relè sono dispositivi di facile realizzazione e con range di correnti molto variabili, e' inoltre facile da maneggiare, e' inoltre un dispositivo che dura nel tempo.

Il problema di questi sistemi è l'inerzia del dispositivo, infatti riesce a reggere frequenze relativamente basse (al massimo KHz).

Se voglio controlli più sofisticati devo usare switch diversi.

### SWITCH A STATO SOLIDO

Questi switch sono basati sul silicio, siccome il controllo viene limitato solo dalla velocità di distribuzione degli elettroni, essi sono VELOCI A COMMUTARE, hanno BASSO COSTO SU GROSSA SCALA.

Questi switch in genere sono fatti di silicio combinato ad altri elementi che ne migliorano le prestazioni.

Si C } migliori prestazioni sulla potenza  
GAN }

Si  $\rightarrow$  sfrutto vecchie fabbriche di elettronica.

### DIODO

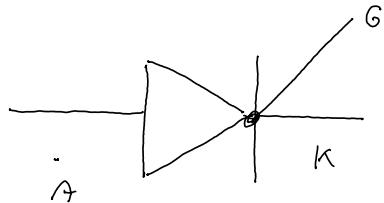


se  $V_{An} > V_T \Rightarrow ON$  pol. diretta

se  $V_{An} < V_T \Rightarrow OFF$  pol inversa

Questo dispositivo non ha però il controllo, siamo quindi passati all' SCR

SCR  $\rightarrow$  Silicon Controlled Rectifier



L'SCR è un diodo PARZIALMENTE COMROLLATO.

Se non agisco sul gate è sempre spento, se agisco sul gate si comporta come un diodo.

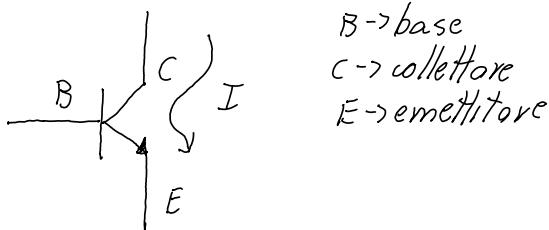
L'SCR viene anche chiamato TRISTORE.

Sono abbastanza veloci ma non velocissimi.

## TRANSISTOR

Questi dispositivi garantiscono un controllo totale, ne esistono di diversi tipi:

- Bipolar Junction Transistor (BJT)

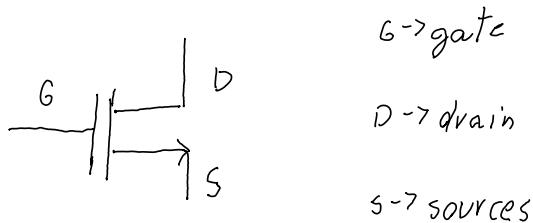


B  $\rightarrow$  base  
C  $\rightarrow$  collettore  
E  $\rightarrow$  emettitore

Grossa guadagna ma efficienza minore

- FET  $\rightarrow$  Field effect transistor

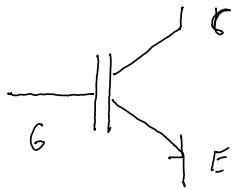
MOSFET (metal oxide semiconductor)



Per applicazioni di potenza possono essere usati mosfet particolari Dmos, LD MOS, HV MOS

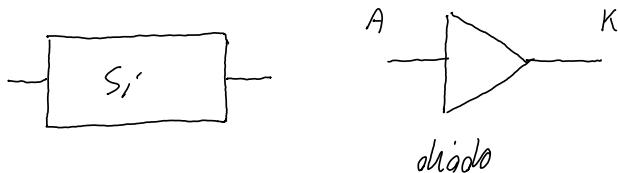
Guadagno minore ma più efficiente

- IGBT  $\rightarrow$  insulated gate bipolar transistor

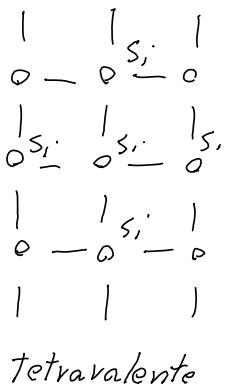


E' un ibrido mos e BJT, ha capacità di avere alte potenze di uscita ed è più efficiente.

## FUNZIONAMENTO DIODO



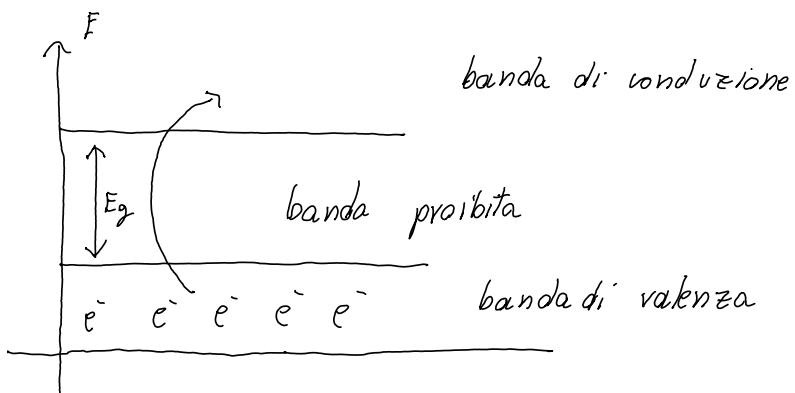
$Si \rightarrow 5^{\text{o}}$  gruppo



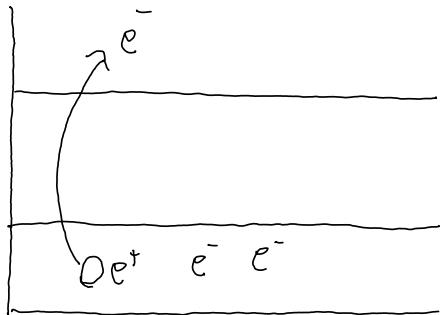
Gli orbitali più esterni sono liberi di interagire.

I  $s$  elettroni più esterni formano legami covalenti con gli atomi vicini.

Ciò che però caratterizza gli elementi del  $5^{\text{o}}$  gruppo è il livello energetico



Quando gli  $e^-$  sono poco energetici sono riusciti a stare attorno ai nuclei di silicio, fornendogli energia ( $Eg$  molto bassa) gli elettroni saltano in banda di conduzione e gli elettroni sono liberi di muoversi.



Un  $e^-$  che si sposta in banda di conduzione lascia il suo posto a un posto vuoto chiamato lacuna (può essere visto come un  $-e^- = e^+$ ).

Modellizziamo le lacune come cariche positive.

Gli elettroni sono molto veloci, le lacune sono più lente.

Per far passare gli  $e^-$  è comunque necessario fornire energia.

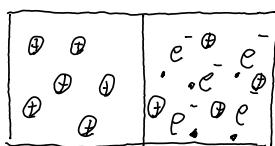
Quello che viene fatto è il DROGGAGGIO del silicio con elementi del 5° o 4° gruppo.

$M \rightarrow$  negativo    V° gruppo  
 $P \rightarrow$  positivo    III° gruppo

Drogando il materiale si creano delle cariche libere all'interno del materiale:

N.B.: Tutto rimane comunque neutro.

(III) P N (IV)



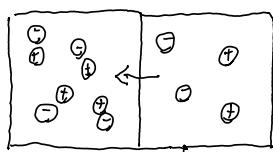
$e^- \rightarrow$  carica libera

$\oplus \rightarrow$  ione fisso.

Mediante il dragaggio possiamo modificare le caratteristiche elettriche del silicio.

In genere il materiale viene dragato più del necessario per fare in modo che il moto elettronico dovuto all'effetto termico diventi poco rilevante.

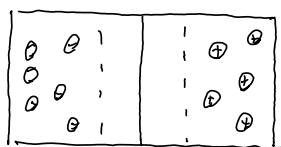
Gli elementi del IV gruppo hanno sovrabbondanza di elettroni di valenza mentre quelli del III gruppo hanno carenza di elettroni.



Il processo è di dragaggio e ossidazione.

Si crea una corrente di diffusione e quindi nella parte centrale si avrà una zona di svuotamento

$W \rightarrow$  zona di svuotamento.

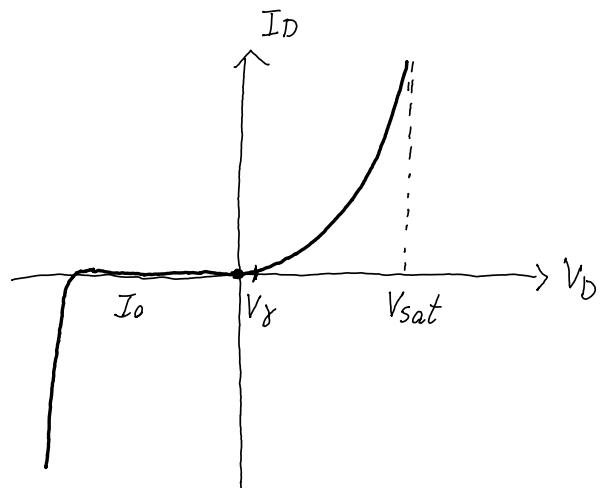
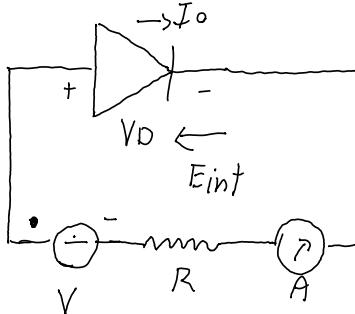


$W$

$e^-$

Siccome si hanno accumuli di carica, si genera un campo elettrico che si oppone alla corrente di spostamento.

## LEGGE DEL DIODO



Se  $V < 0 \Rightarrow$  Polarizzazione inversa,  $\Rightarrow$  OFF

Il campo elettrico esterno rafforza quello interno e comunque non scorre corrente, fino al break down.

$I_0$  è una corrente inversa dovuta all'effetto termico.

$I_0$  raddoppia a  $\Delta T + 10^\circ C$ ,  $I_0 \approx 10 \text{ nA}$ .

Alla tensione di breakdown le cariche hanno così tanta energia da rompere i legami, e fanno in modo di generare altre cariche  $\Rightarrow$  Si ha un effetto a valanga di cariche libere molto energetiche che possono portare alla rottura del diodo

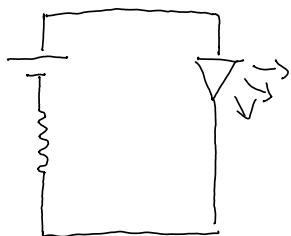
Se  $V > 0 \Rightarrow$  Polarizzazione diretta  $\Rightarrow$  ON

Superata la soglia  $V_T$  si ha una crescita esponenziale della corrente.

$$I_D = I_0 \cdot (e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1)$$

$$V_T = \frac{k_B \cdot T}{q} \quad \eta = 1 \div 2$$

Il diodo ha una vasta serie di applicazioni; cambiando il tipo di elemento base, usando strutture sintetiche GaAs, InP, possiamo emettere fotoni  $\rightarrow$  LED.



Giocando sui materiali si riusce a variare la frequenza di emissione.

$$E = h \cdot v$$

↑  
costante di Planck

In genere i led sono più costosi di un diodo normale, ma a livello di consumi sono molto più efficienti rispetto alle comuni lampadine.

Inoltre, lo stesso oggetto, se colpito da radiazione luminosa, generano una corrente, sono quindi usati anche come sensori.

Possano essere usati anche per la creazione di pannelli solari.

DIODO SCHOTTKY



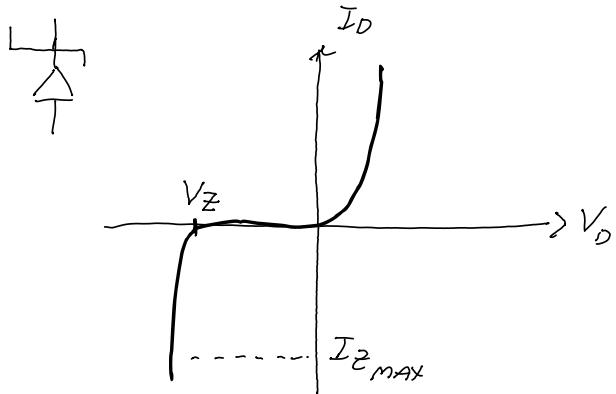
È un diodo che ha giunzione metallo-semiconduttore drogata. Ha 2 varietà.

- Più rapido nella commutazione
- $V_f$  più bassa
- In pol. inversa ha  $I_o$  più bassa

Si utilizza nel caso di applicazioni in cui si richiedono commutazioni veloci.

### DIODO ZENER

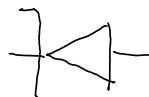
Funziona come un diodo normale in diretta, in inversa invece, gli zener hanno una  $V_b$  fissata dal costruttore.



Nella zona di break down, raggiunta quella zona, la tensione dello zener rimane fissa qualunque sia la corrente che lo attraversa.

Viene spesso usato come riferimento di tensione.

$$V_b \approx 10,5,6,3,8 = V_Z$$

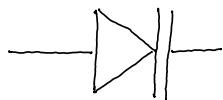


Il riferimento di tensione funziona come una batteria.

1112



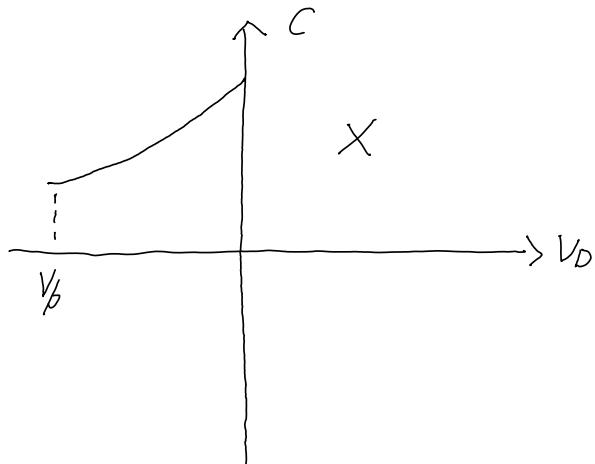
## VARICAP



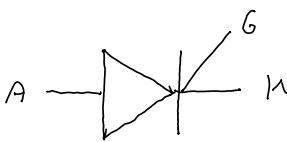
I varicap sono diodi che in inversa si comportano come condensatori, a capacità variabile.

Il varicap possiamo quindi usarlo come capacità comandata in tensione.

Ci permette inoltre di poter sostituire capacità, essendo appena integrati in silicio, occupano meno spazio.



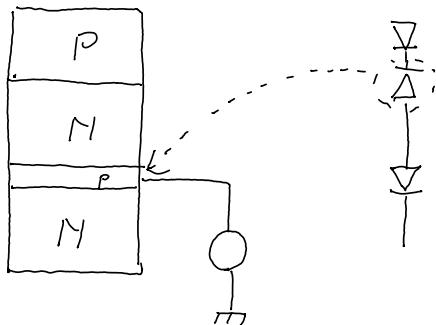
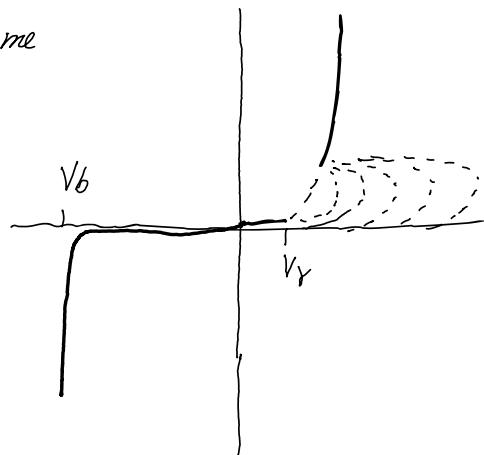
## SCR



- L'SCR ha 3 terminali:
- anodo
  - catodo
  - gate

Il gate viene comandato dalla ECU che, vista dal gate, è un generatore di corrente pilotato.

In inversa, l'scr si comporta come un normale diodo, in diretta, la soglia  $V_T$  è dipendente dalla corrente applicata al gate.



Più carica inserita sul gate più tende a comportarsi come un diodo normale.

Se non incatto carica l'scr è sempre spento.

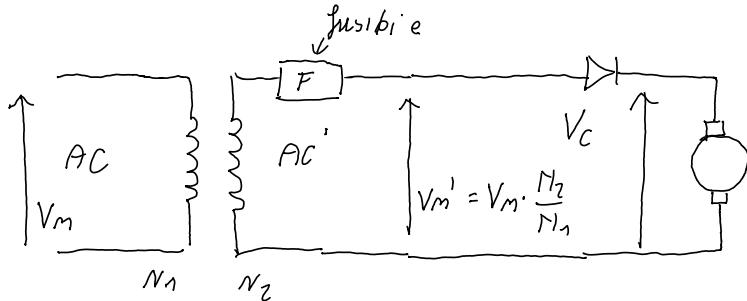
Se  $I_g = 0 \Rightarrow \text{OFF}$

Se  $I_g > 0 \Rightarrow \text{ON} \quad V_d > V_T$

Viene usato soprattutto per applicazioni di alta potenza

# CONVERTITORI AC/DC

## SINGOLA SEMIONDA

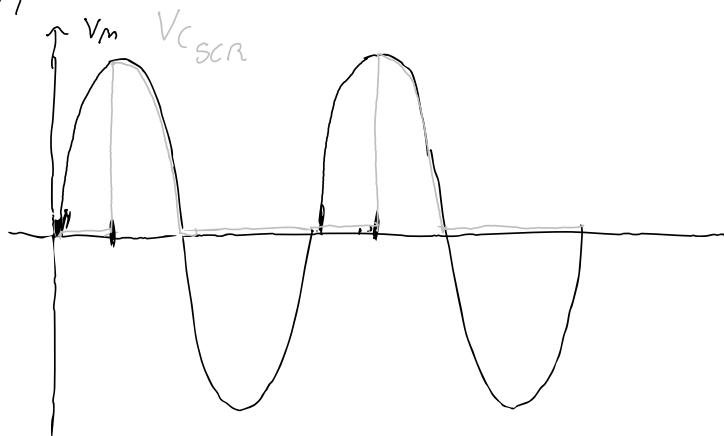


caso singola semionda



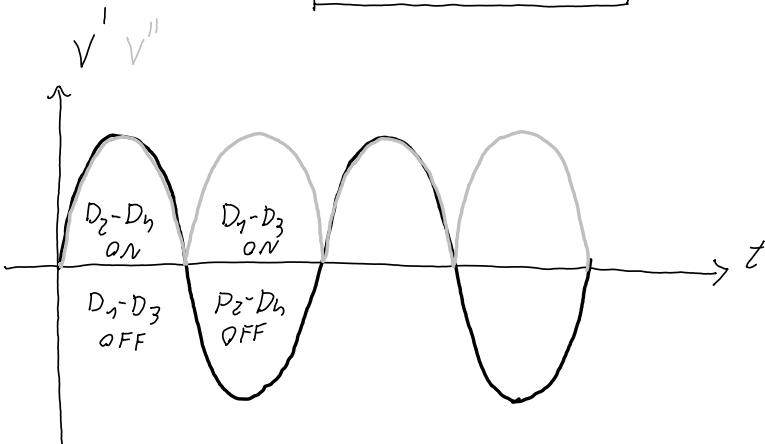
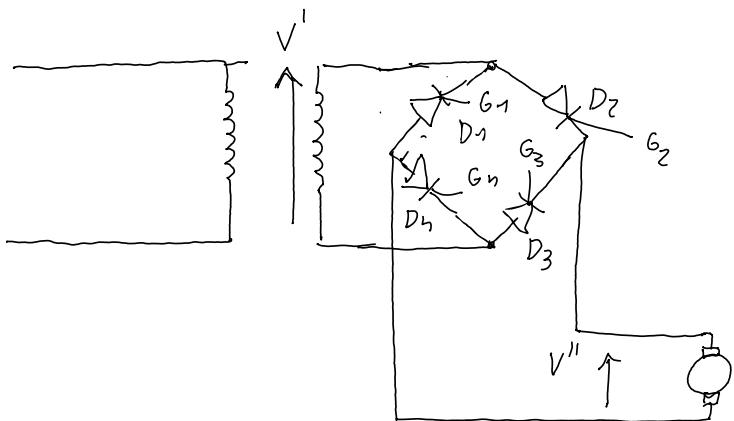
$$V_{DC} = \frac{V_m}{\pi}$$

Usando l'scr è possibile controllare la parte ON



Questo controllo ci permette di varicare la potenza che arriva al carico

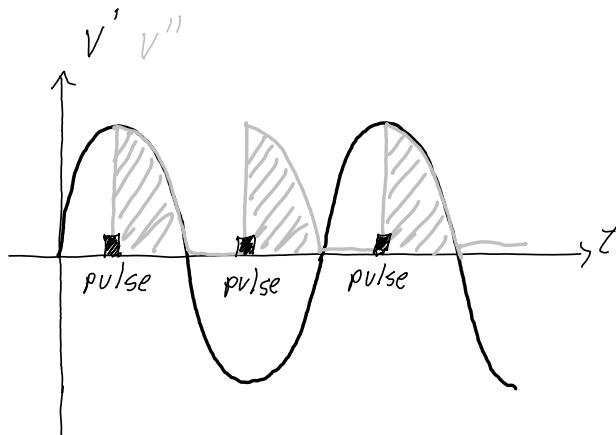
## RADDRIEZZATORE A DOPPIA SEMIORDINE (ponte di grizz)



Se tengo tutti gli SCR accesi, ho una caratteristica di semiordine negativa ribaltata sul piano positivo.

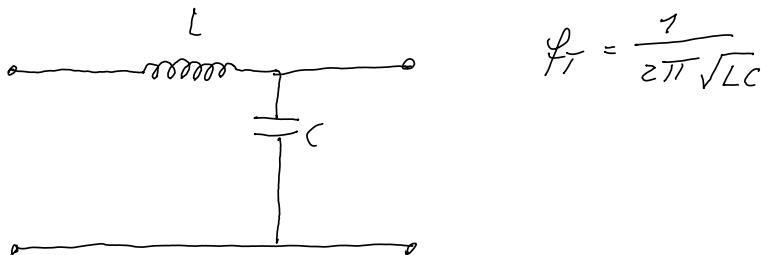
Potrei anche, a questo punto, effettuare un controllo sui gate.

Per questo controllo basterebbero 2 diodi e 2 SCR, in pratica si prendono 2 SCR in modo da averli uguali.



Si ottiene, calibrando gli impulsi sui gate, una caratteristica di questo tipo.

Possiamo notare che non abbiamo continuo, abbiamo un certo ripple. Per avere una continua perfetta, possiamo inserire in filtro low pass a valle degli SCR e al monte del vario



Come schema a blocchi troviamo.

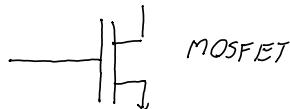
fusibili  $\rightarrow$  trasformatori  $\rightarrow$  fusibili  $\rightarrow$  addizionatore  $\rightarrow$  filtro  $\rightarrow$  carico

Nei sistemi più sofisticati è possibile inserire anche convertitori dc-dc a valle del filtro.

## TRANSISTOR

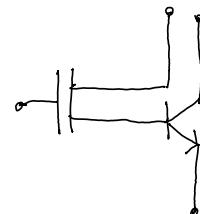
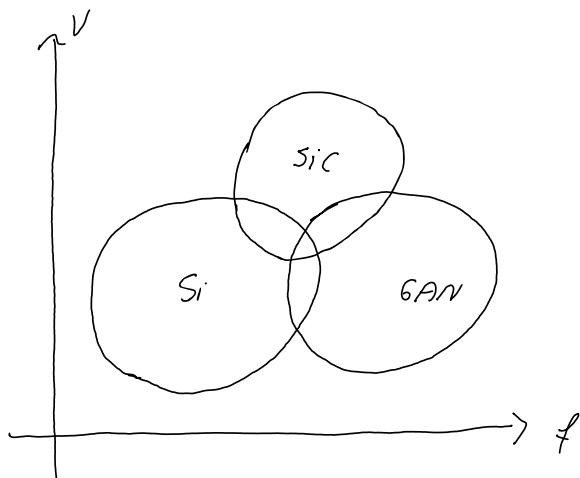
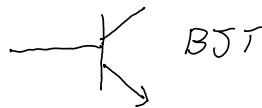
Si MOSFET  $\Rightarrow$

$V_{max} = 650 \text{ V}$   $f_{sw} < 100 \text{ kHz}$



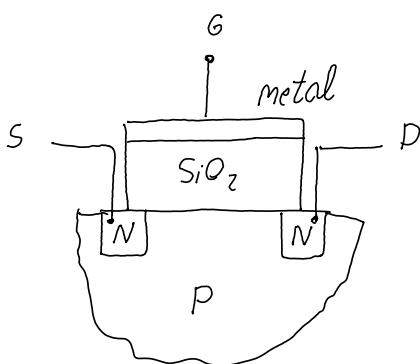
Si MOSFET  $\Rightarrow$

$V_{max} = 1200 \text{ V}$   $f_{sw} < 100 \text{ MHz}$



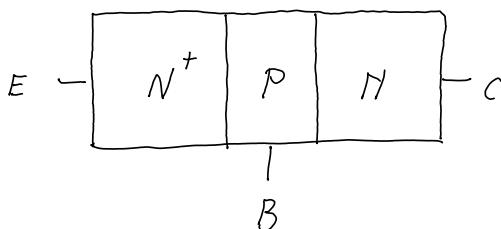
Vediamo mosfet e iobt

COMPOSIZIONE MOSFET



Il dispositivo è composto da 2 pozzetti di tipo  $N$  inseriti in una matrice  $P$ . Sopra c'è presente uno strato di  $\text{SiO}_2$  isolante con sopra una lamina metallica MOS  $\rightarrow$  controllo in tensione

## COMPOSIZIONE BJT



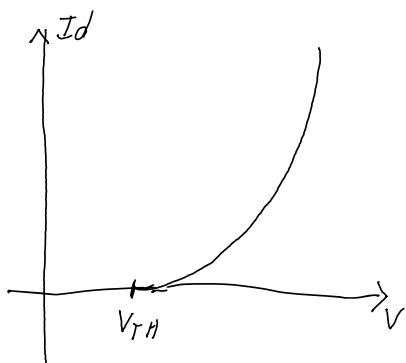
Il bjt è composto da 3 terminali drogati:  
 $N^+$  & fortemente drogato  
 $P$  & drogaggio  $P$   
 $N$  & drogaggio  $N$

BJT  $\rightarrow$  controllo in corrente

CONFRONTO

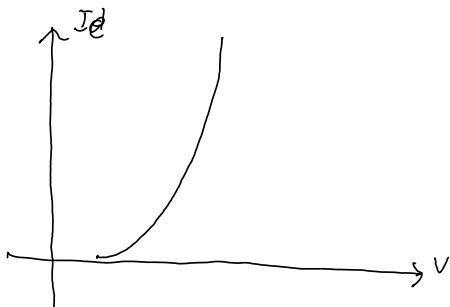
NB: il BJT richiede corrente (e quindi potenza), il mosfet richiede  $I=0 \Rightarrow$  non richiede potenza in ingresso.

$P_{diss}$  &  $f_{switch}$  nel MOSFET.



LEGGE MOS

$$I_D = n \cdot (V_{GS} - V_{TH})^2$$



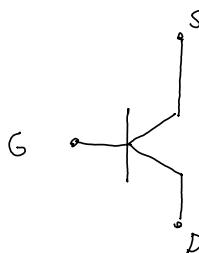
LEGGE BJT

$$I_c = B \cdot I_0 \cdot e^{V_{CE}/V_T}$$

Il BJT ha una legge più veloce

L'igbt non richiede corrente di ingresso e ha la stessa legge del BJT, unisce i vantaggi dei 2 sistemi.

Se  $V_{GS} < V_{TH} \rightarrow OFF$

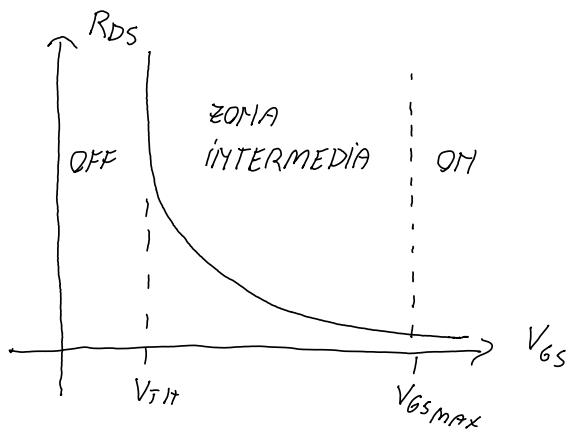


Se  $V_{GS} = V_{GS_{max}} \rightarrow ON$

Quando tengo  $V_{GS} < V_{TH}$   
è un circuito aperto.

Quando  $V_{GS} = V_{GS_{max}} \rightarrow$  E' quasi un corto circuito.

Non conviene usarlo con valori tra  $V_{GS}$  e  $V_{TH}$  poiché aumenta la resistenza.



Non conviene usare il transistor nella zona intermedia, poiché in quella zona è poco efficiente.

La resistenza a  $V_{GS_{max}}$  è dell'ordine dei milliohm.

## DC/DC CONVERTER

Conversione AC/AC  $\rightarrow$  uso trasformatori.

Conversione DC/DC  $\rightarrow$  uso sistemi elettronici.

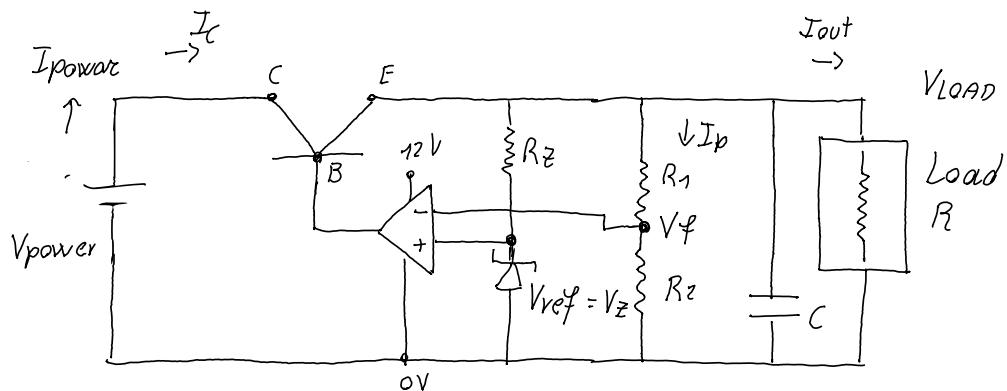
$V_2 > V_1 \rightarrow$  Step up converter

$V_1 > V_2 \rightarrow$  Step down converter

### STEP DOWN

Il metodo di conversione step down per sistemi a bassa potenza si chiama conversione a transistor di passo.

Ha il vantaggio di essere lineare



Vogliamo  $V_{out} < V_{power} \Rightarrow V_{out} = k V_{power}$ ,  $k \in [0,1]$

Usiamo  $R_1, R_2$   $\uparrow$  così che non consumino potenza.

Inseriamo un diodo zener in modo che faccia da riferimento di tensione.

Dimensiono lo zener in modo tale che

$$I_{Z_{\max}} > I_Z = \frac{V_{\text{power}} - V_Z}{R_Z} > I_{Z_{\min}}, \text{ si sceglie } R_Z \text{ in modo che lo zener lavori a } I_{Z_{\min}}$$

$$V_f = R_Z \cdot \frac{V_{\text{out}}}{R_1 + R_Z}$$

Immaginando  $I_Z \ll I_{\text{out}}$  e  $I_p \ll I_{\text{out}}$   $\Rightarrow I_E \propto I_{\text{out}}$

$$\begin{cases} I_E = I_C + I_B \\ I_C = \beta I_B \end{cases} \Rightarrow I_E = \beta \cdot I_B + I_B = (\beta + 1) I_B$$

$$\Rightarrow I_C \approx I_E \approx I_A \quad I_C \rightarrow I_{\text{power}}$$

$I_{\text{power}} \approx I_{\text{out}}$

Vogliamo lavorare in zona attiva, quindi:

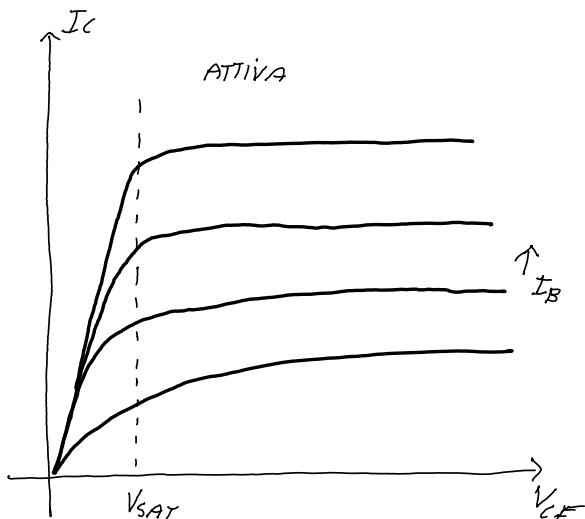
$$V_{CE} > V_{CE_{\text{SAT}}} \quad \text{e} \quad V_{BE} > V_T$$

Nel nostro caso

$$V_E = V_{\text{out}}$$

$$V_C = V_{\text{power}}$$

$$\Rightarrow V_{CE} = V_{\text{power}} - V_{\text{out}}$$



In questo modo, le variazioni di carico vengono assorbite dal transistor, il cui segnale di controllo è dato dalla retroazione.

$$11 \rightarrow 12 \text{ V}, I_{\text{power}} = I_{\text{out}}$$

Possiamo definire un rendimento per questo sistema.

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{V_{\text{out}} \cdot I_{\text{out}}}{V_{\text{power}} \cdot I_{\text{out}}} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{power}}} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}}$$

L'efficienza è data dal rapporto tra le 2 tensioni:

$$P_{\text{in}} \Rightarrow \boxed{\quad} \Rightarrow P_{\text{out}} = V_{\text{out}} I_{\text{out}}$$

???

$$P_D = I \cdot (V_{CE})$$

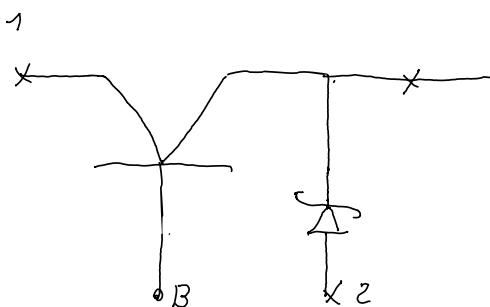
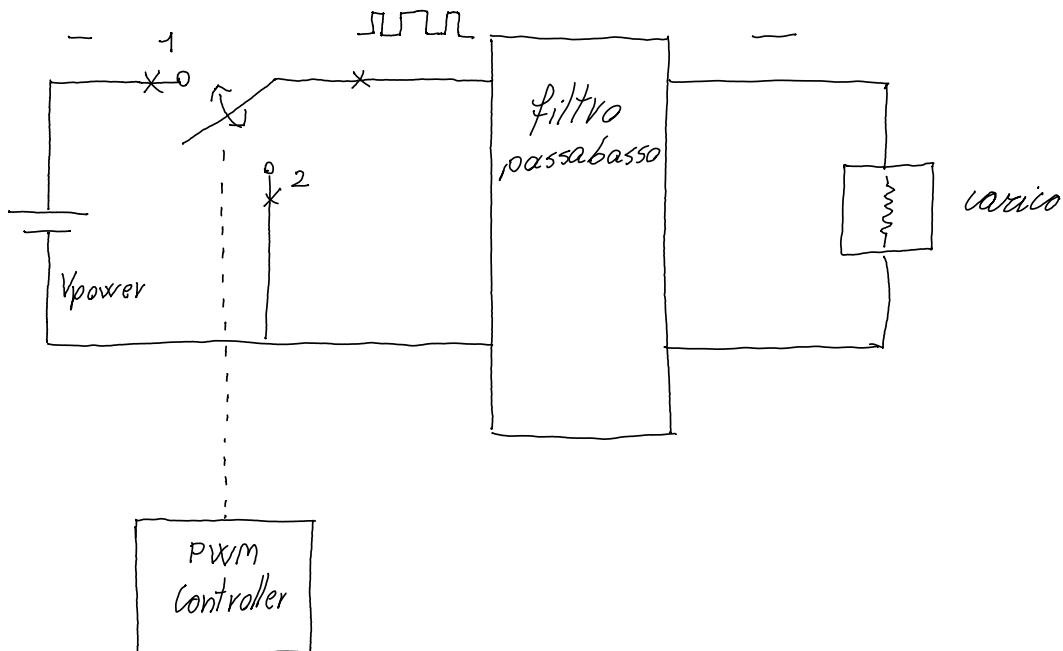
Questo tipo di dispositivi si trovano già integrati in silicio.

In genere a monte del carico viene inserita una capsula che funge da filtro passabasso, posso trovarne anche più di una in parallelo, usate a frequenze diverse.

## DC/DC SWITCHING

Questo metodo di conversione, funzionando come switching, è più efficiente.

## STEP DOWN DC/DC E DC/AC SWITCHING

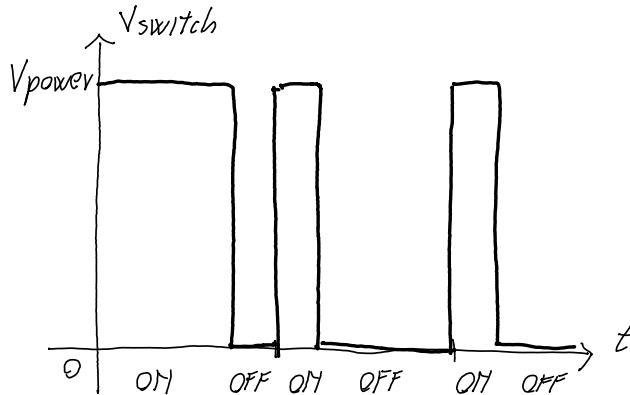


Lo switch comandato viene realizzato con transistor e diodo in questo modo

Il controllore genera nel tempo segnali PWM, che vanno a comandare i transistori.

Quando il transistor è ON  $\rightarrow$  switch in posizione 1

Quando il transistor è OFF  $\rightarrow$  switch in posizione 2



Troviamo una  $V_{switch}$  analoga a quella del segnale di comando inviato dal PWM ma con valore di  $V_{power}$ .

Il segnale  $V_{switch}$  sarà un segnale in alternata avente una certa componente in continua.

Possiamo calcolare il valore medio relativo a ogni periodo come:

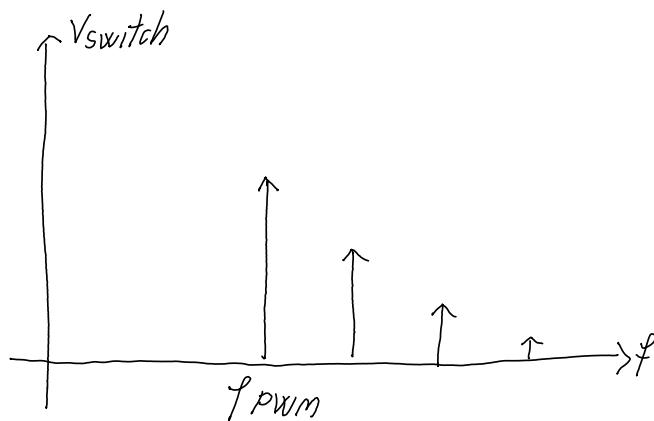
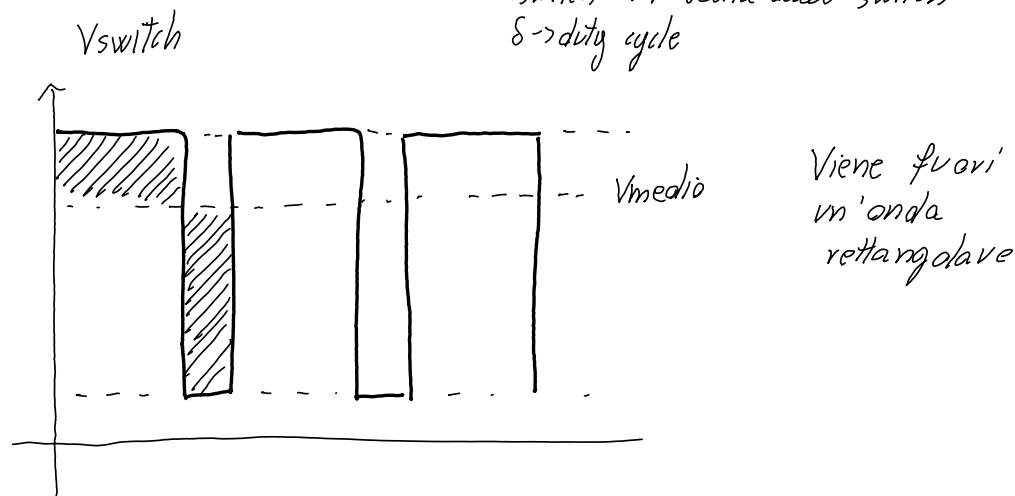
$$V_{medio} = \frac{V_{power} \cdot T_{on} + 0 \cdot T_{off}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{V_{power} \cdot T_{on}}{T_{PWM}}$$

$$\Rightarrow V_{medio} = V_{DC} = V_{power} \cdot \delta_c$$

Posso quindi vedere il segnale  $V_{switch}$  come:

$$V_{switch} = V_{power} \cdot S + V_{AC}$$

$V_{AC} \rightarrow$  valore alternato della  $V_{switch}$   
 $V_{switch} \rightarrow$   $V$  uscita dallo switch  
 $S \rightarrow$  duty cycle



Si troverà nello spettro di frequenze una fondamentale a  $f_{PWM}$ , più una serie di armoniche.

$$V_{switch} = V_{DC} + V_{AC}$$

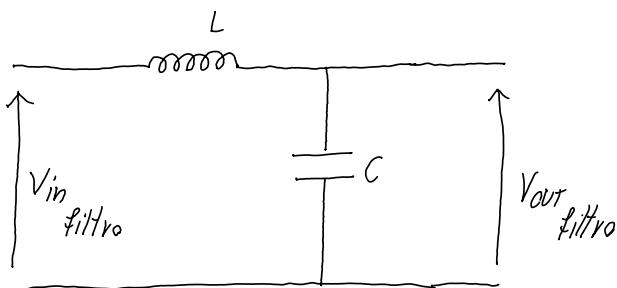
Da ciò possiamo osservare che da questa forma d'onda possiamo preferire le frequenze che ci servono.

Per estrarre le frequenze di interesse, inseriamo dei filtri.

Se vogliamo  $V_{out}$  in DC inseriamo un passabasso con  $f_T \ll f_{PWM}$ .

Se invece vogliamo le componenti frequenziali usi filtri con frequenze di taglio differenti.

Compango il filtro usando elementi passivi come induttanze e capacità:



Un filtro passabasso viene costruito come una  $L$  e una  $C$ , la  $L$  in serie, la  $C$  in  $\parallel$ .

Per  $f \rightarrow \infty$   $WL \rightarrow \infty$ ,  $\gamma_{WC} \rightarrow 0$

$WL \rightarrow$  aperto       $\gamma_{WC} \rightarrow$  cortocircuito

} Per alte frequenze abbiamo un aperto e chiuso al segnale.

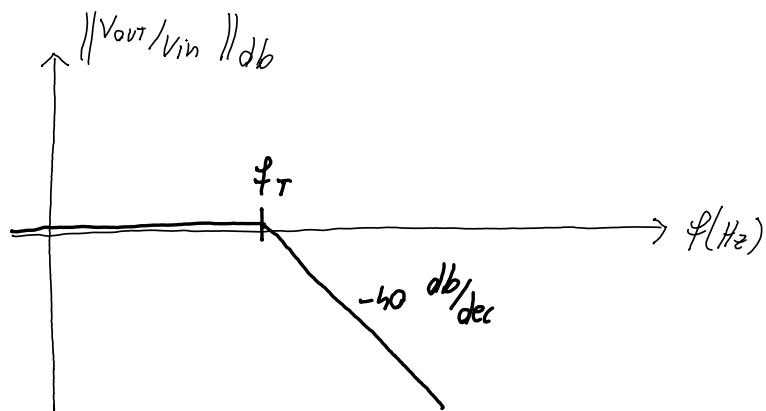
Per  $f \rightarrow 0$   $WL \rightarrow 0$ ,  $\gamma_{WC} \rightarrow \infty$

$WL \rightarrow$  cortocircuito       $\gamma_{WC} \rightarrow$  aperto

} Per basse frequenze o componenti continue, il segnale passa

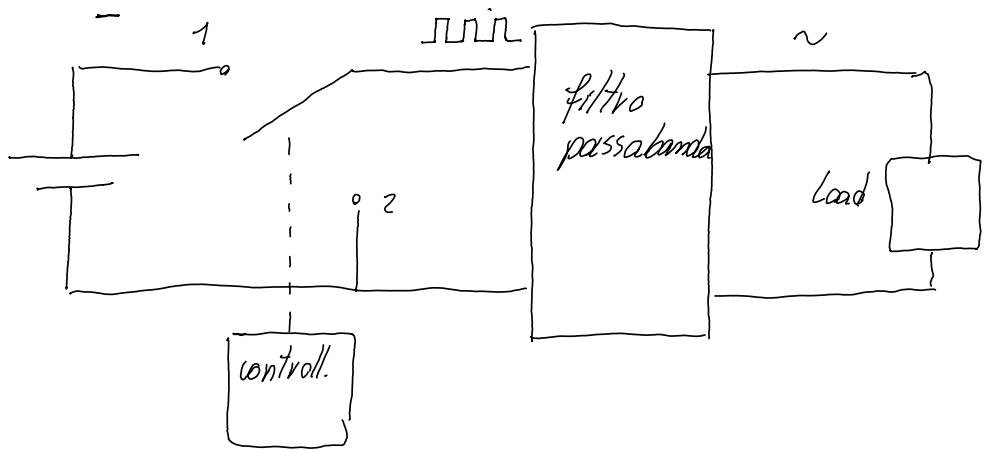
$$w_T = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow \text{Pulsazione di taglio}$$

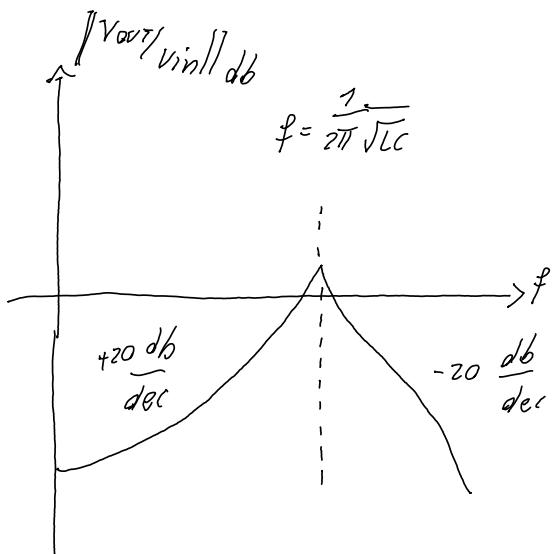
$$f_T = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow \text{frequenza di taglio}$$



Il rendimento complessivo teorico del sistema è del 100%, in realtà si arrivano delle perdite di switching.  
I rendimenti arrivano al 98%.

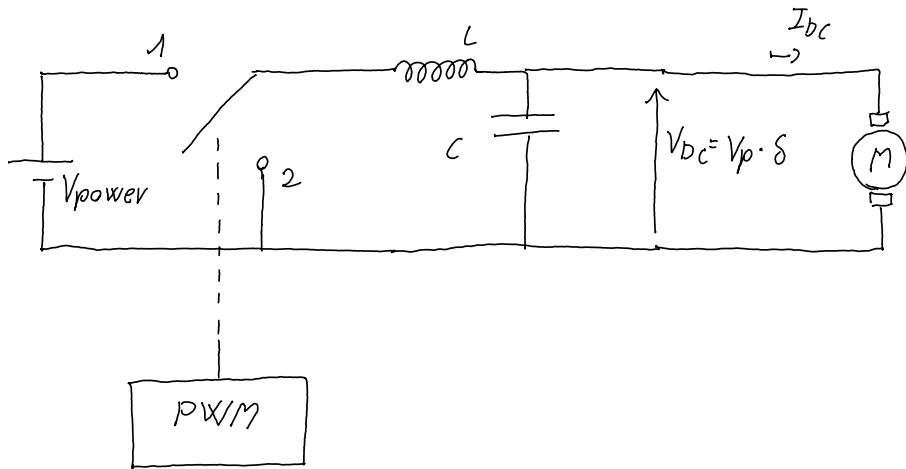
Con lo stesso metodo posso rivedere un convertitore DC/AC, usando al posto del filtro passabasso, un filtro passabanda.





Mediante questo metodo posso quindi passare da DC ad AC con una buona efficienza di conversione.

## STUDIO DEL CONVERTITORE



Durante  $T_{on} \Rightarrow$

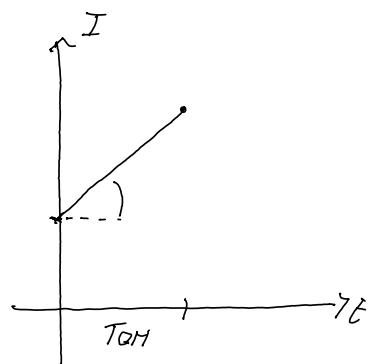
Siccome la frequenza di variazione del PWM è molto maggiore della  $\tau$  data da  $C$  ( $C$  è inversale alle variazioni di tensione), in uscita vede una tensione  $Vdc$  ai capi di  $C$ , costante.

$$Q = C \cdot V$$

Analogamente per  $L$  possiamo scrivere

$$V = L \cdot \frac{\partial I}{\partial t} \Rightarrow$$

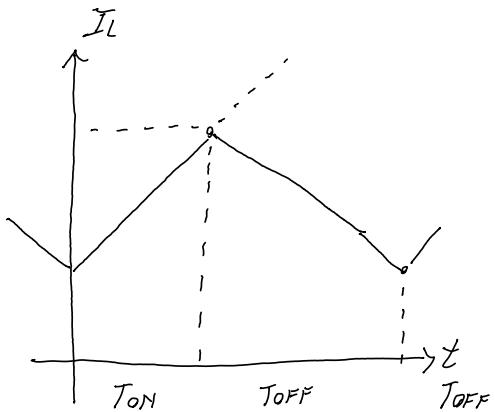
$$I(t) = -\frac{1}{L} \cdot (V_{power} - V_{dc}) \cdot t > 0$$



Durante  $T_{OFF} \Rightarrow$

Adesso  $V_{power} = 0$

All'istante di switch  
stava scorrendo una  
corrente  $I_0$ , siccome la  
 $L$  è inerziale alle variazioni  
di corrente, la corrente non  
si annulla immediatamente.



Infatti la  $L$  ha ancora energia data da  $E = \frac{1}{2} L \cdot I^2$

$$I(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V_L dt$$

NB: le pendenze a  $T_{ON}$  e  $T_{OFF}$  sono diverse!

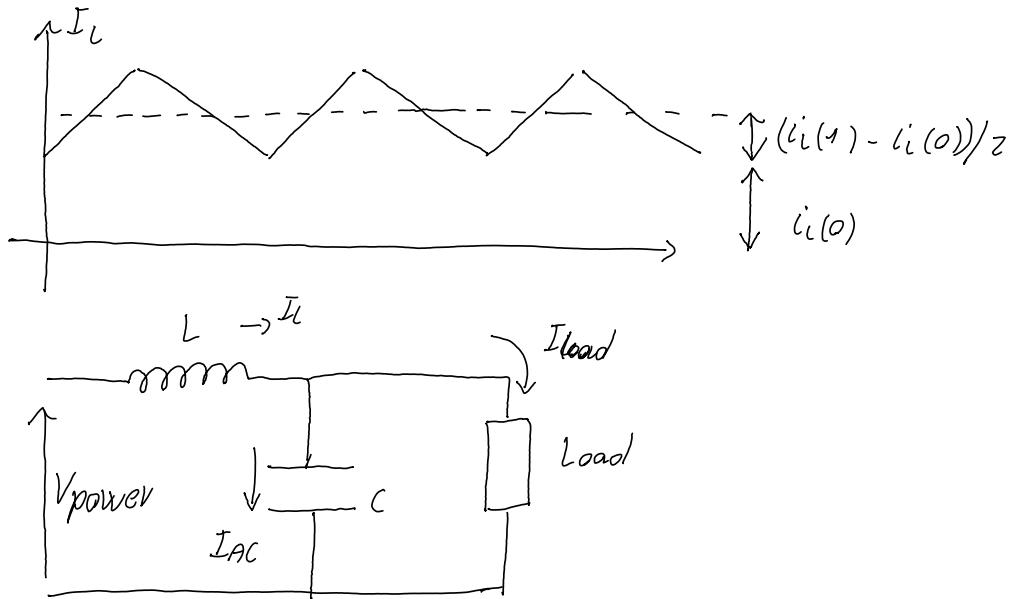
Il ciclo successivamente si ripete.

$$\left| \frac{V_{power} - V_{DC}}{L} \cdot T_{on} \right| = \left| - \frac{V_{DC}}{L} \cdot T_{OFF} \right|$$

$$\Rightarrow V_{DC} = \frac{V_{power} \cdot T_{on}}{T_{on} + T_{OFF}}$$

equagliando i termini posso trovare  $T_{on}$  che dà in usata  $V_{DC}$  desiderata

Dobbiamo dimensionare  $L$  e  $C$  affinché il ripple sia basso.



Sulla capacità scorre la parte in AC della  $I_L$

$$I_{L\text{ media}} = \bar{I}_{LOAD} = i_L(0) + \frac{i_L(1) - i_L(0)}{2}$$

$$= i_L(0) + \frac{T_{ON} (V_{power} - V_{DC})}{2L}$$

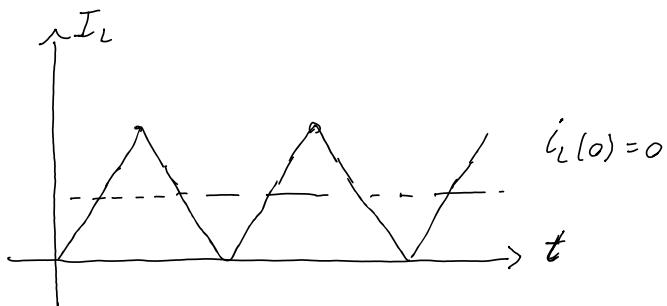
$$ES: \quad \bar{I}_{LOAD} = 5 \text{ A} \quad ; \quad V_{power} = 12 \text{ V} \quad ; \quad V_{DC} = 5 \text{ V}$$

$$\frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = S = \frac{T_{ON}}{T_{PWM}} = \frac{5}{12}$$

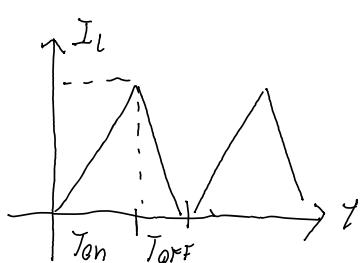
$$5A = i_L(0) + \frac{T_{on} \cdot (12 - 5)}{2L} = i_L(0) + \frac{h,2 \text{ ms} \cdot 7}{2L}$$

Spesso si sceglie una  $L^* = \frac{T_{on}}{I_{LOAD}} \cdot (V_{power} - V_{bc})$

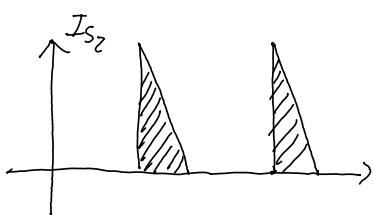
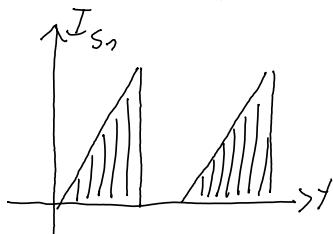
Più fausto switch veloci; più bassa è la  $L$ , con switch lenti  $L \gg T$ .



Una volta dimensionate  $L$  e  $C$  dimensioniamo la switch

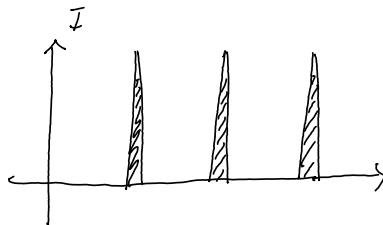


Lo switch 1 ha una corrente di questo tipo:



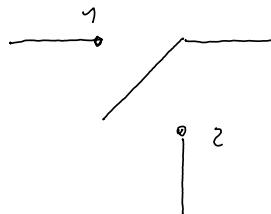
Lo switch 2 invece:

NB: per  $\delta \rightarrow 0$  o  $\delta \rightarrow 1$  troviamo delta di idrac.



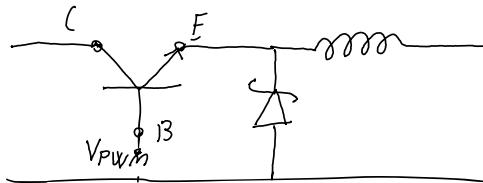
Solitamente il  $\delta$  si regola tra 0,25 e 0,75.

### COMPOSIZIONE DEGLI SWITCH

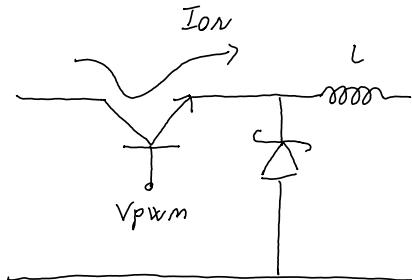


Un dispositivo di questo tipo si crea mediante BJT e diodi veloci.

NB:  $V_{breachdown} > V_{power}$   
diodo

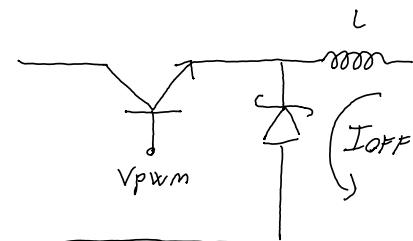


Quando  $V_{PWM} > V_f$



conduce il transistor

Quando  $V_{PWM} < V_f$



conduce il diodo

Il problema del dispositivo transistor in questa configurazione è che  $V_{GS} > V_{TH}$  e  $V_{Be} > V_f \Rightarrow$  Per accendere il transistor devo creare una tensione superiore alla  $V_{power}$ .

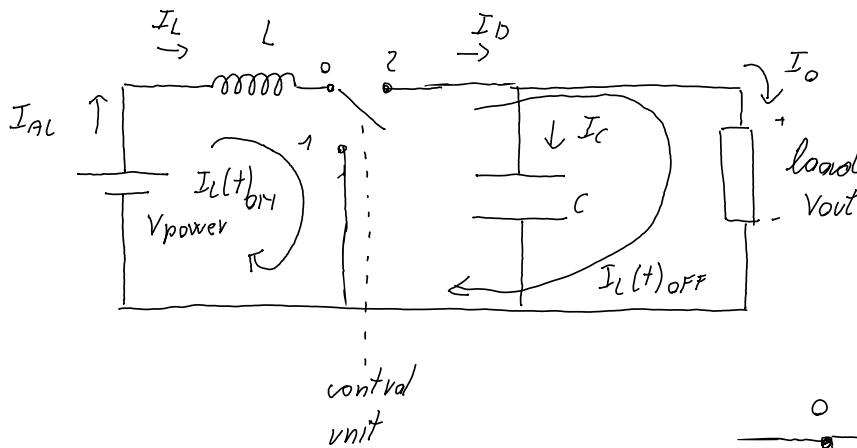
Per creare un sistema che mi dà a disposizione una  $V_{power}$ , devo usare un circuito apposito chiamato charge-pump.

L'alternativa a usare la charge-pump è usare un pnp, infatti in questo non ho il problema di dover superare  $V_{power}$ . L'inconveniente è che, essendo basati su hadice i transistor tipo p, sono più lenti.

La struttura di questo tipo di convertitori è Half Bridge

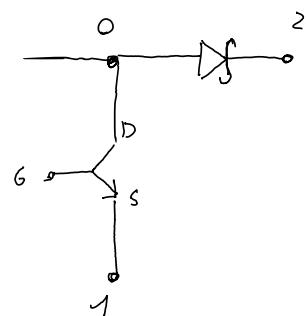
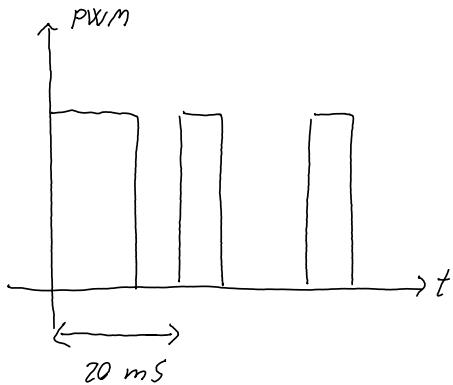
## STEP UP (BOOST CONVERTER)

Aumenta il livello di tensore lasciando invariata la potenza.  
Il convertitore boost, converte DC in DC.



$$I_L = I_{A1}$$

Diamo comandi allo switch in PWM



La tensione di comando deve essere tale che  $V_{GS} \approx 5 V$  in modo da far lavorare il transistor in saturazione.

Nel primo istante di tempo, la corrente scorre nella induttanza e nello switch in posizione 1 ciò permette di variare l'induttanza

$$V = L \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow I = \int_0^T \frac{1}{L} V_{power} dt \quad // f_p \ll \frac{1}{2\pi \cdot C_{LOAD}}$$

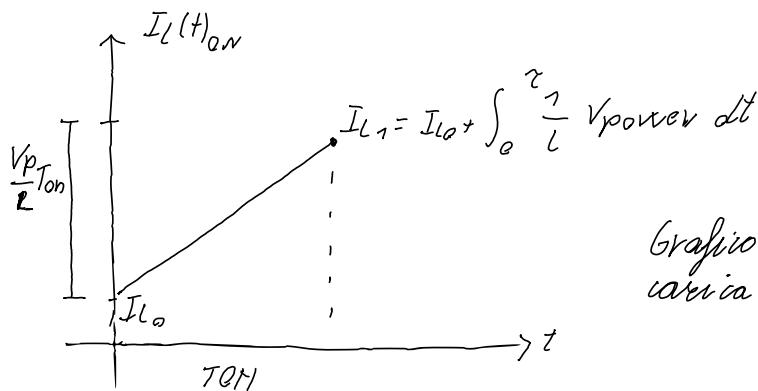
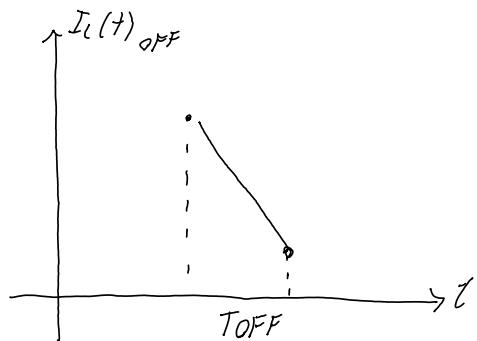


Grafico della fase di varia dell'induttanza,

Quando lo switch passa da posizione 1 a posizione 2, siccome la  $L$  è inerziale rispetto alle variazioni di corrente, all'istante di switch la corrente sarà  $I_L$ , ma la pendenza sarà diversa.



Siccome il carico vede nella condizione  $T_{OFF}$  una corria e l'alimentazione, la tensione in usata sarà maggiore rispetto a  $V_{power}$ .

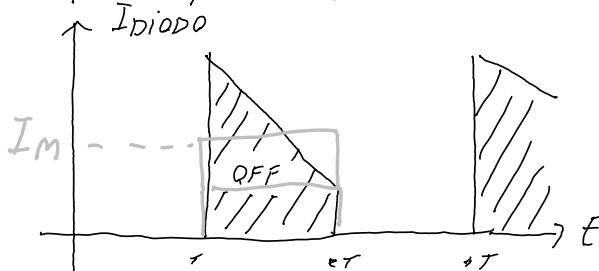
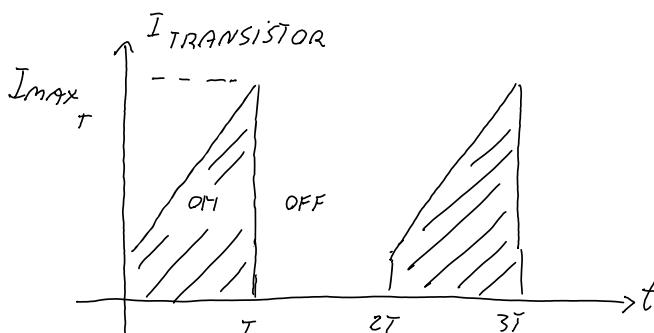
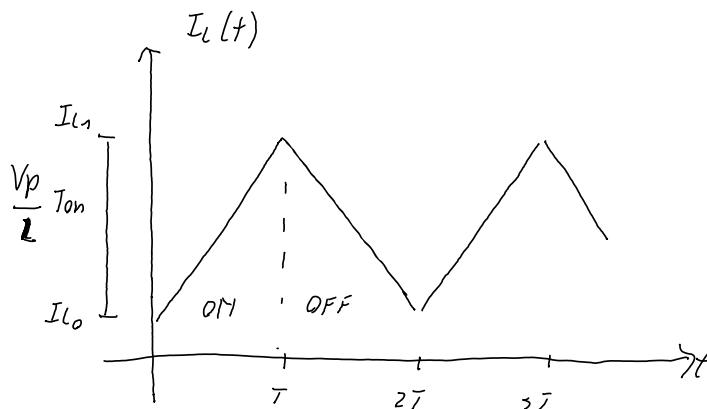
Durante la fase di  $T_{on}$  la c provvede a fornire l'alimentazione al carico.

$$\frac{V_{power}}{L} \cdot T_{on} = \frac{V_{out} - V_{power}}{2L} \cdot T_{off} \Rightarrow$$

$$V_{out} = V_{power} \frac{s}{1-s}$$

$s \rightarrow$  duty cycle

Vediamo ora l'andamento delle correnti:



La corrente media che scorre nel diodo è quella che va poi a finire sul carico, mentre la parte alternata finisce nel condensatore

$$T_{ON} \Rightarrow I_{M_1} = 0$$

$$T_{OFF} \Rightarrow I_{M_2} = I_{L(0)} + (I_{L1} - I_{L0}) \frac{1}{2}$$

$$\begin{aligned} I_M &= \left( 0 \cdot T_{ON} + I_{L(0)} + (I_{L1} - I_{L0}) \frac{1}{2} T_{OFF} \right) \cdot \frac{1}{T_{ON} + T_{OFF}} \\ &= (1 - \delta) \cdot \left( I_{L(0)} + (I_{L1} - I_{L0}) \cdot \frac{1}{2} T_{ON} \right) = I_{carico}. \end{aligned}$$

$I_C \rightarrow$  specifica.

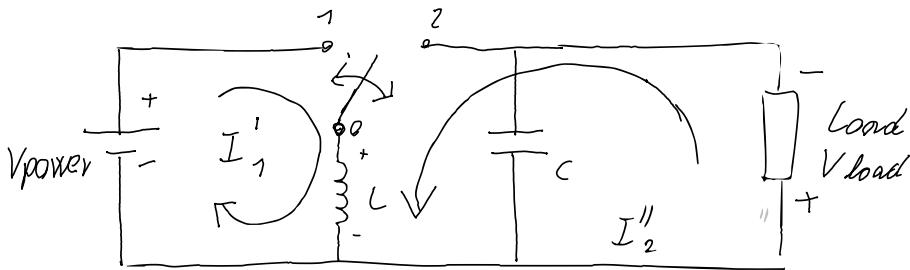
$T_{ON} \rightarrow$  fissata dagli switch.

Per il dimensionamento poniamo  $I_{L0} = 0$  in modo da poter poi calcolare  $L^*$ .

$$(1 - \delta) \frac{V_{power} \cdot T_{ON}}{2 L^*} = I_{carico}.$$

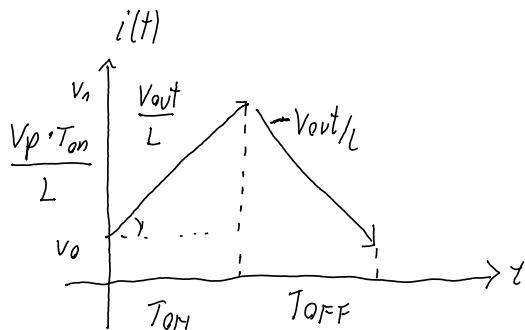
## DC-DC INVERTERI

Con questi dispositivi otteniamo tensioni inverse rispetto al caso precedente.



$$\frac{1}{2\pi CR} \ll f_{PWM}$$

Nella prima parte di tempo scorre in  $L$  una  $I'$  con lo switch in posizione 1, nella seconda parte di tempo, lo switch passa in condizione 2 ma la  $L$  sta ancora tirando corrente  $\Rightarrow$  La tensione sul varactor si scambia



$$\frac{V_{out}}{L}, \quad T_{on} = ||V_{out}|| \cdot \frac{T_{off}}{L}$$

$$\Rightarrow V_{out} = V_{power} \cdot \frac{T_{on}}{T_{off}}$$

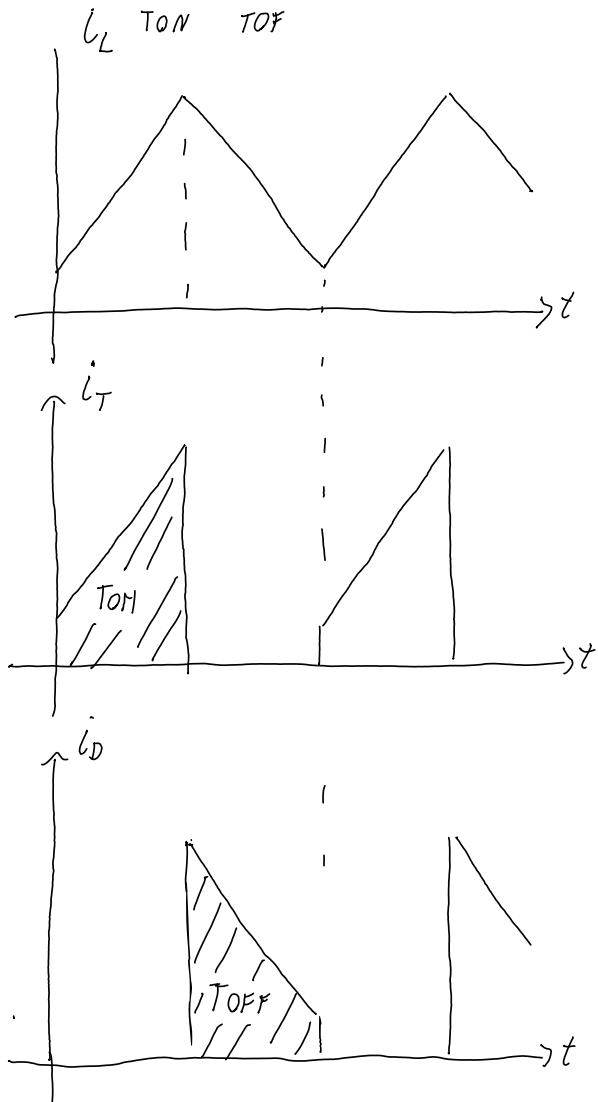
$$V_{out} = V_{power} \cdot \frac{T_{on}}{T_{off}} \cdot \frac{T_{PWM}}{T_{PWM}}$$

$$= V_{power} \cdot \frac{s}{1-s}$$

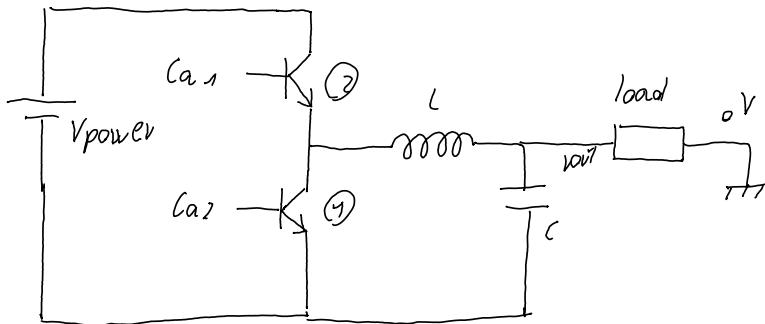
$$\text{Se } \delta = \gamma_L \Rightarrow V_{out} = -V_{in}$$

$$\delta > \gamma_L \Rightarrow \|V_{out}\| > \|V_{in}\| \quad \text{step up}$$

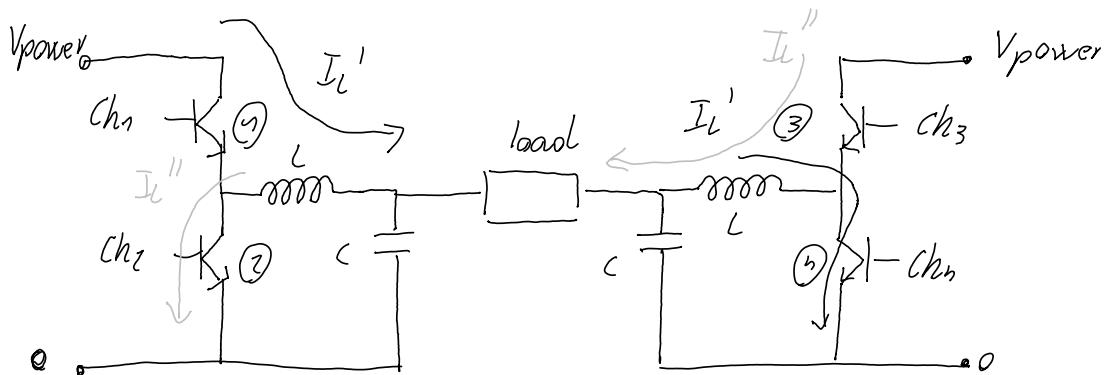
$$\delta < \gamma_L \Rightarrow \|V_{out}\| < \|V_{in}\| \quad \text{step down}$$



## STEP DOWN HALF BRIDGE



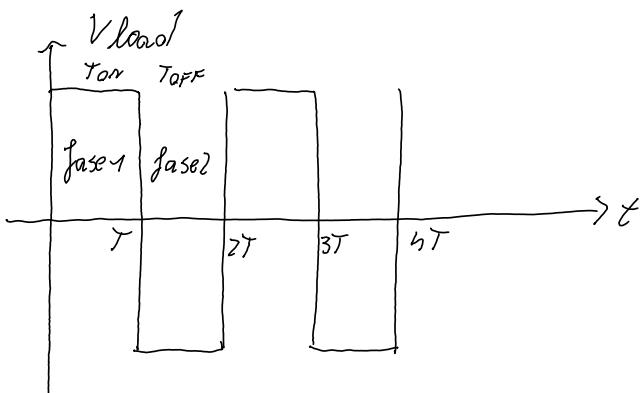
## FULL BRIDGE



Sr effettua un doppio half bridge, in questo modo posso far scorrere corrente sul vario in entrambi i versi

Attivo  $\textcircled{1}, \textcircled{4}$ , disattivo  $\textcircled{2}, \textcircled{3} \rightarrow I_L' [0-T]$

Attivo  $\textcircled{2}, \textcircled{3}$ , disattivo  $\textcircled{1}, \textcircled{4} \rightarrow I_L'' [T, 2T]$



In questa maniera posso ottenerne pilotaggi tra  $+V_{power}$  e  $-V_{power}$ , duplicando quindi il range di tensioni applicabili al carico.

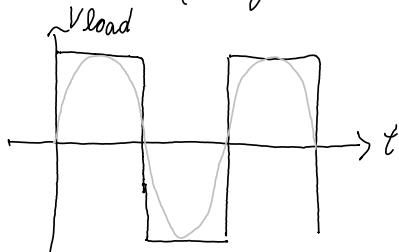
$T_{on} \rightarrow$  Fase 1  $\Rightarrow$  ①, ③ attivi

$T_{off} \rightarrow$  Fase 2  $\Rightarrow$  ②, ④ attivi

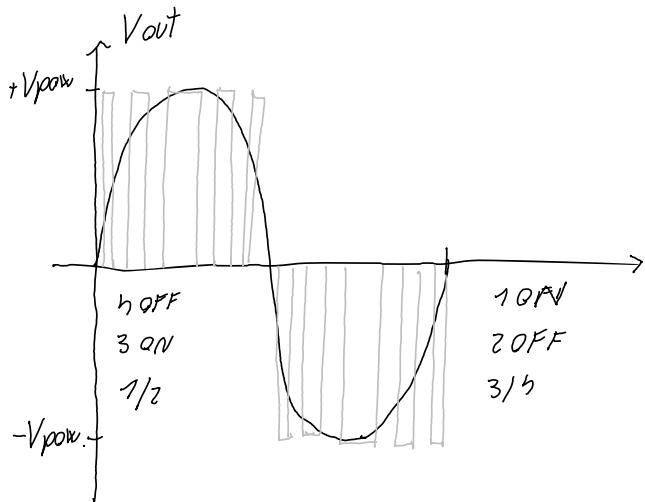
$$S = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}$$

Oltre ad avere il doppio del range dinamico a parità di batterie, è possibile controllare la forma d'onda.

Cambiando il tipo di filtro è possibile anche fare convertitori AC/DC (bisogna usare come filtro un passabanda).



È possibile anche trovare sistemi a 3 livelli in modo da ricevere la forma d'onda per impulsi



Pilotiamo in modo diverso ma con la stessa struttura.

Con questa tecnica, dopo il filtraggio si riesce a ottenere armoniche più pulite, si riesce a seguire meglio le armoniche.

Con i sistemi full bridge è anche possibile intercambiare carichi e generatori.

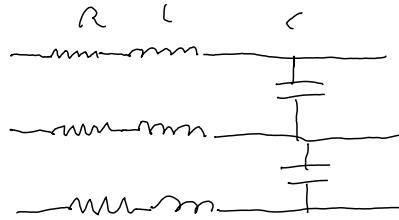


mm-mm-mm ← on chip PARALLELO  
 mm ← ECO SERIE/PARALLELO  
 10m-m-11m ← SERIE

Nella connessione intrascheda vengono generalmente fatte in parallelo, mentre su connessioni tra eco, e connessioni di lunghe distanze si usa la connessione seriale.

Inoltre i bus paralleli hanno problemi di forte limitazione di normative, il "wiring handling" (essere la gestione del cablaggio), e inoltre si ha il problema dei disturbi.

Si ha inoltre nel uso di sistemi paralleli il problema dello SKUE, ossia la temporizzazione dei bus viene disallineata.



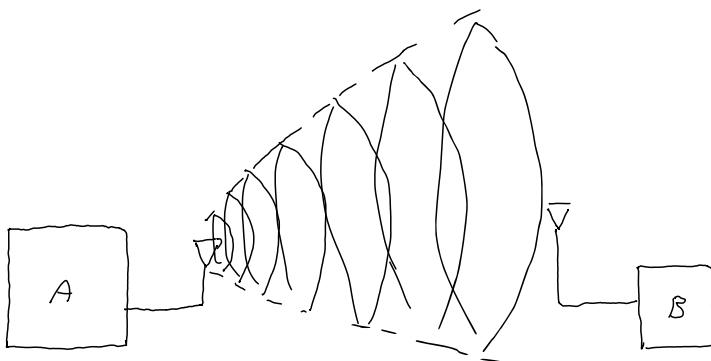
I bus di dati sono modellati mediante sistema RLC.

Che tipo di connessioni è preferibile fare, wired o wireless?

## SISTEMA WIRELESS

Sparo una serie di onde elettromagnetiche, tutti i dispositivi nel cono di emissione ricevono l'informazione.

Il grande vantaggio del sistema wireless è il fatto di non dover inserire vari nel sistema, consentendo anche l'obiettiva nella connettività.



Il sistema wireless è però problematico a livello di privacy, ciber-security, jamming. Se non sono inoltre conformati nello spazio, le onde elettromagnetiche si fanno tra loro interferenza.

Il sistema wireless inoltre è dipendente dagli ostacoli, dalle condizioni atmosferiche. Il wireless è meno deterministico come sistema.

Il segnale wireless viene schermato da qualsunque superficie metallica.

Nelle applicazioni varie si usano sistemi WIRED. Ad esempio nei controlli a bordo dei veicoli.

## RICHIESTE DEI BUS

Vengono classificati i bus in 4 classi, secondo classificazione SAE.

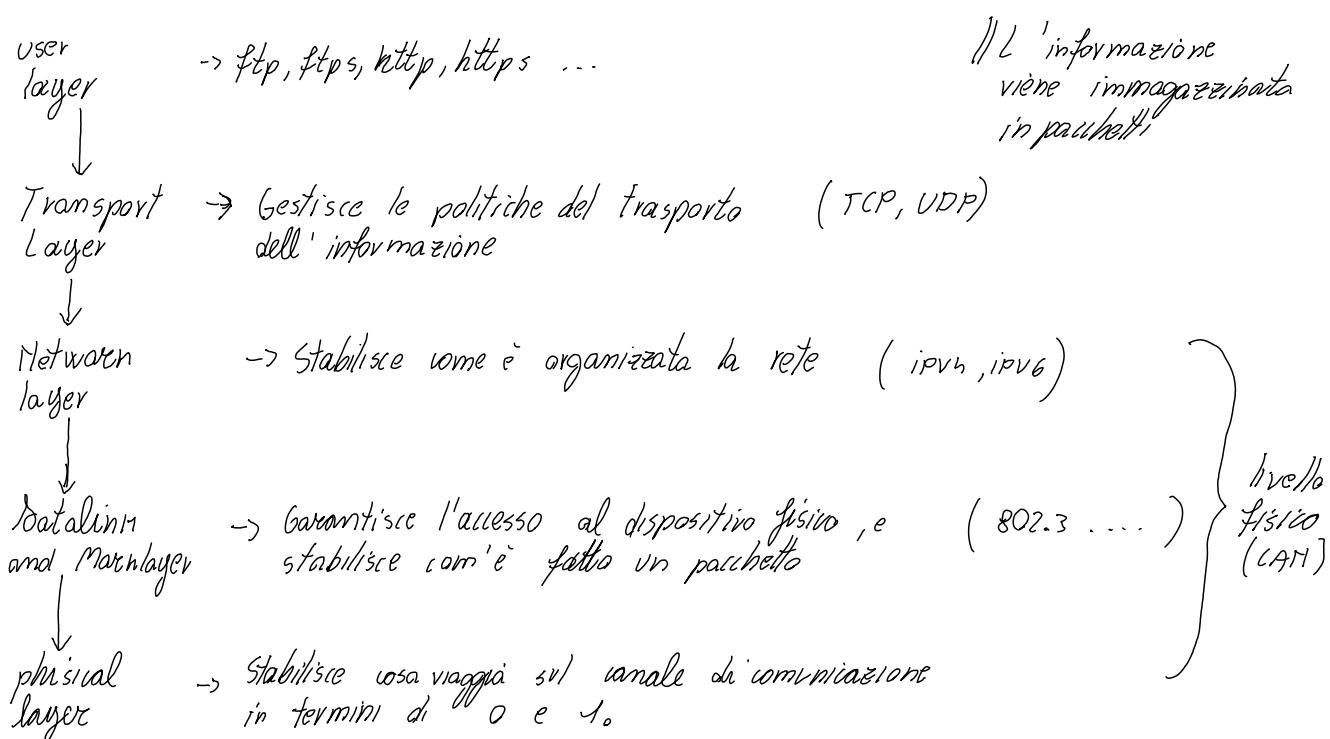
- A : Applicazioni safety critical  
Basso datarate  $\approx$  Kbps, locali.  
Alta richiesta di safety  
Connessioni punto-punto. // LIN, RS-232
- B : Applicazioni automotive variocal  
Connettività locale 100 Kbps  
Safety  
Connessione punto-punto o Backbone // CAN (low speed)
- C : Applicazione safe  
Connessioni fino a 100 Mbps // CAN (high speed)
- D : infotainment, informazione e intrattenimento;  
MOST > 25 Mbps,  
Basse richieste di safety,  
Connettività Backbone, // Multimedia Oriented System Transport.  
Il Backbone = diramata

L'aumento del controllo avanzato ha reso necessario aumentare la quantità di informazione richiesta, e quindi una maggiore quantità di dati trasmessi.  
Per garantire queste richieste si è creato il FLEXRAY (Tipo di safety C),  
questo tipo di rete consente 20 Mbps.

Gli ultimi modelli dei most funzionano invece con 600ps.

## PROTOCOLLI DI NETWORKING

Esistono dei programmi applicativi che gestiscono il trasferimento dell'informazione, essi sono indipendenti dall'hardware e dal servizio.

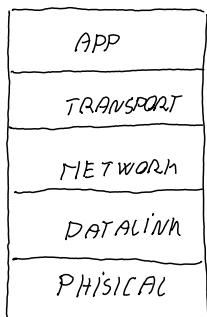


Reti circuit-switched → c'è uno switch fisico di un circuito che stabilisce quale linea attivare

Reti package-switched → imballiamo l'informazione in pacchetti, tutte le informazioni viaggiano sulla stessa linea.

Nello standard package-switched è necessario creare protocolli di gestione della forma dei pacchetti, le priorità e i vari conflitti.

pila "stack"  
layers di rete

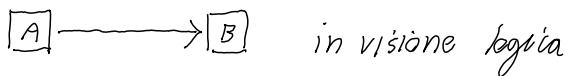


## CAN RS-232

Nasce per fare in realtà connessioni punto a punto



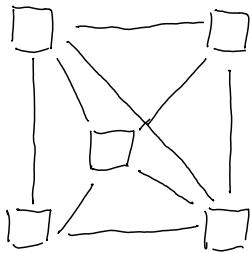
Con le connessioni punto a punto risulta difficile creare grandi reti, possono essere fatte solo connessioni semplici



C'è anche il problema del tipo di comunicazione

simplex → da A verso B  
ma da B non si può parlare con A

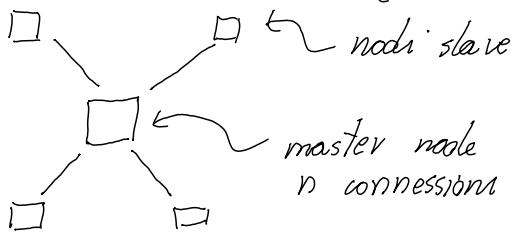
Duplex → da A a B e viceversa.



full connected

per n nodi  
avrò bisogno di

$$\frac{n(n+1)}{2}$$
 connessioni



nodi slave

master node

n connessioni

La connessione simplex difficilmente si usa, oggi si usano sistemi bidirezionali.

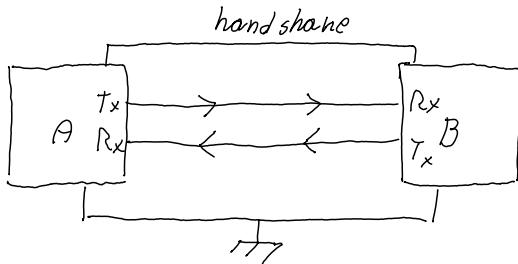
Strutture di connessione:

simplex → A parla con B

full duplex → A parla con B e viceversa (space division)  
duplex

half duplex → A parla con B e viceversa ma a tempi alternati: (time division)  
duplex

La scelta è ricaduta sul full duplex, semplicemente usando 2 simplex, uno da A a B e uno da B ad A.



struttura del sistema full duplex, si fa il duplexing usando 2 simple.

FREQUENCY DIVISION DUPLEX → si accede a più canali frequenziali e si estrae il segnale che si vuole prendere mediante filtri.  
Non si usa perché si deve modulare e demodulare i segnali.

Una quarta tecnica usata solo nel mondo consumer è il CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS → mandiamo bit a codifiche diverse e i dispositivi filtrano i bit con la codifica che hanno a disposizione. Si guadagna in numero utenti a costo nullo da punti di vista hardware ma il segnale è più disturbato.

Nei protocolli in genere c'è prima di tutto una fase di Handshake, ossia "stretta di mano" per poter iniziare la comunicazione.

RS-232 → 9 pin ; 2 comm. ; 2 gnd ; 5 protocol (handshake etc...)

A livello di velocità RS232 ≈ 100 kb/s ≈ 9600 bit/s ; non sono molti.  
Questo sistema va bene per poche informazioni.

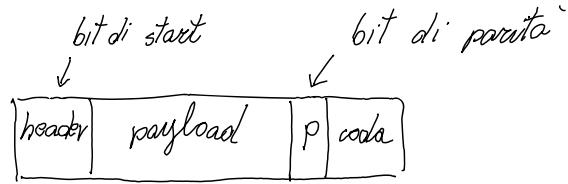
I dati viene trasmesso in segnale e passati al controllore in parallelo.

## STRUTTURA PACCHETTO RS-232



$\gamma \rightarrow \text{start}$ . corrisponde alla prima variazione digit.

bit di start. 2) -> invia payload



Si continua a trasmettere dal bit meno significativo, in modo da sbagliare solo un bit nel caso il primo non venga letto.

5-9 bit  
a seconda dell'  
handshawning

ECC  $\rightarrow$  error detection code; oltre ai dati mondo anche una certa funzione dei dati, ossia una firma associata ai dati.

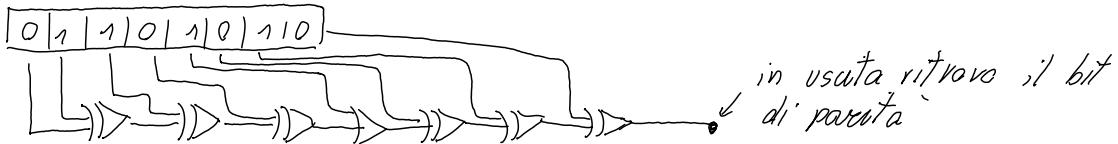
$K$  bits di dati +  $P$  bit ( $f(\text{dati})$ )

L'ascoltatore estrae i  $n$  bit da  $f(\text{dati})$  e li confronta con i  $k$  bit derivanti dalla funzione e quelli letti; se sono uguali  $O_k$ , allora i dati vengono inviati; dati di errore per fare in modo che i dati vengano inviati nuovamente.

La funzione più semplice è quella del BIR DI PARITA:

BIT DI PARITÀ PARI  $\rightarrow$  il numero di 1 del pacchetto è pari  $\Rightarrow$   
 metto il bit di protezione b metto a 1, altrimenti  
 lo metto a 0.  
 $\rightarrow$  uso questa funzione per proteggere i bit.

Per generare bit di parità viene usata una cascata di XOR.



Si distinguono 4 casi:

C -> codice P -> parità

- c giusto P giusto  $\rightarrow$  ok
- c sbagliato P giusto  $\rightarrow$  il dato viene ri-invviato
- c giusto P sbagliato  $\rightarrow$  il dato viene ri-invviato
- c sbagliato P sbagliato  $\rightarrow$  il dato viene ricevuto comunque anche se sbagliato.

Se il numero di bit sbagliati sono 2  $\rightarrow$  il dato viene ricevuto comunque.

Prima di tornare idle, vengono inviati altri 2 bit di stop che segnano la fine del pacchetto.

Mandiamo 12 bit per mandare 8 bit di dati, posso quindi mandare quindi al limite  $9600 \text{ bit/s} = 800 \text{ pacchetti al secondo}$

di cui ogni pacchetto sono 12 bit di cui 4 di controllo.

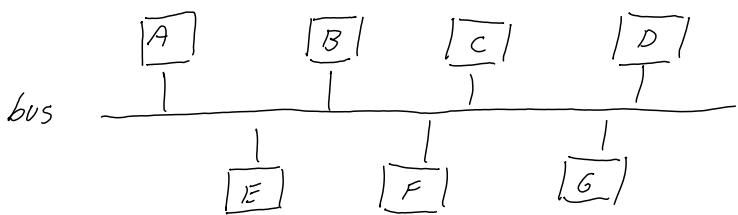
$$9600 \text{ bit/s} \rightarrow 800 \text{ pacchetti/s} \times 8 \text{ bit dati} = 6400 \text{ bit/s}$$

$$\eta = \frac{\text{bit dati}}{\text{bit totali}} = \frac{8}{12} \approx 66\%$$

Questa banda di 6400 è bassa e si limita la possibilità di quantizzazione del sensore. Inoltre dobbiamo considerare che il campionamento deve avvenire almeno al doppio della frequenza in gioco.

## CARATTERISTICHE DEL CAN

Oltre alla connessione punto punto il can prevede connessioni broadcast.



Sul broadcast puo' viaggiare solo un tipo di dato alla volta, tutti possono ascoltare ma una sola puo' scrivere.

Come devo l'arbitraggio in modo tale che il sistema non fallisca?

Si ha divisione di tempo - multi master - con divisione di parola.

Il pacchetto inviato, ha in testa un bit un identificativo che dice chi sta inviando quel tipo di dato.

Il problema del can e' che il dato viene trasmesso in chiaro e inoltre un software malevolo potrebbe prendere il controllo del dispositivo falsificando l'identificativo.

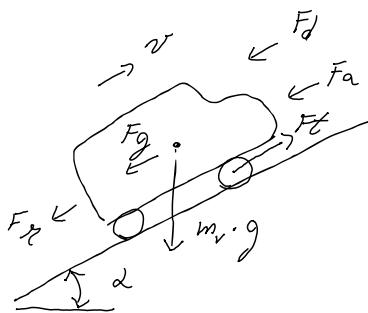
Soggetto a man in the middle.

Il can e' inoltre definito a event-triggered, quando succede un evento in modo asincrono, dobbiamo aspettare il dock e cio' crea una serie di problematiche.

Non c'e' inoltre possibilità di fare diagnostica in tempo reale per questa caratteristica event-triggered. Attualmente si usa un mix event-triggered e time triggered.

## DIMENSIONAMENTO DEL SISTEMA DI PROPUSSIONE DI UN VEICOLO

- Specifica sull'autonomia
- Specifica sul tempo di ricarica
- Specifica di carico
- Specifica sull'accelerazione



Il peso del veicolo è un parametro che ha un impatto molto elevato sull'efficienza e sul consumo del veicolo.

$$m_v \cdot v = F_t - (F_a + F_r + F_g + F_d)$$

$F_a \rightarrow$  frizione aerodinamica.

$F_r \rightarrow$  frizione di rotolamento

$F_d \rightarrow$  disturbi

$$F_g(\alpha) = m_v g \sin \alpha$$

$$F_a(v) = F_{a_0} \cdot v^2$$

$$P_{max} \approx \frac{1}{2} \rho_A C_D \cdot v_{max}^3$$

$$P_{max} \propto m_v v_{min} g \sin(\alpha_{max})$$

$$\tilde{R} \approx \frac{P_{max}}{2}$$

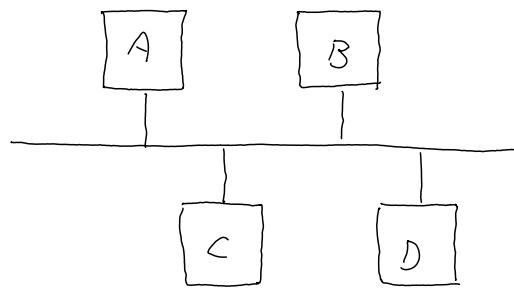
$$E_0 \approx \frac{1}{2} m_v v_0^2 \Rightarrow t_0 = \frac{m_v v_0^2}{P_{max}}$$

Per dimensionare l'accumulatore si dimensionerà la velocità fissata.

Veicoli elettrici  $\rightarrow$  Battery electric Vehicle (BEV)

## CAN

Il can ha 2 canali; can-H, can-L, + un filo a massa, il fatto che si abbiano 2 fili e si lavori in differenziale ci dà la possibilità di eliminare i disturbi.



$$Z = 120 \Omega$$

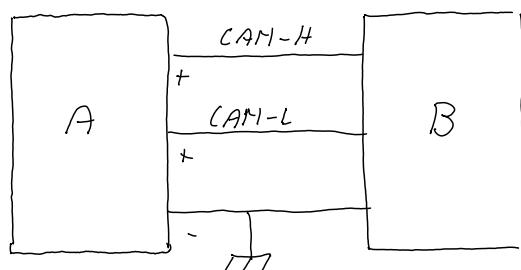
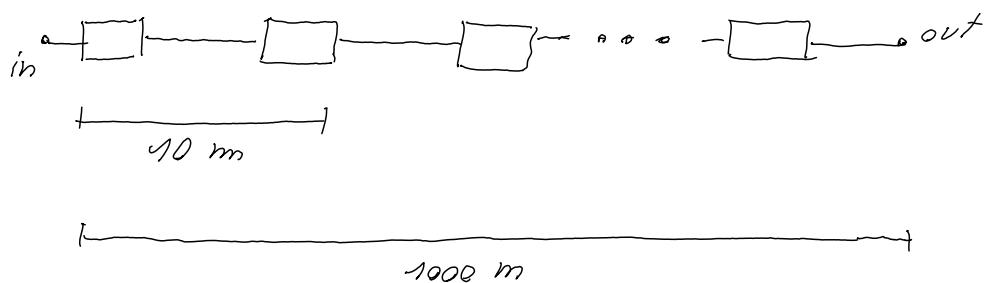
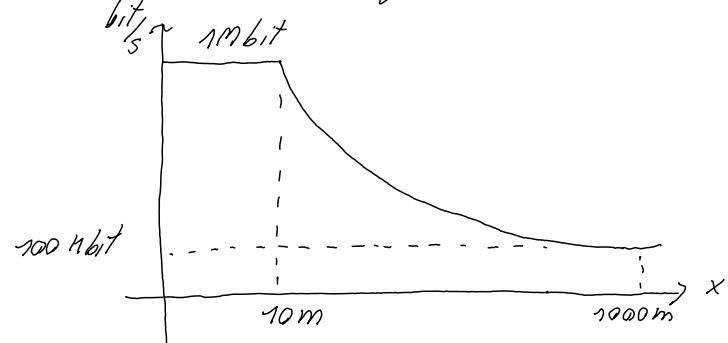
$$\frac{bit}{s} \text{ min} = 100 \text{ kbit/s}$$

Le linee sono dimensionate a  $120 \Omega$ ; (da ogni punto vece sempre  $120 \Omega$ ).

fino a 10 m  $\rightarrow 1 \text{ Mbit/s}$

a 1000 m  $\rightarrow 100 \text{ kbit/s}$

Per andare a  $1 \text{ Mbit/s}$  su 1000 m posso usare i *gateways*, i gateway prendono i segnali in ingresso e li ritrasmette in uscita.

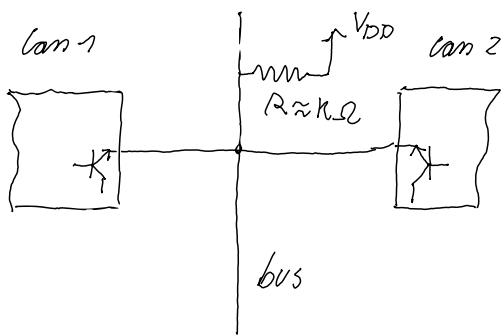


La limitazione dei bit/s è dovuta agli effetti di rifrazione dati dal varo che si comporta come un filtro passabasso, poiché esso ha una certa induttanza e capacità parassita.

Nel protocollo can viene garantito il determinismo:

$\alpha \rightarrow$  dominante.

$\eta \rightarrow$  recessivo.



Per scrivere 1 sul bus i cani spengono i transistor e la linea (che è tenuta in stato alto da una resistenza, imprime 1 sulla linea; quando si vuole scrivere 0 invece, il transistor si attiva, siccome la resistenza del transistor è molto piccola la linea viene portata allo stato 0).

Se la centralina vuole scrivere 1 → disattivo il transistor

Se la centralina vuole scrivere 0 → attivo il transistor.

Il can di default si trova allo stato 1, se qualcuno vuole scrivere uno 0, il bus si porta a 0.

⇒ Sappiamo sempre il livello di stato del bus.

Il protocollo di comunicazione del can avviene una volta che il bus è in idle; quando qualcuno vuole scrivere, si inizializza la comunicazione inviando il proprio identificativo.

L'identificativo è un numero a 11 bit.

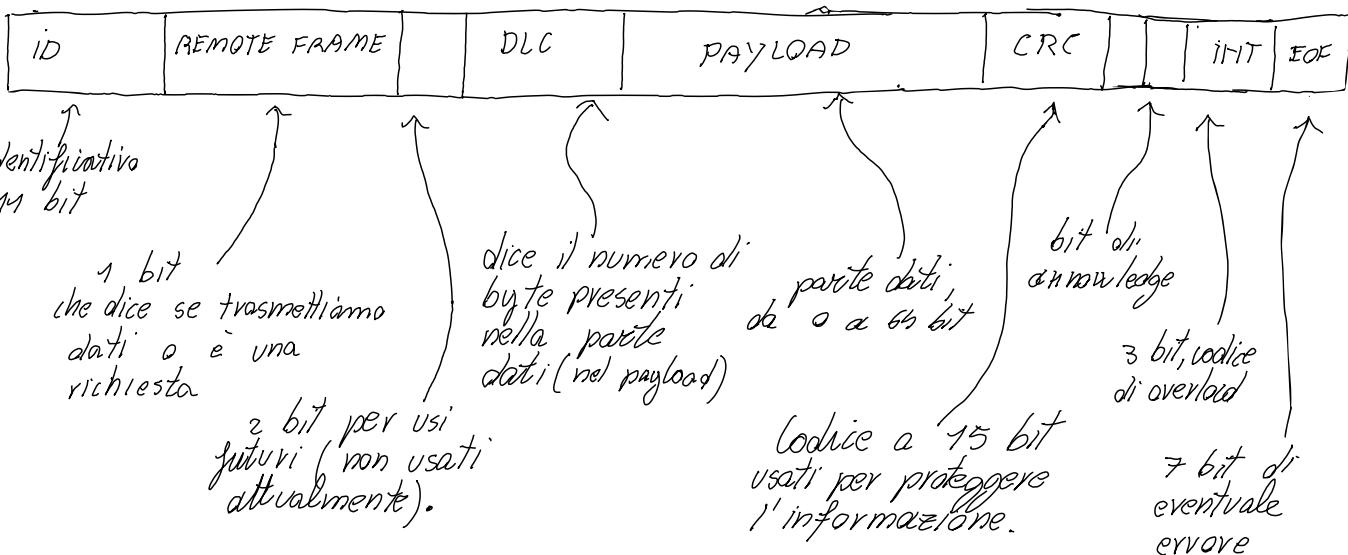
Per prima cosa si pone un bit a 0 per segnalare di voler parlare, dopodiché segnalano il proprio identificativo.

Il conflitto viene gestito per arbitraggio contando il numero di zeri dell'identificativo; più zeri si ha nell'identificativo nelle posizioni di bit alte, più il dispositivo è importante.

A	0	0	1	
	1	1	1	→ Vince B poiché A ha un 1 in terza posizione.
B	0	0	0	

Dopo questa fase di arbitraggio si finisce di scrivere l'identificativo e successivamente si può inviare il messaggio in broadcast, ossia viene inviato a tutte le centraline che decidono se ascoltare o no il messaggio a seconda di come sono programmate.

Nella fase di invio dati è possibile inviare 2 tipi di pacchetti, un REMOTE FRAME (ossia un pacchetto dati vuoto) che segnala la richiesta di un obietto.



Abbiamo quindi nel can 19 bit di intestazione, da 0 a 63 bit di payload e 15 bit di coda.

Il can prevede un acknowledge immediato, finito l'invio del CRC, lo scrittore scrive degli uno e le unità in ascolto, se il messaggio è giusto, inviano uno zero. Se nessuno mette uno 0, il messaggio è ritenuto sbagliato.

Il can prevede un meccanismo di conta degli errori, se mando il messaggio con errore, segno +8, se ricevo un messaggio con errore segno +1.

Questo punteggio viene immagazzinato e, superata una prima soglia di errore, si abbassa la priorità della centralina, se supera una seconda soglia la centralina viene staccata dal bus.

Superata la prima soglia, se la centralina torna a funzionare e gli errori diminuiscono, si salta un -1 dal conteggio ogni messaggio giusto inviato.

GREEN	YELLOW	RED
-------	--------	-----

Ø	-1	/	inviai bene
+8	+8	/	inviai male
Ø	-1	//	ricevuti bene
+7	+7	/	ricevuti male

INTERMISSION è una finestra di 3 ms che serve per segnalare l'overload della centralina

La coda vale 26 bit.

Il can ha 16 bit fissi e da 0 a 63 bit di dati

$$\eta = \frac{\text{bit dati}}{\text{bit totali}} = \begin{cases} 0\% & (\text{se bit dati} = 0) \\ 58\% & (\text{se inviamo 65 bit dati}) \end{cases}$$

Il can è molto affidabile ma può essere soggetto ad attacchi (esempio prendendo il controllo della centralina e inviando segnali a 0 di continuo), oppure mandando degli acknowledgment a caso.

Esempio: ho un bus con a 1 Mbit, sensori a 500 Hz,  $\epsilon < 7\%$ , quanti sensori posso connettere?

$$f_{S_{\min}} \geq 2B \rightarrow f_S = 7500 \text{ Hz} = 3B$$

$$\frac{\text{bit}}{\text{s}}$$

$$\epsilon < 1\% \Rightarrow \frac{1}{2^{q+1}} \leq \frac{1}{100} \Rightarrow 8 \text{ bit di quantizzazione}$$

$$8 \cdot 1500 \rightarrow 12 \text{ Kbit/s}$$

Bisogna ora vedere quanti sensori di questo tipo puo' gestire il dato.

Supponiamo di fare viaggiare 1 can a 8 bit.

$$1 \text{ pacchetto} \rightarrow 56 + 8 = 56 \text{ bit}$$

Metto n sample ogni pacchetto  $\Rightarrow$  devono viaggiare  $n \cdot 1500$  pacchetti al secondo

$$\underbrace{n \cdot 1500 \cdot 56}_{\substack{\text{numero} \\ \text{sensori}}} < 1 \text{ Mbit} \Rightarrow n \cdot 1500 \cdot 56 < 10^6$$

$$\Rightarrow n < \frac{10^6}{56 \cdot 1500} = 42$$

$$\begin{matrix} \nearrow \text{pam/s} & \nearrow \text{bit/pam} \\ \end{matrix}$$

Se facciamo viaggiare un payload di 65 bit

$$n \cdot 1500 \xrightarrow[8]{110} \Rightarrow n = \frac{10^6 \cdot 8}{110 \cdot 1500} = 48$$

## ESERCIZI

① Dimensionamento termico  $T_J < T_{J\max}$ ,  $T_{J\max} \approx 150^\circ C$

Termico	Elettrico
$\Delta T [K]$	$\Delta V [V/A]$
$P_d [W]$	$I [A]$
$\Delta T = P_d \cdot R_{TH}$	$\Delta V = R \cdot I$
$R_{TH} \left[ \frac{K}{W} \right]$	$\Omega$

Modellizziamo la dissipazione termica come un circuito elettrico



$$\Theta_c = -273 K$$

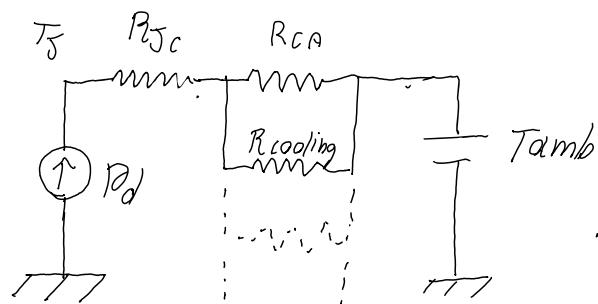
$$P_d = P_{d\text{lim}} - P_{d\text{crit}}$$

$$\Delta T_c = \Delta T_K$$

Nel modello termico si effettuano delle semplificazioni; usiamo un modello monodimensionale e parametri concentrici.

Il modello usato vale solo a regime.

Consideriamo  $T_{amb}$  costante.

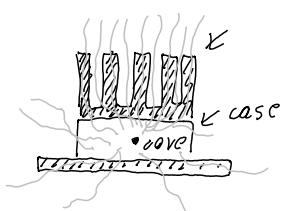


$$\eta = 90\% \quad P_{d\text{lim}} = 1 \text{ W}$$

$$P_d = P_{d\text{lim}} / \eta = 1100 \text{ W}$$

$R_{jc}$   $\rightarrow$  resistenza termica tra il core (chip vero e proprio) e l'involucro.

$R_{ca} \rightarrow \approx 50 - 100 \frac{K}{W}$ , resistenza termica tra il case e l'ambiente.



$R_{cooling} \rightarrow$  Resistenza termica in parallelo che inseriamo noi per dissipare di più.

$$R_{eq} = \frac{R_{ca} \cdot R_{cooling}}{R_{ca} + R_{cooling}} + R_{jc} \approx R_{cooling} + R_{jc}$$

$$T_{chip} = Tamb + P_d / (R_{jc} + R_{ca} // R_{cooling})$$

ES:

- (A) Regolatore switching  $\eta = 95\%$   $P_M = 1000 \text{ W}$   
(B) Reg. lineare  $V_{out} = 5 \text{ V}$ ,  $V_{in} = 12 \text{ V}$   $\Rightarrow \eta = \frac{5}{12} \approx 41\%$ ,  $P_M = 1000 \text{ W}$

$$T_f < 150^\circ \text{C}$$

$$R_{JC} = 0,2 \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Dimensionare eventuale dissipatore sapendo  $T_{amb} = 12^\circ \text{C}$

$$\eta_A = \frac{P_M}{P_a} \Rightarrow P_M = \eta \cdot P_a \Rightarrow P_d = P_a - P_M = P_M \cdot \left( \frac{1}{\eta} - 1 \right) = 5,26 \text{ W}$$

$$\eta_B = P_M \left( \frac{1}{\eta_B} - 1 \right) = 153 \text{ W}$$

Considero un valore indicativo di  $R_{ca} = 100 \frac{\text{K}}{\text{W}}$

$$T_f = T_{amb} + P_d / (R_{JC} + R_{ca} // R_x) \leq 150^\circ \text{C}$$

$$T_f = 12 + 5,26 / (0,2 + R_x) \leq 150^\circ \text{C}$$

$$\Rightarrow R_x \leq \frac{150 - 12}{5,26} - 0,2 = 26,3 \Rightarrow R_x < 26,3 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad (\text{A})$$

$$\Rightarrow R_{x_B} \leq \frac{150 - 12}{153} - 0,2 = 0,77 \Rightarrow R_{x_B} < 0,77 \frac{\text{K}}{\text{W}} \quad (\text{B})$$

N.B., può accadere  $R_{x_B} < 0$ , non ha senso, significa che il sistema non è risolvibile.

$$E.S. : R_{Jc} = 0,7 \Omega$$

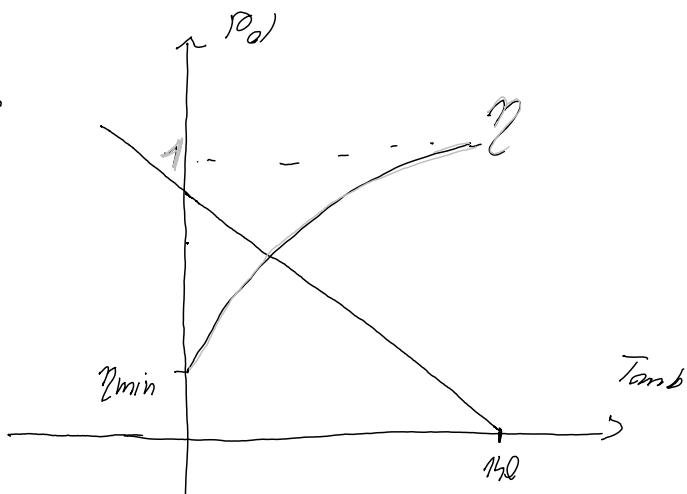
$$T_d < 150^\circ C$$

$$R_{cooling} = 0,7 \Omega$$

Disegnare il grafico della max W dissipabile in funzione di Tamb.

$$Tamb + P_d (R_{Jc} + R_{cool}) < 150^\circ C$$

$$P_d = \frac{150 - Tamb}{R_{Jc} + R_{cool}}$$



②

Progettare un filtro

E.S.: passabasso ordine 2/3, guadagno in banda 5dB.K  
frequenza di Taglio 1kHz, ingresso in tensione diff. o in corrente.

se alimentazione è tra  $\pm 1V$  e determiniamo:

Range dinamico ingresso,

Range din. uscita,

prodotto guadagno banda.

ordine 3

55 dB

Valim  $\pm 5V$

$f_T = 8 \text{ kHz}$

Range din in ing  $= \pm 5V$

Range din in uscita  $= \pm \frac{5}{A} = \pm 8,86 \text{ mV}$

$$A \Rightarrow 20 \log A = 55 \text{ dB} \Rightarrow A = 562$$

$$V_{pp} = 2 \cdot \text{Range art}$$

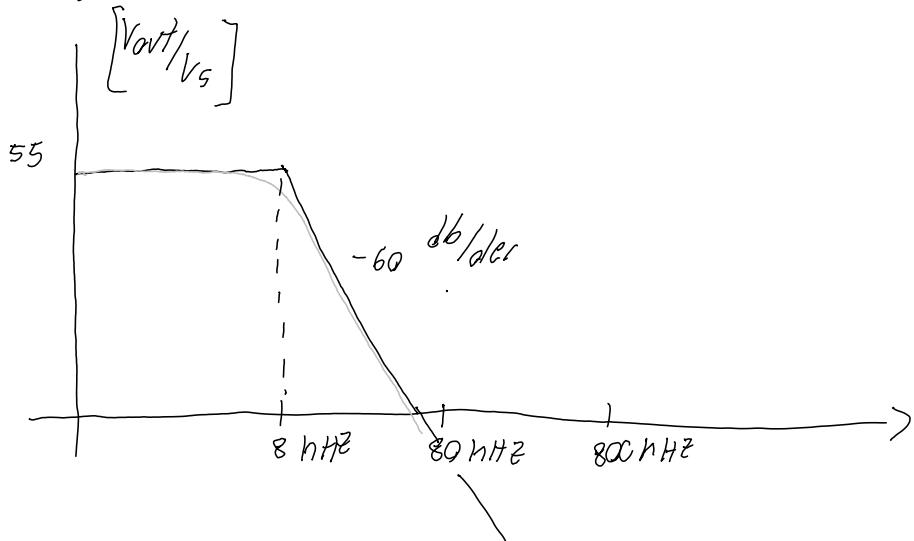
$$P_{gb} = 8 \text{ kHz} \cdot 562 \\ = 4500 \text{ kHz}$$

$\Rightarrow$  facendo  
guadagnare un  
solo stato

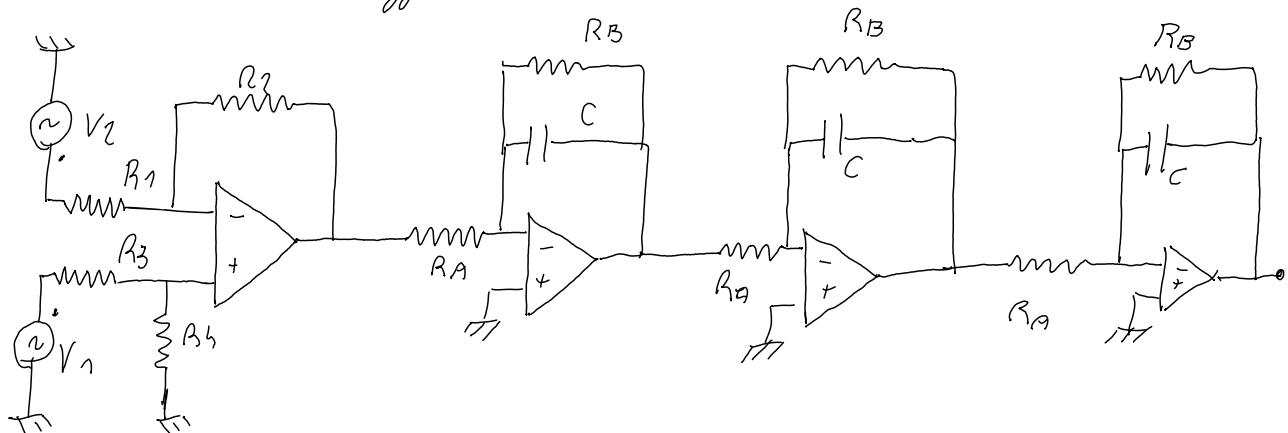
$$V_{eff} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

Se riporta cosa tra i 3 stadi

$$P_{gb} = 8 \text{ MHz} \cdot \sqrt[3]{562,35} = 66 \text{ KHz}$$



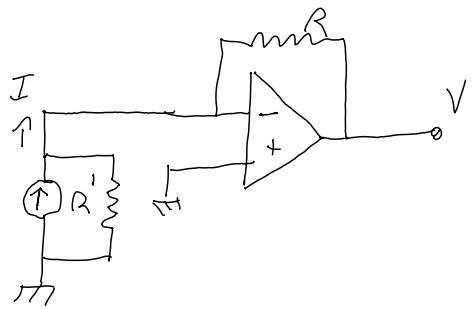
caso stadio differenziale



$$\frac{R_3}{R_A} \Rightarrow \left| \frac{R_B}{R_A} \right| = \sqrt[3]{562,35} = 8,25$$

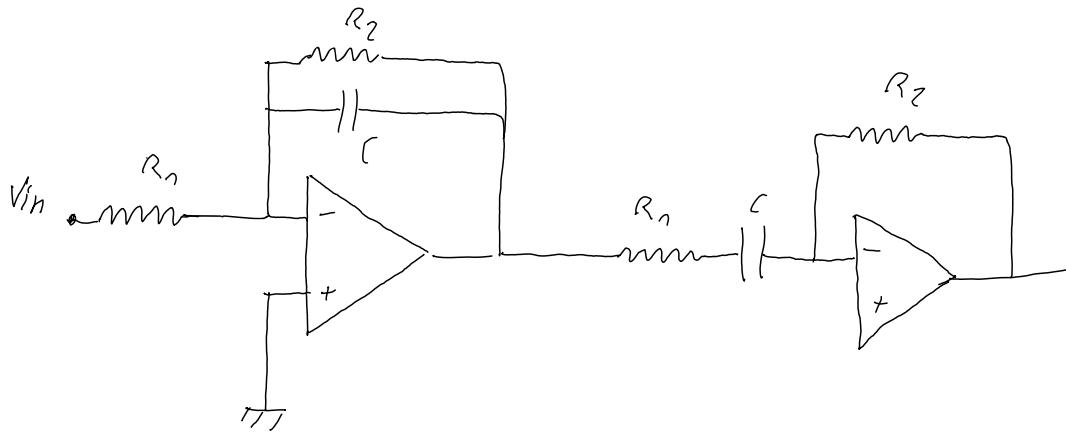
$$C = \frac{1}{2\pi f R_C} = 8 \text{ KHz} \Rightarrow C = \frac{1}{6,28 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 25 \cdot 10^3} = 2,41 \text{ nF}$$

Se avessi avuto l'ingresso in corrente aver dovuto usare un trans-resistivo.



..

ES: passabanda, valutatore  $1/Q$   
 $f_L$  tra 8 e 80 Hz, 55 dB



$$f_{T_{low}} = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

$$f_{T_{high}} = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

$$Q = \frac{f_C}{B} \Rightarrow \frac{\frac{f_h + f_l}{2}}{\frac{f_h - f_l}{2}}$$

// convertitori step down (switch / passo)

// conv step up (switch)

③ Array di sensori

Banda analogia 100 Hz °K  $\rightarrow$  600 Hz

SQNR 75 db °S  $\rightarrow$  50 db

errore  $< 0,1 \cdot 2 \rightarrow 1\%$

Determinare numero bit, freq. campionamento, bit/s bus com per trasferirli a minima latenza.

Se volessi memorizzare 30 minuti di tracce di sensori, quanta memoria servirebbe?

$3 \cdot 600 = 1800 \text{ Hz} \rightarrow 2000 \text{ Hz di freq. di campion}$

A)  $g \cdot 6 \text{ db} = \text{SQNR} \Rightarrow g = \frac{50}{6} \rightarrow g > 9 \text{ bit} \rightarrow g = 16$

B)  $\frac{1}{2^{g+1}} < \frac{1}{100} \rightarrow g > 6 \Rightarrow g = 8$

Caso B  $\eta = 8 \Rightarrow 5h$  bit per pacchetto van car

$$\eta = \frac{8}{56}$$

n° sensovi

$$\checkmark n \cdot 2000 \quad \frac{\text{pac van}}{5} \cdot 5h \quad \frac{6,7}{\text{pac van}} = 5h \cdot 2000 \cdot 10 = 1080000 \frac{\text{bit}}{5}$$

$\frac{1}{5}$  potrebbe diminuire la freq di campionamento.

probabilmente il van non regge questo bit rate.

$$30 \cdot 60 = 1800 \text{ s}$$

$$1080000 \cdot 1800 = 1749600000 \text{ bit da memorizzare}$$

$\frac{\text{bit}}{5} \quad |$

$$= 218007000 \text{ byte da memor.}$$

$$\frac{218007000}{1024} \rightarrow \text{numero di byte}$$

STEP DOWN (b)

$$V_{in} = 3V \times R$$

$$V_{out} = 1 \times d$$

$$I_{out} = 500 \text{ mA} \cdot B$$

Disegna schema circuitale e dimensionare conv.  
+ andamento correnti nei componenti.  
DC-DC; A) regolatore di passo,  $\eta$ ?

B) switching,  $\eta$  considerando  
una caduta di 0,2 V,  
per diodi e transistor

$$V_{in} = 18V$$

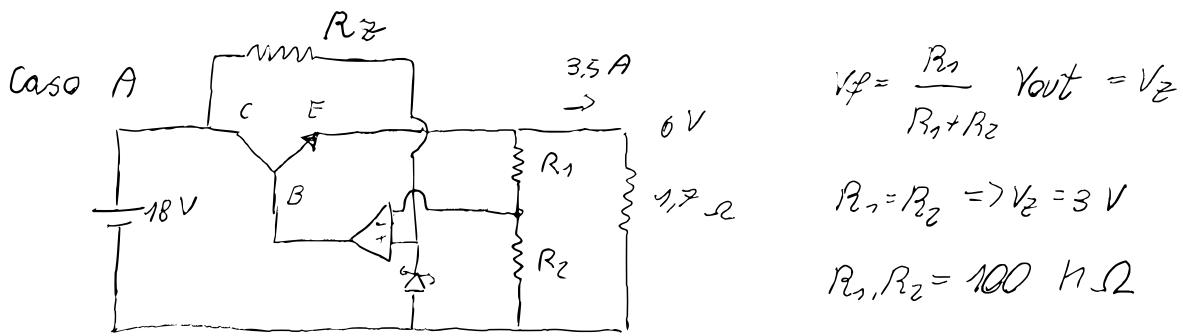
$$V_{out} = 6V$$

$$I_{out} = 3,5A$$



$$R_L = \frac{6}{3,5} = 1,72 \Omega$$

$$P_M = 6 \cdot 3,5 = 21 \text{ W}$$



Ipotizziamo la  $\underline{I_Z = 1 \text{ mA}}$

$$R_Z \leftarrow \frac{18 - 3}{1 \cdot 10^{-3}} = \frac{V_{in} - V_Z}{I_Z} = 15000 \Omega$$

$$I_E = 3.5 \text{ A}$$

$$\eta = \frac{6 \cdot 3.5}{18 \times 3.5} \approx 33\%$$

$$\beta_R = 100$$

// Se la  $I_b > 100 \text{ mA}$

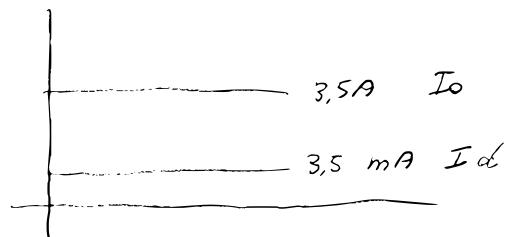
$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} \quad I_C = \beta I_b \approx 3.5 \text{ A}$$

$$I_b = \frac{3500 \text{ mA}}{100} = 35 \text{ mA}$$

Si aggiunge una R di  
presa  $= \frac{18 - 6.7}{I_D}$   
 $I_D = 100$

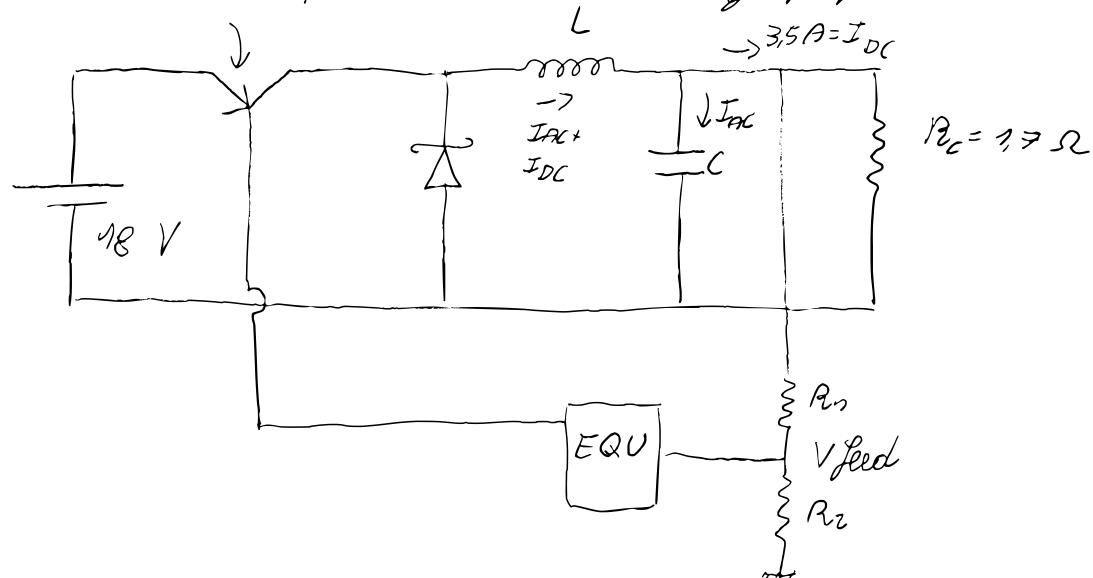
$$P_{ab} = 63 \text{ W}$$

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out}$$



CASO B

Tipo P, altrimenti avrebbe la charge pump



Suppongo freq. di switching 100 kHz

$$T_{PWM} = \frac{1}{100 \text{ kHz}} = 10 \text{ ms}$$

$$V_{out} = \frac{T_{on}}{T_{tot}} V_{in} \Rightarrow T_{on} = 3,33 \text{ ms}, T_{off} = 6,66 \text{ ms}$$

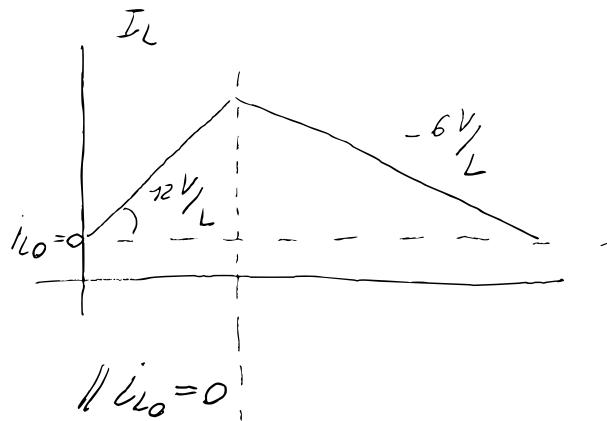
$$f_T = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \ll 100 \text{ Hz}$$

$$f_T = \frac{1}{100} f_{PWM}$$

$$C = \frac{1}{2\pi^2 \cdot L \cdot 10^6}$$

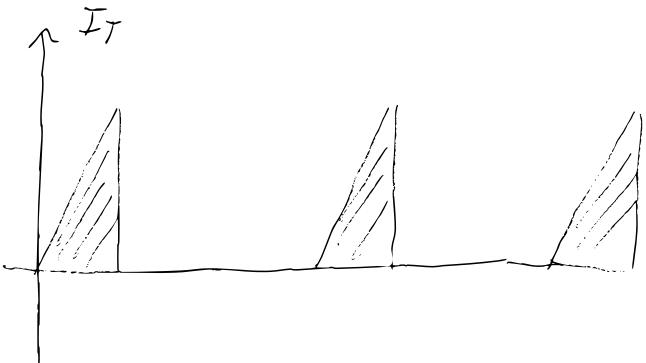
$$I_L = I_{L0} + \frac{12}{L} \cdot T_{on}$$

$$I_{AVR} = 3,5 \text{ A} = \frac{12 \cdot T_{on}}{2 \cdot L} + I_{L0}$$



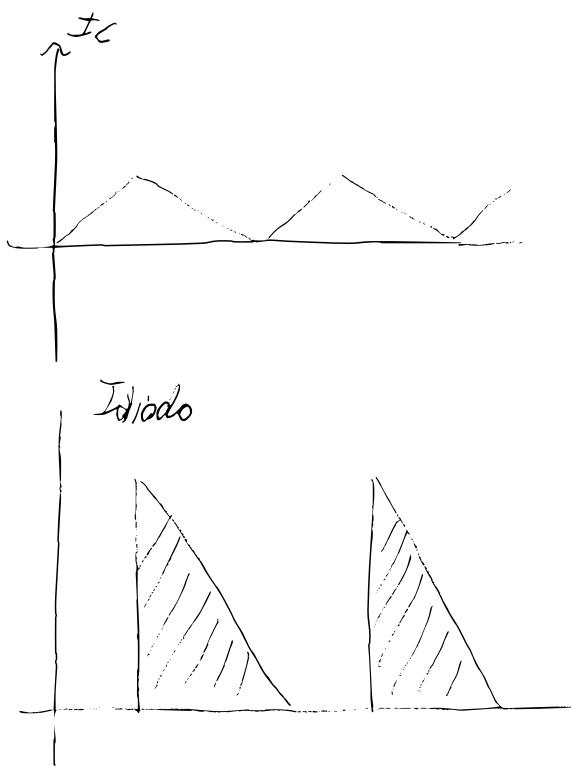
$$I_{out} = 3,5 = \frac{V_{in} - V_{out}}{2 \cdot L} \rightarrow L = 5,71 \mu H$$

$$C = \frac{1}{(2\pi)^2 \cdot L \cdot 10^6} = 4,44 \text{ nF}$$



$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{700 \text{ mW} + V_{out} \cdot I_{out}}$$

$$P_{diss} = \Delta V \cdot I \\ = 0,2 \cdot 3,5 \text{ A} \\ = 700 \text{ mW}$$

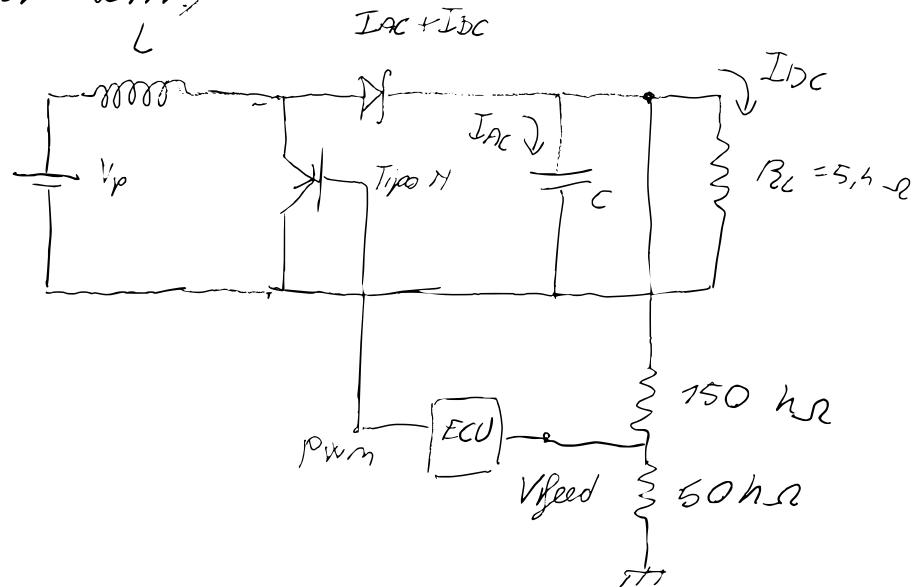


# STEP UP (BOOST CONV.)

$$I_{out} = 3,5 \text{ A}$$

$$V_{out} = 18 \text{ V}$$

$$V_{in} = 6 \text{ V}$$

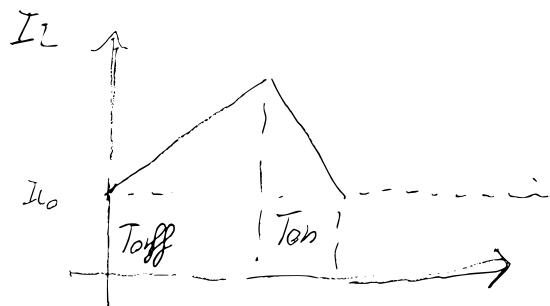


$$f_{PWM} = 100 \text{ Hz}$$

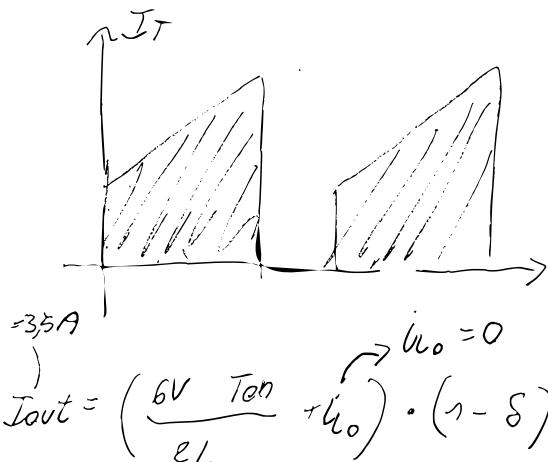
$$f_{PWM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Dimensiono prima la  $C$

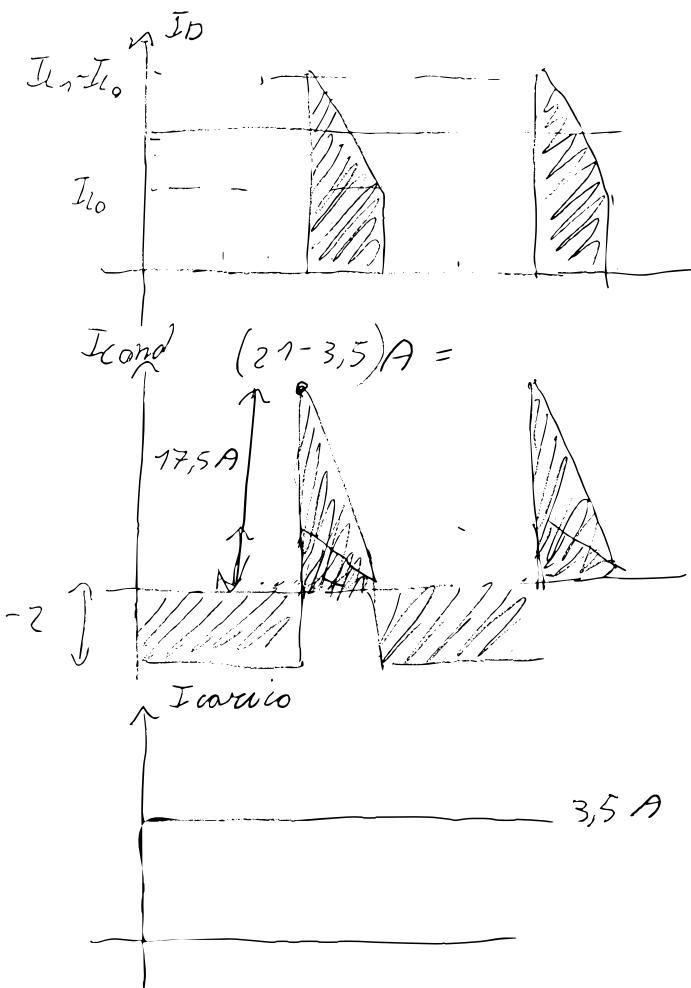
$$f_T = \frac{1}{2\pi RC} ; f_T \approx 100 \text{ Hz} \Rightarrow C = \frac{1}{f_T \cdot 2\pi R_c} = 0,3 \text{ mF}$$



$$T_{on} = 2 T_{off}$$



$$I_{out} = \left( \frac{6V}{e_L} \frac{T_{on}}{T_{off}} + I_0 \right) \cdot (1 - \delta)$$



$$\Rightarrow 2 \approx 2 \mu H$$

$$I_{max} = 3,5 \cdot 2 \cdot \frac{3}{\eta} = 21 \text{ A}$$

$$I_{batt} = \frac{e^1}{Z} = 10,5 \text{ A}, 6 \text{ V}_th$$

$$P_{in} = 10,5 \cdot 6 \text{ W}$$

$$P_{out} = 18 \cdot 3,5 \text{ A} \text{ W}$$