Misure Elettroniche

Riassunto da

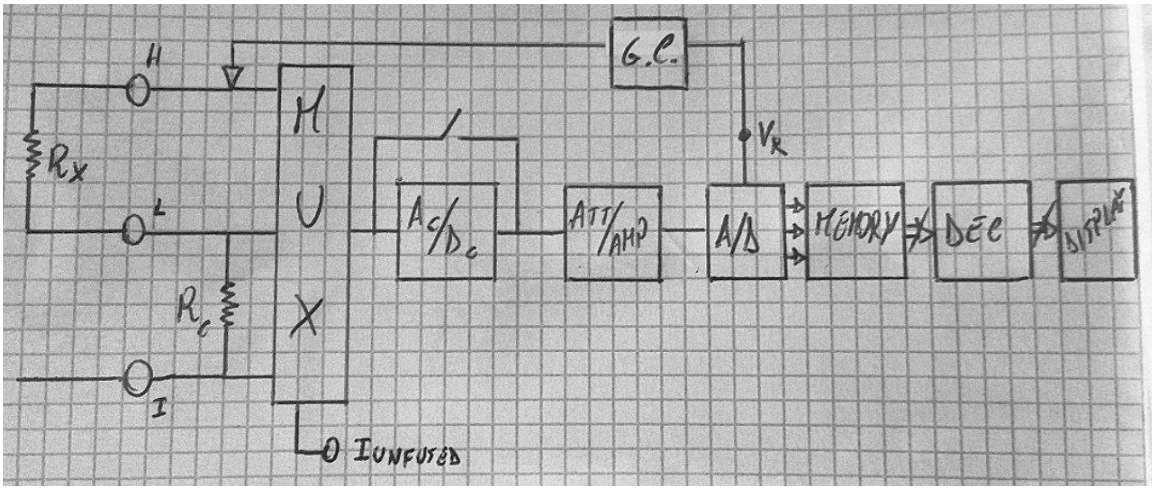
Achille Cannavale

Indice

Capitolo 1

Multimetro

Il **multimetro** è uno strumento che misura **tensioni** e **correnti continue** ed **alternate**, e **resistenze**:



1 Misurazione di tensioni continue e alternate

Si può usare il **multimetro** come **voltmetro** , applicando la V_x incognita tra i morsetti **H** e **L**.
I circuiti integrati forniscono in **uscita** una **tensione proporzionale** al **valore efficace** della tensione periodica presente al loro ingresso.

2 Misurazione di correnti continue e alternate

Per misurare **correnti continue alternate** si utilizzano i morsetti **I** e **L**, convertendo la **corrente** in una **tensione** facendo passare la **corrente incognita** in una **resistenza nota** R_c.

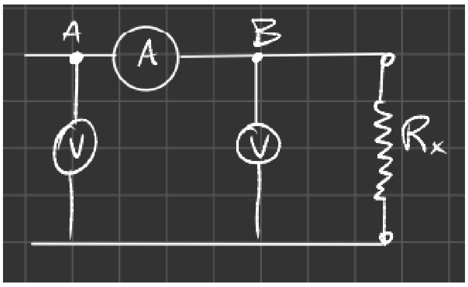
3 Misurazione di resistenza a due e quattro fili

Per eseguire misurazioni di resistenze a **due fili**, metto R_x tra **H** e **L**.
Lo strumento impone la circolazione di una **corrente** sugli ordini di *mA* nella **serie** costituita dalla **resistenza** R_x e da R_c, connessa dai morsetti **(H-L)** e **(L-I)**.
Quindi si misurano $V_x\ eV_c \implies R_x = \frac{V_x}{V_c} \cdot R_c$

Capitolo 2

Metodo Voltamperometrico

Questo metodo serve per misurare **resistenze elettriche**:



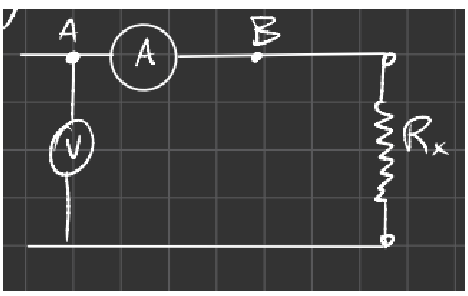
Per determinare R_x viene alimentata in **continua** e vengono misurate **tensione** e **corrente**.

Sono possibili due tipi di collegamenti:

- **Metodo voltamperometrico a monte dell'amperometro**
- **Metodo voltamperometrico a valle dell'amperometro**

1 Metodo voltamperometrico a monte dell'amperometro

Il **voltmetro a monte** è preferibile quando si devono misurare **resistenze elevate**, ossia confrontabili con la **resistenza interna al voltmetro** R_v:



$$\begin{cases} I_x = I_m \\ V_m = V_A + V_x \end{cases}$$

Quindi:

$$R_x = \frac{V_x}{I_x} = \frac{V_m - V_A}{I_m} = \underbrace{\frac{V_m}{I_m}}_{R_m} - R_A$$

Di solito R_A (chiamata anche **errore di consumo**) ci viene data dal costruttore.

1.1 Incertezza

$$u_{R_x} = \sqrt{u^2_{\left(\frac{V_m}{I_m}\right)} + u^2_{R_A}}$$

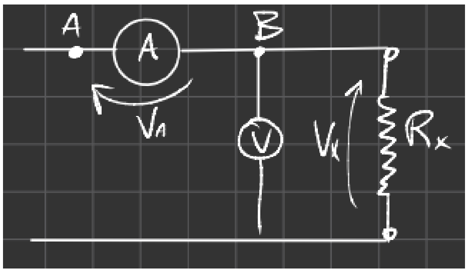
dove:

$$u^2_{\left(\frac{V_m}{I_m}\right)} = \left(\frac{V_m}{I_m}\right)^2 \left(\dot{u}^2_{V_m} + \dot{u}^2_{I_m}\right)$$

$$u_{R_A} = \frac{\Delta R_A}{\sqrt{3}}$$

2 Metodo voltamperometrico a valle dell'amperometro

Questa configurazione si utilizza per misurare **resistenze piccole** in rapporto alla **resistenza interna del voltmetro**:



$$\begin{cases} V_m = V_x \\ I_m = I_x + I_v \end{cases}$$

Quindi (lavoreremo più facilmente con le **ammettenze**):

$$G_x = \frac{I_m - I_v}{V_m} = G_m - G_v$$

2.1 Incertezza

$$u_{G_x} = \sqrt{u^2_{\left(\frac{I_m}{V_m}\right)} + u^2_{G_v}}$$

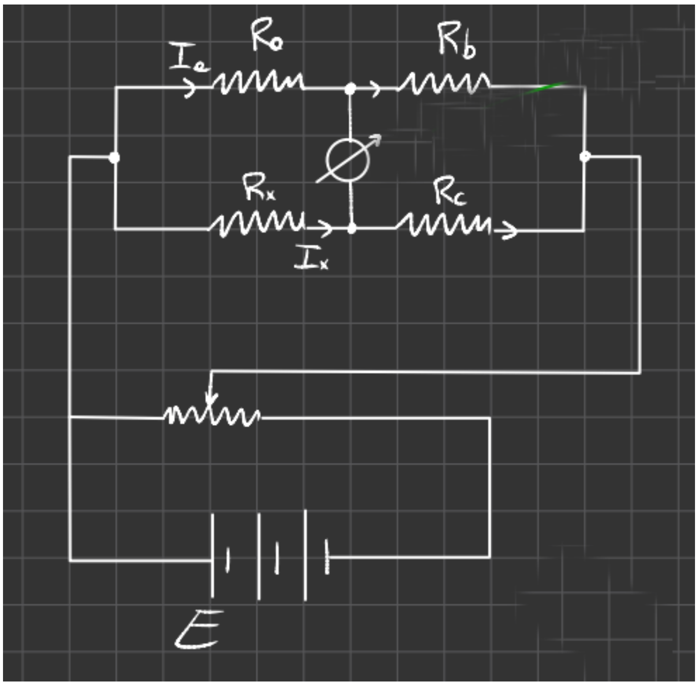
dove:

$$u^2_{\left(\frac{I_m}{V_m}\right)} = \left(\frac{I_m}{V_m}\right)^2 \cdot \left(\dot{u}^2_{I_m} + \dot{u}^2_{V_m}\right)$$

Capitolo 3

Ponte di Wheatstone

Il **ponte di Wheatstone** è un metodo di misura per **resistenze di ordine medio**.



Esso è formato da:

- R_x: **Resistenza Incognita**
- R_a, R_b: **Resistenze Fisse Note**
- R_c: **Resistenza Variabile Nota**
- E: **Batteria Nota**

Il ponte si dice in **equilibrio** quando è **nulla** la **corrente** nel **rilevatore di zero** e si ha:

$$\left.\begin{aligned} R_a I_a = R_x I_x \\ R_b I_a = R_c I_x \end{aligned}\right\} \implies \frac{R_a}{R_b} = \frac{R_x}{R_c} \implies$$

$$\implies R_x = \frac{R_a}{R_b} R_c$$

Per far si che il **rilevatore di zero** non percepisca corrente vario R_c.

1 Incertezza

Indicando con I_{min} la **minima corrente che il rilevatore di zero riesce a sentire**, scriveremo la relazione:

$$R_x = \frac{R_a}{R_b} \cdot R_c + R_s$$

Dove R_s è un valore **aleatorio** a **media nulla** e **incertezza diversa da zero**.

Quindi:

$$u_{R_x}^2 = \underbrace{u^2_{\left(\frac{R_a}{R_b} \cdot R_c\right)}}_{\alpha} + \underbrace{u^2_{R_s}}_{\beta}$$

Dove α sarà:

$$\begin{aligned} \dot{u}^2_{\left(\frac{R_a}{R_b} \cdot R_c\right)} &= \dot{u}^2_{R_a} + \dot{u}^2_{R_b} + \dot{u}^2_{R_c} \\ u^2_{\left(\frac{R_a}{R_b} \cdot R_c\right)} &= \left(\frac{R_a}{R_b} \cdot R_c\right)^2 \cdot \dot{u}^2_{\left(\frac{R_a}{R_b} \cdot R_c\right)} = \\ &= R_x^2 \cdot \left(\dot{u}^2_{R_a} + \dot{u}^2_{R_b} + \dot{u}^2_{R_c}\right) \end{aligned}$$

Mentre β sarà:

$$\underbrace{dR_x}_{Rs} : d\lambda = \Delta R_x : \Delta\lambda \implies R_s = \frac{\Delta R_x}{\Delta\lambda} d\lambda$$

Dalla relazione caratteristica del ponte in **equilibrio** ho che:

$$\Delta(R_x) = \Delta\left(\frac{R_a}{R_b} R_c\right) = \frac{R_a}{R_b} \Delta R_c$$

Divido per R_x:

$$\frac{\Delta(R_x)}{R_x} = \frac{R_a}{R_b}\frac{\Delta R_c}{R_x} = \frac{R_a}{R_b}\frac{\Delta R_c}{\frac{R_a}{R_b}R_c} = \frac{\Delta R_c}{R_c}$$

Quindi sostituendo $\Delta R_x = \Delta R_c \frac{R_x}{R_c}$ a R_s otteniamo:

$$R_s = \Delta R_c \cdot \frac{d\lambda}{\Delta\lambda} \cdot \underbrace{\frac{R_x}{R_c}}_{\approx 1} \approx \Delta R_c \frac{d\lambda}{\Delta\lambda}$$

Quindi la R_s si può calcolare **variando significatamene** R_c e valutando la corrispondente **deviazione** $\Delta\lambda$ del rilevatore.

2 Tecnica della Doppia Pesata

Si effettuano due misure su R_x, **scambiando** R_a e R_b di posto:

$$\begin{cases} Prima\ misura:\ R_x = \frac{R_a}{R_b}R_c \\ Seconda\ misura:\ R_x = \frac{R_a}{R_b}R'_c \end{cases}$$

Dove:

$$R'_c = R_c + r, \quad con\ r << R_c$$

Consideriamo ora la **moltiplicazione** tra le due misurazioni:

$$R_x * R_x = R_c * R'_c = R_c^2\left(1 + \frac{r}{R_c}\right)$$

Quindi:

$$R_x = R_c\sqrt{1 + \frac{r}{R_c}} \approx R_c\left(1 + \frac{r}{2R_c}\right) = R_c\left(\frac{2R_c + r}{2R_c}\right)$$

Questo metodo lega la **resistenza incognita** R_x alla **resistenza campione** R_c delle due misure, rendendola **indipendente** dalle incertezze di R_a e R_b.

3 Tecnica della Sostituzione

Questo metodo viene utilizzato per la misura del **rapporto** di resistenze **simili tra loro**:

$$\frac{R_y}{R_x} \quad con \quad R_x \approx R_y$$

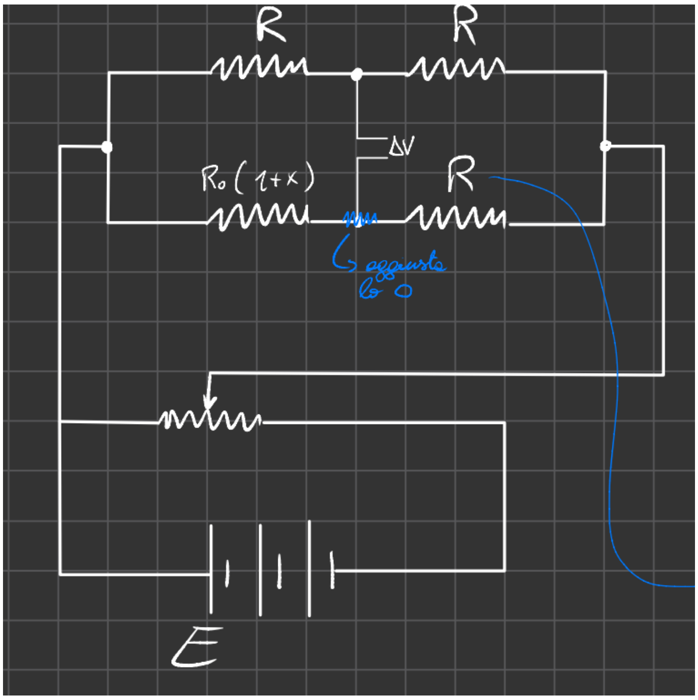
Dove:

$$\left.\begin{aligned} R_x &= \tfrac{R_a}{R_b} R_c \\ R_y &= \tfrac{R_a}{R_b} R'_c \end{aligned}\right\} \implies \frac{R_y}{R_x} = \frac{R'_c}{R_c} = \frac{R_c + r}{R_c} = 1 + \frac{r}{R_c}$$

Così anche in questo caso ci siamo **sganciati dalla dipendenza** dell'incertezza di R_a e R_b.

4 Half-Bridge e Full-Bridge

In questa conformazione, anzichè mettere il ponte in **equilibrio**, lo mettiamo in queste condizioni:



E misuriamo:

$$\Delta V \approx \frac{E}{4} X, \; se \; X << 1$$

Se ora mettessi $R(1-X)$ sulla resistenza con la linea blu otterrei la configurazione **Half-Bridge**, dove vale:

$$\Delta V = \frac{E}{2} X$$

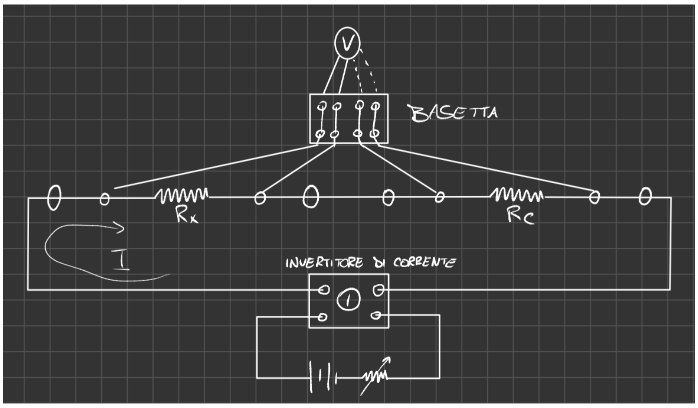
Che è valida anche per **grandi X**.

Se ora mettessi $R(1-X)$ su R_a e $R(1+X)$ su R_b otterrei il **Full-Bridge**, dove vale:

$$\Delta V = E \cdot X$$

Capitolo 4

Caduta di Potenziale



Questo metodo **voltamperometrico** viene usato per la misura di **resistenze di piccolo valore**, eliminando gli **effetti parassiti** delle **resistenze di contatto** e delle **forze elettromotrici di contatto**:

1 Misurazione

Vengono eseguite **quattro misurazioni in serie**:

- V_x
- V_c
- Cambio verso alla corrente
- $-V_c$
- $-V_x$

$$\begin{cases} V_x = R_x I \\ V_c = R_c I \end{cases} \implies V_x = R_x \frac{V_c}{R_c} \implies R_x = R_c \frac{V_x}{V_c}$$

2 Incertezza

Essendo:

$$V_x \approx V_c \implies \Delta x \approx \Delta c = \Delta$$

Quindi:

$$R_x = \frac{\hat{V}_x + \Delta}{\hat{V}_c + \Delta} R_c \implies R_x(\hat{V}_x, \hat{V}_c, \Delta, R_c) = f(...)$$

Calcoliamo l'**incertezza**:

$$u_{R_x}^2 = \left(\frac{\partial f}{\partial \hat{V}_x}\right)^2 \cdot u_{V_x}^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial \hat{V}_c}\right)^2 \cdot u_{V_c}^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial \Delta}\right)^2 \cdot u_{\Delta}^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial R_c}\right)^2 \cdot u_{R_c}^2 =$$

$$= \left(\frac{\cancel{(\hat{V}_c + \Delta)}R_c}{(\hat{V}_c + \Delta)^{\cancel{2}}}\right)^2 \cdot u_{V_x}^2 + \left(\frac{(\hat{V}_x - \Delta)R_c}{(\hat{V}_c + \Delta)^2}\right)^2 \cdot u_{V_c}^2 +$$

$$+ \left(\frac{(\hat{V}_c - \hat{V}_x)R_C}{(\hat{V}_c + \Delta)^2}\right)^2 \cdot u_{\Delta}^2 + \left(\frac{\hat{V}_x + \Delta}{\hat{V}_c + \Delta}\right)^2 \cdot u_{R_c}^2 =$$

Considerando $\Delta \approx 0$ possiamo scrivere:

$$= \frac{R_c^2}{\hat{V}_c^2} \cdot u_{V_x}^2 + \frac{R_c^2 \hat{V}_x^2}{\hat{V}_c^4} \cdot u_{V_c}^2 + \frac{\hat{V}_x^2}{\hat{V}_c^2} \cdot u_{R_c}^2$$

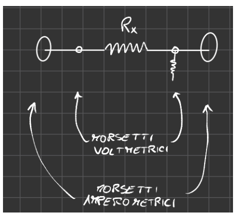
Calcoliamo quindi l'**incertezza relativa** come:

$$\dot{u}_{R_x} = \frac{u_{R_x}}{R_x} = \sqrt{\frac{u_{V_x}^2}{\hat{V}_x^2} + \frac{u_{V_c}^2}{\hat{V}_c^2} + \frac{u_{R_c}^2}{R_c^2}}$$

Notiamo quindi che **più le tensioni sono elevate e meno incertezza su R_x avremo**.

3 Resistore a 4 morsetti

In questo tipo di sistema, abbiamo utilizzato resistori a 4 morsetti, dove:



- I due esterni sono detti morsetti amperometrici
- I due interni sono detti morsetti voltmetrici

Capitolo 5

Contatori Elettronici

I **contatori elettronici** vengono usati per convertire una **grandezza analogica** in un **valore numerico**, attraverso la tecnica del **conteggio**.

Possono misurare:

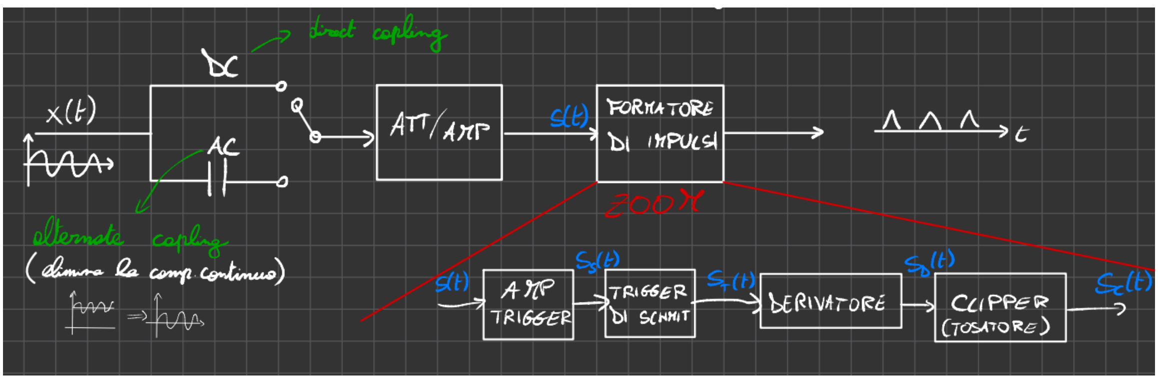
- Eventi
- Periodi
- Frequenze
- Intervalli di tempo
- ...

Si basano su una serie di **blocchi connessi** che andremo qui a vedere.

1 Blocchi

1.1 Blocco di Ingresso

Questo blocco ha lo scopo di **condizionare** il segnale in ingresso per estrarre i valori destinati ai blocchi che lo seguono:



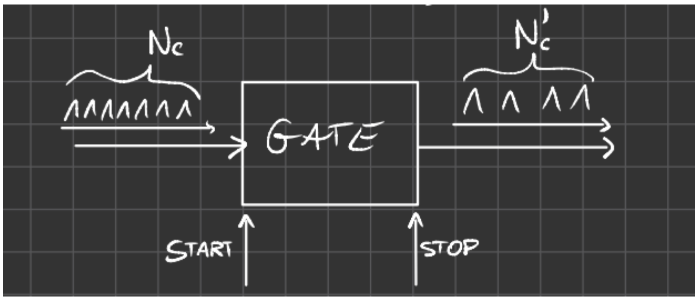
In particolare:

- L'**Amplificatore di Trigger** manda in **saturazione** il segnale

- Il **Trigger di Smith** fa diventare il segnale **un'onda quadra**
- Il **derivatore deriva** il segnale che ha in ingresso, creando un **treno di impulsi**
- Il **tosatore** (o clipper) **elimina gli impulsi positivi o quelli negativi**

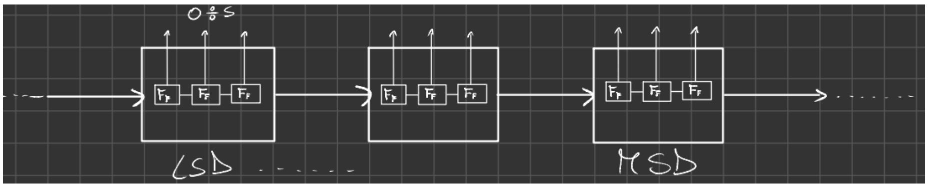
1.2 Blocco di Gate

Il blocco di **gate** è una sorta di **interruttore**, che decide gli **impulsi da contare**:



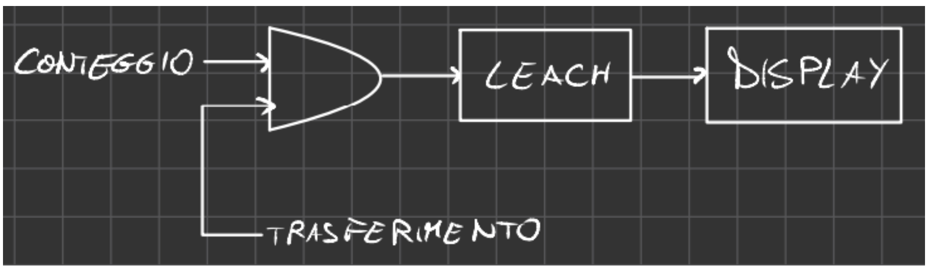
1.3 Blocco di Conteggio

Questo blocco esegue il **conteggio degli impulsi** compresi tra il segnale di **START** e quello di **STOP**, ed è formato da una serie di più **contatori elementari** di modulo m (generalmente m= 10):



1.4 Blocco di Visualizzazione

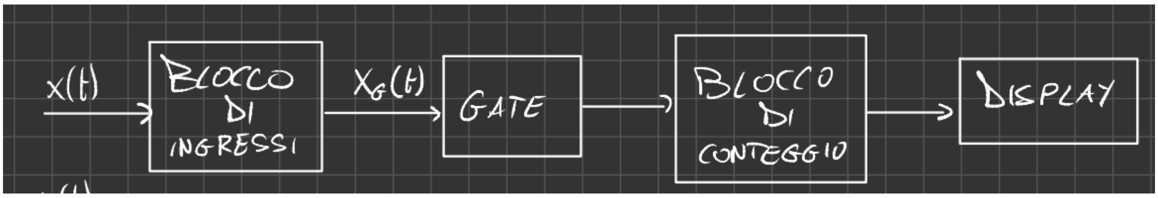
Il **Latch** è un circuito di tenuta che riceve il risultato del conteggio e lo manda al **display**, omettendo così variazioni rapide del risultato.



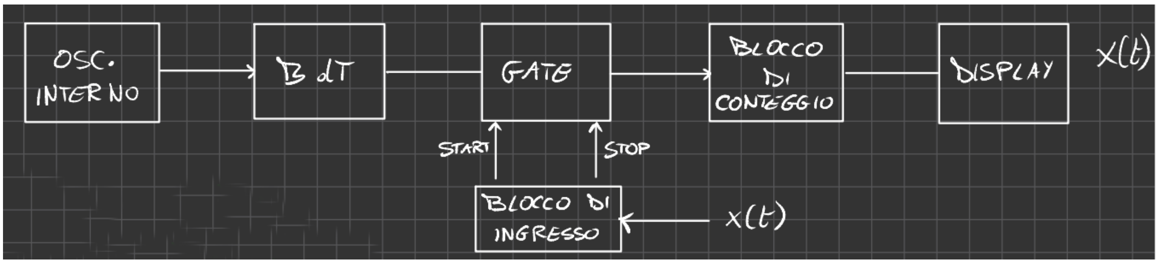
1.5 Oscillatore di Riferimento

L'oscillatore di riferimento è l'elemento fondante per misurare **tempi**, **periodi**, **frequenze**, etc.

2 Contatore di Eventi



3 Misure di Periodo



In questo caso **START** e **STOP** sono dati dal segnale di ingresso e T_x corrisponde a T_{on}, in particolare:

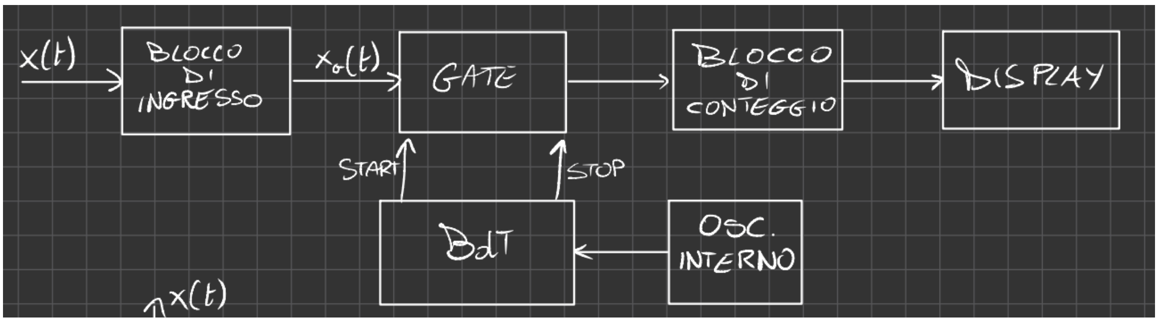
$$T_x = T_{on} = N_c \cdot T_c$$

Dove N_c sono i numeri di **impulsi di clock** e T_c è il **periodo di clock**.

In questo caso:

$$\Delta T_x = T_c \ e \ \Gamma_{T_x} = \frac{\Delta T_x}{T_x} = \frac{T_c}{N_x T_C} = \frac{1}{N_x}$$

4 Misure di Frequenza



Indichiamo con:

- T_{on} il lasso di tempo che va tra **START** e **STOP**
- N_x il numero di impulsi(periodi in questo caso) contati

- T_x il periodo che va tra un impulso e l'altro

Quindi avremo che:

$$T_{on} = {}^{1}N_xT_x \implies F_x = \frac{N_x}{T_{on}}$$

E che La **risoluzione assoluta** sia:

$$\Delta F_x = \frac{1}{T_{on}} \quad con \quad N_x = 1$$

E che:

$$\Gamma_{F_x} = \frac{\Delta F_x}{F_x} = \frac{1}{T_{on}\frac{N_x}{T_{on}}} = \frac{1}{N_x}$$

5 Incertezza dovuta al Trigger

La principale componente di incertezza dovuta al trigger, viene detto **Trigger Level Error**, che nasce nelle misure di **intervalli di tempo**, quando le pendenze dei segnali di **START** e di **STOP** non sono le stesse.

Un'ulteriore componente di incertezza è dovuta al **rumore** sovrapposto al segnale e viene detto **Trigger Level Timing Error**.

[1] a meno della quantizzazione

Capitolo 6

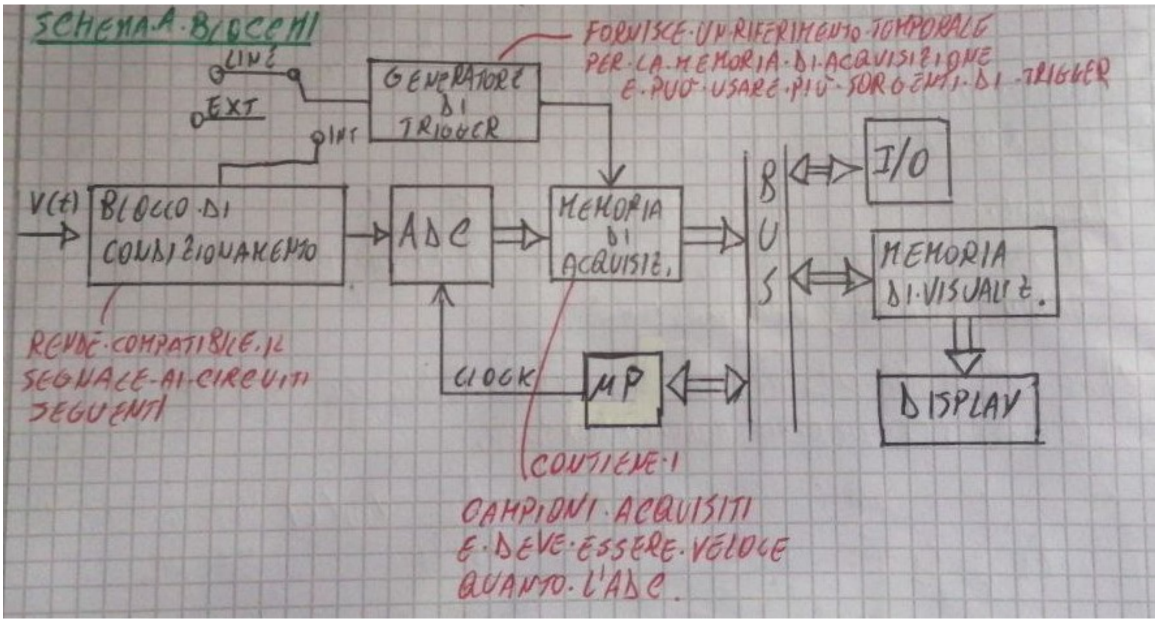
Oscilloscopio

L'**oscilloscopio** svolge diversi compiti:

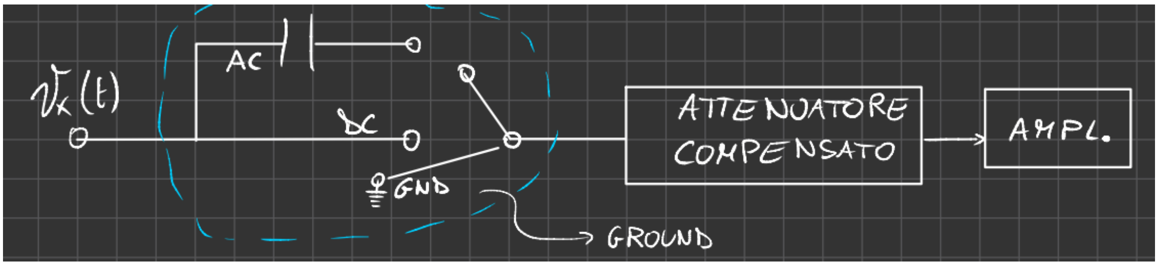
- **Acquisire** (campionare e quantizzare) un segnale
- **Visualizzare** un segnale
- **Misurare**
  - Ampiezze
  - Dominio del tempo

Oltre a **rappresentare** il segnale, è in grado di verificare la presenza di **disturbi** nel segnare.
D'altra parte **si perde in termini di accuracy**, tuttavia posso lavorare a **frequenze alte** (10 GHz).

1 Schema a Blocchi



2 Blocco di Condizionamento



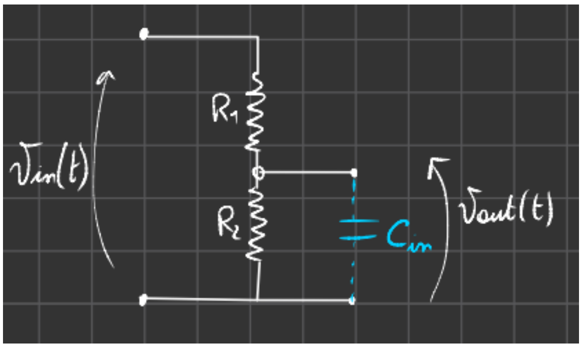
2.1 Accoppiamento

- **DC**: Non altera il segnale
- **AC**: Passa prima per un condensatore serie che **filtra** ed **elimina** la **componente continua** (offset)
- **Ground**: Collega l'ingresso dell'oscilloscopio a **ground** per dargli delle condizioni iniziali di riferimento di potenza

2.2 Att/Amp

- **Attenuatore**: **attenua** il segnale in accordo con il fondoscala dello strumento.
- **Amplificatore**: **amplifica** il segnale in accordo con il fondoscala dello strumento.

2.3 Attenuatore Compensato



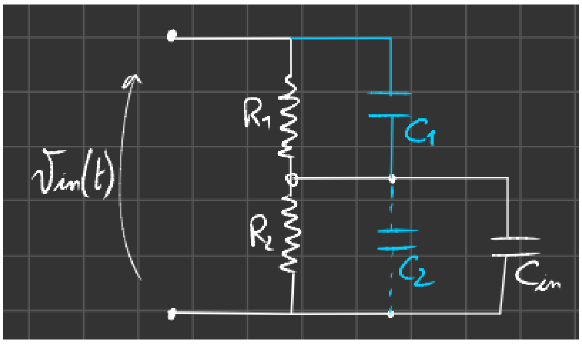
$$V_{out}(t) = V_{in}(t)\frac{R_2}{R_1+R_2}$$

C_{in} = Capacità parassita piccola all'ingresso dell'amplificatore

$$V_{out}(t) = V_{in}(t)\cdot\frac{(R_2//C_{in})}{R_1+(R_2//C_{in})} = V_{in}(t)\cdot\frac{\frac{R_2}{j\omega C_{in}}}{R_2+\frac{1}{j\omega C_{in}}}\cdot\frac{1}{R_1+\frac{\frac{R_2}{j\omega C_{in}}}{R_2+\frac{1}{j\omega C_{in}}}}$$

Dobbiamo **annullare** la **dipendenza** da ω attraverso la **condizione di compensazione**:

- Rendo **sistematico** ciò che è **aleatorio** (ovvero C_{in}):
  Metto in **parallelo** a C_{in} una **capacità** C_2 di valore noto con un ordine di grandezza maggiore.
- ho ancora **dipendenza** da ω quindi aggiungo un'altra **capacità** C_1 da scegliere in modo opportuno.



$$V_{out}(t) = \frac{Z_2}{Z_1+Z_2} \cdot V_{in(t)} \text{ deve essere indipendente da } \omega$$

$$V_{out}(t) = \begin{cases} \dfrac{R_2}{R_1+R_2} V_{in}(t) & \omega = 0 \\ \dfrac{\frac{1}{j\omega C_2}}{\frac{1}{j\omega C_1}+\frac{1}{j\omega C_2}} \cdot V_{in}(t) = \dfrac{V_{in}(t)}{j\omega C_2} \cdot \dfrac{-\omega^2 C_1 C_2}{j\omega C_1 + j\omega C_2} & \omega \longrightarrow \infty \end{cases}$$

Quindi la **condizione di compensazione** è:

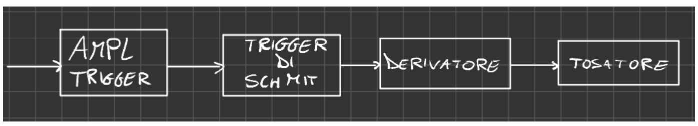
$$R_1 C_1 = R_2 C_2$$

3 Generatore di Trigger

Il **generatore di trigger** deve rispettare alcune esigenze:

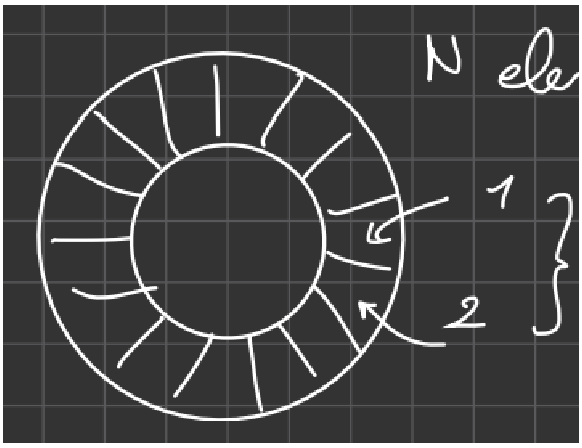
- Il punto in cui far partire la visualizzazione deve essere arbitrario
- La visualizzazione deve consentire di fare misure

Al suo interno troviamo:



4 Memoria di Acquisizione

La **memoria di acquisizione circolare** usa una tecnica di memorizzazione **FIFO**:

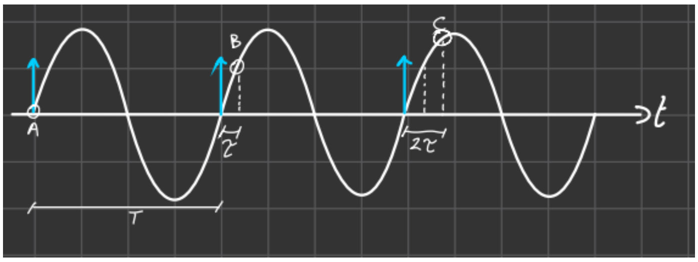


Esistono due modalità di memorizzazione:

- **Tempo reale**
- **Tempo Equivalente**
  - **Sincorno**
  - **Asincrono**

4.1 Tempo Equivalente Sincrono

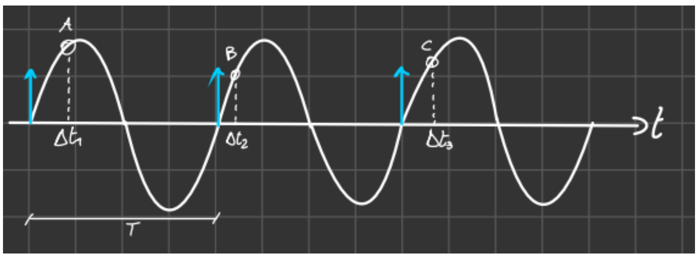
Con segnali **periodici** è possibile evitare di soddisfare **Nyquist**:



Dove $\tau = T_c = \left(1 + \frac{1}{M}\right)$.
In pratica prendiamo un punto per periodo.

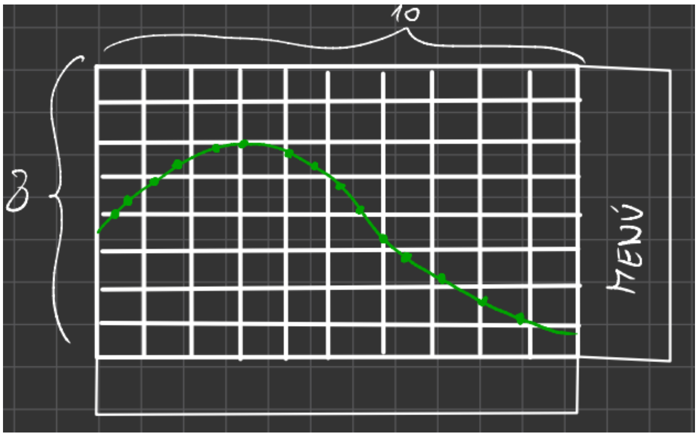
4.2 Tempo Equivalente Asincrono

Il campione viene preso in modo **asincrono** rispetto al **trigger**



con ΔT_i diversi.
Prendiamo un punto ogni periodo ma a diverse distanze dall'impulso di trigger.

5 Display



Attraverso il **display** è possibile fare alcune **misurazioni** grazie alle **griglie** che si trovano sovrapposte al segnale.

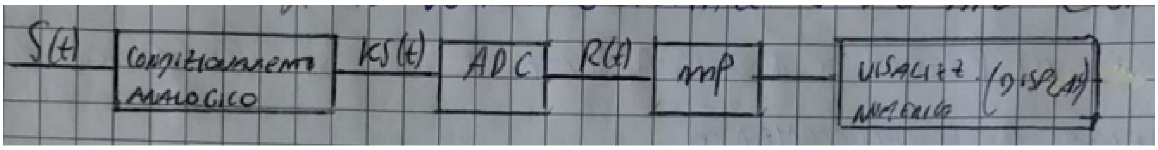
Un'importante caratteristica di questo **display**, risiede nel fatto che un classico ”**zoom**” corrisponde ad una diversa **attribuzione** di **tempo** o **tensione** alla **linea di griglia unitaria.**

Capitolo 7

Convertitori A/D

1 Voltmetro Numerico

Il **Voltmetro Numerico** è uno strumento che effettua misure di **tensione** mediante una **conversione analogico-digitale** della grandezza in ingresso e che visualizza il risultato numerico su un **display**:



- **Sezione di Condizionamento del Segnale in ingresso**, costituito da **partitori resistivi**, che ha il compito di amplificare/attenuare/filtrare il segnale per i blocchi successivi;
- **ADC** (Convertitore Analogico Digitale);
- **Microprocessore**;
- **Display**;

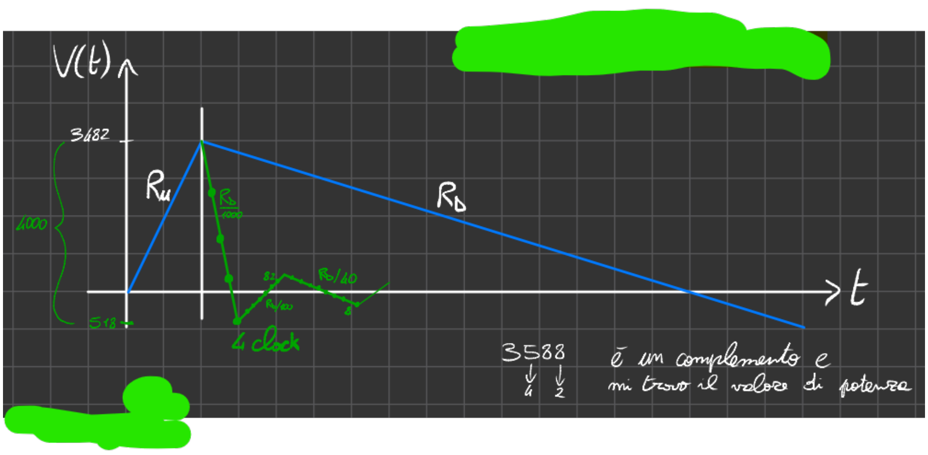
In particolare il **Convertitore Analogico Digitale** si può dividere in:

- Convertitori **Istantanei**;
- Convertitori ad **Integrazione**;

Quelli **Istantanei** sono in genere più **veloci**, approssimando il segnale attraverso una **serie di gradini**.

Quelli ad **Integrazione** invece vengono usati per misurare **tensione continua** grazie alla loro elevata **reiezione al rumore** sovrapposto al segnale, tuttavia hanno un **tempo di conversione elevato**.

2 Convertitore Multi Rampa



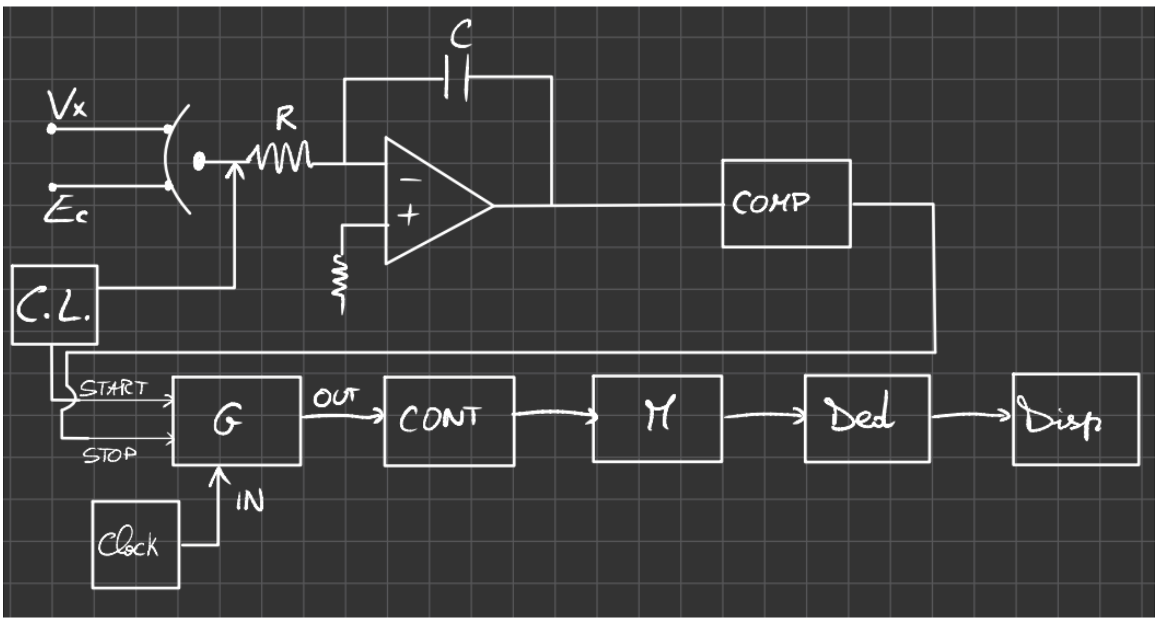
L'idea generale di questo **convertitore** è di fare una **serie di misure**, da prima **grossolane** e sempre via via più **precise**.

3 Convertitore a Doppia Rampa

Questo tipo di convertitore è utilizzato nel **multimetro** e consiste in una conversione **tensione/tempo**.

Lo scherma a blocchi è costituito da:

- Un **Integratore**;
- Un **Comparatore di Zero**;
- Un **Generatore di Tensione di Riferimento**;
- Un Circuito per la **Misura dei Tempi**

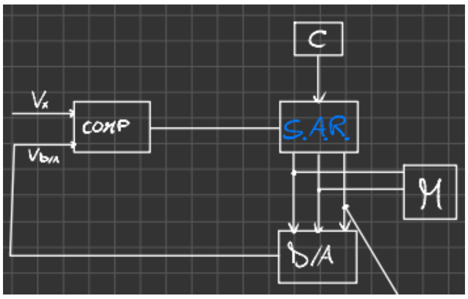


La misura avviene in due modi distinti:

- Il segnale da misurare viene applicato all'ingresso del circuito e si inizia la **fase di conversione**; L'Integratore provvede ad **integrare** la tensione in ingresso per un **intervallo costante di tempo** (T_{up});
- Dopo il tempo T_{up}, il **circuito di controllo** commuta l'ingresso dell'integratore verso una **tensione di riferimento** d'ampiezza nota e segno opposto alla tensione da misurare. A questo punto avviene una **seconda fase di integrazione** in cui la tensione si riduce a **zero**. Quando ciò avviene, il **comparatore** segnala il **passaggio per lo zero** e la Logica di Controllo interrompe il conteggio degli impulsi.

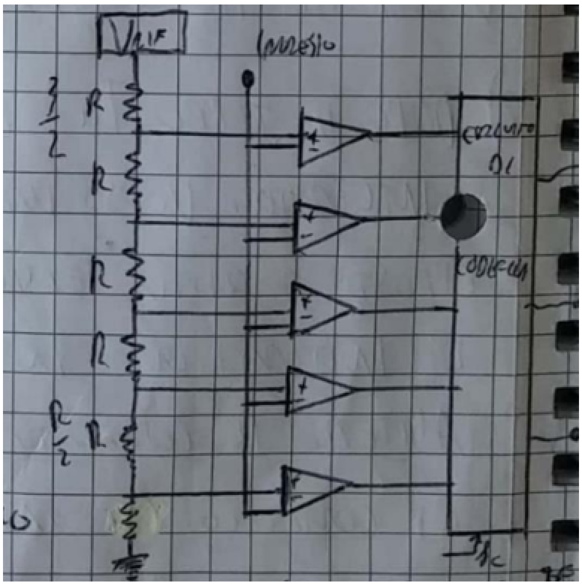
$$V_x = E_c \frac{T_{up}}{T_{down}}$$

4 Convertitore ad Approssimazioni Successive



In questo dispositivo, un'opportuna catena di reazione fa **variare il D/A** fin quando non **eguaglia** la tensione del segnale analogico che si vuole misurare.
Il controllo del D/A avviene tramite un **registro di approssimazioni successive** (SAR) che pone a **1 il bit più significativo** (MSB).
Il **comparatore** confronta **l'uscita del D/A** con **l'ingresso analogico** e lo lascia ad 1 se D/A $<$ Ingresso oppure 0 se D/A $>$ ingresso. (**Ricerca in un albero di ricerca)**
Dopo N confronti, il **SAR** confronterà il valore numerico corrispondente all'ingresso analogico.

5 Convertitore di Tipo parallelo (Flash)



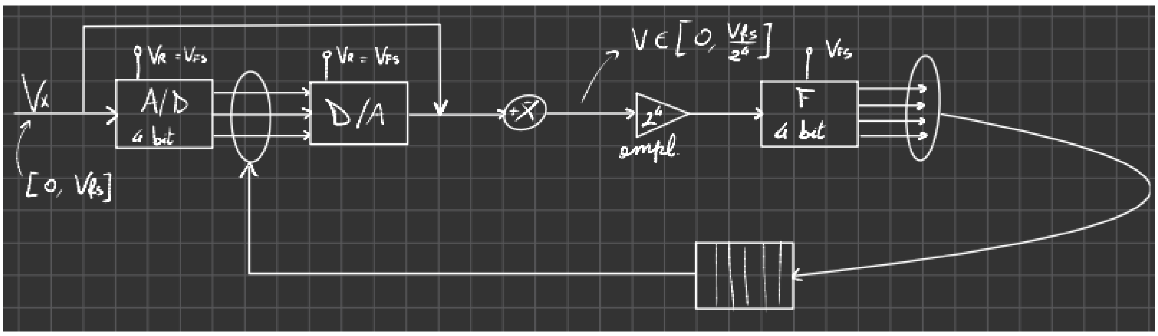
Questo convertitore è il più **veloce** tra quelli esistenti, esso è costituito da $2^n - 1$ **contatori analogici** che confrontano il segnale con $2^n - 1$ valori diversi di **tensione di riferimento**.

Il vantaggio maggiore è dovuto al fatto che tutti i **comparatori** eseguono il confronto nello **stesso istante**, riducendo il processo di **quantizzazione** ad un solo istante.

Ci sono diverse sorgenti di **Errore**:

- **Errori Statici** introdotti dai **comparatori** sia come tensioni di offset sia come correnti di offset e di bias;
- **Errori** dovuti alla **rete resistiva**;
- **Errori Dinamici** dovuti ai **comparatori**

6 Convertitore Serie Parallelo (Pipeline)



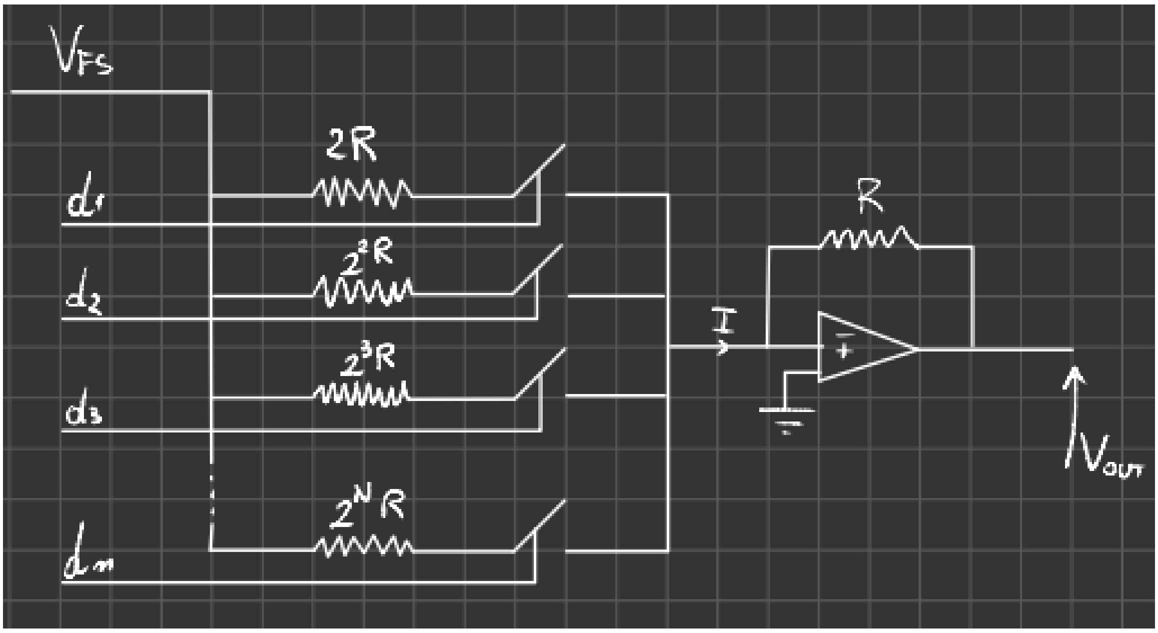
Il segnale di ingresso viene **convertito in digitale** in un primo stadio, **riconvertito in analogico** in un secondo e successivamente viene **sottratto** con se stesso.

Il risultato è ottenuto dopo una moltiplicazione per 2^n, quindi il risultato, composto dall'insieme dei bit ottenuti, dovrà essere **shiftato**.
Questa misura **dura un colpo di clock**.

Capitolo 8

Convertitori D/A

1 Convertitore a Resistenze Pesate



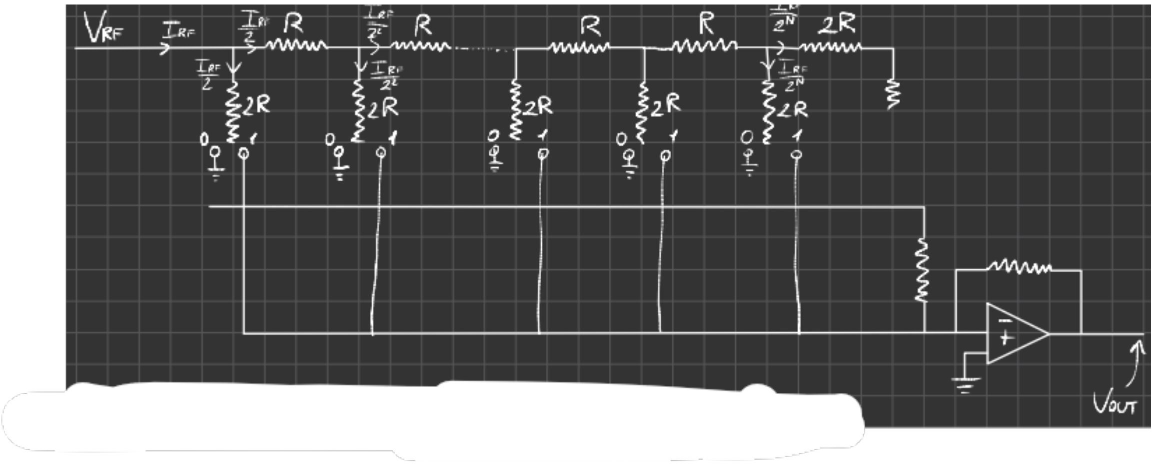
Questo convertitore presenta un **insieme di resistori di valore multiplo** (potenza di 2) di un valore **R**.

$$V_{out} = \sum \frac{V_i}{2^i} \cdot V_R$$

Le **resistenze** sono alimentate da una **tensione di riferimento** all'ingresso dell'**amplificatore operazionale**, che a sua volta in ingresso presenta una **resistenza infinita**, per cui tutta la corrente che arriva in ingresso arriva in uscita.

In **ingresso abbiamo i bit, che pilotano gli interruttori**.
(1 chiuso, 0 aperto)

2 Convertitore R-2-R



In questo convertitore, facendo una banale osservazione di **serie** e **paralleli**, possiamo dire che la **corrente** è:

$$I_{in} = \frac{V_R}{2R} \tag{8.1}$$

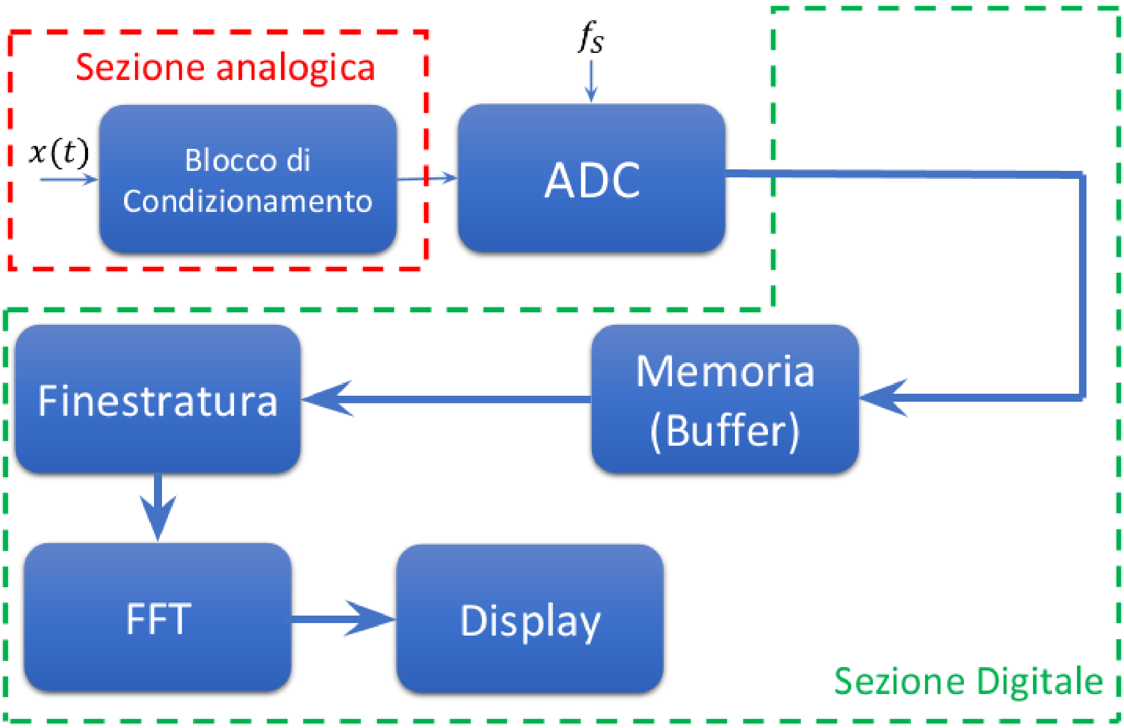
In particolare, la **caratteristica ingresso-uscita** di questo convertitore è la **stessa** del convertitore a **resistenze pesate**:

$$V_{out} = I_{in}R = \frac{V_R}{2} \tag{8.2}$$

Capitolo 9

FFT Analyzer

La **FFT** (Fast Fourier Transform) non è altro che un **algoritmo** che calcola più velocemente la **DFT** (Discrete Fourier Transform):



Il **segnale analogico** entra nel **blocco di condizionamento**, a valle del quale avremo la **conversione analogico digitale** che campiona il segnale ad una **frequenza di campionamento** f_c.
Il segnale viene poi immagazzinato in **memoria** e **finestrato**, e a questo punto viene effettuata la **FFT**.

Vediamo i blocchi in dettaglio:

Condizionamento

Questo blocco ha lo scopo di **adattare il segnale analogico** per i blocchi che troverà a valle e opera la funzione di un **filtro passa basso**, con l'aggiunta della **protezione dal fenomeno di aliasing**.

In particolare, il compito di questo filtro è quello di **limitare le componenti frequenziali** del segnale in ingresso, in modo tale da far si che la **massima frequenza** del segnale sia **minore della metà della frequenza di campionamento**.

Entrando più nel dettaglio possiamo discernere **3 operazioni fondamentali**:

- **Accoppiamento** (coupling)
- **Amplificatore/Attenuatore**
- **Anti-Aliasing**

Memoria

Identicamente alla **memoria dell'oscilloscopio**, anche la memoria dell' **FFT** viene gestita con la tecnica **FIFO**.

Finestratura

Il calcolo della **FFT** si basa su **sequenze** di lunghezza N finite, mentre arrivano in continuazione campioni in uscita dall'A/D, quindi occorre selezionare dei blocchi di N campioni per volta.

Questa operazione viene chiamata **finestratura** e consiste nel **moltiplicare** la sequenza di uscita per una **finestra rettangolare di lunghezza N**.

Possiamo definire due tipi di campionamenti:

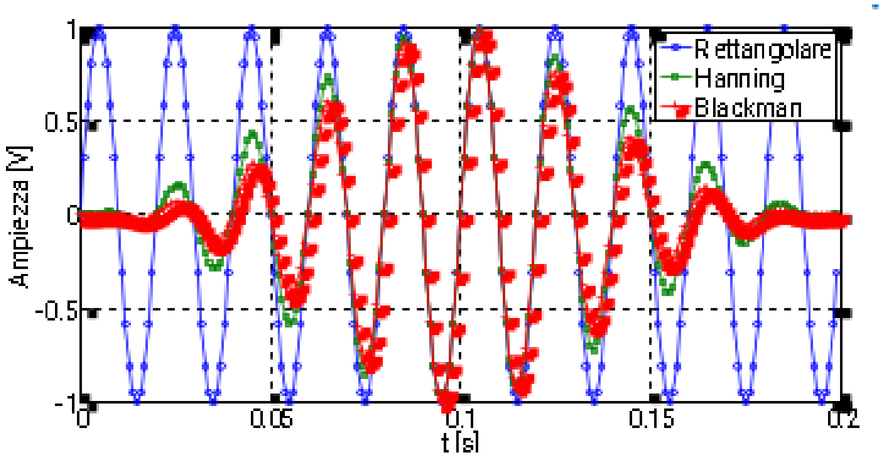
- **Campionamento Sincrono**, in cui prendiamo un numero intero di periodi;
- **Campionamento Asincrono**, in cui non prendiamo un numero intero di periodi;

Nel caso di **campionamento asincrono**, si genereranno delle **discontinuità** che faranno nascere delle **componenti spettrali** non presenti nel segnale originario (**Spectral Leakage**).

Proprio per questo esistono diverse tipologie di finestre:

- **Rettangolare**

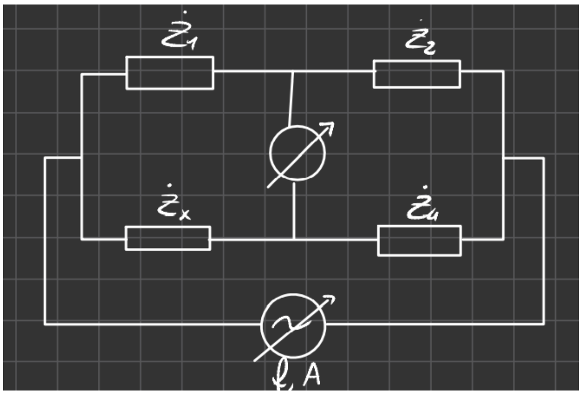
- **Hamming**
- **Blackman-Harris**
- **Flat Top**



Capitolo 10

Ponti in AC

I **ponti in alternata** sono strumenti **analogici** che permettono di calcolare **impedenze**.



$$\begin{cases} \dot{Z}_1\bar{I}_1 = \dot{Z}_x\bar{I}_x \\ \dot{Z}_2\bar{I}_1 = \dot{Z}_4\bar{I}_x \end{cases} \implies \dot{Z}_x = \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2} \cdot \dot{Z}_4$$

Quindi ho due equazioni:

$$\begin{cases} Re\{\dot{Z}_x\} = Re\left(\frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2} \cdot \dot{Z}_4\right) \\ Im\{\dot{Z}_x\} = Im\left(\frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2} \cdot \dot{Z}_4\right) \end{cases}$$

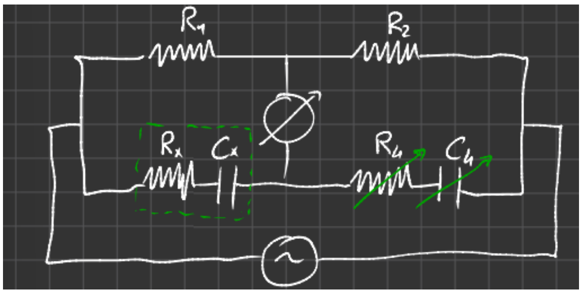
$$\begin{cases} |\dot{Z}_x| = \left|\frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2} \cdot \dot{Z}_4\right| \\ \theta_x = \theta_1 + \theta_4 - \theta_2 \end{cases}$$

Allora possiamo dire che esistono **due tipologie di ponti**:

- **Prodotto**
  - **Re**
  - **Im**

- **Rapporto**
  - **Re**
  - **Im**

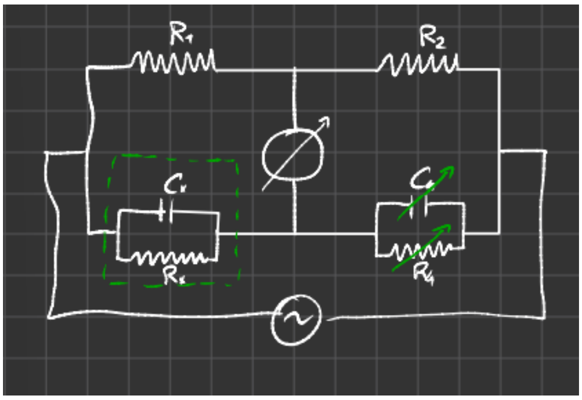
1 Ponte di Gott (a rapporto reale)



$$R_x + \frac{1}{j\omega C_x} = \frac{R_1}{R_2}\left(R_4 + \frac{1}{j\omega C_4}\right)$$

$$\begin{cases} R_x = \dfrac{R_1}{R_2} \cdot R_4 \\ C_x = \dfrac{R_2}{R_1} \cdot C_4 \end{cases} tan(\delta) = \omega R_x C_x = \omega R_4 C_4$$

2 Ponte di De Sauty (ponte a rapporto reale)

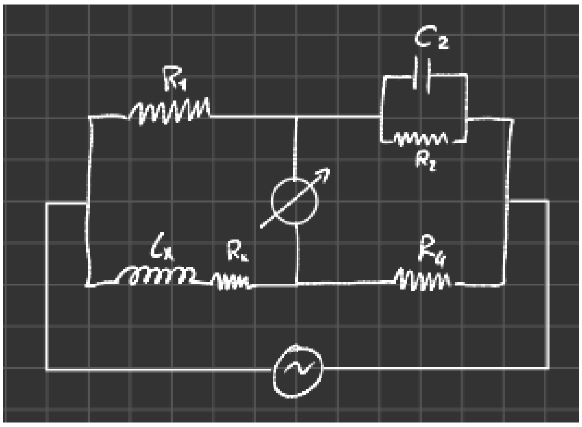


$$\dot{Y}_x = \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \cdot \dot{Y}_4$$

$$\frac{1}{R_x} + j\omega C_x = \frac{R_2}{R_1}\left(\frac{1}{R_4} + j\omega C_4\right)$$

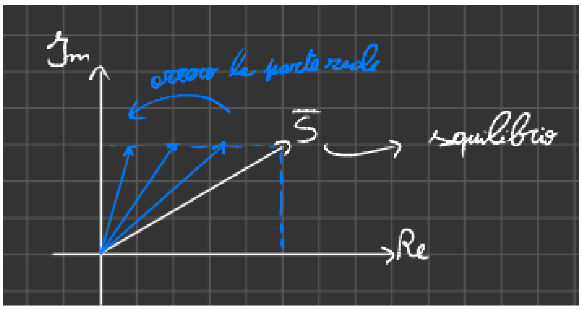
$$\begin{cases} R_x = \dfrac{R_1}{R_2} R_4 \\ C_x = \dfrac{R_2}{R_1} C_4 \end{cases} \implies tan(\delta) = \frac{1}{\omega R_x C_x} = \frac{1}{\omega R_4 C_4}$$

3 Ponte di Maxwell (prodotto reale)



$$\underbrace{\theta_1}_{0} + \underbrace{\theta_4}_{0} = \underbrace{\theta_2}_{\pm 90} + \underbrace{\theta_x}_{\pm 90}$$

$$\begin{cases} R_x = \dfrac{R_1}{R_2} R_4 \\ L_x = R_1 R_4 C_2 \end{cases}$$

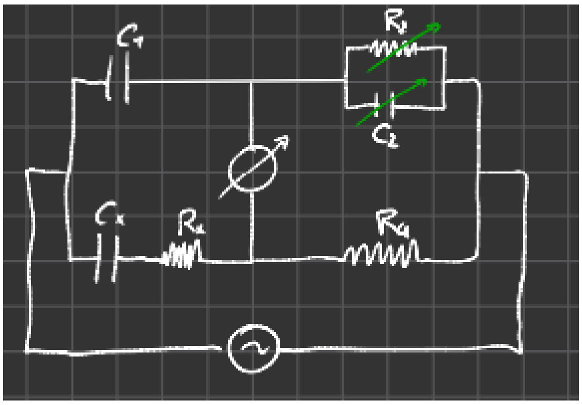


Se vario R_4 e R_2 tocco sia l'**equilibrio** di **parte reale** e sia di **parte immaginaria**.

$\implies$ problema di **Sliding Balance**

$$Q = \frac{\omega R_1 R_4 C_4}{\frac{R_1 R_4}{R_2}} = \frac{1}{tan(\delta_2)} = \theta_2$$

4 Ponte di Schering (prodotto immaginario)



$$\underbrace{\theta_x}_{(-90,0)} + \underbrace{\theta_2}_{(-90,0)} = \underbrace{\theta_1}_{-90} + \underbrace{\theta_4}_{0}$$

$$Z_x = \frac{Z_1}{Z_2} Z_4$$

$$R_x + \frac{1}{j\omega C_x} = \frac{R_4}{j\omega C_1}\left(\frac{1}{R_2} + j\omega C_2\right)$$

$$\begin{cases} R_x = \dfrac{R_4 C_2}{C_1} \\ C_x = \dfrac{C_1 R_2}{R_4} \end{cases} \Longrightarrow tan(\delta) = \omega R_x C_x = \omega R_2 C_2 = \frac{1}{tan(\delta_2)}$$

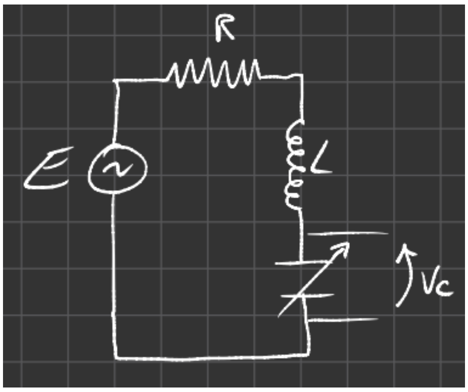
Che vantaggio c'è? In **alta frequenza** e in **alta tensione** un **condensatore campione** è meglio di **resistori campioni** (per via di **parametri parassiti**).

Il **rilevatore di 0** deve anche essere selettivo in caso di alimentazione alternata.

Capitolo 11

Q-Metro

Il **Q-Metro** misura le **impedenze** e i **fattori di merito/perdita** e si basa sul principio di **risonanza**:

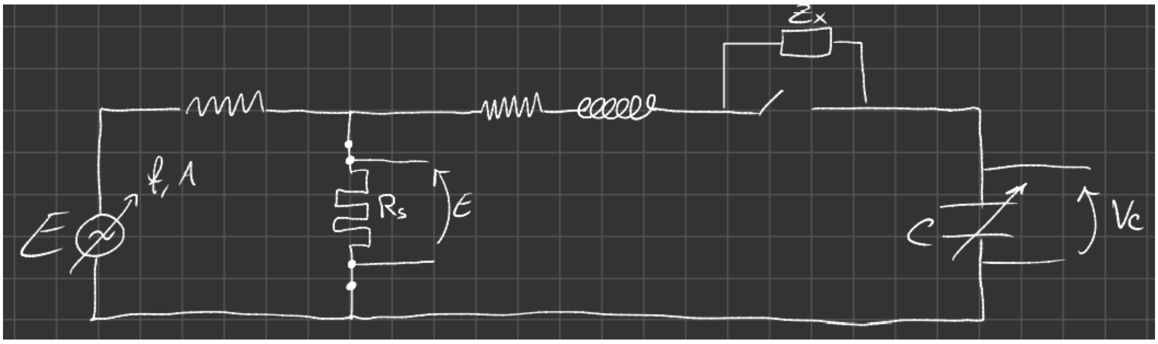


$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \implies \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

$$V_C = \underbrace{\frac{E}{R}}_{I} \cdot \frac{1}{\omega_0 C} = E\frac{\omega_0 L}{R} = E \cdot Q$$

Si dimostra che $\omega_{max} = \omega_0\sqrt{1-\frac{1}{2Q}}$ e se $Q > 10$ siamo in risonanza.

1 Q-Metro con sostituzione tipo serie



Dove R_s è una resistenza molto piccola che serve per misurare E.

Prima misurazione (senza Z_x)

$$X_L = X_{C_1}$$

Che va in risonanza quando:

$$Q_1 = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{\omega R C_1} \implies R = \frac{1}{\omega Q_1 C_1}$$

Seconda misurazione (con Z_x)

$$X_L + X_x = X_{C_2} \implies X_x = X_{C_2} - X_{C_1} = \frac{1}{\omega C_2} - \frac{1}{\omega C_1} = \frac{C_1 - C_2}{\omega C_1 C_2} \implies$$

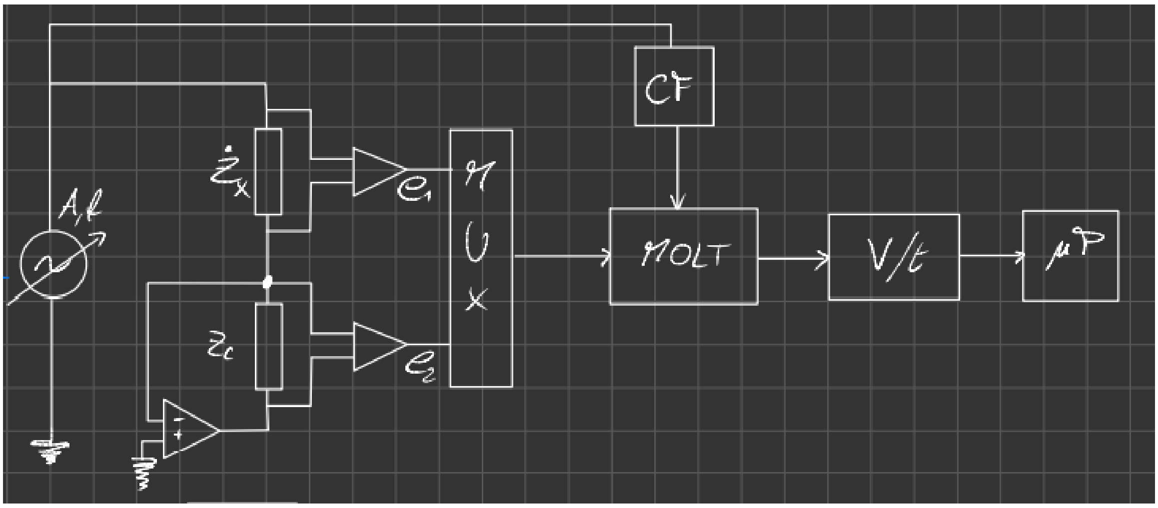
$$\implies Q_2 = \frac{1}{\omega (R + R_x) C_2} \implies R + R_x = \frac{1}{\omega Q_2 C_2} \implies$$

$$\implies R_x = \frac{1}{\omega Q_2 C_2} - \frac{1}{\omega Q_1 C_1}$$

Da notare che, se $C_1 \approx C_2$ non va bene...
Va bene invece se X_x ha $L >> 1$ oppure $C << 1$.

Capitolo 12

Impedenzimetro



Questo strumento serve per misurare **R, L, C, Q e sfasamenti**, e si basa su una tecnica di tipo **voltamperometrica**.

Esso è composto da:

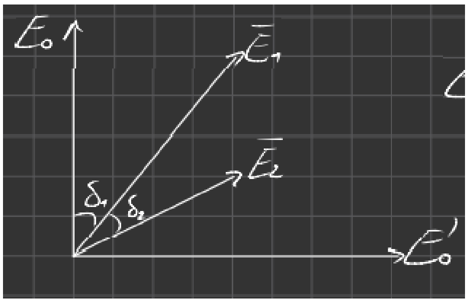
- Un **generatore di segnale**
- **Impedenza incognita** Z_x
- **Resistenza Campione** Z_x
- **Amplificatori differenziali** A_1, A_2
- **Amplificatore Operazionale** a **transconduttanza**

E vige la seguente equazione:

$$Z_x = \frac{E_1}{E_2} R_c$$

In particolare si basa sulla **tecnica delle proiezioni**:

Metodo Fast



$$E_0E_1cos(\delta_1) + \cancel{E_0E_1cos(2\omega + \delta_1)}$$ [1]

Misure che fa lo strumento:

- M_1 : $E_0E_1cos(\delta_1)$
- M_2 : $E_0E_2cos(\delta_2)$
- Sfasiamo di 90 gradi E_0
- M_3 : $kE_0E_1sin(\delta_1)$
- M_4 : $kE_0E_2sin(\delta_2)$

Sostituendo nell'equazione di Z_x otteniamo:

$$\begin{cases} Z_x = \dfrac{M_1 + jM_3}{M_2 + jM_4} R_c \end{cases}$$

Da questa equazione possiamo ricavarci **L, R, C** etc.

Metodo Medium e Slow

Con questi metodi, molto **lenti**, otteniamo una **precisione maggiore**, grazie a misure con **sfasamenti diversi**.

[1] Perchè il doppia rampa misura solo la parte continua

Capitolo 13

Misure di Potenza

La potenza istantanea è descritta come:

$$P = V \cdot I$$

Mentre il tipo di potenza che è di nostro interesse è la potenza media, definita come:

$$\frac{1}{T}\int_0^T P(t)dt$$

In continua, potenza media e potenza istantanea coincidono e questa condizione ci è utile quando saliamo in frequenza dato che tendenzialmente misureremo potenza nel regime sinusoidale, in cui la potenza attiva diventa:

$$P = V \cdot Icos(\varphi)$$

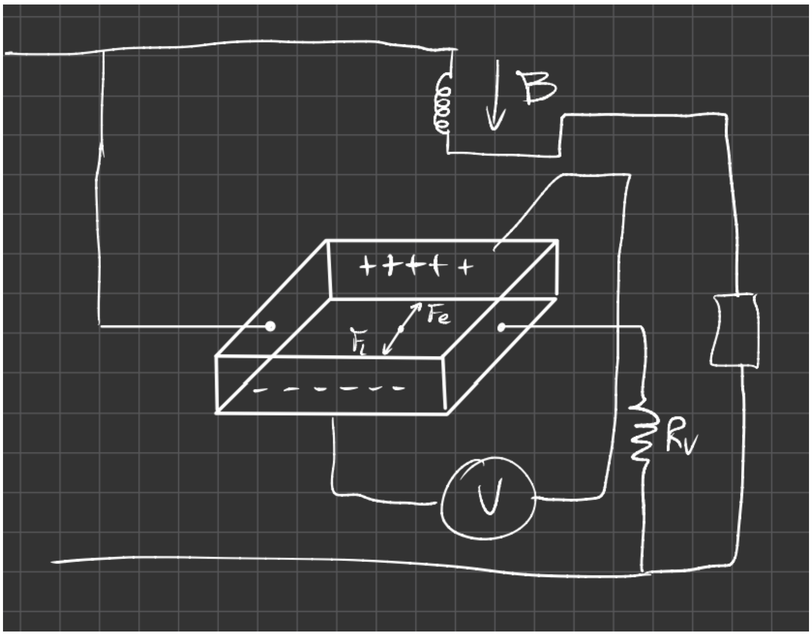
In questo tipo di regime vi è anche una parte reattiva:

$$Q = V \cdot Isin(\varphi)$$

Ed è legata alla potenza attiva tramite la potenza apparente:

$$P_A = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

1 Wattmetri ad Effetto Hall



Come noto, in un **trasduttore** ad effetto **hall**, la tensione V_H (t) è proporzionale al prodotto di due grandezze variabili:

$$V_H(t) = R_H \cdot i(t) \cdot B(t)$$

Dove:

- R_H = **costante di Hall**;
- $i(t)$ = corrente che passa attraverso il **trasduttore**;
- $B(t)$ = **induzione magnetica**

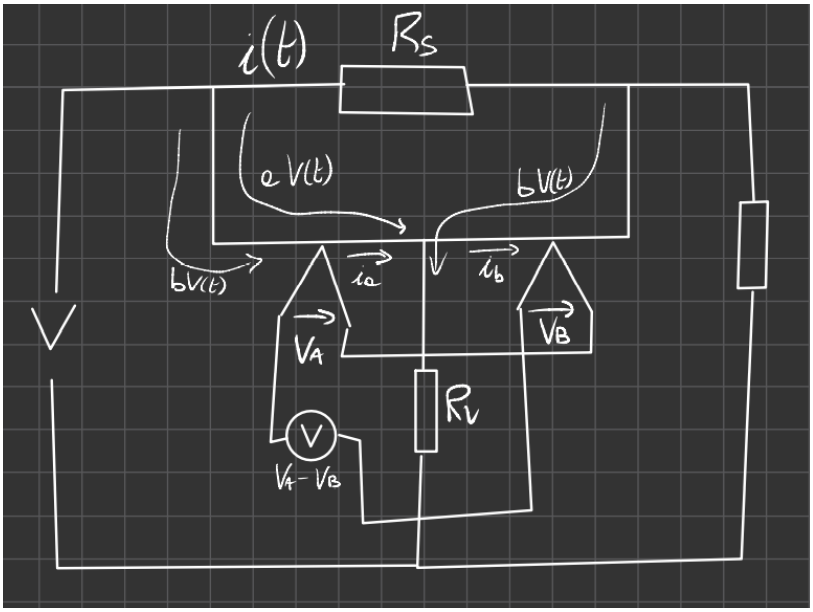
La **potenza** P è determinata misurando $V_H(t)$ attraverso un **voltmetro** a valor medio con alte impedenze di ingresso e considerando che $V_x(t) = a \cdot i(t)$ e $i_x(t) = b \cdot B(t)$, dove **a** e **b** sono costanti di proporzionalità:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T V_x(t) \cdot i_x(t)dt = \frac{ab}{T}\int_0^T i(t)B(t)dt = R_H \cdot V_H$$

Dove T è il periodo del misurando.

Nella configurazione abituale del **moltiplicatore di Hall**, l'**induzione Magnetica** è proporzionale alla **corrente** sul **carico** e la **corrente** di **polarizzazione** ottimale i_v è fissata da un **resistore** R_v.

2 Wattmetri Termici



Il **Principio** del **Wattmetro Termico** è nell'uso di due **termocoppie**, la **potenza attiva P** è ottenuta tramite una misura della **tensione continua** tra le due **termocoppie**.

Adattando soluzioni basate su tecniche di **retroazione**, non sono necessarie correzioni per compensare la **non linearità** delle **termocoppie** e, utilizzando due **termocoppie gemelle** si ottiene un notevole **miglioramento** delle prestazioni.