

ovvero, ancora nell'approssimazione di E piccolo: $E \approx \mu E$:

$$E \approx p \mu d$$

E è, in pratica, sempre positivo.

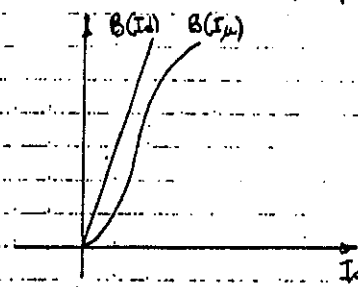
6.9.1.

CRITERI DI PROGETTO DI UN TA

MINIMIZZAZIONE DEGLI ERRORI

Abbiamo visto come gli errori di rapporto e di angolo dipendano da $p = \frac{I_m}{I_1}$ e dall'angolo α , dipendente dalle condizioni di funzionamento del dispositivo.

Dal punto di vista prospettivo μ ed E possono essere ridotti vari minimizzando I_m :



$$I_m = \sqrt{I_1^2 + I_2^2}$$

Questa condizione si traduce nell'impiego di materiali su cui le curve di $B(I_1)$ e di $B(I_m)$ siano molto ripide; per dispositivi di tipo economico si usano laminari al NiFeo o cristalli orientati; per dispositivi più costosi si usano leghe come Mu-metal (composta da Fe, Ni, Cu) e metalli vetrosi⁽¹⁾.

Im (I_1, I_m) (anche detti metalli amorfi). Tutti questi materiali presentano un ottimo compromesso da questo punto di vista: hanno basse perdite e curve di magnetizzazione molto ripide.

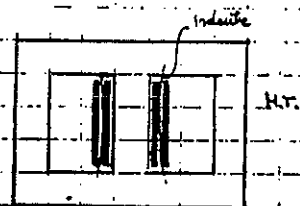
VALUTAZIONE DI B_{max}

www.ingonline.biz

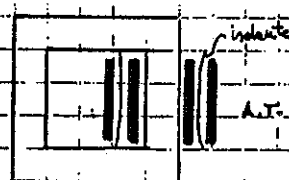
Il massimo valore che assume B varia tra i 0.1-0.2 Tesla dei dispositivi più pregiati (TA campioni) sino ai 0.05 Tesla dei dispositivi commerciali. La nozione del nucleo va dunque scelta in modo da ottenere il valore di Φ_m desiderato. Nel risolvere questo problema occorrerà seguire un giusto compromesso tra costo e prestazioni del dispositivo e le sue prestazioni.

TA PER IMPIEGHI PARTICOLARI

- TA PER MEDIE TENSIONI: il nucleo ha ancora forma a anello come in quelli per basse tensioni; non si hanno infatti particolari problemi di isolamento.



- TA PER ALTE TENSIONI: si preferisce un nucleo a finestra in modo da avere più spazio per l'isolamento tra gli avvolgimenti.



(1) Si veda anche a pag. 147, disponibili per formare, ad esempio, nuclei toroidali.

Espr. di flusso della relazione

-48-

$$N_1 I_m = |\bar{R}| \phi$$

ora, invece, risulta:

$$\gamma N_1 I_m = |\bar{R}| \phi' = |\bar{R}| \phi / \gamma$$

Dividendo queste due relazioni si ottiene che I_m decresce come $1/\gamma^2$:

$$I_m' = I_m / \gamma^2$$

In queste condizioni, dunque, un aumento del numero di spire ha riflessi positivi sulla precisione del Trasformatore, per il fatto che gli errori d'angolo e di rapporto diminuiscono rapidamente con γ .

La condizione di cadute interne nulla sul secondario non è, però, molto realistica. Più realistica è invece quella di cadute esterne nulla sul secondario (tra su corto-circuito): $R_{e2} = X_{e2} = 0$, per la quale risulta:

$$E_2 = \sqrt{R_2^2 + X_{d2}^2} I_2$$

Supponiamo di aumentare di un fattore γ il numero di spire dei due avvolgimenti, mantenendo costanti I_2 e γ_2 :

$$N_1' = \gamma N_1 \quad N_2' = \gamma N_2$$

Questa volta E_2 non risulta costante, in quanto dipende dai parametri interni del circuito secondario, che si modificano in:

$$R_2' = \gamma R_2$$

www.ingonline.biz

$$X_{d2}' = \frac{N_2'^2}{R_{d2}} = \frac{(\gamma N_2)^2}{R_{d2}} = \gamma^2 \frac{N_2^2}{R_{d2}} = \gamma^2 X_{d2}$$

In questo all'aumento del numero di spire, la f.e.m. sul secondario si modifica in:

$$E_2' = \sqrt{\gamma^2 R_2^2 + \gamma^4 X_{d2}^2} I_2 = \gamma \sqrt{R_2^2 + \gamma^2 X_{d2}^2} I_2$$

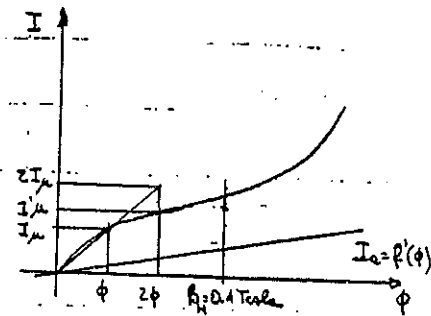
e risulta aumentata, rispetto al valore iniziale, di un fattore maggiore di γ ; si ha, cioè:

$$E_2' > \gamma E_2, \quad \text{e quindi: } \phi' < \gamma \phi \quad E_2' > \gamma E_2$$

- a) Rilettura di dispendio: non è un interesse il valore (peraltro difficile da calcolare), in quanto la utilizziamo solo per esprimere dei passaggi matematici. E' vero (perché l'effetto del vuoto).
- b) L'uguaglianza non è perfetta perché si possono anche avere avvolgimenti a più strati, dunque di diametro e lunghezza leggermente diversi da m e n .

I_m , invece, non raddoppia; se infatti è vero che I_a , in prima approssimazione, raddoppia, invece I_m , nei punti di normale funzionamento del dispositivo (vedi diagramma a lato) non aumenta ma raddoppia.

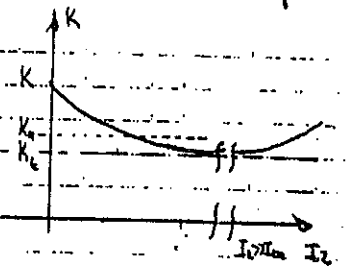
In definitiva I_m finisce per ruotare su arco antiorario senza raddoppiare di modulo. Si ottiene che anche I_1 raddoppia⁽¹⁾:



$$I_1' < 2I_1$$

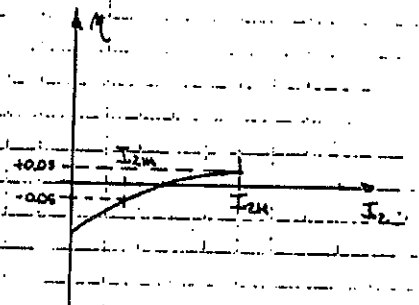
Ne deriva che il rapporto di trasformazione diminuirà e si avvicinerà a quello teorico:

$$K' = \frac{I_1'}{I_2} < \frac{2I_1}{2I_2} = K$$



questo perché I_1 , pur non raddoppiando, aumenta più di I_m , dunque P diminuirà; inoltre I_m tende a portarsi in fase con I_1 , dunque anche I diminuirà.

In base al diagramma $I-K$ si stabilisce il rapporto di conversione utile, tenuto conto del fatto che si fa in modo da mantenere M entro valori prefissati, se le correnti variano su un range (da determinarsi in base al diagramma stesso). (Una volta fissato K_m si ottiene un diagramma dell'ordine di rapporto come quello riportato a lato).

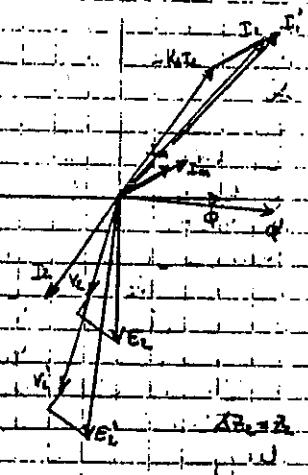


Caratterizzate tutti i diagrammi eseguiti in questo paragrafo passano sempre integralmente riportati al caso in cui, invece che I_a , vari I_1 .

www.ingonline.biz

VARIATIONE DELL'IMPEDENZA DI CARICO (MODULO)

Supponiamo che I_2 raddoppi: $I_2' = 2I_2$ a portici della oltre condizioni di funzionamento del trasformatore (ϕ, f, I_2). Si vede facilmente che raddoppia la caduta sul core, una volta la E_2 , in quanto la caduta interna del secondario res. S_2 è inversa a E_2 , dunque, diverrà quasi doppio e sulla sua rotazione su arco orario. Stessa rotazione ϕ o ϕ' . La I_m a sua volta diminuirà, anche se questo meno di ϕ ; per la loro la rotazione sarà di ϕ però contraria a quella propria di I_m , con effetto



- (a) Per valori di I_2 molto maggiori di quelli nominali: $I_2 \gg I_m$, il fattore di conversione tende a essere unitario. Questo fenomeno è evidenziato dall'inversione di pendenza della curva $\phi - I_2$ del grafico più a lato, e mostrato nel grafico $I-K$. Queste condizioni di funzionamento più vicine effettivamente alla I_a che ipotizzava una potenza, ma in quali di misura.
- (b) Sull'effetto di rotazione (che sarebbe aumentato I_1 di più del doppio) prevale, infatti, l'effetto aumento di I_m ($I_m < 2I_m$) col risultato che I_1 non giunge a raddoppiare.

VARIAZIONE DELLA FREQUENZA DI LAVORO

Consideriamo ora il caso che vari la sola frequenza di lavoro del sistema: $f' \neq f$. Gli effetti di una variazione di questo tipo sono molto meno importanti di quelli che si avevano in un TV. In quel caso infatti, facendo riferimento alla relazione:

$$V_1 \approx E_1 = \omega N_1 \phi$$

si vedeva che ϕ , da cui dipendeva la tensione in uscita, aveva il contributo di "contrasto". I ripresi, trasferendone l'effetto sull'uscita. Questo aspetto di contrasto era esattamente determinabile solo per un valore di ω prefissato; qualche variazione di f aveva effetti deleteri sui requisiti di precisione del dispositivo.

In un T.A., invece, ϕ ha un'importanza del tutto marginale, essendo addirittura nulla in un dispositivo ideale, e piccolo in uno reale, per cui gli effetti di una variazione della frequenza di lavoro sono molto meno vistosi che in un TV. In effetti, ω influisce su M ed E , ma con frequenze contrastanti che permettono, con qualche accorgimento, di realizzare TA in grado di lavorare in bande di frequenza abbastanza larghe.

Il più delle volte la banda di frequenze di un TA è modulata in più zone, a seconda dei massimi errori di angolo e di rapporto che si possono evitare. Si può avere, ad esempio:

$$\begin{array}{ll} f_1 \leq f \leq f_2 & M_1, E_1 \\ 150 \leq f \leq 300 \text{ Hz} & M_2, E_2 \\ 500 \leq f \leq 1500 \text{ Hz} & M_3, E_3 \end{array}$$

6.9.3 CARATTERISTICHE DI UN TA

L'accuratezza (di cui la classe) di un TA è misurata dal solo errore di rapporto M_x , come per i TV si suppone però che, in corrispondenza di un certo M_x , l'errore di angolo E_x sia compreso entro un limite prestabilito.

L'accuratezza del dispositivo è garantita anche quando tutte le cause di errore sono presenti contemporaneamente e determinano, ciascuna nel range per esse fissato, l'effetto peggiore di fra complessive.

Ripetiamo i range entro cui possono variare le possibili cause di errore di un TA:

$$- I: \quad 30\% \leq \frac{I}{I_m} \cdot 100 \leq 120\% \quad (\text{Standard})$$

$$- Z: \quad 0 \leq Z \leq 20^\circ$$

$$- \varphi: \quad 0.1 \leq \cos \varphi \leq 1 \quad (\text{Standard})$$

$$- f: \quad f_1 \leq f \leq f_2$$

Ai dati di targa vanno poi aggiunte le condizioni non riportate e poi rintrodotte:

$$0.8 \leq \cos \phi \leq 1$$

$$50\% \leq \frac{I_1}{I_{1n}} \leq 120\%$$

$$EX (\%)$$

- legame tra EX ed $\eta\%$

Inoltre il costruttore deve fornire l'errore d'angolo e quello di rapporto per un valore ben preciso di I_1/I_{1n} , anche fuori classe. Ad esempio:

$$100 \frac{I_1}{I_{1n}} = 20\%$$

$$\eta, E$$

questa caratteristica va fornita perché spesso i TA vengono impiegati come "interfaccia" per collegare dei contatori di energia; in tali condizioni di funzionamento capita spesso che il dispositivo funzioni con correnti precise, anche fuori classe.

6.2.5 CONDIZIONI DI FUNZIONAMENTO ACCIDENTALE

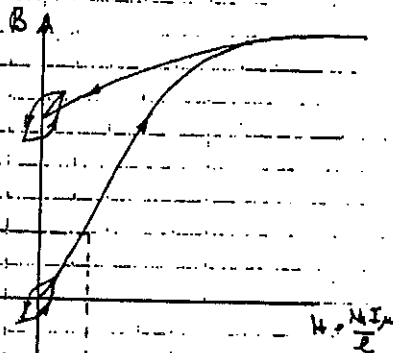
Il TA non deve mai funzionare con il corrente secondario aperto.

Supponiamo infatti di lavorare in questa condizione;

risultano:

$$I_1 = I_{1n}$$

www.ingonline.biz



La corrente di magnetizzazione raggiunge dunque valori ben superiori a quelli delle condizioni di normale funzionamento; con l'effetto di portare il nucleo in condizioni di saturazione.

Se il TA in queste condizioni non venisse danneggiato, al ritorno del dispositivo in condizioni di funzionamento normali, il magnetismo residuo del nucleo modificherebbe la caratteristica magnetica del dispositivo, ed il risultato che il dispositivo non fornirebbe più precisione nella misura.

Facciamo vedere che in realtà, in queste condizioni di funzionamento, è estremamente probabile che il dispositivo ne risulti distrutto. Supponiamo che la I_{1n} sia interamente costituita dalla corrente di magnetizzazione I_m , la quale come abbiamo già osservato, è notevolmente superiore alla corrente che impedisce il nucleo in saturazione; pertanto il tratto di caratteristica magnetica del nucleo che ci interessa è molto

Un valore tipico per l'induzione magnetica nominale in un TV di qualità risulta:

$$B_n = 0.2 \text{ T}$$

cui corrisponde un flusso magnetico nominale pari a:

$$\Phi_{nz} = N_2 S B_n = 0.2 (N_2 S) \quad (\text{concatenato}).$$

Se l'induzione in condizioni di saturazione è pari a $B_s = 2$ il flusso corrispondente, Φ_s , risulta pari a:

$$\Phi_s = N_2 S B_s = 2 (N_2 S) = 10 \Phi_{nz}$$

La fem di piezo indotta risulta, di conseguenza:

$$(2) \quad |e_z| = 2 N_2 \frac{\Phi_s}{\Delta t} = -2 \frac{\Phi_s}{\Delta t} = -20 \frac{\Phi_{nz}}{\Delta t} \quad (\text{dalla (1)})$$

Ipotesiamo che il valore massimo della corrente in rigrano sia pari a 100 volte il valore ^{di corrente} I_{ms} cui corrisponde la soglia della saturazione:

$$I_p = 100 I_{ms}$$

Da questa relazione, tenendo conto che $i_1 = I_p \sin \omega t$ e che $i_2 = I_{ms}$ per $t = \frac{\Delta t}{2}$ (vedi figura alla pagina precedente), si ricava:

$$I_{ms} = \frac{1}{100} I_p = I_p \frac{\sin \frac{\omega \Delta t}{2}}{2}$$

da cui:

$$\sin \frac{\omega \Delta t}{2} = 0.01$$

www.ingonline.biz

In questa relazione si può senz'altro approssimare il seno con l'angolo, ricavando:

$$\frac{\omega \Delta t}{2} = 0.01 \quad ; \quad \Delta t = \frac{0.02}{\omega}$$

Adottando infine ricavato il valore di Δt , sostituendolo nella relazione che fornisce il piezo della fem indotta, e_z , si ottiene (2):

$$|e_z| = 20 \frac{\Phi_{nz}}{\Delta t} = 20 \frac{\Phi_{nz}}{\frac{0.02}{\omega}} = 1000 \omega \Phi_{nz}$$

$\omega \Phi_{nz}$, d'altra parte, è dello stesso ordine di grandezza di V_{en} , per cui quest'ultima relazione mostra come, a circuito secondario aperto, si possano ottenere con un TA delle Taurus indotte di piezo pari anche a 1000 volte il loro valore nominale. Tensioni così elevate, unitamente al forte riscaldamento del nucleo per il fatto che le perdite nel ferro, proporzionali a ϕ^2 , aumentano di 100 volte, farebbero ed distruggere l'isolamento del secondario rendendolo inutilizzabile il TA.

Per gli stadi motori a motore visti per i T.V., anche per i T.A. è previsto che la cassa e l'avvolgimento di uscita siano collegati a massa con un collegamento fisso di impedenza.

6.9.10 IL T.A. COME SOTTOCATORE DI CORRENTE

Il T.A. è solitamente funzionare come sommatore di corrente perché, se riferito correttamente in un circuito, la corrente in uscita è praticamente rimposta. Ricordiamo infatti (p. 44) che, se Z_u è l'impedenza dell'attiratore in serie al quale il T.A. è riferito, e V_c è la tensione di linea, praticamente, coincidente con quella sul motore, risulta:

$$I_1 \approx \frac{V_c}{Z_u} \quad ; \quad I_2 = \frac{I_1}{K} \approx \frac{V_c}{K Z_u} \quad ;$$

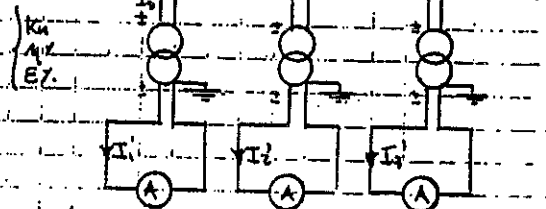
quindi la corrente in uscita è praticamente rimposta. Pertanto, realizzando un nodo di somma, è possibile sommare le correnti in uscita da due o più T.A.

Se, ad esempio, si vogliono misurare la corrente circolante in un sistema trifase e, per ragioni di sicurezza, non sia possibile usare gli strumenti direttamente in linea, si può eseguire la stessa misura misurando la corrente in uscita da 3 T.A. generali, tenendo conto che:

$$I_1 = \frac{I}{K}$$

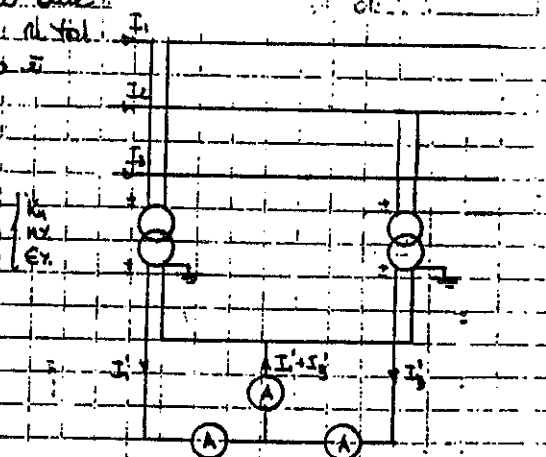
ed avendo cura che risulti:

$$Z_u \leq Z_{ec} = \frac{P_n}{I_{en}}$$



Poi si possono eseguire le stesse misure utilizzando due sole unità invece che 3; basterà tener conto che il valore della tensione in uscita da ciascun dispositivo è maggiore; ad esempio, per il primo si ha:

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_u I_1 + Z_u (I_2 + I_3) \\ &= Z_u I_1 + Z_u I_2 \\ &= Z_u (I_1 + I_2) \end{aligned}$$



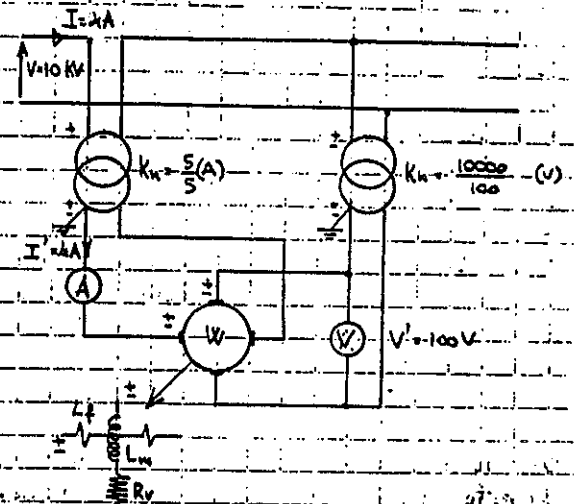
In questo caso è strettamente necessario che i TA siano assolutamente isolati; non conta tanto la loro precisione quanto il fatto che gli errori comuni devono essere assolutamente identici per tutti e 3, se si vogliono evitare errori di misura assolutamente inaccettabili. Infatti, se le I_1 sono prossime al valore nominale di 5A, la I_0 assume valori intorno al mA, errori diversi nel riprodurre le tre correnti di linea producono errori enormi nella misura della loro somma, I_0 .

www.ingonline.biz

6.12 ADATTAMENTO DI RANGE NELLE MISURE DI POTENZA.

Per misurare il flusso di potenza attraverso linee nelle quali non è possibile l'applicazione diretta di strumenti di misura, si ricorre ad un adattamento di range mediante l'impiego opportuno di trasformatori di tensione e di corrente.

Per un sistema monofase, ad esempio, una misura di questo tipo è realizzata secondo lo schema di principio riportato a lato. Se osservi che la scelta dei punti dei due trasformatori da mettere a monte viene casuale, una volta eseguita in maniera tale da unificare la ddp tra le bobine del wattmetro. Poiché la caduta di tensione nel circuito voltmetrico si ha essenzialmente sulla resistenza R_v possiamo ragionevolmente affermare che le 2 bobine dello strumento sono poste all'incirca alla stessa tensione, se è vero a monte il filo che entra nel circuito voltmetrico del contatore e, come sappiamo, infatti, questo contatore è posto nell'estremità del circuito voltmetrico adiacente alla bobina mobile.



Se questa regola non venisse seguita tra le bobine del wattmetro si avrebbe una ddp pari al riporto a 100V; questa è una condizione da evitare, perché che nel caso di strumenti overti le bobine sarebbero

Per il circuito indicato in figura espone le lettere di I' , V' , P' e poi riportarle alla grandezza di uno strumento dove tenersi conto delle relazioni:

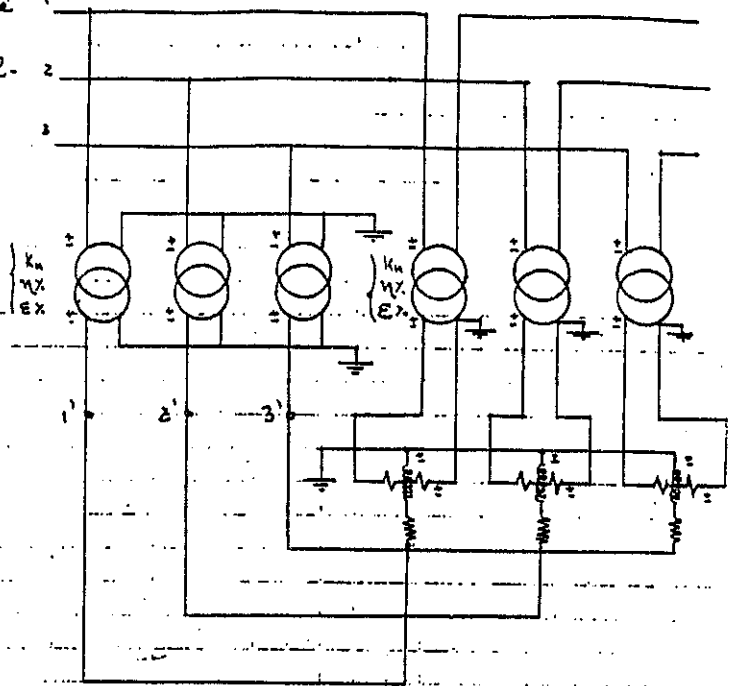
$$\begin{aligned} I &= K_{I1} I' \\ V &= K_{V1} V' \\ P &= K_{I1} K_{V1} P' \end{aligned}$$

Analizziamo l'errore di misura nel caso più completo, ovvero quello della misura

Per Tensioni $V_0 > 50$ KV conviene preparare
3 TV ; sino allora si introducono anche
3 TA. e si misura la potenza fase per
fase, con il vantaggio di verificare facil-
mente l'equilibrio del sistema.

Le potenze reattive possono essere determinate,
se il sistema non è equilibrato, collegando:
wattmetri ed metodo Righi.

www.ingonline.biz



3) Legge della temperatura reciproca.

Se la pressione d.p. di una termocoppia è a temperatura T_1 e le sue estremità sono a temperatura T_2 , chiudendo il circuito, si ottiene una f.e.m. E_1 funzione di $T_1 - T_2$:

$$E_1 = f(T_1 - T_2)$$

Se si modifica la temperatura della pressione in T_2 e quella delle estremità in T_3 , la f.e.m. diviene:

$$E_2 = f(T_2 - T_3)$$

Se infine, la pressione viene riportata a temperatura T_1 e le estremità restano a temperatura T_3 , si ottiene:

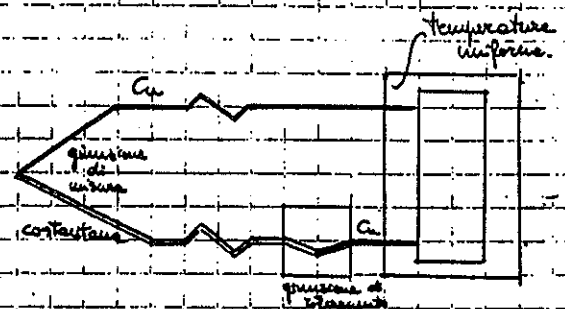
$$E_3 = f(T_1 - T_3) = f(T_1 - T_2 + T_2 - T_3)$$

Si vede sperimentalmente che risulta:

$$f(T_1 - T_2 + T_2 - T_3) = f(T_1 - T_2) + f(T_2 - T_3) \quad \text{da cui} \quad E_3 = E_1 + E_2$$

Questa proprietà ha la sua importanza nel fatto che permette di calibrare la termocoppia rispetto ad una temperatura di riferimento T_2 nota (ad esempio, il punto triplo dell'acqua). In seguito, nell'impiego ordinario, basterà conoscere: - caso a) - T_2 , temperatura delle estremità, e la f.e.m. $E_1 = f(T_1 - T_2)$ per ricavare la temperatura T_1 . Infatti, nota T_2 , dalla curva di calibrazione della termocoppia si può ricavare E_2 e da queste $E_3 = E_1 + E_2$; facendo di nuovo ricorso alla curva di calibrazione della termocoppia, da E_3 si può ricavare T_1 .

Nella figura a lato è rappresentata una termocoppia in rame e costante; si evidenziano una pressione di misura, alla temperatura incognita, una pressione di riferimento, ad una temperatura costante e nota, ed uno strumento, la cui temperatura viene mantenuta rigorosamente uniforme onde evitare che modifichi la f.e.m. prodotta nel circuito.



Nelle pagine seguenti sono riportate le caratteristiche di alcune delle principali termocoppie (classificate a livello internazionale).

(a) Spostando T_3 a T_2

(b) Anche due fili di rame a diverso grado di raffinatezza possono dar luogo ad una termocoppia; per questo lo strumento, morsetti inclusi, va mantenuto a temperatura uniforme.

En procédant de même pour le conducteur β , la tension de Seebeck peut s'écrire:

$$U_S(T_B, T_A') = U_S(T_A, T_A') + U_S(T_B, T_A) \quad (9.62)$$

On appelle (9.62) la loi des températures successives.

Cette troisième loi permet, en définissant une température de référence (souvent 0°C), de n'avoir qu'une table d'étalonnage par thermocouple: si la jonction de référence se trouve à une température T différente de 0°C , il suffit d'ajouter à la valeur U_S donnée par cette table la tension $U_S(T, 0^\circ\text{C})$.

9.3.11 Utilisation pratique des thermocouples

L'usage de thermocouples nécessite un certain nombre de précautions. Parmi les plus importantes, on peut citer:

- le respect des domaines de température utilisables pour chaque type de thermocouple;

Tableau 9.17 Limites d'utilisation des thermocouples [72].

Thermocouple	Plage de température	U_S (mV)	Précision
Cuivre/Constantan Type T (diamètre 1,63 mm)	-270°C à 370°C	$-6,258$ à $19,027$	$\pm 2\%$ de -100°C à -40°C $\pm 0,8\%$ de -40°C à 100°C $\pm 0,75\%$ de 100°C à 350°C
Fer/Constantan Type J (diamètre 3,25 mm)	-210°C à 800°C	$-8,096$ à $45,498$	$\pm 3^\circ\text{C}$ de 0°C à 400°C $\pm 0,75\%$ de 400°C à 800°C
Chromel/Alumel Type K (diamètre 3,25 mm)	-270°C à 1250°C	$-5,354$ à $50,633$	$\pm 3^\circ\text{C}$ de 0°C à 400°C $\pm 0,75\%$ de 400°C à 1250°C
Chromel/Constantan Type E (diamètre 3,25 mm)	-270°C à 870°C	$-9,835$ à $66,473$	$\pm 3^\circ\text{C}$ de 0°C à 400°C $\pm 0,75\%$ de 400°C à 1250°C
Platine-Rhodium (10%)/ Platine Type S (diamètre 0,51 mm)	-50°C à 1500°C	$-0,236$ à $15,576$	$\pm 2,5^\circ\text{C}$ de 0°C à 600°C $\pm 0,4\%$ de 600°C à 1600°C
Platine-Rhodium (13%)/ Platine Type R (diamètre 0,51 mm)	-50°C à 1500°C	$-0,226$ à $17,445$	$\pm 1,4^\circ\text{C}$ de 0°C à 538°C $\pm 0,25\%$ de 538°C à 1500°C
Platine-Rhodium (30%)/ Platine-Rhodium (6%) Type B (diamètre 0,51 mm)	0°C à 1700°C	0 à $12,426$	$\pm 0,5\%$ de 870°C à 1700°C

Abbiamo detto che la fem $\mathcal{E}$ è funzione di ΔT :

$$\mathcal{E} = f(\Delta T) = f(T_i - T_0)$$

Ma ΔT è a sua volta funzione della potenza dissipata per effetto Joule nel filo di platino-iridio:

$$\Delta T(t) = f'(P_i(t)) = f'(R i^2(t))$$

Supponiamo che $i(t)$ ha valori trascurabilmente brevi del periodo T (è una condizione sempre verificata) la costante di tempo termica del dispositivo risulta molto maggiore di T per cui si può ritenere che ΔT sia costante e dipenda solamente dalla potenza media dissipata nel filo (non più da t):

$$\Delta T = f'(P_{\text{m}})$$

D'altra parte, nell'intervallo di temperatura in cui si può ritenere costante la resistenza R del filo di platino-iridio, si ha:

$$P_{\text{m}} = \frac{1}{T} \int_0^T R i^2(t) dt = \frac{R}{T} \int_0^T i^2(t) dt = R I_{\text{eff}}^2$$

Si ha, dunque:

$$\Delta T = f''(P_{\text{m}})$$

ovvero:

www.ingonline.biz

$$\Delta T = F(I_{\text{eff}}^2)$$

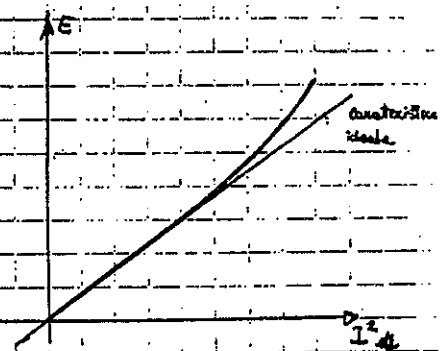
Sostituendo nell'espressione della fem $\mathcal{E}$ si ottiene:

$$\mathcal{E} = f(F(I_{\text{eff}}^2)) = f_0(I_{\text{eff}}^2)$$

L'andamento della curva $I_{\text{eff}}^2 - \mathcal{E}$ è inizialmente rettilineo; al di sopra di un certo valore di I_{eff}^2 la curva cresce più rapidamente; questo perché $\mathcal{E}$ dipende da I_{eff}^2 secondo un'esponente poco maggiore di 2:

$$\mathcal{E} = K I^{\alpha}$$

$$\alpha > 2 \quad \text{da } 2$$



Sino ad ora non ci siamo soffermati sull'effetto della frequenza sul valore della resistenza R ; per un filo di platino-iridio e lo si rende il più sottile possibile. Ciò nonostante R resta funzione di f e da f dipendono anche i due accoppiamenti capacitivi tra i punti 1 e 2, 2 e 4. In ogni caso questi effetti non incidono sui valori possibili di frequenza di lavoro arrivano fino a frequenze dell'ordine di 10 MHz.

$$(1) \quad 0.6 \leq C_1 \frac{dV}{dt} \leq 0.24 \frac{dV}{dt}$$

equazioni disponibili:

$$\begin{cases} i_1 + i_2 = \frac{v_m}{R_s} \\ i_1 - i_2 = \frac{R}{k} i_m \end{cases}$$

da cui, moltiplicando membro a membro, si ottiene:

$$(1) \quad (i_1 + i_2)(i_1 - i_2) = i_1^2 - i_2^2 = \frac{R}{k} v_m i_m$$

Supponiamo che le correnti siano stazionarie, ovvero che siano di tipo periodico (escludendo il caso continuo); in tal caso la potenza media erogata dall'utilizzatore vale:

$$P_u = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_m i_m dt = \frac{R_s T}{R} \left[\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_1^2 dt - \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_2^2 dt \right] \quad (\text{in base alla (1)})$$

da cui:

$$P_u = \frac{R_s T}{R} [I_1^2 - I_2^2]$$

Ora, le forze che si generano nelle termocoppie risultano:

$$E_1 = k_1 I_1^2 \quad E_2 = k_2 I_2^2$$

Nell'ipotesi che le Termocoppie siano perfette: $k_1 = k_2 = k$ la differenza tra i valori efficaci delle correnti risulta:

$$I_1^2 - I_2^2 = \frac{1}{k} (E_1 - E_2) \quad \text{www.ingonline.biz}$$

Sostituendo questa relazione in quella che fornisce P_u , si ottiene:

$$P_u = \frac{R_s T}{R k} [E_1 - E_2] = \frac{R_s T}{R k} \Delta E$$

Vi è dunque una linea di proporzionalità tra la misura del voltmetro e la potenza attiva erogata dall'utilizzatore; lo strumento può dunque misurare potenze anche a frequenze elevate, vista l'alta banda delle Termocoppie.

Considerando le equazioni complete otterremmo dei risultati che tengano conto degli autoconsumi dello strumento: R_s^2 , $\frac{v^2}{R_s}$, i quali sono piccoli ma non trascurabili per il fatto che a frequenze R_{eq} elevate sono sempre in gioco basse potenze.

Da questa relazione si deriva che:

$$b_1(t) + b_2(t) = 0$$

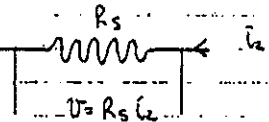
$$N_1 i_1(t) - N_2 i_2(t) = 0$$

e, quindi:

$$i_2(t) = \frac{N_1}{N_2} i_1(t) = \frac{1}{K_t} i_1(t)$$

www.ingonline.biz

Dunque la corrente i_2 riproduce fedelmente la i_1 , dunque consente una lettura indiretta di i_1 attraverso uno strumento oppure un registratore di forma d'onda. In quest'ultimo caso la corrente sarà trasformata in tensione facendola passare su un'opposta resistenza, quindi verrà inviata al registratore.



Questo dispositivo può introdurre un errore statico a causa della presenza dell'amplificatore operazionale; lo si potrebbe correggere con un integratore (i sistemi di tipo I annullano, infatti, l'errore statico a regime), ma si preferisce non farlo per non alterare la velocità di risposta del sistema, ed avere la grado di registrare anche correnti di tipo transitorio.

I vantaggi di un dispositivo di questo tipo sono i seguenti, in gran parte riconducibili al fatto che la condizione di lavoro è costantemente quella a $b_o = 0$:

- le correnti verticosse sono nulle anche per valori elevati di frequenza; essendo nulle anche le perdite per isteresi l'induzione b_o e la corrente i_1 risultano tra loro in fase
- non vi sono problemi di linearità in quanto la sonda di Hall lavora in una condizione di funzionamento unica, $b_o = 0$; pertanto la risposta del dispositivo è lineare entro un ampio range di correnti; in altri termini, questo TA ha una dinamica molto maggiore dei dispositivi ordinari.
- l'impedenza di ingresso R_{in} a.c. è preda in questo il flusso è teoricamente nullo, per cui si ha: $b_o = 0$, $H_o = 0$, R_{in} d.c. è addirittura esclusivamente resistiva, quindi praticamente nulla; pertanto non si ha pericolo di potenza del circuito di misura, ma solo dell'amplificatore degli amplificatori.

Inoltre:

- come negli altri TA, vi è una rappresentazione galvanica tra gli avvolgimenti
- la forma d'onda non ha alcuna importanza;
- il tempo di salita è molto breve, dell'ordine di microsecondi; dunque è possibile la registrazione di transitori. Conseguentemente ampia è la banda del dispositivo, che può arrivare a decine di KHz.
- è possibile "estrarre" la corrente in ingresso senza interrompere il circuito; l'avvolgimento può essere realizzato facendone passare il filo attraverso il trasformatore del nucleo.

6.4 SENSORI

Per 'sensore' intendiamo un trasduttore in cui l'input è una grandezza di tipo non elettrico. Si suole distinguere in:

- **SENSORI ATTIVI** se la grandezza elettrica in uscita è di tipo 'attivo', corrente o tensione. È il caso, ad esempio, delle Termocoppie, che trasformano un input di tipo termico in un'uscita costituita da una fem.
- **SENSORI PASSIVI** se l'uscita è una grandezza elettrica di tipo 'passivo', ovvero una resistenza, una capacità, o un'induttanza; è evidente che, per rilevare l'entità dell'uscita, occorre fornire un'alimentazione dall'esterno.

6.5 SENSORI TERMORESISTIVI

Sono sensori ^{passivi} in cui la grandezza in input è una temperatura, quella in uscita una resistenza elettrica, la quale ha, in generale, la proprietà di variare con la temperatura con una legge del tipo:

$$(1) \quad R(T) = R_0 F(T - T_0) \quad \text{con } R_0 = R(T_0)$$

Da questa relazione, per $T = T_0$, si ricava:

$$F(0) = 1$$

la forma esatta della funzione F dipende dal materiale di cui è costituita la resistenza, e, più che da questa, dalla categoria di materiali cui esso appartiene: conduttori, semiconduttori, isolanti.

Per piccole variazioni di T , rispetto a T_0 , la (1) può essere approssimata con la relazione:

$$R(T_0 + \Delta T) = R_0 (1 + \alpha \Delta T) \quad T = T_0 + \Delta T$$

ottenuta sviluppando F in serie di Taylor nel punto T_0 e troncando lo sviluppo al termine del primo ordine. Il parametro α è detto COEFFICIENTE TERMICO DEL MATERIALE, α , ed è ottenuto dalla relazione:

$$\alpha = \frac{1}{R_0} \left. \frac{dR}{dT} \right|_{T_0}$$

da cui:

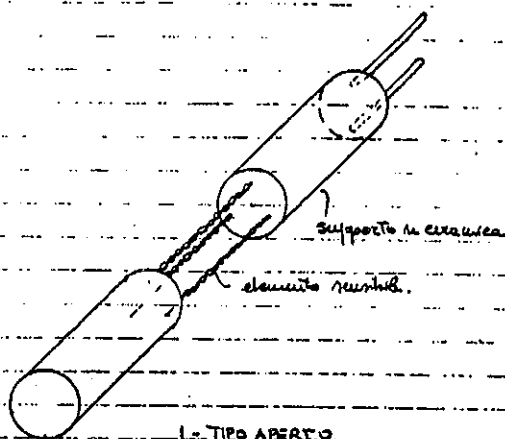
$$\alpha = \frac{1}{R_0} \left. \frac{dR}{dT} \right|_{T_0}$$

dipende, così come F , dal materiale che costituisce il sensore.

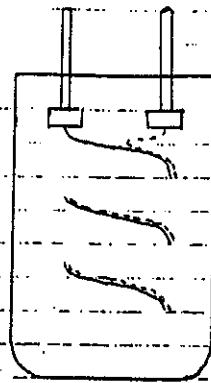
www.ingonline.biz

(1) Si vede che è indifferente misurare $T - T_0$ in gradi centigradi o in Kelvin.

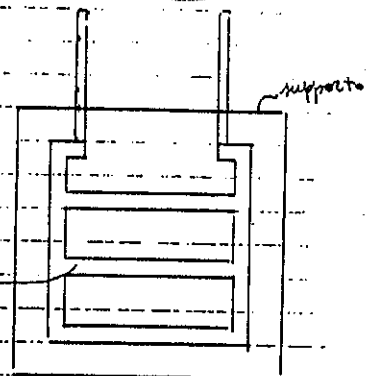
Alcune realizzazioni di questo tipo di sensori sono qui illustrate:



1 - TIPO APERTO



2 - TIPO INNESTO



3 - TIPO 'A GRIGLIA'

www.ingonline.biz

5.2.1 TERMISTORI

Coefficienti termici pari a circa dieci volte quelli tipici dei sensori in metallo sono ottenuti con i cosiddetti termistori, in cui il resistore è costituito da un ossido di uno dei seguenti metalli: Cr, Fe, Co, Ni, Mn. Ottenuto per sintesi chimica, l'ossido di questo tipo presenta una elevata resistività allo stato puro, ma la questa applica-
zion vengono drogati in modo da renderli semiconduttori.⁽¹⁾
Esistono due grandi categorie di termistori:

- 1) Termistori NTC (a Coefficiente Termico Negativo: CT < 0)
- 2) Termistori PTC (a Coefficiente Termico Positivo: CT > 0)

TERMISTORI NTC

Nei primi l'aumento della resistenza con la temperatura (andata) è del tipo:

$$R = A e^{\frac{B}{T}}$$

in cui A e B sono dei parametri dipendenti dal materiale di cui è costituito il termistor e dalla temperatura T; tipicamente B risulta compresa tra 2000 e 5500.
Il coefficiente termico (alla temperatura T) può essere ricavato in base alla (1); si ha:

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = \frac{1}{R} A e^{\frac{B}{T}} \left(-\frac{B}{T^2} \right) = -\frac{B}{R T^2} = -\frac{B}{T^2}$$

Ad esempio, per B = 3600 K (valore molto comune), T = 300 K (θ = 26.7°C), risulta:

$$\alpha = -\frac{3600}{300^2} = -\frac{36 \cdot 10^4}{9 \cdot 10^4} = -4\%$$

che è pari a 10 volte quello di un sensore in platino.

⁽¹⁾ Esistono anche termistori a semiconduttore: Ge, Si; per essi il CT è ancora più elevato.

6.16

PONTE DI MUELLER A 4 FILI PER LA MISURA DI PICCOLI ΔR

Perché l'impiego di un sensore termico a resistenza metallica, ma valido, occorre porre in condizione tali da misurare a cursore piccole variazioni di resistenza ΔR . Per ridurre l'influenza dei disturbi, è allora necessario preparare un sistema di misura del tipo a ponte; tuttavia il ponte di Wheatstone non permette di raggiungere risultati soddisfacenti in quanto la sua misura è influenzata dal valore della resistenza dei fili che collegano il sensore al ponte. Questa resistenza non è determinabile con esattezza in quanto la temperatura dei fili non è uniforme bensì presenta, tra ponte e sensore, un gradiente e conosciuto puntualmente in maniera esatta.

Per eliminare ogni influenza della resistenza dei fili di collegamento sulla misura si impiega il ponte di Mueller a 4 fili, riportato a lato che realizza la misura in 2 tempi⁽¹⁾. Nel primo tempo i relettori S_1 ed S_2 sono nelle posizioni indicate in blu; all'equilibrio risulta:

$$\frac{R_3 + r_2}{R_1} = \frac{R_{ms} + r_3}{R_2} \quad (1)$$

Quando ruotato il cursore A in modo da rendere $R_1 = R_2$ Dalla (1) si ricava allora:

$$R_3 = R_{ms} + r_3 - r_2 \quad (2)$$

Nel secondo tempo i relettori sono nelle posizioni indicate in rosso, per cui la condizione di equilibrio è:

$$\frac{R_3 + r_2}{R_1} = \frac{r_2 + R_{ms}}{R_1} \quad R_1 = R_2 \quad (\text{a mezzo del cursore A})$$

Da questa relazione si ricava: www.ingonline.biz

$$R_3 = R_{ms} + r_2 - r_2$$

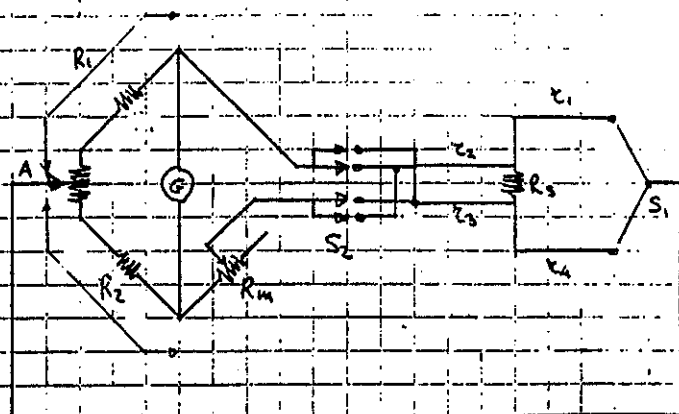
Annunciando numero a numero con la (2) si ricava:

$$R_3 = R_{ms} + R_{ms};$$

$$R_3 = \frac{R_{ms} + R_{ms}}{2}$$

Dunque, grazie al principio di interscambio, siamo riusciti ad eliminare il disturbo rappresentato da r_2 ed r_3 .

(1) Non effettua altro che due misure con ponti di Wheatstone interscambiando i collegamenti dei fili



Sottoponiamolo ad una piccola deformazione Δe ; la sua resistenza di una quantità ΔR ricavabile in base alle regole di derivazione; si ha, infatti, varia

$$\Delta R = \Delta p \cdot \frac{e}{s} + \Delta e \cdot \frac{p}{s} - \frac{\Delta s}{s^2} p e ;$$

dividendo per $R = p e / s$ si ricava:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta p}{p} + \frac{\Delta e}{e} - \frac{\Delta s}{s}$$

Ricordiamo ora, dalla scienza delle costruzioni, che risulta: $\epsilon = \frac{\Delta e}{e}$ e $\frac{\Delta s}{s} = -2\nu \frac{\Delta e}{e}$ (solido di Saint Venant sottoposto a trazione). Sfruttando, inoltre, la (1),

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta p}{p} + \frac{\Delta e}{e} + 2\nu \frac{\Delta e}{e} ; \quad (2)$$

d'altra parte, la variazione di volume ΔV è piccola, per cui, dalla relazione: $V = s \cdot e$, si ricava:

$$\Delta V = \Delta s \cdot e + s \cdot \Delta e$$

ovvero, dividendo per $V = s \cdot e$:

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta s}{s} + \frac{\Delta e}{e} = -2\nu \frac{\Delta e}{e} + \frac{\Delta e}{e} = \frac{\Delta e}{e} (1 - 2\nu)$$

Questa relazione, sostituita nella (2), dà:

$$\frac{\Delta R}{R} = \left[1 - (1 - 2\nu) + (1 + 2\nu) \right] \frac{\Delta e}{e}$$

Definiamo Fattore di gauge, K , il rapporto:

$$K = \frac{\Delta R/R}{\Delta e/e} = \frac{\Delta R/R}{\epsilon} = 1 - (1 - 2\nu) + 1 + 2\nu$$

es.:

Per un metallo, in cui tipicamente risulta: $\nu \approx 0.3$, si ottiene:

$$K = 1 - (1 - 0.6) + 1 + 0.6 = 2$$

La variazione di resistenza di uno strain-gauge viene di solito misurata facendo uso di un ponte di Wheatstone a 4 lati. A seconda che sul ponte siano montati 1, 2, oppure 4 trasduttori, parleremo di ponte a $\frac{1}{4}$, a $\frac{1}{2}$, oppure di ponte intero. In ogni caso i resistori eventualmente presenti nel ponte hanno resistenza R , pari alla resistenza di riposo e in condizioni standard, che caratterizza tutti i sensori applicati al ponte (non sempre sensori gauge).

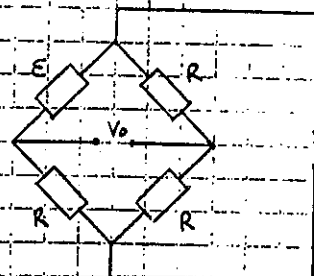
Ponte a $\frac{1}{4}$

Il suo schema è riportato a lato:

tenendo conto che il sensore ha resistenza pari a:

$$R' = R + \Delta R = R(1 + EK)$$

otteniamo (a mezzo di un partitore di tensione) che la tensione V_o risulta pari a:



$$V_o = \frac{R}{2R + KE R} \cdot V = \frac{R}{2R} \cdot V$$

$$= V \left(\frac{1}{2 + KE} - \frac{1}{2} \right)$$

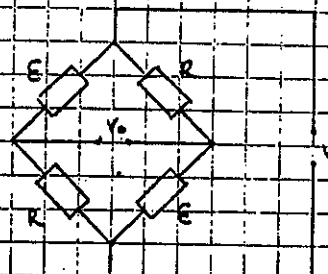
da cui, trascurando il KE si ha:

$$V_o \approx V \frac{KE}{4 + 2E}$$

www.ingonline.biz

Ponte a $\frac{1}{2}$

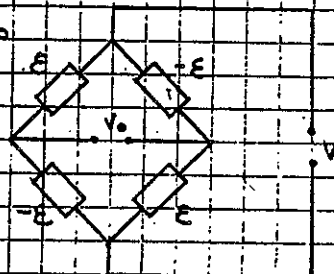
Il suo schema è riportato a lato; dal procedimento analogo a quello del caso precedente si trova che in tal caso la tensione V_o è uguale a:



$$V_o = V \frac{KE}{2 + KE}$$

Ponte intero

Anche in questo caso come nel precedente, i sensori non tra loro gemelli; tuttavia si fa in modo che i sensori adiacenti siano soggetti a deformazioni di valore identico e segno opposto; la tensione V_o risulta pari a:



(1) R è detta dummy resistance ovvero resistenza mancina, in quanto non interviene nella determinazione della tensione V_o .

I sensori sono collegati al ponte riportato a lato, avendo cura di porre in opposizione quelli pennelli. Se invece di carichi risulta $E=0$ ed il ponte risulta equilibrato. Applicando una forza esterna si ottiene una tensione V_0 espressa da:

$$V_0 = V \left(\frac{R + \Delta R_1}{2R + \Delta R_1 + \Delta R_2} - \frac{R + \Delta R_2}{2R + \Delta R_1 + \Delta R_2} \right) ;$$

ovvero, tenendo conto che:

$$\begin{aligned} \Delta R_1 &\ll R & \Rightarrow & \Delta R_1 + \Delta R_2 \ll 2R \\ \Delta R_2 &\ll R \end{aligned}$$

www.ingenline.biz

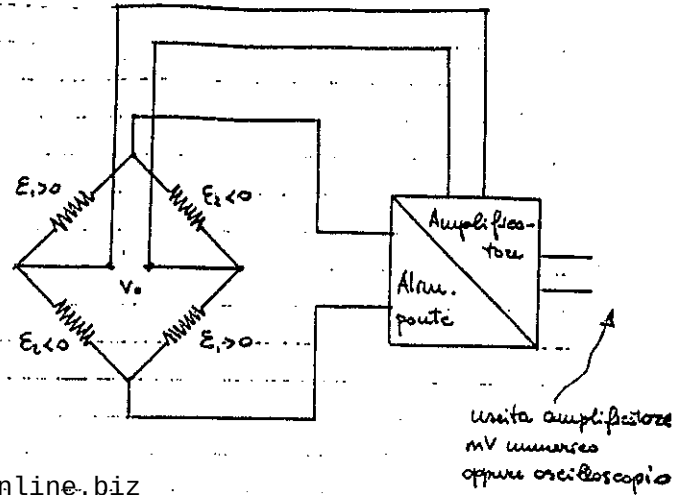
si ha nell'ipotesi che il fattore di gauge sia lo stesso per tutti e due i sensori:

$$V_0 = V \left(\frac{R + \Delta R_1}{2R} - \frac{R + \Delta R_2}{2R} \right) = V \frac{\Delta R_1 - \Delta R_2}{2R} ;$$

$$V_0 = \frac{VKR}{2R} (E_1 - E_2) \quad , \quad \Delta R = KRE ;$$

$$V_0 = VK \frac{E_1 - E_2}{2} = VK E_m \quad , \quad E_m = \frac{|E_1| + |E_2|}{2} = \frac{E_1 - E_2}{2}$$

In particolare, per $E_1 = -E_2 = E$ si ottiene: $E_m = E$, da cui: $V_0 = VKE$



la relazione che lega le componenti di P alle tensioni σ_j diviene allora, facendo ricorso alla notazione di Einstein e trascurando di indicare i coefficienti relativi a ciascun prodotto:

$$P_i = d_{ij} \sigma_j$$

www.ingonline.biz

6.19.1

MATERIALI IMPIEGATI

Per sensori che sfruttano l'effetto piezoelettrico si usano prevalentemente cristalli di quarzo e ceramiche PZT.

Il QUARZO presenta notevoli caratteristiche di stabilità e di rigidità; è poco dipendente, come comportamento, dalla temperatura; ha però lo svantaggio di essere un materiale costoso. La sua matrice dei moduli piezoelettrici diretti è della forma:

$$\begin{pmatrix} d_{11} & -d_{11} & 0 & d_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -d_{14} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

ovv.

$$d_{11} = 2.3 \mu C/N \quad , \quad d_{14} = -0.7 \mu C/N$$

Insufficiente per impieghi del quarzo sono alcuni materiali ceramici ottenuti per sinterizzazione o caldo di diversi componenti dei piezoelettrici cristalli piezoelettrici. Sono le ceramiche del quarzo ed i loro moduli piezoelettrici sono pari a circa 150 volte quelli del quarzo. Trattandosi di materiali sinterizzati emettono facilmente lavorabili (di solito gli si fa assumere forma cilindrica) e molto robusti. Hanno però il non trascurabile inconveniente che i loro moduli piezoelettrici dipendono dalla temperatura e presentano fenomeni di isteresi non trascurabili (a differenza del quarzo, in cui di fenomeni non trascurabili).
Tra i materiali ceramici i più usati sono le CERAMICHE PZT ottenute sinterizzando polveri di piombo, zirconio, titanio.

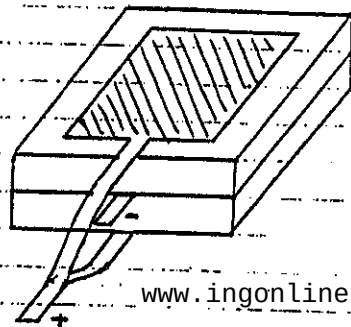
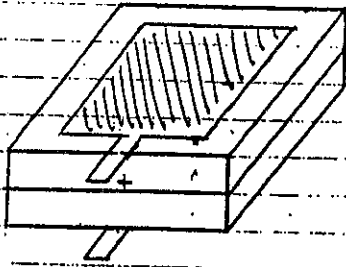
Nella seguente tabella sono compilate le principali proprietà fisiche del quarzo e delle ceramiche PZT.

	$d_{11} (\mu C/N)$	$d_{14} (\mu C/N)$	$E_{11}^{(0)}$	P (a.u.)	coefficiente max (N/m ²)	T_{max} (°C)
QUARZO	2.3	-0.7	4.5	10 ¹²	10 · 10 ⁶	500 ± 600
PZT	375	/	700	10 ¹¹	7-8 · 10 ⁶	345

Costante dielettrica relativa (nona materiali non isotropi)

COLLEGAMENTI DEGLI ELEMENTI SENSIBILI

Per problemi di rumore, così come per aumentare la sensibilità dei trasduttori, si è soliti moltiplicare più elementi sensibili, collegandoli tra loro in serie o in parallelo:

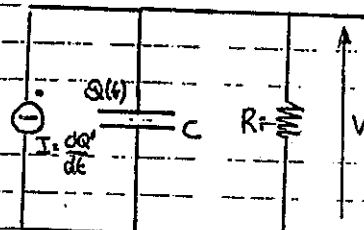


www.ingonline.biz

Le principali caratteristiche di questi due collegamenti sono elencate qui di seguito, per un collegamento con due elementi simili:

	SERIE	PARALLELO
TENSIONE RISULTANTE : V_R (1 elemento : V_0)	$2 V_0$	V_0
CAPACITÀ RISULTANTE : C_R (1 elemento : C)	$\frac{C}{2}$	$2C$
RESISTENZA RISULTANTE : R_R (1 elemento : R)	$2R$	$\frac{R}{2}$
CARICA RACCOLTA : Q_R (1 elemento : Q)	Q	$2Q$

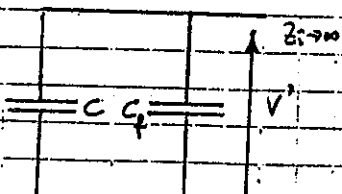
In esse si fa riferimento allo schema elettrico equivalente di un trasduttore piezo-elettrico (a vuoto):



che corrisponde l'equazione di equilibrio:

$$\frac{dQ}{dt} = V/R + C \frac{dV}{dt}$$

Volendo prelevare la tensione V amplificandola mediante un amplificatore di tensione occorre tener conto della capacità dei fili di collegamento: questa risulta in parallelo alla C e produce il risultato di abbassare la tensione V . Questo effetto risulta chiaro se si approssima il rumore come un conduttore ideale: $R_i \rightarrow \infty$, l'aggiunta dei fili di collegamento all'amplificatore di tensione - la cui impedenza di ingresso sia: $Z_i \rightarrow \infty$ - produce come risultato il seguente circuito equivalente:



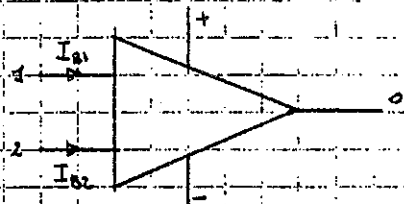
dal quale risulta evidente che la capacità C_f dei fili abbassa la tensione all'ingresso dell'amplificatore:

$$V' = \frac{Q}{C + C_f} \approx \frac{Q}{C} = V$$

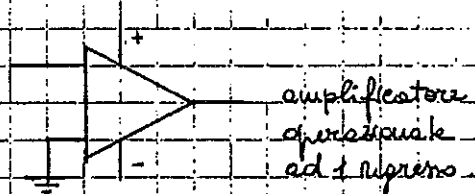
Si approssima l'uscita, essendo il rumore costituito da un materiale isolante.

7.1 - AMPLIFICATORE OPERAZIONALE IDEALE

Sono amplificatori aventi un elevato guadagno ed un accoppiamento diretto (cioè, nullo di capacità), progettati per amplificare segnali aventi un'ampia banda di frequenza. Di solito vengono impiegati con una rete di reazione esterna, al fine di ottenere una ben precisa funzione di trasferimento, la quale viene a dipendere quasi totalmente dalla struttura della rete di reazione. La maggior parte degli amplificatori operazionali è dotata di un ingresso differenziale; non mancano, però, apparecchi dotati di un ingresso unico; quasi tutti hanno, però, un solo terminale di uscita. Il loro simbolo convenzionale è riportato a lato; il morsetto di ingresso 1 è detto "morsetto invertente"; il morsetto 2 è invece detto "morsetto non invertente". Negli amplificatori operazionali aventi un solo ingresso il morsetto 2 è posto a massa (vedi figura).



Illustriamo di seguito le caratteristiche di un amplificatore operazionale ideale; un dispositivo reale differisce l'eventuale da questo:



- 1) Guadagno infinito: $A \rightarrow \infty$
- 2) Tensione di offset nulla: $V_{os} = 0$;
In pratica la tensione di uscita deve risultare nulla se gli ingressi sono cortocircuitati.
- 3) Correnti di ingresso nulle: $I_{i1} = I_{i2} = 0$
- 4) Impedenza di ingresso infinita: $Z_i^* = Z_i = \infty$
- 5) Impedenza di uscita nulla: $Z_o = 0$ www.ingonline.biz
- 6) Frequenza di taglio infinita: $B = \infty$
- 7) Ingresso e uscita in fase: $\phi = 0$ (dove ϕ è, appunto, lo sfasamento tra ingresso e uscita)

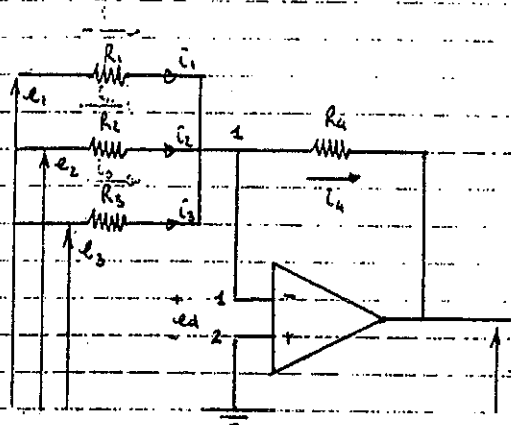
In virtù del fatto che risulta $A \rightarrow \infty$ e della presenza della resistenza di reazione R_2 , si ottiene che la Tensione e_d è infinita, per cui risulta: $e_d \approx 0$; dunque il morsetto 4 risulta praticamente a terra: si dice che è una 'morsa virtuale' per evidenziare il fatto che non è fisicamente collegato a massa.

Una facile estensione di questo tipo di circuito è costituita dal SOMMATORE INVERTENTE DI CORRENTE, disegnato nella figura a lato. Per esso si possono ricavare le tre relazioni:

$$i_1 = \frac{e_1 - e_d}{z_1} \approx \frac{e_1}{z_1}$$

$$i_2 = \frac{e_2 - e_d}{z_2} \approx \frac{e_2}{z_2}$$

$$i_3 = \frac{e_3 - e_d}{z_3} \approx \frac{e_3}{z_3}$$



e, nell'ipotesi che risulti $i_{B-} = 0$, anche la:

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_4$$

che evidenzia come il dispositivo riporti su uscita la somma delle correnti presenti su ingresso. La Tensione su uscita risulta:

$$e_4 = -Z_u i_4 + e_d \approx -Z_u i_4 \quad ; \quad e_d \approx 0$$

sfruttando le relazioni già determinate, si ottiene:

$$e_4 = -Z_u (i_1 + i_2 + i_3) = -Z_u \left(\frac{e_1}{z_1} + \frac{e_2}{z_2} + \frac{e_3}{z_3} \right)$$

www.ingonline.biz

Questa relazione evidenzia come il dispositivo esiga anche (a meno del fattore $-Z_u$) una somma pesata delle tensioni su ingresso, motivo per il quale viene anche denominato SOMMATORE INVERTENTE DI TENSIONE.

AMPLIFICATORI DELLE DIFFERENZE (O DIFFERENZIALI)

L'amplificatore differenziale è realizzato secondo lo schema:
Nei limiti di funzionamento lineare del dispositivo, la tensione e_o vale:

$$(1) \quad e_o = e_o \Big|_{e_i=0} + e_o \Big|_{e_2=0}$$

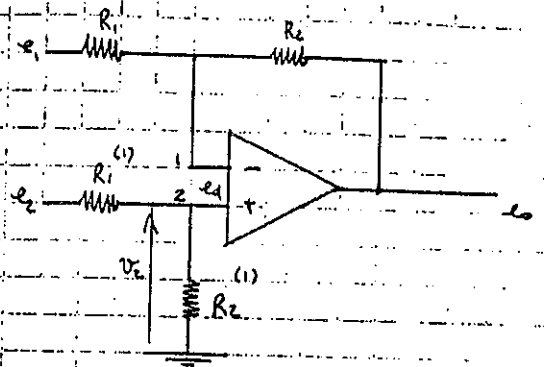
in base al principio di sovrapposizione degli effetti.
Per questo visto alle pagine precedenti otteniamo:

$$\text{per } e_2=0: \quad e_o \Big|_{e_2=0} = -\frac{R_2}{R_1} e_1$$

$$\text{per } e_1=0: \quad e_o \Big|_{e_1=0} = v_z \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = e_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = e_2 \frac{R_2}{R_1};$$

Sostituendo nella (1) si ottiene:

$$e_o = \frac{R_2}{R_1} (e_2 - e_1) = \frac{R_2}{R_1} v \quad \text{dove si è posto } v = e_2 - e_1, \text{ differenza degli ingressi.}$$



AMPLIFICATORI OPERAZIONALI REALI

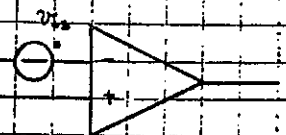
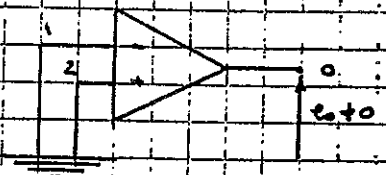
www.ingonline.biz

Il funzionamento di un amplificatore operazionale reale è diverso lievemente da quello ideale finora considerato; le differenze sono però così piccole da poter essere trascurate ricorrendo alla Teoria degli errori; supponendo, cioè, che ogni corso di errore operi da solo; gli errori di analisi che in tal modo commetteremo sono riferibili di ordine superiore.

Principali differenze tra il funzionamento di un amplificatore ideale e quello di un amplificatore reale sono:

- 1) Tensione di offset in uscita non nulla: ponendo entrambi gli ingressi a massa si ottiene una tensione di uscita non nulla a causa del fatto che gli ingressi non sono esattamente perfetti. Questa tensione è dell'ordine di mV per amplificatori in cui gli ingressi sono realizzati con BJT; di μV nel caso che siano invece realizzati con FET; per dispositivi particolarmente costosi la tensione di offset è dell'ordine di $50 \pm 100 \mu V$.

Si può continuare ad equalizzare l'amplificatore supponendolo ideale, a patto di porre nell'ingresso un generatore di tensione il cui valore sia opposto a quello che, nel dispositivo reale, annulla la tensione in uscita.



(1) Φ Pompa anche come moltiplicatore per k : intervengono solo come zavorra.

Definiamo:

- amplificazione di modo normale, $A : \frac{A_1 + A_2}{2}$

- amplificazione di modo comune, $A_{cm} : A_2 - A_1$;

sostituendo nella relazione appena ottenuta si ha:

$$e_o = A \cdot (e_2 - e_1) + A_{cm} e_{icm} = e_o + e_b$$

$$e_b = A \cdot (e_2 - e_1)$$

$$e_b = -A_{cm} e_{icm}$$

Da questa relazione risulta chiaro come il porre $e_1 = e_2$ (inputi cortocircuitati) non ha, di per sé, una garanzia di uscita nulla; questa condizione si ottiene (una volta che la tensione di offset ha stato corretta), solo se risulta anche $e_{icm} = 0$. Si può rappresentare la e_b come un disturbo prodotto da un generatore di tensione posto sull'ingresso di un amplificatore esente da questo difetto. Il valore di questo generatore di tensione può essere ricavato sfruttando la relazione:

$$e_b = A_{cm} \cdot e_{icm} = \frac{A_{cm}}{A} e_{icm} A ;$$

ponendo $A/A_{cm} = CMRR^{(1)}$ si ottiene che la tensione da applicare in ingresso risulta:

$$\frac{e_{icm}}{A/A_{cm}} = \frac{e_{icm}}{CMRR}$$

in modulo; il segno è positivo o negativo a seconda che la si applichi al morsetto non invertente o a quello invertente.

In un amplificatore invertente risulta: $V_2 = 0$; $e_2 = 0$, da cui si ricava $e_{icm} = 0$; pertanto non è necessario di considerare l'amplificazione di modo comune; non altrettanto si può dire, invece, di un amplificatore non invertente; se si fa riferimento allo schema e lato, comprensivo anche della tensione di offset, si ottiene:

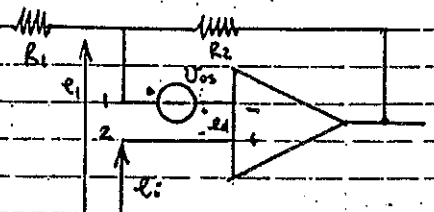
$$e_2 = e_1$$

$$e_1 = e_i + e_d + V_{os} \approx e_i + V_{os}$$

www.ingonline.biz

da cui la tensione di modo comune:

$$e_{icm} = \frac{e_1 + e_2}{2} = \frac{2e_i + 2V_{os}}{2} = e_i + \frac{V_{os}}{2} \approx e_i$$



che in questo caso non può essere trascurata.

COMMON MODE REJECTION RATIO:

è riferito ad un amplificatore ideale; compreso tra 90 e 120 db in uno reale.

1. VOLTMETRI A RADDRIZZATORE

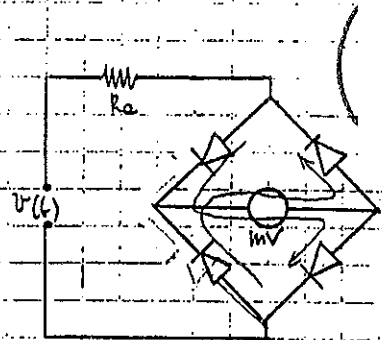
Sono strumenti a VERO VALORE MEDIO impiegati per misurare il valore medio di una grandezza sinusale o corrente - alternativa.

Si distinguono essenzialmente in due tipi:

1. STRUMENTO CON RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA... (FULL WAVE)

Realizzato con il ben noto ponte a diodi di Graetz, è rappresentato nella figura a lato. Il valore della corrente i_{mv} che circola nel millivoltmetro è:

$$i_{mv} = \frac{|v(t)|}{R_{eq}} \approx \frac{|v(t)|}{R_a + R_v}$$



essendo, posta p_{co} la resistenza del diodo in conduzione diretta:

$$R_{eq} = R_a + R_v + 2p_{co} \approx R_a + R_v \quad \text{in quanto è: } R_a + R_v \gg 2p_{co}^{(1)}$$

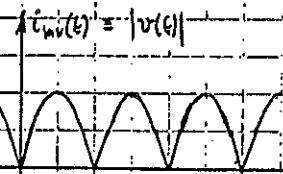
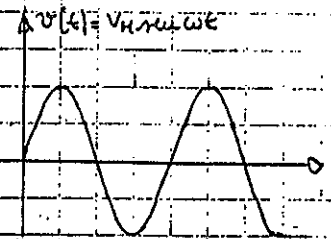
La tensione indicata dallo strumento risulta:

$$V_i = V_{medio} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} v(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T |v(t)| dt =$$

ad esempio, per una tensione alternata sinusoidale risulta:

$$V_i \approx \frac{2}{\pi} V_m$$

www.ingonline.biz



Questo tipo di strumento per la misura del valore medio è quello impiegato per la sua economicità e impiega infatti solo uno strumento a bobina mobile con quattro diodi e una resistenza o differenza di altri dispositivi che vedremo di alcuni alimentazioni esterne diverse dalla tensione da misurare.

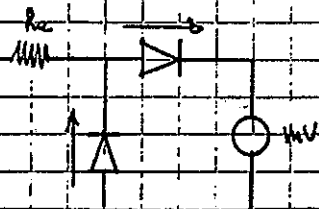
La resistenza addizionale R_a non viene impiegata per misure di tensioni superiori a 3V.

2. STRUMENTO CON RADDRIZZATORE A SEMPLICE SEMIONDA (HALF WAVE RECTIFIER)

Lo schema elettrico è più semplice del precedente in quanto fa uso di due soli diodi: D_1 che svolge le vere e proprie funzioni raddrictrici, e D_2 che fa sì da consentire anche la circolazione di una corrente inversa, evitando l'accumulo di tensioni pericolose su D_1 .

La tensione indicata dallo strumento è metà del valore medio di $v(t)$, dunque metà di quella indicata nel caso precedente:

$$V_i \approx V_{medio} / 2$$

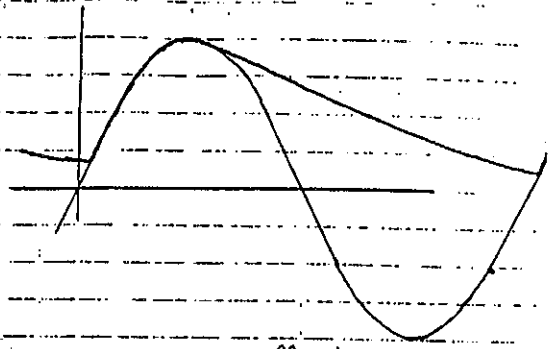


¹⁾ È, per definizione, il valore medio di una grandezza alternativa.

²⁾ Dipende dalla temperatura e dalle correnti che attraversa il diodo: i tensioni indicate nei valori

Se R_V è tale da rendere τ sufficientemente grande, la serie esponenziale si può approssimare come rettilinea; vale a dire, cioè, l'approssimazione:

$$V_C(t) = \frac{1}{C} q(t) = \frac{1}{C} Q_0 e^{-t/R_C} \approx \frac{Q_0}{C} \left(1 - \frac{t}{R_C}\right)$$



Lo strumento G da misurare la tensione media a cui è collegato il condensatore, prescindendo del ripple che si viene a manifestare; questa tensione è un'approssimazione della tensione massima V_H con un errore che si approssima a valere. Lo spostamento tra la tensione istantanea del condensatore ed il suo valore massimo risulta:

$$E(t) = V_H - V_C(t) \approx \frac{Q_0}{C} - \frac{Q_0}{C} \left(1 - \frac{t}{R_C}\right);$$

supponendo molto breve l'intervallo di carica del condensatore, il valore massimo di $E(t)$ risulta:

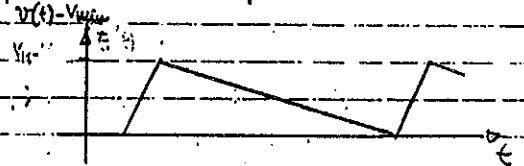
$$E_H \approx \frac{Q_0}{C} - \frac{Q_0}{C} \left(1 - \frac{T}{R_C}\right), \text{ durata della scarica idealmente pari a } T.$$

L'errore strumentale E_S , commesso approssimando V_H con il valore medio della tensione $V_C(t)$ del condensatore (V_M) risulta (approssimando la forma d'onda di $V_C(t)$ come triangolare) pari a:

$$E_S = V_H - V_M = \frac{E_H}{2}$$

ovvero:

$$\begin{cases} V_H = V_M + E_H/2 \\ V_M = V_H - E_H/2 \end{cases}$$



in esemplare che l'errore relativo commesso utilizzando l'approssimazione: $V_H \approx V_M$ risulta:

$$e \approx \frac{E_S}{V_H} \stackrel{(1)}{=} \frac{E_H}{2V_H} = \frac{\frac{Q_0}{C} - \frac{Q_0}{C} \left(1 - \frac{T}{R_C}\right)}{2 \cdot \frac{Q_0}{C}} = \frac{1 - \left(1 - \frac{T}{R_C}\right)}{2} = \frac{T}{2R_C}$$

$$e \approx \frac{1}{2} \frac{1}{R_C \cdot f} = \frac{1}{2 R_V C f}$$

www.ingonline.biz

Esso può essere reso zero prendendo a piacere dimensionando R_V in maniera adeguata.

(1) In realtà dovremmo dividere per V_H ; essendo però le due grandezze tra loro molto vicine, la scrittura è legittima.

Quando il diodo conduce: $e_i < -V_s/A$, ci ritroviamo nel caso dell'amplificatore invertente, il cui guadagno, come è noto, risulta (pag. 133)

$$G = -R_2/R_1 = -R/R = -1$$

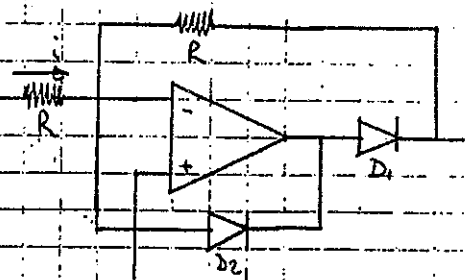
2) $e_i > 0$

In tal caso il diodo è sempre interdetto, in quanto è senz'altro verificata la relazione:

$$e_i < e_d$$

Per evitare che e_i raggiunga valori che mandano in saturazione l'amplificatore operazionale si pone un secondo diodo in serie all'amplificatore operazionale. Supponendo il diodo D_2 a comportamento ideale esso realizza la condizione: $e_i = e_d$, per cui la tensione su D_1 è nulla, dunque tale da mantenerlo interdetto.
L'uscita: $e_o = e_d$

$$e_i = e_d = -A e_d$$



condurre immediatamente alla conclusione che sia: $e_o = e_d = e_i$, ovvero: $G = 1$ (1) in riferimento quando

Visto il valore minimo a cui si riduce la tensione di ripola possiamo affermare che questo dispositivo realizza il seguente guadagno:

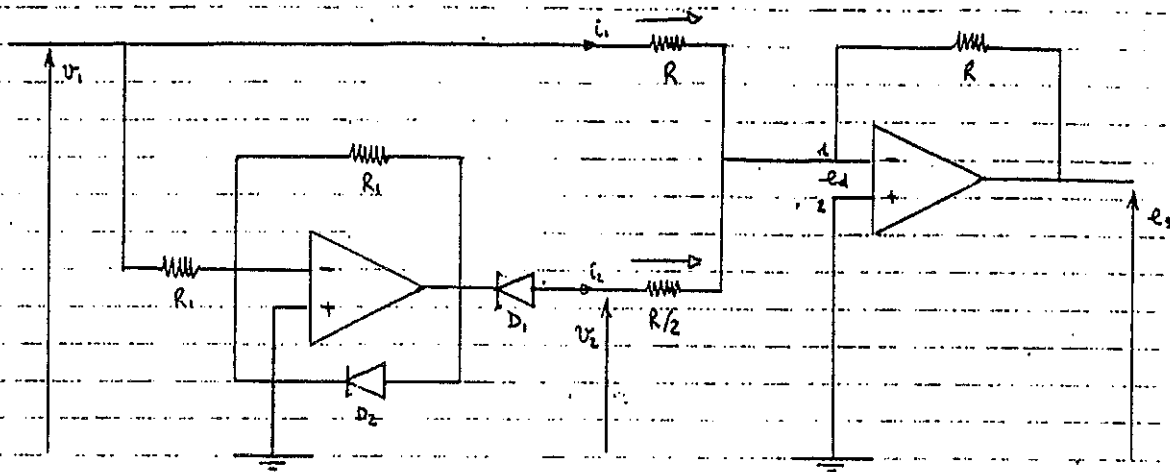
$$G = -1 \quad \text{nella seconda} \quad e_i < 0; \quad \text{www.ingonline.biz}$$

$$G = 1 \quad \text{nella seconda} \quad e_i > 0;$$

dunque: è un'ottima approssimazione di un raddrizzatore ideale (anche considerando il comportamento reale del diodo D_2)

In tal caso si ha: $i = \frac{e_i - e_d}{R}$; $e_i = R_{os} i + e_d = -\frac{R}{R_{os}} \frac{e_i - e_d}{R}$; $e_i \approx e_d \rightarrow e_i \approx e_d \approx 0$

204



La tensione e_s risulta pari a:

$$e_s = -R(i_1 + i_2) = -R \left(\frac{v_1}{R} + \frac{v_2}{R/2} \right) = -R \left(\frac{v_1}{R} + \frac{2v_2}{R} \right) = -v_1 - 2v_2$$

www.ingonline.biz

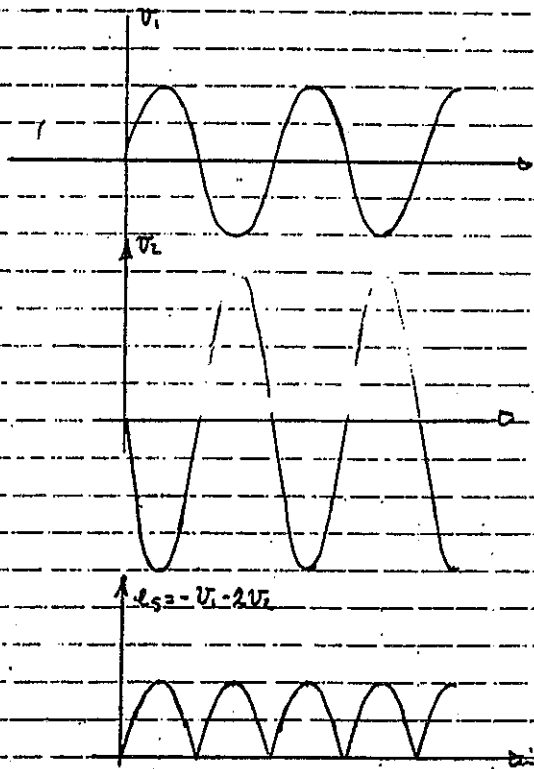
condizione: $e_1 = e_2 = 0$

Prescindendo che il rettificatore di precisione fa passare solo la semionda negativa di tensione si ottiene graficamente il risultato cercato, e cioè:

$$e_s(t) \equiv |v_1(t)|$$

con la tensione raddrizzata riferita, a differenza del caso precedente, entro una

Con i diodi D_1 e D_2 invertiti in senso opposto, cioè con lo stesso circuito raddrizzatore delle pagg 203-204 si sarebbe ottenuta come unica differenza una tensione raddrizzata e_s di segno opposto, cioè negativa.



Sostituendo queste due relazioni nella prima si ricava:

$$V_{o1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_1 - \frac{R_2}{R_1} V_2$$

In maniera esattamente uguale si ricava la relazione relativa alla V_{o2} , che differisce da questa solo per il fatto che gli indici delle tensioni risultano scambiati:

$$V_{o2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1$$

La tensione V_o che viene riportata all'ingresso dell'amplificatore della differenza è dunque:

$$\begin{aligned} V_o = V_{o1} - V_{o2} &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_1 - \frac{R_2}{R_1} V_2 - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2 + \frac{R_2}{R_1} V_1 \\ &= \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right) V_1 - \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right) V_2; \end{aligned}$$

ovvero:

$$V_o = \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right) (V_1 - V_2) = V \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right);$$

Il guadagno della tensione di modo normale risultante dal primo 'studio' è, in definitiva:

$$G = 1 + 2 R_2/R_1$$

www.ingonline.biz

2) Sia ora: $V_1 = V_2 = 0$; $V_{com} \neq 0$

La tensione di modo comune viene riportata ai morsetti ^{non} invertenti dei due amplificatori operazionali; essendo $e_1 = e_2 = 0$ essa coincide con la tensione riferita a massa dei morsetti invertenti dei due dispositivi; da ciò deriva che la tensione tra i punti A e B è nulla: $V_{AB} = 0$, quindi che su R_1 non circola corrente. Essendo inoltre un amplificatore operazionale dotato di un'impedenza di ingresso ideale, si è detto affermare che non circola corrente neanche nella resistenza R_2 . Possiamo concludere che i morsetti α dei due amplificatori operazionali sono allo stesso potenziale dei morsetti non invertenti, quindi anche allo stesso potenziale dei morsetti invertenti, per cui si può scrivere:

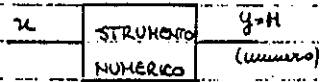
$$V_{\alpha 1} = V_{\alpha 2} = V_{com}$$

da cui $V_o = 0$. Dunque gli amplificatori operazionali si comportano da seguitori di tensione rispetto alla tensione di modo comune.

MISURE NUMERICHE

QUANTIZZAZIONE

Le grandezze fisiche (anche dette analogiche) sono in generale continue; in altri termini, esse possono assumere tutti i valori compresi in un certo intervallo, o range. In uno strumento analogico anche l'uscita y è continua; anch'essa può dunque assumere qualsiasi valore compreso nel suo range.

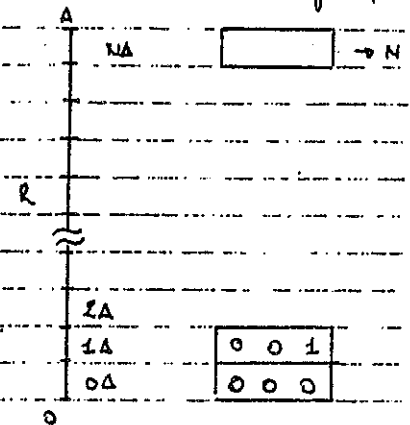


L'uscita di uno strumento numerico è invece un numero; come tale, essendo rappresentata da un numero finito di cifre, essa può assumere solo un numero finito di valori. Negli strumenti numerici si pone dunque il problema di far corrispondere a ciascuno degli infiniti valori che può assumere l'ingresso, uno dei possibili valori (finiti in numero) che contraddistinguono l'uscita.

A tale scopo definiamo CODICE NUMERICO l'insieme finito costituito dai numeri di uguale lunghezza ottenuti combinando con regole prestabilite i simboli (costituiti da cifre, trattandosi di un codice numerico) del codice.

Il suo scopo risulta chiaro se suddividiamo il range R a cui appartiene l'ingresso x in N sottointervalli di larghezza A ; evidentemente risulterà:

$$A = R/N \quad ; \quad A = \frac{R}{N}$$



La CODIFICAZIONE è una regola che stabilisce una corrispondenza biunivoca tra ciascuno degli intervalli in cui suddivido R ed i numeri del codice numerico.

www.ingon-line.biz

La codificazione di una grandezza analogica fa nascere un errore che prende il nome di ERRORE DI QUANTIZZAZIONE; infatti, solo nel caso in cui l'ingresso x sia pari ad un numero intero di intervalli A la codificazione crea una corrispondenza corretta tra l'ingresso ed il numero del codice ad esso associato; quando questa circostanza non si verifica nasce l'errore di quantizzazione, che può assumere, a seconda dei casi, una delle due forme di ERRORE DI QUANTIZZAZIONE PER ARROTONDAMENTO ed ERRORE DI QUANTIZZAZIONE PER TRONCAMENTO. Il primo nasce quando la suddivisione del range in intervalli, ovvero la quantizzazione di x , avviene secondo la regola:

$$x = KA \quad \text{se} \quad KA - A/2 \leq x < KA + A/2$$

se invece la regola di quantizzazione è:

$$x = KA \quad \text{se} \quad KA \leq x < (K+1)A$$

allora nascerà un errore del secondo tipo.

Il componente che nello strumento opera la trasformazione della grandezza analogica in un numero prende il nome di CONVERTITTORE ANALOGICO/NUMERICO (o DIGITALE) - A/D. In pratica esso quantizza la grandezza analogica facendo corrispondere ad ogni intervallo di larghezza Δ un differente numero K . Se tutti gli intervalli hanno la stessa larghezza Δ diciamo che la quantizzazione è UNIFORME e Δ prende il nome di PASSO DI QUANTIZZAZIONE, ovvero di LESS SIGNIFICANT BIT (LSB), o ancora di 1 DIGIT con riferimento all'unità dell'ultima cifra che costituisce il numero che si fa corrispondere ad x .

2. CODICI

Il codice più adottato allo scopo umano è quello decimale, la cui struttura è schematizzata dalla formula seguente:

$$x = D_{n-1} \cdot 10^{n-1} + D_{n-2} \cdot 10^{n-2} + \dots + D_1 \cdot 10 + D_0 \quad \text{con } D_i \in 0, 1, 2, \dots, 9$$

D_i è la cifra del codice decimale associata alla potenza 10^i ; il numero x può pertanto essere scritto nella forma compatta:

$$x = D_{n-1} D_{n-2} \dots D_1 D_0$$

È evidente che il valore di ogni cifra dipende dalla posizione con cui compare nel numero (ad esempio, D_0 che è la cifra più a destra, è la cifra meno significativa (LSB)); è dunque evidente il motivo per cui si dice che il codice decimale è un codice POSIZIONALE, di base 10.

www.ingonline.biz

Anche il codice binario è un codice posizionale, ma di base 2; un numero generico risulta espresso nella forma:

$$x = D_{n-1} \cdot 2^{n-1} + D_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + D_1 \cdot 2 + D_0, \quad \text{con } D_i \in 0, 1$$

ovvero nella forma compatta:

$$x = \underset{\text{MSB}}{D_{n-1}} D_{n-2} \dots D_1 \underset{\text{LSB}}{D_0}$$

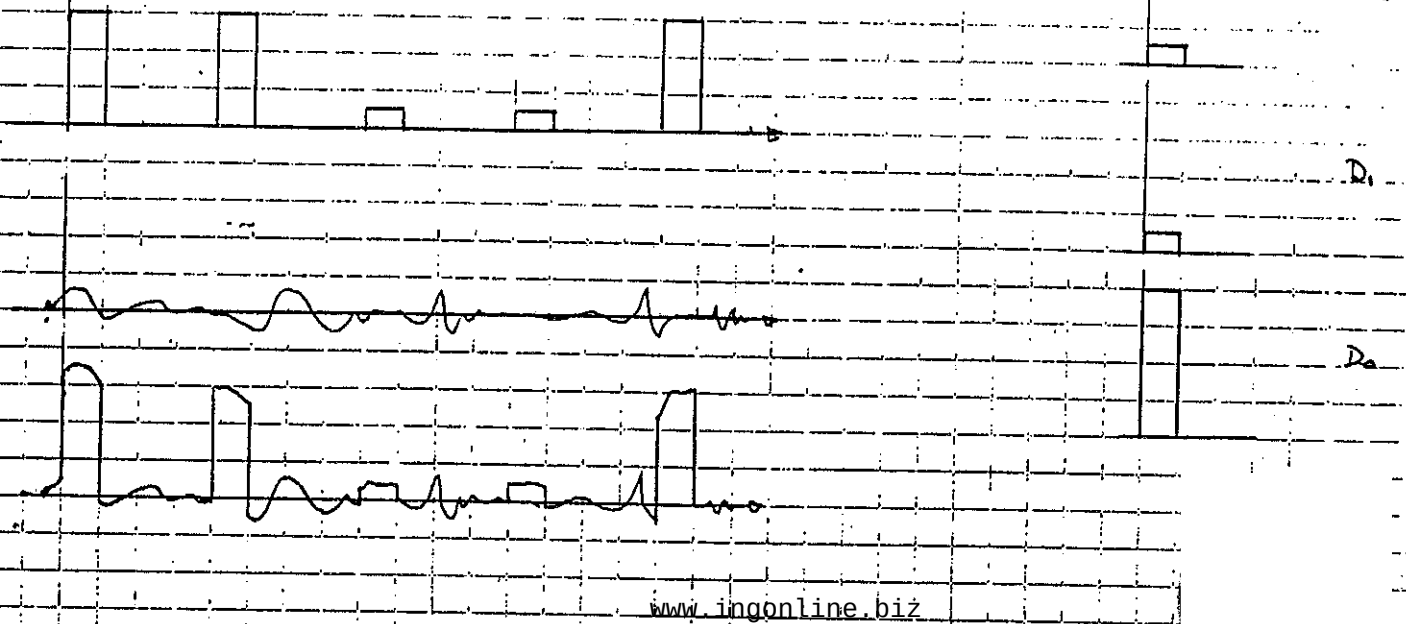
In questo caso ogni cifra è una cifra binaria o binary digit, ovvero, con dizione abbreviata, un bit. Si osserva che, rispetto al codice decimale, ogni cifra del codice binario può assumere un numero di valori minore, ma per rappresentare uno stesso insieme di numeri è necessario impiegare, nel codice binario, un numero di cifre maggiore; infatti, nel codice binario, con n bit si possono rappresentare 2^n numeri, il più alto dei quali è $2^n - 1$; nel codice decimale invece, con n cifre si possono rappresentare 10^n numeri, il più elevato dei quali è $10^n - 1$.

CODICE DECIMALE	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
-----------------	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

CODICE BINARIO	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001
----------------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------

cambiare il criterio di trasmissione dei dati, ricorrendo ad una trasmissione in PARALLELO, su n fili, in tal caso, idealmente, l'intervallo di tempo intercorrente tra la trasmissione di un numero e quella del successivo, può ridursi a T.

L'effetto di un disturbo che si sovrapponga al segnale trasmesso è nullo fino a quando la ricezione non è in grado di distinguere i livelli logici alti da quelli bassi (sia nel caso che si trasmetta in parallelo che in quello in cui si trasmette in serie):

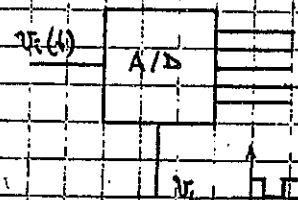


84 PRINCIPALI COMPONENTI DI UNO STRUMENTO NUMERICO

Illustreremo di seguito alcuni dei componenti di cui risulta composto uno strumento numerico

84.1 CONVERTITORE ANALOGICO / NUMERICO : A/D o ADC

È un dispositivo che converte in un numero la grandezza fisica analogica presente in ingresso. Di solito presenta due ingressi: uno logico ed uno in cui è presente la grandezza fisica da misurare - in forma di tensione - $v(t)$. Le uscite sono n , pari al numero di bit con cui l'A/D lavora. L'ingresso logico da al convertitore lo stato per la conversione; che fine di questa il segnale numerico viene presentato in uscita contemporaneamente ad un segnale di "data valid" - presentato attraverso un'uscita non ripetuta.

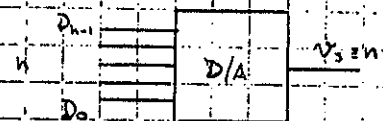


Eserciziamo uno dei possibili criteri di funzionamento di un A/D; consiste nel dividere il fondamento dello strumento per N : il range può dunque essere suddiviso in N intervalli di ampiezza pari a $\Delta = F.S./N$. Il segnale in ingresso viene valutato all'interno di uno di questi ed il suo valore viene

(1) È una copia del risultato trasmesso in uscita.

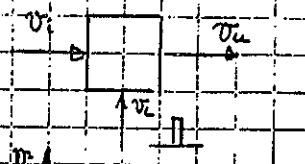
8.12. CONVERTITORE DIGITALE / ANALOGICO D/A

Un DAC ad n bit ha n fili di ingresso (la trasmissione avviene, infatti, in generale in parallelo) ed 1 filo in uscita sul quale viene riportata una tensione analogica idealmente proporzionale al numero presente nell'ingresso. Il numero in ingresso è generalmente codificato in codice binario oppure in BCD.



8.13. CIRCUITI PORTA, SAMPLE AND HOLD

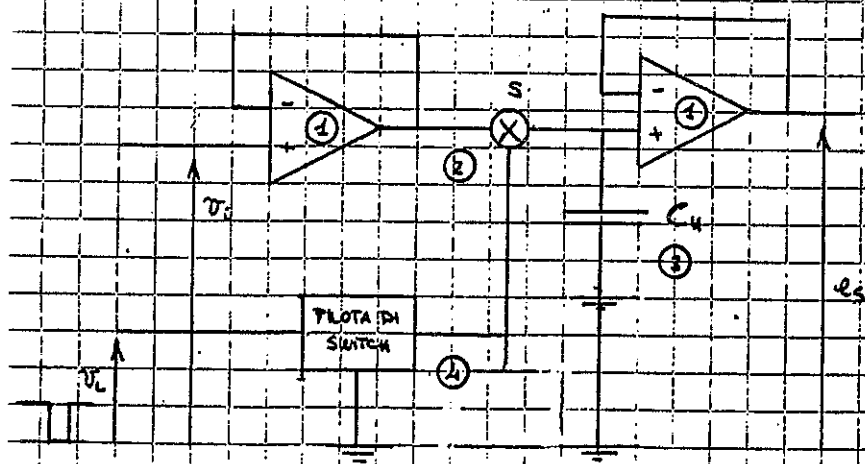
Nella loro configurazione più semplice sono dotati di 2 ingressi ed 1 uscita; possono essere visti, sostanzialmente, come interruttori: quando la tensione logica V_i assume il valore alto, l'ingresso viene trasferito sull'uscita; in caso contrario l'uscita è nulla.



Se la lunghezza dell'impulso logico di livello alto è n è usato precede allora si presenta di una PORTA DI CAMPIONAMENTO; se ad essa fa seguito una memoria analogica temporanea - cioè un condensatore - si parla di SAMPLE AND HOLD, ovvero campionamento e mantenimento.

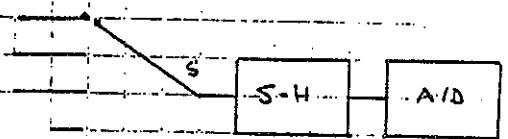
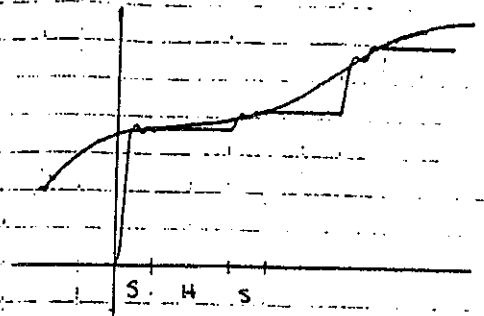
Un circuito S-H può essere realizzato anzitutto in due modi, uno dei quali è illustrato nelle figure riportate qui sotto.

www.ingonline.biz



Caratteristico di questi sistemi è il 'tempo di apertura', col quale si intende l'intervallo di tempo necessario per passare dalla funzione hold alla funzione sampling.

Si osserva, infine, che se il campionamento e mantenimento viene eseguito sempre sullo stesso segnale, l'S/H segue il segnale, quindi le correnti di carica del condensatore non sono mai molto elevate (tranne, eventualmente, all'istante di attivazione); si dice che il sistema è sottoposto ad un funzionamento non gravoso. Diverso è, evidentemente, il caso in cui l'esercente S-H venga collegato, alternativamente, ad una serie di tensioni tra loro correlate.

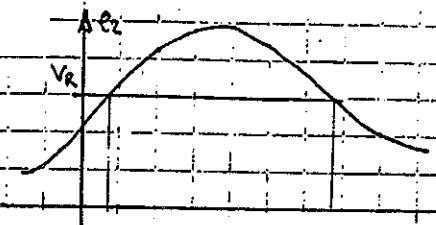


www.ingenline.biz

4) COMPARATORE ANALOGICO

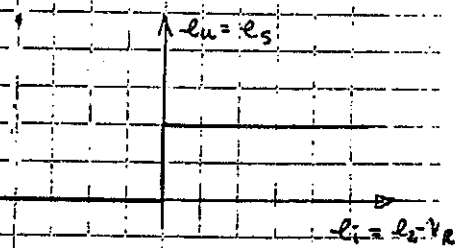
È un dispositivo con almeno 2 ingressi e 1 uscita che costituisce l'interfaccia più elementare tra grandezze analogiche e grandezze logiche (uscita).

Un ingresso vi è una tensione di riferimento V_R e l'ingresso vero e proprio e_2 ; l'operazione svolta è un confronto tra queste 2 tensioni, risultato come segue:



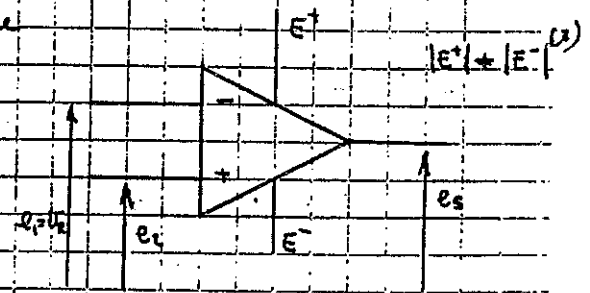
se è: $e_2 < V_R$ risultato: $e_s = 0$ (livello basso)

se è: $e_2 > V_R$ risultato: $e_s = 5V$ (livello alto)



La caratteristica ingresso/uscita è dunque quella riportata a lato:

In pratica un dispositivo di questo tipo viene realizzato con un amplificatore operazionale, la cui condizione di normale funzionamento è la saturazione, la sua limitazione è realizzata in maniera tale che da due tensioni di saturazione, viene tensioni logiche.



3) Sono tensioni di alimentazione opportunamente diverse, in modo che V_1^+ e V_1^- siano tensioni logiche.

5. LEVNI DI ALGEBRA DI BOOLE

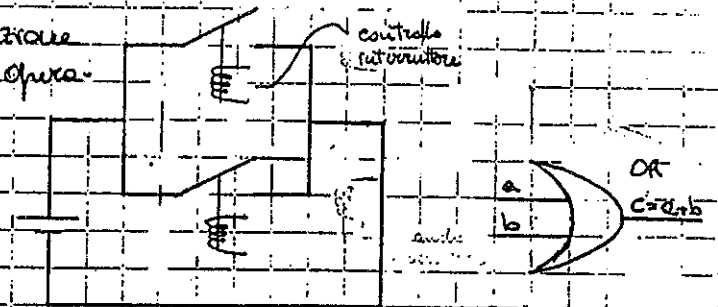
L'algebra di Boole è una costruzione logica basata su 2 situazioni mutuamente esclusive, quasi i numeri 0 e 1. I livelli basso e alto, la commutazione acceso e spento. Una variabile booleana può dunque assumere due soli valori: 0 e 1. Anzi, la variabile $a=1$ ($0 \cdot a=0$) la sua 'negata' è $\bar{a}=0$ (ovvero $\bar{\bar{a}}=1$), da questa definizione consegue che è: $\bar{\bar{a}}=a$.

La somma di 2 variabili di Boole è realizzata secondo la tabella:

a	b	$C=S=a+b$
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

che corrisponde ad una logica di tipo OR, infatti risponde alla definizione: IF $a=1$ OR $b=1$ then $S=1$

Sono riportati a lato la schema di realizzazione elettromeccanica ed il simbolo di questa operazione.

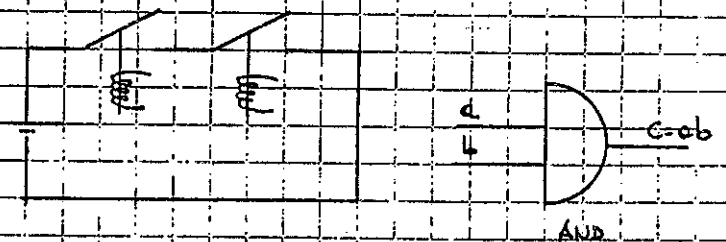


Il prodotto di 2 variabili booleane, realizzato secondo la tabella riportata a lato, segue la logica AND

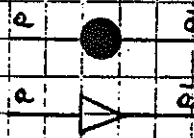
a	b	$C=P=a \cdot b$
0	0	0
1	0	0
0	1	0
0	0	1

www.ingonline.biz

Realizzazione elettromeccanica e simbolo logici di questa operazione sono:

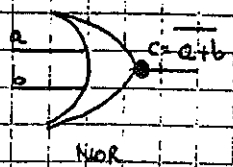


Ferendo conto che la negazione $\bar{a}$ è rappresentata da un pulsore a trasduttore:



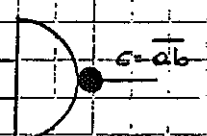
possiamo anche definire le ultime due operazioni dell'algebra booleana: NOR = OR e NAND = AND

a	b	$C=a+b$
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

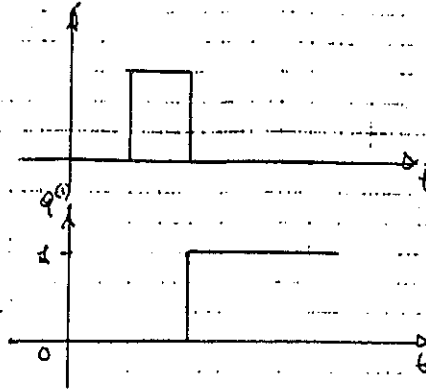
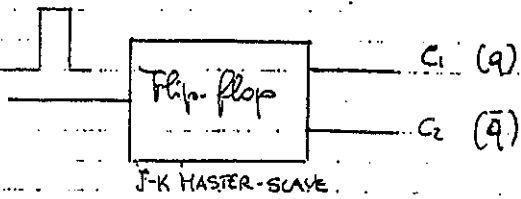


NOR

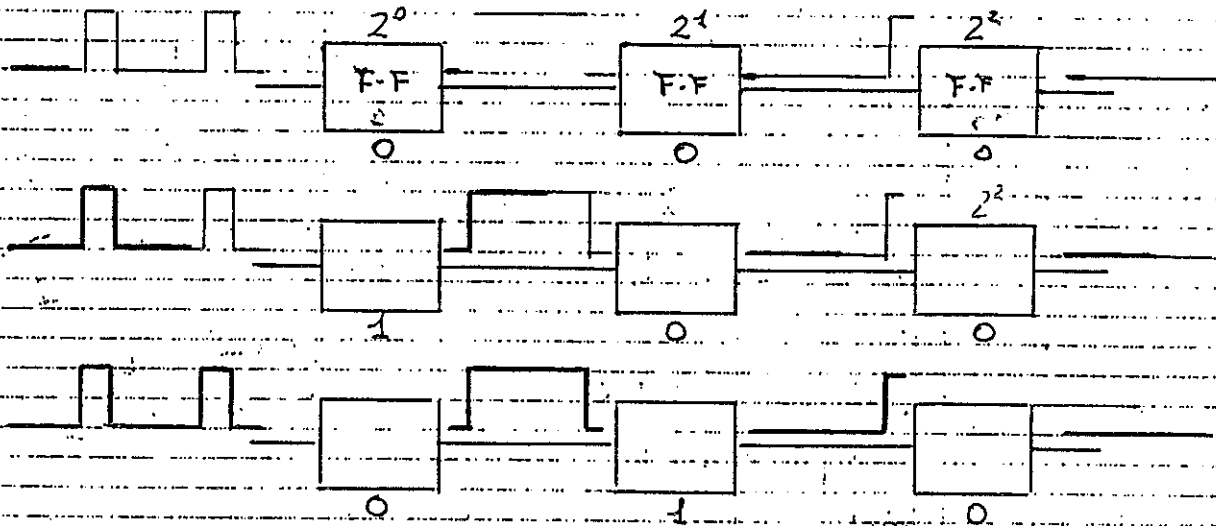
a	b	$C=\overline{a \cdot b}$
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0



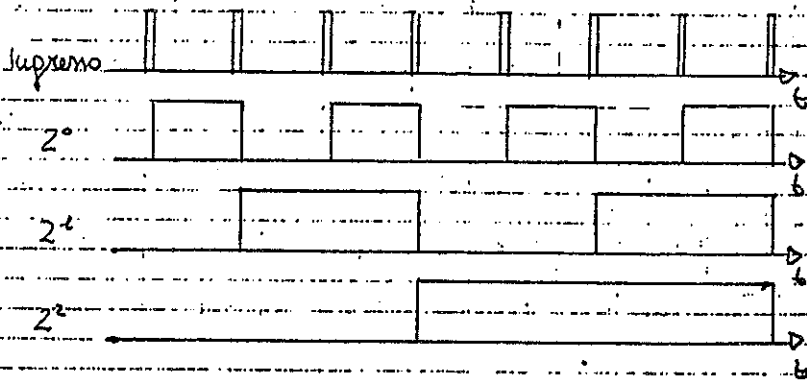
NAND



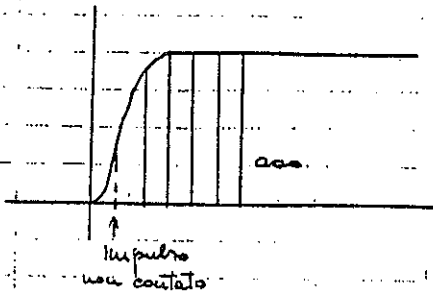
Collegando più flip-flop di questo tipo in cascata si ottiene un contatore binario di tipo serie. Le figure successive si riferisce ad un contatore composto da 3 flip-flop, inizialmente azzerato.



www.ingonline.biz



Ogni flip-flop divide per due la frequenza degli impulsi in ingresso.

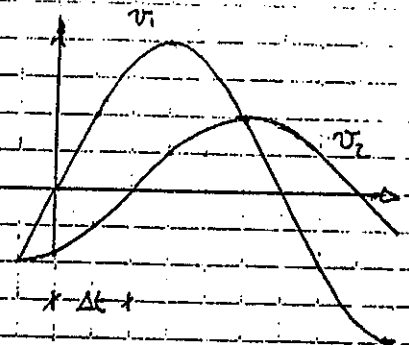


per questo motivo. Te non può aumentare indefinitamente
ovvero non può aumentare oltre un certo limite.

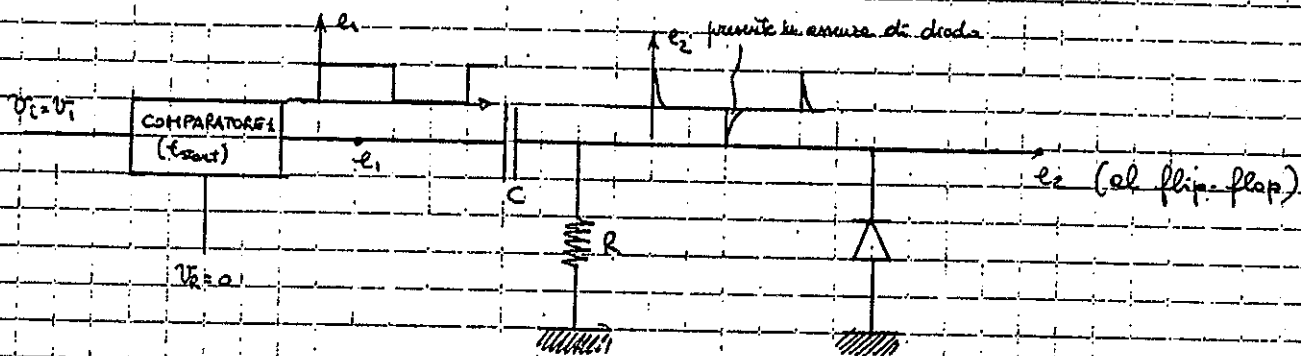
FASOMETRO

www.ingonline.biz

Misura lo sfasamento tra 2 tensioni misurando il loro ritardo temporale per mezzo di un apparecchio del tipo esecuito alle pagine precedenti.
Per ottenere il risultato voluto basta far coincidere t_{start} e t_{stop} col passaggio per la zero ed in salita rispettivamente della sinusoide di riferimento e di quella di cui si vuole misurare la fase.



Gli impulsi di t_{start} e t_{stop} vengono generati con dispositivi denominati FORMATORI DI IMPULSI, il cui schema è rappresentato qui sotto:



Il comparatore ha a uscita un'onda quadra i cui valori estremi sono il livello logico alto e quello basso. Quest'onda quadra produce delle rapide cariche e scariche del condensatore C, in assenza di diodo gli impulsi di corrente passano attraverso la sola resistenza R, e generando impulsi di tensione sia positivi (carica) che negativi (scarica). Il diodo ha il compito di bypassare la resistenza durante gli impulsi di corrente di scarica, eliminando in tal modo gli impulsi di tensione negativi.

Questa rete genera gli impulsi di t_{start} ; una rete identica, avente in ingresso v_2 , genererà gli impulsi di t_{stop} ; la conversione del Δt in angolo avviene, noto il periodo di oscillazione dei segnali in ingresso, mediante la formula:

$$\varphi = \omega \Delta t = \frac{2\pi}{T} \Delta t = \Delta \theta$$

Quale che l'ingresso ha un segnale a bassa frequenza si preferisce misurare, invece che direttamente la frequenza, con una rete simile a quella illustrata a pag. 20. In tal modo si riduce, in dell'alto valore dovuto al basso numero di oscillazioni comprese in T_x al basso valore dovuto all'elevato diviso di T_x ; molti strumenti eseguono questa conversione automaticamente, in dipendenza della scala impostata.

Nota T_x si risale a f facendo una semplice inversione:

$$f = 1/T_x$$

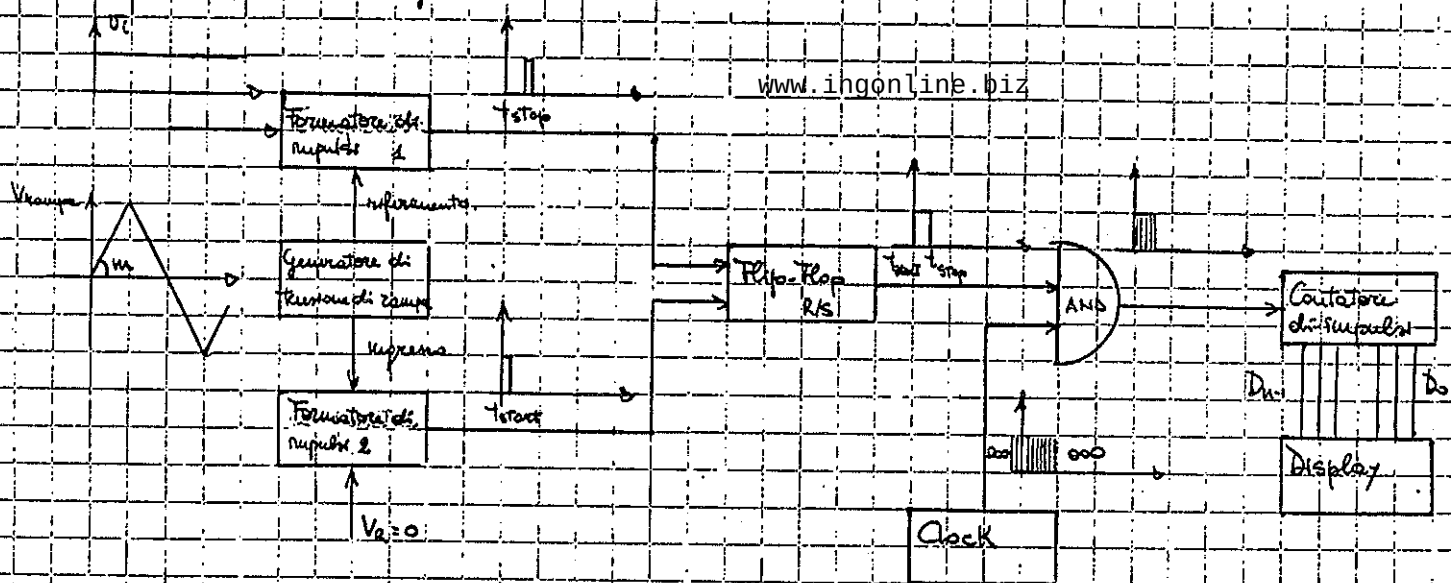


10 CONVERTITORI PER VOLTIMETRI NUMERICI.

Ne sono i componenti essenziali, e ve ne sono diversi tipi, che qui illustreremo.

11 CONVERTITORE A RAMPA

Lo schema logico è il seguente:



L'elemento nuovo è la parte iniziale della rete: il formatore di impulsi 1 dà il T_{start} quando la rampa parte da 0 e cessa; il formatore di impulsi 2 dà il T_{stop} quando la rampa raggiunge, essendo il valore V_x . L'intervallo di tempo in cui gli impulsi giungono al contatore risulta perciò:

$$\Delta t = n T_c \quad , \quad T_c \text{ periodo del clock}$$

e la tensione acquisita - che è supposta costante nell'arco della misura - risulta:

$$V_x = m \Delta t = m \cdot n \cdot T_c$$

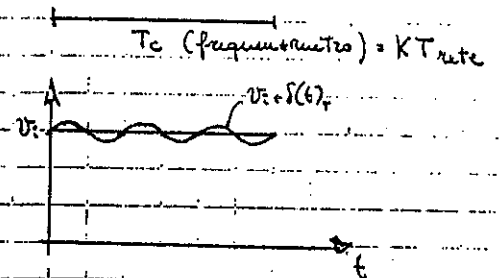
È dunque chiaro che m deve essere nota: al variare di m varierà la scala dello strumento.

Al crescere di V_x cresce la pendenza delle rampe, dunque cresce, in modo proporzionale, la frequenza con cui gli impulsi giungono al frequenzimetro; se ad esempio, la tensione si moltiplica raddoppiando, si avrebbe:

$$V_x' = 2 V_x \quad ; \quad t = \frac{2 V_x}{RC} t = \frac{V_x}{RC} t \quad 2$$

Inconvenienti di questo convertitore sono: la necessità che R e C siano note e costanti; si dovranno quindi preparare componenti di qualità il cui valore dipenda poco da T e dalla frequenza dell'ingresso. Inoltre il frequenzimetro deve essere di elevata qualità, quindi, tra l'altro, collegato ad un oscillatore al quarzo. Infine, la tensione di offset del comparatore introduce un errore di tipo, come si è detto, aleatorio.

D'altro canto, questa dispositivo è poco sensibile ai disturbi a frequenza di rete; in particolare, non si hanno errori se T_c è un multiplo esatto della frequenza di rete: infatti, in tal caso, le semi-oscillazioni positive di disturbo sono in numero pari a quelle delle semi-oscillazioni negative; il loro effetto complessivo è dunque nullo.

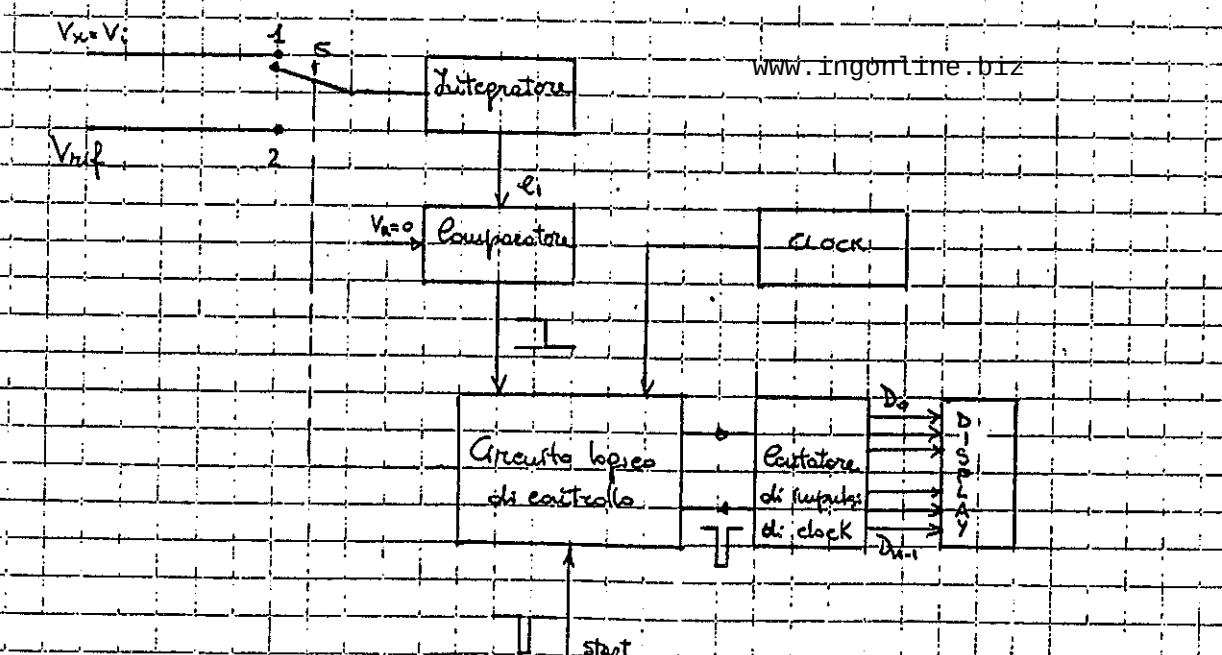


Osserviamo infine che il convertitore a semplice integrazione è un convertitore di tipo indiretto, in quanto trasforma l'ampiezza della tensione in ingresso in una frequenza, e misura quest'ultima.

03 CONVERTITORE A DOPPIA INTEGRAZIONE

Anche questo è un convertitore di tipo indiretto, in quanto trasforma l'ampiezza della tensione in ingresso in un intervallo di tempo, esprimendo la misura numerica in quest'ultimo.

È un dispositivo che corrige i pregi del convertitore a semplice integrazione eliminandone i difetti; pertanto, pur essendo circuitualmente più complesso del precedente, risulta, a parità di accuratezza, più economico di questo. Lo schema del circuito è:



Facciamo vedere che in effetti il numero di impulsi contati è proporzionale all'ampiezza della tensione in ingresso. Per $t = T_1$ e $t = T_1 + T_2$, rispettivamente, le (1) e (2) divergono:

$$(1) \quad V_0 = -V_N \frac{T_1}{T}, \quad \text{essendo } e_1 = V_0 \quad \text{per } t = T_1;$$

$$(2) \quad 0 = V_0 - V_{ref} \frac{T_2}{T}, \quad \text{essendo } e_1 = 0 \quad \text{per } t = T_1 + T_2;$$

eliminando V_0 da queste due relazioni si ricava:

$$(3) \quad V_N = V_{ref} \frac{T_2}{T} \frac{T}{T_1}.$$

Nell'ipotesi che la costante tempo dell'integratore sia un tempo costante durante il tempo di conversione, la cui durata è $T_1 + T_2$ - ipotesi più che plausibile, trattandosi, come vedremo, di pochi millisecondi - e che altrettanto decada per il tempo di clock - condizione verificata per un clock qualunque, non necessariamente dotato di oscillatore al quarzo - la (3) esprime una relazione di proporzionalità tra V_N e T_2 :

$$V_N \propto T_2, \quad T_2 = n_2 T_c = \text{costante}$$

Sostituendo infine T_2 nella forma:

$$T_2 = n_2 T_c,$$

dove n_2 è il numero di impulsi contati dal contatore tra l'istante T_1 di azzeramento e l'istante $T_1 + T_2$ di fine conversione, si ottiene:

$$V_N = V_{ref} \frac{n_2 T_c}{n_{fs} T_c} ;$$

$$(4) \quad V_N = V_{ref} \frac{n_2}{n_{fs}} \approx n_2 \quad \text{c.v.d.} \quad \text{www.ingonline.biz}$$

Osserviamo che il fondosegno dello strumento corrisponde ad $n_2 = n_{fs}$; pertanto il range dello strumento è:

$$V_{fs} = V_{ref}.$$

Come abbiamo anticipato, con questo dispositivo si eliminano i difetti tipici dei convertitori a moltiplice integrazione, a cominciare dalle caratteristiche di R e C, compromessi per i quali non è più richiesta una elevata stabilità ed un basso coefficiente termico - infatti il loro compare nella (4), per cui non è di nessuna utilità la sua conoscenza esatta -.

104 CONVERTITORE AD APPROSSIMAZIONI SUCCESSIVE

È il più usato per gli impieghi in sistemi di elaborazione interfacciati con calcolatori. I suoi pregi più importanti sono:

- l'affidabilità;
- l'alta velocità delle tecniche di conversione: facendo un paragone col convertitore a doppia integrazione, abbiamo, nel caso di $n=12$ bit, $f_c = 1 \text{ KHz}$.

$$T_{conv} = n T_c = 12 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 12 \mu\text{s} \quad (\text{teorico})$$

Se, tenendo conto che, per effetto dei ritardi, il tempo di conversione reale risulterà dell'ordine di $20 \pm 25 \mu\text{s}$, esso risulta sempre un'efficienza di volte superiore a quella di un convertitore a doppia integrazione avente gli stessi n, f_c .

Questo tipo di convertitore impiega convertitori digitale-analogici, che sono dispositivi che qui incontriamo per la prima volta; pertanto, prima di procedere, ne illustriamo il funzionamento.

CONVERTITORE DIGITALE / ANALOGICO - DAC

Come accennato a pag. 216, esso è un dispositivo che trasforma un numero digitale, costituito da una parola di n bit, in un'uscita analogica proporzionale all'ingresso. È un dispositivo impiegato in tutti i sistemi in cui un calcolatore interfaccia con un componente analogico - è il caso, ad esempio, di un amplificatore a guadagno controllato da calcolatore.

Illustreremo una sola tecnica - particolarmente semplice - di conversione digitale-analogica, denominata CONVERTITORE PARALLELO A CORRENTI PESATE.

La parola presente in ingresso rappresenta un numero decimale del tipo:

$$Q_1 \frac{1}{2^1} + Q_2 \frac{1}{2^2} + \dots + Q_n \frac{1}{2^n} \quad (1)$$

Se, tenendo conto che Q_i può assumere i due valori 0 e 1, si vuole scrivere che:

$$\left(\frac{1}{0}\right) \frac{1}{2^1} + \left(\frac{1}{0}\right) \frac{1}{2^2} + \dots + \left(\frac{1}{0}\right) \frac{1}{2^n} \quad \text{www.ingonline.biz}$$

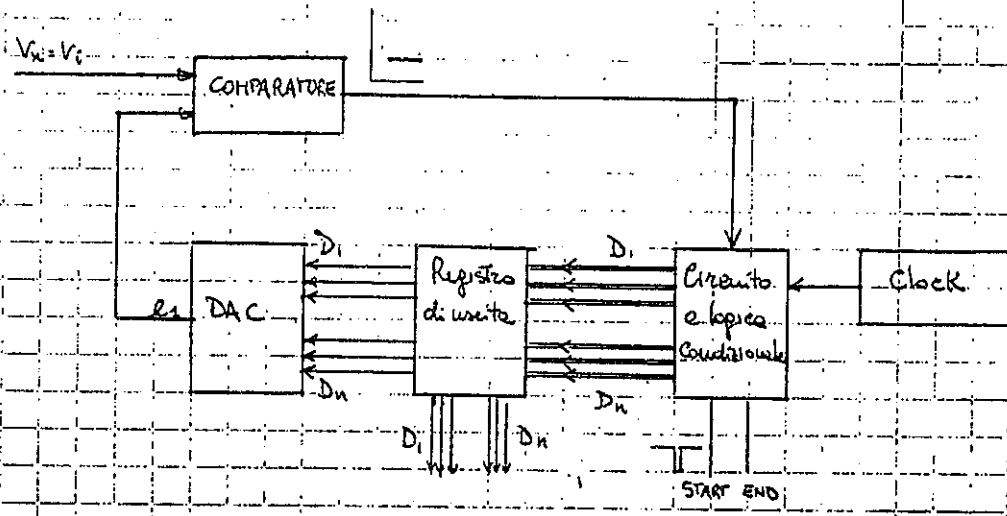
Si osservi che il massimo numero che si può presentare in ingresso vale, per $n=10$: 1.⁽¹⁾

Il DAC produce, per ciascun $Q_i = 1$, una corrente di intensità proporzionale al peso che il bit ha nella parola; se ha, cioè:

$$I_i = K \left(\frac{1}{2^i} \right)$$

⁽¹⁾ Si noti che manca la potenza di ordine zero.

Ritorniamo dunque al nostro convertitore ad approssimazioni successive, il quale fa uso del seguente schema logico:



CONSTITUITO DA PORTE LOGICHE E DA UN REGISTRO DI SCORRIMENTO

- il circuito a logica condizionabile, riceve un segnale codificato - in due linee per bit - dal registro di unità, il quale li trasferisce al DAC ed al display esterno.

Supponiamo che nel tempo di conversione V_x si mantenga costante e supponiamo, per semplicità, di lavorare con $n=6$ bit.

All'istante di start il circuito a logica condizionabile azzerò il registro in esso presente e lo predisporrà alla nuova conversione. Questa si svolge secondo $n=6$ passi.

- 1° PASSO Il circuito a logica condizionabile attribuisce logica 1 al bit più significativo; in altre parole, il registro contiene il numero:

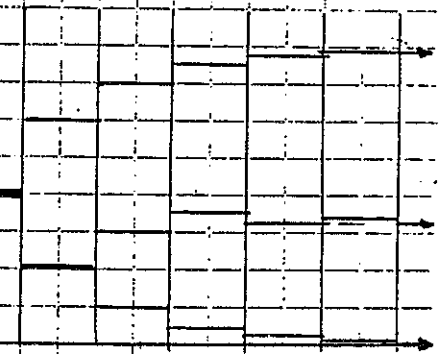
1 0 0 0 0 0

www.ingonline.biz

Questo parola viene trasferita, attraverso il registro di unità, al DAC, che la converte nella tensione

$$e_1 = \frac{1}{2} V_{ref}$$

$$e_1 = \frac{1}{2} V_{ref}$$



a seconda che risulti $e_1 < V_x$ oppure $e_1 > V_x$

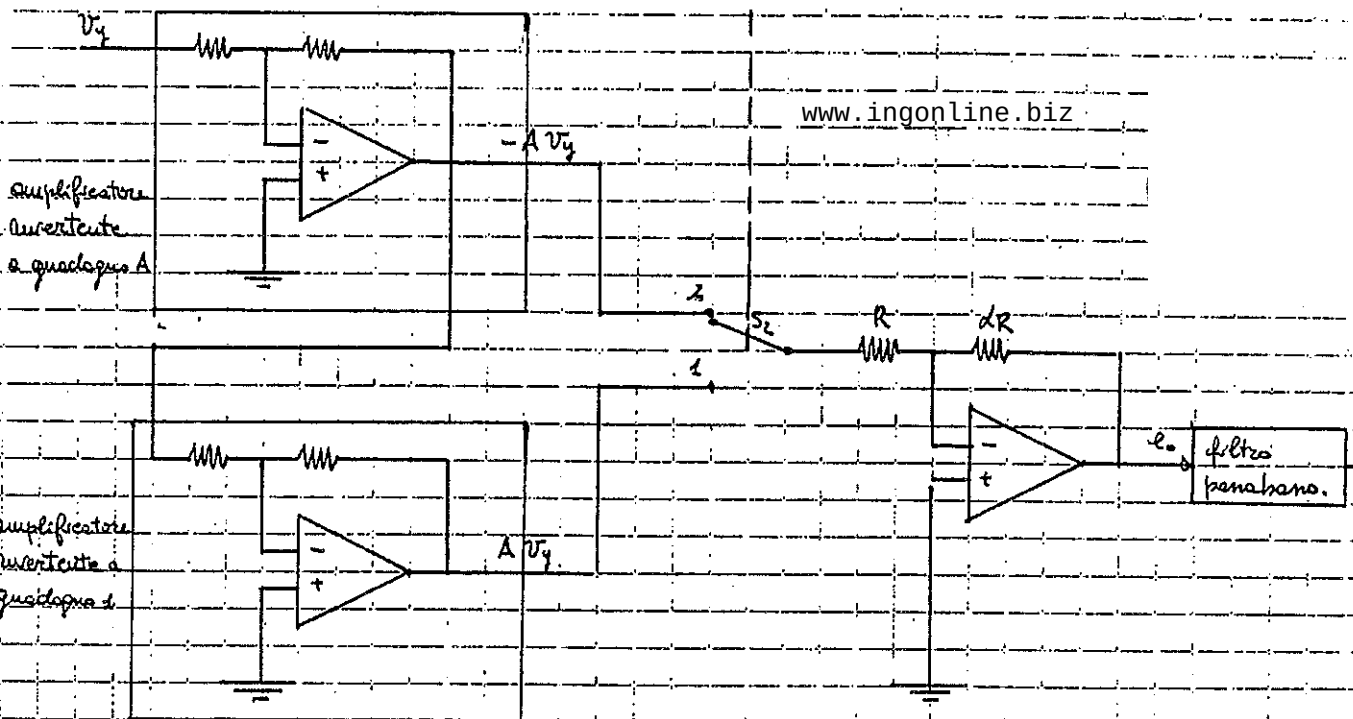
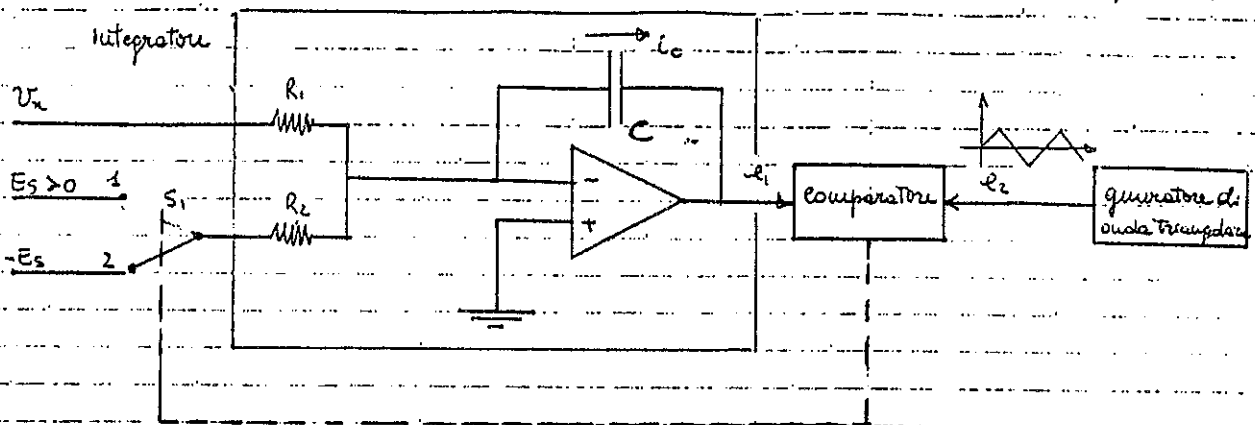
il comparatore mantiene inalterato il suo livello logico o si commuta sull'altro livello, provvedendo, da parte del circuito a logica condizionabile, la conferma o meno, per il primo bit, della logica 1.

- 2° PASSO

La logica del primo bit risulta confermata o meno in base agli esiti del 1° passo; per il secondo bit si parte poi ad 1 la logica; in altri termini, nel registro viene inserito il numero:

(0) 1 0 0 0 0

Illustreremo ora il moltiplicatore analogico, progettato nel laboratorio della NORMA, denominato TIME-DIVISION FEEDBACK MULTIPLIER; il suo schema è il seguente:

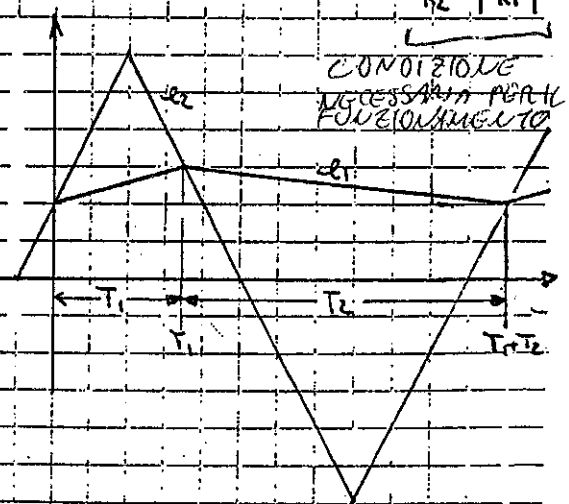


www.ingonline.biz

Escludiamo dapprima la parte alta del circuito, nell'ipotesi che le tensioni in ingresso non cambino durante il ciclo di conversione; supponiamo inoltre che sia $V_x > 0$, ed $E_s > \frac{V_x}{R_2} \frac{R_1}{R_2}$. La condizione iniziale sia con entrambi gli switch in posizione 1; ne consegue che la tensione in uscita dell'integratore avrà un andamento a rampa del tipo:

$$e_1 = \frac{1}{C} \left(\frac{V_x}{R_1} - \frac{E_s}{R_2} \right) t + \text{cost}, \quad t \in T_1, \quad S_{12} = 2$$

Si osservi che nella parentesi si esprime, in effetti, un'operazione di somma di valori positivi, e, però, esistente, e non a quando risulterà



Eliminando dalle (1)-(2) il rapporto $\frac{T_1 - T_2}{T}$, si trova:

$$\frac{E_o}{\Delta V_y} = V_x \frac{R_z}{R_1 E_s};$$

da cui:

$$(3) \quad E_o = V_x V_y \frac{\Delta R_z}{R_1 E_s} \quad \text{www.ingonline.biz}$$

che è l'equazione finale, la quale mostra che E_o è proporzionale, attraverso una costante, al prodotto $V_x V_y$.

Supponiamo ora che V_x e V_y siano grandezze periodiche; se la loro frequenza di oscillazione è molto inferiore alla frequenza di taglio del filtro passabasso, allora E_o seguirà l'andamento del prodotto $V_x V_y$ in tutte le armoniche non tagliate dal filtro; se, invece, la frequenza di V_x e V_y è ^{molto} maggiore della frequenza di taglio del filtro passabasso, questo restituirà in uscita una grandezza continua proporzionale al valor medio di $V_x V_y$. Quest'ultima proprietà trova utile nel caso si voglia realizzare un wattmetro universale, se, infatti, una delle due tensioni è proporzionale alla corrente eccitante di un carico, e l'altra è la tensione sul carico ^{stesso}, allora il filtro presentando in uscita il valor medio del prodotto $V_x V_y$, E_o misura è altro che la potenza media assorbita dal carico:

$$E_o = \langle V_x V_y \rangle = \langle i \cdot v \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt = P$$

Se dunque questa condizione risulta verificata, l'uscita del secondo stadio risulta:

$$v_2 \equiv - \langle v_1 \rangle$$

ed essendo: $v_1 = e_{in}$, si ha:

$$v_2 \equiv - \frac{1}{T} \int_0^T (e_{in})^2 dt, \quad T \text{ periodo dell'ingresso } e_{in}(t)$$

3 - Non resta che esaminare il terzo stadio: in condizioni di regime la tensione nel condensatore C_4 risulterà costante, e si avrà:

$$i_3 \equiv i_4 \quad (1)$$

Questo vuol dire che, a parte un fattore di proporzionalità dipendente da R_3 ed R_4 , la tensione entro massa in uscita dal moltiplicatore M_2 è uguale alla v_2 ; ne consegue che le tensioni in ingresso al moltiplicatore, tra loro uguali, ed uguali alla tensione in uscita dall'intero dispositivo, sono pari a:

$$v_3 \equiv v_2 \equiv \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (e_{in})^2 dt}$$

www.inqonline.biz

che è proprio, a meno di una costante, il valore efficace della tensione in ingresso.

(1) Se la tensione $v_{C4} = v_3$ non è costante, ciò è segno che risulta: $i_3 \neq i_4$; possono presentarsi i due casi:

- $i_3 > i_4$; in tal caso aumenta v_{C4} , e di conseguenza aumenta anche i_4 ;

- $i_3 < i_4$; in tal caso v_{C4} , quindi anche i_4 , tendono a diminuire;

entrambi questi casi si ripropongono, e reggono alla condizione $i_3 = i_4$.

26

3 - MISURE CON STRUMENTI

3.1	MISURE DI BIPOLI IN D.C.	72
3.1.1	MISURA DI GRANDI RESISTENZE	73
3.2	MISURA DI UN BIPOLO CON UN CIRCUITO MONOFASE IN A.C.	74
3.2.1	CORREZIONI PER I CONSUMI STRUMENTALI	75
3.3	MISURE SUL CIRCUITI TRIFASE - INTRODUZIONE	76
3.4	MISURA DELLA POTENZA REATTIVA IN UN SISTEMA TRIFASE SIMMETRICO	77
3.5	DETERMINAZIONE DEL SENSO CICLICO (SISTEMI A 3 FILI)	78
3.6	MISURE DI POTENZA IN SISTEMI TRIFASE A 3 FILI SIMMETRICI ED EQUILIBRATI	80
3.7	MISURA DELLA POTENZA REATTIVA IN UN SISTEMA TRIFASE SIMMETRICO	83
	NON EQUILIBRATO	83
3.7.1	METODO BARBAGELATA	83
3.7.2	METODO RIGHI	84
3.7.3	CALCOLO DELLE ALTRE GRANDEZZE CARATTERISTICHE DEL CIRCUITO	84
3.8	CALIBRAZIONE DI UN WATTMETRO	85
3.9	MISURE DI ENERGIA ATTIVA E REATTIVA SU SISTEMI TRIFASE	87

4 - METODI DI MISURA PER CONFRONTO

4.1	METODI DI ZERO	90
4.1.1	DETERMINAZIONE DELLA SENSIBILITÀ DEL METODO DI ZERO, IN BASE AUE	91
	CARATTERISTICHE CIRCUITALI DEL SISTEMA DI MISURA	91
4.2	METODI DI SOSTITUZIONE	92
4.2.1	CONFRONTO TRA DUE GRANDEZZE UGALI	92
4.2.2	CONFRONTO TRA DUE GRANDEZZE DISTINTE (POCO DIFFERENTI)	93
4.3	PONTE DI WHEATSTONE	94
4.4	PONTE DOPPIO DI THOMSON	96

5 - METODI POTENZIOMETRICI

5.1	MISURE CON IL METODO DI ZERO	99
5.2	VALUTAZIONE DELL'ERRORE DI SENSIBILITÀ	100
5.3	MISURE PER SOSTITUZIONE	101
5.4	PRINCIPALI CAUSE DI ERRORE NEI POTENZIOMETRI	102
5.5	REALIZZAZIONE COSTRUTTIVA	103
5.5.1	TIPO ECONOMICO	103
5.5.2	POTENZIOMETRO A DECADI COMPLEMENTARI	104
5.5.3	POTENZIOMETRO A DIVISIONE DI CORRENTE (x_2) E DI TENSIONE (x_{10}) CON	105
	METODO RICORSIVO - KELVIN-VARLEY	105
5.6	POTENZIOMETRI IN A.C.	108
5.7	METODO POTENZIOMETRICO PER MISURE DI RESISTENZA	109
5.8	METODI POTENZIOMETRICI PER LA CALIBRAZIONE DI STRUMENTI IN D.C.	109

6 - SEGRE

6.5	PONTI IN ALTERNATA	112
6.6	PONTI IN A.C. : REALIZZAZIONI INDUSTRIALI - SPAZIO PUBBLICITARIO A CURA DELLA	113
	F. GENERAL RADIO	113
6.1	FATTORE DI PERDITA DI UN CONDENSATORE	114
6.2	FATTORE DI PERDITA DI UN INDUTTORE	115
6.3	MISURE DI BIPOLI DI TIPO CAPACITIVO	116
	PONTE DI WHEATSTONE DE SAUVY	116
	PONTE DI GOTT	116
6.4	MISURE DI BIPOLI DI TIPO INDUTTIVO	117
	PONTE DI MAXWELL	118
	PONTE DI HAY	118
6.5	MISURE DI RESISTENZE E CONDUTTANZE IN A.C.	118
7	PROBLEMATICHE RELATIVE AD ACCOPPIAMENTI INDUTTIVI-CAPACITIVI NEI PONTI IN A.C.	119

7- CENNI SUGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI E SUGLI STRUMENTI CHE FANNO USO DI COMPONENTI ELETTRONICI

7.1	AMPLIFICATORE OPERAZIONALE IDEALE	192
7.2	AMPLIFICATORI INVERTENTI	193
7.3	AMPLIFICATORI NON INVERTENTI	195
7.4	AMPLIFICATORI DIFFERENZIALI	196
7.5	AMPLIFICATORI OPERAZIONALI REALI	196
7.5.1	TENSIONE DI MODO COMUNE	197
7.6	INTEGRATORE	199
7.7	VOLTMETRI A RADDRIZZATORE	200
7.7.1	STRUMENTO CON RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA (FULL WAVE)	200
7.7.2	STRUMENTO CON RADDRIZZATORE A SEMPLICE SEMIONDA (HALF WAVE RECTIFIER)	200
7.8	VOLTMETRO DI CRESTA	201
7.9	RETTIFICATORI DI PRECISIONE	203
7.10	STRUMENTI PER LA MISURA DEL VALORE MEDIO DI UNA TENSIONE (O CORRENTE) CHE FANNO USO DI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI.	205
7.11	PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DELL'AMPLIFICATORE DI MISURA	207

8- MISORE NUMERICHE

8.1	QUANTIZZAZIONE	210
8.2	CODICI	212
8.3	RAPPRESENTAZIONE DI NUMERI BINARI MEDIANTE SEGNALI ELETTRICI	213
8.4	PRINCIPALI COMPONENTI DI UNO STRUMENTO NUMERICO	214
8.4.1	CONVERTITORE ANALOGICO/NUMERICO : A/D. O ADC.	214
8.4.2	CONVERTITORE DIGITALE/ANALOGICO	216
8.4.3	CIRCUITI PORTA, SAMPLE AND HOLD	216
8.4.4	COMPARATORE ANALOGICO	218
8.5	CENNI DI ALGEBRA DI BOOLE	220
8.6	FLIP-FLOP, O CIRCUITI BISTABILI, CIRCUITI DI CONTEGGIO	221
8.7	MISURA DI INTERVALLI DI TEMPO	223
8.8	FASOMETRO	224
8.9	FREQUENZIMETRO NUMERICO	225
8.10	CONVERTITORI PER VOLTMETRI NUMERICI	226
8.10.1	CONVERTITORE A RAMPA	226
8.10.2	CONVERTITORE A SEMPLICE INTEGRAZIONE	227
8.10.3	CONVERTITORE A DOPPIA INTEGRAZIONE	228
8.10.4	CONVERTITORE PER APPROSSIMAZIONI SUCCESSIVE	232
8.11	CONVERTITORE DIGITALE/ANALOGICO : DAC	232
8.12	MOLTIPLICATORI ANALOGICI	235
8.12	MODULO DI USO VALORE EFFICACE	239

INDICE

241

TERMINATO IL 26-6-1990

GHE (AN) Massimo Scarpini