

6 - TRASDUTTORI

6.1	GENERALITÀ	122
6.2	CARATTERISTICHE STATICHE DI UN TRASDUTTORE LINEARE	126
6.3	PRINCIPALI CARATTERISTICHE DI UN TRASDUTTORE	124
6.4	CARATTERISTICHE DINAMICHE DI UN TRASDUTTORE	126
6.5	DIVISORE DI TENSIONE	127
	BASSE TENSIONI	127
	ALTE TENSIONI	127
6.5.1	DIVISORI A RAPPORTO VARIABILE: CARATTERISTICHE	128
6.6	DERIVATORI DI CORRENTE	129
6.6.1	DERIVATORI IN d.c.	129
6.6.2	DERIVATORI IN a.c.	130
6.7	TRASFORMATORI DI MISURA	131
6.8	TRASFORMATORI DI TENSIONE (T.V.)	133
	DIPENDENZA DI K DALL'IMPEDENZA DI CARICO	135
	DIPENDENZA DI K DAL f_{dp} DEL CARICO	136
	DIPENDENZA DI K DAL MODULO DELLA TENSIONE IN INGRESSO	137
	DIPENDENZA DI K DALLA FREQUENZA DELLA TENSIONE IN INGRESSO	138
6.8.1	DATI DI TARGA DI UN T.V.	139
6.8.2	T.V. PER MEDIE TENSIONI (1 kV - 30 kV)	140
6.8.3	T.V. PER ALTE TENSIONI (> 30 kV) - T.V. A ISOLATORE	140
6.8.4	COLLEGAMENTI A TERRA DI UN T.V.	141
6.8.5	COLLEGAMENTI DEL T.V. NEI SISTEMI TRIFASE	142
6.8.6	T.V. CAPACITIVI	143
6.9	TRASFORMATORI DI CORRENTE (T.A.)	144
6.9.1	CRITERI DI PROGETTO DI UN T.A.	146
	NUMERO DI SPIRE	147
6.9.2	PROBLEMATICHE CONNESSE CON L'IMPIEGO DI UN T.A.	149
	VARIATIONE DI CORRENTE	149
	VARIATIONE DELL'IMPEDENZA DI CARICO (MODULO)	150
	VARIATIONE DELL'IMPEDENZA DI CARICO (ARGOMENTO)	151
	VARIATIONE DELLA FREQUENZA DI LAVORO	152
6.9.3	CARATTERISTICHE DI UN T.A.	152
6.9.4	DATI DI TARGA DI UN T.A.	153
6.9.5	CONDIZIONI DI FUNZIONAMENTO ACCIDENTALE	154
6.9.6	T.A. PER MEDIE TENSIONI	157
6.9.7	T.A. PER ALTE TENSIONI	157
6.9.8	ACCOPPIAMENTO DI UN T.A. TOROIDALE (PER ALTE CORRENTI) ED UN	
	PASSANTE A CONDENSATORE	157
6.9.9	COLLEGAMENTO A TERRA	158
6.9.10	IL T.A. COME SINTATORE DI CORRENTE	158
6.10	ADATTAMENTO DI RANGE NELLE MISURE DI IMPEDENZA	160
6.11	EFFETTO TERMOELETTRICO	163
6.12	TERMOCOPPIE	167
6.12.1	USO DELLE TERMOCOPPIE PER MISURE DI POTENZA AD ALTE FREQUENZE	169
6.13	TRASDUTTORI B/E AD EFFETTO HALL: SONDA DI HALL - GAUSSIMETRO	171
6.13.1	IMPIEGO DELLA SONDA DI HALL PER REALIZZARE TRASFORMATORI DI CORRENTE	172
6.13.2	IMPIEGO COME MOLTIPLICATORE	175
6.14	SENSORI	176
6.15	SENSORI TERMORESISTIVI	176
6.15.1	SE SENSORI TERMORESISTIVI COSTITUITI DA METALLI PURI	177
6.15.2	TERHISTORI	178
	TERHISTORI NTC	178
	CARATTERISTICHE DINAMICHE DI UN TERHISTORE NTC	179
	TERHISTORI PTC	179
6.16	PONTE DI HUERER PER LA MISURA DI PICCOLI AR	180
6.17	TRASDUTTORI PIEZORESISTIVI - STRAIN GAUGE	181
6.17.1	STRUTTURE E MATERIALI IMPIEGATI	183
6.17.2	MISURA DEL AR	183
6.18	TRASDUTTORI FORZA - TENSIONE	185
6.19	PIEZOELETTRICITÀ	187
6.19.1	MATERIALI IMPIEGATI	187
6.19.2	MODI DI APPLICAZIONE DELLA DEFORMAZIONE	189
6.19.3	DEFORMAZIONE PER COMPRESSIONE TRASVERSALE	189
	DEFORMAZIONE PER COMPRESSIONE LATERALE	189
6.19.3	COLLEGAMENTI DEGLI ELEMENTI SENSIBILI	189

1- GENERALITÀ

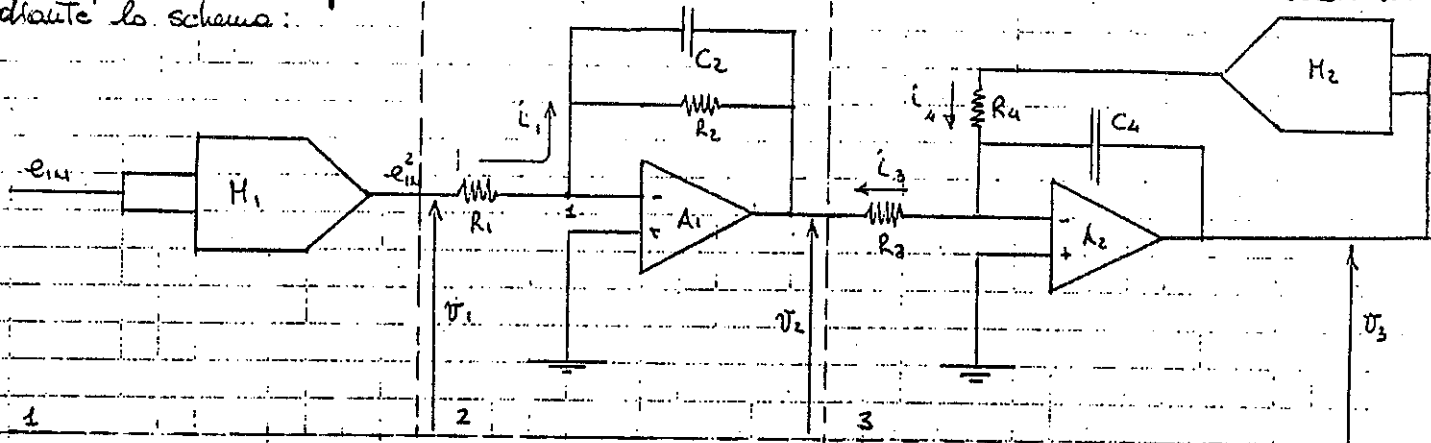
1.1	MISURA DI UNA GRANDEZZA	1
1.2	QUALITÀ DI UNA MISURA	1
1.2.1	ERRORE CASUALE	2
1.3	ERRORE RELATIVO	3
1.4	RIPETIBILITÀ DI UNA MISURA	3
1.5	PROPAGAZIONE DEGLI ERRORI NELLE MISURE INDIRETTE	3
1.5.1	FUNZIONI TRIGONOMETRICHE	6
1.6	MISURE RIPETUTE	7
1.6.1	DISTRIBUZIONE DI GAUSS	9
1.7	GRANDEZZE DI INFLUENZA	10
1.8	METODI DI MISURA	12
1.8.1	STRUMENTO	13
1.8.2	METODO DIFFERENZIALE - METODO DI ZERO	13
1.9	MISURE STATICHE - MISURE DINAMICHE	14
1.10	SISTEMI DI UNITÀ DI MISURA	15
1.11	CONSERVAZIONE E CONFRONTO DI UNITÀ DI MISURA ELETTRICHE	16
1.12	REALIZZAZIONE PRATICA DI MISURE	19
1.13	VALUTAZIONE DEGLI ERRORI INTRODOTTI DA UNA CATENA DI MISURA	21
1.13.1	CATENA APERTA	21
1.13.2	CATENA CHIUSA	22
1.14	LEGAME TRA GLI INTEGRALI DELL'INGRESSO E DELL'USCITA DI UN S.L.I.	23
1.15	SISTEMI LINEARI DEL 1° E DEL 2° ORDINE	24
1.15.1	SISTEMI DEL 1° ORDINE	24
1.15.2	SISTEMI DEL 2° ORDINE	26
1.15.3	CONDIZIONE DI RISPOSTA PRIVA DI DISTORSIONE	28
1.16	MISURE DINAMICHE - STUDIO DELLA RISPOSTA TRANSITORIA DI UN SISTEMA DEL 2° ORDINE	30
1.16.1	PERTURBAZIONE A GRADINO UNITARIO	30
1.16.2	PERTURBAZIONE IMPULSIVA	32
1.16.3	MISURA BALISTICA DELL'AREA DI UN IMPULSO	34

2- STRUMENTI DI MISURA

2.1	CLASSIFICAZIONE GENERALE	35
2.2	ERRORE DI CONSUMO	39
2.2.1	MISURA DI TENSIONE	39
2.2.2	MISURA DI CORRENTE	41
2.3	MOD. DELL'EQUIPAGGIO MOBILE DI UNO STRUMENTO ANALOGICO	42
2.3.1	REQUISITI STATICI	42
2.3.2	REQUISITI DINAMICI	44
2.4	STRUMENTI MAGNETOELETTRICI	46
2.4.1	GALVANOMETRI MAGNETOELETTRICI	49
2.4.2	REGISTRATORI SU CARTA	51
2.4.3	MISURA DI TENSIONI CONTINUE	52
2.4.4	MISURA DI CORRENTI CONTINUE	54
2.5	STRUMENTI ELETTRODINAMICI	56
2.5.1	FUNZIONAMENTO STATICO NEL DOMINIO DELLA FREQUENZA	57
2.5.2	MISURE DI CORRENTE	58
2.5.3	STRUMENTI A PIÙ RANGE	60
2.5.4	VOLTMETRI ELETTRODINAMICI	61
2.5.5	WATTMETRI	62
	ERRORI DOVUTI ALLA PRESENZA DI C.C.	65
	SPECIFICHE DI UN WATTMETRO	67
	WATTMETRI A BASSO COS ϕ	67
	EFFETTO DELLA MUTUA INDUZIONE	68
	BANDA DI FREQUENZA	69
2.6	STRUMENTI FERROMAGNETICI	70
2.6.1	TIPO AD ATRAZIONE	70
2.6.2	TIPO A REPULSIONE	70

8.12: MODULO DI VERO VALORE EFFICACE.

È un dispositivo che fa uso di 2 amplificatori operazionali e due moltiplicatori (logaritmicici)⁽¹⁾ al fine di prelevare in uscita il valore efficace della grandezza periodica presente in ingresso, PER QUALSIASI FORMA D'ONDA DELL'INGRESSO. Esso è realizzato mediante lo schema:



Consideriamo separatamente i 3 stadi in cui risulta suddiviso:

- 1 - Il primo stadio non fa altro che quadrare - a meno di una costante, che omettiamo -; altrettanto faremo per quelle che seguono - il segnale in ingresso;
- 2 - Calcoliamo la funzione di trasferimento del secondo stadio; nell'ipotesi che trascuriamo la tensione del morsetto 1 e la corrente di ingresso nell'amplificatore operazionale, si ha:

$$I_1 = \frac{V_1(j\omega)}{R_1} = -V_2(j\omega) \left(\frac{1}{R_2} + j\omega C_2 \right); \quad \text{www.ingonline.biz}$$

dove $V_1(j\omega)$ e $V_2(j\omega)$ sono rispettivamente le tensioni - supposte sinusoidali - presenti in ingresso ed in uscita dello stadio; la f.t. dello stadio risulta, pertanto:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_2} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_2 R_2};$$

dunque il secondo stadio si comporta come un filtro passa basso col suo polo. Esso ha come pulsazione di angolo:

$$\omega_c = \frac{1}{C_2 R_2}$$

pertanto, se il segnale in ingresso ha frequenza molto minore di:

$$f \ll \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}$$

in uscita ^{dallo stadio} sarà riportato l'opposto del valore medio dell'ingresso.

(1) buona banda

$e_1 < e_2$ il comparatore non modificherebbe il livello logico in uscita. Per $e_1 = e_2$ il comparatore commuta livello logico con l'effetto di ristabilire gli switch nella posizione 1; l'aumento della rampa di Tensione in uscita dall'integratore, diviene:

SEMPRE POSITIVA PERCHÉ $\frac{E_s}{R_2} > \left| \frac{V_x}{R_1} \right|$ CONDIZIONE NECESSARIA PER IL FUNZIONAMENTO

$$e_1 = e_1(T_1) - \frac{1}{C} \left(-\frac{V_x}{R_1} + \frac{E_s}{R_2} \right) (t - T_1) \quad , \quad t \in T_2$$

$S \equiv 1$

osserviamo che in parentesi in engine una differenza il cui risultato è una quantità positiva, in quanto risulta $\frac{E_s}{R_2} > \left| \frac{V_x}{R_1} \right|$; ne consegue che in queste condizioni la rampa ha pendenza negativa, di modulo minore e quella, positiva, che aveva nell'intervallo di Tempo T_1 .

In condizioni di funzionamento a regime il valor medio di e , è costante; ciò sta a significare che il valor medio della corrente che attraversa il condensatore C è nullo; numericamente ne discende la condizione:

$$0 = \left(-\frac{E_s}{R_2} + \frac{V_x}{R_1} \right) T_1 + \left(\frac{V_x}{R_1} + \frac{E_s}{R_2} \right) T_2$$

T

$\frac{V_x + E_s}{R_1 + R_2}$

dove T è il periodo del generatore di onde triangolari; sviluppando questa relazione si ha:

$$0 = \frac{V_x}{R_1} (T_1 + T_2) + \frac{E_s}{R_2} (T_2 - T_1)$$

T

$\frac{V_x}{R_1} \quad \frac{E_s}{R_2}$

$$0 = \frac{V_x}{R_1} + \frac{E_s}{R_2} \frac{T_2 - T_1}{T} \quad , \quad T_1 + T_2 = T$$

e, infine:

$$(1) \quad \frac{T_2 - T_1}{T} = - \frac{V_x}{E_s} \frac{R_2}{R_1} \quad \text{www.ingonline.biz}$$

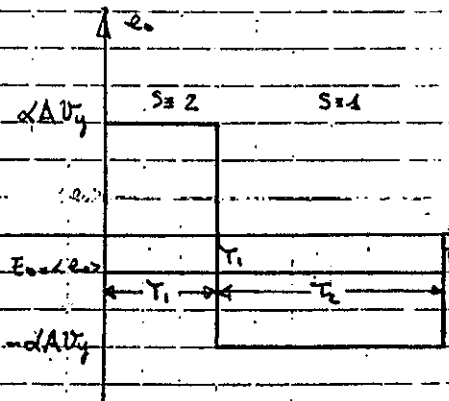
relazione che mostra come il rapporto $\frac{T_2 - T_1}{T}$ sia proporzionale a V_x .

L'andamento di e_o dipende dalla posizione in cui è commutato lo switch S_2 che, lo ricordiamo, è coerente con S_1 ; pertanto e_o avrà l'andamento riportato in figura.

Supponendo che il filtro permetta di trascurare le sole componenti continue⁽¹⁾, E_o sarà pari al valor medio di e , e cioè:

$$E_o = \frac{A V_y T_1 - A V_y T_2}{T}$$

$$(2) \quad E_o = A V_y \frac{T_1 - T_2}{T}$$



⁽¹⁾ L'oscillatore generatore la frequenza di taglio del filtro deve essere molto più bene di quella dell'ingresso, che coincide con $1/T$, frequenza dell'onda triangolare, ed è dell'ordine delle centinaia di KHz.

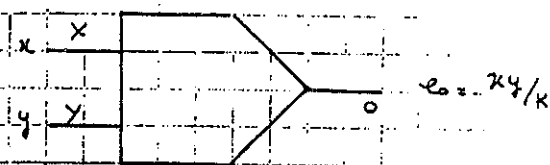
Con un test analogo a quello eseguito nel primo passo si decide anche per il 2° bit se, al passo successivo, la logica 1 deve risultare confermata oppure no. Procedendo in maniera analoga per tutti gli n passi si ottiene infine, come uscita, la conversione digitale della grandezza analogica in ingresso.

Nella figura riportata alla pagina precedente sono riportati i livelli corrispondenti a ciascuna passo nel caso di $v_{in} = v_{ref}$ - e una del bit meno significativo - (in rosso), in quello di $v_{in} = 0$ (in blu), e per una v_{in} generica (in nero).

8.11 MOLTIPLICATORI ANALOGICI

Un moltiplicatore analogico è un dispositivo che, idealmente, fa corrispondere ai due ingressi

x ed y sui morsetti x e y , un'uscita pari a $i_o = \frac{xy}{K}$ sul morsetto o . Esso è simbolicamente rappresentato nella figura a lato.



K ha naturalmente le dimensioni di una tensione:

$$[K] = V$$

Tipicamente questi dispositivi sono alimentati con una Tensione di $\pm 15V$; pertanto, onde evitare distorsioni è bene che i valori massimi di x ed y non superino i $\pm 10V$:

$$x_m = \pm 10V; \quad y_m = \pm 10V$$

Inoltre, di solito si fa in modo che il valore massimo su uscita sia pari ai valori massimi in ingresso; in altri termini, si fa in modo che risulti:

$$i_{om} = x_m = y_m$$

www.ingonline.biz

Perciò, d'altra parte, deve risultare:

$$i_{om} = x_m \cdot y_m / K$$

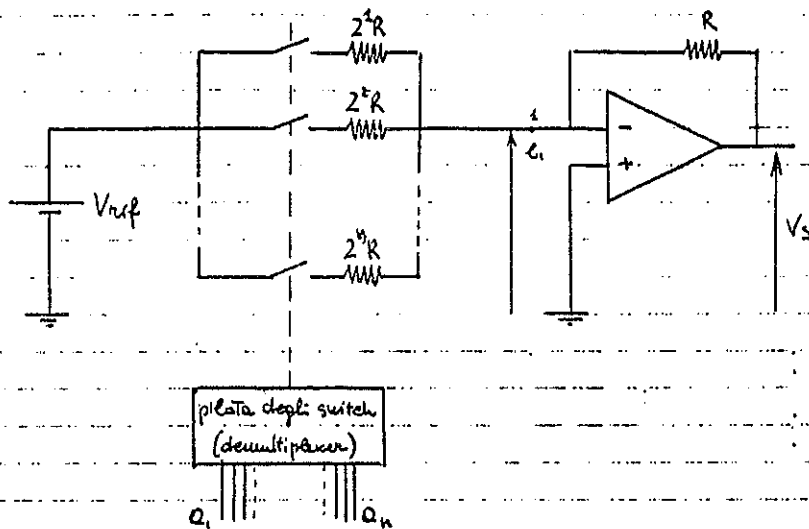
Se deduciamo il valore di K , si ha infatti:

$$x_m = x_m \cdot y_m / K \quad ; \quad K = y_m = x_m = 10V$$

I moltiplicatori analogici più frequentemente impiegati sono di tipo a Transconduttanza e di tipo Logaritmico¹⁾; non a pochi anni fa essi presentavano sensibili scostamenti rispetto al comportamento ideale, scostamenti che attualmente risultano molto ridotti. La resistenza di ingresso non è molto elevata, essendo dell'ordine di $100K\Omega$; la resistenza di uscita è piccola ma non nulla; la corrente massima di uscita è pari a $10 \pm 15A$.

¹⁾ Questo è costituito da 2 amplificatori logaritmici che convergono in un sommatore

Lo schema logico che realizza questa condizione è:



Se il bit i -esimo della parola è pari ad 1, allora il pilota degli switch chiude lo switch S_i corrispondente producendo una corrente attraverso la resistenza $R_i = 2^i R$, la cui intensità è pari a:

$$I_i = \frac{V_{ref}}{2^i R} = \frac{1}{2^{i-1}} \frac{V_{ref}}{2R} = \frac{1}{2^{i-1}} I_1, \quad e_1 \approx 0,$$

essendo evidentemente:

www.ingonline.biz

$$I_1 = \frac{V_{ref}}{2R}$$

Si vede dunque che, ad interuttore chiuso, la corrente che attraversa il ramo i -esimo è pari alla metà di quella che attraversa il ramo $(i-1)$ -esimo. In definitiva, la corrente complessiva che fluisce attraverso il punto 1 risulta - facendo ritorno alla utenza precedentemente ritracciata -

$$I = \left(\frac{1}{0}\right) I_1 + \left(\frac{1}{0}\right) I_2 + \dots + \left(\frac{1}{0}\right) I_n =$$

$$= \left(\frac{1}{0}\right) \frac{V_{ref}}{2R} + \left(\frac{1}{0}\right) \frac{V_{ref}}{2R} + \dots + \left(\frac{1}{0}\right) \frac{V_{ref}}{2^n};$$

ne consegue che la tensione presente all'uscita del dispositivo vale:

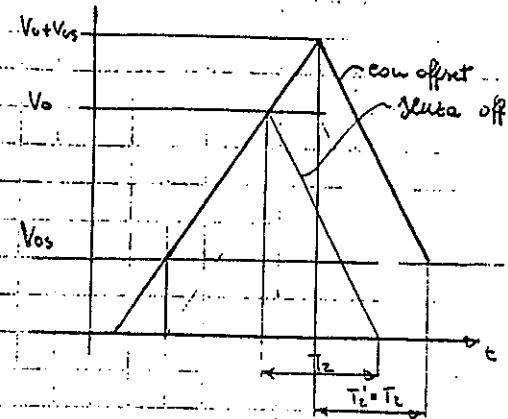
$$V_s = -RI = -V_{ref} \left[\left(\frac{1}{0}\right) \frac{1}{2} + \left(\frac{1}{0}\right) \frac{1}{2^2} + \dots + \left(\frac{1}{0}\right) \frac{1}{2^n} \right],$$

dunque è proporzionale alla parola presente in ingresso attraverso la costante V_{ref}

Il problema principale di questa realizzazione di DAC è che, per un numero di bit abbastanza elevato, occorre preparare resistori di tappe notevolmente diverse; ad esempio, per $n=12$ bit, il resistore di valore più grosso è $2^{11} = 2048$ volte più grande di quello di valore minimo; queste notevoli differenze danno luogo a grossi problemi dovuti al fatto che resistori molto diversi hanno coefficienti termici e caratteristiche di stabilità molto diverse tra loro.

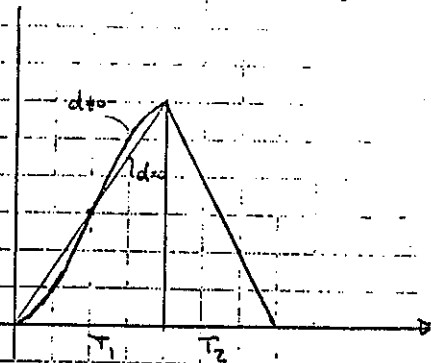
Per questo motivo il DAC più usato rimpiaza un divisore ricorsivo di corrente di modello a cascata (o più visto divisore Kelvin-Voxley), il quale fa uso di resistori di cui tappe sono $R, 2R, \dots$ i quali hanno quindi coefficienti termici e caratteristiche di stabilità tra loro omogenee.

Inoltre una tensione di offset nel comparatore non pregiudica assolutamente la precisione della misura; per effetto della doppia integrazione, infatti, T_2 comunque risulta modificato dalla tensione di offset; dunque la misura non dipende dalla suddetta tensione. Questa peculiarità di questo convertitore consente, a parità di accuratezza, di impiegare componenti meno costosi di quelli richiesti ad un convertitore a semplice integrazione, con conseguenti risparmi economici.



Si vede facilmente che questo convertitore, al pari di quello esposto al paragrafo precedente, può essere reso insensibile ai disturbi a frequenza di rete - compresi le armoniche superiori - semplicemente facendo in modo che risulti:

$$T_{ste} = n T_{ref} \quad n \in \mathbb{N};$$



In particolare, per $f_{ref} = 50$ Hz il minimo valore di T_1 che consente la reiezione rifiuta di questi disturbi è $T_1 = 20$ ms, cui corrisponde un tempo massimo (teorico) di conversione pari a $2T_1 = 40$ ms, sensibilmente superiore al già elevato tempo di conversione teorico di questi dispositivi. Infatti questi dispositivi hanno tipicamente $f_c = 1$ MHz, ovvero $T_c = 1 \mu s$ ed $n = 12$ bit; in comunque che il tempo di conversione teorico risulta:

$$T_{conv} = 2 \cdot T_1 = 2 \cdot 20 \mu s = 40 \mu s = 0.04 \text{ ms},$$

cioè circa un quarto di quello che consente di avere insensibilità ai disturbi a frequenza di rete.

Concludendo, questi convertitori sono intrinsecamente i più precisi esistenti in circolazione, e come tali sono molto usati nei multimetri numerici e negli strumenti da quadro; l'unico difetto è il tempo di conversione abbastanza elevato; Tuttavia esistono realizzazioni che hanno un tempo di conversione dell'ordine di $0.1 \mu s$ - convertitori multislope - questi convertitori non sono ovviamente insensibili ai disturbi a frequenza di rete; infatti T_c è troppo ridotto perché si abbia questa caratteristica.

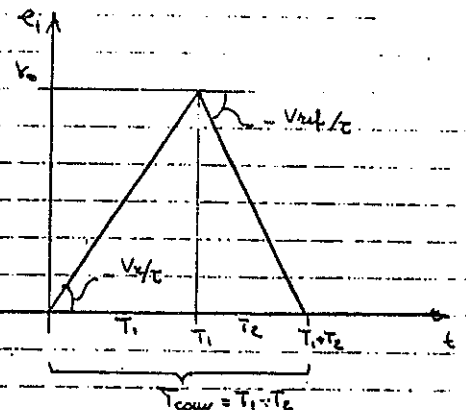
- la tensione V_{ref} , interna al convertitore, è stabile ed esattamente conosciuta;
- il contatore di impulsi ha uno schema di riformazione iterattivo col circuito logico di controllo;
- il circuito logico è in grado di comandare la posizione in cui è commutato lo switch.

Illustriamo il funzionamento del convertitore cominciando con l'evidenziare che le tensioni V_n e V_{ref} devono avere segno opposto: questa situazione viene garantita da un amplificatore invertente a guadagno unitario (non rappresentato) il cui intervento è automatico.

Supponiamo che durante la conversione la tensione da misurare si mantenga costante. Quando riceve l'impulso di start, il circuito logico aziona il contatore di impulsi e sventa lo switch nella posizione 1. L'integratore (che all'istante di start viene prelevato), si carica con legge:

$$(1) \quad e_i = \frac{V_n}{T} t, \quad t \in T_1$$

dove T è la costante di tempo RC dell'integratore (p. 199) e l'intervallo T_1 , che abbiamo supposto iniziare per $t=0$, è il tempo riempito del contatore di impulsi per saturare la sua diodiaca:



$$T_1 = V_{ref} T_2 = N T_c$$

T_c Tempo di clock,

$N_{ss} = N = 2^n - 1$, n numero di bit del contatore

La tensione V_0 raggiunta dall'integratore al termine del suddetto intervallo di tempo risulta:

$$V_0 = \frac{V_n}{T} T_1$$

www.ingonline.biz

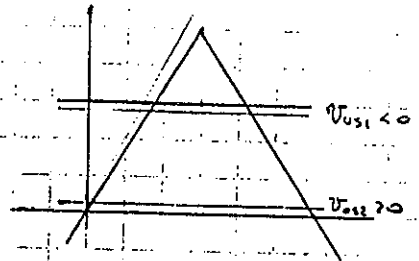
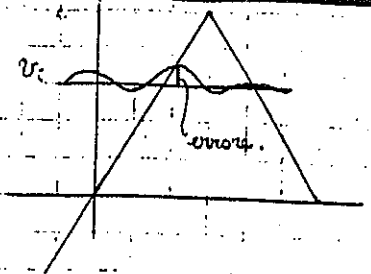
All'istante T_1 il contatore di impulsi ^{slazzeria} invia al circuito logico un impulso che fa commutare lo switch nella posizione 2. Da questo istante la tensione sull'integratore comincia a diminuire con pendenza che è a differenza del tratto in salita, in cui dipende dalla tensione inognita - risulta propria dello strumento e pari a $-V_{ref}/T$. Per $t \in T_2$ la legge che descrive l'andamento di e_i è dunque:

$$(2) \quad e_i = V_0 - \frac{V_{ref}}{T} (t - T_1) \quad t \in T_2$$

All'istante in cui e_i si aziona il comparatore al livello logico; questo regala se si che il circuito logico blocca il contatore di impulsi e abilita la lettura della misura - proporzionale al numero di impulsi di clock contati - sul display.

inconvenienti di questo tipo di convertitore non la sua sensibilità al rumore.

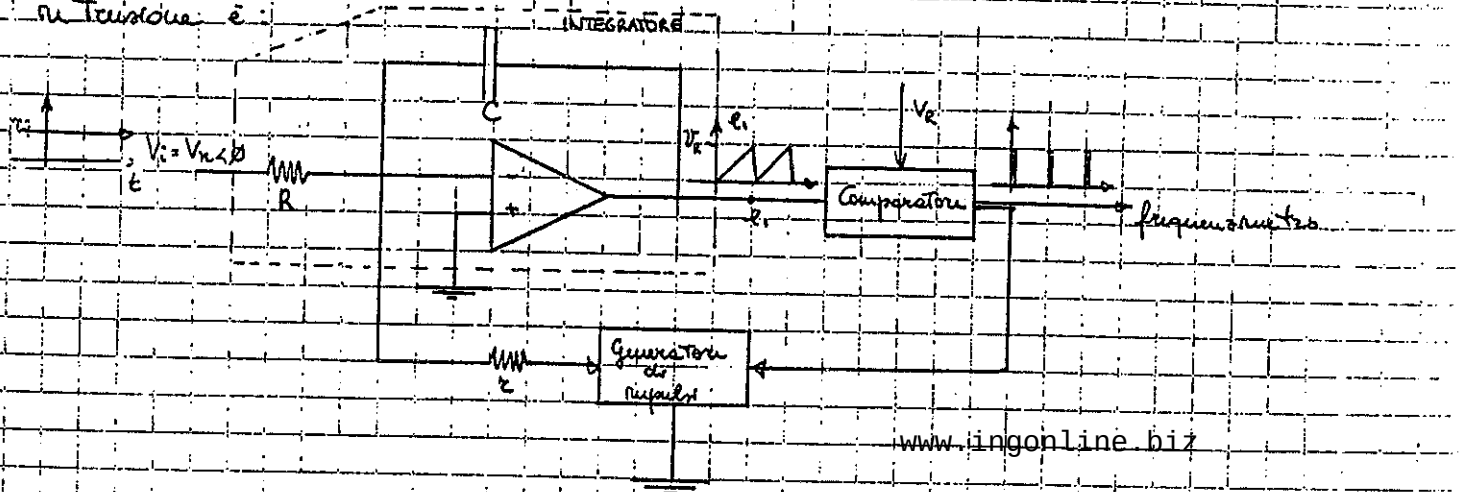
e l'effetto dovuto alle tensioni di offset dei comparatori che, essendo dipendenti dalla temperatura, risultano prendere "alcantara" almeno in un intervallo di tempo sufficientemente lungo.



8.10.2 CONVERTITORE A SEMPLICE INTEGRAZIONE

Convertire l'ampiezza della tensione in frequenza.

Lo schema interno dell'oscillatore controllato in tensione è:



Supponiamo, al solito, che V_i si mantenga costante nel corso della misura; prescindendo dalla tensione di offset dell'integratore, la tensione V_e avrà un andamento a rampa proporzionale a V_i . (p. 199)

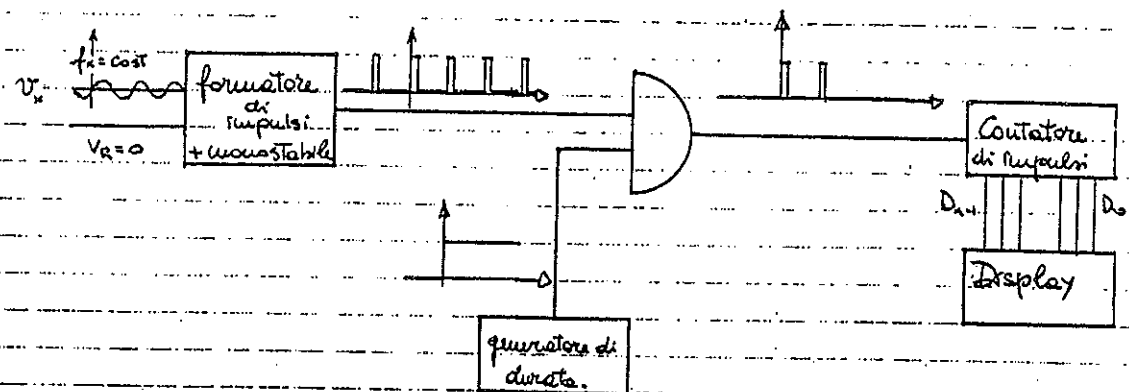
$$e_i = -\frac{1}{RC} V_i t$$

all'istante in cui e_i raggiunge il valore di V_r il comparatore si commuta; l'impulso che ne deriva viene inviato al frequenzimetro ed al generatore di impulsi. Quest'ultimo, che in precedenza si comportava, rispetto all'integratore, come un circuito aperto, in quel istante si comporta da generatore di corrente che scarica il condensatore in un tempo relativamente molto facendo essere rapidamente l'impulso presente all'uscita del comparatore.

8.9. FREQUENZIMETRO NUMERICO

Misura gli impulsi prodotti da un generatore di impulsi in un intervallo di tempo campione T_c .

Lo schema di principio del dispositivo è il seguente:



Il generatore di impulsi è analogo a quello illustrato alla pagina precedente, con la sola differenza che a valle presenta uno stadio monostabile il cui compito è quello di trasformare gli impulsi uscenti dal generatore - di forma non regolare - in impulsi rettangolari, la cui ampiezza dipende da parametri passivi interni al dispositivo.

Il generatore di durata produce un gate di tensione ad alto livello di durata pari all'intervallo di tempo campione. Periodo della sinusoidale ricevuta e numero di impulsi contati sono legati dalla relazione:

$$T_c = n T_x \quad , \quad \text{se } T_x = \text{costante per } t \in T_c ;$$

di conseguenza la frequenza f_x risulta:

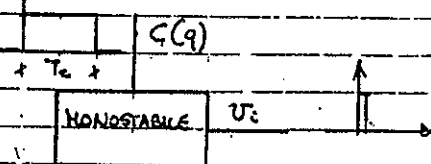
$$f_x = \frac{1}{T_x} = \frac{n}{T_c}$$

e l'errore che si commette nell'incisore vale:

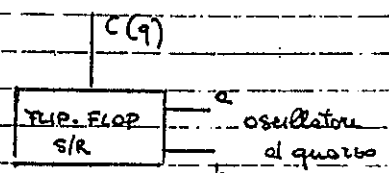
www.ingonline.biz

$$\Delta f_x = \Delta n = \Delta T_c$$

I generatori di durata sono di due tipi: il meno costoso impiega un monostabile; al suo ingresso viene applicato un impulso di tensione V_i , senza particolari caratteristiche; la uscita us sarà un impulso rettangolare di larghezza dipendente dai parametri interni del monostabile: questi parametri passivi: resistenze e capacità, dovranno essere molto stabili e precisi se si vuole che T_c sia ben determinato.

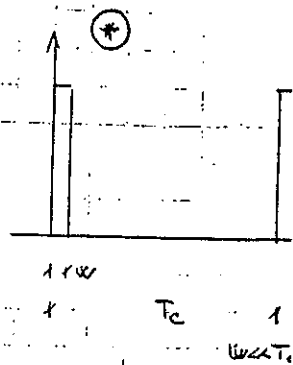
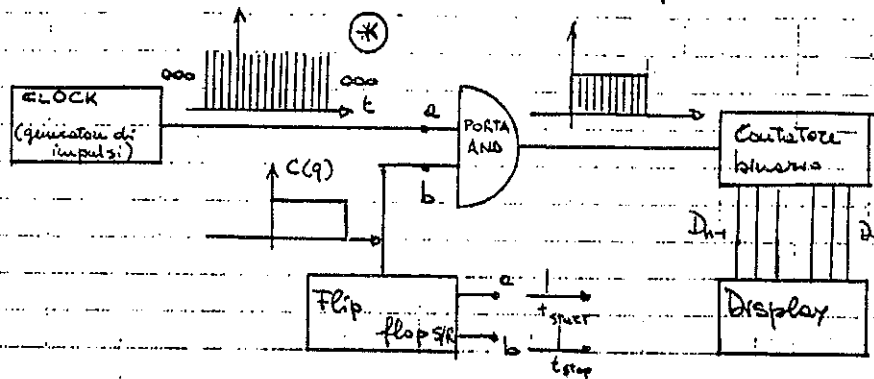


Un altro tipo di generatore di durata, più costoso, impiega un flip-flop di tipo set/reset comandato da un oscillatore al quarzo.



8. MISURA DI INTERVALLI DI TEMPO.

È realizzata secondo lo schema logico che segue:



In cui il flip-flop SR reset è un dispositivo nel cui ingresso a vengono inviati degli impulsi di t_{start} , mentre sul b vengono inviati impulsi di t_{stop} ; nell'intervallo Δt compreso tra t_{start} e t_{stop} esso riceve in uscita una tensione a livello alto/basso all'esterno di tale intervallo la tensione inviata è a livello basso. Il clock genera con periodo T_c impulsi la cui ampiezza è trascurabile rispetto a T_c ; il contatore binario misura l'intervallo di tempo Δt in base al numero di impulsi che gli pervengono, ed invia i dati, re forma binaria, al display, dove un convertitore binario/decimale li rende disponibili per la presentazione. La misura fornita da questo dispositivo è dunque:

$$\Delta t = n T_c$$

www.ingonline.biz

e l'errore commesso è dovuto agli errori del clock ed agli errori di quantizzazione di - il contatore binario non è perfetto -:

$$\epsilon_{tot} = \epsilon_{clk} + \epsilon_{q}$$

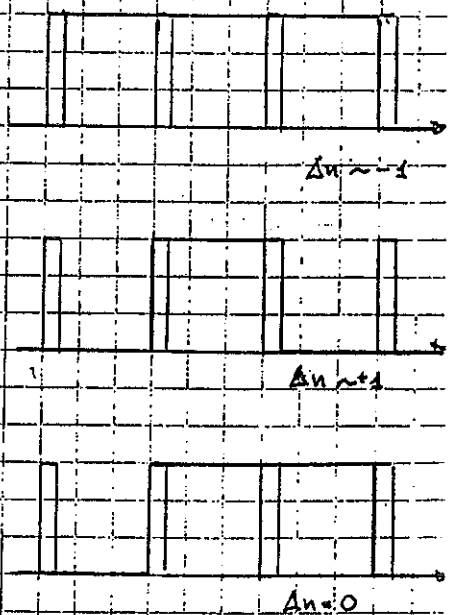
Particolarmente interessante è l'errore dell'errore dovuto alla quantizzazione di n si vede, dalle figure riportate a lato, che Δn , nell'ipotesi che la commutazione del flip-flop sia istantanea, è compreso tra:

$$-1 \leq \Delta n \leq +1;$$

pertanto l'incertezza dovuta alla quantizzazione di n varrà:

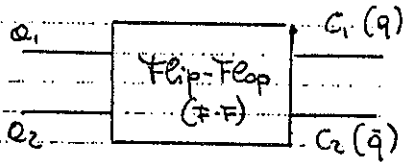
$$\Delta n = \frac{1}{n};$$

per diminuire il valore di n , una sola via si può seguire; quando T_c diviene divisione del tempo di commutazione del flip-flop si può avere un errore causato dal fatto che il contatore non legge impulsi che passano attraverso la porta AND ma sono molto attenuati rispetto al loro valore nominale:

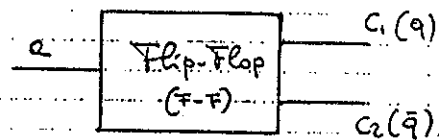


8.6 FLIP-FLOP, O CIRCUITI BISTABILI CIRCUITI DI CONTEGGIO

I circuiti di conteggio si basano sulle proprietà dei circuiti a 2 stati stabili (Circuiti bistabili o Flip-Flop). Tali circuiti hanno due uscite q_1 e q_2 , i cui valori logici q e $\bar{q}$ sono complementari ($q=0$ e $\bar{q}=1$, oppure $q=1$ e $\bar{q}=0$); gli ingressi sono due o anche, in realizzazioni più sofisticate, uno solo.

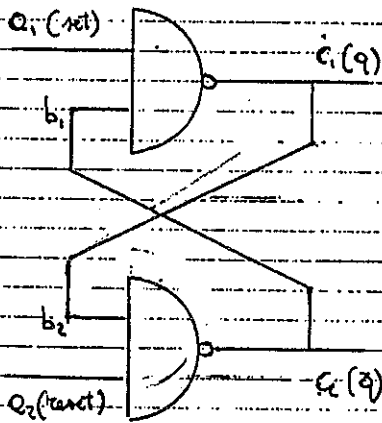


DUE INGRESSI



UN SOLO INGRESSO

I circuiti bistabili si realizzano facilmente con i circuiti logici prima introdotti. Al solo scopo di introdurre al principio di funzionamento di un F-F possiamo considerare il circuito di figura comprendente due NAND. Ponendo stabilmente gli ingressi a_1 e a_2 al livello 1 si può verificare che in una sola possibile entrambe le configurazioni:



$q=0, \bar{q}=1$ e $q=1, \bar{q}=0$;

In entrambe q e $\bar{q}$ sono l'una la negata dell'altra.

Supponiamo ora che sia $q=0, \bar{q}=1$; allora, ponendo momentaneamente a 0 l'ingresso a_1 , e messo di un impulso ovante la forma riportata e lato, accade che le uscite si invertano: $q=1, \bar{q}=0$, e recuperano a questi livelli anche quando a_1 torna al livello 1.

a_1	a_2	q	$\bar{q}$
1	1	0	1
1	1	1	0
1	0	1	1
0	1	1	0

Analogamente, se inviamo su a_2 un impulso ovante la forma più evidenziata quando $q=1$, le uscite

cambiano di stato e recuperano in tale configurazione anche al cessare dell'impulso.

Completando questo circuito con altri componenti logici si ottengono i diversi tipi di flip-flop, fino ad ottenere la forma più evoluta, denominato flip-flop J-K Master Slave.

Questo flip-flop ha un solo ingresso e commuta le uscite in corrispondenza del fronte di discesa dell'impulso che arriva in ingresso.

Le caratteristiche ingresso/uscita di un dispositivo di questo tipo è, idealmente, quella riportata a lato; in realtà il comportamento reale si discosta da quello ideale essenzialmente per due motivi:

- la presenza di una TENSIONE DI OFFSET, V_{os} , che modifica la caratteristica del dispositivo, come illustrato; in pratica ha l'effetto di modificare la tensione di riferimento; essendo V_{os} una tensione non perfettamente nota e, peraltro, variabile, la tensione di riferimento risulterà definita a meno di una tensione V_{off} tale da maggiorare sull'altro la V_{os} :

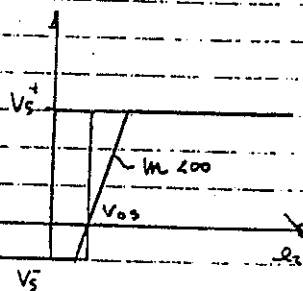
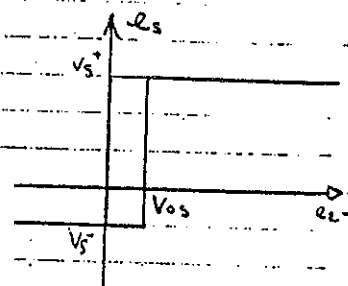
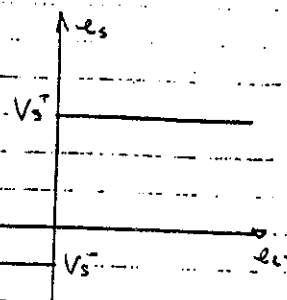
$$V_{R2} = V_R \pm |V_{off}|$$

- il fatto che l'amplificatore abbia una AMPLIFICAZIONE FINITA; questo fatto fa sì che la caratteristica reale abbia, nelle regioni di commutazione, una pendenza finita; ne deriva che, per realizzare una commutazione completa è necessario fornire, a partire dalla tensione, e cui il dispositivo tende di essere in saturazione, una tensione ΔV che soddisfi (vedi figura) la relazione:

$$M \Delta V = V_{S^+} - V_{S^-}$$

In definitiva, la tensione di offset produce un errore nella determinazione del livello di riferimento; l'amplificazione finita produce errori nel confronto e ritardi nella commutazione.

Allo schema precedente è riportato lo schema di un comparatore elementare costituito da un amplificatore operazionale ad elevato guadagno privo di rete di retroazione, che prende anche il nome di ELEMENTO A SEGNALE A SPIRA APERTA.



I principali elementi di questo circuito sono:

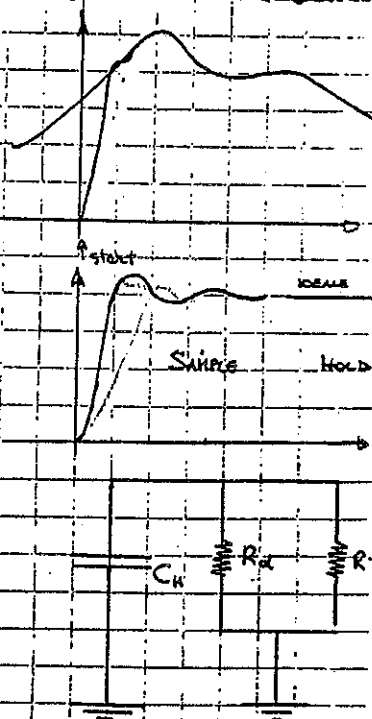
www.ingonline.biz

- ① Inseguitori di Tensione: sono preparati per la loro caratteristica di non aver (quasi) corrente dall'ingresso: $i_i \approx 0$; il loro guadagno è, come visto, unito.
- ② Switch: è la vera e propria porta comandata dal pilota di Switch, quasi è chiuso carica il condensatore C_n alla tensione di ingresso: V_i . È di solito costituito da un FET.
- ③ Condensatore di memoria (realizza la funzione 'hold'); è caricato quando lo switch è chiuso e la sua tensione, che si mantiene idealmente costante quando lo switch è aperto, viene prelevata dal secondo inseguitore di Tensione.
- ④ pilota di Switch: è comandato da una tensione logica e, a seconda che la tensione di ingresso V_i sia a livello alto o basso, apre e chiude lo switch, comandando periodicamente la carica del condensatore C_n .

Dunque il pilota di switch comanda l'apertura e la chiusura dello switch, quindi determina gli istanti di carica del condensatore C_n , la quale avviene in un tempo finito a causa della presenza di una resistenza di switch e di una resistenza di uscita non nulla del primo inseguitore di tensione. Si osserva inoltre che il sistema non si comporta come un sistema del 1° ordine, ma evidenzia delle oscillazioni tipiche, come sappiamo, di sistemi di ordine superiore a 2.

Il tempo di acquisizione del segnale in ingresso coincide col settling time del sistema; si ritiene concluso quando l'oscillazione residua (rispetto all'ingresso) è compresa entro $\pm 1\text{ mV}$.

Quando lo switch è aperto - ovvero la porta è chiusa - il condensatore mantiene idealmente costante la sua carica. In realtà questa diminuisce, se pure lentamente, perché il condensatore, anche se a basse perdite, ha una resistenza di fuga finita e perché l'impedenza di ingresso dello stadio amplificatore posto a valle risulta finita; nella funzione di mantenimento il circuito nel quale è inserito C_n è dunque quello riportato a lato:



La tensione in uscita, durante la fase di mantenimento, segue, dunque, l'andamento:

$$V_s = V_s(0) e^{-\frac{t-t_0}{RC_n}} = V_s(0) \left(1 - \frac{t-t_0}{RC_n}\right) \quad \text{for } t-t_0 \ll RC_n \quad R = R_d // R_i$$

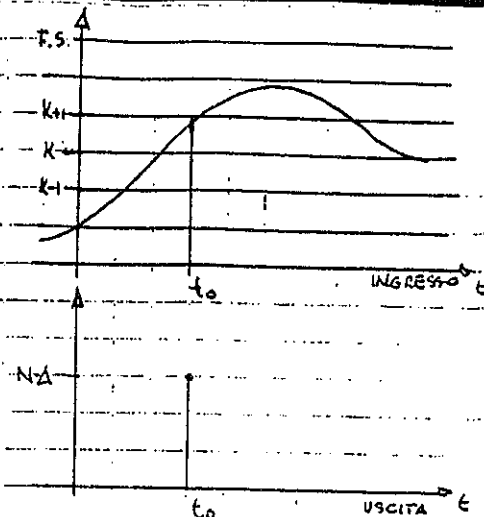
pertanto si ha una caduta che è una funzione crescente, all'incirca in maniera lineare, del tempo:

$$\Delta V = V_s - V_s(0) = -V_s(0) \frac{\Delta t}{RC_n}$$

valore tipico: $\Delta V / \Delta t = 10 \text{ mV} / \mu\text{s}$

0) Se l'ingresso varia poco durante la carica di C_n si può ritenere che la durata della carica è data da $t = RC_n$

definito quando una quantizzazione per troncamento - nel caso in figura al segnale viene attribuito il valore $K \cdot \Delta$ -



Caratteristiche fondamentali di un A/D sono:

- la RISOLUZIONE, che è la lunghezza di un passo di quantizzazione riferita al fondo scala:

$$\frac{\Delta}{FS} = \frac{\Delta}{NA} = \frac{1}{N}$$

ad esempio, un convertitore A/D ad $n=10$ bit ha una risoluzione pari a:

$$\frac{1}{N} = \frac{1}{2^n} = \frac{1}{2^{10}} \approx 10^{-3}$$

La risoluzione del convertitore può anche essere rappresentata dal numero di bit con cui lavora il convertitore; ad esempio, nel caso appena citato, è anche corretto dire che il convertitore ha una risoluzione di 10 bit.

- la LINEARITA'

Nella figura in alto è mostrato come, all'istante t_0 , il segnale venga convertito dall'A/D nel numero K : $v(t_0) \leftrightarrow K$. In teoria, raddoppiando l'ingresso, la uscita dovrebbe essere il numero $2K$ (e non, eventualmente, di un numero di 1 unità):

$$2 \cdot v(t_0) \leftrightarrow 2 \cdot K$$

In realtà si trova che questa corrispondenza non è esatta, bensì vale solo introducendo una scostamento ϵ ; si ha, cioè:

$$2 \cdot v(t_0) \leftrightarrow (2 \pm \epsilon) K$$

www.ingonline.biz

Si definisce LINEARITA' dell'A/D il massimo scostamento dalla caratteristica ideale, riferito al fondale.

- IL TEMPO DI CONVERSIONE: è il tempo compreso tra l'istante di start e quello di generazione dell'impulso di dato valido.

- L'ACCURATEZZA O ERRORE TOTALE: tiene conto dell'errore di quantizzazione, dell'errore di linearità, delle derive termiche degli elementi del convertitore, del rumore intrinseco dell'A/D (l'effetto di quest'ultimi è, evidentemente, più marcato all'aumentare della scala).

Altri codici, utili per la visualizzazione di dati, sono il BCD e l'OTTALE. Il BCD che è l'unico che esaminiamo, ha base decimale e esprime codificate in numeri secondo lo schema:

$$\boxed{}\boxed{}\boxed{}\boxed{} \cdot 10^{n-4} + \boxed{}\boxed{}\boxed{}\boxed{} \cdot 10^{n-2} + \dots + \boxed{}\boxed{}\boxed{}\boxed{} \cdot 10 + \boxed{}\boxed{}\boxed{}\boxed{}$$

Ad esempio, il numero decimale 256, nel codice BCD, viene rappresentato nella forma:

$$\boxed{0}\boxed{0}\boxed{1}\boxed{0} \cdot 10^2 + \boxed{0}\boxed{1}\boxed{0}\boxed{1} \cdot 10^1 + \boxed{0}\boxed{1}\boxed{1}\boxed{0} \cdot 10^0$$

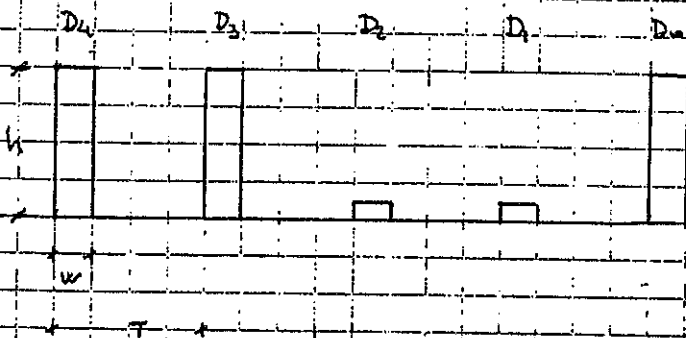
8.3

RAPPRESENTAZIONE DI NUMERI BINARI MEDIANTE SEGNALE ELETTRICI

Le cifre di un numero binario possono essere trasmesse per mezzo di un segnale elettrico caratterizzato da 2 livelli di tensione ben distinti:

- LIVELLO ALTO (per il bit 1) ; tipicamente corrisponde ad una tensione di 5V o 15V, $\pm 10\%$;
- LIVELLO BASSO (per il bit 0) ; corrisponde ad una tensione di qualche decimo di volt.

Il segnale elettrico che rappresenta un numero di n bit è detto SEGNALE CODIFICATO e risulta costituito dalla forma di trasmissione SERIALE, realizzata con 1 solo filo da n impulsi di altezza h , larghezza w , distanziati tra loro del periodo T :



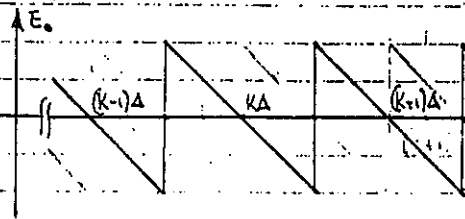
Indipendentemente dalla larghezza w del singolo impulso, gli impulsi si susseguono con frequenza $f = 1/T$; pertanto, per rappresentare un numero costituito da n cifre non si può preparare un tempo minore di

$$T_s = nT = n/f$$

Ne consegue che due numeri necessitano tra loro separati da un tempo pari, almeno, a T_s . Per ridurre T_s si può pensare di ridurre il numero di bit di cui il numero è composto (ma ciò significherebbe necessariamente un aumento dell'errore di quantizzazione), o aumentare, nei limiti del possibile, f . Si può, però, anche

L'errore di quantizzazione presente, in funzione di x , la forma di un'onda triangolare di ampiezza Δ , a valor medio nullo quando la quantizzazione avviene per arrotondamento, costantemente negativa o positiva se invece avviene per Troncamento:

- quantizzazione per arrotondamento

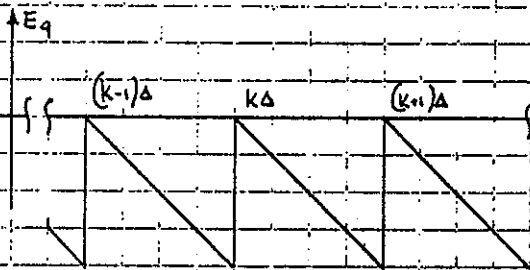


$$\begin{aligned} X_m &= K\Delta & (\text{misurato}) \\ X_v &= x & (\text{vero}) \\ E_0 &= K\Delta - x, & x \in K\Delta \pm \Delta \end{aligned}$$

L'errore limite, relativo ed assoluto, vale:

$$E_e = \pm \frac{1}{2} \Delta \quad ; \quad e_q = \frac{E_e}{R} = \pm \frac{1}{2} \frac{\Delta}{AN} = \pm \frac{1}{2N}$$

- quantizzazione per Troncamento



$$\begin{aligned} X_m &= K\Delta \\ X_v &= x \\ E_q &= K\Delta - x, & K\Delta \leq x < (K+1)\Delta \end{aligned}$$

L'errore limite, relativo ed assoluto, vale:

$$E_e = -\Delta \quad ; \quad e_q = \frac{E_e}{R} = -\frac{\Delta}{AN} = -\frac{1}{N}$$

L'errore limite, dunque, decresce al crescere del numero dei punti, ovvero, per un codice binario, decresce al crescere della lunghezza del numero; non conviene, però, farlo, rendendo a valori inferiori all'accuratezza della misura.

Ad esempio, se il risultato di una misura è $M=100$, con un'incertezza di $\pm 0.5\%$, allora la scelta del numero di punti ottenuti si può dividere il range, è quella che fa corrispondere a 100 tutti i valori di x compresi nell'intervallo $99.5 \div 100.5$; un numero di punti maggiore non sortisce altro effetto che quello di produrre un ritardo inutile nella presentazione dei dati:

100	25
99	75

www.ingonline.biz

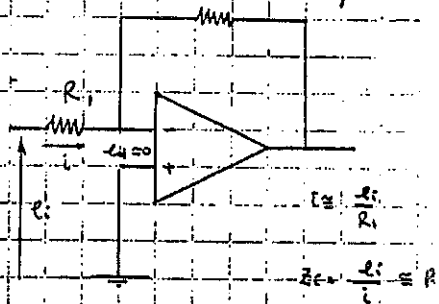
INFORMAZIONE ERRORE

La tensione in uscita del dispositivo risulta infine:

$$V_5 = \alpha V_2 = \alpha \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V \quad (p. 196).$$

Questo dispositivo eccede il CHRR, rispetto a quello del solo amplificatore della differenza, di un fattore $G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, in modo da ridurre a livelli accettabili; questa caratteristica è utile per il fatto che, per la presenza di accoppiamenti capacitivi, una tensione di modo comune può essere trasferita in parte, come tensione di modo normale, falsando le nostre misure. Ridurre il CHRR significa minimizzare questo effetto dannoso.

L'impedenza di ingresso del dispositivo coincide con quella degli amplificatori operazionali AO_1 e AO_2 , ed è quindi molto alta (idealmente infinita). Questa caratteristica differenzia il nostro dispositivo da un normale circuito che impiega amplificatori operazionali (ad esempio, un amplificatore invertente ha un'impedenza di ingresso pari ad R_1) e riduce gli effetti e i disturbi provocati dall'impedenza delle sorgenti e da quella dei fili di collegamento.



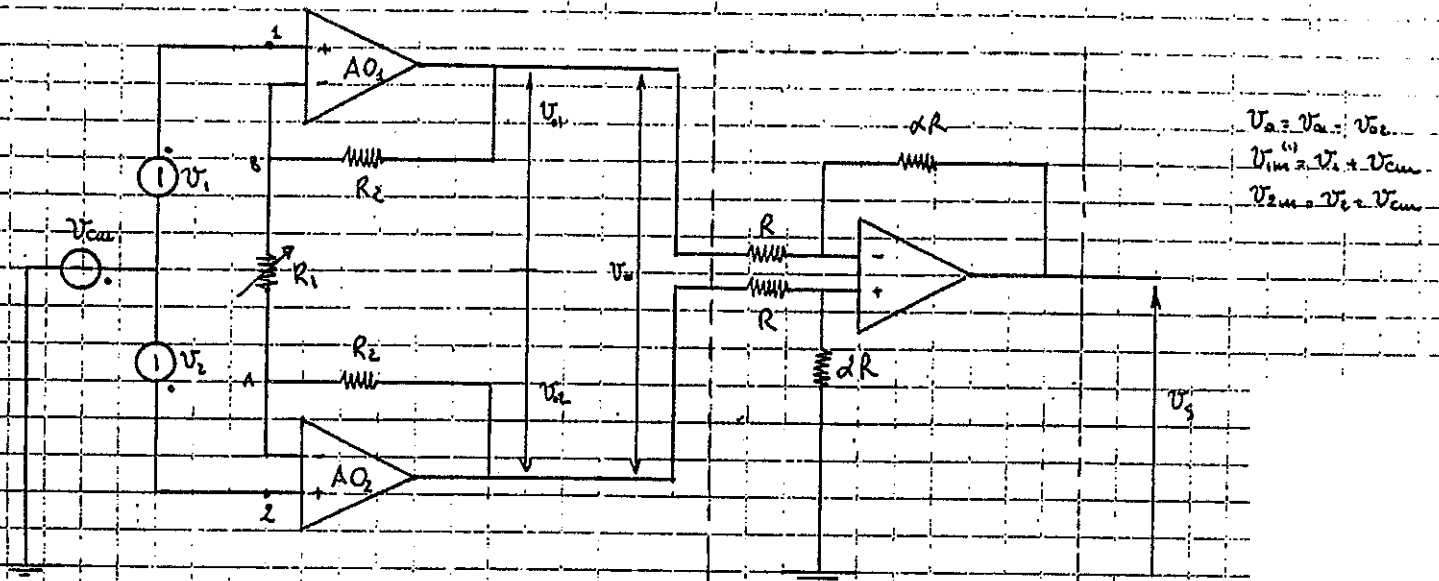
Infine, vedendo il primo stadio dell'amplificatore della differenza, si trova che la sua impedenza di uscita non è eccessivamente alta - è dell'ordine delle centinaia di ohm -; ed occorre di conseguenza delle resistenze R di valore non eccessivo, con conseguenti vantaggi per la stabilità complessiva del dispositivo.

7.11 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DELL'AMPLIFICATORE DI MISURA (O AMPLIFICATORE PER STRUMENTAZIONE)

Caratteristiche di questo dispositivo sono:

- alto CMRR, ovvero elevata reiezione alla tensione di modo comune;
- elevata impedenza di ingresso;
- ampia banda passante;
- elevata stabilità.

Lo schema circuitale è riportato qui sotto; si noti che esso comprende un amplificatore differenziale.



La parte sinistra del circuito può essere studiata ricorrendo al principio di sovrapposizione degli effetti, supponendo alternativamente nulla V_{cm} e le tensioni V_1 e V_2 ; si ha:

1) $V_{cm} = 0$; risulta:

www.ingonline.biz

$$\left. \begin{matrix} V_{31} = V_{31} \\ V_{30} \end{matrix} \right|_{V_{cm}=0} = \left. \begin{matrix} V_{31} \\ V_{30} \end{matrix} \right|_{V_{cm}=0}$$

Quando $V_2 = 0$ il punto B si trova a massa; quando $V_1 = 0$ anche il punto A risulta praticamente a massa; allora l'amplificatore operazionale AO1 si trova a funzionare come amplificatore non invertente; risulta pertanto:

$$\left. \begin{matrix} V_{31} \\ V_{30} \end{matrix} \right|_{V_2=0} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_1$$

Quando invece risulta $V_1 = 0$ il punto A che si trova a massa, mentre la tensione del punto B è praticamente coincidente con quella del morsetto 2; $V_1 = V_2 = V_2$; pertanto AO1 funziona come amplificatore invertente; ne deriva che risulta:

$$\left. \begin{matrix} V_{31} \\ V_{30} \end{matrix} \right|_{V_1=0} = - \frac{R_2}{R_1} V_2$$

201

(1) in questa "massa", V_{1m} e V_{2m} sono dunque le tensioni riferite a massa dei morsetti 1 e 2.

10. STRUMENTI PER LA MISURA DEL VALORE MEDIO DI UNA TENSIONE (O CORRENTE) CHE FANNO USO DI AMPLIFICAZIONE OPERAZIONALE

Consideriamo l'esempio riportato a lato: l'amplificazione dell'amplificatore operazionale risulta molto grande (teoricamente infinita) sicché e_s è uguale alla tensione di saturazione: $e_s \approx V_s$. Il ponte a diodi parimenti, in ogni caso, la presenza di una via di conduzione di ritorno, per cui la tensione differenziale risulta praticamente nulla:

$$e_d \approx 0$$

da questo si ricava:

$$v_i = e_i + e_d \approx e_i$$

perciò nella resistenza R , passa una corrente che ha la stessa forma della tensione e_i :

$$i_R = \frac{v_i}{R} = \frac{e_i}{R}$$

la corrente istantanea che attraversa lo strumento (un millivoltmetro o un milliamperometro) basta che la sua resistenza interna non sia tale da rendere e_s pari a V_s cioè da far uscire il dispositivo dalla regione a funzionamento lineare, risulta:

$$i_R = |i_R| = |e_i|/R$$

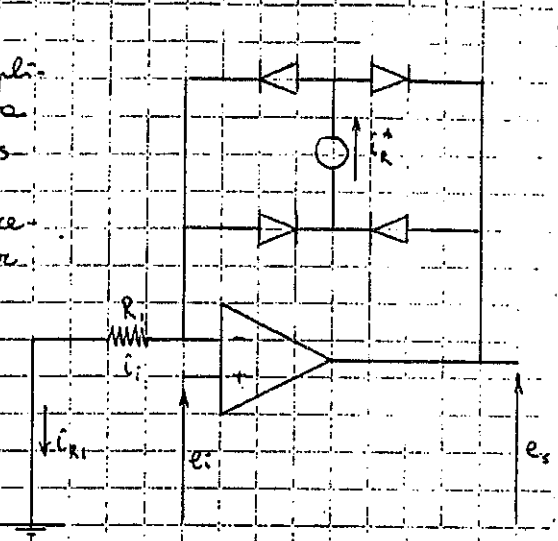
www.ingonline.biz

quindi lo strumento rileverà il valore medio. La tensione in uscita risulta:

$$e_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) e_i = \left(1 + \frac{2R_2 + R_{sc}}{R_1}\right) e_i$$

Gli strumenti sopra descritti possono essere di tipo magnetoelettrico o elettromeccanico perché queste categorie di strumenti sono insensibili al fatto che sono inseriti in un ramo a potenziale flottante rispetto a terra; non si possono impiegare, ad esempio, strumenti a diodi o transistori perché questi dispositivi sono sensibili alle tensioni di modo comune.

Un circuito che è in grado di produrre una tensione rettificata riferita contro terra è invece quello riportato alla pagina successiva, che ripropone il circuito rettificatore di precisione illustrato a pag. 103.



7.9. RETTIFICATORI DI PRECISIONE

Un rettificatore come quelli illustrati nelle pag. 200-201 ha dei problemi di precisione dovuti al fatto che i diodi non si commutano in conduzione per $V \geq 0$, come è stato idealmente schematizzato, ma per V maggiore di una tensione di soglia V_F . Il cui valore è di alcuni decimi di volt.

L'errore introdotto da questa tensione di soglia è piccolo se risulta $V_F \gg V_F$; infatti il tempo in cui un diodo reale resta in interdizione rispetto ad un diodo reale si può ottenere in base alla relazione:

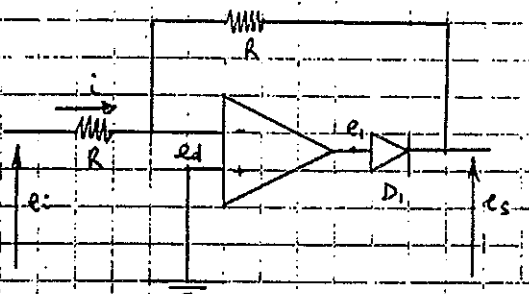
$$V_F \text{ per } \omega t = V_F$$

da cui, approssimando il suo con l'area:

$$\omega t = \frac{V_F}{V_F}$$

che risulta molto piccolo rispetto alla durata complessiva dell'intervallo di conduzione. Oppure, quando risulta: $V_F \gg V_F$.

Per minimizzare l'errore dovuto alla presenza di una tensione di soglia nei diodi si possono utilizzare rettificatori implementati un amplificatore operazionale, secondo lo schema:



che differisce da quello di un amplificatore invertente per la presenza del diodo subito a valle dell'amplificatore operazionale.

Definiamo i due casi che la

www.ingonline.biz

1) $e_i < 0$; la tensione di risulta:

$$e_o = A(V^+ - V^-) = -AV^- = -Ae_i$$

Quindi risulta: $e_i < V_F$ - cioè: in conduzione; in caso contrario:

$$e_i > V_F; \quad -(A+1)e_i \neq V_F$$

Il diodo è interdetto; in tali condizioni nel circuito non passa corrente, per cui risulta: $e_o = e_i$. Dalla relazione riportata si deduce che la tensione di soglia è stata ridotta del fattore $A+1$ o A , ovvero di diversi ordini di grandezza; infatti il diodo si commuta in conduzione per e_i pari a:

$$e_i = -\frac{V_F}{A+1} \approx -\frac{V_F}{A}, \quad A = 10^4 \div 10^5$$

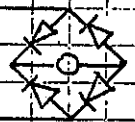
Come sappiamo, valore medio e valore efficace di una grandezza alternata sono legati dal fattore di forma k_f :

$$V_{eff} = k_f V_{media}$$

Nulla impedisce, pertanto, di tarare gli strumenti di cui ai punti A), B) al vero valore efficace, presupponendo la grandezza sinusoidale: $k_f = 1.11$. Se lo strumento è tarato con una grandezza di forma non sinusoidale, l'indicazione del valore efficace non sarà affetta da un errore dovuto all'errata valutazione del fattore di forma; nulla impedisce, però, di dividere la tensione indicata per $k_f = 1.11$ ottenendo così l'effettivo valore corretto indicazione del valore medio della grandezza misurata.

La banda in frequenza di questi dispositivi è in generale abbastanza ampia, arrivando a frequenze dell'ordine di $10^6 - 10^7$ Hz per dispositivi di classe 1.5%, ma è limitata da diversi fattori.

Ad esempio, per un dispositivo impiegato in una misura di corrente, inserito nel circuito per mezzo di un TA (in questi dispositivi si preferisce questo collegamento ad uno shunt), la banda dipende da quella del TA e dalle capacità parassite dei diodi (che intervengono prevalentemente quando il dispositivo è inserito e consentono il passaggio di una corrente variabile alle alte frequenze).



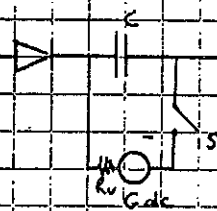
78 VOLTEGGIO DI CRESTA

Misura il valore massimo di una tensione alternata $v(t)$; questa relazione è realizzata misurando il circuito indicato.

A tutto aperto il diodo carica il condensatore raggiungendo la condizione di regime: $V_C = V_{max}$ cost nell'arco di pochi cicli. In questa condizione di regime, supponendo il condensatore ideale - cioè con resistenza in parallelo infinita - nel circuito non si ha passaggio di corrente⁽¹⁾.

$$v(t) = V_m \sin \omega t$$

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$$



$$V_C(t) = \frac{1}{C} q(t) = \frac{1}{C} Q_0 = V_{max} \text{ costante}$$

www.ingonline.biz

Se ora chiudiamo il tasto S sullo strumento - un galvanometro a d.c. - creiamo una corrente che fa scendere il modo da rendere molto piccolo il valore della tensione grande; in generale, la corrente che attraversa lo strumento è tale da rendere opportuno l'uso di strumenti a zero corrente di fondo scala dell'ordine di $10 \mu A$. La chiusura del tasto provoca una carica esponenziale del condensatore, con costante di tempo $\tau = R_v C$, interrotta da brevi periodi di scarica dovuti agli impulsi di corrente che vengono ad attraversare il diodo.

201

(1) Il diodo si comporta in conduzione - e solo idealmente - nel solo istante in cui vale $v(t) = V_m$.

7.6 INTEGRATORE

Il seguente circuito è un circuito integratore, costituito da un amplificatore operazionale fornito di un'opportuna rete di reazione⁽¹⁾:

La tensione ai capi del condensatore vale:

$$V_C = \frac{1}{C} \int i_2 dt,$$

con i_2 espressa dalla differenza:

$$i_2 = i_1 - i_{B1} = \frac{e_i - V_{os} - e_d}{R_1} - i_{B1} \approx \frac{e_i - V_{os}}{R_1} - i_{B1}$$

sostituendo si ottiene:

$$V_C = \frac{1}{CR_1} \int e_i dt - \frac{1}{CR_1} \int V_{os} dt - \frac{1}{C} \int i_{B1} dt$$

La tensione e_o risulta quindi:

www.ingonline.biz

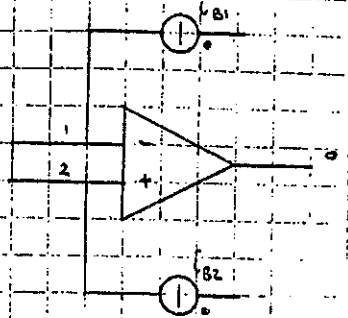
$$e_o = -V_C + V_{os} + e_d \approx -V_C + V_{os} =$$

$$= -\frac{1}{CR_1} \int e_i dt + \frac{1}{CR_1} \int V_{os} dt + \frac{1}{C} \int i_{B1} dt + V_{os}$$

Questa relazione evidenzia come il dispositivo, nel suo funzionamento come integratore subisca due disturbi: quello di i_{B1} , che viene integrato come se fosse un ingresso, e quello di V_{os} , che agisce in due modi: come un livello esistente - e come tale ha poca importanza - e come ingresso - e come tale è molto più importante; determina infatti in uscita un segnale a rampa tipico, ad esempio, dei fluorometri.

⁽¹⁾ In generale, le reti di reazione sono quasi sempre costituite da elementi puri: resistenze e condensatori; solo in casi particolari si impiegano anche induttori.

- 2) Le correnti di ingresso all'amplificatore differenziale non sono ipotizzabilmente nulle; esse sono, per amplificatori il cui ingresso sia resistivo, con BJT, le correnti di base dei BJT stessi, ed il loro ordine di grandezza è $1 \mu A \pm 50 nA$; se l'ingresso è realizzato con FET sono invece le correnti di gate dei FET, ed il loro valore diviene bassissimo: $10^{-10} pA$. È possibile continuare ad analizzare il dispositivo supponendolo ideale, a patto che si introducano dei generatori di corrente tali da riprodurre le I_{B1}, I_{B2} . Si osserva che le I_{B1}, I_{B2} non sono, a causa delle non perfette approssimazioni degli ingressi, rigorosamente coincidenti; tuttavia sono tra loro molto vicine, la loro differenza è dell'ordine di:
- $\frac{1}{10}$ del loro valore se l'ingresso è costituito da BJT,
 - $\frac{5}{100}$ del loro valore se l'ingresso è costituito da FET.



7.5.1 TENSIONE DI MODO COMUNE

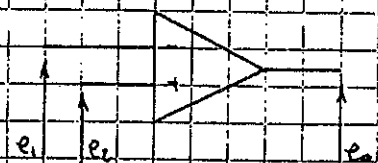
Si definisce TENSIONE DI MODO COMUNE la tensione:

$$e_{cm} = \frac{e_1 + e_2}{2} \quad (1)$$

in base a questa definizione si ottiene:

$$e_1 = e_{cm} + \frac{e_1 - e_2}{2}$$

$$e_2 = e_{cm} - \frac{e_1 - e_2}{2}$$



www.ingonline.biz

Portando entrambi i vettori di ingresso (non potli o uno) la tensione di uscita non è quella a causa delle differenze fasiche esistenti tra i 2 canali di ingresso. Analizzando il fenomeno indicando con A_1 ed A_2 le amplificazioni dei due canali, la tensione in uscita risulta (per e_1 ed e_2 distinte)

$$e_o = -A_1 e_1 + A_2 e_2 = -A_1 \left(e_{cm} + \frac{e_1 - e_2}{2} \right) + A_2 \left(e_{cm} - \frac{e_1 - e_2}{2} \right) =$$

$$= -\frac{A_1 + A_2}{2} (e_1 - e_2) + (A_2 - A_1) e_{cm}$$

*) Ad esempio, se $e_1 = 10V$, $e_2 = 9V$, la tensione di modo comune risulta pari a: $9.5V$; quella di modo normale: $e_{cm} = \frac{e_1 + e_2}{2}$ è invece pari a $4V$.

7.3 AMPLIFICATORI NON INVERTENTI

Sono realizzati a base dello schema di principio:

che permette di scrivere la relazione:

$$v_1 = e_o \frac{R_1}{R_1 + R_2};$$

d'altra parte risulta:

$$v_1 = e_i + e_d \approx e_i;$$

$$e_d \approx 0;$$

uguagliando queste due relazioni si ricave:

$$e_i = e_o \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

da cui:

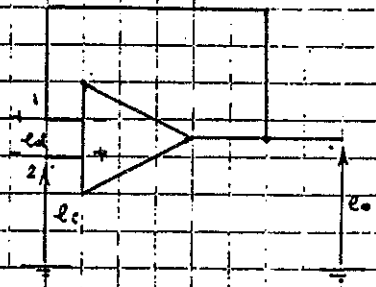
$$e_o = e_i \frac{R_1 + R_2}{R_1} = e_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right);$$

questa relazione espressa come in questo caso il guadagno risulta:

$$G = \frac{e_o}{e_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

dunque è ancora indipendente dall'amplificatore operazionale, ma dipende solo dagli elementi passivi della rete in cui è inserito.

Se risulta: $R_2 = 0$, ovvero $R_1 = \infty$, si ottiene la condizione: $e_o = e_i$, ovvero $G = 1$; il dispositivo si comporta, dunque, come un ripetitore di tensione. In pratica, per realizzare questa condizione, si pone $R_1 = \infty$ ed $R_2 = 0$, ottenendo il circuito di seguito a lato.

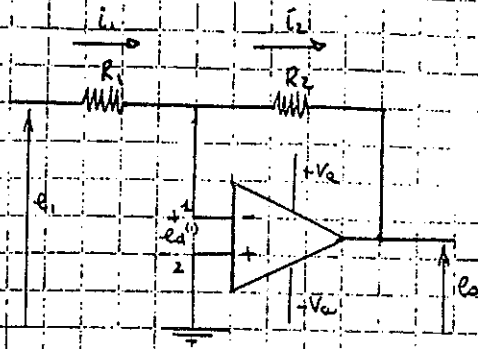


7.3 AMPLIFICATORI INVERTENTI

Sono amplificatori operazionali preparati in un circuito del tipo:

In cui R_i è detta 'resistenza di ingresso' o 'resistenza di somma', ed R_e è la 'resistenza di reazione'.

In base al diagramma riportato, possiamo scrivere le relazioni:



$$i_1 = \frac{e_i - e_d}{R_i}$$

$$i_2 = \frac{e_d - e_o}{R_e}$$

Ipotesizzando che l'amplificatore si comporti in maniera ideale, in particolare che $i_{B1} = i_{B2} = 0$ otteniamo:

$$i_1 = i_2$$

da cui:

$$\frac{e_i - e_d}{R_i} = \frac{e_d - e_o}{R_e}$$

www.ingonline.biz

$$\frac{R_e}{R_i} (e_i - e_d) = e_d - e_o;$$

esplicitando rispetto ad e_o si ottiene:

$$e_o = -\frac{R_e}{R_i} (e_i - e_d) + e_d = -\frac{R_e}{R_i} e_i + e_d \left(1 + \frac{R_e}{R_i}\right)$$

$$= -\frac{R_e}{R_i} e_i - \frac{e_o}{A} \left(1 + \frac{R_e}{R_i}\right)$$

avendo sostituito $e_d = e_o/A$. D'altra parte, solo a quando risulta: $|e_o| \leq |V_{cc}|$, con V_{cc} tensione di alimentazione dell'amplificatore operazionale, allora è valida l'equazione $A \rightarrow \infty$, per cui otteniamo:

$$e_o = -\frac{R_e}{R_i} e_i$$

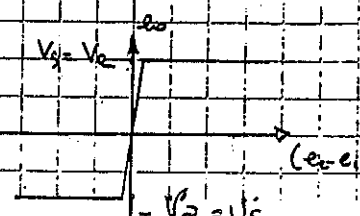
Il circuito in figura ha dunque un guadagno (escluso il segno) pari a:

$$G = -R_e/R_i$$

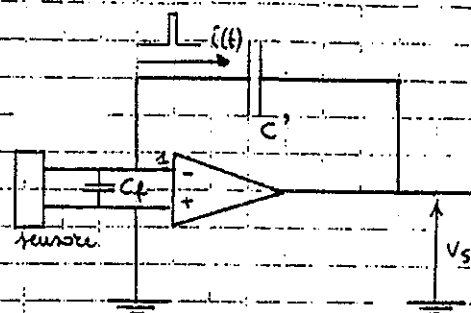
Il quale dipende solo dalla rete in cui è inserito l'amplificatore operazionale, e non dal dispositivo stesso, almeno solo a quando esso si comporta in maniera ideale.

a) Le caratteristiche di un amplificatore operazionale ideale e del tipo:

(1) di alta differenziale.



In tal modo si evidenzia la necessità di realizzare collegamenti brevi qualora si abbia intenzione di prelevare la tensione V mediante un amplificatore di tensione. In realtà la tensione V viene prelevata facendo uso di un particolare circuito di amplificazione - AMPLIFICATORE DI CARICA - , contenente un amplificatore operazionale. Per le sue caratteristiche di funzionamento questo amplificatore porta il punto di prelievo a massa: $V_i \approx 0$, impedendo che la capacità dei fili di collegamento - C_f - si carichi. La deformazione del sensore produce un impulso di corrente che attraverso la capacità posta a cavallo dell'amplificatore (la cui impedenza di ingresso è, lo ricordiamo, infinita) eccita l'uscita con una tensione V_s pari a:



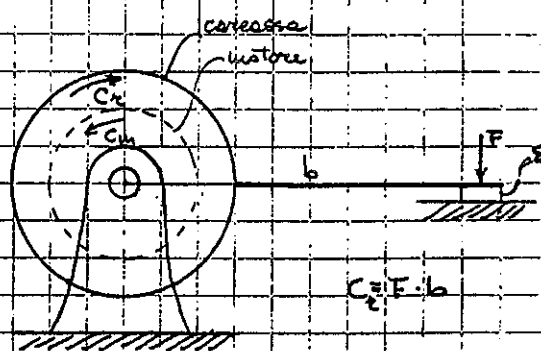
$$V_s = -\frac{1}{C} \int i \, dt = -\frac{1}{C} Q \quad ; \quad \text{www.ingonline.biz}$$

essendo $V_i \approx 0$, V_s è anche la tensione all'uscita dell'amplificatore di carica.

I sensori piezoelettrici sono usati tra i loro pregi un grande intervallo di risposta (tollerano forze fino a 40 kN), una elevata risoluzione, dell'ordine del millionesimo di Newton, ovvero del decimo di grammo, nonché una elevata sensibilità, dell'ordine del $\mu\text{C}/\text{N}$. Presentano però il grave difetto di essere molto sensibili all'umidità ambientale.

Sono impiegati in dispositivi di misura di forze di coppia, di celle di accelerazione o di deformazione.

Nella figura a lato è illustrata un'applicazione mirata alla misurazione della coppia di un motore rotativo: se non vi fosse il braccio b la carenza sarebbe libera di ruotare; invece il braccio ne trasferisce la coppia - uguale e opposta per il 3° principio della dinamica - al sensore piezoelettrico, permettendone una esatta misura a qualsiasi regime di rotazione del motore.



6.19.2 MODI DI APPLICAZIONE DELLA DEFORMAZIONE.

Le deformazioni cui viene sottoposto un cristallo piezoelettrico sono di due tipi:

- DEFORMAZIONE PER COMPRESSIONE TRASVERSALE

La densità di carica superficiale sulla superficie normale all'asse z - pari a P_z , componente di $\vec{P}$ nella direzione z - vale:

$$q_z = d_{31} \sigma_z$$

Ricordando che $\sigma_z = \frac{F_z}{S_z} = \frac{F_z}{L \cdot s}$, otteniamo che la carica complessivamente raccolta dai due elettrodi vale:

$$Q_z = q_z \cdot S_z = q_z \cdot L \cdot s = d_{31} \frac{F_z}{L \cdot s} \cdot L \cdot s = d_{31} F_z$$

dunque è proporzionale ad F_z secondo il coefficiente d_{31} , non dipendendo dall'area S_z .

- DEFORMAZIONE PER COMPRESSIONE LATERALE:

In questo caso la tensione σ_x risulta pari a:

$$\sigma_x = \frac{F_x}{S_x} = \frac{F_x}{L \cdot s};$$

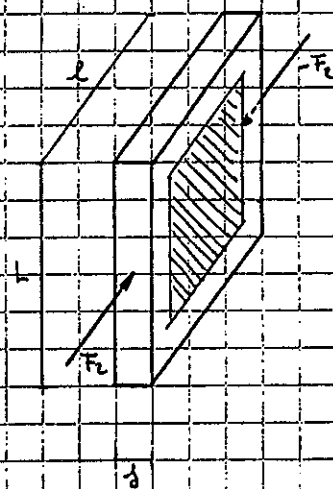
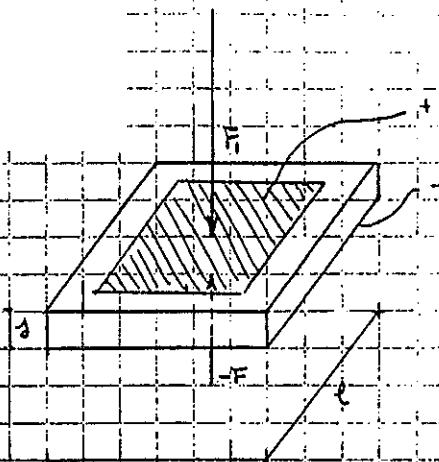
pertanto la densità superficiale di carica q_x vale:

$$q_x = d_{32} \sigma_x = d_{32} \frac{F_x}{L \cdot s}$$

e la carica complessivamente raccolta dagli elettrodi risulta:

$$Q_x = q_x \cdot S_x = d_{32} \frac{F_x}{L \cdot s} \cdot L \cdot s = d_{32} F_x$$

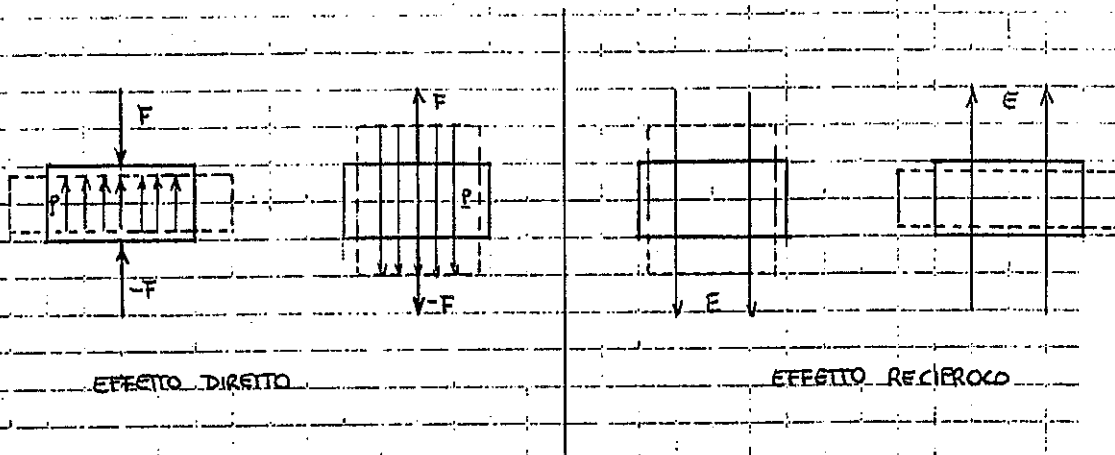
In questo caso le dimensioni geometriche del cristallo intervengono attraverso il rapporto - vantaggioso - L/s ; occorre tuttavia tener presente che possono verificarsi problemi di stabilità dell'equilibrio trattandosi di un solido sottoposto a carico di punto.



6.19. PIEZOELETTRICITA'

È una proprietà di alcuni dielettrici cristallini, la quale si manifesta attraverso due effetti:

- EFFETTO DIRETTO: il cristallo, sottoposto a sollecitazione meccanica, si polarizza.
- EFFETTO RECIPROCO: il cristallo, sottoposto a polarizzazione per effetto di un campo elettrico esterno, subisce una deformazione.



Trattandosi di un fenomeno di tipo lineare, lo si può studiare facendo ricorso alla teoria dell'elettricità. Si trova che tra le Tensioni σ_{jk} e le componenti del vettore polarizzazione risultano delle relazioni del tipo:

$$P_i = \sum_{j,k=1}^3 d_{ijk} \sigma_{jk} = d_{ijk} \sigma_{jk} \quad \text{secondo la notazione di Einstein}^{(1)} \quad i, j, k = 1, 2, 3$$

Le σ_{jk} , come sappiamo, costituiscono un tensore 3×3 in cui sono presenti solo 6 termini distinti; risulta infatti: $\sigma_{jk} = \sigma_{kj}$. Per semplificare i calcoli possiamo allora:

$$\begin{aligned} \sigma_{11} &= \sigma_1 & \sigma_{22} &= \sigma_2 \\ \sigma_{21} &= \sigma_2 & \sigma_{33} &= \sigma_3 \\ \sigma_{31} &= \sigma_3 & \sigma_{12} &= \sigma_6 \end{aligned}$$

Anche la matrice dei d_{ijk} di dimensioni 3×3 , ha coefficienti non tutti distinti fra loro; risulta infatti, che risulta: $d_{ijk} = d_{ikj}$. E si può allora ridurre a una matrice 3×6 , avendo 18 termini distinti; con una modificazione di indici del tutto analogo a quella operata sulle σ si ottiene:

$$\begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & d_{14} & d_{15} & d_{16} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} & d_{24} & d_{25} & d_{26} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & d_{34} & d_{35} & d_{36} \end{pmatrix} \quad [d] = [C/N]^{(2)}$$

detta MATRICE DEI MODULI PIEZOELETTRICI DIRETTI

www.ingonline.biz

(1) Gli indici ripetuti si intendono come sommatoria sugli stessi.

(2) $[P] = [C/N]$, $[E] = [N/N]$; le dimensioni di P si ricavano sfruttando la relazione, tra i due dielettrici omogenei ed isotropi: $P = E(\epsilon - 1)/4\pi$; ϵ ha:

$$[P] = [E][\epsilon] = \frac{C^2}{N^2} \cdot \frac{V}{m} = \frac{C^2}{N^2} \cdot \frac{N \cdot m}{C} = \frac{C}{N}$$

$$V_0 = V \left(\frac{R - R_{KE}}{2R} - \frac{R + R_{KE}}{2R} \right)$$

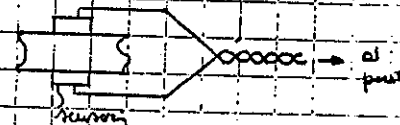
$$= V \frac{2R_{KE}}{2R} = V_{KE}$$

A parità di E si osserva che la tensione V_0 è creata da un ponte di resistenza; il rapporto V_0/V resta comunque dell'ordine di:

$$\frac{V_0}{V} \sim 10^{-5}$$

pertanto, per evidenziare V_0 occorrono amplificatori con guadagno dell'ordine di 10^5 , e ciò comporta il sorgere di problemi di vario genere, risolvibili con l'impiego dei cosiddetti amplificatori di misura.

Facciamo riferimento al ponte intero, osserviamo che, se i 4 sensori sono presenti uno tra loro vicini, allora verremo ad annullare gli effetti delle resistenze dei fili di collegamento - uguali perché i fili hanno la stessa lunghezza -, nonché gli effetti della temperatura - uguali perché i sensori sono tutti alla stessa temperatura -. Questa proprietà, molto vantaggiosa, dipende direttamente dal fatto che variazioni di ugual modulo e segno della resistenza R sui 4 lati del ponte non alterano la tensione V_0 .



GIR TRASDUTTORI FORZA-TENSIONE

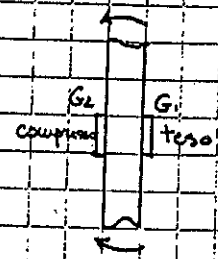
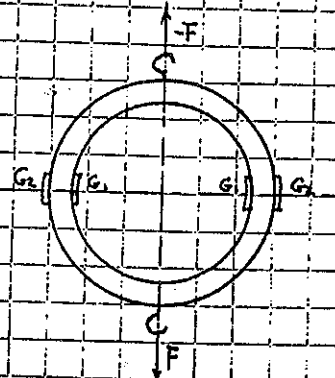
Un trasduttore forza-tensione è costituito da un diaframma e da 4 strain-gage. Il diaframma è una lamina di materiale elastico (in genere metallico), sagomata a forma di anello cilindrico; alle estremità di un diametro sono applicati dei gage ai quali si applicano la forza di tensione e la resistenza, uguale e contraria a questa, che lo fa equilibrare. Alle estremità del diametro ortogonale a questo internamente ed esternamente all'anello sono applicati i 4 strain-gage, scelti in modo che quelli interni e quelli esterni siano tra loro gemelli e che tutti e 4 presentino, in condizioni di riposo, la stessa resistenza R :

$$G_1 = R_1 = R$$

$$G_2 = R_2 = R$$

Gli allungamenti (o accorciamenti) dei 4 sensori sono tra loro di modulo pressappoco uguale⁽¹⁾.

$$E_1 \approx E_2$$

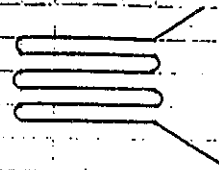


⁽¹⁾ Si vede considerando che il tratto di anello su cui sono applicati i 4 trasduttori può essere approssimato con una trave ideale (v. scienza delle costruzioni); trascurando lo sfuocato di trazione e supponendo che agisca solo un momento unitario.

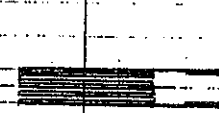
GR. STRUTTURE E MATERIALI INGEGNERIA

Per uno strain-gauge di tipo metallico sono disponibili prevalentemente due tipi di struttura:

- il tipo a filo (e lato)



- il tipo a trama, o a film (e lato). Ha dimensioni notevolmente più ridotte del tipo a filo in quanto è realizzato con la stessa tecnologia con cui vengono realizzati i circuiti stampati; presenta anche una minore sensibilità alla deformazione trasversale rispetto al tipo a filo (in genere è una caratteristica desiderabile).



asse longitudinale

asse trasversale

Gli strain-gauge di tipo metallico sono realizzati con una delle seguenti leghe:

- COSTANTANA	45% Ni - 55% Cu	presenta un fattore di gauge pari a $K=2.1$
- Ni-Cr	80% Ni - 20% Cr	$K=2.5$
- ISOLASTIC	52% Fe - 36% Ni - 8% Cr - 4% (Mn, Mo)	$K=3.5$
- PLATINO-TUNGSTENO	92% Pt - 8% W	$K=4.1$

C.M. MISURA DEL ΔR

Es:

Consideriamo uno strain-gauge al Nichel-Cromo; ha: $R=350 \Omega$; $E=1000 \text{ microstrains}$
la variazione di resistenza è pari a:

$$\Delta R = R K E = 350 \cdot 2.5 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6} = 0.875 \Omega$$

Da questo esempio si evince che, per eseguire una misura di discreta precisione, con errore ad esempio, inferiore del 2%, occorre essere in grado di misurare resistenza con precisioni dell'ordine del $\mu\Omega$. Per ottenere questo risultato è necessario tener conto anche della resistenza dei fili di collegamento del sensore all'apparato di misura, nonché degli effetti che la temperatura ha sulla resistenza del sensore. Gli effetti della temperatura sulla resistenza del sensore sono essenzialmente dovuti a 3 cause:

- variazione della resistenza con la temperatura del materiale che costituisce il sensore;
- dilatazione termica del filo (o del film): $\Delta l_1(T)$
- dilatazione termica del supporto: $\Delta l_2(T)$

In molti casi è possibile definire un coefficiente termico:

$$\beta = \frac{\Delta R_T / R}{\Delta T}$$

che consente di eseguire le indispensabili correzioni nella misura eseguita:

$$\Delta R_T = R \beta \Delta T$$

www.ingonline.biz

(1) 1 $\mu\epsilon$ strain = 1 ppm

1000 microstrain = 1000 ppm

2.1 TRASDUTTORI PIEZORESISTIVI (STRAIN-GAUGE)

Sono impiegati per la misura di forze e grandezze ad essi collegate (pressione, spostamenti).

La piezoresistività è una proprietà in base alla quale ad una variazione relativa del volume di un conduttore o di un semiconduttore, corrisponde una variazione relativa della sua resistività. Entro certi limiti il legame tra le suddette variazioni relative è lineare, per cui si può scrivere:

$$(1) \quad \frac{\Delta R}{R} = c \frac{\Delta V}{V}$$

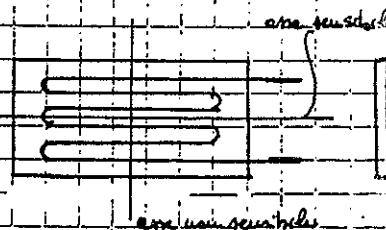
dove c è la COSTANTE DI BRIDGMAN, dipendente dal materiale considerato, e in particolare anche dalla categoria cui appartiene. Nei metalli è $c \approx 1$, positiva nei semiconduttori è $c \approx 100$, ed è segno positivo o negativo a seconda che il drogaggio del semiconduttore sia positivo o negativo.

Analizziamo qualitativamente, nei metalli, le cause fisiche di questo fenomeno: ad una diminuzione del volume di un elemento del solido considerata corrisponde localmente una diminuzione di spessore della maglia del reticolo cristallino, la quale comporta un aumento delle forze attrattive tra gli atomi del reticolo. Ne consegue che, a parità di temperatura, diminuiscono le vibrazioni degli atomi attorno alle posizioni di equilibrio, e quindi, diminuisce la possibilità di collisione con gli elettroni della banda di conduzione⁽¹⁾; in ultima analisi si ottiene dunque una diminuzione puntuale della resistività del metallo.

Nei semiconduttori la piezoresistività è originata dalla deformazione dei livelli energetici conseguente ad una deformazione fisica del cristallo.

I trasduttori piezoresistivi, anche detti estensimetri, o strain-gauge, sono dunque dei sensori di deformazione: essi, dunque, traducono in variazione di resistenza la propria deformazione, sostanzialmente coincidente con quella del supporto, cui sono fissati.

Il medesimo incollaggio. Anche se non mancano strain-gauge sensibili a deformazioni lungo più direzioni, questo tipo di trasduttori è di solito - come nel caso riportato in figura - sensibile a deformazioni lungo una sola direzione.



Supponiamo che il trasduttore riportato in figura sia costituito da un filo calibro s di sezione S , e che, noto ρ , la sua resistenza, a riposo, risulta:

$$R = \rho \frac{l}{S}$$

www.ingonline.biz

(1) $N = n^2$ elementi reticolari; l : lunghezza del filo che costituisce il trasduttore.

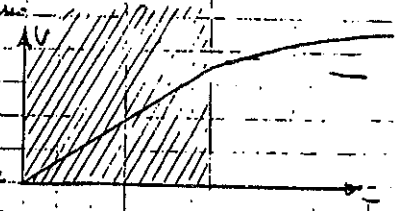
(2) Diminuisce il volume effettivamente occupato dal singolo atomo.

Il range di Temperature entro cui trovano impiego questi sensori va da -100° a $+300^{\circ}$ valori tipici di resistenza sono: $R_0 = 5 \text{ K}\Omega$ ($T_0 = 0^{\circ}\text{C}$), ed $R = 100 \text{ K}\Omega$ alla temperatura di lavoro.

CARATTERISTICHE STATICHE DI UN TERMISTORE, NTC

Come abbiamo accennato in precedenza, per attivare questi dispositivi è necessario inviare in essi una corrente, assicurando quindi la tensione ai loro capi: $V = R \cdot I$. La corrente deve essere tale da non produrre, per effetto Joule, modifiche della Temperatura del sensore rispetto a T_a ambiente. T_s di lavoro, T_a ; si vuole, in altri termini, che risulti:

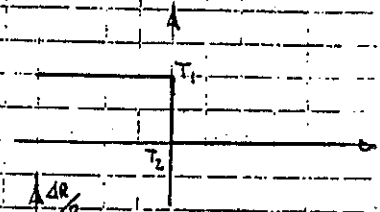
$$T_s = T_a$$



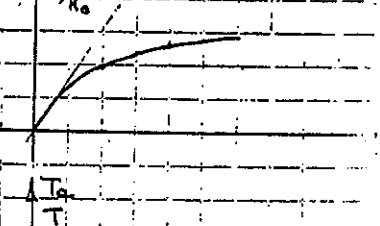
in modo che sia: $R(I) = \text{costante}$, da cui: $V \propto I$. I deve dunque essere tale da ricadere nel tratto lineare della caratteristica riportata a lato. In pratica si vede che è sufficiente rendere $P_s = R \cdot I^2 \leq 1 \text{ mW}$ (potenza dissipata per effetto Joule) per ricadere nella condizione richiesta.

CARATTERISTICHE DINAMICHE DI UN TERMISTORE, NTC

La risposta di un dispositivo di questo tipo ad un ingresso a gradino, nell'ipotesi che gli scambi termici con l'ambiente siano di tipo convettivo naturale, e che la Temperatura del dispositivo si mantenga uniforme, è quella tipica di un sistema del 1° ordine; la costante di tempo è dell'ordine dei secondi, ma in alcune realizzazioni la si può rendere dell'ordine dei microsecondi.



La costante tempo di un dispositivo di questo tipo è di notevole importanza quando esso viene impiegato in dispositivi per la protezione di macchinari: infatti è in base ad essa che si determina la temperatura di intervento della protezione (vedi pag. 25-26 e esempio del 26-1-90).



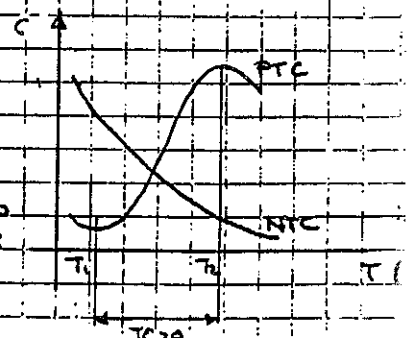
TERMISTORI PTC

www.ingonline.biz

I termistori PTC presentano un coefficiente termico positivo solo entro intervalli di Temperatura delimitati non inferiormente che superiormente; in questi intervalli di temperatura essi presentano un coefficiente termico molto maggiore di quello dei termistori NTC (in modulo):

$$CT_{PTC} \gg |CT_{NTC}|$$

tipicamente il coefficiente termico di questi sensori raggiunge un massimo per $T = 130^{\circ}\text{C}$ o 420 K . L'andamento della funzione $R(T)$ in questo tipo di sensori è molto complesso a differenza di quella che possiede un termistore NTC in cui $R(T)$ è una funzione di tipo iperbolico, approssimabile con una retta per piccoli intervalli ΔT .



6.15.1 SENSORI TERMORESISTIVI COSTITUITI DA METALLI PURI.

Nei metalli puri la resistività varia con la temperatura secondo la legge:

- $R = T^5$ per Temperature molto basse $T < 10\text{ K}$;
- $R \propto T$ per temperature intermedie; per temperature abbastanza elevate possono anche comparire termini di cui al punto successivo;
- $R \propto T^2$ per Temperature molto elevate.

Si tratta, in ogni caso, di relazioni la cui approssimazione non è elevatissima.

Per Temperature molto basse, in cui R segue la prima legge, non si impiegano resistenze metalliche per sensori termoresistivi. Per temperature intermedie si fa invece largo uso di questi tipi di sensori; per ottenere una rappresentazione sufficientemente accurata dell'andamento di $R(T)$ occorre sostituire nella (1) ad T il suo polinomio di Taylor di grado 3; si ricava:

$$R(T) = R_0 (1 + AT + BT^2 + CT^3) \quad \text{www.ingonline.biz}$$

dove con T si indica la differenza fra la temperatura T e quella di riferimento che si conviene sia quella del punto Triplo dell'acqua: $T_0 = 0^\circ\text{C}$. Concorrendo con le relazioni approssimate riportate sopra si trova che l'influenza degli ultimi due termini è molto meno sensibile di quella dei primi due. Si tenga comunque presente che per T grande, ovvero per notevoli variazioni di temperatura rispetto al riferimento, gli stessi coefficienti A, B, C cessano di essere costanti e diventano funzione di T .

Per questo tipo di sensori si impiegano i seguenti metalli: Cu , Ni , Pt . Il rame, ad esempio, è utilizzato per realizzare i sensori della temperatura dell'acqua dei radiatori automobilistici; Tuttavia fra i suoi difetti va annoverata l'ossidabilità e l'ingombro infatti la bassa resistività e la duttilità non particolarmente elevata, impediscono realizzare il sensore con fili di lunghezza considerevole. Molto più pregiato è invece il platino il quale presenta buone caratteristiche sia di tipo chimico - quello d'alta purezza raggiungibile (fino al 99,9992%) che elettriche di avere una elevata riproducibilità delle caratteristiche dei sensori, e la resistenza alla corrosione, che comporta una elevata vita utile - che di tipo fisico - è molto duttile, quindi si va possono ricavare fili anche molto sottili, con vantaggi dal punto di vista dell'impiego; ha comportamento pressoché lineare da -180°C a $+630^\circ\text{C}$.

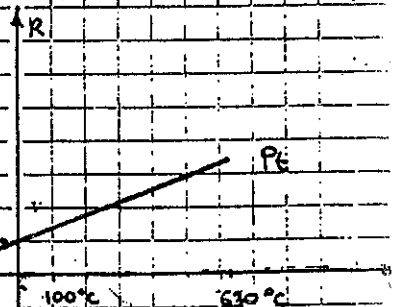
Si osserva che nel platino risulta: $\frac{R}{R_0} \approx 2$ per $T = 260^\circ\text{C}$;

si può ricavare α , che vale:

$$\alpha = \frac{1}{R_0} \frac{dR}{dT} \approx \frac{1}{R_0} \frac{\Delta R}{\Delta T} = \frac{1}{R_0} \frac{R - R_0}{T - T_0} = \frac{1}{R_0} \frac{R - R_0}{T} \approx 4\%$$

che è un valore il cui ordine di grandezza è tipico di tutti i metalli.

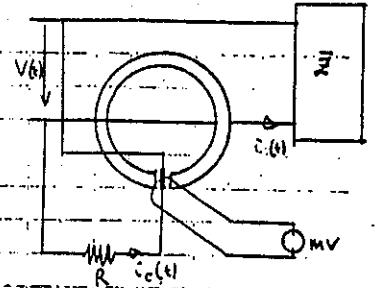
(1) In realtà viene impiegato fino a $+200^\circ\text{C}$.



Un dispositivo del primo tipo può anche essere impiegato come moltiplicatore, secondo lo schema qui riportato:

È necessario che la sonda di Hall sia di elevata qualità, in quanto deve avere un comportamento lineare. Abbiamo già visto che in un dispositivo di questo tipo risulta: $b(t) \approx i(t)$, per cui la tensione di Hall è proporzionale alla corrente di linea:

$$e_H(t) = \frac{R_H}{d} i_c b(t) \approx \frac{R_H}{d} i_c i(t)$$



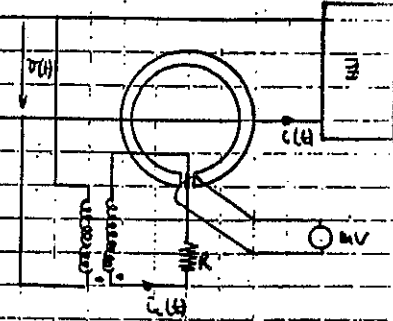
In questo caso, inoltre, i_c non è costante, bensì proporzionale alla tensione di linea $v(t)$:

$$i_c(t) = \frac{v(t)}{R}$$

Sostituendo nell'espressione della tensione di Hall, si ha:

$$e_H(t) \approx \frac{R_H}{Rd} i(t) v(t) = \frac{R_H}{Rd} p(t)$$

Dunque misurare $e_H(t)$ vuol dire misurare la potenza istantanea $p(t)$ che fluisce nella nostra linea; il dispositivo si comporta, quindi, come un wattmetro. Osserviamo che un dispositivo come quello rappresentato nella figura in alto non realizza un isolamento galvanico tra circuito di ingresso e circuito di uscita: entrambi hanno come punto comune la sonda di Hall. Pertanto una elevata tensione verso massa del circuito di ingresso (tensione di modo comune) viene riportata, anche sul circuito di uscita, con tutti gli inconvenienti che ne conseguono. Di conseguenza un dispositivo di questo tipo viene impiegato solo quando $i(t)$ ha una componente continua, cioè, ad esempio, se da o quando la corrente abbia una componente continua ed una alternata. Se $i(t)$ non ha componenti continue si impiega allora un trasformatore di qualità sul circuito di entrata, il cui compito è appunto di isolare galvanicamente il circuito d'ingresso da quello d'uscita (figura qui sopra). La limitazione di questo dispositivo è quella di non poter misurare componenti continue di corrente, in quanto $i_c(t)$ è depurata da eventuali componenti continue.



Il primo wattmetro ha banda più ampia del secondo per la presenza in questo del trasformatore; in ogni caso la banda di frequenza di questi dispositivi arriva sino a 10 kHz con classe di precisione tipica $\pm 0.1\%$.

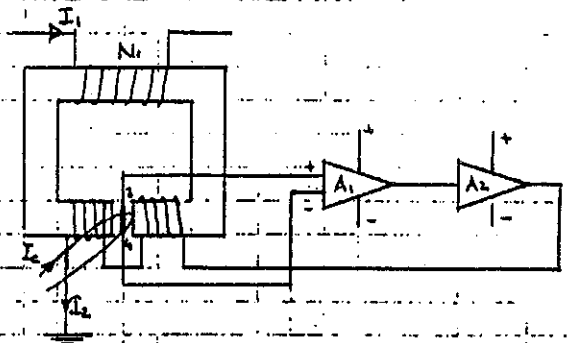
Osserviamo infine che la tensione di controllo i_c può essere limitata con un diodo Zener in modo da evitare tensioni di Hall, e relative correnti, troppo elevate.

Allora nella sonda di Hall si genererà una tensione pari a:

$$e_H(t) = \frac{R_H b(t) I_c}{d} = \frac{R_H}{d} K I_c i(t)$$

Questa relazione non vale solo in regime sinusoidale, ma anche in d.c., e, in genere, per qualsiasi forma d'onda, per tutte le armoniche comprese nella banda di frequenza che è dell'ordine di 5 KHz. La classe di precisione è tipicamente intorno al 2%. La massima corrente in ingresso dipende dal tipo di avvolgimento e può arrivare a 5000 ± 10000 A.

Nel secondo caso si ottiene il cosiddetto trasformatore elettronico di corrente, basato sulla compensazione elettronica del campo magnetico mediante una reazione negativa, il quale risponde come rivelatore di zero una sonda di Hall.



Il nucleo è costituito da laminari sottili di materiali a basse perdite; presenta un traferro entro il quale è sistemata una sonda di Hall, controllata con una corrente I_c costante. Le spire dell'avvolgimento di uscita sono equamente distribuite su due lotti del traferro.

I morsetti 3 e 4 della sonda sono collegati all'ingresso di un amplificatore differenziale a guadagno molto alto, il quale pilota a sua volta uno stadio di potenza a guadagno basso ed esente precedente, il cui induttore produce la corrente $i_2(t)$ circolante nell'avvolgimento di uscita. i_2 ed e_H sono proporzionali, istante per istante:

$$b_1(t) \equiv i_2(t);$$

di conseguenza anche la fem di Hall nella sonda è proporzionale ad $i_2(t)$:

$$e_H(t) = \frac{R_H}{d} I_c b_1(t) \equiv i_2(t) \quad \text{www.ingonline.biz}$$

La sonda di Hall produce, nell'avvolgimento di uscita, una corrente $i_2(t)$ il cui effetto sul'induzione magnetica tende (se il collegamento degli amplificatori è corretto) a compensare $b_1(t)$. Si ottiene, cioè, un'induzione risultante $b(t)$ uguale a $b_1(t)$:

$$b(t) \equiv b_1(t) + b_2(t) \quad ; \quad b_1(t) \equiv i_2(t) \quad ; \quad b_2(t) \equiv -i_2(t)$$

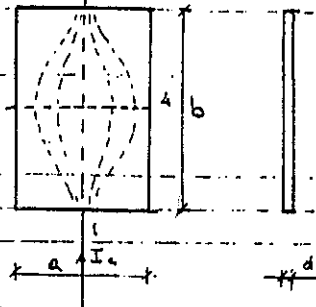
In pratica, il guadagno G è tanto elevato da rendere accettabile l'approssimazione: G . In questo caso l'unica condizione di equilibrio possibile per il sistema è: $e_H(t) = 0$, che corrisponde ad un'induzione risultante nulla:

$$b(t) \equiv 0$$

6.13 TRASDUTTORI. B/E AD EFFETTO HALL : SONDA DI HALL GAUSSIMETRO

Consideriamo una lamina di dimensioni note realizzata con un semiconduttore magnetosensibile. Tipicamente si impiegano dei sali di indio.

Facciamo passare, attraverso i morsetti 1 e 2, posti su un'asse di simmetria della lamina, una corrente continua I_0 . Se il materiale di cui è composta la lamina è omogeneo e isotropo, esso avrà anche simmetria fisica, per cui il piano $z=0$ risulta una superficie equipotenziale. Il campo elettrico all'interno della lamina è di tipo dissipativo e pari a: $E = \rho j$.



Se ora supponiamo che la lamina sia immersa in un campo magnetico uniforme la lamina è normale alla superficie ab , allora otteniamo che la tensione tra i morsetti 3 e 4, per l'effetto Hall, non è più nulla, bensì risulta pari a:

$$E_{34} = R_H \frac{I_0 B}{d}$$

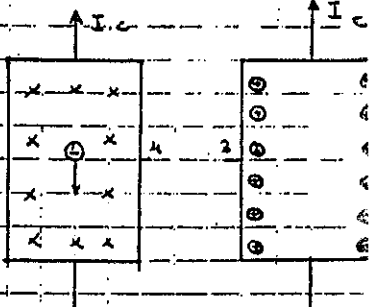
dove R_H cui R_H dipende dal materiale di cui è costituita la lamina; in particolare vale:

$$R_H \approx 1 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3/\text{As} \quad \text{per l'arseniuro di indio}$$

$$R_H \approx 6 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3/\text{As} \quad \text{per l'antimoniuro di indio}$$

Richiamiamo brevemente le leggi fisiche che danno luogo all'effetto Hall. Se una carica q è in moto in un campo magnetico, su di essa agisce una forza di Lorentz, opposta alla velocità e pari in modulo a:

$$d\vec{F}_L = q \vec{v} \times \vec{B}$$



Questa forza produce accumuli di cariche di segno opposto sui due lati della lamina (elettroni e lacune).

La situazione di equilibrio viene raggiunta quando $d\vec{F}_L$

è equilibrata dalla forza (agente in direzione opposta)

prodotta dal campo elettrostatico che si genera in risposta

alla separazione di cariche. In altri termini, la tensione di Lorentz, E_{34} , è calcolata ricorrendo alla formula:

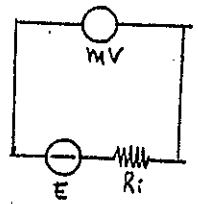
$$E_{34} = \int_a^b E_x dx$$

Per $I_0 = 1 \text{ A/mm}^2$, $B = 1 \text{ Tesla}$, E_{34} è dell'ordine di $200 \pm 200 \text{ mV}$, e varia

Non resta che considerare l'influenza della temperatura T_i sulla termocoppia; il circuito equivalente della termocoppia è quello riportato a lato, in cui R_i è la resistenza dei contatti che costituiscono la giunzione a temperatura T_i , ovvero la resistenza del tratto di circuito R_i , posto idealmente a temperatura T_i . Valori tipici di E, R_i sono:

$$E = 6 - 10 \text{ mV}$$

$$R_i = 100 \Omega$$



Il nostro problema è che R_i è funzione della temperatura T_i : $R_i = R_i(T_i)$. Può essere facile eliminare il problema preparando uno strumento di misura ad elevata impedenza interna, ad esempio un millivoltmetro numerico, la cui resistenza di ingresso è dell'ordine di $10 \text{ M}\Omega$. In tal modo il peso di R_i , quindi di T_i , nella misura del millivoltmetro diviene trascurabile.

Le termocoppie sono trasduttori molto precisi, soprattutto nell'intervallo delle frequenze acustiche: $0.5 \text{ a } 10 \text{ KHz}$, in cui si possono ottenere errori nel rapporto $G = E/I$ dell'ordine di $\pm 0.1\%$, $\pm 100 \text{ ppm}$. Accertandosi di errori poco maggiori dell'1% si può arrivare, come accennato, a frequenze di decine di KHz.

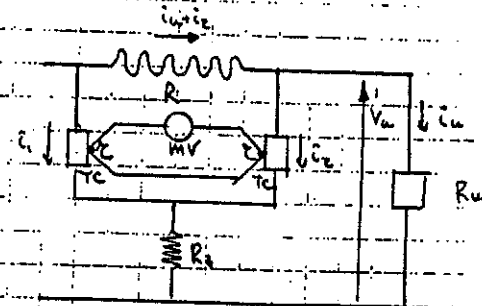
www.ingonline.biz

USO DELLE TERMOCOPPIE PER MISURE DI POTENZA AD ALTE FREQUENZE

Lo schema di principio di un dispositivo di questo tipo è riportato a lato; le sue equazioni di equilibrio sono:

$$V_a = R_i i_c + R_o (i_c - i_e)$$

$$R (i_c - i_e) = R_o (i_c - i_e) \quad \text{equilibrio della maglia } R, R_o$$



da cui si ricava:

$$I_c + i_e = \frac{V_a - R_i i_e}{R_o}$$

$$i_c - i_e = \frac{R}{R_o} (i_c - i_e)$$

R_o sono resistenza estrinseche

Per semplicità facciamo il ipotesi semplificativa

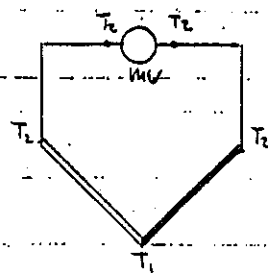
$$R_o \ll R_i \Rightarrow i_c \ll i_e$$

$$R \ll R_o \Rightarrow R_i \ll V_a$$

corrispondente a trascurare gli autoconsumi del dispositivo. In base a queste ipotesi si può

6.12 TERMOCOPPIE

Sono trasduttori di corrente in tensione, basati sull'effetto termoelettrico, come quello rappresentato a lato.



L'elemento fondamentale della termocoppia è costituito da una coppia metallica con una saldatura nel punto di contatto. Come sappiamo, nella giunzione si genera una ddp dipendente dalla temperatura T della giunzione. Se l'intero circuito è alla stessa temperatura, allora questa differenza di potenziale si annullerà con quella che si genererà nelle altre giunzioni metalliche del circuito (e ne dovremo essere pur forse!). Se invece le altre giunzioni sono poste ad una temperatura diversa da T_1 - nel caso da noi considerato è necessariamente

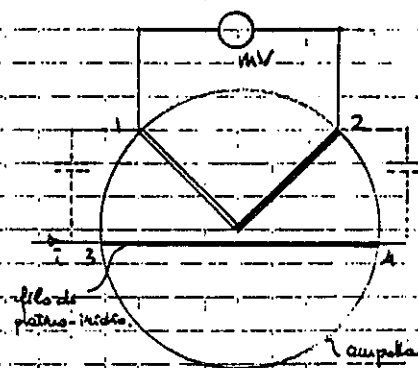
$$T_2 < T_1$$

allora il circuito risulta solo di una fem $\mathcal{E}$ funzione della differenza di temperatura $\Delta T = T_1 - T_2$. Questa fem è in grado di far passare corrente nel millivoltmetro ed è quindi utilizzabile per misurare ΔT .⁽¹⁾

I fenomeni che regolano il comportamento di questo sistema sono:

- effetto Seebeck
- effetto Thomson
- effetto Peltier (è una combinazione dei primi due).

Una delle possibili applicazioni di questo dispositivo per convertire corrente in tensione è quella riportata a lato: la coppia metallica è posta in prossimità del filo percorso dalla corrente che vogliamo convertire in tensione. Questo filo è realizzato in platino rosso e prende il nome di riscaldatore: a seconda delle realizzazioni è unito o meno alla termocoppia.⁽²⁾ Nella realizzazione più



precise filo e coppia metallica sono posti ad un'ampolla in cui è fatto il vuoto; in tal modo si riducono gli scambi di calore per conduzione e convezione del filo con l'esterno. Si comporta un minore effetto della temperatura ambiente sulla T_1 della giunzione metallica, con il risultato di una maggiore precisione del dispositivo, anche in caso della velocità di risposta.

www.ingonline.biz

(1) Se infatti termocoppia e filo di platino rosso sono disgiunti, vengono ostacolati anche gli scambi di energia termica tra essi, con il risultato che la sensibilità del dispositivo risulta diminuita.

(2) Nei dispositivi più precisi questi elementi non sono tra loro collegati; visto infatti l'impossibilità di realizzare una saldatura puntiforme si ha che se filo e coppia metallica venissero a contatto, il circuito della termocoppia sarebbe attraversato da una piccola parte della corrente che vogliamo convertire in tensione, e questo renderebbe le nostre misure non ottimali.

(3) Si osservi che la natura del millivoltmetro e dei fili di collegamento non ha alcuna ripartita fra i nostri fili; quel che conta è che essi siano alla stessa temperatura T_2 come è unita con la temperatura ambiente.

Table 2.3 Standard thermocouple characteristics

Type	Composition	Operating range/°C	Accuracy	Comments
E	Chromel/ constantan	-200 to 850	$\pm 1.5^{\circ}\text{C}$ or 0.5 %	High emf (56 mV at 750°C)
J	Iron/ constantan	-200 to 850	$\pm 3^{\circ}\text{C}$ or 0.75 %	Inexpensive; medium emf (42 mV at 750°C)
K	Chromel/ alumel	-200 to 1100	$\pm 3^{\circ}\text{C}$ or 0.75 %	Stable; very linear; fair emf (30 mV at 750°C)
R	Platinum 13 % rhodium/ platinum	0 to 1400	$\pm 2^{\circ}\text{C}$ or 0.3 %	Very stable; low emf (7 mV at 750°C)
S	Platinum 10 % rhodium/ platinum	0 to 1400	$\pm 2^{\circ}\text{C}$ or 0.3 %	Very stable; low emf (6.6 mV at 750°C)
T	Copper/ constantan	-250 to 400	$\pm 2^{\circ}\text{C}$ or 0.75 %	Oxidizes at high temp; medium emf (20 mV at 400°C)

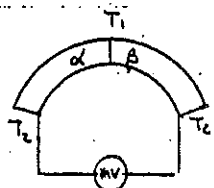
Table 2.4 EMF outputs for standard thermocouples

Temp./°C	Emf/mV, reference junction at 0°C					
	Type E	Type J	Type K	Type R	Type S	Type T
-100	-4.7	-5.2	-4.1			-3.4
0	0	0	0	0	0	0
100	6.3	5.3	4.1	0.7	0.7	4.3
200	13.7	11.0	8.2	1.5	1.5	9.5
300	21.2	16.5	12.3	2.4	2.4	15.0
400	28.9	21.8	16.4	3.4	3.2	20.8
500	36.9	27.3	20.6	4.5	4.2	
600	45.2	33.1	24.9	5.6	5.3	
700	53.1	39.4	29.2	6.7	6.3	
800	60.2	46.5	33.3	7.9	7.3	
900			37.3	9.2	8.4	
1000			41.3	10.5	9.6	
1100			45.2	11.8	10.7	
1200				13.2	11.9	
1300				14.6	13.2	
1400				15.9	14.3	

6.11 EFFETTO TERMOELETTRICO.

Fu scoperto da Seebeck nel 1821. La fisica di questo fenomeno non è stata ancora compresa appieno; comunque coinvolge i seguenti effetti:

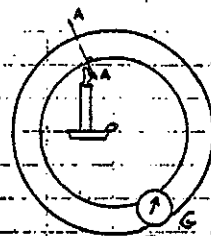
- effetto Seebeck
- effetto Thomson
- effetto Peltier
- effetto Joule
- effetto Fourier.



In sostanza, questo effetto può essere descritto nel modo seguente: se due conduttori costituiti da metalli omogenei distinti vengono posti in contatto attraverso una delle estremità, e le altre estremità sono collegate ad uno strumento misuratore di tensione, allora lo strumento fornirà una indicazione non nulla se la temperatura della giunzione $\alpha, \beta : T_1$ è diversa da quella della altre giunzioni del circuito: T_2 ; si può dire che i metalli α e β costituiscono una "coppia termoelettrica". La fem che si genera nasce dalle diverse temperature alle quali si trovano le giunzioni del circuito.

La legge della termocoppia è descritta dalle seguenti leggi o costanti empiriche.

- 1) Una corrente elettrica non può essere sostenuta dalla sola energia termica in un circuito costituito da un unico metallo omogeneo.



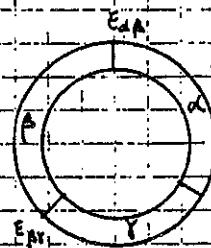
In altre parole, in prossimità della sorgente termica potrà esistere una densità di corrente j puntualmente uguale, ma essa sarà sempre tale da svolgersi in linee chiuse, per cui la corrente risultante è nulla in qualsiasi sezione del circuito.

Da questa legge si deduce che, per avere una termocoppia, è necessaria la presenza nel circuito di almeno due metalli distinti.

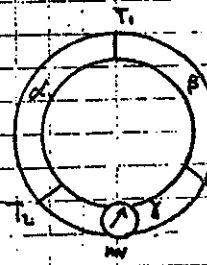
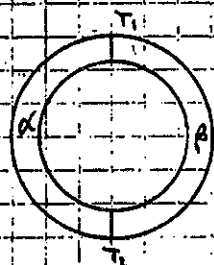
- 2) Legge dei metalli intermedi.

Richiamando un circuito elettrico chiuso con metalli omogenei di natura diversa, in corrispondenza di ogni giunzione nasce una fem. Se le tutte le giunzioni sono alla stessa temperatura, allora la fem risultante è nulla:

$$\sum E_i = 0$$



Questa legge ha la seguente implicazione: sia data una termocoppia costituita da 2 metalli α e β a due giunzioni messe a temperature diverse T_1, T_2 . Se al posto della giunzione a temperatura T_2 si inserisce un terzo conduttore γ , mantenendone le estremità a temperatura T_2 , allora la fem risultante del circuito non risulta modificata. Questa proprietà è utilizzabile in questo caso: se di avere in una termocoppia una temperatura di misura, la fem risultante del circuito non viene modificata se i morsetti dello strumento sono entrambi alla stessa temperatura.



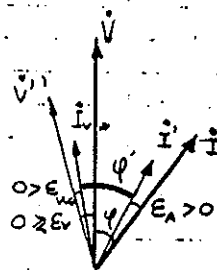
Infatti in base alla legge di cui sopra, risulta: $E_{\alpha\beta}(T_2) = E_{\alpha\gamma}(T_2) + E_{\gamma\beta}(T_2)$, da cui: $E_{\alpha\beta}(T_1) + E_{\beta\alpha}(T_2) =$

di potenza. In tal caso l'errore risulta:

$$e_P = \eta_V + \eta_A + e_P$$

analizziamo e_P che:

$$e_P = e_w \left| \frac{-E \tan \varphi}{\cos \varphi} \right|$$



Con riferimento al diagramma riportato a lato, otteniamo che l'angolo effettivo tra tensione e corrente nella linea è φ' , differisce da quello considerato dallo strumento:

$$\varphi' = \varphi + E_A + E_V + E_w$$

della quantità:

$$E_P = \varphi' - \varphi = -E_A + E_V + E_w$$

In ultima analisi otteniamo che:

www.ingonline.biz

$$e_P \% = \eta_V \% + \eta_A \% + e_P \left| \frac{(E_w \% + E_V \% - E_A \%)}{\cos \varphi} \right| \tan \varphi$$

e l'incertezza percentuale è espressa da:

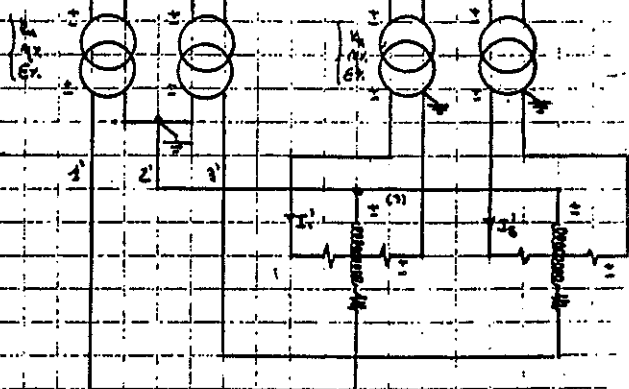
$$i_P \% \approx \pm (\eta_V \% + \eta_A \% + C \frac{P_n}{P_i} + (E_w \% + E_A \% + E_V \%) \tan \varphi)$$

Un problema analogo verrebbe a porri se volessimo eseguire misure di energia.

Consideriamo ora la misura di potenza su sistemi trifase riprendendo quanto visto a p. 141 otteniamo che la misura di potenza ottiene viene eseguita con tre trasduttori, fissando ricorso a due T_V e due T_A , sia a

trasduttori di linea per cui $V_L = 50 \text{ kV}$:

$$P = K_V K_A (P_{12} + P_{23})$$



Se il sistema, oltre che alimentato, è anche equilibrato, come accade quasi sempre per linee a tensioni così elevate, si può ricavare anche la potenza reattiva che, se la sequenza è diretta, vale:

$$Q = K_V K_A (P_{12} - P_{23})$$

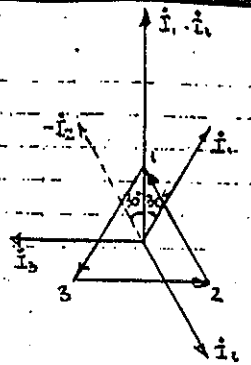
- M Al wattmetro siamo applicando V_L e I_L ; il risultato è lo stesso che avremmo se i magneti fossero rovesciati, se applicassimo cioè V_L e I_L . Questa situazione si ripete alla pagina successiva.
- N È una estensione della formula già ricavata per gli errori d'angolo propri del wattmetro: in questo caso, oltre all'errore suddetto, dobbiamo aggiungere anche gli errori E_V, E_A .
- O Ricordiamo che E_w è sempre negativo (p. 63) in quanto la I_w è sempre in ritardo rispe

Il diagramma a lato mostra che, se il sistema è simmetrico ed equilibrato, risulta: $V_1 = \sqrt{3} Z_{A1} I_1$; in generale, potremo ritenere sempre verificata la condizione:

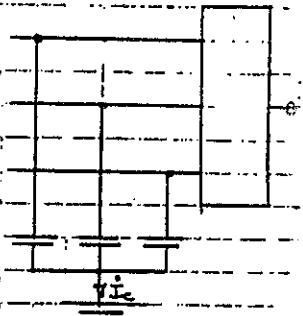
$$V_1 < \sqrt{3} Z_{A1} I_1$$

pertanto la condizione sulla impedenza che dovrà essere verificata è:

$$Z_{L1} < Z_{A1}^{(1)}$$



Un altro caso in cui si rende necessario l'impiego del TA come sommatore di correnti è quello in cui si vogliono misurare le dispersioni di una linea verso terra. Queste dispersioni possono essere schematizzate come effetto degli accoppiamenti capacitivi dei fili di linea con la Terra, unitamente con una resistenza di dispersione che collega il cavo a terra. Se i 3 accoppiamenti capacitivi fossero di eguale entità, non si avrebbe corrente di squilibrio, e si potrebbe schematizzare con 3 condensatori uguali collegati tra loro a stella; in realtà un certo squilibrio è sempre presente, e da luogo ad una corrente di fuga verso terra che è nostra intenzione misurare.



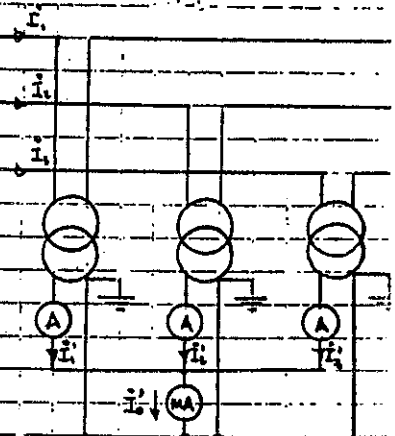
Per misurare la corrente di dispersione si possono mettere sulla linea 3 TA (uno per fase) sommando le correnti che usciranno uscite. In tal modo si evidenzia la corrente di dispersione, ovvero la equipotenziale equipotenziale nella Terra di correnti:

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_4 + I_5 + I_6 = I_0$$

che, naturalmente, risulterà nella nostra misura, moltiplicata per il rapporto di conversione:

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_4 + I_5 + I_6 = I_0 \cdot K_{TA}$$

Quando I_0 raggiunge valori apprezzabili, questo accade sempre per un aumento di I_0 ; in queste circostanze risulterà, cioè: $I_0 > I_1, I_2, I_3$.



Quando uno dei TA si possono dunque misurare, in alternativa, potremmo anche misurare la potenza reattiva prodotta dalle dispersioni, corrente di dispersione.

$$Q_0 = V_0 I_0 \sin \phi_0$$

www.ingonline.biz

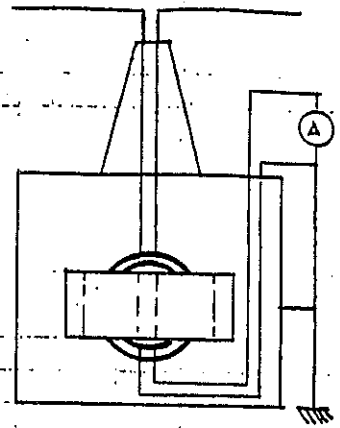
⁽¹⁾ V_1 è comune a più linee; I_0 , invece, viene rilevata su ogni linea.

⁽²⁾ Solo in caso di sistema molto squilibrato questa condizione può non essere più sufficiente, per cui si rende necessario l'impiego di TA con elevate prestazioni nominali (sempre che si voglia misurare o effettuare la misura con due soli TA).

69.6 TA PER MEDIE TENSIONI E

Sono TA in cui la tensione nominale dell'avvolgimento di ripieno rispetto alla massa è compresa tra 1 kV e 30 kV. In tal caso occorre adottare particolari accorgimenti per isolare l'avvolgimento di ripieno da terra e dal secondario. Questo risultato si ottiene con isolamento in olio o, per TV con $C=0.2$ o peggiore, con isolamento in terra, più economico del precedente.

Si distinguono dai TV per medie tensioni per la presenza di un solo isolatore; infatti la scatola interna sull'avvolgimento di ripieno è di frazioni di volt, dunque non ha bisogno di isolamenti particolari.

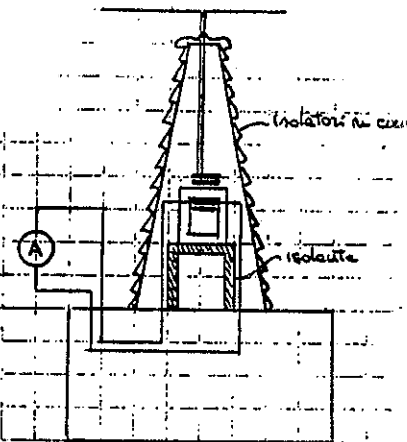


TA PER MEDIE TENSIONI

www.ingonline.biz

69.7 TA PER ALTE TENSIONI

Se il TA è progettato per tensioni del primario rispetto a massa superiori a 30 kV la realizzazione del dispositivo risulta ed è illustrata a lato. Il nucleo, ad una finestra è posto sotto un isolatore in porcellana e su di una base di materiale isolante. La realizzazione è un esempio analogo a quella di un TV per alte tensioni con la differenza che in questo caso entra in gioco l'estremità dell'avvolgimento primario, non collegata al dispositivo tramite lo stesso isolatore (la caduta di tensione interna sul primario è lo ripetiamo, molto piccola).



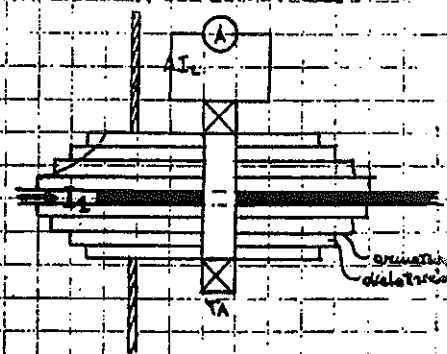
TA PER ALTE TENSIONI

69.8 ACCOPPIAMENTO TRA UN TA TOROIDALE (PER ALTE CORRENTI) ED UN PASSANTE A CONDENSATORE

Consideriamo un cavo percorso da una elevata corrente; per esentare l'isolamento all'attraversamento da una parete (che può avere anche quella dello stesso TA) si usa adottare un passante a condensatore, costituito da una serie di condensatori cilindrici con nuclei di lunghezza variabile. In tal modo si fa in modo

di ripartire la tensione tra cavo e massa sui vari condensatori e ragione dell'averne della loro capacità. Un buon progetto di un dispositivo di questo tipo fa in modo di realizzare uniformemente il dielettrico condizionali che può dirsi raggiunti quando si è fatto in modo che sull'armatura esterna di ciascun condensatore sia presente lo stesso campo elettrico.

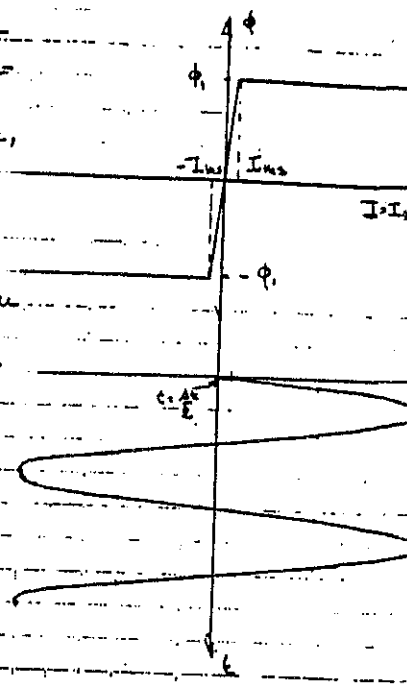
A questo punto inserire un TA a nucleo toroidale nel passante, consente un notevole risparmio economico, in quanto permette di ottenere in uscita una corrente proporzionale all'ingresso senza alcun problema di isolamento, che si risolve già eliminata dal passante a condensatori.



(1) Permette, infatti, di realizzare TA più leggere.

(2) Quello presente nell'armatura interna è solo di poco superiore, se lo spessore del condensatore è sufficientemente ridotto.

più esteso di quello solitamente considerato. Lo rappresentiamo a lato, approssimando con una caratteristica lineare il tratto compreso tra i due rami in saturazione, i quali possono essere ritenuti, con ottima approssimazione, orizzontali.



Indichiamo con i, φ, e i valori istantanei della corrente nell'avvolgimento di riprendo, del flusso, e della fem nell'avvolgimento di uscita. Se i ha l'andamento riportato a lato, allora, per gran parte nel periodo dell'oscillazione, il dispositivo funzionerà nell'ipotesi condizionale:

$$|i| > I_{ms}$$

la quale comporta che risulti:

$$\varphi \approx \text{costante},$$

e quindi:

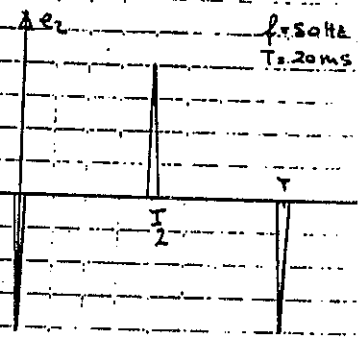
$$e_s = N_s \frac{d\varphi}{dt} \approx 0$$

Anche, nel breve intervallo di tempo a cui risulta:

$$|i| < I_{ms}$$

φ varierà con legge pressappoco lineare, per cui si avrà:

$$(1) \quad e_s = N_s \frac{d\varphi}{dt} \approx N_s \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \pm 2N_s \frac{\Phi_s}{\Delta t} \neq 0$$



In questi istanti si avranno cioè degli impulsi di fem indotta che possono risultare anche di notevole intensità e prendono il nome di 'chiodi' (vedi fig. a lato).

Valichiamo, con un esempio, i valori che possono rappresentare questi picchi di fem indotta. Consideriamo un TA di qualità - non quella in cui questo fenomeno è più evoluto - avente come prestazione nominale:

$$P_n = 10 \text{ VA} = I_{en} Z_{el} = (I_{en} Z_{el}) I_{en} = V_{en} I_{en}$$

Da questa relazione si può ricavare la tensione nominale sul secondario, ricordando che lo standard per I_{en} è: $I_{en} = 5 \text{ A}$, NEMA.

$$V_{en} = \frac{10 \text{ VA}}{5 \text{ A}} = 2 \text{ V}$$

www.ingonline.biz

Si tratta dunque, di una tensione piuttosto piccola; in effetti V_{en} di rado supera i 10 V.

La Tabella che lega l'accuratezza di massimo errore d'angolo ammissibile e la seguente:

	$\gamma\%$	$\epsilon\%$ ⁽¹⁾⁽²⁾
campioni da laboratorio	± 0.1	± 0.15
	± 0.2	± 0.3
strumenti da laboratorio	± 0.5	± 0.8
strumenti commerciali	± 1	± 1.8

In altre termini, dire che un TA ha classe: $C = \pm 0.5$ vuol dire che:

$$\gamma\% = 100 \frac{K_n - K}{K_n} \leq 0.5\% \quad \text{nelle condizioni di esercizio comuni.}$$

634. DATI DI TARGA DI UN TA

Nei dati di Targa di un TA non compare, in genere, l'impedenza di rete Z_{el} , ma una grandezza ad essa proporzionale che, come un TV, è una potenza apparente, la quale prende il nome di 'prestazione nominale' ed è espressa da:

$$P_n = I_n^2 Z_{el}$$

(in genere si definisce 'prestazione' il prodotto: $P = I_n^2 Z_{el}$).

I dati di targa di un TA sono dunque i seguenti:

1) $K_n = \frac{I_n}{I_{n0}}$ esprime come rapporto; ad esempio, ricordando che lo standard più comune prevede $I_{n0} = 5$, può essere: $K_n = 100/5$

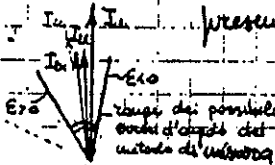
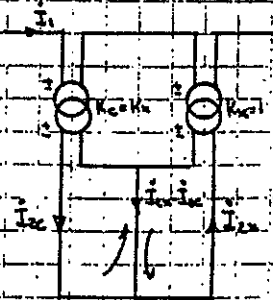
2) P_n es. $P_n = 20 \text{ VA}$

3) banda: $f_1 \leq f \leq f_2$, oppure frequenza nominale f_n

4) $\gamma\%$ es. $\gamma = \pm 1$ www.ingonline.biz

5) V_n tensione di isolamento; ad esempio: $V_n = 1 \text{ KV}$

6) L'errore d'angolo ϵ , nelle condizioni di funzionamento, comprese sempre positive. In generale, si determina tramite confronto, mediante un metodo differenziale di tipo potenziometrico (in a.e.), tra la corrente in uscita del TA da calibrare e quella del TA campione. Anche se il TA fosse così perfetto da poter ritenere nullo il suo errore, d'angolo, interferirebbe per via dei errori di misura del potenziometro, i quali possono far rilevare anche un errore d'angolo negativo; da quale presunta, nella tabella, del riprova?



$$\frac{A_{I2}}{I_{2c}} = \frac{A_{I2} + \Delta I_{2c}}{I_{2c}} \approx \gamma + j\epsilon$$

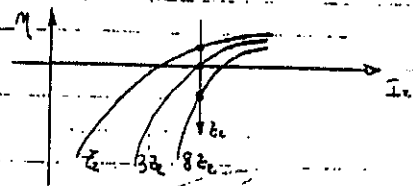
I_{2c} = riferimento $A_{I2} =$ in fase $A_{I2'} =$ in quadratura

(1) OVVERO ϵ esprime in centigradi.

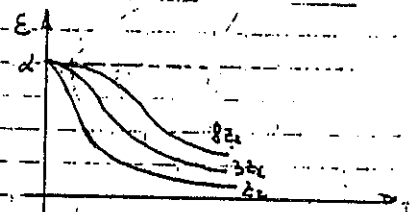
non determinabile a priori, e comunque di piccola entità. Come effetto finale si ha un (leggero) aumento di I_1 , e quindi del rapporto di conversione:

$$K' = \frac{I_1'}{I_2} > \frac{I_1}{I_2} = K$$

Se ne può dedurre che l'errore di rapporto η diminuirà (in senso relativo) con Z_2 , come mostrato dal diagramma riportato a lato.



Anche l'errore di angolo aumenta con Z_2 , ma non tanto per effetto di una rotazione di fase di I_m , quanto per l'aumento della sua ampiezza.



Possiamo dunque concludere che gli errori del TA aumentano, in generale, all'aumentare del modulo dell'impedenza di carico, che dovrà pertanto essere compresa in un certo range limite superiore.

$$0 \leq Z_L \leq Z_{L\max}$$

VARIATIONE DELL'ARCOSENTO DELL'IMPEDENZA

Vorremo ora φ_2 mantenuta costante, I_2, f, I_0 , μ_0 :

$$\varphi_2' > \varphi_2, \text{ ovvero: } \cos \varphi_2' < \cos \varphi_2$$

Si veda che in tal caso aumenta $\varphi_2 = \varphi_2' > \varphi_2$. Infatti, per effetto dell'aumento di φ_2 , E_2 ruota in maniera trascurabile in senso orario (rispetto alla condotta ritardata di π secondo), mentre I_2 ruota in maniera sensibile, sempre in senso orario, d'effetto relativo tra I_2 ed E_2 e dunque quello di un aumento dell'angolo φ_2 . Questa rotazione di I_2 rispetto a E_2 è trascurabile quella (piccola) di I_m , dovuta all'aumento di E_2 , produce un rifasamento delle componenti I_m e $-k I_2$ di I_1 . Per questo rifasamento, e per il piccolo aumento di I_m che si genera, si ottiene che $I_1' > I_1$.

$$I_1' > I_1$$

www.ingenline.biz

e quindi aumenta anche K :

$$K' > K$$

Si ne deduce che per limitare l'errore di rapporto occorre imporre delle limitazioni su $\cos \varphi_2$, argomento dell'impedenza di carico, le quali possono definite in seguito.

- Questa limitazione è d'altra parte, intuitiva, in quanto, se Z_L è grande, il TA non è più assimilabile ad un trasformatore di potenza e, conseguentemente, condiziona alla quale l'aliquota in valente paragonato. Al limite: $Z_L \rightarrow \infty$, si ha: $I_1 = I_m$, $K \rightarrow \infty$.

Di conseguenza la corrente di errore aumenta; si ha, infatti:

$$I_N, I_m' = N_1 I_m = |\bar{R}| \phi' \sim |\bar{R}| \phi$$

da cui: $I_N, I_m' \sim |\bar{R}| \phi = I_N, I_m$;

$$I_m' \sim I_m$$

In questo secondo caso, dunque, l'aumento del numero di spire, non provoca variazioni evidenti della I_m , dunque risulta non conveniente in quanto comporta un aumento del costo del dispositivo.

Le condizioni reali di funzionamento del trasformatore sono in realtà intermedie tra: due casi esaminati: presso modo si può affermare che un aumento del numero di spire è conveniente finché i parametri esterni prevalgono sui parametri interni, cioè fino a quando non risulta: $R_{ec} \sim R_e$, $X_{ec} \sim X_e$. In generale si trova che in un TA il numero di spire è maggiore, a parità di rapporto spire, di quello di un trasformatore di potenza di pari caratteristiche del nucleo.

www.ingonline.biz

6.3.2 PROBLEMATICHE CONNESSE CON L'IMPIEGO DI UN TA

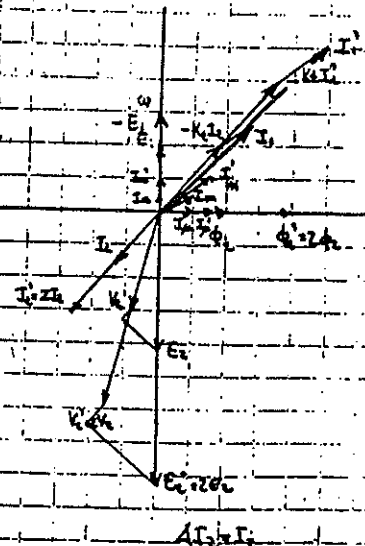
Nell'impiego di un TA, assunzioni importanti fondamentali, per la loro influenza su E_1 , quindi su ϕ , le cadute esterne al circuito secondario; per contro, quelle interne d'elemento primario intervengono esclusivamente come errori di calcolo, per le cadute di Tensione che provocano sul carico posto a valle al TA.

VARIAZIONE DI CORRENTE

Valutiamo ora, una per una, l'influenza delle cadute al esterno sul comportamento del dispositivo.

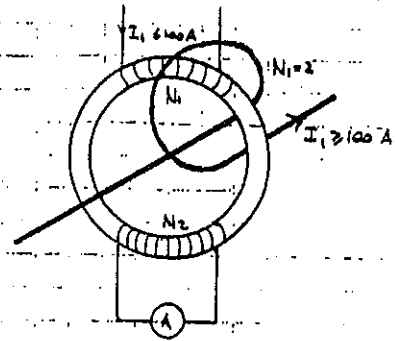
Cominciamo col far variare I_1 , mantenendo costanti le altre grandezze: E_1 , ϕ , f . Se il TA fosse un dispositivo lineare, il suo diagramma forzale subirebbe solo una modifica di scala: non si avrebbe, cioè, errori di linearità, quando i rapporti e gli angoli tra diverse grandezze, resterebbero invariati. In realtà, la non linearità magnetica del ferro fa assumere al dispositivo un comportamento non lineare, e risolvibile più facilmente supponendo di modificare I_1 , invece che I_2 .

Supponiamo di raddoppiare, per esempio, $I_2 = I_1 = 2I_1$. Ristretto alla variazione dell'aperta costruiamo un equivalente lineare del dispositivo simulando il raddoppio, cioè: V_2 , E_2 e ϕ_2 .



(1) Nel TA risulta: $K_T = \frac{N_2}{N_1} > 1$, da cui: $E_1 < E_2$

I.V. PER ALTE CORRENTI: il nucleo è toroidale; l'avvolgimento a corrente più elevata è avvolto sul nucleo fino a correnti dell'ordine di 50 ÷ 100 A; per correnti più elevate l'avvolgimento di poche spire ($N_1 = 1 \div 4$) non è direttamente collocato sul nucleo.



NUMERO DI SPIRE.

Assegnato, come dato di progetto, K_t , si pone il problema di stabilire se, per la caratteristica del T.A., ha vantaggio un aumento del numero delle spire. Per illustrare meglio il problema ipotizziamo gli effetti di un aumento, a parità di K_t , del numero di spire su entrambi gli avvolgimenti, nelle 2 condizioni limite che nel secondario sono quelle escluse interne, o quelle esterne.

In entrambi i casi abbiamo, dunque:

$$K_t = \frac{N_1}{N_2} = \frac{N'_1}{N'_2} = \frac{I_1 N_1}{I_2 N_2} = I_2 I_1$$

La fem indotta nel secondario vale:

$$E_2 = \omega N_2 \phi$$

www.ingonline.biz

ma deve anche essere pari a:

$$E_2 = Z_{sc} I_2 = I_2 \sqrt{(R_{sc} + R_e)^2 + (X_{sc} + X_{de})^2}$$

Consideriamo ora il caso di cadute ^{interne} nulla nel secondario, o hq: $R_e + X_{de} = 0$, per cui:

$$E_2 = \sqrt{R_{sc}^2 + X_{sc}^2} I_2$$

Tramite I_2 e ϕ , allora E_2 risulta costante nel caso di una variazione del numero di spire degli avvolgimenti, se questo dipende solo da parametri esterni al trasformatore. In tal caso si ottiene annullando di un fattore γ il numero di spire negli avvolgimenti:

$$E_2 = \omega \gamma N_2 \phi = \omega N_2 \phi = \text{costante}$$

Ne deriva che:

$$\phi' = \phi / \gamma$$

Valutiamo la influenza di questa relazione sulla corrente di errore: se prima questa era

In base a quanto visto, l'errore, in un trasformatore reale: $I_m \neq 0$ rende $I_1 \neq I_2^*$ risulta, infatti:

$$I_1 + \frac{N_2}{N_1} I_2 = I_m$$

$$I_1 = -K_e I_2 + I_m$$

$$I_1 = I_2^* + I_m + I_2$$

essendo la differenza tra I_1 e I_2^* espressa da I_m si vuole indicare I_m col nome di CORRENTE DI ERRORE.

Facciamo riferimento al diagramma fasoriale della pagina precedente; le Formule seguenti vale la relazione approssimata (al caso di ϵ piccolo):⁽¹⁾

$$I_1 = I_2^* + I_m \cos \alpha = K_e I_2 + I_m \cos(\varphi_m - \varphi_2)$$

Da cui si può risultare:

$$K = \frac{I_1}{I_2} = K_e + \frac{I_m}{I_2} \cos(\varphi_m - \varphi_2)$$

e l'errore di rapporto vale:

$$\eta = \frac{I_m - I_1}{I_1} = \frac{K_e I_2 - K_e I_2 - I_m \cos(\varphi_m - \varphi_2)}{I_1}$$

$$= \frac{(K_e - K_e) I_2}{I_1} = \frac{I_m}{I_1} \cos(\varphi_m - \varphi_2)$$

Possiamo a questo punto procedere con una delle 2 approssimazioni seguenti:

$$I_1 \approx K_e I_2$$

$$I_1 \approx K_e I_2$$

(o meglio è: $I_1 = K_e I_2$)

seguendo la prima si ottiene:

$$\eta \approx \frac{(K_e - K_e) I_2}{K_e I_2} = \frac{I_m}{K_e I_2} \cos(\varphi_m - \varphi_2) = \frac{I_m}{I_1} \cos(\varphi_m - \varphi_2)$$

$$\eta \approx \frac{K_e - K_e}{K_e} = \frac{I_m}{K_e I_2} \cos(\varphi_m - \varphi_2) \approx \frac{K_e - K_e}{K_e} = \frac{I_m}{K_e I_2} \cos(\varphi_m - \varphi_2)$$

L'errore d'angolo è infine espresso da:

$$\alpha \approx \frac{I_m \sin \alpha}{I_1} = \frac{I_m \sin \alpha}{I_1} \cos(\varphi_m - \varphi_2)$$

Si ricorda che siamo in condizioni viene o quelle di coerenza, quindi I_m è piccola rispetto alle altre correnti in gioco nel TA (la differenza da quanto accade in un TV).

(1) Qui I_m non è la corrente primaria nel circuito di misura, ma la corrente che si dovrebbe avere in ingresso per avere I_2 in uscita se fosse: $K = K_e$ (vedi nota (1) a pag. 133)