



(12) CERERE DE BREVET DE INVENȚIE

(21) Nr. cerere: a 2014 00139

(22) Data de depozit: 21/02/2014

(41) Data publicării cererii:  
27/11/2015 BOPI nr. 11/2015

(71) Solicitant:  
• BUJOR TUDOR, CALEA CĂLĂRAȘILOR  
NR. 51, BL. 104 CUZA, SC. 1, AP. 15,  
BRĂILA, BR, RO

(72) Inventatori:  
• BUJOR TUDOR, CALEA CĂLĂRAȘILOR  
NR. 51, BL. 104 CUZA, SC. 1, ET. 4, AP. 15,  
BRĂILA, BR, RO

(54) INDUCTANȚĂ VARIABILĂ CU PANTĂ NEGATIVĂ

(57) Rezumat:

Invenția se referă la o inductanță variabilă cu pantă negativă, destinată a fi aplicabilă în domeniul electro-tehnicii și electronicii, pentru realizarea de inductanțe cu pierderi minime sau nule în circuitul magnetic realizat din materiale feromagnetice moi. Inductanța variabilă cu pantă negativă, conform invenției, este formată din două circuite magnetice suprapuse, sub formă de toruri goale în interior, realizate din două piese care au două coroane ( $C_1$ ,  $C_2$ ) circulare, ale căror suprafețe sunt egale, și din trei înfășurări, dintre care două în interiorul torurilor, parcurse de curentul electric în sensuri diferite, formând înfășurarea inductanței, și a treia în exterior, pe ambele toruri, în lungul acestora, parcursă de curent continuu, pentru polarizare la inducții mai mari de intrarea în saturație.

Revendicări: 6  
Figuri: 7

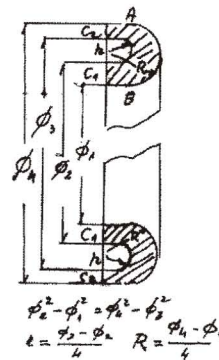


Fig. 5

Cu începere de la data publicării cererii de brevet, cererea asigură, în mod provizoriu, solicitantului, protecția conferită potrivit dispozițiilor art.32 din Legea nr.64/1991, cu excepția cazurilor în care cererea de brevet de invenție a fost respinsă, retrasă sau considerată ca fiind retrasă. Întinderea protecției conferite de cererea de brevet de invenție este determinată de revendicările conținute în cererea publicată în conformitate cu art.23 alin.(1) - (3).



## INDUCTANTA VARIABILA CU PANTA NEGATIVA

Se referă la domeniul tehnic electrotehnică, în special în electronică pentru realizarea de inductanțe cu pierderi minime sau nule în circuitul magnetic realizat din materiale feromagnetice moi.

În momentul actual, toate inductanțele realizate cu circuite magnetice din materiale feromagnetice moi (metalice sau ferite) au pierderi mari la câmpuri magnetice apreciabile

Ele se datoresc celor două cauze: a/pierderi datorită curenților turbionari- curenții Fucó- numai la circuite metalice b/pierderi datorită creșterii inducției la valori mult mai mari decât valorilor din creștere lineară a inducției B cu câmpul magnetic H, sau permeabilitatea magnetică  $\mu = B/H$  este constantă.

Din caracteristica BH în regim static- curba de primă magnetizare- rezultă că inducția pentru valori mici ale câmpului magnetic H crește practic linear (desenul din Fig 1 -dreapta punctată-) după care panta de creștere  $\Delta B/\Delta H$  este mult mai mare până  $H_g$ -câmpul de intrare în saturație.

Curba de primă magnetizare are aceeași formă pentru toate materialele feromagnetice moi. Matematic nu se cunoaște încă formula care să reprezinte caracteristica BH. Ea se ridică experimental pe baza căreia se fac analize științifice

Permeabilitatea magnetică  $\mu = B/H$  reprezentată în desenul din Fig 2 (linia continuă) pentru câmp  $H \rightarrow 0$  este constantă (permeabilitatea inițială) după care crește la un maxim la intrarea în saturație. La valori mai mari ale câmpului scade lent

Scopul potrivit invenției este să realizăm cu materiale feromagnetice moi un circuit a cărui permeabilitate magnetică inițială mare după care la creșterea câmpului magnetic H să scadă continuu. Fluxul magnetic al unui asemenea circuit însumat cu fluxul magnetic al unui circuit normal are ca rezultat un flux magnetic crescător linear cu câmpul magnetic H. Un asemenea ansamblu electromagnetic va avea pierderi nule, până la câmpuri de intrare în saturație.

Acum la modă sunt feritele. Cercetarea în domeniu depune eforturi uriașe pentru obținerea de materiale cu permeabili-

21-02-2014

-2-

tate inițială mare, iar producătorii se străduiesc tehnologic să obțină circuite cât mai mari.

Electricitatea în toate formele ei, este guvernată de sistemul de ecuații Maxwell: a/  $\vec{E} = -\mu \frac{d\vec{H}}{dt}$  b/  $\text{rot } \vec{H} = \epsilon \frac{d\vec{E}}{dt}$

Un câmp electric E sau magnetic H, este un vârtej; nu are început, nu are sfârșit, are sens. Poate fi asociat numai unui plan. Unui punct din plan i se poate atașa un vector cu modul, direcție și sens.

Din prima ecuație Maxwell, rezultă că un câmp magnetic variabil H crează un câmp electric E în plan perpendicular și se spune câmpului electric care l-a generat.

Funcția  $\text{rot} H$  dă sensul vârtejului H de care depinde semnul + - al câmpului electric E

O inductanță este un dispozitiv electromagnetice format dintr-un circuit magnetic închis peste care se bobinează o înfășurare. Ca influența câmpului electric la nivelul inducției să fie minimă, circuitele magnetice metalice se realizează din trolei. În cazul feritelor la care rezistența în curent continuu tinde către infinit influența asupra inducției este nulă

La bornele inductanței se regăsesc tensiunea aplicată, tensiunea autoindusă care se opune tensiunii aplicate și curentul electric care creează câmp magnetic H variabil, inducție magnetică variabilă. Când inducția crește mai mult decât valoarea unei creșteri lineare, tensiunea autoindusă este mai mare decât tensiunea aplicată și curentul se micșorează (rămâne în urmă).

În regim dinamic, este o egalitate, un echilibru între cele două tensiuni - apare ciclul de histererezis (remânere în urmă)

Problema tehnică pe care să o rezolve invenția, constă în a realiza o inductanță cu panta  $dL/dI$  să fie negativă. Această inductanță conectată în serie cu o inductanță cu panta pozitivă (cu pierderi), va rezulta o inductanță fără pierderi, deoarece suma fluxurilor magnetice dă un flux magnetic ce crește linear cu curentul electric I. Aceasta este valabil pentru curent I tinzând către zero, până la valoarea de intrare în saturație.

În domeniul privind comportarea materialelor feromagnetice mai în câmpuri magnetice perpendiculare, practic nu s-a publicat nimic. Au fost unele încercări, însă nu s-a finalizat nimic concret.

Presupunem că ~~o zonă~~ ~~care~~ ~~dintr-un~~ ~~circuit~~ ~~magnetic~~ este supusă la două câmpuri magnetice perpendiculare. Un câmp magnetic  $H_L$  în plan longitudinal L al circuitului magnetic și și un câmp  $H_p$  în plan perpendicular pe planul longitudinal L Fig 3. Prin însumarea vectorială a celor două câmpuri, apare un câmp rezultat  $H_R$  al cărui modul este  $|H| = \sqrt{H_L^2 + H_p^2}$  și argumentul  $\alpha = \text{arc tg } H_p / H_L$ . Dacă  $H_L = \text{const.}$  și  $H_p$  variabil, vectorul  $H_R$  se va roti în sensul acelor de ceasornic.

Pe direcția câmpului  $H_R$ , apare o inducție  $B_R$  cu modul variabil și argument  $\alpha$ . Inducția  $B_R$  crește odată cu  $H_R$ , implicit cu  $H_p$ . În situația în care  $|B_p| = \text{const.}$ , proiecția  $B_R$  pe planul P,  $B_p = B_R \sin(\text{arc tg } H_p / H_L)$  are o creștere mai mică decât creșterea  $H_p$ . Permeabilitatea  $\mu_p = B_p / H_p$  scade la creșterea  $H_p$  adică  $d\mu_p / H_p < 0$

La proiectarea dispozitivelor magnetice nelineare (DMN) se folosește ciclul de histerezis idealizat, pentru care se neglijează câmpurile coercitive, iar intrarea în saturație se face brusc. Inducția de la  $H=0$  până la intrarea în saturație crește linear ( Fig 4 ). În această situație inducția  $B = \mu H_o + \mu_s (H_R - H_o)$ . În cazul nostru inducția  $B_R = (\mu - \mu_s) H_o + \mu H_R$  potrivit desenului din Fig 3 proiecția sa pe planul P este  $B_p = B_R \sin \alpha = [(\mu - \mu_s) H_o + \mu H_R] H_p / \sqrt{H_L^2 + H_p^2}$

$$B_p = (\mu - \mu_s) H_o \frac{H_p}{\sqrt{H_L^2 + H_p^2}} + \mu_s H_p \quad \text{Asemănător în planul L,}$$

$$B_L = (\mu - \mu_s) H_o \frac{H_L}{\sqrt{H_L^2 + H_p^2}} + \mu_s H_L$$

Se constată că inducțiile din planurile P și L sunt funcții matematice de două variabile  $H_L$  și  $H_p$ .

Prin definiție  $\mu_s = B/H$  este permeabilitate în regim static  $\mu_p = dB/dH$  este permeabilitate în regim dinamic, Ele sunt total diferite.

Pentru derivatele  $dB_p/dH_p$ ,  $dB_p/dH_L$ , nu voi folosi regula generală de derivare a unui raport  $X = a/b$ ,  $X' = \frac{a'b - aB'}{b^2}$  ci derivata produsului între numărător și numitorul la putere negativă, deoarece s-ar putea face erori de calcul.

$$B_p = (\mu - \mu_s) H_o (H_L^2 + H_p^2)^{-1/2} + \mu_s H_p$$

$$dB/dH = (\mu - \mu_s) H_0 \frac{H_L^2}{(H_L^2 + H_P^2)^{3/2}} - (\mu - \mu_s) H_0 \frac{H_P}{2H_P} (H_L^2 + H_P^2)^{-3/2} \cdot 2H_P + \mu_s$$

$$dB_P/dH_P = 6\mu - \mu_s H_0 \left[ (H_L^2 + H_P^2)^{-1/2} - H_P^2 (H_L^2 + H_P^2)^{-3/2} \right] + \mu_s$$

$$dB_P/dH_L = (\mu - \mu_s) H_0 \left[ (H_L^2 + H_P^2)^{-3/2} (H_L^2 \cdot 2H_L)^1 - H_P^2 (H_L^2 + H_P^2)^{-3/2} \right] + \mu_s$$

$$dB/dH = (\mu - \mu_s) H_0 \frac{H_L^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)^3}} + \mu_s$$

Permeabilitatea  $\mu_s$  este permeabilitatea reversibilă în punctul static de funcționare al circuitului magnetic.

Revenind asupra desenului din Fig 1, cu cât punctul de funcționare este la câmpuri H mai mari de intrarea în saturație, permeabilitatea  $\mu_s$  scade mult mai repede decât permeabilitatea  $\mu = B/H$ .

Cum în realitate  $\mu_s \ll \mu$ , derivata  $dB_P/dH_P$  capătă forma:

$$dB/H_P = \mu_P = (\mu - \mu_s) H_0 \frac{H_L^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)^3}} \text{ este permeabilitatea intrinsecă, proprie planului P.}$$

Derivata  $dB_P/dH_L$  este permeabilitatea de cuplaj a planului L pe planul P -  $\mu_{LP}$

Prin calcule similare pentru permeabilitatea  $\mu_{LP}$  se ajunge la formula:

$$\mu_{LP} = -(\mu - \mu_s) H_0 \frac{H_L H_P}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)^3}}$$

O inducție  $B_P$ , este fluxul magnetic pe unitatea de suprafață din planul P. Este variabil funcție de cele două câmpuri  $H_L$  și  $H_P$ . Fluxul magnetic variabil în timp, creează un câmp electric E în plan perpendicular pe câmpul magnetic variabil care l-a produs.

Câmpul electric total produs de inducția  $B_P$  este  $E_{TP}$

$$E_{TP} = dB_P/dH_P \cdot dH_P/dt + dB_P/dH_L \cdot dH_L/dt = E_P + E_{LP}$$

Câmpul electric  $E_P$  este perpendicular pe câmpul  $H_P$  este în planul L. Câmpul  $E_{LP}$  este perpendicular pe câmpul magnetic  $H_L$  este în planul P, coplanar cu câmpul  $H_P$

Prin calcule asemănătoare pentru planul L

$$\mu_L = (\mu - \mu_s) H_0 \frac{H_P^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)^3}} \text{ permeabilitate intrinsecă planului L}$$

$$\mu_{LP} = -(\mu - \mu_s) H_0 \frac{H_L H_P}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)^3}} \text{ permeabilitatea de cuplaj a planului P pe L}$$

Câmpul electric total aferent inducției  $B_L$  este

$$E_{\tau L} = dB_L/dH_L \cdot dH_L/dt + dB_P/dH_P \cdot dH_P/dt = E_L + E_{PL}$$

Câmpul  $E_L$  este perpendicular pe câmpul  $H_L$  se află în planul P, iar câmpul electric  $E_{PL}$  se află în planul perpendicular  $H_P$  adică în planul L. Este coplanar cu câmpul  $H_L$ .

Câmurile electrice în cele două planuri L și P formează un sistem de două ecuații diferențiale notat cu (1)

$$(1) \begin{cases} E_{\tau P} = (\mu - \mu_s) H_0 \left( \frac{H_L^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)}} \right)^3 \frac{dH_P}{dt} - \frac{H_L H_P}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)}} \frac{dH_L}{dt} \\ E_{\tau L} = (6\mu - \mu_s) H_0 \left( \frac{H_P^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)}} \right)^3 \frac{dH_L}{dt} - \frac{H_L H_P}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)}} \frac{dH_P}{dt} \end{cases}$$

O inductanță sarecare are formula  $L = \mu V \cdot N^2 / l^2$ , în care  $\mu$  este permeabilitatea materialului feromagnetic, V este volumul circuitului magnetic, N este numărul de spire al înfășurării și l lungimea medie a fluxului magnetic.

La două inductanțe  $L_1$  și  $L_2$  aflate în cuplaj K, inductanța totală  $L_{TOT} = L_1 + L_2 \pm 2K\sqrt{L_1 L_2}$ .

Dacă facem suma permeabilităților din cele două planuri,

$$\sum \mu = (6\mu - \mu_s) H_0 \left( \frac{H_L^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)}} \right)^3 + \frac{H_P^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)}} \left( \frac{H_L^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)}} \right)^3 - 2 \frac{H_L H_P}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)}} \left( \frac{H_L^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)}} \right)^3$$

rezultă că inductanțele din cele două planuri sunt în cuplaj  $K = -1$

Cele două câmpuri perpendiculare dacă sunt de forma  $H_P = H_0 \sin \omega t$  și  $H_L = H_0 \cos \omega t$  - defazate cu  $90^\circ$  - lucrurile se simplifică.

Prima ecuație din sistem dacă o înmulțim cu  $H_P$ , rezultă:

$$E_{\tau P} \cdot H_P = (\mu - \mu_s) H_0 \left( \frac{H_L^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)}} \right)^3 H_P \frac{dH_L}{dt} - \frac{H_L^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)}} H_L \frac{dH_P}{dt}$$

$$\text{Produsul } H_P \frac{dH_P}{dt} \equiv - H_L \frac{dH_L}{dt}$$

$$E_{\tau P} H_P = (\mu - \mu_s) H_0 \frac{H_L^2 + H_P^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)}} H_P \frac{dH_P}{dt}$$

$$E_{\tau P} H_P = (\mu - \mu_s) H_0 \frac{1}{\sqrt{H_L^2 + H_P^2}} H_P \frac{dH_P}{dt}$$

Împărțind ecuația  $E_{\tau P} H_P$  cu  $H_P$ , obținem :

- 6 -

$$E_{r,p} = (\mu - \mu_s) H_0 / H \frac{1}{\sqrt{\cos^2 \omega t + \sin^2 \omega t}} \frac{dH_p}{dt}$$

$$H_p = H \sin \omega t, \quad dH_p/dt = \omega H \cos \omega t, \quad \cos^2 \omega t + \sin^2 \omega t = 1$$

$$E_{r,p} = (\mu - \mu_s) \frac{H_0}{H} \omega H \cos \omega t$$

$$E_{r,p} = (\mu - \mu_s) H_0 \omega \cos \omega t$$

Concluzia este că inducția  $(\mu - \mu_s) H_0$  ca vector, se rotește uniform cu viteza unghiulară  $\omega = \text{const}$ .

Circuitul magnetic capabil să funcționeze în câmpuri magnetice perpendiculare trebuie să fie închis prin masă sa în două planuri perpendiculare.

Un tor obișnuit cu o înfășurare cu  $N_L$  spire în exteriorul său adică în lungimea sa, la trecerea unui curent electric  $I_L$  creează un câmp magnetic  $H_L$  în planul L. Mărimea, intensitatea, câmpului este  $H_L = NI_L/l_L$  unde  $l_L$  este lungimea medie a fluxului magnetic. Acest tor dacă este gol în interior văzut în secțiune pe diametru, el este închis prin masă sa și în plan P perpendicular pe planul L. O înfășurare cu  $N_P$  spire amplasată în galul torului, creează un câmp magnetic  $H_P$  la trecerea unui curent  $I_P$  a cărui intensitate este  $H_P = N_P I_P/l_P$ .

Intr-un tor gol în interior (tor sub formă de țevă) orice zână (perete) din tor, este supusă la două câmpuri perpendiculare  $H_L$  și  $H_P$ .

Doi piese făcute din ferită conform desenului din Fig 5 așezate față în față, realizează un tor gol în interior.

Piesa din Fig 5 are două cercuri circulare  $C$  și  $C$  a căror suprafețe trebuie să fie egale. Zona curbată AB este zona de racordare între cele două cercuri circulare. Acest lucru este necesar pentru distribuirea uniformă a câmpului  $H_P$  în lungimea liniei de flux. Este necesar să se respecte relațiile pentru  $\phi_2$  și  $\phi_1 = \phi_4 - \phi_3$ ,  $r = (\phi_3 - \phi_2)/4$ ,  $R = (\phi_4 - \phi_1)/4$ .

Pentru ca reluctanța zonei de îmbinare a celor două piese să fie minimă este necesar ca suprafețele celor două cercuri  $C_1$  și  $C_2$  să fie lepuite la un grad mare de finisare.

În situația în care câmpul  $H_L = \text{const}$ . ( $dH_L/dt = 0$ ) sistemul de ecuații diferențiale (1)  $E_{r,p}$  și  $E_{t,p}$  capătă forma :

$$(2) \quad \begin{cases} E_{TP} = (\mu - \mu_0) H_0 \frac{H_L^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)^3}} \cdot \frac{dH_P}{dt} \\ E_{TL} = -(\mu - \mu_0) H_0 \frac{H_L H_P}{\sqrt{(H_L^2 + H_P^2)^3}} \cdot \frac{dH_P}{dt} \end{cases}$$

Din acesta rezultă că: 1/ cele două câmpuri  $E_{TP}$ -câmpul electric propriu planului P și câmpul electric de cuplaj al planului P pe planul L, ambele sunt în planul L 2/ permeabilitatea intrinsec-proprie planului P, scade odată cu creșterea câmpului  $H_P$  3/Sensul câmpului de cuplaj  $E_{TL}$  depinde de semnul  $\mu \pm H_P$

Presupunem că avem două circuite magnetice a și b identice ca material, formă și dimensiuni geometrice, două țăruri suprapuse, conform desenului din Fig.6

În fiecare țăr, în interiorul său se pune câte o înfășurare cu număr egal de spire  $N_{Pa} = N_{Pb}$ . Ele electric se conectează în serie să fie parcurse de același curent I dar în sens contrar.

Pe fiecare țăr în exterior se realizează câte o înfășurare cu același număr de spire  $N_{La} = N_{Lb}$

După bobinarea fiecăruia, țărurile se așează unul peste altul. Peste ambele țăruri în exteriorul lor, se realizează o înfășurare pentru polarizare cu  $N_{La}$  spire pentru creerea câmpului magnetic  $H_{La} = H_{Lb} = H_L$  constant, prin curentul electric I polarizare.

La conectarea unui semnal sinusoidal dat de un generator pe înfășurările din planul P conectate în serie și curentul de polarizare zero,  $U_{La} = U_{Lb} = U_{La} \cos \omega t$ . Când curentul de polarizare a creat un câmp magnetic  $H_0$  mai mare decât câmpul de intrare în saturație, apar tensiuni induse în planul L astfel că  $U_{La} - U_{Lb}$  devine  $\text{rot} \vec{H}_{Pa} = -\text{rot} \vec{H}_{Pb}$ . În înfășurarea de polarizare tensiunea indusă este egală cu zero. Puterea de polarizare este egală cu puterea disipată pe rezistența în curent continuu a înfășurării. În această înfășurare se induc totuși două tensiuni egale și de semn contrar, astfel că tensiunea totală indusă este egală cu zero.. Tensiunile  $U_{La}$  și  $U_{Lb}$  sunt sinusoidale de frecvență dublă față de frecvența semnalului de la intrare. Dacă la bernele înfășurărilor  $N_{La}$  și  $N_{Lb}$  înseriate astfel încât tensiunile să se însumeze se conectează o rezis-



tentă reglabilă  $R_s$ , apare un curent  $I_s$ . În același timp dacă pe osciloscop se vizualizează caracteristica  $B_p H_p$  se observă că se măresc câmpurile coercitive odată cu creșterea curentului de sarcină. Pierderile în înfășurările din planul P se măresc. Practic, curentul  $I_s$  asupra inductanței totale acționează precum curenții turbionari, dar controlați de rezistența de sarcină  $R_s$ .

Pentru funcționarea sistemului care să realizeze inductanța variabilă cu pantă negativă, este necesar ca el să aibă numai înfășurările din interiorul torurilor și înfășurarea de polarizare.

Am arătat că în planul P permeabilitatea intrinsecă este

$$\mu_p = (\mu - \mu_s) H_s \frac{H_L^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_p^2)^3}} \equiv (\mu - \mu_s) H_s (H_L^2 + H_p^2)^{-\frac{3}{2}} \cdot H_L^2$$

Inducția  $B_p = \mu_p H_p$  iar câmpul electric total este:

$$E_{ptot} = H_p \frac{dH_p}{dt} + \frac{d\mu_p}{dH_p} \cdot \frac{dH_p}{dt} \cdot H_p \quad \text{Dând factor comun } \frac{dH_p}{dt} \text{ obținem:}$$

$$E_{ptot} = \left( \mu_p + \frac{d\mu_p}{dH_p} \cdot H_p \right) \frac{dH_p}{dt} \quad \text{iar } \frac{dH_p}{dH_p} \cdot H_p \text{ dimensional este tot o permeabilitate.}$$

Permeabilitatea totală din planul P este

$$\mu_{ptot} = \mu_p + \frac{d\mu_p}{dH_p} \cdot H_p$$

$$\mu_p = (\mu - \mu_s) H_s H_L^2 (H_L^2 + H_p^2)^{-\frac{3}{2}}$$

$$-\frac{d\mu_p}{dH_p} = (\mu - \mu_s) H_s H_L^2 \left[ -\frac{3}{2} (H_L^2 + H_p^2)^{-\frac{3}{2}-1} \cdot 2H_p \right]$$

$$-\frac{d\mu_p}{dH_p} \cdot H_p = -3H_p^2 (\mu - \mu_s) H_s H_L^2 (H_L^2 + H_p^2)^{-\frac{5}{2}}$$

$$\mu_{ptot} = (\mu - \mu_s) H_s \left[ H_L^2 (H_L^2 + H_p^2)^{-\frac{3}{2}} - 3H_p^2 H_L^2 (H_L^2 + H_p^2)^{-\frac{5}{2}} \right]$$

$$\mu_{ptot} = (\mu - \mu_s) H_s H_L^2 \left[ (H_L^2 + H_p^2)^{-\frac{5}{2}} (H_L^2 + H_p^2) - 3H_p^2 (H_L^2 + H_p^2)^{-\frac{5}{2}} \right]$$

$$\mu_{ptot} = (\mu - \mu_s) H_s \sqrt{\frac{H_L^2 (H_L^2 - 2H_p^2)}{(H_L^2 + H_p^2)^5}}$$

Pentru planul P am stabilit până acum la nivelul circuitului magnetic că:

1/ Permeabilitatea magnetică intrinsecă

$$\mu_p = (\mu - \mu_s) H_0 \frac{H_L^2}{\sqrt{(H_L^2 + H_p^2)^3}}$$

2/ Inducția magnetică  $B_p = \mu_p H_p$

$$B_p = (\mu - \mu_s) H_0 \frac{H_L^2 H_p}{\sqrt{(H_L^2 + H_p^2)^3}}$$

3/ Permeabilitatea totală  $\mu_{ptot}$  stabilită pe baza câmpurilor electrice și care este valabilă pentru calculul inductanței  $L_p$  ( $\mu L_p = \mu_{ptot} V N^2 / l^2 = \mu_{ptot} \cdot K$ )

$$L_{ptot} = \mu_{ptot} \cdot K = (\mu - \mu_s) H_0 \frac{H_L^2 (H_L^2 - 2H_p^2)}{\sqrt{(H_L^2 + H_p^2)^5}} \cdot K$$

Toate formulele de mai sus au un singur câmp magnetic variabil  $H_p$  și un magnetic constant  $H_L$ . Toate celelalte valori:  $\mu$ ,  $\mu_s$ ,  $H_0$ ,  $N$ ,  $l$ ,  $K$  sunt constante. Din formule nu se poate desprinde influența câmpului magnetic constant  $H$  asupra parametrilor  $\mu_p$ ,  $B_p$ ,  $L_p$  și eventuale corelări între ele. Pentru acest lucru voi preceda: a/ Toate formulele le voi scrie în funcție de o nouă variabilă  $H_p/H_L = X$  b/ valorile rezultate din calcul le voi raporta la valorile inițiale, pentru  $H_p \rightarrow 0$  deoarece acum nu ne interesează valorile absolute ale lor, ci influența, variația parametrilor în funcție de variabila  $X = \frac{H_p}{H_L} = \frac{1}{H_L} \cdot H_p$

În această situație :

$$\mu_p = (\mu - \mu_s) \frac{H_0}{H_L} \cdot \frac{1}{\sqrt{(1+X^2)^3}} \quad \frac{\mu_p}{\mu_{p0}} = \frac{1}{\sqrt{(1+X^2)^3}}$$

$$\frac{B_p}{B_{p0}} = \frac{X}{\sqrt{(1+X^2)^3}} \quad \frac{L_p}{L_{p0}} = \frac{1-2X^2}{\sqrt{(1+X^2)^5}}$$

Funcțiile de mai sus se calculează și se ridică grafic în aceleași coordonate carteziane - desenul din Fig 7 -

Caracteristica  $\mu_p/\mu_{p0}$  am verificat-o experimental. La  $H_p/H_L$   $X \approx 2$  am obținut valoarea de 0,1 față de valoarea teoretică

de 0,98 prin rezonanță serie la semnal mic și diferite  $\alpha$  valori pentru  $H_p = \text{const.}$ ,  $-L_p$  conectată în colectorul unui tranzistor-. Forma caracteristicii  $B_p$  am obținut-o pe osciloscop. Caracteristica  $L_p/L_{p0}$  am obținut-o numai prin calcul.

Dreapta punctată din Fig.7 reprezintă  $B_p$  dacă ar avea o creștere lineară cu  $X$  implicit cu  $H_p$ . Observăm că inducția  $B_p$  crește lent-mai puțin decât o creștere lineară, ajunge la un maxim la  $X=1/\sqrt{2}$  după care scade lent față de valoarea maximă. Caracteristica pentru inductanța  $L_p/L_{p0}$  de la valoarea 1 are o scădere continuă până la zero la  $X=1/\sqrt{2}$  după care devine real negativă. La prima vedere este imposibil, știința actuală nu cunoaște inductanță negativă și totuși este adevărat; Inductanța este dispozitivul electromagnetic care la trecerea unui curent electric, în circuitul magnetic crează o inducție crescătoare cu creșterea curentului electric.

La valoarea maximă a inducției  $B_p$  raportul  $\Delta B_p/\Delta H_p = 0$  la variație de flux nulă, inductanța nu poate să fie ~~mkx~~ decât nulă. După valoarea maximă a inducției, inducția scade lent la creșterea  $X$ , variația de flux este negativă de unde că inductanța nu poate fi decât negativă. Valoarea maximă negativă a inductanței se află la  $X \hat{=} \sqrt{3}/2$ . Inductanța are două puncte critice la  $X=1/\sqrt{2}$  când este egală cu zero și la  $X=\sqrt{3}/2$  unde inductanța are o valoare maximă negativă.

Ele nu depind decât de raportul a două câmpuri magnetice  $H_p$  variabil în timp și un câmp  $H_c$  constant în timp, dar regabil. Câmpul  $H_c$  dacă se reglează la o valoare mai mare, punctele critice vor fi la valori mai mari. Pantele tuturor parametrilor față de curentul  $I_p$  se vor micșora iar panta  $dL_p/dI_p$  se va micșora. Inductanța variabilă cu pantă negativă, are pantă reglabilă.

## R E V E N D I C A R I

Invenția -Inductanța variabilă cu panta negativă caracterizată prin aceea că :

1/ Iseriată cu o inductanță normală cu pierderi, fără să fie în cuplaj magnetic, creiază o inductanță totală fără pierderi dela câmpul  $H$  tinzând către zero până la  $H$  de saturație.

2/ Un tor gol în interior(sub formă de țevă) este închis prin masa sa în două planuri perpendiculare. Poate să funcționeze cu două câmpuri magnetice perpendiculare cu coeficient de cuplaj  $K = -1$

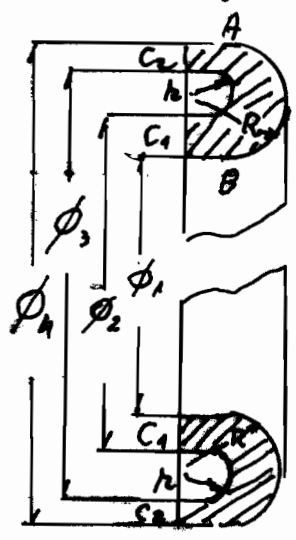
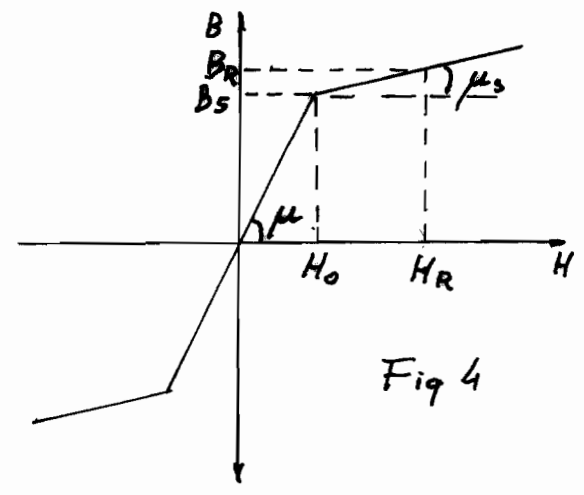
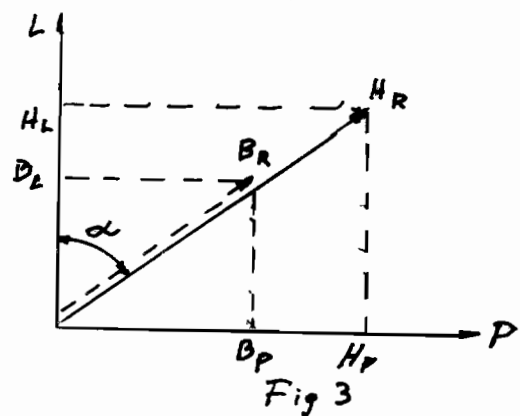
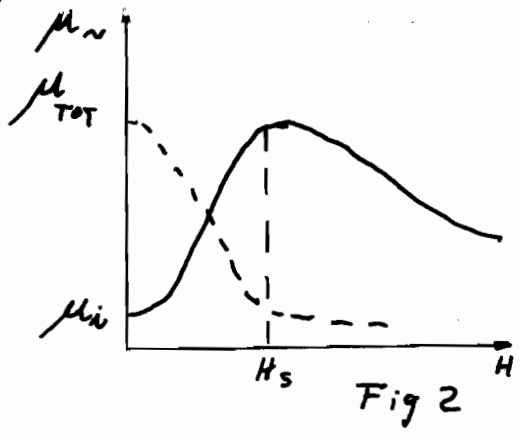
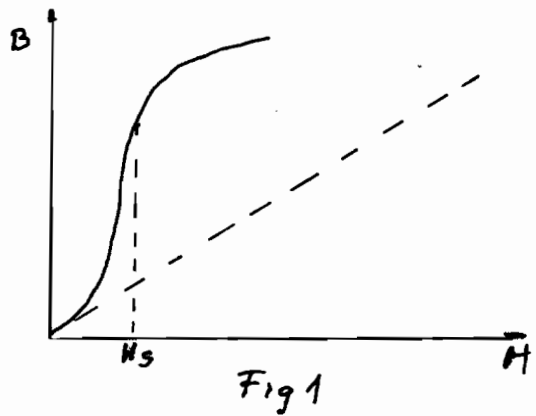
3/ Pe direcția câmpului magnetic rezultat din însumarea vectorială a două câmpuri magnetice perpendiculare, apare o inducție cu modul practic constant și proiecții variabile în planul câmpurilor când câmpul magneti rezultat  $H_R$  este mai mare decât câmpul de intrare în saturație a materialului feromagnetic.

4/ Câmpul magnetic constant mai mare decât câmpul de saturație în planul perpendicular face ca permeabilitatea intrinsecă să aibă pantă negativă.

5/ In planurile perpendiculare cu câmpuri magnetice variabile apar în fiecare: permeabilitate intrinsecă(proprie planului) și permeabilitate de cuplaj a celuilalt plan.

6/ Puterea reactivă intrinsecă dintr-un plan, se transformă în putere activă cu același modul în planul perpendicular dar numai pe partea de cuplaj.Prin extragerea puterii active, apar pierderi în celălalt plan.Se poat anula cu inductanță cu pantă negativă.

- 12 - *[Signature]*



$$\phi_2^2 - \phi_1^2 = \phi_4^2 - \phi_3^2$$

$$L = \frac{\phi_2 - \phi_1}{4} \quad R = \frac{\phi_4 - \phi_3}{4}$$

Fig 5

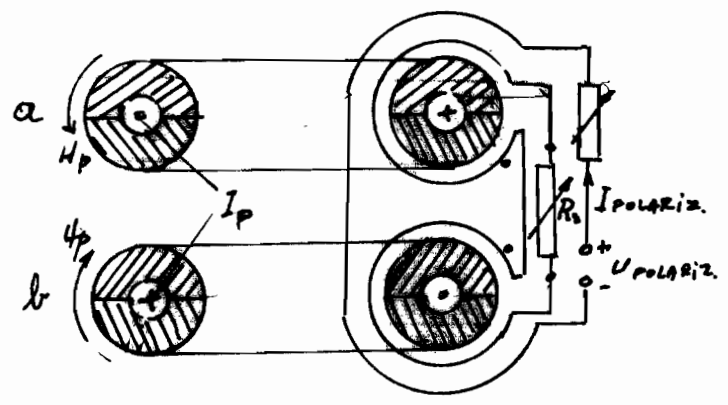


Fig 6

- 13 - Aug 14

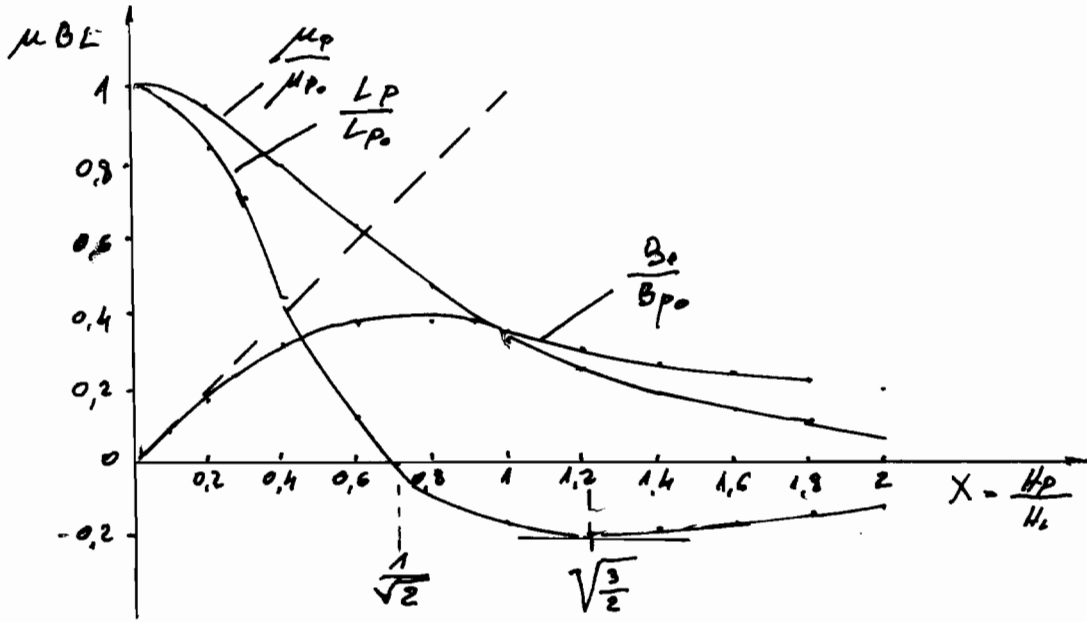


Fig 7