

UNIVERSITATEA TEHNICĂ TIMIȘOARA  
FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII

614.403  
90 H

ing. Ștefan Marinca

COMPENSAREA ELECTRONICĂ A TRANSFORMATOARELOR DE CURENT  
DE TIP CLEȘTE

TEZĂ DE DOCTORAT

Conducător științific  
Prof. dr. ing. Eugen Pop

1995

## INTRODUCERE

Lucrarea de față s-a dorit a fi o sinteză a eforturilor autorului, de-a lungul a cincisprezece ani de căutări dedicate creșterii preciziei măsurărilor cu transformatoare de tip clește.

La vremea primelor încercări posibilitatea măsurării curentului și altor mărimi dependente de curent (putere, factor de putere, energie) cu o precizie de 1% prezenta interes din două puncte de vedere: elaborarea bilanțurilor energetice la întreprinderile mari consumatoare de energie era obligatorie, dar cel mai adesea aceste bilanțuri furnizau concluzii aproximative, bazate pe extrapolarea unui număr foarte mic de măsurări realizate cu întreruperea consumatorilor; în țară se fabrica un singur tip de aparat de măsurat cu transformator clește, la ICEMENERG București, care măsoara numai curentul și tensiunea, cu o precizie de 2.5%, iar importul de aparate de măsurat era un lux, nu la îndemâna oricui, pentru că era vremea în care construiam totul. La nivelul țării, sumele necesare plății bilanțurilor energetice erau considerabile. Urmau alte costuri pentru realizarea măsuririlor rezultate în urma analizei aceluiași bilanț. Preocupările pentru aprofundarea cercetărilor teoretice și experimentale dedicate unui asemenea subiect, aparent minor, erau ca și inexistente. În literatură, dacă subiectul era atins, transformatorul tip clește era asimilat transformatorului de curent în general. Pentru propriile nevoi s-a preferat asimilarea unor modele aflate deja pe piață.

Primele rezultate proprii, finalizate cu realizarea câtorva noi modele de aparate de măsurat, au găsit ecoul așteptat în economia românească. Au urmat contracte de cercetare cu întreprinderi și institute specializate în fabricarea de aparate de măsurat : ICEMENERG București, ICSITEE București, AUTOBUZUL București, ELECTROCONTACT Botoșani, IAEM Timișoara, IPEE Bistrița. Fiecare cercetare s-a încheiat cu câte un nou model de măsurare: multimetre cu transformator tip clește pentru măsurarea curentului, tensiunii, puterii active, puterii reactive, factorului de putere;

convertoare putere-frecvență pentru telemăsurarea energiei electrice; truse trifazate pentru măsurări complexe. Fiecare nou model, confirmat prin "Aprobare de model", a generat cel puțin o mică serie pentru instituții și întreprinderi interesate în reducerea consumurilor energetice: Ministerul Învățământului, ICPE, RENEL, prin filialele de distribuție a energiei, alte institute de cercetare și întreprinderi industriale din toată țara. În legătură directă cu acest subiect s-au obținut și un număr de peste cincisprezece brevete de invenție.

În prezent condițiile par a fi complet schimbate: chestiunea gospodăririi energiei electrice este, în mare parte, la latitudinea consumatorului, iar importul de aparate de măsurat, de toate genurile și tot mai perfecționate ca precizii și funcții, inhibă orice încercare de realizare în țară. Eforturile cercetătorului izolat de a realiza produse competitive pe plan mondial, sub aspect tehnologic și de design, au tot mai puține șanse de izbândă.

Tema centrală a prezentei teze de doctorat o reprezintă precizia ce poate fi obținută cu metodele cunoscute, sau cu cele proprii.

În capitolul 1 se prezintă un rezumat al rezultatelor cunoscute din literatură privind calculul analitic al erorilor specifice transformatorului de tip clește. Pe lângă modelul clasic de transformator tip clește se prezintă și alte modele, printre care un brevet al autorului, ampermetru-clește pentru măsurări în linii aeriene sau în circuite de înaltă tensiune.

Metodele pasive de creștere a preciziei transformatoarelor de curent, susceptibile a fi aplicate celor de tip clește, sunt prezentate succint în cadrul capitolului 2. S-a considerat necesar ca înainte de cunoașterea metodelor de compensare electronică a erorilor transformatoarelor de curent să fie prezentate metodele mai simple, pasive, preferate în practică dacă corespund nivelului impus de precizie. Metodei de compensare capacitivă a erorilor transformatorului fabricat la ICEMENERG i s-a consacrat un studiu distinct. Concluziile rezultate în urma acestui studiu au stat la baza realizării multimetrului cu transformator tip clește ce se

prezintă în încheiere.

Capitolul al treilea este consacrat prezentării celor mai cunoscute metode de compensare electronică a erorilor transformatoarelor de curent, cu avantajele și dezavantajele specifice, și accent pe cele aplicabile transformatoarelor tip clește. Dintre metodele noi se prezintă una special realizată în varianta de transformator tip clește, ce oferă precizii de ordinul zecilor de ppm, cu avantajul că poate detecta și componenta de curent continuu în curentul alternativ de măsurat, sau pentru măsurarea curentului continuu și curentului alternativ. În încheierea capitolului sunt prezentate, în rezumat, două modele proprii de aparate electronice cu transformatoare de tip clește: Multimetrul digital și Trusă de măsurare trifazată.

Pentru calculul erorilor transformatorului de tip clește cu miez magnetic nelinear și neomogen, în capitolul 4 se prezintă principiul metodei elementului finit, pe baza căreia a fost elaborat un program de calcul adaptat tipului de transformator optimizat pe baza experienței practice. Programul de calcul, împreună cu un subprogram de discretizare semiautomată și un algoritm de prelucrare a rezultatelor, pe baza a sute de rulări, reluate iterativ, a permis o analiză fină a erorilor specifice transformatorului tip clește. Concluziile acestor analize au stat, sau vor sta la baza realizării de transformatoare tip clește. Ideea că, din punct de vedere al erorilor de influență în câmpul magnetic al curenților vecini, transformatorul tip clește poate fi asimilat unei mici bobine concentrate în centrul de simetrie al transformatorului și orientată după axa întrefierurilor, a fost confirmată și experimental. În cazul metodei de compensare electronică a erorilor transformatorului de curent pe un miez magnetic și două înfășurări, prin plasarea înfășurării de detecție deasupra înfășurării secundare s-a justificat posibilitatea micșorării erorii de linearitate cu aproape un ordin de mărime. S-a numit acest procedeu SUPRACOMPENSARE, deoarece pe această cale se poate echilibra și fluxul de dispersie, nu numai cel util.

În capitolul 5 se prezintă, în premieră, pe baza unei idei a

conducătorului științific al lucrării, Dl.Prof.dr.ing. EUGEN POP, posibilitatea realizării unui transformator de curent ideal, fără erori de principiu. O analiză a metodelor cunoscute de compensare electronică a erorilor arată că nu se poate reconstitui valoarea ideală a curentului secundar, în același raport cu cel primar ca și inversul numerelor de spire. Conform metodei propuse, curentul secundar, prin sarcină, este corectat cu exact valoarea curentului de mers în gol din ecuația corespunzătoare legii circuitului magnetic. Pentru reconstituirea componentei curentului de mers în gol se integrează tensiunea indusă într-o bobină tip panglică, dispusă lângă miez. Verificarea experimentală a metodei a fost făcută pe un mic transformator toroidal din tolă feromagnetică, pentru care s-au evidențiat inițial erorile de raport și de unghi. Prin aplicarea metodei s-au redus erorile de raport și de unghi cu două ordine de mărime. Erorile cu sarcina secundară și de linearitate scad aproximativ în același raport. Metoda este universală, în sensul că este valabilă pentru orice regim de funcționare și poate fi aplicată oricărui tip de transformator, fix sau de tip clește.

În capitolul 6 se prezintă două posibilități noi de aplicare a principiului compensării electronice la transformatoare de curent, conform metodei expuse în cap. 5.

Fiecare capitol se încheie cu concluzii.

Concluziile generale sunt prezentate în ultimul capitol, 7.

Mulțumesc tuturor celor ce au avut încredere și răbdare ca această lucrare să ajungă la final.

Voi rămâne îndatorat pentru todeauna conducătorului științific al lucrării, Dl.Prof.dr.ing. EUGEN POP, care mi-a fost de peste 20 de ani model profesional și uman. Domnul Profesor a reprezentat pentru mine autoritatea științifică de la care am așteptat totdeauna confirmarea că ceea ce fac poate avea valoare.

Mulțumesc, de asemenea, Domnului Prof.dr.ing. AUREL MILLEA, director general al Institutului Național de Metrologie București, pentru sprijinul care mi l-a acordat și căldura cu care m-a primit de câte ori a fost nevoie.

Rămân profund îndatorat memoriei celor ce mi-au fost prieteni și susținători, ȘTEFAN KOVACS și GHEORGHE CRISTESCU de la ICSITTE București.

Mulțumesc tuturor celor care au fost alături de mine pe toată perioada în care se acumulau rezultate în perspectiva prezentei teze: Domnului profesor GHEORGHE BERINDE de la Liceul Dragoș Vodă Sighetu Marmației; colegului, dr.ing. IOAN VĂDAN de la Universitatea Tehnică Cluj Napoca; colegilor de la Universitatea Baia Mare, în primul rând conf.dr.ing. LIVIU PETREAN; prietenilor de la FRE Baia Mare, dir. ing. VASILE CHERECHEȘ, ing. VASILE CULCEAR și ing. PAVEL CRISTEA; domnilor RĂDUȚ SOVIANY și LIVIU POPESCU de la INBM; domnului MIHAIL DINA de la ICEMENERG București.

## CUPRINS

Pag.

	<b>INTRODUCERE</b>	3
<b>1</b>	<b>TRANSFORMATOARE DE TIP CLEȘTE</b>	11
1.1	PRINCIPIU	11
1.2	ERORI DE MĂSURARE ALE TRANSFORMATOARELOR TIP CLEȘTE	13
1.3	TRANSFORMATOARE DE CURENT ÎN AER	14
1.3.1	EROAREA CU DEPLASAREA CONDUCTORULUI	14
1.3.2	EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMPUL CURENȚILOR VECINI	16
1.3.3	EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMP MAGNETIC UNIFORM	18
1.4	ERORI DE METODĂ ALE BOBINELOR INELARE CU SECTOARE FĂRĂ SPIRE	19
1.4.1	EROAREA CU DEPLASAREA CONDUCTORULUI	19
1.4.2	EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMPUL CURENȚILOR VECINI	21
1.4.3	EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMP MAGNETIC UNIFORM	22
1.5	ERORILE TRANSFORMATOARELOR DE TIP CLEȘTE CU MIEZ MAGNETIC	23
1.5.1	EROAREA CU DEPLASAREA CONDUCTORULUI	24
1.5.2	EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMPUL CURENȚILOR VECINI	25
1.5.3	EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMP MAGNETIC UNIFORM	25
1.6	TRANSFORMATOARE TORIDALE CU UN INTREFIER	26
1.7	TRANSFORMATOARE CU CÂTEVA INTREFIERURI	27
1.8	CALCULUL ERORILOR TRANSFORMATOARELOR DE TIP CLEȘTE PE BAZA SCHEMEI ELECTRICE ECHIVALENTE	28
1.9	ALTE TIPURI DE TRANSFORMATOARE TIP CLEȘTE	30
1.9.1	TRANSFORMATOARE DE TIP CLEȘTE CU TRADUCTOARE GALVANOMAGNETICE	30
1.9.2	TRANSFORMATOARE DE TIP CLEȘTE CU DETECTIE PE ARMONICA A DOUA	33
1.9.3	TRANSFORMATOR DE ÎNALTĂ TENSIUNE TIP CLEȘTE CU IZOLARE OPTICA	34
1.10	CONCLUZII	35
<b>2</b>	<b>METODE PASIVE DE COMPENSARE A ERORILOR TRANSFORMATOARELOR DE CURENT</b>	38
2.1	COMPENSAREA CAPACITIVĂ	38

2.2	COMPENSAREA PRIN METODA CELOR DOUĂ TREPTE	39
2.3	COMPENSAREA PRIN DEMAGNETIZARE	40
2.4	TRANSFORMATOR DE CURENT ÎN DOUĂ TREPTE CU COMPENSARE PASIVĂ	42
2.5	STUDIUL UNUI TRANSFORMATOR DE TIP CLEȘTE	44
2.6	MULTIMETRU ANALOGIC CU TRANSFORMATOR DE TIP CLEȘTE AMPERMETRIC	54
2.7	CONCLUZII	55
<b>3</b>	<b>COMPENSAREA ELECTRONICA A ERORILOR TRANSFORMATOARELOR DE CURENT</b>	<b>57</b>
3.1	PRINCIPIU	57
3.2	TRANSFORMATOARE DE CURENT COMPENSATE ELECTRONIC CU UN MIEZ ȘI O SINGURĂ ÎNFAȘURARE SECUNDARĂ	59
3.3	TRANSFORMATOARE DE CURENT COMPENSATE ELECTRONIC CU DOUĂ ÎNFAȘURARI SECUNDARE	61
3.4	TRANSFORMATOR DE CURENT COMPENSAT ELECTRONIC CU AMLIFICATOR DIFERENTIAL	63
3.5	TRANSFORMATOR DE CURENT COMPENSAT ELECTRONIC CU LEGĂTURĂ ÎNTRE PRIMAR SI SECUNDAR	65
3.6	TRANSFORMATOARE DE CURENT CU DOUĂ MIEZURI COMPENSATE ELECTRONIC	66
3.7	REALIZARI PRACTICE CU TRANSFORMATOARE TIP CLEȘTE COMPENSATE ELECTRONIC	72
3.6.1	MULTIMETRU DIGITAL	73
3.6.2	TRUSĂ DE MĂSURARE TRIFAZATA	76
3.7	CONCLUZII	77
<b>4</b>	<b>CALCULUL CÂMPULUI MAGNETIC ÎN CAZUL UNUI TRANSFORMATOR DE TIP CLEȘTE PRIN METODA ELEMENTULUI FINIT</b>	<b>79</b>
4.1	ECUAȚIILE CÂMPULUI MAGNETIC STAȚIONAR	79
4.2	MODELUL NUMERIC VARIAȚIONAL DE CÂMP MAGNETIC	81
4.3	PRINCIPIUL METODEI ELEMENTULUI FINIT DE ANALIZĂ A CÂMPULUI MAGNETIC STAȚIONAR	82
4.4	ALGORITM ȘI PROGRAM DE ANALIZĂ A CÂMPULUI MAGNETIC LA TRANSFORMATOARE DE TIP CLEȘTE	85
4.4.1	VERIFICAREA LEGII CIRCUITULUI MAGNETIC	93



4.4.2	EROAREA CU DEPLSAREA CONDUCTORULUI	97
4.4.3	EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMP MAGNETIC EXTERIOR	103
4.5	CONCLUZII	110
5	<b>TRANSFORMATOR DE CURENT CU COMPENSAREA TENSIUNII MAGNETOMOTOARE</b>	114
5.1	PRINCIPIU	114
5.2	INTEGRATORUL	119
5.3	DETERMINĂRI EXPERIMENTALE	123
5.3.1	CALCULUL SENSIBILITĂȚII	127
5.3.2	DETERMINĂRI EXPERIMENTALE LA MERS ÎN GOL	130
5.3.3	DIAGRAMA FAZORIALA A CURENȚILOR	131
5.3.4	ERORILE TRANSFORMATORULUI NECOMPENSAT	134
5.3.5	ERORILE TRANSFORMATORULUI COMPENSAT	143
5.4	TRANSFORMATOR TIP CLEȘTE CU COMPENSAREA TENSIUNII MAGNETOMOTOARE	149
5.5	CONCLUZII	152
6.	<b>DEZVOLTARI VIITOARE</b>	156
6.1.	TRANSFORMATOR DE CURENT ÎN DOUĂ TREPTE CU COMPENSAREA TENSIUNII MAGNETOMOTOARE	156
6.2.	COMPENSAREA ELECTRONICA A TRANSFORMATOARELOR DIN EXPLOATARE	158
6.3.	CONCLUZII	161
7.	<b>CONCLUZII GENERALE</b>	163
	<b>BIBLIOGRAFIE</b>	174

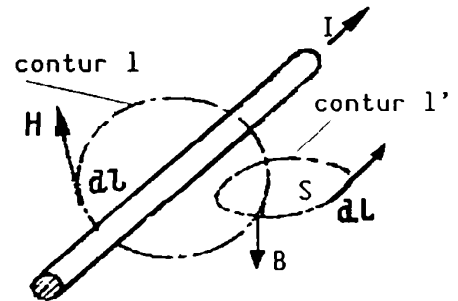
## 1. TRANSFORMATOARE DE TIP CLEȘTE.

## 1.1. PRINCIPIU

Măsurarea curentului electric fără întreruperea circuitelor, [4], [5], [6], este bazată pe legătura dintre curent și câmpul magnetic, conform legilor câmpului electromagnetic.

Pentru exemplul din fig.1.1 legea circuitului magnetic în formă integrală, pe conturul 1, ce curinde curentul I, este:

$$\oint H dl = I \quad (1.1)$$



Ecuția (1.1) caracterizează legătura curentului cu câmpul magnetic în absența miezului magnetic.

Fig.1.1. Explicativă la principiul măsurării curentului.

În prezența substanțelor magnetizabile cel mai bine se caracterizează câmpul magnetic prin inducția magnetică B, legată de intensitatea câmpului H prin relația  $B = \mu_s H = \mu_0 [\mu] H$ , unde  $\mu_s$  este permeabilitatea absolută a materialului, iar  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m, permeabilitatea absolută a vidului, cu  $[\mu]$  în general tensor. Pentru materiale izotrope  $[\mu] = \mu_r$ , unde  $\mu_r$  este permeabilitatea relativă. În acest caz,  $B = \mu_0 \mu_r H$  și relația (1.1) devine:

$$\oint B dl = \mu_0 \mu_r I \quad (1.2)$$

Dacă integrarea elementelor Hdl se face de-a lungul întregului circuit închis, rezultatul integralei este proporțional numai cu valoarea curentului total I și nu depinde de poziția conductorului, forma sa geometrică, sau de influența câmpului magnetic exterior. Dacă însumarea corespunzătoare integralei se face doar pe porțiuni, apar erori cu poziția conductorului și de influență în câmpul magnetic exterior. Formula (1.2) este corectă pentru cazurile când contururile de integrare trec prin medii cu permeabilitate

constantă. Dacă conturul l cuprinde și porțiuni cu permeabilitate ce depinde de H și B rezultatul depinde de permeabilitatea magnetică și de forma și dimensiunile circuitului.

Pentru conturul l de forma unui inel magnetic moale care are un întrefier în secțiune,  $l_v$ , (fig.1.2) se poate scrie relația:

$$I = H_M l_M + H_v l_v \quad (1.3),$$

unde  $H_M$  și  $H_v$  sunt intensitatea câmpului magnetic în miez și în întrefier. Pentru întrefier mic ( $l_v \ll l_M$ ) și secțiune constantă, inducția magnetică este constantă pe tot conturul l, adică inducția în circuitul magnetic,  $B_M = \mu_0 \mu_r H_M$ , și în întrefier,  $B_v = \mu_0 H_v$ , sunt egale. Acest lucru este exprimat în relația (1.4):

$$I = H_v l_v [1 + l_M / (\mu l_v)] \quad (1.4)$$

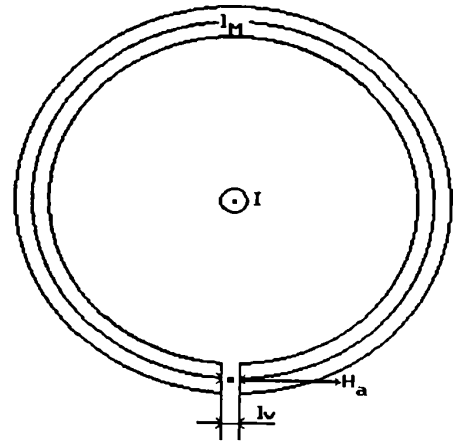


Fig.1.2. Miez magnetic cu întrefier și curent de măsurat.

Pentru materiale cu permeabilitate magnetică mare ( $\mu_r > 10000$ ) raportul  $l_M / \mu l_v \ll 1$  și expresia (1.4) devine:

$$I \approx H_v l_v \quad (1.5)$$

În acest caz integrala este egală cu tensiunea magnetomotoare corespunzătoare întrefierului, iar curentul poate fi determinat după intensitatea câmpului magnetic din întrefier.

A doua ecuație a lui Maxwell permite determinarea tensiunii electromotoare induse,  $e = -d\phi/dt$ , funcție de variația fluxului magnetic prin suprafața sprijinită pe conturul  $l'$ , (fig.1.1),  $\phi = \int_S B ds$ .

Pentru cazul în care conductorul se mișcă cu viteza  $v$  în câmpul magnetic de inducție  $B$ , se poate scrie următoarea formă pentru a doua ecuație a lui Maxwell:

$$e = \oint_{l'} [E - (vB)] dl \quad (1.6)$$

în care primul termen reprezintă tensiunea indusă prin transformare, iar al doilea, tensiunea indusă prin mișcare.

Fluxul magnetic este legat de intensitatea câmpului magnetic permeabilitate și suprafața  $S$  prin relația  $\phi = \mu_0 \mu_r H S$ .

## 1.2. ERORI DE MĂSURARE ALE TRANSFORMATOARELOR TIP CLEȘTE

Pe lângă erorile specifice oricărui transformator de curent în cazul transformatoarelor de tip clește apar erori suplimentare date de:

-deplasarea conductorului parcurs de curentul de măsurat în fereastra transformatorului;

-câmpul magnetic al curenților din vecinătatea conductorului parcurs de curentul de măsurat;

-câmpul magnetic uniform din exterior.

Corespunzător se studiază trei tipuri de erori de metodă, conform relațiilor (1.7), (1.8) și (1.9):

$$\delta_d = (A_d - A_0) / A_0 \text{ (1.7)}; \quad \delta_I = \frac{A_I}{A_0} \text{ (1.8)}; \quad \delta_c = \frac{A_c}{A_0} \text{ (1.9)}$$

unde:  $A_0$ , reprezintă mărimea de ieșire a transformatorului de măsurat fără eroarea de metodă;  $A_d$ , mărimea de ieșire a transformatorului, corespunzătoare deplasării conductorului față de poziția de referință;  $A_I$ , mărimea de ieșire a transformatorului ca urmare a influenței câmpului magnetic al curenților vecini;  $A_c$ , mărimea de ieșire ca urmare a influenței câmpului magnetic exterior, presupus uniform.

Cel mai adesea mărimea de ieșire este înălțuirea magnetică, funcție de care se exprimă tensiunea indusă.

În practică la măsurarea curentului se utilizează transformatoare de diverse forme, rotunde, dreptunghiulare, elipsoidale. Cele mai răspândite sunt de formă toroidală sau dreptunghiulară, cu sau fără miez magnetic, cu conductorul parcurs de curentul de măsurat în diverse poziții și pentru diverse



numărul de spire:

$$\psi_0 = \frac{\mu_0 I W S}{2\pi r_m} \quad (1.12)$$

Prin deplasarea conductorului cu distanța  $\varepsilon_d$  din centrul de

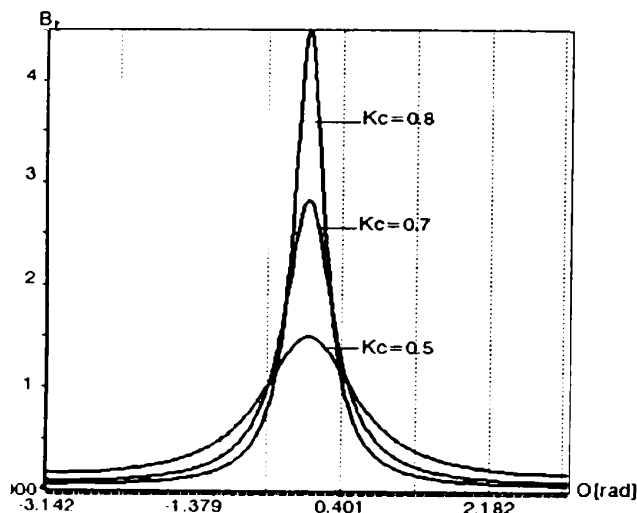


Fig.1.4. Dependenta componentei tangențiale a inducției magnetice de unghiul de deplasare și excentricitate.

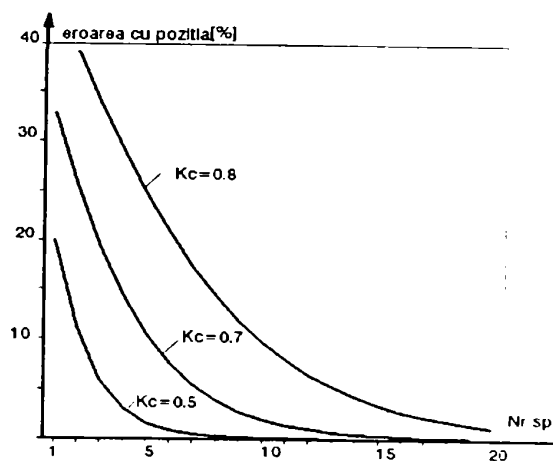


Fig.1.5. Dependenta erorii de excentricitate și unghiului deplasării conductorului.

asimetrie în punctul 2 (fig.1.3), componenta tangențială a inducției magnetice devine:

$$B_c^d = \frac{\mu_0 I \cos \varphi_d}{2\pi \rho} \quad (1.13)$$

Cu:

$$\rho = \sqrt{r_m^2 - 2\varepsilon_d r_m \cos \theta + \varepsilon_d^2}; \quad \cos \varphi_d = \frac{r_m - \varepsilon_d \cos \theta}{\rho} \quad (1.14)$$

relația (1.13) se poate scrie:

$$B_c^d = \frac{\mu_0 I (1 - k_d \cos \theta)}{2\pi r_m (1 - 2k_d \cos \theta + k_d^2)} \quad (1.15)$$

unde  $k_d = \varepsilon_d / r_m$  este excentricitatea deplasării conductorului.

Mărimea  $B_c^d(0) / B_t$ , pentru diverse valori  $k_d$ , este prezentată în

figura 1.4. Prin deplasarea conductorului din centru pe linia OR, (fig.1.3), reprezentând bisectoarea unghiului format de două spire vecine, după cum se vede din figura 1.4, eroarea în determinarea lui  $B_i(0)$  va fi maximă.

În figura 1.5 sunt ilustrate erorile cu deplasarea conductorului, pentru diferite valori ale coeficientului de excentricitate,  $k_d$ . dată de:

$$\delta_{dmax} = \frac{1}{w} \sum_1^w \frac{1 - k_d \cos(2i-1) \frac{\pi}{w}}{1 - 2k_d \cos(2i-1) \frac{\pi}{w} + k_d^2} - 1 \quad (1.16)$$

Se observă că pentru 16 spire și  $k_d=0.7$ , eroare cu poziția este sub 1%, ceea ce, pentru acest tip de transformator, poate fi considerat acceptabil.

### 1.3.2. EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMPUL CURENȚILOR VECINI

Pentru bobina toroidală din fig.1.6, cu  $w$  spire dispuse uniform în câmpul creat de curentul de influență  $I_i$ , componenta tangențială a inducției magnetice pentru conturul de rază medie  $r_m$  este:

$$B_t^i = \frac{\mu_0 I_i}{2\pi\rho} \cos\varphi_i \quad (1.17)$$

Cu  $\rho$  și  $\cos\varphi_i$  din (1.17) exprimat prin unghiul central  $\theta$  în relațiile (1.18) și (1.19).

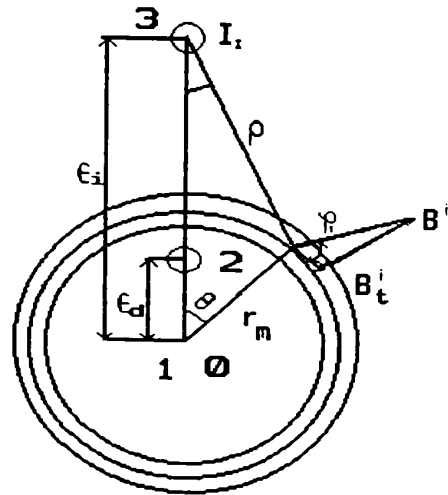


Fig.1.6. Câmpul magnetic de influență al curenților vecini bobinei inelare în aer.

$$B_c^i(\theta) = \frac{\mu_0 I_i}{2\pi} \frac{\varepsilon_i \cos\theta - r_m}{\varepsilon_i^2 - 2\varepsilon_i r_m \cos\theta + r_m^2} \quad (1.18)$$

$$B_c^i = \frac{\mu_0 I_i (1 - k_i \cos\theta)}{2\pi r_m (1 - 2k_i \cos\theta + k_i^2)} - \frac{\mu_0 I_i}{2\pi r_m} \quad (1.19)$$

Comparând (1.19) cu (1.15) se observă că acțiunea conductorului vecin parcurs de curentul  $I_i$  asupra bobinei inelare se poate înlocui cu acțiunea a doi curenți cu aceeași valoare, din care unul este situat în centrul  $O$  al bobinei și are sens opusă lui  $I_i$ , iar al doilea în punctul 2 cu o excentricitate relativă  $k_d = k_i$  și de același sens cu  $I_i$ .

Egalitatea  $k_d = k_i$  conduce la așa numita condiție de inversiune a punctelor 2 și 3:

$$\varepsilon_c \varepsilon_T = r_m^2 \quad (1.20)$$

Înlănțuirea parazită a bobinei cu un număr de spire  $w$  parcurse de curentul  $I_i$  este:

$$\psi_i = \frac{\mu_0 I_i S}{2\pi r_m} \left[ \sum_1^w \frac{1 - k_i \cos(2i-1) \frac{\pi}{w}}{1 - 2k_i \cos(2i-1) \frac{\pi}{w} + k_i^2} - w \right] \quad (1.21)$$

iar eroarea de influență în câmpul creat de curentul vecin:

$$\delta_{iMax} = \frac{\psi_i}{\psi_0} = \frac{I_i}{I} \left[ \frac{1}{w} \sum_1^w \frac{1 - k_i \cos(2i-1) \frac{\pi}{w}}{1 - 2k_i \cos(2i-1) \frac{\pi}{w} + k_i^2} - 1 \right] \quad (1.22)$$

sau pentru:

$$k_i = k_d; \delta_{iMax} = \frac{I_i}{I} \delta_{dMax} \quad (1.23)$$

În felul acesta eroarea de măsurare datorată influenței conductorului vecin parcurs de curent este proporțională cu  $I_i/I$ . De aceea, pentru reducerea erorii în limitele impuse se recomandă un număr mare de spire  $w$ . În situații practice transformatorul poate fi influențat simultan de mai mulți curenți vecini. În acest caz, eroarea se calculează pentru fiecare curent, iar apoi, erorile se însumează algebric, ținând seama de sensul și faza curentului. O analiză mai completă poate fi făcută doar cu metode numerice de



calcul a câmpului electromagnetic (Cap.4).

Dacă conductorul vecin este calea de întoarcere a curentului:

$$\frac{I_i}{I} = 1, \delta_i = \delta_d \quad (1.24)$$

ceea ce înseamnă că pentru determinarea erorilor maxime pot fi folosite graficele din figura 1.5.

În condiții reale, chiar pentru un număr mare de spire, câmpul conductoarelor vecine parcurse de curenți poate influența vizibil precizia măsurării din cauza bobinării neuniforme a spirelor. Această eroare poate fi redusă doar prin ecranarea magnetică.

### 1.3.3. EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMP MAGNETIC UNIFORM

Legea de distribuție a componentei tangențiale a inducției magnetice pe conturul circular din figura 1.3 datorată acțiunii unui câmp magnetic uniform de inducție  $B_c$  este:

$$B_t^c(\theta) = B_c \sin \theta \quad (1.25)$$

iar înălțuirea:

$$\Psi_c = w S B_c \sum_0^{w-1} \sin \theta = w S B_c \left[ \sin \left( \beta_1 + \frac{w-1}{2} \theta_1 \right) \sin \frac{w}{2} \theta_1 \operatorname{cosec} \frac{\theta_1}{2} \right] \quad (1.26)$$

unde:  $\theta = \beta_1 + \theta_i$ ,  $\beta_1$  este unghiul primei spire, respectiv unghiul spirei,  $i$ , cu  $\theta_1$ , unghiul dintre două spire vecine. (fig 1.3).

La o distribuție uniformă a spirelor pe contur  $\theta_1 = 2\pi w$  și  $\Psi_c = 0$  adică înălțuirea totală nu depinde de unghiul, respectiv de orientarea bobinei și de pasul de distribuție. Dacă spirele sunt dispuse neuniform atunci înălțuirea este diferită de zero și depinde de poziția conturului de integrare față de direcția câmpului magnetic uniform.

Eroarea datorită acțiunii câmpului magnetic uniform, conform (1.9), se determină ca raportul între înălțuiri:

$$\delta_c = \frac{2\pi r_m B_c}{\mu_0 I} \left[ \sin \left( \beta_1 + \frac{w-1}{2} \theta_1 \right) \sin \frac{w}{2} \theta_1 \operatorname{cosec} \frac{\theta_1}{2} \right] \quad (1.27)$$

## 1.4. ERORI DE METODĂ ALE BOBINELOR INELARE CU SECTOARE FĂRĂ SPIRE

Transformatoare reale de tip clește, cu bobinele realizate compact și sectoare fără spire, conform fig.1.7, sunt mult mai des întâlnite în practică.

În acest caz apar erori suplimentare date de unghiul sectorului fără spire.

## 1.4.1 EROAREA CU DEPLASAREA CONDUCTORULUI

Dacă pe un unghi elementar se află dispuse  $w_0 d\theta$  spire, unde  $w_0$  reprezintă densitatea ungiulară de dispunere a spirelor, cu  $w_0$  constant, mai puțin sectoarele  $\alpha_0$  unde  $w_0=0$ , înălțuirea spirelor situate pe unghiul  $\theta$ , la o poziție centrală a curentului  $I$ , se determină cu expresia :

$$d\psi_0 = \frac{\mu_0 I S w_0 d\theta}{2\pi r_m} \quad (1.28)$$

prin integrarea căreia se obține valoarea înălțuirii totale:

$$\psi_0 = \frac{\mu_0 I w_0 S (2\pi - 2\alpha_0)}{2\pi r_m} \quad (1.29)$$

Cu deplasarea la distanța  $\epsilon_d$  a curentului legea de distribuție a lui  $B_r$  se determină cu (1.15). În acest caz înălțuirea elementară este:

$$d\psi_d = \frac{\mu_0 I S w_0}{2\pi r_m} \left( \frac{1 - k_d \cos\theta}{1 - 2k_d \cos\theta + k_d^2} \right) d\theta \quad (1.30)$$

Integrând (1.30) și înlocuind în rezultatul final  $\theta = \theta_d$ , unde  $\theta_d$  este unghiul central, se obține :

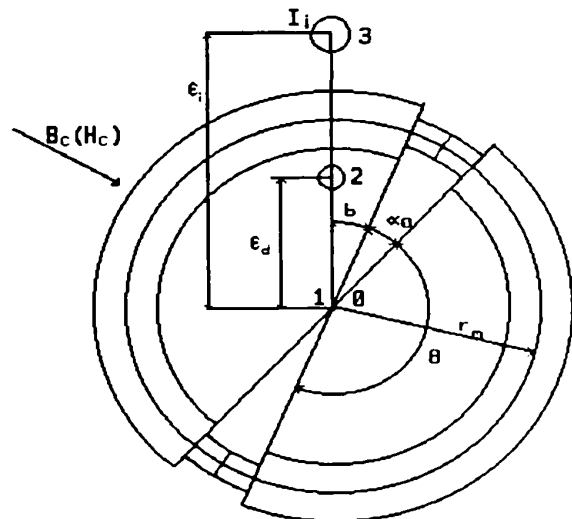


Fig.1.7. Bobina toroidală în aer cu sectoare fără spire.

$$\Psi_d = \frac{\mu_0 I S W_0}{\pi r_m} \left[ \theta_d + \arctg \left( \frac{1+k_d}{1-k_d} \operatorname{tg} \frac{\theta_d}{2} \right) \right] \quad (1.31)$$

Din formula (1.31) rezultă că, pentru o dispunere neuniformă, înlănțuirea depinde de excentricitatea deplasării curentului,  $k_d$ . Pentru o dispunere completă, când  $\theta_d = \pi$ , această dependență lipsește deoarece se efectuează integrarea pe un contur închis.

Însumând (1.31) în intervalele de la 0 la  $\beta$ ; de la  $(\beta + \alpha_0)$  la  $\pi$ ; de la 0 la  $(\pi - \beta - \alpha_0)$ ; de la  $(\pi - \beta)$  la  $\pi$  se obține:

$$\Psi_d = \frac{\mu_0 I S W_0}{2\pi r_m} [2\pi - \alpha_0 + \arctg[q_d \operatorname{ctg}(\beta + \alpha_0)] - \arctg(q_d \operatorname{ctg}\beta)] \quad (1.32)$$

unde  $q_d$  este:

$$q_d = \frac{1 - k_d^2}{1 + k_d^2} \quad (1.33)$$

Din relațiile precedente se poate determina eroarea cu deplasarea conductorului în interiorul ferestrei bobinei circulare cu sectoare fără spire:

$$\delta_d = \frac{\alpha_0 + \arctg[q_d \operatorname{ctg}(\beta + \alpha_0)] - \arctg(q_d \operatorname{ctg}\beta)}{2\pi - 2\alpha_0} \quad (1.34)$$

Eroarea maximă se obține derivând (1.34) în raport cu unghiul  $\beta$  și egalând cu 0, de unde se deduce că valoarea maximă a erorii are loc la  $\beta = \alpha_0/2$ , adică atunci când conductorul parcurs de curent este situat pe bisectoarea sectorului fără spire. În acest caz:

$$\delta_{d\max} = \frac{\alpha_0 - 2\arctg(q_d \operatorname{ctg} \frac{\alpha_0}{2})}{2\pi - 2\alpha_0} \quad (1.35)$$

Relația (1.35) este ilustrată grafic în fig.1.8 pentru valori diferite ale unghiului sectoarelor fără spire și la diferite valori ale excentricității. Rezultă că la sectoare fără spire mari, când  $\alpha_0$  tinde la  $\pi$ , eroarea maximă tinde la 50 %. În mod analog cu (1.35) poate fi obținută formula erorii  $\delta_{d\max}$  pentru bobină având un sector fără spire  $\alpha_0$ . Pentru acest caz eroarea este [6]:

$$\delta_{dMax} = \frac{\frac{\alpha_0}{2} - 2 \arctg\left(\tg \frac{\alpha_0}{4} \frac{1+k_d}{1-k_d}\right)}{2\pi - \alpha_0} \quad (1.36)$$

Comparând (1.35) cu (1.36) se vede că pentru aceleași valori  $k_d$  și  $\alpha_0$  eroarea maximă este mult mai mare decât  $\delta_{dMax}$ . Rezultă că la construcția transformatoarelor de tip clește cu sectoare fără spire este util să se simetrizeze sectoarele fără spire, aceasta fiind o posibilitate reală de scădere a erorii datorită deplasării conductorului.

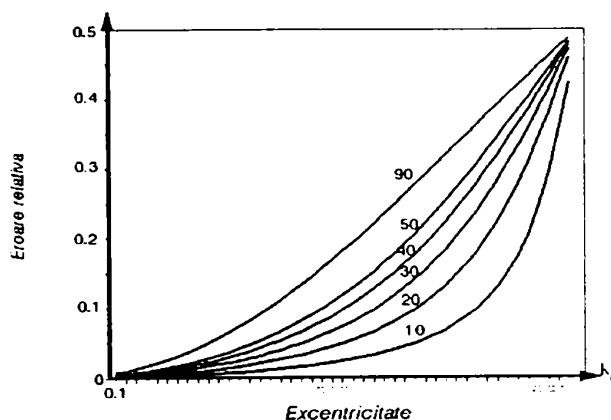


Fig. 1.8. Variația erorii relative de excentricitate și unghiul sectorului fără spire.

#### 1.4.2. EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMPUL CURENȚILOR VECINI

Eroarea  $\delta_i$ , pentru bobina din figura 1.7, se determină cu ajutorul inversiunii punctelor de dispunere a curentului în interiorul și în exteriorul ferestrei transformatorului. În acest caz, [85], conform (1.8), eroarea este:

$$\delta_{iMax} = \frac{I_i}{I} \frac{\alpha_0 - 2 \arctg\left(q_i \tg \frac{\alpha_0}{2}\right)}{2\pi - 2\alpha_0} = \frac{I_i}{I} \delta_{dMax} \quad (1.37)$$

unde:

$$q_i = \frac{1 - k_i^2}{1 + k_i^2} \quad (1.38)$$

Pentru  $I_i/I=1$  valorile lui  $\delta_{iMax}$  pot fi găsite pe graficul din figura 1.8.

Comparând graficele erorilor  $\delta_i$  pentru cazul dispunerii uniforme a spirelor și pentru bobine circulare cu sectoare fără spire, se observă că bobina cu sectoare fără spire  $\alpha_0$  are erori mai

mari decât bobina cu spire uniform distribuite. De aici rezultă o concluzie practică extrem de importantă: în cazul prezenței unui sector fără spire  $\alpha_0$  este recomandabil să se dispună sectoare mici, astfel încât între ele să aibă un pas constant, egal cu  $\alpha_0$ . Aceasta conduce la scăderea erorilor  $\delta_d$  și  $\delta_i$ .

#### 1.4.3 EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMP MAGNETIC UNIFORM

Sub acțiunea câmpului magnetic uniform asupra bobinei circulare erorile de integrare apar numai atunci când spirele sunt dispuse neuniform și lipsește simetria axială sau centrală.

Pentru bobina cu un sector  $\alpha_0$  fără spire, înlănțuirea parazită maximă, datorită acțiunii câmpului magnetic uniform, corespunde orientării perpendiculare a vectorului  $B_c$  pe bisectoarea sectorului fără spire.

Ținând seama de legea de distribuție  $B_r$ , (1.25), se poate scrie înlănțuirea bobinei pentru un unghi  $d\theta$  la o densitate a spirelor  $w_0$

$$d\psi_c = B_c S w_0 \sin\theta d\theta \quad (1.39)$$

Integrând (1.39) în limitele:

$$0 \text{ la } \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha_0}{2}\right) \text{ și } \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha_0}{2}\right) \text{ la } 2\pi \quad (1.40)$$

se obține :

$$\psi_c = 2B_c S w_0 \sin \frac{\alpha_0}{2} \quad (1.41)$$

Înlănțuirea totală a bobinei în cazul unei dispuneri centrale a conductorului cu curentul de măsurat este:

$$\psi_0 = \frac{\mu_0 I S w_0 (2\pi - \alpha_0)}{2\pi r_m} \quad (1.42)$$

Valoarea maximă a erorii datorită influenței câmpului magnetic este:

$$\delta_{cmax} = \frac{\psi_c}{\psi_0} = \frac{2B_c r_m \sin \frac{\alpha_0}{2}}{\mu_0 I \left(1 - \frac{\alpha_0}{2}\pi\right)} \quad (1.43)$$

După cum se vede din (1.43) eroarea  $\delta_{cmax}$  este invers proporțională

cu curentul măsurat. Pentru bobine având de exemplu raza medie 40 mm și  $\alpha_0 = 20$  grade, eroarea  $\delta_{C_{max}}$  în câmpul magnetic al pământului se exprimă astfel:  $\delta_{C_{max}} = 0.58/I$ , unde  $I$  este în A. De aici rezultă că această eroare trebuie luată în considerare la măsurări de curenți de ordinul amperilor.

### 1.5. ERORILE TRANSFORMATOARELOR DE TIP CLEȘTE CU MIEZ MAGNETIC

În cazul transformatoarelor de tip clește pe miez magnetic pentru calculul erorilor sunt recomandate metodele numerice. În cele ce urmează se prezintă și câteva aspecte privind determinarea pe cale analitică a erorilor transformatoarelor cu miez magnetic. În acest scop se procedează asemănător cazurilor prezentate: se determină legea de distribuție a componentei tangențiale a inducției magnetice pe conturul liniei mediane a miezului magnetic, cu conductorul în centrul de simetrie, cu deplasarea conductorului și în cazul acțiunii câmpurilor perturbatoare.

Pentru miezul magnetic circular, cu o spiră conductoare, indicată cu 1 și 2 în figura 1.9, se determină, [4], [5], [86], potențialul magnetic  $\varphi_M$  sub forma sumei a două funcții:

$$\varphi_M = \varphi_1 + \varphi_2 \quad (1.44)$$

unde  $\varphi_1$  satisface legea circuitului magnetic și corespunde câmpului magnetic în lipsa miezului, iar  $\varphi_2$  ține seama de influența miezului asupra distribuției câmpului. Prima componentă este :

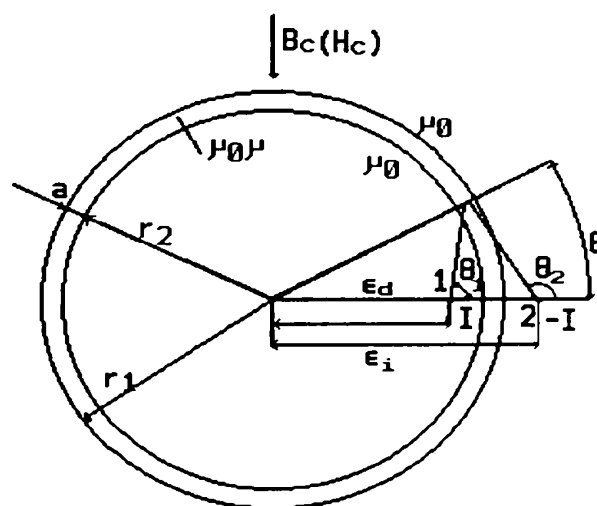


Fig.1.9. Explicativă la erorile de metodă ale bobinei inelare feromagnetice.

$$\varphi_1 = \frac{I}{2\pi} \theta \quad (1.45)$$

Funcția  $\varphi_2$  se determină rezolvând ecuația Laplace:

$$\frac{\partial^2 \varphi_2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_2}{\partial r} + \frac{\partial^2 \varphi_2}{r^2 \partial \theta^2} = 0 \quad (1.46)$$

în sistemul de coordonate cilindrice, cu condiții pe frontieră date, din care rezultă legea de distribuție a intensității câmpului în miezul magnetic, funcție de unghiul  $\theta$  :

$$H_t(\theta) = \frac{I}{2\pi r} + \frac{I}{\mu\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{\epsilon_d^n \epsilon_i^n + r_1^{2n}}{\epsilon_i^n (r_1^{2n} - r_2^{2n})} r^{n-1} + \frac{r_1^{2n} (r_1^{2n} + \epsilon_d^n \epsilon_i^n)}{\epsilon_i^n (r_1^{2n} - r_2^{2n}) r^{n+1}} \right] \cos n\theta \quad (1.47)$$

#### 1.5.1. EROAREA CU DEPLASAREA CONDUCTORULUI

Cu  $\epsilon_r \rightarrow \infty$  în (1.47) se obține expresia componentei tangențiale a intensității câmpului magnetic  $H_t$  datorită deplasării conductorului 1 în fereastră:

$$H_t^d = \frac{I}{2\pi r_m} - \frac{I}{2\pi\mu a} \left[ 2\ln(1-k_d) \left( 1 - \frac{\theta}{\arccos \frac{k_d}{2}} \right) + (\theta - \arccos \frac{k_d}{2}) \frac{\ln(1+k_d+k_d^2)}{\frac{2}{3}\pi - \arccos \frac{k_d}{2}} + \frac{6\ln(1+k_d) (\theta - \frac{2}{3}\pi)}{\pi} \right] + \frac{1.25Ik_d(\cos\theta - k_d)}{\mu\pi r_m (1 - 2k_d \cos\theta + k_d^2)} \quad (1.48)$$

pe baza căreia se calculează eroarea cu deplasarea conductorului:

$$\delta_d = \frac{2\pi r_m \int_0^{\theta_N} H_t^d(\theta) d\theta}{I\theta_N} - 1 \quad (1.49)$$

Calcululele și experiența arată că pentru miez circular cu permeabilitate mare  $\mu > 1000$  eroarea cu poziția este semnificativă

numai pentru exentricități mari  $k_d > 0.8$  și unghiuri mici de înfășurare,  $\theta_N < 90$ .

### 1.5.2 EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMPUL CURENȚILOR VECINI

Se demonstrează, [5], [86], că și în acest caz:

$$\delta_i = \frac{I_i}{I} \delta_d \quad (1.50)$$

adică pentru poziții ale lui  $I_t$  satisfăcând condiția de inversie, pentru bobina în aer sau cu miez magnetic, raportul între  $\delta_i$  și  $\delta_d$  este același, respectiv pentru calculele lui  $\delta_i$  se poate folosi formula (1.49).

### 1.5.3 EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMP MAGNETIC UNIFORM

Expresia aproximativă a componentei tangențiale a intensității câmpului magnetic, în miezul magnetic toroidal, sub acțiunea unui câmp magnetic uniform, este:

$$H_t^c(\theta) = \frac{2H_c}{\mu} \frac{(r_m/r_T)^2}{\nu} \sin\theta \quad (1.51)$$

unde  $r_T$  este raza torului, iar  $\nu = \varphi[1 - (r_T/r_m)]$ , o funcție eliptică.

Se arată că legea de distribuție a intensității câmpului magnetic în miez, funcție de unghiul  $\theta$ , coincide cu cazul în care miezul magnetic lipsește. Această constatare permite ca pentru determinarea erorii transformatorului cu miez toroidal, cu sectoare fără spire  $\alpha_0$ , sub acțiunea câmpului magnetic uniform, să fie utilizată relația (1.49). Eroarea, în acest caz, este:

$$\delta_{Cmax} = \frac{8H_c r_m^3 \sin(\alpha_0/2)}{\mu r_T^2 I [1 - \alpha_0/(2\pi)] [(0.08 + \ln(r_m/r_T))]} \quad (1.52)$$

Din (1.52) se observă că o influență mare asupra erorii o au dimensiunile torului. Pentru miezuri toroidale cu diametre mai mari de 10 mm și curenți de măsurat mici, eroarea  $\delta_{Cmax}$  poate avea valori importante.



## 1.6. TRANSFORMATOARE TOROIDALE CU UN ÎNTREFIER

În cazul unui transformator pe miez magnetic cu un întrefier, ca în figura 1.10, determinarea pe cale analitică a erorilor este mai dificilă, iar rezultatele au un mai mare grad de incertitudine. Se arată, [6], că eroarea de determinare a componentei tangențiale a inducției magnetice în miez este de 20 până la 25%.

În legătură cu acest caz se prezintă în figura 1.11 o imagine

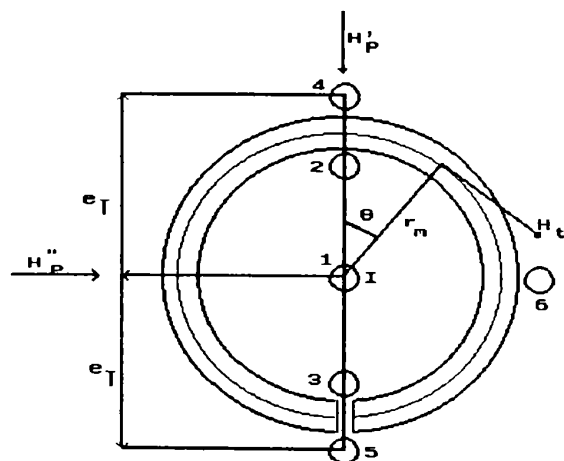


Fig.1.10. Transformator de curent pe miez toroidal cu un întrefier.

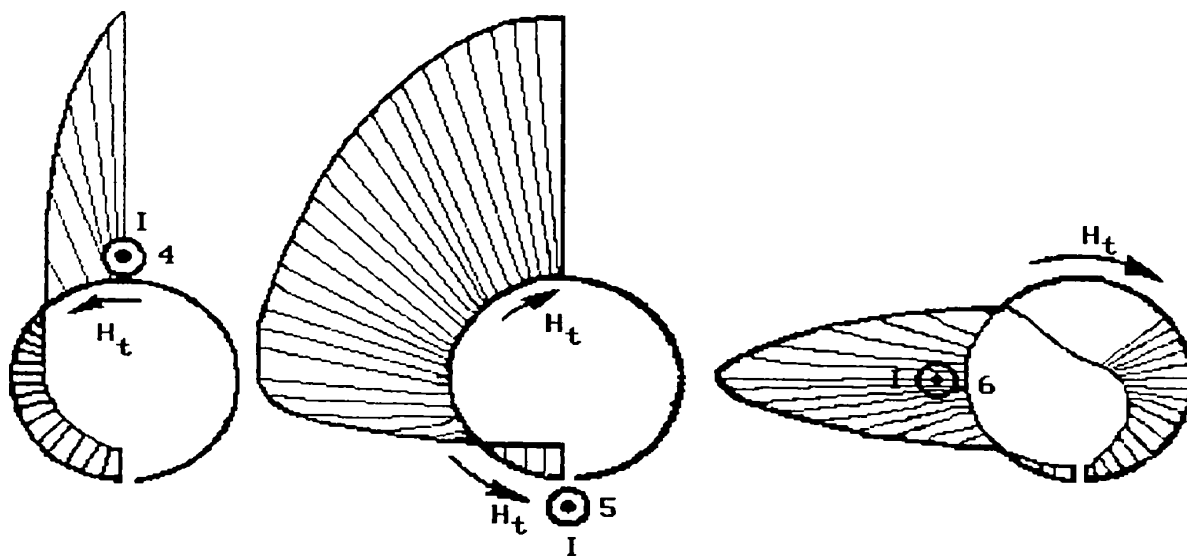


Fig.1.11 Spectrul componentei tangențiale a intensității câmpului magnetic pentru conductorul parcurs de curent în punctele 4,5,6. (Fig.1-10).

calitativă reprezentând epura componentei tangențiale a intensității câmpului magnetic pentru curent alternativ, în cazul unui tor feromagnetic cu datele:  $\mu_r=660$ ;  $r_2=26$  mm;  $r_1=31.5$  mm;  $h=6$  mm;  $l_v=2.5$  mm;  $\varepsilon_i=32.5$  mm;  $\omega=2\pi*16000/s$ ;  $I=240$  mA; numărul spirelor

înfășurării de măsură  $w=200$ .

### 1.7. TRANSFORMATOARE CU CÂTEVA ÎNTREFIERURI

În figura 1.12 este prezentat un miez magnetic toroidal cu 2 întrefieruri dispuse diametral, reprezentând modelul cel mai întâlnit în practică. În acest caz miezul îndeplinește rolul de concentrator al fluxului magnetic. Pentru acest exemplu, în figura 1.13 se prezintă, [6], rezultatele experimentale ale determinării erorii cu deplasarea conductorului,  $e_d$ . În figură este prezentată eroarea:

$$\delta_d = \frac{B_t^d}{B_t} - 1 \quad (1.53)$$

funcție de excentricitatea  $k_c$  și unghiul  $\theta$  (linii continue) pentru miez de ferită marca 6000 NM, având  $r_m$  50mm și  $l=0.08$ mm. Pe acest grafic cu linie întreruptă este prezentată aceeași dependență în cazul unui circuit nemagnetic. Comparând graficul din fig. 1.13, graficul din figur. 1.5, se observă că prezența miezului magnetic reduce eroarea  $e_d$  de zeci și sute de ori. În afară de aceasta, compararea curbelor cu

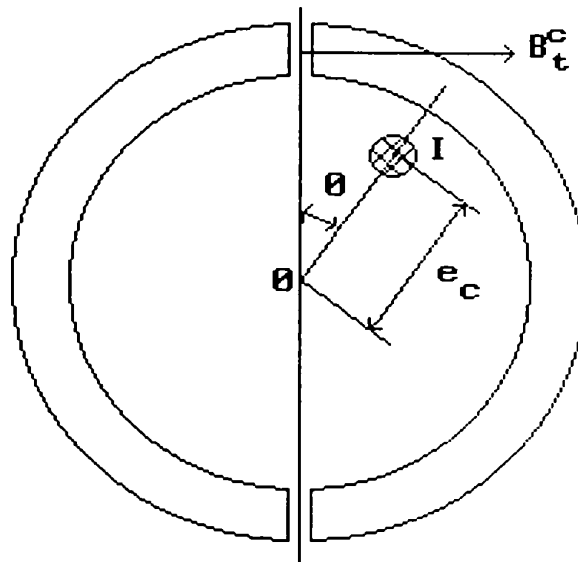


Fig.1.12. Miez magnetic toroidal cu 2 întrefieruri.

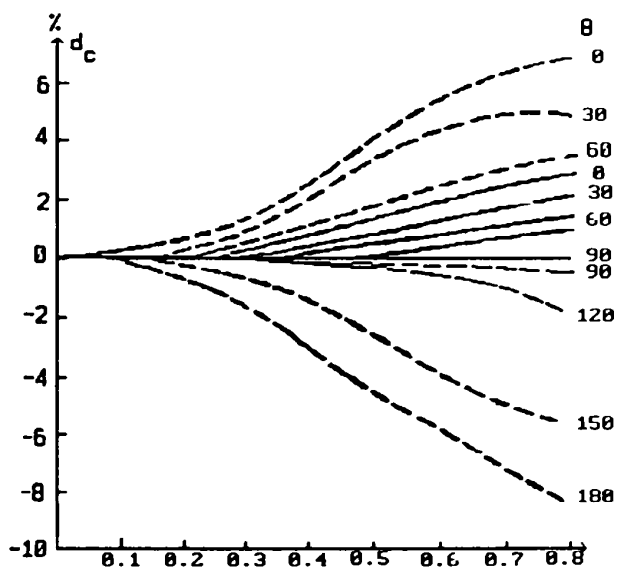


Fig.1.13. Eroarea cu poziția funcție de excentricitate și unghi pentru miez cu un întrefier (linie continuă) și cu 2 întrefieruri (linie întreruptă).

linie întreruptă și continuă din fig. 1.13, arată că eroarea  $e_d$ , pentru miez cu două întrefieruri, este mult mai mică decât cea pentru un întrefier. La patru întrefieruri această eroare nu depășește 0.5..0.6%. De aici rezultă că datorită prezenței miezului circular cu întrefieruri mici ( $lv < 0.02-0.1$  mm) creșterea numărului de întrefieruri cu mai mult de 4-8 nu se justifică. Numărul de întrefieruri trebuie crescut la 8-12 doar atunci când acestea se impun de valori mari.

#### 1.8. CALCULUL ERORILOR TRANSFORMATOARELOR DE TIP CLEȘTE PE BAZA SCHEMEI ELECTRICE ECHIVALENTE

Așa cum s-a arătat, dacă întrefierul are valoare mică, tensiunea magnetomotoare corespunzătoare curenților cade aproape în exclusivitate în miezul magnetic, ceea ce permite asimilarea transformatorului tip clește cu transformatorul clasic de curent.

În practică cel mai adesea erorile transformatoarelor de curent se evaluează pe baza schemei electrice echivalente, [4], [25], [57], [102], [116], din fig.1.14.

Într-o primă aproximație se presupune că circuitul magnetic este linear, respectiv parametrii schemei electrice echivalente au o valoare corespunzătoare unui punct de funcționare. Rezultate mai exacte se obțin dacă este

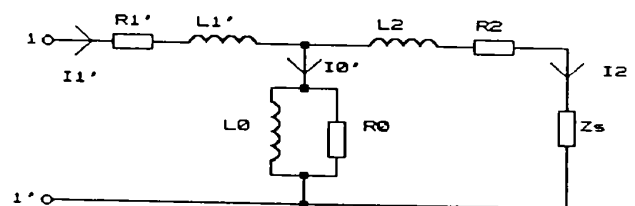


Fig.1.14. Schema electrică echivalentă a transformatorului de curent.

luată în considerare și nelinearitatea acestor parametri.

Mărimile din schema electrică echivalentă au semnificațiile:

- $R_1'$ ,  $R_2$ , rezistențele înfășurărilor, primară redusă la secundar și secundară;

- $X_1'$  și  $X_2$ , reactanțele de dispersie ale înfășurării primare redusă la secundar și înfășurării secundare;

- $R_0$ ,  $L_0$ , rezistența echivalentă pierderilor în fier și inductivitatea corespunzătoare magnetizării, de reactanță  $X_0$ ;

- $Z_s$ , impedanța de sarcină;

- $I'_1$ ,  $I_0$ ,  $I_2$ , curenții: primar redus la secundar, de mers în gol și secundar.

Rezistența echivalentă,  $R_0$  poate fi determinată din puterea corespunzătoare pierderilor [4]:

$$P_{fe} = k_{fe} f^m B^n V_{fe} \quad (1.54)$$

unde:  $k_{fe}$ , reprezintă un coeficient ce depinde de materialul feromagnetic;  $f$ , frecvența de lucru;  $B$ , inducția magnetică;  $V_{fe}$ , volumul fierului. În mod uzual  $m < 2$ ,  $n < 2$ ,  $m < n$ .

Prin definiție eroarea complexă este:

$$\underline{\varepsilon} = \frac{I_2 - I'_1}{I'_1} \quad (1.55)$$

Cu:

$$\underline{Z}'_1 = R'_1 + jX'_1; \underline{Z}_0 = 1 / (1/R_0 + j/X_0) = \frac{1}{Y_0}; \underline{Z}_2 = R_2 + jX_2 \quad (1.56)$$

eroarea complexă devine:

$$\underline{\varepsilon} = - \frac{Z_2 + Z_s}{Z_0 + Z_2 + Z_s} \quad (1.57)$$

Cum în general  $Z_2$  și  $Z_s$  sunt mici în comparație cu  $Z_0$ , eroarea complexă se poate exprima sub forma:

$$\underline{\varepsilon} = - \frac{Z_2 + Z_s}{Z_0} = - (Y_0 Z_2 + Y_0 Z_s) \quad (1.58)$$

În expresia (1.79) primul termen reprezintă eroarea internă, iar al doilea, eroarea externă. Eroarea externă poate fi redusă la zero dacă  $Z_2 = 0$ . Cea mai bună posibilitate de reducere a erorii interne este aceea a realizării miezurilor magnetice din materiale de bună calitate, prin micșorarea corespunzătoare a admitanței de magnetizare,  $Y_0$ .

Uneori se preferă exprimarea admitanței de magnetizare funcție de reluctanța circuitului magnetic, datorită faptului că în acea formă apar explicit parametrii ce caracterizează miezul magnetic :

$$\underline{Y}_0 = \frac{R_m}{j\omega n_2^2} \quad (1.59)$$

1.9. ALTE TIPURI DE TRANSFORMATOARE TIP CLEȘTE  
 1.9.1. TRANSFORMATOARE DE TIP CLEȘTE CU TRADUCTOARE  
 GALVANOMAGNETICE

Efectele galvanomagnetice apar în corpuri conductoare și semiconductoare parcurse de curent electric în prezența câmpului magnetic.

Efectul magnetorezistiv constă în creșterea rezistenței electrice a corpului parcurs de curent și expus în câmp magnetic.

După cum este cunoscut, [139], în cazul unei plăcuțe semiconductoare paralelipipedice, parcursă de un curent de conducție  $i$ , între două fețe opuse și traversat de un câmp magnetic de inducție  $B$ , efectul Hall se manifestă prin apariția unei tensiuni electromotoare, între alte două fețe opuse, de valoare proporțională cu produsul vectorial dintre  $B$  și  $i$ . Acest efect este dat de Forța Lorentz.

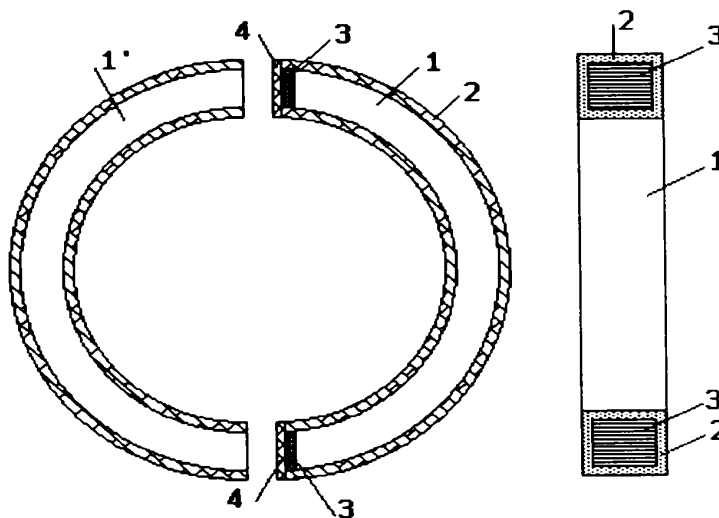
Dacă curentul  $i$  este constant, injectat dintr-un generator adecvat, tensiunea rezultată va fi măsura inducției magnetice a câmpului ce străbate plăcuța semiconductoare. Pe acest principiu sunt realizate teslametrele cunoscute.

Dacă plăcuța semiconductoare este dispusă într-un mediu linear, iar câmpul magnetic are ca sursă un curent electric, continuu sau alternativ, tensiunea rezultată este proporțională cu curentul sursă. Dacă curentul ce străbate plăcuța este proporțional cu tensiunea unui circuit, iar câmpul magnetic este produs de curentul din circuit, semnalul de tensiune rezultat este proporțional cu produsul dintre cele două mărimi primare, tensiune și curent, deci cu puterea momentană din circuit. Pe acest principiu sunt realizate traductoarele de putere cu sondă Hall.

Ca dezavantaje se menționează valoarea relativ mică a tensiunii utile, nelinearitatea caracteristicii de transfer și dependența acesteia de temperatură.

În [119] se dă principiul de realizare a transformatorului de curent tip clește, în legătură cu figura 1.15, la care informația

privind valoarea curentului măsurat se obține prin intermediul unor sonde Hall dispuse în imediata vecinătate a întrefierului dintre cele două fălci, 1 și 1' ale dispozitivului, cu mecanismul de acționare nefigurat.



Cele două fălci, presupuse circulare, sunt realizate din miez magnetic de înaltă permeabilitate. În fiecare din cele două fante practicate la suprafața de contact a uneia din fălci este fixată câte o sondă Hall, 3. Între suprafețele de contact ale celor două fălci, în stare închisă, este prevăzut un întrefier, 4, la fel ca și izolația 2. Cele două sonde sunt parcurse de un curent continuu de la o pilă nefigurată. Tesiunile de ieșire ale celor două sonde Hall sunt înseriate pentru fluxul corespunzător curentului din fereastră, fiind în opoziție pentru câmpurile magnetice exterioare, în scopul desensibilizării față de câmpul magnetic perturbator creat de surse din exteriorul ferestrei transformatorului.

Fig.1.15. Transformator de curent tip clește cu traductor Hall.

Legea circuitului magnetic în formă integrală, pe un contur median, pentru cazul în care în fereastră se află un conductor parcurs de curentul  $i$ , este:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = 2 [\overline{H_{fe}} (l_{fe} - \delta) + \overline{H_{\delta}} \delta] = i \quad (1.60)$$

În relația precedentă  $H_{fe}$  și  $H_{\delta}$  sunt intensitățile câmpului magnetic în fierul celor două fălci, de lungimi  $l_{fe}$ , iar  $\delta$  lungimile celor două întrefieruri, presupuse egale.

Prezența celor două întrefieruri face ca circuitul magnetic să nu se satureze.

Presupunând permeabilitatea relativă a miezului magnetic de valoare  $\mu_r$  mare (peste 10000), integrala pe contur închis a intensității câmpului magnetic capătă o expresie simplificată:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = 2H_\delta \left( \frac{L_{fe} - \delta}{\mu_r} + \delta \right) \approx 2H_\delta \left( \frac{L_{fe}}{\mu_r} + \delta \right) \approx 2H_\delta \delta = 2 \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta \quad (1.61)$$

care arată că valoarea inducției magnetice din întrefier este o măsură a curentului electric din fereastra transformatorului.

Presupunând cele două sonde Hall identice, cu tensiunea dependentă de inducția magnetică conform relației:

$$u_H = K_H I_C B \quad (1.62)$$

unde  $K_H$  este constanta Hall proprie, iar  $I_C$  curentul continuu de comandă, se obține expresia finală a tensiunii de ieșire din circuitul serie a celor două sonde Hall:

$$u_H = \frac{\mu_0 K_H I_C}{\delta} i \quad (1.63)$$

Curentul de măsurat și tensiunea de ieșire din circuitul serie pot fi mărimi continue sau alternative, ceea ce constituie un avantaj major al acestui tip de transformator.

Presupunând curentul de comandă proporțional cu tensiunea,  $u$ ,

$$I_C = K_u u \quad (1.64)$$

continuă sau alternativă, unde  $K_u$  este factorul de transfer tensiune-curent dintr-un circuit electric parcurs de curentul  $i$ , se obține expresia tensiunii de ieșire din circuitul serie:

$$u_H = \frac{\mu_0 K_H}{\delta} u i \quad (1.65)$$

care arată că transformatorul de tip clește cu sondă Hall poate fi utilizat direct la măsurarea puterii electrice, în curent continuu sau curent alternativ.

### 1.9.2. TRANSFORMATOARE DE TIP CLEȘTE CU DETECTIE PE ARMONICA A DOUA

Transformatoarele de curent cu detecție pe armonica a-2-a reprezintă variante ale transformatorului de curent continuu ce oferă posibilitatea măsurării curentului continuu și a curentului

alternativ de joasă frecvență. Dacă înfășurarea primară a unui transformator este parcursă de un curent continuu care saturează miezul, iar înfășurarea secundară este alimentată de la o sursă de tensiune alternativă, deformarea curentului din înfășurarea secundară este expresia valorii curentului primar.

Transformatorul de curent cu detecție pe armonica a-2-a, [6], [102], este realizat din două miezuri magnetice de mare permeabilitate, de obicei toroidale și de aceleași dimensiuni, pe care sunt bobinate 4 înfășurări: o înfășurare primară parcursă de curentul de măsurat, în general continuu; o înfășurare de modulare alimentată de la un generator de frecvență  $f$ , care magnetizează cele două miezuri în sensuri contrare; o înfășurare de detecție bobinată în același sens pe cele două miezuri; o înfășurare secundară. Dacă amperspirele primare sunt perfect echilibrate de către amperspirele înfășurării secundare, semnalul la bornele înfășurării de detecție este nul. Dezechilibrul amperspirelor din primar și secundar este reflectat prin componenta de frecvență  $2f$  obținută la bornele înfășurării de detecție. Curentul continuu din înfășurarea secundară este, de regulă, generat până la atingerea valorii de echilibru, corespunzătoare curentului primar de măsurat. Generarea este realizată manual, automat sau combinat.

Un exemplu de transformator de tip clește ce funcționează pe acest principiu este ampermetrul clește tip 428 Hewlet Packard. Frecvența modulatorului este de 40 kHz, astfel încât aparatul poate măsura și curent continuu și curent alternativ până la cca 400 Hz. Dependența acestui tip de transformator de modulator și de circuitele electronice conexe, inclusiv sursa de alimentare, limitează aplicabilitatea sa doar la curenți de valori mici. În prezent o răspândire mult mai mare o are transformatorul de tip clește cu sondă Hall(1.5).

### 1.9.3. TRANSFORMATOR DE ÎNALTA TENSIUNE TIP CLEȘTE CU IZOLARE OPTICA

Sunt cunoscute transformatoare de tip clește pentru măsurarea curentului alternativ din linii electrice de înaltă sau medie



tensiune, constând dintr-un transformator tip clește dispus în vârful unei ștângi electroizolante de lungime corespunzătoare. Acționarea transformatorului de tip clește de la sol, în scopul cuprinderii sau eliberării conductorului aerian parcurs de curent, este realizată printr-un dispozitiv corespunzător. Curentul secundar al transformatorului este coborât, de obicei, prin interiorul ștângii izolante la nivelul solului, unde se află dispus un ampermetru. Pentru preîntâmpinarea accidentelor provocate de deteriorarea izolației dintre circuitul primar și partea de măsurare de la sol, se iau măsuri corespunzătoare: se întărește izolația dintre primar și secundar; partea de joasă tensiune se dispune sub un inel legat la pământ, etc. Cu toate acestea legătura galvanică între părțile dispuse la cele două capete ale ștângii prezintă pericol în exploatare.

Pentru reducerea riscurilor de electrocutare la măsurarea de la sol a curentului electric din linii de joasă sau înaltă tensiune s-a conceput și s-a brevetat, [70], un transformator de tip clește cu izolare optică, conform figurii 1.16.

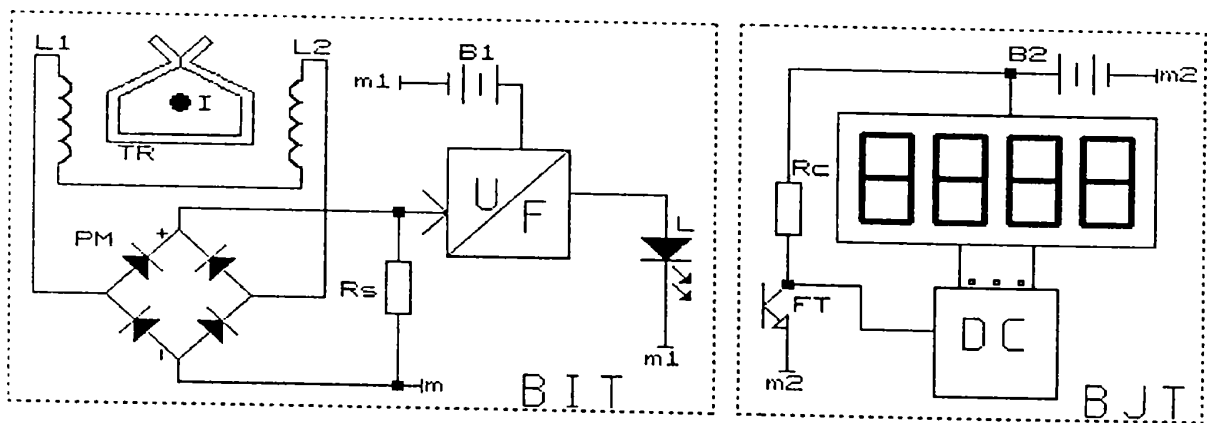


Fig.1.16. Transformator de tip clește cu izolare optică.

Dispozitivul este constituit din două blocuri independente, blocul de înaltă tensiune, BIT, dispus la extremitatea superioară a ștângii izolante, nefigurată, și blocul de joasă tensiune, BJT, dispus la nivelul operatorului. Fiecare bloc este alimentat din câte o baterie electrică,  $B_1$  și  $B_2$ . Curentul de măsurat  $I$ , cuprins în fereastra transformatorului TR, induce în cele două înfășurări

secundare  $L_1$  și  $L_2$ , înseriate, un curent secundar proporțional ce se închide prin puntea redresoare PM și rezistorul de sarcină  $R_s$ . Semnalul de tensiune de la bornele rezistorului de sarcină, cu valoarea proporțională cu curentul primar, este convertită într-un tren de impulsuri dreptunghiulare de frecvență proporțională, care comandă LED-ul L. Impulsurile luminoase emise de LED ajung la partea de joasă tensiune, prin intermediul unui canal optic nefigurat (fibră optică), și excită fototranzistorul FT. În colectorul fototranzistorului se vor obține impulsuri de tensiune sincrone cu cele de la ieșirea convertorului tensiune-frecvență, dispus la partea de înaltă tensiune. Aceste impulsuri sunt convertite, prin intermediul unui dispozitiv de comandă, DC, într-un număr proporțional cu frecvența, deci cu valoarea curentului primar de măsurat. Numărul corespunzător este afișat la nivelul operatorului pe un gisplay, LCD.

#### 1.10. CONCLUZII

1.10.1. Măsurarea curentului alternativ cu transformatorul de tip clește ampermetric este afectată de trei tipuri de erori:

-eroarea cu deplasarea conductorului parcurs de curentul de măsurat în fereastra transformatorului;

-eroarea de influență datorită curenților vecini transformatorului;

-eroarea de influență în câmp magnetic uniform.

Erorea cu deplasarea conductorului este specifică transformatorului de tip clește, iar erorile de influență în câmpuri perturbatoare pot fi, de asemenea, importante prin faptul că, în exploatare, transformatorul de tip clește poate ocupa diverse poziții în raport cu sursa câmpurilor perturbatoare.

1.10.2. Calculul erorilor transformatorului toroidal fără miez magnetic este util, cel puțin din două puncte de vedere:

-se obțin relații relativ simple, din care rezultă influența diverșilor factori asupra preciziei măsurării;

-concluziile calitative obținute prin studiul transformatorului în aer pot fi extrapolate și pentru transformatorul de aceeași formă pe miez feromagnetic;

1.10.3. Pentru transformatorul toroidal în aer dacă spirele sunt uniform distribuite, erorile depind de excentricitate și de numărul de spire; pentru coeficienți de excentricitate de sub 0.8 și număr de spire mai mare de 20, erorile sunt suficient de mici și pentru transformatorul în aer;

1.10.4. Calculul erorii de influență în câmpul neomogen creat de curenții situați în exteriorul transformatorului poate fi redus la calculul erorii cu deplasarea conductorului într-un punct din fereastră, pe baza relației de inversiune.

1.10.5. Câmpul magnetic uniform determină erori de influență numai dacă spirele sunt neuniform distribuite pe lungimea torului.

1.10.6. În cazul transformatorului cu sectoare fără spire, când unghiul sectorului fără spire tinde la 180 de grade, eroarea cu deplasarea conductorului tinde la 50%. Simetrizarea sectoarelor fără spire contribuie la reducerea erorilor de măsurare.

1.10.7. Erorile specifice transformatorului de tip clește ampermetric cu miez feromagnetic se reduc în măsura creșterii permeabilității magnetice a miezului.

1.10.8. Și în cazul transformatorului cu miez feromagnetic calculul erorii de influență în câmpul curenților vecini poate fi redus la calculul erorilor cu deplasarea în fereastră, prin intermediul relației de inversiune.

1.10.9. Prezența întrefierurilor, specifică transformatoarelor reale de tip clește ampermetric, reprezintă o sursă suplimentară de erori.

1.10.10. Erorile de măsurare ale transformatorului cu două sau mai multe întrefieruri sunt mai mici decât în cazul transformatorului cu un singur întrefier.

1.10.11. În cazul transformatorului pe miez magnetic nelinearitatea caracteristicii de magnetizare a miezului reprezintă o sursă suplimentară de erori. Prin utilizarea miezurilor de înaltă permeabilitate și pierderi specifice mici aceste erori pot fi

reduse corespunzător.

1.10.12. Dacă permeabilitatea magnetică a miezului este suficient de mare, curentul poate fi măsurat pe baza inducției din întrefier fără erori semnificative. Dispozitivul cu sondă HALL permite măsurarea atât a curentului alternativ cât și a curentului continuu.

1.10.13. Curentul continuu, sau de frecvență joasă, poate fi măsurat prin metoda cleștelui ampermetric și cu dispozitive funcționând pe principiul detecției pe armonica a-2-a.

1.10.14. Pentru măsurarea curentului electric din linii aeriene, sau circuite de înaltă tensiune, s-a brevetat un dispozitiv care oferă o securitate mărită în raport cu altele, cunoscute, prin aceea că măsurarea se face la partea de tensiune periculoasă, de la care informația privind valoarea curentului se transmite optic la nivelul operatorului.

## 2. METODE PASIVE DE COMPENSARE A ERORILOR TRANSFORMATOARELOR DE CURENT

Metodele pasive de compensare a erorilor transformatoarelor sunt aplicabile, cu avantaje și dezavantaje, și transformatoarelor de tip clește. În cele ce urmează, se face o trecere în revistă a metodelor pasive cunoscute de compensare a erorilor transformatoarelor de curent. La precizii apropiate, datorită autonomiei, sunt preferate metodele pasive în locul celor active.

### 2.1. COMPENSAREA CAPACITIVĂ

Una din cele mai simple metode de reducere a erorii transformatoarelor de curent este metoda compensării capacitive ce permite anularea erorii de unghi într-un punct de funcționare și reducerea erorii de raport prin scăderea valorii globale a impedanței de sarcină.

Pentru schema electrică echivalentă a transformatorului de curent, fig 2.1, având admitanța de magnetizare  $Y_0$ , reprezentată de conductanță  $G_s$ , în paralel cu susceptanță  $B_s$ , pentru transformatorul de tip

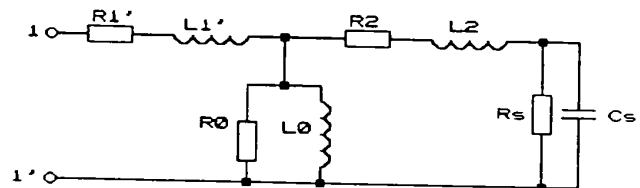


Fig.2.1 Schema electrică echivalentă a transformatorului. Compensarea capacitivă.

clește prezentat ca un convertor curent-tensiune, interesează factorul de transfer definit ca o transimpedanță:

$$\frac{U_2}{I_1'} = \underline{Z}_t = \frac{1}{\underline{Y}_t} = \frac{1}{\underline{Y}_s + \underline{Y}_0 (1 + R_2 \underline{Y}_s)} \quad (2.1)$$

Din (2.1) se obține condiția anulării erorii de unghi dintre tensiunea de ieșire și curentul primar:

$$R_2 (G_0 B_s - B_0 G_s) + B_s - B_0 = 0 \quad (2.2)$$

Ecuatiile anterioare au fost scrise în ipoteza că mărimile din

schema electrică echivalentă nu depind de punctul de funcționare. În realitate parametrii caracteristici transformatorului de curent sunt mărimi nelineare ce depind de punctul de funcționare. Din acest motiv pentru cunoașterea erorilor reale ale transformatorului de curent, în cazul de față al celor de tip clește, este necesară o analiză care să țină seama de caracterul nelinear al parametrilor schemei electrice echivalente.

## 2.2. COMPENSAREA PRIN METODA CELOR DOUĂ TREPTE

Schema de principiu a transformatorului de curent în două trepte, cunoscut încă din 1922, [21], este ilustrată în figura 2.2.

În construcția transformatorului din fig 2.2 intră două miezuri magnetice. Fiecare miez corespunde unei trepte de transformare. Conform figurii, miezul ar-p. -i 1-a este realizat din două secțiuni ce cuprind miezul treptei a-2-a. Înfășurarea primară, cu  $N_p$  spire,

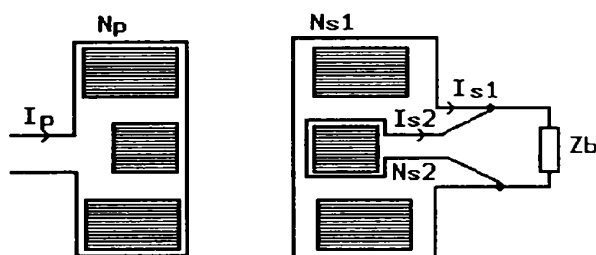


Fig.2.2.Transformator de curent în două trepte.Schemă de principiu.

parcursă de curentul  $I_p$  și secundară, cu  $N_s$  spire, parcursă de curentul  $I_{s1}$ , îmbracă ambele miezuri. Pe miezul interior este dispusă o înfășurare de compensare având același număr de spire,  $N_s$ . Cele două înfășurări secundare sunt conectate în paralel pe impedanța de sarcină  $Z_b$ .

Notând cu  $I_{m1}$  și  $I_{m2}$  curenții de magnetizare corespunzători celor două miezuri, cu  $E_1$  și  $E_2$  tensiunile electromotoare, cu  $Y_{m1}$  și  $Y_{m2}$  admitanțele de magnetizare, iar impedanțele proprii cu  $Z_1$  și  $Z_2$ , se obține, [85], sistemul de ecuații:

$$N_p \underline{I_p} - N_s \underline{I_1} - N_s \underline{I_{m1}} = 0 \quad (2.3)$$

$$N_p \underline{I_p} - N_s \underline{I_s} - N_s \underline{I_{m2}} = 0 \quad (2.4)$$

$$\underline{I_{m1}} = \underline{E_1} \underline{Y_{m1}} \quad (2.5)$$

$$\underline{I_{m2}} = \underline{E_2} \underline{Y_{m2}} \quad (2.6)$$

$$\underline{E_1} = \underline{I_1} \underline{Z_1} + \underline{I_s} \underline{Z_b} \quad (2.7)$$

$$\underline{E_2} = \underline{Z_2} (\underline{I_s} - \underline{I_1}) + \underline{I_s} \underline{Z_b} \quad (2.8)$$

din care se obține raportul de transformare:

$$\frac{\underline{I_p}}{\underline{I_s}} = \frac{N_s}{N_p} \frac{(1 + \underline{Y_{m1}} \underline{Z_1}) [1 + \underline{Y_{m2}} (\underline{Z_2} + \underline{Z_b})] + \underline{Y_{m1}} \underline{Y_{m2}} \underline{Z_2} \underline{Z_b}}{(1 + \underline{Y_{m1}} \underline{Z_1} + \underline{Y_{m2}} \underline{Z_2})} \quad (2.9)$$

ce poate fi pus și sub forma:

$$\frac{\underline{I_p}}{\underline{I_s}} = \frac{N_s}{N_p} \left[ 1 + \frac{\underline{Y_{m2}} \underline{Z_b}}{1 + \underline{Y_{m1}} \underline{Z_1} + \underline{Y_{m2}} \underline{Z_2}} + \frac{\underline{Y_{m1}} \underline{Y_{m2}} [\underline{Z_1} (\underline{Z_2} + \underline{Z_b}) + \underline{Z_2} \underline{Z_b}]}{1 + \underline{Y_{m1}} \underline{Z_1} + \underline{Y_{m2}} \underline{Z_2}} \right] \quad (2.10)$$

Deoarece erorile interne,  $\underline{Y_1 Z_1}$  și  $\underline{Y_2 Z_2}$ , sunt obișnuit mult subunitare se obține o expresie finală a raportului de transformare:

$$\frac{\underline{I_p}}{\underline{I_s}} = \frac{N_s}{N_p} [1 + \underline{Y_{m2}} \underline{Z_b} + \underline{Y_{m1}} \underline{Y_{m2}} [\underline{Z_1} (\underline{Z_2} + \underline{Z_b}) + \underline{Z_2} \underline{Z_b}]] \quad (2.11)$$

În ultima expresie se observă că dacă sarcina secundară este nulă, eroarea transformatorului devine un termen de ordinul doi.

Dacă cele două miezuri asigură, fiecare, o eroare internă de 1%, eroarea globală pentru  $\underline{Z_b} = 0$  va fi de 0.01%. Dacă impedanța de sarcină  $\underline{Z_b}$  diferă de zero, predomină eroarea cu sarcina, ceea ce face ca în acest caz transformatorul de curent în două trepte să-și piardă importanța. Menținerea înfășurării auxiliare virtual în scurtcircuit se poate face cel mai bine prin mijloace electronice.

### 2.3. COMPENSAREA PRIN DEMAGNETIZARE

În [142] și [143] se dau două exemple, ilustrat în fig. 2.3, și 2.4 pentru compensare separată a erorilor de raport și de unghi.

Transformatorul de curent din figura 2.3 este de tipul cu două miezuri, cu înfășurarea primară  $I_1$  și secundară,  $I_2$ . Ambele înfășurări îmbracă cele două miezuri  $M_1$  și  $M_2$ . Miezurile mai sunt cuprinse de o înfășurare de compensare a erorii de raport,  $I_4$ , care preia o fracțiune din curentul secundar, prin intermediul unui transformator auxiliar de curent, TC.

O altă înfășurare,  $I_{31}$  sau  $I_{32}$ , cu același număr de spire ca înfășurarea secundară de măsurare, este bobinată numai pe unul din miezuri și este conectată în paralel cu aceasta, rolul acestei înfășurări fiind acela de compensare a erorii de unghi.

Metoda permite obținerea unor precizii de până la 0.01 % pentru un interval larg de variație a curentului de măsurat.

În figura 2.4, se dă o variantă de compensare separată a erorilor de raport și de unghi pentru un transformator de curent cu un singur miez magnetic. Avantajul principal al acestei scheme, față de precedenta, constă în aceea că se utilizează un transformator cu un singur miez magnetic. Compensarea erorii de raport se realizează

asemănător, prin intermediul transformatorului auxiliar TC și a înfășurării secundare de compensare a erorii de raport,  $N_2$ . Eroarea de unghi se compensează prin intermediul înfășurării secundare,  $N_4$ , la bornele căreia se poate cupla, funcție de semnul erorii de

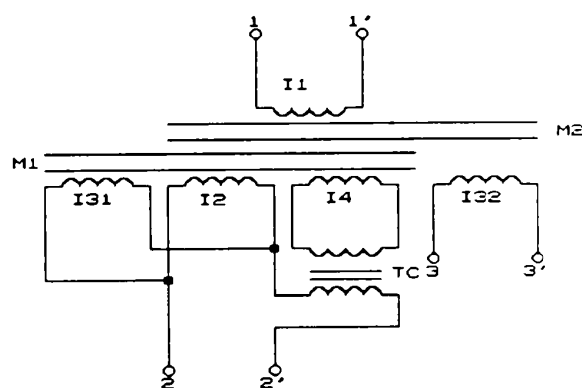


Fig.2.3. Transformator de curent cu două miezuri, cu compensare separată a erorii de raport și de unghi.

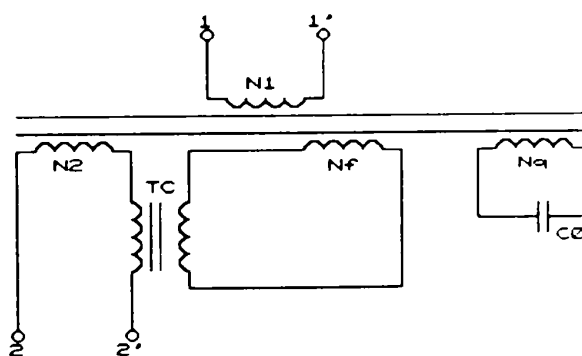


Fig.2.4. Transformator de curent cu un miez, cu compensare prin demagnetizare.



unghi, un condensator sau o bobină de valoare potrivită. Prin intermediul unui comutator, nefigurat, se pot comuta mai multe valori de capacități sau inductivități pentru a realiza o compensare pe domenii de lucru a transformatorului de curent. Cu această metodă de compensare s-au obținut precizii apropiate de cele obținute în cazul transformatorului cu două miezuri.

#### 2.4. TRANSFORMATOR DE CURENT ÎN DOUĂ TREPTE CU COMPENSARE PASIVĂ

În [145] se prezintă o nouă variantă de transformator de curent în două trepte, cu compensare pasivă. Principiul acestui transformator este ilustrat în fig.2.5 și 2.6. Conform figurii 2.5 transformatorul este constituit din două miezuri,  $M_1$  și  $M_2$ , cu  $M_1$  secționat astfel încât să se afle în interiorul celui doilea miez,  $M_2$ . Înfășurarea auxiliară a transformatorului de curent în două trepte este constituită din două secțiuni înseriate, una cu un număr de spire  $kN_s$ , bobinată pe ambele miezuri, și, cea de-a doua, cu  $(1-m)N_s$  spire, bobinată pe miezul interior. Raportul numerelor de spire ale secțiunilor acestei înfășurări este astfel ales ca tensiunea indusă în secțiunea bobinată pe miezul interior să fie zero. Corespunzător acest miez va fi străbătut de flux magnetic nul, astfel că ecuația corespunzătoare a solenațiilor va fi lipsită

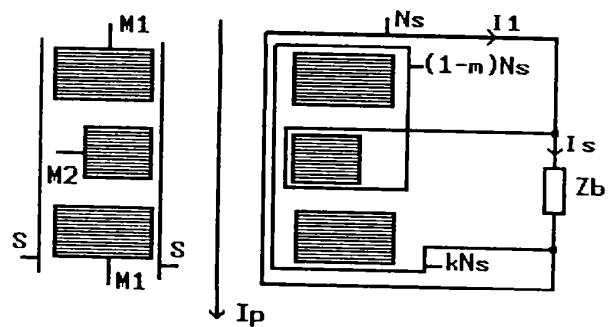


Fig.2.5. Transformator cu două trepte cu compensare pasivă. Schemă de principiu.

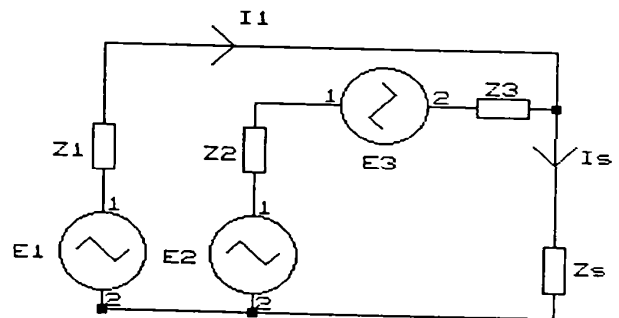


Fig.2.6. Transformator în două trepte cu compensare pasivă. Schemă de principiu.

de termenul de eroare.

În figura 2.6, mărimile au semnificațiile:  $E_1$ , tensiunea indusă în înfășurarea secundară de măsurare, cu impedanța proprie  $Z_1$ ;  $E_2$ , tensiunea indusă în secțiunea înfășurării auxiliare bobinată pe ambele miezuri, cu impedanța proprie  $Z_2$ ;  $E_3$ , tensiunea indusă în secțiunea înfășurării auxiliare bobinată pe miezul interior, cu impedanța proprie  $Z_3$ . În situația în care căderea de tensiune a curentului  $I_1$ , pe impedanța de sarcină este egală și în fază cu tensiunea  $E_2$ , tensiunea  $E_3$  va fi zero, adică fluxul prin miezul interior va fi nul.

Din ecuațiile ce descriu funcționarea transformatorului se deduce raportul de transformare:

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p} \left[ \frac{B}{A} \right] = \left[ 1 + \frac{Y_{m2}(1-k) [Z_b(1-k) - Z_1k]}{(1-m)^2 + (1-m) Z_1 Y_{m1} + Y_{m2} (Z_2 + kZ_1)} + \frac{Y_{m1} Y_{m2} (Z_1 Z_2 + Z_1 Z_b + Z_2 Z_b)}{(1-m)^2 + (1-m) Z_1 Y_{m1} + Y_{m2} (Z_2 + kZ_1)} - \frac{Y_{m1} (1-m) (m-k) (Z_1 + Z_b)}{(1-m)^2 + (1-m) Z_1 Y_{m1} + Y_{m2} (Z_2 + kZ_1)} \right] \quad (2.12)$$

care pentru  $m=k$  devine:

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p} \left[ 1 + \frac{Y_{m2}(1-m) [Z_b(1-k) - Z_1k] + Y_{m1} Y_{m2} (Z_1 Z_2 + Z_1 Z_b + Z_2 Z_b)}{(1-m)^2 + (1-m) Z_1 Y_{m1} + Y_{m2} (Z_2 + kZ_1)} \right] \quad (2.13)$$

Pentru:

$$m=k = \frac{Z_b}{Z_1 + Z_b} \quad (2.14)$$

se obține o nouă expresie a raportului de transformare:

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p} \left[ 1 + \frac{Y_{m1} Y_{m2} (Z_1 Z_2 + Z_1 Z_b + Z_2 Z_b)}{(1-k)^2 + (1-k) Z_1 Y_{m1} + Y_{m2} (Z_2 + kZ_1)} \right] \quad (2.15)$$

Presupunând un transformator realizat conform celor de mai sus, cu  $m=k=0.15$ , astfel încât fiecare treaptă are o eroare interioară de 1 %, deci:

$$\frac{Y_{m1} Z_1}{Y_{m2} Z_2} = 0.01 \quad (2.16)$$

se obține o eroare globală de 0.018, adică cu aproape două ordine de mărime mai bun decât fiecare transformator în parte. Condiția (2.14) se obține prin înserierea cu înfășurarea secundară de bază a unui rezistor de o astfel de valoare încât tensiunea indusă în secțiunea înfășurării auxiliare bobinată pe miezul interior să fie minimă. Metoda prezentată mai sus contribuie în primul rând la reducerea erorii cu sarcina. Este evident că la schimbarea sarcinii este necesar să se schimbe și rezistorul exterior prin intermediul căruia se ajustează condiția de erori minime. Pentru a obține precizii ridicate este nevoie ca materialul magnetic din care se realizează transformatorul să fie de bună calitate. Cu această metodă s-a obținut, la frecvență industrială, micșorarea erorilor de raport cu circa două ordine de mărime și a celor de unghi cu aproape trei ordine de mărime pentru un transformator mic cu raportul de 100/1, erorile de raport și de unghi nedepășind cca 1 ppm.

## 2.5. STUDIUL UNUI TRANSFORMATOR DE TIP CLEȘTE

Pentru determinarea erorilor transformatorului de tip clește s-a ales un exemplar din fabricația ICEMENERG București, pentru care s-a efectuat, de către autorul tezei, o analiză detaliată [76], constând din determinarea experimentală, punct cu punct, a parametrilor schemei electrice echivalente, pe baza cărora s-au determinat erorile de raport și de unghi. În cele ce urmează se prezintă o sinteză a rezultatelor acestui studiu experimental.

Pentru determinarea parametrilor circuitului electric echivalent al transformatorului de tip clește s-a utilizat schema de montaj din figura 2.7. Curentul primar ce trece prin fereastra transformatorului este generat de la rețeaua de 220 V/50 Hz prin intermediul unui autotransformator de tip ATR 8A, în serie cu două rezistoare de limitare și reglare,  $R_1$  și  $R_2$  și cu un șunt  $R_3$ , de pe

care s-a culge o  
tensiune  
proporțională și  
în fază cu  
curentul primar.  
Această tensiune  
este aplicată  
uneia din  
intrările, (3,4),

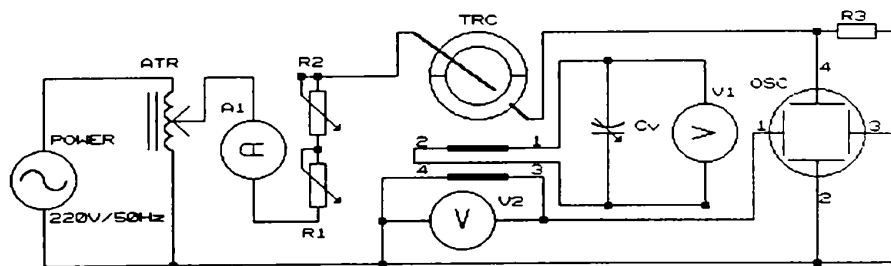


Fig.2.7. Schemă pentru determinarea parametrilor circuitului echivalent al transformatorului de tip clește.

osciloscopului cu două spoturi, OSC. Pe miezul magnetic al transformatorului sunt bobinate două înfășurări, de măsurare, 1-2, și de detecție, 3-4, fiecare secționată în două părți egale pe cele două fălci. Înfășurarea de măsurare are 2300 de spire, iar cea de detecție 600 de spire. Rezistența înfășurării secundare, 1-2, a fost determinată în curent continuu de valoarea 42.1 ohmi. Valoarea reactanței de dispersie a acestei înfășurări s-a determinat prin calcul, cunoscând căderea de tensiune produsă de curentul secundar pe rezistența înfășurării de măsurare în serie cu un rezistor etalon, de 10.00 ohmi, și tensiunea indusă în înfășurarea de detecție.

La curentul primar de 10 A s-a determinat tensiunea indusă în înfășurarea de detecție,  $U_{cb}=55.6 \text{ mV}$ , careia îi corespunde tensiunea raportată la înfășurarea secundară de măsurare:

$$U'_{(3-4)} = U_{(3-4)} \cdot 2300/600 = (55.6 \text{ mV}) \cdot 2300/600 = 213.13 \text{ mV} \quad (2.17)$$

Corespunzător, căderea de tensiune în fază cu curentul secundar este:

$$U_{Rt} = (R_2 + R_{et}) I_2 = (42.1 + 10) \cdot 4.088 = 212.98 \text{ mV} \quad (2.18)$$

iar căderea de tensiune pe reactanța de dispersie:

$$U_{X2} = \sqrt{(U'_{(3-4)})^2 - (U_{Rt})^2} = \sqrt{(213.13)^2 + (212.985)^2} = 7.86 \text{ mV} \quad (2.19)$$

Valoarea reactanței de dispersie,  $X_2$  și a inductanței corespunzătoare,  $L_2$ , la frecvența de lucru,  $f=49.3 \text{ Hz}$ , rezultă:

$X_2=1.92\Omega$ ,  $L_2=6.2$  mH. Aceste valori au caracter informativ deoarece s-au obținut prin diferența patratelor a două valori apropiate. Reactanța de dispersie a înfășurării secundare, de măsurare, poate fi neglijată în comparație cu rezistența ohmică a înfășurării.

Pentru determinarea parametrilor schemei electrice echivalente a transformatorului cu montajul din figura 2.7 s-a reglat valoarea capacității  $C_v$ , până la obținerea rezonanței, determinată prin maximul indicației voltmetrului  $V_2$ , cuplat la bornele înfășurării de detecție. La rezonanță, corespunzător unui punct de funcționare, curentul capacitiv de sarcină compensează integral curentul de magnetizare al transformatorului, iar tensiunea indusă, raportată la înfășurarea secundară de măsurare, reprezintă căderea de tensiune corespunzătoare conductanței echivalente, conform figurii 2.8.

Din cauza nelinearității caracteristicii de magnetizare parametrii circuitului de magnetizare, corespunzător unor valori efective echivalente, se schimbă cu valoarea curentului primar. Cu valoarea curentului se schimbă și valoarea capacității pentru care se obține rezonanța în circuitul echivalent.

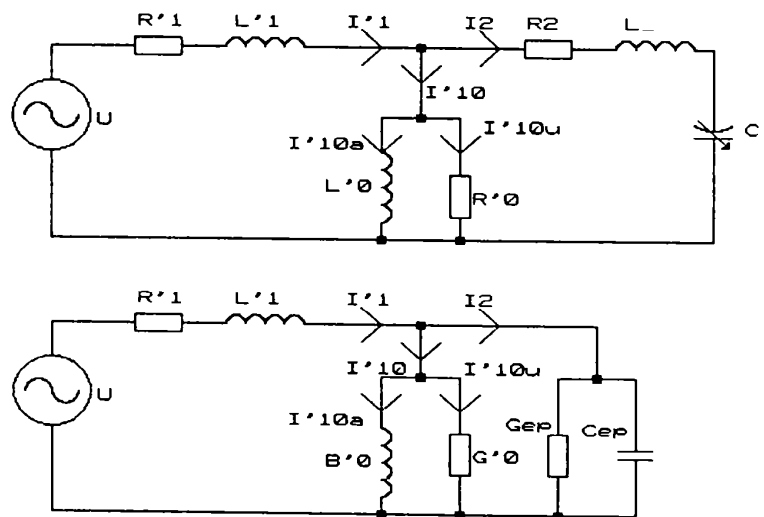


Fig.2.8. Scheme echivalente ale transformatorului de tip clește cu sarcină capacitivă.

Din schema echivalentă cu circuitul secundar serie, se determină, prin calcul, parametrii schemei electrice echivalente transpusă în paralel. Conductanța echivalentă și susceptanța echivalentă secundarului transpus în paralel se determină cu:

$$G_{ep} = \frac{R_2}{R_2^2 + (X_c - X_2)^2} \quad (2.20)$$

$$B_{ep} = \frac{(X_c - X_2)}{R_2^2 + (X_c - X_2)^2} \quad (2.21)$$

În cazul rezonanței circuitul transversal se reduce la suma conductanțelor  $G_0'$ , corespunzătoare pierderilor în fier și  $G_{ep}$ , corespunzătoare sarcinii secundare echivalente, cu valoarea:

$$G_t = G_0 + G_{ep} = \frac{I_1'}{U_{3-4}'} \quad (2.22)$$

Susceptanța de magnetizare va fi egală cu susceptanța circuitului secundar echivalent, iar admitanța de magnetizare,  $Y_0'$ , va fi dată de relația:

$$Y_0' = \sqrt{G_0'^2 + B_0'^2} \quad (2.23)$$

Corespunzător se pot determina componentele curentului de mers în gol, de magnetizare,  $I'_{10\mu}$  și de pierderi,  $I'_{10a}$ :

$$I'_{10\mu} = U'_{eb} B'_{10} \quad (2.24)$$

$$I'_{10a} = U'_{eb} G'_0 \quad (2.25)$$

Rezultatele măsurărilor experimentale la rezonanță, determinate cu schema de montaj din figura 2.7, sunt date în tabelul 2.1.

În figura 2.9 sunt reprezentate, pe baza măsurărilor experimentale: susceptanța de magnetizare,  $B'_0$  și conductanța demagnetizare,  $G'_0$ , pentru secțiunea circuitului magnetic de  $15 \times 13 \text{ mm}^2$ , la frecvența de 49.3 Hz.

Tabelul 2.1. Măsurări experimentale la rezonanță.

Nr.	$I_1$ [A]	$U_{eb}$ [mV]	$U_c$ [mV]	$C$ [uF]	$B$ [mT]

1	0.104	38.54	147.7	4.87	1.063
2	0.202	80.1	312.5	4.36	2.21
3	0.303	122.7	485	4.16	3.386
4	0.405	167.3	712	4.02	4.618
5	0.502	211	890.5	3.85	5.822
6	0.603	256.7	1075	3.75	7.083
7	0.7	301.3	1258	3.66	8.314
8	0.803	348.6	1444	3.58	9.619
9	0.902	349.5	1620	3.52	10.89
10	1.013	445.6	1817	3.46	12.3
11	1.5	678.5	2760	3.196	18.72
12	2	931.7	3568	2.92	25.71
13	2.5	1180	4495	2.787	32.56
14	3	1436	5438	2.677	39.62
15	3.5	1696	6405	2.589	46.8
16	4	1960	7405	2.509	54.08
17	4.5	2228	8413	2.447	61.48
18	5	2500	9435	2.393	68.98
19	5.5	2777	10470	2.341	76.62
20	6	3060	11530	2.308	84.43
21	6.5	3340	12620	2.273	92.16
22	7	3630	13710	2.244	100.2
23	7.5	3934	14850	2.2	108.5

24	8	4245	16020	2.229	117.1
25	8.55	4575	17220	2.233	126.2
26	9	4850	18300	2.24	133.8
27	9.5	5150	19440	2.241	142.1
28	10	5490	20710	2.242	151.5

Din punct de vedere practic interesează valoarea erorilor de raport și de unghi pe game de măsurare, cu un raport de 10 între valoarea maximă și valoarea minimă a curentului măsurat.

Cu datele obținute, pe baza măsurărilor experimentale se pot determina mult mai precis erorile de raport și de unghi dintre tensiunea pe grupul de sarcină și curentul primar, în condițiile prezentei nelineralității. Datorită valorii relativ mari pe care o are rezistența ohmică a înfășurării secundare comportarea transformatorului de tip clește diferă de la un domeniu la altul, de aceea este necesară o analiză separată pentru fiecare domeniu. Pentru calcule concrete s-a admis o valoare nominală a tensiunii la bornele sarcinii secundare de 2V, compensarea capacitivă urmând să fie făcută la mijlocul domeniului, respectiv la 1 V tensiune pe grupul de sarcină.

Pentru calculul erorilor convertorului curent-tensiune pe trei domenii de curent, 0...10A, 10...100A, 100...1000A, cu și fără compensare capacitivă, se presupune un șir de valori ale tensiunii

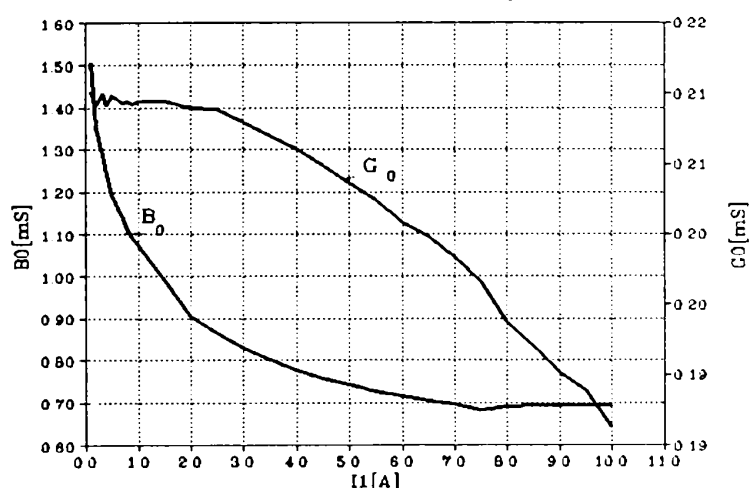


Fig 2.9. Variația susceptanței de magnetizare,  $B_0'$ , și a conductanței de magnetizare,  $G_0'$ .



$U_2$  pe grupul de sarcină, funcție de care, cunoscând rezistența înfășurării secundare și neglijind reactanța de dispersie, se determină un sir corespunzător de valori ale tensiunii induse în înfășurarea secundară, cu relația:

$$U_{e2} = U_2 \sqrt{(1 + R_2 G_s)^2 + (R_2 B_s)^2} \quad (2.26)$$

Valorile conductanței de magnetizare,  $G_0$ , și susceptanței de magnetizare,  $B_0$ , se obțin prin interpolare, corespunzător noilor valori ale tensiunii induse, funcție de determinările experimentale la rezonanță. Se determină apoi conductanța echivalentă,  $G_e$ , și susceptanța echivalentă,  $B_e$ , cu relațiile:

$$B_e = B_{se} - B_0 \quad (2.27)$$

$$G_e = G_{se} + G_0 \quad (2.28)$$

În care  $B_{se}$  și  $G_{se}$ , reprezintă mărimile corespunzătoare înfășurării secundare și sarcinii echivalente, determinate pe baza relațiilor:

$$B_{se} = \frac{B_s (1 + R_2 G_s) - R_2 B_s G_s}{(1 + R_2 G_s)^2 + (R_2 B_s)^2} \quad (2.29)$$

$$G_{se} = \frac{G_s (1 + R_2 G_s) + R_2 B_s^2}{1 + R_2 G_s)^2 + (R_2 B_s)^2} \quad (2.30)$$

Admitanța echivalentă va fi dată de:

$$Y_e = \sqrt{B_e^2 + G_e^2} \quad (2.31)$$

astfel încât curentul primar corespunzător este:

$$I_1 = U_{e2} Y_e \quad (2.32)$$

Conductanța de transfer,  $G_t$ , susceptanța de transfer,  $B_t$ , și admitanța de transfer,  $Y_t$ , respectiv impedanța de transfer,  $Z_t$ , între curentul primar,  $I_1$ , și tensiunea secundară,  $U_2$ , se determină

cu relațiile:

$$G_t = (1 + R_2 G_s) G_0 + R_2 B_s B_0 + G_0 \quad (2.33)$$

$$B_t = B_s (1 + R_2 G_0) - (1 + R_2 G_s) B_0 \quad (2.34)$$

$$Y_t = \sqrt{G_t^2 + B_t^2} \quad (2.35)$$

$$Z_t = \frac{1}{Y_t} \quad (2.36)$$

Cu datele anterioare se calculează eroarea de linearitate, de modul,  $E_{rm}$ , în procente, reprezentând abaterea impedanței de transfer față de valoarea din mijlocul domeniului și eroarea de fază,  $F_i$ , în grade. Pentru situația cu compensare capacitivă s-a determinat iterativ valoarea capacității condensatorului de compensare pentru unghi de defazaj nul la mijlocul domeniului. Eroarea de modul,  $E_{rm}$ , și de fază,  $F_i$ , s-au determinat conform relațiilor:

$$E_{rm} = \frac{Z_t - Z_{t0}}{Z_{t0}} \quad (2.37)$$

$$F_i = \arctg\left(\frac{B_t}{G_t}\right) \quad (2.38)$$

Datele, conform celor de mai sus, au fost prelucrate cu programul QUATTRO PRO elaborat de firma BORLAND. Erorile de modul și fază pe domeniul de 10A, fără compensare capacitivă, sunt prezentate în figura 2.10. În figura 2.11 sunt reprezentate aceleași erori pentru o compensare capacitivă cu un condensator de 4 uF. Pentru cazul fără compensare eroarea de fază este cuprinsă între cca 31 și 39 de grade pentru tensiuni secundare în raport de 1/10. De asemenea eroarea de modul variază de la -6.8% (pentru curent primar de 1 A) la + 3.2% (pentru curent primar de 10 A). Aceste erori nu pot fi admise în practica măsurărilor, de aceea

este necesară compensarea lor. Prin compensare capacitivă se obține, la mijlocul domeniului, un unghi nul între curentul primar

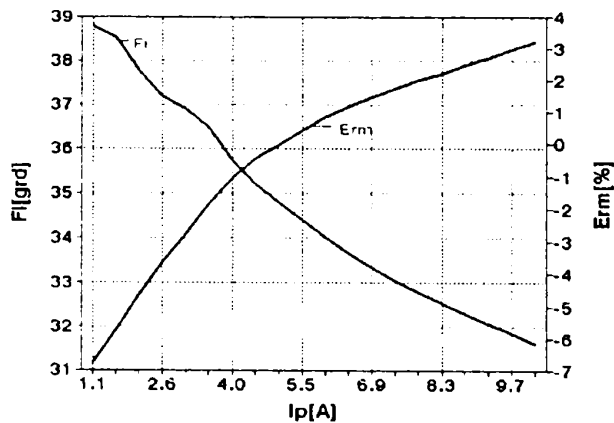


Fig.2.10. Variația procentuală a erorii de modul,  $E_{rm}$  și a erorii de fază,  $F_i$ (grade), pe domeniul de 10A, fără compensare.

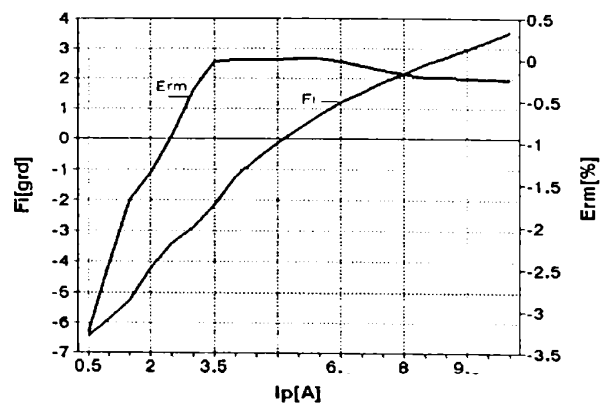


Fig.2.11. Variația procentuală a erorii de modul,  $E_{rm}$ , și a erorii de fază,  $F_i$ (grade), pe domeniul de 10A, cu compensare capacitivă.

și tensiunea secundară. De asemenea rezistența de sarcină se micșorează de la 630  $\Omega$ , din situația fără compensare, la 523  $\Omega$ , în situația cu compensare. După cum rezultă din figura 2.11 diferența de fază dintre curentul primar și tensiunea secundară este cuprinsă între -6 grade, la 0.2 V, și + 3.5 grade, la 2 V. Din punctul de vedere al erorii de fază transformatorul este indicat a fi utilizat doar pentru curenți cuprinși între 2.5 A și 10 A, cu încadrarea erorilor de fază între +/- 3.5 grade. Eroarea de modul pentru curenți cuprinși între 2.5 A și 10 A variază între -0.9% și +0.25%, cu menținerea sub 0.4% pentru curenți cuprinși între 3 A și 10A. Comparând erorile de modul pentru curenți cuprinși între 3 A și 10 A, pentru cele două variante, cu și fără compensare, se observă o reducere a erorii de circa 3 ori la limita inferioară a gamei și de peste 10 ori la limita superioară. Eroarea de fază se reduce la zero în mijlocul domeniului, cu o variație ușor mai mică față de varianta fără compensare, în limitele acestei game.

Erorile corespunzătoare domeniului de 100 A, cu și fără compensare, sunt prezentate în fig.2.12 și 2.13. În situația fără compensare rezistența de sarcină a rezultat de 47.37  $\Omega$  iar în varianta cu compensare de 47  $\Omega$ . Valoarea condensatorului de

compensare este de 6.5 uF. În acest caz erorile de modul sunt pe întreg intervalul sub 0.6%, în varianta necompensată, și sub 0.4%,

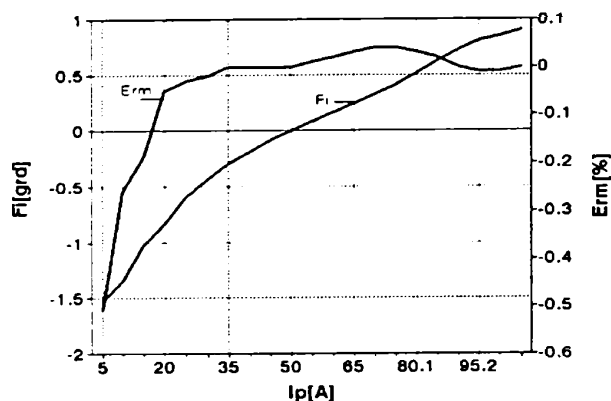


Fig.2.12. Variația erorii de modul,  $E_{rm}$ , și de unghi,  $F_i$ , pe domeniul de 100 A, fără compensare.

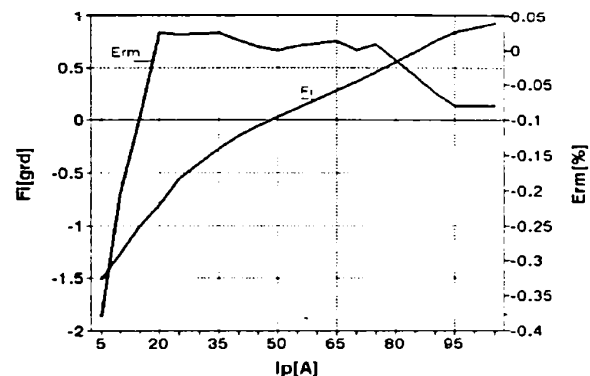


Fig. 2.13. Variația erorii de modul,  $E_{rm}$ , și de fază,  $F_i$ , pe domeniul de 100 A, cu compensare capacitivă.

în varianta compensată. Pentru curenți în raport de 10, în cazul variantei cu compensare, eroarea de fază se încadrează în intervalul +/- 1 %, iar pentru varianta fără compensare, în intervalul -6.4 la -4.45 grade. Abaterea erorii de fază în raport

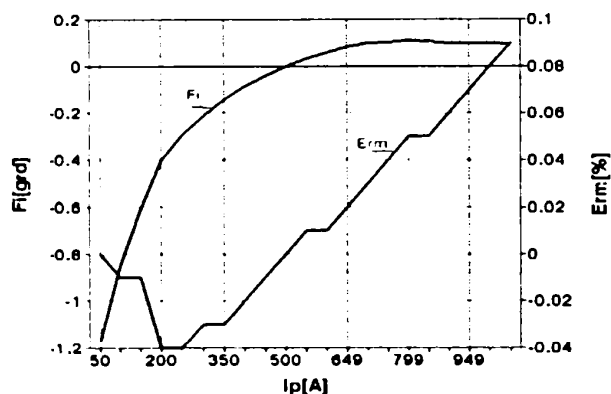


Fig.2.14. Variația erorii de modul și de unghi, fără compensare, pe domeniul de 1000A.

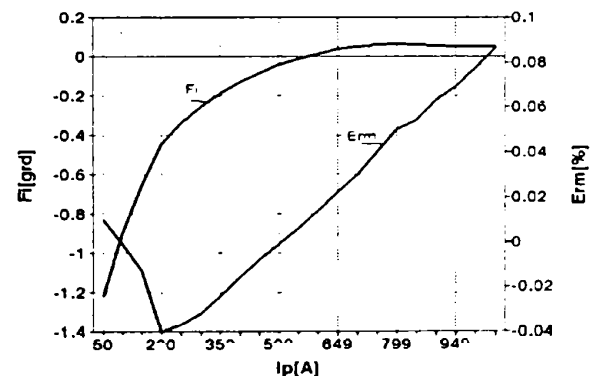


Fig.2.15. Variația erorii de modul și fază pe domeniul de 1000 A, cu compensare.

cu cea corespunzătoare mijlocului de gamă pentru varianta fără compensare este foarte aproape de eroarea de fază din cazul variantei cu compensare, ceea ce arată că prin compensare capacitivă se obține doar o deplasare a erorii de fază.

Concluzii asemănătoare se obțin și pentru ultimul interval,

100 A la 1000 A. Erorile de modul sunt sub 0.1%, adică mai mici decât incertitudinea măsurărilor, pentru ambele variante. Acest lucru este ilustrat de graficele erorilor din figurile 2.14 și 2.15. Prin compensare capacitivă eroarea de unghi scade sub 1 grad pe tot intervalul, față de -2.8 grade din situația fără compensare.

## 2.6. MULTIMETRU ANALOGIC CU TRANSFORMATOR DE TIP CLEȘTE AMPERMETRIC

Compensarea capacitivă a transformatorului de tip clește a avut ca scop realizarea de către autorul tezei a unui multimetru analogic destinat măsurării curentului, tensiunii, puterii active și puterii reactive din rețele electrice de joasă tensiune, pe baza unui contract de cercetare științifică finanțat de ICEMENERG București, [76].

Schema bloc a aparatului, brevetat sub numărul 82239, este prezentată în figura 2.16.

Conform figurii, curentul de măsurat, cuprins între 1 A și 1000 A, este convertit în semnal de tensiune proporțională și în fază, prin intermediul transformatorului tip clește, compensat pasiv, TC. Acest semnal de tensiune este amplificat prin intermediul amplificatorului  $A_1$ . Tensiunea de măsurat, cuprinsă între 0 și 600 V este convertită de asemenea într-un semnal proporțional, prin intermediul unui divizor de tensiune, constituit din rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$ , urmat de amplificatorul  $A_2$ . Semnalul de la ieșirea amplificatorului  $A_2$  mai este defazat cu 90 de grade, prin intermediul defazorului, DEF, pentru obținerea semnalului auxiliar necesar măsurării puterii reactive. Multiplicatorul analogic M este acționat la una din intrări cu semnalul de tensiune reprezentând curentul de măsurat,

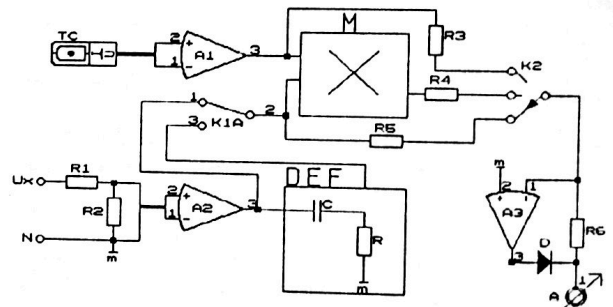


Fig. 2.16. Multimetru analogic cu transformator tip clește. Schemă bloc.

iar la cea de-a doua intrare, prin intermediul comutatorului K1A, fie cu semnalul de la ieșirea amplificatorului A<sub>2</sub>, fie cu semnalul de la ieșirea defazorului, corespunzător funcției de măsurare: putere activă sau putere reactivă. Un comutator K2 transmite spre amplificatorul de ieșire, A<sub>3</sub>, ce este în același timp și redresor activ, prin intermediul unor rezistoare corespunzătoare, R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub>, sau R<sub>5</sub>, semnalele reprezentând curentul, tensiunea sau puterea, activă, respectiv reactivă, de măsurat. Valoarea mărimii măsurate este afișată pe instrumentul magnetoelectric A. Aparatul a fost realizat cu 5 domenii de măsurare pe funcția curent: 10A; 30A; 100A; 300A; 1000A. Comutatorul de domenii pe funcția curent, sistemul de afișare a funcției și gamei de măsurare, precum și sursa auxiliară de tensiune nu sunt figurate în schema bloc.

Aparatul a fost autorizat de către INMB prin Aprobare de model de o precizie dublă modelului ICEMENERG, pe toate funcțiile de măsurare, fiind primul model de acest fel realizat în România. Plecând de la aceste rezultate au fost realizate alte cercetări destinate perfecționării măsurărilor cu transformatoare de tip clește ampermetric, [71], [77], [78], [79].

## 2.7. CONCLUZII

2.7.1. Dintre metodele pasive de compensare a erorilor transformatoarelor de curent, doar metoda compensării capacitive poate fi aplicată, fără modificări constructive, oricărui transformator, fix sau de tip clește.

2.7.2. Metoda compensării în două trepte este recomandată doar pentru impedanțe de sarcină apropiate de zero. Avantajele metodei pot fi puse în valoare doar prin compensare activă.

2.7.3. Aplicarea metodei compensării prin demagnetizare la transformatoare de tip clește ar presupune complicații constructive nejustificate în raport cu alte metode pasive cunoscute.

2.7.4. Metoda specială de compensare pasivă a transformatorului de curent în două trepte, (2.4), reprezintă

varianta care asigură cele mai mari precizii. Sub aspectul preciziei este comparabilă cu metodele de compensare activă, față de care are avantajul autonomiei în raport cu sursa de alimentare.

2.7.5. Din studiul experimental al transformatorului tip clește de fabricație ICEMENERG București rezultă câteva concluzii importante:

2.7.5.1. Erorile transformatorului pe domeniul 0-10A sunt mult prea ridicate, situație ce justifică necesitatea compensării;

2.7.5.2. Fără compensare capacitivă transformatorul nu poate fi utilizat în scopul măsurării puterii, datorită în primul rând erorilor de unghi de peste 30 de grade.

2.7.5.3. Compensarea capacitivă pe lângă faptul că permite anularea erorii de unghi într-un punct de funcționare, contribuie și la reducerea erorii de raport, prin aceea că, la același factor de transfer, se reduce impedanța de sarcină secundară a transformatorului.

2.7.5.4. Pe domeniile de 100A și 1000A, cu compensare capacitivă, atât erorile de modul, cât și cele de fază sunt suficient de mici pentru a putea realiza cu acest transformator un multimetru cu precizie de 1%.

2.7.6. Pe baza cercetărilor finanțate de ICEMENERG s-a realizat un nou model de măsurare, care s-a brevetat, omologat și fabricat în producția de serie.

### 3. COMPENSAREA ELECTRONICĂ A ERORILOR TRANSFORMATOARELOR DE CURENT

#### 3.1. PRINCIPIU

Principiul compensării electronice a erorilor transformatoarelor de curent, [11], [34], [54], este ilustrat în figura 3.1.

Transformatorul de curent cu două înfășurări, primară, cu  $N_1$  spire și secundară, cu  $N_2$  spire, mai este prevăzut cu o înfășurare suplimentară, de detecție, având  $N_D$  spire. O sursă de tensiune  $U_a$ , în serie cu înfășurarea secundară, permite reglarea curentului secundar  $I_2$  în amplitudine și fază astfel

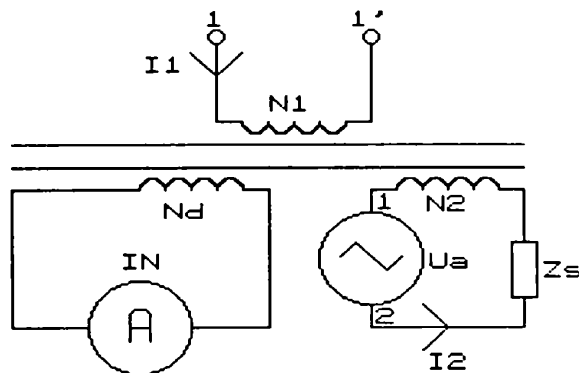


Fig.3.1.Principiul compensării electronice a erorilor.

încât tensiunea la bornele înfășurării de detecție să fie nulă. Momentul, sesizat de indicatorul de nul I.N., corespunde situației în care fluxul, și implicit curentul de magnetizare sunt nule. În această situație, presupunând că impedanța de intrare a indicatorului de nul este suficient de mare pentru a neglija curentul din înfășurarea de detecție, ecuația solenațiilor se reduce la:

$$\underline{I}_1 N_1 + \underline{I}_2 N_2 = 0 \quad (3.1)$$

de unde rezultă că raportul celor doi curenți este strict egal cu raportul numerelor de spire.

Echilibrarea amperspirelor poate fi automatizată dacă între înfășurarea de detecție și circuitul secundar se intercalează un amplificator ca în figura 3.2. Amplificatorul operațional AO, presupus ideal, menține tensiunea de la bornele înfășurării de detecție la valoare teoretic nulă, forțând prin reacție o valoare corespunzătoare a curentului  $I_2$ . Punctul de funcționare pe



caracteristica  $B(H)$  a transformatorului în aceste condiții ar fi chiar originea coordonatelor.

Datorită faptului că amplificatorul operațional nu este ideal, cum s-a presupus în ț..., și a faptului că pe măsura creșterii amplificării în buclă închisă punctul de funcționare pe caracteristica  $B(H)$  se deplasează spre originea

axelor de coordonate, pentru care permeabilitatea magnetică scade mult, se ajunge la o limită până la care are sens să fie redus fluxului magnetic în miez. Prin scăderea permeabilității miezului magnetic acesta își pierde și calitatea de a fi un concentrator al fluxului, astfel încât alte erori, încep să devină importante.

Dependența transformatorului compensat de o sursă auxiliară care să forțeze, prin intermediul amplificatorului operațional corespunzător dimensionat, întreaga valoare a curentului secundar, constituie un alt dezavantaj.

Ultima deficiență poate fi parțial corectată prin utilizarea unui transformator auxiliar care să asigure partea principală a curentului secundar, mai puțin termenul de eroare.

Conferinței din figura 3.3 transformatorul de curent TC are pe lângă înfășurările primară, secundară și de detecție, o înfășurare suplimentară cu același

număr de spire ca și înfășurarea secundară,  $N_3=N_2$ , în serie cu sursa auxiliară  $U_a$ . Un transformator auxiliar, TA, cu același raport de

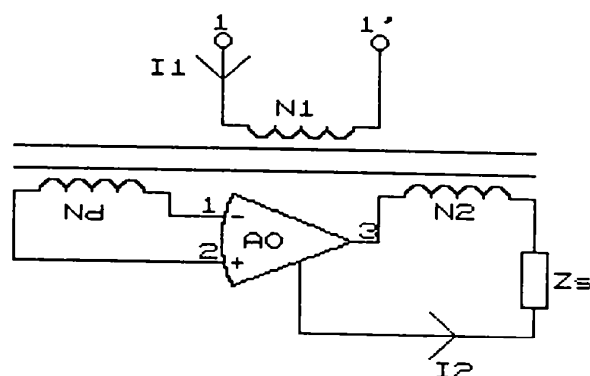


Fig.3.2.Schemă de principiu în legătură cu compensarea electronică a erorilor.

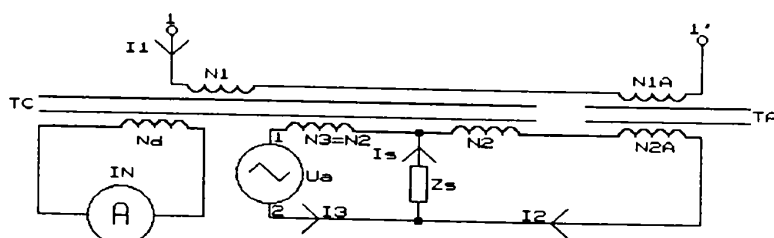


Fig.3.3.Transformator cu sursă auxiliară pentru compensarea erorii și transformator auxiliar.

transformare ca și transformatorul de compensat, are înfășurarea secundară conectată în serie cu înfășurarea secundară a transformatorului TC. Sursa auxiliară furnizează doar componenta de eroare a curentului secundar.

Schema din figura 3.4 reprezintă varianta automatizată a acestui tip de transformator, în care sursa auxiliară este substituită cu un amplificator operațional ce tinde să țină în

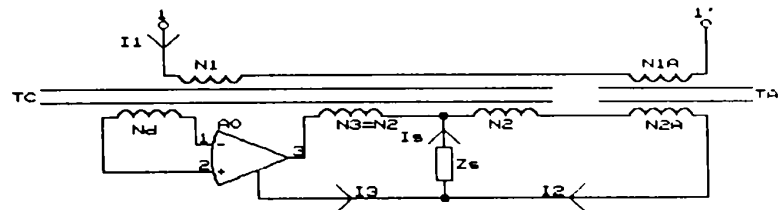


Fig.3.4.Transformator cu compensare electronică a erorilor cu transformator auxiliar.

scurtcircuit înfășurarea de detecție, forțând fluxul în miezul transformatorului TC la o valoare apropiată de zero.

### 3.2. TRANSFORMATOARE DE CURENT COMPENSATE ELECTRONIC CU UN MIEZ ȘI O SINGURĂ ÎNFĂȘURARE SECUNDARĂ

Schema din figura 3.5, [11], reprezintă cea mai simplă posibilitate de compensare electronică a erorilor unui transformator cu o singură înfășurare secundară, aplicabilă fără modificări oricărui transformator de curent.

Amplificatorul operațional, AO, asigură menținerea în scurtcircuit virtual a înfășurării secundare, reducând la zero eroarea externă, indiferent de valoarea impedanței de sarcină, dacă amplificatorul lucrează în zona lineară.

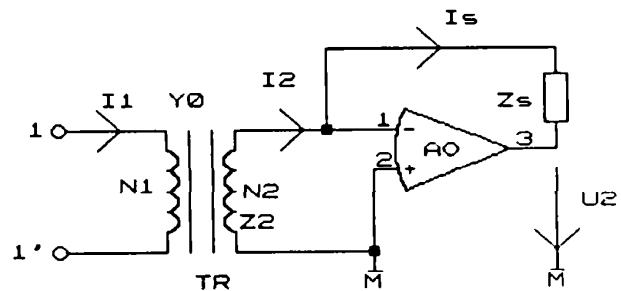


Fig.3.5.Transformator de curent cu o înfășurare secundară compensat electronic.

Pentru transformatorul de curent din figura 3.5 cu parametrii:  $N_1$  spire în primar, parcurse de curentul  $I_1$ , cu impedanța proprie  $Z_1$ ;  $N_2$  spire secundare, parcurse de curentul  $I_2$ , cu impedanța proprie  $Z_2$ ;

admitanța de magnetizare  $Y_0$ , parcursă în gol de curentul  $I_0$ , se poate scrie ecuația solenațiilor:

$$\underline{I}_1 N_1 = \underline{I}_2 N_2 + \underline{I}_0 N_1 \quad (3.2)$$

Ecuația corespunzătoare teoremei a-2-a a lui Kirchhoff pentru ochiul de circuit ce cuprinde înfășurarea secundară este:

$$\underline{I}_0 \frac{N_2}{N_1 Y_0} = \underline{I}_2 Z_2 + \underline{U}_{id} \quad (3.3)$$

Raportul dintre tensiunea de ieșire  $U_2$  și tensiunea diferențială a amplificatorului operațional  $U_{id}$ , este, conform definiției, amplificarea diferențială,  $A_d$ :

$$\underline{A}_d = - \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_{id}} \quad (3.4)$$

Pentru ochiul ce cuprinde impedanța de sarcină,  $Z_s$ , din reacția negativă a amplificatorului operațional, considerând infinită impedanța de intrare în amplificator și nul curentul de polarizare, se poate scrie ecuația:

$$-\underline{U}_{id} + \underline{I}_s \underline{Z}_s - \underline{U}_{id} \underline{A}_d = 0 \quad (3.5)$$

Din ecuațiile (3.3)..(3.5), ținând seama că  $A_d$  este obișnuit mai mare de  $10^4$  și notând cu  $Y_2$  admitanța de magnetizare, se obține raportul de transformare:

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} = \frac{N_1}{N_2} \left[ 1 + \underline{Y}_0' \left( \underline{Z}_2 + \frac{\underline{Z}_s}{1 + \underline{A}_d} \right) \right] \approx \frac{N_1}{N_2} (1 + \underline{Y}_0' \underline{Z}_2) \quad (3.6)$$

Din ultima expresie se vede că termenul de eroare se reduce la eroarea internă, dată de produsul dintre admitanța de magnetizare și impedanța înfășurării secundare, ca și cum impedanța de sarcină ar fi nulă.

Tensiunea de ieșire din amplificator va fi:

$$\underline{U}_2 = -\underline{I}_2 \underline{Z}_s \quad (3.7)$$

Pentru o tensiune de decalaj a amplificatorului operațional de valoare  $U_d$ , tensiunea de ieșire corespunzătoare, presupunând impedanța de sarcină ca fiind un rezistor de rezistență  $R_s$ , iar rezistența înfășurării secundare  $R_2$ , va fi:

$$U_d = -U_d \left(1 + \frac{R_s}{R_2}\right) \quad (3.8)$$

Această tensiune reprezintă o eroare de curent continuu care se compensează, de obicei, prin separare capacitivă, separare care poate introduce o altă eroare, de frecvență.

Așa cum rezultă, curentul prin impedanța de sarcină este generat de amplificatorul operațional care trebuie să fie dimensionat corespunzător.

Deoarece prin acest procedeu nu se compensează decât eroarea externă și datorită dezavantajelor menționate, metoda are importanță mai mult teoretic, fiind rar utilizată.

### 3.3. TRANSFORMATOARE DE CURENT COMPENSATE ELECTRONIC CU DOUĂ ÎNFĂȘURĂRI SECUNDARE

În figurile 3.6 și 3.7 se dau două variante, [11], [85], -- transformatoare de curent compensate electronic cu două înfășurări secundare care au, în punct de vedere al erorilor, aceleași proprietăți. În ambele variante amplificatorul

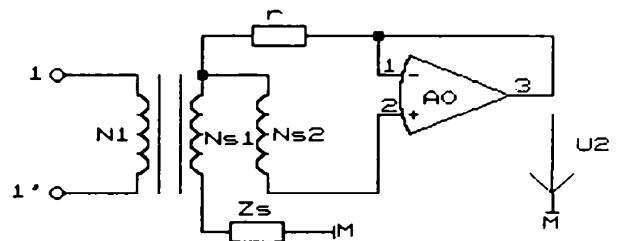


Fig.3.6. Transformator de curent compensat electronic cu două înfășurări secundare. Varianta 1.

operațional, presupus inițial ideal, forțează, prin reacție negativă, pe rezistență  $r$ , o cădere de tensiune egală cu tensiunea indusă în a doua înfășurare secundară. Teoretic dacă rezistența  $r$  ar fi zero tensiunea indusă în înfășurarea de detecție ar fi nulă

și în consecință fluxul magnetic în miez ar fi de asemenea nul.

Presupunând un amplificator real, cu factorul de amplificare diferențial,  $A_d$ , finit, dar cu ceilalți parametri: amplificarea de mod comun, impedanță de intrare, curentul de polarizare și de decalaj, impedanța de ieșire, tensiune de decalaj, cu astfel de valori încât, pentru cazul concret studiat, efectul lor să poată fi neglijat, se pot

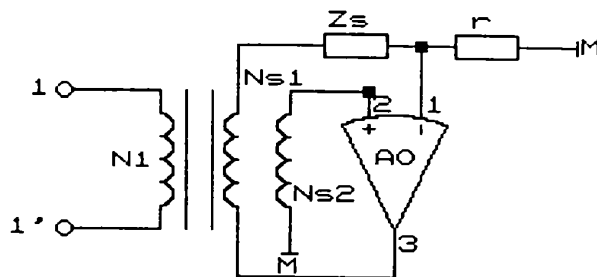


Fig.3.7. Transformator de curent compensat electronic cu două înfășurări secundare. Varianta 3.

scrie următoarele ecuații, reprezentând ecuația amperspirelor, (3.9), două ecuații de tensiuni, (3.10) și (3.11), și factorul de amplificare diferențială în buclă închisă, (3.12):

$$N_1 \underline{I}_1 = N_{s1} \underline{I}_{s1} + N_1 \underline{I}_{10} \quad (3.9)$$

$$\underline{I}_{10} \frac{N_{ns2}}{N_1 Y_0} = \underline{U}_{id} + \underline{I}_{s1} r \quad (3.10)$$

$$\underline{I}_{10} \frac{N_{s1}}{Y_0 N_1} = \underline{I}_{s1} (\underline{Z}_{s1} + \underline{Z}_s) + \underline{U}_e \quad (3.11)$$

$$\underline{U}_e = -\underline{U}_{id} A_d \quad (3.12)$$

Din relațiile (3.9) .. (3.12) se obține raportul de transformare:

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_{s1}} = \frac{N_{s1}}{N_1} \left[ 1 + \frac{Y_0 N_1^2}{N_{s1} N_{s2}} \frac{r A_d + r + \underline{Z}_{s1} + \underline{Z}_s}{A_d + \frac{N_{s1}}{N_{s2}}} \right] \quad (3.13)$$

Cum în mod obișnuit amplificarea diferențială în buclă deschisă este mare ( $A_d > 10^4$ ), raportul de transformare devine:

$$\frac{I_1}{I_{s1}} = \frac{N_{s1}}{N_1} \left[ 1 + r \frac{Y_0 N_1^2}{N_{s1} N_{s2}} \right] \quad (3.14)$$

Pentru  $N_{s1}=N_{s2}$  se obține o nouă expresie a raportului de transformare:

$$\frac{I_1}{I_{s1}} = \frac{N_{s1}}{N_1} [1 + r Y_0'] \quad (3.15)$$

Comparând expresiile termenilor de eroare pentru transformatorul necompensat, (1.4), compensat cu o înfășurare, (3.6), și compensat cu două înfășurări pe un singur miez (3.15), este evidentă superioritatea ultimei variante. Ea corespunde unui transformator real funcționând în scurtcircuit cu impedanța proprie a înfășurării secundare substituită printr-un rezistor de rezistență  $r$ , care teoretic poate fi aleasă oricât de mică. Tensiunea de decalaj a amplificatorului operațional limitează însă valoarea rezistenței  $r$ , pentru că prin scăderea acestei rezistențe, crește proporțional tensiunea continuă de la ieșirea amplificatorului operațional.

#### 3.4. TRANSFORMATOR DE CURENT COMPENSAT ELECTRONIC CU AMPLIFICATOR DIFERENTIAL

Pentru a putea utiliza rezistoare,  $r$ , de valori mici, pentru care se pot obține amplificări mari în buclă închisă, s-a experimentat și brevetat, de către autorul tezei, [63], o schemă de compensare diferențială, conform figurii 3.8, schemă care s-a aplicat la transformatoare de tip clește. Cele două amplificatoare de intrare, AO1 și AO2, sunt realizate pe același cip și au tensiuni de decalaj de același semn, cu valori apropiate. Cele două înfășurări secundare, de detecție și de măsurare, sunt divizate în două secțiuni egale, corespunzător celor două fălci ale transformatorului simetric de tip clește,  $a_1 x_1, a_2 x_2; b_1 y_1, b_2 y_2$ . Secțiunile înfășurării de detecție sunt legate în serie adițional

între intrările neinversoare ale amplificatoarelor operaționale AO1 și AO2, cu masa de semnal între cele două secțiuni de înfășurare. Secțiunile înfășurării de măsură sunt legate de asemenea în serie adițional, împreună cu rezistoarele  $R_1, R_2$  și  $R_3$ , în bucla de reacție negativă a amplificatoarelor, astfel că la joncțiunea dintre secțiunile înfășurării de măsură și rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$  se culeg două semnale de tensiune,  $+i$  și  $-i$ , egale și în opoziție de fază, proporționale cu valoarea curentului din fereastra transformatorului de tip clește. Tensiunile de decalaj față de masa de semnal ce însoțesc semnalele  $+i$  și  $-i$ , sunt proporționale cu diferența tensiunilor de decalaj ale celor două amplificatoare de intrare și cu amplificarea etajului diferențial:

$$A_{ud} = \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_3}\right) \quad (3.16)$$

Deoarece tensiunile de decalaj au fost presupuse apropiate, semnalele de curent continuu de la cele două ieșiri vor fi mici, chiar la amplificări mari în buclă închisă. Acest lucru permite realizarea de amplificări mari care conduc la erori de principiu mici, dacă permeabilitatea magnetică inițială nu scade prea mult.

Comportarea în timp și cu temperatura va fi evident îmbunătățită întrucât cele două amplificatoare fac parte din același cristal. Această calitate este importantă dacă aparatul de măsură asociat transformatorului este utilizat la diferențe mari de temperatură. Un alt avantaj este și disponibilitatea a două semnale de tensiune în opoziție de fază, necesare în circuitele de prelucrare cu modulație în amplitudine și durată (pentru măsurarea

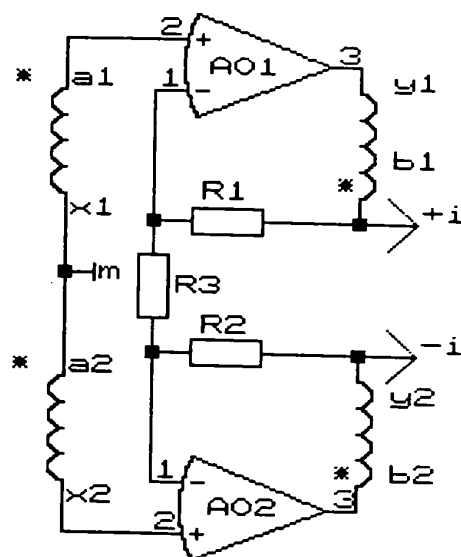


Fig.3.8. Transformator de curent compensat electronic cu amplificator diferențial.

puterii și energiei electrice).

### 3.5. TRANSFORMATOR DE CURENT COMPENSAT ELECTRONIC CU LEGĂTURĂ ÎNTRE PRIMAR SI SECUNDAR

O altă posibilitate de compensare a erorilor transformatoarelor de curent cu  $N_1$  spire în primar și  $N_2$  spire în secundar, [34], este ilustrată în figura 3.9. Metoda permite

corecția valorii curentului de sarcină,  $I_s$ , prin injecția unei componente,  $I_a$ , astfel ca amperspirele primare,  $N_1 I_1$ , să fie

în echilibru cu amperspirele corespunzătoare curentului prin sarcină,  $N_2 I_s$ . Echilibrarea este asigurată de către amplificatorul de eroare A care preia diferența căderilor de tensiune produse de curentul primar și curentul prin sarcină peste două rezistoare etalon,  $R_{n1}$  și  $R_{n2}$ , forțând componenta  $I_a$ . Cele două rezistoare sunt alese astfel ca:  $R_{n1}/R_{n2} = N_1/N_2$ .

Eroarea complexă a transformatorului compensat prin intermediul amplificatorului caracterizat prin transconductanța  $G$ , cu impedanța secundară  $Z_2$  și impedanța de magnetizare  $Z'_0$ , este:

$$\epsilon = \frac{Z_2 + R_s + R_{n2}}{R_s + R_{n2} + (Z_2 + Z'_0)(1 + GR_{n2})} \quad (3.17)$$

După cum rezultă din (3.17) amplificatorul de eroare determină creșterea de  $GR_{n2}$  a impedanței de magnetizare din expresia erorii complexe, ca și cum ar fi crescut corespunzător calitatea miezului magnetic. Amplificatorul furnizează doar componenta curentului de sarcină corespunzătoare erorii.

Dezavantajele metodei constau în faptul că cele două rezistoare,  $R_{n1}$  și  $R_{n2}$ , consumă putere activă, iar legătura galvanică

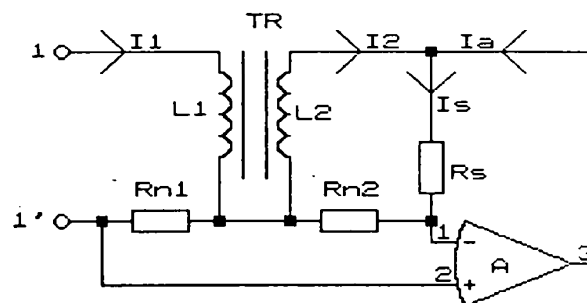


Fig.3.9. Transformator de curent cu o înfășurare secundară și legătură între circuitele primar și secundar. Schemă de principiu.



dintre primar și secundar face ca această metodă să fie limitată ca aplicabilitate la cazurile în care nu se cere izolare între circuitele primar și secundar.

### 3.6. TRANSFORMATOARE DE CURENT CU DOUĂ MIEZURI COMPENSATE ELECTRONIC

Așa cum s-a arătat, dacă impedanța de sarcină văzută de înfășurarea suplimentară a transformatorului de curent în două trepte se reduce la zero, termenului de eroare din expresia raportului de transformare devine un termen de ordinul al doilea și eroarea scade corespunzător. Dacă impedanța de sarcină diferă de zero, precizia se poate optimiza doar la sarcină constantă.

Menținerea înfășurării suplimentare a transformatorului de curent în două trepte virtual în scurtcircuit, indiferent de sarcină, poate fi realizată prin mijloace electronice. Un astfel de exemplu îl oferă metoda Sounders, [142], ilustrată în figura 3.10.

Conform acestei metode, înfășurarea suplimentară,  $L_{s2}$ , a transformatorului de curent, bobinată de pe miezul  $M_2$  este cuplată într-o punte ținută în echilibru de amplificatorul operațional A. Echilibrarea punții este realizată prin menținerea celor două borne de intrare ale amplificatorului A la același potențial, egal în

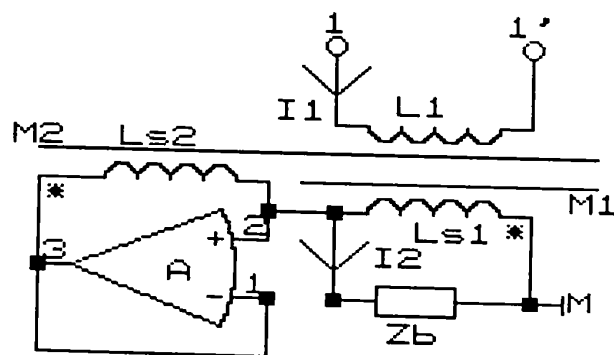


Fig. 3.10. Transformator de curent în două trepte compensat conform metodei SOUNDERS.

același timp cu potențialul de la ieșirea amplificatorului. Notând cu  $Z_2$  și  $Z_3$  impedanțele proprii ale celor două înfășurări secundare și cu  $Y_{01}$  și  $Y_{02}$  admitanțele de magnetizare corespunzătoare celor două miezuri, respectiv cu  $Z_s$  impedanța de sarcină și cu  $G$  câștigul în buclă deschisă a amplificatorului, termenul de eroare din raportul de transformare devine:

$$\varepsilon = (\underline{Z}_s + \underline{Z}_2) \underline{Z}_1 \underline{Y}_{01} \underline{Y}_{02} + (\underline{Z}_s \underline{Y}_{02}) / G \quad (3.18)$$

Primul termen din expresia erorii reprezintă produsul erorilor celor două etaje, iar cel de-al doilea termen reprezintă eroarea cu sarcina datorită câștigului finit al amplificatorului. Cum amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului este obișnuit de ordinul zecilor de mii sau mai mult, al doilea termen din expresia erorii devine neglijabil.

Un avantaj esențial al metodei este acela că amplificatorul furnizează doar componenta de eroare a curentului secundar.

Printr-o ecranare îngrijită și utilizând materiale magnetice de foarte bună calitate (mumetal) s-au obținut erori mai mici de 1 ppm pentru un domeniu al frecvenței de la 50 Hz la 10 KHz.

Cum se poate observa din relația (3.18) primul termen din expresia erorii, ce devine predominant la câștig mare în buclă deschisă, poate fi redus suplimentar dacă înfășurarea secundară de măsură este ținută virtual în scurtcircuit prin mijloace electronice.

O astfel de soluție, [32], este ilustrată în figura 3.11. Amplificatorul operațional A.O. "ține" în scurtcircuit virtual ambele înfășurări secundare, una bobinată pe ambele miezuri, și cealaltă doar pe un miez, cele două înfășurări secundare, având același număr de spire,  $N_2 = N_3$ . Înfășurarea secundară, de bază,  $N_2$ , furnizează curentul  $I_2$ , iar înfășurarea secundară auxiliară curentul de eroare,  $I_3$ . Cele două componente se adună formând curentul  $I_s$  prin sarcină  $Z_s$ , montată în bucla de reacție negativă a amplificatorului A.O.

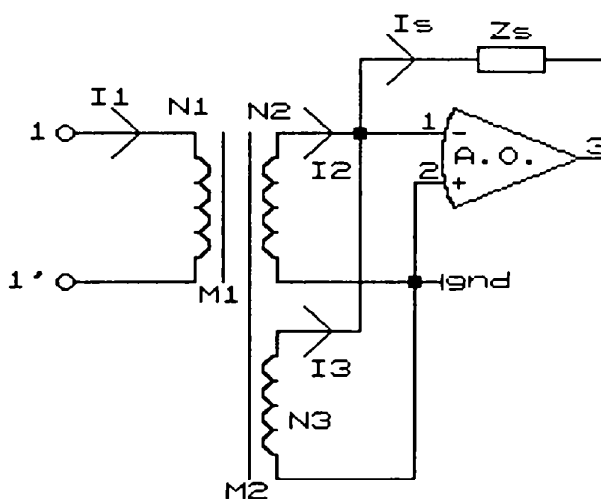


Fig.3.11. Transformator de curent cu două trepte compensat electronic având ambele înfășurări secundare în scurtcircuit.

Consecința, sub aspectul termenului de eroare, este ușor de anticipat. Acest lucru este ilustrat în relația (3.19):

$$\epsilon \approx \frac{Z_2 Z_3 Y'_{01} Y'_{02}}{\dots} \quad (3.19)$$

Mărimile din relația (3.19) au semnificațiile cunoscute:  $Z_2$ , impedanța proprie a înfășurării secundare de bază;  $Z_3$ , impedanța înfășurării secundare auxiliare;  $Y'_{01}$ , admitanța de magnetizare a primului miez;  $Y'_{02}$ , admitanța de magnetizare a celui de-al doilea miez. După cum se vede din relația (3.19) valoarea impedanței de sarcină nu influențează precizia transformatorului.

Ca dezavantaj față de metoda Sounders este de semnalat că întreaga valoare a curentului prin sarcină este generată de către amplificatorul operațional, ceea ce necesită o dimensionare corespunzătoare a sursei de alimentare și amplificatorului.

În [39] și [95] este prezentată o realizare interesantă care permite măsurarea cu mare precizie a curentului alternativ cât și a curentului alternativ cu componentă continuă suprapusă. Soluția are și avantajul că transformatorul

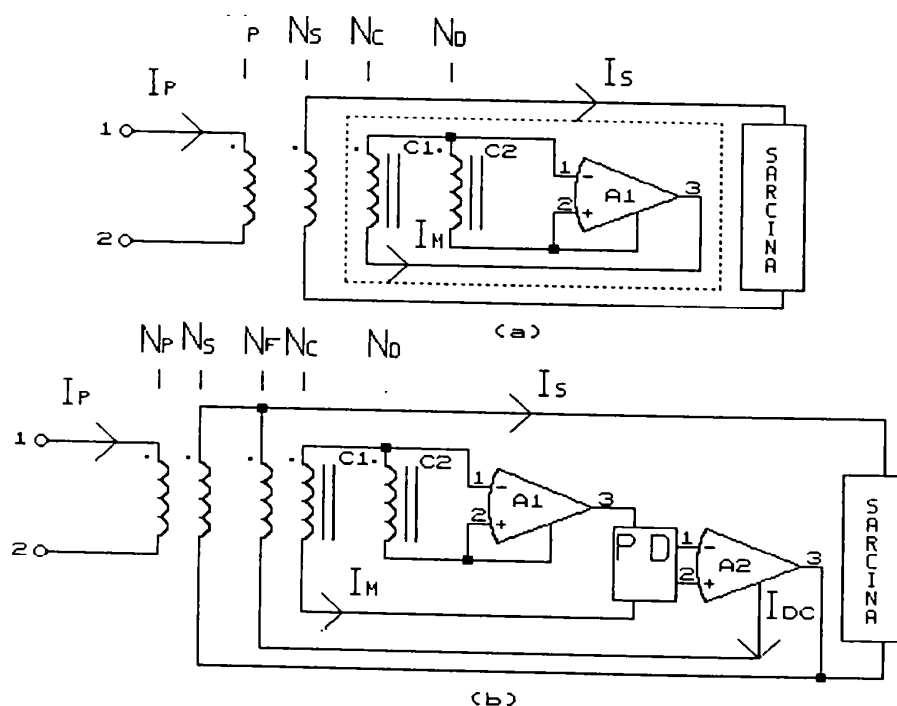


Fig.3.12 Transformator de curent în două trepte de tip clește pentru măsurarea ca (a) și pentru măsurarea ca/cc (b).

este de tip clește, cu miezul magnetic detașabil. Rezultatele

testelor pentru două prototipuri, de 5000 A/5 A de curent alternativ și de 2000 A/1 A pentru curent continuu și alternativ, indică o precizie la măsurarea curentului alternativ, pentru ambele prototipuri, de ordinul 10 ppm, respectiv de 100 ppm la măsurarea c.c.

În fig.3.12(a) este prezentată soluția transformatorului conform metodei pentru măsurarea curentului alternativ. Amplificatorul A1 impune un scurtcircuit virtual pe înfășurarea de detecție  $N_D$ , curentul rezultat demagnetizând miezul  $C_2$ . Acest curent este apoi forțat de către amplificator în înfășurarea de corecție  $N_C$  pentru magnetizarea miezului  $C_1$ , astfel încât curentul din înfășurarea secundară  $N_S$  este replica celui primar, fără erori semnificative. Această tehnică electronică poate fi folosită pentru creșterea importantă a permeabilității efective a miezurilor magnetice detașabile ale transformatoarelor de curent de tip clește. Efectul valorii mici a permeabilității magnetice inițiale a miezului și slaba suprafață de contact între cele două părți ale miezului asupra preciziei scade foarte mult. Tehnica permite, de asemenea, detectarea prezenței armonicilor în curentul ce magnetizează miezul, indicând posibile remanențe sau curent continuu în înfășurări. Transformatorul poate astfel avea două funcții: ca transformator de curent pentru curent alternativ; ca detector de curent continuu.

Un circuit cu o astfel de buclă de curent continuu este ilustrată în fig.3.12(b). Circuitul de reacție de curent continuu va comanda detectorul de vârf PD, echilibrând componenta de curent continuu din curentul de măsurat. Componenta de curent continuu din înfășurarea de reacție  $N_F$  este injectată în curentul ce străbate înfășurarea secundară  $N_S$ , aceeași determinând un curent secundar reprezentând replica curentului primar cu respectarea componentelor de curent continuu. Un astfel de transformator poate fi folosit la măsurarea numai a curentului alternativ și/sau a curentului continuu în prezența curentului alternativ. El nu poate fi folosit numai la măsurarea curentului continuu. Sensibilitatea și precizia

la măsurarea curentului continuu este dependentă de valoarea curentului alternativ din înfășurări. Problema se rezolvă prin încorporarea unui comparator de curent continuu cu autoreglare ca parte a circuitului magnetic, astfel încât sensibilitatea în curent continuu este independentă de curentul alternativ din înfășurări.

Transformatorul a fost realizat pe două miezuri magnetice, din care unul exterior și unul interior. Pentru un prototip din tablă de fier silicios cu grosimea 0.36 mm, și raportul de 5000/5, erorile la curenți între 1% și 100% din valoarea nominală au fost mai mici de 20 ppm, pentru componenta în fază și mai mici de 5 ppm pentru componenta în cuadratură. Pentru o sarcină slabă și la curenți între 10% și 100% din valoarea nominală, transformatorul de curent de tip clește are o precizie mai bună de 10 ppm pentru componenta în fază și de 5 ppm pentru componenta în cuadratură.

Efectul modificării poziției spirei primare asupra erorilor transformatorului au fost evaluate prin rotirea spirei primare cu 180 grade în pași de 90 grade. La fiecare pas erorile au fost măsurate la un curent secundar de 0.5 A și 5 A cu sarcină de 0.1  $\Omega$  și 1  $\Omega$ . Efectul asupra erorilor a fost comparabil cu incertitudinea măsurărilor.

Efectul slabei suprafețe de contact dintre cele două părți ale transformatorului, asupra erorilor transformatorului, au fost evaluate prin inserarea de hârtie cu grosime de cca 0.25 mm între cele două jumătăți ale ansamblului transformatorului. Erorile transformatorului cu sarcină de 0.1  $\Omega$  și 1  $\Omega$  au fost din nou măsurate la frecvența de 60 Hz cu și fără compensare electronică. Cu miezul în modul compensat și sarcină de 0.1  $\Omega$  și 1  $\Omega$ , erorile la curenți între 1 % și 100 % din valoarea nominală, sunt mai mici de 55 ppm pentru componenta în fază și mai mici de 15 ppm, pentru componenta în cuadratură. Aceste erori arată excelentele performanțe ale transformatorului de curent alternativ de tip clește, în modul compensat, întrucât în practică contactul dintre cele două fălci este mai bun decât în situația cu hârtie inserată între fălci.

Un element comun al transformatoarelor de curent în două

trepte compensate electronic, prezentate, este acela că în înfășurarea de detecție apare o tensiune indusă, ce corespunde unui flux diferit de zero în miezul magnetic auxiliar. Valoarea tensiunii induse și a fluxului corespunzător depind în primul rând de valoarea impedanței proprii a înfășurării de detecție peste care cade tensiunea indusă, când aceasta este în scurtcircuit. Dacă această impedanță ar fi nulă fluxul în unul din miezuri ar fi nul și corespunzător acestui miez ecuația solenațiilor ar fi lipsită de termenul de eroare.

În [97] este prezentată o variantă de transformator în două trepte compensat electronic cu înfășurarea de detecție în gol, conform figurii 3.13, susceptibilă a oferi o precizie suplimentară față de variantele în care această înfășurare este parcursă de curent. Înfășurarea primară, cu  $N_1$  spire, și secundară, cu  $N_2$  spire, sunt bobinate pe ambele miezuri. Înfășurarea de detecție, cu  $N_3$  spire este bobinată pe unul din miezuri iar tensiunea indusă în această înfășurare este ținută practic la zero prin reacția negativă asigurată de amplificatorul operațional A, care forțează un curent corespunzător în înfășurarea cu  $N_4$  spire bobinată pe al doilea miez. Fluxul magnetic se va concentra în acest al doilea miez iar pentru primul miez se va putea scrie o ecuație a solenațiilor în care lipsește termenul de eroare.

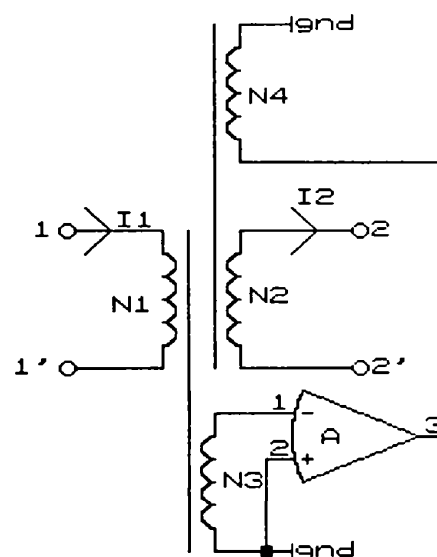


Fig.3.13. Transformator de curent în două trepte conform metodei Millea.

Termenul de eroare al acestui transformator este:

$$\epsilon = \frac{(Z_2 + Z_s) Y_{02} Y_{14}}{G_c} \quad (3.20)$$

În relația (3.20) mărimile au semnificațiile:  $Z_2$ , impedanța proprie a înfășurării secundare;  $Z_s$ , impedanța de sarcină;  $Y_{02}$ ,

admitanța de magnetizare a miezului cu flux apropiat de zero;  $Y_{34}$ , admitanța de transfer între înfășurările  $N_3$  și  $N_4$ ;  $G_1$ , conductanța de transfer a amplificatorului. Factorul de reducere a erorilor față de varianta de transformator fără compensare este de ordinul  $10^{-6} \dots 10^{-4}$ .

Printre avantajele acestui tip de transformator amintim faptul că: amplificatorul este izolat de înfășurarea de raport; numerele de spire  $N_3$  și  $N_4$  nu sunt critice, astfel că raportul de transformare se poate modifica fără a comuta înfășurările auxiliare; transformatorul este universal, în sensul că poate fi utilizat, fără modificări, atât ca transformator de curent cât și ca transformator de tensiune. S-au obținut precizii de sub 0.1 ppm și impedanță de intrare de peste 1 G ohm, pe funcția de transformator de tensiune, pentru un domeniu al frecvențelor de la 100 Hz la 1 kHz. Limitarea în frecvență este datorată în primul rând de banda de frecvență a amplificatorului utilizat.

### 3.7. REALIZARI PRACTICE CU TRANSFORMATOARE TIP CLEȘTE COMPENSATE ELECTRONIC

În scopul realizării de aparate portabile destinate efectuării de măsurări complexe, fără întreruperea circuitelor, în rețele de joasă tensiune, s-a plecat de la un model de transformator tip clește, pe miez magnetic din fier masiv sau din tole feromagnetice. Realizarea transformatorului din fier masiv, în general impropriu ca miez magnetic, este posibilă prin faptul că pe cale electronică se forțează curentul secundar astfel încât fluxul magnetic din miez să fie foarte aproape de zero, pentru care curenții de pierderi și de magnetizare din ecuația amperspirelor devin neglijabili. Transformatorul din fier masiv poate fi realizat printr-o tehnologie foarte simplă, cu un preț de cost redus. S-a constatat experimental că dacă permeabilitatea miezului scade foarte mult, chiar dacă linearitatea se păstrează în limite acceptabile, apar erori de influență, cu deplasarea conductorului și în câmpuri

magnetice perturbatoare. Acesta este motivul pentru care s-a optat în final pentru miez din tolă feromagnetică cu secțiune dreptunghiulară, asimetrică: o secțiune pentru coloană, pe care sunt dispuse înfășurările, secundară și de eroare, și o secțiune dublă pentru juguri. S-au realizat astfel de modele, pe trei game de curenți: 0..5A; 1A..50A și 10A..500(1000)A. Testele efectuate la INMB, [90], pe modelul de format mic, 0..5A, au evidențiat, o linearitate remarcabilă: pe intervalul 10mA..20A, erorile nu depășesc 0.5%. Cu aceste transformatoare s-au proiectat și realizat noi modele de măsurare atât pentru circuite monofazate cât și pentru circuite trifazate, [78], [80], [81], [83], [84], [87], [88], [89], [91], [92]. Dintre modelele de aparate electronice de măsurat, cu transformatoare de tip clește ampermetric, compensate electronic, realizate și perfecționate într-un interval de 10 ani, menționăm doar trei: MULTIMETRU DIGITAL, destinat măsurării pe fază în rețele electrice de joasă tensiune a curentului, tensiunii, puterii active(reactive) și factorului de putere; TRUSĂ DE MĂSURARE TRIFAZATA, destinată efectuării de măsurări complexe în rețele trifazate de joasă tensiune, sau în circuite secundare ale rețelelor de medie și înaltă tensiune; CONVERTOR TENSIUNE-FRECVENTA, destinat teletransmiterii și măsurării energiei electrice pe platforme industriale. În cele ce urmează se prezintă două astfel de modele, aflate în dotarea filialelor RENEL.

### 3.7.1. MULTIMETRU DIGITAL

Cu transformatorul tip clește pe gamă 1 A..500(1000) A s-a proiectat și realizat multimetrul numeric cu schema bloc din figura 3.14., destinat măsurării curentului, tensiunii, puterii active și factorului de putere. Pentru funcțiile curent, tensiune și factor de putere, conversia semnalelor în mărimea de măsurat este realizată pe principiul detecției sincrone. Măsurarea puterii active este efectuată pe principiul modulației în amplitudine și durată.

Transformatorul de tip clește este reprezentat de cele două



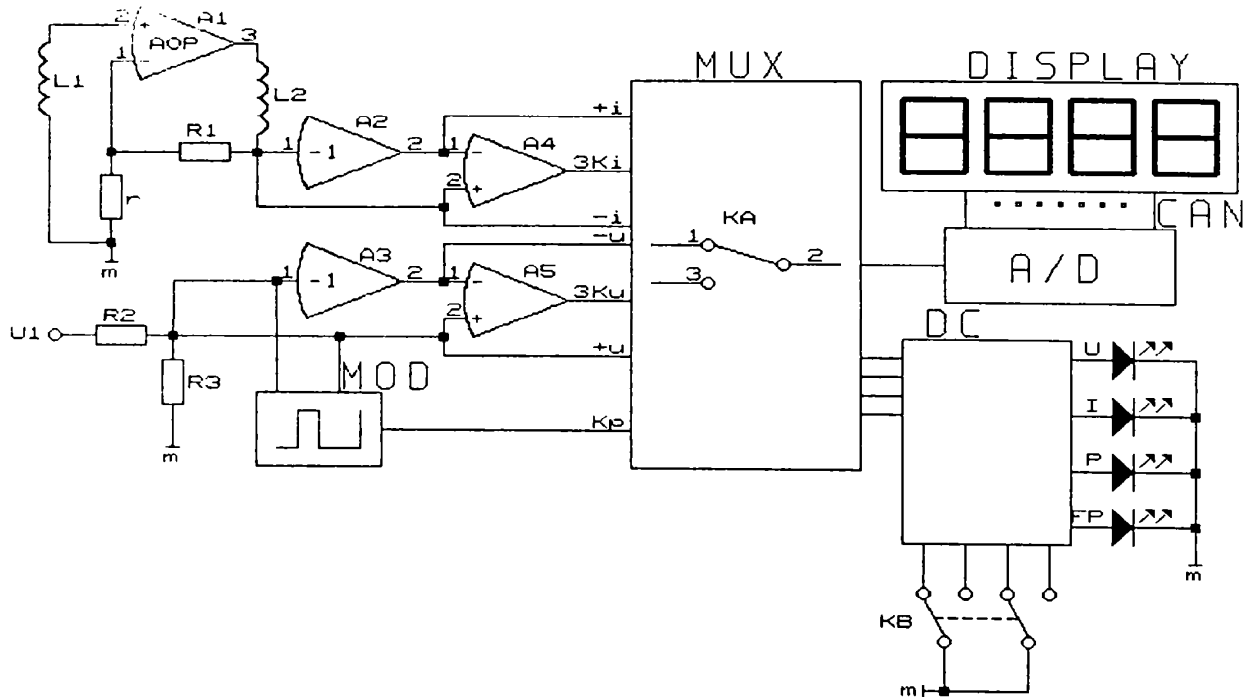


Fig.3.14. Multimetru digital. Schemă bloc.

înfășurări,  $L_1$  de eroare și  $L_2$  de măsurare, în legătură cu un amplificator operațional de putere,  $A_1$ , care forțează curentul secundar prin  $L_2$ ,  $R_1$  și  $r$ , la o astfel de valoare încât tensiunea indusă în înfășurarea de eroare să fie egală cu căderea de tensiune la bornele rezistorului  $r$ . Semnalul de tensiune  $-i$ , proporțional și în opoziție de fază relativ la curentul primar, este inversat cu ajutorul inversorului  $A_2$ , la ieșirea căruia se obține un semnal de tensiune corespunzător,  $+i$ . Cele două semnale de tensiune,  $+i$  și  $-i$ , se aplică intrărilor unui comparator diferențial,  $A_4$  și unui multiplexor analogic, MUX. Semnalul de tensiune dreptunghiular,  $K_i$ , de la ieșirea amplificatorului  $A_4$  se aplică sub formă de comandă aceluiași multiplexor, MUX.

Tensiunea de măsurat  $U_1$  se aplică unui divizor rezistiv, constituit din rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$ , la ieșirea căruia se obține semnalul de tensiune proporțională  $+u$ . Semnalul  $+u$  este inversat cu ajutorul amplificatorului  $A_3$ . Asemănător căii de curent semnalele  $+u$  și  $-u$  se aplică unui comparator,  $A_5$ , la ieșirea căruia rezultă un semnal de tensiune dreptunghiular,  $K_u$ , care împreună cu

semnalele +u și -u atacă multiplexorul analogic. Semnalele de tensiune +u și -u mai acționează și un modulator în durată, MOD, la ieșirea căruia se obține un semnal de comandă pe funcția putere, Kp ce atacă multiplexorul analogic. Un dispozitiv de comandă, DC, sub acțiunea unei tastaturi, KB, comandă selecția și afișarea funcției de măsurare, U, I, P, FP.

Pe funcția curent multiplexorul analogic cu două intrări, simbolizat prin comutatorul KA, primește la cele două intrări analogice semnalele +i și -i, iar la intrarea de comandă semnalul Ki. La ieșirea acestui multiplexor rezultă un semnal de tensiune detectat sincron cu valoarea medie proporțională cu cea a curentului de măsurat. Pe funcția tensiune multiplexorului KA i se aplică semnalele +u și -u, respectiv Ku, astfel că la ieșire rezultă, în același mod, un semnal de tensiune cu valoarea medie proporțională cu a tensiunii de măsurat. Pe funcția factor de putere, prin detecție sincronă, se obțin două semnale, unul proporțional cu  $I \cdot \cos\varphi$ , prin detecția semnalelor +i și -i, sub comanda Ku, și altul proporțional cu curentul de măsurat. Pe funcția putere activă intrarea de comandă a multiplexorului este acționată de la ieșirea modulatorului duratei, MOD. Ca urmare la ieșirea multiplexorului va rezulta un semnal de tensiune cu valoarea medie proporțională cu puterea activă a circuitului măsurat, conform metodei de multiplicare prin modulație în amplitudine și durată.

Convertorului, CAN, pe principiul dublei integrări, i se aplică două semnale de tensiune, unul de la ieșirea multiplexorului, proporțional cu mărimea de măsurat, conform funcției selectate, respectiv un semnal de tensiune de referință, nefigurat. Pe funcția factor de putere convertorului analog-numeric i se aplică, la intrarea tensiunii de măsurat semnalul proporțional cu  $I \cdot \cos\varphi$ , iar la intrarea de referință semnalul proporțional cu I. Convertorul analog-numeric va comanda display-ul cu semnale corespunzătoare pentru a afișa raportul dintre semnalele de tensiune de la cele două intrări, respectiv tensiunea, curentul, puterea și factorul de putere.

Multimetrul conform celor de mai sus a fost aprobat ca model, [84], [88], în urma verificărilor efectuate la INMB și se fabrică sub mai multe denumiri, MD 01, MD 03, MD 04 și MD 05, începând cu 1990, la firma ECHIMAR srl Baia Mare, înființată și condusă de autorul tezei. Multimetrele măsoară pe o gamă de curenți cuprinși între 1A și 1000A, cu o precizie globală de  $\pm 1\%$ , pe toate funcțiile. Modelul MD 05, pe lângă funcțiile menționate, măsoară și rezistența de contact la aparate de comutație cu rezoluție de 1  $\mu\Omega$ .

### 3.7.2. TRUSĂ DE MĂSURARE TRIFAZATA

Cu transformatoare de curent tip cele ștate compensate electronic, s-a realizat trusa de măsură trifazată având schema din figura 3.15.

Pentru conversia în semnale de tensiune proporționale, curenții pe cele trei faze sunt

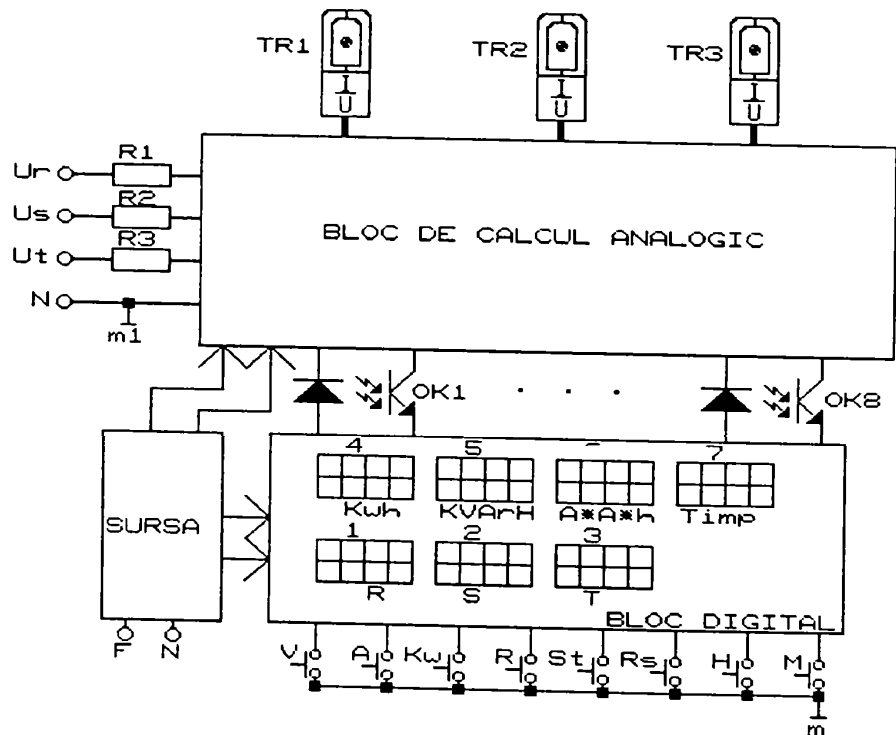


Fig.3.15. Trusă de măsurare trifazată. Schemă bloc.

preluați prin intermediul a nouă transformatoare de curent, câte 3, TR1, TR2, TR3, pe o gamă de măsurare: 0..5 A, 5..50 A, 50..500 A. Tensiunile de fază,  $U_r$ ,  $U_s$ ,  $U_t$ , față de nul, N, sunt aplicate unui divizor rezistiv, simetric, R1, R2, R3. La intrarea BLOCULUI DE CALCUL ANALOGIC se aplică șase semnale de tensiune, proporționale și în fază cu mărimile corespunzătoare, curenți și

tensiuni de fază. Aceste semnale sunt prelucrate prin detecție sincronă și modulație în amplitudine și durată, în scopul obținerii unor semnale intermediare, proporționale cu: cei trei curenți de fază, cele trei tensiuni de linie, între câte două faze, puterea activă trifazată, puterea reactivă trifazată și suma patratelor curenților pe faze. Semnalele intermediare sunt convertite în frecvență și transmise prin intermediul unui bloc de izolare optică, OK1..OK8, BLOCULUI DIGITAL ce permite afișarea mărimilor momentane, curenți, tensiuni, puteri pe trei display-uri, 1, 2, 3. Semnalele de frecvență proporționale cu puterea activă trifazată, puterea reactivă trifazată și suma patratelor curenților sunt integrate și afișate pe alte trei display-uri, 4, 5, 6, corespunzătoare mărimilor integrale. Pe display-ul 7 este afișat timpul pentru cronometrarea intervalelor de timp în care se face măsurare mărimilor integrale. O tastatură în legătură cu blocul digital permite selecția mărimilor momentane, V, A, Kw, R(referință), precum și comenzile necesare pentru mărimi integrale: St(START/STOP), R(RESET), fixare timp, H(ore), M(minute).

Trusa de măsurare, cu o precizie globală de 1%, pe toate funcțiile și intervalele, a fost realizată în mai multe variante, fiecare testată la INMB, [87], [89], [92], pentru: ICSITEE București, ELECTROCONTACT Botoșani, AUTOBUZUL București, IPEE Bistrița și Filiala de Rețele Electrice Baia Mare.

### 3.8 CONCLUZII

3.7.1. Toate metodele cunoscute de compensare electronică a erorilor vizează reducerea aproape de zero a fluxului magnetic într-un miez, astfel încât, pentru miezul respectiv, în ecuația solenațiilor curentul de magnetizare să poată fi neglijat în raport cu ceilalți curenți.

3.7.2. Pentru compensarea eficientă a erorilor transformatorul de curent trebuie să fie de construcție specială, fie cu un miez și două înfășurări secundare, fie cu două miezuri. Pentru un

transformator cu o înfășurare secundară aflat în exploatare se poate reduce doar eroarea externă, cu dezavantajul generării pe cale electronică a întregii valori a curentului secundar. Excepție face o metodă ce presupune legătură galvanică între circuitele primar și secundar ale transformatorului, pe baza căreia se poate compensa eroarea prin generarea electronică a componentei de eroare.

3.7.3. Metodele de compensare electronică a transformatoarelor realizate pe un singur miez magnetic (mai puțin metoda cu legătură galvanică între primar și secundar), au avantajul simplității constructive, dar prezintă dezavantajul consumului energetic relativ ridicat, deoarece curentul secundar este integral generat de către circuitul de compensare.

3.7.4. Transformatoarele de curent în două trepte, cu compensare electronică a erorilor, sunt superioare atât sub aspectul preciziei ce poate fi obținută, cât și sub aspectul randamentului energetic. În acest caz circuitul de compensare furnizează doar componenta de eroare a curentului secundar.

3.7.5. Atât pentru transformatoarele de curent cu o treaptă, cât și pentru cele în două trepte, se poate obține o precizie superioară dacă înfășurarea de detecție nu este parcursă de curent.

3.7.6. Spre deosebire de transformatoarele fixe, cele de tip clește trebuie să aibă o construcție simplă și robustă, de aceea, în acest caz, este preferată varianta cu un singur miez magnetic. Reducerea curentului secundar până la o limită acceptabilă pentru sursa de tensiune disponibilă, poate fi făcută prin creșterea numărului de spire al înfășurării secundare de măsurare.

3.7.7. Pe baza concluziilor de mai sus s-au brevetat două modele de transformatoare de curent tip clește, [63], [68]. S-au conceput noi metode, [64], [66], [67], și aparate electronice de măsurat, [65], [66], toate în premieră națională, confirmate prin buletine de verificare emise de INMB, [87], [88], [89], [90], [91], [92].

#### 4. CALCULUL CÂMPULUI MAGNETIC ÎN CAZUL UNUI TRANSFORMATOR DE TIP CLEȘTE PRIN METODA ELEMENTULUI FINIT

Dintre metodele cunoscute de analiză a câmpurilor electromagnetice, [7], [27], [105], [114], [134], metodele numerice cunosc în prezent cea mai mare răspândire, având avantajul esențial că pot fi aplicate la orice configurație de câmp și corpuri.

Metodele analitice sunt preferate doar în cazuri particulare, cu simetrii și medii omogene, pentru care calculul poate fi simplificat. Metodele analitice oferă, cu ipotezele simplificatoare de rigoare, o primă evaluare a fenomenelor studiate și permit o înțelegere intuitivă a acestora. Verificarea metodelor numerice se face aproape totdeauna cu soluții exacte, oferite de metodele analitice pentru cazuri particulare.

O metodă numerică de analiză a câmpului magnetic se compune din :

- modelul fenomenologic, care asigură definirea fenomenologiei de bază a problemei;
- modelul matematic de câmp, diferențial, variațional sau integral, care descrie matematic fenomenul;
- metoda numerică de soluționare a modelului matematic.

##### 4.1. ECUAȚIILE CÂMPULUI MAGNETIC STAȚIONAR

Câmpul magnetic staționar, având ca sursă densitatea curentului electric de conducție,  $j$ , este descris, punct cu punct, de două mărimi de stare, inducția magnetică,  $B$ , și intensitatea câmpului magnetic,  $H$ , conform ecuațiilor:

$$\nabla \times (\vec{H}) = \vec{j} \quad (4.1);$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (4.2),$$

reprezentând legile circuitului magnetic și fluxului magnetic în formă locală.

Aceste ecuații determină în mod univoc structura și evoluția

câmpului magnetic dacă mai sunt precizate următoarele condiții de unicitate:

-condiții de material, fixate prin caracteristica de magnetizare a materialului circuitului magnetic:

$$\vec{H} = \vec{\nu} \vec{B} \quad (4.3)$$

cu  $\nu$  reluctivitatea mediului, în general tensor;

-condiții la limită, pe frontiera domeniului de câmp și, eventual, condiții de trecere, în zonele de discontinuitate.

Soluționarea directă a ecuațiilor ce caracterizează câmpul magnetic staționar se simplifică dacă se introduce o schimbare de variabilă. Datorită caracterului solenoidal al câmpului magnetic această mărime, numită potențial magnetic vector,  $A$ , este definită prin relația:

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (4.4)$$

Pentru determinarea univocă a potențialului magnetic vector se adoptă condiții de etalonare, dintre care cea mai folosită este condiția de etalonare a lui Coulomb:

$$\nabla(\vec{A}) = 0 \quad (4.5)$$

Din cele de mai sus se obține o nouă ecuație ce descrie câmpul magnetic staționar:

$$\nabla \times (\vec{\nu} (\nabla \times \vec{A})) = \vec{j} \quad (4.6)$$

La calculul câmpului magnetic tridimensional această ecuație vectorială se descompune în trei ecuații scalare corespunzătoare componentelor lui  $A$  și  $J$  pe cele trei axe.

La calculul câmpurilor magnetice plan paralele  $\partial/\partial z = 0$ ,  $B_z = 0$ , astfel că (4.6) se reduce, [105], la o singură ecuație scalară corespunzătoare componenteii după axa  $z$  a lui  $A$  și  $J$  :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \nu_y \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \nu_x \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -j_z \quad (4.7)$$

În relația precedentă  $\nu_x$  și  $\nu_y$  reprezintă componentele

reluctivității după axele  $x$  și  $y$ . Vectorii câmp  $H$  și  $B$  au, în acest caz, componente numai în planul  $x$ - $y$ .

Condițiile la limită sunt de tip Neumann dacă se dă distribuția componentei tangențiale a intensității câmpului magnetic, sau de tip Dirichlet dacă se dă componenta tangențială a potențialului magnetic vector, pe suprafața de frontieră a domeniului de câmp.

#### 4.2. MODELUL NUMERIC VARIAȚIONAL DE CÂMP MAGNETIC

La stabilirea acestui model numeric de câmp magnetic se pleacă, [86], [105], de la un principiu variațional, de tip lagrangean sau hamiltonian, care este capabil ca din condiția de staționaritate a unei funcționale adecvate să furnizeze ecuațiile de bază ale câmpului magnetic în medii materiale.

Dacă se notează cu  $x_k$  variabilele independente ce definesc un sistem fizic și cu  $\lambda_j$  variabilele dependente, respectiv cu  $\lambda_{jk}$ , derivatele parțiale de ordinul 1, principiul variațional al acțiunii staționare postulează existența unei funcționale de tipul integral:

$$S = \int_{\mathcal{C}} \mathcal{L}(x_k, \lambda_j, \lambda_{jk}) d\mathcal{C} \quad (4.8)$$

numită acțiune, care posedă o valoare extrem, corespunzătoare evoluției reale a sistemului considerat. Integrandul se numește lagrangean și reprezintă o funcție scalară de stare a sistemului fizic respectiv.

Condiția de staționaritate a funcționalei de tip integral constă în anularea primei ei variații.

Pentru cazul unui câmp magnetic staționar plan-paralel, în medii nelineare, fără magnetizație permanentă, caracterizat în fiecare punct prin potențialul magnetic vector, cu  $A_z = A_0$  și  $A_x = A_y = 0$ , funcționala de minimizat, [105], va fi de forma:



$$\mathfrak{S}(A_z) = \int_{\mathcal{C}} \left[ \sum_{\lambda=x,y} \left[ \int_0^{B_\lambda} v_\lambda B_\lambda dB_\lambda \right] - j_z A_z \right] dx dy - \int_{\Sigma_N} f_N(x,y) A_z d\Sigma_N - \int_S j_{S,z} A_z dS \quad (4.9)$$

În relația precedentă al doilea termen corespunde condițiilor de tip Neumann pe curba frontieră, iar al treilea termen, condiția de interfață pe o eventuală suprafață de discontinuitate ce posedă o pânză de curent.

Pentru a găsi minimul acestei funcționale se caută, în spațiul variabilelor  $A(x,y)$ , acea funcție care îndeplinește condițiile la limită, astfel ca valoarea integralei de mai sus să fie cea mai mică în comparație cu valorile integralei pentru orice altă funcție îndeplinind aceleași condiții la limită.

#### 4.3. PRINCIPIUL METODEI ELEMENTULUI FINIT DE ANALIZĂ A CÂMPULUI MAGNETIC STAȚIONAR

Metoda elementului finit (MEF) se bazează pe aproximarea funcțională a soluției de potențial ce staționarizează acțiunea de tip lagrangean în condiții de unicitate asociate.

O asemenea aproximare se poate realiza conform metodei Rayleigh-Ritz pe baza căreia problema variațională inițială este transformată într-o problemă de extrem pentru funcții de mai multe variabile, rezolvabilă prin metodele analizei clasice.

Se consideră în domeniul de definiție a funcționalei energetice un sistem complet de  $n$  funcții liniar independente, numite funcții triale. Soluția de potențial care realizează valoarea staționară a funcționalei se aproximează printr-o combinație liniară a funcțiilor coordonate :

$$\psi = \sum_{i=1}^n \alpha_i \varphi_i \quad (4.10)$$

unde  $\alpha_i, i=1, n$  reprezintă coeficienții de pondere necunoscuți ce urmează a fi determinați ca parametrii variaționali. Funcțiile triale trebuie să îndeplinească anumite condiții de netezime și de

limită. Staționarizarea funcției date de (4.10) conduce la sistemul de ecuații:

$$\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \alpha_i} = 0, i=1, n \quad (4.11)$$

cu soluțiile  $\alpha_i$ , din care se deduce soluția aproximativă de potențial. Precizia metodei depinde de modul de alegere a funcțiilor triale cât și de numărul acestora.

Metoda elementelor finite presupune discretizarea domeniului de câmp în subdomenii disjuncte, de dimensiuni finite, numite elemente finite, specificându-se funcțiile triale nu pe întreg domeniul, ci pe fiecare element finit în parte.

Discretizarea domeniului de câmp într-un număr total de  $m$  elemente finite permite înlocuirea funcționalei energetice inițiale cu suma contribuțiilor corespunzătoare fiecărui element finit e al partiției:

$$\mathcal{F}(\psi) = \sum_{e=1}^m \mathcal{F}^e(\psi^e) \quad (4.12)$$

Aproximarea soluției de potențial la nivelul fiecărui element finit,  $e$ , se reduce la adoptarea funcțiilor triale ca polinoame de interpolare de grad relativ mic, notate cu  $N_i^e$ , și adoptarea parametrilor variaționali ca mărimi cu semnificație fizică reprezentând valorile discrete ale potențialelor într-un anumit număr  $p$  de puncte caracteristice ale elementului, numite noduri. Modelul de aproximare va fi:

$$\psi^e = \sum_{i=1}^p N_i^e \psi_i^e \quad (4.13)$$

Cu  $\psi^e$  exprimat ca mai sus funcționala energetică elementală devine o funcție de valorile nodale, și în consecință, funcționala globală pe întreg domeniul de câmp rezultă aproximată printr-o funcție de valorile soluției din cele  $n$  noduri ale rețelei de discretizare a întregului domeniu de calcul.

Staționarizarea funcționalei conduce la sistemul de ecuații:

$$\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \psi_i} = \sum_e^{m_i} \frac{\partial \mathcal{F}^e}{\partial \psi^e} = 0, i=1, n \quad (4.14)$$

pentru care însumarea se efectuează numai asupra celor  $m_i < m$  elemente finite care au nodul  $i$  comun, celelalte noduri dând contribuții independente. Prin rezolvarea sistemului de mai sus se obțin valorile nodale necunoscute ale soluției aproximative de potențial pentru problema de câmp formulată variațional.

În scopul asigurării convergenței soluției aproximative spre soluția reală, funcțiile de interpolare trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

a) la frontiera comună a două elemente finite, funcția de potențial și toate derivatele sale parțiale până la cea cu un ordin mai mic decât ordinul maxim al derivatelor din funcționala energetică globală trebuie să fie continue (condiția de compatibilitate);

b) în interiorul fiecărui element funcția de potențial și derivatele sale până la cel mai mare ordin de derivată ce apare trebuie să fie de asemenea continue (condiția de completitudine);

Rezumând principiul MEF ca metodă numerică de rezolvare a modelului matematic variațional de câmp electromagnetic se pot evidenția trei etape principale.

În prima etapă are loc partiționarea domeniului de câmp în elemente finite interconectate exclusiv în nodurile rețelei de discretizare. În etapa a doua, problema de câmp este studiată la nivelul fiecărui element adoptându-se în prealabil polinomul de interpolare a funcției de potențial elementale ca o consecință a partiției efectuate. În etapa finală se assemblează din elemente domeniul inițial în baza condiției de staționaritate a funcționalei și se rezolvă sistemul de ecuații rezultat, soluția reprezentând valoarea aproximantei funcției de potențial în nodurile rețelei de discretizare.

Prin element finit se înțelege cvadrupletul de obiecte format

din : elementul de discretizare propriu-zis, funcția de interpolare locală, mulțimea punctelor și mulțimea variabilelor nodale caracteristice elementului.

După formă elementele finite pot fi: plane (triunghiulare, rectangulare, izoparametrice, etc.), respectiv spațiale (tetraedrice, pentaedrice, hexaedrice etc.), iar după gradul polinomului de interpolare pot fi: de ordinul I , de ordinul II sau mai mult.

În cele ce urmează se vor lua în considerare doar elemente finite plane, triunghiulare.

#### 4.4. ALGORITM ȘI PROGRAM DE ANALIZĂ A CÂMPULUI MAGNETIC LA TRANSFORMATOARE DE TIP CLEȘTE

Pentru studiu s-a ales un transformator tip clește de formă dreptunghiulară, ce reprezintă modelul pe baza căruia au fost realizate mai multe tipuri de aparate. Analiza s-a făcut în plan, cu un program, MAR4, prin adaptarea unui program destinat studiului vibratoarelor electromagnetice, [184], scris în TURBOPASCAL. Programul rezolvă problema distribuției câmpului magnetic staționar, cu mărimile caracteristice de valori constante. Pentru o analiză de curent alternativ va fi necesară repetarea calculelor pentru diverse valori de curent, corespunzătoare momentelor de timp dintr-o perioadă. Scopul principal al programului este acela de a obține imagini și informații calitative care să confirme unele ipoteze teoretice și să ilustreze influența diverșilor factori care induc erori specifice. Efectul pierderilor în fier a fost neglijat.

Programul, cu schema bloc din figura 4.1, se compune din trei etape de bază: etapa de furnizare a datelor de intrare, etapa centrală de calcul și etapa de exploatare a rezultatelor.

Procedura DATE furnizează datele caracteristice ale discretizării: coordonatele nodurilor, lista nodurilor elementelor, lista nodurilor cu potențial fix, de frontieră, iar procedura AFIȘDAT permite afișarea acestor date.

Datele inițiale pot fi modificate prin dialog interactiv, în cadrul procedurii MDAT.

Discretizare domeniului plan, realizată în cadrul procedurii DISCRET, poate fi realizată în două moduri: automat, pentru o configurație dată, pe bază de date geometrice și de material

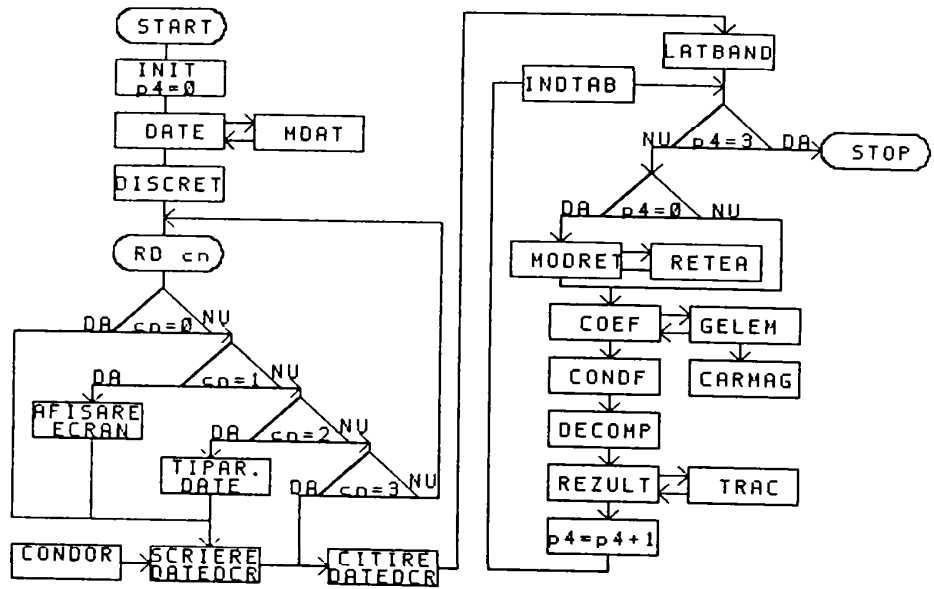


Fig. 4.1 Program de calcul MAR4. Schemă bloc.

inițiale, și semiautomat, prin încărcarea fișierului "DATE.DCR", ce conține datele discretizării, fișier rezultat fie în urma rulării a programului MAR4, fie în urma rulării unui program independent, "CONDOR", care are ca date de intrare coordonatele x și y ale rețelei rectangulare și ale limitelor de mediu: frontieră, aer, fier, curent.

Funcție de valoarea parametrului "cn": 0, 1, 2, sau 3, ales de operator, programul evoluează după cum urmează:

- pentru "cn=0" se sare peste etapa de comunicare a datelor;
- pentru "cn=1" datele discretizării sunt afișate pe display;
- pentru "cn=2" datele se tipăresc la imprimantă;
- pentru "cn=3" datele sunt citite din fișierul DATE.DCR,

realizat anterior, fie de procedura automată, fie de programul "CONDOR".

Procedura LATBAND, în conformitate cu discretizarea realizată, permite calculul lățimii de semibandă, NB, a matricii coeficienților sistemului de ecuații. Se baleiază toate elementele și se calculează cea mai mare diferență,  $K_p$ , între numerele de ordine ale aceluiași element.

Discretizarea inițială poate fi modificată, în cadrul

procedurii MODRET, dacă se răspunde afirmativ la întrebarea 'DORIȚI MODIFICAREA REȚELEI DE DISCRETIZARE (D/N)?', care apare pe același ecran cu rețeaua de discretizare. Urmarea răspunsului afirmativ se afișează mesajele:

- 'INTRODUCETI NNC=?';

- 'INTRODUCETI NNS=?';

prin care se selectează coloana și linia la intersecția cărora se află nodul care trebuie deplasat. Urmează întrebarea: 'INTRODUCETI DIRECȚIA (R,L,U,D)?', care va stabili direcția în care va fi deplasat nodul (stânga=L, dreapta=R, sus=U, jos=D) cu 1/4 din valoarea pasului de rețea din direcția respectivă. Prin operații succesive asupra aceluiași punct, acesta se poate deplasa în orice direcție. Dacă punctul ales se află pe suprafața de separație dintre medii se poate modifica forma acestor suprafețe. După o modificare de poziție se afișează rețeaua modificată precum și întrebarea: 'MAI DORIȚI MODIFICARI (D/N)?', la care dacă se răspunde cu 'D' se reiau modificările până se ajunge la o rețea de forma dorită. În acest fel programul permite să se analizeze circuite magnetice de diferite forme (cu rotunjiri, cu secțiuni variabilă etc.). Se pot obține concluzii asupra influenței formei circuitului magnetic asupra configurației câmpului magnetic, deci o formă primitivă de sinteză a câmpului magnetic prin metoda încercare-răspuns.

În figura 4.2 se dă ca exemplu rețeaua triunghiulară generată după încărcarea unui fișier DATE.DCR realizat cu programul CONDOR, pentru transformatorul tip clește ce urmează a fi studiat. Datele acestui transformator sunt: dimensiuni fereastră interioară: 44x73mm; secțiune coloană: 8mm; secțiune jug: 16mm. Conductorul parcurs de curentul primar este situat în șase elemente triunghiulare din centrul ferestrei. Curentul secundar, considerat în opoziție de fază, va fi impus ca o pătură de curent în secțiunile adiacente coloanelor. Elementele cu fier sunt hașurate îngroșat.

Etapa centrală de implementare pe calculator a algoritmului aferent MEF reprezintă corpul principal al programului. Ea se

compune din mai multe proceduri.

Procedura COEF asigură generarea matricii globale a necunoscutelor, potențialele magnetice în noduri, și matricii coloană a termenilor liberi. Se baleiază întreaga rețea, element cu element. La fiecare element apelat  $i$  se aplică procedura GELEM, pentru calculul factorilor geometrici corespunzători elementului, conform MEF.

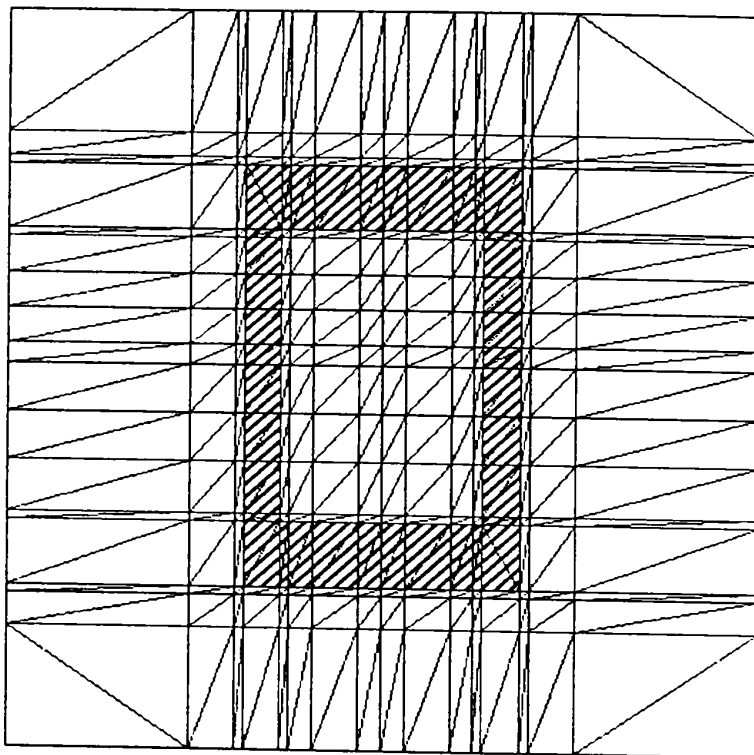


Fig. 4.2. Transformator tip clește de formă dreptunghiulară și rețea de discretizare.

Pentru fiecare element  $i$ , se calculează contribuția nodurilor proprii și a perechilor de noduri adiacente elementului la coeficienții celor două matrici. În acest fel are loc asamblarea matricilor totale din matrici elementale, element cu element.

În procedura CONDF se modifică matricea coeficienților și a termenilor liberi corespunzător condițiilor Dirichlet omogene pe frontieră. Dacă  $j$  este indicele nodului de pe frontieră citit din lista nodurilor cu potențialul fixat la valoarea  $A_j=0$ , atunci toate elementele liniei și coloanei  $j$  din matricea necunoscutelor se înlocuiesc cu 0 cu excepția termenului diagonal. În același timp termenul liber corespunzător se înlocuiește cu valoarea  $-A_j$  (în cazul nostru tot cu 0), pentru restul componentelor matricii termenului liber se adaugă valoarea  $A_j$ , înmulțită cu termenul corespunzător din coloana  $j$  a matricii potențialelor magnetice inițiale. Procedul se repetă pentru toate nodurile de pe

frontieră.

Rezolvarea sistemului de ecuații algebrice este realizată prin metoda rădăcinii patrate, a lui CHOLESKI, care are avantajul că permite memorarea doar a unei semibenzi din matricea coeficienților și folosește mai puține variabile, deci mai puțină memorie decât metoda eliminării a lui Gauss.

Rezultatele inițiale ale programului sunt potențialele magnetice ale nodurilor, mărimi fără semnificație fizică imediată. Cu potențialele magnetice se determină ușor cele două componente,  $B_x$  și  $B_y$ , ale inducției magnetice. Pe baza unui dialog interactiv, se trece la executarea procedurii TRAC, pentru trasarea liniilor de câmp magnetic. Acestea sunt niște linii echipotențiale, de  $A = \text{const}$ . Se calculează potențialul magnetic maxim, din lista potențialelor nodurilor obținută după rezolvarea sistemului de ecuații și pasul,  $stl = \max/nlc$ , cu care variază potențialul de la o linie la alta, trasându-se  $nlc+1$  linii de câmp de potențial  $A_i = i * stl = \text{constant}$ . Se desenează rețeaua de discretizare apelând procedura RETEA. Pentru o valoare  $A_i = \text{const}$ , se baleiază toate elementele rețelei de discretizare și se caută dacă potențialul  $A_i$  se află în intervalul cuprins între valorile potențialelor nodurilor elementului  $i$ . Dacă DA atunci prin interpolare liniară se calculează coordonatele punctului de pe laturile triunghiului. Un punct de potențial dat nu poate să aparțină tuturor celor trei laturi ale triunghiului. Se unesc, printr-un segment, cele două puncte cu potențial constant de pe laturile triunghiului. Dacă acestea există se trece la următorul element. În urma baleierii celor  $N_e$  elemente vom avea trasată, din segmente, o linie de câmp de potențial magnetic constant,  $A_i$ . Se calculează noua valoare a potențialului magnetic vector corespunzătoare noii linii de câmp și se reia trasarea. În final peste rețeaua de discretizare va apărea trasat spectrul celor  $nlc$  linii de câmp.

Răspunsul afirmativ la întrebarea: 'DORITI POTENTIALELE MAGNETICE ALE NODURILOR?', este urmat de afișarea tabelului cu valorile potențialului magnetic vector. Se apelează fiecare element



și se calculează componentele inducției și inducția magnetică totală, corespunzătoare elementului. Pentru acest lucru se apelează din nou procedura GELEM pentru calculul parametrilor geometrici ai elementului. Se apelează procedura CARMAG, care, pe baza caracteristicii de magnetizare, introdusă tabelar, și aproximată linear, permite calculul inducției totale  $B_z$  din element; se calculează intensitatea câmpului magnetic și permeabilitatea magnetică relativă a elementului, folosită în continuare la iterația următoare. Răspunsul afirmativ la întrebarea: 'DORITI INDUCTIILE MAGNETICE IN ELEMENTE?', este urmat de afișarea pe ecran a inducției magnetice totale și a componentelelor acesteia după cele două axe, în fiecare element. Calculele sunt reluate în două iterații succesive care permit o mai bună aproximare a rezultatelor prin reconsiderarea valorilor permeabilităților din elemente, pe baza caracteristicii de magnetizare, conform procedurii CARMAG.

O procedură suplimentară INDUCTII salvează în fișierul INDUCTII.TAB valorile inducțiilor magnetice din toate elementele discretizării. Aceste valori vor constitui baza analizei cantitative a fenomenelor legate de câmpul magnetic al transformatorului.

Programul CONDOR, cu schema bloc din fig. 4.3, așa cum s-a arătat, este conceput pentru a realiza orice configurație de mediu, printr-o rețea de discretizare rectangulară cu până la 18 linii și 18 coloane. În program se dau ca date inițiale coordonatele pe cele două axe ale liniilor și coloanelor. Pentru identificarea elementelor cu fier se dau coordonatele limită ale acestor elemente. De asemenea se dau elementele în care se impune densitate de curent.

Cu aceste date se baleiază linie cu linie, de la stânga la dreapta, apoi coloanele, de jos în sus, realizându-se lista nodurilor elementelor,  $L_{nc}$ . După completarea permeabilităților în elementele cu fier și a celor cu densitate de curent, primară și secundară, programul scrie în fișierul DATE.DCR datele geometrice și de material corespunzătoare mediului discretizat. Curentul

secundar se consideră ca un ansamblu de patru pături de curent distribuite câte două în imediata vecinătate a coloanelor, corespunzător înfășurării secundare. Considerând semnul densității curentului primar pozitiv, rezultă semnul densităților de curent secundar: pozitiv pentru elementele exterioare coloanelor și negativ pentru elementele interioare. Fișierul DATE.DCR va fi importat de către programul MAR4 care va calcula distribuția câmpului magnetic, respectiv va trasa liniile de câmp conform celor de mai sus.

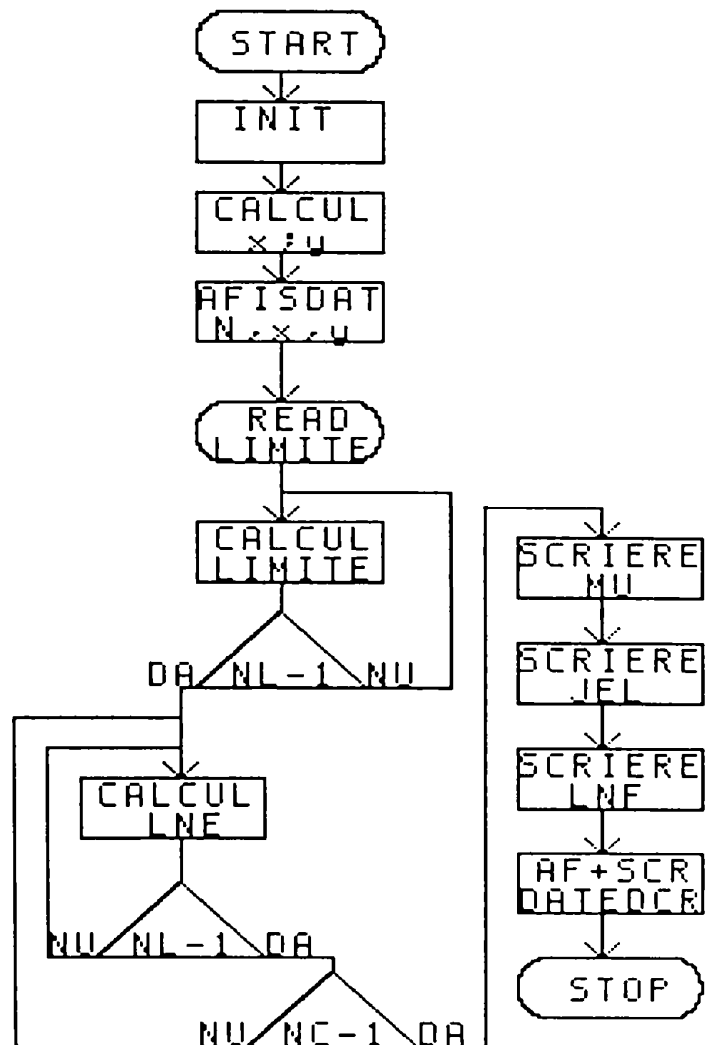


Fig. 4.3. Program de discretizare semiautomată CONDOR. Schemă bloc.

Rezultatele privind valorile inducției magnetice din elemente, regăsite în fișierul INDUCTII.TAB, sunt prelucrate cu ajutorul programului QUATTRO PRO.

În figura 4.4 se prezintă schema bloc a algoritmului de prelucrarea a rezultatelor. Conform figurii, pentru o discretizare dată, se lansează programul CONDOR care se încheie cu scrierea datelor discretizării în fișierul DATE.DCR. Acest fișier este importat de programul MAR4, prin specificarea opțiunii "DATE PROPRII". Programul MAR4, după trei rulări succesive, în care se recalculază iterativ mărimile corespunzătoare rețelei, potențiale

magnetice și inducții în elemente, salvează datele privind inducțiile magnetice finale în fișierul INDUCTII.TAB. Acest fișierul este important ca o tabelă de calcul în programul QUATTRO PRO, cu ajutorul căruia se pot face calcule complexe legate de verificarea legii circuitului magnetic,

calculul fluxului magnetic în elementele cu fier și în întrefier, calculul tensiunii induse în înfășurarea secundară, dispusă pe coloane, etc.

Prin combinarea în QUATTRO PRO a tabelului de calcul ce conține valorile inducțiilor, cu FORMULA1, fișier realizat pe structura tabelului INDUCTII.TAB, se obține suma tensiunilor magnetice date de produsele dintre intensitățile câmpului magnetic din element cu lungimea elementului, pe linia mediană a circuitului feromagnetic. Diferența acestei sume față de curentul din fereastră, reprezentând abaterea de la legea circuitului magnetic, va fi o măsură a erorilor specifice metodei de calcul. În același mod cu FORMULA2 se calculează suma inducțiilor pe cele două coloane. Această sumă va fi proporțională cu suma tensiunilor induse în spirele înfășurării secundare, secționată între cele două coloane. Cu FORMULA3 se calculează diferența sumei inducțiilor corespunzătoare celor două coloane, pentru cazul în care curentul va fi situat în exterior, la o anumită distanță de una din coloanele feromagnetice.

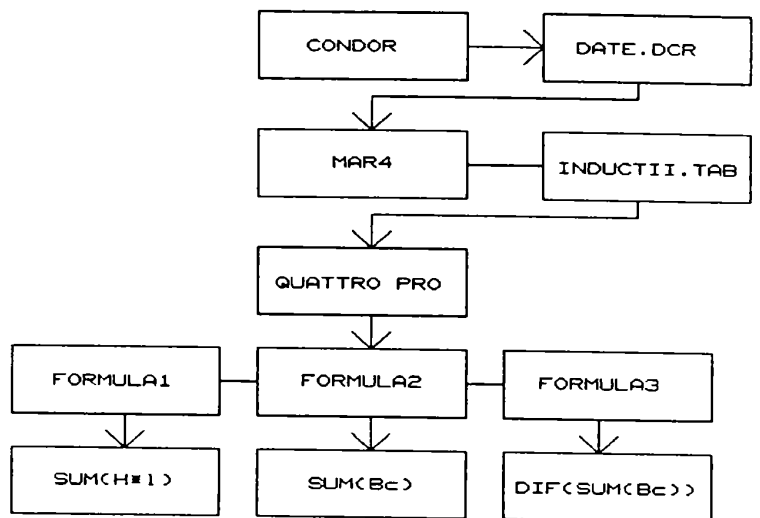


Fig.4.4. Algoritm de prelucrare a rezultatelor. Schemă bloc.

## 4.4.1. VERIFICAREA LEGII CIRCUITULUI MAGNETIC

O măsură a erorilor specifice MEF, conform celor de mai sus, o constituie abaterea sumei tensiunilor magnetice pe o linie mediană a circuitului magnetic, calculată cu FORMULA1, față de suma curenților din domeniu. În scopul determinării acestor erori s-a presupus mai întâi un conductor în centrul de simetrie al transformatorului, parcurs de valori diferite de curent primar, fără curent secundar, respectiv pentru mai multe valori ale întrefierului. Pentru fiecare valoare de curent s-a executat o analiză completă, conform algoritmului din figura 4.4. Rezultatele calculului sunt sintetizate în tabelul 4.1. În ultima coloană se dă abaterea procentuală a sumei tensiunilor magnetice față de curentul din fereastră.

*Tabelul 4.1. Abaterea de la legea circuitului magnetic cu modificarea întrefierului și valorii curentului primar.*

Nr.	$I_p$	Intref	SUM( $H \cdot l$ )	Err.
	[A]	[mm]	[A]	[%]
1	50	0.05	49.69	-0.62
2	50	0.1	49.77	-0.46
3	50	0.2	49.96	-0.08
4	50	0.4	49.97	-0.06
5	50	0.6	49.97	-0.06
6	50	0.8	49.98	-0.04
7	50	1	49.98	-0.04
8	10	0.1	9.988	-0.12
9	20	0.1	19.986	-0.07
10	50	0.1	49.77	-0.46

11	100	0.1	98.235	-1.77
12	200	0.1	158.27	-20.9

În figura 4.5 este prezentată variația erorii, conform tabelului 4.1, pentru întrefier cu valori cuprinse între 0.05mm și 1mm. Pentru valori ale întrefierului mai mari de 0.2 erorile de calcul sunt ne semnificative ( sub 0.1%). Creșterea erorilor de calcul pentru valori ale

întrefierului mai mi de 0.2 mm este dată de micșorarea ariei elementelor corespunzătoare întrefierului în raport cu toate celelalte elemente ale discretizării. Pentru micșorarea acestor valori ar fi necesară

îndesirea rețelei de discretizare. Cu toate acestea datele se pot considera suficient de exacte pentru scopul propus, chiar și pentru valori ale întrefierului de sub 0.1 mm.

În figura 4.6 se prezintă variația erorilor de calcul, definite ca mai sus, pentru valori ale curentului primar cuprinse între 10 A și 200 A. Așa cum rezultă din graficul conform figurii 4.6 pentru valori ale curentului primar mai mici de 50A erorile de calcul date de modificarea valorii curentului primar (deci și a inducțiilor și permeabilităților corespunzătoare) sunt ne semnificative.

Creșterea erorilor de calcul pentru curenți primari peste 50 A este explicată prin slaba convergență a metodei în zona

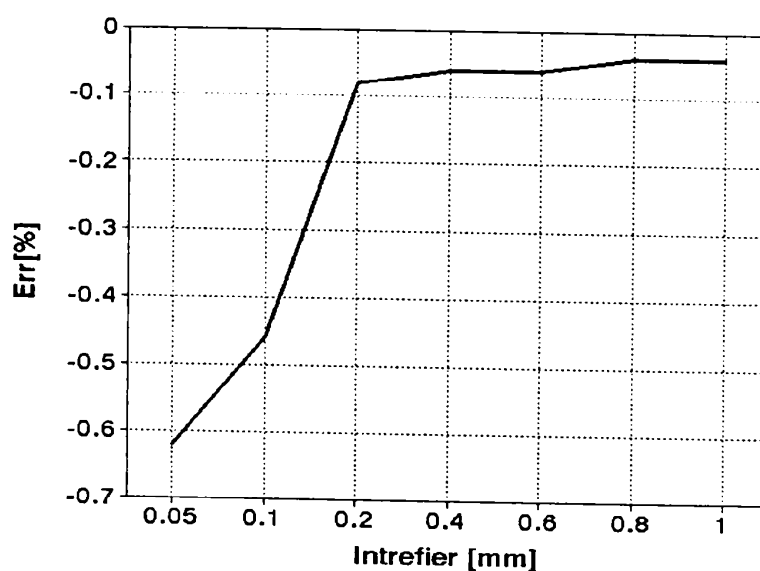


Fig.4.5. Abaterea de la legea circuitului magnetic cu variația întrefierului.

satur ții magnetice. În practică regimul de satur ție apare doar accidental, când se întreprinde circuitul secundar, sau se comută greit curenții de curent, astfel că și din acest punct de vedere calculele pot fi considerate suficient de exacte pentru scopul propus.

Legea circuitului magnetic s-a verificat

și prin modificarea poziției curentului primar în fereastra transformatorului, calculându-se, pentru fiecare poziție suma tensiunilor magnetice pe linia mediană a circuitului feromagnetic. În acest scop curentul primar cu valoarea de 50A s-a presupus în mai multe puncte, progresiv deplasate din centrul de simetrie spre coloana din stânga. Datele calculelor, cu algoritmul prezentat, sunt trecute în tabelul 4.2.

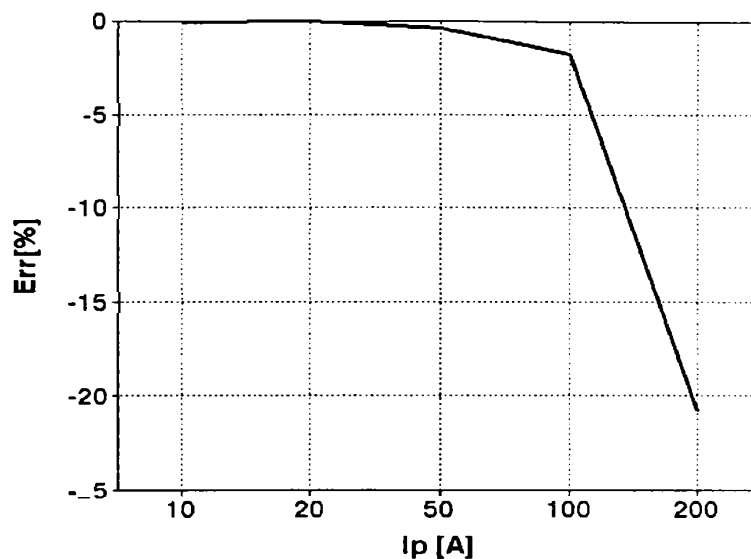


Fig.4.6. Abaterea de la legea circuitului magnetic funcție de curentul din fereastra transformatorului.

Tabelul 4.2. Abaterea de la legea circuitului magnetic cu deplasarea curentului în fereastra transformatorului.

Nr.	Ip	x	d	SUM(H*l)	Err
crt.	[A]	[mm]	[mm]	[A]	[%]
1	50	0	1	49.978	0
2	50	2.5	1	49.983	0.010004
3	50	5	1	49.98	0.004002
4	50	7.5	1	49.978	0

5	50	10	1	49.977	-0.002
6	50	12.5	1	49.98	0.004002
7	50	15	1	49.976	-0.004

Variația abaterii de la legea circuitului magnetic conform tabelului 4.2, se prezintă în figura 4.7. După cum rezultă din tabel și grafic această abatere este sub 0.01%. Graficul din figura 4.7 ilustrează, în același timp, și slaba influență a modificării rețelei de discretizare asupra corectitudinii calculului, întrucât

pentru fiecare nouă poziție a curentului primar s-a adoptat o nouă discretizare. Conform figurii 4.7 pentru toate pozițiile conductorului deplasat în fereastră după axa x, perpendiculară pe axa de fieruș, abaterea sumei tensiunilor magnetice din miez față de situația cu conductorul

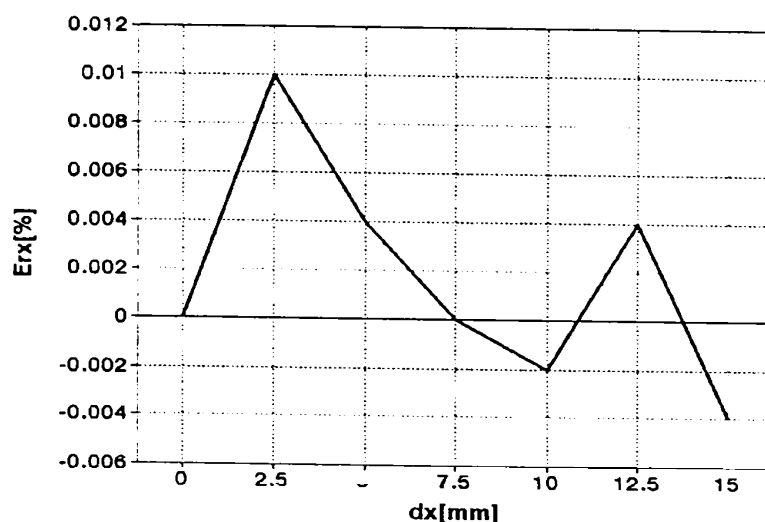


Fig.4.7. Abaterea de la legea circuitului magnetic cu poziția conductorului.

în poziție centrală este sub 0.01%. Neuniformitatea diagramei se datorează faptului că pentru fiecare nouă poziție a curentului primar s-a modificat rețeaua de discretizare.

Metoda de calcul a mai fost verificată și pentru situația în care acționează simultan curentul primar și curentul secundar. Curentul secundar s-a presupus cu valoarea de 0.99% din curentul primar. În acest caz dispersia liniilor de câmp magnetic devine importantă. Cu toate acestea suma tensiunilor magnetice pe conturul liniei mediane a circuitului magnetic nu se abate cu mai mult de 1% față de valoarea exactă dată de legea circuitului magnetic. Se

poate trage concluzia finală că distribuția câmpului magnetic, calculată conform celor de mai sus, este suficient de exactă pentru scopul propus.

#### 4.4.2. EROAREA CU DEPLSAREA CONDUCTORULUI

Pentru calculul erorii cu deplasarea conductorului parcurs de curentul din fereastra transformatorului s-a admis un conductor dreptunghiular parcurs de curentul de 50 A, situat în centrul de simetrie al transformatorului, respectiv în poziții succesiv deplasate cu câte 5 mm după axa întrefierurilor, axă notată axa  $y$ . Calculele s-au reluat pentru următoarele valori ale întrefierului: 0.1 mm; 0.2 mm; 0.4 mm; 0.6 mm; 0.8 mm; 1 mm. Pentru fiecare poziție și valoare de întrefier s-a realizat o discretizare proprie, urmată de o analiză completă a câmpului, respectiv de calculul pe cele două coloane a mediei inducțiilor magnetice. Această inducție medie este proporțională, după cum se știe, cu tensiunea indusă în înfășurarea secundară a transformatorului. Cu  $dy$  s-a notat deplasarea conductorului parcurs de curent după axa  $y$ , iar cu  $Kdy$ , coeficientul de excentricitate definit ca raport între această deplasare și distanța după axa  $y$  dintre și centrul de simetrie miezul magnetic. Eroarea procentuală s-a calculat față de situația cu conductorul parcurs de curent în centrul de simetri al ferestrei transformatorului.

În tabelul 4.3 se prezintă rezultatele finale ale calculelor.

Tabelul 4.3 Rezultatele analizei de câmp magnetic cu deplasarea conductorului.

$I_p$	Intrefier	$dy$	$B_m$	$E_{r_{dy}}$	$K_{dy}$
[A]	[mm]	[mm]	[T]	[%]	
50	0.1	0	0.277411	0	0.00
50	0.1	5	0.277422	0.004	0.14



50	0.1	10	0.277451	0.014	0.28
50	0.1	15	0.277325	-0.03	0.42
50	0.1	20	0.2771	-0.11	0.56
50	0.1	25	0.277019	-0.14	0.69
50	0.1	30	0.276851	-0.2	0.83
50	0.2	0	0.192181	0	0.00
50	0.2	5	0.192188	0.004	0.14
50	0.2	10	0.192211	0.016	0.28
50	0.2	15	0.192076	-0.05	0.42
50	0.2	20	0.191826	-0.18	0.56
50	0.2	25	0.191727	-0.24	0.69
50	0.2	30	0.191513	-0.35	0.83
50	0.4	0	0.124706	0	0.00
50	0.4	5	0.124709	0.002	0.14
50	0.4	10	0.124722	0.013	0.28
50	0.4	15	0.124573	-0.11	0.42
50	0.4	20	0.124287	-0.34	0.56
50	0.4	25	0.124161	-0.44	0.69
50	0.4	30	0.123883	-0.66	0.83
50	0.6	0	0.094707	0	0.00
50	0.6	5	0.094707	0	0.14
50	0.6	10	0.094714	0.007	0.28
50	0.6	15	0.094556	-0.16	0.42

50	0.6	20	0.094246	-0.49	0.56
50	0.6	25	0.094102	-0.64	0.69
50	0.6	30	0.093784	-0.97	0.83
50	0.8	0	0.077559	0	0.00
50	0.8	5	0.077557	0	0.14
50	0.8	10	0.07756	0.001	0.28
50	0.8	15	0.077396	-0.21	0.42
50	0.8	20	0.077071	-0.63	0.56
50	0.8	25	0.076915	-0.83	0.69
50	0.8	30	0.07657	-1.28	0.83
50	1	0	0.06647	0	0.00
50	1	5	0.066467	0	0.14
50	1	10	0.066467	0	0.28
50	1	15	0.066297	-0.26	0.42
50	1	20	0.06596	-0.77	0.56
50	1	25	0.065795	-1.02	0.69
50	1	30	0.065431	-1.56	0.83

În figura 4.8 se prezintă variația erorii procentuale conform celor de mai sus. Parametrul curbelor reprezintă valoarea în mm a întrefierului.

După cum se poate observa din tabel și grafic pentru o valoare de întrefier de 0.1 mm eroarea cu deplasarea conductorului este de sub 0.2%. Cu creșterea întrefierului crește și eroarea cu deplasarea conductorului. Astfel, pentru întrefier de 1 mm și coeficient de excentricitate de 0.83 eroarea cu deplasarea ajunge la cca -1.5%. Aceste situații sunt mai rar întâlnite în practică,

deoarece întrefierul este de obicei sub 0.2 mm.

Slaba influență a întrefierului asupra erorii cu deplasarea conductorului este ilustrată și de spectrul câmpului magnetic, ilustrat în figurile 4.9 și 4.10, pentru un întrefier de 1 mm și două poziții ale conductorului parcurs de

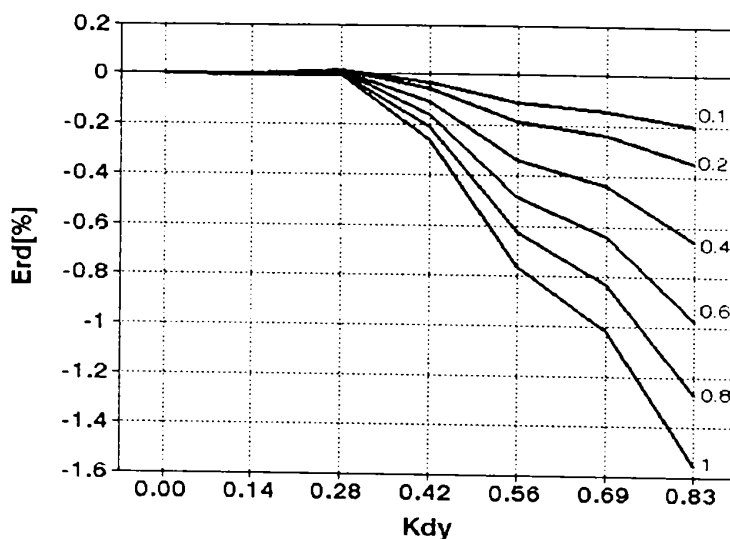


Fig.4.8. Variația erorii cu poziția conductorului și valoarea întrefierului la  $I_p=50$  A.

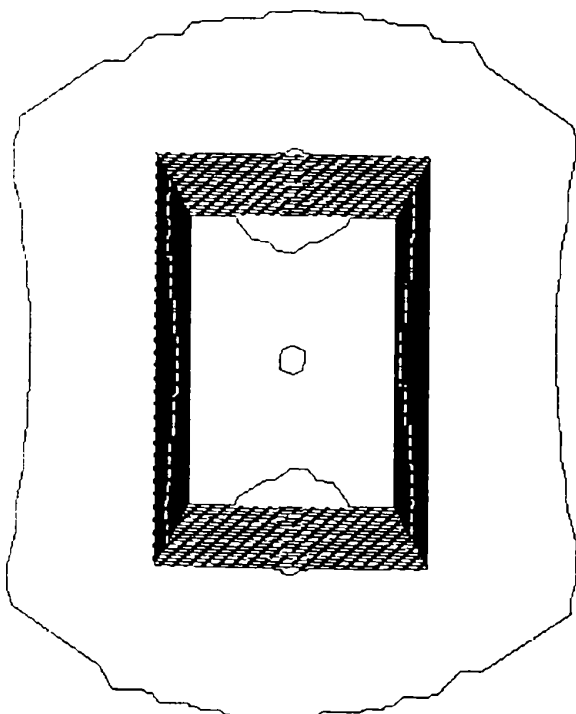


Fig.4.9. Spectrul câmpului magnetic al transformatorului tip clește cu conductorul în poziție centrală.

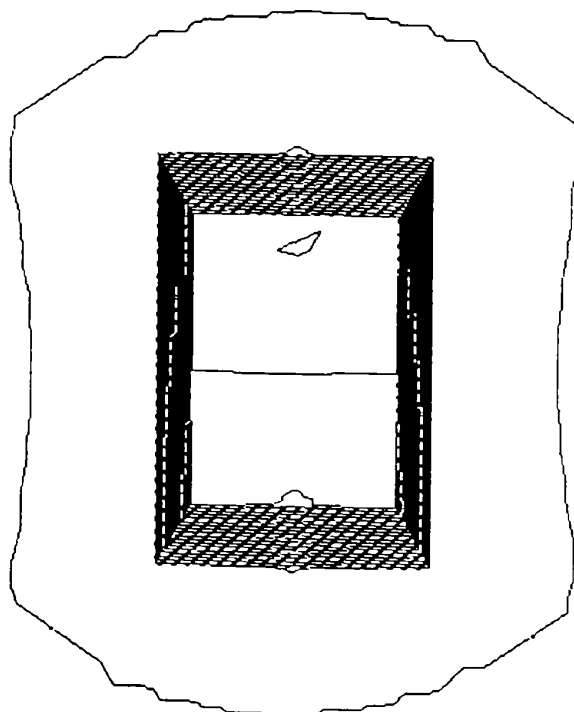


Fig.4.10. Spectrul câmpului magnetic al transformatorului tip clește cu conductorul deplasat în poziție extremă.

curentul primar, respectiv pentru poziție centrală (fig.4.9) și poziție extremă, aproape de întrefierul superior (fig.4.10).

Pentru fiecare caz s-au trasat 20 linii ale câmpului magnetic. După cum se vede din comparația celor două spectre doar o linie de câmp din 20 diferă, fapt ce reprezintă o confirmare calitativă a erorilor cu deplasarea conductorului. Acest lucru se datorează efectului de concentrator pe care îl joacă miezul magnetic.

Prezența curentului secundar, cu rol de reacție negativă, va avea ca efect scăderea fluxului magnetic din miez și creșterea dispersiei magnetice. Acest lucru este ilustrat calitativ de spectrele câmpului magnetic prezentate în figurile 4.11 și 4.12, corespunzător unui curent primar situat în centru, respectiv în poziție extremă, lângă întrefier, și unui curent secundar distribuit ca o pătură de curent în imediata vecinătate a coloanelor. Pătura de curent secundar situată în fereastra transformatorului reprezintă un curent echivalent de 90% din

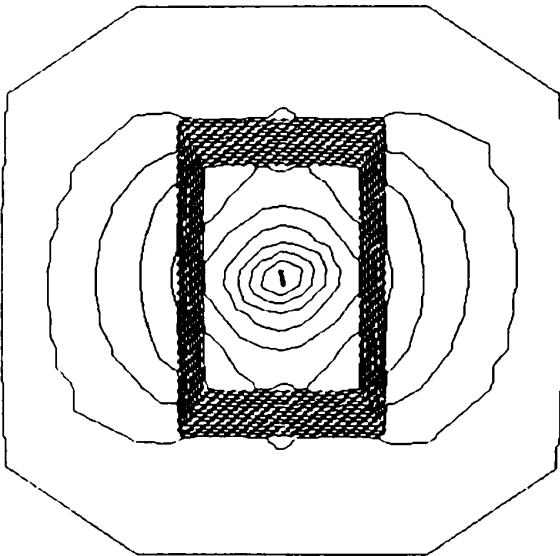


Fig.4.11. Spectrul câmpului magnetic pentru un curent de 50 A, situat central, și curent secundar echivalent de 45 A.

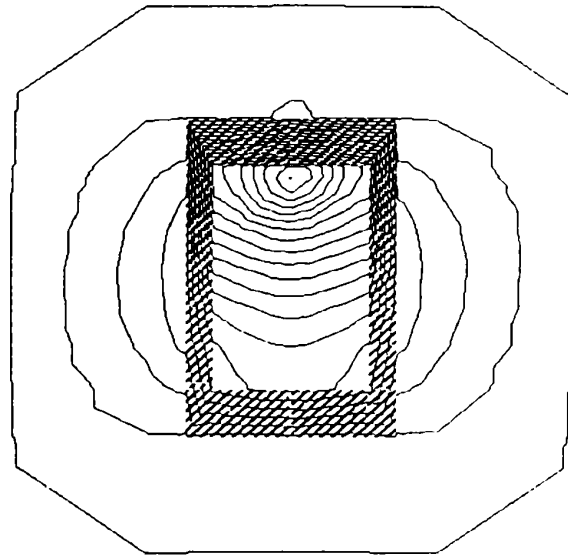


Fig.4.12. Spectrul câmpului magnetic pentru aceiași curenți ca în fig.4.11, cu conductorul primar lângă întrefier.

curentul primar, în opoziție de fază față de curentul primar. Pentru toate cazurile studiate s-a neglijat efectul pierderilor în fier. Și în acest caz s-au trasat tot 20 de linii de câmp.

Pentru cunoașterea efectului reacției negative asupra erorii cu deplasarea conductorului, s-a refăcut analiza pentru un curent

primar de 50 A și curent secundar de 45 A. Variația erorii cu deplasarea curentului primar după axa întrefierurilor, pentru un întrefier de 1 mm, este ilustrată în figura 4.13.

Variația erorii cu deplasarea în cazul prezentei reacției secundarului este, ca formă, aproape identică cazului în care reacția

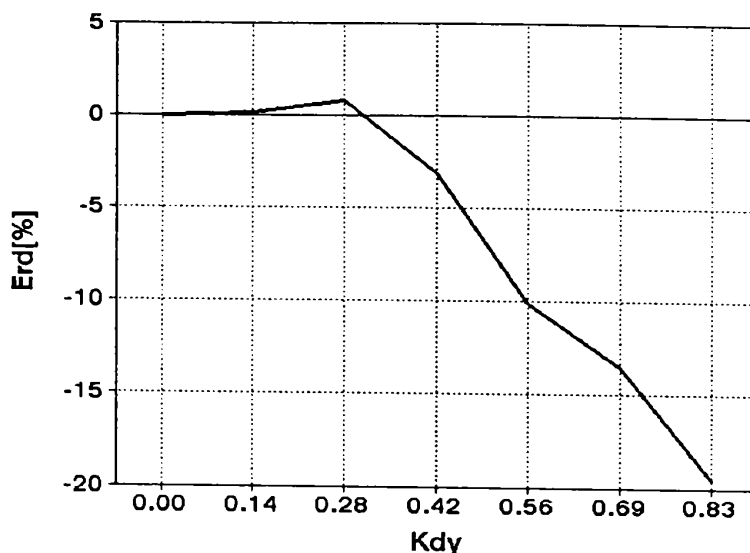


Fig.4.13. Eroarea cu deplasarea pentru curent de 50 A, și curent secundar echivalent de 45 A, pentru întrefier de 1 mm.

lipsește (fig.4.8). Pentru situația cu reacție negativă erorile sunt de circa zece ori mai mari, ajungând aproape de 20%, pentru un coeficient de excentricitate de 0.83. Desigur, aceste erori n-ar fi admise în practică, dar nici valori de întrefier de 1 mm nu sunt practice. Rolul figurii 4.13 este de a evidenția efectul de creștere a erorilor cu deplasarea conductorului, în prezența reacției negative. Cu cât curentul secundar echivalent va fi mai aproape de cel primar, cu atât dispersia magnetică va fi mai mare, pierzându-se rolul de concentrator al fluxului pe care îl joacă miezul magnetic.

În cazul ideal, spre care tind metodele de compensare electronică a erorilor, în care curentul secundar echivalent este egal cu cel primar, coloanele pe care sunt dispuse înfășurările parcurse de curentul secundar sunt practic golite de flux magnetic. Acest lucru este ilustrat în figura 4.14, în care se prezintă spectrul câmpului magnetic corespunzător curentului primar de 50 A, cu un curent secundar echivalent de aceeași valoare. După cum era de așteptat fluxul magnetic din coloane este practic egal cu zero. În imediata vecinătate a coloanelor fluxul magnetic este diferit de zero. Această observație, a sugerat posibilitatea

"UPRACOMPENSĂRII", obținută prin inversarea poziției celor două înfășurări, corespunzătoare metodei de compensare cu un singur miez magnetic și două înfășurări. Modele practice realizate pe acest principiu au evidențiat posibilitatea micșorării erorilor de lineritate cu circa un ordin de mărime. Ca un dezavantaj s-a semnalat, după cum era de așteptat, creșterea influenței câmpurilor magnetice perturbatoare create de curenții vecini transformatorului. Acest efect negativ poate fi redus prin ecranare corespunzătoare.

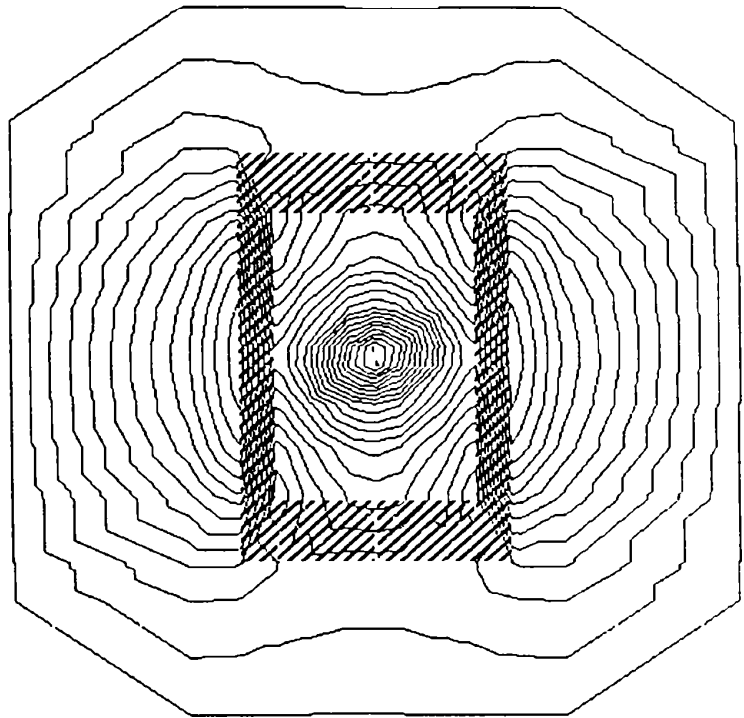


Fig.4.14. Spectrul câmpului magnetic în cazul compensării ideale.

Figura 4.14 mai pune în evidență o altă posibilitate: în cazul compensării electronice a transformatoarelor de curent cu un miez și două înfășurări, dacă înfășurarea secundară, de măsurare, este dispusă pe coloane, iar înfășurarea de eroare (detecție) este dispusă pe juguri, se obține un model cu sensibilitate mult sporită. Pentru acest model se poate ușor ajunge la situația de compensare ideală, fără a crește excesiv amplificarea în buclă.

#### 4.4.3. EROAREA DE INFLUENȚĂ ÎN CÂMP MAGNETIC EXTERIOR

Pentru verificarea erorii cauzată de câmpul magnetic neomogen creat de curenții vecini transformatorului, s-a presupus un conductor de arie dreptunghiulară, străbătut de 500 A, situat în poziții succesiv îndepărtate de coloana din stânga a

transformatorului tip clește. Pentru fiecare poziție a conductorului s-a executat o analiză completă de câmp. Datele finale, corespunzătoare pozițiilor conductorului și întrefierului de valori: 0.1 mm; 0.2 mm; 0.4 mm; 0.6 mm; 0.8 mm; 1 mm, sunt prezentate în tabelul 4.4. În coloanele tabelului sunt prezentate: valoarea curentului de influență,  $I_{ex}$ ; distanța  $x$ , în mm, de la poziția conductorului la centrul de simetrie al transformatorului; valoarea în mm a întrefierului,  $d$ ; Diferență,  $Dif(B_c)$ , numită suma diferențială a inducțiilor magnetice, între sumele inducțiilor magnetice din cele două coloane, corespunzătoare tuturor elementelor cu fier (o măsură a tensiunii induse în cele două secțiuni de înfășurare, conectate în serie diferențial pentru câmpul magnetic exterior); produsul sumei diferențiale a inducțiilor magnetice cu distanța  $x$ ;  $E_{rx}$ , eroarea definită ca abaterea procentuală a mărimii anterioare în raport cu aceeași mărime corespunzătoare poziției de referință ( $d=44.5$  mm).

Tabelul 4.4 Influența câmpului magnetic exterior transformatorului.

$I_{ex}$	$x$	$d$	$DS(B_c)$	$x \cdot DS(B_c)$	$E_{rex}$
[A]	[mm]	[mm]	[T]	[Tmm]	[%]
500	34.5	0.1	0.1219	4.205	4.101889
500	39.5	0.1	0.1029	4.06261	0.576943
500	44.5	0.1	0.0908	4.03931	-0.00001
500	49.5	0.1	0.0815	4.03227	-0.17429
500	54.5	0.1	0.0741	4.0385	-0.01994
500	59.5	0.1	0.0681	4.05106	0.290829
500	34.5	0.2	0.1216	4.19558	3.845837
500	39.5	0.2	0.1029	4.06348	0.576296

500	44.5	0.2	0.0908	4.0402	-0.00001
500	49.5	0.2	0.0815	4.03316	-0.17422
500	54.5	0.2	0.0741	4.03927	-0.02308
500	59.5	0.2	0.0681	4.05177	0.286409
500	34.5	0.4	0.1216	4.1963	3.843207
500	39.5	0.4	0.1029	4.06423	0.574957
500	44.5	0.4	0.0908	4.041	0.000012
500	49.5	0.4	0.0815	4.034	-0.17316
500	54.5	0.4	0.0741	4.04014	-0.02129
500	59.5	0.4	0.0681	4.05249	0.284224
500	34.5	0.6	0.1216	4.19655	3.842245
500	39.5	0.6	0.1029	4.06451	0.575079
500	44.5	0.6	0.0908	4.04127	-0.00006
500	49.5	0.6	0.0815	4.0342	-0.17493
500	54.5	0.6	0.0741	4.04041	-0.02123
500	59.5	0.6	0.0681	4.0529	0.28783
500	34.5	0.8	0.1216	4.19679	3.840256
500	39.5	0.8	0.1029	4.06479	0.574206
500	44.5	0.8	0.0908	4.04158	-0.00002
500	49.5	0.8	0.0815	4.03455	-0.17402
500	54.5	0.8	0.0741	4.04074	-0.02081
500	59.5	0.8	0.0681	4.05314	0.286027
500	34.5	1	0.1217	4.19693	3.84033



500	39.5	1	0.1029	4.06495	0.57488
500	44.5	1	0.0908	4.04171	0.000062
500	49.5	1	0.0815	4.03465	-0.17478
500	54.5	1	0.0741	4.04079	-0.02268
500	59.5	1	0.0681	4.05326	0.285745

Eroarea de influență, definită ca mai sus, funcție de distanța dintre centrul conductorului străbătut de curentul de influență și latura exterioară a miezului magnetic, pentru un întrefier de 1 mm, este reprezentată în figura 4.15. Eroare se menține sub 0.5%, pentru valori ale distanței cuprinse între 10 și 30 mm. Modificarea valorii întrefierului contribuie nesemnificativ la valoarea tensiunii induse de câmpul magnetic de influență. Creșterea erorii pentru distanțe mai mici de 10 mm are 2 cauze: conductorul străbătut de curent are latura după axa x de 5 mm, comparabilă cu distanța dintre centrul conductorului și miezul magnetic; pentru poziții apropiate ale conductorului de miez o parte semnificativă a tensiunii magnetomotoare cade în miez. Invarianța produsului dintre tensiunea indusă în înfășurarea secundară și distanța conductorului la centrul de simetrie al transformatorului poate fi exploatată la calculul unei eventuale corecții, în cazul în care transformatorul măsoară curenți mici în prezență unor curenți mult mai mari. Este evident că tensiunea indusă în înfășurarea secundară, înmulțită cu distanța conductorului la centrul de simetrie al transformatorului, este practic independentă de calitatea miezului feromagnetic deoarece tensiunea magnetomotoare cade aproape exclusiv în aer. Acest produs reprezintă o măsură a curentului exterior de influență. Pe această bază pentru fiecare model de transformator tip clește se poate determina o constantă de influență, pe baza căreia să se evalueze corecția corespunzătoare.

Posibilitatea eliminării erorii de influență în câmpul magnetic al curenților vecini transformatorului, prin introducerea

une corecții corespunzătoare, a fost studiată și experimental de către autorul tezei. O sinteză a acestor cercetări, efectuate asupra modelului de transformator-clește fabricat de ICEMENERG, este prezentată în [81].

Transformatorul tip clește a fost dispus în vecinătatea unui conductor parcurs de curentul alternativ de

frecvență industrială, cu valoarea de 100 A. Pentru transformatorul cu circuitul magnetic de formă inelară și rază medie  $R'$ , ca în figura 4.16, pot defini, în plan, două axe de simetrie, axa  $yy'$  a întrefierurilor, și axa  $xx'$ , perpendiculară pe  $yy'$ . Cele două axe se intersectează în centrul de simetrie  $O'$  al transformatorului. Pentru situația conductorului parcurs de curent plasat imediat lângă transformator, pe axa  $xx'$ , s-a obținut o indicație de 1.3 A. Indicația s-a modificat

aproximativ sinusoidal cu unghiul  $\alpha$  format de axa  $yy'$  cu dreapta ce unește poziția curentului cu centrul de simetrie al transformatorului; indicația a fost maximă pentru unghi  $\alpha = \pi$  și zero pentru conductorul plasat lângă întrefier ( $\alpha = 0$ ). Deplasând conductorul parcurs de curent după axa  $xx'$ , s-a obținut o indicație invers proporțională cu distanța conductorului la centrul de

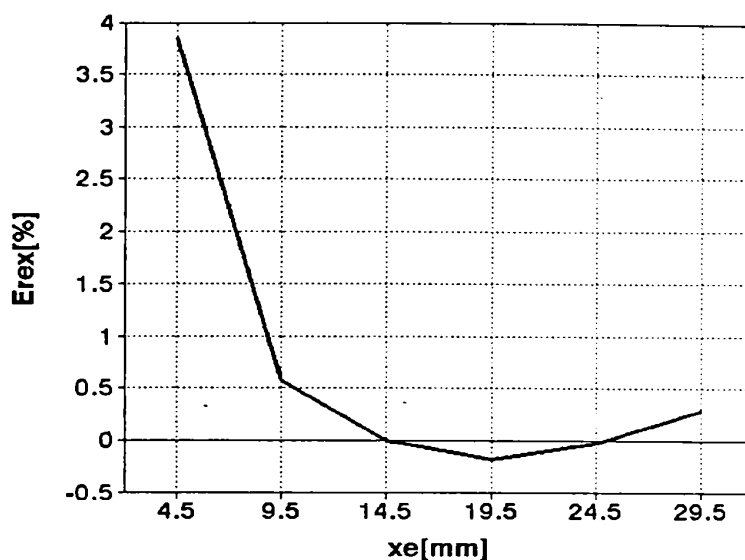


Fig. 4.15 Eroarea de influență în câmp magnetic exterior funcție de distanța dintre conductor și miezul magnetic.

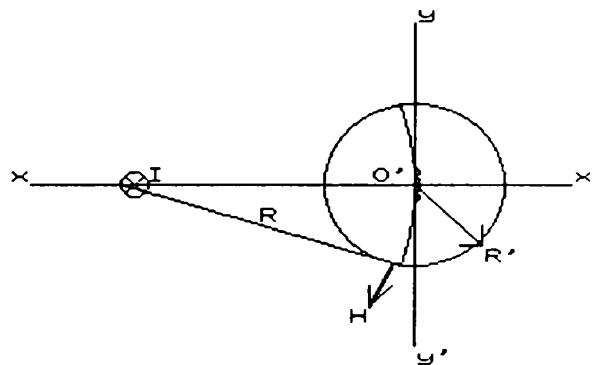


Fig. 4.16 Transformatorul tip clește cu miez circular în câmp magnetic neuniform. Model de calcul al erorii de influență.

simetrie al transformatorului. Aceste observații au permis asimilarea transformatorului, din punct de vedere al influenței în câmpul curenților vecini, cu o mică bobină situată în centrul de simetrie și orientată după axa întrefierurilor.

În mica bobină, concentrată în centrul de simetrie,  $O'$ , al transformatorului se va induce o tensiune de valoare efectivă proporțională cu valoarea corespunzătoare a intensității câmpului magnetic creat de curentul de influență  $I$ , situat la distanța  $R$ :

$$\underline{e} = K_1 * H = K_1 \frac{I}{2\pi R} = K \frac{I}{R} \quad (4.15)$$

Tensiunea indusă va determina un semnal de eroare,  $e_i$ , proporțional:

$$\varepsilon_i = K_3 K_2 \frac{I}{R} = K \frac{I}{R} \quad (4.16)$$

Pentru exemplarul studiat, constanta  $K$ , s-a obținut  $e_i = 1.3$  A, la  $I = 100$  A și  $R = 65$  mm, astfel că:

$$K = \frac{e * R}{I} = \frac{1.3 * 65}{100} = 0.845 \text{ mm} \quad (4.17)$$

Presupunem un ampermetru-clește ce cuprinde în fereastră curentul de măsurat cu valoarea  $I$ . Ampermetrul va indica, cu eroarea proprie, chiar valoarea  $I$  a curentului. Dacă în vecinătatea transformatorului, la distanța  $R$  de centrul de simetrie, se află același curent  $I$ , indicația ampermetrului va fi afectată de eroarea de influență conform relației (4.16). Eroarea relativă de măsurare va fi:

$$\varepsilon = \frac{\frac{K * I}{R}}{I} = \frac{K}{R} \quad (4.18)$$

Dacă dreapta ce unește poziția conductorului parcurs de curent, cu centrul de simetrie al transformatorului face un unghi  $\alpha$  cu axa  $xx'$ , eroarea de influență devine:

$$\varepsilon = \frac{K}{R} * \cos\alpha \quad (4.19)$$

S-a presupus că cei doi curenți, de măsurat și de influență, au aceeași valoare și sunt sinfazici.

În cazul în care curentul de influență,  $I_i$ , are poziția din cazul precedent, și este defazat în timp față de curentul de măsurat,  $I$ , cu unghiul  $\beta$ , eroarea de măsurare va fi:

$$\varepsilon = \frac{K}{R} \frac{I_i}{I} \cos\alpha \cos\beta \quad (4.20)$$

Presupunând că același conductor, parcurs de curentul de influență, ca și în cazul precedent, face un unghi spațial  $\gamma$  cu conductorul parcurs de curentul  $I$ , situat în centrul de simetrie al transformatorului, cele două câmpuri se vor proiecta unul pe altul și va rezulta o eroare relativă:

$$\varepsilon = \frac{K}{R} \frac{I_{infl}}{I} \cos\alpha \cos\beta \cos\gamma \quad (4.21)$$

În mod asemănător se poate calcula eroarea de influență în cazul mai multor curenți defazați în spațiu și timp cu unghiurile corespunzătoare:

$$\varepsilon = \frac{K}{R} \sum_{i=1}^n \frac{I_i \cos\alpha_i \cos\beta_i \cos\gamma_i}{R_i} \quad (4.22)$$

De regulă se iau în considerare doar curenții vecini cei mai mari, situați cei mai aproape de transformator. Acești curenți pot fi măsurăți independent și ca valoare și ca fază, de exemplu cu multimetrul MD 03 (cap.3).

Este de remarcat că prin determinarea erorilor de influență, conform celor de mai sus, cu o precizie de doar 10% și introducerea corecției corespunzătoare, se îmbunătățește, din acest punct de vedere, precizia cu un ordin de mărime.

În legătură cu cele de mai sus se impune o nouă optică privind modul de verificare a transformatoarelor tip clește cu ocazia

probelor de tip. Metoda verificării erorilor de influență prin dispunerea aparatului în câmpul magnetic uniform creat prin intermediul unui tor, conform STAS 4640/2, este corectă pentru aparate electrice în general, dar nu pentru cele de tip clește. Pentru aparatele cu transformatoare de tip clește ar fi mult mai edificatoare verificarea erorilor de influență prin trecerea unui curent prin două conductoare, unul situat în fereastră și altul în exterior, în diverse puncte din vecinătatea transformatorului. Eroarea de influență ar fi chiar diferență dintre indicația aparatului ce înglobează transformatorul, din situația în care acționează numai curentu din fereastră, și indicația din cazul în care cei doi curenți acționează simultan. Verificare ar fi mult mai obiectivă și ar putea fi făcută fără standuri speciale, atât în laboratorul de încercări cât și în exploatare.

#### 4.5. CONCLUZII

4.5.1. Pe baza metodei elementului finit (MEF), prezentată succint, s-a întocmit un program de calcul în 2D, MAR4, a câmpului magnetic la un transformator tip clește de formă dreptunghiulară și simetrie axială. Programul poate fi orientat în modul automat, pentru o configurație impusă, sau semiautomat, cu date proprii aplicației. Pentru configurația impusă se pot schimba, prin dialog interactiv, parametrii caracteristici ai modelului. Rețeaua rectangulară ce discretizează mediul pentru modul automat poate fi ajustată, pas cu pas, până la obținerea unor detalii de o formă dorită.

4.5.2. Pentru analiza modelelor cu date proprii, în scopul creșterii flexibilității în exploatare a programului MAR4, s-a realizat un program de discretizare semiautomată, care plecând de la coordonatele liniilor și coloanelor rețelei de discretizare, și a limitelor de mediu, stabilește automat discretizarea corespunzătoare și salvează datele într-un fișier, care poate fi importat de programul principal.

4.5.3. Programul principal soluționează problema calculului de câmp pentru medii magnetice nelineare. În acest scop se introduce caracteristica de magnetizare sub formă tabelară, iar calculul mărimilor caracteristice, potențiale magnetice în noduri și inducții magnetice în elemente, se calculează prin trei iterații succesive.

4.5.4. O rutină specială, funcție de valorile inducțiilor magnetice din elemente, rezultate la finele fiecărei rulări, realizează reprezentarea grafică a spectrului câmpului magnetic.

4.5.5. Valorile finale ale inducțiilor din elemente sunt salvate într-un fișier, INDUCTII.TAB. Datele acestui fișier sunt prelucrate în programul QUATTRO.PRO și prelucrate cu relații de calcul sub formă de macroinstrucțiuni pentru calculul: erorilor de calcul ale metodei, erorilor cu poziția conductorului și de influență în câmpul magnetic perturbator.

4.5.6. Pentru evaluarea erorilor metodei de calcul, s-a verificat abaterea de la legea circuitului magnetic pentru un mare număr de cazuri, funcție de poziția conductorului, valoarea întrefierului, cu și fără curent secundar. Pentru valori ale întrefierului mai mari de 0.2 mm, erorile de metodă sunt mai mici de 0.1 %. La valori ale întrefierului de sub 0.1 mm, pentru obținerea unor precizii ridicate, se impune o afânare a rețelei de discretizare în zona întrefierurilor. Pentru curenți primari mai mici de 50 A, erorile de calcul sunt ne semnificative. Erorile de calcul cresc rapid cu intrarea în saturație a miezului magnetic datorită slabei convergențe a metodei numerice. Acest dezavantaj nu constituie un handicap deoarece se urmărește analiza doar pentru inducții mult mai mici decât cele pentru care începe saturația. În cazul prezenței curentului secundar cu rol de reacție negativă, erorile de calcul cresc, dar nu depășesc valoarea de 1 %.

4.5.7. Cu deplasarea conductorului în fereastra transformatorului apare o eroare corespunzătoare, funcție de coeficientul de excentricitate și valoarea întrefierului. Valoarea maximă a erorii pentru un întrefier de 1 mm și poziția conductorului lângă unul din întrefieruri este de 1.5 %.

4.5.8. Prezența curentului secundar cu rol de reacție negativă determină creșterea erorilor cu valoarea întrefierului și poziția întrefierului. Pentru un curent secundar reprezentând 90 % din valoarea curentului primar, erorile cu poziția cresc de circa 10 ori. Creșterea acestor erori este justificată și printr-o analiză a spectrelor corespunzătoare ale câmpurilor magnetice.

4.5.9. În cazul limită al compensării ideale când curentul primar este compensat complet de către curentul secundar, pe baza analizei spectrului câmpului magnetic, s-a emis ipoteza posibilității creșterii preciziei metodelor de compensare electronică, dacă înfășurarea de compensare este dispusă fie peste înfășurarea secundară, fie pe partea fără pătură de curent secundar. Acest fapt a fost verificat experimental, obținându-se o micșorare a erorilor de linearitate cu un ordin de mărime. Procedeu s-a numit SUPRACOMPENSARE.

4.5.10. Dacă în vecinătatea transformatorului este dispus un conductor parcurs de curent, apar erori corespunzătoare, dependente de valoarea curentului și distanța dintre conductor și miezul magnetic. Valoarea întrefierului și calitatea miezului magnetic influențează nesemnificativ eroarea de influență.

4.5.11. Produsul dintre tensiunea indusă în înfășurarea secundară, dispusă pe cele două coloane, și distanța dintre conductor și miezul magnetic, constituie un invariant. Pe această bază se poate evalua eroarea de influență în câmpul curenților vecini transformatorului. Eroarea de influență se poate elimina prin aplicarea corecției corespunzătoare.

4.5.12. Posibilitatea eliminării erorii de influență prin aplicarea unei corecții a fost studiată experimental pe modelul de transformator clește fabricat de ICEMENERG. S-a regăsit concluzia desprinsă din analiza matematică: produsul dintre indicația ampermetrului-clește și distanța dintre conductorul exterior, parcurs de curent, și centrul de simetrie al transformatorului, este o măsură a curentului de influență.

4.5.13. Fiecare model de transformator-clește, din punct de vedere al erorilor de influență în câmpul magnetic neomogen,

exterior, poate fi asimilat unei mici bobine, dispusă în aer, în centrul de simetrie al transformatorului. Pentru fiecare model se poate determina o constantă proprie, ce va permite calculul erorilor de influență și eliminarea lor prin adoptarea corecției corespunzătoare.

4.5.14. Pentru calculul erorilor de influență se dau relații de calcul generale, funcție de distanța dintre conductor și centrul de simetrie al transformatorului, de unghiul format de vectorul de poziție al conductorului cu axa întrefierurilor, de diferența de fază dintre curenții din fereastră și exterior, de poziția spațială a curenților de influență în raport cu curentul de măsurat.

4.5.15. Se arată, [81], că asimilarea aparatelor de tip clește cu cele electromecanice sau electronice în general, din punct de vedere al erorilor de influență admise în câmp magnetic perturbator, nu este corectă. O verificare mult mai obiectivă poate fi făcută trecând același curent prin două conductoare, unul în fereastra transformatorului și altul în exterior, în diverse poziții. Diferența indicațiilor din situația când acționează numai curentul din fereastră și cea corespunzătoare acțiunii simultane a celor doi curenți, ar fi chiar eroarea de influență.



## 5. TRANSFORMATOR DE CURENT CU COMPENSAREA TENSIUNII MAGNETOMOTOARE

### 5.1. PRINCIPIU

Din punct de vedere al erorilor un transformator de curent cu două înfășurări poate fi considerat ideal, deci fără erori, dacă raportul curenților este strict egal cu raportul invers al numerelor de spire. Diferența dintre cele două rapoarte corespunde solenației echivalente,  $\theta$ , din relația ce reprezintă legea circuitului magnetic:

$$\oint Hdl = i_1 N_1 + i_2 N_2 = \theta, \quad (5.1)$$

Relația precedentă corespunde unui transformator de curent cu  $N_1$  spire primare parcurse de curentul  $i_1$ , și  $N_2$  spire secundare parcurse de curentul  $i_2$ . Relații similare se pot scrie pentru transformatoare cu oricâte înfășurări.

Solenația, ce corespunde fluxului total din miezul magnetic, ar putea fi redusă la zero doar dacă miezul ar avea permeabilitate infinită, sau dacă fluxul magnetic din miez ar avea valoarea zero, situații ideale ce nu pot fi întâlnite în practică, astfel încât, în principiu, nu poate fi realizat un transformator de curent fără erori. Valori reduse ale erorilor se obțin dacă miezul magnetic are permeabilitate inițială foarte mare și este străbătut de flux magnetic aproape de zero.

Transformatoarele realizate cu cele mai performante materiale magnetice au câteva dezavantaje comune:

- costul ridicat;
- scăderea fluxului magnetic în scopul creșterii preciziei este limitată de scăderea permeabilității inițiale la valori reduse ale inducției (fluxului);
- prin scăderea fluxului magnetic util și a permeabilității efective a miezului crește dispersia magnetică, scăzând rolul de concentrator al miezului magnetic, fapt ce conduce la creșterea erorilor de influență, în primul rând a influenței câmpurilor

vecine transformatorului; utilizarea ecranelor magnetice în scopul reducerii acestor erori complică construcția transformatorului.

-dependența preciziei de valoarea sarcinii secundare și frecvență;

-interval de măsurare limitat inferior prin scăderea permeabilității și superior datorită saturației;

Metodele electronice de compensare a erorilor, [1, 6, 11, 12, 16, 20, 21, 29, 32, 34, 39, 43, 54, 63, 68, 95, 97, 120, 132, 142, 143], sunt susceptibile a conduce la precizii mai mari decât cele pasive, [6, 62, 76, 102, 121, 144, 145, 149], dar au dezavantajul dependenței de o sursă auxiliară de tensiune, care furnizează întreaga valoare a curentului secundar, în cazul metodelor asociate transformatoarelor într-o treaptă, respectiv o parte mai mică, corespunzătoare termenului de eroare, în cazul metodelor asociate transformatoarelor în două trepte. Metodele de compensare pasivă mai au și dezavantajul dependenței preciziei de valoarea sarcinii secundare.

Metodele active de compensare a erorilor forțează, prin intermediul unei înfășurări de reacție, un curent care reduce fluxul magnetic într-un miez. Creșterea amplificării în buclă a circuitului electronic este justificată până la o limită peste care, datorită scăderii permeabilității, pot deveni semnificative alte erori, inclusiv cele specifice circuitelor electronice.

În cele ce urmează se propune o nouă metodă de compensare a erorilor transformatoarelor de curent care elimină dezavantajele menționate, în legătură cu figurile 5.1, 5.2 și 5.3. Ideea ce stă la baza metodei pleacă de la observația că solenația echivalentă, pentru un regim de funcționare dat, ce corespunde integralei de linie a intensității câmpului magnetic din miez, în loc să fie privită ca un termen de eroare, este măsurată și adăugată ponderat curentului secundar, în scopul reconstituirii valorii ideale a curentului primar, în conformitate cu legea circuitului magnetic.

Figura 5.1 ilustrează o secțiune printr-un transformator realizat pe un miez magnetic toroidal, 1, de calitate obișnuită.

Conform figurii, pe exteriorul miezului este dispusă o bobină

Rogovski, 2, t.n. panglică, cu un număr mare de spire bobinate pe un suport nemagnetic. Peste miez și bobina 2 sunt bobinate înfășurările transformatorului, secundară, 3, cu  $N_2$  spire, și primară, 4, cu  $N_1$  spire.

Figura 5.2 reprezintă o variantă de circuit electronic în legătură cu înfășurarea secundară și bobina Rogovski a transformatorului din figura 5.1, conceput în scopul realizării unui convertor curent-curent. Schema din figura 5.3 corespunde variantei de convertor curent-tensiune, preferată în cazul raportelor de măsurat electrice și electronice.

Curentul primar  $i_1$  (fig.5.2), forțat de generatorul G în cele  $N_1$  spire ale transformatorului TR, determină, conform legii inducției electromagnetice, un curent  $i_2$  în cele  $N_2$  spire ale înfășurării secundare și o tensiune indusă într-o spirală oarecare a bobinei Rogovski, 5-6, cu valoarea:

$$u_{es} = -\frac{d}{dt} (B_{br} S_{br}) = -\frac{d}{dt} (\mu_0 H_t S_{br}) = -\mu_0 S_{br} \frac{dH_t}{dt} \quad (5.2)$$

În (5.2) mărimile au semnificațiile:

- $B_{br}$ , inducția magnetică din spirală bobinei Rogovskii;
- $S_{br}$ , suprafața în secțiune a spirei;
- $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$ , permeabilitatea absolută a vidului;
- $H_{br}$  și  $H_t$ , intensitatea câmpului magnetic în secțiunea bobinei

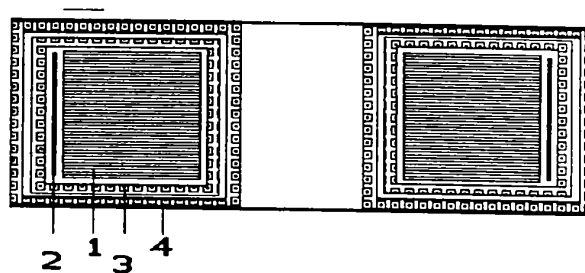


Fig.5.1 Transformator de curent cu bobină Rogovski.

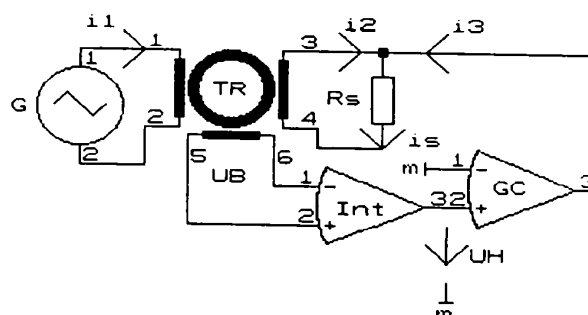


Fig. 5.2 Convertor curent-curent.

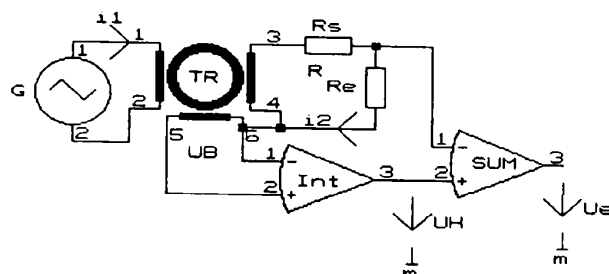


Fig. 5.3 Convertor curent-tensiune.

Rogovski și componenta tangențială a intensității câmpului magnetic în bobină și în fier, egale, în conformitate cu teorema conservării componentei tangențiale a intensității câmpului magnetic la interfața dintre două medii de permeabilități diferite.

Presupunând spirele bobinei Rogovski uniform distribuite pe periferia miezului magnetic, tensiunea totală la borne va fi:

$$u_{br} = \oint (-\mu_0 S_{br} \frac{dH_t}{dt}) dl = -\mu_0 S_{br} \oint \frac{dH_t}{dt} dl \quad (5.3)$$

Această tensiune este aplicată intrării integratorului, (Int), (fig.5.2), la a cărei ieșire se obține un semnal de tensiune cu valoarea:

$$\begin{aligned} u_H = K_1 \int_t u_{br} dt &= -K_1 \mu_0 S_{br} \int_t \left( \oint \frac{dH_t}{dt} dl \right) dt = \\ &= -K_1 \mu_0 S_{br} \oint \left( \int_t dH_t \right) dl = -K_1 \mu_0 S_{br} \oint H_t dl \end{aligned} \quad (5.4)$$

proporțională cu integrala de linie a intensității câmpului magnetic din miez.  $K_1$  reprezintă constanta integratorului. Tensiune  $u_H$  este convertită cu ajutorul generatorului de curent GC într-un curent proporțional,  $i_3$ :

$$i_3 = -K_1 K_2 \mu_0 S_{br} \oint H_t dl \quad (5.5)$$

Dacă printr-o operație de calibrare se impune condiția:

$$K_1 K_2 \mu_0 S_{br} = \frac{N_1}{N_2} \quad (5.6)$$

curentul  $i_3$  devine:

$$i_3 = -\frac{N_1}{N_2} \oint H_t dl \quad (5.7)$$

iar curentul prin sarcina secundară,  $i_3$ , suma curenților  $i_2$  și  $i_3$ , va reprezenta expresia exactă a curentului primar raportat la secundar, în conformitate cu legea circuitului magnetic:

$$i_2 - \frac{N_1}{N_2} \oint_{\Gamma} H dl = -\frac{N_1}{N_2} i_1 \quad (5.8)$$

Relațiile precedente au un caracter general în sensul că mărimile sunt presupuse variabile în timp într-o formă neprecizată. Metoda este deci valabilă pentru orice frecvență, compensându-se simultan fundamentala și armonicile. De asemenea, în expresia termenului ce reconstituie integrala intensității câmpului magnetic nu intervine nici valoarea sarcinii secundare, nici proprietățile miezului magnetic. Prin urmare, în principiu, erorile pot fi compensate total, spre deosebire de toate metodele cunoscute. În plus metoda nu necesită decât un singur miez feromagnetic. Erorile vor fi date în principal de acuratețea reconstituirii componentei ce reprezintă integrala intensității câmpului magnetic. Dificultatea reconstituirii acestei componente este dată de valoarea extrem de mică a tensiunii induse în bobina Rogovski, bobinată pe suport nemagnetic de secțiune mică. Tensiunea indusă în bobină trebuie amplificată și integrată fără erori, sau cu erori cât mai mici, într-o bandă de frecvență cât mai largă. Dacă termenului de eroare se reconstituie cu o precizie de doar 1 %, rezultatul va fi un transformator (convertor) mai precis cu două ordine de mărime decât transformatorul necompensat, întrucât erorile termenului de eroare sunt erori de ordinul doi pentru factorul de transformare.

Pentru convertorul curent-tensiune, conform schemei din figura 5.3, se pot scrie relații similare celor de mai sus. În acest caz tensiunea de la ieșirea integratorului, ce corespunde termenului de eroare, se va calibra de o valoare proporțională cu  $i_1$  din (5.7), iar  $R_c$  va reprezenta un rezistor de șunt inseriat cu sarcina  $R_s$  în circuitul secundar al transformatorului de compensat. La ieșirea sumatorului se va obține o componentă de tensiune strict proporțională cu valoarea curentului primar.

Avantajul acestui tip de convertor este evident pentru aparate ce înglobează transformatoare de tip clește la care autonomia este

un criteriu de performanță. În acest caz, în scopul compensării, consumul de energie va fi minim, corespunzător consumului componentelor electronice din circuit. Acest consum, pentru circuitul fig. 5.3 poate fi făcut extrem de mic, astfel încât se poate obține un dispozitiv compensat electronic alimentat din baterie electrică. Consumul va fi independent de valoarea curenților mășurați. Acest lucru nu poate fi obținut cu nici una din metodele de compensare cunoscute.

## 5.2. INTEGRATORUL

Datorită valorii mici a tensiunii induse la bornele bobinei Rogovski, este util ca această tensiune să fie inițial amplificată. Este de preferat ca integratorul să fie și amplificator.

Un circuit care satisface aceste exigențe se prezintă în figura 5.4. Amplificatorul operațional  $A_1$  realizează o amplificare și o integrare. Pe lângă componenta utilă a tensiunii induse în bobină, amplificatorul  $A_1$  amplifică și tensiunea de decalaj. Amplificatorul  $A_2$  realizează o adaptare de impedanță și o amplificare suplimentară a componentei utile.

Tensiunea de decalaj,  $U_d$ , proprie amplificatorului  $A_1$ , determină un curent prin  $R_0$  de valoarea:

$$I_0 = \frac{U_d}{R_0} \quad (5.9)$$

ce se închide prin  $R_1$ , astfel că la bornele rezistorului  $R_1$  rezultă componenta de tensiune continuă:

$$U_{cc} = U_d \frac{R_1}{R_0} = U_d A_{cc} \quad (5.10)$$

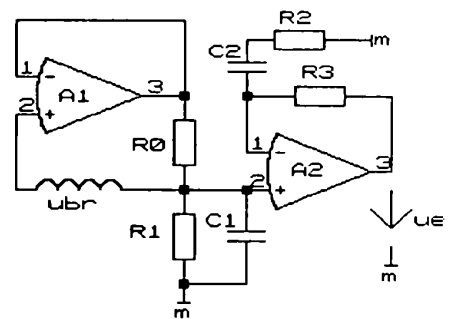


Fig.5.4. Integrator. Schemă de principiu.

Această tensiune se regăsește și la ieșirea amplificatorului  $A_2$ , care este repetor pentru componenta continuă. În (5.10) cu  $A_{cc}$  s-a notat amplificarea în curent continuu a etajului de intrare.

În curent alternativ sinusoidal, considerând, într-o primă aproximare, amplificatoarele operaționale ideale, tensiunea la bornele bobinei  $U_{br}$ , se regăsește și la bornele rezistorului  $R_0$ , iar curentul, același prin  $R_0$  și grupul format de  $C_1$  și  $R_1$ , va fi:

$$I_0 = \frac{U_{br}}{R_0} \quad (5.11)$$

Tensiunea la bornele grupului de sarcină,  $R_1 C_1$ , ce se aplică intrării neinversoare a amplificatorului  $A_2$ , este:

$$U^{(+)} = I_0 Z_e = \frac{U_{br}}{R_0 \omega C_1} \frac{1}{\sqrt{1 + tg^2 \delta_1}} e^{-j(90 - \delta_1)} ; \quad (tg \delta_1 = \frac{1}{\omega R_1 C_1}) \quad (5.12)$$

Pentru unghiuri de eroare  $\delta_1$  de sub 1 grad modulul amplificării în tensiune alternativă,  $A_{ca}$ , este practic independent de valoarea acestui unghi:

$$A_{ca} = \frac{1}{\omega R_0 C_1} = \frac{R_1}{R_0} tg \delta_1 = A_{cc} tg \delta_1 \quad (5.13)$$

Din (5.13) se observă că la un unghi  $\delta_1$  impus singura cale de creștere a amplificării de curent alternativ este creșterea amplificării de curent continuu. Prin creșterea amplificării de curent continuu crește și tensiunea continuă de ieșire, urmare a amplificării tensiunii de decalaj. Este deci necesar ca etajul de intrare să posede tensiune de decalaj cât mai mică.

La ieșirea amplificatorului  $A_2$  se obține tensiunea:

$$U_3 = U^{(+)} \left(1 + \frac{R_3}{R_2 - \frac{j}{\omega C_2}}\right) = U^{(+)} \frac{1 + \frac{R_3}{R_2} - \frac{j}{\omega R_2 C_2}}{1 - \frac{j}{\omega R_2 C_2}} = U^{(+)} \frac{A_{b2} - \frac{j}{\omega R_2 C_2}}{1 - \frac{j}{\omega R_2 C_2}} \quad (5.14)$$

care mai poate fi exprimată ca:

$$\underline{U}_3 = \underline{U}^{(+)} \sqrt{\frac{A_{b2}^2 + tg^2 \delta_2}{1 + tg^2 \delta_2}} e^{-j(\delta_2(\frac{1}{A_{b2}} - 1))} \quad (5.15)$$

În (5.14) și (5.15) cu  $A_{b2}$  s-a notat amplificarea în bandă a celui de-al doilea etaj de amplificare, considerând  $C_3$  în scurtcircuit, respectiv  $tg \delta_2 = 1/\omega R_2 C_2$ , suficient de mic pentru a putea fi neglijat în calculul modulului amplificării.

Cu  $A_{b2} > 10$  se poate neglija  $1/A_{b2}$  în raport cu 1 și  $tg^2 \delta$  în raport cu  $A_{b2}^2$ , astfel că (5.15) se poate aproxima:

$$\underline{U}_3 \approx \underline{U}^{(+)} \frac{A_{b2}}{\sqrt{1 + tg^2 \delta_2}} e^{j\delta_2} \approx \underline{U}^{(+)} A_{b2} e^{j\delta_2} \quad (5.16)$$

Cu (5.12) și (5.16) se obține:

$$\underline{U}_3 = \underline{U}_{br} A_{cc} A_{b2} tg \delta_1 e^{-j90} e^{j(\delta_1 + \delta_2)} \quad (5.17)$$

Relația (5.17) va sta la baza calculului integratorului.

Datorită nivelului mic al tensiunii la bornele bobinei Rogovski primul amplificator trebuie să fie de zgomot mic și cu tensiune de decalaj cât mai redusă, iar bobina foarte bine ecranată, inclusiv capetele.

Ca etaj de intrare s-a utilizat circuitul cu schema din fig.5.5, realizat dintr-o combinație între un preamplificator de zgomot și decalaj extrem de mici, B121, și un amplificator operațional cu bandă de frecvență și slew rate ridicate, respectiv amplificatorul operațional cu JFET la intrare LF 356. Din datele de catalog ale producătorului, Băneasa S.A. București, circuitul 121 are o tensiune de decalaj maximă de 0.07 mV, cu o derivă de max. 0.001 mV/°C și un zgomot echivalent la intrare de max. 7nV/√Hz. Parametrii de interes pentru circuitul LF365 sunt: curent de polarizare 200 pA; tensiune de decalaj max.10 mV; bandă de frecvență 2 MHz; slew rate 15 V/us.



Amplificarea globală a circuitului cu rol de integrator și amplificator al tensiunii bobinei Rogovski, realizat conform schemei din fig. 5.5, se calculează impunând o valoare nominală pentru

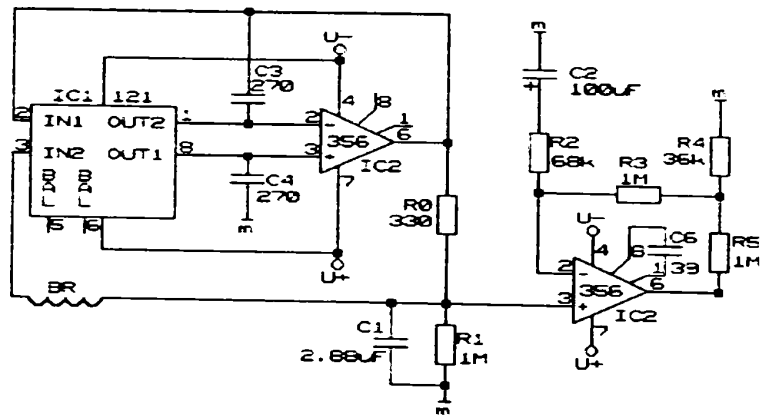


Fig. 5.5 Integratorul. Schemă bloc. tensiunea de ieșire, la un curent primar dat, în regim de mers în gol (fără sarcină secundară).

Pentru circuitul din fig.5.5 rezultă:

$$A_{cc} = \frac{R_i}{R_o} = \frac{1000}{0.33} = 3030; \operatorname{tg} \delta_1 = \frac{1}{\omega R_1 C_1} = \frac{1}{\pi * 2.88 * 10^{-2}} = 1.1 * 10^{-3} \quad (5.18)$$

Amplificarea în bandă a celui de-al doilea amplificator,  $A_{b2}$ , rezultă:

$$A_{b2} = 1 + \frac{R_3 + R_5}{R_2} + \frac{R_5}{R_4} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) = 1 + \frac{2000}{68} + \frac{1000}{36} \left(1 + \frac{1000}{68}\right) = 436.3 \quad (5.19)$$

Pentru o valoare a tensiunii de decalaj a preamplificatorului de 10  $\mu\text{V}$ , rezultă valoarea tensiunii continue la intrarea celui de-al doilea etaj:

$$U_{cc}^{(+)} = U_d * A_{cc} = 10^{(-5)} * 3030 = 30.3 \text{ mV} \quad (5.20)$$

Această tensiune va fi amplificată, astfel că la ieșirea celui de-al doilea etaj se obține componenta continuă:

$$U_{cc} = U_{cc}^{(+)} \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) = 30.3 \left(1 + \frac{1000}{36}\right) = 872 \text{ mV} \quad (5.21)$$

Este evidentă nevoia unui nou cuplaj RC pentru preluarea doar a componentei alternative a tensiunii de la ieșirea integratorului.

Amplificarea globală pentru componenta alternativă, la frecvență de 50 Hz, va fi:

$$A_{ca} = A_{cc} * tg\delta_1 * A_{b2} = 3030 * 1.1 * 10^{-3} * 436.3 = 1454 \quad (5.22)$$

### 5.3. DETERMINĂRI EXPERIMENTALE

Pentru verificarea metodei de compensare conform celor de mai sus s-a realizat un transformator de curent pe un miez toroidal din bandă de fier silicios cu datele din figura 5.6. Dimensiunile sunt date în milimetri.

Duă izolare, e exteriorul torului feromagnetic, s-a înfășurat o bobină realizată pe un suport din carton de grosime 1.2 mm, conform figurii 5.7. Bobina tip panglică s-a realizat cu 3270 de spire din conductor de cupru cu diametrul de 0.1 mm, fiind îmbrăcată într-un ecran de cupru gros de 0.5 mm, cu capetele

petrecute și izolate pentru a evita efectul de spiră în scurtcircuit. Capetele bobinei panglică s-au scos prin conductoarele șucite pentru a minimiza tensiunile parazite. Împreună cu cele două capete ale

bobinei s-a scos un conductor suplimentar, conectat la ecranul bobinei. Ansamblul s-a izolat din nou, după care, s-a realizat înfășurarea secundară, constând din 100 de spire cu conductor de

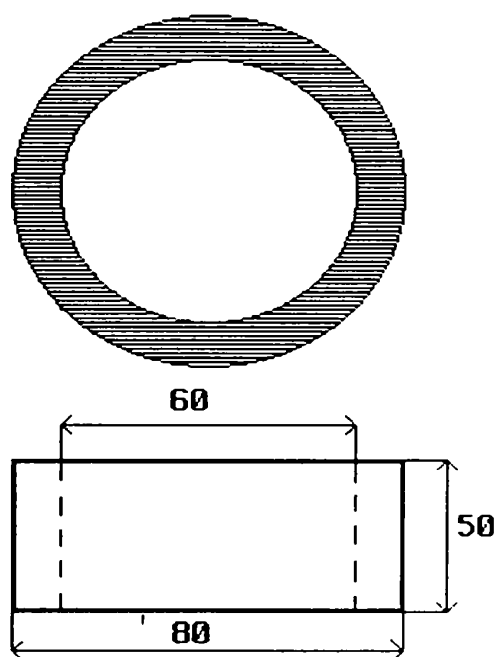


Fig 5.6. Miez magnetic toroidal.

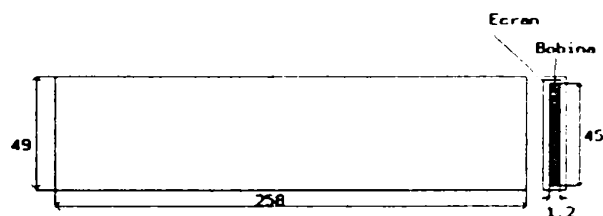


Fig. 5.7. Bobină Rogovski.

0.8 mm. După o nouă izolare s-a realizat înfășurarea primară din 10 spire de cupru cu diametrul de 1.2 mm. În figura 5.8 este prezentată o vedere a transformatorului în faza finală.

Pentru un curent de 200 mA prin cele 10 spire primare, intensitatea câmpului magnetic la periferia torului,  $H_t$ , deci în secțiunea bobinei Rogovski rezultă în circuitului magnetic:



Fig. 5.8. Transformator toroidal.

$$H_t = \frac{10 \cdot I_{10}}{L_p} = \frac{2A}{0.258m} = 7.75 A/m \quad (5.23)$$

Tensiunea la bornele bobinei Rogovski va fi:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{br} &= N_{br} \mu_0 S_{br} \omega H_t = \\ &= 3.27 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 45 \cdot 1.2 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 7.75 = 540 \mu V \end{aligned} \quad (5.24)$$

La ieșirea integratorului se obține tensiunea utilă:

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_{br} \cdot A_{ca} = 540 \cdot 10^{-6} \cdot 1454 = 785 mV \quad (5.25)$$

Această tensiune este independentă de frecvență, întrucât rezultă printr-o derivare, urmată de o integrare.

Pentru verificare s-a determinat experimental valoarea efectivă a tensiunii la ieșirea integratorului pentru același curent primar (200 mA, 50 Hz). A rezultat o tensiune de 811 mV, valoare ce se abate față de cea obținută prin calcul cu doar 3 %, explicabilă prin aceea că în calcule s-au luat valorile nominale ale componentelor și nu cele reale. Determinările experimentale s-au realizat cu montajul având schema de principiu din figura 5.9. Un detaliu din standul experimental este prezentat în figura 5.10.

Înfășurarea primară a transformatorului, TR, cu  $N_p=10$  spire, este alimentată din generatorul de semnal sinusoidal, GS, prin intermediul unui

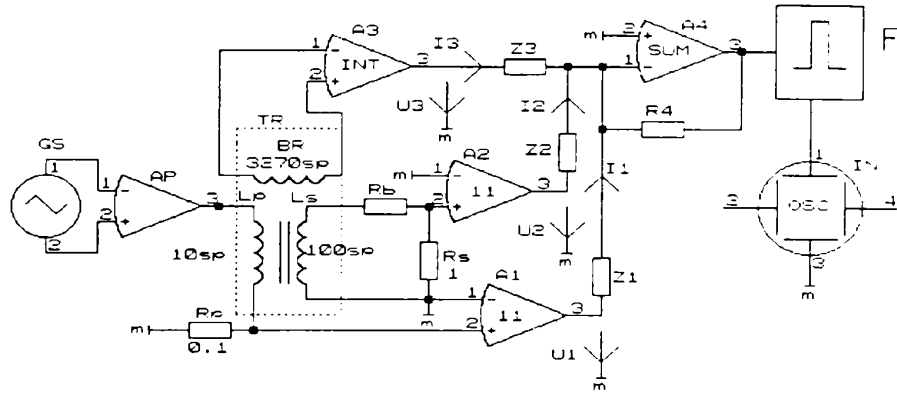


Fig. 5.9. Convertor curent-tensiune. Schemă bloc.

amplificator de putere AP. La bornele rezistorului etalon  $R_p$ , cu valoarea de  $0.1 \Omega$  se culege un semnal de tensiune, proporțional și în fază cu curentul primar. Acest semnal este amplificat cu factorul 11 prin intermediul amplificatorului de curent alternativ  $A_1$ , la a cărei ieșire rezultă tensiunea

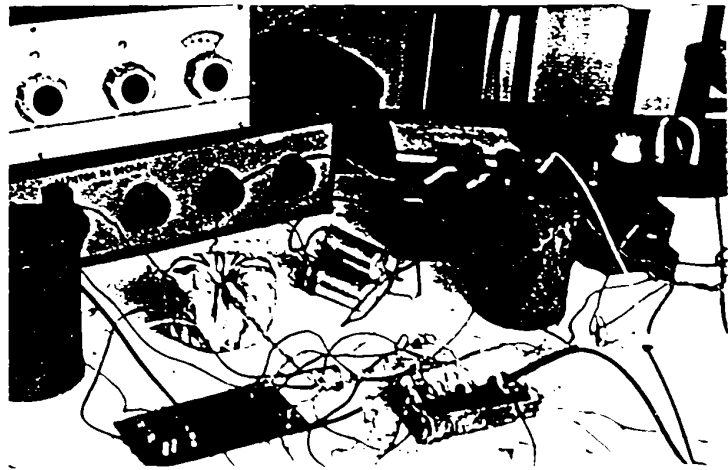


Fig. 5.10. Stand experimental. Detaliu.

$U_1$ . Curentul secundar al transformatorului se închide prin cele  $N_s=100$  spire și sarcina reprezentată de rezistorul etalon  $R_s$ , cu valoarea de  $1 \Omega$ . Căderea de tensiune rezultată la bornele rezistorului  $R_s$  este amplificată prin intermediul amplificatorului de curent alternativ  $A_2$ , identic cu  $A_1$ . La ieșirea amplificatorului  $A_2$  rezultă tensiunea  $U_2$ . Identitatea celor două amplificatoare, ajustată experimental, este importantă pentru a avea strict același factor de transfer între tensiunile de ieșire ale amplificatoarelor și curenții corespunzători, primar și secundar. Întrucât  $N_s/N_p=R_s/R_p=10$ , tensiunile  $U_1$  și  $U_2$  vor fi de același ordin de mărime, diferența dintre ele, în ipoteza  $A_1=A_2$ , reprezentând eroarea

transformatorului necompensat. Polaritatea bornelor înfășurării secundare este astfel aleasă încât tensiunea de la ieșirea amplificatorului  $A_2$  să fie în opoziție de fază cu tensiunea de la ieșirea amplificatorului  $A_1$ .

Bobina Rogovski, BR, a transformatorului TR, este în legătură cu integratorul  $A_3$ , la ieșirea căruia se obține o tensiune,  $U_3$ , ce va reprezenta componenta de compensare. Sensul acestei tensiuni se alege astfel încât să se adune cu tensiunea de la ieșirea amplificatorului  $A_2$ . Amplificatorul  $A_4$  are rol de sumator și amplificator al diferenței ponderate dintre tensiunile ce corespund curenților primar și secundar, cu sau fără termenul obținut prin intermediul bobinei BR, în scopul determinării erorilor transformatorului, cu sau fără compensare. Pentru creșterea

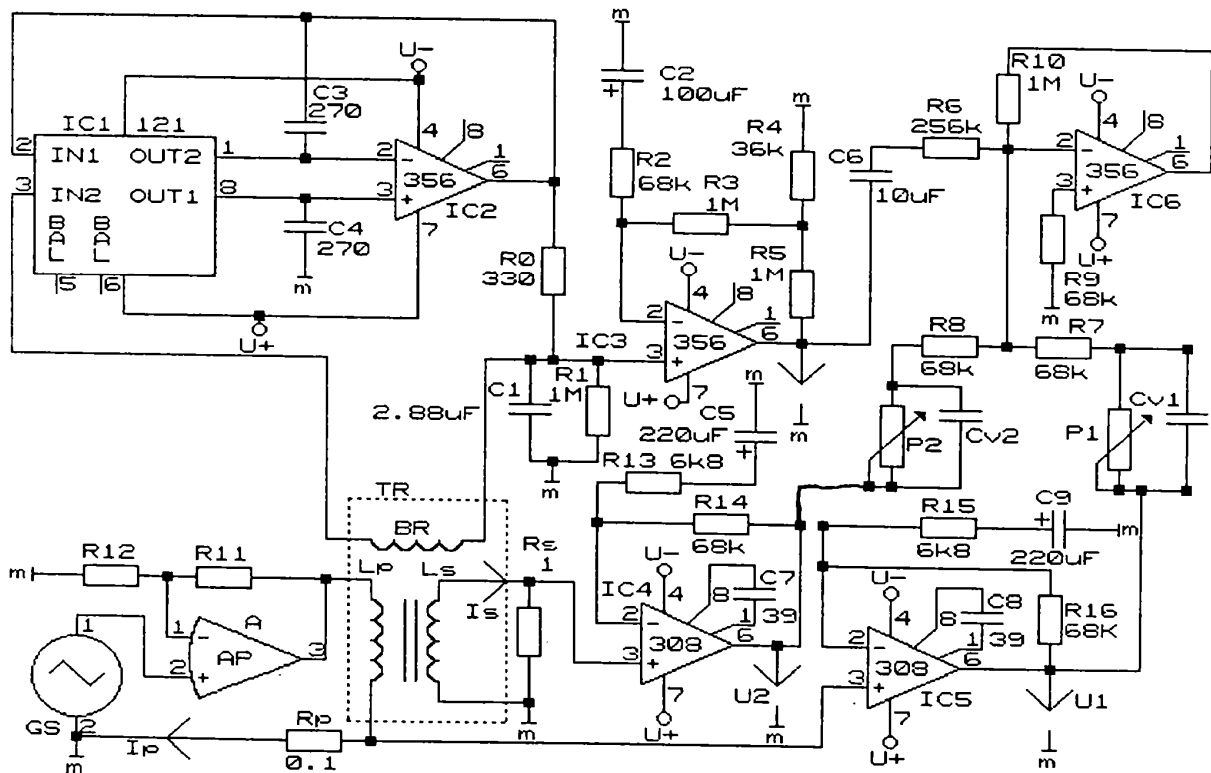


Fig.5.11. Circuit pentru determinarea experimentală a erorilor.

sensibilității, și în scopul desensibilizării circuitului față de tensiuni perturbatoare, amplificatorul  $A_4$  este urmat de un filtru activ trece bandă, F. Ca indicator de nul s-a utilizat un

osciloscop, notat IN.

Schemă detaliată a circuitului electronic este prezentată în figura 5.11, mai puțin filtrul activ a cărui schemă este dată în figura 5.12.

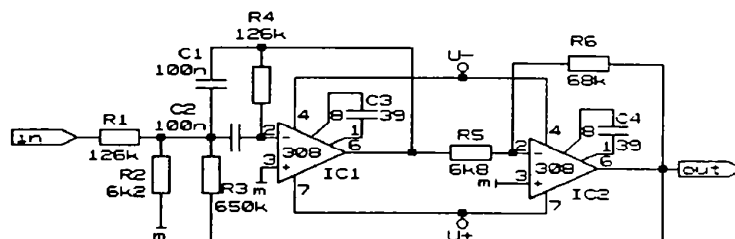


Fig.5.12. Filtru activ trece bandă.

Impedanțelor  $Z_1$ ,  $Z_2$  și  $Z_3$  din schema bloc, conform figurii 5.9, le corespund grupurile  $P_1$ ,  $C_{v1}$ ,  $R_7$ ;  $P_2$ ,  $C_{v2}$ ,  $R_8$ , respectiv  $C_6$ ,  $R_6$  din schema detaliată, conform figurii 5.11. Pentru determinarea erorilor transformatorului fără compensare se scoate  $R_6$  din schema detaliată.

### 5.3.1. CALCULUL SENSIBILITĂȚII

Pentru calculul amplificării etajelor de ieșire, sumator plus filtru, se pleacă de la rezoluție,  $Z$ , și pragul de sensibilitate,  $P_s$ . Rezoluția, în cazul de față, corespunde celei mai mici trepte ce poate fi decelată de către indicatorul de nul, iar pragul de sensibilitate, cea mai mică variație a măsurandului. Măsurandul se consideră tensiunea  $U_1$ , iar pragul de sensibilitate, o fracțiune impusă din valoarea minimă a acestei tensiuni. Cum erorile transformatorului vor fi determinate pe o decadă de variație a curentului primar (de la 0.5 A la 5 A), pentru care tensiunea  $U_1$  variază între cca 500 mV și 5 V, valoarea minimă a măsurandului este 500 mV, iar pragul de sensibilitate, variația corespunzătoare erorii minime ce urmează a fi pusă în evidență. Dacă se impune o eroare relativă de 0.001%, pragul de sensibilitate rezultă:  $500\text{mV} \cdot 10^{-5} = 5\mu\text{V}$ . Rezoluția, în cazul utilizării ca indicator de nul a unui osciloscop cu domeniul minim de 1 mV/div, se poate considera 1 mV. Amplificarea etajelor de ieșire, distribuită între sumator și filtrul, va rezulta, conform celor de mai sus, ca raport între rezoluție și pragul de sensibilitate, deoarece o variație a

măsurandului, egală cu pragul de sensibilitate, trebuie să determine la ieșire un semnal util egal cu rezoluția.

$$A_e = \frac{R}{P_s} = \frac{1mV}{5\mu V} = 200 \quad (5.26)$$

Pentru sumator se impune un factor de amplificare de 10, astfel că rezultă amplificarea la frecvența centrală a filtrului  $H_0=20$ . Rezoluția corespunzătoare la ieșirea sumatorului va fi :  $1 \text{ mV}/10=100 \text{ uV}$ .

Așa cum se va vedea în cele ce urmează, în scopul determinării erorilor printr-o metodă de nul, se va regla o impedanță,  $Z_1$ , pentru transformatorul necompensat și  $Z_2$ , pentru transformatorul compensat. Cum semnalele corespunzătoare,  $U_1$  și  $U_2$ , sunt de același ordin de mărime și impedanțele vor avea valori apropiate. Impedanțele vor fi impuse cu o parte, rezistivă, fixă, înseriată cu o parte mixtă, rezistor în paralel cu condensator, pentru determinarea celor două componente ale erorii, de amplitudine și de unghi. Componentele rezistive, cu simbolurile conform figurii 5.11, se impun:  $R_7 = 68 \text{ k}\Omega$ , partea fixă, și o cutie decadică, rezistivă,  $P_1$ , cu 5 decade, respectiv de valoare totală  $100 \text{ k}\Omega$  și rezoluție  $0.1 \Omega$ . Cu  $P_1$  presupusă de valoarea mijlocului domeniului ( $50 \text{ k}\Omega$ ), rezultă suma celor două rezistențe:  $118 \text{ k}\Omega$ . Aceste două rezistoare, împreună cu rezistorul de reacție,  $R_{10}$ , determină factorul de amplificare al tensiunii  $U_1$  de către sumator. Valoarea rezistenței de reacție, cu factorul de amplificare impus la valoarea de 10, rezultă  $R_r = 118 \text{ k}\Omega * 10 = 1.18 \text{ M}\Omega$ . Se impune valoarea de  $1 \text{ M}\Omega$ . Evident că amplificarea se va modifica, depinzând de valoarea corespunzătoare sumei  $P_1 + R_7$ .

Cu valorile componentelor rezistive cunoscute se poate calcula treapta de reglaj rezistiv, DR, care, la semnalul util  $U_1 = 500 \text{ mV}$ , va determina o modificare a semnalului de la ieșirea sumatorului, egală cu rezoluția impusă,  $100 \text{ uV}$ . Pentru același semnal de tensiune  $U_1$  și două valori ale lui  $P_1$ , diferind cu treapta de reglaj rezistiv DR, semnalul de la ieșirea sumatorului va avea două valori,  $U_e$  și  $U_e + Z_1$ , ce diferă prin rezoluția  $Z_1$ :

$$U_{e\Sigma} + Z_1 = U_1 \left( \frac{R_{10}}{R_7 + P_1 - DR} \right) \quad (5.27)$$

$$U_{e\Sigma} = U_1 \frac{R_{10}}{R_7 + P_1}$$

Din (5.27) se obține valoarea treptei de reglaj rezistiv:

$$DR = \frac{Z * (R_7 + P_1)}{U_1 * A_\Sigma} = \frac{10^{-4} * 1.18 * 10^5}{5 * 10^{-1} * 10} = 2.36 \Omega \quad (5.28)$$

În aceste condiții decada rezistivă cea mai puțin semnificativă va rămâne rezervă de reglaj.

Reglajul capacitiv va fi asigurat prin intermediul unor cutii cu 5 decade de condensatoare, cu rezoluție de 100 pF și treaptă maximă de 10 uF,  $C_{v1}$ , în paralel cu  $P_1$ . Pentru  $P_1 = 50 \text{ k}\Omega$  și condensatorul variabil de valoarea corespunzătoare treptei DC= 100 pF, rezultă impedanța echivalentă serie:

$$\underline{Z}_v = 50 \text{ k}\Omega - j94.2 \Omega \quad (5.29)$$

care împreună cu rezistorul  $R_7$  constituie impedanță echivalentă dintre borna inversoare a sumatorului și borna cu semnalul  $U_1$ , respectiv impedanță  $Z_1$  din schema bloc:

$$\underline{Z}_- = 118 \text{ k}\Omega - j94.2 \Omega = 118 e^{j \arctan 0.048} \text{ k}\Omega \quad (5.30)$$

Din (5.30) rezultă treapta de reglaj în unghi:

$$\Delta \varphi = \arctan 0.046 = 2.75' \quad (5.31)$$

Filtrul activ cu datele din figura 5.12 asigură, [108], un factor de amplificare,  $H_0 = 47.5$  și factorul de calitate,  $Q = 22.5$ , la frecvență centrală de 60 Hz. La acest factor de amplificare se va obține o rezoluție dublă față de cea impusă, astfel că se va putea pune în evidență o eroare de raport de aproximativ 5 ppm. Factorul de calitate cu valoarea de 22.5 asigură creșterea corespunzătoare a sensibilității la reglarea fazei, astfel că se va putea pune în evidență o eroare de unghi de aproximativ 0.1'.



## 5.3.2. DETERMINĂRI EXPERIMENTALE LA MERS ÎN GOL

La mersul în gol, în conformitate cu legea circuitului magnetic, integrala pe conturul închis a intensității câmpului magnetic se reduce la amperspirele primare. Determinarea pe cale experimentală a ponderii termenului de eroare, respectiv a solenatiei echivalente, în raport cu amperspirele primare, este recomandabil să fie făcută în regimul de mers în gol, întrucât sensibilitatea este maximă și calibrarea circuitului poate fi făcută ușor, în doi pași succesivi: la mers în gol se determină impedanța  $Z_3$ , (fig.5.9), cu  $Z_1$  impusă, astfel ca semnalul la ieșirea sumatorului (IC6 din fig.5.11, respectiv  $A_4$  din figura 5.9) să fie minim; la mers în sarcină, pentru o valoare a curentului primar la mijlocul domeniului, în scopul determinării erorilor de linearitate, se ajustează  $Z_1$ , cu  $Z_2$  impus, astfel ca semnalul la ieșirea sumatorului să fie minim.

Conform celor de mai sus, la un curent primar cu valoarea de 200 mA, s-a determinat experimental valoarea rezistenței  $R_0$ , din condiția ca semnalul de ieșire din sumator, pentru:  $C_0=10$  uF;  $R=68$ k $\Omega$ ,  $C_{01}=0$  și  $P_1$  întrerupt, să fie minim. A rezultat  $R_0=256$  k $\Omega$ . Ideal ar fi ca semnalul de la ieșirea sumatorului să rămână aproape de zero pentru orice valoare a curentului primar. În realitate curentul primar nu este urmărit fidel de termenul obținut prin integrarea tensiunii bobinei Rogovski. Abaterile sunt exprimate prin modificarea impedanței  $Z_3$ , în raport cu valoarea  $Z_{30}$ , corespunzătoare curentului primar de referință (200 mA).

Pentru valoarele curentului primar cuprinse între 50 mA și 500 mA, valoarea rezistenței  $R_0$  s-a modificat cu mai puțin de 1% față de valoarea determinată

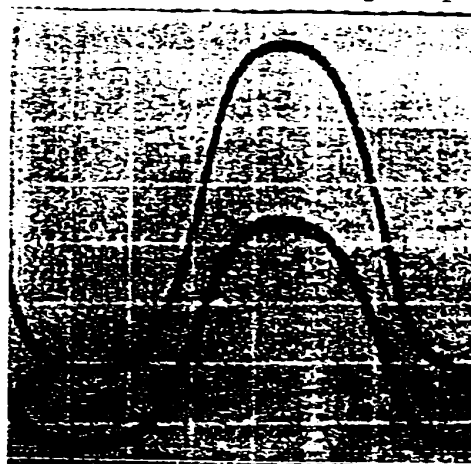


Fig. 5.13. Oscilogrammele curentului primar și solenatiei echivalente la mers în gol.

pentru echilibrare la 200 mA. În figura 5.13 sunt prezentate oscilogramele curentului primar, respectiv tensiunii  $U_1$  și tensiunii  $U_3$ , pentru un curent primar cu valoarea de 250 mA. La această valoare a curentului este evidentă intrarea în saturație a miezului feromagnetic. Cu toate acestea, tensiunea  $U_3$  de la ieșirea integratorului urmărește fidel curentul primar, mult după intrarea în saturație, până la limita la care cel de-al doilea amplificator din structura integratorului intră în saturație.

Având în vedere cele de mai sus este de așteptat ca în sarcină să se obțină o îmbunătățire a preciziei cu circa două ordine de mărime. În același timp transformatorul în legătură cu circuitul din fig. 5.10, fără sarcină secundară, reprezintă un convertor curent - tensine ce asigură o precizie mai bună de 1% pentru o variație a curentului primar în limitele unei decade. Ca dezavantaj se menționează faptul că în acest caz erorile circuitelor electronice influențează direct asupra preciziei convertorului.

Comportarea excepțională la supracurenți a convertorului conform metodei permite o extensie a gamei de măsurare, fără ca erorile să crească semnificativ.

### 5.3.2 DIAGRAMA FAZORIALA A CURENȚILOR

Principiul compensării poate fi ilustrat pe diagrama fazorială a curenților.

Calculul mărimilor necesare ridicării diagramei fazoriale și a erorilor, pe baza măsurărilor experimentale, cu și fără compensare, au fost făcute printr-o metodă de nul, în legătură cu circuitul de calcul din figura 5.14, pentru transformatorul

necompensat, respectiv în legătură cu figura 5.15 pentru transformatorul compensat. Cele două circuite ilustrează echilibrul

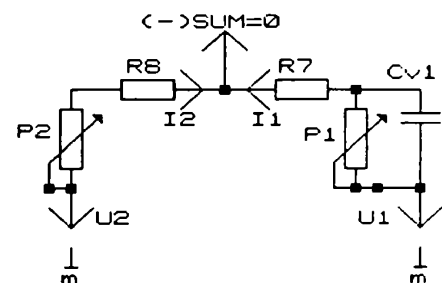


Fig.5.14. Circuit de calcul a erorilor pentru transformatorul necompensat.

curenților la borna inversoare a sumatorului când semnalul de la ieșire este zero. Indicii curenților sugerează calea corespunzătoare: 1, pentru primar; 2 pentru secundar și 3 pentru circuitul de compensare.

Se admite că tensiunile  $U_1$  și  $U_2$  sunt proporționale și în fază cu curenții primar  $I_p$ , respectiv secundar  $I_s$ . În situația fără compensare egalitatea curenților  $I_1$  și  $I_2$ , conduce la:

$$\frac{U_1}{Z_1} + \frac{U_2}{Z_2} = 0 \quad (5.32)$$

în care:

$$\underline{Z}_1 = R_7 + \frac{P_1}{1 + j\omega P_1 C_{v1}}; \quad \underline{Z}_2 = R_8 + P_2 \quad (5.33)$$

La curențul primar cu valoarea de 1 A, pentru o sarcină secundară de 50  $\Omega$ , s-au măsurat tensiunile corespunzătoare  $U_1=1.093$  V;  $U_2=1.00$  V;  $U_3=670$  mV. Condiția de echilibru a rezultat pentru:  $P_2+R_8=95$  k $\Omega$ ;  $R_8=68$  k $\Omega$ ;  $P_1=41$  k $\Omega$ ;  $C_{v1}=20.2$  nF. Cu (5.32) și (5.33), luând ca origine de fază tensiunea  $U_1$  se obține prin calcul tensiunea  $U_2=(-0.974+j0.108)$  V, cu modulul  $U_2=0.98$  V. Diferența de 2% dintre cele două valori ale tensiunii  $U_2$ , măsurată și calculată, se datorează toleranței componentelor din circuit.

Pentru situația cu compensare, la aceleași valori ale curențului primar și sarcinii secundare, cele trei semnale de tensiune,  $U_1$ ,  $U_2$  și  $U_3$  își păstrează valorile. Se schimbă doar valorile rezistențelor și capacităților din circuitul conform figurii 5.15, pentru situația de echilibru, după cum urmează:  $R_7=68$  k $\Omega$ ;  $R_8=68$  k $\Omega$ ;  $P_2=6.75$  k $\Omega$ ;  $C_{v2}=16.9$  nF;  $R_6=225$  k $\Omega$ ;  $C_6=10$  uF. În acest caz valorile curenți lor rezultați prin calcul vor fi:

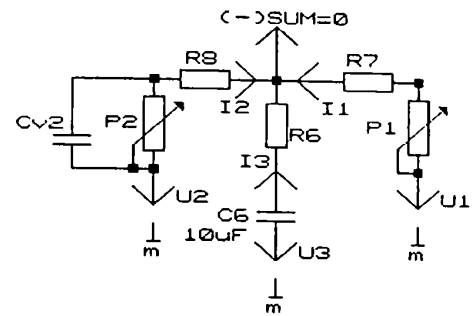


Fig.5.15. Circuit pentru calculul erorilor transformatorului compensat.

$$I_1 = 16.07 \mu A; \underline{I}_2 = (-13.05 + j1.35) \mu A \quad (5.34)$$

Valoarea curentului  $I_3$  se obține ca diferență între  $I_1$  și  $I_2$ :  $I_3 = (3.02 - j1.38) \mu A$ . Acest curent corespunde unei tensiuni  $U_3 = 747$  mV, valoare ce diferă de cea determinată experimental (670 mV), în aceleași condiții, cu 11.5%. Diferență se explică prin aceea că  $U_3$  calculată s-a obținut printr-o scădere. Pe baza celor de mai sus s-a construit diagrama fazorială conform figurii 5.16. Conform diagramei, pe măsura scăderii curentului  $I_2$  în raport cu  $I_1$ , crește curentul  $I_3$ , care-și modifică modulul și fază astfel ca suma celor trei curenți să fie zero.

Prin intermediul unui osciloscop cu două spoturi s-au evidențiat fazele semnalelor, cu și fără compensare. Astfel, în figura 5.17 este prezentat un detaliu comparativ între oscilogrammele semnalelor de tensiune  $U_1$  și  $-U_2$  la un curent primar de 1 A. Figura pune în evidență diferența de fază dintre cei doi curenți, primar și secundar. Valoarea defazajului dintre semnalele  $U_1$  și  $U_2$ , rezultată prin calcul este de 24.5 grade, iar cea determinată experimental de 27 de grade. Valorile se consideră suficient de aproape, având în vedere că ele au fost determinate cu osciloscopul, scopul fiind acela de a compara

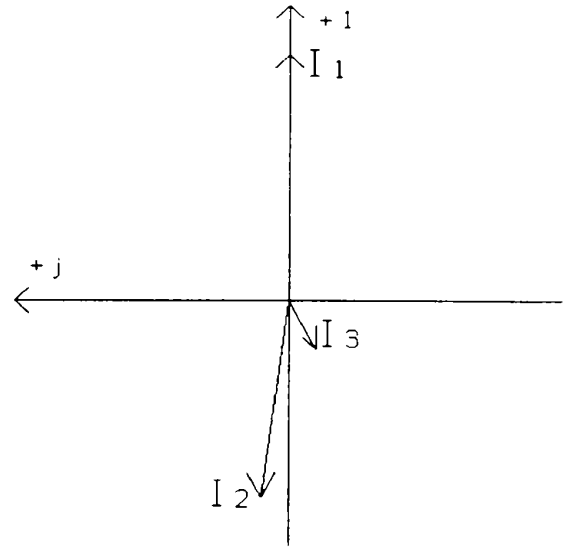


Fig. 5.16. Diagrama fazorială a curenților  $I_1, I_2$  și  $I_3$ .

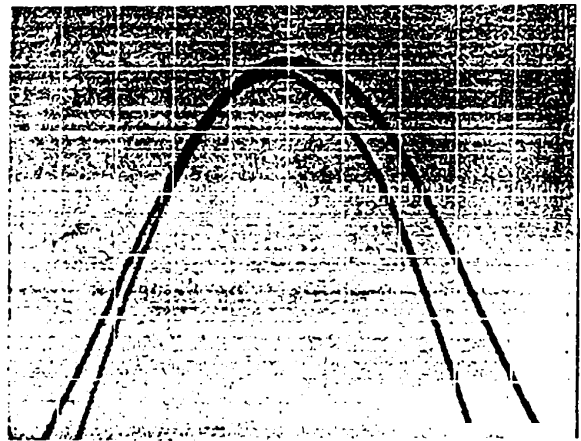


Fig. 5.17. Oscilogrammele semnalelor  $U_1$  și  $U_2$  la  $I_1 = 1A$ ;  $R_s = 50\Omega$ .

rezultatele calculului cu imaginea calitativă a oscilogramelor ce ilustrează principiul. Rezultate ar fi mai aproape de cele măsurate dacă în calcule se impun valorile reale ale componentelor. În figura 5.18 sunt prezentate oscilogramele semnalelor  $U_1$ , proporțională și în fază cu curentul primar (0.5 A), respectiv ale sumei ponderate dintre  $U_2$  și  $U_3$  (la ieșirea din sumator, fără  $U_1$ ), care determină componenta rezultată după compensare. Este evidentă sinfazicitatea celor două semnale.

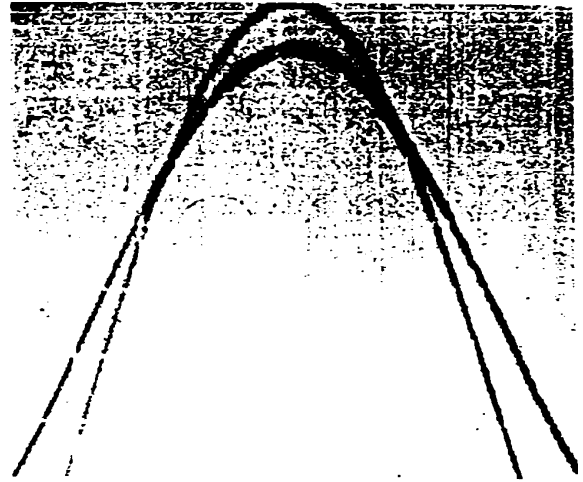


Fig.5.18. Oscilogrammele semnalelor  $U_1$  și  $U_3$  la  $I_1=1A$  și  $R_s=50\Omega$ ,  $V_1=200mV/div$ ,  $V_2=5V/div$ .

### 5.3.3. ERORILE TRANSFORMATORULUI NECOMPENSAT

Determinarea erorilor de linearitate ale transformatorului de curent fără compensare, s-a făcut pe baza circuitului conform figurii 5.11, în care s-au impus:  $P_2=27 k\Omega$ ;  $C_2=0$ ;  $P_1$  și  $C_{v1}$  variabile decadic. În scopul evitării influențelor tensiunii rețelei, frecvența tensiunii sinusoidale a generatorului de semnal s-a fixat la valoarea de 60 Hz, aceeași cu a filtrului de la ieșirea sumatorului. Curentul primar s-a modificat, prin intermediul generatorului de semnal, între 0.5 A și 5 A, cu pași de 0.5 A. Determinările experimentale, pentru următoarele valori ale rezistenței de sarcină secundară: 1  $\Omega$ ; 10  $\Omega$ ; 20  $\Omega$ ; 30  $\Omega$ ; 40  $\Omega$  și 50  $\Omega$ , cu și fără compensare, sunt date în tabelul 5.1. În tabel și pentru calcule, conform schemei de calcul din figura 5.14, s-au admis substituțiile:  $P_1$  și  $P_2$  cu  $R_p$ ;  $C_{v1}$  și  $C_{v2}$  cu  $C_p$ ;  $R_7=R_1=68 k\Omega$ ;  $R_8=R_2=68 k\Omega$ .  $R_p$  și  $C_p$  reprezintă valorile corespunzătoare ale componentelor, pentru care s-a obținut semnal minim la ieșirea sumatorului.

Tabelul 5.1. Măsurări experimentale cu și fără compensare.

Ip	Rpn	Cpn	Rpc	Cpc	Rs
[A]	[ko]	[nF]	[ko]	[nF]	[om]
0.5	27.49	4.225	6.752	22.2	1
1	27.41	2.85	6.751	21.8	1
1.5	27.39	2.3	6.75	21.6	1
2	27.37	1.97	6.75	21.5	1
2.5	27.36	1.74	6.75	21.45	1
3	27.35	1.575	6.749	21.4	1
3.5	27.35	1.43	6.748	21.4	1
4	27.35	1.31	6.746	21.4	1
4.5	27.34	1.208	6.746	21.35	1
5	27.34	1.13	6.746	21.35	1
0.5	29.81	13.35	6.751	23.8	10
1	29.41	10.13	6.75	22.8	10
1.5	29.24	8.445	6.749	22.5	10
2	29.12	7.37	6.748	22.25	10
2.5	29.04	6.625	6.748	21.9	10
3	28.98	6.05	6.747	21.7	10
3.5	28.93	5.58	6.747	21.6	10
4	28.88	5.2	6.746	21.55	10
4.5	28.84	4.84	6.745	21.4	10
5	28.81	4.545	6.745	21.4	10

0.5	32.38	17.58	6.759	24.9	20
1	31.52	13.14	6.757	23.6	20
1.5	31.11	11.2	6.755	22.75	20
2	30.84	9.735	6.752	22.28	20
2.5	30.67	8.74	6.749	21.91	20
3	30.53	7.92	6.748	21.65	20
3.5	30.42	7.29	6.746	21.5	20
4	30.33	6.78	6.744	21.45	20
4.5	30.25	6.345	6.741	21.25	20
5	30.19	5.9	6.739	21	20
0.5	34.86	19.8	6.758	25.7	30
1	33.44	15.85	6.753	24	30
1.5	32.84	12.6	6.75	22.9	30
2	32.42	10.87	6.749	22.4	30
2.5	32.16	9.735	6.747	22.15	30
3	31.97	8.9	6.745	21.75	30
3.5	31.8	8.2	6.744	21.6	30
4	31.68	7.56	6.742	21.39	30
4.5	31.58	7.1	6.739	21.35	30
5	31.49	6.65	6.738	21.14	30
0.5	37.19	20.7	6.755	26.25	40
1	35.23	15.85	6.75	23.8	40
1.5	34.39	13.22	6.746	22.8	40

2	33.89	11.44	6.74	22.23	40
2.5	33.55	10.12	6.738	21.6	40
3	33.31	9.3	6.736	21.3	40
3.5	33.13	8.6	6.733	21.1	40
4	32.98	8.15	6.729	20.7	40
4.5	32.86	7.73	6.725	20.4	40
5	32.79	7.5	6.72	20.15	40
0.5	50.02	27.58	6.73	25.3	50
1	41	20.2	6.721	22.32	50
1.5	38.03	15.9	6.714	21.12	50
2	36.5	13.2	6.711	20.3	50
2.5	35.64	11.45	6.708	19.7	50
3	35.05	10.25	6.705	19.5	50
3.5	34.66	9.4	6.697	19.3	50
4	34.4	8.84	6.691	18.7	50
4.5	34.29	8.68	6.687	18.5	50
5	34.26	8.8	6.685	18.1	50

Curentul primar  $I_p$  (figura 5.9) determină, la bornele rezistorului de șunt cu valoarea  $R_p$ , o tensiune ce este amplificată cu factorul  $A_1$ , astfel încât tensiunea de ieșire pe canalul curentului primar,  $U_1$ , va fi:

$$U_1 = I_p R_p A_1 \quad (5.35)$$

Semnalul de tensiune la ieșirea amplificatorului  $A_2$  este:



$$U_2 = I_s R_s A_2 \quad (5.36)$$

La echilibru, când semnalul de ieșire din sumator devine zero, este valabilă relația:

$$\frac{U_1}{Z_1} - \frac{U_2}{Z_2} = \frac{I_p R_p A_1}{Z_1} - \frac{I_2 R_s A_2}{Z_2} = 0 \quad (5.37)$$

cu  $R_p = 0.1 \Omega$  și  $R_s = 1 \Omega$ , presupunând  $A_1 = A_2$ , se obține:

$$\frac{I_2}{I_1'} - \frac{Z_2}{Z_1} = 0 \quad (5.38)$$

În relația precedentă cu  $I_1'$  s-a notat curentul primar redus la secundar.

Eroarea relativă poate fi exprimată sub forma:

$$\varepsilon = \left( \frac{I_2}{I_1'} - 1 \right) = \left( \frac{Z_2}{Z_1} - 1 \right) \quad (5.39)$$

În cele ce urmează se vor studia erorile de linearitate ale transformatorului, respectiv abaterea erorilor față de valorile corespunzătoare unui curent primar de referință,  $I_0$ , cu și fără compensare. Pentru varianta fără compensare echilibrarea se obține prin modificarea impedanței  $Z_1$  în modul și fază, cu  $Z_2$  și  $Z_3$  constante.

Eroarea relativă, corespunzătoare curentului primar de referință, se exprimă asemănător cu (5.39):

$$\varepsilon_a = \left( \frac{Z_2}{Z_{10}} - 1 \right) \quad (5.40)$$

Cu  $Z_{10}$  s-a notat valoarea impedanței pentru care se obține semnalul la ieșirea sumatorului, la curentul de referință,  $I_{10}$ .

Eroarea de linearitate se definește ca:

$$\begin{aligned} \epsilon_1 = \epsilon - \epsilon_0 = E_{rx} - jE_{ry} = \\ \left( \frac{Z_2}{Z_1} - \frac{Z_2}{Z_{10}} \right) = Z_2 (Y_1 - Y_{10}) = R_8 [G_1 - G_{10} - j(B_1 - B_{10})] = E_{rx} - jE_{ry} \quad (5.41) \end{aligned}$$

$E_{rx}$  este definită ca eroare de raport, iar  $E_{ry}$  ca eroare de unghi.

Conductanțele echivalente,  $G_1$  și  $G_{10}$ , respectiv susceptanțele echivalente,  $B_1$  și  $B_{10}$ , sunt componentele, activă și reactivă, ale inversului impedanței echivalente  $Z_1$ , corespunzătoare unor valori oarecare de curent primar, respectiv curentului primar de referință (mijlocul domeniului). Cu  $\text{tg}\delta_p = \omega R_p C_p$ , unde  $R_p$  și  $C_p$ , reprezintă rezistență, respectiv capacitatea elementelor circuitului paralel de reglaj, din structura impedanței  $Z_1$ , se poate scrie:

$$G_1 = \frac{[R_1(1+\text{tg}\delta^2) + R_p] * [1+\text{tg}\delta_p^2]}{[R_1(1+\text{tg}\delta_p^2) + R_p]^2 + R_p^2 \text{tg}\delta_p^2}; \quad B_1 = \frac{R_p \text{tg}\delta_p (1+\text{tg}\delta_p^2)}{[R_1(1+\text{tg}\delta_p^2) + R_p]^2 + R_p^2 \text{tg}\delta_p^2} \quad (4.42)$$

Erorile, calculate conform celor de mai sus cu programul QUATTRO PRO, sunt date în tabelul 5.2. Pentru  $G_1$  și  $B_1$  s-au reținut doar 3, respectiv 5 zecimale, deși calculele au fost făcute cu 9 zecimale.

Tabelul 5.2 Erorile transformatorului necompensat.

I1	Rs	G1	B1	Erx	Ery
[A]	[om]	[uS]	[us]	[%]	[%]
0.5	1	10.477	0.13186	-0.099	-0.74
1	1	10.483	0.08864	-0.039	-0.329
1.5	1	10.485	0.07145	-0.019	-0.166
2	1	10.486	0.06116	-0.01	-0.068
2.5	1	10.487	0.05400	-2e-05	2e-07
3	1	10.488	0.04885	0.0082	0.0488
3.5	1	10.488	0.04435	0.0125	0.0917

4	1	10.489	0.04062	0.0149	0.1271
4.5	1	10.489	0.03745	0.0175	0.1572
5	1	10.489	0.03503	0.0213	0.1802
0.5	10	10.272	0.46235	-0.422	-2.273
1	10	10.293	0.34582	-0.221	-1.166
1.5	10	10.302	0.28667	-0.132	-0.604
2	10	10.311	0.24898	-0.053	-0.246
2.5	10	10.316	0.22310	2e-05	-3e-07
3	10	10.321	0.20323	0.0434	0.1888
3.5	10	10.325	0.18700	0.0853	0.343
4	10	10.329	0.17392	0.1217	0.4672
4.5	10	10.332	0.16161	0.1522	0.5842
5	10	10.335	0.15153	0.1799	0.6799
0.5	20	10.06	0.67535	-0.918	-3.406
1	20	10.101	0.49132	-0.535	-1.658
1.5	20	10.127	0.41267	-0.285	-0.911
2	20	10.145	0.35514	-0.113	-0.364
2.5	20	10.157	0.31680	-2e-05	3e-07
3	20	10.167	0.28552	0.0978	0.2971
3.5	20	10.176	0.26166	0.1785	0.5237
4	20	10.183	0.24248	0.2468	0.706
4.5	20	10.189	0.22618	0.3086	0.8608
5	20	10.194	0.20982	0.3528	1.0163

0.5	30	9.8652	0.83271	-1.415	-4.339
1	30	9.9435	0.63790	-0.671	-2.489
1.5	30	9.9691	0.49827	-0.428	-1.162
2	30	9.9963	0.42369	-0.17	-0.453
2.5	30	10.014	0.37595	6e-06	2e-07
3	30	10.028	0.34132	0.1307	0.329
3.5	30	10.041	0.31246	0.2548	0.6032
4	30	10.05	0.28679	0.3384	0.847
4.5	30	10.058	0.26830	0.4134	1.0227
5	30	10.065	0.25042	0.4809	1.1925
0.5	40	9.6834	0.94228	-1.894	-5.024
1	40	9.7818	0.68281	-0.96	-2.56
1.5	40	9.8298	0.55504	-0.504	-1.346
2	40	9.8606	0.47263	-0.211	-0.563
2.5	40	9.8828	0.41339	4e-06	3e-07
3	40	9.9002	0.37670	0.1655	0.3485
3.5	40	9.9133	0.34614	0.2894	0.6388
4	40	9.9252	0.32621	0.4029	0.8282
4.5	40	9.9346	0.30804	0.4923	1.0008
5	40	9.9403	0.29809	0.5459	1.0954
0.5	50	8.9867	1.71379	-6.774	-11.48
1	50	9.3765	1.03807	-3.071	-5.061
1.5	50	9.5417	0.75499	-1.502	-2.372

2	50	9.6401	0.59873	-0.567	-0.888
2.5	50	9.6998	0.50531	-4e-08	-4e-07
3	50	9.7437	0.44349	0.4168	0.5873
3.5	50	9.7735	0.40128	0.7006	0.9882
4	50	9.7941	0.37393	0.8959	1.2481
4.5	50	9.8034	0.36569	0.9843	1.3264
5	50	9.807	0.37026	1.0183	1.283

Variațiile erorilor de linearitate, de raport și de unghi, funcție de curentul primar, în gama 0.5 A..5 A, pentru transformatorul necompensat, se prezintă în figurile 5.20. și 5.21.

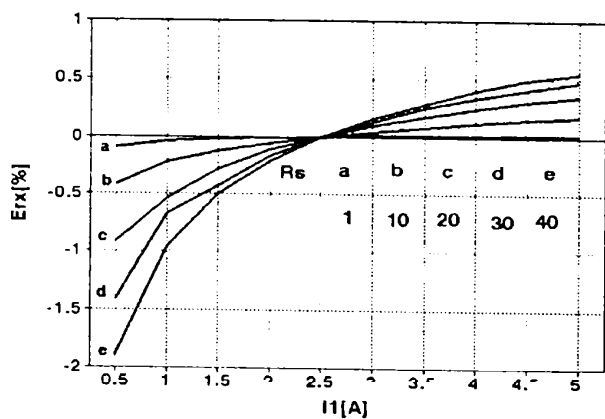


Fig. 5.19. Variația erorii de raport pentru transformatorul necompensat.

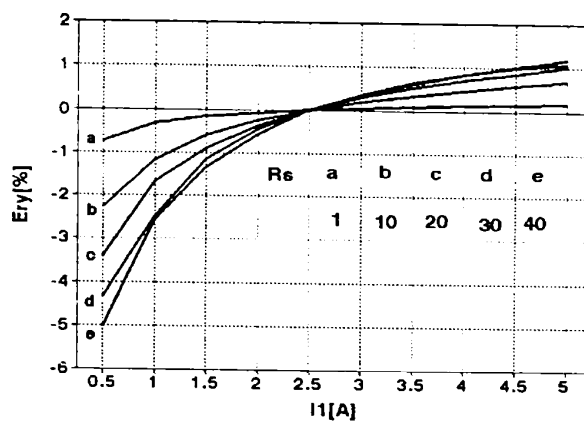


Fig. 5.20. Variația erorii de unghi pentru transformatorul necompensat.

Figurile ilustrează variația pronunțată a erorilor pentru valori mici ale curentului primar (sub 1 A). Eroarea de unghi este de cca 3 ori mai mare decât eroarea de raport. Cele două erori variază foarte mult cu valoarea sarcinii secundare: modificarea sarcinii secundare între 1  $\Omega$  și 40  $\Omega$  determină o modificare a erorii de unghi cu 2.5 % la curentul de 1 A și de 1 % la curentul de 5 A. Erorile corespunzătoare sarcinii secundare cu valoarea de 50  $\Omega$  n-au mai fost reprezentate deoarece sunt peste 10%.

## 5.3.4. ERORILE TRANSFORMATORULUI COMPENSAT

Pentru varianta cu compensare, (c), s-au impus:  $P_1=0$ ;  $C_{v1}=0$ ;  $R_7=68 \text{ k}\Omega$ ;  $R_8=68 \text{ k}\Omega$ ;  $P_2$  și  $C_{v2}$  variabile decadic.

Conform schemei de calcul din figura 5.15, eroarea de linearitate se exprimă asemănător cu (3.39):

$$\begin{aligned} \varepsilon_{lc} = \varepsilon_c - \varepsilon_{c0} = E_{rcx} - jE_{rcy} &= \frac{R_{se} - jX_{se}}{R_2} = \\ &= \frac{[R_s - jR_{s0} - j(X_s - X_{s0})]}{R_2} \end{aligned} \quad (5.43)$$

În relația precedentă  $R_{se}$  și  $X_{se}$ , reprezintă rezistență, respectiv reactanța echivalentă, corespunzătoare impedanței  $Z_2$  din figura 5.15, pentru care se obține semnal minim la ieșirea sumatorului.  $R_{s0}$  și  $X_{s0}$ , reprezintă mărimile corespunzătoare mijlocului domeniului (2.5 A).

Erorile calculate conform celor de mai sus, pentru transformatorul compensat, sunt date în tabelul 5.3

Tabelul 5.3. Erorile transformatorului compensat

I1	Rs	Rse	Xse	Ercx	Ercy
[A]	[om]	[kOm]	[kOm]	[%]	[%]
0.5	1	6.73051	0.38033	0.000822	-0.0191
1	1	6.73028	0.37341	0.00049	-0.00892
1.5	1	6.72967	0.3699	-0.00041	-0.00375
2	1	6.72986	0.3682	-0.00014	-0.00125
2.5	1	6.72995	0.36734	-7.6e-09	2.14e-07
3	1	6.72905	0.36639	-0.00132	0.001411
3.5	1	6.72806	0.36628	-0.00278	0.00157
4	1	6.72608	0.36606	-0.00569	0.001889

4.5	1	6.72617	0.36521	-0.00556	0.003139
5	1	6.72617	0.36521	-0.00556	0.003139
0.5	10	6.72632	0.40743	-0.00118	-0.04801
1	10	6.72735	0.39031	0.000345	-0.02284
1.5	10	6.72695	0.3851	-0.00024	-0.01517
2	10	6.72645	0.38073	-0.00099	-0.00875
2.5	10	6.72712	0.37478	4.97e-08	5.06e-07
3	10	6.72651	0.37127	-0.0009	0.005164
3.5	10	6.7267	0.36957	-0.00062	0.007665
4	10	6.7258	0.36861	-0.00194	0.009076
4.5	10	6.72509	0.36595	-0.00299	0.012986
5	10	6.72509	0.36595	-0.00299	0.012986
0.5	20	6.7319	0.42712	0.005601	-0.07655
1	20	6.73267	0.40475	0.006729	-0.04365
1.5	20	6.7324	0.39004	0.00634	-0.02202
2	20	6.73035	0.3817	0.003325	-0.00975
2.5	20	6.72809	0.37506	-3.7e-07	7.00e-07
3	20	6.72759	0.37053	-0.00073	0.006667
3.5	20	6.72589	0.36776	-0.00324	0.01074
4	20	6.724	0.36669	-0.00601	0.012309
4.5	20	6.7214	0.36297	-0.00984	0.017781
5	20	6.71938	0.35846	-0.01282	0.024415
0.5	30	6.72915	0.4406	0.005146	-0.0907

1	30	6.72788	0.41107	0.003282	-0.04728
1.5	30	6.72716	0.39201	0.002212	-0.01925
2	30	6.72715	0.3834	0.002202	-0.00658
2.5	30	6.72565	0.37892	-6.0e-07	-1.3e-07
3	30	6.72443	0.3719	-0.00179	0.010324
3.5	30	6.72372	0.36924	-0.00284	0.014234
4	30	6.72213	0.36546	-0.00518	0.0198
4.5	30	6.71923	0.36446	-0.00944	0.021275
5	30	6.71863	0.36078	-0.01033	0.026673
0.5	40	6.72495	0.44955	0.010548	-0.11906
1	40	6.72533	0.40731	0.011111	-0.05694
1.5	40	6.72339	0.38985	0.008263	-0.03127
2	40	6.71856	0.3795	0.001159	-0.01604
2.5	40	6.71778	0.36859	6.68e-07	-2.9e-07
3	40	6.71635	0.36328	-0.0021	0.0078
3.5	40	6.71374	0.35957	-0.00593	0.013258
4	40	6.7105	0.35238	-0.01071	0.023841
4.5	40	6.70706	0.34689	-0.01576	0.031916
5	40	6.70253	0.34215	-0.02241	0.038882
0.5	50	6.70238	0.43023	0.016163	-0.14246
1	50	6.69957	0.37888	0.012029	-0.06695
1.5	50	6.69487	0.35789	0.005111	-0.03608
2	50	6.69334	0.34376	0.00287	-0.0153



2.5	50	6.69139	0.33335	-3.4e-07	5.89e-08
3	50	6.68875	0.32969	-0.00389	0.005386
3.5	50	6.68114	0.32555	-0.01508	0.011476
4	50	6.67615	0.31491	-0.02242	0.027122
4.5	50	6.67249	0.31119	-0.0278	0.0326
5	50	6.67112	0.30431	-0.02981	0.04272

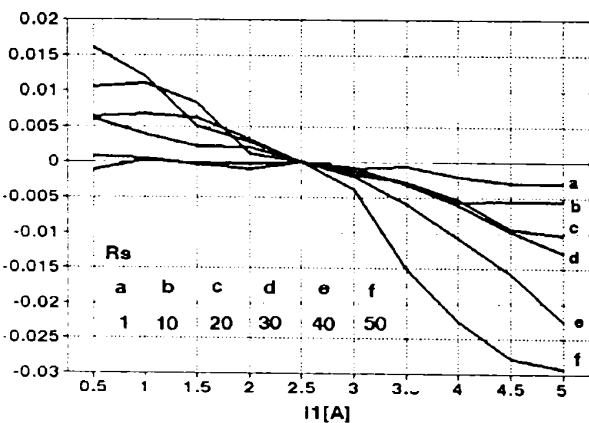


Fig.5.21. Variația erorii de raport pentru transformatorul compensat.

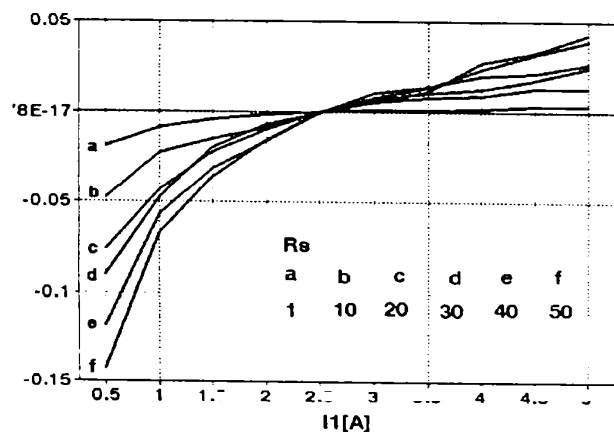


Fig.5.22. Variația erorii de unghi pentru transformatorul compensat.

Variația erorilor de raport și de unghi pentru transformatorul (convertorul curent-tensiune) compensat conform metodei sunt prezentate în figurile 5.21 și 5.22. Spre deosebire de varianta fără compensare, în cazul convertorului cu compensare sensul de variație a erorile de linearitate, de raport și de unghi diferă: cu variația curentului primar erorile de raport scad, iar erorile de unghi cresc. O primă observație ce poate fi desprinsă din comparația erorilor pentru cele două variante, cu și fără compensare, este că varianta cu compensare oferă o precizie cu circa două ordine de mărime mai bună față de varianta fără compensare! Și pentru varianta cu compensare, sub 1 A curent primar, variația ambelor erori este mare; de asemenea eroarea de unghi este mai mare ca eroarea de raport (-0.05% eroare de unghi și

+0.012 % eroare de raport, pentru 1 A, 40  $\Omega$ , respectiv +0.04 % eroare de unghi și -0.022 % eroare de raport la 5 A, 40  $\Omega$ ). Erorile de raport ale transformatorului compensat, inclusiv pentru curenți de la 0.5 A la 5 A și sarcina cu valoarea de 50  $\Omega$ , se încadrează între +0.015 și -0.03 %. Erorile de unghi, în aceleași condiții, variază între -0.14 % și +0.04 %.

Îmbunătățirea obținută prin compensare este evidentă la curenți care determină intrarea în saturație a miezului magnetic.

O comportare remarcabilă a transformatorului compensat conform metodei o reprezintă insensibilitatea cu sarcina, pentru același curent primar. Astfel, pentru curentul primar cu valoarea de 1 A, la modificarea sarcinii secundare între 1  $\Omega$  și 40  $\Omega$ , variația erorii de raport este de 0.01 %, iar a erorii de unghi de 0.05 %. Aceeași insensibilitate în raport cu sarcină se menține și pentru curenți mai mari (5 A).

În cele ce urmează se prezintă câteva aspecte calitative legate de efectul compensării asupra armonicilor, care relevă, implicit, și comportarea modelului la variația frecvenței. În acest

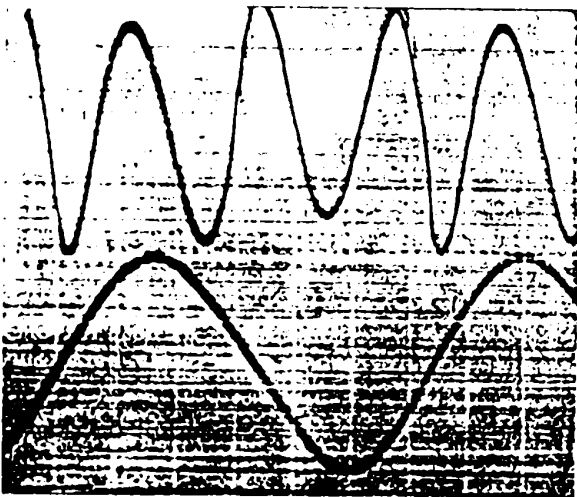


Fig.5.23. Oscilogrammele curentului primar ( $V_2=0.2V/div$ ) și semnalului de eroare ( $V_2=0.5V/div$ ), fără compensare, la 2.5A.

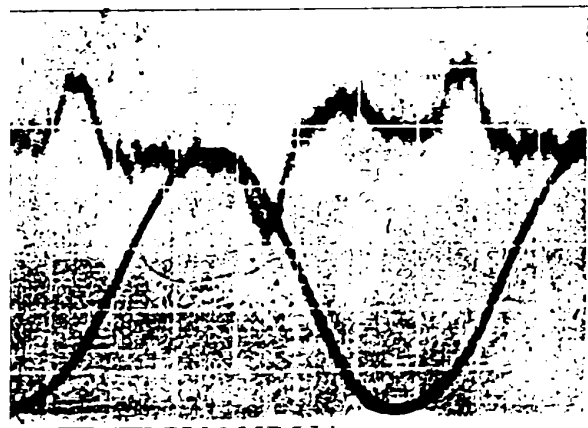


Fig.5.24. Oscilogrammele curentului primar ( $V_1=0.2V/div$ ) și semnalului de eroare ( $V_2=10mV/div$ ), cu compensare, la  $I_p=2.5A$ .

scop au fost fotografiate oscilogrammele curentului primar, luat ca

referință, și a semnalului de la ieșirea sumatorului corespunzător compensării într-un punct de funcționare. Determinările au fost făcute pentru sarcina secundară cu valoarea de  $50 \Omega$ , la două valori ale curentului primar: 2.5 A și 5 A. În figurile 5.23 și 5.24 se prezintă cele două oscilograme pentru transformatorul necompensat, respectiv pentru transformatorul compensat corespunzătoare semnalului minim la ieșirea sumatorului, la curentul primar de 2.5 A și frecvență de 50 Hz.

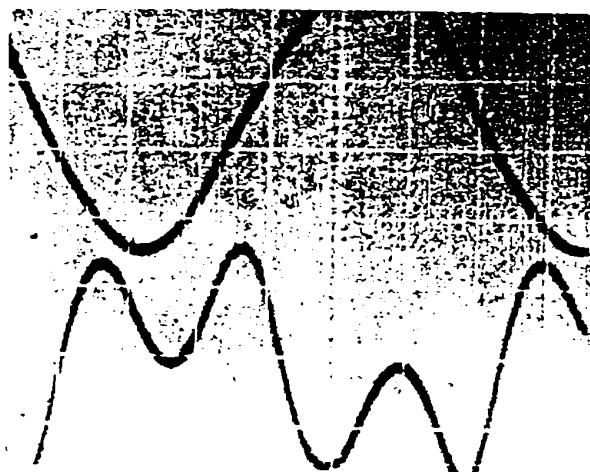


Fig. 5.25. Oscilogrammele curentului primar, 5A ( $V1=500\text{mV/div}$ ) și semnalului de eroare ( $V2=2\text{V/div}$ ), fără compensare la  $f=50\text{Hz}$ .

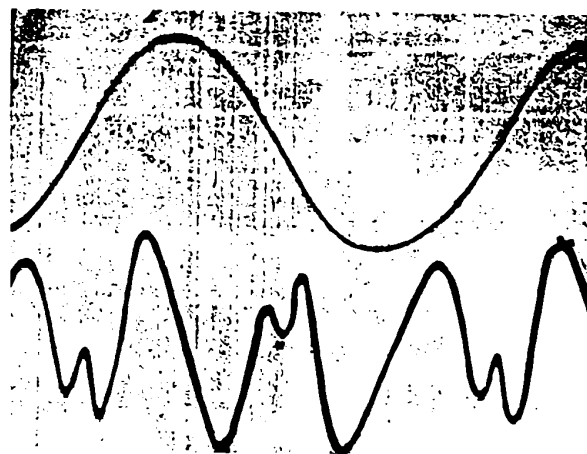


Fig. 5.26. Oscilogrammele curentului primar, 5A ( $V1=0.5\text{V/div}$ ) și semnalului de eroare ( $V2=20\text{mV/div}$ ), cu compensare.

Amplitudinea semnalului de eroare, o combinație între armonica a 2-a și a 3-a este de cca.  $3 V_w$ . În aceleași condiții, amplitudinea semnalului de eroare, conform figurii 5.24, este de cca.  $30 \text{ mV}_w$ , deci o reducere a armonicelor de 100 de ori. Pentru un curent primar cu valoarea de 5 A, fără compensare, semnalul de eroare, conform fig. 5.25, este de cca.  $7 V_w$ , comparativ cu semnalul de eroare în varianta cu compensare (fig. 5.26) de cca.  $0.07 V_w$ . Și în acest caz îmbunătățirea este tot de două ordine de mărime.

### 5.3.5. TRANSFORMATOR TIP CLEȘTE CU COMPENSAREA TENSIUNII MAGNETOMOTOARE

Aplicarea principiului compensării tensiunii magnetomotoare la transformatoare tip clește prezintă câteva particularități care vor fi evidențiate în cele ce urmează. S-a luat ca exemplu un transformator cu datele din figura 5.27. Bobina Rogovski s-a realizat de forma tolei de secțiune  $8 \times 1.2$  mm, bobinată cu câte 2000 de spire, numai pe coloană (73 mm), din două secțiuni egale, corespunzătoare celor două fălci. Fiecare semibobină Rogovski, după ecranare, a fost plasată între câte două pachete de tole, ansamblul constituind o falcă a transformatorului, peste care s-a realizat bobina secundară, constând din câte 1000 spire pe fiecare coloană, cu conductor de 0.25 mm.

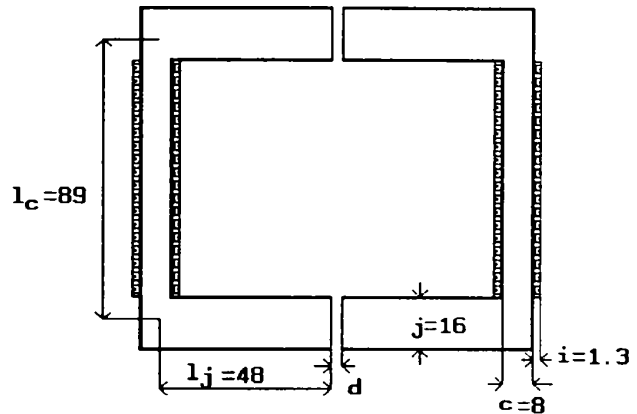


Fig. 5.27. Miezul transformatorului compensarea tensiunii magnetomotoare.

Transformatorul tip clește s-a aplicat peste o bobina cadru realizată din 10 spire parcurse de curentul cu valoarea nominală de 5 A, astfel încât a fost simulat un curent primar nominal de  $5A \times 10$  spire = 50 A. Curentul primar a fost trecut prin bobina cadru și un rezistor etalon cu valoarea de  $0.1 \Omega$ , la bornele căruia s-a cules o cădere de tensiune proporțională. Căderea de tensiune la bornele acestui rezistor va reprezenta tensiunea  $U_2$  din circuitul de verificare conform figurii 5.9. Determinările experimentale au fost făcute în același mod ca și pentru transformatorul toroidal analizat.

În scopul etalonării, la mers în gol, pentru un curent primar simulat de 5 A (10 % din valoarea considerată nominală), s-a reglat ponderea termenului obținut după integrator ( $I_3$ , din Fig.5.9), ce

reprezintă corecția conform metodei, în raport cu termenul corespunzător curentului primar ( $I_1$ ), pentru semnal minim la ieșirea sumatorului.

Pentru verificarea linearității convertorului curent-tensiune astfel obținut s-a reglat valoarea curentului primar simulat între 0.1 A și 5 A. S-a constatat o abatere de la linearitate inadmisibilă, de ordinul procentelor. Explicația acestei nelinearități este dată de faptul că circuitul magnetic este neomogen, cu secțiune dublă pe jug față de coloană, iar integrala intensității câmpului magnetic este reconstituită numai pentru coloană. Întrefierul, notat cu  $d$  în figura 5.27, s-a redus la minim posibil pentru ca influența lui să fie mai puțin importantă.

Legea circuitului magnetic, aplicată pe linia mediană a miezului magnetic din figura 5.27, este:

$$\oint H dl = \sum \theta_i = 2\phi_c (R_{mc} + R_{mj} + R_{md}) = 2\phi_c \left( \frac{l_c}{\mu_c S_c} + \frac{l_j}{l_j S_j} + \frac{l_d}{\mu_d S_d} \right) = I_p \quad (5.44)$$

Mărimile din relația precedentă au semnificațiile cunoscute, iar indicii se referă la :c, coloană, j jug, d, întrefier. S-a presupus că fluxul magnetic își păstrează valoarea pe toată lungimea circuitului. Pentru cazul concret din figură în care  $S_j = S_d = 2S_c$ , neglijând tensiunea magnetică în întrefier, relația precedentă devine:

$$\oint H dl = \frac{2\phi_c}{S_c} \left( \frac{l_c}{\mu_c} + \frac{l_j}{2\mu_j} + \frac{l_d}{2\mu_o} \right) = I_p = \frac{2\phi_c}{S_c} \left( \frac{l_c}{\mu_c} + \frac{l_j}{\mu_j} \right) \quad (5.45)$$

Nelinearitățile, constatate experimental, se datorează, conform (5.40), faptului că permeabilitatea în jug și coloană diferă datorită conservării fluxului în cele două secțiuni cu raport de 2/1. Conform modelului din figura 5.27 prin intermediul integratorului este preluată doar tensiunea magnetică corespunzătoare coloanei. Etalonarea s-a făcut ca și cum componenta corespunzătoare tensiunii magnetice din coloană ar fi proporțională cu tensiunea magnetică totală, fapt corect numai dacă se menține

secțiunea și permeabilitatea magnetică pe toată lungimea circuitului magnetic. Influențează, de asemenea, și faptul că tola, cu cristale orientate, are permeabilități diferite după cele două direcții, coloană și jug. De menționat și influența foarte mare pe care o are valoarea întrefierului, întrucât tensiunea magnetică se repartizează, între fier și aer, în raportul dat de produsul dintre lungimea circuitului feromagnetic cu permeabilitatea aerului, la produsul dintre lungimea întrefierului cu permeabilitatea miezului magnetic. Dacă permeabilitatea relativă a miezului magnetic este de 1000, conform celor de mai sus, un întrefier de 0.1 mm concentrează o tensiune magnetică egală cu o lungime de 100 mm circuit feromagnetic.

Conform celor de mai sus, pentru realizarea unui convertor curent-tensiune performant, cu compensarea tensiunii magnetomotoare există cel puțin două soluții acceptabile:

-circuitul magnetic să fie realizat de formă circulară, cu secțiune constantă, pentru ca bobina Rogovski, realizată de aceeași formă, să fie uniform distribuită pe toată lungimea circuitului magnetic; în acest caz valoarea întrefierului influențează decisiv precizia ce poate fi obținută;

-circuit magnetic de o formă oarecare și bobină Rogovski realizată în întrefier, sub forma unei mici bobine de aceeași suprafață ca circuitului magnetic în secțiunile adiacente; în acest caz convertorul va fi asemănător cu modelele bazate pe sondă Hall, cu avantajul, principal, al unei mai bune linearități; pentru ca o parte cât mai mare din tensiunea magnetică să cadă pe porțiunea de întrefier în care este plasată bobina Rogovski, se cere ca permeabilitatea magnetică a miezului să fie cât mai mare.

## 5.4. CONCLUZII

5.4.1. Din expresia ce reprezintă legea circuitului magnetic rezultă că nu este posibilă realizarea unui transformator ideal, fără erori de principiu, prin metoda reducerii fluxului magnetic sau a creșterii permeabilității, întrucât fluxul din miez nu poate fi zero, iar permeabilitatea nu poate fi infinită. Scăderea fluxului, prin metodele cunoscute de compensare electronică a erorilor, poate conduce la alte erori, ca de exemplu cele datorate creșterii dispersiei magnetice.

5.4.2. Plecând de la observațiile precedente, se propune o nouă metodă de compensare electronică a erorilor, capabilă să ofere soluția ideală a transformatorului (convertorului) de curent. Conform metodei, în scopul realizării unui convertor ideal, curent-curent, la curentul secundar al transformatorului, rezultat prin inducție electromagnetică, se adaugă un curent suplimentar, proporțional strict cu solenația echivalentă, corespunzătoare legii circuitului magnetic. Componenta suplimentară de curent, se obține prin integrarea, respectiv conversia în curent, a semnalului de tensiune obținut la bornele unei bobine Rogovski lipită strâns de miezul magnetic.

5.4.3. Varianta conform metodei de convertor curent-tensiune are avantajul că în scopul compensării erorilor nu se consumă curent din sursele de alimentare. Această variantă este preferată în cazul realizării de aparate de măsurat cu transformator tip clește.

5.4.4. Ambele variante, convertor curent-curent sau curent-tensiune, permit reconstituirea valorii reale a curentului primar de măsurat, fără erori de principiu. Soluția are caracter general, în sensul că se realizează conversii independente de frecvență, de regimul de lucru, linear sau nelinear, sau de valoarea impedanței de sarcină. Faptul că fluxul prin miezul magnetic nu este aproape de zero, ca și în cazul metodelor clasice de compensare electronică a erorilor, constituie un avantaj suplimentar, susceptibil a contribui la micșorarea erorilor datorate dispersiei magnetice.

Termenul de eroare va fi dat doar de acuratețea reconstituirii, prin amplificare și integrare electronică, a termenului ce corespunde integralei pe contur a intensității câmpului magnetic. Erorile curentului suplimentar, injectat în sarcină din circuitele electronice, sunt erori de ordinul doi pentru factorul de transfer al convertorului, la fel ca și în cazul metodelor de compensare a transformatoarelor de curent în două trepte.

5.4.5. Pentru reducerea la minim a erorilor corespunzătoare s-a conceput și experimentat un integrator cu un factor de amplificare în curent continuu de ordinul miilor și cu erori de unghi de ordinul minutelor.

5.4.6. Determinările experimentale, pentru cazul convertorului curent-tensiune, realizate pe un mic transformator de curent cu raportul de transformare de 1:10, pe miez magnetic toroidal din tolă feromagnetică de calitate obișnuită, au pus în evidență justetea ipotezelor teoretice, atât la regimul limită de mers în gol, cât și la mers în sarcină, indiferent de valoarea sarcinii secundare.

5.4.7. La mersul în gol, fără sarcină secundară, sensibilitatea, din punctul de vedere al valorii termenului de eroare al transformatorului, este maximă, deoarece termenul obținut pe cale electronică echilibrează amperspirele primare. Regimul de mers în gol este indicat pentru determinarea ponderii termenului de eroare în raport cu amperspirele primare și secundare.

5.4.8. Eroarea convertorului corespunzătoare regimului de mers în gol a fost mai mică de 1 %. Aceasta înseamnă că, în sarcină, eroarea transformatorului compensat conform metodei va fi mai mică cu două ordine de mărime decât în cazul transformatorului necompensat.

5.4.9. Convertorul curent-tensiune, corespunzător regimului de mers în gol, poate fi utilizat direct la măsurarea curentului cu o precizie de 1%.

5.4.10. Convertorul conform metodei are o comportare excepțională la supracurenți care determină intrarea în saturație a miezului magnetic. Răspunsul convertorului rămâne proporțional,



respectiv în fază, și pentru curenți de mers în gol de câteva ori mai mari decât valoarea corespunzătoare intrării în saturație miezului magnetic.

5.4.11. Verificările experimentale au fost realizate pe un stand propriu, proiectat și realizat în scopul evidențierii erorilor de raport și de unghi de ordinul ppm.

5.4.12. Comparația dintre valorile calculate și măsurate ale parametrilor caracteristici circuitelor electronice, au confirmat justetea ipotezelor de calcul.

5.4.13. Pe bază măsurărilor experimentale s-au determinat erorile de linearitate, de raport și de unghi, atât pentru transformatorul necompensat, cât și pentru transformatorul compensat. Verificările au fost realizate pentru următoarele valori ale sarcinii secundare: 1  $\Omega$ , 10  $\Omega$ , 20  $\Omega$ , 30  $\Omega$ , 40  $\Omega$  și 50  $\Omega$ , pentru amperspire primare cuprinse în intervalul 5..50 A.

5.4.14. Erorile transformatorului necompensat variază mult în zona curenților mici și imediat după intrarea în saturație. Pentru sarcină secundară de 50  $\Omega$  erorile de linearitate depășesc valoarea de 10 %.

5.4.15. Pentru același transformator compensat conform metodei, erorile se încadrează, și pentru sarcinade 50  $\Omega$ , între +0.015 % și -0.03 %.

5.4.16. Pentru varianta de transformator fără compensare erorile de linearitate, de raport și de unghi, variază crescător. Pentru varianta cu compensare eroarea de raport variază descrescător, iar eroarea de unghi crescător.

5.4.17. Erorile de linearitate, de raport și de unghi, pentru varianta cu compensare, sunt cu două ordine de mărime mai mici decât în cazul transformatorului necompensat, așa cum s-a anticipat pe baza măsurărilor de la proba de mers în gol.

5.4.18. Metoda de compensare este caracterizată printr-o insensibilitate remarcabilă în raport cu variația sarcinii secundare: la modificarea sarcinii secundare de la 1  $\Omega$  la 40  $\Omega$  erorile de linearitate sunt mai mici de 0.01 %.

5.4.19. Din analiza comportării în regim deformant a celor

două convertoare, cu și fără compensare, a rezultat o reducere a efectului armonicelor în același raport: două ordine de mărime.

5.4.20. Pe bază de determinări experimentale și cu justificare teoretică se arată că pentru realizarea unui transformator tip clește performant, cu compensarea tensiunii magnetomotoare se întrevăd două soluții, miez magnetic circular de secțiune constantă pe toată lungimea, sau transformator tip clește cu mici bobine concentrate la limita întrefierului, asemănător constructiv variantelor cu sondă Hall. Varianta cu compensarea tensiunii magnetomotoare are două avantaje în raport cu varianta bazată pe traductor Hall: lin<sup>4</sup>itate mult mai bună și preț de cost mai mic. Varianta cu sondă Hall prezintă avantajul important că permite măsurarea simultană a curentului continuu și curentului alternativ.

## 6. DEZVOLTARI VIITOARE

6.1. TRANSFORMATOR DE CURENT ÎN DOUĂ TREPTE  
CU COMPENSAREA TENSIUNII MAGNETOMOTOARE

Așa cum s-a arătat, transformatorul de curent în două trepte prezintă importanță, sub aspectul obținerii unor precizii ridicate, doar în cazul în care sarcina secundară este aproape de zero. Așa cum s-a arătat, metoda Saunders simulează pe cale electronică sarcina secundară nulă. În acest caz curentul corespunzător celei de-a doua trepte este integral furnizat pe cale electronică. Pentru o valoare dată a impedanțelor de magnetizare, precizia metodei este influențată de valoarea impedanței proprii a înfășurării treptei a 2-a: cu cât această impedanță este mai mare cu atât erorile sunt mai mari.

Prin aplicarea principiului compensării tensiunii magnetomotoare transformatorului de curent în două trepte, așa cum se va vedea în cele ce urmează, erorile pot fi reduse suplimentar față de metoda Saunders și, ceea ce este important, curentul generat pe cale electronică se reduce față de toate metodele cunoscute.

Principiul metodei de compensare a tensiunii magnetomotoare pentru transformatorul în două trepte este ilustrat în figura 6.1.

Conform figurii, miezul treptei 1 este constituit din două secțiuni, M11 și M22, care cuprind miezul treptei a-2-a, M2. Acest aranjament asigură o ecranare suplimentară a miezului M2. Curentul primar  $I_p$  parcurge cele

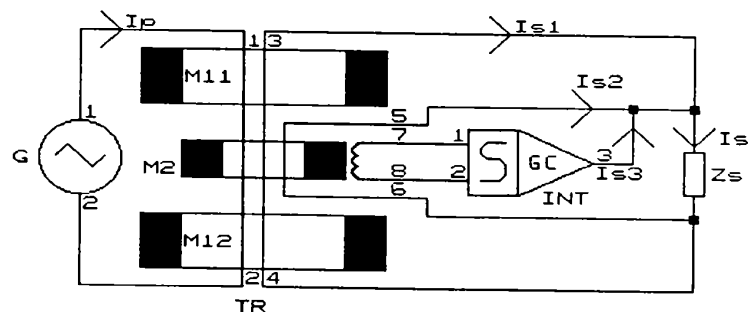


Fig.6.1. Transformator de curent în 2 trepte cu compensarea tensiunii magnetomotoare.

$N_p$  spire primare care înconjoară toate miezurile. Curentul secundar,  $I_{s1}$  parcurge cele  $N_s$  spire ale înfășurării secundare de bază. O a

doua înfășurare secundară, cu același număr de spire,  $N_s$ , parcurse de curentul  $I_{s2}$ , îmbracă numai miezul treptei a-2a,  $M_2$ . Bobina de tip panglică, este dispusă strâns în jurul miezului  $M_2$ , pentru a culege tensiunea proporțională cu intensitatea câmpului magnetic din acest miez. Bobina, împreună cu integratorul,  $S$ , și amplificatorul transconductanță,  $GC$ , asigură componenta de curent  $I_{s3}$ , care se ajustează la valoarea:

$$I_{s3} = I_{m2} \frac{N_p}{N_s} \quad (6.1)$$

În relația (6.1)  $I_{m2}$  reprezintă curentul de magnetizare al treptei a doua, valoare ce corespunde, după cum se știe, integralei pe contur închis a intensității câmpului magnetic din miezul  $M_2$ .

Curentul prin sarcina de impedanța  $Z_s$  va fi:

$$I_s = I_{s1} + I_{s2} + I_{s3} = I_{s1} + I_{s2} + I_{m2} \frac{N_p}{N_s} \quad (6.2)$$

adică exact expresia ce corespunde Legii circuitului magnetic pentru miezul treptei a doua.

Precizia metodei va fi limitată de precizia reconstituirii componentei  $I_{m2}$ , prin intermediul bobinei  $R$  și a circuitelor electronice asociate. Se poate estima că plecând de la un transformator cu precizia de 1%, pentru o sarcină secundară redusă, se poate obține, prin adăugarea celei de-a doua trepte, [21], o creștere cu două ordine de mărime a preciziei inițiale. Compensând treapta a doua prin metoda tensiunii magnetotoare, conform figurii 6.1, se poate obține, așa cum s-a arătat, o creștere suplimentară a preciziei cu încă două ordine de mărime. Se poate deci obține un transformator de curent cu precizia de 1ppm, plecând de la un transformator inițial cu precizia de 1%.

Conform celor de mai sus, curentul generat pe cale electronică reprezintă un termen de ordinul 3, deoarece  $I_{s1}$  reprezintă componenta de ordinul 1, iar  $I_{s2}$ , componenta de ordinul doi.  $I_{s1}$  și  $I_{s2}$  rezultă prin inducție electromagnetică. Pe cale electronică se

forțează doar curentul  $I_{3j}$ , ce reprezintă o componentă de ordinul 3. Acest fapt constituie o noutate în raport cu toate metodele cunoscute de compensare electronică a erorilor transformatoarelor de curent.

Creșterea spectaculoasă a preciziei față de toate metodele cunoscute este însoțită și de alte avantaje:

- față de metoda compensării în două trepte precizia nu mai este influențată de valoarea sarcinii secundare;
- față de metoda Sounders curentul generat pe cale electronică este cu cel puțin un ordin de mărime mai mic;
- concentrarea fluxului magnetic în cel de-al doilea miez este mai bună față de metoda Sounders, deci dispersia este mai mică, ceea ce constituie de asemenea un avantaj, susceptibil să conducă la micșorarea erorilor de influență.

## 6.2 COMPENSAREA ELECTRONICĂ A TRANSFORMATOARELOR DIN EXPLOATARE

Creșterea continuă a costului energiei electrice justifică preocupările privind realizarea de aparate de măsurat, în primul rând contoare de energie electrică, tot mai precise, doar în măsura în care și precizia transformatoarelor de curent este îmbunătățită. După cum se știe transformatoarele de curent din exploatare sunt în general de clasă 0.5, astfel încât creșterea preciziei contoarelor de energie electrică peste 0.2% influențează nesemnificativ precizia de ansamblu.

În cele ce urmează se prezintă principiul unei metode care permite creșterea preciziei unui transformator din exploatare. Conform figurii 6.2, lângă transformatorul de bază, din exploatare, TB, se montează un transformator auxiliar TA, pe cât posibil din miez de permeabilitate ridicată, prevăzut cu unul sau două întrefieruri, de o valoare suficientă pentru ca acest transformator să nu se satureze. Transformatorul auxiliar se realizează cu același raport de transformare ca și transformatorul de bază. Infășurările primare și secundare ale celor două transformatoare

sunt legate în serie. În întrefierul (întrefierurile) transformatorului auxiliar se montează o bobina cu număr mare de spire prin intermediul căreia se culege tensiunea indusă corespunzătoare. În cazul a două întrefieruri, bobinele sunt cuplate în serie adițional, astfel încât suma tensiunilor induse să fie o măsură a tensiunii magnetomotoare pentru transformatorului auxiliar. Prezența întrefierurilor face ca transformatorul auxiliar să nu se satureze și să reprezinte, pentru transformatorul de bază, o sarcină lineară de valoare mică. Construcția cu cele două întrefieruri poate fi ușor realizată sub formă de transformator de curent tip clește perimetric. Tensiunea indusă în bobina (bobinele) din întrefier, la același curent primar, va fi mult mai mare decât în cazul bobinei de tip panglică, întrucât în întrefier fluxul magnetic este practic același cu cel din miez, iar secțiunea bobinei este mult mai mare. Această dispunere este necesară pentru creșterea sensibilității, deoarece fluxul magnetic din transformatorul auxiliar va fi mult mai mic decât în cazul transformatorului de bază.

Curentul primar parcurge în serie cele două înfășurări ale celor două transformatoare. Curentul secundar este același pentru ambele transformatoare, fiind forțat de primul transformator prin sarcina secundară și sarcina reprezentată de înfășurarea secundară a celui de-al doilea transformator.

Deoarece înfășurările transformatoarelor sunt parcurse în serie de curenții primar, respectiv secundar, ecuațiile corespunzătoare legii circuitului magnetic vor fi:

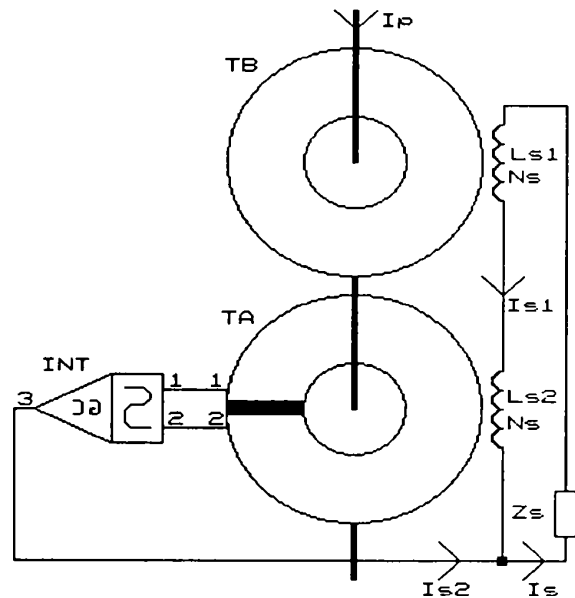


Fig. 6.2. Circuit pentru compensarea transformatoarelor de curent din exploatare. Schemă bloc.

$$\begin{aligned} i_p N_p + i_s N_s &= i_{m1} N_p \\ i_p N'_p + i_s N'_s &= i_{m2} N'_p \end{aligned} \quad (6.3)$$

Cum cele două transformatoare au același raport de transformare:

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{N'_s}{N'_p} = K \quad (6.4),$$

rezultă că și curenții de mers în gol vor fi egali:

$$i_p + K \cdot i_s = i_{m1} = i_{m2} \quad (6.4)$$

Reconstituind curentul de magnetizare prin intermediul transformatorului auxiliar, în modul prezentat în capitolul 5, și însumând acest curent cu cel secundar, se obține valoarea ideală a curentului secundar, fără erori de principiu.

Avantajele metodei sunt:

-precizia transformatorului de bază poate fi crescută cu cel puțin un ordin de mărime, suficient pentru ca ansamblul să constituie un dispozitiv de raport compatibil cu cele mai precise aparate de măsurat;

-prin intermediul circuitelor electronice de compensare se forțează doar componenta de eroare a curentului secundar; acest fapt este important sub aspectul randamentului energetic și al puterii disipate de etajul de ieșire al amplificatorului transconductanță;

- prin scoaterea accidentală din funcțiune a circuitului de compensare, transformatorul de bază își păstrează caracteristicile, iar aparatele de măsurat înseriate în circuitul secundar vor rămâne în funcțiune; pe perioada scoaterii din funcțiune a circuitului de compensare erorile de conversie rămân cele ale transformatorului de bază.

## 6.3. CONCLUZII

6.3.1. Prin aplicarea principiului compensării tensiunii magnetomotoare la transformatoare de curent în două trepte s-ar obține precizii superioare tuturor metodelor cunoscute. Cu un transformator inițial necompensat, realizat din tolă feromagnetică obișnuită, caracterizat prin erori de 1%, prin aplicarea principiului compensării tensiunii magnetomotoare celei de-a doua trepte, s-ar putea obține precizii de ordinul ppm.

6.3.2. Noutatea absolută a metodei constă în aceea că erorile datorate reconstituirii inexacte a termenului ce reprezintă solenația echivalentă corespunzătoare treptei a doua, sunt erori de ordinul trei pentru funcția de transfer, întrucât curentul prin sarcină are trei componente, corespunzătoare celor trei ordine descrescătoare: curentul secundar principal, curentul treptei a 2-a, rezultat prin inducție, și curentul corespunzător solenației echivalente treptei a doua, generat pe cale electronică, conform metodei. Cele mai precise metode cunoscute de compensare electronică a erorilor transformatoarelor de curent, asociate transformatorului în două trepte, furnizează, pe cale electronică, un curent suplimentar de ordin secund în raport cu cel principal. În acest caz erorile circuitelor electronice, pentru factorul de transfer, sunt erori de ordinul doi. Faptul că valoarea curentului generat pe cale electronică are, principial, cea mai mică valoare în raport cu metodele cunoscute, constituie un alt avantaj, sub aspectul consumului de putere și dimensionării circuitelor electronice asociate.

6.3.3 Metoda electronică de compensare a erorilor transformatoarelor de curent din exploatare ar permite micșorarea erorilor de măsurare cu cel puțin un ordin de mărime. În acest fel ar putea fi puse în valoare și performanțele celor mai precise aparate de măsurat (contoare de energie electrică).

6.3.4 Scoaterea din funcțiune a transformatorului auxiliar ar afecta nesemnificativ precizia inițială a transformatorului de bază.



6.3.5 Ca realizare practică, datorită particularităților constructive, transformatorul auxiliar poate fi realizat mobil, sub formă de transformator-clește. Acest fapt ar facilita montajul într-o instalație existentă, fără a fi necesară scoaterea de sub tensiune a transformatorului de bază.

## 7. CONCLUZII GENERALE

7.1. Transformatorul de tip clește și transformatorul de curent în montaj fix, deși bazate pe același principiu și cu o sumă de caracteristici comune, se deosebesc esențial, sub aspectul erorilor de principiu. Deosebirile sunt date de particularitățile proprii: în cazul transformatorului tip clește conductorul parcurs de curentul de măsurat poate ocupa orice poziție în interiorul ferestrei transformatorului, iar circuitul magnetic este neomogen, cu întrefieruri. Aceste particularități au limitat aplicabilitatea transformatorului tip clește la măsurări de precizie. Obiectivul creșterii preciziei transformatoarelor de curent tip clește nu poate fi realizat fără cunoașterea metodelor de creștere a preciziei transformatoarelor de curent în general. Acesta este motivul principal pentru care, în scopul îmbunătățirii măsurărilor cu transformator tip clește-ampmetric, cele două dispozitive, transformatorul de curent în montaj fix și transformatorul mobil de tip clește ampmetric, nu pot fi studiate separat. Pe de altă parte, așa cum sperăm să convingă prezenta lucrare, prin studiul atent al erorilor transformatoarelor de tip clește, se pot obține sugestii importante și pentru creșterea preciziei transformatoarelor în montaj fix.

7.2. Erorile specifice transformatorului de tip clește, cu deplasarea conductorului în interiorul ferestrei, de influență în câmp magnetic neomogen și omogen, pot fi studiate cel mai simplu pe modele în aer, cu simetrie. Rezultatele obținute sunt valabile, calitativ, și pentru transformatoarele tip clește pe miez magnetic. Studiul erorilor transformatorului toroidal, în aer, arată că dacă transformatorul este realizat cu simetrie perfectă: distribuție uniformă a spirelor și sectoare fără spire, erorile sunt minime. Pentru reducerea erorilor date de prezența sectoarelor fără spire o măsură utilă este aceea a simetrizării sectoarelor fără spire în raport cu partea compactă de înfășurare. Aceste concluzii sunt valabile și pentru transformatorul tip clește cu miez magnetic.

7.3. Pentru transformatorul toroidal în aer dacă spirele sunt

uniform distribuite, erorile depind de excentricitate și de numărul de spire; pentru coeficienți de excentricitate de sub 0.8 și număr de spire mai mare de 20, erorile sunt suficient de mici și pentru transformatorul în aer;

7.4. Dacă unghiul sectoarelor fără spire tinde la 180 de grade, eroarea cu deplasarea conductorului tinde la 50%.

7.5. Erorile specifice transformatorului de tip clește ampermetric cu miez feromagnetic se reduc în măsura creșterii permeabilității magnetice a miezului.

7.6. Prezența întrefierurilor, specifică transformatoarelor reale de tip clește ampermetric, reprezintă o sursă suplimentară de erori.

7.7. Erorile de măsurare ale transformatorului cu două sau mai multe întrefieruri sunt mai mici decât cele ale transformatorului cu un singur întrefier.

7.8. În cazul transformatorului pe miez magnetic, utilizarea materialelor de înaltă permeabilitate și pierderi specifice mici, reprezintă o posibilitate importantă de reducere a erorilor de linearitate. Cu astfel de materiale curentul poate fi măsurat pe baza inducției din întrefier, fără erori semnificative. Dispozitivele cu sondă HALL permit măsurarea atât a curentului alternativ, cât și a curentului continuu. Curentul continuu, sau de frecvență joasă, poate fi măsurat prin metoda cleștelui ampermetric și cu dispozitive funcționând pe principiul detecției pe armonica a-2-a.

7.9. Pentru măsurarea curentului electric din linii aeriene, sau circuite de înaltă tensiune, s-a brevetat un transformator tip clește-ampermetric cu măsurare la nivelul curentului, urmată de conversie în frecvență și transmisie prin canal optic la nivelul operatorului. Acest tip de transformator-clește este destinat a realiza o securitate maximă la măsurări sub tensiune în instalații electrice de orice nivel.

7.10. Dintre metodele de compensare a erorilor transformatoarelor de curent, cele pasive pot contribui la realizarea de dispozitive robuste și independente față de surse

auxiliare de tensiune. Acesta este motivul pentru care, la precizii egale între o metodă de compensare activă și una pasivă se preferă cea de-a doua metodă. O metoda recentă de compensare pasivă a transformatorului de curent în două trepte, [145], reprezintă varianta care poate asigura precizii comparabile cu cele specifice metodelor de compensare electronică a erorilor.

7.11. Pentru cunoașterea erorilor de linearitate ale transformatorului tip clește de fabricație ICEMENERG București s-a realizat un studiu experimental care a condus la câteva concluzii importante:

7.11.1. Erorile transformatorului pe domeniul 0-10 A sunt mult prea ridicate, situație ce justifică necesitatea compensării;

7.11.2. Fără compensare capacitivă transformatorul nu poate fi utilizat în scopul măsurării puterii, datorită în primul rând erorilor de unghi de peste 30 de grade.

7.11.3. Compensarea capacitivă, pe lângă faptul că permite anularea erorii de unghi într-un punct de funcționare, contribuie și la reducerea erorii de raport, prin aceea că, la același factor de transfer, se reduce impedența de sarcină secundară a transformatorului.

7.11.4. Pe domeniile de 100 A și 1000 A, cu compensare capacitivă, atât erorile de modul, cât și cele de fază sunt suficient de mici pentru a putea realiza cu acest transformator un multimetru cu precizie de 1%.

7.12. Pe baza unei cercetări finanțate de ICEMENERG s-a realizat un nou model de măsurare, care s-a brevetat, omologat și fabricat în producția de serie.

7.13. Pentru compensarea eficientă a erorilor transformatorul de curent trebuie să fie de construcție specială, fie cu un miez și două înfășurări secundare, fie cu două miezuri. Pentru un transformator cu o înfășurare secundară aflat în exploatare se poate reduce doar eroarea externă, cu dezavantajul generării pe cale electronică a întregii valori a curentului secundar. Excepție face o metodă ce presupune legătură galvanică între circuitele primar și secundar ale transformatorului, pe baza căreia se poate

compensa eroarea prin generarea electronică a componentei de eroare.

7.14. Transformatoarele de curent în două trepte, cu compensare electronică a erorilor, sunt superioare atât sub aspectul preciziei ce poate fi obținută, cât și sub aspectul randamentului energetic, deoarece circuitul electronic de compensare furnizează doar componenta de eroare a curentului secundar.

7.15. Atât pentru transformatoarele de curent cu o treaptă, cât și pentru cele în două trepte, se poate obține o precizie superioară dacă înfășurarea de detecție nu este parcursă de curent.

7.16. Pe baza concluziilor desprinse din studiul metodelor de compensare electronică a transformatoarelor de curent s-au brevetat două modele de transformatoare de curent tip clește, [63], [68]. Pentru aparate, dispozitive și metode de măsurare în legătură cu transformatoare de tip clește s-au obținut peste 10 brevete de invenție.

7.17. S-au conceput noi metode, [64], [66], [67], și aparate electronice de măsurat, [65], [66], toate în premieră națională, confirmate prin buletine de verificare emise de INMB, [87], [88], [89], [90], [91], [92]. Dintre aceste aparate menționăm: transformatoare de tip clește pe domenii de curenți: 0..5 A; 0..50 A și 0..1000 A; multimetre digitale cu transformator de tip clește pentru măsurarea curentului, tensiunii, puterii active, puterii reactive și factorului de putere; convertoare putere-frecvență pentru telemăsurarea energiei electrice.

7.18. Pentru cunoașterea cât mai exactă a erorilor specifice transformatorului de tip clește cu miez magnetic neomogen, pe baza metodei elementului finit (MEF), s-a întocmit un program de calcul a câmpului magnetic în 2D, MAR4. Programul poate fi orientat în modul automat, pentru o configurație impusă, sau semiautomat, cu date proprii aplicației. Pentru configurația impusă se pot schimba, prin dialog interactiv, parametrii caracteristici ai modelului. Rețeaua rectangulară ce discretizează mediul pentru modul automat poate fi ajustată, pas cu pas, până la obținerea unor detalii de o

formă dorită.

7.19. Pentru analiza modelelor cu date proprii, în scopul creșterii flexibilității în exploatare a programului MAR4, s-a realizat un program de discretizare semiautomată, care plecând de la coordonatele liniilor și coloanelor rețelei de discretizare, și a limitelor de medii, stabilește automat discretizarea corespunzătoare și salvează datele într-un fișier, care poate fi importat de programul principal.

7.20. Programul MAR4 soluționează problema calculului de câmp pentru medii magnetice nelineare, în care scop caracteristica de magnetizare este introdusă tabelar, iar calculul mărimilor caracteristice, potențiale magnetice în noduri și inducții magnetice în elemente, se calculează prin trei iterații succesive. Programul realizează reprezentarea grafică a spectrului câmpului magnetic pe display sau la imprimantă. Valorile finale ale inducțiilor din elemente sunt salvate într-un fișier, INDUCTII.TAB. Datele acestui fișier sunt preluate în programul QUATTRO PRO și prelucrate cu relații de calcul sub formă de macroinstrucțiuni pentru calculul: erorilor metodei numerice, erorilor cu poziția conductorului și de influență în câmpul magnetic perturbator.

7.21. Pentru evaluarea erorilor metodei de calcul, s-a verificat abaterea de la legea circuitului magnetic pentru un mare număr de cazuri, funcție de poziția conductorului, valoarea întrefierului, cu și fără curent secundar. Pentru valori ale întrefierului mai mari de 0.2 mm, erorile de metodă sunt mai mici de 0.1 %. La valori ale întrefierului de sub 0.1 mm, pentru obținerea unor precizii ridicate, se impune o afânare a rețelei de discretizare în zona întrefierurilor. Pentru curenți primari mai mici de 50 A, erorile de calcul sunt ne semnificative. În cazul prezenței curentului secundar cu rol de reacție negativă, erorile de calcul cresc, dar nu depășesc valoarea de 1 %.

7.22. Cu deplasarea conductorului în fereastra transformatorului apare o eroare corespunzătoare, funcție de coeficientul de excentricitate și valoarea întrefierului. Valoarea maximă a erorii pentru un întrefier de 1 mm și poziția

conductorului lângă unul din întrefieruri este de 1.5 %.

7.23. Prezența curentului secundar cu rol de reacție negativă determină creșterea erorilor cu valoarea întrefierului și poziția conductorului. Pentru un curent secundar reprezentând 90 % din valoarea curentului primar, erorile cu poziția cresc de circa 10 ori. Creșterea acestor erori este ilustrată prin grafice ce reprezintă spectrul liniilor de câmp, din care rezultă creșterea corespunzătoare a dispersiei magnetice.

7.24. În cazul limită al compensării ideale, când curentul primar este compensat complet de către curentul secundar, pe baza analizei spectrului câmpului magnetic, s-a emis ipoteza posibilității creșterii preciziei metodelor de compensare electronică, dacă înfășurarea de compensare este dispusă fie peste înfășurarea secundară, fie pe partea fără pătură de curent secundar. Acest fapt a fost verificat experimental, obținându-se o micșorare a erorilor de linearitate cu un ordin de mărime. S-a numit procedeul "SUPRACOMPENSARE".

7.25. Dacă în vecinătatea transformatorului este dispus un conductor parcurs de curent, apar erori corespunzătoare, dependente de valoarea curentului și distanța dintre conductor și miezul magnetic. Valoarea întrefierului și calitatea miezului magnetic influențează neesențial eroarea de influență.

7.26. Produsul dintre tensiunea indusă în înfășurarea secundară, dispusă pe cele două coloane, și distanța dintre conductor și miezul magnetic, constituie un invariant. Pe această bază se poate evalua eroarea de influență în câmpul curenților vecini transformatorului. Eroarea de influență se poate elimina prin aplicarea corecției corespunzătoare. Această ipoteză a fost studiată experimental pe modelul de transformator clește fabricat de ICEMENERG. S-a regăsit concluzia desprinsă din analiza matematică: produsul dintre indicația ampermetrului-clește și distanța dintre conductorul exterior, parcurs de curent, și centrul de simetrie al transformatorului, este o măsură a curentului de influență. Din acest punct de vedere fiecare model de transformator-clește poate fi asimilat unei mici bobine, dispusă în aer, în centrul de

simetrie al transformatorului. Pentru fiecare model se poate determina o constantă proprie, ce va permite calculul erorilor de influență. Pentru calculul acestor erori se dau relații generale, funcție de distanța dintre conductor și centrul de simetrie al transformatorului, de unghiul format de vectorul de poziție al conductorului cu axa întrefierurilor, de diferența de fază dintre curenții din fereastră și exterior, de poziția spațială a curenților de influență în raport cu curentul de măsurat.

7.27. Se propune o metodă de verificare a sensibilității transformatoarelor tip clește în câmp magnetic mult mai obiectivă decât cea impusă de STAS 4640/2. Conform propunerii se trece același curent prin două conductoare, unul în fereastra transformatorului și altul în exterior, în diverse poziții. Diferența indicațiilor din situația când acționează numai curentul din fereastră și cea corespunzătoare acțiunii simultane a celor doi curenți, ar fi chiar eroarea de influență.

7.28. Plecând de la o analiză critică a metodelor de compensare a erorilor transformatoarelor de curent, se propune o nouă metodă, capabilă să ofere soluția ideală a transformatorului (convertorului) de curent. Conform metodei, în scopul realizării unui convertor ideal, curent-curent, la curentul secundar al transformatorului, rezultat prin inducție electromagnetică, se adaugă un curent suplimentar, proporțional strict cu solenația echivalentă, corespunzătoare legii circuitului magnetic. Componenta suplimentară de curent, se obține prin integrarea, respectiv conversia în curent, a semnalului de tensiune obținut la bornele unei bobine Rogovski lipită strâns de miezul magnetic.

7.29. Varianta conform metodei de convertor curent-tensiune are avantajul că în scopul compensării erorilor nu se consumă curent din sursele de alimentare. Această variantă ar fi ideală în cazul realizării de aparate de măsurat cu transformator tip clește.

7.30. Ambele variante, convertor curent-curent, sau curent-tensiune, permit reconstituirea valorii reale a curentului primar de măsurat, fără erori de principiu. Soluția are caracter general, în sensul că se realizează conversii independente de frecvență, de



regimul de lucru, linear sau nelinear, sau de valoarea impedanței de sarcină. Faptul că fluxul prin miezul magnetic nu este aproape de zero, ca și în cazul metodelor clasice de compensare electronică a erorilor, constituie un avantaj suplimentar, susceptibil a contribui la micșorarea erorilor datorate dispersiei magnetice. Termenul de eroare va fi dat doar de acuratețea reconstituirii, prin amplificare și integrare electronică, a termenului ce corespunde integralei pe contur a intensității câmpului magnetic. Erorile curentului suplimentar, injectat în sarcină din circuitele electronice, sunt erori de ordinul doi pentru factorul de transfer al convertorului, la fel ca și în cazul metodelor de compensare a transformatoarelor de curent în două trepte.

7.31. Pentru reducerea la minim a erorilor corespunzătoare s-a conceput și experimentat un integrator cu un factor amplificare în curent continuu de ordinul miilor și cu erori de unghi de ordinul minutelor.

7.32. Determinările experimentale, pentru cazul convertorului curent-tensiune, realizate pe un mic transformator de curent cu raportul de transformare de 1:10, pe miez magnetic toroidal din tolă feromagnetică de calitate obișnuită, au pus în evidență justetea ipotezelor teoretice, atât la regimul limită de mers în gol, cât și la mers în sarcină, indiferent de valoarea sarcinii secundare.

7.33. La mersul în gol, fără sarcină secundară, sensibilitatea, din punctul de vedere al valorii termenului de eroare al transformatorului, este maximă, deoarece temenul obținut pe cale electronică echilibrează amperspirele primare. Din acest motiv regimul de mers în gol este indicat pentru determinarea ponderii termenului de eroare în raport cu amperspirele primare și secundare.

7.34. Eroarea convertorului, corespunzătoare regimului de mers în gol, a fost mai mică de 1 %. Aceasta înseamnă că, în sarcină, eroarea transformatorului compensat conform metodei va fi mai mică cu două ordine de mărime decât în cazul transformatorului necompensat.

7.35. Convertorul curent-tensiune, corespunzător regimului de mers în gol, poate fi utilizat direct la măsurarea curentului cu o precizie de 1%.

7.36. Convertorul conform metodei are o comportare excepțională la supracurenți care determină intrarea în saturație a miezului magnetic. Răspunsul convertorului rămâne proporțional, respectiv în fază, și pentru curenți de mers în gol de câteva ori mai mari decât valoarea corespunzătoare intrării în saturație a miezului magnetic.

7.37. Verificările experimentale au fost realizate pe un stand propriu, proiectat și realizat în scopul evidențierii erorilor de raport și de unghi de ordinul ppm. Comparația dintre valorile calculate și măsurate ale parametrilor caracteristici circuitelor electronice, au confirmat justetea ipotezelor de calcul.

7.38. Pe baza măsurărilor experimentale s-au determinat erorile de linearitate, de raport și de unghi, atât pentru transformatorul necompensat, cât și pentru transformatorul compensat. Verificările au fost realizate pentru următoarele valori ale sarcinii secundare: 1  $\Omega$ , 10  $\Omega$ , 20  $\Omega$ , 30  $\Omega$ , 40  $\Omega$  și 50  $\Omega$ , pentru amperspire primare cuprinse în intervalul 5..50 A. Erorile transformatorului necompensat variază mult în zona curenților mici și imediat după intrarea în saturație. Pentru sarcină secundară de 50  $\Omega$  erorile de linearitate depășesc valoarea de 10 %. Pentru același transformator compensat conform metodei, erorile se încadrează, și pentru sarcina de 50  $\Omega$ , între +0.015 % și -0.03 %. Pentru varianta de transformator fără compensare, erorile de linearitate, de raport și de unghi, variază crescător. Pentru varianta cu compensare eroarea de raport variaza descrescător, iar eroarea de unghi crescător.

7.39. Erorile de linearitate, de raport și de unghi, pentru varianta cu compensare, sunt cu două ordine de mărime mai mici decât în cazul transformatorului necompensat, așa cum s-a anticipat pe baza măsurărilor de la proba de mers în gol.

7.40. Metoda de compensare este caracterizată printr-o insensibilitate remarcabilă în raport cu variația sarcinii

secundare: la modificarea sarcinii secundare de la  $1 \Omega$  la  $40 \Omega$ , erorile de linearitate sunt mai mici de  $0.01 \%$ .

7.41. Din analiza comportării în regim deformant a celor două convertoare, cu și fără compensare, a rezultat o reducere a efectului armonicelor tot cu două ordine de mărime.

7.42. Pe bază de determinări experimentale și cu justificare teoretică se arată că pentru realizarea unui transformator tip clește performant, cu compensarea tensiunii magnetomotoare se întrevăd două soluții: miez magnetic circular de secțiune constantă pe toată lungimea, sau transformator tip clește cu mici bobine concentrate la limita întrefierului, asemănător constructiv variantelor cu sondă Hall. Varianta cu compensarea tensiunii magnetomotoare are două avantaje în raport cu varianta bazată pe traductor Hall: linearitate mult mai bună și preț de cost mai mic.

7.43. Aplicarea principiului compensării tensiunii magnetomotoare la transformatoarele de curent în două trepte poate aduce avantaje importante, sub aspectul obținerii de precizii superioare tuturor metodelor cunoscute și al consumului energetic al surselor auxiliare. Cu un transformator inițial necompensat, realizat din tolă feromagnetică obișnuită, caracterizat prin erori de  $1\%$ , prin aplicarea principiului compensării tensiunii magnetomotoare celei de-a două trepte s-ar putea obține precizii de ordinul ppm. Noutatea absolută a metodei constă în aceea că erorile datorate reconstituirii inexacte a termenului ce reprezintă solenația echivalentă corespunzătoare treptei a doua, sunt erori de ordinul trei pentru funcția de transfer, întrucât curentul prin sarcină are trei componente, corespunzătoare celor trei ordine descrescătoare: curentul secundar principal, curentul treptei a 2-a, rezultat prin inducție, și curentul corespunzător solenației echivalente treptei a doua, generat pe cale electronică, conform metodei. Cele mai precise metode cunoscute de compensare electronică a erorilor transformatoarelor de curent, asociate transformatorului în două trepte, furnizează, pe cale electronică, un curent suplimentar de ordin secund în raport cu cel principal. În acest caz erorile circuitelor electronice, pentru factorul de

transfer, sunt erori de ordinul doi. Faptul că valoarea curentului generat pe cale electronică are, principial, cea mai mică valoare în raport cu metodele cunoscute, este important sub aspectul consumului de putere și dimensionării circuitelor electronice asociate.

7.44. Se propune o metodă electronică de compensare a erorilor transformatoarelor de curent din exploatare care ar permite micșorarea erorilor de măsurare cu cel puțin un ordin de mărime. În acest fel ar putea fi puse în valoare și performanțele celor mai precise aparate de măsurat, în special a contoarelor de energie electrică. Cu această metodă scoaterea din funcțiune a transformatorului auxiliar, în regim de avarie, ar afecta neesențial precizia inițială a transformatorului de bază. Ca realizare practică, datorită particularităților constructive, transformatorul auxiliar este recomandat a fi realizat mobil, sub formă de transformator-clește. Acest fapt ar facilita montajul într-o instalație existentă, fără a fi necesară scoaterea de sub tensiune a transformatorului de bază.

## BIBLIOGRAFIE

- [1] Agafiței, E., Crețu, E. *Considerații asupra metodei electronice de compensare a erorilor transformatoarelor de curent*. Bul. Inst. polit. Iasi XIX (XXIII), s. III, 87-95, 1973.
- [2] Anderson, O., W. *Laplacian electrostatic field calculations by finite elements with automatic grid generation*. IEEE Trans. on PAS, nr5, sept.-oct., 1973, p.1485-1492.
- [3] Anderson, O.W. *Finite element solution of complex potential electric fields*. IEEE Trans on PAS, vol.96, nr.4, iulie-august 1977, p.1077-1161.
- [4] Andreev, I.A., Abramzov, G.V. *Preobrazovateli toka dlea izmerenii bez razrîva țepi*. Energia, Leningrad, 1979.
- [5] Andreev, I.A. *Transformator toka s obratnoi cviaziiu*. Elektotehnica, 26-27, Moskva, 1981.
- [6] Andreev, I.A., Abramzov G.V. *Preobrazovateli toka dlea izmerenii bez razrîva țepi*. Energia, Leningrad, 1979.
- [7] Andronescu, Pl. *Bazele electrotehnicii, vol.I, II*. EDP, 1972
- [8] Angot, A. *Complemente de matematici*. E.T., București, 1965.
- [9] Antoniu, I.S. *Bazele electrotehnicii, vol.I, II*. E.D.P. București, 1974.
- [10] Balabanian, N., Bickart, T.A. *Teoria modernă a circuitelor*. E.T. București, 1974.
- [11] Beard, G. *Single-stage amplifier-aided current transformers possessing small ratio errors at 60 Hz*. IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. IM-28, nr.2, 141-146, 1979.
- [12] Beard, G. *100:1 step-up amplifier-aided two-stage current transformer with small ratio errors at 60 Hz*. IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. IM-28, nr.2, 146-152, 1979.
- [13] Besonov, L.A. *Teoriticeskie osnovî elektrotehniki*. Vîșșaiia șkola, Moskva, 1978.
- [14] Binns, K.J., Lowrson, P.J. *Analysis and computation of electric and magnetic field problems*. Pergamon Press, Oxford, 1963.
- [15] Bishop electric. *Prospect-Manșoane și cutii terminale la cabluri extrudate de tensiune medie și înaltă*.

- [16] Bocker, H., Sankaran, P. *Stromwandler mit Fehlerkompensation fur Einschwingvorgange*. ETZ-A Bd.90, 112-114, 1969.
- [17] Bodea, M, ș.a. *Circuite integrate lineare. Manual de utilizare, vol.II*. Editura Tehnică, 1980.
- [18] Bodea, M, ș.a. *Circuite integrate lineare. Manual de utilizare, vol.III*. Editura Tehnică, 1984.
- [19] Bodea, M, ș.a. *Circuite integrate lineare. Manual de utilizare, vol.IV*. Editura Tehnică, 1985.
- [20] Braun, A., ș.a. *An international comparasion of 50-60-Hz Current-ratio standards at currents up to 60 000 A*. IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol.IM-27, no.4, pp 430-433, december, 1978.
- [21] Brookss, H.B., Holtz, F.C. *The two-stage current transformers*. AIEE Trans., vol.41, nr.6, 382-391, 1922.
- [22] Bulucea, C., ș.a. *Circuite integrate lineare*. Ed.Tehnică, 1975.
- [23] Carpenter, C.J. *Finite-element network nodels and their application to eddy-current problems*. Proc.IEE, vol.122, nr.4, aprilie 1975, p.455-462.
- [24] Cătuneanu, V., ș.a. *Tehnologie electronică*. E.D.P., 1984.
- [25] Cioc, I., Vlad, I., Calotă, G. *Transformatorul electric*. Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1989.
- [26] Collatz, L. *Cislenie metodî reșenia diferentiaľnîh uravnenii*. Izd.I.L.Moskva, 1953.
- [27] Corduneanu, A. *Ecuatïi diferentiale cu aplicații în electrotehnică*. Ed.Facla, Timișoara. 1981.
- [28] Cuteanu, F., Marinov, R. *Metoda elementelor finite în proiectarea structurilor*. Ed.Facla, Timișoara, 1980.
- [29] Crețu, A, Agafiței, E. *Cercetări referitoare la compensarea automată a erorilor transformatoarelor de curent prin utilizarea unui amplificator electronic de mică putere asociat cu un transformator auxiliar*. Bul. Inst. polit. Iasi XX(XXIV), s.III, 59-67, 1974.
- [30] Crețu, E., Crețu, A., Prisăcaru, A. *Calculul și analiza erorilor transformatoarelor de curent compensate electronic*. Bul. Inst. polit. Iasi XXVI(XXXI), s.III, 53-59, 1981.

- [31] Crețu, E., Crețu, A. *Asupra dependenței erorilor transformatorului de curent de parametrii dispozitivului electronic de compensare automată*. Bul. Inst. polit. Iasi XXVIII (XXXII), s.III, 41-50, 1982.
- [32] Crețu, E., Crețu, A., Lucanu, M. *Transformator de curent în două trepte, cu compensare automată a erorilor*. Brevet RSR nr.87889.
- [33] Crețu, E., Crețu, A. *Dispozitiv pentru compensarea automată a erorilor transformatoarelor de curent*. Brevet RSR nr.82129.
- [34] Crețu, E. *Transformatoare de curent compensate prin procedee electronice*. Teză de doctorat, Institutul Politehnic Iași, 1985.
- [35] Decreton, M. *Calculul câmpurilor electromagnetice prin metoda elementelor finite*. Bull.ASE, vol.64, nr.19, 1973, p.1196-1203.
- [36] Demordash, N.A., Nehl, T.W. *An evolution of the methods of finite elements and finite differences in the solution of nonlinear electromagnetic fields in electrical machines*. IEEE Trans.on PAS, vol.98, nr.1, ian.-febr.1979, p.74-77.
- [37] Demidovici, B., Maron, I. *Elements de calcul numerique*. Ed.MIR.Moscou, 1973.
- [38] Dordea, T. *Mașini electrice*. EDP, 1977.
- [39] Eddy, So, ș.a. *High-current high-precision openable-core ac and ac/dc current transformers*. IEEE Trans.Instrum. Meas., Vol.42.no.2, pp 571-576, april 1993.
- [40] Emson, C. *Finite element methods applied to electromagnetic field problems*. Vector field Ltd, Oxon, U.K.
- [41] Fanneli, M. *Metoda elementelor finite:posibilitatea de aplicare la probleme de interes ale electrotehnicii (l.italiană)*. Electrotecnica vol.LXII, nr.6,iunie 1975, p.513-520.
- [42] Frankel, D. *Traductoare galvanomagnetice*. Editura Facla, 1974.
- [43] Friedl, R. *Stromwandler mit elektronischer fehlerkompensation*. Messtechnik, Bd., 76, 241-250, 1968.
- [44] Gheorghiu, I.S., Fransua, Al.S. *Tratat de mașini electrice,vol.I*. Ed.Acad., 1968.
- [45] Gheorghiu, I.S., Fransua, A.S. *Tratat de mașini electrice,vol.II*. Ed.Acad., 1970.

- [46] Gheorghiu, I.S., Fransua, Al.S. *Tratat de mașini electrice*, vol.III. Ed.Acad., 1971.
- [47] Gheorghiu, I.S. Fransua, Al.S. *Tratat de mașini electrice*, vol.IV. Ed.Acad., 1972.
- [48] Godunov, S.K., Reobenki, V.S. *Schema de calcul cu diferențe finite*. E.T., București, 1977.
- [49] Gradley, D., A. *Transient compensation of current transformers*. IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol.PAS-97, pp 1264-1271, July/Aug.1978.
- [50] Gray, P.R., Meyer, R.G. *Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare*. Editura Tehnică, 1983.
- [51] Iacob, C.ș.a. *Matematici clasice și moderne*, vol.I. E.T., București, 1978.
- [52] Iacob, C.ș.a. *Matematici clasice și moderne*, vol.II. E.T. București, 1979.
- [53] Ifrim, A., Noținger, P. *Materiale electrotehnice*. E.D.P, 1979.
- [54] Istvanfy, Gy., Sluszkiewicz, Th. *Fehlerwerminderung bei stromwandlern mit hilfe einer negativen burde*. Periodica Polytechnica Elektrotechnik, Budapest, 7, 137-153, 1963
- [55] Janischewskyi, W., Gela, G. *Finite element solution for electric fields of coronating DC transmission lines*. IEEE Trans.on PAS, vol.98, nr.3, mai-iunie 1979.
- [56] Jones, B.E. *Multimetru portabil de curent alternativ pentru măsurarea parametrilor electrici*. Din Control and Instrumentation, 3, nr.3, martie 1971.
- [57] Kopacek, J., Dvorak, M. *Transformatoare de măsură*. Ed. Tehnică, 1970.
- [58] Krasnitskii, I.A. *Effectivnaia magnitnaia pronitaemosct koltevogo cerdecinika v odnorodnom pole*. Geofizicescaia apparatura, Leningrad, Nedra, 37-41, 1972.
- [59] Krasnov, M.ș.a. *Equations integrales*. Ed.MIR.Mosqou, 1977.
- [60] Luciano, A., M., Savastano, M. *Noise in electronically compensated current transformers*. Manuscris.
- [61] Manolescu, A., ș.a. *Circuite integrate lineare*. EDP, 1983.
- [62] Marinca, St., Bumb, St. *Aparat pentru masurarea tensiunii*,



- curentului si puterii in retele electrice de joasa tensiune. Brevet RSR nr.82239.
- [63] Marinca, St. Traductor de curent inductiv. Brevet RSR nr.87965.
- [64] Marinca, St. Circuit pentru compensarea erorilor de decalaj ale multiplicatoarelor analogice. Brevet RSR nr.88011.
- [65] Marinca, S., Kovacs, S., Cristescu, Gh. Trusa de masura trifazata. Brevet RSR nr.94759.
- [66] Marinca, S., Kovacs, S. Dispozitiv pentru masurarea coeficientului de forma. Brevet RSR nr. 95199.
- [67] Marinca, S. Aparat pentru masurarea puterii active, reactive si a factorului de putere. Brevet RSR nr.95537.
- [68] Marinca, S. Traductor inductiv de curent. Brevet RSR nr. 96780.
- [69] Marinca, S. Multimetru. Dosar OSIM nr.125489.
- [70] Marinca, S., Fleseriu, N., Popescu, L. Ampermetru-clește. Brevet Romania nr.97881.
- [71] Marinca, S., Bumb, S. Clește monofazat pentru măsurarea curentului, tensiunii și puterii în rețele electrice de joasă tensiune. Comunicare la al doilea Simpozion Național al rețelilor electrice, Craiova 1982, publicată în ENERGETICA supliment, anul VIII, vol.2-3, 160-166, 1983.
- [72] Marinca, S., Studiu privind oportunitatea asimilării în fabricația IPE Bistrița a aparatelor electrice de măsurat fără contact. Universitatea Baia Mare, 1990.
- [73] Marinca, S. Multimetru numeric, fazele a-I-a și a-II-a. Contract de cercetare științifică nr.23/1990, beneficiar IPEE Bistrița.
- [74] Marinca, S. Trusă de măsură trifazată, fazele a-I-a și a-II-a. Contract de cercetare științifică nr.24/1990, beneficiar IPEE Bistrița.
- [75] Marinca, S. Multimetru clește de energie activă și reactivă. Contract de cercetare științifică nr.3273/87, beneficiar AUTOBUZUL București.
- [76] Marinca, S. Proiectarea și realizarea unei truse de măsură a

*tensiunii, curentului și puterii în rețele de joasă tensiune, fazele*

*I-a și a-II-a. Contract de cercetare științifică nr.363/1983, beneficiar ICEMENERG București.*

[77] *Marinca, S. Contract de cercetare științifică nr.206/1985, beneficiar ELECTROCONTACT Botoșani.*

[78] *Marinca, S. Cercetarea, proiectarea și executarea modelului experimental de măsurare a energiei electrice absorbite din rețea pt. mașina de lepuit placheți de siliciu LPX 1200 S. Contract de cercetare nr.83024/1984, beneficiar IMUAS Baia Mare.*

[79] *Marinca, S. Contract de cercetare științifică nr.1251/1982 privind efectuarea de măsurări la ob. Stația de compresoare Baia Mare, Ferneziu, Rafinare Pb, Seleniu tehnic, Seleniu pur, beneficiar UCPMMN Baia Mare.*

[80] *Marinca, S. Realizării privind măsurarea curentului și puterii în rețele electrice de joasă tensiune utilizând traductoare inductive de tip clește ampermetric. Comunicare la al 2-lea Simpozion Național de metrologie, București, 1984.*

[81] *Marinca, S. Aplicații ale măsurării curentului, puterii și energiei cu transformatoare de tip clește. Revista Utilizarea eficientă a energiei, editată de SOCER. Craiova, 17-20, Craiova, 1991.*

[82] *Marinca, S. Considerații privind influența câmpurilor magnetice perturbatoare asupra traductoarelor de curent de tip clește ampermetric. Metrologia aplicată, nr.4, 1985.*

[83] *Marinca, S. Trusă wattmetrică trifazată TM-01. Standard tehnic de ramură. ECHIMAR srl Baia Mare, 1990.*

[84] *Marinca, S. Multimetru numeric MD-01. Standard tehnic de ramură. ECHIMAR srl Baia Mare, 1990.*

[85] *Marinca, S. Transformatoare de curent cu compensare electronică a erorilor. Referatul nr.1 în cadrul pregătirii pentru doctorat. Universitatea Tehnică Timișoara, Facultatea de electronică și telecomunicații, Catedra de măsurări și electronică optică, 1994.*

[86] *Marinca, S. Aplicarea metodei elementului finit la*

- transformatoare de curent de tip clește. Referatul nr.2 în cadrul pregătirii pentru doctorat. Universitatea Tehnică Timișoara, Facultatea de electronică și telecomunicații, Catedra de măsurări și electronică optică, 1994.
- [87] \*\*\* Buletin de încercare nr.3/1991/5249, Trusă wattmetrică trifazată. Institutul Național de metrologie București, 1991.
- [88] \*\*\* Buletin de încercare nr.5283/1991, Multimetru numeric MD-01. Institutul Național de Metrologie București, 1991.
- [89] \*\*\* Buletin de încercare nr.102/84, Trusă de măsură pentru joasă tensiune. Institutul Național de Metrologie București, 1984.
- [90] \*\*\* Buletin de măsurare nr.3121/1988, Convertor curent-tensiune tip clește 0-20 A. Institutul Național de Metrologie București, 1988.
- [91] \*\*\* Buletin de măsurare nr.570/1988, Multimetru clește. Institutul Național de Metrologie București, 1988.
- [92] \*\*\* Buletin de măsurare nr.572/1988, Trusă wattmetrică trifazată. Institutul Național de Metrologie București, 1988.
- [93] Majlin, P.V., Boriu, N.V. Transformator toka. Brevet URSS, nr.792310/1980.
- [94] Migunov, A., L., ș.a. Transformator toka. Brevet URSS nr.918869/1982.
- [95] Miljiaanic, N. Petar, ș.a. An electronically enhanced magnetic core for current transformers. IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol.40, 410-414, April 1991.
- [96] Millea, A., Buzatu, C. On errors of transformer-arm bridges. Acta Imeko, 499-506, Budapest, 1967.
- [97] Millea, A., Popa, E. Transformatoare de măsurat compensate electronic. Comunicată la Simpozionul Național de Metrologie, 25-31 octombrie, 1981.
- [98] Millea, A. Contor electronic etalon ECON 1.2. I.N.M.B.
- [99] Millea, A., Popa, E. Contor etalon trifazat cu microrocesor. I.N.M.B.
- [100] Millea, A., Gruja, N. The use of inductive current-comparators for precise measurements. Akta Imeko, 263-276, Stockholm, 1964.

- [101] Millea, A. *Asupra utilizării metodelor de raport în măsurările electrice de mare precizie*. Comunicare la a doua Conferință a electricienilor, București, 23-26 septembrie, 1969.
- [102] Millea, A. *Măsurări electrice: Principii și metode*. Editura Tehnică, 1980.
- [103] Millea, A. *Cartea metrologului*. Editura Tehnică, 1985.
- [104] Miran, M. *Peak detection and electronic compensation of d.c. saturation magnetization in current transformers used in watt-hour meter installations*. Brevet SUA nr. 4255705.
- [105] Mîndru, Gh., Rădulescu M. *Analiza numerică a câmpului electromagnetic*. Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1986.
- [106] DI, Monaco, Di, ș.a. *Studiul câmpurilor electrice și magnetice staționare cu metoda elementelor finite*. Aplicație la transformatoare. *Eletrotehnică*, vol. LXII, nr.7, iulie 1975, 585-598.
- [107] Nicolau, Ed., ș.a. *Manualul inginerului electronist. Măsurări electronice*. Editura Tehnică, 1979.
- [108] Nicolau, Ed., ș.a. *Manualul inginerului electronist. Radiotehnica*. Ed. Tehnică, 1988.
- [109] Novac, I. *Mașini electrice*. IPT, 1969.
- [110] Peterson, O. *A self balancing current comparator*. *IEEE Trans.*, vol. IM-15, nr.1-2, 62-71, 1966.
- [111] Petrean, L., E., ș.a. *Metode moderne de studiu a câmpului electromagnetic în medii neomogene din subteran*. *Bul.șt.al Sesiunii interjudețene de referate și comunicări tehnico-științifice*, p.225, vol.I, Baia Mare, 1980.
- [112] Petrean, L., E. *Câmpuri de medii cu simetrie plan meridiană*. *Buletinul științific al I.I.S. Baia Mare, seria C*, 1981,
- [113] Petrean, L., E., ș.a. *Metoda elementelor finite utilizată la calculul câmpului electric în cable*. *Buletinul Științific al I.I.S. Baia Mare, seria C, vol.I*.
- [114] Petrean, L., E., Berinde, V. *Influența condițiilor inițiale asupra reducerii volumului de calcul la determinarea câmpurilor electrice prin metoda elementelor finite*. *Sesiunea a VII-a de referate și comunicări tehnico-științifice*, 24 ianuarie 1981, Baia

Mare.

- [115] Petrean, L., E. *Contribuții la studiul descărcărilor electrice parțiale în materiale electroizolante*. Teză de doctorat, Institutul politehnic Timișoara, 1982.
- [116] Pop, E., Chivu, M. *Măsurile electrice și magnetice, vol. I, II*. IPT, 1971.
- [117] Pop, E., Stoica, V. *Pricipii și metode de măsurare numerică*. Editura Facla, 1977.
- [118] Pop, E., Stoica, V., Crișan, S. *Măsurări în energetică*. Editura Facla, 1981.
- [119] Pop, E., Stoica, V., Naforniță, I., Petriu, E. *Tehnici moderne de măsurare*. Editura Facla, 1983.
- [120] Pop, E., Marinca, S. *Transformator de curent cu compensare electronică a erorilor*. Dosar OSIM 1994.
- [121] Potey, V. *Dispositif de mesure de grandeurs electriques*. Brevet de invenție Franta nr.2298110.
- [122] Preda, M., Cristea, P., Spinei, F. *Bazele electrotehnicii, vol. I, II*. EDP, 1980.
- [123] Preda, M., Cristea, P., Manea, F. *Bazele electrotehnicii. Probleme*. EDP, 1980.
- [124] Radu, Ov. *Componente electronice pasive*. Editura tehnică, 1981.
- [123] Răduleț, R. *Bazele electrotehnicii, Probleme I*. E.D.P. București, 1970.
- [124] Răduleț, R. *Bazele electrotehnicii. Probleme II*. E.D.P., București, 1975.
- [126] Richter, J., ș.a. *Eisenlose stromwandleranordnung*. Deutsches patent nr.2812303/1979.
- [128] Sabata, I., De. *Bazele electrotehnicii, vol. I*. Lit. I.P. Traian Vuia, Timișoara.
- [129] Sabata, I., De. *Bazele electrotehnicii, vol. II*. Lit. I.P. Traian Vuia, Timișoara.
- [130] Sankaran, P., Murti, V.G.K. *Electronic error compensation of a current transformer*. Electronics letters, Vol.7, nr.12, 1971.
- [131] Salvatori, M., G., Baron, M., L. *Metode numerice în tehnică*.

E.T. București, 1972.

[132] Schultz, J. *Transformator de curent fără miez cu compensare electronică a erorilor*. Brevet RFG nr.2812303, 1979.

[133] Silvester, P. *Elemente finite triunghiulare polinomiale de ordin ridicat pentru probleme potențiale*. Int.J.Engng, Sci.vol.7.p.849-861, Pergamon Press, 1969.

[134] Simion, E. *Electrotehnică*. E.D.P.București, 1978.

[135] Simonyi, K. *Electrotehnica teoretică*. E.T.București, 1974.

[136] Sora, C. *Bazele electrotehnicii, vol.I*. Lit.I.P.Traian Vuia Timișoara, 1973.

[137] Sora, C. *Bazele electrotehnicii, vol.II*. Lit.I.P.Traian Vuia Timișoara, 1973.

[138] Sora, C. *Bazele electrotehnicii, vol.3, partea I*. Lit.I.P. Traian Vuia, Timișoara, 1976.

[139] Sora, C. *Bazele electrotehnicii, vol.3, partea II*. Lit.I.P. Traian Vuia, Timișoara, 1976.

[140] Sora, C., ș.a. *Bazele electrotehnicii. Probleme, partea I, vol.I*. I.P.Traian Vuia, Timișoara, 1971.

[141] Sora, C. *Introducere în studiul generatorului Hall*. Ed. Academiei, 1969.

[142] Sounders, T.M. *Wide-band two-stage current transformers of high accuracy*. IEEE Trans.Instrum. Meas., Vol.IM-21.no.4, pp 340-345, november 1972.

[143] Sounders, T., M. *A wide range current comparator system for calibrating current transformers*. IEEE Trans. on power apparatus and systems, nr.1, 318-324, 1971.

[144] Soviany, R., Popescu, L., Antimiu, R. *Transformator etalon de măsură de curent*. Brevet RSR nr.73965.

[145] Soviany, R. *Metodă de compensare a erorilor și transformator de măsură de curent*. Brevet RSR nr.74338.

[146] Teruhiko, I., ș.a. *Perfectionnements aux circuits de transformation de curent*. Brevet Franța nr.8005744, 1980.

[147] Vădan, I. *Metode de analiză și calcul a câmpurilor magnetice la vibratoare electromagnetice*. Referat la doctorat nr.1, Universitatea tehnică Cluj Napoca, 1992.

- [148] Vadan, I. *Proiectarea și analiza asistată de calculator a vibratoarelor electromagnetice*. Teză de doctorat, Universitatea tehnică Cluj Napoca, 1995.
- [149] West J.L., Miljanic, P.N. *An improved two-stage current transformer*. IEEE Trans.Instrum. Meas., Vol.40.no.3, pp 633-635, june, 1991.
- [150] Youfeng, Z. *A composite current transformer with self-calibration uncertainty of  $1 \times 10^{-9}$* . IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol.IM-29,NO.4, 485-489, December 1980.
- [151] Zoltan, Ist. *Capacitive error compensation in current transformers*. Proceedinds of the 3rd Symposium on Measurement in electrical and electronic power systems, 65-70, Zurich, september, 1989