

COMITATO NAZIONALE PER L'ENERGIA NUCLEARE
Laboratori Nazionali di Frascati

LNF - 68/30
28 Maggio 1968

M. Placidi, F. Soso e M. Vescovi : UN MISURATORE DI
CAMPO MAGNETICO A SONDA DI HALL. -

Servizio Documentazione
dei Laboratori Nazionali di Frascati del CNEN
Casella Postale 70 - Frascati (Roma)

Nota Interna: n° 401
28 Maggio 1968

M. Placidi, F. Soso e M. Vescovi: UN MISURATORE DI CAMPO MAGNETICO
A SONDA DI HALL, -

Descriviamo la realizzazione di un misuratore di campo magnetico a sonda di Hall, adatto alla misura di campi variabili nel tempo.

Lo strumento fornisce una tensione proporzionale alla intensità del campo, stabile e ripetibile a meglio di $2 \cdot 10^{-4}$, con una linearità (in funzione del campo) di $\pm 2 \cdot 10^{-3}$ nell'intervallo $0,2 \div 1$ T. La realizzazione è semplice, mentre la taratura richiede una serie di accurati confronti con uno strumento campione.

1. INTRODUZIONE. -

È ben noto^(1, 2) che in un conduttore o semiconduttore percorso da corrente nella direzione x , immerso in un campo magnetico orientato lungo l'asse z , ha origine un campo elettrico (v. Fig. 1):

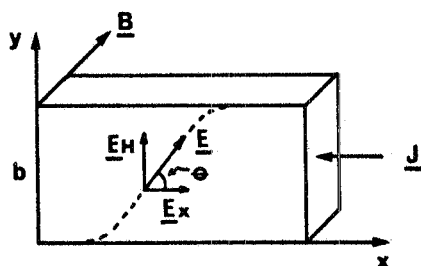


FIG.1 - Relazione tra il campo elettrico \vec{E}_H , la corrente \vec{J} e l'induzione \vec{B} . Linea di forza del campo \vec{E} risultante.

2.

$$(1) \quad \vec{E}_H = -R \vec{J} \wedge \vec{B}$$

nella direzione y . Il coefficiente di Hall R è misurato in $\text{cm}^3/\text{coulomb}$ se J è misurata in Amp/cm^2 , E_H in Volt/cm , B in $\text{Volt}\cdot\text{sec}\cdot\text{cm}^{-2} = 10^8$ Gauss.

Il campo \vec{E}_H , a regime, compensa la forza di Lorentz $q\vec{v} \wedge \vec{B}$ applicata ai portatori di carica q , e si compone col campo \vec{E}_x che determina la densità di corrente \vec{J} , cosicchè il campo elettrico risultante forma con l'asse x un angolo di Hall θ ($\text{tg } \theta = E_H/E_x$).

Se nella direzione y il conduttore è limitato da superfici libere, la corrente di regime in tale direzione è nulla; tra due punti distanti b lungo l'asse y (v. Fig. 1), si misura una d. d. p.

$$(2) \quad V_H = \frac{R}{a} I B$$

che, nell'ipotesi $R = \text{cost}$, consente una misura di B tramite V_H una volta fissata la corrente di controllo I . Tuttavia le sonde di Hall a semiconduttore realizzate per questo scopo si discostano in varia misura dal comportamento lineare ideale.

Affinchè dalla (1) si possa dedurre la (2), il materiale deve essere omogeneo e isotropo, in particolare esente da impurità e imperfezioni; non vi debbono essere gradienti di temperatura all'interno del semiconduttore nè tra il semiconduttore e gli elettrodi per la misura di V_H , e per la corrente I ; gli elettrodi non debbono avere effetto raddrizzante.

Queste condizioni in pratica sono irrealizzabili; gli elettrodi sono usualmente di materiale diverso dal campione, e nella direzione y accanto all'effetto Hall se ne hanno altri.

Il primo di questi si manifesta con un gradiente di temperatura trasverso (effetto Ettingshausen). Altri due effetti si hanno quando nel campione v'è un gradiente di temperatura longitudinale e sono l'effetto Nerst e l'effetto Righi-Leduc.

Nei semiconduttori, grazie all'elevata conducibilità termica, il contributo degli effetti nominati è trascurabile rispetto ad altri che ora diremo.

Il coefficiente R nella eq. (2) è indipendente da B solo per campioni puntiformi o di lunghezza infinita (lungo x). Altrimenti la relazione va scritta più propriamente⁽³⁾

$$(3) \quad V_H = \frac{R}{a} I B \cdot G(A, B)$$

Scegliendo convenientemente il fattore di forma A , cioè le dimensioni dello elemento, il termine $G(A, B)$ cresce lentamente con B .

Questa non linearità può essere in parte compensata sfruttando convenientemente l'aumento con B della resistenza interna R_{iH} dell'elemento,

relativa ai terminali tra i quali si misura V_H (v. Fig. 2). Tale effetto magnetostriattivo è abbastanza accentuato nei semiconduttori a causa della dispersione di velocità dei portatori di carica.

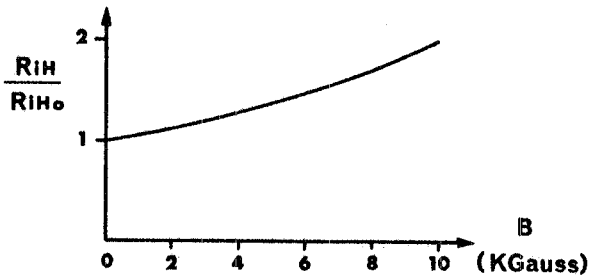


FIG. 2 - Andamento della resistenza R_{iH} di un elemento InAs, in funzione del campo magnetico ortogonale.

Disponendo all'uscita V_H un resistore esterno R_L (v. Fig. 3) si fa intervenire la R_{iH} e si misura una tensione ridotta

$$(4) \quad V_{HL} = \frac{R_L}{R_{iH} + R_L} V_H$$

nella quale l'effetto del termine G , per il quale V_H/B cresce con B , e quello di R_{iH} , per cui $R_L/(R_{iH} + R_L)$ decresce con B , si bilanciano con una scelta opportuna di R_L .

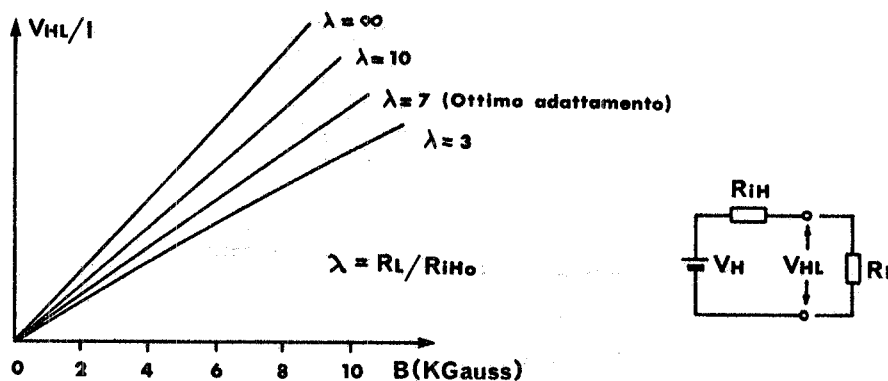


FIG. 3 - Tensione di Hall V_{HL} in funzione del campo magnetico e del coefficiente di adattamento λ .

Anche nelle sonde meglio costruite, il valore ottimo di R_L oscilla da esemplare a esemplare, ed inoltre si ha una non linearità residua.

Un ruolo non trascurabile gioca ai fini della stabilità del sistema la dipendenza dalla temperatura T sia del coefficiente R che della resistenza interna R_{iH} . Un rimedio ovvio consiste nel termostatare l'elemento di Hall.

Allo stesso modo di R_{iH} , anche la resistenza dell'elemento tra i terminali nei quali fluisce la corrente I dipende da B e da T . Si preferisce quindi alimentare la sonda con un generatore esterno di corrente.

4.

Infine, va tenuto conto di una tensione d'errore V_{H0} (dell'ordine di 10^{-3} Volt) dovuta a un imperfetto allineamento dei terminali di V_H , sul semiconduttore. La tensione V_{H0} è indipendente da B (rappresenta la tensione residua per $B=0$), anche nel segno, e proporzionale al valore della corrente I . Una eventuale correzione di V_{H0} richiede un circuito apposito, esterno alla sonda stessa.

2. DESCRIZIONE GENERALE DELLO STRUMENTO. -

Dei tre parametri esterni che influenzano la tensione di Hall, conviene, per una misura di campo magnetico fissare la corrente di controllo I e la temperatura T nell'elemento. Nel dispositivo schematizzato in Fig. 4, la sonda è alimentata da un generatore di corrente continua I molto stabile, costituito da un amplificatore operazionale modulare e un transistor di potenza.

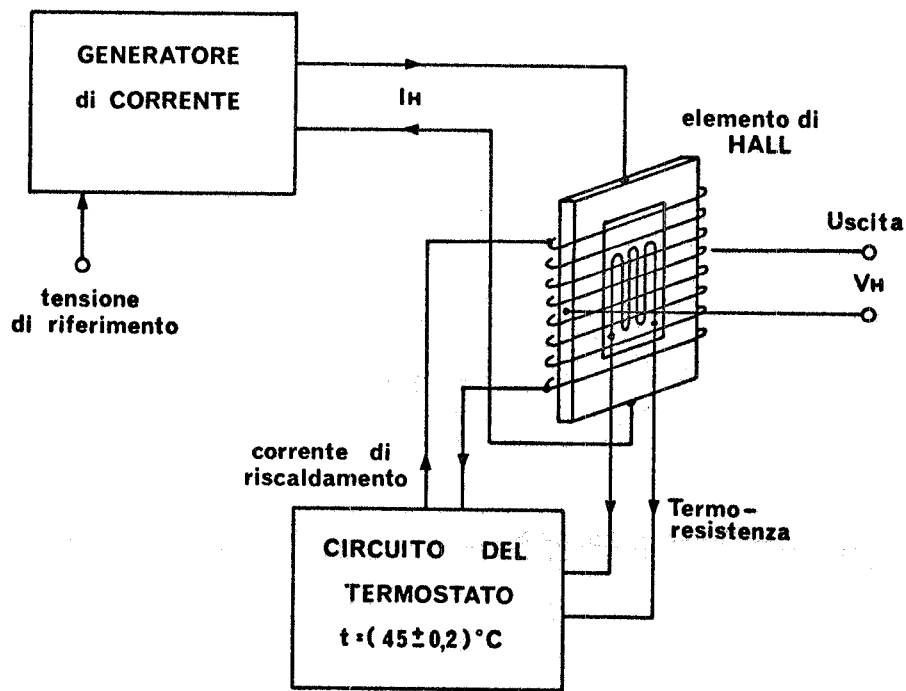


FIG. 4 - Schema a blocchi del dispositivo.

L'impiego di corrente continua, piuttosto che alternata, semplifica sia il generatore di corrente che la lettura della tensione di Hall, mediante un voltmetro numerico o altro strumento con sufficiente sensibilità (100 mV f. s.) e accuratezza (10^{-4}).

Nel circuito del termostato che controlla la temperatura T e che impiega ancora un A.O. e un transistor, una corrente di riscaldamento, proporzionale alla differenza tra il valore di una termoresistenza e di un resistore fisso, è inviata in un avvolgimento che circonda elemento di Hall e termoresi-

stenza posti a contatto.

I componenti della sonda sono fissati con resine siliconiche ed epossidiche, e collegati ai circuiti di alimentazione con una piattina a otto conduttori (v. Fig. 11).

Le dimensioni della sonda sono contenute entro 40 x 12 x 4 mm.

Il circuito elettronico assicura la stabilità e la ripetibilità della tensione V_H . La linearità si ottiene determinando per diverse sonde commerciali la resistenza di terminazione più conveniente.

3. IL GENERATORE DI CORRENTE. ANALISI DEL FUNZIONAMENTO. -

Lo schema di principio, per un carico R_L connesso a massa, è quello di Fig. 5. Oltre l'A.O. sono necessari una tensione di riferimento V_r stabile, un resistore di shunt R_s e i resistori di reazione R_1, R_2 , stabili anch'essi. Il transistor di potenza si considera parte dell'A.O., che altrimenti non potrebbe erogare la corrente richiesta.

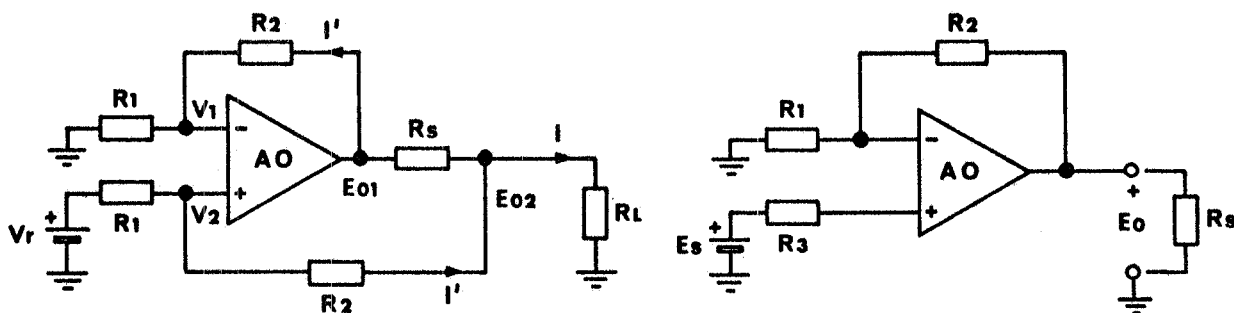


FIG. 5 - Generatore di corrente. Il circuito si riduce a un amplificatore invertitore (a destra) se $R_L \ll R_s$, $E_{o2} \ll E_{o1} = E_o$. $R_3 = R_1 \parallel R_2$, $E_s = R_3 V_r / R_1$.

Se si suppone l'amplificatore ideale, con impedenza d'ingresso e guadagno infiniti, allora $V_1 \approx V_2$ e da

$$(6) \quad \frac{E_{o2} - V_2}{R_2} = \frac{V_2 - V_{rif}}{R_1} ; \quad \frac{E_{o1} - V_1}{R_2} = \frac{V_1}{R_1} ; \quad V_1 \approx V_2$$

si ricava, con i simboli di Fig. 5

$$(7) \quad E_{o1} - E_{o2} = \frac{R_2}{R_1} V_r$$

Se si suppongono altresì trascurabili, rispetto a I , le correnti nei rami R_2 , si ha

6.

$$(8) \quad I = \frac{E_{O1} - E_{O2}}{R_S} = \frac{R_2}{R_1 R_S} V_r = \text{cost.}$$

Per un'analisi più accurata occorre risolvere il circuito di Fig. 5a sostituendo all'A.O. un conveniente circuito equivalente in c.c. Per semplificare il calcolo, essendo nel nostro caso R_L molto bassa ($R_L \approx 4,5 \Omega$), minore anche di R_S , assumiamo dapprima $E_{O2} \approx 0$, salvo valutare in seguito l'errore introdotto da tale approssimazione.

Il circuito si riduce allora alla configurazione di amplificatore non invertitore, Fig. 5b, e, mediante il circuito equivalente in c.c. dell'A.O. (4), alla rete di Fig. 6, le cui equazioni sono:

$$\frac{V_2}{R_3} + \frac{V_2 - V_3}{R_d} = \frac{E_S + V_{OS}}{R_3} - I_2$$

$$(9) \quad \frac{V_3}{R_{CM}} + \frac{V_3 - V_2}{R_d} + \frac{V_3 - V_1}{R_d} = 0$$

$$V_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + \frac{V_1 - V_3}{R_d} = \frac{A'}{R_2'} (V_2 - V_1) + \frac{A'_{CM}}{2 R_2'} (V_1 + V_2) - I_1$$

con

$$(10) \quad A' = \frac{R_S}{R_O + R_L} A; \quad A'_{CM} = \frac{R_S}{R_O + R_S} A_{CM}; \quad R_2' = R_2 + (R_O // R_S)$$

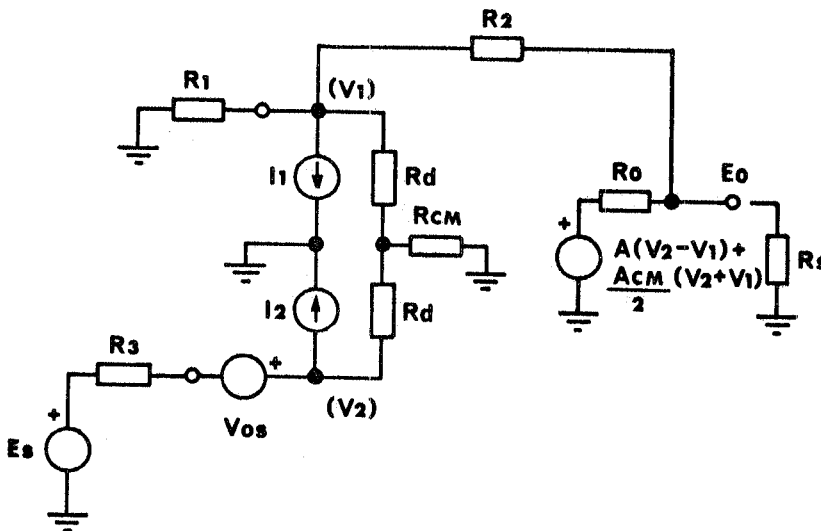


FIG. 6 - Circuito equivalente in c.c. dell'A.O. di Fig. 5. V_{OS} = tensione di offset; I_1, I_2 = correnti di ingresso; $2R_d$ = resistenza differenziale d'ingresso; R_{CM} = resistenza d'ingresso di modo comune; A = guadagno differenziale; A_{CM} = guadagno di modo comune; R_O = resistenza d'uscita.

Risolvendo rispetto a V_1, V_2 si ottiene per $E_o = A'(V_2 - V_1) + \frac{A'_{CM}}{2} (V_2 + V_1)$:

$$(11) \quad E_o = \frac{-1}{\Delta} \left\{ (E_s + V_{os} - R_3 I_3) \left[(1+K) \left(1 + \frac{1}{2R_{jCM}} \right) + \frac{R'_2}{R_d} \frac{1}{2R_{jCM}} + \frac{R'_2}{R_d + 2R_{CM}} \right] + R'_2 I_1 \left[1 + \frac{R'_2}{R_d + 2R_{CM}} - \frac{1}{2R_{jCM}} \left(1 + \frac{R_3}{R_d} \right) \right] \right\}$$

con

$$(12) \quad \Delta = - \left\{ 1 + \frac{1+K}{A'} \left[1 + \frac{R_3}{R_d} \left(1 - \frac{R'_D}{R_d} \right) \right] - \frac{1}{2R_{jCM}} \left(1 + \frac{R_3}{R_d} \right) + \frac{R_3}{R_d + 2R_{CM}} \left(1 + \frac{R'_2}{A'R_d} \right) + \frac{R'_2}{A'R_d} \left(1 - \frac{R'_D}{R_d} \right) \right\}$$

avendo posto $K = R'_2/R_1$, $R_{jCM} = A'/A'_{CM}$ (reiezione di modo comune), $R'_D = R_{CM} // R_d/2$.

Se si considerano quali valori tipici dei parametri dell'A. O.

$$A \approx 10^4, \quad R_{jCM} \approx 10^{-4}, \quad R_d \approx 10^5 \Omega, \quad R_{CM} \approx 10^7 \Omega, \quad R_o \leq 100 \Omega$$

insieme al fatto che R_1, R_2 si scelgono usualmente nell'intervallo $R = 10^3 \div 10^5 \Omega$, e che nel nostro caso $R_s \approx 50 \Omega$, si trova che la

$$(13) \quad E_o = \frac{(E_s \pm V_{os}) \left[(1+K) \left(1 + \frac{1}{2R_{jCM}} \right) + \frac{R'_2}{2R_d} \frac{1}{R_{jCM}} + \frac{R_2}{2R_{CM}} \right] \pm R_2 I_{os}}{1 + \frac{1+K}{A} - \frac{1}{2R_{jCM}} + \frac{R_3}{2R_{CM}} + \frac{R_2}{AR_d}}$$

è ancora accurata entro 10^{-6} , e la

$$(14) \quad E_o = \frac{(E_s \pm V_{os}) \left[1 + K + \frac{R_2}{2R_{CM}} \right] \pm R_2 I_{os}}{1 + \frac{1+K}{A}}$$

è accurata entro 10^{-4} , che è quanto basta ai nostri scopi, poichè la stabilità dei parametri esterni (V_r, R_1, R_2, R_s) non è molto migliore.

$V_{os}, I_{os} = |I_2 - I_1|$ sono precedute dal segno \pm poichè il loro verso fisico è indeterminato a priori, e si esprimono come somma di contributi dovuti alle variazioni dei parametri ambiente:

$$V_{OS} = (V_{OS})_0 + \frac{dV_{OS}}{dT} \Delta T_A + \frac{dV_{OS}}{dV_{al}} \Delta V_{al} + \frac{dV_{OS}}{dt} \Delta t \dots$$

$$I_{OS} = (I_{OS})_0 + \frac{dI_{OS}}{dT} \Delta T_A$$

essendo ΔT_A una variazione della temperatura ambiente, ΔV_{al} una variazione della tensione d'alimentazione, Δt un lungo intervallo di tempo. Naturalmente anche gli altri parametri dell'A.O., A , R_d , R_o , ecc. risentono delle condizioni ambiente, ma è comodo conglobare tutte le cause di deriva dell'A.O. nei coefficienti di V_{OS} .

Tenuto conto di ciò si vede che per $V_r = 5$ Volt, $R_1 = R_2 = 5K\Omega$, $R_s = 50\Omega$, $I = 0.1A$, affinché E_o sia stabile a 10^{-4} occorre ad es. che sia

$$\Delta V_{OS} \leq .9 \cdot 10^{-4} E_s = .2 \text{ mV}; \quad \Delta(R_2 I_{OS}) \leq .2 \cdot 10^{-4} E_s; \quad \Delta I_{OS} \leq 10 \text{ nA}$$

assumendo $\Delta T_A = \pm 10^\circ C$, $\Delta V_{al} = \pm 3 \cdot 10^{-3} V_{al}$, $\Delta t = 24h$, tali requisiti sono soddisfatti ad es. da un A.O. NEXUS SA-11.

Esaminiamo ora l'effetto dell'approssimazione $E_{O2} \approx 0$. Essendo $E_{O2} \approx R_L I = .45$ Volt occorre aggiungere un contributo $(1/2)E_{O2}$ al segnale di modo comune $1/2 V_r$ all'ingresso dell'amplificatore di Fig. 5b. Tuttavia la (14) indica che il contributo relativo del segnale di modo comune è piccolo (dell'ordine di $R_2/4 R_{CM} \approx 10^{-4}$), anche in termini assoluti, anziché di stabilità.

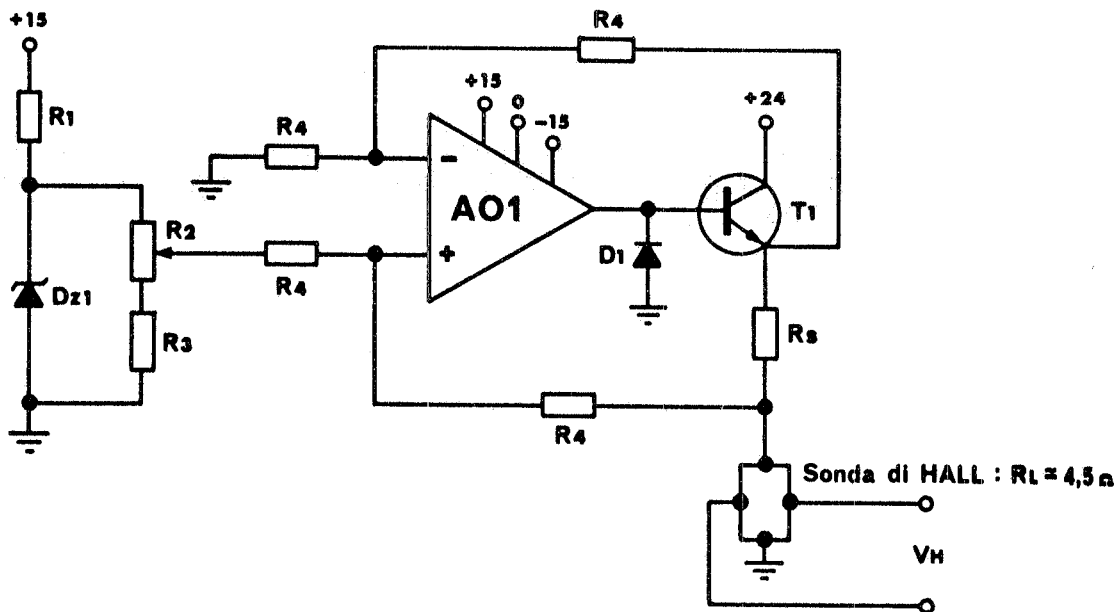


FIG. 7 - Schema costruttivo del generatore di corrente. AO1 = amplificatore NEXUS SA 11, T1 = RCA 40250, D1 = 1N914; DZ1 = 1N1735, Sonda di Hall = Siemens FC 34. Resistori: $R_1 = 900\Omega$, $R_2 = 500\Omega$ pot., $R_3 = 1.5K\Omega$, $R_4 = 10K\Omega$ (tutti MF, 1/4 W), $R_s = 52\Omega$ MF, 2W.

Così pure sono trascurabili le variazioni di I dovute a variazioni di I' (v. Fig. 5a), dovute a loro volta a variazioni di E_{O2} . Queste ultime sono determinate da cambiamenti di R_L e della resistenza dei cavi di collegamento. Ma R_L , oltre ad avere un basso coefficiente termico, è a temperatura costante. La resistenza dei collegamenti si può rendere trascurabile.

Lo schema relativo del generatore di corrente è riportato in Fig. 7.

4. IL TERMOSTATO. -

Lo schema di principio (v. Fig. 8) corrisponde a quello di un normale sistema di regolazione (v. Fig. 9). Se in quest'ultimo si trascura l'impedenza d'uscita degli amplificatori, da

$$(15) \quad V_O = A_2 (V_1 + V_D) = A_2 (A_1 V_e + V_D)$$

$$V_e = V_r - V_f = V_r - \beta V_O$$

si ha

$$(16) \quad V_O = \frac{A V_r + A_2 V_D}{1 + \beta A} ; \quad A = A_1 A_2$$

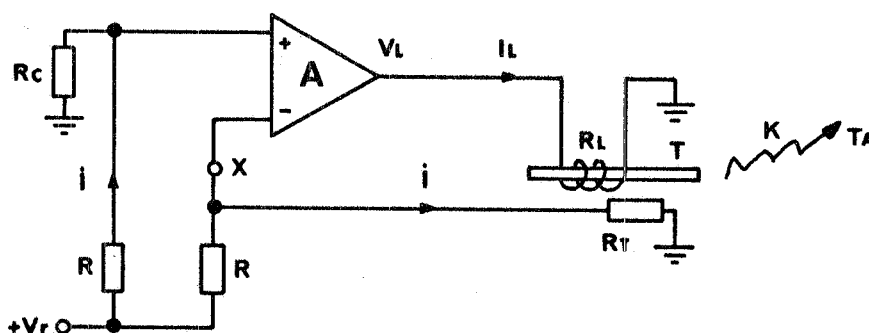


FIG. 8 - Schema di principio del termostato. R_L = avvolgimento di riscaldamento; R_T = termoresistore; K = coefficiente di trasmissione termica tra la sonda, a temperatura T , e l'ambiente a temperatura T_A .

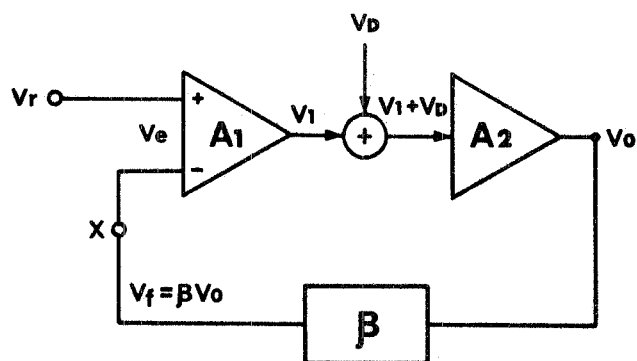


FIG. 9 - Effetto di un segnale indesiderato V_D in un generico sistema di regolazione.

10.

Se il guadagno di loop $|\beta A| \gg 1$, e se la variabile di disturbo $V_D = 0$, si ha $V_O \simeq V_r/\beta$ ossia una regolazione ideale della variabile V_O . In ogni caso lo effetto su V_O di un disturbo V_D , che in assenza di reazione è $A_2 V_D$, risulta ridotto di un fattore $(1+\beta A)$. Sia il termine $A_2 V_D$ che il guadagno di loop βA sono facilmente valutabili. In particolare βA si ottiene aprendo il loop nel punto x, iniettando ivi un segnale variabile V_s in A_1 , e misurando in tali condizioni $V_f = \beta A V_s$.

Per il sistema di Fig. 8, la variabile regolata T è legata alla variabile di riferimento e agli altri parametri dalle equazioni:

$$(17) \quad \begin{aligned} T &= T_A + K(R_L I_L^2) \\ I_L &= V_L/R_L; \quad V_L = A V_e = A(V_r - R_r i) \\ R_T &= R_o + rT \end{aligned}$$

il guadagno di loop risulta quindi

$$(18) \quad A_{0.1.} = 2K r i I_L A$$

La variazione ΔT della temperatura della sonda, per effetto di una variazione ΔT_A della temperatura ambiente, senza regolazione sarebbe $\Delta T = \Delta T_A$; con regolazione (loop chiuso), secondo la (16) è

$$(19) \quad \Delta T = \frac{1}{A_{0.1.}} \Delta T_A = \frac{\Delta T_A}{2K r i I_L A}$$

Con i parametri usati in pratica, $R_L = 100 \Omega$, $R_T = 87 + .59T$, $T_A = 20^\circ C$, $T = 45^\circ C$, $I_L = 62 \text{ mA}$, risulta $K = 65^\circ C/W$. Se si desidera $\Delta T = 0.1^\circ C$ con $\Delta T_A = \pm 10^\circ C$ si ottiene un limite inferiore per A

$$(20) \quad A \geq 10^4$$

Un limite superiore al guadagno a loop aperto è posto dalla stabilità in frequenza del sistema.

Nel nostro caso la costante di tempo termica della sonda ($\tau_1 \approx 10 \text{ min}$) è largamente dominante rispetto alle altre in gioco. Poichè la banda passante del resto del sistema è di almeno $f_2 = 100 \text{ Hz}$, la stabilità è incondizionatamente garantita per guadagni a loop aperto

$$(21) \quad A_{0.1.} \leq \frac{2 \pi f_z}{1/\tau_1} \approx 2 \pi \cdot 10^5$$

Per la stabilità in c. c. non ripeteremo considerazioni e calcoli del par. precedente. Osserviamo soltanto che si desidera una stabilità dell'ordine di 10^{-3} ($\Delta R_T/R_T = 0.6 \cdot 10^{-3}$ per $\Delta T = 0.1^\circ C$), e che per un A. O. del tipo già considerato la deriva

di tensione ($\Delta V_{OS} \approx 0,2 \text{ mV}$) è appunto dell'ordine di 10^{-3} rispetto al segnale fornito dal ponte resistivo. E' quindi inutile aumentare il guadagno di loop oltre il minimo richiesto, a meno d'usare un A.O. con caratteristiche alquanto migliori.

In Fig. 10 è riportato lo schema costruttivo del circuito del termostato.

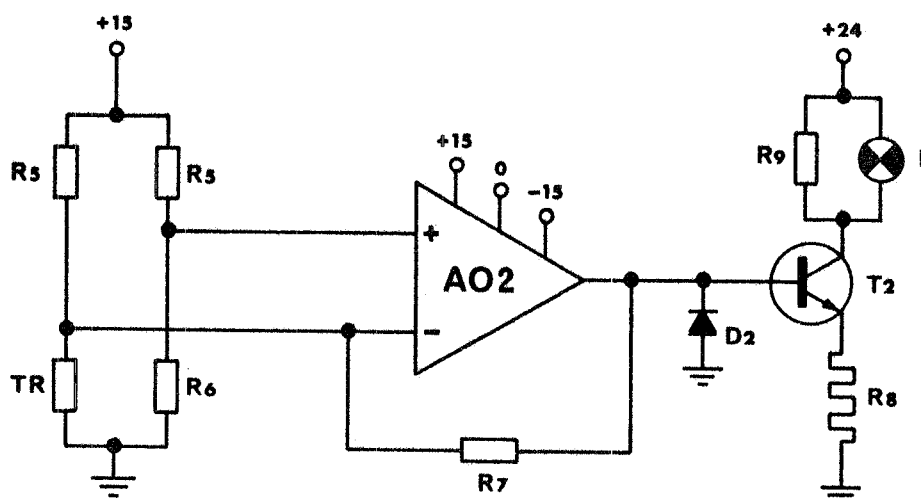


FIG. 10 - Schema costruttivo del termostato. AO2 = amplificatore NEXUS SA 11, T_2 = RCA 40250, D_1 = 1N914, L = lampada 12 V, 40 mA, TR = resistore PTC, RdF Stikon BN-100. Resistori: $R_5 = 7,5 \text{ K}\Omega$, $R_6 = 115 \Omega$, $R_7 = 1 \text{ M}\Omega$, $R_9 = 120 \Omega$ (tutti MF, 1/4 W), $R_8 = 100 \Omega$ (filo) si ottiene prelevando 1/5 avvolgimento da un potenziometro di 500Ω , 2W.

5. REALIZZAZIONE. -

Sono stati costruiti tre cassette d'alimentazione e tre sonde termostate, impiegando elementi Siemens FC 34 (v. Fig. 11).

Per ciascun cassetto, senza messa a punto, è stata misurata la stabilità della corrente I inviata alla sonda, e della temperatura T della stessa, mediante un voltmetro differenziale HP 3420 B.

In funzione delle tensioni d'alimentazione del cassetto $V_{al} = \pm 24 \text{ Volt}$ è risultato:

$$\frac{1}{I} \frac{\Delta I}{\Delta V_{al}} \leq 10^{-4} / \text{Volt} \qquad \frac{\Delta T}{\Delta V_{al}} \leq 0,5^\circ\text{C} / \text{Volt}$$

In pratica è sempre $\Delta V_{al} \leq 0,25 \text{ Volt}$. ($V_{al} = 24 \text{ V}$).

In funzione della temperatura ambiente, si è trovato:

$$\frac{1}{I} \frac{\Delta I}{\Delta T_A} \leq 5 \cdot 10^{-5} / ^\circ\text{C}; \quad \frac{\Delta T}{\Delta T_A} \leq 0,06^\circ\text{C} / ^\circ\text{C}; \quad \frac{\Delta V_H}{V_H \cdot \Delta T_A} \leq 10^{-4} / ^\circ\text{C}$$

Come si può notare, le variazioni di T ed I con T_A sono superiori a quelle calcolate. Fortunatamente ciò non pregiudica le prestazioni finali, che sono ancora accettabili.

In Fig. 12 è riportato il diagramma di stabilità a lungo termine della V_H fornita da una delle sonde posta nel campo di un magnete permanente ($B = .13 T$).

In 24h la deriva $\Delta V_H/V_H$ è contenuta entro $\pm 3.5 \cdot 10^{-4}$; essa è inferiore a $\pm 2 \cdot 10^{-4}$, se non si considerano le deviazioni dovute a disturbi di rete nel laboratorio e al fatto che la sensibilità di registrazione, in Fig. 12, è di $\sim 5 \mu V/cm$.

Si noti che la misura di stabilità a lungo termine è condotta nel caso peggiore; essa include l'effetto degli sbalzi di rete e di temperatura ambiente giorno-notte, e soprattutto è condotta ad un valore di campo molto basso rispetto all'intervallo di funzionamento previsto ($.2 \div 1 T$).

Infine è stata misurata, per ciascuna sonda, la caratteristica $V_H(B)$, per confronto con lo strumento Varian FH 20, nell'intervallo di campo $0 \div 1.1 T$.

La pendenza e la curvatura delle caratteristiche variano con la resistenza di terminazione R_{LL} (v. Fig. 13, 14, 15). Dopo la misura si è quindi agito su due parametri, R_{LL} e I, per ottenere la migliore linearità per ciascuna sonda, e la medesima sensibilità per tutte e tre (circa 10 mV/K Gauss).

Il valore ottimo di R_{LL} è risultato, per le tre sonde rispettivamente:

$$R_{LL1} = 14 \Omega \qquad R_{LL2} = 9 \Omega \qquad R_{LL3} = 12 \Omega$$

Da notare che i valori trovati si discostano notevolmente dal valore $R_{LL} = 50 \Omega$ consigliato dal costruttore.

In Fig. 16 sono riportati gli scostamenti percentuali delle V_H misurate rispetto alle rette che meglio approssimano le caratteristiche nell'intervallo $.2 \div 1 T$.

In conclusione si può dire che ha avuto buon esito il tentativo a semplificare al massimo uno strumento in grado di ricavare, mediante sonde di Hall, misure abbastanza stabili e ripetibili di campo magnetico.

Un inconveniente dello strumento è che la tensione V_H è legata al valore di due parametri regolati I, T. Donde la necessità di controllare periodicamente tali parametri in maniera molto accurata.

Una seconda difficoltà nasce se si desiderano valori prefissati per la linearità e la sensibilità di V_H in funzione del campo. Tali prestazioni si ottengono solo dopo aggiustamenti individuali abbastanza laboriosi, per i quali è necessario affidarsi ad uno strumento campione, e limitatamente a campi elevati.

Nel nostro caso le misure sono state agevolate dalla facilità di lettura del Gaussmetro Varian FH 20; l'accuratezza di quest'ultimo non è molto elevata (10^{-3}), ma è risultata adeguata a quella degli strumenti da tarare.

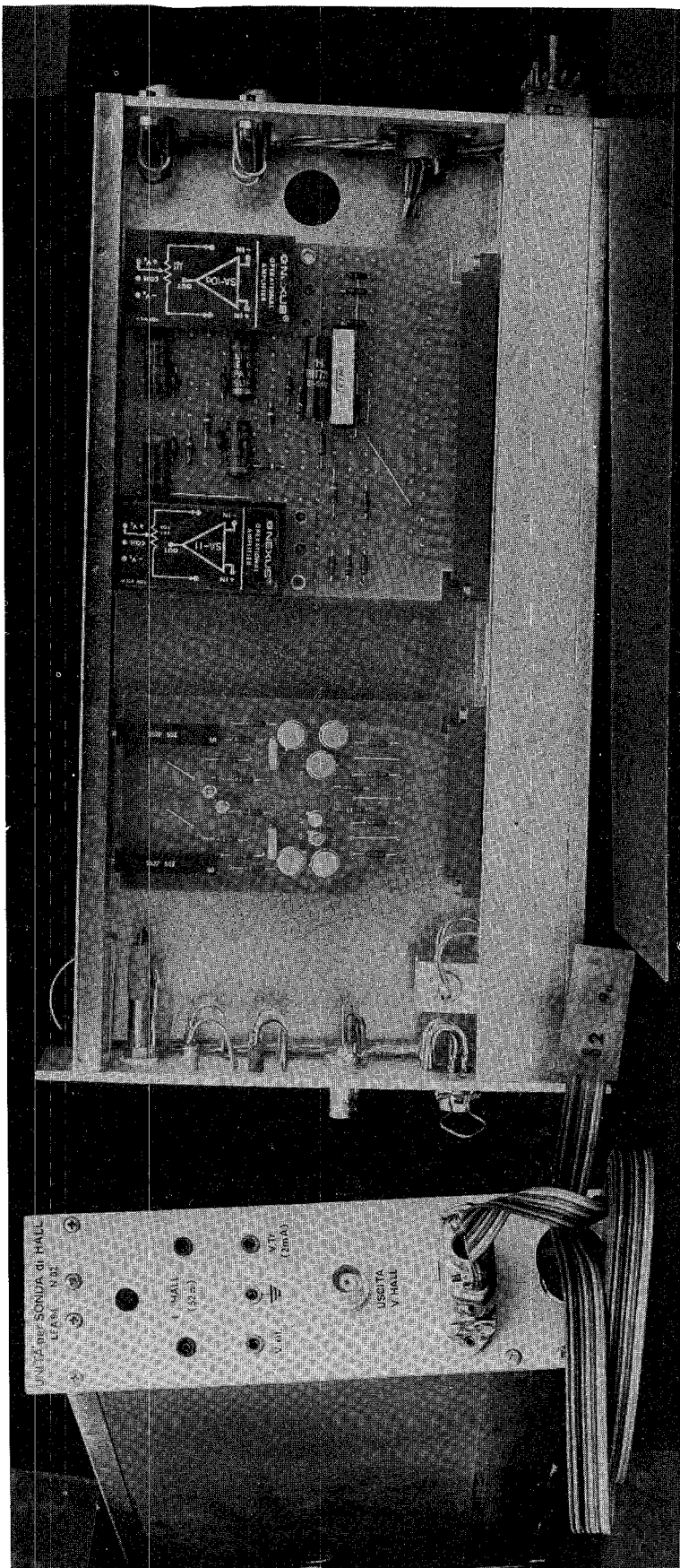


FIG. 11 - Foto di un cassetto con la sonda.

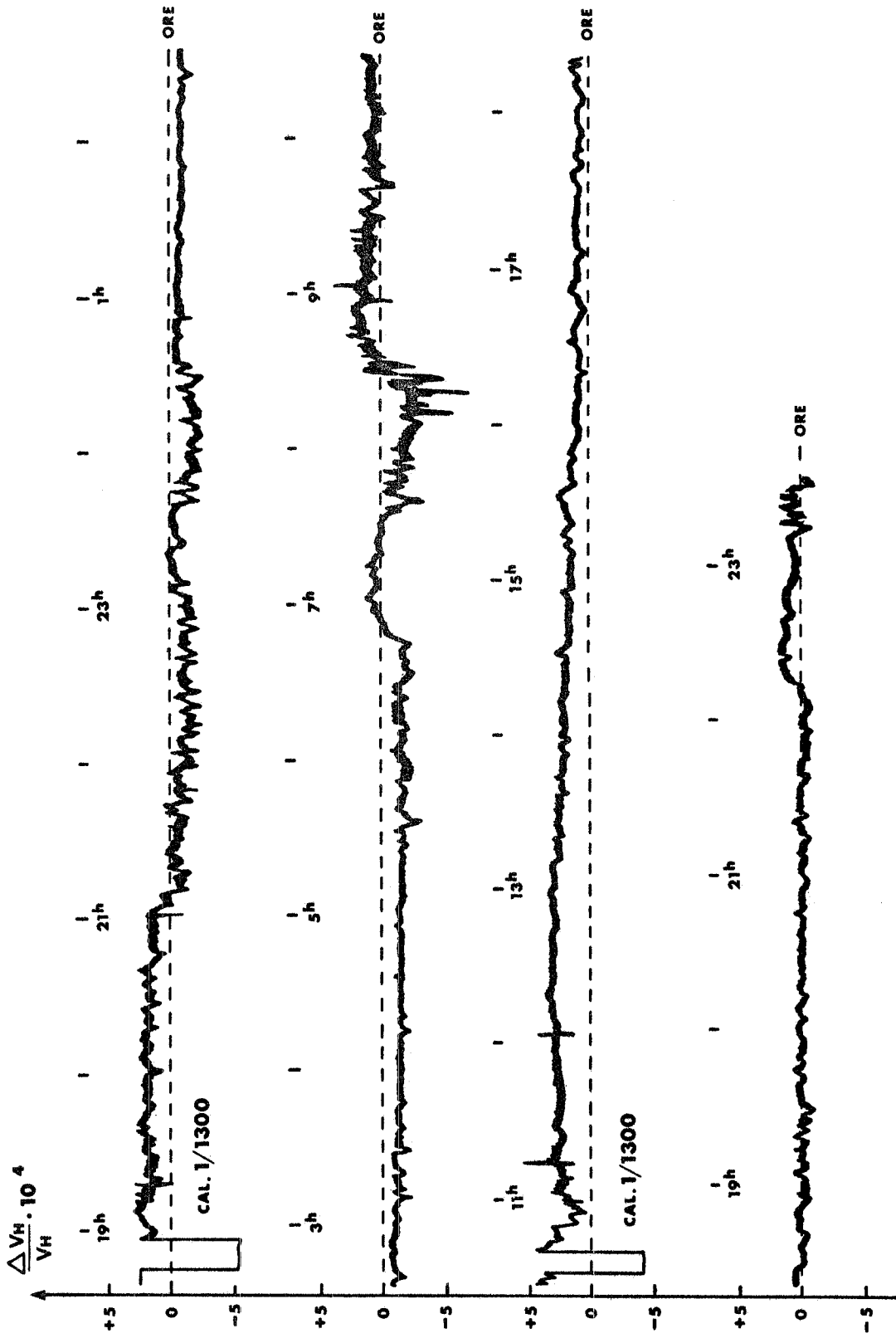


FIG..12 - Diagrammi di stabilità a lungo termine di V_H ($B = 1.3 T$, $V_H = 13.02 mV$).

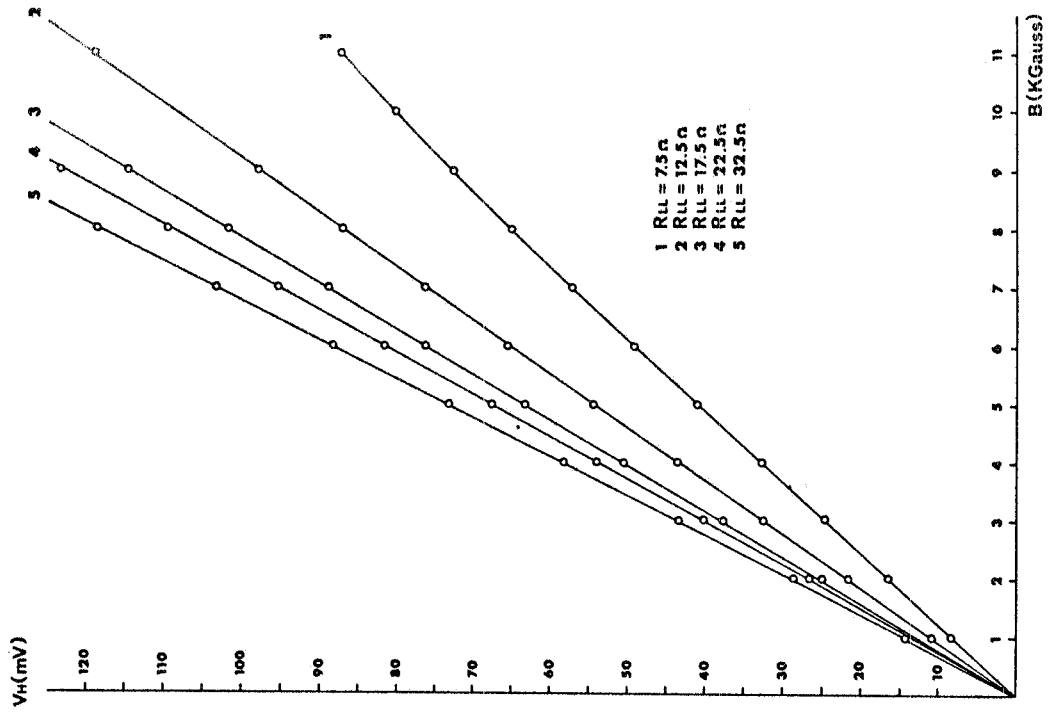


FIG. 14 - Curve caratteristiche della sonda n.2 ($I_H = 0.1 A$)

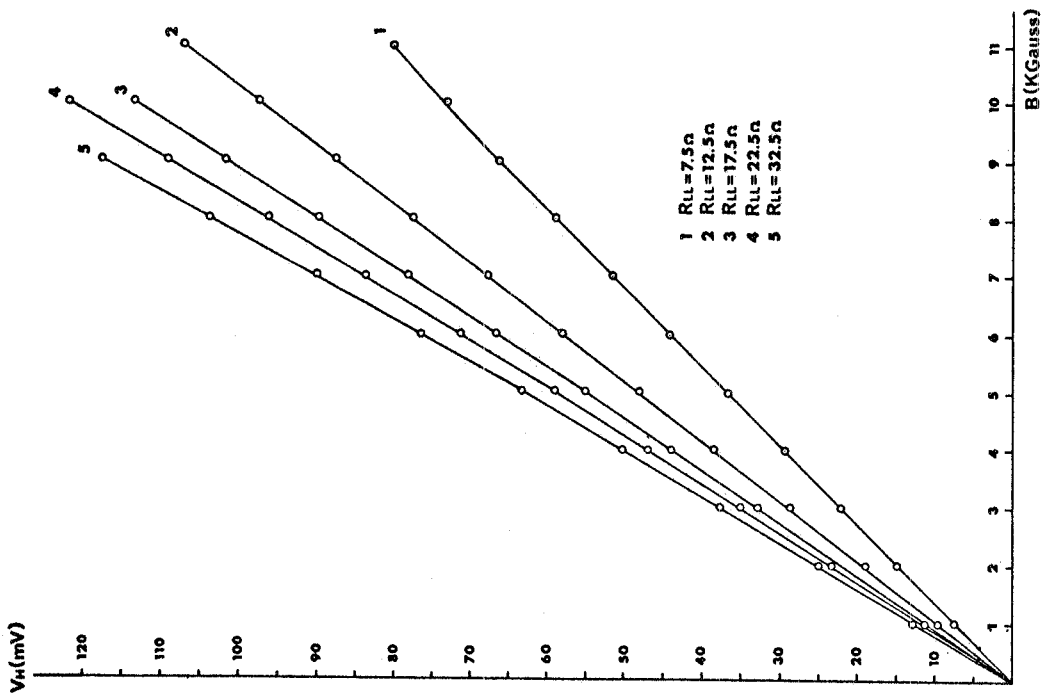


FIG. 13 - Curve caratteristiche $V_H(B)$ della sonda n. 1 ($I_H = 0.1 A$)

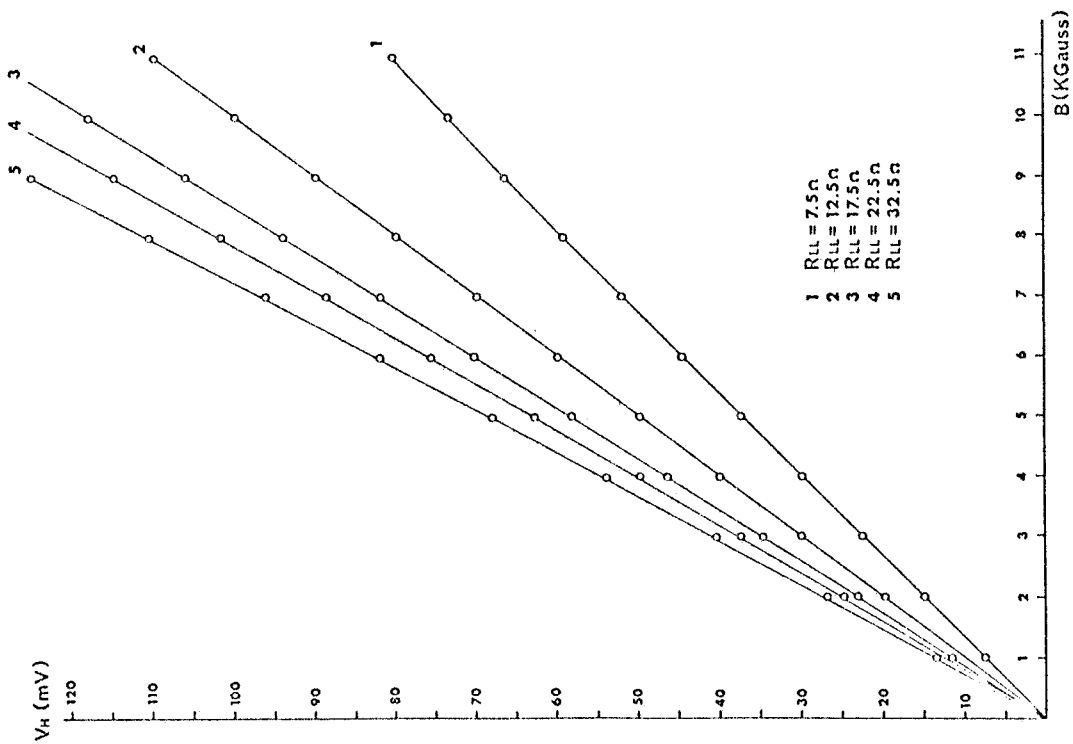


FIG. 15 - Curve caratteristiche della sonda n. 3 ($I_H = 0.1 A$).

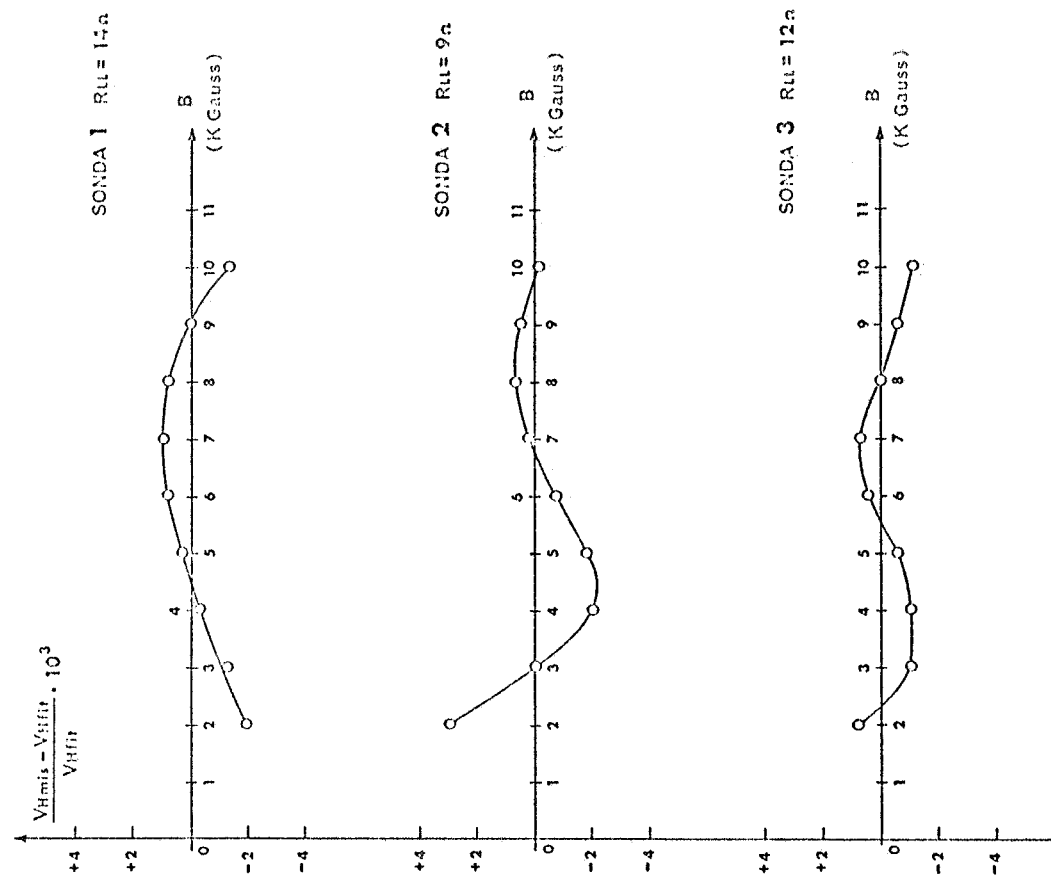


FIG. 16 - Errori relativi delle V_H misurate rispetto alle rette approssimanti nell'intervallo 2-10 KGauss.

BIBLIOGRAFIA. -

- (1) - H. Fritzsche, G.L. Pearson, W.W. Scanlon, In Methods of Experimental Phys., (Academic Press Inc., New York 1959), Vol. 6B, Sec. 8.
- (2) - J.P. Jan in Solid State Physics, edited by F. Seitz and D. Turubull (Academic Press Inc., New York 1957, Vol. 5.
- (3) - Generatori di Hall, Nota tecnica Siemens SpA, Milano. Ulteriore bibliografia è contenuta nei lavori su indicati.
- (4) - F. Soso, Gli amplificatori operazionali: teoria elementare e applicazioni. In corso di pubblicazione.