

Misure di Tensione e Corrente

Prof. Mario Luiso

Dipartimento di Ingegneria
Via Roma, 29 – 81031 Aversa (CE)

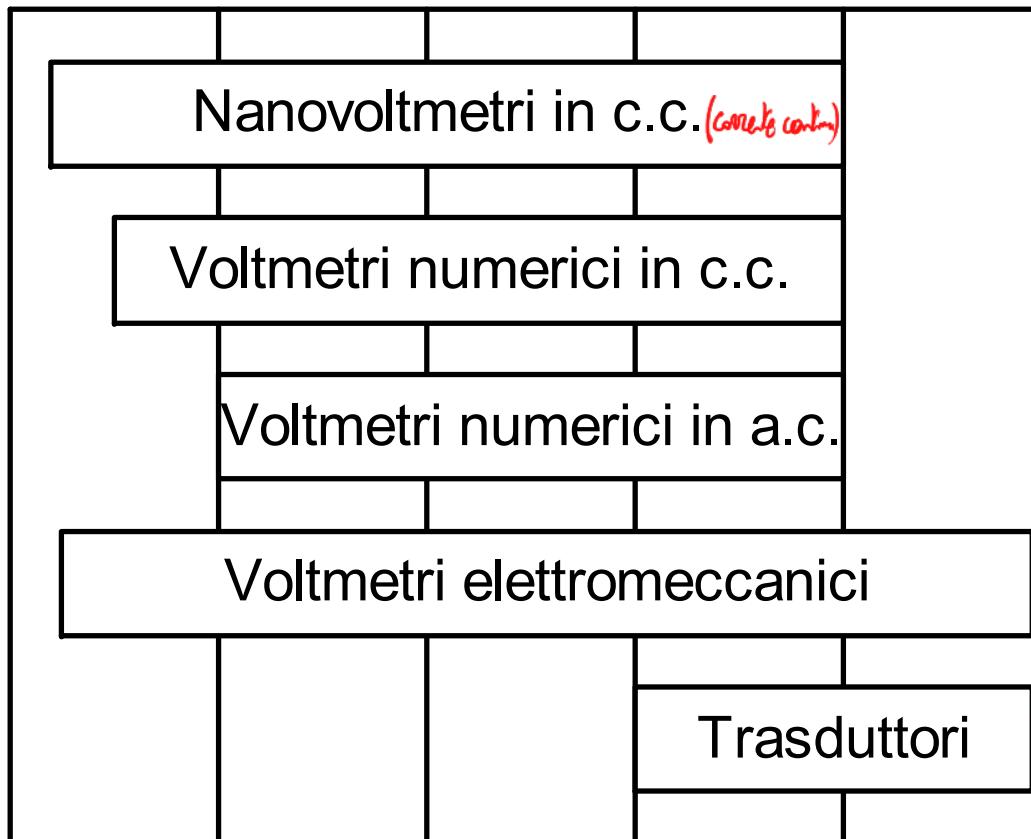
mario.luiso@unicampania.it

www.ingegneria.unicampania.it

Misura di Tensione

Rango in cui misuriamo tensione è molto vario
Non ho uno strumento che misura bene in qualsiasi intervallo

1nV 1 μ V 1mV 1V 1kV 1MV



→ Sensore: prende grandezza fisica e restituisce tensione proporzionale.

↓
Per scalare tensione

Filtro: doppio blocco che ha un input tensione, un output tensione filtrata

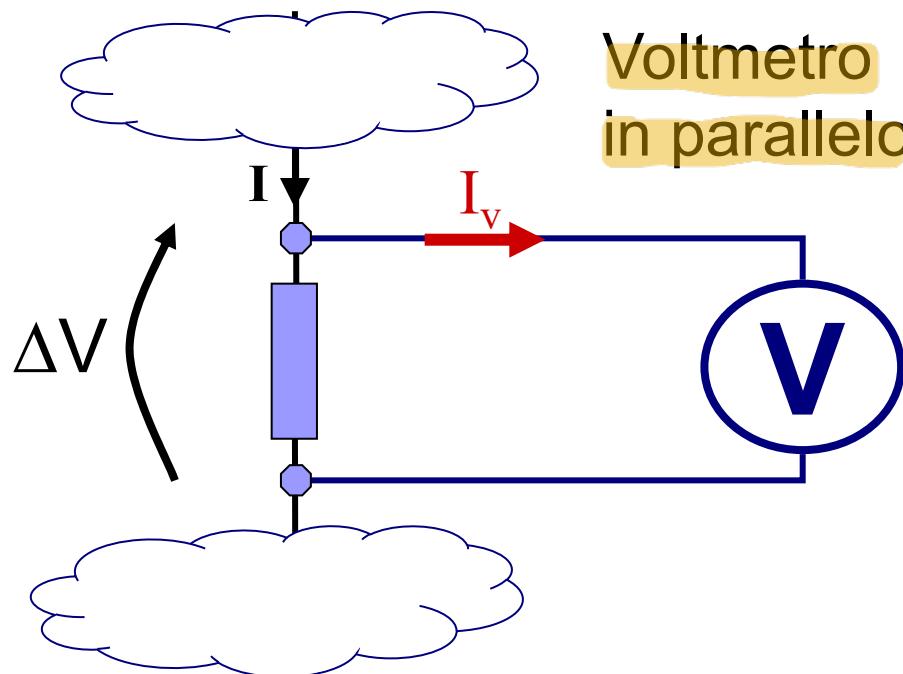
Filtro numerico: filtro che con codice implementa un'opera di filtraggio.

Misura di Tensione

Strumenti eletttronici lavorano con tensioni/correnti

↓ DDP tra 2 punti del circuito

Voltmetro
in parallelo



Per ottenere una misura della differenza di potenziale tra due punti qualsiasi di un circuito dobbiamo collegare uno strumento che misura tensione (voltmetro) ai due punti d'interesse

L'inserzione del voltmetro altera il funzionamento del circuito. Infatti, una parte della corrente che prima fluiva nel ramo ora attraversa il voltmetro (**effetto di carico**).

Può cambiare la tensione che stiamo misurando

Misura di Tensione

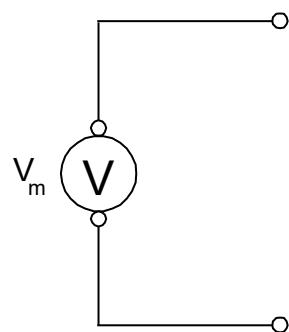
Come fare a rendere effetto di carico trascurabile? Serve
tanta impedenza

L'effetto dell'inserzione sarebbe nullo qualora il voltmetro presentasse un'impedenza d'ingresso infinita ($Z_{in} = \infty \rightarrow I_v = 0$)

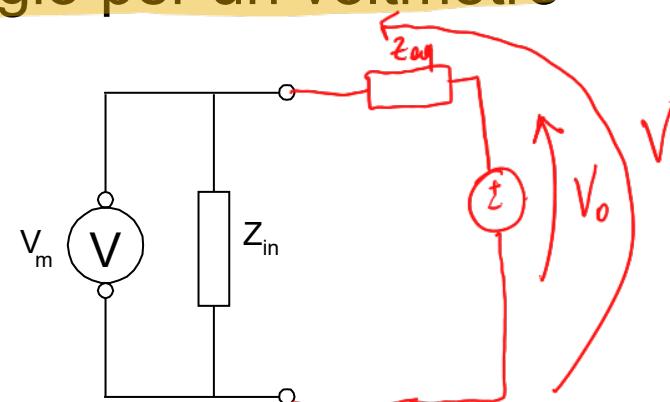
(questo circuito è perfetto)

Per un voltmetro reale, invece, dobbiamo considerare il valore finito della Z_{in} : quanto più è alto il valore dell'impedenza d'ingresso rispetto a quella del ramo considerato, tanto minore sarà l'effetto di carico dovuto alla misurazione

Un alto valore della Z_{in} è un pregio per un voltmetro

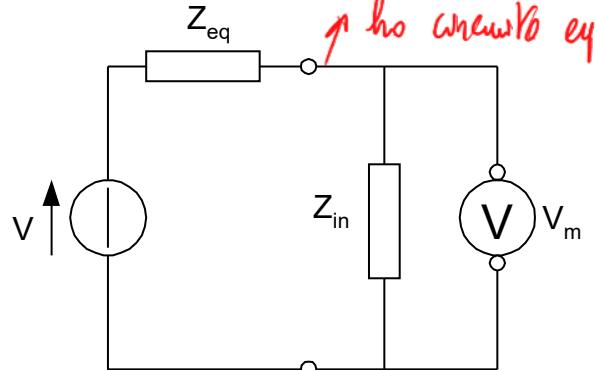


Voltmetro ideale



Voltmetro Reale

Deviazioni sistematiche (Errori) di inserzione



$$V_m = V \frac{Z_{in}}{Z_{eq} + Z_{in}} = V \frac{1}{\frac{Z_{eq}}{Z_{in}} + 1}$$

$$e = \frac{V_m - V}{V} = \frac{Z_{eq}}{Z_{eq} + Z_{in}}$$

*Se Z_{in} grande ho errore
piccolo*

Per valutare l'effetto di carico sul valore misurato è utile schematizzare il circuito visto dai due morsetti a cui è collegato il voltmetro con un circuito equivalente alla Thevenin.

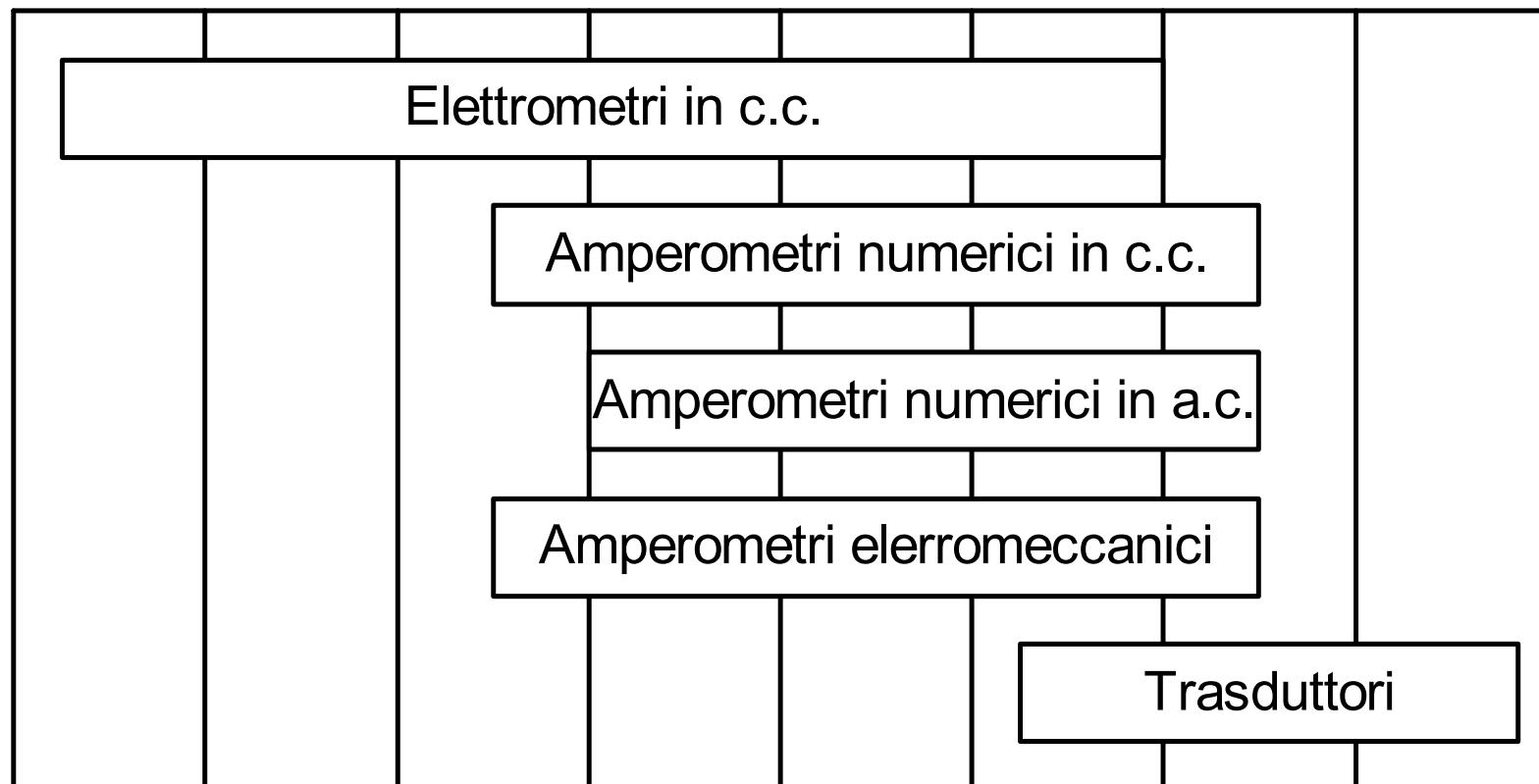
Con valore di $z_{in} = \infty$ il valore misurato, V_m , sarebbe uguale a V

Per un voltmetro reale si ottiene una riduzione sistematica del valore misurato legato al rapporto delle impedenze

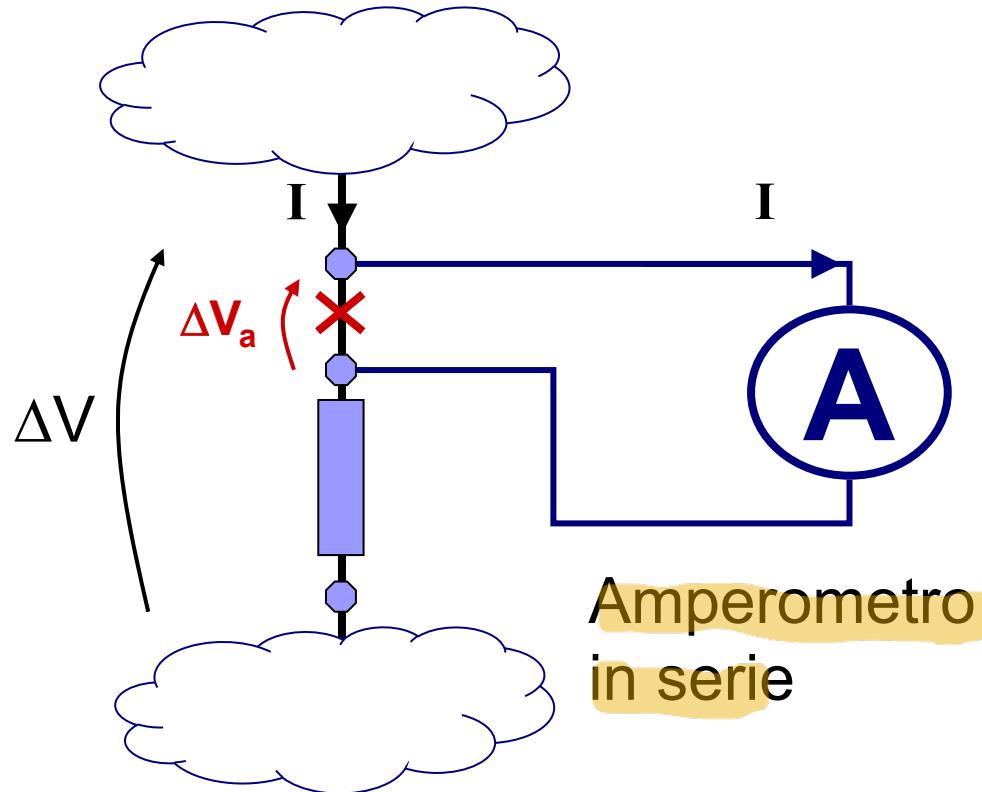
Se i valori delle due impedenze sono noti la deviazione può essere calcolata e corretta

Misura di Corrente

1aA 1fA 1pA 1nA 1 μ A 1mA 1A 1kA 1MA



Misura di Corrente



Per ottenere una misura della corrente elettrica che fluisce in un ramo qualsiasi di un circuito dobbiamo collegare uno strumento che misura corrente (amperometro) in modo che sia attraversato dalla stessa corrente

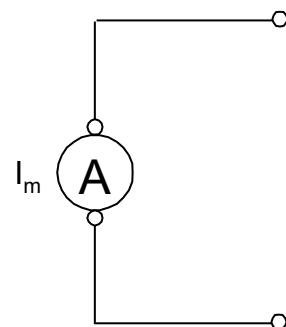
L'inserzione dell'amperometro altera il funzionamento del circuito. Infatti, una parte della differenza di potenziale che prima era ai capi del ramo ora cade ai capi dell'amperometro (**effetto di carico**).

Misura di Corrente

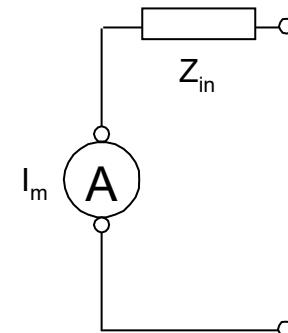
L'effetto dell'inserzione sarebbe nullo qualora l'amperometro presentasse un'impedenza d'ingresso nulla ($Z_{in}=0 \rightarrow \Delta V_a=0$): l'amperometro **ideale** si comporta come **un corto circuito**

Per un amperometro reale dobbiamo considerare il valore finito della Z_{in} . Quanto più è basso il valore dell'impedenza d'ingresso tanto minore sarà l'effetto di carico dovuto alla misurazione

Un **basso valore della Z_{in}** è un **pregio per un amperometro**

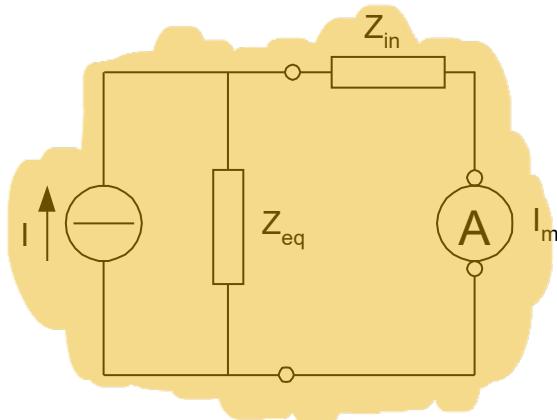


Amperometro ideale



Amperometro Reale

Deviazioni sistematiche (Errori) di inserzione



$$I_m = I \frac{Z_{eq}}{Z_{eq} + Z_{in}} = I \frac{1}{1 + Z_{in}/Z_{eq}}$$

Fasore corrente ma valutato in modulo
Modulo impedimento

$$e = \frac{I_m - I}{I} = \frac{Z_{in}}{Z_{eq} + Z_{in}}$$

relativo

Se $Z_{in} \rightarrow 0$, $e \rightarrow 0$

Impedenza:
coff. di proporz.
che fasore tensione
e fasore corret.

Per valutare l'effetto di carico sul valore misurato è utile schematizzare il circuito visto dai due morsetti a cui è collegato l'amperometro con un circuito **equivalente alla Norton**.

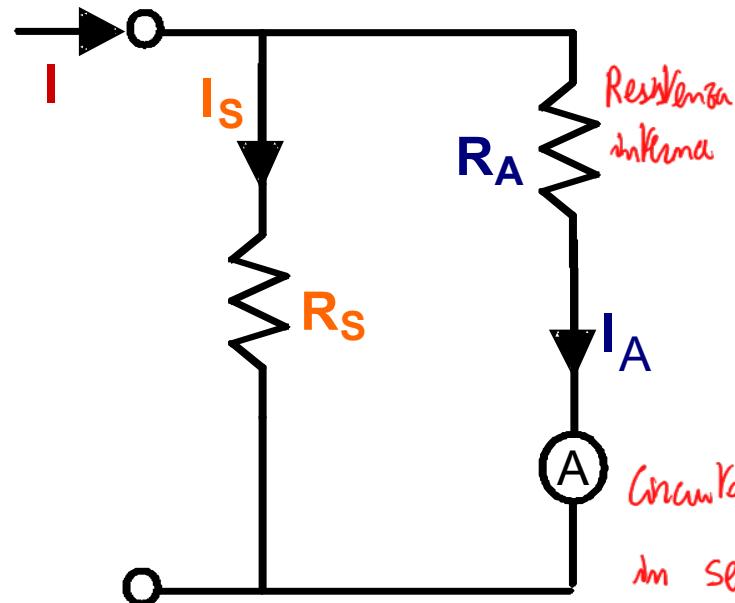
Con valore di $z_{in}=0$ il valore misurato (I_m) sarebbe uguale a I

Per un amperometro reale si ottiene una riduzione sistematica del valore misurato legato al rapporto delle impedenze

Se i valori delle due impedenze sono noti la deviazione può essere calcolata e corretta

Se conosco Z_{eq} posso scegliere Z_{in} per avere $I_m=I$ oppure se conosco Z_{eq} e I_m posso correggere il risultato.

Modifica della portata



$$I_A = \frac{R_s}{R_s + R_A} I$$

Cambiare di misurare in intervallo di corrente maggiore

$$I = \frac{R_s + R_A}{R_s} I_A$$

$$R_s = \frac{R_A I_{AFS}}{I_{FS} - I_{AFS}}$$

Per **estendere la portata** di un amperometro è possibile ricorrere ad un partitore di corrente mediante un resistore detto anche **resistore di shunt** (R_s): si può facilmente calcolare il rapporto fra la corrente che scorre nell'amperometro (I_A) e la corrente da misurare (I)

Fissate la portata voluta I_{FS} e la portata del amperometro I_{AFS} , il valore della resistenza R_s necessaria risulta univocamente determinata

L'incertezza della misura **aumenta** dovendo includere anche R_s e R_a

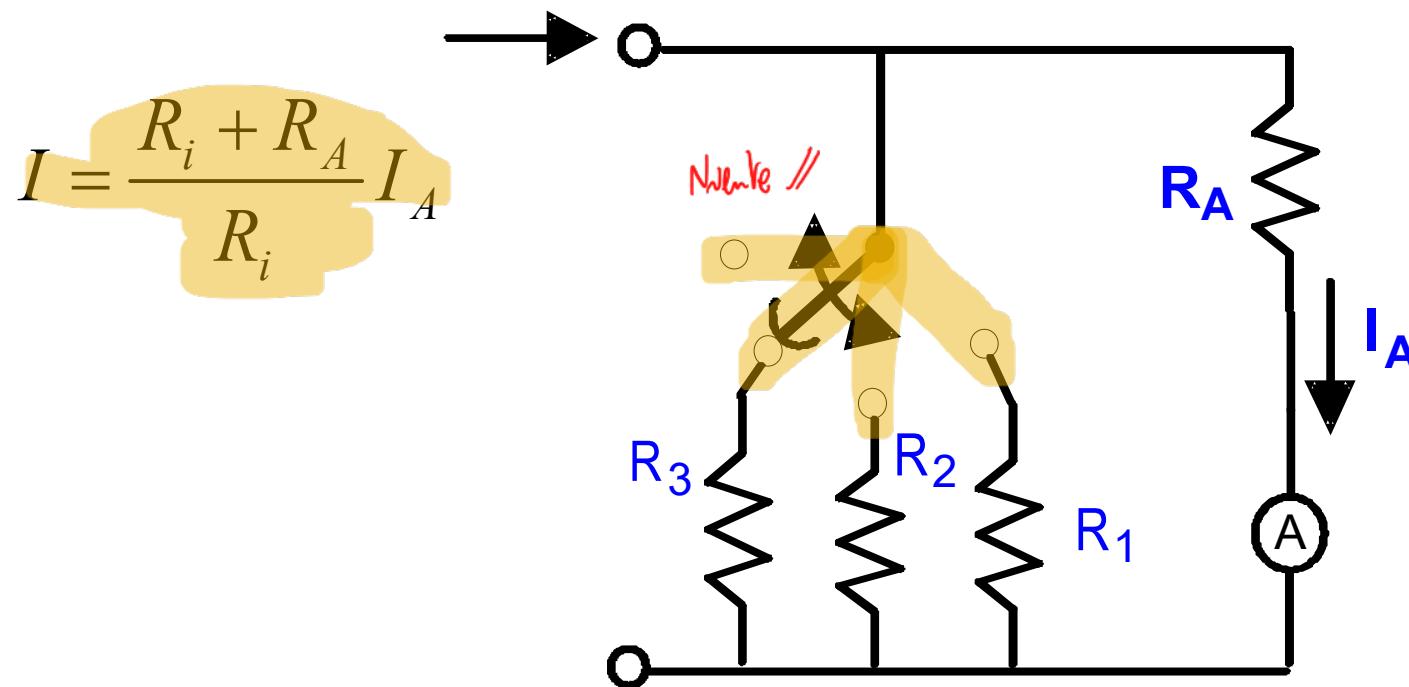
↳ Si propagano le incertezze

La uso come eq. di progetto / portalo da un fondoscalco all'uno IFS desiderato.

I_{AFS}: portata del mio amperometro.

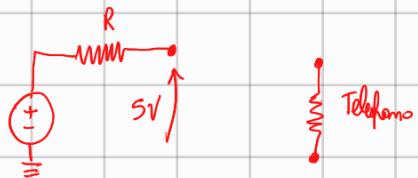
Se moltiplico il fondoscalco per K allora avrò anche K risoluzione.

Amperometro a più portate



Disponendo di **più resistenze di shunt** e di un **commutatore**, è possibile realizzare un amperometro a **più portate**

Particolare **cura** deve essere posta nella **realizzazione del commutatore**, la sua **resistenza di contatto** deve essere **trascurabile**, o comunque nota e costante



La connessione è di controllo, ma non ideale, non parallelo! Ci sono piccola resistenza tra 2 nodi. Per schematizzare non 2 resistenze sul controllo.

Da Amperometro a Voltmetro

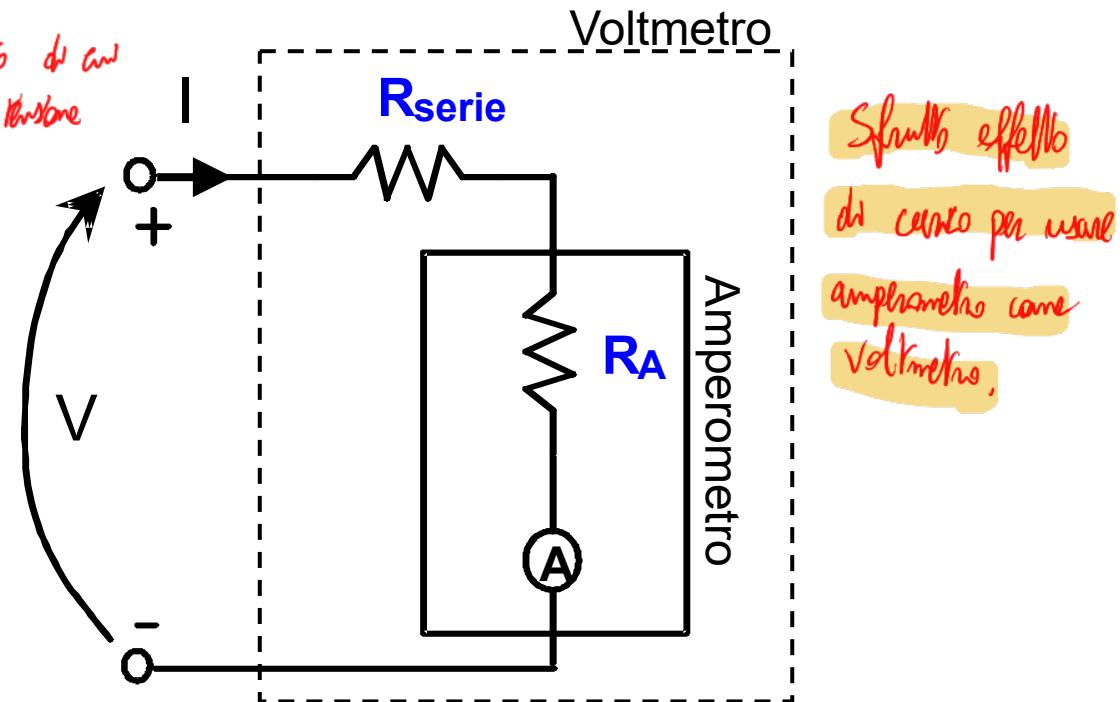
$$V = (R_{\text{serie}} + R_A) \cdot I$$

Equazione di progetto

$$R_{\text{serie}} = \frac{V_{\text{FS}}}{I_{\text{FS}}} - R_A$$

Ho fondoscallo fisso

Parallelo al circuito di cui voglio valutare tensione



*Sfrutta effetto
di curvo per usare
amperometro come
voltmetro,*

- Un amperometro con un resistore di valore noto in serie può essere utilizzato come voltmetro
- La modifica era utilizzata per molti degli strumenti analogici che per principio di funzionamento sono degli amperometri
- il valore di R_{serie} si calcola, nota R_A , in funzione della portata voluta V_{FS} e della corrente di fondo scala dell'amperometro I_{FS}

*Sto provando
un effetto di
curvo*

Che succede se non metto la R_{ser} ? Ho R_A piccola, la corrente cresce tantissimo.

Note: R_{ser} grande perché devo costituire Voltmetro e partire da amperometro.

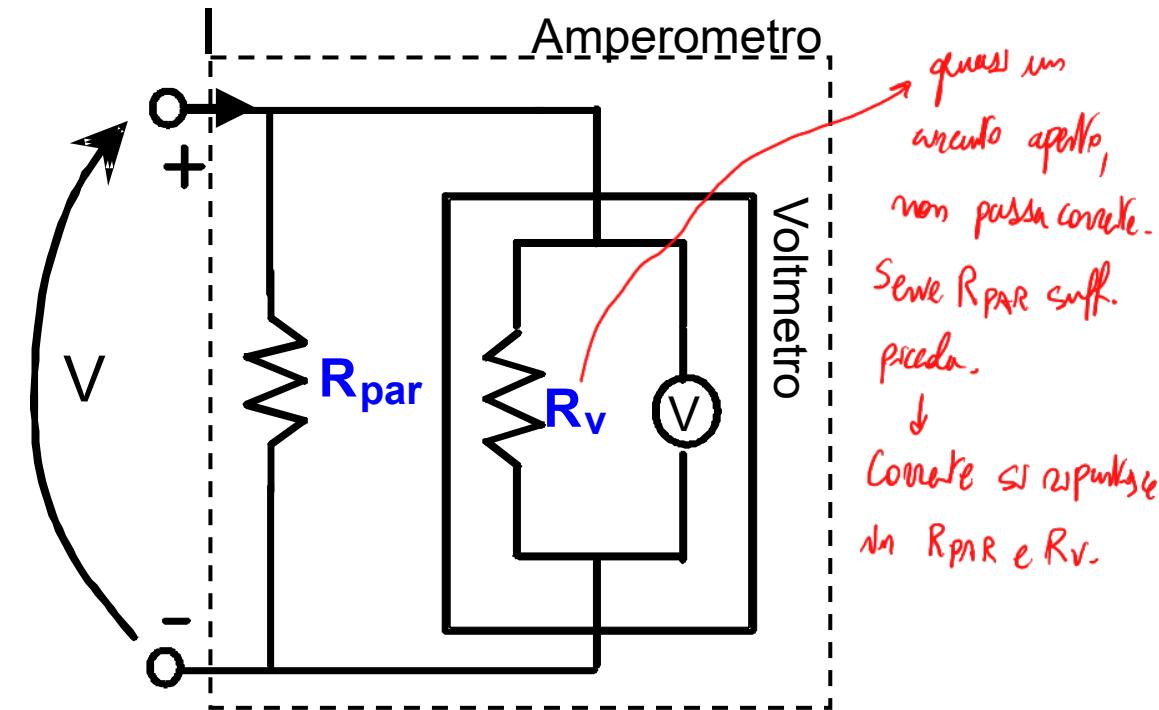
Da Voltmetro ad Amperometro

$$I = V \cdot (G_{par} + G_V)$$

conduittanza
fissata

$$G_{par} = \frac{I_{FS}}{V_{FS}}$$

Scelta
fissa



questo un
amperometro
aperto,
non passa corrente.
Scegli R_{PAR} suff.
piccola.
↓
Corrente si ripartisce
in R_{PAR} e R_v .

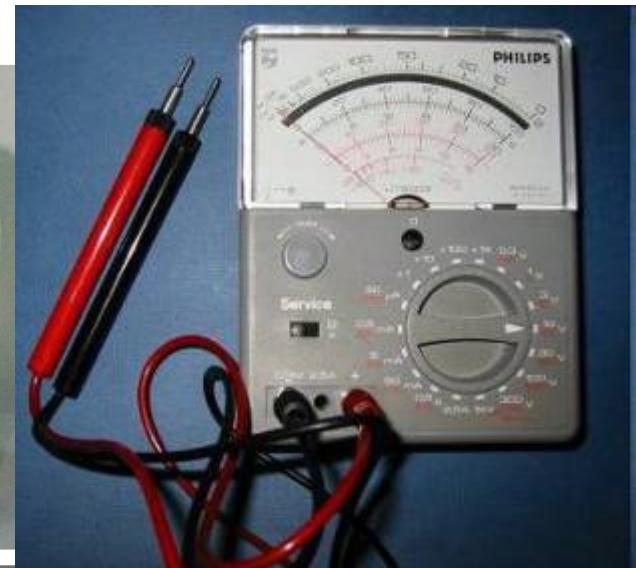
- Un voltmetro con un resistore di valore noto in parallelo può essere utilizzato come amperometro
- La modifica è utilizzata per gli strumenti digitali che per principio di funzionamento sono dei voltmetri
- il valore di R_{par} si calcola in funzione della portata voluta I_{FS} e della tensione di fondo scala del voltmetro V_{FS}

Strumentazione per la Misura di Tensione e Corrente

- Per la misura di tensione e corrente la strumentazione può essere suddivisa, in base al principio che produce l'indicazione, in:
 - Strumenti elettromeccanici;
 - Strumenti elettronici analogici;
 - Strumenti elettronici numerici.**

il numeretto generato va che molo?

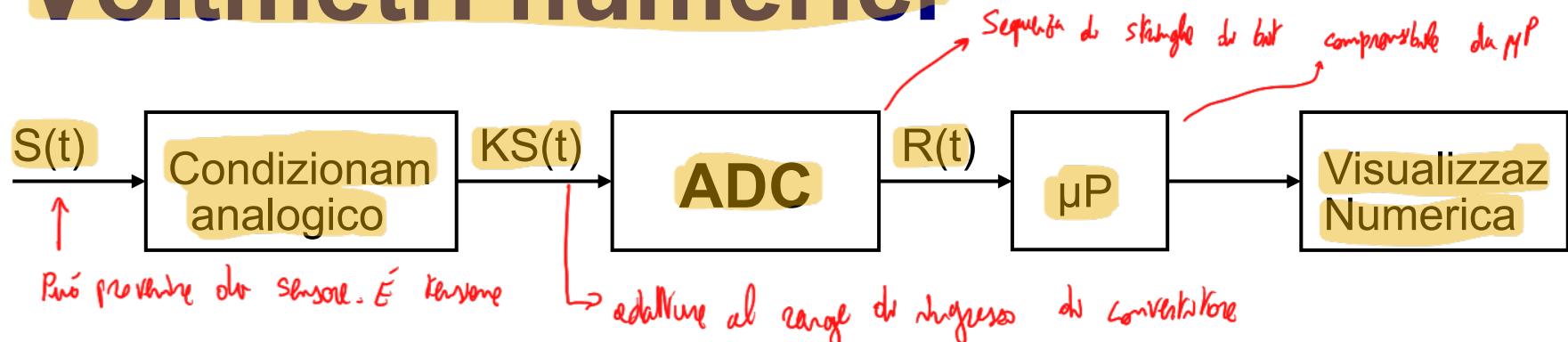
Strumenti Analogici



Strumenti Digitali - Multimetri



Voltmetri numerici



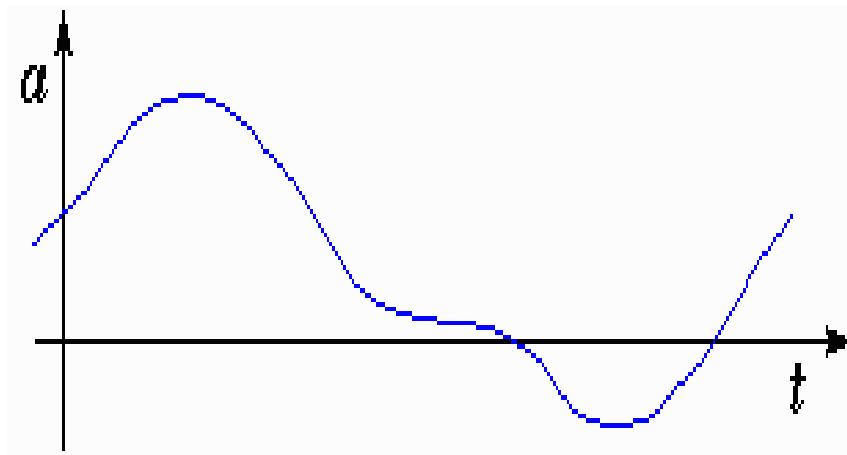
- una sezione di condizionamento del segnale in ingresso, costituita da stadi di amplificazione-attenuazione e filtraggio
- un convertitore analogico-digitale (ADC)
- un blocco di elaborazione digitale del segnale, costituito da un microprocessore
- un blocco di visualizzazione

Segnali analogici

Un segnale analogico può essere rappresentato mediante una funzione del tempo che gode delle seguenti caratteristiche:

- 1) la funzione è definita per ogni valore del tempo (è cioè continua nel dominio)
- 2) la funzione è continua.

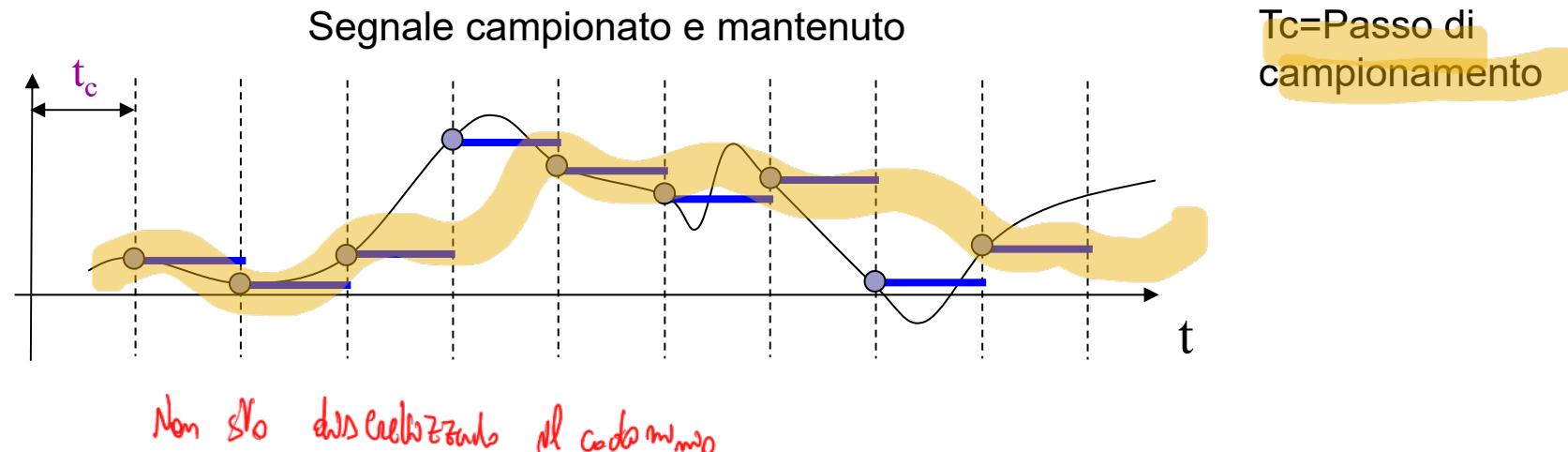
Volendo "volgarizzare" le proprietà del segnale analogico conseguenti alle due caratteristiche sopra citate si potrebbe affermare che "è possibile disegnare l'andamento temporale di un segnale analogico senza mai staccare la penna dal foglio..."



$y = f(t)$;
 t appartiene all'insieme R ,
 y appartiene all'insieme R

Conversione Analogico-Digitale

- La conversione da analogico in digitale concettualmente può essere divisa in **campionamento**¹ e **mantenimento**² (**sampling and hold**) , **quantizzazione**³. Molto spesso queste operazioni sono eseguite tutte da un unico dispositivo detto convertitore A/D o ADC. ↳ codificazione
- Il campionamento e mantenimento è l'operazione che trasforma un segnale che può cambiare ampiezza in tutti gli istanti di tempo in un segnale costante a tratti. Analizzando segnali costanti non si ha bisogno del campionamento e mantenimento



Quantizzazione

- La **quantizzazione** è l'operazione che effettua l'associazione tra un ingresso costante nel tempo ma che può assumere infiniti valori di ampiezza ed un **numero intero, L**, che ne approssima il contenuto informativo.
- L'associazione avviene per arrotondamento del rapporto tra l'ingresso ed il valore minimo misurabile **valore, Q**, detto **quanto o risoluzione**

$$L = \text{round} \left(\frac{V_{\text{in}}}{Q} \right) \rightarrow V_{\text{out}} = Q \cdot L$$

costante nr val
 ammessi nr valle

- Il **valore del quanto** dipende dal **range di valori ammessi** come ingresso ($V_{\text{range}} = V_{\text{max}} - V_{\text{min}}$) e dal **numero totale di livelli rappresentabili**

$$x - (\text{Value} - x)$$

2x - Value

$$Q = \frac{V_{\text{range}}}{N_{\text{tot}}} \rightarrow V_{\text{out}} = \frac{V_{\text{range}}}{N_{\text{tot}}} \cdot L$$

Quantizzazione

- In genere il numero totale di livelli, N_{tot} , è definito come una potenza di 2 ($N_{tot} = 2^B$) oppure come potenza di 10 ($N_{tot} = 10^C$).
- Qualunque sia la scelta progettuale è sempre possibile calcolare un numero equivalente di bit B ($B_{eq} = \log_2(N_{tot})$) o col numero di cifre significative equivalenti con cui si può scrivere il risultato cifre ($C_{eq} = \log_{10}(N_{tot})$)
- Oltre il valore del range d'ingresso il quantizzatore satura ($V_{in} < V_{min} \Rightarrow V_{out} = V_{min}$; $V_{in} > V_{max} \Rightarrow V_{out} = V_{max}$)
- Per il calcolo del quanto bisogna tenere conto del valore di fondo scala ($V_{max} = V_{FS}$) e che il valore minimo cambia col tipo di quantizzatore: unipolare ($V_{min} = 0$) o bipolare ($V_{min} = -V_{FS}$) per cui

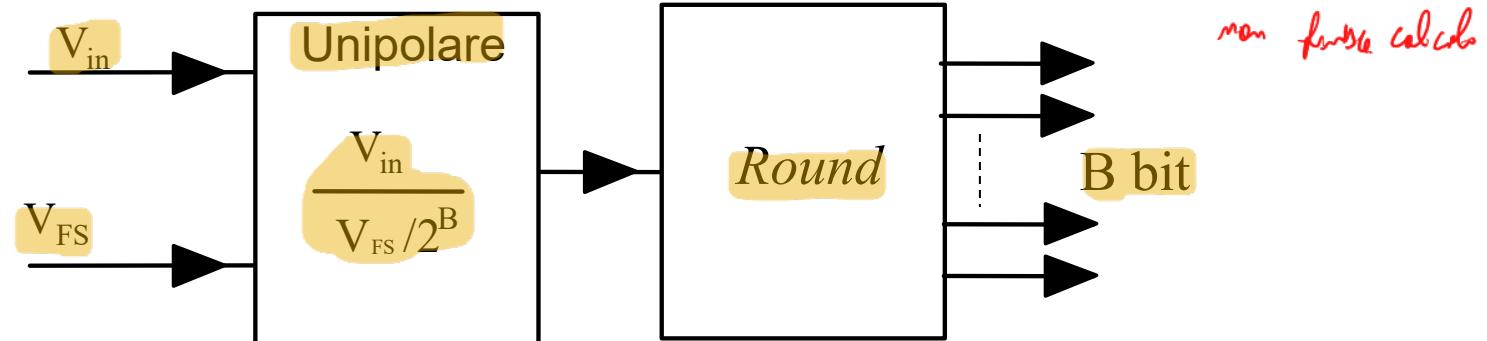
$$Q_{unip} = \frac{V_{FS}}{N_{tot}}$$

$$Q_{bip} = \frac{2V_{FS}}{N_{tot}}$$

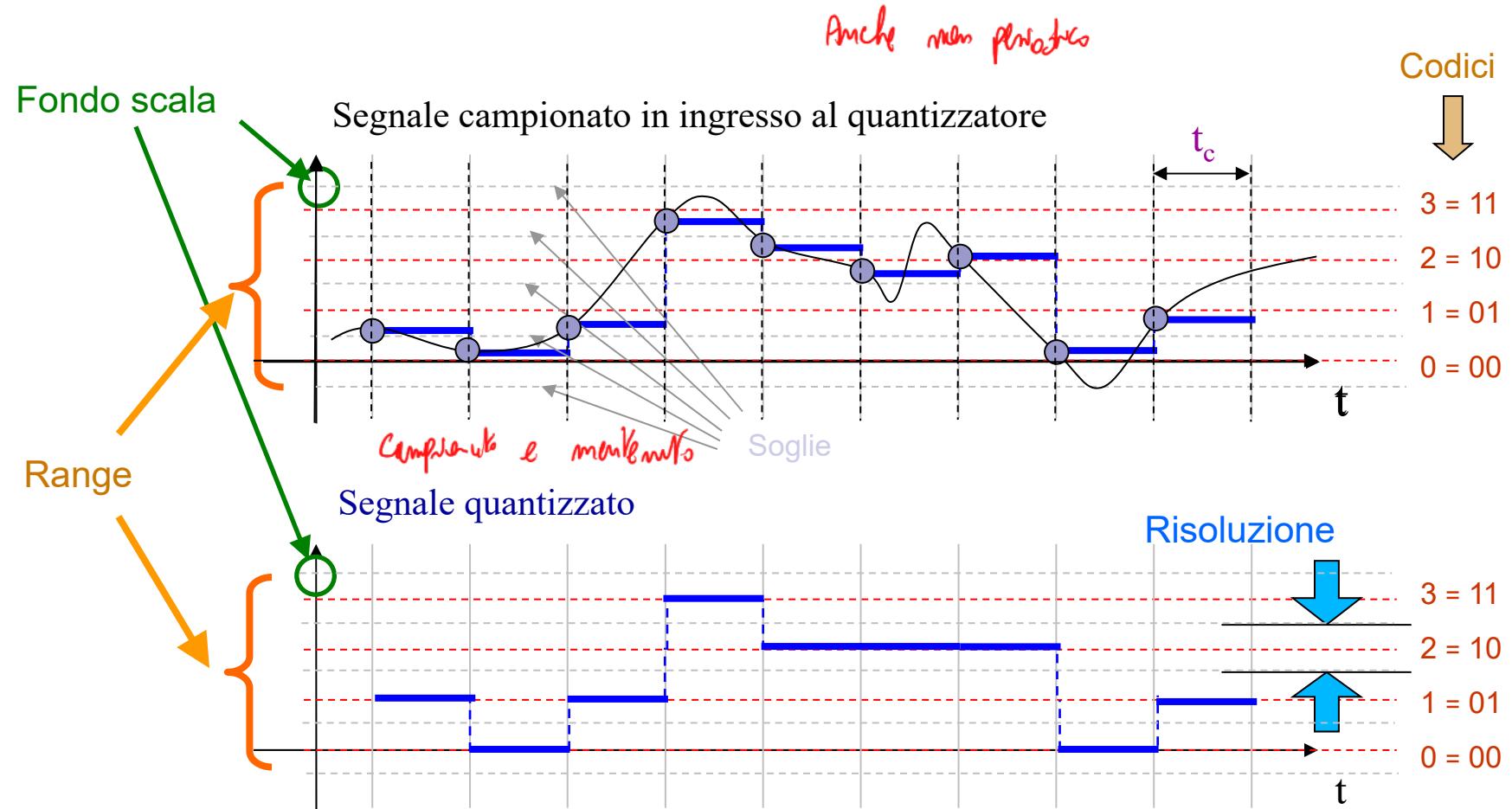
Quantizzazione

I parametri che quindi caratterizzano la qualità di un quantizzatore sono:

- Valore del fondo scala , V_{FS}
- Tipologia Unipolare/Bipolare
- Numero totale di livelli rappresentabili o equivalentemente numero di bit utilizzati della codifica binaria, $N_{TOT} = 2^B$
- Valore della risoluzione, Q
- Tempo di conversione



Campionamento, Quantizzazione e codifica



Array di codici memorizzato: 1, 0, 1, 3, 2, 2, 2, 0, 1

Per i valori che appartengono all'ultimo quinto approssima sempre per eccesso
Avendo quindi non meno ad effettuare un passo grande. Più grande verso l'alto

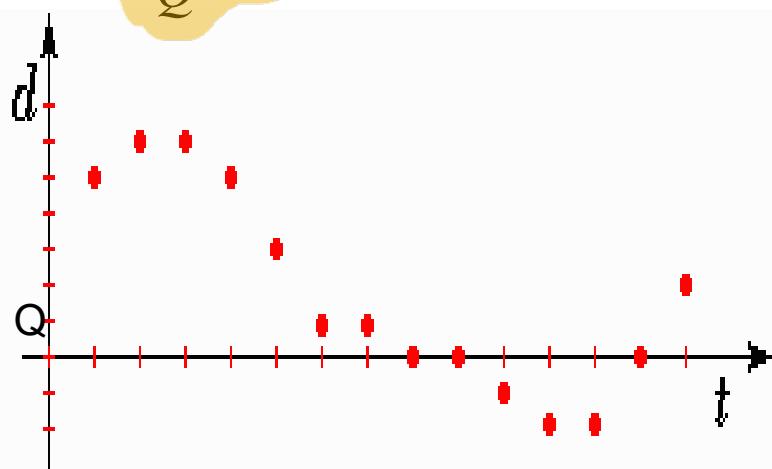
Segnali digitali

Un segnale digitale è costituito da una funzione tempo discreto ed ampiezza discreta può essere ottenuto da un segnale analogico campionato e quantizzato. Tale segnale risulta pertanto:

- 1) definito solamente in un insieme numerabile di istanti temporali tipicamente "equispaziati" di T_s
- 2) dotato di un codominio costituito da un insieme discreto di valori.

$$d(k) = f(kT_s) \quad k \in \mathbb{N}$$

$$\frac{d(k)}{Q} \in \mathbb{Z}$$



La rappresentazione tipica di un segnale digitale è un tabella di valori.

I valori possono essere semplici interi relativi conoscendo il valore di Q

L'informazione però non è completa se non si aggiunge il valore di T_s .

Esempio

$$\begin{aligned} T_s &= 1\text{ms} \\ Q &= 0.25 \text{ V} \end{aligned}$$

k	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
d(k)	5	6	6	5	3	1	1	0	0	-1	-2	-2	0	2

Principio di funzionamento:

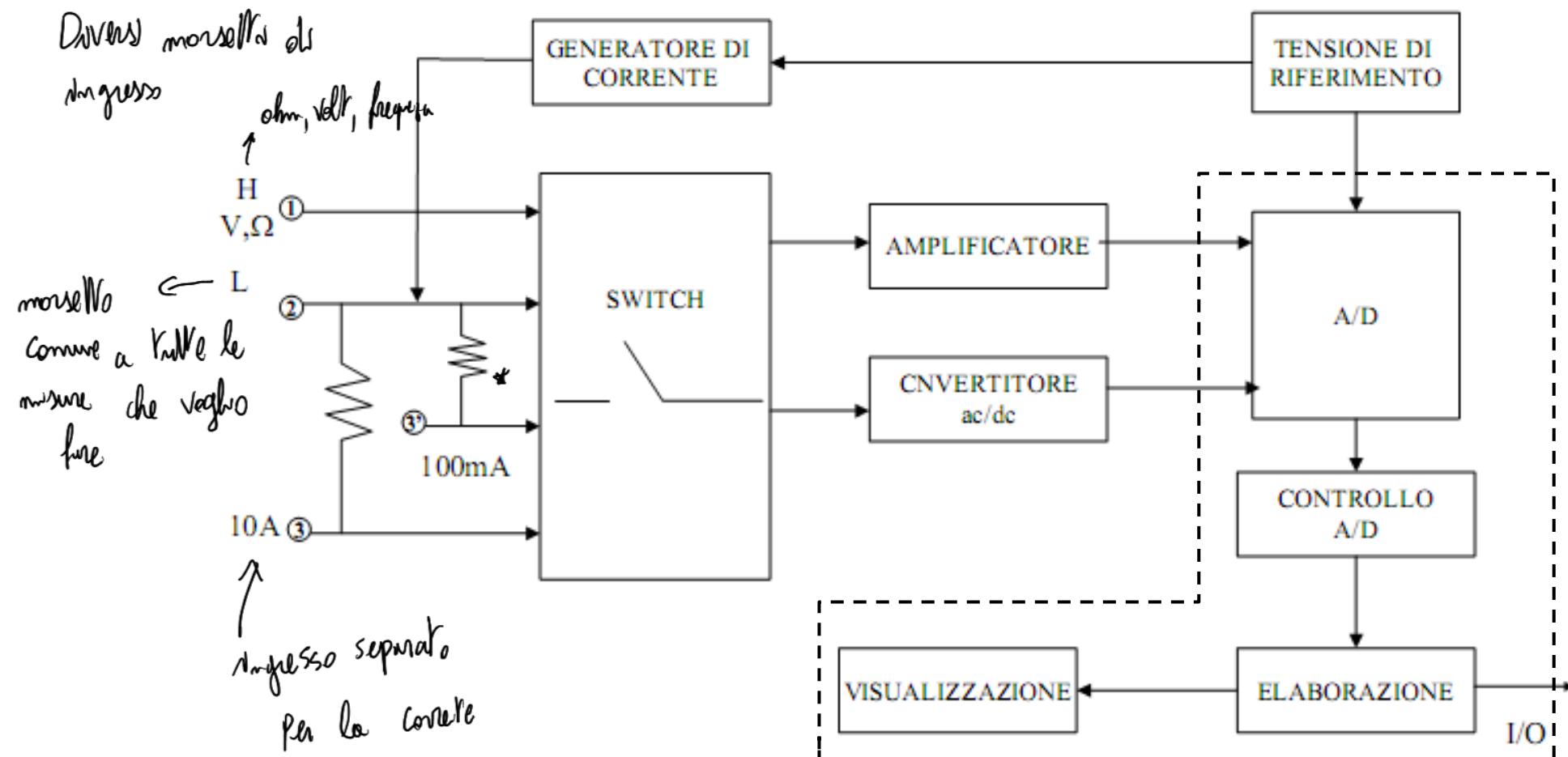
Voltmetri numerici

ottiene Tensione con conversione in digitale

- Misurazione di una tensione continua
- necessaria conversione tensione continua - valore numerico
(solo quantizzatori) Tutti i convertitori analogico-digitali lavorano con tensione costante.
⇒ Se mentre sto convertendo, la tensione cambia durante conversione. ⇒ Come converto subissole in digitale?
■ molteplici principi di funzionamento dipendenti da:
 - precisione
 - tempo di misurazione
 - complessità circuitale
 - automazione della misurazione
 - costo dello strumento
 - evoluzione tecnologica dei componenti elettronici

↳ Es. temperatura che varia →
tensione che varia → allora devo lavorare
con campionamento e mappamento, fatto da
circuito sample and hold. Quando ho
campionato a intervalli costanti e ho misurato
valore sempre costante, poi esso quantizzato.
Posso mettere subissole in ingresso a ADC,
ma devo usare circuito di sample and hold,
perché all'ingresso di
un ADC ci vuole
V continuo!

Multimetri numerici



- Due morsetti per V e A perché servono morsetti diversi.

Voltmetro Numerico

⇒ Le A ha morsetti amperometri con un parallelo resistore.

Questo perché misuro comunque una tensione anche per misurare la corrente

- * L'è per cambiare la portata; sulla base del fondoscala di AD e della sua tensione, ma anche su base della IFS che vogli, fisso V_{FS} (è un parametro interno del convertitore, come G).

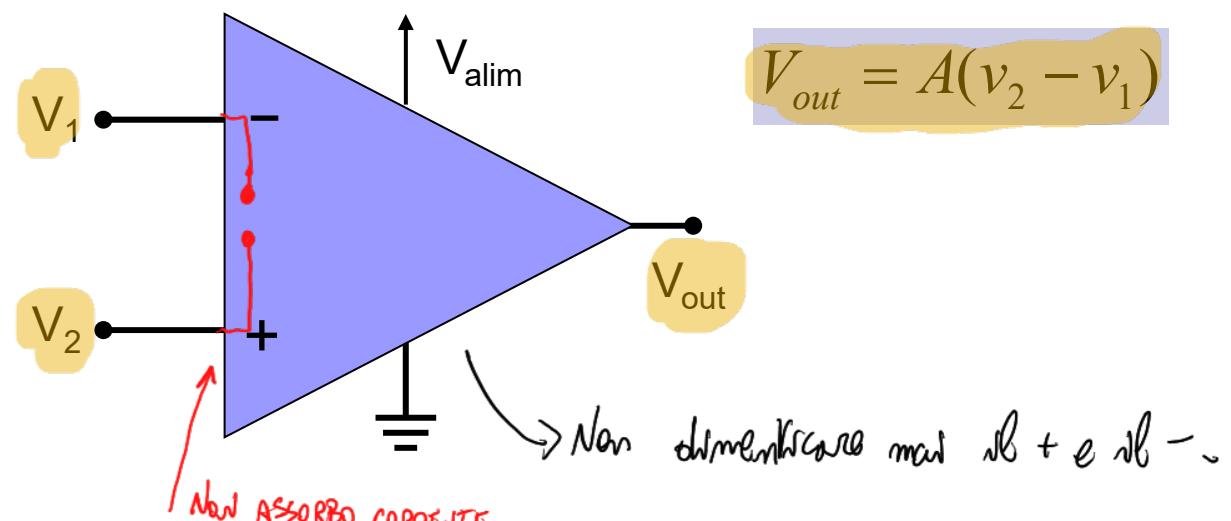
Annulla più la risoluzione, quindi ok.

Amplificatori Operazionali

La tensione d'uscita dell'amplificatore è pari alla differenza tra i potenziali presenti all'ingresso non invertente e invertente moltiplicata per un valore estremamente grande.

**Terminale
invertente (-)**

**Terminale non
invertente (+)**



Le correnti che entrano nei terminali di ingresso sono **nulle** \Rightarrow

Impedenza di ingresso infinita (ammeterless voltmetro)

V_o output prodotta **indipendentemente** dal carico $\Rightarrow *$

Impedenza di uscita nulla

L'op-amp è un doppio bipolo, che ha V_{out} proporzionale alla tensione che applico in ingresso.

\hookrightarrow Non rappresento curvo per carico a manubrio

* Fissato input, resta fissata vout, ma questo potrebbe cambiare a seconda del carico

Ricavo eq. di Thevenin del amplificatore: (fattibile sempre se circuito acillico)



$$V_{out} = \frac{R_c V_T}{R_c + R_T}$$

Ma per avere indipendenza dal carico, $R_T = 0$.

Ovvio, $R_T = 0$.

R_T = impedenza di uscita

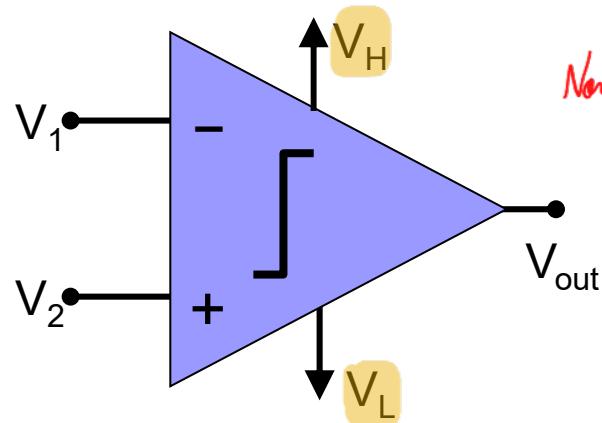
→ I due circuiti non si distinguono tra di loro. Non altro misurando

Amplificatori Operazionali: Analisi Semplificata

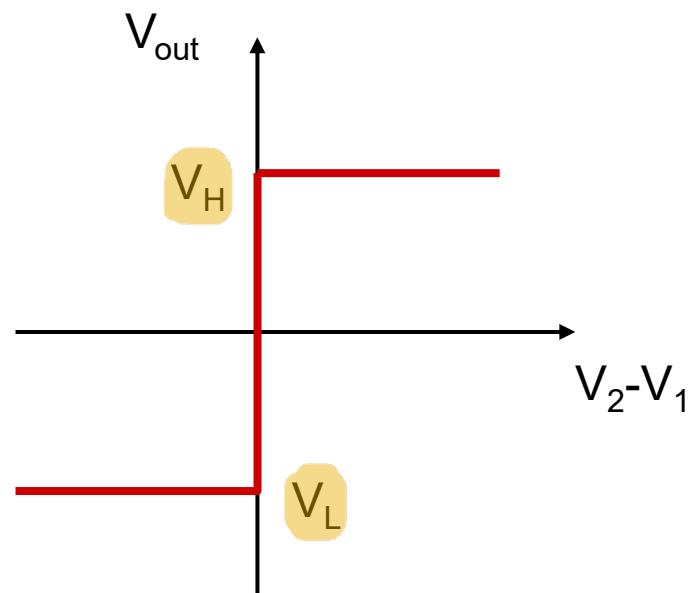
- Lo studio dei circuiti con amplificatori operazionali può essere condotto in prima approssimazione con opportuni ipotesi semplificative:
 - Nessuna corrente fluisce in ingresso all'op-amp (*impedenza d'ingresso infinita*)
 - Quando configurato con una retroazione negativa, l'uscita è tale da rendere uguali i potenziali sui terminali d'ingresso (*corto circuito virtuale*).
 - Ogni segnale d'ingresso è ammissibile senza nessun limite su ampiezza o frequenza (banda infinita, tensione d'uscita illimitata) *Non vero davvero*

↳ Non sto andando a variazioni troppo veloci (frequenze alte): le ampiezze calano.

Comparatore



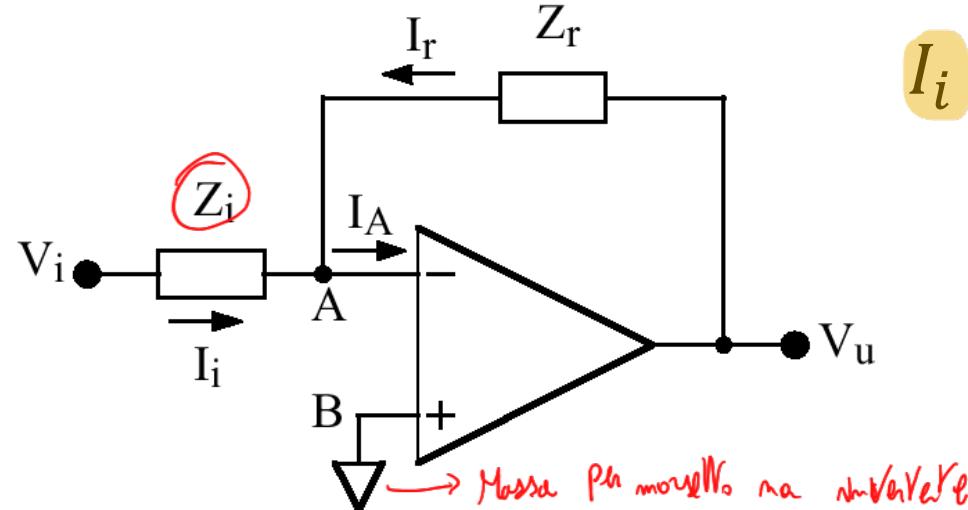
Non retroazionato



- Un utilizzo elementare dell'amplificatore operazionale è quello di comparatore
- se V_2 è maggiore di V_1 l'uscita assumerà il valore più grande possibile altrimenti il valore più piccolo possibile
- In pratica si ottiene un segnale digitale ($V_H=1$; $V_L=0$) che indica quale delle due tensioni è più grande

$V_H/V_L = \text{Punti delle alimentazioni dell'operazionale}$

Op-amp in retroazione negativa



Configurazione Invertente

Ipotesi ideali

$$I_A = I_B = 0$$

$$V_A = V_B$$

Ma $V_A = 0$, perché V_B è
a massa

Per principio di conto inc. virtuale

Valgono per moduli dei fasi e ampiezze

$$I_i = \frac{V_i - V_A}{Z_i}$$

$$I_r = \frac{V_u - V_A}{Z_r}$$

↳ grande similitudine a regime \Rightarrow moduli fasi

$$\frac{V_i}{Z_i} = I_i = -I_r = -\frac{V_u}{Z_r}$$

Kirkhoff nodo A

$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{Z_r}{Z_i}$$

Segno $-$ = sfasamento
di 180° per sinusoidi.

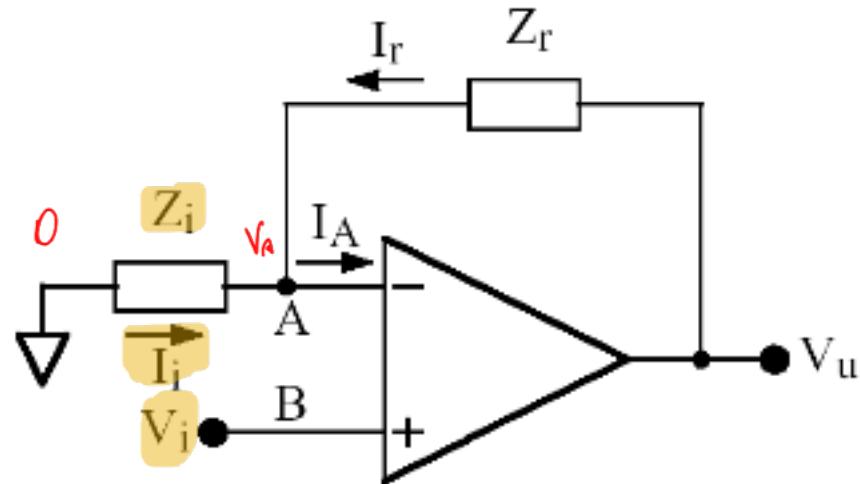
$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{R_r}{R_i}$$

qui ho scambiato
Usata può essere amplificazione
o attenuazione.

Amplificazione o Attenuazione

Usata per $a = -1$ fissa rapporto ampiezza.

Op-amp in retroazione negativa



$$I_i = \frac{0 - V_A}{Z_i}$$

Ma $V_A = V_s$

$$I_r = \frac{V_u - V_A}{Z_r}$$

$$-\frac{V_i}{Z_i} = I_i = -I_r = \left(\frac{V_u - V_i}{Z_r} \right) \cdot (-1)$$

Configurazione NON Invertente

Ipotesi ideali

*ingresso a ingresso
non invertente.*

$$I_A = I_B = 0$$

$$V_A = V_B$$

Circuito virtuale.

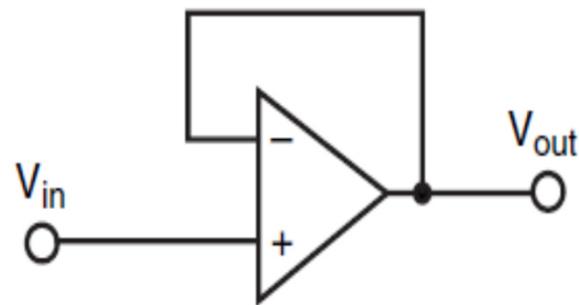
$$\frac{V_u}{V_i} = 1 + \frac{Z_r}{Z_i}$$

$$\frac{V_u}{V_i} = 1 + \frac{R_r}{R_i}$$

*Uscita SEMPRE maggiore
dell'ingresso,*

SOLO Amplificazione

Buffer di tensione



$$V_{out} = V_{in}$$

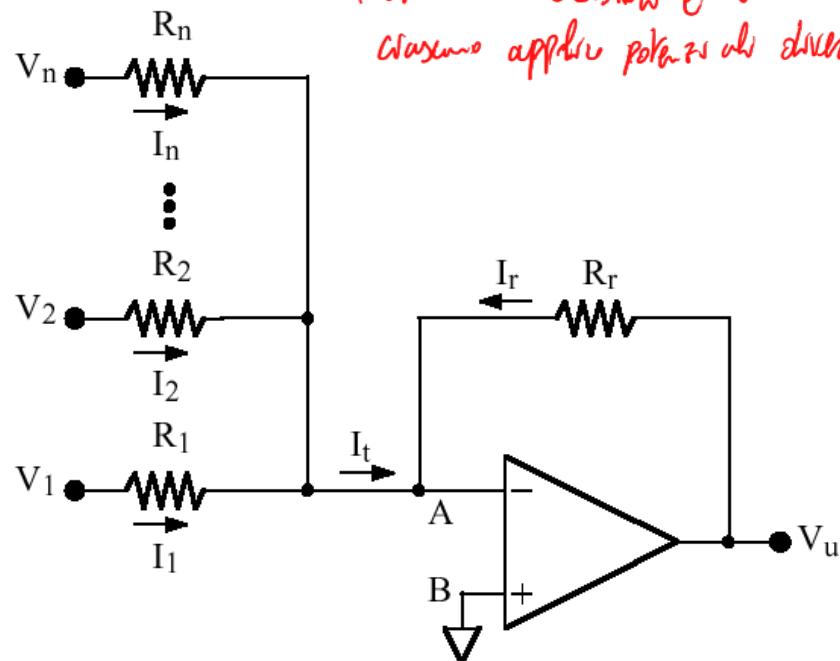
Se ho 2 circuiti che voglio collegare insieme, così non ho funzionamento che viene perturbato. Non rappresento un carico per chi ho a monte (\leftarrow) e quando carico a valle ma fa variare la V_{out} . Sto disaccoppiando i 2 circuiti (come se lavorassero da soli). Funz. di 1 non influenza su funz. dell'altro

La configurazione presenta un **guadagno unitario** ovvero l'uscita è identica all'ingresso.

Potrebbe apparire inutile se non si considera che l'impedenza d'ingresso dell'op.amp è dell'ordine di $10^9\Omega$ mentre quella di uscita di $10^3\Omega$.

Questa **configurazione è utile come disaccoppiatore di stadi separando con un'alta impedenza la parte di circuito a monte da quella valle** (Riduzione dell'effetto di carico).

Modulo sommatore



$$I_t = \sum_{i=1}^n I_i = \sum_{i=1}^n \frac{V_i}{R_i}$$

$$\sum_{i=1}^n \frac{V_i}{R_i} = I_t = -I_r = -\frac{V_u}{R_r}$$

$$V_u = -\sum_{i=1}^n \frac{R_r}{R_i} V_i = -\sum_{i=1}^n k_i V_i$$

Somma pesata delle
tensioni di input
invertente

Se le resistenze R_i sono uguali

$$I_i = \frac{V_i - 0}{R_i}$$

$\frac{V_i - V_A}{R_i}$,
ma $V_A = V_B, V_B = 0$.

$$V_u = -\frac{R_r}{R} \sum_{i=1}^n V_i = -k \sum_{i=1}^n V_i$$

Modulo integratore

$$I_r = -I_i = -\frac{V_i}{R_i}$$

$V_h = V_B = 0$

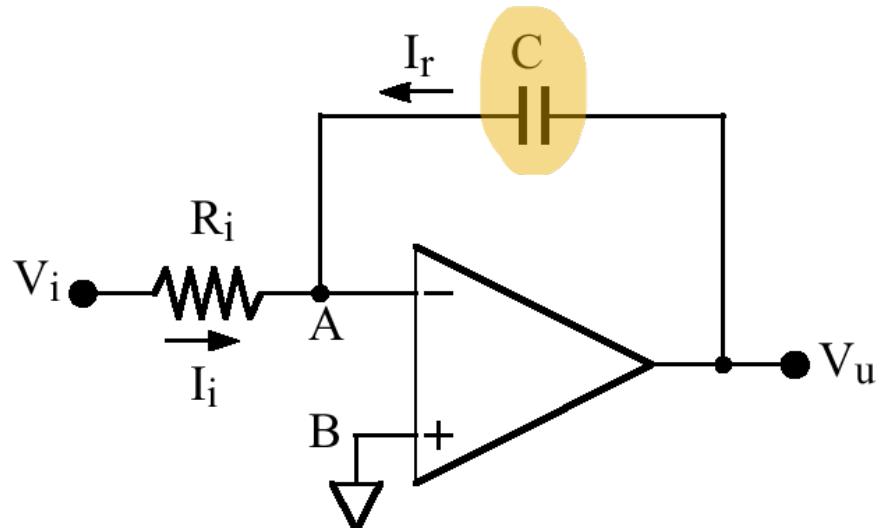
$$\left(\frac{V_N - V_A}{R_s} \right)$$

$$I_r = C \frac{dV_u}{dt} \rightsquigarrow (V_u - V_A) = V_u$$

$$V_u = \frac{1}{C} \int I_r(t) dt$$

$$V_u = -\frac{1}{R_i C} \int V_i(t) dt \Rightarrow \text{Se } V_s = C, V_u = \text{costante}$$

Sussurrale = sfasata di 90° e attenuata di frequenza



Amplificatori Operazionali:

Caratteristiche reali

- Il guadagno è limitato (10^5) e funzione della frequenza del segnale in ingresso.
- L'impedenza d'ingresso può raggiungere i $10^{10} \div 10^{15}$ Ω, mentre quella di uscita è normalmente intorno a 10^2 Ω.
Circuito amplifica usata, si crea polarizzazione di tensione su thermost.
- Tra i terminali d'ingresso è presente una tensione di offset.
- La saturazione dell'amplificatore determina un limite superiore per le tensioni d'ingresso e d'uscita.
(Uscita non supera valimettazione)
- Il limite inferiore del segnale d'ingresso è imposto dal rumore, in particolare da quello dello stadio d'ingresso, poiché dalla sua ampiezza dipende il segnale utile minimo che si può distinguere dal rumore stesso.
- In uscita compaiono sempre segnali con frequenze diverse da quelle del segnale d'ingresso (distorsione), a causa della nonlinearità dei circuiti e della saturazione dell'amplificatore.

Voltmetri numerici

A VALORE ISTANTANEO: convertono in digitale il valore della tensione in uno specifico istante di tempo.

(voltmetro \leftrightarrow convertitore AD. Sono in po' diversi)

A valore istantaneo VS ad integrazione

■ A Rampa (numerica)

- conversione Tensione - Tempo

■ Ad Integrazione:

- conversione Tensione - frequenza

■ A Doppia Rampa (doppia integrazione)

- conversione Tensione - Tempo

A valore istantaneo:

Dallo voltmetro

c'è ADC. E' hardware

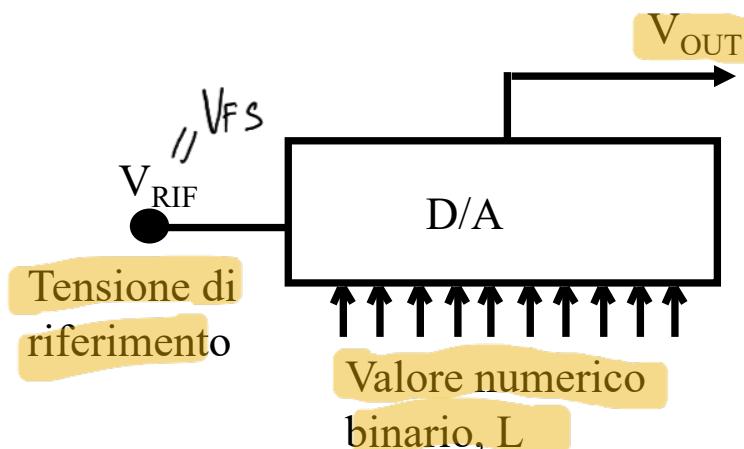
Servono a misurare V.

che è stato integrato in uno specifico intervallo di tempo

Ad integrazione:

Convertitore DAC

Il convertitore Digitale analogico è un dispositivo che in ingresso ha un valore numerico (binario) ed una tensione di riferimento ed in uscita fornisce un valore di tensione che è una frazione del valore di riferimento proporzionale rapporto tra valore numerico in ingresso e il valore numerico massimo



$$V_{out} = \frac{V_{RIF}}{L_{max}} \cdot L$$

Quotiente

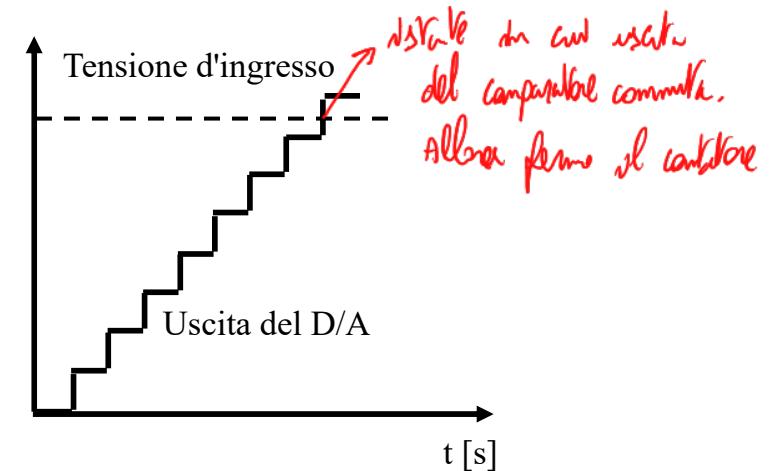
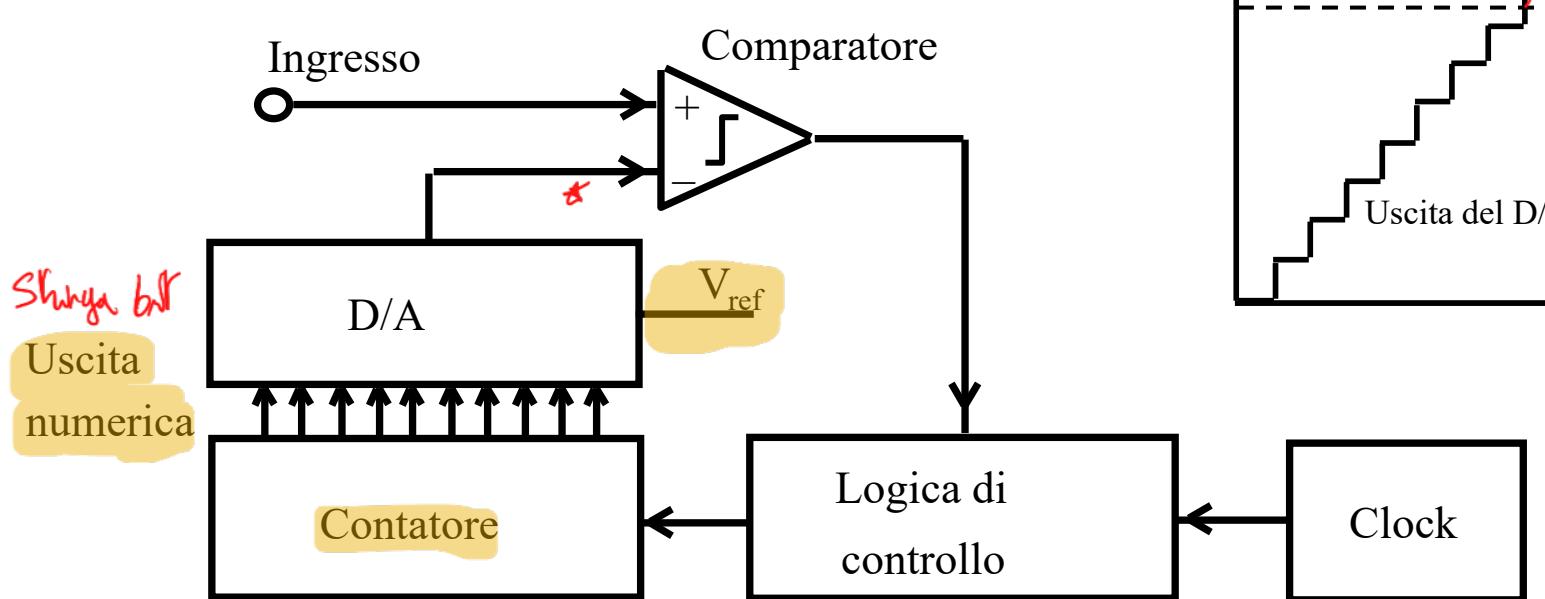
$$L = 0 \rightarrow V_{out} = 0$$

$$L = L_{max} \rightarrow V_{out} = V_{RIF} = V_{FS}$$

$$L_{max} = 2^B - 1$$

Possiamo per ottenere somme, una sorta di somma quantizzata.

Convertitore A/D a rampa numerica



Al termine di ogni conversione si azzera il contatore e si ricomincia a far salire la rampa

Il tempo di conversione è lungo e variabile con V_{in}

! Sintaggo notevole. Si parla di tempo di conversione massimo

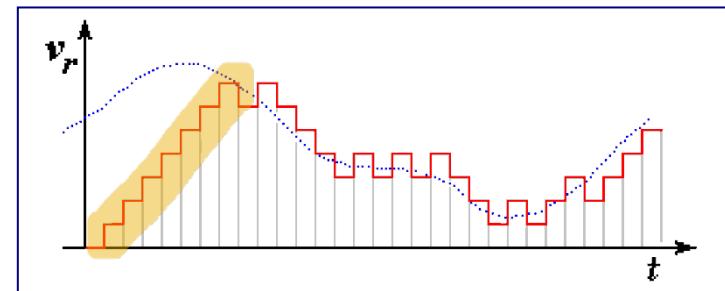
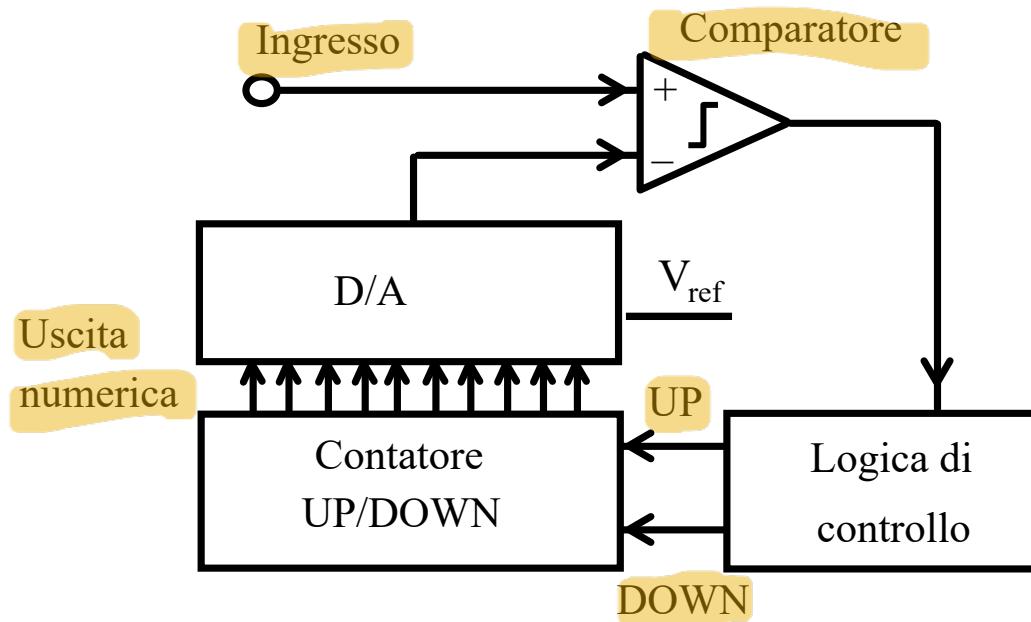
NOTA: Se l'ingresso varia, comparatore arresta rampa da un momento all'altro. Input DEVE rimanere costante

* Vedrai un'uscita una retta \Rightarrow rampa. Lunghezza dipende solo da clock (e volendo dalla parte logica non funzionerebbe).

Δ Ad un certo punto la rampa incarna ingresso. La stringa di bit che rappresenta ampiezza rampa non corrispondenza dello stesso di ingresso ha uso come rappresentazione digitale del segnale.

Voltmetro ad inseguimento

Cambia contatore: binarie e decade



Segnale lentamente variabile:
a scatti dell'uscita del
comparatore incremento o
decremento al contatore

Al termine di ogni conversione **NON** si azzerà il contatore e la rampa prosegue **in salita o in discesa** partendo dall'ultimo valore raggiunto: per segnali non rapidamente variabili il tempo di conversione è molto minore ma sempre variabile con V_{in}

\downarrow
 T_{max} di conversione.

Segnale basso oppure supera uno step

Esume: quanto è nel suo T di conversione? Dipende dal segnale. $T_{max} = (2^B - 1) \cdot T_{clock}$

↑

B = numero di bit del contatore

Voltmetro a successive approssimazioni (SAR)

*Successive approximation register, A/D.
Non uso contatore*

- Effettua la comparazione tra la tensione in ingresso ed una tensione di riferimento variabile, in uscita da un convertitore Digitale/Analogico.
- Il principio di misura è simile al voltmetro a rampa ma sequenza dei valori numerici considerati non è quella del semplice incremento unitario.
- La velocità di conversione è elevata ed è costante.
- Il numero di comparazioni richieste dalla misura è pari al numero di bit.

≈ Contatore che non incrementa catalogo da manna linea.

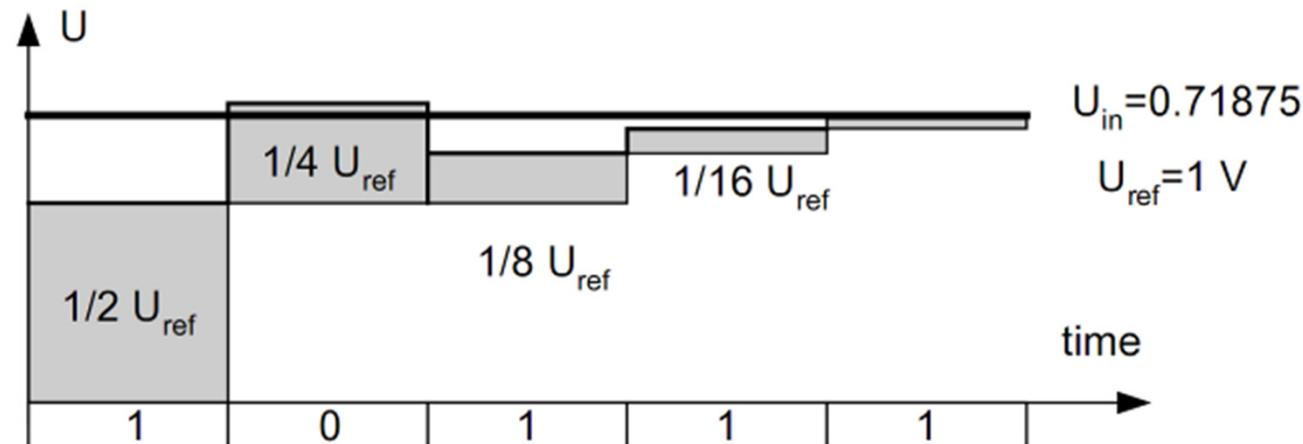
Voltmetro S.A.R.

$$\Rightarrow \text{Combinò i bit + significativa} \quad V_{out} = \frac{V_{REF}}{N_{max}} \cdot N$$

Algoritmo di misura:

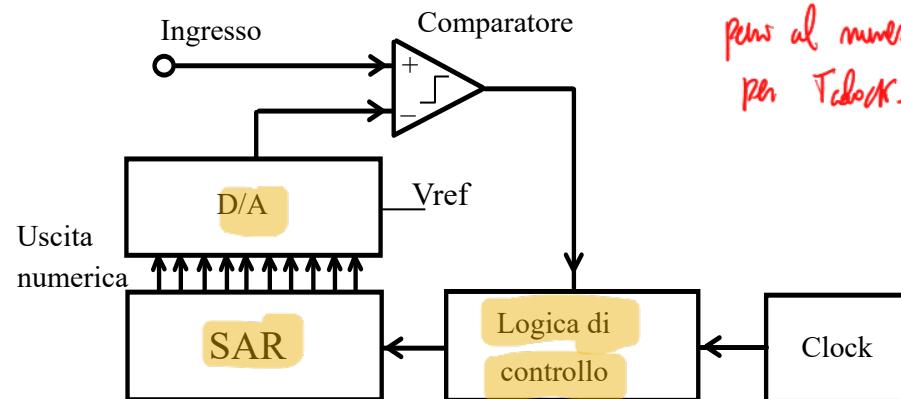
\rightarrow man LSB

1. Il bit più significativo (MSB) posizionato ad 1
(es codice 10000 $\rightarrow L \approx N_{max}/2 \rightarrow V_{out} \approx V_{ref}/2$)
2. Confronto tra V_i e V_r se $V_i > V_r$ il bit viene lasciato ad 1
altrimenti riportato a 0
3. esame del bit successivo (es 11000 $\rightarrow L \approx N_{max}/2 + N_{max}/4$
 $\rightarrow V_{out} \approx V_{ref}/2 + V_{ref}/4$)
4. Ripeto da 2 fino al bit meno significativo (LSB)



Voltmetro S.A.R.

a successive approssimazioni

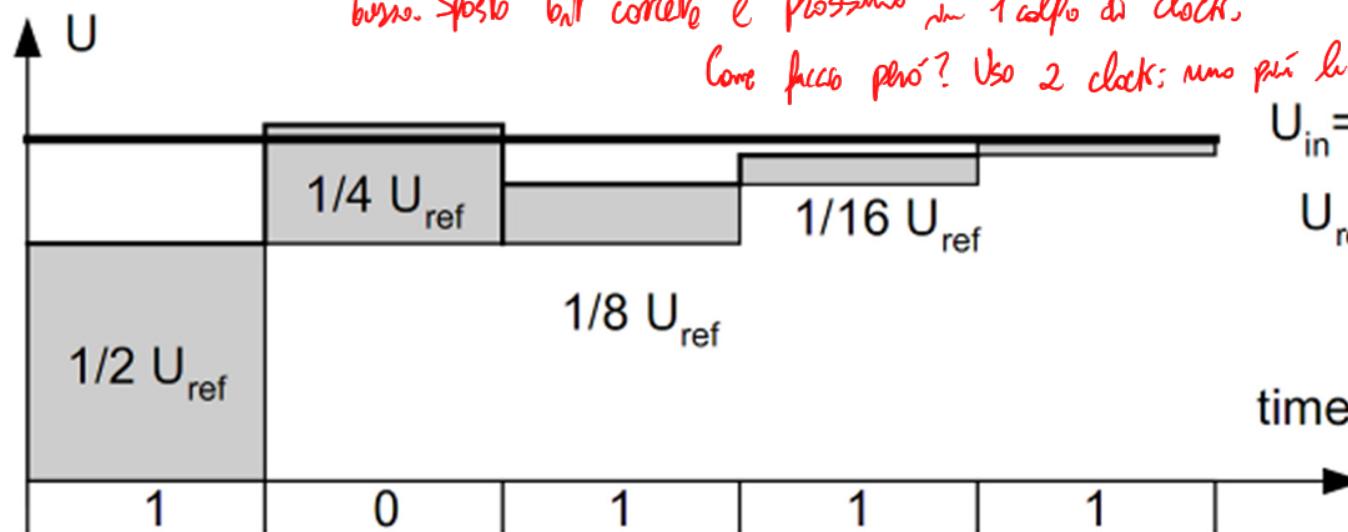


Tempo di conversione fisso
per al numero di bit
per Tclk.

In 1 colpo di clock verifico se input è più alto o più
basso. Sposto bit corretto e prossimo un 1 colpo di clock.

Come faccio però? Uso 2 clock: uno più lento per il campionamento e uno per la

$U_{in} = 0.71875$ parte digitale. Nel periodo
del clock del campionamento
devo avere tutti i bit
pronti. $N_{bit} \cdot T_{digitale}$



Anche prima
c'è questa
in realtà
differenza

parte del circuito funziona a frequenze diverse
quelli comunque usano 1 solo clock.

	b4	b3	b2	b1	b0
1 T_{clk}	1	0	0	0	0
2 T_{clk}	1	1	0	0	0
3 T_{clk}	1	0	1	0	0
4 T_{clk}	1	0	1	1	0
5 T_{clk}	1	0	1	1	1

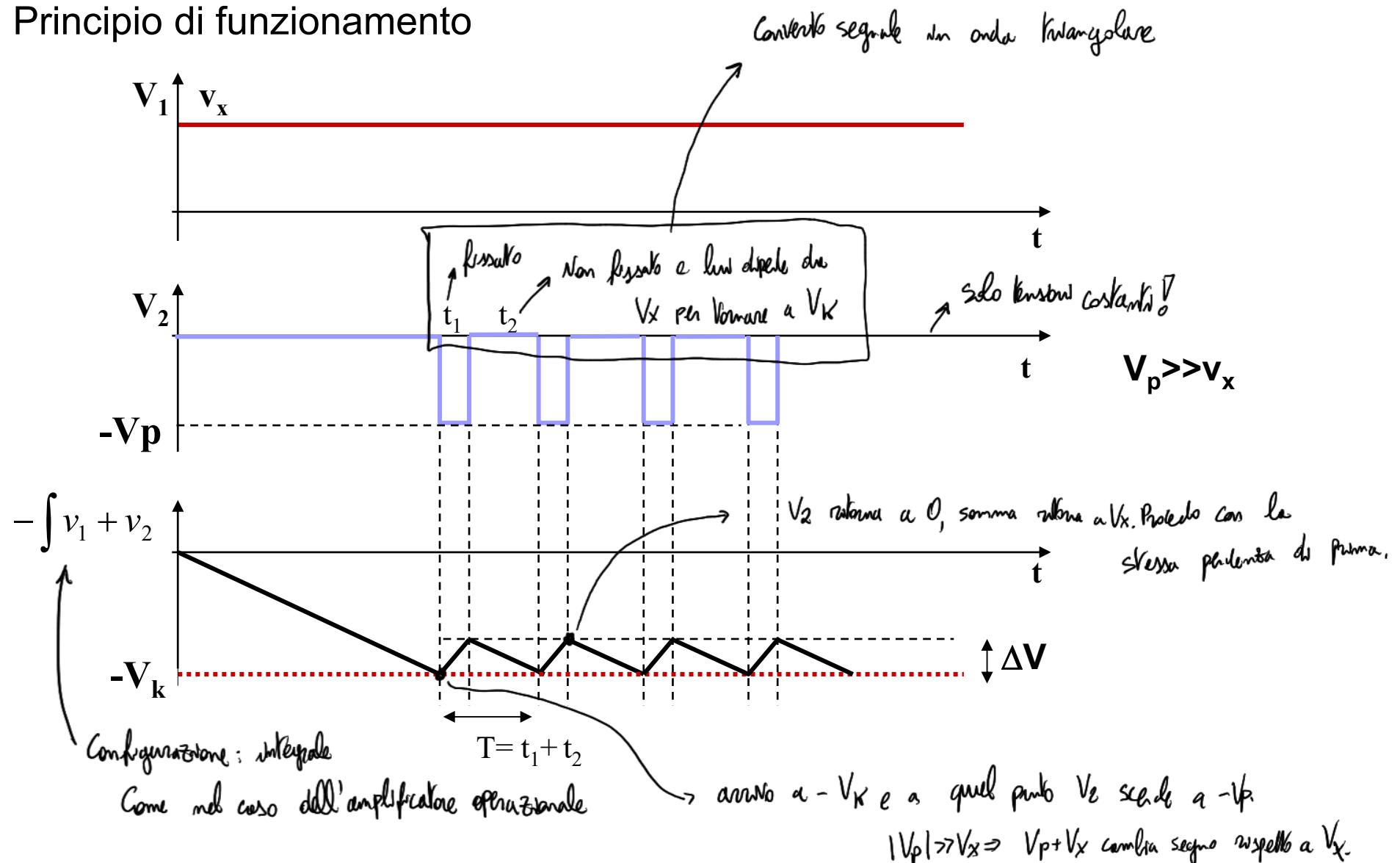
Sono tra quelli più lineari ($V_{out} = KV_{in}$).

$$\text{frequenza di camp. max: } (\text{passo di camp. minimo})^{-1} = \frac{\underline{\text{clock}}}{N_{bit}}$$

\uparrow
 $(N_{bit} T_{clock})$

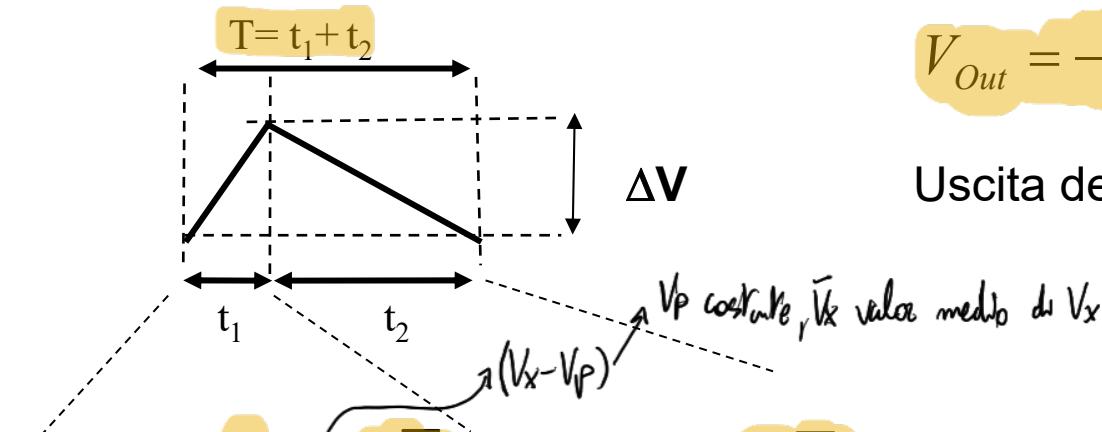
Voltmetro ad integrazione

Principio di funzionamento



Voltmetro ad integrazione

Principio di funzionamento

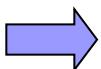


$$\Delta V_s = \frac{V_p}{R_1 C} t_1 - \frac{\bar{V}_x}{R_2 C} t_1$$

$$\Delta V_d = \frac{\bar{V}_x}{R_2 C} t_2$$

Perché $V_p = 0$
Ho sempre \bar{V}_x .

$$\frac{V_p}{R_1 C} t_1 - \frac{\bar{V}_x}{R_2 C} t_1 = \frac{\bar{V}_x}{R_2 C} t_2$$



$$\frac{V_p}{R_1} t_1 = \frac{\bar{V}_x}{R_2} (t_1 + t_2)$$

Periodo onda triangolare /
treno di impulsi.

$$\bar{V}_x = V_p \frac{R_2}{R_1} t_1 \cdot \frac{1}{T} = V_p \frac{R_2}{R_1} t_1 \cdot f$$

Lo stabilisce non basta misurare frequenza per misurare V_x . Convenzione
tensione frequenza

Converte la tensione in ingresso in un treno d'impulsi con frequenza ad essa proporzionale

Se V_{in} è costante, allora ho valore medio

$$V_{out} = -\frac{1}{RC} \int_0^T V_{in} dt = -\frac{\bar{V}_{in}}{RC} \Delta t$$

Uscita dell'integratore operazionale

$$\bar{V} = \frac{1}{T} \int_0^T V dt$$

Definizione valore medio

Voltmetro ad integrazione

Principio di quantizzazione

- La frequenza è misurata mediante un contatore numerico che effettua la quantizzazione contando il numero, L , di impulsi rilevati in un intervallo prefissato T_{on} : $f = L / T_{on}$
- La risoluzione sulla frequenza è quindi $1/T_{on}$ e si ripercuote sulla risoluzione nella misura di tensione:

$$\bar{V}_x = V_p \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{t_1}{T_{on}} \cdot L$$

$$\Delta V_x = V_p \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{t_1}{T_{on}}$$

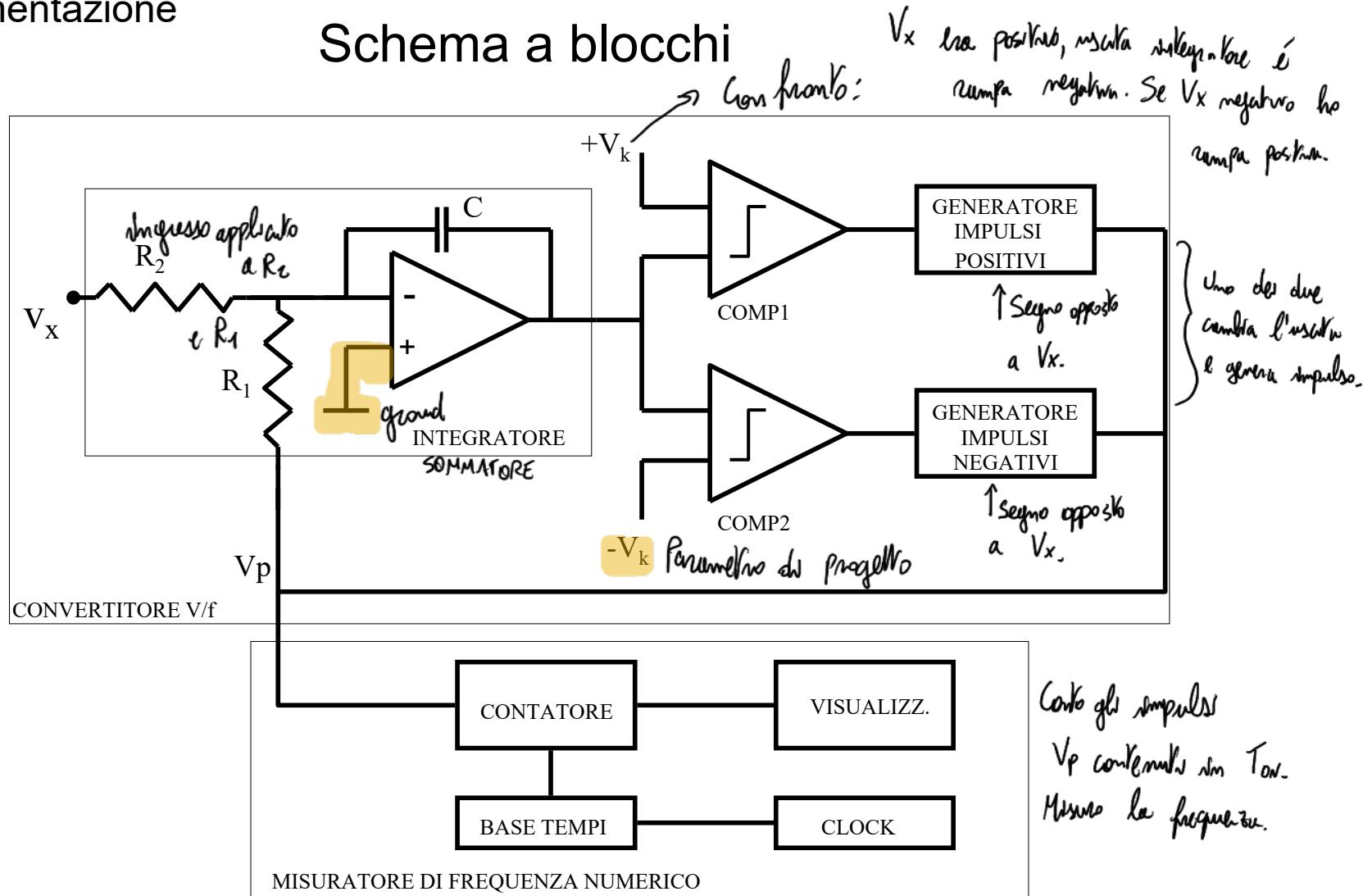
Se misurando
periodo che frequenza

↑
Più grande è T_{on} meglio visto

Voltmetro ad integrazione

Implementazione

Schema a blocchi



Voltmetro ad integrazione

- Un limite massimo alla tensione d'ingresso si deduce dalla condizione di inversione della rampa

$$\Delta V = \frac{V_p}{R_1 C} t_1 - \frac{V_x}{R_2 C} t_1 > 0$$

Non
può valere 0,

la rampa non cambia segno

$$V_x < |V_p| \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Rampa deve cambiare
puntata

Primo
parametro
di progetto
per fondoscalo

- Il fondoscalo è comunque limitato dai limiti di conteggio del contatore numerico, L_{max}

$$V_{FS} = V_p \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{t_1}{T_{on}} \cdot L_{MAX}$$

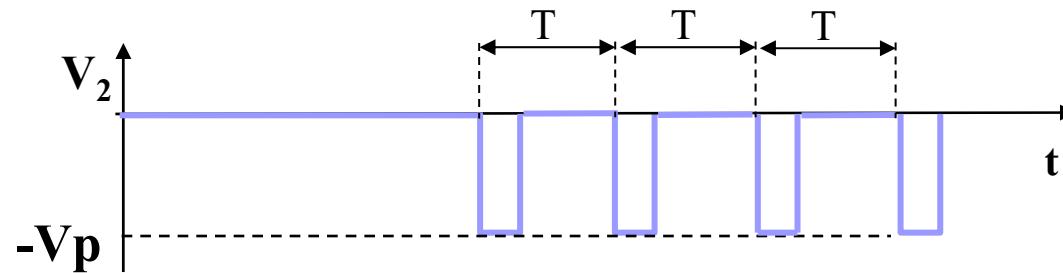
\uparrow n° max di bit che si esauriscono

- Il tempo di conversione è costante e pari a T_{on} Poiché devo misurare la frequenza, e mi serve T_{on} .

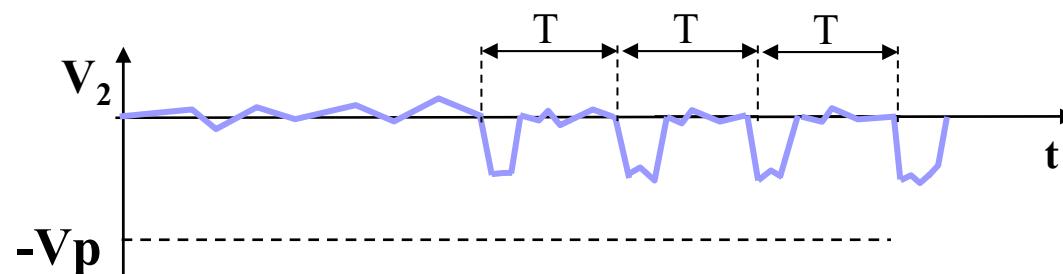
- Poiché il contenuto informativo è nella frequenza della sequenza di impulsi generati, la trasmissione a distanza può essere effettuata con elevata immunità ai disturbi

Voltmetro ad integrazione

Segnale
trasmesso



Segnale
ricevuto



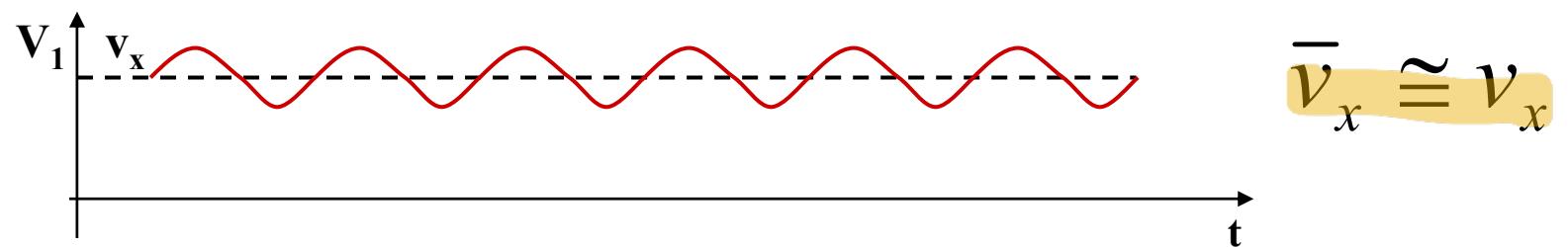
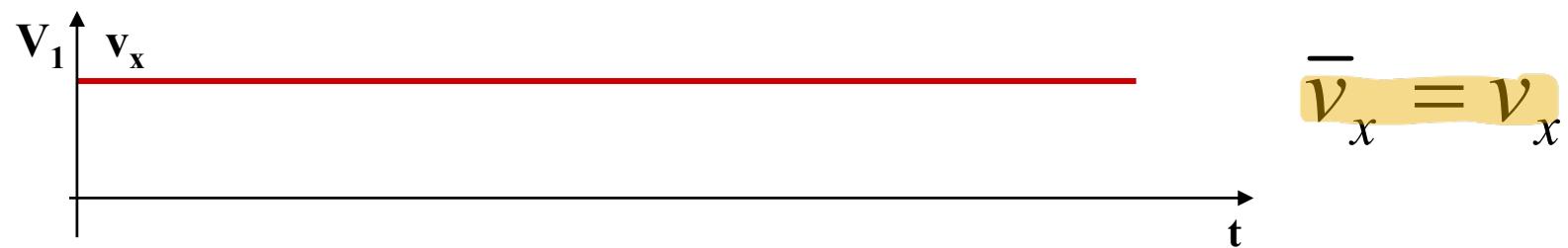
Non trasmetto l'ampiezza, ma la frequenza del traino di impulsi.

Contenuto informativo ($f=1/T$) conservato!

Elevata resistenza ai distors.

Voltmetro ad integrazione

Inoltre, la misura presenta un'elevata immunità ai disturbi sovrapposti al segnale V_x giacché per il risultato è efficace solo il **valor medio** del segnale d'ingresso (i segnali aleatori a valor medio nullo sono **fortemente ridotti**)



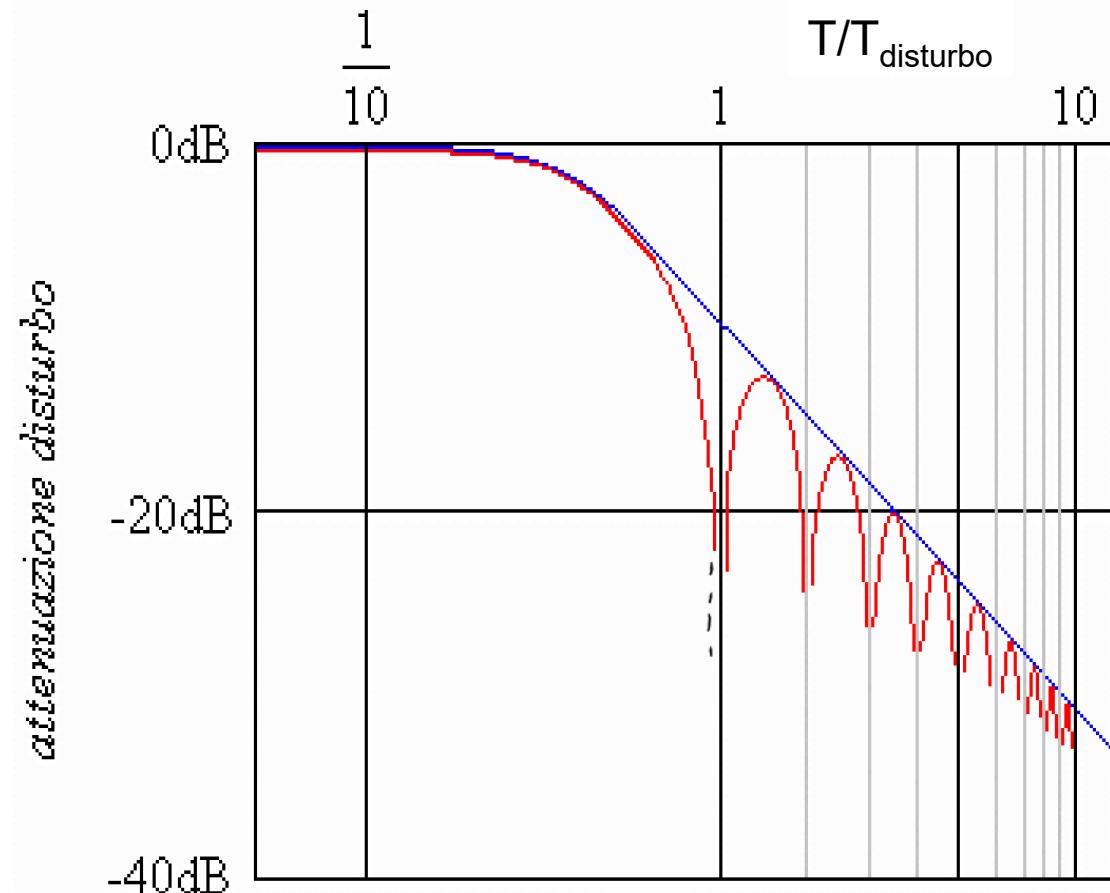
Se il periodo d'integrazione è pari ad un multiplo intero del periodo del disturbo, il suo effetto è nullo

Se ω reso, allora...

ES: Rete efficace 50Hz: integrando una sottrazione un multiplo del periodo della 50Hz, la presenza del rumore non è visibile nel segnale.

Voltmetro ad integrazione

Se il periodo d'integrazione è pari ad un multiplo intero del periodo del disturbo, il suo effetto è nullo.
Altrimenti è fortemente ridotto.



Attenuaz. del disturbo
in funzione del rapporto
periodo attenz. e disturbo.

Se ho un rapporto
a ∞ ,

Voltmetro ad integrazione

Analisi incertezza

$$V_x = V_p \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{t_1}{T_{on}} \cdot L$$

incertezza rel. sul prodotto si somma.

$$\frac{U(v_x)}{v_x} = \sqrt{\left(\frac{U(V_p)}{V_p} \right)^2 + \left(\frac{U(R_2 / R_1)}{R_2 / R_1} \right)^2 + \left(\frac{U(t_1)}{t_1} \right)^2 + \left(\frac{U(T_{ON})}{T_{ON}} \right)^2 + \left(\frac{U(L)}{L} \right)^2}$$

■ La precisione e la stabilità dipendono da:

- stabilità del generatore di impulsi (V_p, t_1) Se V_p varia, ΔV non è stabile.
- stabilità del rapporto delle resistenze V_p non è se fuori dall'integrale
- valore dell'intervallo T_{on}
- linearità dell'integratore (onde triangolari sono onde triangolari e non forme d'onda diverse)
- variazioni del punto di zero dei comparatori
- Si ottengono precisioni che arrivano a 10^{-4}

Scatta un po' prima o un po' dopo.
 ↗ Relativamente
 In genere robustezza buona;
 10^{-4} del valore che sto misurando

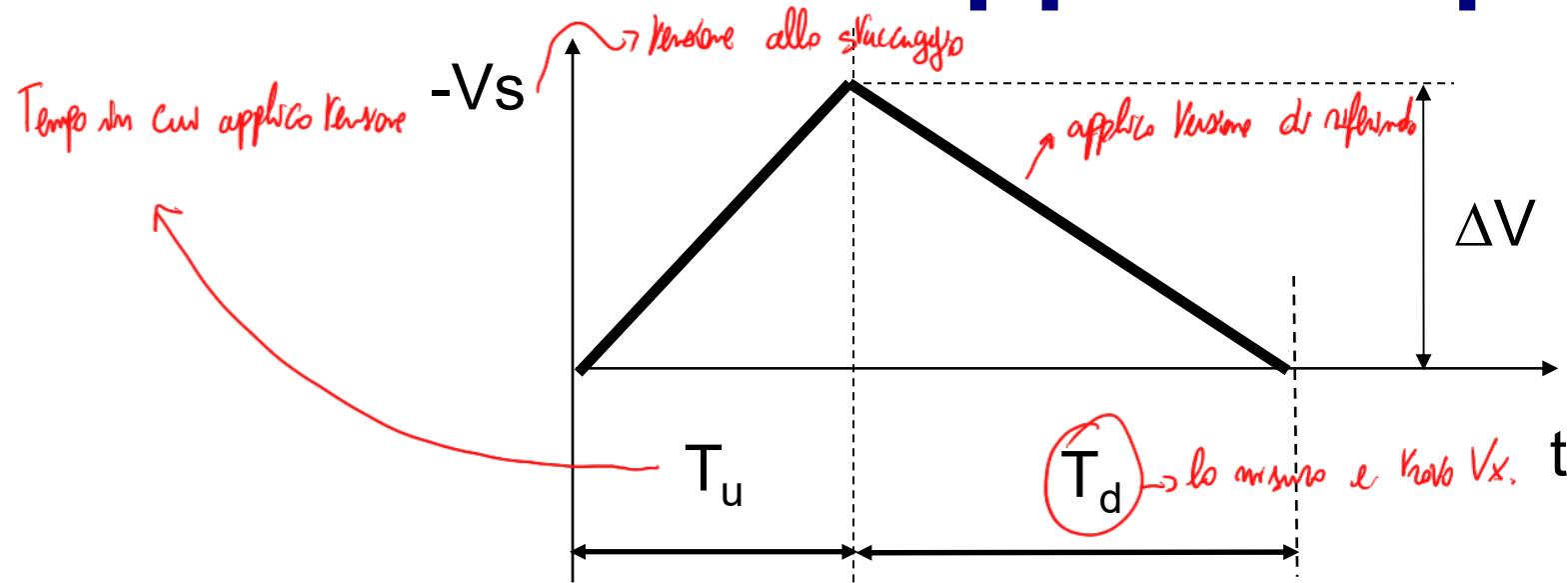
Voltmetro a doppia rampa

Doppia rampa

- due momenti distinti
- nel primo si **carica** un condensatore per un tempo prefissato tramite la tensione incognita v_x (**fase di runup**)
- nel secondo si **scarica** il condensatore tramite una tensione di riferimento V_r (**fase di rundown**)
- si **misura** il tempo di scarica

Applico v_x e carico per un tempo FISSATO. Scarico poi il condensatore con tensione FISSATA e tempo non noto.

Voltmetro a doppia rampa



ΔV sarà uguale se
parto a 0
e ritorno a 0.

Se il valore torna a zero, l'incremento della tensione in uscita ad un integratore operazionale in salita, ΔV_u , dopo un tempo T_u deve essere uguale a alla variazione che avviene nel tempo T_d in discesa, ΔV_d .

$$\Delta V_u = \frac{1}{RC} \bar{V}_x T_u$$

$$\bar{V}_x = \frac{V_x - s}{R}$$

$$\Delta V_d = \frac{1}{RC} V_r T_d$$

Poi il Δ serve tensione non che volt, diversi quindi \int definito

Voltmetro a doppia rampa

$$\frac{1}{RC} \bar{v}_x T_u = \frac{1}{RC} V_r T_d \rightarrow \bar{v}_x = V_r \frac{T_d}{T_u}$$

Sia il tempo di up che quello di down sono valutati con un contatore numerico quindi sono quantizzati rispetto al tempo di clock, T_c

$$T_u = T_c N_u$$

Fissato, regolazione rigorosa
↳ colpo di clock un multiplo.

$$T_d \approx T_c N_d$$

Tempo da misurare attraverso il
conteggio dei clock.
Input stabile la gatè.

Per cui la relazione di misura è

$$\bar{v}_x \approx \frac{V_r}{N_u} N_d$$

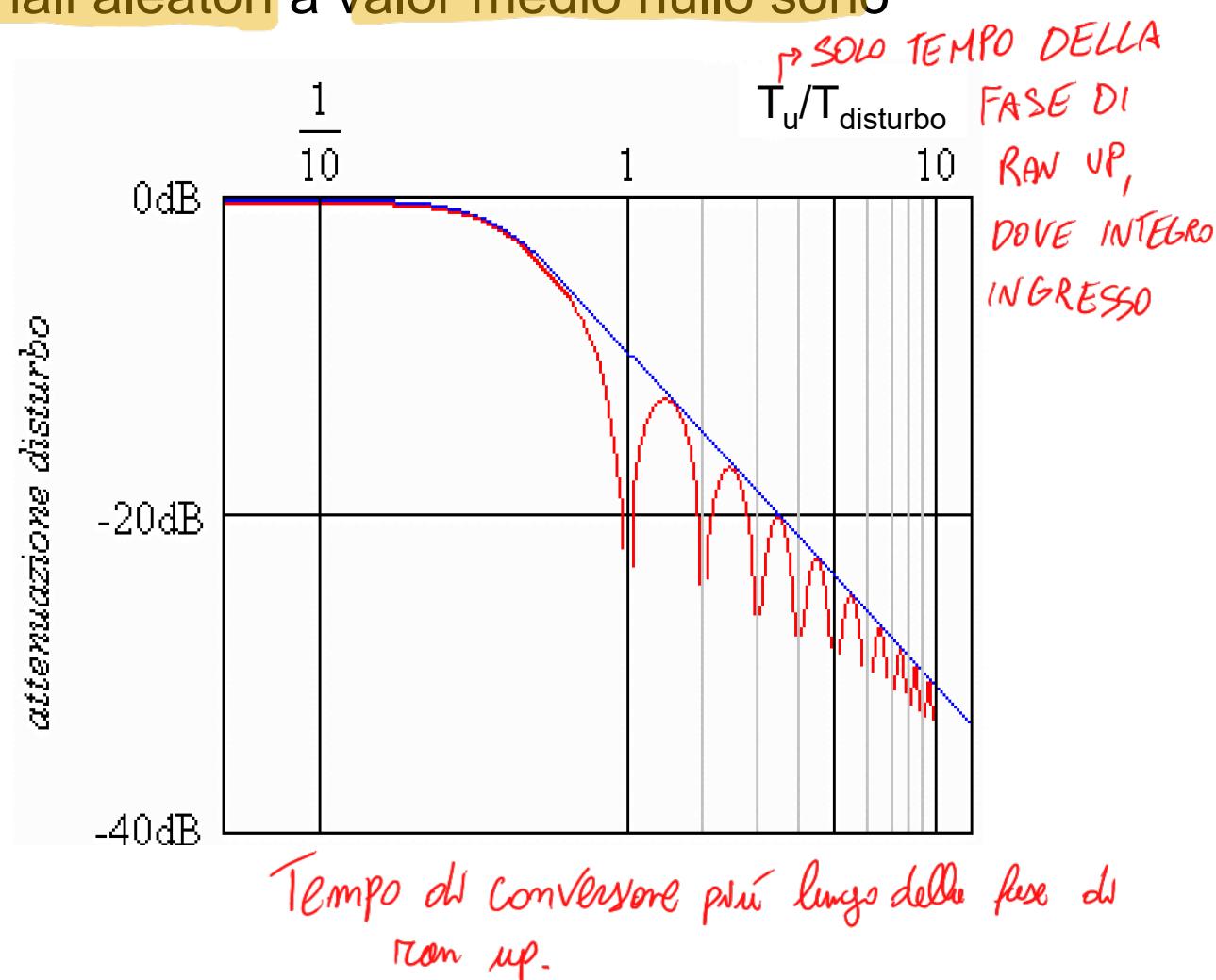
Si semplifica il periodo del clock.

\bar{v}_x , non è importante conoscere in maniera precisa la frequenza del clock, basta che sia stabile.

Basta che la stabilità a breve termine sia all'incirca alta.

Voltmetro a doppia rampa

- Presenta elevata immunità ai disturbi sovrapposti al segnale V_x giacché per la misura è efficace solo il **valor medio** del segnale d'ingresso (i segnali aleatori a valor medio nullo sono **fortemente ridotti**)
- Molto spesso le interferenze principali sono dovute **all'alimentazione elettrica di potenza** è, quindi, nota la frequenza dei disturbi (50 Hz) e quindi T_u viene preso un multiplo di 20 ms, (es 100 o 200 ms).



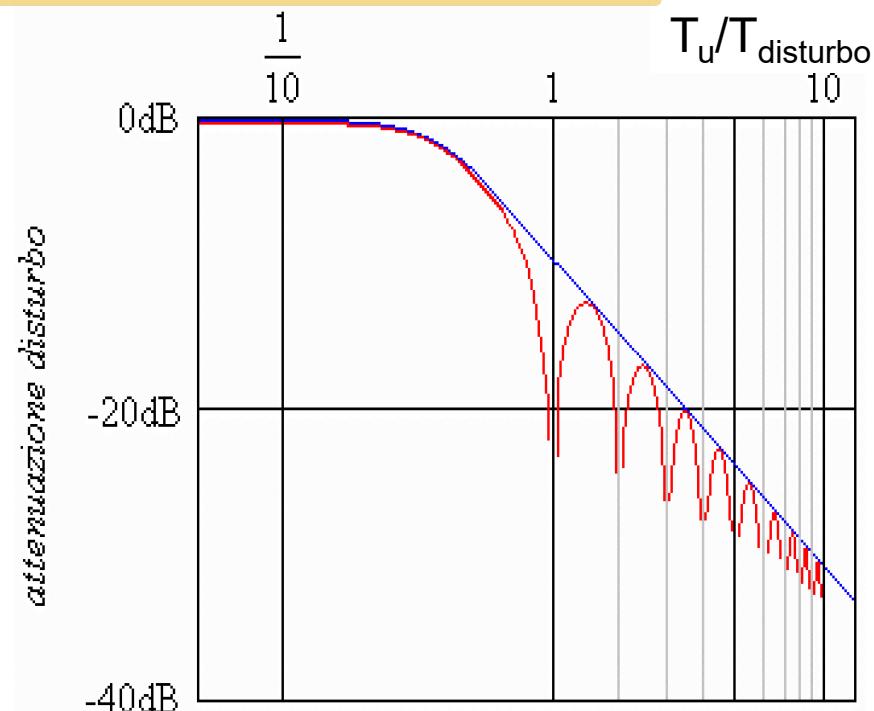
Esempio Fluke 45

DC Voltage

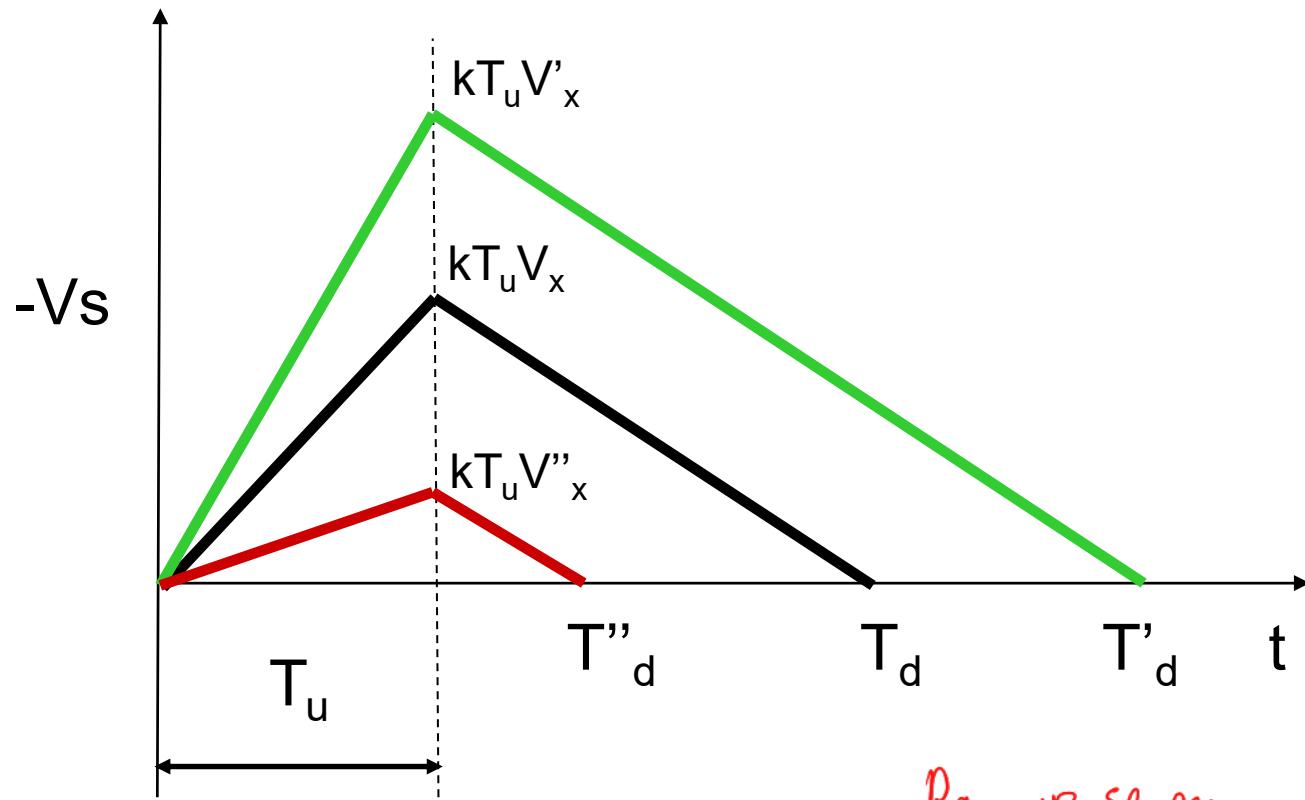
Normal Mode Rejection Ratio

Velocità bassa, tempo di risposta lungo.

- >80 dB at 50 Hz or 60 Hz, slow and medium rates
- >54 dB for frequencies between 50-440 Hz, slow and medium rates
- >60 dB at 50 Hz, fast rate (Note: Fast rate has no filtering)



Voltmetro a doppia rampa

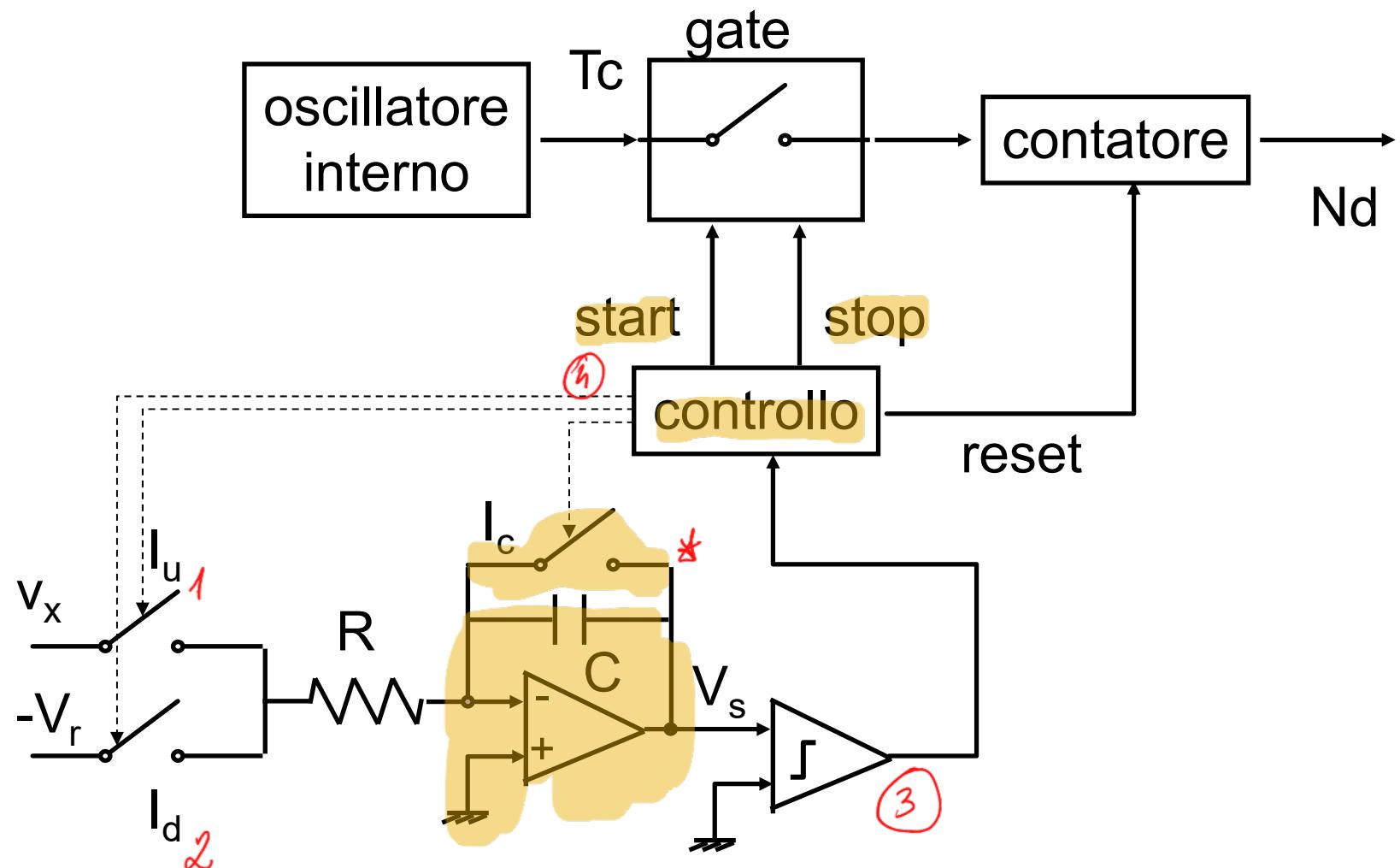


$$V''_x < V_x < V'_x$$

$$T''_d < T_d < T'_d$$

Ram up sempre regolare, ma con pendenza più alta.
 Ram down richiede più tempo!
 Procedo con la stessa Vel, stessa pendenza

Voltmetro a doppia rampa



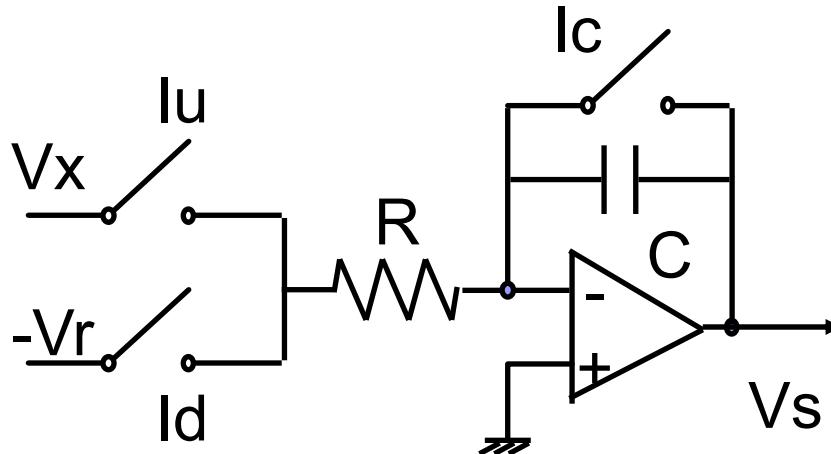
* Serve solo per far scaricare condensatore

1-2: 2 interruzioni: In nella fase di run up valvole chiuse. Applichiamo V_x o V_z alternativamente.
 V_h ha sempre segno opposto a V_x per avere che part da 0 e arrivo a 0.

③ Compatibile per capire quale fase di run down valvola. Se questo deve smettere di funzionare.

④ Controllo gli interruzioni.

Voltmetro a doppia rampa



- Azzeramento condizioni iniziali:
 - Chiudo e apro I_c (condensatore, C, scarico, $V_s = 0$)
 - Azzero il contatore
- istante $t = 0$: si chiude l'interruttore I_u cioè comincia a T_u
- fase di runup: carica condensatore fino al conteggio N_u (uscita integratore: tensione a rampa per tempo T_u)
- apro I_u , azzero contatore, chiudo I_d e comincio a contare i colpi di clock, N_d (misuro T_d) Fino a quando comparatore da' segnale alto.

Voltmetro a doppia rampa

- durata T_u della fase di runup
 - multipla del periodo di clock T_c
 - conteggio esatto

- durata T_d fase di rundown
 - Errore massimo di conteggio: ± 1

Voltmetro a doppia rampa

La saturazione dell'operazione limita il risultato dell'integrale al termine della fase di runup e quindi il valore della tensione di fondo scala, V_{FS}

\uparrow Tensione di saturaz.
dell'amplificatore, max = Valm.

$$\frac{1}{RC} v_{FS} T_u \leq V_{Sat}$$

$$v_{FS} \leq V_{Sat} \frac{RC}{T_u}$$

La risoluzione, ΔV

$$\bar{v}_x = \frac{V_r}{N_u} N_d \quad \rightarrow$$

$$\Delta V = \frac{V_r^*}{N_u}$$

\rightarrow Non posso avere Kobs
a piacere, perché calcola V_{FS}

\rightarrow Conto solo un impulso in
run down.

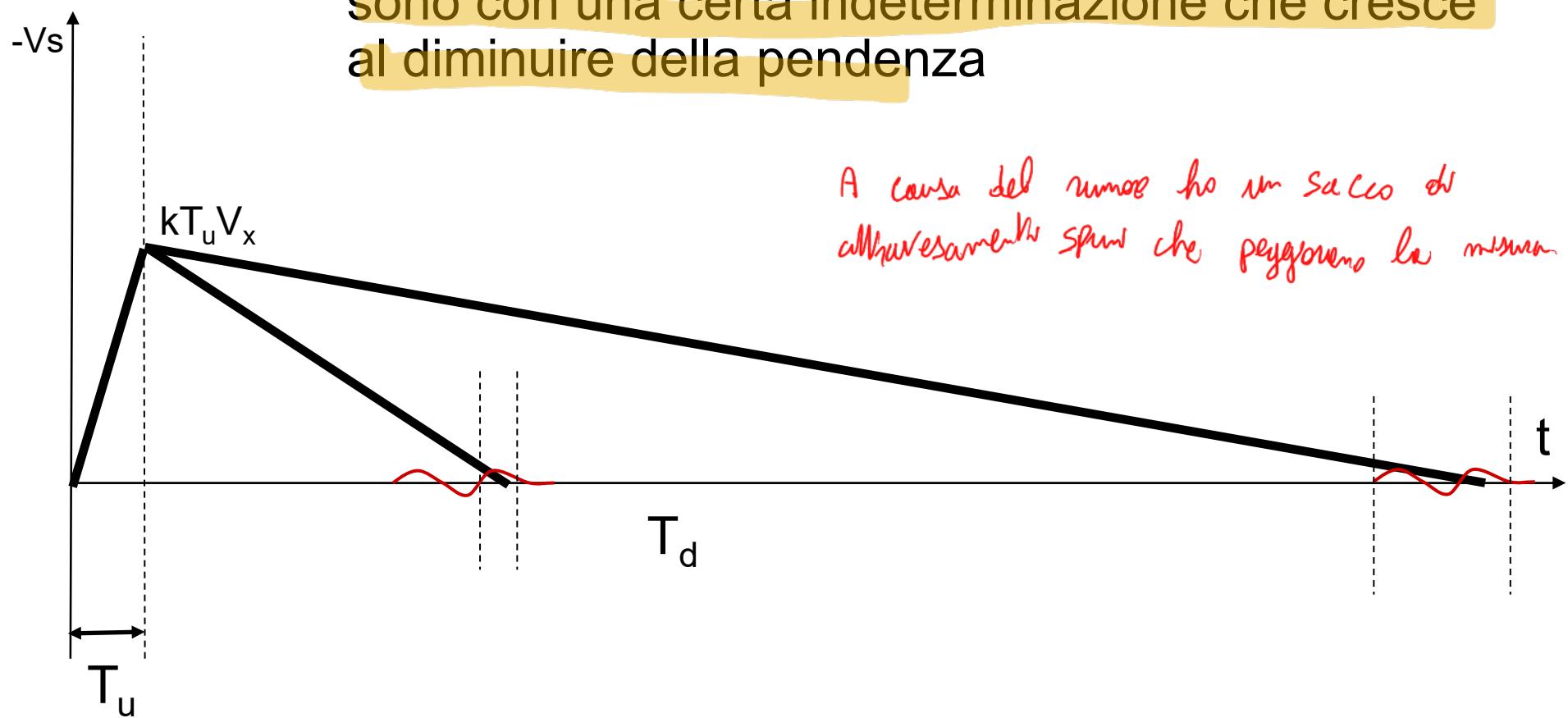
Miglioro la risoluzione riducendo V_r (ma riducendo la pendenza di discesa diventa lento ed aumenta l'incertezza nella rilevazione dell'attraversamento per lo zero) o aumentando N_u (ma, a parità di clock, allungo T_u e si riduce quindi il valore di V_{FS})

* Non posso avendo picco:
aumenta tempo di ritorno a 0

Voltmetro a doppia rampa

Incertezza d'attraversamento

A causa del rumore in ingresso al comparatore l'attraversamento per zero può essere rilevato sono con una certa indeterminazione che cresce al diminuire della pendenza



Voltmetro a doppia rampa

$$v_{FS} = \frac{V_r}{N_u} N_{d,Max} = \Delta V \cdot N_{d,Max}$$

→ altra dipendenza da fondo scala

$$\Delta V = \frac{V_r}{N_u} = \frac{\bar{v}_{FS}}{N_{d,Max}}$$

Risoluzione relativa

$$\frac{\Delta V}{\bar{v}_{FS}} = \frac{1}{N_{d,Max}}$$

*Risoluzione
migliora quando
controlla nesse
a cento un
numero piu
grande.*

- La **risoluzione relativa** migliora (diminuisce il valore) all'aumentare di $N_{d,Max}$ e quindi all'aumentare della durata della fase di rundown, fissato il clock T_c
- La **risoluzione assoluta** determina direttamente il valore del fondo scala
- spesso si sceglie $V_r \approx V_{FS}$

Voltmetro a doppia rampa

$$\Delta V = \frac{\bar{v}_{FS}}{N_{d,Max}} = \frac{V_r}{N_u}$$

$$T_{ADC,Max} \approx (N_u + N_{d\max}) \cdot T_c = \left(\frac{V_r}{\Delta V} + \frac{\bar{v}_{FS}}{\Delta V} \right) \cdot T_c$$

$$T_{ADC,Max} \approx \frac{V_r + \bar{v}_{FS}}{\Delta V} \cdot T_c$$

Il tempo di conversione è inversamente proporzionale alla risoluzione, una elevata precisione richiede bassa velocità di conversione

Voltmetro a doppia rampa

$$\bar{V}_x = \frac{V_r}{N_u} N_d$$

$$\frac{U(v_x)}{v_x} = \sqrt{\left(\frac{U(V_r)}{V_r} \right)^2 + \left(\frac{U(N_d)}{N_d} \right)^2}$$

Non compare incertezza del clock, basta che sia stabile.

Ma, ho scelgo no, non ho incertezza (intervalli non instabili)

- La precisione e la stabilità dipendono solo da:
 - stabilità del riferimento di tensione (V_r)
 - L'incertezza di conteggio nella fase di rundown
(l'incertezza su T_u è solo nell'indeterminazione della commutazione degli interruttori)
 - linearità dell'integratore e variazioni del punto di zero dei comparatori
- Si ottengono precisioni che arrivano a 4 ppm $4 \cdot 10^{-6}$

Voltmetro a doppia rampa: rundown multirampa

Poiché allungare tempo di rundown non serve.

$$\frac{1}{RC} \bar{v}_x T_u = \frac{1}{RC} V_r T_d = \frac{1}{R'C} V_r T'_d$$

Aumentare V_r serve
 R' : ho T_d diverso se
 Serve T_d più piccolo serve R'
 più piccolo.

$$R' = \frac{1}{10} R \rightarrow T'_d = \frac{1}{10} T_d \dots$$

$$R' = \frac{1}{10^n} R \rightarrow T'_d = \frac{1}{10^n} T_d$$

La durata della fase di rundown diminuisce poiché aumenta la pendenza di discesa ma, fissato il clock, la risoluzione aumenta in maniera proporzionale al rapporto dei resistori

$$\frac{V_r}{RC}$$

$$\bar{v}_x = \frac{R}{R'} \frac{V_r}{N_u} N'_d \rightarrow$$

$$\Delta V' = \frac{R}{R'} \frac{V_r}{N_u} = 10^n \Delta V$$

Prezzo per valore nel rundown

↑ Sarà più grande la risoluzione.

Voltmetro a doppia rampa: rundown multirampa

Ma se uso 4 rampe con resistenze in rapporto a decade?

generazione 4 rampe di pendenza variabile di rapporto a decade

1000, 100, 10 e 1

alternativamente positive e negative

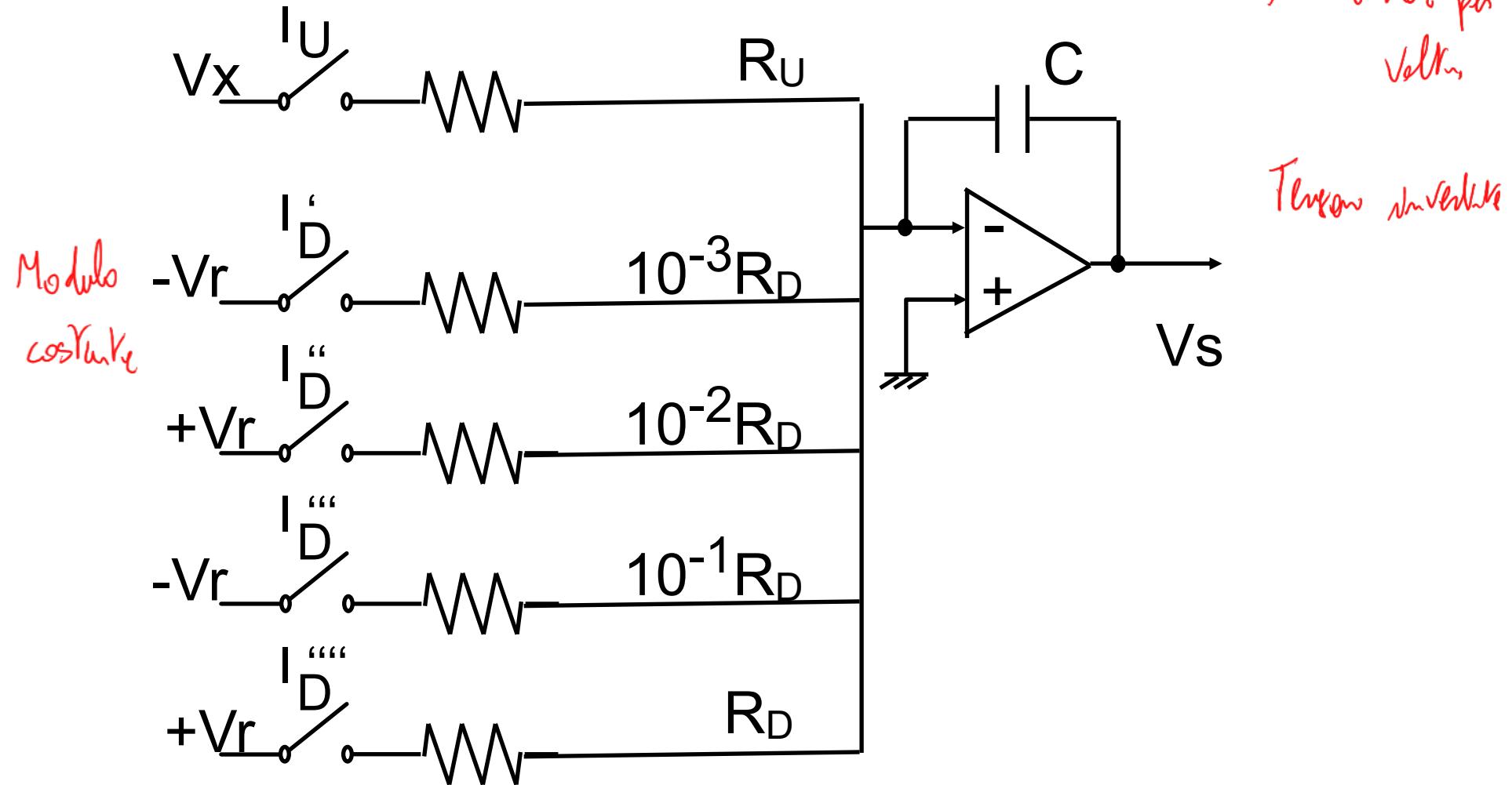
es. $-S_{1000}$, $+S_{100}$, $-S_{10}$, $+S_1$

utilizzando resistori in rapporto a decadi

$10^{-3}R_D$, $10^{-2}R_D$, $10^{-1}R_D$, R_D

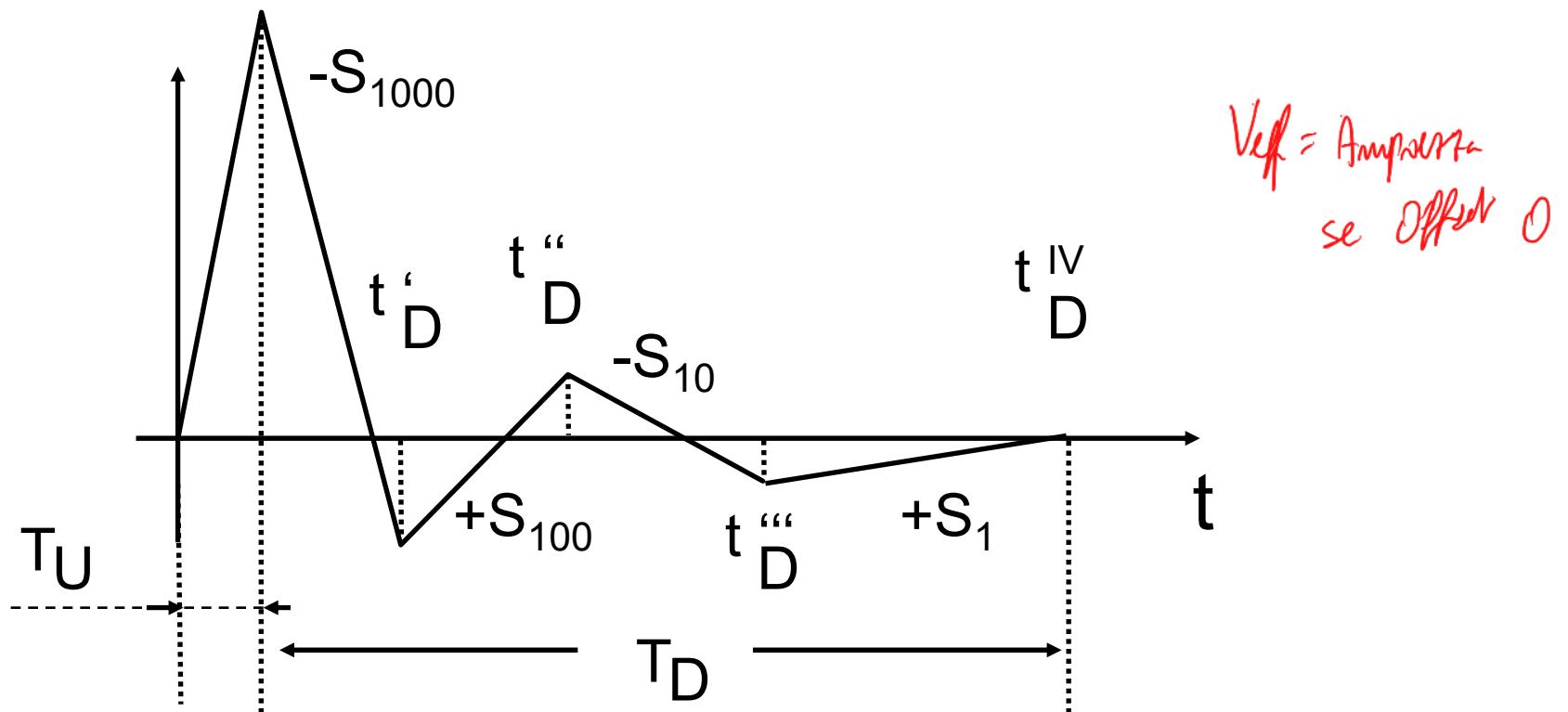
Voltmetro a doppia rampa: rundown multirampa

Circuito di questo tipo con riferimento: sempre una tensione per volta.



Voltmetro a doppia rampa: rundown multirampa

Punto con rampa con pendenza più alta



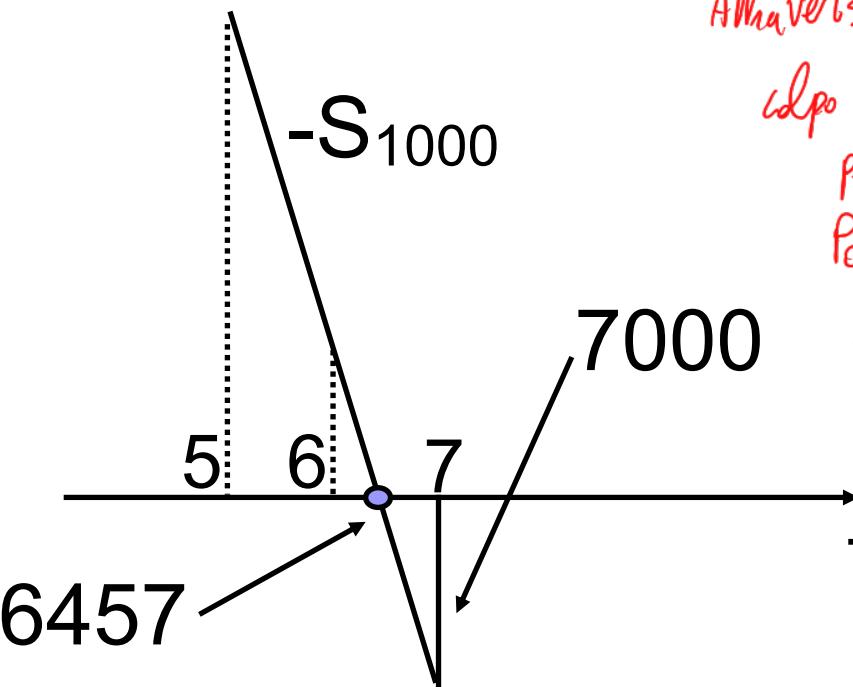
Voltmetro a doppia rampa: rundown multirampa

- Consideriamo un valore di tensione V_x tale che con un resistore R_d (rampa di pendenza di riferimento) darebbe un conteggio $N = 6457$

Fase che dura 1000 volte di meno: 6 colpi di clock.
- Con un resistore $10^{-3}R_d$ si ha un rampa 1000 volte più pendente (rampa $-S_{1000}$)
- Velocità di scarica è 1000 volte quella di riferimento quindi ogni colpo di clock conteggiato corrisponde ad una diminuzione pari a quella di 1000 colpi di clock relativi alla rampa di pendenza unitaria

$$\begin{array}{c}
 V_x \xrightarrow{\text{---}} R_d \\
 -V_p \xrightarrow{\text{---}} 10^3 R_d \\
 V_p \xrightarrow{\text{---}} 10^{-3} R_d \\
 \vdots
 \end{array}$$

Voltmetro a doppia rampa: rundown multirampa

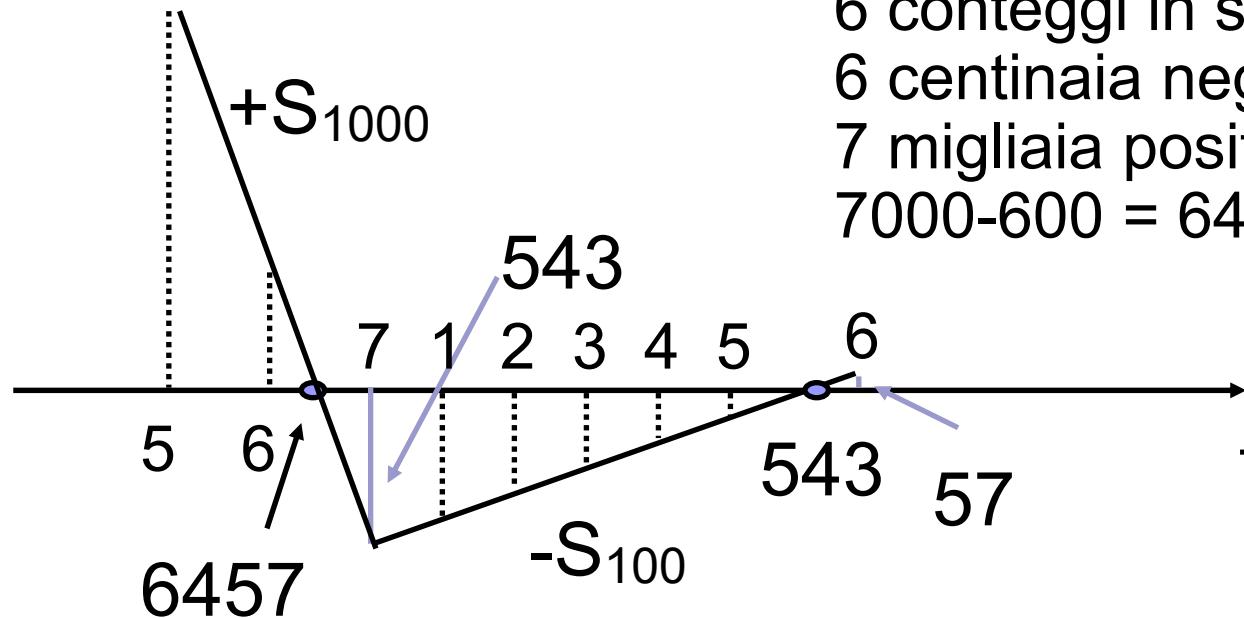


Contatore ha contato solo 6 colpi di clock.

All'avversamento per lo 0 c'è km 6° e 7° colpo di clock. Arrotondando ingresso per eccesso: contatore è quantizzato. Posso valutare passaggio 0 solo al colpo di clock successivo: possiamo fare qualcosa solo al colpo di clock.

Il tempo di discesa viene valutato come 7000 giacché, arrestando il conteggio solo dopo l'attraversamento per zero della tensione $V_s(t)$ si ottiene un **arrotondamento alle migliaia per eccesso**

Voltmetro a doppia rampa: rundown multirampa



6 conteggi in salita quindi
6 centinaia negative aggiunti alle
7 migliaia positivi equivalenti a
 $7000-600 = 6400$ conteggi unitari

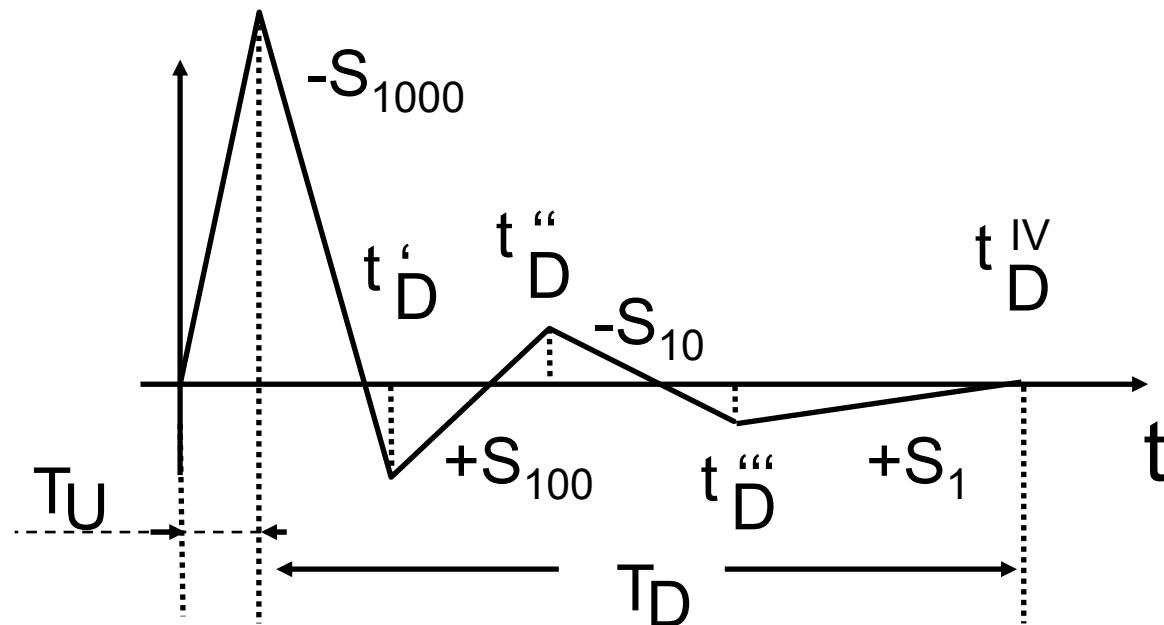
Ora procedo in modo opposto:
il punto di 0 è a 543 colpi
di distanza, sono quelli che

L'arrotondamento effettuato in eccesso per le migliaia viene corretto con un rampa di pendenza opposta ma di valore un decimo quindi valutando le centinaia.

Anche in questo caso giacché, arrestando il conteggio solo dopo l'attraversamento per zero della tensione $V_s(t)$ si ottiene un arrotondamento alle centinaia per difetto

con 57 colpi
di residuo.

Voltmetro a doppia rampa: rundown multirampa



L'arrotondamento effettuato in difetto per le centinaia viene corretto con un rampa di pendenza opposta ma di valore un decimo quindi valutando le decine per eccesso. $6400+6$ decine

L'arrotondamento effettuato in eccesso per le decine viene corretto con un rampa di pendenza opposta ma di valore un decimo quindi valutando le unità. $6460-3$ unità

Voltmetro a doppia rampa: rundown multirampa

■ conteggi equivalenti fase di rundown

$$\begin{aligned}
 N_{\text{deq}} &= N_d' \cdot 1000 - N_d'' \cdot 100 + N_d''' \cdot 10 - N_d'''' \cdot 1 = \\
 &= 7 \cdot 1000 - 6 \cdot 100 + 6 \cdot 10 - 3 \cdot 1 = \\
 &= 6457 = [N_d' - 1][10 - N_d''][N_d''' - 1][10 - N_d'''']
 \end{aligned}$$

■ durata effettiva fase di rundown

$$T_d = (7+6+6+3) \cdot T_c = 22 T_c$$

Con 4 rampe diverse ho controllato

obiettivo: stessa soluzione
ma tempo di misura più veloce.

AV la stessa, perché
arrivo a ultimo rampa

con stesso periodo delle rampe di partenza. Ultima rampa: stesso periodo del circuito di 1 rampa.

$$\Delta V = \frac{V_2}{N_u}$$

man könnte messen der 2, hie ΔV relativ.

F converge equivalente a 1000.

Voltmetro a doppia rampa: rundown multirampa

- in generale

m rampe

- con ogni rampa si determina una cifra della tensione incognita (*numero di conteggio*)

$$([N_d' - 1][10 - N_d''][N_d''' - 1][10 - N_d'''])$$

- La risoluzione (m cifre decimali di conteggio) è inalterata rispetto a rundown a pendenza unitaria

Voltmetro a doppia rampa: rundown multirampa

■ durata rundown

+1 perché conteggio si arresta sempre
1 colpo di clock dopo.

$$T_D \approx \sum_{i=1}^m \left(N_d^{(i)} + 1 \right) T_c$$

↑ numero di impulsi durante la i-esima rampa

■ base 10

■ $N_d^{(i)} \leq 9$

■ tempo totale di scarica non può mai superare il valore:

$$T_{D \max} \approx 10 \cdot m \cdot T_c$$

↑ prima dovrà contare 10^m colpi di clock
ora 10_m
+Tu mi approx.
numero di cifre del contatore numero,
ho linearizzato la relazione tra $T_{D \max}$ e il numero di cifre m

* Che è pari alla risoluzione del problema

Voltmetro a doppia rampa: rundown multirampa

$$T_{D \max} = 10 \cdot m \cdot T_c$$

- relazione tra

- $T_{D \max}$

- Risoluzione, m

lineare anziché esponenziale

- notevole risparmio temporale senza alcun degrado della risoluzione MA bisogna tenere conto dell'incertezza sui rapporti delle resistenze

Esempio Fluke 45

Display Counts and Reading Rates

Rate	Readings per Second	Full Range Display Counts
Slow	2.5	99,999*
Medium	5	30,000
Fast	20	3,000

DC Voltage

Range	Resolution			Accuracy	
	Slow	Medium	Fast	(6 Months)	(1 Year)
300 mV	—	10 μ V	100 μ V	0.02 % + 2	0.025 % + 2
3 V	—	100 μ V	1 mV	0.02 % + 2	0.025 % + 2
30 V	—	1 mV	10 mV	0.02 % + 2	0.025 % + 2
300 V	—	10 mV	100 mV	0.02 % + 2	0.025 % + 2
1000 V	—	100 mV	1 V	0.02 % + 2	0.025 % + 2
100 mV	1 μ V	—	—	0.02 % + 6	0.025 % + 6
1000 mV	10 μ V	—	—	0.02 % + 6	0.025 % + 6
10 V	100 μ V	—	—	0.02 % + 6	0.025 % + 6
100 V	1 mV	—	—	0.02 % + 6	0.025 % + 6
1000 V	10 mV	—	—	0.02 % + 6	0.025 % + 6

La risoluzione
relativa

$$\Delta V = \frac{1}{\bar{v}_{FS} N_{d,Max}}$$

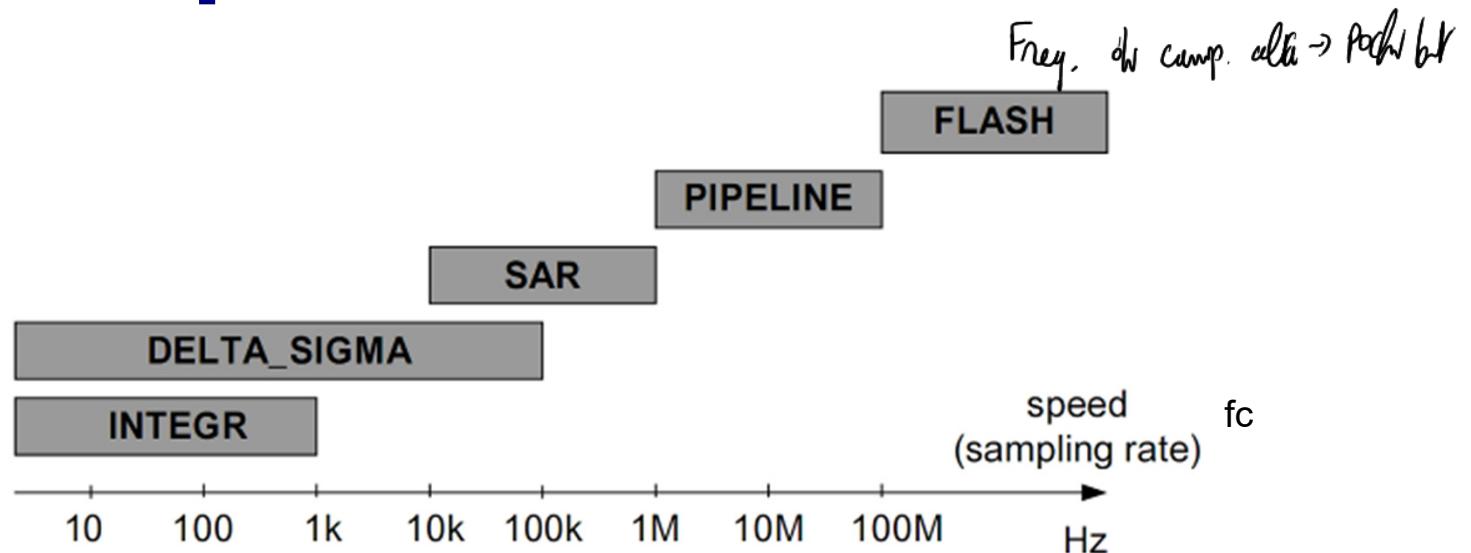
La risoluzione

$$\Delta V = \frac{\bar{v}_{FS}}{N_{d,Max}}$$

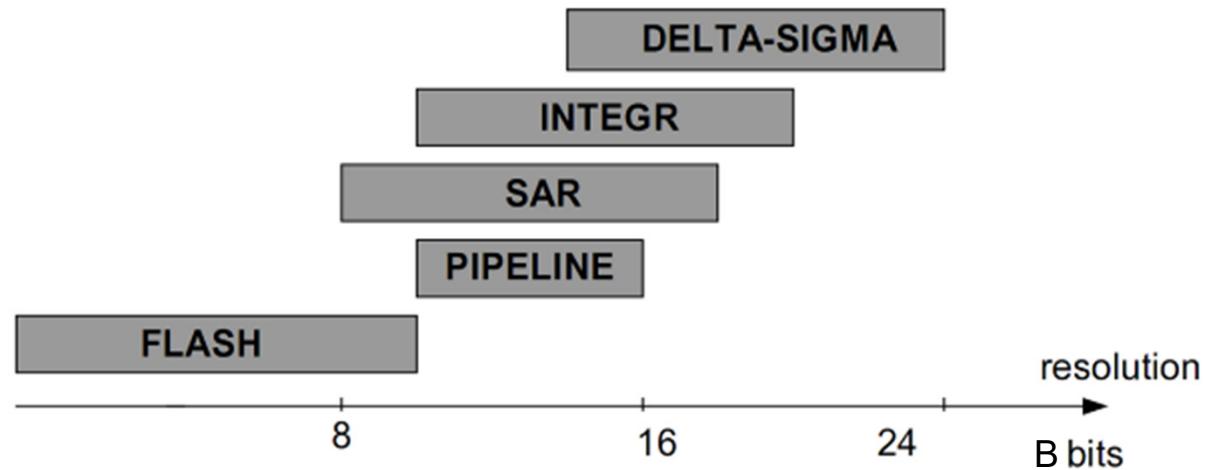
$$\Delta V = \frac{V_r}{N_u}$$

Confronto prestazioni

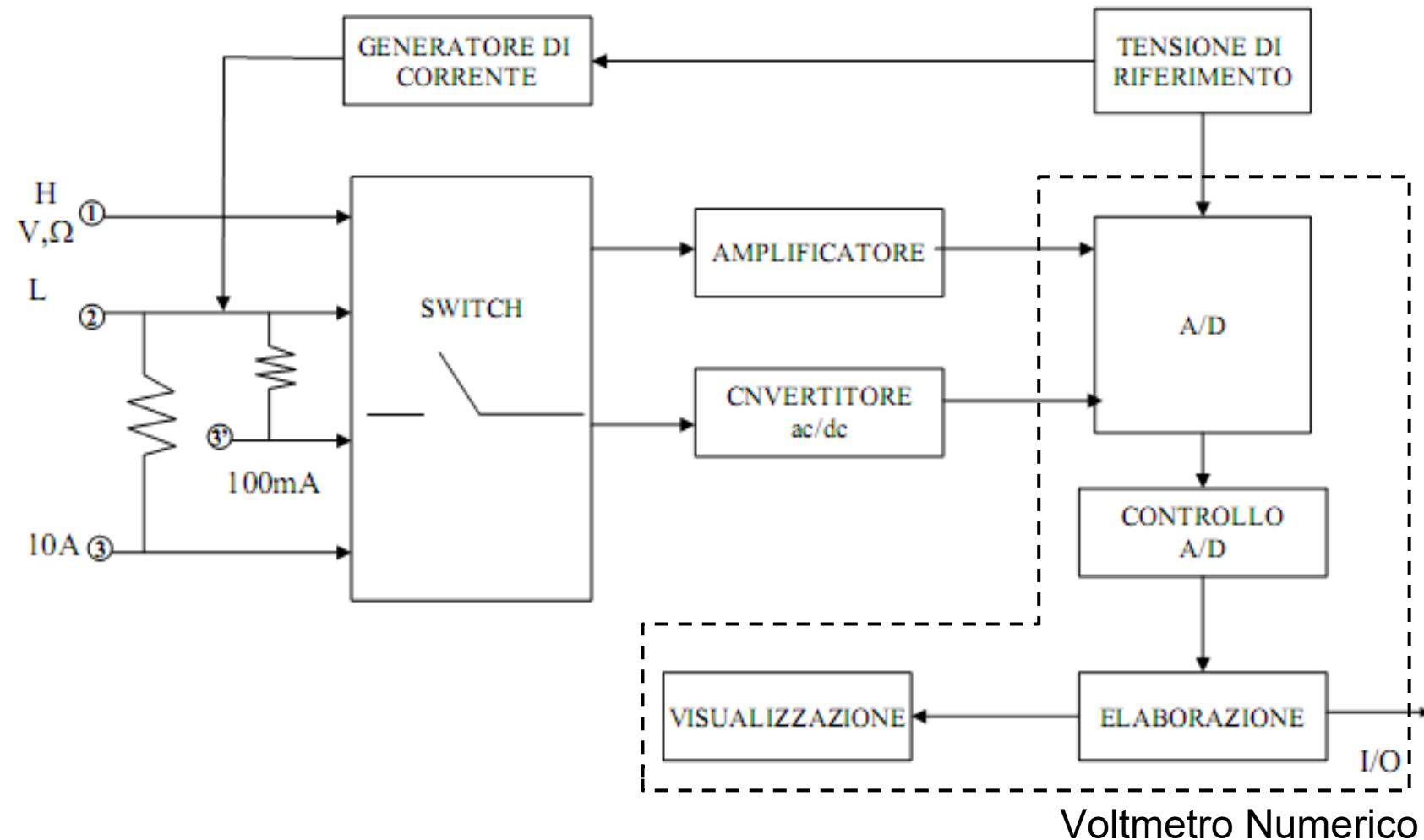
$$f_c = \frac{1}{T_{c,Max}}$$



$$\frac{\Delta V}{\bar{v}_{FS}} = \frac{1}{N_{Max}} = \frac{1}{2^B}$$

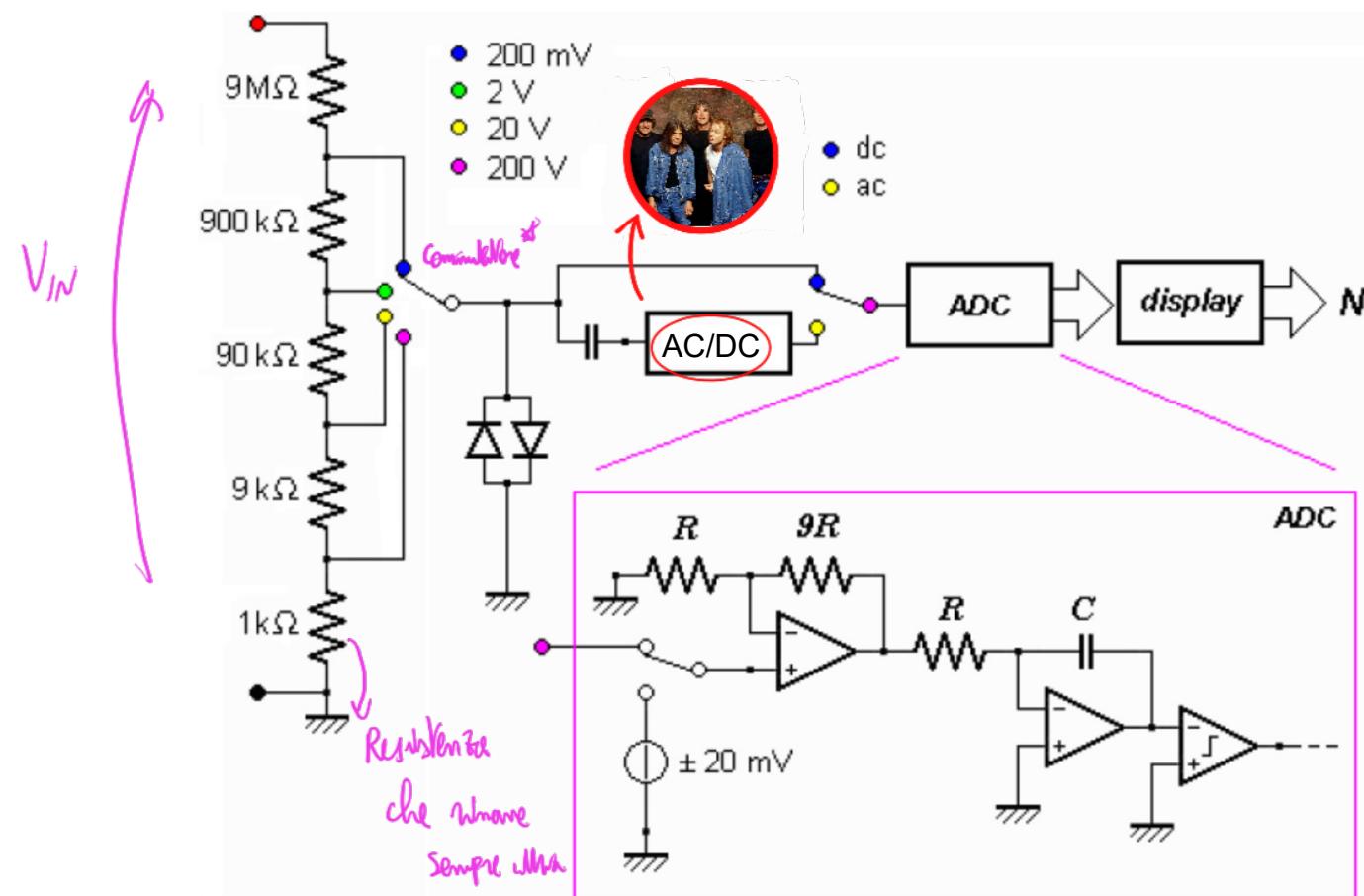


Multimetri numerico



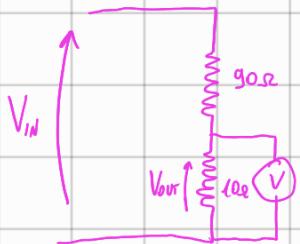
Modifica della portata con partitore/amplificatore

A volte è necessario eseguire un cambiamento di scala attenuando il valore d'ingresso per adeguarlo al fondo scala dell'ADC



Ad un partitore resistivo a decadi segue un amplificatore con guadagno 10 e poi il voltmetro a doppia rampa

due diodi in antiparallelo proteggono i circuiti che seguono da tensioni troppo elevate

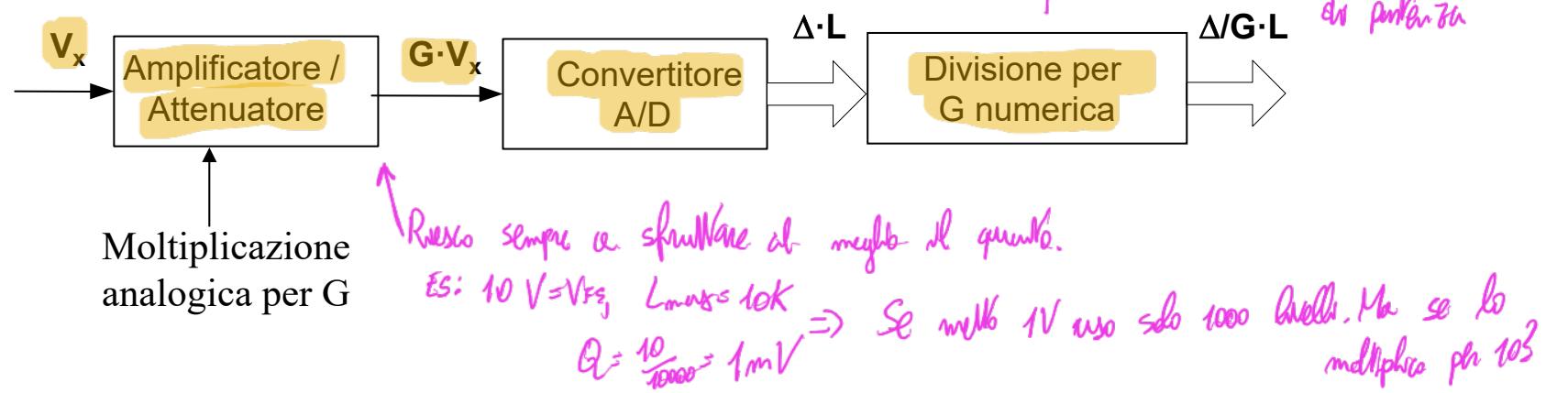


$$V_{out} = \frac{V_{in} \cdot R_2}{R_i + R_E} = 10V \quad \text{cambio polarità del voltmetro.}$$

* Se muove commutatore aumenta la polarità. Resistenze grandi perché usano corrente da circuito basso,
altrimenti succede nulla la corrente.

Modifica della portata con amplificatore/attenuatore

- Qualora il segnale in ingresso risultasse troppo piccolo è necessario eseguire una pre-amplificazione prima della connessione al multmetro o ad altra strumentazione. In caso di segnali di valore troppo elevato si utilizzano i partitori di tensione che riducano l'ampiezza del segnale
- Sono possibili soluzioni mediante un amplificatore/attenuatore a guadagno programmabile.
- Il fattore di guadagno è poi tenuto in conto a livello software per la corrispondenza fra livelli di quantizzazione e valore di tensione. (Per guadagni a decadi è sufficiente spostare la posizione della virgola)
- Equivale ad adoperare convertitore con fondo scala differente ma bisogna includere G nel calcolo dell'incertezza



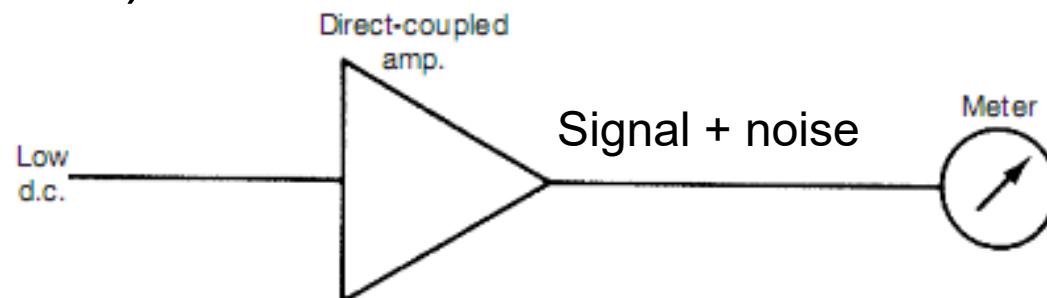
Ottavo IV momento mu con un quark diverso per 10. Perché me ha usato 10 s. più.

$$\Delta = \text{quark} \Rightarrow \frac{\Delta}{G} = \text{quark muab}$$

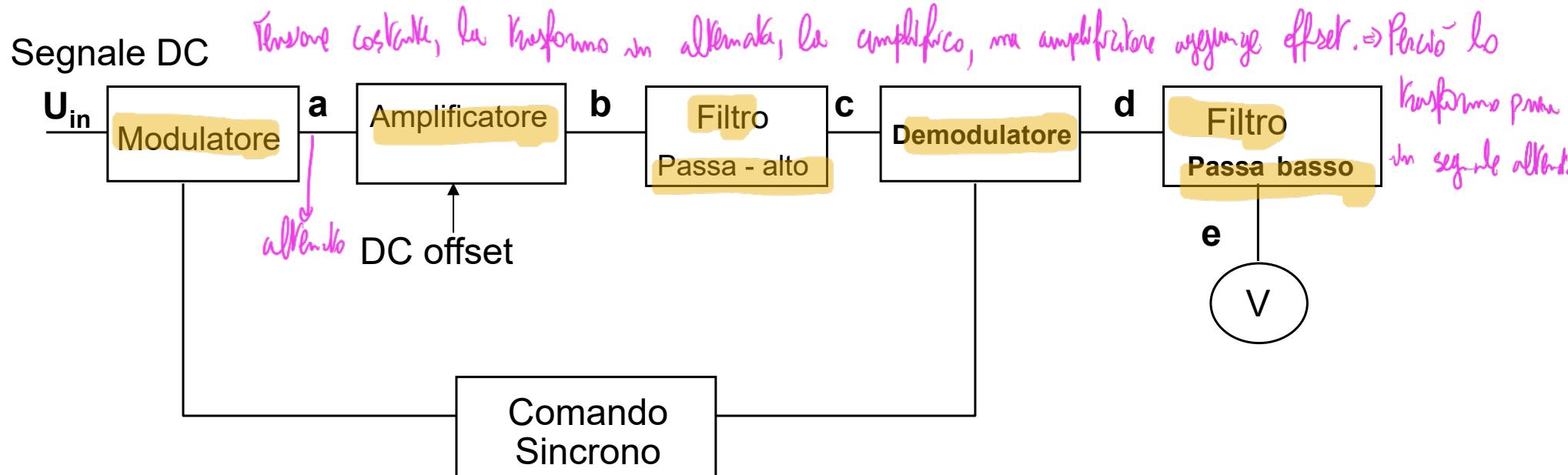
Componenti del multivoltmetro soffrono
valori offset, componenti di bias
etc. \Rightarrow Errori direzionali enormi
rispetto a tensioni

Amplificatori a Chopper

- Il principale problema nella misura di piccoli valori di tensione continua è legato al limite di sensibilità presentato dai voltmetri dovuto sostanzialmente:
 - alla presenza di una tensione di offset in ingresso;
 - alle variazioni lente all'uscita quando l'ingresso è costante (deriva);
 - alle variazioni delle correnti di bias all'ingresso
- Inoltre, è molto difficile separare il segnale utile dalle variazioni del punto di zero connesse con la temperatura ($1 - 50 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$).



Amplificatori a Chopper

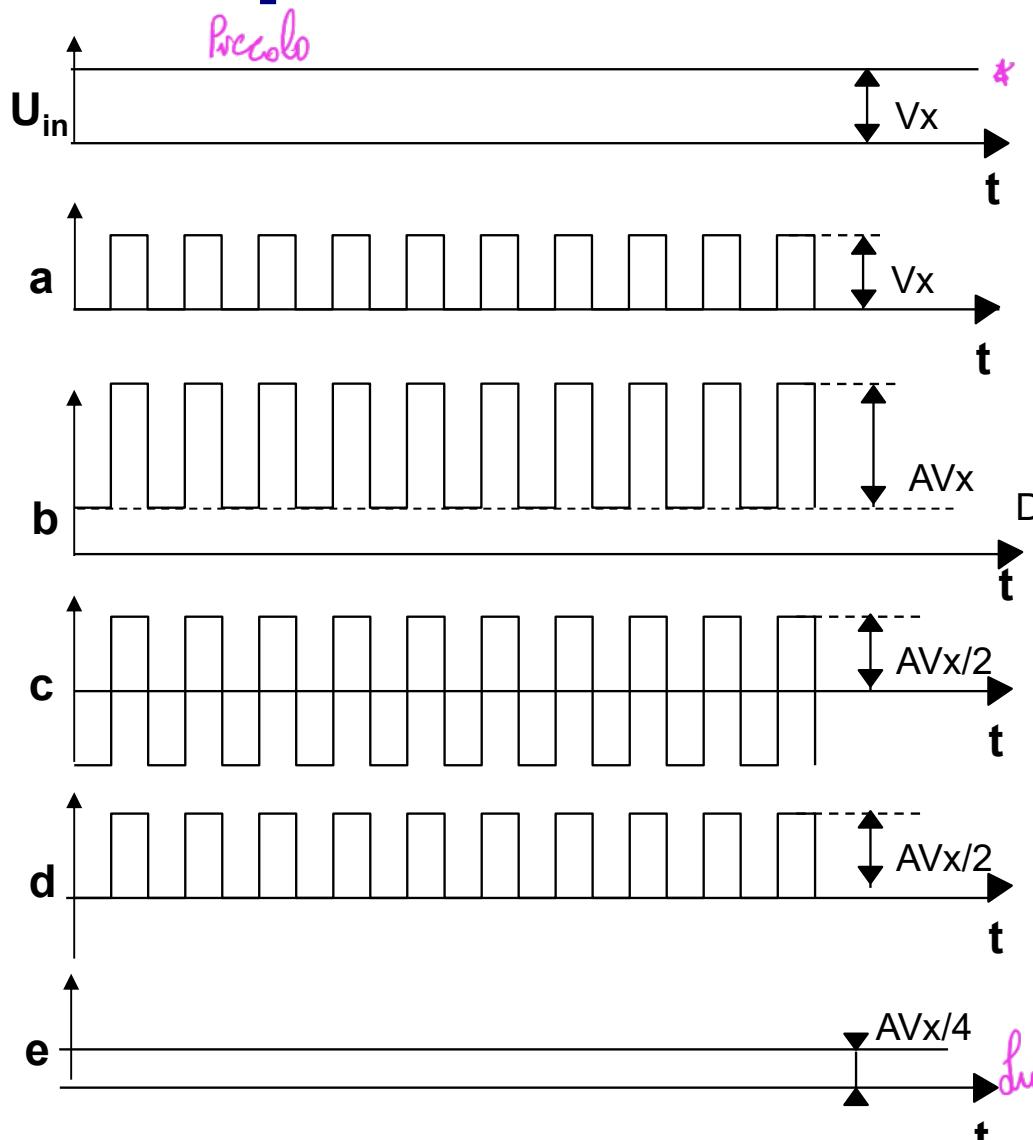


La tecnica di misura si basa sulla

- conversione del segnale utile da DC in AC,
- sull'amplificazione di questo segnale AC,
- sul filtraggio passa alto
- sul ripristino in DC.

Perché così spostò nastro dalla frequenza 0 alla frequenza 10KHz. Disturbo dell'amplificatore è a 0 Hz, a frequenza diversa dal segnale.

Amplificatori a Chopper

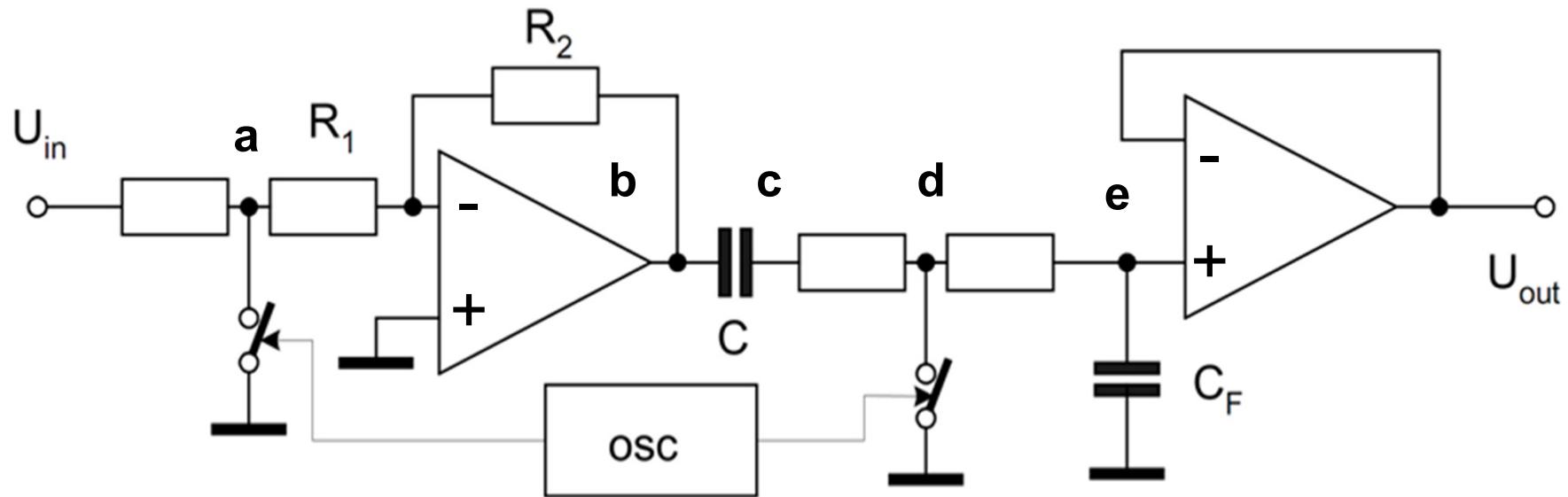


Frequenza di switching qualche decina di kHz

* Avrei V_x + offset amplificato.
Allora moltiplico V_x, wé con switch che si apre il chopper ho onda quadra. Anche con offset no problem.
Filtri passa alto eliminare comp. continue.
Bandi stretti = Sistema lento: Tempo di risposta lungo \Rightarrow Non ho tempo di reagire a singoli

Uscita su "studenti" su AVX
9

Amplificatori a Chopper



Con questo metodo si possono raggiungere dei valori di fondo scala al disotto del mV che, in particolari condizioni, possono arrivare anche a qualche **decina di nV**.

Oggi sono utilizzati come stadio di **pre-amplificazione a basso rumore** (amplificatori a chopper) da premettere a strumenti digitali.



<600 pV p-p DCV noise