

LNF - 71/10
11 Marzo 1971

E. P. Balsamo e M. Coli: MAGNETOMETRO AD IMPOSTAZIONE
DIGITALE CON SONDA DI HALL. -

LNF - 71/10
11 Marzo 1971

E. P. Balsamo e M. Coli: MAGNETOMETRO AD IMPOSTAZIONE
DIGITALE CON SONDA DI HALL. -

INTRODUZIONE. -

Nei metodi convenzionali di misura con sonde di Hall il problema fondamentale è quello della stabilizzazione della corrente di eccitazione e della temperatura di lavoro. Infatti per la forza elettromotrice generata da una sonda di Hall si ha(1,2):

$$(1) \quad V_H = K_H I_{ecc} B$$

essendo I_{ecc} la corrente di eccitazione della sonda, B l'induzione magnetica da misurare e in generale:

$$K_H = F(\theta, B, I_{ecc})$$

ove θ è la temperatura della sonda.

Scrivendo la dipendenza di K_H secondo un'approssimazione lineare si avrà:

$$(2) \quad K_H = K_{0H} \left(1 + \alpha \frac{\partial K}{\partial \theta} \Delta \theta + \beta \frac{\partial K}{\partial B} \Delta B + \gamma \frac{\partial K}{\partial I_{ecc}} \Delta I_{ecc} \right)$$

La diretta proporzionalità fra la V_H misurata e l'induzione magnetica incognita si verifica nel caso che sia

2.

- 1) - $I_{ecc} = \text{cost}$ od anche $\partial K / \partial I_{ecc} = 0$ (1);
- 2) - utilizzando strettamente le specifiche di linearizzazione fornite dal costruttore della sonda che permettono di ridurre circa a zero il valore della β nella (2);
- 3) - la temperatura di lavoro θ sia stabilizzata mediante un sistema di controllo controreazionato.

Dalla (1) si deduce d'altra parte che la precisione con cui si può misurare B dipende dalla precisione con cui I_{ecc} è nota istante per istante, ossia essenzialmente dalla stabilità di I_{ecc} .

I metodi di termoregolazione sono ad oggi molto semplici nella realizzazione, e permettono quindi di ottenere delle stabilità tali da poter considerare

$$\frac{\partial K}{\partial \theta} \Delta \theta \approx 0$$

per variazioni della temperatura ambiente T non superiori a 20°C e per una precisione richiesta non superiore all'1‰. Comunque il sistema di cui parleremo è potenzialmente in grado di autocompensare anche ciascun termine dell'espressione (2), vale a dire la f.e.m. di uscita può essere resa indipendente sia dalla temperatura ambiente che dall'eccitazione con possibilità di compensazione della non linearità dovuta alla induzione magnetica.

Consideriamo infatti lo schema di misura riportato in Fig. 1 in cui T è un trasduttore che fornisce una tensione che è funzione di I_{ecc} .

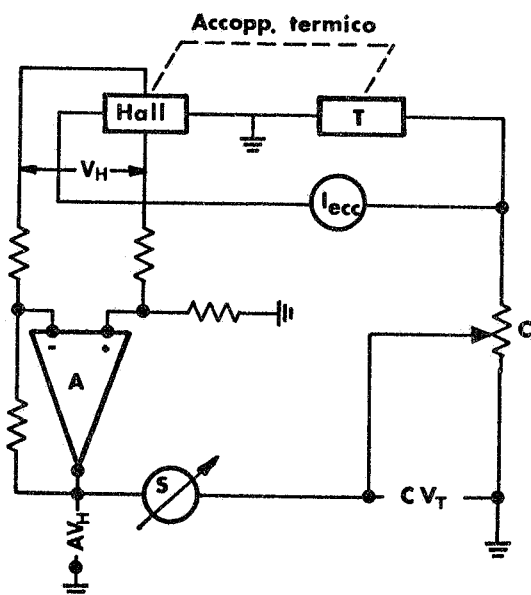


FIG. 1 - Schema a blocchi del circuito di misura.

Esso è termicamente accoppiato alla sonda di Hall (H) la cui tensione di uscita viene amplificata da un amplificatore a bassa deriva. La tensione risultante viene compensata con la tensione di uscita del trasduttore ottenuta sul partitore C, mediante lo strumento (S) di zero ad elevata sensibilità. La misura si effettua variando il valore della partizione C. All'equilibrio ($S=0$) utilizzando le (1), (2) possiamo scrivere:

$$(3) \quad AV_H = V_C = CV_T$$

$$(3') \quad AK_{0H} \left(1 + \alpha \frac{\partial K}{\partial \theta} \Delta \theta + \beta \frac{\partial K}{\partial B} \Delta B + \gamma \frac{\partial K}{\partial I_{ecc}} \Delta I_{ecc} \right) \cdot B = CV_T$$

$$(3'') \quad B = A^{-1} I_{ecc}^{-1} K_{0H}^{-1} \left(1 + \alpha \frac{\partial K}{\partial \theta} \Delta \theta + \beta \frac{\partial K}{\partial B} \Delta B + \gamma \frac{\partial K}{\partial I_{ecc}} \Delta I_{ecc} \right)^{-1} CV_T$$

Nel caso che il trasduttore sia semplicemente un resistore si ha:

$$(4) \quad V_T = RI_{ecc}$$

e la (3'') diviene:

$$(5) \quad B = A^{-1} K_{0H}^{-1} \left(1 + \alpha \frac{\partial K}{\partial \theta} \Delta \theta + \beta \frac{\partial K}{\partial B} \Delta B + \gamma \frac{\partial K}{\partial I_{ecc}} \Delta I_{ecc} \right)^{-1} R \cdot C$$

ossia la misura è indipendente da I_{ecc} se γ , come prima detto, può essere trascurata e K risulta proporzionale a I_{ecc} .

Nel caso del tutto generale che sia possibile rendere, entro l'intervallo di misura di B, e per le variazioni θ della temperatura ambiente previste $\Delta \theta$,

$$(6) \quad V_T = K_{0H} \left(1 + \alpha \frac{\partial K}{\partial \theta} \Delta \theta + \beta \frac{\partial K}{\partial B} \Delta B + \gamma \frac{\partial K}{\partial I_{ecc}} \Delta I_{ecc} \right) I_{ecc} \cdot M$$

essendo M un coefficiente dimensionale, si ottiene:

$$(7) \quad B = \frac{M}{A} C$$

4.

ossia la misura è indipendente da I_{ecc} , da T, da B, e proporzionale a C.

Il ragionamento fatto per il trasduttore T a riguardo della sua funzione di trasferimento di compensazione, può essere ripetuto per la funzione di trasferta dell'amplificatore A con analoghi risultati.

Il modo di operazione riflesso dalla (4) comporta una termoregolazione della sonda che renda

$$\frac{\partial K}{\partial \theta} \approx 0$$

ed una linearizzazione da effettuarsi con opportuna resistenza di carico che renda

$$\frac{\partial K}{\partial B} \approx 0$$

Il termine:

$$\gamma \frac{\partial K}{\partial I_{ecc}} \Delta I_{ecc}$$

nelle considerazioni successive viene assunto comunque trascurabile.

Il metodo risulta in tal modo di semplice applicazione, ma presenta limitazioni dovute agli errori residui sia per il fatto che la termostatazione non può essere garantita per intervalli molto ampi di escursione, nè la linearità potrà superare lo 0.1% per B variabile da 0 a 10^4 Gauss.

D'altra parte l'applicazione del modo di operazione riflesso dalla (6) per poter essere applicato presuppone la validità assoluta della approssimazione (2) entro ampi intervalli. La (6) può quindi essere interpretata come approccio di correzione di seconda approssimazione una volta che si siano realizzate le condizioni:

$$\frac{\partial K}{\partial \theta} \approx 0$$

$$\frac{\partial K}{\partial B} \approx 0$$

$$\frac{\partial I_{ecc}}{\partial I_{ecc}} \approx 0$$

ossia si sia proceduto ad una grossolana regolazione della temperatura, una linearizzazione della sonda, una grossolana regolazione della I_{ecc} .

Tornando allo schema di Fig. 1 si nota che il metodo di misura è un metodo di ponte. Il segnale S può essere utilizzato come segnale di errore per il pilotaggio di un alimentatore con il fine di una stabilizzazione di campo.

Il metodo sinora descritto permette una misura ad impostazione, ossia, agendo sulle manopole del ponte lo si equilibria e la lettura degli indici delle manopole è una lettura del campo.

Il metodo può essere anche applicato per una misura di tipo digitale utilizzando, anzichè un ponte, un voltmetro a rapporto in corrente continua:

Esporrremo di seguito quali sono i metodi più adatti per:

- A) la stabilizzazione termica della sonda;
- B) eccitazione della sonda con circuito in corrente continua;
- C) estrazione dei segnali di campo e di riferimento con circuito in corrente alternata.

Stabilizzazione termica.-

Essa può essere ottenuta sia con dispositivi di controllo passivi non lineari^(3,4) oppure, come comunemente si fa⁽⁵⁾, mediante un circuito attivo di regolazione. In entrambi i sistemi possiamo distinguere un limite dipendente dalle costanti termiche (a loro volta funzione della geometria e delle proprietà fisiche dell'ambiente) ed uno relativo al guadagno intrinseco del sistema di regolazione.

Per il primo limite occorre provvedere un'accoppiamento termico ottimo fra sorgente di calore e termometro (resistenza termica $\rho \ll 0$) ed un isolamento rispetto all'ambiente esterno, sorgente del disturbo, molto elevato (resistenza termica R più grande possibile).

Per un sistema autoregolato invece, si faccia riferimento allo schema mostrato nella Fig. 2 i cui parametri sono definiti in figura. Si può mostrare che per assicurare la stabilità del sistema occorre che il valore massimo del coefficiente di reiezione termica sia eguale al rapporto ρ_c/rC ossia:

$$\varepsilon = \frac{\rho_c}{rC} \quad \text{con} \quad \varepsilon = \frac{e}{T_{\text{rif.}}}$$

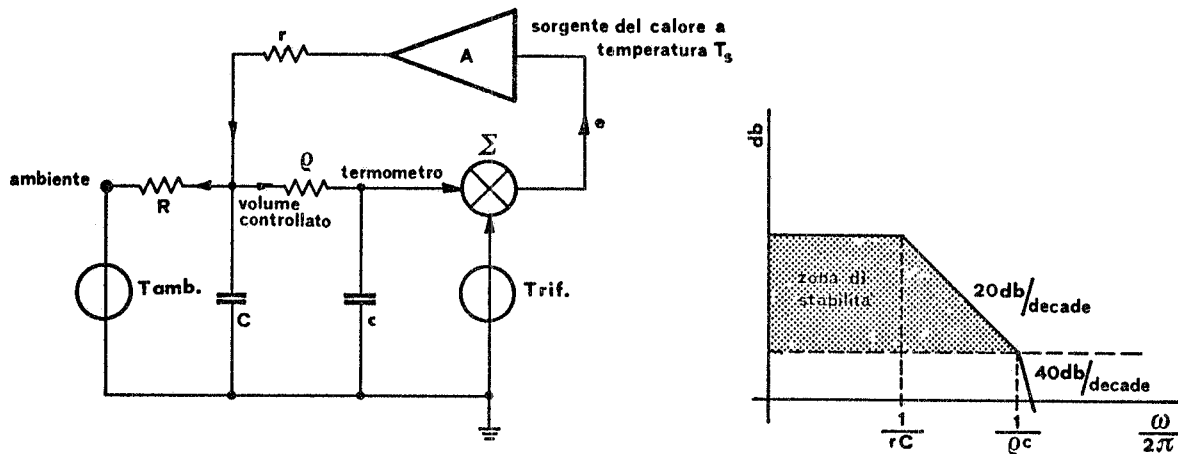
In generale le costanti dell'elemento sensibile sono fisicamente stabilite dalle condizioni di lavoro (materiali impiegati, temperature di lavoro,

6.

costituzione dell'elemento sensibile): pertanto possiamo considerare la capacità termica dell'ambiente come una variabile di progetto, ed avremo perciò:

$$(8) \quad C = \frac{\int e}{r \xi}$$

Spesso, assegnato un certo valore ad ξ e stante le caratteristiche dello elemento sensibile non è possibile rispettare il vincolo della (8). Si deve perciò rinunciare ad una migliore stabilizzazione o ricorrere ad un controllo integro - differenziale o a banda proporzionale.



- ΦT = generatore equivalente della sorgente di calore a temperatura T.
- R = resistenza termica fra l'ambiente ed il volume controllato
- r = resistenza termica fra la sorgente di riferimento ed il volume controllato
- q = resistenza termica fra il volume controllato ed il termometro
- C = capacità termica del volume controllato
- c = capacità termica del termometro
- Σ = sommatore delle temperature di riferimento e del termometro
- e = $T_{\text{rif}} - T_t$ errore di temperatura

FIG. 2 - Circuito equivalente di un termoregolatore attivo controeazionato.

Una soluzione spesso adottata⁽²⁾ è quella di inserire un termometro a resistenza nel volume da controllare (sonda di Hall) utilizzando il guadagno a catena aperta di un amplificatore operazionale per pilotare la sorgente di calore proporzionale al segnale errore fra l'uscita dell'elemento sensibile ed una resistenza di riferimento entrambe inserite in un circuito a ponte.

Se il guadagno a catena chiusa è molto elevato (sistema con solo

funzionamento ON-OFF), non potendo fisicamente la costante di tempo dell'elemento sensibile essere ridotta a zero, il sistema autoscilla.

Il periodo di oscillazione è determinato dalle costanti termiche del sistema, la cui temperatura quindi subisce conseguentemente escursioni di valore finito. Con un adeguato dimensionamento dei parametri si riesce a contenere l'ampiezza delle oscillazioni entro limiti accettabili.

Per ridurre ulteriormente tali oscillazioni di temperatura bisogna rendere il sistema capace di dosare la potenza in modo proporzionale alla quantità richiesta dalle condizioni di dissipazione, all'istante.

Ciò si ottiene inserendo una reazione positiva nel circuito di amplificazione, di guadagno adeguato all'ampiezza della banda proporzionale desiderata e costante di tempo molto piccola rispetto alla costante r.c. del sistema. Il dosaggio della potenza avviene attraverso una oscillazione ad onda quadra di ciclo utile variabile e periodo costante. Sebbene la potenza venga somministrata in modo impulsivo la costante di tempo r.c. è in grado d'integrare perfettamente le variazioni termiche indotte.

Il termoregolatore a banda proporzionale descritto è illustrato in Fig. 3.

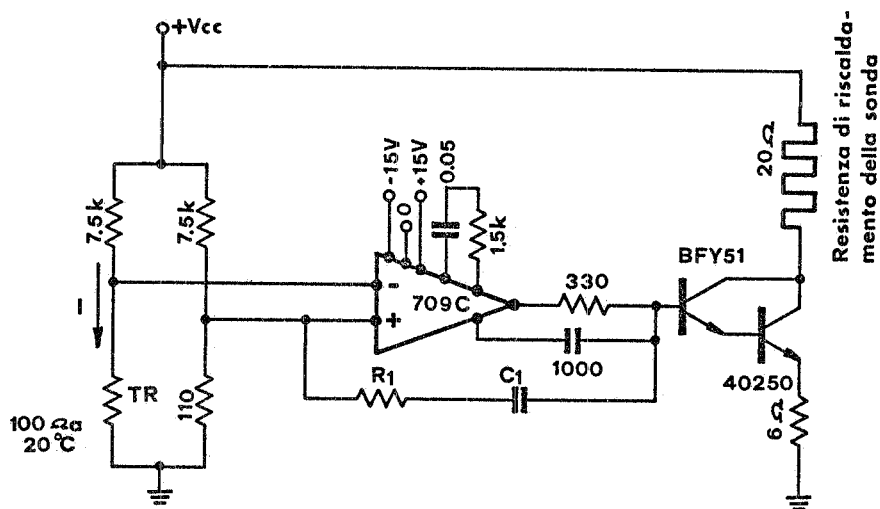


FIG. 3 - Schema elettrico semplificato del termoregolatore a banda proporzionale.

In tali condizioni di lavoro l'escursione della temperatura $\Delta \theta$ dell'ambiente controllato è proporzionale soltanto alla deriva dell'amplificatore di segnale e degli elementi del ponte di riferimento. Se I è la corrente nel braccio del ponte in cui è inserito l'elemento sensibile vale la relazione:

8.

$$I \frac{\partial R^x}{\partial \theta} \Delta \theta \approx d$$

dove d è la deriva assoluta ($d = \int \Delta \theta_a$, essendo $\Delta \theta_a$ il disturbo ambientale) e $\partial R^x / \partial \theta$ è la sensibilità della termoresistenza che fa da elemento sensibile.

Considerazioni teoriche sulle caratteristiche di parametri impiegati ci portano a concludere che ci dovremmo aspettare una reiezione della temperatura ambiente di 0,01.

In pratica le misure effettuate mostrano che il limite teorico non è apprezzabilmente degradato.

Per quanto riguarda la stabilizzazione mediante un elemento passivo non lineare (P.T.C.) l'analisi completa è stata riportata in appendice. L'elemento impiegato è una resistenza che all'incirca conserva il proprio valore fino ad una temperatura T_c detta "temperatura di commutazione". Dopo questa il suo valore aumenta esponenzialmente secondo coefficienti dipendenti dal tipo di materiale.

Utilizzando tale componente come elemento riscaldante alimentato a tensione costante (vedi Fig. 4) si realizza una autoregolazione termica.

Dalle conclusioni in appendice si desume che il fattore teorico di reiezione della temperatura ambiente non può superare 1/20.

In pratica le misure eseguite mostrano che non ci si discosta apprezzabilmente dai valori teorici calcolati. La semplicità del sistema con PTC presenta degli indiscutibili vantaggi che daltronde sono contro bilanciati da una minore reiezione delle variazioni della temperatura ambiente.

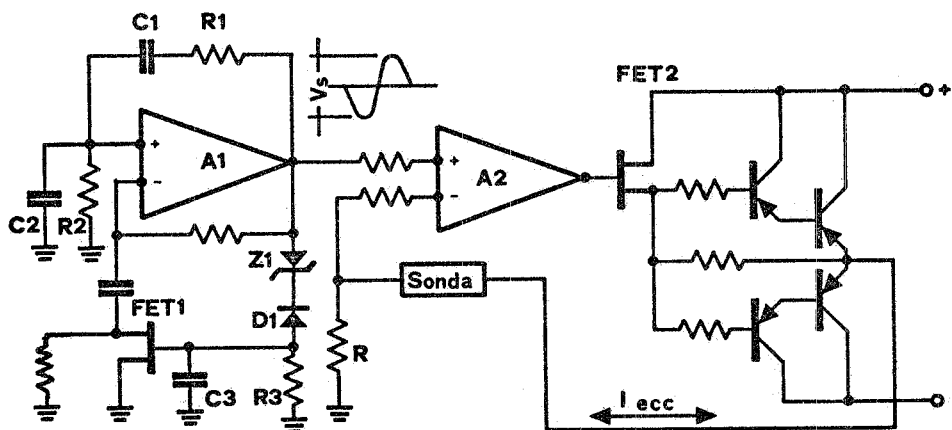


FIG. 4 - Schema elettrico del generatore di corrente in c. a.

Per escursioni ambientali dell'ordine di 20°C quando si voglia raggiungere una precisione di misura di campo dell'ordine di 10^{-3} il sistema è preferibile rispetto a quello con regolatore attivo.

Eccitazione della sonda ed estrazione del segnale.-

Il problema dell'eccitazione della sonda è subordinato alla estrazione del segnale.

La sensibilità di una sonda è dell'ordine di 10^{-2} V/KG.A. In genere la corrente di eccitazione è contenuta fra 100 e 200 mA. Ad esempio una sonda SIEMENS FC 33 fornisce un segnale di $10 \mu\text{V/G}$ quando eccitata con la sua corrente massima di 100 mA.

La precisione assoluta complessiva di uno strumento di misura di induzione magnetica deve perciò, limitando la precisione al Gauss, essere dell'ordine dei $10 \mu\text{V}$. Il problema più serio che pertanto si presenta nella costruzione di un magnetometro è quello della stabilità e della riproducibilità.

L'eccitazione può essere fornita sia in corrente continua che in corrente alternata.

Come già precisato nell'introduzione è necessario che la corrente sia stabilizzata a meglio di qualche per cento essendo il sistema intrinsecamente capace di reiettare le variazioni di I_{ecc} .

L'eccitazione potrà essere realizzata sia in c.c. che in c.a. Purtroppo per quanto poco stabilizzato un circuito di eccitazione in c.a. risulta abbastanza più complesso di un circuito in c.c.

In Fig. 5 vengono riportati due schemi semplificati di circuiti di eccitazione.

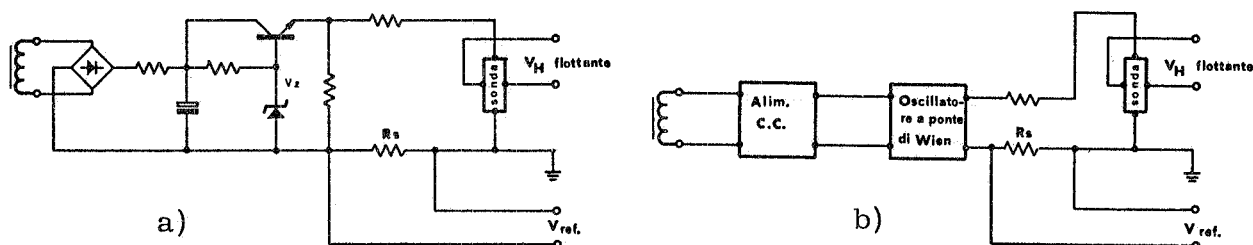


FIG. 5 - Schemi semplificati delle due possibili eccitazioni della sonda, a) in c.c., b) in c.a.

Il circuito in c.a. è sostanzialmente costituito da un convertitore di potenza c.a./c.c. seguito da un convertitore c.c./c.a. L'oscillatore a ponte di Wien risulta comodo essendo possibile un controllo

10.

automatico del guadagno che stabilizza l'ampiezza delle oscillazioni di uscita. Nel circuito realizzato il controllo automatico di guadagno è realizzato (v. Fig. 6) comandando di gate l'impedenza dinamica del FET1, polarizzato dal segnale di uscita del ponte. L'intervento del circuito di controllo e la stabilità è determinata dalla soglia dello zener Z_1 associato al diodo D_1 . Il guadagno del circuito a catena chiusa è in tal modo mantenuto unitario tramite la costante di tempo $R_3 C_3$.

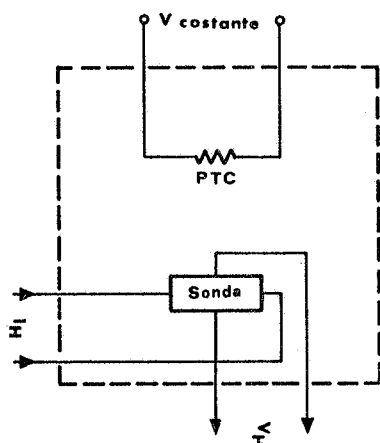


FIG. 6 - Termostato passivo per la sonda.

Il segnale di tensione di ampiezza costante e frequenza $f = 1/2 R_1 C_1 = 1/2 R_2 C_2$ così generato è riportato in corrente di eccitazione della sonda mediante il circuito attivo a trasconduttanza costante formato dall'amplificatore A_2 associato al push-pull bipolare di potenza di uscita. L'alta impedenza di comando del FET2 garantisce che la I_{ecc} sia soltanto quella derivata attraverso l'elemento di confronto della corrente R_3 , a meno della deriva della corrente di polarizzazione di A_2 difatto molto piccola.

CIRCUITO DI MISURA IN CORRENTE CONTINUA. -

In contrapposto a quanto avviene per la corrente di eccitazione il circuito di misura in c.c. risulta più difficile da realizzare causa le derive.

L'amplificatore impiegato nel canale di misura è formato da un micro-amplificatore $\mu A 727$ compensato termicamente in serie con un amplificatore operazionale $\mu A 741$ ad elevato guadagno. La deriva intrinseca del complesso è dell'ordine di $1 \mu V/^\circ C$ (equivalenti a circa 1 G per $10^\circ C$ di escursione termica) senza tener conto delle f. e. m. di origine termica dovute alle connessioni d'ingresso al circuito.

In tali condizioni assume importanza la deriva del guadagno di amplificazione in funzione del coefficiente termico delle resistenze

di reazione^(x).

Supposto di realizzare il bilanciamento termico del partitore di reazione occorre ancora tener conto della variazione della resistenza equivalente della sorgente di segnale ($\approx 3 \Omega$). Ciò però non fornisce un contributo apprezzabile, quando la sonda sia termostata entro 1°C , se non nell'intervallo dei 10^{-5} . Con il circuito riferito alla massa (v. Figura 7) l'instabilità più sentita è dovuta dunque alla variazione del guadagno determinata dalla variazione del partitore resistivo di controreazione.

L'instabilità dello zero dipende essenzialmente dalla deriva intrinseca dell'amplificatore. La riproducibilità della misura dipende anch'essa fondamentalmente dall'amplificatore.

Occorre qui far notare che è necessario evitare l'impiego di un amplificatore differenziale in uscita alla sonda, per due ragioni. La più importante è che, supposto di disporre di un certo fattore di R.M.C., essendo basso il rapporto fra il segnale da amplificare e la tensione di modo comune, l'uscita dell'amplificatore viene a dipendere sensibilmente dal segnale di eccitazione della sonda. Infatti il segnale, dell'ordine di $10 \mu\text{V}$ al limite della sensibilità, è sovrapposto, nel caso

(x) - Il guadagno a catena chiusa infatti, essendo molto elevato il guadagno a catena aperta, si può esprimere, ipotizzando una configurazione ad ingresso unipolare, come:

$$A^x \approx \frac{R_2}{R_1}$$

essendo R_2 la resistenza di reazione ed R_1 la resistenza di attacco della terra virtuale. Si ottiene:

$$\frac{dA}{d\theta} = \frac{R_2 \frac{dR_1}{d\theta} - R_1 \frac{dR_2}{dT}}{R_1 R_2} = \frac{dR_1}{R_1 d\theta} - \frac{dR_2}{R_2 d\theta}$$

Con resistenze di coefficiente termico dell'ordine di $+50 \text{ pmm}/^\circ\text{C}$ si ottiene, per escursioni di 10°C di temperatura, una variazione relativa del guadagno dell'ordine del per mille, di per sè inaccettabile.

L'errore minimo si ottiene per $dR_1/R_1 d\theta = dR_2/R_2 d\theta$ ossia con una coppia di resistori con coefficiente termico circa eguale. Lo errore relativo minimo sul guadagno coincide con la differenza fra i coefficienti termici delle coppie di resistori.

12.

che venga messo a massa uno dei terminali di eccitazione della sonda, ad un segnale continuo dell'ordine di $R_H I_{ecc} (V)$, essendo $R_H (\sim 3 \Omega)$ la resistenza ohmica della sonda, ossia in realtà di $300 \div 600 \text{ mV}$. Il rapporto ψ risulta perciò di 1.6×10^{-5} .

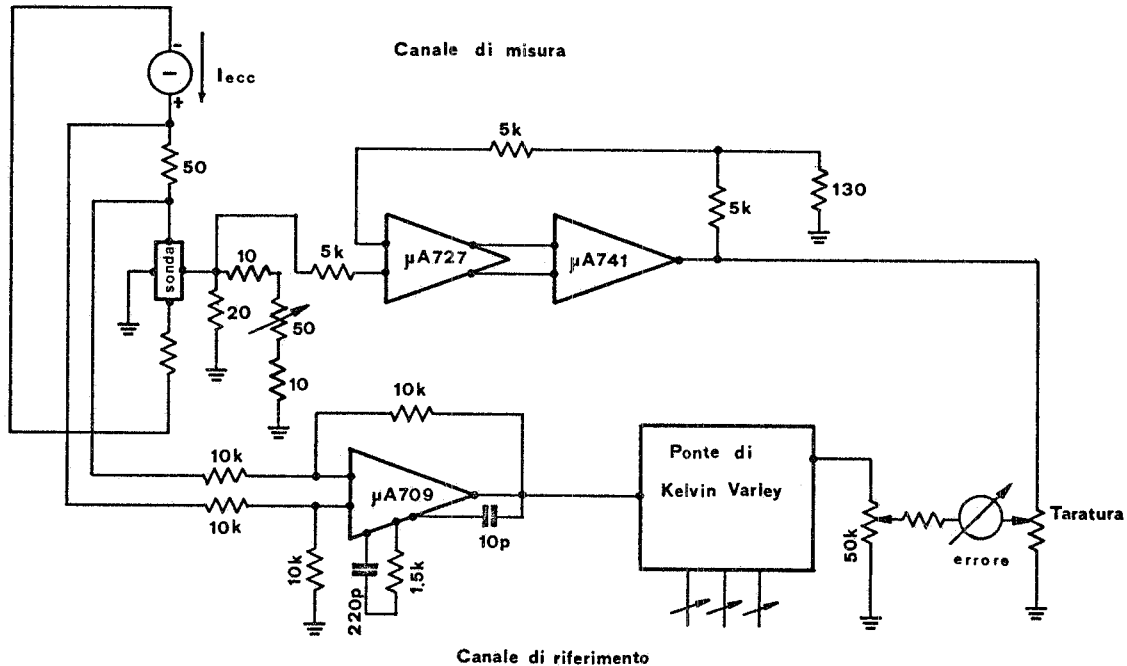


FIG. 7 - Schema del circuito di misura in corrente continua.

Ipotizzando una variazione del $\pm 5\%$ totale della tensione di eccitazione un segnale di modo comune pari alla sensibilità si ottiene con un valore di R.M.C. in db, espressa da:

$$(R. M. C.)_{db} = 20 \log \psi \approx 75 \text{ db}$$

ciò che non risulta facilmente ottenibile con un amplificatore differenziale in una configurazione reazionata almeno di non disporre resistenze precise al 10^{-5} .

La seconda considerazione che ci convince ad evitare l'amplificatore differenziale è che la resistenza interna della sonda si somma alle resistenze dei partitori sui terminali d'ingresso modificando apprezzabilmente, oltre che il guadagno come già detto, anche il fattore di R.M.C. Il fattore di R.M.C. affetta direttamente la stabilità dello zero, quindi la riproducibilità, e la linearità di misura dello strumento.

In contrapposizione, sul canale di riferimento il segnale è dello ordine di qualche Volt, sovrapposto ad un segnale di modo comune dello stesso ordine di quello prima considerato ($300 \div 600 \text{ mV}$), quando si sup-

ponga di riferire alla massa uno dei terminali di segnale della sonda.

Essendo la resistenza di riferimento almeno di un ordine di grandezza più elevata della R_H , il segnale di modo comune in uscita all'amplificatore differenziale risulta di un'ordine di grandezza inferiore alla R.M.C. della configurazione.

Rifacendosi a quanto già supposto per la variazione complessiva del segnale di modo comune ($\pm 5\%$), e supponendo ora di disporre di una configurazione con soli 60 db di RMC si può concludere che il contributo aspettato all'errore di misura non deve essere inferiore ai 100 db ossia dell'ordine di una parte su 10^5 .

Oltre che il problema del disaccoppiamento da massa del segnale sul canale di riferimento, presenta interesse anche l'impedenza d'ingresso della configurazione differenziale poichè questa introduce un errore sistematico significativo soltanto in fase di taratura, qualora non venga a dipendere da fattori ambientali che potrebbero modificare la stabilità. Si può proporre una configurazione d'impedenza d'ingresso dell'ordine di $10^4 \div 10^5$ volte il valore di R_H .

Lo schema di un inseguitore differenziale, con impedenza di attacco complessivamente molto elevata è mostrato in Fig. 8a. La RMC di tale configurazione è il prodotto della RMC dei due amplificatori inseguitori di disaccoppiamento e dell'amplificatore differenziale finale.

Nei limiti di approssimazione in cui il rapporto di attenuazione di modo comune, R_{MC} , dell'amplificatore differenziale si può scrivere:

$$(9) \quad R_{MC} \approx \frac{R_6 - R_8}{R_5}$$

Essendo trascurabile il contributo dei due inseguitori catodici, la (9) esprime anche la R_{MC} della configurazione.

Benchè come già detto la R_{MC} richiesta non debba essere molto elevata, la realizzazione di tale rapporto richiede l'impiego di 3 amplificatori operazionali. L'adozione del circuito in Fig. 8b, di realiz

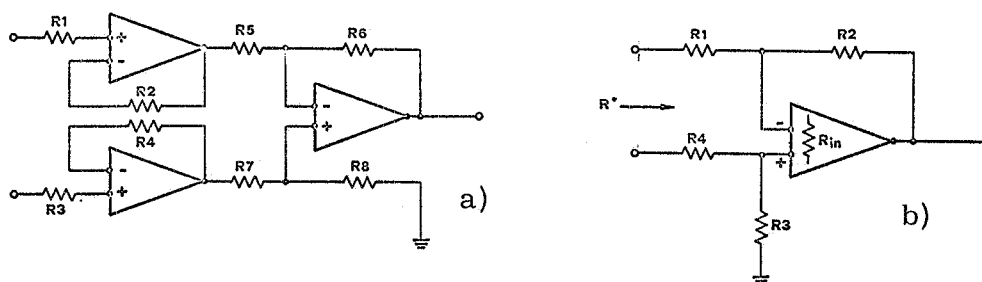


FIG. 8 - a) Amplificatore differenziale inseguitore con elevata impedenza d'ingresso; b) amplificatore differenziale.

zazione semplice, richiede daltronde una verifica dell'impedenza di ingresso.

Se chiamiamo con R_{IN} l'impedenza intrinseca dell'amplificatore, per l'impedenza R^x della configurazione si può scrivere:

$$R^{xx} = \frac{R_1 + R_2}{1 + \frac{R_2}{R_1} \frac{A - 2R_2/R_{IN}}{A + (R_1 + R_2)/R_1}}$$

che risulta dell'ordine di R_1 se $A \gg 1$, avendo supposto nelle approssimazioni che sia $R_1 = R_4$ e $R_2 = R_3$. L'esigenza della stabilità in temperatura e della precisione nella scelta dei partitori di reazione rimane quindi necessaria per una ragione di più.

Il partitore della tensione di riferimento è stato scelto ad impedenza costante al variare della posizione dei commutatori, ossia del rapporto di partizione. Esso deve ovviamente realizzare un rapporto di partizione con precisione elevata. Lo schema del partitore di tipo potenziometrico alla Kelvin-Varley è mostrato in Fig. 9.

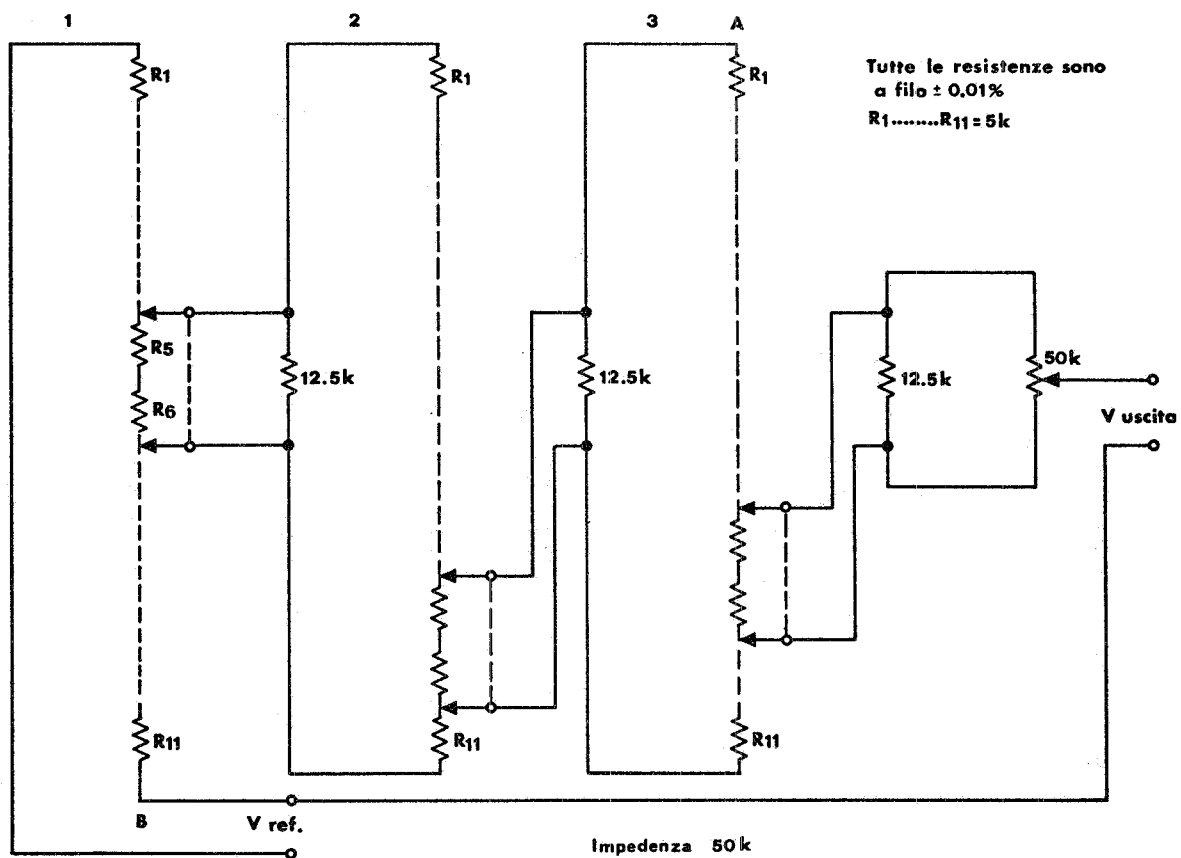


FIG. 9 - Partitore di Kelvin-Varley

RISULTATI DELLA MISURA COL CIRCUITO IN c.c. -

Il circuito in c.c. realizzato non ha fornito risultati soddisfacenti causa la difficoltà di ottenere una stabilità termica sufficiente sia nel canale di segnale che in quello di riferimento. La stabilità durante un'intera giornata è stata misurata pari a circa ± 5 G, mentre la riproducibilità risultava di ± 10 G. La stabilità dello zero era dello ordine di ± 2 G entro una giornata.

CIRCUITO DI MISURA IN CORRENTE ALTERNATA. -

Il circuito di misura in corrente alternata permette di ovviare alle lente derive degli amplificatori permettendo di realizzare una stabilità ed una riproducibilità migliori.

Il guadagno di amplificazione può essere ottenuto tramite un circuito di reazione a trasformatore e risulta perciò in tal modo dipendente soltanto dal rapporto di trasformazione ossia dal rapporto spire, con una ottima stabilità e riproducibilità. Il circuito completo compare nella Fig. 10.

Un altro vantaggio del circuito a corrente alternata è quello del prelievo del segnale nel canale di riferimento tramite un trasformatore. Ciò permette di disporre di un ingresso unipolare con riferimento a massa verso l'inseguitore di disaccoppiamento in ingresso al partitore.

L'adozione del circuito in corrente alternata consente di sfruttare a pieno i vantaggi della tecnica della rivelazione sincrona. Questa garantisce un elevato grado di insensibilità della misura ai disturbi esterni permettendo un grado elevato di reiezione del rumore sovrapposto al segnale ossia una sensibilità spinta al limite della stabilità intrinseca della sonda.

Un inconveniente di tale tecnica risulta d'altronde dal fatto che il segnale d'eccitazione deve rigorosamente essere in fase con il segnale del canale di riferimento.

Il segnale di zero, dopo ulteriore amplificazione, viene demodulato sincronamente da un circuito a FET ed inviato all'indicatore analogico di zero. Un circuito di rifasamento compensa eventuali errori di fase rendendo massima l'efficienza di rivelazione.

Il rifasamento risulta d'altronde necessario fra i segnali dei due canali nel punto di somma dove si effettua la loro comparazione.

Occorre rilevare che una variazione dei parametri nella rete di rifasamento si traduce in una mancanza di stabilità della misura.

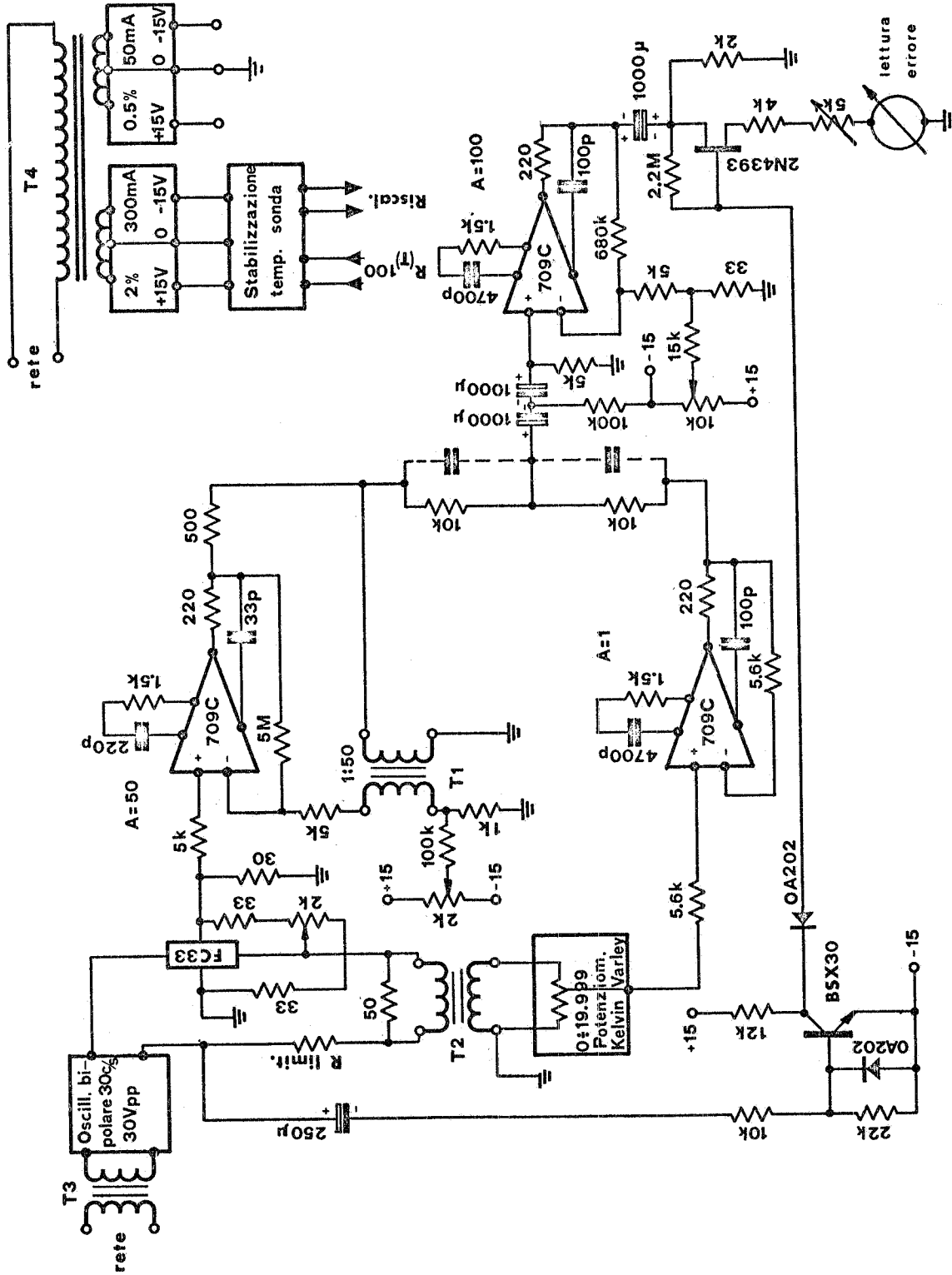


FIG. 10 - Schema elettrico del circuito di misura in c. a.

La frequenza del segnale di eccitazione va scelta in modo che con costanti di accoppiamento di uso comune lo sfasamento introdotto della rete di accoppiamento sia trascurabile. Chiamando con $R_a C_a$ la costante di accoppiamento si può scrivere:

$$(10) \quad \varphi = \arctg \frac{1}{R_a C_a} \approx \frac{1}{R_a C_a}$$

Al confronto fra le due forme d'onda, di segnale $A \cos \omega t$ e di riferimento $A \cos(\omega t + \varphi)$ si ottiene come segnale di errore:

$$e = A \cos \omega t - A \cos(\omega t - \varphi) \approx -A \sin \omega t \sin \varphi \approx -A_1 \varphi \sin \omega t$$

Dopo il demodulatore il segnale errore mediato sul semiperiodo si può esprimere, tenendo conto della (10)

$$(11) \quad \overline{|e|} = \frac{A}{\pi \omega R_a C_a}$$

da cui per la costante $R_a C_a$ si ottiene, chiamando con e_r l'errore medio relativo,

$$R_a C_a = \frac{1}{\pi \omega \overline{|e_r|}}$$

Per un errore relativo di ampiezza $\overline{|e_r|}$ dell'ordine di 10^{-4} causato dall'accoppiamento, occorre disporre di una costante $R_a C_a$ di circa 5 sec per $\omega \approx 628$ rad/sec (100 HZ). Siccome su tutto il campo di temperatura ci si può aspettare una variazione di $R_a C_a$ complessiva del 10%, la costante di accoppiamento può essere ridotta di un fattore 10, pur dovendo accettare un piccolo errore di fase la cui stabilità però non introduce contributi apprezzabili se non nell'intervallo dei 10^{-4} .

Notiamo infine che la dipendenza dell'errore dalla pulsazione va come $1/\omega$: per utilizzare dunque delle costanti di accoppiamento dell'ordine dei decimi di secondo, mantenendo l'errore relativo dello ordine dei 10^{-4} , basta decuplicare la pulsazione.

La frequenza più opportuna per la corrente di eccitazione sembra per tali ragioni essere dell'ordine del Kilociclo. Osservando ancora la (11) si deduce l'importanza della frequenza del segnale di eccitazione nei riguardi della stabilità. L'errore medio assoluto varia infatti con una derivata rispetto alla temperatura che si esprime con:

18.

$$\frac{d\overline{e}}{d\theta} = - \frac{1}{R_a C_a} \frac{1}{\omega^2} \frac{d\omega}{d\theta}$$

L'esigenza di una stabilizzazione della frequenza dell'oscillatore della corrente di eccitazione si pone perciò al di sopra di precisioni del 10^{-5} anche per $d\omega/d\theta \approx 10^{-2}$.

Occorre infine notare che per un corretto azzeramento del ponte di misura risulta conveniente, per migliorare la precisione e la sensibilità, di disporre di un filtro sul segnale di somma dopo la comparazione. Ciò non risulterebbe necessario se la forma d'onda di eccitazione fosse priva di distorsioni fino al limite di precisione desiderata.

L'errore medio relativo alla fondamentale dopo il confronto, dovuto alle componenti armoniche di ordine dispari, si esprime con:

$$|\overline{e_{ar}}| = \frac{1}{\pi} \sum_n^{\infty} \frac{1}{2n+1} \frac{A_{2n+1}}{A_1} \quad \text{con } n = 0, 1, 2, \dots$$

che deve risultare inferiore alla precisione che si vuole realizzare. La presenza di 3^a armonica allo 0,1% ($A_3/A_1 = 10^{-3}$) fornisce un contributo nell'intervallo di errore dei 10^{-4} .

L'introduzione di un filtro attivo a banda molto stretta per il filtraggio della fondamentale o per la reiezione della 3^a armonica sembra necessario sperimentalmente quando si devono realizzare precisioni intorno al 10^{-4} .

Per il partitore della tensione di riferimento in c. a. è stato realizzato un partitore attivo del tipo mostrato in Fig. 11. Esso è formato da 10 resistori di alta precisione e stabilità che forniscono le tensioni di partizione ai tre commutatori del partitore. Attraverso degli anode-follower operazionali le tensioni vengono sommate analogicamente con pesi scalanti su un altro amplificatore operazionale che fornisce anche una bassa impedenza d'uscita.

Il vantaggio di questa configurazione è essenzialmente quello di ovviare alla necessità di lunghi cablaggi e quindi di accoppiamenti di interconnessione che potrebbero influire sia sulla fase che sulle distorsioni soprattutto a frequenza relativamente elevata.

RISULTATI DELLA MISURA CON IL CIRCUITO IN c. a. -

Le prestazioni dello strumento in c. a. sono state osservate a lungo per determinarne soprattutto la stabilità e la riproducibilità.

La stabilità è stata determinata sia sullo zero che per valori non nulli di campo. Le misure di linearità e precisione sono state riferite ad un Gaussimetro VARIAN tipo FC-20 e sono perciò valide nei limiti in cui questo può considerarsi uno strumento campione.

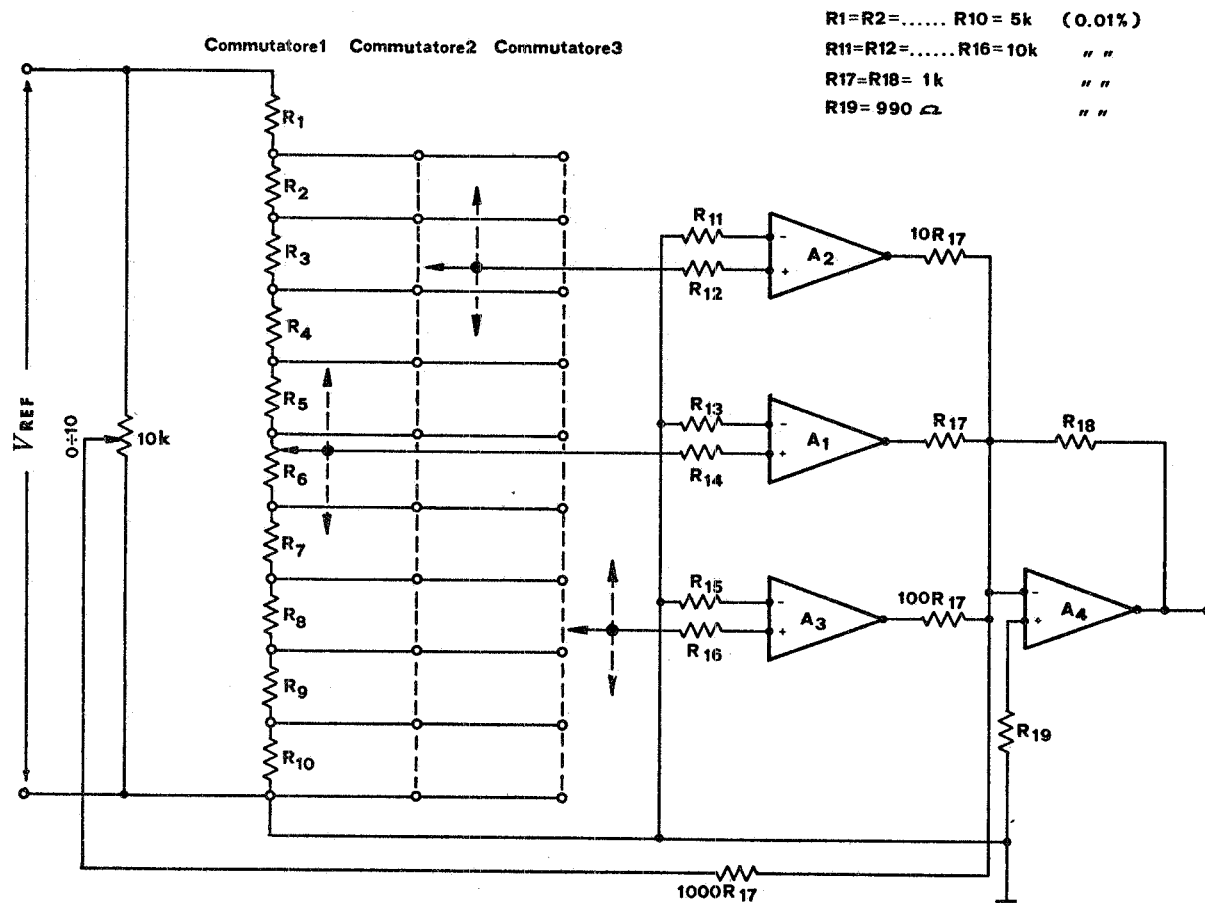


FIG. 11 - Partitore attivo della tensione di riferimento.

Le misure eseguite hanno condotto alla definizione delle seguenti specifiche:

Risoluzione	0.1 G
Riproducibilità	$\pm 0.1\% \pm 2$ G
Linearità	0,2%
Stabilità a medio termine (3 h)	$\pm 0.5 \times 10^{-4}$
Stabilità dello zero a medio termine (3 h)	$\pm 1 \times 10^{-4}$
Coefficiente di temperatura	± 50 p. p. m/ $^{\circ}$ C
Precisione (a 20 $^{\circ}$ C)	$\pm 0.2\%$

Tutte le misure relative sono riferite al fondo scala di 10^4 G = 1 Wb/m^2 .

La non linearità dello strumento è dipendente completamente dalla sonda (tipo SIEMENS FC-34). Nei due esemplari provati successivamente la resistenza di linearizzazione ($\sim 10 \Omega$) è risultata critica a $\pm 0.1\%$.

L'errore più rimarchevole è quello della riproducibilità dipendente principalmente da due fattori: il primo è dovuto alla mancata riproducibilità della temperatura della sonda. La temperatura di stabilizzazione dipende infatti criticamente dalle costanti termiche della sonda e dal modo con cui la zona di banda proporzionale viene raggiunta.

Il secondo fattore dipende dal contributo di armoniche dello oscillatore che di volta in volta non si ristabiliscono allo stesso modo.

Entrambe queste fonti di errore potrebbero essere contenute sia con una realizzazione più idonea degli accoppiamenti termici della sonda, sia disponendo di un filtro attivo di reiezione della 3^a armonica prima del demodulatore del segnale di zero amplificato.

APPENDICE A. - STABILIZZAZIONE CON P. T. C. -

La resistenza a coefficiente di temperatura positivo sia espressa da:

$$(1) \quad R = R_0 + C e^{\alpha(\theta - \theta_0)} = R_0 \left[1 + C_1 e^{\alpha(\theta - \theta_0)} \right]$$

Determiniamo le costanti in modo che per $T_0 = 20^\circ\text{C}$:

$$R_0(20^\circ\text{C}) = 50 \quad ; \quad R(80^\circ\text{C}) = 148 \quad ; \quad R(100^\circ\text{C}) = 17000$$

che risultano dalle curve di taratura della P. T. C. (Philips 2322-660-90002).

Dalla (1) si ha

$$\alpha = \frac{\ln 173}{20} = 0.2579 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}; \quad C = \frac{R(100^\circ\text{C}) - R_0}{e^{\alpha 80}} = 18.5 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega$$

da cui si può calcolare C_1

$$C_1 = \frac{C}{R} = 3.7 \times 10^{-7}$$

All'equilibrio termico vale la relazione:

$$\frac{V^2}{R} = KS(\theta - \theta_0)$$

K = coeff. di adduzione termica

dove

S = superficie dissipante

Sostituendo la (1) e ponendo $\theta - \theta_0 = z$

$$(2) \quad \frac{V^2}{R_0 KS} = z(1 + C_1 e^{\alpha z}) = K$$

22.

K acquista il significato di salto termico complessivo che la sonda subirebbe, alimentata alla tensione V se la resistenza si mantenesse del valore che ha a 20°C.

Possiamo valutare $z = T - T_0$ ossia la sopraelevazione di temperatura rispetto all'ambiente per diversi valori di K per determinare in tal modo il punto di lavoro della sonda. K viene fatto variare da 10^2 a 10^4 . Per fare un esempio se $V = 20$ V il valore di $K = 10^2 \div 10^4$, significa una dissipazione della sonda che varia da

$$KS = 0.08 \div 0.0008 \text{ W/}^\circ\text{C}$$

Per un termostato che assorba 50 mA a 20 V, $KS = 0.0125 \text{ W/}^\circ\text{C}$, si ha $K = 640^\circ\text{C}$.

La funzione di equilibrio (2) si può scrivere:

$$K = (T - T_0) \left[1 + C_1 e^{\alpha(\theta - \theta_0)} \right]$$

in cui, essendo C_1 , α , K assegnati, la T è funzione della temperatura ambiente T_0 . La soluzione unica della (2) per z non ci permette di ricavare alcuna informazione dall'equazione suscritta.

La potenza generata nella sonda vale:

$$P_g = \frac{V^2}{R} = \frac{V^2}{R_0(1 + C_1 e^{\alpha z})}; \quad \frac{dP_g}{dz} = \frac{V^2}{R_0} \frac{C_1 e^{\alpha z}}{(1 + C_1 e^{\alpha z})^2}$$

$$\frac{dP_g/P_g}{dz} = \frac{C_1 e^{\alpha z}}{1 + C_1 e^{\alpha z}}$$

siccome si ha $K = z(1 + C_1 e^{\alpha z})$

$$\frac{dP_g/P_g}{dz} = \frac{C_1 \alpha}{K} z e^{\alpha z}$$

La potenza dissipata vale:

$$P_d = \frac{V^2}{R_0 K} z; \quad \frac{dP_d/P_d}{dz} = \frac{1}{z}$$

Il coefficiente di reiezione della temperatura esterna si può dunque assumere:

$$(3) \quad \beta = \frac{d P_g / P_g}{d P_d / P_d} = \frac{C_1}{K} z^2 e^{\alpha z}$$

che è stata riportata in funzione di K.

Vogliamo ora calcolare la dipendenza di z delle variazioni di V. Differenziando la (2) e chiamando con

$$\beta = R_o K S = \frac{V^2}{K}$$

si ottiene:

$$\frac{2V dV}{\beta} = dz(1 + C_1 e^{\alpha z}) + C_1 \alpha z e^{\alpha z} dz$$

$$\frac{dV}{dz} = \frac{\beta}{2V} (1 + C_1 (1 + z \alpha) e^{\alpha z})$$

Per scegliere un campo di variazione analogo a quello adottato in precedenza dovremo fare:

$$= (0.08 \div 0.0008) 50 = 4 \div 0.04 (V^2 / ^\circ C)$$

I grafici di $dV/dz(V)$ sono riportati con parametro β .

Per elevate dissipazioni si vede che $(dV/V)/(dz)$ costante. Comunque la $(dV/V)/(dz)$ è costante entro certi limiti di approssimazione per tensioni di alimentazione elevate.

L'inverso di tale variazione, la $dz/(dV/V)$ riportata in figura, rappresenta la variazione del salto termico per ogni variazione unitaria percentuale della tensione.

CONCLUSIONI. -

Su di una sonda sperimentale misurando il salto termico z, e la potenza Pd dissipata a regime si può misurare il coefficiente di adduzione totale

24.

$$KS = \frac{Pd}{\theta - \theta_0} = \frac{Pd}{z}$$

Ciò permette di ricavare il valore di

$$K = \frac{V_z^2}{R_0 Pd}$$

assegnando la tensione di lavoro V che possiamo considerare come parametro di progetto.

Le curve ricavate per $\varphi(K)$, $\frac{dV/V}{dK}$ (K) ci portano a concludere che è conveniente scegliere $K \approx 3000$.

La tensione di lavoro, per un buon funzionamento, risulta pertanto:

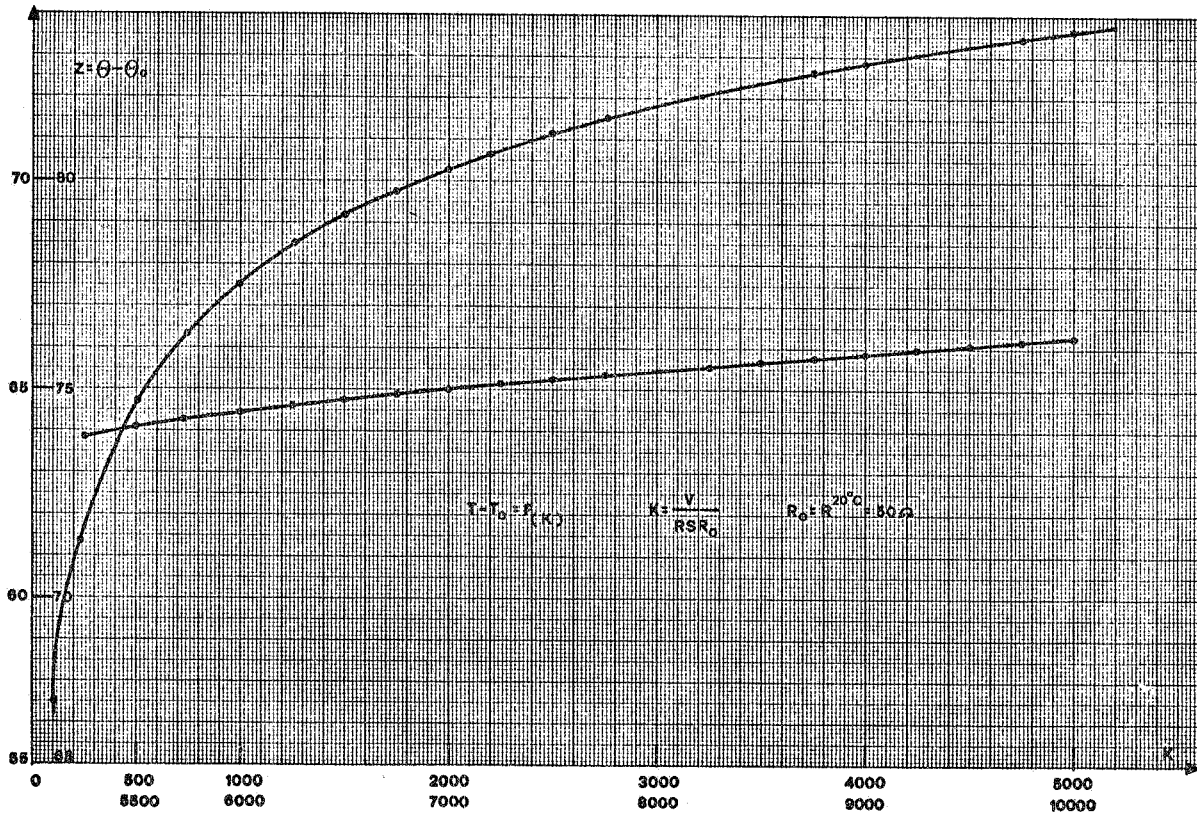
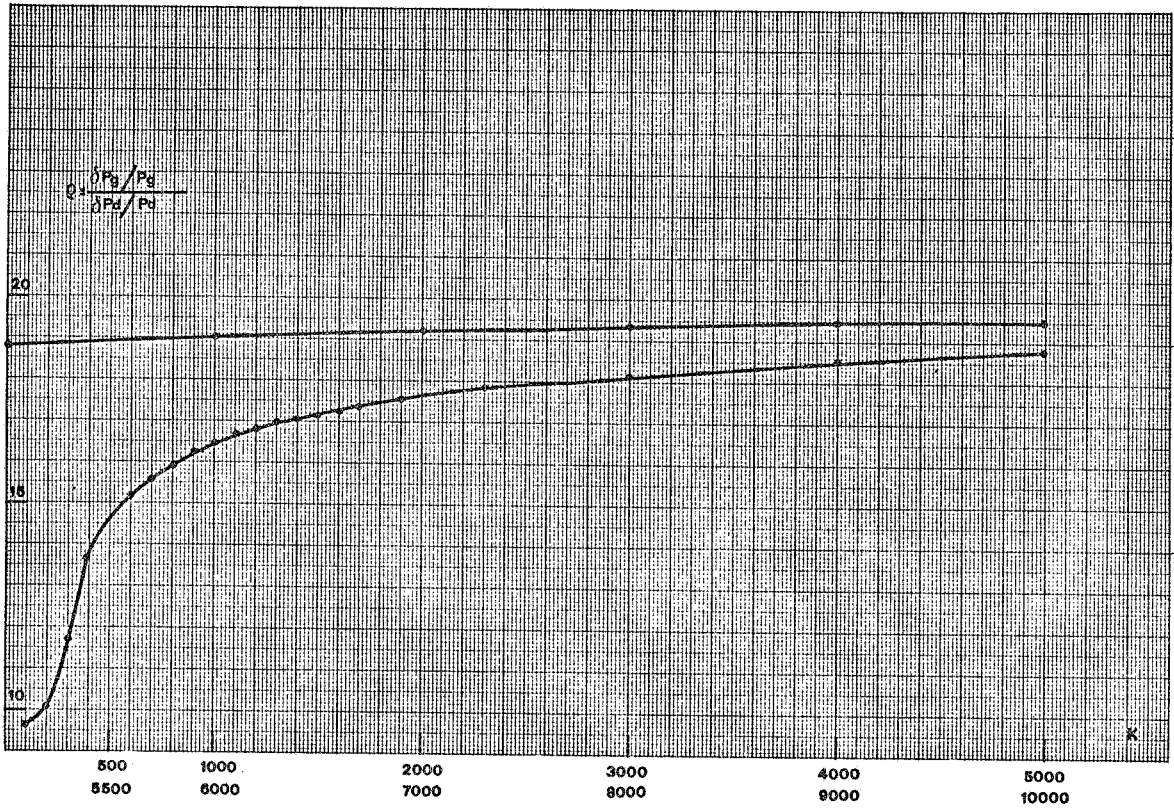
$$(4) \quad V \geq 10^2 \sqrt{15 \frac{Pd}{z}}$$

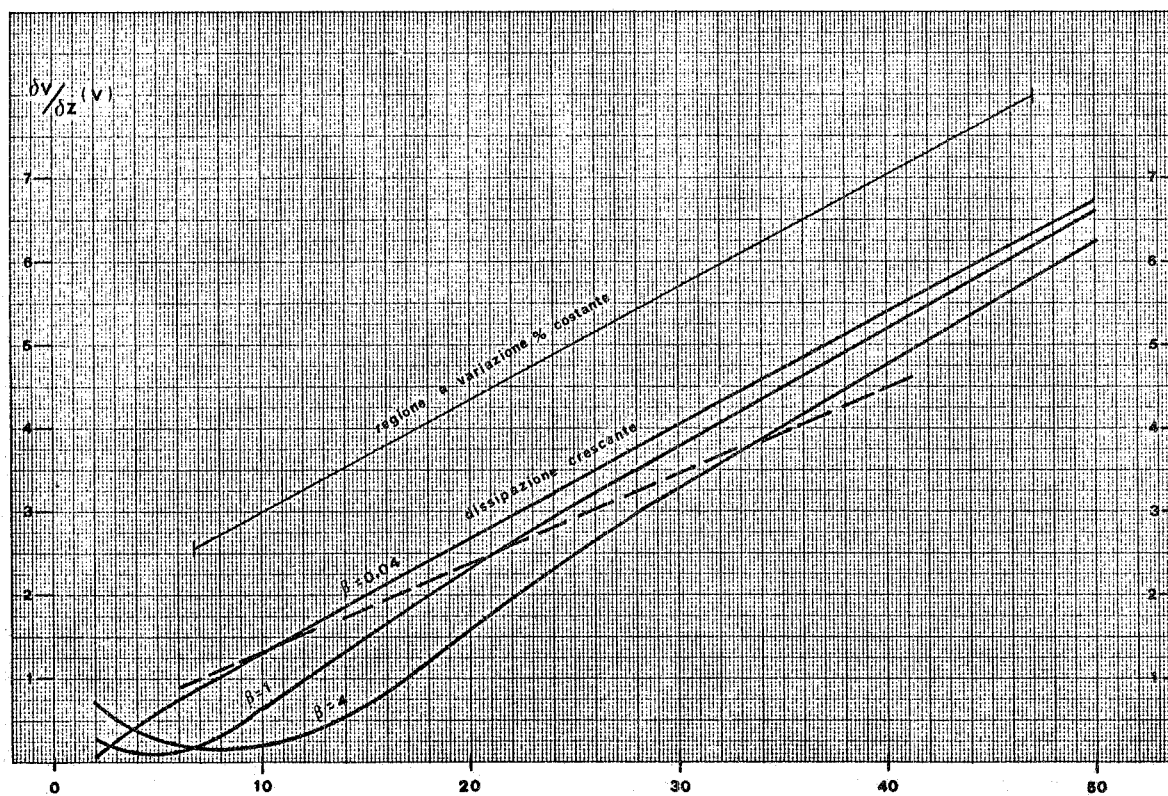
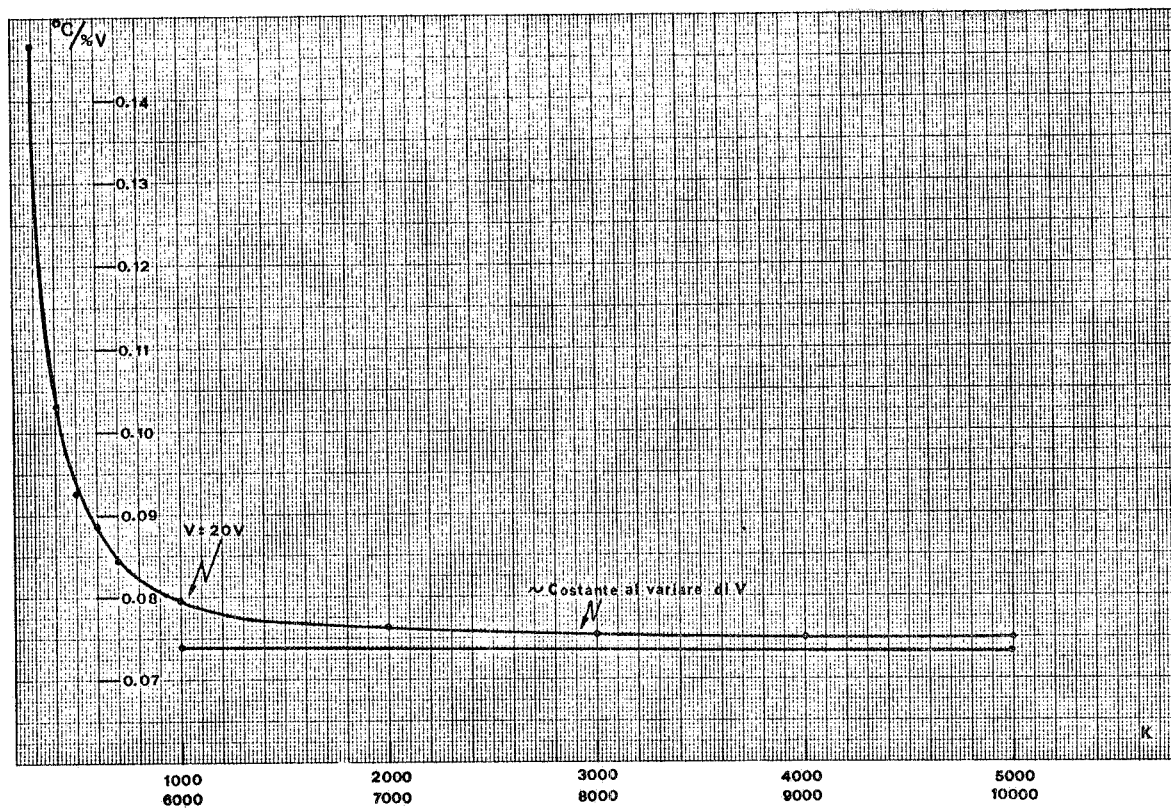
Per una sonda di tipo diverso da quello scelto analoghe conclusioni possono essere tratte.

Abbiamo verificato tuttavia che il valore di K per un comportamento ottimo varia di poco da P.T.C. a P.T.C., per cui la (4) può essere generalizzata al modo seguente

$$V \geq 10 \sqrt{\frac{30 R_0 Pd}{z}}$$

Con la scelta fatta il salto termico che possiamo leggere dal grafico $z = F(k)$ risulta di circa 72°C ossia la temperatura di lavoro della sonda $\approx 100^\circ\text{C}$.





BIBLIOGRAFIA. -

- (1) - A. V. Soukas, Hall probe regulator action and Hall generator evaluation, BNL Internal report, (AGS) AVS-1 (1961).
- (2) - J. R. Mulady, Precision magnetic field measurements with Hall Effect probes, Proc. Intern. Sympon. Magnet Technology, Stanford (1965).
- (3) - P. A. Reeve, F. G. Swales and P. D. Wrooth, A Hall effect magnetic field probe system of high stability, Proc. Intern. Symp. on Magnet Technology (1968), pag. 693-698.
- (4) - E. Andrich, Utilization des Thermistances CTP comme element chauffants autoregulés, Philips Techn. Rev. 30, 170 (1970).
- (5) - M. Placidi, F. Soso e M. Vescovi, Un misuratore di campo magnetico a sonda di Hall, Frascati Report LNF-68/30 (1968).