

424.028

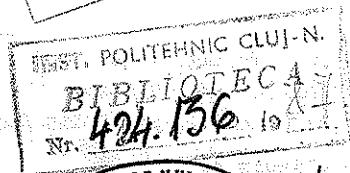
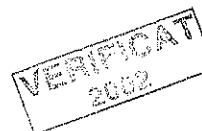
INSTITUTUL POLITEHNIC CLUJ - NAPOCA

Facultatea de electrotehnica

E. SIMION
T.D. GLIGOR
GH. MINDRU
R. CIUPA
V. POPESCU
D. MICU
M. TOPA
V. TOPA
M. MÜLGER

BAZELE ELECTROTEHNICII

Indrumator de laborator



- 1987 -

UNIVERSITATEA TEHNICA



424136
BIBLIOTECA CENTRALA

MÜLLER M.

C U P R I N S

REKENZENȚI:
Prof.dr.ing. T.Coloși
Conf.dr.ing. R.Morar
Sef lucr.dr.ing. Lelia Fețilă

DACTILOGRAFIAT: Olimpia Bălaj

CORECTAT: Autorii

GRAFICA și
COFERTA: Elisabeta Bányász

1. INTRODUCERE	1
1.1. Regulamentul de funcționare al laboratorului . . .	1
1.2. Instructiuni de tehnics securității muncii în laborator	3
1.3. Indicații privind instalațiile electrice, aparatelor electrice și metodele de măsurare	5
1.4. Simboluri pentru aparatelor folosite în laborator . .	9
2. LUCRARI DE LABORATOR	

• Lucrarea nr. 1. ~~X~~

Determinarea spectrului și a suprafetelor echipotențiale
ale unui cimp electric cu un model electrocinetic

Lucrarea nr. 2. ~~X~~

Model electric pentru ecuația lui Laplace în diverse
finite aplicată la determinarea suprafetelor echipo-
tentiale și spectrului unui cimp electrostatic

Lucrarea nr. 3.

Determinarea experimentală a coeficientilor de capacita-
te (γ_{jj}) și a coeficientilor de influență (γ_{jk}) și a ca-
pacităților parțiale (C_{jk} , C_{j0}) pentru un sistem de
corpuri încărcate (cablu multifilar)

Lucrarea nr. 4. ~~X~~ ✓

Studiul unui circuit de curent continuu

Lucrarea nr. 5. ~~X~~

• Studiul dipolului pasiv în curent continuu

Lucrarea nr. 6.

• Verificarea legii circuitului magnetic în regim staționar
cu ajutorul cordonului magnetic (Rogowski)

Lucrarea nr. 7.

Studiul unui circuit magnetic

Lucrarea nr. 8.

Ridicarea unui ciclu de histerezis și măsurarea pierderii
lor în fier cu ajutorul osciloscopului

Lucrarea nr. 9.

Bobina neliniară comandat în curent continuu

Lucrarea nr. 10.

Studiul unui circuit cu rezistoare neliniare

<u>Lucrarea nr. 11</u>	
Studiul ferorezonanței	81
<u>Lucrarea nr. 12</u>	
Diagrame loc geometric	89
<u>Lucrarea nr. 13</u>	
Imbunătățirea factorului de putere într-un circuit de curent alternativ monofazat	93
<u>Lucrarea nr. 14</u>	
Studiul circuitului R,L,C serie și a rezonanței de tensiuni	98
<u>Lucrarea nr. 15</u>	
Studiul circuitului R,L,C paralel și a rezonanței de curenți	104
<u>Lucrarea nr. 16</u>	
Transferul de putere în circuite cuplate	114
<u>Lucrarea nr. 17</u>	
Studiul unor circuite electrice trifazate	121
<u>Lucrarea nr. 18</u>	
Cimpuri magnetice rotitoare	128
<u>Lucrarea nr. 19</u>	
Determinarea componentelor simetrice ale unui sistem trifazat nesimetric de tensiuni	135
<u>Lucrarea nr. 20</u>	
Studiul unui cuadripol pasiv	135
<u>Lucrarea nr. 21</u>	
Varietățile atenuării și a impedanței caracteristice a unui filtru în funcție de frecvență	149
<u>Lucrarea nr. 22</u>	
Studiul unui circuit electric în regim periodic nesinusoidal	155
<u>Lucrarea nr. 23</u>	
Studiul regimului tranzistoriu într-un circuit R,L,C-serie, cu ajutorul unui osciloscop. Încărcarea și descărcarea unui condensator	162
3. BIBLIOGRAFIE	170

1. INTRODUCERE

1.1. Regulamentul de funcționare al laboratorului

Laboratorul de Bazile electrotehnici este destinat efectuării lucrărilor practice de către studenții facultății de Electrotehnică, secțiile Electrotehnică, Electronică-telecomunicații, Automăzări-calculatoare.

Lucrările de laborator se efectuează în scopul completării cunoștințelor teoretice și al însușirii cunoștințelor practice din domeniul Bazelor electrotehnicii.

Accesul studenților în laborator este permis numai în prezența conducătorului lucrărilor sau a personalului de deservire al laboratorului.

Prezența studenților la lucrările de laborator este obligatorie, conform programării din orar.

Inceperea lucrărilor de laborator are loc conform programării, iar durata lor este de două ore, fără întrerupere.

După inceperea lucrărilor de laborator, nu sunt admise perturbări în desfășurarea lor prin intrarea persoanelor străine, a studenților întirziati etc.

Nu sunt admisi la lucrări studenții, personalul didactic și personalul didactic ajutător care nu au fost instruiți în prealabil din punct de vedere al normelor de tehnică securității muncii (N.T.S) și nu au semnat fișa sau tabelul de instructaj. Instructajul se efectuează conform prevederilor legale.

Studenții se prezintă la laborator cu materia pregătită pentru lucrarea pe care o execută. Nepregătirea constată la verificare de către conducătorul lucrărilor de laborator atrage după sine interdicția de efectuare a lucrării pentru a se preîmpinge eventualele accidente pe linie de securitate a muncii și deteriorări ale aparatului.

Sedințele de lucrări se țin numai în prezența conducătorului titular al lucrărilor, al înlocuitorului său autorizat și a personalului tehnic al laboratorului.

Lucrările se efectuează la mese individuale pe subgrupe de 2-5 studenți, care vor lucra astfel încât să evite manifestările care ar impiedica buna desfășurare a procesului de instruire.

Subgrupele de studenți iau în primire aparatelor și conducețoarele de legătură, pe care le predau personalului laboratorului la terminarea lucrării, lăsând în ordine locul de muncă.

Studenții vor avea un caiet de laborator în care se conspectează lucrarea ce urmează a se executa, se notează datele experimentale, se efectuează calculele, se completează tabelele cu date, se ridică (pe hîrtie milimetrică) graficele și se notează observațiile și concluziile desprinse în urma efectuării lucrării.

La terminarea lucrării, înainte de demontarea ei, studenții vor prezenta conducătorului lucrărilor caietul cu datele experimentale obținute, pentru verificare. Dacă datele sunt necorespunzătoare, măsurările se vor reface.

Dacă lucrarea se termină înainte de ora programată, se continuă cu efectuarea calculelor și compilarea tabelelor, ridicarea graficelor etc. motiv pentru care studenții vor avea la ei accesoriile de calcul, (eventual și calculator) și materialul necesar pentru lucru.

Caietul cu datele prelucrate din lucrarea efectuată, se prezintă în ședința următoare celei în care s-a executat lucrarea. Dacă în urma calculelor efectuate pe baza datelor experimentale, nu se obțin rezultate concludente, studenții se vor prezenta la consultații la conducătorul lucrării, pentru a-și completa caietul de laborator la timp și în bune condiții.

Eventualele defectiuni survenite în timpul lucrărilor, se aduc la cunoștința conducătorului lucrărilor, în vederea remedierii lor.

Deteriorările de apărate și utilaje sunt suportate de către cei care le-au provocat sau, în lipsă de identificare, de întreaga subgrupă care a efectuat lucrarea respectivă.

Refacerile de lucrări se efectuează conform programării făcute de conducătorul lucrărilor. Recuperările de lucrări se efectuează la terminarea fiecărui ciclu (de 4-6 lucrări), în limita procentajului admis pentru absențe nemotivate. Se exceptează cazurile de absențe motivate, care se vor trata conform dispozițiilor legale.

În primele 15 minute de la începerea orelor de laborator, studenții execută recunoașterea aparatelor și utilajelor din lucrare. În acest timp, conducătorul lucrărilor efectuează apelul, după care studenții trec la executarea montajului lucrării din program.

Studentul responsabil de grupă va prezenta conducătorului lucrărilor jurnalul grupei pentru controlul prezentei și semnare.

Față de abaterile de la regulamentul de funcționare al laboratorului, neîndeplinirea obligațiilor profesionale, atitudini necorespunzătoare față de personalul laboratorului și față de colegii

de muncă, se vor lua măsuri disciplinare conform reglementărilor în vigoare.

Laboratorul, fiind un loc de studiu și instruire pentru toți studenții, trebuie păstrat în bună stare, aceasta fiind o datorie cetățenească.

1.2. Instructiuni de tehnica securității muncii în laborator

Cerințele principale impuse montajelor electrice realizate sunt: buna funcționare a acestora și asigurarea securității celor ce le folosesc. Probabilitatea producerii unor electrocutări (prin atingere directă a conductoarelor electrice, prin atingere indirectă sau datorită tensiunii de pas), incendii sau explozii, apare atunci cînd în circuitul electric iau naștere curenti de scurgere, adică curenti care circulă pe alte căi ce nu erau destinate trecerii curentului electric. Atunci cînd (de ex. în mod accidental) prin corpul omenesc trece un curent electric, acesta determină o serie de efecte fiziole care depind de intensitatea curentului electric ce trece prin el, de natura curentului, frecvența sa, de drumul pe care-l parcurge curentul prin corp, de durata acțiunii curentului electric etc. Rezistența pe care o prezintă corpul omului trecerii curentului electric este de asemenea funcție de mai mulți factori: tensiunea, umiditatea părților corpului prin care trece curentul etc. Curentii ce trec prin corp și au intensitatea sub 1 mA sunt inofensivi și de multe ori imperceptibili, în timp ce curentii de cîțiva miliamperi produc contractiile musculare. La curenti sub 25 mA (sau chiar mai puțin) victima se poate elibera singură de sub influența conductorului aflat sub tensiune; cînd curentul prin corp are intensitatea mai mare de 50 mA se pot produce electrocutări grave. S-a constatat că, cu cît intensitatea curentului ce trece prin corp este mai mare cu atât timpul în care omul poate suporta acest curent este mai mic.

Un rol important pentru prevenirea accidentelor prin electrocutare îl are respectarea normelor de tehnica securității muncii.

Cuplarea la tensiune a montajului lucrării și luarea datelor experimentale se face numai după verificarea montajului de către conducătorul lucrării și în prezența lui sau a personalului tehnic al laboratorului.

Părțile metalice ale aparatelor vor fi protejate, astfel încît să nu poată fi atinse. Partea exterioară a bornelor va fi confecționată din material izolant. Este interzisă atingerea simultană

a părților metalice ale montajului sau aparatelor și a bornelor legate la conductorul neutru, la priza de pămînt sau a instalației de apă, gaz etc., care fac legătura cu pămîntul (aflat la potențial electric nul). Deci, ca regulă generală pentru protecția muncii, se va evita ca o persoană să atingă simultan, cu două mâini, două borne sau piese metalice neizolate; de asemenea, bornele nu se vor manevra atât timp cât circuitul se află sub tensiune. Orice modificare a montajului se face după scoaterea lui de sub tensiune.

Se vor lua măsuri pentru descărcarea condensatoarelor, cu ajutorul unor rezistoare de descărcare, în prezența personalului de laborator.

Existența tensiunii în montaj se verifică cu ajutorul instrumentelor de măsură (nu prin atingere cu mâna).

Se interzice umblarea în interiorul aparatelor și atingerea pieselor, în special cind montajul se află sub tensiune. Se va da mare atenție, în acest caz, eventualelor aparete care nu sunt închise în cutii de protecție.

Nu se vor depăși valorile nominale ale instrumentelor de măsură, ale aparatelor și ale mașinilor electrice folosite în montaje.

Se va urmări polaritatea instrumentelor, aparatelor și mașinilor de curent continuu, observând că în momentul închiderii circuitului să aibă deviația normală.

Aparatele din montaj se vor așeza în mod logic, pentru a fi citite și manevrate în mod corect și comod.

Se vor evita conexiunile încrucișate, pentru a se putea verifica ușor montajul și a nu se produce confuzii. De asemenea, se vor alege conductoare de legătură potrivite și cît mai scurte, pentru ca montajul să fie cît mai clar.

La executarea montajului, se va efectua, în primul rînd, montarea aparatelor care se conectează în serie, apoi, între punctele de legătură astfel formate, se vor monta aparatelor care se conectează în paralel.

Alimentarea montajului cu energie electrică se va face de la tabloul (pupitrul) mesei de laborator respectivă, lăsîndu-se libere spațiile de circulație.

Se va face verificarea conductoarelor de legătură, care trebuie să fie în stare bună, cu izolație intactă, bornele bine izolate, papucii de cablu sudeați. Nu se vor executa montaje cu legături improvizate și insuficient izolate.

Legarea conductoarelor de conexiune la aparete, se va face în mod corespunzător, astfel ca bananele să nu aibă jocuri în bucle, papucii de cablu să fie bine strinși în piulițe, pentru a nu se

produce scurtcircuită sau electrocutări, în cazul desfacerii lor accidentale.

Înregul montaj va fi stabil și nu se va deplasa în timpul lucrării.

Inainte de punerea montajului sub tensiune, se vor lega la priza de pămînt aparatelor care necesită legarea la pămînt.

Se interzice manevrarea simultană a aparatelor dintr-un montaj pus sub tensiune de către mai multe persoane. Manevrarea lor se face de către o singură persoană, pe rînd, pentru obisnuirea cu astfel de deprinderi practice.

Nu se vor efectua lucrări cu brațele goale; acestea vor fi acoperite, iar haina va fi încheiată la încheietura mîinilor.

Părțile în rotație ale mașinilor electrice vor fi protejate, pentru a nu putea fi atinse cu mâna.

Rezistența prizei de pămînt, la care se leagă utilajele din laborator, se va verifica periodic, pentru a nu depăși valoarea maximă admisă (conform normelor).

Se va face instructaj periodic pe linie de N.T.S., atât al personalului care activează în laborator, cît și al studentilor, ținîndu-se la zi evidențele scriptice impuse de lege (fișe de instrucțaj etc.).

Persoanele străine de laborator vor putea lucra în acesta numai după o prealabilă instruire, consemnată într-o fișă de instruire.

In caz de accidentare prin electrocutare, se vor lua măsuri imediate de scoatere a accidentatului de sub tensiune, de anunțare imediată a conducerilor lucrărilor sau a personalului tehnic de laborator, de acordare a măsurilor de prim ajutor și se vor lua măsuri de anunțare a medicului. Scoaterea de sub tensiune a accidentatului se va face imediat prin izolare sursei de curent.

1.3. Indicatii privind instalatiile electrice, aparatele electrice și metodele de măsurare

Un circuit electric este format din totalitatea dispozitivelor care alcătuiesc un sistem închis, prin care circulă un curent electric. Parametrii care caracterizează circuitele electrice sunt: rezistența R, inductivitatea L și capacitatea C, concentrate în cea mai mare parte în receptorii ohmici (rezistorul R), inductivi (bobina L) și capacitivi (condensatorul C). Acești parametri caracterizează și conductoarele circuitului, ei fiind repartizați uniform sau neuniform, de-a lungul liniei.

In cadrul lucrărilor de laborator este deseori necesară reglarea valorii curentului. Aceasta se realizează cu ajutorul reostatelor. Măsurările (de intensitate, tensiune, putere) se fac cu ajutorul aparatelor de măsură (ampermtru, voltmetru, wattmetru) montate în circuitul respectiv.

1.3.1. Reostatul

Reostatul este un rezistor cu rezistență variabilă între valoarea zero și valoarea maximă R (în funcție de poziția cursorului). De obicei aceste restate sunt constituite dintr-un conductor metalic din constantan oxidat (pentru a izola spirele între ele) înfășurat pe unul sau două corpuri cilindrice, dielectrice, pe care glisează un cursor. Pe reostate sunt marcate datele lor nominale: rezistență R și intensitatea curentului admisibil I .

Reostatul dublu, cu doi cilindri (fig.1.1) are extremitățile conductoarelor legate la bornele AB , $A'B'$, iar cursorul C , care glisează pe ambii cilindri, este conectat la borna C . Rezistență R , marcată pe reostat, reprezintă rezistență totală a celor două înfășurări, iar curentul I , curentul maxim admisibil prin fiecare înfășurare.

Posibilitățile de utilizare ale acestor reostate sunt cele indicate în fig. 1.2-1.6.

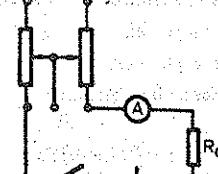


Fig.1.2.

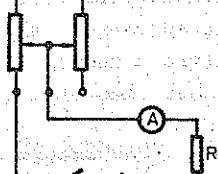


Fig.1.3.

Fig.1.2. Reglarea intensității curentului cu reostatul dublu.

Fig.1.3. Reglarea intensității curentului, folosind o înfăsurare a reostatului dublu.

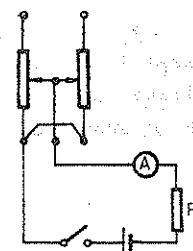


Fig.1.4.

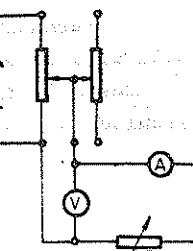


Fig.1.5.

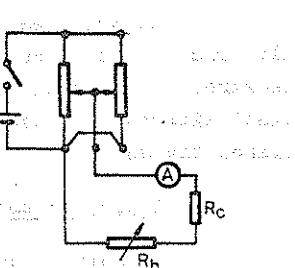


Fig.1.6.

Fig.1.4. Reglarea cu reostatul dublu având cilindrii legați în paralel.

Fig.1.5. Reglarea potențiometrică cu reostat dublu, utilizând o singură înfăsurare.

Fig.1.6. Reglarea potențiometrică cu reostat dublu, utilizând ambele înfăsurări.

1.3.2. Ampermetrul

Folosit pentru măsurarea intensității curentului continuu, ampermetrul se conectează în serie cu receptorul R . Pentru extinderea limitei de măsurare, se utilizează o rezistență R_S numită "sunt" legată în paralel cu dispozitivul (R_A , I_A) și care preia curentul suplimentar (fig.1.7). Suntul și bobina mobilă a ampermetrului de rezistență R_A fiind în paralel, căderea de tensiune produsă de curenti este aceeași:

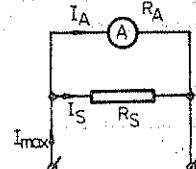


Fig.1.7.

$$I_A R_A = I_S R_S$$

Rezistența suntelui:

$$R_S = \frac{R_A}{I_{\max} - I_A}$$

Deci, ampermetrul indică în această situație I_{\max} .

In cazul în care ampermetrul dispune de mai multe sunturi, avem de a face cu un multiampermtru, la care selecția suntelui, în funcție de limita de măsurare dorită, se face prin comutator. Dacă nu se cunoaște ordinul de mărime al curentului de măsurat, se începe măsurătoarea de la limita cea mai mare și se trece succesiv pe limite inferioare pînă se obține o deviație suficientă.

La trecerea curentului alternativ prin ampermetrul magnetoelectric de c.c., acul dispozitivului nu se deplasează din poziția de zero. Ampermetrul de c.c. (magnetoelectric), poate măsura și curenti alternativi, dacă în circuitul de măsură se intercalează un dispozitiv de redresare.

1.3.3. Voltmetrul

Folosit pentru măsurarea tensiunilor, în curenț continuu, voltmetrul se conectează în paralel cu receptorul R . Pentru extinderea limitei de măsurare se utilizează o rezistență R_{ad} , numită rezistență adițională, legată în serie cu dispozitivul (R_v, I_v). Rolul acestei rezistențe este de a limita curentul prin dispozitiv la valoarea curentului de deviație la capăt de scală I_v . Voltmetrul cu limită de măsurare U_{max} , bazat pe dispozitivul de măsură (R_v, I_v), are rezistență adițională R_{ad} dată de relația:

$$R_{ad} = \frac{U_{max}}{I_v} - R_v$$

Voltmetrul poate dispune de mai multe rezistențe separate pentru fiecare limită de măsurare, sau de rezistențe legate în serie, care prin insumare succesivă asigură mai multe limite de măsurare (aparatul se numește multivoltmetru).

Măsurarea cu voltmetrul trebuie începută cu limita de măsurare maximă, apoi se trece pe limite inferioare pînă cînd acul se plasează în a două treime a scălei.

1.3.4. Multimetru

Este un aparat care permite măsurarea curentului, tensiunii, rezistenței etc. cu ajutorul unui dispozitiv unic de măsurare. Pentru fiecare mărime are mai multe game de măsurare.

1.3.5. Wattmetrul

Este un aparat pentru măsurarea puterii în curenț alternativ; funcționarea lui se bazează pe interacțiunea dintre două bobine parcuse de curenti (o bobină fixă, iar cealaltă mobilă), wattmetrul fiind deci un aparat electrodinamic.

Fig.1.9.

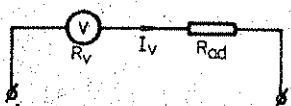


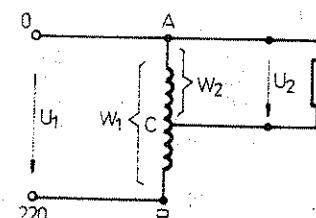
Fig.1.8. Circuitul de deviație la capăt de scală a voltmetrului cu limită de măsurare U_{max} , bazat pe dispozitivul de măsură (R_v, I_v), are rezistență adițională R_{ad} dată de relația:

Bobina fixă (bobina de curenț) este conectată în serie cu receptorul, iar bobina mobilă (bobina volt, cu spire multe și subțiri), în serie cu o rezistență adițională R_y , este conectată în paralel cu receptorul (fig.1.9).

Pentru măsurarea puterii în c.c. este suficientă măsurarea tensiunii U și a curențului I , deoarece puterea este $P = UI$.

1.3.6. Autotransformatorul monofazat

Autotransformatorul monofazat constă dintr-un circuit magnetic pe care se află o infășurare de înaltă tensiune AB cu W_1 spire. Infășurarea de joasă tensiune AC cuprinde un număr de spire W_2 , din



infășurarea de înaltă tensiune (fig.1.10). Oricare din aceste infășurări poate constitui primarul transformatorului, alimentat cu tensiunea U_1 , cealaltă constituind secundarul cu tensiunea U_2 .

Este deci folosit în cadrul laboratorului la alimentarea circuitelor electrice cu tensiuni variabile necesare.

Alte apărate de măsură și testare (galvanometru balistic, osciloscop, turometru, stroboscop, cosfimetro etc.) se vor studia în cadrul lucrărilor de laborator la care se utilizează.

1.4. Simboluri pentru apăratele folosite în laborator

Principalele semne convenționale (STAS 11381) pentru apăratele folosite în laborator și în schemele de acționări electrice sunt prezentate în tabelul 1.

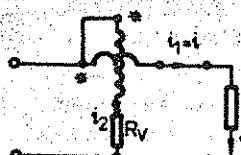


Fig.1.9.

Tabelul 1.

Semn convențional pentru schemele electrice (STAS 11381)

Semnul	Denumirea
	Rezistor
	Potențiometru
	Rezistor cu rezistență dependentă de tensiune (rezistor neliniar)
	Bobină, înșurătură inductivă a. Semn recomandat b. Semn tolerat
	Bobină cu miez de fier
	Condensator
	Condensator variabil
	Element galvanic sau de acumulator OBS: linia lungă este polul pozitiv
	Bornă
	Derivație
	Priză și fișă
	Cablu
	Legare la masă*
	Legare la pămînt
	Legare la pămînt de protecție

* Prin masă se înțelege totalitatea părților metalice accesibile, legate între ele.

Tabelul 1 (cont.)

	Comandă prin șocuri
	Comandă prin tragere
	Comandă prin eliberare
	Butoane actionate prin șocuri: a-ND; b-NI
	Intrerupător mecanic (semn general)
	Intrerupător cu trei poloane
	Intrerupător cu declanșare automată
	Siguranță fusibilă
	Lamă semnalizare
	Avertizor acustic
	Diode Zener
	Diode luminescentă (LED)
	Tranzistor PNP (E-emitor; B-bază; C-colector)
	Tranzistor NPN
	Tranzistor NPN, cu colectorul legat la capsula
	Punte monofazată: a-reprezentare simplificată; b-reprezentări cu figurarea diodelor. OBS: Plusul punjii se obține de la catodii a două diode iar minusul de la anodii celorlalte
	Cristal piezoelectric cu doi electrozi
	Sursă ideală de curent
	Sursă ideală de tensiune
	Girator ideal (generator ideal de cîmp invărtitor)
	Echipotentialitate OBS: Semnul se utilizează la contactoarele având același potențial, dar care nu sunt conectate direct la un același conductor pe schema
	Ecran
	Aparat indicator OBS: Asteriscul se înlocuiește cu simbolul corespunzător.
	Autotransformator reglabil
	Transformator monofazat. OBS: Înșurătarea cu mai multe semicercuri are număr mai mare de spire.

LUCRARE A NR. 1

DETERMINAREA SPECTRULUI SI A SUPRAFETELOR ECHIPOTENTIALE ALE UNUI CIMP ELECTRIC CU UN MODEL ELECTROCINETIC

1. Consideratii teoretice

In regim electrostatic doi electrozi cilindrici de raze r_1 si r_7 , asezati concentric si incarcati cu o distributie de sarcina $\rho_e = \frac{q}{l}$ uniforma pe toata lungimea lor, creeaza un cimp electric avand expresia:

$$\bar{E} = \frac{\rho_e}{2\pi\epsilon} \frac{r}{r^2} \quad (1)$$

fiind un cimp plen-paralel, cu distributie radiala si simetrie cilindrica (suprafetele echipotentiale sunt cilindri concentrici cu cei doi electrozi).

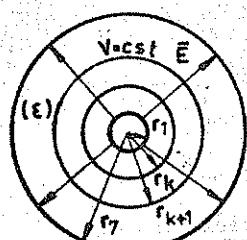


Fig. 1.

Dacă potențialul electrodului central este V_1 , atunci potențialul unui punct din cimp situat la raza r_k va fi:

$$V_k = V_1 - \int_{r_1}^{r_k} \bar{E} dr = V_1 - \frac{\rho_e}{2\pi\epsilon} \ln \frac{r_k}{r_1} \quad (2)$$

Dacă distanta $(r_7 - r_1)$ se imparte în n părți trasind cercurile concentrice, atunci tensiunea între două cercuri vecine este:

$$U_{k,k+1} = \frac{\rho_e}{2\pi\epsilon} \ln \frac{r_{k+1}}{r_k} = \frac{U_{1,2}}{6} = \frac{1}{6} \frac{\rho_e}{2\pi\epsilon} \ln \frac{r_7}{r_1} \quad (3)$$

respectiv

$$r_{k+1} = r_k \left(\frac{r_7}{r_1} \right)^{\frac{1}{6}}, \quad k=1,6 \quad (4)$$

Razele celor cinci suprafete echipotentiale trase între cei doi electrozi se pot calcula cu relația (4).

Dacă electrodul central de rază r_1 este plasat cu o excentricitate d în interiorul cilindrului de rază r_7 atunci cimpul electric ce apare între cei doi electrozi (fig.2) poate fi determinat înlocuind cele două cilindri prin axele lor electrice plasate în punctele A și B și a căror poziție, determinată prin metoda imaginilor electrice, este dată de:

$$\begin{cases} h_1 = \frac{r_7^2 - r_1^2 - d^2}{2d} \\ h_2 = h_1 + d \end{cases} \quad (5)$$

$$R = \sqrt{h_1^2 + R^2}$$

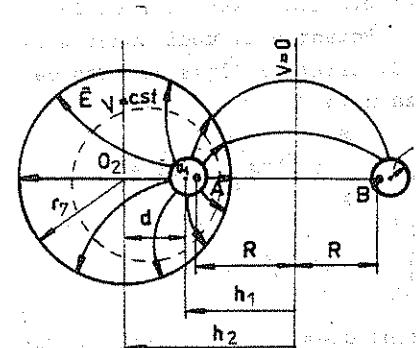


Fig. 2.

Suprafetele echipotentiale sunt o familie de cercuri ortogonale cu liniile cimpului \bar{E} . Dacă cei doi electrozi plasăți concentric (sau excentric) nu sunt în regim electrostatic ci în regim electrocinetic (alimentați cu o tensiune alternativă de joasă frecvență - 50 Hz - sau continuă) forma liniilor lui \bar{E} , respectiv a liniilor de curent $\bar{J} = \sigma \bar{E}$, și forma liniilor echipotentiale ($V=cst$) rămân la fel ca în regim electrostatic cu condiția ca rezistivitățile electrozilor să fie mult mai mici decât a electrolitului ce-i separă (pentru că atunci cind sunt parcursi de curent suprafetele lor să rămână echipotentiale ca și în cazul cimpurilor electrostatice).

Capacitatea formată de electrozii concentrici pe lungimea de h este:

$$C = \frac{2\pi\epsilon h}{\ln \frac{r_7}{r_1}} \quad (6)$$

Înlocuind dielectricul ϵ dintre electrozi prin electrolitul cu rezistivitatea σ , rezistența electrică dintre electrozi va fi:

$$R = \frac{1}{C} \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{2\pi\epsilon h} \ln \frac{r_7}{r_1} \quad (7)$$

Al doilea model electrocinetic are suprafetele de raze r_1 și r_7 izolante iar pe direcție radială sunt dispuși doi electrozi sub formă de două plăci dreptunghiulare de lungime $(r_7 - r_1)$ și lățime h dispuse ca în fig.3, alimentați cu tensiunea U . Într-un plan \perp pe axă, liniile cimpului electrocinetic \bar{E} și liniile de curent $J = \frac{1}{\pi} \bar{E}$ vor fi cercuri concentrice cu cercul de rază r_1 iar liniile echipotențiale vor fi radiale.

Potențialul unui punct M din cuvă, aflat pe linia de cimp de rază x va fi:

$$U_{AM} = \int_A^M \bar{E} d\bar{l} = \rho \int_A^M J d\theta =$$

$$\int_A^M J x d\theta = \rho \cdot J x \theta \quad (8)$$

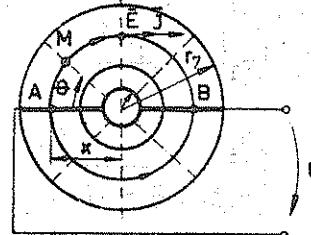


Fig. 3.

admitând că \bar{E} și J au modulul constant de-a lungul liniiei de cimp de rază x .

$$\text{Dar: } U = \int_A^{B'} \bar{E} d\theta = \int_A^{B'} J x d\theta \rightarrow J = \frac{U}{\pi p x} \rightarrow U_{AM} = \frac{\theta}{\pi} U \quad (9)$$

tensiunea dintre un electrod și un punct din cuvă este proporțională cu θ , liniile echipotențiale fiind deci radiale.

Rezistența mediului conductor dintre cei doi electrozi este:

$$R = \frac{1}{G} ; G = 2 \int_A^{r_7} \frac{ds}{\rho} = 2 \int_A^{r_7} \frac{1}{\rho} \frac{h dr}{\ln \frac{r_7}{r_1}} = \frac{2h}{\pi} \ln \frac{r_7}{r_1} \quad (10)$$

fiind formată din rezistențele celor doi semicilindri în paralel.

Dacă cilindrul interior (de rază r_1) este plasat cu o excentricitate d în interiorul cuvei fig.4-a, liniile de cimp \bar{E} și liniile de curent J ce se stabilesc între electrozi alimentați cu U vor fi cercurile Appolonius iar liniile echipotențiale ($V=cst$) ortogonale cu liniile de cimp.

Așadar, liniile de cimp ale modelului electrocinetic din fig. 1 și 2 vor coincide cu liniile echipotențiale ale modelului din fig.3 respectiv 4 și reciproc, liniile echipotențiale din primele modele coincid cu liniile de cimp din ultimele modele.

La fiecare model putem pune în evidență doar liniile echipotențiale, liniile de cimp se vor pune în evidență ca liniile echipotențiale ale modelului dual.

2. Obiectul lucrării

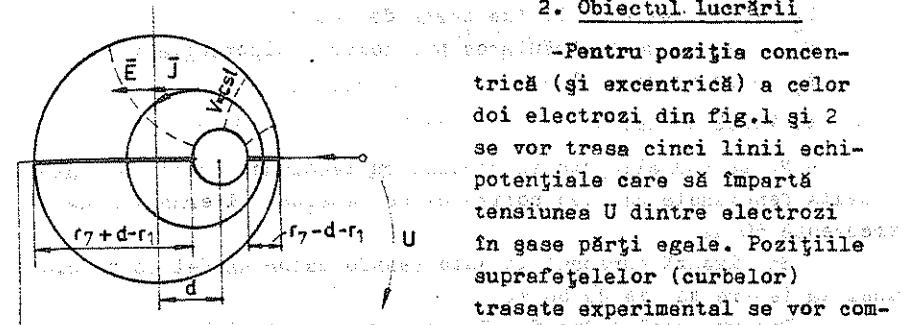


Fig. 4.

Pentru modelul dual din fig.3 și 4 se vor trasa curbele echipotențiale și se va verifica coincidența lor cu liniile de cimp \bar{E} din primele modele (ortogonalitatea celor 2 familii de curbe).

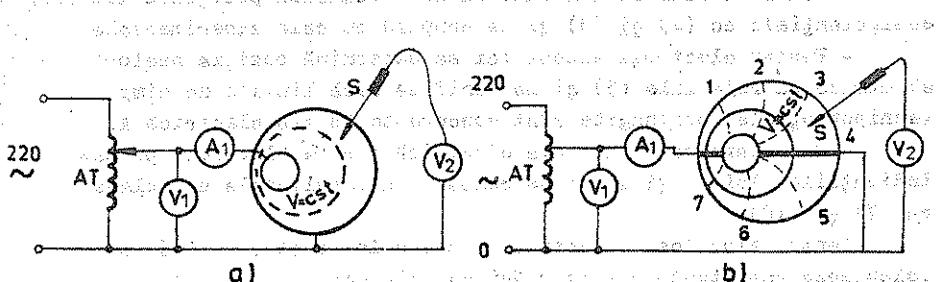
Se va determina poziția axelor electrice la modelele din fig.2 și 4 cu relațiile (5) și se va verifica experimental dacă punctele A și B sunt puncte de convergență a liniilor echipotențiale traseate.

Se vor măsura experimental rezistențele dintre electrozi și se vor compara cu cele calculate prin relațiile (7) și (10) admitând pentru apă $\rho \approx 10^4 \Omega \cdot \text{m}$, sau valoarea lui ρ scoasă din (7) se va utiliza în (10).

3. Schemă de montaj și aparatul utilizat

Se va executa schema de montaj din fig.5-a,b fiecare atât

în varianta de concentric, cît și a excentrică.



Aparatura utilizată va fi:

AT - autotransformator ATR-8; 0-250 V, 8 A

V₁ - voltmetru de c.s. (0-250)V

V₂ - voltmetru DU-20 (pe scara de 100 V)

S - sonda pentru căutarea punctelor echipotentiale

A₁ - ampermetru (1A)

4. Modul de lucru

- Nu se vor alimenta electrozii cu tensiune continuă pentru a evita fenomenele de electroliză ci cu tensiune alternativă de frecvență 50 Hz.

- Se fixează cursorul la autotransformator astfel ca tensiunea la ieșire să fie de 60 V.

- Pentru modelul din fig.5-a se trasează liniile echipotențiale din 10 în 10 V unind toate punctele care au aceeași tensiune (10, 20...)V față de electrodul exterior. Aceste puncte sunt repetate cu sonda S. Urmărind voltmetrul V₂ se trasează liniile echipotențiale de 10 V, 20 V, etc. Poziția punctelor se fixează imediat pe o hirtie cu pătrățele și se trasează concomitent liniile echipotențiale pentru a se putea reveni imediat asupra determinării unui punct care eventual nu se aliniază pe curbă.

- Pentru modelul din fig.5-b alimentat la U=40 V pornind din cele 7 puncte marcate pe curvă se trasează liniile echipotențiale din 5 în 5 V care pentru cilindrul concentric vor fi drepte radiale din 45 în 45° sau arce de curbă la o așezare excentrică.

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

- Se trasează liniile echipotențiale și liniile de cimp ale fiecărui model în parte și se verifică dacă liniile de cimp ale unui model coincid cu liniile echipotențiale ale modelului dual și reciproc.

- Pentru electrozi concentrici se calculează pozițiile liniilor echipotențiale cu (4) și (8) și se compară cu cele experimentale.

- Pentru electrozi excentrici se determină poziția axelor electrice cu relațiile (5) și se verifică dacă liniile de cimp (echipotențiale) prelungite sunt concurente în axa electrică A.

- Se determină rezistența electrică dintre electrozi pe baza indicațiilor lui V₁ și A₁ și se compară cu rezultatele calculate cu (7) și (10).

Pentru electrozi excentrici, în modelul dual (fig.5-6) se calculează rezistența dintre plăci cu relația:

$$R = \frac{\pi P}{2h} \left(\frac{1}{\ln \frac{r_7-d}{r_7+d}} \right) \frac{r_7}{r_1}$$

și se compară cu cea măsurată experimental.

Pentru ambele modele se vor folosi datele constructive:

$$r_1=20 \text{ mm}; r_2=195 \text{ mm}; h=97 \text{ mm}; d=30 \text{ mm}.$$

LUCRARE A NR. 2

MODEL ELECTRIC PENTRU ECUATIA LUI LAPLACE IN DIFERENTE FINITE APLICATA LA DETERMINAREA SUPRAFETELOR ECHIPOTENTIALE SI SPECTRULUI UNUI CIMP ELECTROSTATIC

1. Consideratii teoretice

Ecuatiile cimpului electrostatic sunt:

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho_v}{\epsilon} \quad (\text{legea fluxului electric sub forma locală}) \quad (1)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = 0 \quad (\text{teorema potențialului electrostatic, forma locală}) \quad (2)$$

A doua ecuație se mai poate scrie:

$$\vec{E} = - \operatorname{grad} V \quad (3)$$

expresie care împreună cu (1) ducă la

$$\operatorname{div} \operatorname{grad} V = - \frac{\rho_v}{\epsilon} \quad \text{sau} \quad \Delta V = - \frac{\rho_v}{\epsilon} \quad (4)$$

expresie cunoscută sub numele de ecuația lui Poisson.

In coordonate carteziene aceasta se scrie sub forma:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = - \frac{\rho_v}{\epsilon} \quad (5)$$

In punctele în care nu există sarcină electrică, $\rho_v = 0$, ecuația devine

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0 \quad (6)$$

formă cunoscută sub numele de ecuația lui Laplace.

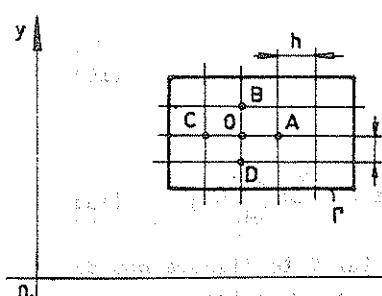
Ecuatiile (5) și (6) au în general mai multe soluții. Pentru un domeniu dat Σ , soluția unică se poate obține cunoștinând condițiile pe frontieră. Aceste condiții pot să fie: valoarea potențialului pe suprafața Σ care delimită domeniul (problemă Dirichlet), sau valorile componentelor normale ale cimpului

pe suprafața Σ (problemă Neumann).

In general soluția nu se obține sub formă explicită. Una dintre metodele de rezolvare aproximativă a ecuațiilor Poisson sau Laplace este metoda diferențelor finite, prin care ecuațiile cu derivate parțiale sunt înlocuite cu ecuații algebrice numite ecuații cu diferențe finite. Există o formă a ecuației Laplace în diferențe finite, care se va stabili în continuare, pentru cazul cimpului plan-paralel. Ecuația lui Laplace în plan este

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0 \quad (7)$$

In planul xO_y se consideră o rețea de drepte parallele cu axa O_x , respectiv cu O_y situate la aceeași distanță h între ele. Fig. 1 (h se va numi pasul rețelei, punctele de intersecție se vor numi nodurile rețelei, iar o asemenea rețea se va numi rețea pătrată).



Se consideră că într-un domeniu mărginit de curba Γ s-a stabilit un cimp plan paralel, de potențial scalar $V(x,y)$ care satisfacă ecuația (7).

Fie punctul O de coordonate x_o, y_o și $V(x_o, y_o) = V_o$. Se dezvoltă în serie Taylor potențialul $V(x,y)$ în jurul punctului O pînă la derivata de ordinul doi inclusiv:

$$V(x,y) = V_o + \frac{1}{1!} [(x-x_o)(\frac{\partial V}{\partial x})_o + (y-y_o)(\frac{\partial V}{\partial y})_o] + \frac{1}{2!} [(x-x_o)^2(\frac{\partial^2 V}{\partial x^2})_o + 2(x-x_o)(y-y_o)(\frac{\partial^2 V}{\partial x \partial y})_o + (y-y_o)^2(\frac{\partial^2 V}{\partial y^2})_o] + \dots \quad (8)$$

Ecuția (8) se scrie pentru punctul $A(x_o+h, y_o)$:

$$V_A = V_o + h(\frac{\partial V}{\partial x})_o + h^2(\frac{\partial^2 V}{\partial x^2})_o \quad (9)$$

Analog pentru B, C, D:

$$V_B = V_o + h \left(\frac{\partial V}{\partial y} \right)_o + h^2 \left(\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} \right)_o \quad (10)$$

$$V_C = V_o - h \left(\frac{\partial V}{\partial x} \right)_o + h^2 \left(\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} \right)_o \quad (11)$$

$$V_D = V_o - h \left(\frac{\partial V}{\partial y} \right)_o + h^2 \left(\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} \right)_o \quad (12)$$

Adunând ecuațiile 9 + 12 și ținând seama de (7) rezultă

$$V_o = \frac{V_A + V_B + V_C + V_D}{4} \quad (13)$$

Care reprezintă ecuația lui Laplace în diferențe finite corespunzătoare nodului O(x_o, y_o).

Se observă că scăzind între ele ecuațiile (9) și (11) respectiv (10) și (12) rezultă:

$$\left(\frac{\partial V}{\partial x} \right)_o = \frac{V_A - V_C}{2h} \quad \text{și} \quad (14)$$

$$\left(\frac{\partial V}{\partial y} \right)_o = \frac{V_B - V_D}{2h} \quad (15)$$

adică cîmpul în punctul M este:

$$\bar{E}_o = - \left(\frac{\partial V}{\partial x} \right)_o - \left(\frac{\partial V}{\partial y} \right)_o = \frac{V_C - V_A}{2h} + \frac{V_D - V_B}{2h} \quad (16)$$

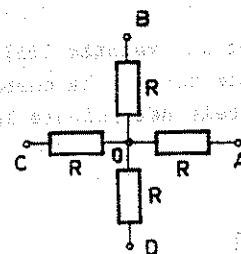
Pentru determinarea potențialului V în fiecare nod din interiorul conturului Γ (potențialele nodurilor aflate pe conturul Γ sunt date - problema Dirichlet) se scrie cîte o ecuație de formă (13) pentru fiecare dintre cele n noduri din interior. Rezultă un sistem de n ecuații cu n necunoscute (potențialele nodurilor) care se rezolvă în general prin metode numerice.

O altă posibilitate de a găsi potențialele care satisfac ecuațiile de formă (13) este folosirea unor modele analogice.

Astfel, considerind modelul din fig.2, prima teorema a lui Kirchhoff în nodul O se scrie:

$$\frac{V_A - V_o}{R} + \frac{V_B - V_o}{R} + \frac{V_C - V_o}{R} + \frac{V_D - V_o}{R} = 0,$$

sau



$$V_o = \frac{V_A + V_B + V_C + V_D}{4}$$

ecuație identică cu (13). Astfel, soluția ecuației Laplace în diferențe finite se poate obține cu ajutorul unei scheme electrice corespunzătoare aleasă.

2. Obiectul lucrării

1. Se vor scrie ecuațiile lui Laplace în diferențe finite pentru sistemul din fig.3. Se va rezolva sistemul (va rezulta $V_1 = V_2 = \frac{V}{8}$; $V_3 = V_4 = \frac{3V}{8}$).

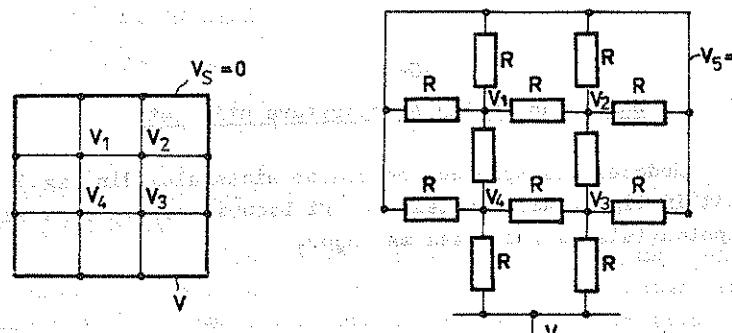


Fig. 3.

Fig. 4.

2. Se vor scrie ecuațiile corespunzătoare metodei potențialelor nodurilor pentru circuitul din fig.4, modelul electric al situației de regim electrostatic din fig.3. Se va sesiza identitatea ecuațiilor.

3. Se vor ridica suprafețele (curbele) echipotențiale pentru situația de regim electrostatic din fig.5 pe baza măsurătorilor directe asupra modelului electric descris la cap.3.

4. Se vor duce liniile de cîmp perpendicular pe curbele echipotențiale.

5. Se va determina vectorul cimp electric (relatia (16)). In mai multe noduri, verificind in ce măsură este tangent la curbele determinate la pct. 4 și perpendicular pe curbele determinate la pct. 3.

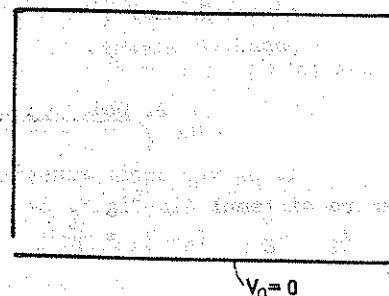


Fig. 5.

3. Schema de montaj si aparatura utilizată

Modelul electric corespunzător sistemului din fig. 6 prezentat in fig. 7. Rezistențele pot fi becuri, caz in care curbele echipotențiale se pot trasa mai ușor.

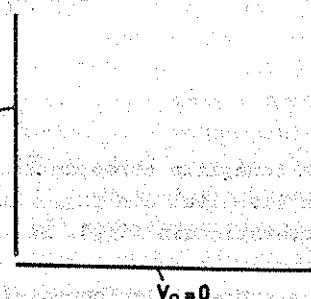


Fig. 6. Modelul electric corespunzător sistemului din fig. 6

Se va realiza schema de montaj din fig. 8 unde semnificația simbolurilor este:

K - intrerupător bipolar capsulat (25 A; 380 V)

AT - autotransformator ATR8; 0-250 V; 8 A; 1 h

V₁, V₂ - voltmetru DU-20 pe limite 100 V

S - sondă.

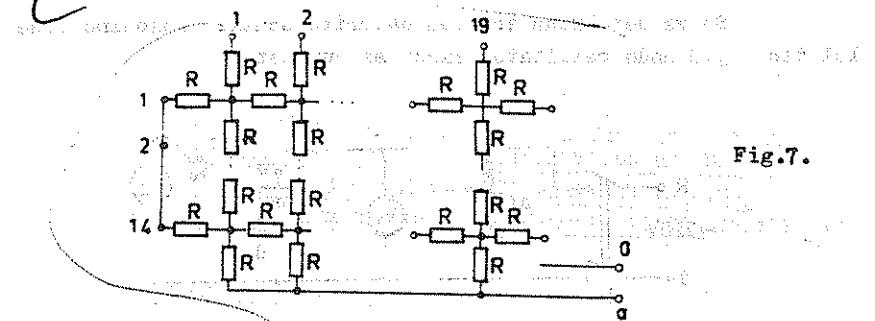


Fig. 7.

4. Modul de lucru

Se închide intrerupătorul K.

Se fixează cursorul autotransformatorului AT astă incit voltmetrul V₁ să indice 50 V.

Se punte sonda S in fiecare nod interior al rețelei, citind de fiecare dată potentialul V_{ij} (i=1-14, j=1-19). Se trec datele în un tabel-matrice 14x19.

Pozitia nodurilor se fixează pe o hirtie milimetrică pe care s-a desenat și sistemul celor două plăci care corespund regimului electrostatic simulat. În dreptul fiecărui nod se trece potentialul măsurat.

5. Rezultatele experimentale si prelucrarea datelor

Se răspunde punctelor 1 și 2 de la cap.2.

Se trasează suprafețele echipotențiale pe hirtie milimetrică pe care se află scrise valorile potențialelor.

Se trasează liniile de cimp astă incit să fie perpendiculare pe suprafețele echipotențiale.

Se iau la întâmplare 5 puncte in care se calculează vectorul cimp electric cu formula (16) și se reprezintă pe aceeași hirtie milimetrică.

LUCRAREA NR. 3

DETERMINAREA EXPERIMENTALA A COEFICIENTILOR DE CAPACITATE (γ_{jj}) A COEFICIENTILOR DE INFLUENTA (γ_{jk}) SI A CAPACITATILOR PARTIALE (C_{jk}, C_{jo}) PENTRU UN SISTEM DE CORPURI INCARCATE (CABLU MULTIFILAR)

1. Consideratii teoretice

Un sistem de "n" corpi conductoare incarcate cu sarcini q_1, q_2, \dots, q_n se gasesc la potențialele V_1, V_2, \dots, V_n . Intre sarcini și potențiale se pot scrie ecuațiile de forma

$$V_j = \sum_{k=1}^n \alpha_{jk} q_k, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (1)$$

adică potențialul corpului j este egal cu suma algebrică a potențialelor produse de fiecare sarcină din sistem, ca și cum aceasta ar acționa separat.

In sistemul (1) numit prima formă a ecuațiilor lui Maxwell coeficientii α_{jk} se numesc coeficienti de potential și toți sint pozitivi. Sistemul (1) rezolvat față de sarcini ne dă a doua formă a ecuațiilor lui Maxwell.

$$q_j = \sum_{k=1}^n \gamma_{jk} V_k, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (2)$$

unde: $\gamma_{jj} > 0$ este coefficient de capacitate electrică

$\gamma_{jk} < 0$ este coefficient de influență electrică

Exprimind sarcinile nu în funcție de potențialele corporilor ci în funcție de tensiunile dintre corpori, se obține forma a treia a ecuației lui Maxwell:

$$q_j = \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq j}}^n C_{jk} U_{jk}, \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

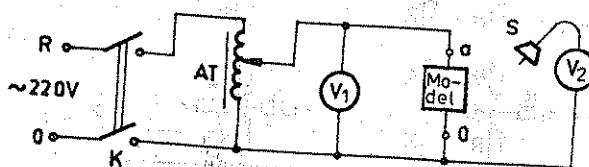


Fig. 8. Model experimental

6. Observatii si concluzii
Se vor trase in revista toate sursele de erori care afecteaza metoda modelizarii.
Se va determina eroarea datorita schemei folosind modelul din fig.3 unde rezultatul exact se cunoaste.

unde: $C_{jk} = \Gamma_{jk} > 0$ este capacitatea parțială dintre conductoarele j și k, $U_{jk} = V_j - V_k$.

$C_{jo} = \Gamma_{j1} + \Gamma_{j2} + \dots + \Gamma_{jn} > 0$ este capacitatea parțială a corpului j față de pămînt (mantaua cablului).

Ecuatiile (3) permit ca unui sistem de „n” corpurile încărcate să i se atageze un sistem (rețea) de condensatoare (fig.1), în care nodurile rețelei corespund corpurilor încărcate iar capacitațile laturilor sunt tocmai capacitațile parțiale dintre coruri.

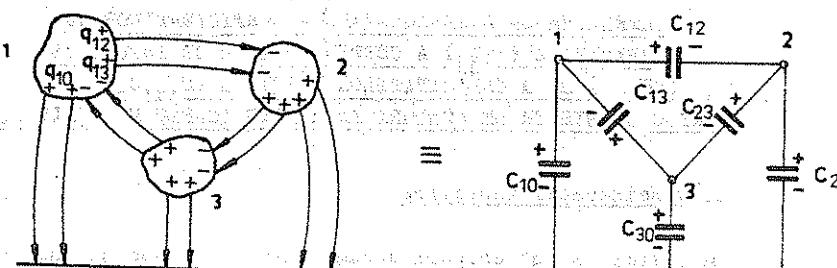


Fig. 1.

Conform (2) sarcina q_2 este o sumă algebrică de termeni (sarcini) pozitive și negative, legate de corpul 2 cu celelalte coruri.

Dacă în sistemul (2) potențialele tuturor coruprilor sunt nule, cu excepția lui V_j , atunci rămâne:

$$q_j = \Gamma_{jj} V_j ; \Gamma_{jj} = \frac{q_j}{V_j} \quad (4)$$

Aceasta o putem realiza legând la pămînt toate coruprile cu excepția corpului j (fig.2). Măsurind cu voltmetru V ce potențial (V_j) se încarcă corpul j și ce sarcină q_j s-a acumulat (măsurată la galvanometrul balistic G) se poate determina

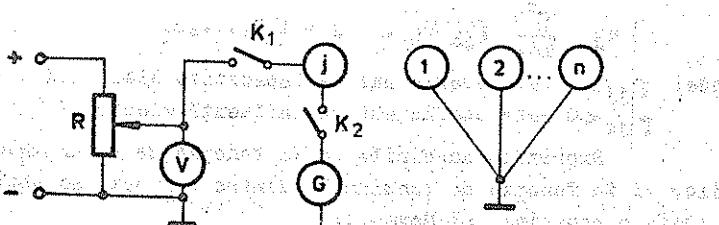


Fig. 2.

coeficientul de capacitate

$$\Gamma_{jj} = \frac{q_j}{V_j} \quad (4)$$

Corpul j se descarcă prin bobina galvanometrului într-un timp Δt așa de mic (fig.3) încât bobina nu se mișcă.

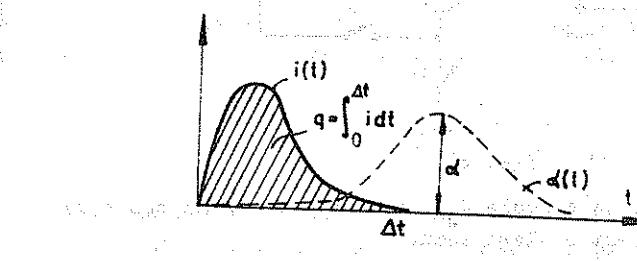


Fig. 3.

In acest interval bobina totuși acumulează un impuls care se consideră ca o condiție inițială la stabilirea mișcării bobinei, de unde vine și denumirea de galvanometru balistic. Din ecuația mișcării bobinei se deduce în baza condițiilor inițiale, că prima deviație a bobinei este proporțională cu sarcina electrică q_j care s-a scurs prin galvanometru. Deci $q_j = K_b \alpha$, unde α reprezintă elongația primei deviații a spotului luminos al galvanometrului, iar K_b reprezintă constanta galvanometrului balistic determinată printr-o etalonare.

Inainte de a descărca corpul j, pe corpul k se găsește sarcina legată $q_{kj} = \Gamma_{kj} V_j$ de semn contrar cu q_j . Prin descărcarea corpului k prin galvanometru, se măsoară q_{kj} și putem astfel determina coeficientul de influență electrică:

$$\Gamma_{kj} = \frac{q_{kj}}{V_j} \quad (5)$$

care este negativ, sarcina q_{kj} și V_j fiind de semn contrar. Dacă în sistemul (3) toate tensiunile parțiale U_{jk} sunt nule cu excepția $U_{jo} \neq 0$, atunci putem determina capacitatea parțială C_{jo} :

$$C_{jo} = \frac{q_{jo}}{U_{jo}} \quad (6)$$

Această situație se poate realiza ca în fig.4. Toate coruprile fiind legate între ele (deci sunt la același potențial) tensiunile dintre coruri devin nule. Tensiunea fiecărui corp din sistem, deci și a corpului j, față de pămînt o măsurăm la voltmetrul V. După încărcarea sistemului (închizând K_1) citim la voltmetru tensiunea U_{jo} .

Deschidem K_1 și inchidem K_2 . Astfel se descarcă întregul sistem la pămînt, galvanometrul G măsurind numai sarcina q_{jo} :

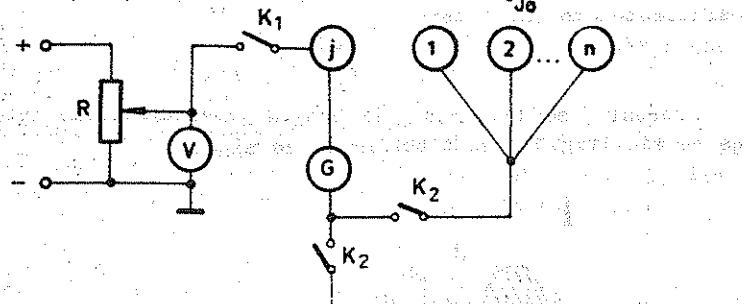


Fig. 4.

Cu relația (6) se poate calcula C_{jo} , care este o mărime pozitivă q_{jo} și U_{jo} evind evident același semn.

Capacitățile parțiale dintre două corpușe C_{jk} se pot determina prin același procedeu ca și γ_{jk} legătura dintre ele fiind:

$$C_{jk} = -\gamma_{jk}.$$

2. Obiectul lucrării

a) Se vor măsura pe rînd mărările:

- coeficienții de capacitate: $\gamma_{11}, \gamma_{22}, \dots, \gamma_{jj}$
- coeficienții de influență electrică: $\gamma_{12}, \gamma_{13}, \dots, \gamma_{23}, \dots, \gamma_{jk}$
- capacitățile parțiale: $C_{10}, C_{20}, C_{30}, \dots, C_{jo}$

b) Se va construi rețea de condensatoare echivalentă sistemului de corpușe (ca în fig.1).

c) Pentru cablul de două fire presupuse astfel încărcate în modul $q_1+q_2=0$ respectiv $V_1+V_2=0$, se vor determina capacitățile în serviciu: C_{s1}, C_{s2}, C_{s12} în funcție de capacitățile parțiale.

Observație: valorile pentru mărările $\gamma_{jj}, \gamma_{jk}, C_{jk}, C_{jo}$ se vor exprima în $[\mu F/km]$ pentru a pune în evidență parametri specifi cii cablului (pe unit. de lungime).

3. Schema de montaj și aparatul utilizat

Se vor executa succesiv schemele din fig. 6 a,b,c,d.

Aparatele utilizate sunt:

R - potențiometru de 100Ω; 2,4 A

V - voltmetru de c.c. pe scara de 25 V

G - galvanometru balistic

C_0 - condensator $19,35 \cdot 10^{-9} F$.

4. Modul de lucru

a) Pentru a determina pe γ_{jj} se execută montajul ca în fig. 6 b, corpurile 1,2,...,n fiind firele unui cablu, pămîntul (corpuș de potențial nul) fiind mantaua cablului pusă la masă.

Se inchide K_1 și se reglează din potențiometrul R pînă cînd voltmetrul indică $V_j=10 V$. Apoi se deschide K_1 și se inchide K_2 citind deviația galvanometrului. Se mută apoi legătura pe rînd la toate corpușele 1,2,...,etc. determinind în felul acesta pe $\gamma_{11}, \gamma_{22}, \dots, \gamma_{jj}$.

b) Pentru a determina pe γ_{jk} se realizează montajul din fig. 6 c, galvanometrul se leagă la corpul k. Se inchide K_1 și se realizează $V_j=10 V$ după care se deschide din nou, și concomitent se inchide K_2 , deschîrcînd corpul k prin galvanometru. Apoi butoanele K_1-K_2 împreună cu galvanometrul G se montez pe rînd pentru toate corpușele din sistem 1,2,...,etc. Pentru a măsura toate combinațiile γ_{jk} din sistem se încarcă inițial și celelalte corpușe care formează perechi, la fel cum am procedat pentru corpul j.

c) Pentru a determina C_{jo} se realizează montajul din fig. 6 d. Cu K_2 deschis se inchide K_1 și se încarcă sistemul de corpușe la potențial $V_j=U_{jo}=10 V$. Se deschide K_1 și concomitent se inchide K_2 citind indicația galvanometrului. Se repetă măsurările mutînd galvanometrul pe rînd în legătură cu corpușele 1,2,...,etc.

Rezultatele măsurătorilor de la a), b) și c) se trăc în tabelele 1,2,3.

Etalonarea galvanometrului

Se realizează montajul din fig. 6 a în care cu potențiometrul R se fixează o tensiune U_0 cu care se încarcă condensatorul de referință $C_0 = 19,35 \cdot 10^{-9} F$.

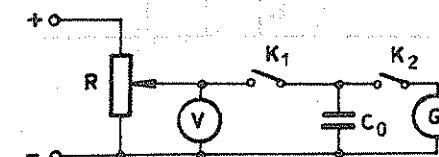


Fig. 5.

sarcina de încărcare fiind: $q_0 = C_0 U_0$. Această sarcină se va întâlni în circuit.

Această sarcină se descarcă prin galvenometrul G (deschizând K_1 și închizând K_2) și produce o derivație α_0 . Constanta galvenometrului K_b rezultă astfel:

$$K_b = \frac{q_0}{C_0} = \frac{C_0 U_0}{C_0}$$

în urma căreia se obține: $K_b = \frac{U_0}{C_0}$.

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

Să vor completa tabelele 1, 2, 3, 4 și să se vor determina rețelele de condensatoare echivalente cablului dat.

Tabelul 1.

Nr. crt.	q_j	V_j	$\bar{\gamma}_{jj}$ F/km
1.			
2.			
3.			

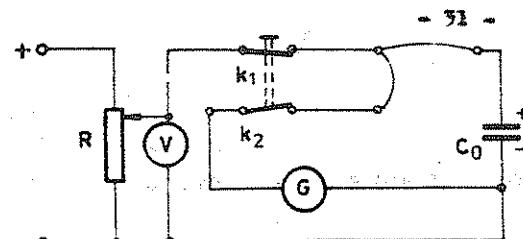
Tabelul 3.

Nr. crt.	V_j	q_{kj}	$\bar{\gamma}_{kj}$	C_{kj} F/km
1.				
2.				
3.				

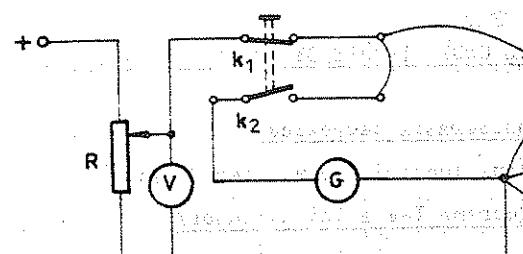
Tabelul 4.

Nr. crt.	q_j	U_{jo}	C_{jo} F/km
1.			
2.			

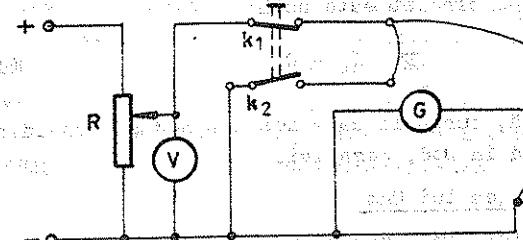
C_{10}	C_{20}	C_{12}	$\frac{q_1 + q_2 = 0}{C_{s1} C_{s2} C_{s12}}$	$\frac{V_1 + V_2 = 0}{C_{s1} C_{s2} C_{s12}}$
1.				
2.				



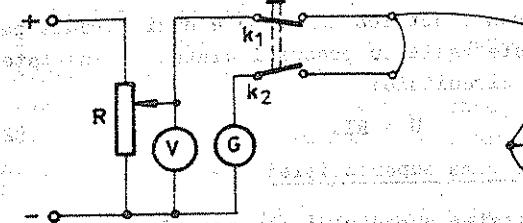
a) Etalonarea schemei



b) Determinarea coeficienților $\bar{\gamma}_{11}$ și $\bar{\gamma}_{jj}$



c) Determinarea coeficienților $\bar{\gamma}_{12}$ ($\bar{\gamma}_{jk}$)



d) Determinarea capacițăților C_{10} (C_{jo})

Fig. 6.

L U C R A R E A N R . 4

STUDIUL UNUI CIRCUIT DE CURENT CONTINUU

1. Considerații teoretice

In cadrul lucrării se vor verifica:

1.1. Teorema I-a a lui Kirchhoff

Teorema I-a a lui Kirchhoff exprimă relația dintre curenții laturilor care converg într-un nod și se enunță astfel:

Suma algebrică a curenților laturilor ce se întâlnesc într-un nod al unui circuit este nulă:

$$\sum_{k=1}^n I_k = 0. \quad (1)$$

In sumă, curenții care ies din nod se consideră pozitivi, iar cei care intră în nod, negativi.

1.2. Legea lui Ohm

Legea lui Ohm, exprimă relația dintre tensiunea la bornele unui circuit pasiv (fără surse) și curentul electric; ea are următorul enunț:

Tensiunea electrică la bornele unui circuit pasiv de curent continuu este egală cu produsul dintre intensitatea curentului și rezistența circuitului:

$$U = RI. \quad (2)$$

1.3. Teorema superpoziției

Intensitatea curentului electric în orice latură a unui circuit electric linier, este suma algebrică a intensităților curenților pe care î-are stabili prin acea latură fiecare dintre surse dacă să-și găsi singură în circuit.

1.4. Teorema reciprocității

Curentul produs într-o latură „m” a unui circuit, de

o sursă situată într-o altă latură „k” (fără să mai existe și alte surse în circuit) este egal cu curentul pe care î-are produce în latura „k” aceeași sursă mutată în latura „m”, rezistența laturilor răminind neschimbată:

$$(I_{mk})_{E_k=E} = (I_{km})_{E_m=E}. \quad (3)$$

1.5. Teoremele generatorului echivalent

Teorema generatorului echivalent de tensiune (Thévenin-Helmholtz):

Curentul I_{AB} debătut de un circuit printr-o rezistență R legată la bornele (A,B) este egal cu raportul dintre tensiunea U_{AB0} de mers în gol la bornele (A,B) și suma dintre rezistența exteroară R și rezistența interioară R_{AB0} a circuitului pasivizat:

$$I_{AB} = \frac{U_{AB0}}{R+R_{AB0}}. \quad (4)$$

Teorema generatorului echivalent de curent (Norton):

Tensiunea U_{AB} produsă în sarcină de un circuit linier care alimentează o rezistență exteroară R , este egală cu raportul dintre curentul de scurtcircuit I_{ABsc} , al circuitului, la acele borne, și suma dintre conductanța interioară a circuitului pasivizat $G_{AB0} = 1/R_{AB0}$ și conductanța exteroară $G = 1/R$:

$$U_{AB} = \frac{I_{ABsc}}{G+G_{AB0}}. \quad (5)$$

2. Obiectul lucrării

2.1. Verificarea legii lui Ohm, a teoremei superpoziției și a teoremei I-a lui Kirchhoff.

2.2. Verificarea teoremei reciprocității.

2.3. Verificarea teoremelor generatorului echivalent (de tensiune și de curent).

3. Schema de montaj și aparatură utilizată

Se va executa montajul din figura 1, unde:

E_1, E_2 - surse de curent continuu de 12 V, respectiv 8 V;
 A_1, A_2, A - ampermetre de curent continuu magnetolectrice,
 1 A;

V = voltmetru de curent continuu magnetoelectric, 30 V;
 R_1, R_2, R_3 = rezistoare (montate pe o placă de plexiglass);
 R = reostat cu cursor, 30Ω , 5 A;
 K_1, K_2 = comutatoare bipolare cu pîrghie;
 K = intrerupător bipolar.

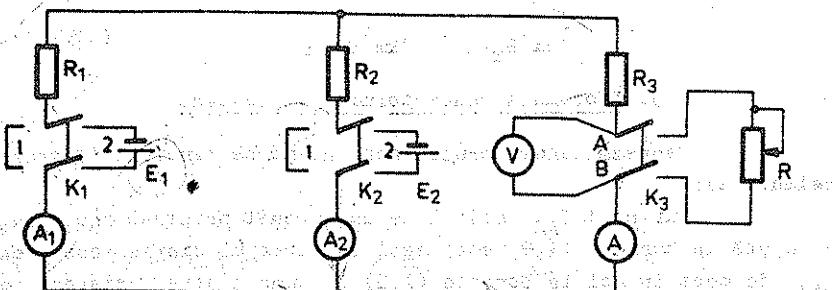


Fig. 1.

4. Modul de lucru

Comutatoarele K_1, K_2 și întrerupătorul K se află în poziția deschisă. Reostatul R se găsește pe poziția maximă.

4.1. Verificarea legii lui Ohm, teoremei I-a lui Kirchhoff si teoremei superpozitiei.

a) Legea lui Ohm

Se pun comutatoarele K_1 și K_2 pe poziția 2 și se închide K. Se citesc indicațiile voltmetrului V și a ampermetrului A. Rezultatele se trăc în tabelul 1 și se verifică legea $(R=U_{AB}/I)$, R fiind cunoscută, cursorul reostatului fiind pe poziția maximă.

b) Teorema I-a a lui Kirchhoff

Circuitul fiind în situația a), se citesc indicațiile ampermetrelor A_1, A_2, A . Si se completează tabelul 1.

Se verifica teorema.

c) Teorema superpozitiei

Pentru valorile fixate la punctul anterior, se citesc curentii si tensiunea (la voltmetrul V) cu ambele surse in circuit.

Se pune K_1 pe poziția 1, în rest circuitul rămînind neschimbat. Se fac citirile corespunzătoare și se completează tabelul 1.

Se pune K_1 pe poziția 2 și K_2 pe poziția 1 (K-rămăințind închis). Se fac citirile corespunzătoare și se completează tabelul 1.

Se verifică teorema

4.2. Verificarea teoremei reciprocității

Se pune K_2 pe poziția 1, K_1 pe poziția 2, iar K închis. Se citește la ampermetrul A_2 curentul $I_2 = I_{21}$, cind în latura 1 există sursa E .

Se pune apoi K_1 pe poziția 1, se conectează sursa E_1 la bornele 2 ale lui K_2 și se pune K_2 pe poziția 2. Se citește la ampermetrul A_1 curentul I_1 ($=I_{12}$), cind în latura 2 există tot sursa E_1 .

Datele se trăc în tabelul 1 și se verifică teorema $\{I_1\} = \{I_2\}$.

Exemplu 4.3. Verificarea teoremetelor generatorului echivalent de tensiune (Thévenin-Helmholtz) si de curent (Norton).

Se reface montajul initial in care ambele surse sunt introduse in circuit (comutatoarele K_1, K_2 in pozitia 2, iar K_3 inchis). Curentul I' indicat de ampermetrul A si tensiunea U_{AB}' indicata de voltmetru V se trec in tabelul 2.

Se deschide K și se citește la voltmetrul V tensiunea U_{AB} , care se trece în tabelul 2.

Se inchide K și se scurcircuită reostatul R cu ajutorul unui fir; indicația I_A a ampermetrului A se trece în tabelul 2.

5. Rezultate experimentale si prelucrarea datelor

Valorile obținute în urma măsurătorilor, precum și cele calculate se trec în tabelul 1 și 2.

Tabelul 1

Nr. crt.	Poziția lui		I ₁ (A)	I ₂ (A)	I (A)	U _{AB} (V)	R (Ω)
	K ₁	K ₂					

Tabelul 2

I ⁺	U _{AB}	U _{ABo}	I _{sc}	R	G ₊	R _{ABC}	G _{ABo}	I	U _{AB}
(A)	(A)	(v)	(A)	(Ω)	(S)	(Ω)	(S)	(A)	(v)

Valorile mărimilor din tabelul 2 se calculează cu formula:

$$R = \frac{U_{AB}}{I}; \quad G = \frac{1}{R}; \quad (6)$$

$$R_{ABo} = \frac{U_{ABo}}{I_{sc}}; \quad G_{ABo} = \frac{1}{R_{ABo}}; \quad (7)$$

$$I = \frac{U_{ABo}}{R + R_{ABo}}; \quad (8)$$

$$U_{AB} = \frac{I_{sc}}{G + G_{ABo}}. \quad (9)$$

6. Observații și concluzii

Se va acorda atenție bornelor ampermeterelor, astfel încât în timpul măsurătorilor, atunci cînd sensul curentului printr-o latură se schimbă față de cel inițial (pentru care s-a stabilit „polaritatea” instrumentului), se inversează temporar legăturile la bornele ampermetrului respectiv (valoarea care se trage în tabel fiind cu semnul „-”), urmînd ca după citire să fie restabilă situația inițială.

Care sunt erorile (v.tabelul 1) cu care se verifică teorema superpoziției și teorema I-a lui Kirchhoff?

Care sunt erorile (v.tabelul 2) cu care se verifică teorema generatorului echivalent de tensiune și de curent, calculate cu formulele

$$\epsilon_I = \frac{I' - I}{I} \cdot 100 (\%),$$

$$\epsilon_U = \frac{U_{AB} - U_{AB}}{U_{AB}} \cdot 100 (\%) ?$$

Care este explicația erorilor de mai sus?

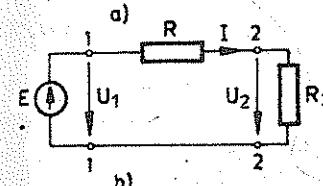
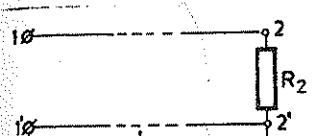
LUCRAREA NR. 5

STUDIUL DIPOLULUI PASIV IN CURENT CONTINUU

1. Considerații teoretice

Se numește dipol pasiv un ansamblu de circuite electrice (o grupare de impedanțe) a cărui funcționare este cuprinsă între o bornă de intrare și una de ieșire, care nu conține surse de tensiune electromotoare și care nu are nici un fel de cuplaj electric sau magnetic cu alte circuite exterioare.

O linie de curent continuu, de distribuție a energiei electrice, avînd tensiunea relativ redusă, poate fi assimilată unui dipol, dacă se neglijeză curentii de deplasare prin izolația liniei.



Astfel, dacă lungimea liniei este "l", secțiunea conductorului este S (fig.1.a), atunci linia poate fi înlocuită cu o rezistență $R = \rho \frac{2l}{S}$, iar dipolul echivalent este cel din fig.1.b.

Ecuația dipolului obținut este:

$$U_1 = U_2 + \Delta U. \quad (1)$$

Presupunind că rezistența interioară R_1 a generatorului de tensiune este neglijabilă, avem:

$$Fig.1. \quad U_1 = \text{const.}; \quad (R_1 = 0). \quad (2)$$

Mărimele electrice caracteristice funcționării dipolului (liniei) sint:

a) tensiunea la capătul liniei (la receptor) este:

$$U_2 = U_1 - RI = U_1 - \Delta U. \quad (3)$$

unde $\Delta U = RI$ reprezintă căderea de tensiune pe linie;

b) puterea furnizată de generator:

$$P_1 = U_1 I; \quad (4)$$

c) puterea absorbită de receptor:

$$P_2 = U_2 I = (U_1 - RI)I = U_1 I - RI^2; \quad (5)$$

d) randamentul transportului pe linie este:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_1 I - RI^2}{U_1 I} = 1 - \frac{R}{U_1} I; \quad (6)$$

Regimurile de funcționare ale liniei sunt:

a) regimul de mers în gol - cind linia este deschisă la capăt ($R_2 = \infty$), iar mărimile electrice corespunzătoare sunt:

$$I = 0; \Delta U = 0; U_1 = U_2; P_1 = 0; P_2 = 0; \eta = 1; \quad (7)$$

b) regimul de scurtcircuit - cind $R_2 = 0$, în care caz:

$$I = I_{sc} = \frac{U_1}{R}; \Delta U = RI_{sc} = U_1; U_2 = 0; P_1 = U_1 I_{sc} = \frac{U_1^2}{R}; \\ P_2 = 0; \eta = 0. \quad (8)$$

In cazul liniilor de transport, interesează în mod deosebit condițiile de transport a puterii maxime de la generator către receptor. Pentru aceasta, se anulează derivata puterii P_2 în raport cu intensitatea curentului I :

$$\frac{\partial P_2}{\partial I} = U_1 + 2RI = 0,$$

de unde:

$$I = \frac{U_1}{2R} = \frac{I_{sc}}{2}, \quad (9)$$

iar

$$P_{2 \max} = U_2 \frac{I_{sc}}{2} = \frac{U_1^2}{4R}$$

și în acest caz:

$$P_1 = U_1 \frac{I_{sc}}{2} = \frac{U_1^2}{2R}. \quad (10)$$

Așadar, se poate spune că pe linie se transportă puterea maximă cind este îndeplinită condiția ca rezistența receptorului (R_2) să fie egală cu rezistența echivalentă a liniei (R), adică:

$$R_2 = R. \quad (11)$$

In această situație (funcționare adaptată), randamentul liniei este:

$$\eta = 1 - \frac{R}{U_1} \frac{I_{sc}}{2} = 1 - \frac{R}{U_1} \frac{U_1}{2R} = 1 - \frac{1}{2} = 0,5 \quad (12)$$

sau

$$\eta = \frac{P_{2 \max}}{P_{1 \max}} = 0,5.$$

2. Obiectul lucrării

In cadrul lucrării de laborator se vor ridica curbele de variație ale mărimilor studiate în funcție de intensitatea I a curentului din linie, adică curbele: $U_1(I)$; $U_2(I)$; $P_1(I)$; $P_2(I)$; $\Delta U(I)$ și $\eta(I)$.

In figura 2 sunt prezentate formele de variație ale acestor funcții.

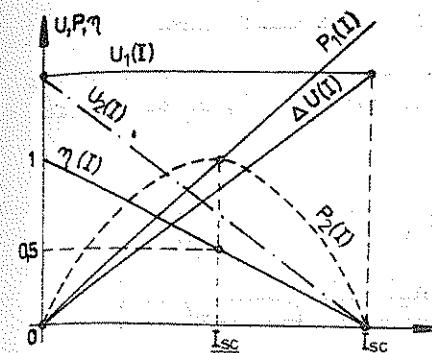


Fig.2.

3. Schema de montaj și aparatura utilizată

Se va executa montajul din figura 3.

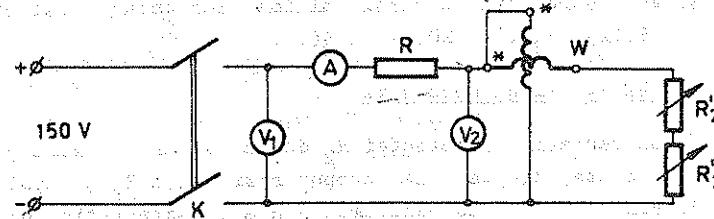


Fig.3.

Alimentarea montajului din figura 3 se face de la o sursă de tensiune electromotoare constantă de 150 V. Celelalte utilități sunt:

A - ampermetru de c.c. de 3 A;

V₁, V₂ - voltmetre de c.c. de 150 V;

R - reostat de 100Ω; 2,4 A;

R₁' - reostat variabil de 440Ω; 1,3 A;

R₂' - reostat variabil de 75Ω; 3 A;

W - wattmetru electrodinamic pe scara 240 V; 2,5 A;

K - intrerupător bipolar.

4. Modul de lucru

Se variază rezistența receptorului $R_2 = R_2' + R_2''$ de la valoarea maximă pînă la $R_2 = 0$ (scurtcircuit), treptat, obținindu-se datele cu care se completează tabelul 1, apoi se realizează regimul de mers în gol.

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

Rezultatele experimentale obținute și cele calculate se vor trece în tabelul 1. ΔU se calculează din relația (1), P_1 cu relația (4), iar η cu relația (6).

Tabelul 1.

Nr. crt.	U_1 V	U_2 V	I A	P_2 W	P_1 W	ΔU V	η %	Obs.
0	1	2	3	4	5	6	7	8
1.								
2.								
3.								

Se vor reprezenta pe hîrtie milimetrică caracteristicile $U_1(I)$, $U_2(I)$, $P_1(I)$, $P_2(I)$, $\Delta U(I)$ și $\eta(I)$.

6. Observații și concluzii

- La variația rezistenței R_2 de la valoarea maximă pînă la $R_2 = 0$, se va scoate, treptat, la început rezistența R'_2 și apoi R''_2 .
- Pentru ridicarea experimentală a caracteristicilor de studiat se vor lua cel puțin 10 puncte.

3. Intrucit sursa de tensiune nu este de putere infinită, avind o rezistență internă $R_i \neq 0$ (adică $U_1 = E - R_i I$, în fig.1.b), se va observa o variație a tensiunii U_1 odată cu variația curentului de sarcină I .

4. Se vor compara curbele experimentale cu cele din figura 2 și se vor da explicații pentru eventualele abateri de la forma lor teoretică.

LUCRAREA NR. 6

VERIFICAREA LEGII CIRCUITULUI MAGNETIC IN REGIM STATIONAR CU AJUTORUL CORDONULUI MAGNETIC (ROGOWSKI)

1. Considerații teoretice

Expresia integrală a legii circuitului magnetic în regim statioanar (cvastionar) este:

$$\oint \bar{H} d\ell = \int_{S_p} \bar{J} ds \quad (1)$$

Circulația intensității cîmpului magnetic \bar{H} pe o curbă închisă Γ este egală numeric cu solenăția (currentul total) printr-o suprafață S_p ce se sprijină pe curba Γ . Solenăția corespunzătoare curbei Γ este:

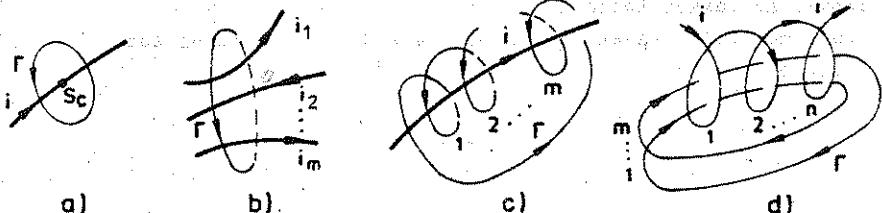
$$\Theta_{S_p} = \int_{S_p} \bar{J} ds \quad (2)$$

Solenăția are expresii simple în următoarele cazuri:

- curba Γ se închide în jurul unui conductor parcurs de currentul de conducție i : $\Theta_{S_p} = i$ (fig.2-a)

- curba Γ se închide în jurul a m conductoare parcuse de curentii i_1, i_2, \dots, i_m (fig.2-b) cind $\Theta_{S_p} = i_1 + i_2 + \dots + i_m$.

Fig. 1.



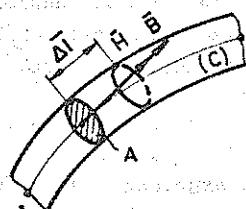
- curba Γ înconjură de m ori același conductor parcurs de curentul de conducție i (fig.2-c) cind $\Phi_{Sp} = m \cdot i$.

- curba de integrare Γ înconjură de m ori o bobină cu n spire parcuse de curentul i (fig.2-d) cind: $\Phi_{Sp} = m(n)i$.

Densitatea curentului de conducție J definită pe suprafață S_p este nulă în toate punctele suprafeței S_p cu excepția unor mici suprafețe S_c care efectiv sunt străbătute de linii de curent.

Mărimile $\int \bar{H}dl$ - tensiunea magnetomotoră de-a lungul curbei Γ și respectiv $\int \bar{H}dl$ - tensiunea magnetică pe curba deschisă C aflate ambele (total sau parțial) în cîmp magnetic se pot măsura cu un dispozitiv numit -cordon magnetic (Rogowski).

Din punct de vedere constructiv cordonul este format dintr-un tub flexibil (fig.3) cu secțiune mică și uniformă (pentru a considera \bar{H} distribuit uniform pe secțiunea sa transversală) înfășurat uniform cu mai multe straturi de spire, ale căror capete sunt aduse la două borne.



A - secțiunea normală a cordonului mg
 $\mu_r \approx 1$ permeabilitatea relativă a tubului flexibil

n_o - numărul de spire pe unitatea de lungime

C - axa cordonului magnetic.

Fluxul magnetic fascicular prin secțiunea cordonului este:

$$\Phi_f = \int \bar{B}ds \approx \bar{B} \cdot A \quad (3)$$

Fig. 3. iar fluxul magnetic total prin cele $(n_o \Delta l)$ spire bobinate pe tronsonulă lungime Δl va fi:

$$\Delta \Phi = (n_o \Delta l) \Phi_f = n_o \Delta l \cdot \bar{B} \cdot A = (n_o A) \bar{B} \cdot \Delta l = (\mu_0 n_o A) \bar{H} \cdot \Delta l \quad (4)$$

deoarece $\bar{B} = \mu_0 \bar{H}$ iar \bar{A} și Δl au aceeași orientare (tangente la curba C). Dar $(\bar{H} \cdot \Delta l)$ este tensiunea magnetică de-a lungul tronsonului Δl din cordon. Conform (4) fluxul magnetic total $\Delta \Phi$ prin spirele unui tronson de cordon este proporțional cu tensiunea magnetică de-a lungul axei aceluiși tronson.

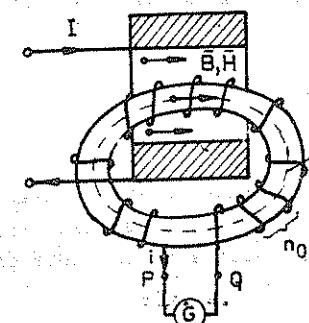
Cordonul fiind așezat între punctele 1 și 2, fluxul total care-l străbate este:

$$\Phi = \mu_0 n_o A \int_{1(C)}^2 \bar{H} \cdot dl = \mu_0 n_o A (u_m)_{12} \quad (5)$$

Pentru a măsura tensiunea magnetică $[u_m]_{12} = \left[\frac{\bar{H}dl}{(c)} \right]^2$ este deci suficient să măsurăm fluxul magnetic prin spirele cordonului cuprins între punctele 1 și 2.

Acest flux fiind produs de un curent continuu este invariabil în timp. Il vom măsura cu un galvanometru balistic (G) montat la bornele înălțării de pe cordon (fig.4).

Se variază fluxul prin cordon de la Φ la 0, de la $+\Phi$ la $-\Phi$, sau de la 0 la Φ , prin întreruperea, inversarea sau stabilirea curentului I care produce cimpul magnetic studiat \bar{H} . Se convertește fluxul Φ , în acest fel, într-o variație de flux $\Delta \Phi = +\Phi; -2\Phi$ sau $+\Phi$ care va induce la bornele P-Q ale cordonului t.e.m:



$$e = -\frac{\Delta \Phi}{\Delta t} \text{ respectiv intensitatea curentului:}$$

$$i = \frac{e}{R} = -\frac{1}{R} \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} \quad (6)$$

unde R este rezistența totală a circuitului de măsură (cordón, galvanometru, fire legătură, etc).

Galvanometrul G măsoară sarcina dusă de către curentul induș:

$$q = \int_0^\infty i dt = -\frac{1}{R} \int_0^\infty \frac{d\Phi}{dt} dt = -\frac{\Delta \Phi}{R} \quad (7)$$

unde $\Delta \Phi = \Phi_{final} - \Phi_{initial} = \Phi; -\Phi; -2\Phi; 2\Phi$

Dar sarcina q este egală cu amplitudinea α a primei oscilații a spotului luminos la galvanometrul balistic (dacă variația în timp (Δt) a curentului i este suficient de mică).

Rezultă:

$$q = K_b \cdot \alpha = -\frac{\Delta \Phi}{R} = a \cdot \left[\frac{\mu_0 N_o A}{R} \right] \cdot \int_{1(C)}^2 \bar{H} dl \quad (8)$$

în care coeficientul a are, în funcție de $\Delta \Phi$, valurile:

	Stabilire	Intrerupere	Inversare
$\Delta \Phi$	Φ	$-\Phi$	$\pm 2\Phi$
a	-1	1	± 2

Tensiunea magnetică este:

$$\int_1^2 \tilde{H} d\tilde{t} = \frac{K_b \cdot R}{\mu_0 n_0 A} \cdot \frac{\alpha}{a} = \frac{1}{a} k \cdot \alpha \quad (9)$$

unde

$k = \frac{K_b \cdot R}{\mu_0 n_0 A}$ este constanta dispozitivului de măsurare și poate fi determinată experimental printr-o etalonare.

Se înfășoară cordonul în jurul unei bobine cu număr de spire cunoscut (N_o) și să cărei curent se măsoară (I_o). La stabilirea sau întreruperea curentului I_o vom avea:

$$\int_1^2 \tilde{H} d\tilde{t} = \Theta_o = N_o I_o = k \cdot \alpha_o$$

respectiv

$$k = \frac{N_o I_o}{\alpha_o}$$

Constanta k fiind determinată, fără a mai schimba poziția galvanometrului, cordonul poate fi folosit conform fig.4 și relației (9) pentru a determina numărul de spire al unei bobine necunoscute parcuse de un curent măsurabil.

2. Obiectul lucrării

- Etalonarea schemei de măsură
- Verificarea proporționalității tensiunii magnetice cu solenatarea îmbrăjigată
- Verificarea independenței tensiunii magnetice de forma curbei și de poziția acestaia în cimpul magnetic
- Verificarea dependenței tensiunii magnetice de sensul curbei de integrare și de semnul solenăției
- Determinarea numărului de spire ale unor bobine.

3. Schema de montaj și aparatul utilizat

Să se execute montajul din fig.5 în care:

L : bobina etalon sau alte bobine

CR : cordonul magnetic (Rogowski)

R_h : reostat

A : ampermeteru

G : galvanometru balistic

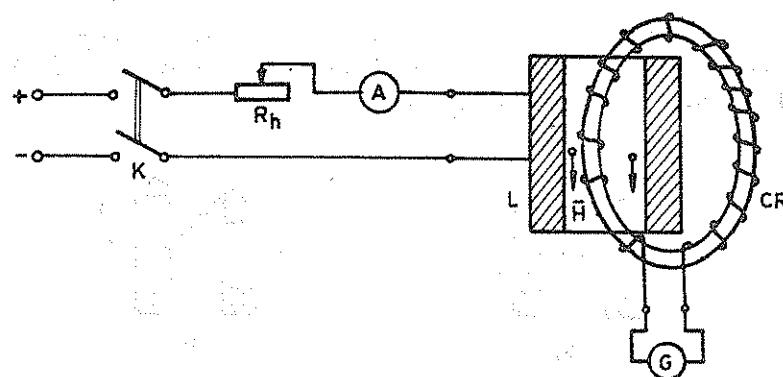


Fig. 5.

4. Modul de lucru

a) Etalonarea schemei de măsură

Conectând în montaj o bobină L cu N_o spire cunoscut, se trece prin ea un curent de cca (5-6) A. Se întrerupe curentul I_o și se citează deviația α_o . Operația se repetă pentru cîteva valori ale intensității curentului.

b) Verificarea proporționalității tensiunii magnetice cu solenatarea

Se conectează în circuit două bobine montate în serie stabilindu-se prin ele un curent de (5-7) A. Cordonul se aşează astfel încât să înlățuiască cîte una dintre bobine. Se fac determinări la întreruperea curentului, încercind ca manevrele să se facă în timp atunci mici.

c) Verificarea independenței tensiunii magnetice de forma curbei

Se aşează cordonul în diferite poziții în jurul bobinei și se dau diverse forme curbei dar se menține același curent I prin bobina ce produce \tilde{H} .

d) Verificarea dependenței tensiunii magnetice de sensul de integrare și de semnul solenăției.

Pentru o poziție dată a cordonului se fac măsurători la sensuri diferențiale ale curentului I prin bobină. Păstrind valoarea curentului se repetă determinările pentru cordonul introdus în poziție inversă în jurul bobinei (sens de integrare schimbat).

e) Verificarea compunerii solenăților

Pentru diferite valori ale curentului în cele două bobine inseriate se măsoară solenatarea fiecărei bobine așezând cordonul în jurul uneia sau celeilalte bobine și apoi se măsoară solenatarea

lor compusă așezând cordonul ca în fig. 6-a, b astfel ca $\Theta_{sp} = (N_1 + N_2)I$ sau $\Theta_{sp} = (N_1 + N_2)I$ sau înășurind cordonul de două ori în jurul unei bobine $\Theta_{sp} = 2N_1I$.

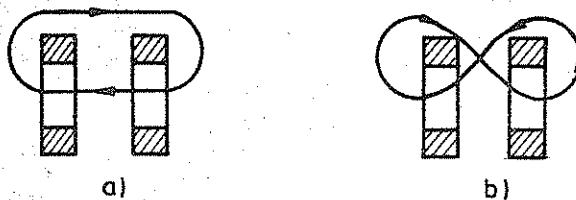


Fig. 6.

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

- Este de remarcat că măsurările se împart în două categorii:
 - cele în care se cunoaște nr. de spire al bobinei N_o și se determină constanta k (etalonarea schemei);
 - cele în care se cunoaște k și se determină N din calculul solenajiei.

În baza măsurătorilor efectuate se va arăta pe două coloane care sunt factorii de care depinde și de care nu depinde o tensiune magnetică (magnetomotoare).

Datele măsurate se trec în tabelul de mai jos:

Bobina	Pozitie cordon	I_{init} (A)	I_{final} (A)	ΔI (A)	α div	k	$\int Hds$ A _{sp}	Θ_{sp} A _{sp}	N spire	Obs.
N_o	(a)									
$N_1 + N_2$	(b)									
:										

LUCRARE NR. 7

STUDIU UNUI CIRCUIT MAGNETIC

1. Considerații teoretice

Prin circuit magnetic se înțelege un ansamblu de structuri date, alcătuit din corpuși de mare permeabilitate (feromagnetic), în contact direct sau prin intermediul unor interacțiuni (întrefieruri), și din surse de excitare. Circuitele magnetice pot fi liniare (cind toate laturile de circuit se caracterizează prin permeabilitate magnetică u constantă, deci curba de magnetizare $B(H)$ este liniară) sau neliniare cind cel puțin o latură a circuitului intră în regim de saturare magnetică: permeabilitatea magnetică u depinde de inducția B din latură, deci caracteristica $B(H)$ este neliniară).

Calculul circuitelor magnetice (liniare sau neliniare) se asemănă cu calculul circuitelor electrice (liniare, respectiv neliniare). Ecuațiile lui Kirchhoff pentru circuite magnetice sunt:

$$\sum_{k \in (b)} \Phi_{fk} = 0 ; \quad b = 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

$$\sum_{k \in (p)} \Theta_{pk} = - \sum_{k \in (p)} U_{mk} ; \quad p = 1, 2, \dots, O. \quad (2)$$

In cazul circuitelor neliniare tensiunea magnetică U_{mk} nu se exprimă sub forma $R_{mk}\Phi_{pk}$ (ca pentru circuitele magnetice liniare), ci trebuie dată în funcție de fluxul din latura respectivă

$$U_{mk} = f(\Phi_{pk}), \quad (3)$$

dependentă care în general nu mai este liniară și reprezintă caracteristica magnetică a laturii de circuit considerate. Decarece:

$$U_m = \int_1^2 H ds = H \cdot \ell \quad \text{și} \quad \Phi_p = \int_1^2 B dA \approx BA, \quad (4)$$

rezultă că aliura caracteristicii magnetice $U_m(\Phi_f)$ reprezintă, la altă scară, curba de magnetizare a materialului $B(H)$.

Pentru simplificarea calculelor, se întocmeste schema electrică echivalentă a circuitului magnetic respectiv.

Astfel, pentru circuitul magnetic (neliniar) din figura 1, schema electrică echivalentă este prezentată în figura 2.

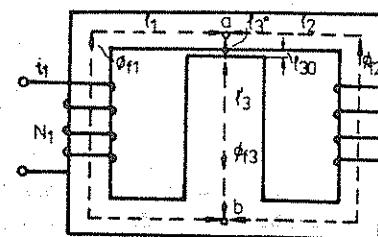


Fig. 1.

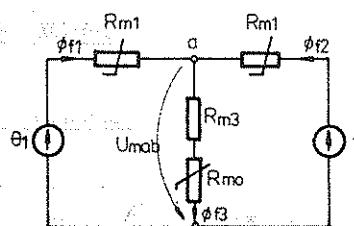


Fig. 2.

Ecuatiile scrise cu teoremele lui Kirchhoff sint:

$$\Phi_{f1} + \Phi_{f2} = \Phi_{f3} \quad (5)$$

$$\theta_1 = H_1 l_1 + U_{mab} \quad (6)$$

$$\theta_2 = H_2 l_2 + U_{mab} \quad (7)$$

Din ecuația (6) rezultă:

$$U_{mab} = \theta_1 - H_1 l_1 = \theta_1 - U_{m1}(\Phi_{f1}) = U_{mab}(\Phi_{f1}) \quad (8)$$

In figura 3 s-a reprezentat funcția $U_{m1}(\Phi_{f1})$, care s-a obținut din curba de magnetizare a laturii 1 a circuitului. Din aceasta se obține conform relației (8) funcția $U_{mab}(\Phi_{f1})$, respectiv $\Phi_{f1}(U_{mab})$ care s-a reprezentat în aceeași figură.

In mod similar, din ecuația (7) rezultă

$$U_{mab} = \theta_2 - H_2 l_2 = \theta_2 - U_{m2}(\Phi_{f2}) = U_{mab}(\Phi_{f2}) \quad (9)$$

La fel, din caracteristica magnetică $U_{m2}(\Phi_{f2})$ a laturii 2 și conform ecuației (9), se construiește caracteristica

$$\Phi_{f2}(U_{mab})$$
 reprezentată în figura 3.

Din ecuația (5) scrisă pentru modul (a)

$$\Phi_{f3} = \Phi_{f1} + \Phi_{f2} = \Phi_{f1}(U_{mab}) + \Phi_{f2}(U_{mab}) = \Phi_{f3}(U_{mab}) \quad (10)$$

rezultă că prin adunarea fluxurilor magnetice Φ_{f1} și Φ_{f2} la tensiuni magnetice U_{mab} egale se obține caracteristica $\Phi_{f3}(U_{mab})$ din figura 3.

Pe de altă parte, caracteristica $\Phi_{f3}(U_{mab})$ se poate construi din curba de magnetizare a laturii a treia și din reluctanță întreierului, conform relației:

$$U_{mab} = U_{mab}(\Phi_{f3}) = H_3 (l'_3 + l''_3) + H_{30} l_{30} = U_{m3}(\Phi_{f3}) + U_{mo}(\Phi_{f3}) \quad (11)$$

Construcția grafică este realizată cu linie intreruptă în figura 3: din curbile $U_{m3}(\Phi_{f3})$ și $U_{mo}(\Phi_{f3})$ se obține, prin adunarea tensiunilor magnetice pentru același flux Φ_{f3} , caracteristica $U_{mab}(\Phi_{f3})$, respectiv $\Phi_{f3} = \Phi_{f3}(U_{mab})$. Cum fluxul magnetic Φ_{f3} trebuie să satisfacă atât relația (11) cât și (10), rezultă că fluxul Φ_{f3} din latura 3 se obține la intersecția celor două caracteristici $\Phi_{f3}(U_{mab})$ (fig.3). Din figura 3 se obține apoi tensiunea magnetică U_{mab} și fluxurile magnetice Φ_{f1} și Φ_{f2} . Se poate observa că rezolvarea unui astfel de circuit magnetic neliniar prin metode grafo-analitice este relativ laborioasă.

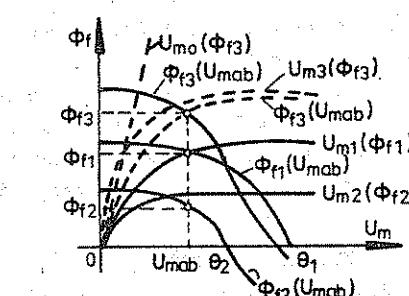


Fig. 3.

Fluxul magnetic care trece printr-o bobină (circuit) determină o anumită inductivitate (inductanță). Se numește inductivitate proprie $L_{KK} = L_K$ a bobinei (circuitului) și având N_K spire raportul (pozitiv) dintre fluxul magnetic total $\Phi_{KK} = \Phi_K$ prin bobina k , produs de curentul acelei bobine (în sensul asociat după regula burghiului drept sensului curentului) și curentul i_k care îl produce:

$$L_k = L_{kk} = \frac{\phi_k}{i_k} = \frac{N_k \phi_{fk}}{i_k} > 0. \quad (12)$$

Se numește inductivitate mutuală L_{km} , între bobinele (circuitelor) k și m , raportul dintre fluxul total (ϕ_{km}) produs de bobina m prin interiorul bobinei k , și curentul i_m care îl produce:

$$L_{km} = \frac{\phi_{km}}{i_m} = \frac{N_k \phi_{fkm}}{i_m} \geq 0. \quad (13)$$

(În cazul bobinelor nelineare inductivitățile definite mai sus se numesc statice).

Pentru bobinele nelineare, alimentate în curenț alternativ se definește inductivitatea de amplitudine

$$L_m = \frac{\phi_m}{I_m}, \quad (14)$$

unde ϕ_m este fluxul total maxim, iar $I_m = \sqrt{2}I$ este valoarea maximă a curentului.

2. Obiectul lucrării

Se va urmări determinarea pe cale experimentală a fluxurilor magnetice, inductiilor și intensităților cimpului magnetic în istorile unui circuit magnetic ale cărui înfășurări sunt alimentate în curenț continuu și apoi în curenț variabil (alternativ).

Se vor determina și inductivitățile proprii și mutuale ale bobinelor circuitului magnetic de curenț continuu și inductivitatea de amplitudine a bobinei alimentate în curenț alternativ.

3. Schema de montaj și aparatură utilizată

3.1. Pentru circuitul magnetic de curenț continuu se realizează montajul din figura 4. Dimensiunile miezului feromagnetic se dau în mm. Semnificația notățiilor din figura 4 este următoarea:

M - circuit magnetic din tole de tablă silicioasă (4% Si) obișnuită ($A_1 = A_2 = 14 \times 14 \text{ mm}^2$, $A_3 = 28 \times 14 \text{ mm}^2$);

A, X; B, Y - bornele înfășurărilor (având $N_1 = N_2 = 100$ spire);

a, x; b, y; c, z - bornele bobinelor de probă (cu $N=2$ spire);

G - galvanometru balistic (cu o rezistență totală $R_G + R_c = 6330 \text{ ohmi}$);

R - rezistență variabilă (75Ω);

K_1 - intrerupător tripolar

K_2 - intrerupător bipolar

A - ampermtru de curenț continuu (magnetolectric); 5 A.

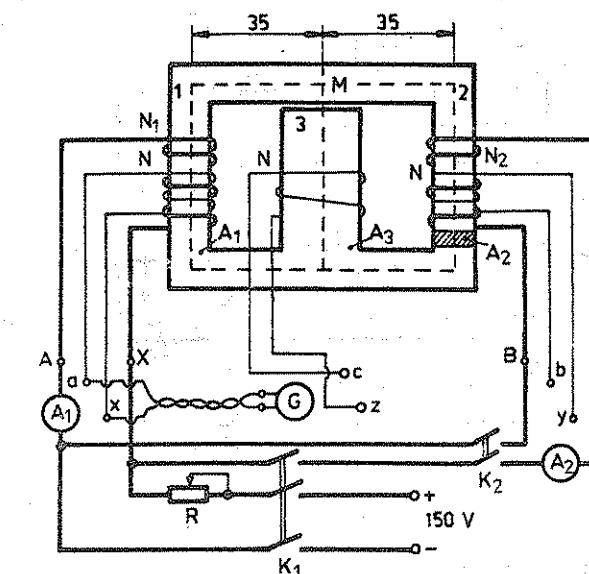


Fig. 4.

3.2. Pentru circuitul magnetic de curenț alternativ se realizează alimentarea în curenț alternativ a acelorași înfășurări dispuse pe miezul feromagnetic, dar cu bobine de probă având număr de spire diferit ($N=10$ spire), ca în figura 5, unde suplimentar apar:

V_1, V_2, V_3 - voltmetre de c.a.; 2,5 V;

A_1, A_2 - ampermtri de c.a.; 5 A;

AT - autotransformator.

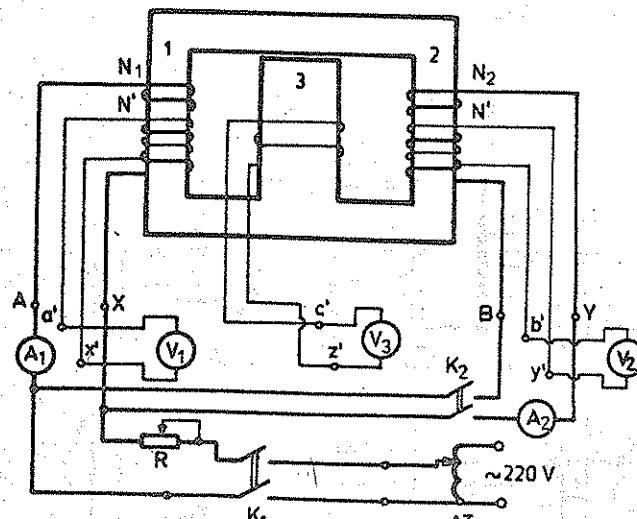


Fig. 5.

4. Modul de lucru

4.1. Studiul circuitului magnetic de curent continuu.

Pentru măsurarea fluxului magnetic se folosește o bobină de probă cu N spire identice străbătute de fluxul fascicular de măsurat Φ_f . Bobina se leagă în serie cu un galvanometru balistic G . Dacă fluxul magnetic de măsurat și care este înălțuit de spirele bobinei de probă variază brusc (de exemplu prin stabilizarea sau întreruperea circuitului electric care produce fluxul), atunci prin inducție electromagnetică se induce, pentru un timp scurt, o tensiune electromotoare și o impulsie de curent în galvanometru. Din deviația galvanometrului se poate calcula fluxul magnetic, respectiv inducția magnetică. Într-adevăr, curentul electric induz este (conform legii lui Ohm și legii inducției electromagneticice):

$$i = \frac{e}{R_G} = -\frac{1}{R_G} \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{1}{R_G} N \frac{d\Phi_f}{dt}. \quad (15)$$

Deviația maximă a galvanometrului este determinată de sarcina electrică Δq care străbate circuitul galvanometrului în timpul mișcării bobinei

$$\Delta q = \int idt = -\frac{N}{R_G} \int d\Phi_f = \frac{N}{R_G} [\Phi_{f\text{final}} - \Phi_{f\text{initial}}], \quad (16)$$

sau

$$\Delta \Phi_f = \frac{R_G}{N} \Delta q, \quad (17)$$

unde:

$\Delta \Phi_f$ - este diferența între fluxul fascicular inițial și cel final; R_G este rezistența totală a circuitului galvanometric; $\Delta q = k_b d_{\max}$, în care d_{\max} este deviația maximă a galvanometrului balistic și k_b este constanta lui.

Cind $\Phi_f = \Phi_{f\text{initial}}$ și $\Phi_{f\text{final}} = 0$, (întreruperea alimentării) rezultă

$$\Phi_f = \Delta \Phi_f = \frac{R_G}{N} k_b d_{\max}. \quad (18)$$

Constanta galvanometrului balistic (k_b) se va determina ca și în lucrarea „Determinarea experimentală a coeficienților de capacitate, a coeficienților de influență și a capacitaților parțiale pentru un sistem de corpuși încărcate” - prin descărcarea unui condensator etalon de capacitate C_0 , inițial încărcat cu o tensiune U_0 pe galvanometru balistic, care determină deviația d_{\max} a spotului luminos. Rezultă

$$k_b = \frac{q_0}{d_{\max}} = \frac{C_0 U_0}{d_{\max}} \quad (19)$$

Se etalonesază galvanometrul, în care scop se determină constanta k_b , conform relației (19), utilizând un condensator etalon de $C_0 = 25 \text{ nF}$, încărcat inițial cu tensiunea $U_0 = 1,5 \text{ V}$.

Se realizează montajul din figura 4.

Intrerupătorul K_2 fiind deschis, R pe poziția maximă, se închide K_1 . Se mișcăreză treptat rezistența R pînă ce ampermetru A_1 indică 3,5 A. Galvanometrul fiind cuplat la bornele a-xi ale bobinei de probă, se notează indicația lui A_1 și se deschide brusc interrupătorul K_1 , citindu-se deviația d_{\max} a galvanometrului. Se mută apoi galvanometrul la bornele b-y. Se închide din nou K_1 și se deschide brusc K_1 , citindu-se și de data

aceasta deviație galvanometrului. Experiența se repetă similar cu galvanometrul legat la bornele c-z a calei de a treia bobine de probă montată pe latura 3 a circuitului.

Cu R pe poziția maximă, se închide K_2 și K_1 . Se măsoarează spațiu R pînă când ampermetrele A_1 și A_2 indică fiecare aproximativ 3,5 A, notindu-se aceste valori. Experiența se repetă ca mai sus, de data aceasta menținîndu-se K_2 închis (deci existînd două solenități $\theta_1 = N_1 I_1$ și $\theta_2 = N_2 I_2$ în circuit).

Indicațiile instrumentelor de măsură se trec în tabelul 1.

4.2. Studiul circuitului magnetic de curenț alternativ.

Aplicînd înfășurării bobinei o tensiune alternativă, în miezul feromagnetic apar flux magnetic alternativ, care induce în bobina de probă respectivă (cu N' spire) o tensiune electromotoare:

$$e = N' \frac{d\Phi_f}{dt} = -N' \frac{d}{dt}(\Phi_{fm} \cos \omega t) = N' \omega \Phi_{fm} \sin \omega t, \quad (20)$$

sau

$$e = N' 2 \pi f B_m A \sin \omega t = E \sqrt{2} \sin \omega t \quad (21)$$

unde: B_m este inducția maximă, A - aria secțiunii miezului (bobinei), f - frecvență, E - valoarea efectivă a t.e.m.

Rezultă:

$$B_m = \frac{E \sqrt{2}}{2 \pi f N' A} = \frac{E}{4,44 N' f A} = \frac{U}{4,44 N' f A}. \quad (22)$$

Deci, măsurînd valoarea efectivă a tensiunii electromotoare induse într-o bobină de probă fixată pe o latură a circuitului, se poate determina inducția maximă în latura respectivă a circuitului magnetic.

Intrerupătorul K_2 fiind deschis, R pe poziția maximă, autotransformatorul cu cursorul pe poziția "zero" se închide K_1 . Se crește treptat tensiunea în secundarul autotransformatorului la aproximativ 200 V, iar R se măsoarează treptat pînă ce ampermetrul A_1 indică aproximativ 3,5 A. Se notează în tabelul 2 indicațiile instrumentelor de măsură.

Se deschide K_1 , se redusce cursorul autotransformatorului la "zero" (R rămîne pe valoarea maximă). Se închide K_2 , se închide K_1 și se crește treptat tensiunea în secundarul autotransformatorului pînă ce ampermetrele A_1 și A_2 indică fiecare aproximativ 3,5 A. Se notează indicațiile instrumentelor de măsură în același tabel 2.

5. Rezultatele experimentale și prelucrarea datelor

5.1. Pentru circuitul magnetic de curenț continuu relațiile de calcul sunt:

- constanta galvanometrului (rel.19):

$$k_b = \frac{C_o U_o}{d_{max}} \quad (23)$$

- fluxul magnetic fascicular din latura k ($k=1,2,3$), conform relației (18):

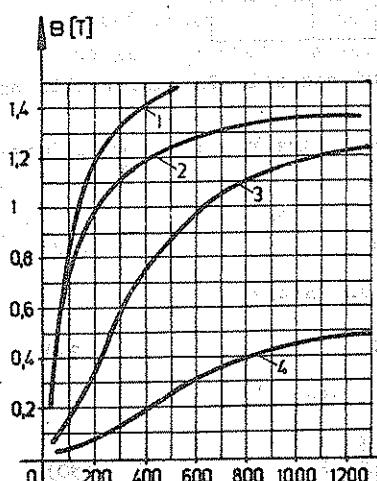
$$\Phi_{fk} = \frac{R_G}{N} k_b d_{max}; \quad (24)$$

- inducția magnetică din latura k:

$$B_k = \frac{\Phi_{fk}}{A_k} \quad (25)$$

A_k - fiind secțiunea laturii k [m^2];

- intensitatea cîmpului magnetic H_k corespunzătoare inducției magnetice B_k se determină utilizînd curba de magnetizare a materialului feromagnetic din care sunt confectionate toalele, conform figurii 6;



Curbele de magnetizare pentru:

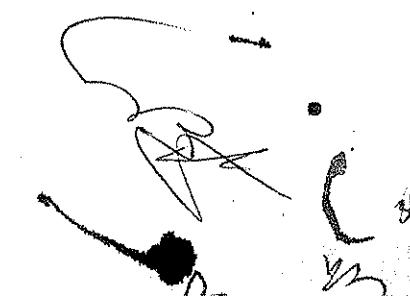
1. tablă laminată la rece;

2. tablă silicioasă (4% Si) obisnuită;

3. otel turnat;

4. fontă.

Fig. 6.



- inductivitățile proprii ale bobinelor 1 și 2 (v.rel.12)

$$L_{kk} = L_k = \frac{N_k \Phi_{fk}}{I_k} \quad (k=1,2) \quad (26)$$

- inductivitatea mutuală între bobinele 1 și 2 (v.13)

$$L_{21} = \frac{N_2 \Phi_{f21}}{I_1} \quad (27)$$

unde pentru cazul nostru $\Phi_{f21} = \Phi_{f2}$ (cu K_2 -deschis).

Datele obținute experimental și calculate se trec în tabelul 1.

Tabelul 1

		I	d_{max}	Φ_f	B	H	L	L_{21}
		(A)	(div.)	(W _b)	(T)	(Asplm)	(H)	(H)
K_2 -deschis	Latura 1							
	Latura 2							
	Latura 3							
K_2 -închis	Latura 1							
	Latura 2							
	Latura 3							

5.2. Pentru studiul circuitului magnetic în curent alternativ, relațiile de calcul sunt:

- inducția magnetică maximă în latura k a circuitului magnetic (v.rel.22):

$$B_{mk} = \frac{U_k}{4,44 f N^2 A_k} \quad (28)$$

- fluxul magnetic maxim total în latura k

$$\Phi_{mk} = B_{mk} \cdot A_k \cdot N_k \quad (29)$$

- inductivitatea de amplitudine din latura 1

$$L_{ml} = \frac{\Phi_{ml}}{I_{ml}} = \frac{\Phi_{ml}}{\sqrt{2} I_1} = \frac{N_1 \Phi_{fml}}{\sqrt{2} I_1} \quad (30)$$

Valorile citite la instrumentele de măsură și datele calculeate se trec în tabelul 2.

Tabelul 2

		I (A)	U (V)	B _m (T)	Φ_m (W _b)	L _m (H)
K_2 -deschis	Latura 1					
	Latura 2					
	Latura 3	-				
K_2 -închis	Latura 1	-	-	-	-	-
	Latura 2	-	-	-	-	-
	Latura 3	-	-	-	-	-

6. Observații și concluzii

Se va observa punctul de funcționare pe caracteristica magnetică a materialului, în fiecare latură a circuitului magnetic, față de zona de saturare, pentru a stabili liniaritatea sau nelinieritatea circuitului magnetic în diverse situații de experimentare.

Înfășurările bobinelor de probă a cărui $N=2$ spire montate pe cele trei laturi ale circuitului magnetic s-au realizat astfel încât au aceeași rezistență electrică (de valoare $0,14 \Omega$ neglijabilă în raport cu rezistența totală a galvanometrului $R_G=6330\Omega$).

La inversarea bornelor uneia dintre infășurări (A,X sau B,Y) se inversează semnul fluxului magnetic prin latura respectivă a circuitului magnetic și deci se vor modifica fluxurile și inductiile magnetice și prin celelalte laturi ale circuitului magnetic.

L U C R A R E A N R . 8

RIDICAREA UNUI CICLU DE HISTEREZIS SI MASURAREA PIERDERILOR IN FIER CU AJUTORUL OSCILOSCOPULUI

1. Consideratii teoretice

Bobinele cu miez feromagnetic sunt unele dintre principalele elemente neliniare ale circuitelor de frecventa industriala si sunt caracterizate in afara efectelor lor deformante si prin pierderi de putere suplimentare (față de pierderile prin efect Joule-Lenz din conductoarele infășurărilor care se numesc si "pierderi in fier". Puterea de pierderi in fier a unei bobine cu miez feromagnetic este proportională cu aria ciclului dinamic de histerezis (adică ciclul descris in coordonatele ϕ - i de punctul de funcționare).

Intr-adevăr, considerind că infășurarea bobinei cu miez feromagnetic are N_1 spire si rezistența R_1 (măsurată în curent continuu) si că se alimentează cu tensiunea sinusoidală u , rezultă ecuația circuitului:

$$u = R_1 \cdot i + L_d \cdot \frac{di}{dt} + N_1 \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (1)$$

unde: L_d - este inductivitatea de dispersie a infășurării;

ϕ - este fluxul fascicular util produs de curentul i ce străbate infășurarea.

Inmulțind ecuația (1) cu curentul i se obține ecuația binomială instantaneu al puterilor:

$$ui = R_1 \cdot i^2 + \frac{d}{dt} \left(L_d \cdot \frac{i^2}{2} \right) + N_1 i \cdot \frac{d\phi}{dt}. \quad (2)$$

Puterea medie absorbită în regim periodic - adică puterea activă - rezultă (cu $f = 1/T$):

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui dt = R_1 \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt + N_1 \cdot f \cdot \phi \cdot i d\phi, \quad (3)$$

ciclu

deoarece integrala termenului al doilea din ecuația (2) - derivata energiei magnetice a cîmpului de dispersie - este nulă; cîmpul

magnetic de dispersie schimbă periodic energie cu circuitul, dar în medie nu absorbe putere.

Așadar:

$$P = R_1 I^2 + N_1 \cdot f \cdot \phi \cdot i \cdot d\phi. \quad (4)$$

ciclu

Relația (4) arată că în cazul existenței unui ciclu de magnetizare de arie nenulă, ultimul termen al acestei relații este diferit de zero și deoarece reprezintă diferența dintre puterea activă primită pe la borne și puterea dissipată în rezistență R_1 , nu poate fi decât puterea medie pierdută în procesul ciclic de magnetizare a circuitului magnetic al bobinei. Această putere, proporțională cu aria ciclului de histerezis, se numește putere de pierderi în fier, având expresia:

$$P_{Fe} = N_1 \cdot f \cdot \phi \cdot i \cdot d\phi = N_1 \cdot f \cdot a \cdot b \cdot S_H, \quad (5)$$

ciclu

în care: a - este scara pe abscisă a diagramei, în $[A/cm]$;

b - este scara pe ordonată a diagramei, în $[Wb/cm]$;

S_H - este aria ciclului de histerezis, în $[cm^2]$.

Din relația (4) rezultă că pierderile în fier se pot determina și conform relației:

$$P'_{Fe} = P - R_1 I^2. \quad (6)$$

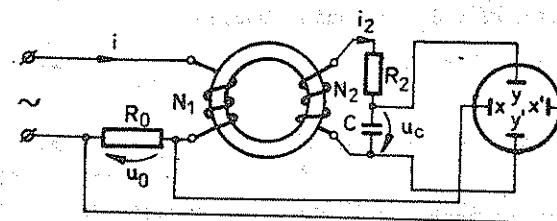


Fig.1.

figura 1). Pe un circuit feromagnetic omogen realizat sub formă unui miez inelar fără întrefier (tor) este dispusă o infășurare primară de magnetizare cu N_1 spire și o infășurare secundară cu N_2 spire, jucind rolul de infășurare sondă care indică variațiile fluxului magnetic din miez.

Intrucît tensiunea din secundar u_2 , în gol, este proporțională cu $d\phi/dt$ este necesar un circuit integrator. Acesta se compune din rezistență R_2 în serie cu condensatorul C . În vederea dimensionării corecte a circuitului de integrare $R_2 C$ se consideră drept adekvată valoarea de 250:1 pentru raportul dintre R_2 și $1/\omega C$,

la frecvența la care se face încercarea ($f = \omega/2\pi$). Aceasta înseamnă că din tensiunea secundară u_2 se folosește numai 0,4% și că amplificarea de tensiune a amplificatorului vertical al osciloscopului trebuie să aibă o valoare corespunzătoare ridicată. În aceste condiții rezultă (vezi figura 1):

$$u_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt}, \quad (7)$$

$$i_2 \approx \frac{u_2}{R_2} = \frac{N_2}{R_2} \cdot \frac{d\phi}{dt}, \quad (8)$$

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_2 dt = \frac{2}{CR_2} \phi = k_y \cdot \beta. \quad (9)$$

Din relația (9) rezultă:

$$\phi = \frac{C \cdot R_2 \cdot k_y}{N_2} \beta = b \cdot \beta; \quad b = \frac{CR_2 \cdot k_y}{N_2}. \quad (10)$$

Conform relației (9), tensiunea u_c care se aplică plăcilor de deflexie verticale $y-y'$ (fig.1) este proporțională cu valoarea instantanea a fluxului magnetic fascicular ϕ . În relațiile (9) și (10), k_y este o constantă a osciloscopului pe scara respectivă, în [V/cm], iar β deviația corespunzătoare pe verticală, în [cm].

Pe plăcile de deflexie orizontală $x-x'$ se aplică, prin intermediul unei rezistențe mici R_o , o tensiune u_o proporțională cu valoarea instantanea a curentului i din circuit. Deci:

$$u_o = R_o \cdot i = k_x \cdot \alpha, \quad (11)$$

sau

$$i = \frac{k_x}{R_o} \cdot \alpha = a \cdot \alpha; \quad a = \frac{k_x}{R_o}, \quad (12)$$

unde k_x este constanta osciloscopului, în [V/cm], iar α deviația corespunzătoare pe orizontală, în [cm].

Deci, aplicând pe cele 2 perechi de plăci tensiunile u_o și u_c (proportionale cu i , respectiv ϕ) se obține pe ecran, la scările a și b pe cele 2 axe, ciclul căutat, care se poate desena cu ajutorul unei hârtii milimetrice transparente.

Prin înlocuirea relațiilor (10) și (12) în relația (5) se obține:

$$P_{Fe} = f \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{CR_2}{R_o} \cdot k_x \cdot k_y \cdot S_H. \quad (13)$$

Deoarece se lucrează la frecvență fixă și tensiune sinusoidală, se poate considera că într-un domeniu nu prea mare de variație, pierderile în fier depind aproximativ de valoarea maximă a inducției conform formulei (după Steinmetz):

$$P_{Fe} = \gamma \cdot B_{max}^n \quad (14)$$

unde

$$B_{max} = \frac{\Phi_{max}}{S} = \frac{CR_2}{SN_2} \cdot k_y \cdot \beta_{max}, \quad (15)$$

S fiind secțiunea miezului toroidal.

Făcind două măsurători numerotate cu indicele 1, respectiv 3, pentru valorile extreme ale intervalului considerat se pot determina coeficienții n și γ astfel:

$$\frac{P_{Fe_3}}{P_{Fe_1}} = \left(\frac{B_{max 3}}{B_{max 1}} \right)^n = \left(\frac{\beta_{max 3}}{\beta_{max 1}} \right)^n$$

de unde:

$$n = \frac{\log \frac{P_{Fe_3}}{P_{Fe_1}}}{\log \frac{\beta_{max 3}}{\beta_{max 1}}}, \quad (16)$$

și

$$\gamma = \frac{P_{Fe_1}}{(B_{max 1})^n}, \quad (17)$$

2. Obiectul lucrării

2.1. Ridicarea experimentală a ciclului dinamic de histeresis pentru un tor feromagnetic la frecvența $f = 50$ Hz și pentru trei valori ale inducției maxime cuprinse între 1 și 1,4 T.

2.2. Determinarea pierderilor totale în fier (P_{Fe}) cu ajutorul ciclurilor de histeresis ridicate anterior (conform relației 13) și compararea lor cu valorile obținute prin măsurarea cu ajutorul unui wattmetru (P_{Fe} , conform relației 6).

2.3. Determinarea coeficienților n și γ din relația lui Steinmetz (14), care arată dependența pierderilor în fier de valoarea maximă a inducției în intervalul de variație al acestora.

3. Schema de montaj și echipamente utilizate

Se va executa montajul din figura 2.

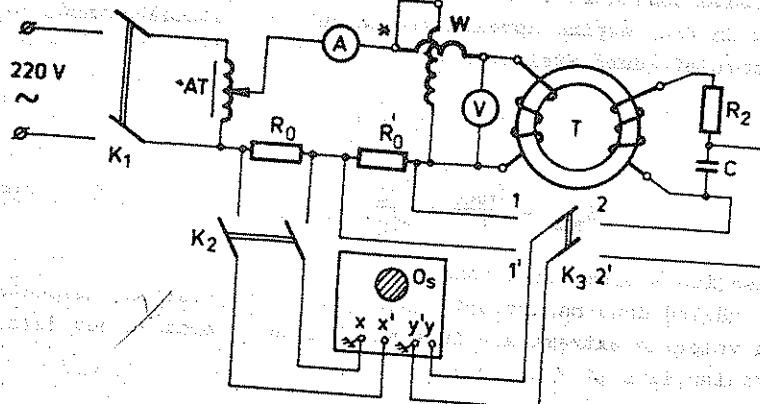


Fig.2.

Aparatura utilizată este următoarea:

K_1, K_2 - intrerupătoare bipolare;

AT - autotransformator variabil monofazat 220 V/0...250 V, 8 A;

A - ampermtru, 1 A;

V - voltmetru magnetoelectric cu scări multiple (pe scara 100 V), 5000 Ω/V ;

W - wattmetru electrodinamic (60 V, 1 A);

R_0 - rezistență fixă de cca. 160 Ω ;

R'_0 - rezistență etalon de $0,1\Omega$ (folosită pentru etalonarea osciloscopului);

R_2 - rezistență de 5,6 k Ω ;

C - condensator fix, $22\mu F$;

O_s - osciloscop catodic;

T - tor feromagnetic avind: $N_1 = 200$ spire; $N_2 = 28$ spire; $S = 6,25 \text{ cm}^2$; $R_1 = 0,55\Omega$;

K_3 - comutator bipolar cu 2 poziții.

4. Modul de lucru

4.1. Se realizează montajul din figura 2.

4.2. Cursorul autotransformatorului AT se aduce la zero, iar K_2 și K_3 se pun în poziția "deschis".

4.3. Se alimentează montajul prin inchiderea lui K_1 .

4.4. Se alimentează osciloscopul cu 220 V de la rețea.

4.5. Se realizează etalonarea osciloscopului.

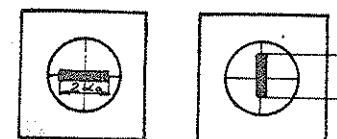
4.5.1. Etalonarea pe plăcile de deflexie orizontale ($x-x'$):

Se reglează butoanele de deplasare pe orizontală (\leftrightarrow) și pe verticală (\downarrow) pînă ce spotul este adus în centrul ecranului. K_1 fiind închis, se închide și K_2 și se reglează cu ajutorul autotransformatorului AT valoarea efectivă a curentului din primarul torului la valoarea $I_o = 0,5$ A; se reglează apoi butonul de sensibilitate pe orizontală pînă ce pe ecran apare o linie orizontală de circa 4 cm, ca în figura 3.a. Fie $2\alpha_o$ lățimea ei, care se va nota în tabelul 1 ca și I_o .

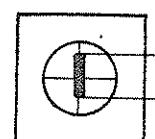
4.5.2. Etalonarea pe

plăcile de deflexie verticală ($y-y'$):

Se va deschide K_2 . Se aduce spotul în centrul ecranului și se închide K_3 pe poziția 1-1 ("etalonare"). Se reglează similar ca la punctul 4.5.1, cu ajutorul autotransformatorului, curentul din circuit la valoarea $I'_o = 0,4$ A și se alege corespunzător sensibilitatea pe verticală (acționând butonul respectiv al osciloscopului) pînă ce pe ecran apare o linie verticală (vezi fig.3.b), de înălțime $2\beta_o = 2$ cm. Se vor nota I'_o și $2\beta_o$ în tabelul 1.



a) α_o



b) β_o

Fig.3.

4.6. După etalonare este strict interzis să mai manevreze butoanele de sensibilitate fină și grosieră ale osciloscopului pe cele 2 direcții.

4.7. Sensibilitatea fiind reglată ca mai sus, se comută K_3 pe poziția 2-2' ("măsură") și se închide K_2 . La aplicarea unei mici tensiuni (10-20 V) pe ecran va apărea chiar ciclul de histerezis dinamic, care, în raport cu axele de simetrie trasate pe ecran are forma din figura 4. Dacă maximele se află în cadranele I și IV, se inversează legăturile la plăcile orizontale și verticale y-y'.

4.8. Se vor efectua trei măsurători de sensibilitate corespunzătoare următoarelor valori ale indicației voltmetrului:

$U = 50$ V; $U = 55$ V; $U = 60$ V.

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

In cazul etalonării pe plăcile de deflexie orizontale $x-x'$ (vezi §.4.5.1) și pe plăcile de deflexie verticale $y-y'$ (vezi §.4.5.2) rezultatele experimentale ($I_o, \alpha_o, I'_o, \beta_o$) se trec în tabelul 1.

Tabelul 1.

Etalonare pe orizontală		Etalonare pe verticală	
I_o [A]	α_o [cm]	I'_o [A]	β_o [cm]

In cazul etalonării pe plăcile de deflexie orizontală, decarece curentul este sinusoidal, deviația α_o corespunde valorii sale maxime $\sqrt{2} I_o$, deci:

$$R_o \sqrt{2} I_o = k_x \cdot \alpha_o,$$

de unde:

$$k_x = \sqrt{2} \frac{R_o I_o}{\alpha_o}, \quad (18)$$

iar în cazul etalonării pe plăcile de deflexie verticală avem:

$$R'_o \sqrt{2} I'_o = k_y \cdot \beta_o,$$

de unde:

$$k_y = \sqrt{2} \frac{R'_o I'_o}{\beta_o}. \quad (19)$$

Cu relațiile (13), (18) și (19) pierderile în fier se determină cu expresia:

$$P_{Fe} = 2f \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot C \cdot R_2 \cdot R'_o \cdot \frac{I_o \cdot I'_o}{\alpha_o \cdot \beta_o} \cdot S_H, \quad (20)$$

iar prin măsurare cu ajutorul wattmetrului W (fig.2), se determină P'_Fe cu relația (6).

Pentru fiecare din cele trei valori ale tensiunii U se vor nota: curentul I, puterea P citită la wattmetrul W, aria ciclului de histerezis S_H (ciclul se copiază pe cîte o rondelă de hirtie metrică transparentă pe care o vor aduce studentii). Reglarea tensiunii U se face cu ajutorul autotransformatorului.

Coefficienții n și η din relația (14) se determină pe baza încercării nr.1 și nr.3, cu ajutorul relației (16) și (17). Datele măsurate și cele calculate conform relațiilor (20), (6), (15), (16) și (17) se trec în tabelul 2.

Tabelul 2.

Nr. det.	Valori măsurate					Valori calculate					
	U [V]	I [A]	P [W]	β_{max} [cm]	S_H [cm ²]	B_{max} [T]	P_{Fe} [W]	P'_{Fe} [W]	Abaterea $\delta = \frac{P_{Fe} - P'_{Fe}}{P'_{Fe}} \cdot 100$	n	η
1.											
2.											
3.											

6. Observații și concluzii

6.1. Pentru evitarea încălzirii excesive a torului, între fiecare determinare se face o scurtă pauză prin deschiderea între-șanță rupătorului K.

6.2. Se va explica pe scurt ce este ciclul dinamic de histerezis, de ce diferă de ciclul static și cînd se accentuează diferențele.

6.3. Pe baza valorii abaterii δ (%) se va vedea măsura în care determinarea pierderilor în fier prin cele 2 metode este echivalentă. Care din cele două metode este mai precisă în cazul de față și de ce?

6.4. Folosind valorile lui n și η deduse din relația (16) și (17) pe baza determinărilor nr.1 și nr.3 din tabelul 2, se vor recalcula pierderile în fier pentru inducția maximă corespunzătoare determinării nr.2 și se va compara cu valoarea P'_{Fe} măsurată cu wattmetrul (relația 6). Se vor explica eventualele diferențe.

LUCRAREA NR. 9

BOBINA NELINIARA COMANDATA IN CURENT CONTINUU

1. Consideratii teoretice

Bobina neliniera (cu miez feromagnetic) poate fi comandata prin cimp magnetic, care de obicei este continuu. Comanda poate fi efectuată longitudinal, dacă cimpul de comandă H_c are aceeași direcție cu cimpul alternativ de lucru H_\sim (fig. 1.a) sau prizontal dacă cimpul de comandă H_c este perpendicular pe cimpul de lucru H_\sim (fig. 1.b).

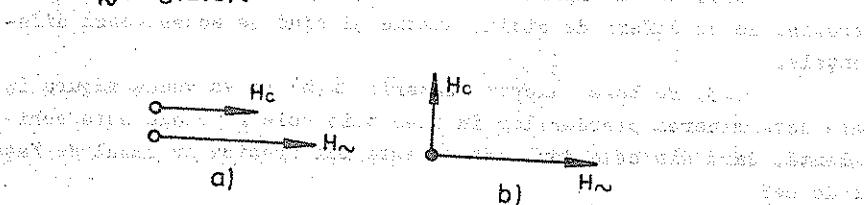


Fig. 1.

In practică se utilizează mai mult comanda longitudinală, iar dispozitivul realizat pe acest principiu se numește "amplificator magnetic".

In figura 2 este prezentat un sistem de comandă longitudinală cu două miezuri (M_1 și M_2). Înăgurările de lucru (cu cîte N_1 spire) sunt conectate în serie edionșal iar înăgurările de comandă (cu cîte N_2 spire) sunt conectate în serie diferențial. Ca urmare, dacă într-un miez (M_1) cimpul de comandă H_c este în același sens cu cimpul alternativ de lucru H_\sim , în celălalt miez (M_2) acest cimpuri au sensuri contrare.

Caracteristica rezultantă $U_\sim = f(I_\sim)$ a ansamblului celor două bobine nelineare comandate se poate deduce grafic pornind de la caracteristica nelinieră $B=f(H)$ a miezului feromagnetic.

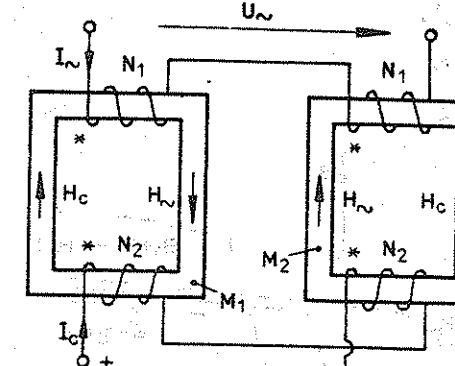


Fig. 2.

In figura 3 se consideră caracteristica nelinieră a miezului $B = f_o(H)$. Decarece în miezul M_1 cimpul de comandă H_c este în același sens cu cimpul de lucru H_\sim , caracteristica de magnetizare $B_1 = f_1(H_\sim)$ se obține prin translatărea caracteristicii $B = f_o(H)$ cu cantitatea H_c spre stînga axei absciselor. In același mod, decarece în miezul M_2 cimpul de comandă H_c este în sens contrar cu cimpul de lucru H_\sim , caracteristica $B_2 = f_2(H_\sim)$ se obține prin translatărea caracteristicii $B = f_o(H)$ cu aceeași cantitate H_c spre dreapta axei absciselor (vezi fig.3).

Ecuatia circuitului de curent alternativ (circuitul de lucru) se scrie sub forma

$$u = N_1 \cdot A \frac{dB_1}{dt} + N_2 \cdot A \frac{dB_2}{dt} = N_1 \cdot A \frac{d}{dt}(B_1 + B_2) \quad (1)$$

unde N_1 este numărul de spire al fiecărei bobine de lucru, A este aria miezului feromagnetic, iar B_1 și B_2 sunt inducțiile magnetice din cele două miezuri și care au dependență nelinieră dată în figura 3.

Relația (1) arată că bobina nelinieră comandată longitudinal (cu două miezuri M_1 și M_2) se comportă ca o singură bobină care ar avea caracteristica de magnetizare exprimată prin funcția $B_1 + B_2 = f(H_\sim)$, dedusă grafic în figura 3. Se remarcă faptul că există un important cot în origine a caracteristicii în afară de

cotul de saturare. Cu cît valoarea cimpului de comandă H_c este mai mare cu atit este mai pronunțat cotul din origine a caracteristicii $B_1 + B_2 = f(H_\infty)$.

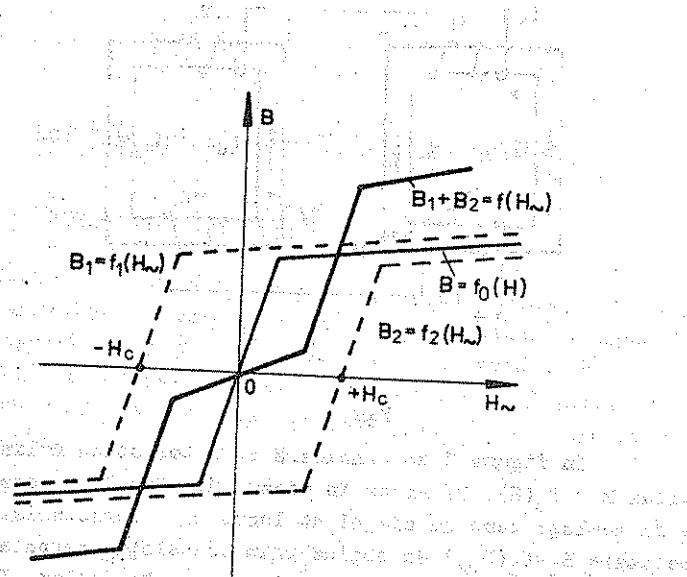


Fig. 3. Reprezentare grafică a caracteristicilor de lucru și de comandă.

In curent alternativ, presupunând mărimele din circuit (u și i) ca fiind sinusoidale, caracteristica de lucru a bobinei comandate, $U_\infty = f(I_\infty)$, în valori efective este asemănătoare cu caracteristica de magnetizare $B_1 + B_2 = f(H_\infty)$.

In figura 4 se prezintă o familie de caracteristici de lucru $U_\infty = f(I_\infty)$, pentru diferite valori ale curentului continuu de comandă I_c ($I_c'' > I_c' > I_c'$).

In figura 5 se prezintă și caracteristicile de comandă din caracteristicile de lucru $U_\infty = f(I_\infty)$, menținind constantă tensiunea de alimentare U la valorile U_1, U_2, U_3 , etc. Presupunând tensiunea la bornele bobinelor U, iar rezistența ohmică a circuitului R_1 , la intersecția arcului de elipsă avind semiaxele U și U/R_1 cu familia caracteristicilor $U_\infty = f(I_\infty)$ din figura 4, se găsește perechile de valori I_∞ și I_c cu care se poate trasa familia

caracteristicilor de comandă din figura 5.

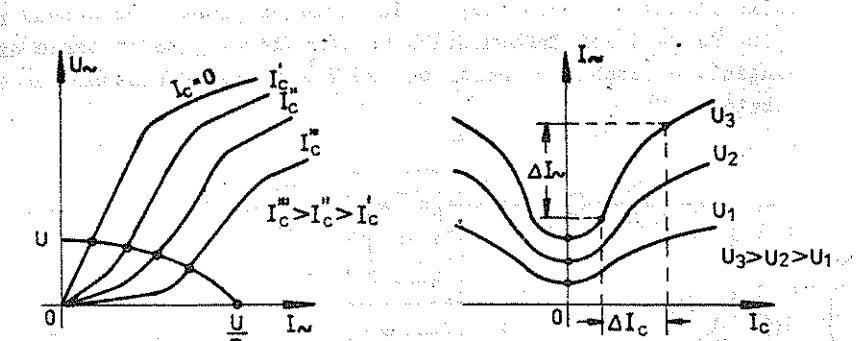


Fig. 4.

Fig. 5.

Din graficul reprezentat în figura 5 se definește factorul de amplificare în curent

$$K_I = \frac{\Delta I_\infty}{\Delta I_c} \quad (2)$$

și factorul de amplificare în putere al "amplificatorului magnetic"

$$K_p = \frac{R_1 (\Delta I_\infty)^2}{R_2 (\Delta I_c)^2}, \quad (3)$$

unde R_1 și R_2 reprezintă rezistențele circuitului de lucru și respectiv a circuitului de comandă.

2. Obiectul lucrării

In laborator se va urmări obținerea experimentală a caracteristicilor de lucru $U_\infty = f(I_\infty)$ date teoretic în figura 4 și a caracteristicilor de comandă $I_\infty = f(I_c)$ date teoretic în figura 5, pentru o bobină neliniară cu două miezuri feromagnetică comandată în curent continuu.

Se va determina de asemenea factorul de amplificare în curent K_I (relația 2) și factorul de amplificare în putere K_p (relația 3) corespunzător portiunilor liniare ale caracteristicilor de comandă.

3. Schema de montaj și aparatul utilizat

Se execută montajul din figura 6, în care:

- M_1 și M_2 sunt miezurile feromagnetică ale unor transformatoare monofazate de 220/24 V, conectate astfel încât

înășurările de lucru (legate în serie adițional) corespund bornelor de 24 V iar înășurările de comandă (legate în serie diferențial) corespund bornelor de 220 V ale transformatoarelor utilizate.

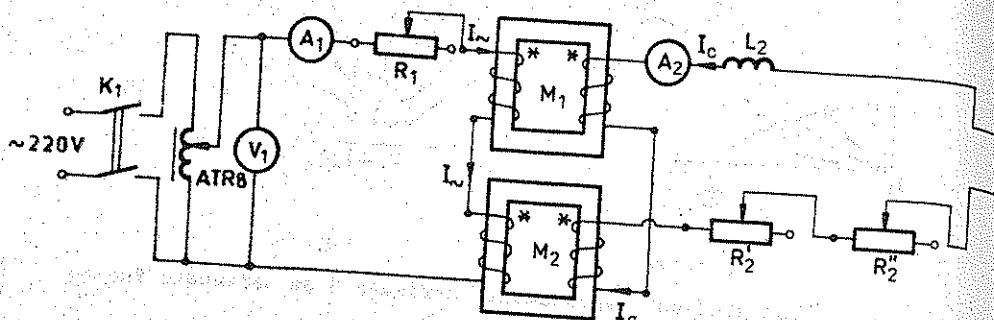


Fig. 6

- A_1 este ampermétru de c.a de 3 A
- A_2 este ampermétru de c.c de 0,2 A
- V_1 este voltmetru de c.a de 75 V
- R_1 reostat de 30Ω și 5 A
- R_2 reostat de 1500Ω și 0,35 A
- R_2' reostat de 3500Ω și 0,15 A
- L_2 este o bobină fără miez de fier
- ATR-8 este un autotransformator monofazat
- K_1 și K_2 sunt intrerupătoare bipolare pentru alimentarea de comandă (current continuu) și respectiv a circuitului

4. Modul de lucru

După efectuarea montajului din fig.6 se placează cursorile reostatelor R_2 și R_2' pe poziția de rezistență maximă iar cursorul reostatului R_1 pe poziția de rezistență minimă. Autotransformatoarele va avea cursorul pe poziția de tensiune minimă.

a) Pentru trăsarea caracteristicilor de lucru se procedează astfel:

Cu intrerupătorul K_2 deschis se inchide intrerupătorul K_1 pentru alimentarea circuitului de lucru. În această situație,

avind $I_c = 0$, se poate trasa prima caracteristică a familiilor $U_{\sim} = f(I_{\sim})$ din fig.4. Se vor da valori tensiunii de alimentare (cittă la voltmetrul V_1) din 10 în 10 volți și se va citi indicația ampermetrului A_1 . Se va avea grijă ca valoarea curentului de lucru I_{\sim} (cittă la ampermetrul A_1) să nu depășească 2,5 A.

Se aduce din nou cursorul autotransformatoarei pe poziția de tensiune minimă. Se inchide și intrerupătorul K_2 și se fixează un curent de comandă I_C^1 cu ajutorul reostatelor R_2 și R_2' (de exemplu $I_C^1 = 40$ mA). Se vor da valori tensiunii de alimentare din 10 în 10 volți, citindu-se curentul de lucru I_{\sim} la ampermetrul A_1 . Nu se va depăși valoarea de 2,5 A.

Se vor trasa în total 4 caracteistică de lucru $U_{\sim} = f(I_{\sim})$ pentru următoarele valori ale curentului de comandă: $I_C^1 = 0$; $I_C^2 = 40$ mA; $I_C^3 = 80$ mA și $I_C^4 = 120$ mA.

Fiecare caracteristică va fi obținută prin cel puțin 10 puncte distincte (10 perechi de valori citite la voltmetrul V_1 și respectiv ampermetrul A_1).

b) Pentru trăsarea caracteristicilor de comandă se procedează astfel:

Se placează cursorul reostatului R_1 pe poziția de rezistență maximă (30Ω).

Cu intrerupătorul K_2 deschis, se inchide intrerupătorul K_1 și se fixează o anumită valoare a tensiunii alternative de alimentare (de exemplu $U_1 = 25$ V). Se citește la ampermetrul A_1 cu currentul de lucru I_{\sim} . Se inchide intrerupătorul K_2 și se dau valori curentului de comandă I_C (cittă la ampermetrul A_2) din 20 în 20 mA, notind de fiecare dată valoarea curentului de lucru I_{\sim} .

Se va avea grijă să nu se depășească 200 mA pentru curentul de comandă I_C .

Se vor trasa trei caracteistică de comandă $I_{\sim} = f(I_C)$ pentru următoarele valori ale tensiunii alternative de alimentare: $U_1 = 25$ V; $U_2 = 50$ V; $U_3 = 75$ V. Fiecare caracteristică va fi obținută prin cel puțin 10 puncte distincte (10 perechi de valori citite la ampermetrele A_1 și respectiv A_2 , inclusiv valorile citite pentru $I_C = 0$ cind intrerupătorul K_2 este deschis).

Portiunile de caracteistică de comandă trăsate cu linie întreținute în figura 5 (simetrice față de axa ordonatelor) se obțin dacă se schimbă sensul curentului continuu de comandă I_C , adică dacă se inversează bornele sursei de curent continuu în schema din figura 6.

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor.

Valorile obținute în urma măsurătorilor se trec în tabele care urmează. Pentru trăsarea caracteristicilor de lucru $U_{\sim} = f(I_{\sim})$ modelul de prezentare a rezultatelor este indicat în tabelul 1.

Tabelul 1	
I_C	U_{\sim}
0	10
I_{\sim}	0 2,5 A

Se vor întocmi un număr de 4 tabele pentru următoarele valori ale curentului continuu I_C de comandă: $I_C=0$; $I_C=40$ mA; $I_C=80$ mA și $I_C=120$ mA.

Cu aceste valori se vor trasa 4 caracteristici $U_{\sim} = f(I_{\sim})$ pe hîrtie milimetrică.

Pentru trăsarea caracteristicilor de comandă $I_{\sim} = f(I_C)$ datele experimentale se vor trece într-un tabel după modelul indicat mai jos (tabelul 2).

Se vor întocmi un număr de 3 tabele pentru următoarele valori ale tensiunii alternative U_{\sim} de alimentare: $U_1=25$ V; $U_2=30$ V; $U_3=35$ V.

Cu aceste valori se vor trasa 3 caracteristici $I_{\sim} = f(I_C)$ pe hîrtie milimetrică.

Din graficele trăsate se va determina atât factorul de amplificare în curent (relația 2) cât și factorul de amplificare în putere (relația 3), corespunzător porțiunilor liniare ale caracteristicilor $I_{\sim} = f(I_C)$.

In relația (3) se va considera $R_1=R_2=30 \Omega$.

6. Observații și concluzii

a) În montajul teoretic din fig.2 cît și în montajul experimental din fig.6 infășurările de comandă sunt conectate diferențial pentru a se anula tensiunea induată prin efectul de transformator.

Totuși, în circuitul de comandă va apărea o tensiune a cărei frecvență este dublă față de cea a tensiunii alternative de alimentare. Pentru a suprima armonicele pare se introduce inductivitatea L_2 în circuitul de comandă.

Există scheme în care se folosesc tocmai tensiuni de armonică pară (armonică dublă) obținută prin acest procedeu, iar aceste dispozitive se numesc "dubloare de frecvență".

b) Caracteristicile de comandă din fig.5 reprezintă (la o altă scară) variația admitanței bobinei comandate în funcție de curentul de comandă.

Inversul acestor caracteristici reprezintă variația impedanței bobinei comandate în funcție de curentul de comandă I_C .

In practică se folosește des acest mod de a modifica impedanța unei bobine prin comanda sa în curent continuu.

Tabelul 2

		I_{\sim}	0
$U_{\sim} =$	I_C	0	20 200 mA

L U C R A R E A NR. 10

STUDIU UNUI CIRCUIT CU REZISTOARE NELINIARE

1. Consideratii teoretice

In prezenta lucrare se studiază funcționarea unui circuit cu două rezistoare nelineare, conectate pe laturile opuse ale unui punct de curent continuu, care în anumite condiții îndeplinește rolul de stabilizator de tensiune.

In principiu dispozitivul care realizează stabilizarea tensiunii, numit stabilizator, este un quadripol care se bucură de proprietatea că la variații importante ale tensiunii de la bornele de intrare U_1 corespund variații infime ale tensiunii de la bornele de ieșire U_2 .

Schema stabilizatorului în punte cu rezistoare nelineare este prezentată în figura 1. El se compune din două rezistoare nelineare având rezistență R constantă și două rezistoare nelineare având caracteristica $I=f(U)$ dată în graficul din figura 2. Rezistoarele sunt identice două și sunt conectate pe laturile opuse ele punctelor. La bornele de intrare $(1,1')$ se aplică tensiunea U_1 , iar la bornele de ieșire $(2,2')$ se conectează rezistența de sarcină R_2 (tensiunea la bornele acesteia este U_2).

Rezistoarele nelineare utilizate sunt becuri cu incandescență (elemente nelineare inertiale) astfel că unda de curent este asemenea cu unda de tensiune, în particular sinusoidală. Ca urmare teoria lucrării de laborator este aceeași fie că se lucrează în curent continuu fie că se lucrează în curent alternativ, deci stabilizatorul prezentat funcționează atât în curent continuu cât și în curent alternativ.

Descrierea funcționării stabilizatorului se poate efectua plecind de la caracteristica rezistorului nelinier $I=f(U)$ dată în figura 2.

Se aproximează această caracteristică, corespunzător porțiunii liniare prin ecuație

$$I = I_0 + G_d \cdot U \quad (1)$$

unde $\frac{\Delta I}{\Delta U} = G_d = K_d \cdot \tan \alpha$ este conductanța dinamică a rezistorului nelinier.

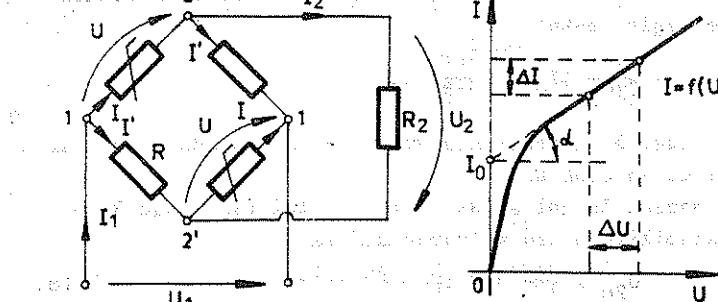


Fig. 1.

Tinând cont de simetria montajului și aplicând teoremele lui Kirchhoff circuitului din fig.1 se obțin relațiile:

$$U_1 = 2RI' - U_2 = \frac{2}{G} \cdot I' - U_2 \quad (2)$$

$$U_1 = 2U_2 + U_2$$

$$I = I_2 + I'$$

$$U_2 = R_2 I_2 = \frac{I_2}{G_2}$$

unde $G = \frac{1}{R}$ și $G_2 = \frac{1}{R_2}$ reprezintă conductanța rezistorului liniar și respectiv conductanța circuitului de sarcină.

Din (1) și (2) se pot deduce relațiile:

$$U_2 = \frac{G_d - G}{G_d + G + 2G_2} \cdot U_1 + \frac{2}{G_d + G + 2G_2} \cdot I_0 \quad (3)$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{G_d - G}{G_d + G + 2G_2} + \frac{2}{G_d + G + 2G_2} \cdot \frac{I_0}{U_1} \quad (4)$$

$$\frac{\Delta U_2}{U_1} = \frac{G_d - G}{G_d + G + 2G_2} \quad (5)$$

Factorul de stabilizare K este definit prin relația:

$$K = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} = 1 + \frac{2}{G_d - G} \cdot \frac{I_o}{U_1} \quad (6)$$

Pentru $G_d = G$ ($I_o \neq 0$) se obține din (6) un factor de stabilizare infinit ($K = \infty$), adică la variația tensiunii de intrare cu cantitatea ΔU_1 se obține o variație a tensiunii la ieșire ΔU_2 egală cu zero. În această situație ($G_d = G$) valoarea tensiunii stabilizate de ieșire este:

$$U_{20} = \frac{1}{G+G_2} \cdot I_o = \frac{R \cdot R_2}{R+R_2} \cdot I_o \quad (7)$$

Se observă că tensiunea stabilizată depinde de valoarea rezistenței de sarcină R_2 .

La mersul în gol al stabilizatorului ($G_2 = 0$ sau $R_2 \rightarrow \infty$) tensiunea stabilizată are valoarea maximă

$$U_{20} = \frac{I_o}{G} = R \cdot I_o \quad (8)$$

Puterea transmisă de stabilizator către sarcină este

$$P_2 = G_2 \cdot U_2^2 = \frac{G_2}{(G+G_2)^2} \cdot I_o^2 \quad (9)$$

În figura 3 se reprezintă variația puterii P_2 în funcție de valoarea conductantei de sarcină G_2 .

Maximul acestei puteri se obține pentru $G_2 = G$.

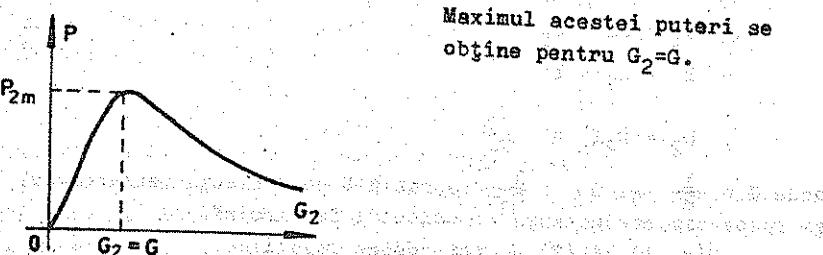


Fig. 3.

2. Obiectul lucrării

În laborator se va trasa mai întâi grafic caracteristica nelinieră a unui bec cu incandescență (rezistor nelinier). Se va trasa apoi grafic caracteristica $U_2=f(U_1)$ de mers în gol a stabilizatorului (fig.4), și și caracteristicile de sarcină:

$U_2=f(I_2)$, $P_2=f(I_2)$, $\eta = f(I_2)$, care trebuie să aibă aspectul celor prezentate în figura 5.

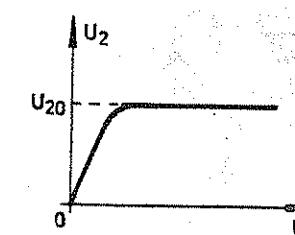


Fig. 4.

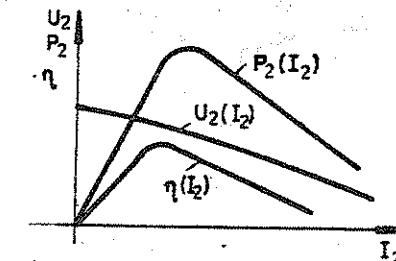


Fig. 5.

3. Schema de montaj și aparatura utilizată

Caracteristica nelinieră a becului cu incandescență (220V/60W) se va trasa cu montajul din figura 6, în care elementele schemei sint:

- AT - autotransformator tip ATR-8
- A - ampermetru de 1A
- V - voltmetru de 250 V
- B - bec cu incandescență de 220 V/60 W
- K - intrerupător bipolar.

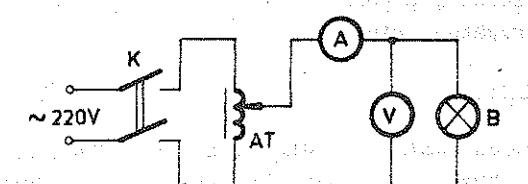


Fig. 6

Caracteristica de mers în gol a stabilizatorului se va trasa cu montajul din figura 7 în care intrerupătorul K_2 este deschis.

Caracteristicile de mers în sarcină se vor trasa tot cu montajul din figura 7 în care intrerupătorul K_2 este închis.

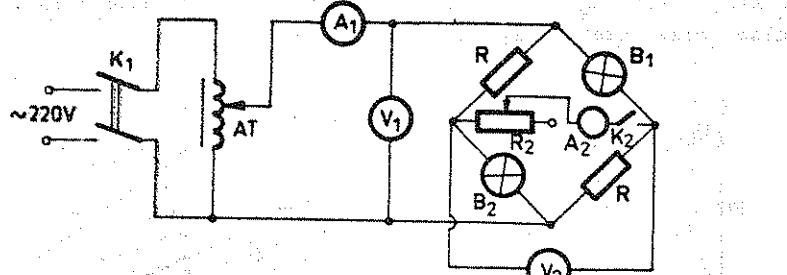


Fig. 7

Elementele schemei sint:

AT - autotransformator tip ATR-8

A₁ - ampermetru de 1A

A₂ - ampermetru de 0,2 A

V₁ - voltmetriu de 250 V

V₂ - voltmetriu de 150 V

R - reostat fixate pe poziția de circa 500 Ω

B₁ și B₂ - becuri cu incandescentă de 220 V/60 W

R₂ - reostat de 1500 Ω, 0,35 A

K₁ - intrerupător bipolar

K₂ - intrerupător unipolar

4. Modul de lucru

După efectuarea montajului din figura 6 se închide întreupătorul K și se va trasa caracteristica neliniară a becului cu incandescentă reglind cursorul autotransformatorului de la valoarea 0 a tensiunii indicate de voltmetriu, din 20 volți, pînă la valoarea de 220 V.

După efectuarea montajului din figura 7, autotransformatorul AT fiind pe poziție de tensiune minimă și intrerupătorul K₂ fiind deschis, se închide intrerupătorul K₁. Se reglează cursorul autotransformatorului dînd valori tensiunii de alimentare U₁ (cînd la voltmetriul V₁) din 20 în 20 volți pînă la 240 V.

Simultan se citește tensiunea U₂ la voltmetrul V₂. Cu aceste date se poate obține caracteristica de mers în gol U₂=f(U₁) a stabilizatorului.

Pentru a obține caracteristicile de sarcină se fixează din autotransformator tensiunea de alimentare U₁ la valoarea de 220 V și se închide și întrerupătorul K₂. Se reglează reostatul R₂ dîndu-se valori curentului I₂ de sarcină din 25 în 25 mA pînă la 200 mA.

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

Valorile obținute în urma măsurătorilor se trec în tabelele care urmează.

Caracteristica rezistorului neliniar, de forma celei prezентate în fig.2 se obține cu montajul din fig.6. Datele se trec în tabloul Nr.1, apoi se trasează caracteristica neliniară pe hirtie milimetrică.

Tabelul 1

U	0	20	220
I	0	

Din graficul tracat se determină conductanța dinamică $G_d = \frac{\Delta I}{\Delta U}$, respectiv rezistența dinamică $R_d = \frac{1}{G_d} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$, corespunzător porțiunii liniare a caracteristicii.

În montajul din figura 7 rezistența R se alege astfel încât să existe relația $R=R_d$.

Caracteristica de mers în gol a stabilizatorului (având forma indicată în fig.4) se obține cu montajul din fig.7 în ipoteza că întrerupătorul K₂ este deschis. Valorile citite la voltmetrele V₁ și V₂ se trec în tabelul 2, apoi cu acestea se trasează pe hirtie milimetrică caracteristica U₂=f(U₁).

Tabelul 2

U ₁	0	20	240
U ₂	0	

Din grafic se determină valoarea tensiunii stabilizate U₂₀.

Caracteristicile de mers în sarcină se obțin cu montajul din fig.7 în care K_2 este închis iar tensiunea U_1 este fixată din autotransformator la valoarea $U_1=220$ V. Se întocmese tabelul 3, în care valorile I_1, I_2, U_1 și U_2 sint citite la cele patru instrumente pentru diferite valori ale rezistenței reostatului R_2 , iar puterea P_2 și randamentul η se calculează apoi cu relațiile:

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 ; \quad \eta = \frac{U_2 \cdot I_2}{U_1 \cdot I_1} \quad (10)$$

Tabelul 3

U_1	220 V (constant)
U_2	U_{20}
I_1
I_2	0 200 mA
P_2	0
	0

Cu datele din acest tabel se trasează pe hîrtie milimetrică graficele corespunzătoare celor din figura 5.

6. Observații și concluzii

Stabilizatorul de tensiune analizat în lucrare funcționează și în curent continuu și în curent alternativ.

Randamentul stabilizatorului este relativ scăzut datorită numărului mare de elemente active de circuit (rezistoare), care consumă putere activă în funcționare.

LUCRAREA NR. 11

STUDIU FEROREZONANTEI

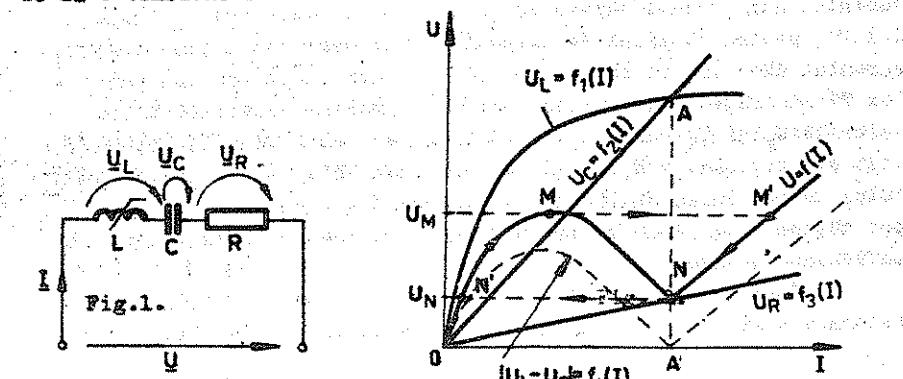
1. Considerații teoretice

Fenomenul de ferorezonanță apare în circuitele electrice de c.a. care conțin bobine cu miez feromagnetic (caracteristica tensiune-curent este nelinieră), conectate în serie sau în paralel cu condensatoare liniare (caracteristica tensiune-curent este o dreaptă ce trece prin origine).

Specific circuitelor ferorezonante este faptul că se pot obține variații prin "salt" ale valorilor efective ale curentilor sau căderilor de tensiune din circuit atunci cind se modifică lant parametric circuitului, tensiunea de alimentare sau frecvența acesteia.

1.1. Ferorezonanță serie

Se consideră circuitul din fig.1 obținut prin conectarea în serie a unei bobine cu miez feromagnetic (caracteristica $U_L=f_1(I)$ este nelinieră, dată grafic în fig.3) cu un condensator linear (caracteristica $U_C=f_2(I)$ este o dreaptă ce trece prin origine) și un rezistor de asemenea linear (caracteristica $U_R=f_3(I)$ este o dreaptă ce trece prin origine). Circuitul este alimentat de la o tensiune sinusoidală $u=U\sqrt{2}\sin\omega t$.

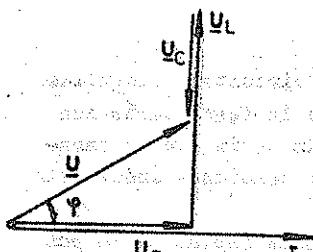


Presupunind că toate mărimile din circuit sunt sinusoidale, ecuația circuitului (teorema de tensiuni a lui Kirchhoff) se scrie în complex:

$$U = U_L + U_C + U_R \quad (1)$$

căreia îi corespunde diagrama fazorială din fig.2, din care se deduce relația

$$|U| = \sqrt{(U_L - U_C)^2 + U_R^2} \quad (2)$$



Caracteristica rezultantă $U=f(I)$ a circuitului ferorezonant serie (din fig.1) corespunde relației (2) și aceasta se poate construi grafic din caracteristicile parțiale $U_L=f_1(I)$, $U_C=f_2(I)$ și $U_R=f_3(I)$.

Se construiește mai întâi caracteristica elementelor reactive

$$|U_L - U_C| = f_4(I)$$

Fig. 2.

prin scăderea ordonatelor celor două caracteristici, apoi aceasta se adună în cadratură (conform relației 2) cu caracteristica rezistorului $U_R=f_3(I)$, obținindu-se în final caracteristica rezultantă a circuitului ferorezonant serie $U=f(I)$ din fig.3.

Se remarcă în caracteristica circuitului ferorezonant portiunea MN cu pantă negativă, care în general este nestabilă (numai în anumite condiții punctul de funcționare al circuitului se poate găsi în această zonă).

Pentru tensiuni de alimentare mai mici decât tensiunea U_N , curentul din circuit capătă valori mai mici decât abscisa punctului M' ; pentru tensiuni de alimentare mai mari decât tensiunea U_M , curentul din circuit capătă valori mai mari decât abscisa punctului M' din fig.3. Pentru tensiuni de alimentare cuprinse între valorile U_N și U_M punctul de funcționare stabil se poate plasa atât pe portiunea $M'M$ cât și pe portiunea NM' . Valori ale curentului în portiunea MN (portiune nestabilă a caracteristicii) se pot obține numai dacă cursa de alimentare are rezistență internă suficient de mare.

Fenomenele de "salt" ale curentului din circuitul ferorezonant serie apar la variația lentă a tensiunii de alimentare

astfel:

- pornind de la valori mici ale tensiunii de alimentare (sub valoarea U_N) în sens crescător, punctul de funcționare al circuitului se menține pe portiunea stabilă CM a caracteristicii pînă cînd tensiunea atinge valoarea U_M ; în acest moment în circuit se produce un "salt" de curent, punctul de funcționare stabil deplasindu-se practic instantaneu în M' , așa cum indică săgeata MM' în fig.3;

- pornind de la valori mari ale tensiunii de alimentare (tensiuni peste valoarea U_M), în sens descreșcător, punctul de funcționare al circuitului se menține pe portiunea stabilă $M'N$ a caracteristicii pînă cînd tensiunea atinge valoarea U_N ; în acest moment se produce un "salt" de curent, punctul de funcționare deplasindu-se practic instantaneu în N' așa cum indică săgeata NN' în fig.3.

1.2. Ferorezonanță paralel

Circuitul ferorezonant paralel este prezentat în fig.4, obținut prin conectarea în paralel a unei bobine cu miez feromagnetic (caracteristica tensiune-curent neliniară) cu un condensator liniiar și o rezistență liniară, alimentat de la o tensiune sinusoidală.

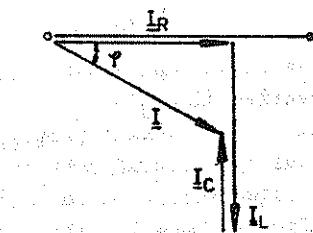
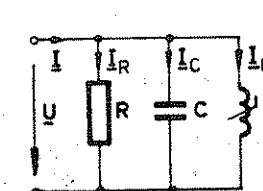


Fig. 4.

Fig. 5.

Presupunind mărimile din circuit ca fiind sinusoidale, ecuația circuitului (teorema de curenți a lui Kirchhoff) se scrie sub formă:

$$I = I_R + I_C + I_L \quad (3)$$

căreia îi corespunde diagrama fazorială din fig.5, din care se deduce relația

$$I = \sqrt{(I_L - I_C)^2 + I_R^2} \quad (4)$$

Că și în cazul ferorezonanței serie, pentru a construi caracteristica rezultată $I=f(U)$ a circuitului ferorezonant paralel, se pornește de la caracteristicile parțiale $I_L=f_1(U)$ a bobinei (caracteristică nelinieră), $I_C=f_2(U)$ a condensatorului (caracteristică liniară) și $I_R=f_3(U)$ a rezistorului (de asemenea liniară).

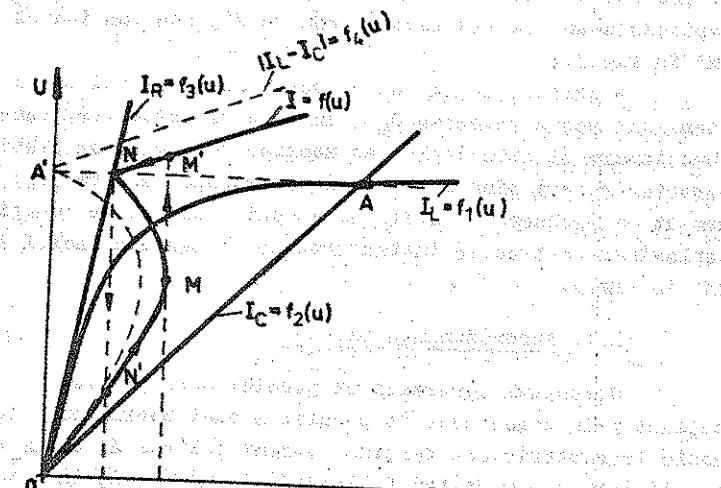


Fig. 6.

Se construiește mai întii caracteristica rezultată a elementelor reactive $|I_L - I_C| = f_4(U)$ prin scăderea punct cu punct a absciselor caracteristicilor parțiale $I_L = f_1(U)$ și $I_C = f_2(U)$, decarece curentul prin bobină este în opoziție de fază cu curentul prim condensator (acest lucru este arătat și în diagramă ferorezonantă din fig.5). Caracteristica rezultată a circuitului ferorezonant paralel se obține apoi prin adunarea în quadratură a caracteristicii elementelor reactive $|I_L - I_C| = f_4(U)$ cu caracteristica rezistorului $I_R = f_3(U)$, conform relației (4). Se obține astfel caracteristica OMN' care prezintă o porțiune MN cu pentă negativă.

Caracteristica circuitului ferorezonant paralel se poate obține experimental în întregime (inclusiv porțiunea nestabilă MN) dacă sursa de alimentare are rezistență internă neglijabilă. În cazul unei surse de tensiune cu rezistență internă suficient de mare se obțin "salturi" de tensiune la bornele circuitului astfel:

- pornind de la valori mici ale curentului din circuit (sub valoarea I_N) în sens creșător, punctul de funcționare se menține pe porțiunea OM pînă cînd curentul din circuit capătă valoarea I_M cînd în circuit se produce un "salt" de tensiune de la valoarea U_M la valoarea U_M' așa cum arată săgeata MM' în fig.6;

- pornind de la valori mari ale curentului din circuit (mai mari decît I_M), punctul de funcționare al circuitului se menține pe porțiunea M'N pînă cînd curentul din circuit capătă valoarea I_N cînd se produce un salt de tensiune de la valoarea U_N la valoarea U_N' așa cum indică săgeata NN' în fig.6.

2. Obiectul lucrării

Se vor ridica experimental caracteristicile circuitului ferorezonant serie și a circuitului ferorezonant paralel.

Se vor pune în evidență experimental "salturile" de curent în circuitul ferorezonant serie și "salturile" de tensiune în circuitul ferorezonant paralel.

3. Schema de montaj și aparatură utilizată

Pentru trasarea experimentală a caracteristicii $U=f(I)$ a circuitului ferorezonant serie se realizează schema de montaj din fig.7.

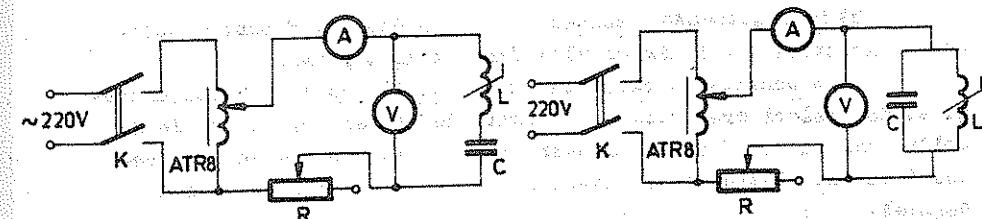


Fig. 7.

Pentru trasarea experimentală a caracteristicii $U=f(I)$ a circuitului ferorezonant paralel se realizează schema de montaj din fig.8.

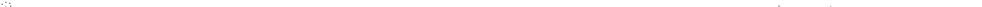


Fig. 8.

Montajele sunt alimentate de la surse de tensiune alternativă de 220 V prin intermediul autotransformatorului ATR-8.

Aparatura utilizată este:

K - intrerupător bipolar

ATR-8 - autotransformator 0-250 V; 3 A

A - ampermetru c.a. 0 ÷ 1 ÷ 5 A

V - voltmetru c.a. 250 V

R - reostat 440 Ω, 1,5 A

C - condensator de circa 20 pF

L - bobină cu miez de fier.

4. Modul de lucru

a) Se realizează schema de montaj din fig.7 pentru obținerea caracteristicilor circuitului ferorezonant serie.

Se conectează reostatul R pe poziția de rezistență maximă, cursorul autotransformatorului fiind pe poziția de tensiune minimă. Se dau valori crescătoare tensiunii de alimentare de la autotransformator și se trasează caracteristica $U=f(I)$ a circuitului ferorezonant, citirile efectuindu-se în funcție de indicația ampermetrului din 0,1 în 0,1 amperi pînă la 1,5 A.

- Se aduce cursorul autotransformatorului pe poziția de zero, apoi se mută și cursorul reostatului pe poziția de rezistență zero. Se dau valori crescătoare tensiunii de alimentare, din 10 în 10 voltă, citindu-se curentul din circuit. Se va obține caracteristica circuitului ferorezonant serie cu evidențierea "salturilor" de curent.

b) Se realizează schema de montaj din fig.8 pentru obținerea caracteristicii circuitului ferorezonant paralel.

- Se conectează reostatul R pe poziția de rezistență minimă și se dau valori crescătoare tensiunii de alimentare din 20 în 20 voltă pînă la 240 V efectuindu-se citirile la ampermetru. Se trasează caracteristica tensiune-curent a circuitului ferorezonant paralel.

- Se aduce cursorul autotransformatorului pe poziția zero, iar cursorul reostatului pe poziția de rezistență maximă. Se dau valori crescătoare tensiunii de alimentare a montajului, obținindu-se în acest caz "salturile" de tensiune la bornele circuitului ferorezonant paralel.

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

Pentru trasearea caracteristicii tensiune-curent a circuitului ferorezonant serie, citirile de la punctul 4.a se trec în tabelele de mai jos.

a) Reostatul pe poziția de rezistență maximă

I'(A)	0	0,1	0,2	1,5
U"(V)	0

b) Reostatul pe poziția de rezistență minimă

I"(A)	0	20	30	200
U"(V)	0	20	30	200

Pentru trasearea caracteristicii tensiunea curent a circuitului ferorezonant paralel, citirile de la punctul 4.b se trec în tabelele de mai jos.

a) Reostatul pe poziția de rezistență minimă

U"(V)	0	20	40	240
I"(A)	0

b) Reostatul pe poziția de rezistență maximă

U"(V)	0	20	40	240
I"(A)	0

Se vor trasa pe hîrtie milimetrică patru grafice, corespunzătoare valorilor din cele patru tabele.

6. Observații și concluzii

La trasearea experimentală a caracteristicilor tensiune-curent pentru circuitele ferorezonante, apar salturi de curent (în circuitul ferorezonant serie cînd reostatul este pus pe poziția de rezistență minimă) și salturi de tensiune (în circuitul ferorezonant paralel cînd reostatul este pus pe rezistență maximă).

Punctele de "întoarcere" ale caracteristicilor tensiune-curent (punctele N din fig.3 și fig.6) nu apar atât de evident cum este indicat pe fig.3 și fig.6 datorită faptului că în explicațiile teoretice nu au fost luate în seama armonicile superioare ale tensiunii și ale curentului (s-au presupus undele de tensiune și de curent ca fiind sinusoidale).

În figura 3 se poate observa că locul geometric al admittanței este un cerc închis, care nu intersectează axa reală.

În figura 6 se poate observa că locul geometric al admittanței este un cerc închis, care nu intersectează axa reală.

În figura 7 se poate observa că locul geometric al admittanței este un cerc închis, care nu intersectează axa reală.

În figura 8 se poate observa că locul geometric al admittanței este un cerc închis, care nu intersectează axa reală.

În figura 9 se poate observa că locul geometric al admittanței este un cerc închis, care nu intersectează axa reală.

În figura 10 se poate observa că locul geometric al admittanței este un cerc închis, care nu intersectează axa reală.

În figura 11 se poate observa că locul geometric al admittanței este un cerc închis, care nu intersectează axa reală.

În figura 12 se poate observa că locul geometric al admittanței este un cerc închis, care nu intersectează axa reală.

În figura 13 se poate observa că locul geometric al admittanței este un cerc închis, care nu intersectează axa reală.

LUCRAREA NR. 12

DIAGRAME LOC GEOMETRIC

1. Considerații teoretice

In multe situații se poate face un studiu rapid și complet al unui circuit cu ajutorul metodei diagramei loc geometric.

Metoda aceasta este utilă în special în cazul în care se urmărește variația tensiunii sau curentului unui dipol în cazul în care variază un anumit parametru al circuitului. Astfel pentru circuitul din fig.1, considerind tensiunea U origine de fază și cunoscută, curentul I rezultă $I = \frac{U}{Y_1}$, așa încât variația curentului absorbit de circuit va fi identică, la altă scară, cu variația admitanței circuitului.

În fig.2 se poate urmări variația admitanței Y a circuitului la variația rezistenței R . Se notează $Z_1 = R + j\omega L$.

Locul geometric al admitanței Y poate fi în cadranul I (dacă $\omega L > \frac{1}{\omega C}$) sau în cadranul I și IV, situația din figură (dacă $\omega L < \frac{1}{\omega C}$). Cazul prezentat în fig.2 devine interesant dacă $Y_2 \equiv 0$, adică dacă $\omega L = \frac{1}{2\omega C}$. Se vede că în acest caz admitanța (sau curentul absorbit de circuit) este constantă la orice valoare a rezistenței. Acest tip de circuit se numește circuit defazor de curent.

În fig.3 se observă locul geometric al virfului fazorului admittanță Y (sau curentului I) la variația inductivității L . Aceasta poate fi în cadranul I și IV în situația din figură ($R < \frac{1}{2\omega C}$).

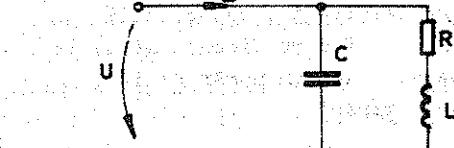


Fig. 1.

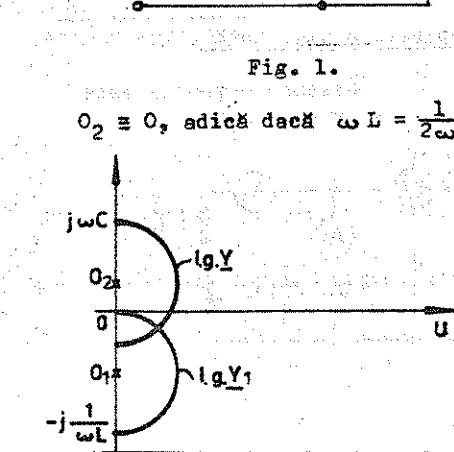


Fig. 2.

- 90 -

sau numai în cadrul I (dacă $R \geq \frac{1}{2\omega C}$). Puncte remarcabile ale diagramei sunt A și E (currentul e maxim respectiv minim), c, unde factorul de putere inductiv e minim, B și D, unde circuitul este la rezonanță.

In fig.4 se reprezintă diagrama variației admitanței Y (currentului I) la variația capacității C . Se observă că la creșterea capacității C , circuitul devine din inductiv (poziția A) rezonant (poziția B) și apoi capacativ (poziția C). Fig. 4 prezintă simplificat modul în care are loc compensarea factorului de putere în instalațiile industriale.

2. Obiectul lucrării
Se va ridica diagrama loc geometric a vîrfului fazorului curent la variația rezistenței, inductivității, capacitatii.

Pentru fiecare situație se vor face un număr de 8-10 determinări.

3. Schema de montaj și aparatura utilizată

Schema de montaj este prezentată în fig.5.



Fig. 4.
Fig. 5.

Diagrama loc geometric a vîrfului fazorului curent la variația rezistenței, inductivității, capacitatii.

Aparate folosite sunt:

1. Interrupător bipolar capsulat K (25 A, 380 V), 1 buc.
2. Autotransformator ATR 8; C-250 V
3. Voltmetru DU-20 pe limite 250 V
4. Amperméttru pe limite 5 A, 3 buc.
5. Cosfimetrul 5 A, 220 V.
6. Condensator fix 16 μF , 400 V, 2 buc.
7. Bobină variabilă $0,15 \pm 0,5 H$, 220 V.
8. Reostat cu cursor 190 Ω , 2 A, 2 buc.
4. Modul de lucru

Se tratează pe rînd cele trei situații în funcție de parametrul variabil.

4.1. Diagrama curentului la variația rezistenței.

Se regleză autotransformatorul AT astfel încît tensiunea indicată de voltmetrul V să fie 110 V.

Se pune reostatul R pe poziția de scurtcircuit și se regleză valoarea inductivității pînă cînd indicația ampermetrului A_3 este de 2 ori mai mare decît cea a ampermetrului A_2 .

Se regleză reostatul R pe toată plaja și se citesc indicațiile ampermetrului A_1 și ale cosfimetrului. Se pune în serie cu reostatul R reostatul R' și se regleză de la 0 la 190 Ω . Se fac circa 4 măsurători. Se va observa că indicația ampermetrului A_1 nu se schimbă.

Se modifică valoarea inductivității L (crescător sau descreșcător) și se fixeză la o anumită valoare.

Se modifică valoarea reostatului R de la 0 la 190 Ω apoi se pune în serie cu R reostatul R' care se regleză de la 0 la 190 Ω și se fac aproximativ 8 citiri ale ampermetrului A_1 și ale cosfimetrului.

4.2. Diagrama curentului la variația inductivității.

Se regleză autotransformatorul la 110 V.

Se pune bobina în scurtcircuit și se fixeză reostatul R pe poziția în care curentul indicat de ampermetrul A_2 este de circa 3 ori mai mare decît curentul indicat de ampermetrul A_1 .

Se introduce inductivitatea în circuit și se regleză pe toată plaja. Se fac circa 8 citiri ale ampermetrului A_1 și ale cosfimetrului.

4.3. Diagrama curentului la variația capacitatii condensatorului.

Se fixeză autotransformatorul la 110 V

Se pune reostatul R pe poziția de scurtcircuit și se regleză inductivitatea L astfel încît curentul indicat de A_3 să fie de două ori

mai mare decât cel indicat de A_2 .

Se scoate bobina din circuit și se reglează valoarea reostatului să incțeze curentul indicat de A_3 să fie de două ori mai mare decât cel indicat de A_2 .

Se pune bobina în circuit și se citește indicația ampermetrului A_1 și a cofimetrului (cazul de rezonanță).

Se leagă în serie cu condensatorul C al doilea condensator C' , și se citește indicația ampermetrului A_1 și a cofimetrului (circuit inductiv).

Se leagă în paralel condensatorul C cu condensatorul C' și se citește indicația ampermetrului A_1 și a cofimetrului (circuit capacitive).

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

Se fac măsurările indicate la punctul 4 și se trec datele în tabele de forma celor de mai jos.

TABEL DE DATE
OBSERVAȚII

I_1	Cazul circuitului de fază de curent
$I_1 \cos \varphi$	Măsurători la variația rezistenței
$I_1 \sin \varphi$	Măsurători la variația inductivității circuitului
$I_1 \tan \varphi$	Măsurători la variația capacității

Se ridică diagramele loc geometric ale curentului în cele 4 cazuri și se compară cu cele teoretice.

6. Observații și concluzii

În reprezentarea grafică se va stabili scara (în A/mm) în funcție de valoarea maximă a curentului, căreia îi va corespunde dimensiunea maximă pe diagramă.

La punctul 4.1 se observă că rezonanță se obține pentru

$R = 0$ și $L = 0$. În acest caz rezonanță se obține la valoare de rezonanță a tensiunii de la ieșirea transformatorului.

În cazul rezonanței de rezonanță rezonanță se obține la valoare de rezonanță a tensiunii de la ieșirea transformatorului.

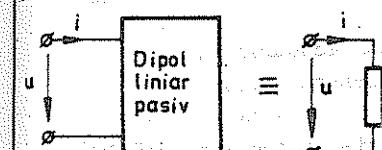
LUCRAREA NR. 13

IMBUNATATIREA FACTORULUI DE PUTERE INTR-UN CIRCUIT

DE CURENT ALTERNATIV MONOPAZAT

1. Considerații teoretice

Considerăm dipolul electric liniar și pasiv din figura 1.



Se numește factor de putere raportul pozitiv și subunitar dintre puterea activă și puterea aparentă:

$$1 \geq k_p = \frac{P}{S} \geq 0. (1)$$

$$u = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \beta); \quad i = \sqrt{2} I \sin(\omega t + \gamma)$$

Puterea aparentă S a dipolu-

lui electric este mărimea definită de produsul pozitiv al valorilor efective ale tensiunii și curentului:

Fig. 1. Puterea aparentă S a dipolului electric este mărimea definită de produsul pozitiv al valorilor efective ale tensiunii și curentului: $S = UI > 0$, unde $\beta = \gamma$ este defazajul curentului și puterea activă P este valoarea medie a puterii instantanee $p = u \cdot i$, luat pe un număr întreg de perioade, fiind dată de relația:

$$P = UI \cos \varphi \geq 0 \quad (3)$$

în cazul dipolului electric ($\varphi = \beta - \gamma$ este defazajul circuitului).

În regim sinusoidal pentru un dipol electric, cu relațiile (2) și (3) rezultă pentru factorul de putere expresia:

$$k_p = \cos \varphi. \quad (4)$$

Pentru ca o anumită instalatie de putere aparentă S dată să funcționeze cu maximum de putere activă, adică cu maximum de eficiacitate, factorul de putere corespunzător trebuie să fie cît mai mare (mai apropiat de unitate), adică defazajul circuitului trebuie să fie cît mai mic. De aici rezultă una din problemele tehnico-economice cele mai importante ale gospodăririi energetice: problema imbunătățirii (ameliorării) factorului de putere.

Introducând puterea reactivă a dipolului:

$$Q = UI \sin \varphi \geq 0, \quad (5)$$

factorul de putere se poate scrie:

$$k_p = \frac{P}{S} = \frac{\sqrt{S^2 - Q^2}}{S} = \sqrt{1 - \frac{Q^2}{S^2}}, \quad (6)$$

de unde rezultă că problema imbunătățirii factorului de putere este echivalentă cu problema reducerii puterii reactive.

Pentru imbunătățirea factorului de putere există metode naturale:

- alergarea motoarelor și transformatoarelor de putere corespunzătoare;

- scurtarea timpului de mers în gol a motoarelor și transformatoarelor;

- micșorarea fluxului magnetic în motoarele care funcționează cu sarcină redusă;

- imbunătățirea calității reparatiilor motoarelor;

- utilizarea motoarelor sincrone (supraexcitate), și metode artificiale:

- utilizarea condensatoarelor derivativă pentru imbunătățirea factorului de putere;

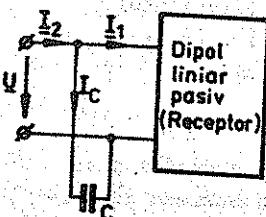
- utilizarea mașinilor sincrone (supraexcitate);

- sincronizarea motoarelor asincrone.

Considerind o sursă de curent alternativ, având tensiunea U , care alimentează un receptor al cărui factor de putere ($\cos \varphi_1$) trebuie imbunătățit la o valoare mai mare și anume

$$\cos \varphi_2 > \cos \varphi_1, \quad (7)$$

dacă puterea P absorbită de receptor este constantă, se va monta o baterie de condensatoare C în paralel cu consumatorul (fig.2).



Puterea absorbită de receptor înainte de compensare este:

$$P = UI_1 \cos \varphi_1. \quad (8)$$

Curentul absorbit de condensatorul C este:

$$I_C = \frac{U}{\omega C} = \omega CU, \quad (9)$$

Fig.2. Fiind defazat cu $\pi/2$ înaintea tensiunii complexe, incit sursa furnizează curentul total dat de ecuația în

$$I_2 = I_1 + I_C \text{ și } I_2 = I_1 \text{ (în același sens).} \quad (10)$$

Din diagrama fazorială din figura 3 rezultă:

$$I_C = I_1 \cdot \sin \varphi_1 - I_2 \cdot \sin \varphi_2 \quad (11)$$

$$I_C = I_1 \cdot \sin \varphi_1 - I_1 \cos \varphi_2 \cdot \sin \varphi_2 =$$

$$= I_1 (\sin \varphi_1 - \cos \varphi_1 \cdot \tan \varphi_2). \quad (12)$$

Adică, puterea reactivă absorbită de condensator este:

$$Q_C = UI_C \sin(-\frac{\pi}{2}) = -UI_C = -UI_1 \cos \varphi_1 (\tan \varphi_1 - \tan \varphi_2)$$

sau

$$Q_C = -P(\tan \varphi_1 - \tan \varphi_2). \quad (13)$$

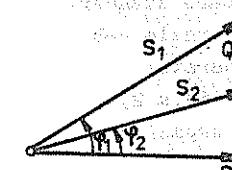
Din relația (13) se observă că puterea reactivă absorbită de condensator este negativă (adică condensatorul debitează putere reactivă).

Cu relațiile (9) și (13), puterea reactivă absorbită de condensator se poate scrie și sub forma:

$$Q_C = (-UI_C) = -\omega CU^2 = -P(\tan \varphi_1 - \tan \varphi_2), \quad (14)$$

de unde rezultă:

$$C = \frac{P(\tan \varphi_1 - \tan \varphi_2)}{\omega U^2}. \quad (15)$$



Relația (15) se poate deduce și din

triunghiul puterilor (fig.4).

2. Obiectul lucrării

In cadrul lucrării de laborator se va realiza imbunătățirea factorului de putere a unui receptor (motor electric) monofazat de

la o valoare $\cos \varphi_1$ la valorile $\cos \varphi'_1$ și $\cos \varphi'_2$. Se vor determina valorile capacităților C' și C'' necesare să fi montate paralel și se vor construi diagramele fazoriale pentru curenți (fig.3) și puteri (fig.4).

3. Schema de montaj și aparatura utilizată

Se va realiza montajul din figura 5.

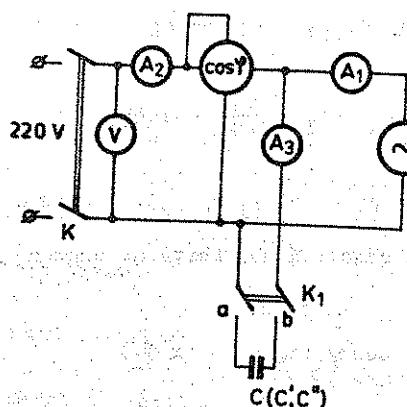


Fig.5.

$C(C', C'')$ - condensator 300 V, montat în derivatie;

4. Modul de lucru

Se efectuează montajul din figura 5. K_1 fiind deschis, se inchide K . Se citeșc U , I_1 , $\cos\varphi_1$. Datele se trec în tabelul 1 (linia 1). Se determină puterea activă a motorului cu relația:

$$P = UI_1 \cdot \cos\varphi_1 \quad (16)$$

iar cu relația (15) se calculează capacitatele C' și C'' (care se trec în tabelul 1) pentru a obține $\cos\varphi'_2 = 0,82$ și respectiv $\cos\varphi''_2 = 0,95$. Se vor adopta pentru C' și C'' condensatoare standardizate. Se montează condensatorul de capacitate C' la bornele a-b (fig.5), se inchide K și K_1 și se citeșc indicațiile aparatelor (inclusiv $\cos\varphi'_2$); datele citite se trec în tabelul 1 (linia 2). La fel, se repetă măsurările pentru condensatorul de capacitate C'' , datele trecindu-se în tabelul 1 (linia 3).

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

Puterea reactivă absorbită de motor se determină cu relația:

$$Q_1 = UI_1 \cdot \sin\varphi_1 = UI_1 \cdot \sqrt{1 - \cos^2\varphi_1} \quad (17)$$

După montarea condensatoarelor de capacitate C' și C'' , puterile reactive se calculează conform relațiilor:

$$Q'_0 = -\omega C' U^2 \quad (18)$$

Aparatura utilizată este următoarea:

K , K_1 - intrerupătoare bipolare;
 $\cos\varphi$ - cosfimetr, 5 A, 220 V;
 A_2, A_1, A_0 - ampermetre de curent alternativ, 2 A;
 V - voltmetru de curent alternativ, 300 V;

M - motor electric monofazat,
 $\cos\varphi_1 = 0,75$;

și

$C(C', C'')$

$$Q''_0 = -\omega C'' U^2 \quad (19)$$

$$Q'_2 = Q_1 - Q'_0 \quad (20)$$

$$Q''_2 = Q_1 - Q''_0 \quad (21)$$

Valorile calculate cu ajutorul acestor relații se trec în tabelul 1.

Tabelul 1.

Nr. crt.	Valorile măsurate								Valorile calculate				
	U	I ₁	I ₂	I _c	$\cos\varphi_1$	$\cos\varphi'_2$	φ_2	P	C calculat	C adop-	Q ₁	Q _c	Q ₂
	V	A	A	A				grade	W	μF	μF	VAR	VAR
1.													
2.													
3.													

Cu datele din tabelul 1 se vor construi diagramele fazoriale din figurile 3 și 4.

6. Observații și concluzii

Capacitățile C' și C'' se vor calcula astfel încât factorul de putere a instalației să fie $\cos\varphi'_2 = 0,82$, respectiv $\cos\varphi''_2 = 0,95$, iar apoi se vor adopta condensatoare standardizate care au capacitate de valoare cît mai apropiată de cele calculate.

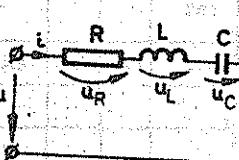
Dacă s-ar îmbunătăți factorul de putere al instalației la $\cos\varphi''_2 = 1$, circuitul ar funcționa în regim de rezonanță electrică.

LUCRAREA NR. 14

STUDIUL CIRCUITULUI R, L, C SERIE SI A REZONANTEI DE TENSIUNI

1. Consideratii teoretice

In figura 1 este reprezentat un circuit serie, format dintr-un rezistor ideal cu rezistență R , o bobină ideală cu inducție L și un condensator ideal cu capacitatea C , alimentat cu tensiunea sinusoidală:



$$u = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \beta). \quad (1)$$

Schema electrică din figura 1 corespunde și cazului cind se conectează în serie o bobină reală (care pe lîngă inductivitate L are și o rezistență R_L) cu un condensator

Fig.1. Circuit electric.

Prin aplicarea legii lui Ohm generalizate circuitului din figura 1, se obține:

$$u = u_R + u_L + u_C, \quad (2)$$

unde:

$$u_R = R \cdot i; \quad u_L = L \frac{di}{dt}; \quad u_C = \frac{1}{C} \int i \cdot dt, \quad (3)$$

sunt căderile de tensiune rezistive, inductive și capacitive, exprimate funcție de parametrii R , L , C ai circuitului, iar i este intensitatea curentului din circuit.

Din relațiile (1), (2), (3) rezultă ecuația integro-diferențială a circuitului:

$$Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i \cdot dt = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \beta). \quad (4)$$

In complex ecuația (4) se scrie sub forma:

$$R \underline{I} + j\omega L \underline{I} + \frac{1}{j\omega C} \underline{I} = \underline{U}, \quad (5)$$

unde:

$$\underline{U} = U e^{j\beta} \quad (6)$$

este complexul tensiunii la borne, iar:

$$u_R = R \underline{I}; \quad u_L = j\omega L \underline{I}; \quad u_C = \frac{1}{j\omega C} \underline{I} = - j \frac{1}{\omega C} \underline{I}, \quad (7)$$

sunt reprezentările în complex ale căderii de tensiune rezistive, inductive, respectiv capacitive și \underline{I} este reprezentarea în complex a intensității curentului sinusoidal din circuit.

In figura 2 s-au reprezentat cu linie continuă diagramele vectoriale (fazoriale) a tensiunilor, corespunzătoare relaiei (5).

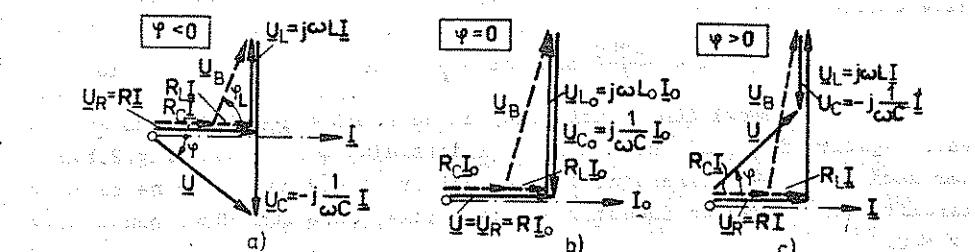


Fig.2.

Rezistența R a bobinei (reale) se consideră inclusă în valoarea rezistenței R , adică tensiunea pe bobină este:

$$u_B = R_L i + L \frac{di}{dt} \quad (8)$$

sau în complex:

$$U_B = R_L \underline{I} + j\omega L \underline{I} = R_L \underline{I} + \underline{U}_L, \quad (9)$$

șa cum s-a reprezentat prin linie întreruptă în figura 2.

Complexul curentului se deduce din ecuația (5):

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} = \frac{\underline{U}}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \cdot e^{j(\theta - \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R})} \quad (10)$$

Folosind reactanțele inductive și capacitive:

$$X_L = \omega L; \quad X_C = -\frac{1}{\omega C}, \quad (11)$$

reactanța circuitului:

$$X = X_L + X_C, \quad (12)$$

impedanța complexă și impedanța reală a circuitului:

$$Z = R + jX = R + j(X_L + X_C),$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L + X_C)^2}, \quad (13)$$

precum și defazajul dintre tensiunea la borne și curent

$$\varphi = \arctg \frac{X}{R} = \arctg \frac{\omega L}{\omega C} = \arctg \frac{l}{\omega C}, \quad (14)$$

expresia (10) a intensității curentului devine:

$$I = \frac{U}{Z} e^{j(\beta - \varphi)}. \quad (15)$$

Valoarea instantanea a intensității curentului din circuit este deci:

$$i = \frac{\sqrt{2} U}{Z} \sin(\omega t + \beta - \varphi). \quad (16)$$

Se observă din relația (14) că dacă $\omega L < \frac{1}{\omega C}$ defazajul φ este negativ (fig.2.a), dacă $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ defazajul φ este nul (fig.2.b), iar dacă $\omega L > \frac{1}{\omega C}$, defazajul φ este pozitiv (fig.2.c). Se spune că circuitul are caracter inductiv sau capacativ, după cum $\varphi > 0$ sau $\varphi < 0$.

In circuitele electrice care conțin bobine și condensatoare, pot exista cazuri când reactanța echivalentă a întregului circuit este nulă ($X = 0$), întrucât reactanțele inductive și capacitive se compensează reciproc. În aceste cazuri, unghiul de defazaj φ dintre tensiunea aplicată la borne și curentul care se stabilește în circuit este nul ($\varphi = 0$), de asemenea puterea reactivă consumată de circuit este nulă ($Q = UI \sin \varphi = XI^2 = 0$). Aceste regimuri de funcționare a circuitului se numesc regimuri de rezonanță.

Așadar, pentru circuitul din figura 1, regimul este rezonant dacă: $X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$. (17)

Analizând această relație se constată că rezonanța poate fi realizată fie prin variația frecvenței ($f = \omega/2\pi$), fie prin variația parametrilor (inductivitatea bobinei sau capacitatea condensatorului).

Rezonanța într-un circuit R, L, C serie se mai numește și rezonanță de tensiune, decarede - la rezonanță - căderea de tensiune inductivă și capacativă se compensează una pe alta (valorile lor efective putind fi mai mari decât valoarea efectivă a tensiunii aplicate U):

$$U_L + U_C = 0, \quad (18)$$

cum s-a reprezentat în figura 2.b.

La rezonanță, impedanța circuitului are valoarea minimă ($Z = R$), iar valoarea efectivă a curentului atinge valoarea maximă:

$$I_o = \frac{U}{R}. \quad (19)$$

2. Obiectul lucrării

Se vor determina experimental parametrii R, L, C ai circuitului serie și se vor verifica rezultatele pe baza diagramei fazoriale a tensiunilor (inchiderea poligonului format de fazorii tensiunilor și verificarea factorului de putere $\cos \varphi$ a circuitului).

Se va realiza regimul de rezonanță a circuitului R, L, C serie prin variația inductivității L a bobinei. Se vor ridica experimentale curbele de variație a curentului I, a căderii de tensiune pe bobină U_B , a căderii de tensiune pur inductive U_L , a căderii de tensiune pe condensator U_C , a factorului de putere a circuitului $\cos \varphi$, obținute prin variația inductivității bobinei, în funcție de reacanță bobinei X_L . Se vor calcula parametrii circuitului și se vor construi grafic diagramele fazoriale ale tensiunilor pentru trei puncte de funcționare: înainte, la și după rezonanță (v.fig.2.a,b,c).

3. Schema de montaj și aparatura utilizată

Se va executa montajul din figura 3.

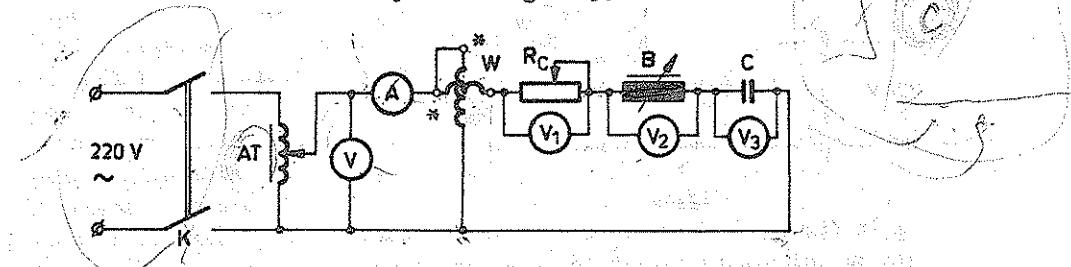


Fig.3.

Semnificația notatiilor din figura 3 este următoarea:

K - intrerupător bipolar;

AT - autotransformator 0-250 V; 8 A;

V - voltmetru de curent alternativ, 50 V;

R_C - reostat cu cursor, 30 Ω, 5 A;

B - bobină de inductivitate variabilă (0,05...0,15 H); 5 A;

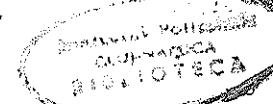
C - condensator 100 μF; 400 V;

V₁ - voltmetru de curent alternativ, 50 V;

V₂, V₃ - voltmetre de curent alternativ de 150 V;

A - ampermtru de curent alternativ de 5 A;

W - wattmetru 60 V; 5 A.



Circuitul se alimentează de la rețeaua de curent alternativ cu 220 V.

4. Modul de lucru

Se realizează montajul din figura 3.

Se pune autotransformatorul AT pe poziția de tensiune nulă și reostatul R_C pe valoarea medie a rezistenței. Se închide întrerupătorul K.

Se regleză cu ajutorul autotransformatorului AT o tensiune $U = 50$ V, indicată de voltmetrul V.

Se variază inductivitatea bobinei pînă se obține la ampermetrul A valoarea maximă a curentului. Dacă indicația ampermetrului depășește diviziunea maximă sau dacă este în prima jumătate a scalei, se regleză reostatul R pînă cînd indicația se aduce în apropierea diviziunii maxime.

Se aduce inductivitatea din nou la valoarea minimă și începe să se mărească treptat, citindu-se de fiecare dată indicațiile aparatelor de măsură pînă cînd se ajunge la rezonanță (curentul este maxim în circuit). Se continuă apoi măsurările și peste acest punct, dar nu mult. În total se consideră 10-12 puncte.

Rezultatele citirilor se trec în tabelul 1.

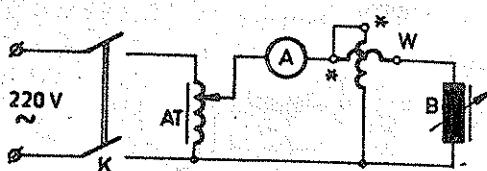


Fig.4. In final, se determină rezistența R_L a bobinei (echivalentă pierderilor în fier și rezistenței înfășurării bobinei). În acest scop se realizează montajul din figura 4. Semnificația aparaturii utilizate este aceeași ca în figura 3. Se va efectua o măsurătoare pentru o poziție a bobinei cu inductanță variabilă corespunzătoare rezonanței și stabilindu-se prin bobină un curent egal cu curentul mediu obținut în timpul măsurătorilor pentru obținerea rezonanței.

Datele se trec în tabelul 2.

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

Rezistența bobinei determinată în curent alternativ (cu montajul din figura 4) este:

$$R_L = \frac{P}{I^2} \quad (20)$$

și valoarea ei se trage în tabelul 2.

Rezistența reostatului este:

$$R_C = \frac{U_R}{I} \quad (21)$$

iar rezistența echivalentă a circuitului este:

$$R = R_C + R_L \quad (22)$$

Impedanța bobinei, reactanța inductivă și inductivitatea bobinei sunt:

$$Z_L = \frac{U_B}{I} ; X_L = \sqrt{Z_L^2 - R_L^2} ; L = \frac{X_L}{\omega} \quad (23)$$

Cădere de tensiune pur inductivă este:

$$U_L = \sqrt{U_B^2 - (R_L \cdot I)^2} \quad (24)$$

Reactanța capacativă și capacitatea condensatorului sunt:

$$|X_C| = \frac{1}{\omega C} = \frac{U_C}{I} ; C = \frac{10^6}{\omega X_C} [\mu F] \quad (25)$$

La rezonanță:

$$\omega L_0 = \frac{1}{\omega C} \quad (26)$$

Factorul de putere al circuitului este:

$$\cos \varphi = \frac{P}{UI} = \frac{R_C + R_L}{\sqrt{(R_C + R_L)^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \quad (27)$$

Factorul de putere a circuitului este maxim la rezonanță. Mărimile calculate cu aceste relații se trec în tabelul 3.

Se vor trasa curbele:

$U_B = f_1(X_L)$, $U_L = f_2(X_L)$; $U_C = f_3(X_C)$; $I = f_4(X_L)$; $\cos \varphi = f_5(X_L)$, care au alura din figura 5 și se vor construi diagramele fazoriale ale tensiunilor în trei cazuri (v.fig.2):

- înainte de rezonanță;
- la rezonanță;
- după rezonanță.

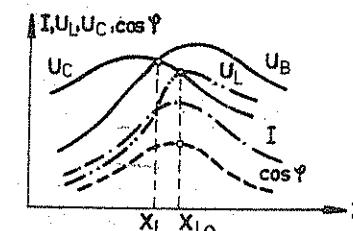


Fig.5.

Tabelul 1.

I (A)						
U_{RC} (V)						
U_B (V)						
U_C (V)						
P	div.					
	(W)					

Tabelul 2.

I [A]	P	R_L (Ω)

Tabelul 3.

R_C (Ω)	
R (Ω)	
Z_L (Ω)	
X_L (Ω)	
L (H)	
U_L (V)	
$\cos \phi$	
X_C (Ω)	
C (μF)	

6. Observații și concluzii

6.1. Valorile parametrilor R și C sunt media valorilor obținute la măsurările făcute la diferite valori ale inductanței.

6.2. Tensiunea U_B măsurată de voltmetrul V_2 (fig.3) nu este o tensiune inductivă, ci are o componentă activă ($R_L I$) și una reactivă ($j\omega L I$), conform relației (9).

In diagrama fazorială a tensiunilor, U_B nu va fi defazată înaintea curentului I cu 90° , ci cu unghiul $\phi_L = \arctg X_L/R_L$ (vezi fig.2).

6.3. Dacă bobina ar fi ideală, la rezonanță este îndeplinită condiția $U_B = U_C$ și aceste tensiuni pot fi mult mai mari decât tensiunea de alimentare (cind $R \ll L$). Dar bobina reală având o rezistență R_L , la rezonanță voltmetrul V_2 va indica valoarea $U_B > U_C$ (v.fig.2.b).

Egalitatea celor două tensiuni U_B și U_C va avea loc cu puțin înainte de rezonanță, pentru un $X_L < X_{L_0}$, ca în figura 5. La rezonanță există egalitatea $U_{L_0} = U_{C_0}$ (tensiunea U_{L_0} fiind calculată cu relația 24).

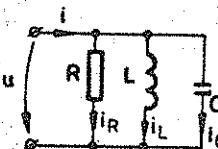
6.4. Se vor da explicații pentru eventualele neconcordanțe între rezultatele experimentale obținute și considerațiile teoretice.

LUCRARE NR. 15

STUDIU CIRCUITULUI R, L, C PARALEL SI A REZONANTEI DE CURENTI

1. Consideratii teoretice

In figura 1 se reprezinta un circuit, format prin legarea in paralel a unui rezistor ideal cu rezistență R , a unei bobine ideale cu inductivitatea L și a unui condensator ideal cu capacitatea C , alimentat cu tensiunea sinusoidală:



$$u = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \phi). \quad (1)$$

APLICIND TEOREMA I-A A LUI KIRCHHOFF PENTRU UN NOD SE OBȚINE ECUAȚIA:

$$i = i_R + i_L + i_C, \quad (2)$$

unde:

$$i_R = \frac{1}{R} u = G_u; \quad i_L = \frac{1}{L} \int u dt; \quad i_C = C \frac{du}{dt}. \quad (3)$$

ECUAȚIA (2) DEVINE ASTFEL:

$$i = G_u + C \frac{du}{dt} + \frac{1}{L} \int u dt. \quad (4)$$

IN COMPLEX, ECUAȚIA (4) SE SCRIE SUB FORMA:

$$I = GU + j\omega CU + \frac{1}{j\omega L} U = \left[G + j(\omega C - \frac{1}{\omega L}) \right] U = (G + jB)U \quad (5)$$

unde:

$$B = \omega C - \frac{1}{\omega L}$$

REPREZINTĂ SUSCEPTANȚA ECHIVALENTĂ A ACESTUI CIRCUIT.

Reprezentarea fazorială a ecuației (5) este redată în figura 2, unde s-a considerat pe rînd cazul cînd circuitul este capacativ (fig.2.a), este rezistiv (la rezonanță, fig.2.b) și inductive (fig.2.c).

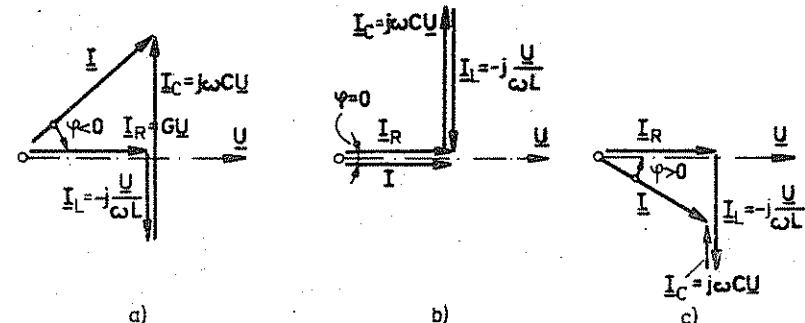


Fig.2.

CONDIȚIA DE REZONANȚĂ A CIRCUITULUI DIN FIGURA 1, ADICĂ CONDIȚIA CA CURENTUL i SĂ FIE ÎN FAZĂ CU TENSIUNEA u DE LA BORNELE CIRCUITULUI (ADICĂ $\phi = 0$ ȘI DECI PUTerea REACTIVĂ ABSORBITĂ DE CIRCUIT $Q = UI \sin \phi = 0$), SE OBTINE PUNIND CONDIȚIA CA SUSCEPTANȚA ECHIVALENTĂ B A CIRCUITULUI SĂ FIE NULĂ, ADICĂ:

$$B = \omega C - \frac{1}{\omega L} = 0. \quad (6)$$

DIN ACEASTĂ RELAȚIE SE OBSERVĂ CĂ, CONDIȚIA DE REZONANȚĂ POATE FI REALIZATĂ FIE PRIN VARIATIA FRECVENTEI ($f = \omega / 2\pi$), FIE PRIN VARIATIA PARAMETRILOR (INDUCTIVITATEA L SAU CAPACITATEA C).

rezonanță într-un circuit paralel se numește rezonanță de curenti intrucit, la rezonanță, curentii prin bobină și condensator se compensează (v. fig.2.b), adică:

$$I_L + I_C = j(\omega C - \frac{1}{\omega L}) U = 0 \quad (7)$$

și valorile lor efective pot fi mai mari decît valoarea efectivă I a curentului i . Curentul I la rezonanță are valoarea minimă:

$$I_0 = \frac{U}{R} = GU, \quad (8)$$

intrucit admitanța circuitului este minimă:

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R} = G. \quad (9)$$

ÎN CAZUL REAL, AL CONECTĂRII ÎN PARALEL A UNUI REZISTOR DE REZISTENȚĂ R_c , A UNEI BOBINE (REALĂ) DE INDUCTIVITATE L ȘI REZISTENȚĂ PROPRIE R_L ȘI A UNUI CONDENSATOR DE CAPACITATE C , SE OBTINE CIRCUITUL DIN FIGURA 3.a.

PENTRU BOBINĂ, CARE ADMITE SCHEMĂ ECHIVALENTĂ R_L , L SERIE DIN FIGURA 3.a, SE poate întocmi și o schemă echivalentă paralel, având ca elemente conductanță:

$$G_L = \frac{R_L}{Z_L^2} = \frac{R_L}{R_L^2 + \omega^2 L^2}$$
(10)

și susceptanță (v. fig. 3.b):

$$B_L = -\frac{X_L}{Z_L^2} = -\frac{\omega L}{R_L^2 + \omega^2 L^2},$$
(11)

unde $Z_L = R_L^2 + \omega^2 L^2$ reprezintă impedanță, iar $X_L = \omega L$ reactanță bobinei. În figura 3.b s-a mai notat conductanță G_C , care se calculează cu relația:

$$G_C = \frac{1}{R_C}$$
(12)

și susceptanță condensatorului:

$$B_C = \omega C,$$
(13)

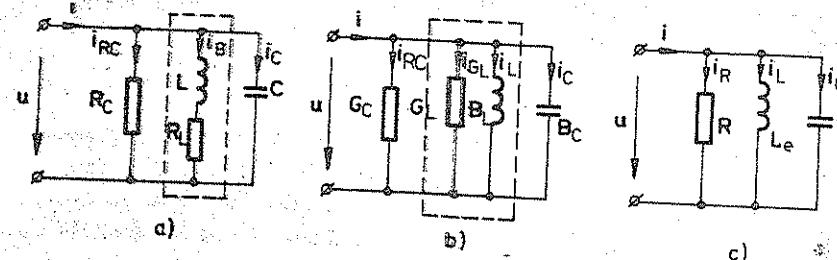


Fig. 3.

Se înlocuiesc cele două conductanțe în paralel cu o conductanță echivalentă:

$$G = G_C + G_L,$$
(14)

respectiv cu o rezistență echivalentă:

$$R = \frac{1}{G} = \frac{1}{G_C + G_L}$$
(15)

și susceptanță B_L printr-o bobină echivalentă, adică cu reactanță $X_e = \omega L_e$, dată de relația:

$$-\frac{1}{\omega L_e} = B_L = -\frac{\omega L}{R_L^2 + \omega^2 L^2},$$
(16)

respectiv cu o inductivitate:

$$L_e = \frac{R_L^2 + \omega^2 L^2}{\omega^2 L}.$$
(17)

Se obține astfel schema echivalentă din figura 3.c, identică cu cea din figura 1. Așadar, condiția de rezonanță (10) devine în acest caz:

$$\omega C = \frac{1}{\omega R_e} = 0$$
(18)

sau (cu (17)):

$$\omega C = \frac{\omega L}{R_L^2 + \omega^2 L^2} = 0,$$
(19)

care se mai poate pune sub formă:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{R_L^2}{L}}$$
(20)

Pentru construirea diagramei fazoriale a circuitului din figura 3.a se scrie ecuația, în complex, a circuitului din figura 3.b:

$$I = I_{RC} + I_{GL} + I_L + I_C$$
(21)

sau

$$I = G_C \cdot U + G_L \cdot U + jB_L \cdot U + jB_C \cdot U.$$
(22)

Cu relațiile (11), (13), această ecuație devine:

$$I = (G_C + G_L) U - j \frac{1}{Z_L^2} U + j \omega C U.$$
(23)

Cu ajutorul acestei ecuații s-au construit în figurile 4.a, b, c diagramele fazoriale ale circuitului din figura 3.a, în cazul $\varphi < 0$, $\varphi = 0$, $\varphi > 0$. În aceste diagrame s-a notat curentul în complex prin bobină cu I_B :

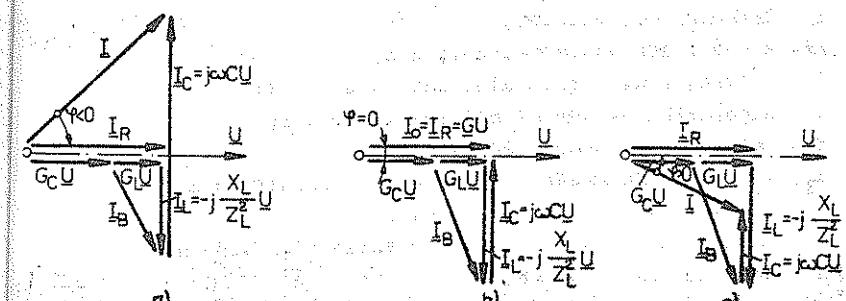


Fig. 4.

$$I_B = G_L \cdot U + j B_L \cdot U = G_L \cdot U - j \frac{X_L}{Z_L^2} \cdot U. \quad (24)$$

2. Obiectul lucrării

Se va realiza regimul de rezonanță al circuitului R , L , C paralel prin variația inductivității L a bobinei. Se vor ridica experimental curbele de variație a curentului I din circuit, a curentului prin bobină I_B , a componentei reactive I_L a curentului prin bobină, a curentului prin condensator I_C , a factorului de putere a circuitului, obținute prin variația inductivității bobinei, în funcție de reactanță bobinei X_L . Se vor calcula parametrii circuitului și se vor construi grafic diagramele fazoriale ale curentilor pentru trei puncte de funcționare: înainte, la și după rezonanță (v. fig. 4.a, b, c). Se va verifica: inchiderea poligonului format de fazorii tensiunilor și factorul de putere $\cos \phi$ a circuitului.

3. Schema de montaj și aparatura utilizată

Se va executa montajul din figura 5.

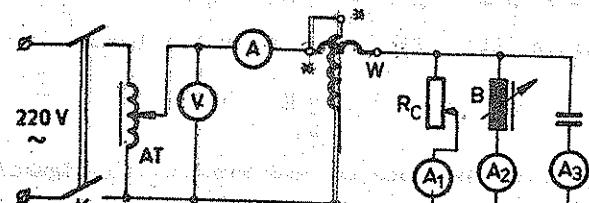


Fig.5.

Aparatura utilizată este:

K - intrerupător bipolar;

AT - autotransformator $0-250$ V; 8 A;

V - voltmetru de curent alternativ de 150 V;

A - ampermétru de curent alternativ de 1 A;

W - wattmetru pe scara 120 V; 1 A;

A_1 ; A_2 ; A_3 - ampermetre de curent alternativ de 1 A;

R_C - reostat cu cursor, de 160Ω ; 2 A;

B - bobină cu inductivitatea variabilă ($0,2-0,55$ H);

C - condensator de $32\mu F$; 400 V.

4. Modul de lucru

Se realizează montajul din figura 5.

Se pune autotransformatorul AT pe poziția de tensiune nulă și reostatul R_C pe o valoare apropiată de cea maximă. Se închide intrerupătorul K.

Se reglează cu ajutorul autotransformatorului AT o tensiune $U = 60$ V, indicată de voltmetrul V.

Se variază inductivitatea bobinei treptat, citindu-se de fiecare dată indicațiile aparatelor de măsură pînă cînd se ajunge la rezonanță (curentul I indicat de ampermetrul A este minim). Se continuă apoi măsurările și peste acest punct. În total se fac $10-12$ măsurători.

Rezultatele citirilor se trec în tabelul 1.

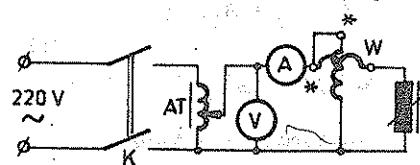


Fig.6.

tensiune de 60 V, citită la voltmetrul V, și inductanță pe poziția de rezonanță. Datele se trec în tabelul 2.

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

Conductanța și rezistența bobinei se determină cu relațiiile:

$$G_L = \frac{P}{U^2}; \quad R_L = \frac{P}{I^2}, \quad (25)$$

valori care se trec în tabelul 2.

Conductanța reostatului este:

$$G_C = \frac{1}{R_C} = \frac{I_{RC}}{U}. \quad (26)$$

Conductanța echivalentă a circuitului este:

$$G = G_C + G_L. \quad (27)$$

Impedanța bobinei (Z_L), reactanța sa (X_L), susceptanța inductivă (χ_L) și inductanța (L) se calculează cu relațiiile:

$$Z_L = \frac{U}{I_B}; \quad X_L = \sqrt{Z_L^2 - R_L^2}; \quad B_L = -\frac{X_L}{Z_L^2}; \quad L = \frac{X_L}{\omega}. \quad (28)$$

Componenta reactivă a curentului prin bobină se determină cu relația:

$$I_L = \sqrt{I_B^2 + (G_L \cdot U)^2}. \quad (29)$$

Susceptanța (B_C) și capacitatea (C) a condensatorului se determină cu relațiile:

$$B_C = \omega C = \frac{I_C}{U}; \quad C = \frac{B_C}{\omega} 10^6 \text{ } (\mu\text{F}). \quad (30)$$

Susceptanța echivalentă (B) și admitanță echivalentă (Y) a circuitului se determină cu relațiile:

$$B = B_C + B_L; \quad Y = \sqrt{G^2 + B^2} = \frac{I}{U}. \quad (31)$$

Factorul de putere al circuitului este:

$$\cos \phi = \frac{P}{UI}. \quad (32)$$

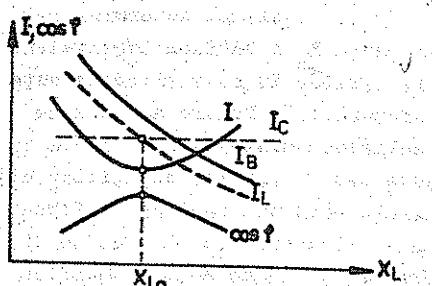


Fig.7.

Rezultatele obținute, utilizând aceste relații, se trec în tabelul 3.

Se vor trasa apoi curbele: $I = f_1(X_L)$; $I_B = f_2(X_L)$; $I_L = f_3(X_L)$; $I_C = f_4(X_L)$; $\cos \phi = f_5(X_L)$, care au alura din figura 7.

Tabelul 1.

I	[A]
I_{RC}	[A]
I_B	[A]
I_C	[A]
P	[W]

Tabelul 2.

U [V]	P [W]	I [A]	R_L [Ω]	G_L [S]

Tabelul 3.

G_C	[S]
G	[S]
Z_L	[Ω]
X_L	[Ω]
B_L	[Ω]
L	[H]
I_L	[A]
B_C	[Ω]
C	[μF]
B	[S]
Y	[S]
$\cos \phi$	

Se vor construi diagramele fazoriale ale curentilor în trei cazuri (v.fig.4.a,b,c):

- înainte de rezonanță;
- la rezonanță;
- după rezonanță.

6. Observații și concluzii

6.1. Valorile parametrilor G și C sunt media valorilor obținute la măsurătorile făcute la diferite valori ale inductanței. Conductanța (G_L) și rezistența (R_L) a bobinei se presupun constante.

6.2. La rezonanță ($B = B_C + B_L = 0$) componenta reactivă a curentului prin bobină I_L este egală cu curentul prin condensator I_C (v.fig.7).

6.3. Se vor da explicații pentru eventualele neconcordanțe dintre construcțiile grafice și măsurătorile experimentale.

LUCRAREA NR. 16

TRANSFERUL DE PUTERE IN CIRCUITE CUPLATE

1. Consideratii teoretice

Se consideră circuitul din fig.1, avind laturile conectate în paralel și cuplate inductiv. Parametrii proprii ai celor două laturi sunt: inductivitățile proprii L_1 , L_2 și rezistențele proprii R_1 , R_2 . Inductivitatea de cuplaj este M .

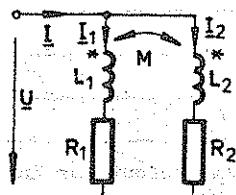


Fig. 1.

In regim permanent sinusoidal, în complex, ecuațiile circuitului se scriu sub forma:

$$U = (R_1 + j\omega L_1) I_1 + j\omega M I_2 \quad (1)$$

$$U = (R_2 + j\omega L_2) I_2 + j\omega M I_1 \quad (2)$$

Rezolvând acest sistem de ecuații în raport cu I_1 și I_2 , se obțin valorile curengilor sub forma complexă:

$$I_1 = I_1 \cdot e^{j\theta} \quad (3)$$

$$I_2 = I_2 \cdot e^{-j\theta} \quad (4)$$

Puterea aparentă complexă $S = U \cdot I^*$ se poate scrie pentru fiecare latură a circuitului.

Pentru prima latură, puterea aparentă complexă este dată de relație:

$$S_1 = U \cdot I_1^* = [(R_1 + j\omega L_1) I_1 + j\omega M I_2] I_1^* \quad (5)$$

Tinând cont că $I_1 \cdot I_1^* = I_1^2$ și notând

$$\theta = \varphi_1 - \varphi_2 \quad (6)$$

se obține expresia:

$$S_1 = R_1 I_1^2 + j\omega L_1 I_1^2 + j\omega M I_1 I_2 \cdot e^{-j\theta} \quad (7)$$

Dezvoltând exponențiala $e^{-j\theta}$ și grupind convenabil termenii, puterea aparentă S_1 capătă forma:

$$S_1 = R_1 I_1^2 + \omega M I_1 I_2 \sin\theta + j(\omega L_1 I_1^2 + \omega M I_1 I_2 \cos\theta) \quad (8)$$

Partea reală a puterii complexe este puterea activă:

$$P_1 = \operatorname{Re}[S_1] = R_1 I_1^2 + \omega M I_1 I_2 \sin\theta, \quad (9)$$

iar partea imaginară a puterii complexe este puterea reactivă:

$$Q_1 = \operatorname{Im}[S_1] = \omega L_1 I_1^2 + \omega M I_1 I_2 \cos\theta \quad (10)$$

Pentru cea de a doua latură a circuitului se obțin expresiile:

$$P_2 = \operatorname{Re}[S_2] = R_2 I_2^2 - \omega M I_1 I_2 \sin\theta \quad (11)$$

$$Q_2 = \operatorname{Im}[S_2] = \omega L_2 I_2^2 + \omega M I_1 I_2 \cos\theta. \quad (12)$$

Relațiile (7)-(10) arată că atât puterea activă cât și cea reactivă consumată pe laturile circuitului depind de valoarea inductivității mutuale M și de unghiul de defazaj θ între curentii I_1 și I_2 din cele două laturi.

Între laturile circuitului există un transfer de putere activă. Puterea activă consumată pe o latură a circuitului este compusă atât din puterea activă proprie ($R_1 I_1^2$ respectiv $R_2 I_2^2$) cât și din puterea activă transferată datorită cuplajului (termenul $\omega M I_1 I_2 \sin\theta$).

Expresia puterii active transferate este:

$$P_{tr} = \omega M I_1 I_2 \sin\theta. \quad (13)$$

Această putere activă transferată dispare de pe o latură a circuitului și se regăsește integral în ceeaலătă latură, astfel încât puterea activă a întregului circuit este:

$$P = P_1 + P_2 = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 \quad (14)$$

Pe de altă parte, puterea reactivă a întregului circuit are expresia:

$$Q = Q_1 + Q_2 = \omega L_1 I_1^2 + \omega L_2 I_2^2 + 2\omega M I_1 I_2 \cos\theta \quad (15)$$

2. Obiectul lucrării

În cadrul lucrării de laborator se urmărește determinarea experimentală a puterii active transferate dintr-o latură a circuitului în altă latură și să, datorită cuplajului inductiv al celor

două laturi,

Pentru determinarea puterii transferate este necesar mai întâi cunoașterea parametrilor proprii ale laturilor (rezistențele R_1, R_2 și inductivitățile L_1, L_2).

3. Schema de montaj și aparatura utilizată

Se va executa montajul din figura 2, alimentarea efectuindu-se de la surse alternativă de 220 V prin intermediul autotransformatorului AT.

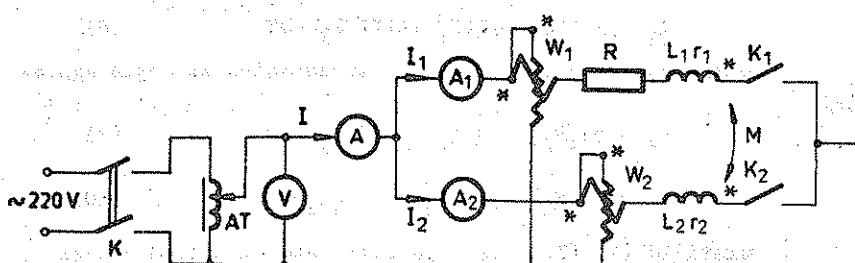


Fig. 2.

Aparatul utilizat se compune din:

- V - voltmetru de c.a. pe scara de 150 V
- A, A₁, A₂ - ampermetre de c.a. pe scara de 5 A
- W₁, W₂ - wattmetre electrodinamice pe scara 120 V, 2,5 A
- R - rezistat de 50Ω, 5 A
- L₁, L₂, M - inductivitățile proprii și mutuale ale celor două bobine cuplate
- r₁, r₂ - rezistențele proprii ale acestor bobine
- K, K₁, K₂ - interrupătoare.

4. Modul de lucru

4.1. Se determină parametrii proprii (R_1, R_2 și L_1, L_2) și celor două laturi. Pentru aceasta se procedează astfel:

- Se inchide interrupătorul K₁ (K₂ fiind deschis).
- Se inchide interrupătorul K, alimentând montajul prin intermediul autotransformatorului cu o tensiune cuprinsă între 80 și 100 V. Se va avea grijă ca intensitățile curentilor I₁ și I₂ să nu depășească 2 A.

- Se calculează parametrii proprii ai primei laturi cu relațiile:

$$R_1 = \frac{P_1}{I_1^2}; \omega L_1 = X_1 = \frac{Q_1}{I_1^2} = \frac{\sqrt{(U_1 I_1)^2 - P_1^2}}{I_1^2}, \quad (14)$$

unde I₁ este curentul indicat de ampermetrul A₁, U₁ este tensiunea indicată de voltmetrul V, P₁ este puterea activă indicată de wattmetrul W₁.

- Se inchide interrupătorul K₂ (K₁ fiind deschis) și se procedează ca mai sus, determinându-se parametrii proprii ai celei de a două laturi, cu relațiile:

$$R_2 = \frac{P_2}{I_2^2}; \omega L_2 = X_2 = \frac{Q_2}{I_2^2} = \frac{\sqrt{(U_2 I_2)^2 - P_2^2}}{I_2^2}, \quad (15)$$

unde I₂ este curentul indicat de ampermetrul A₂, U₂ este tensiunea indicată de voltmetrul V, P₂ este puterea activă indicată de wattmetrul W₂.

4.2. Se determină puterea activă transferată între cele două laturi cuplate. Pentru aceasta se procedează astfel:

a) Cuplajul este adițional ($M > 0$).

- Se inchid interrupătoarele K₁ și K₂

- Se inchide interrupătorul K, alimentând montajul prin intermediul autotransformatorului cu o tensiune cuprinsă între 80 și 100 V. Se va avea grijă ca intensitățile curentilor I₁ și I₂ să nu depășească 2 A.

- Se citesc indicațiile tuturor instrumentelor din montaj. Se determină puterea activă transferată între laturile circuitului:

$$P_{tr1} = P_1 - R_1 I_1^2 = \omega M I_1 I_2 \sin \theta \quad (16)$$

$$P_{tr2} = R_2 I_2^2 - P_2 = \omega M I_1 I_2 \sin \theta, \quad (17)$$

unde R₁ și R₂ au fost calculate cu relațiile (14) și (15). Se verifică și relația:

$$P_1 + P_2 = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 \quad (18)$$

- Se determină creșterea puterii reactive a întregului circuit datorită cuplajului:

$$\Delta Q = Q - X_1 I_1^2 - X_2 I_2^2 = \sqrt{(U \cdot I)^2 - (P_1 + P_2)^2 - X_1 I_1^2 - X_2 I_2^2} = \\ = 2\omega M I_1 I_2 \cos\theta \quad (19)$$

- Se determină reactanță de cuplaj:

$$\omega M = X_M = \frac{1}{2I_1 I_2} \sqrt{(P_{tr1} + P_{tr2})^2 + \Delta Q^2} \quad (20)$$

b) Cuplajul este diferențial ($M < 0$).

- Se inversează bornele la una din bobine pentru a obține un cuplaj diferențial ($M < 0$).

- Se închid întrerupătoarele K_1 și K_2 și se procedează ca mai sus. Relațiile (16)...(20) devin:

$$P'_{tr1} = R_1 I_1'^2 - P_1 \quad (16')$$

$$P'_{tr2} = P_2' - R_2 I_2'^2 \quad (17')$$

$$P_1' + P_2' = R_1 I_1'^2 + R_2 I_2'^2 \quad (18')$$

$$\Delta Q' = - \sqrt{(U' I')^2 - (P_1' + P_2')^2 + X_1 I_1'^2 + X_2 I_2'^2} \quad (19')$$

$$X_M = \frac{1}{2I_1 I_2'} \sqrt{(P'_{tr1} + P'_{tr2})^2 + \Delta Q'^2} \quad (20')$$

5. Rezultatele experimentale și prelucrarea datelor

Măsurările experimentale cît și cele calculate se trec în tabelele care urmează.

- Pentru determinarea parametrilor proprii ai laturilor, se intocmeste tabelul 1, în care formulele de calcul sunt date de relațiile (14) și (15), iar măsurările au fost efectuate după modul descris în § 4.1.

Tabelul 1

Nr. crt.	U_1 [V]	I_1 [A]	P_1 [W]	U_2 [V]	I_2 [A]	P_2 [W]	R_1 [Ω]	R_2 [Ω]	X_1 [Ω]	X_2 [Ω]
1.	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

- În cazul cuplajului adițional ($M > 0$) datele se trec în tabelul 2. Formulele de calcul sunt date de relațiile (16),(17),(18),(19) și (20).

Tabelul 2

U [V]	I [A]	I_1 [A]	I_2 [A]	P_1 [W]	P_2 [W]	P_{tr1} [W]	P_{tr2} [W]	$P_1 + P_2$ [W]	Q [VAR]	X_M [Ω]	$R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2$ [W]
val.măsurate						—	—	—	val.calculate	—	—

Valorile calculate în acest tabel trebuie să verifice relațiile:

$$P_{tr1} = P_{tr2} ; \quad P_1 + P_2 = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 .$$

În cazul cuplajului diferențial ($M < 0$) datele se trec în tabelul 3. Formulele de calcul sunt date de relațiile (16'),(17'),(18'),(19') și (20').

Tabelul 3

U' [A]	I' [A]	I'_1 [A]	I'_2 [A]	P'_1 [W]	P'_2 [W]	P'_{tr1} [W]	P'_{tr2} [W]	$P'_1 + P'_2$ [W]	Q [VAR]	X_M [Ω]	$R_1 I'_1^2 + R_2 I'_2^2$ [W]
val.măsurate						—	—	—	val.calculate	—	—

- Valorile calculate în acest tabel trebuie să verifice relațiile:

$$P'_{tr1} = P'_{tr2} ; \quad P'_1 + P'_2 = R_1 I'_1^2 + R_2 I'_2^2 .$$

6. Observații și concluzii

În circuitele cuplate inductiv există un transfer de putere activă între laturile cuplate. Puterea activă a unei laturi crește cu cantitatea $\omega M I_1 I_2 \sin\theta$ în timp ce puterea activă a celeilalte laturi scade cu aceeași cantitate. Puterea activă transferată este maximă cind curentii din laturile cuplate sunt defazați cu un unghi $\theta = \pm\pi/2$. Puterea activă a întregului circuit este dată de relația

$$P = \sum_{k=1}^n R_k I_k^2 ,$$

indiferent dacă există sau nu transfer de putere între laturi.

In circuitele cuplate inductiv are loc o creștere a puterii reactive cu cantitatea $\omega M I_1 I_2 \cos\theta$ pentru fiecare latură a circuitului. In cazul unui cuplaj diferențial ($M < 0$) această creștere este negativă. Pentru întregul circuit, are loc o creștere a puterii reactive dată de relația

$$\Delta Q = 2 \sum_{k < j} \omega L_{kj} \cdot I_k \cdot I_j \cos(\delta_k - \delta_j).$$

L U C R A R E A NR. 17

STUDIU UNOR CIRCUITE ELECTRICE TRIFAZATE

1. Considerații teoretice

Circuitele electrice alcătuite din mărimi electrice (curenți, tensiuni, tensiuni electromotoare) formeză, în funcționare normală, sisteme de mărimi trifazate se numesc circuite trifazate.

Circuitele trifazate pot să fie cu conexiunea în stă sau triunghi (la generator sau receptor).

Receptoarele trifazate pot să fie echilibrat sau dezechilibrate. Se numește receptor trifazat echilibrat un receptor care admite o schemă echivalentă în stă, cu impedanțe complexe egale în cele trei laturi ale stelei.

Sistemele de mărimi electrice trifazate (curenți, tensiuni, etc.) pot să fie simetrice sau nesimetrice. Sistemul de mărimi trifazate este simetric dacă: valorile efective ale mărimilor sistemului sunt egale și defazajele dintre două mărimi consecutive sunt egale.

In cadrul lucrării se vor studia circuite (receptoare) electrice trifazate, fără cuplaje inductive între laturi, cu conexiunea în triunghi și în stă (cu și fără fir neutru).

Se vor realiza receptoare trifazate, rezistive, cu conexiune stă și triunghi, echilibrat și dezechilibrat. Se vor măsura curenții și tensiunile de fază și de linie, cu ajutorul cărora se vor ridica diagramele fazoriale, care permit determinarea grafică a unor mărimi ce se compară cu datele experimentale obținute.

A. RECEPTOR TRIFAZAT IN TRIUNGHII

A.2. Obiectul lucrării

Se va studia un receptor rezistiv trifazat cu conexiunea în triunghi, alimentat la borne cu un sistem trifazat

simetric de tensiuni, în următoarele regimuri de funcționare:
 a) echilibrat
 b) dezechilibrat.

A.3. Schema de montaj și aparatura utilizată

Se va realiza montajul din figura 1, unde:

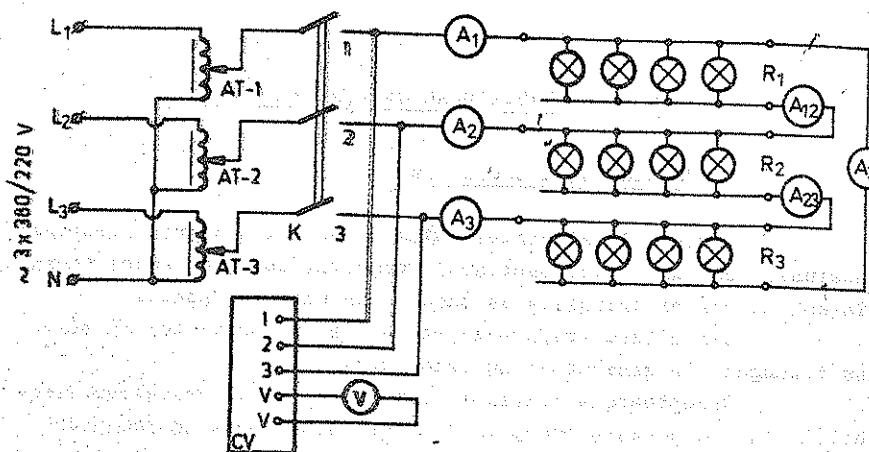


Fig. 1. Circuit pentru montajul receptorului

A_1, A_2, A_3 - ampermetre de curent alternativ, 5 A;
 A_{12}, A_{23}, A_{31} - ampermetre de curent alternativ, 3 A;
 AT-1, AT-2, AT-3 - autotransformatoare monofazate cu
 cursearele cuplate pe același ax;
 R_1, R_2, R_3 - rezistări reglabilă cu lămpi (becuri) de 220 V;
 V - voltmetru de curent alternativ, 600 V;
 CV - comutator voltmetric tripolar;
 K - intrerupător triplolar.

A.4. Modul de lucru

a) Receptor echilibrat

Se pun cursearele autotransformatoarelor pe poziția minimă. Se închide intrerupătorul K. Se reglează cursearele autotransformatoarelor pînă ce voltmetrul V indică tensiunea $U_{12} = 220$ V. Pe fiecare fază a receptorului trifazat fiind conectate același

număr de lămpi, va fi satisfăcută relația

$$I_{12} = I_{23} = I_{31} \quad (1)$$

pentru curenții din fazele receptorului și

$$I_1 = I_2 = I_3 \quad (2)$$

pentru curenții de linie (în cazul receptorului echilibrat).

Se citește indicațiile ampermetrelor și se măsoară, folosind comutatorul voltmetric CV și voltmetrul V, tensiunile de linie U_{12}, U_{23}, U_{31} . Valorile obținute se trec în tabelul 1.

b) Receptor dezechilibrat

Se repetă apoi experiența realizând sarcină trifazată dezechilibrată prin conectarea unui număr diferit de lămpi pe cele trei faze ale receptorului (receptor dezechilibrat). Se citeșc indicațiile aparatelor, valorile trecindu-se în tabelul 1. Dezechilibrul se manifestă prin faptul că

$$I_{12} \neq I_{23} \neq I_{31} \text{ și } I_1 \neq I_2 \neq I_3. \quad (3)$$

Tabelul 1

Receptor trifazat	U_{12} (V)	U_{23} (V)	U_{31} (V)	I_{12} (A)	I_{23} (A)	I_{31} (A)	Măsurat			Calculat			GBS
							I_1 (A)	I_2 (A)	I_3 (A)	I_1 (A)	I_2 (A)	I_3 (A)	
echilibrat													
dezechilibrat													

A.5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

a) Receptor echilibrat

Se va construi (la scară) diagrama fazorială a tensiunilor și curenților din figura 2. Se vor verifica relațiile

$$I_1 = I_2 = I_3 = I_f = \sqrt{3} I_{12} = \sqrt{3} I_{f\star} \quad (4)$$

Curenții de linie și de fază formează, așa cum se observă din figura 2, cîte un sistem simetric.

b) Receptor dezechilibrat

Se consideră cunoscute tensiunile de linie U_{12}, U_{23}, U_{31} și curenții de fază I_{12}, I_{23}, I_{31} . Se vor construi (la scară) diagramele fazoriale pentru tensiuni și curenți, ca în figura 3 și

se vor determina prin calcul grafic curentii de linie I_1, I_2, I_3 , care se trec in tabelul D, comparindu-se cu valorile respective măsurate.

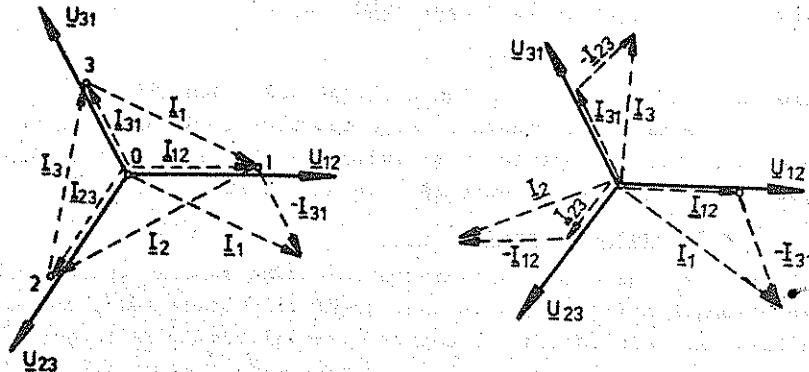


Fig. 2.

Fig. 3.

B. RECEPTOR TRIFAZAT IN STEA

B.2. Obiectul lucrării

Se va studia un receptor rezistiv trifazat cu conexiunea în stea, alimentat la borne cu un sistem trifazat simetric de tensiuni, în următoarele regimuri de funcționare:

- echilibrat, cu și fără fir neutru;
- dezechilibrat, cu și fără fir neutru.

B.3. Schema de montaj și eparatura utilizată

Se va realiza montajul din figura 4, unde:

A_1, A_2, A_3 - ampermetre de curent alternativ, 5 A;

A_0 - ampermetru de curent alternativ, 3 A;

R_1, R_2, R_3 - reostate reglabile cu lămpi de 220 V;

V - voltmetru de curent alternativ;

CV - comutator voltmetric tripolar;

K - intrerupător triplolar;

K_1 - intrerupător monopolar.

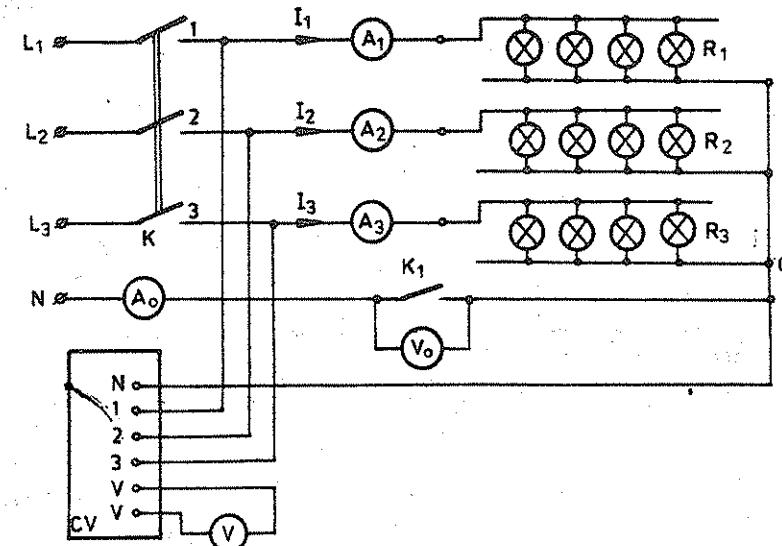


Fig. 4.

B.4. Modul de lucru

a) Receptor echilibrat

Intrerupătoarele K și K_1 sunt deschise. Se închide K , pe fiecare fază a receptorului se conectează un același număr de lămpi, urmând a se realiza relația

$$I_1 = I_2 = I_3. \quad (5)$$

In cazul cînd K_1 este închis, receptorul trifazat echilibrat este cu fir neutru și se verifică că curentul I_0 (indicat de ampermetrul A_0) prin firul neutru este nul.

In cazul cînd K_1 se deschide, receptorul trifazat echilibrat este fără fir neutru și se verifică că tensiunile dintre neutralul receptorului și cel al rețelei de alimentare U_0 (indicat de voltmetrul V_0) este nulă.

In ambele situații, cu comutatorul voltmetric CV se citesc la voltmetrul V tensiunile de fază U_1, U_2, U_3 și de linie U_{12}, U_{23}, U_{31} .

Valorile obținute experimental se trec în tabelul 2.

b) Receptor dezechilibrat

Se obține conectând pe cele trei faze ale receptorului un număr diferit de lămpii, existând relația

$$I_1 \neq I_2 \neq I_3. \quad (6)$$

Se vor măsura tensiunile de fază U_1, U_2, U_3 și de linie U_{12}, U_{23}, U_{31} pentru cazul receptorului trifazat dezechilibrat cu fir neutru (K_1 = inchis) cind se măsoară și curentul prin firul neutru I_o , și pentru cazul receptorului dezechilibrat fără fir neutru (K_1 = deschis) cind se va măsura tensiunea U_o dintre neutrul receptorului și cel al rețelei de alimentare.

Valorile obținute experimental se trec în tabelul 2.

Tabelul 2

Receptor trifazat	U_1	U_2	U_3	U_{12}	U_{23}	U_{31}	I_1	I_2	I_3	Măsurat	Calculat	Obs.
	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(V)	(A)	(A)	(A)	(I_o)	(U_o)	
echip. f.c.n.												
echip. f.f.n.												
dezechilibrat f.c.n.												
dezechilibrat f.f.n.												

B.5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

a). Receptor echilibrat

Se va construi (la scară) diagrama fazorială a tensiunilor și a curenților din figura 5. Se vor verifica relațiile:

$$U_{12} = U_{23} = U_{31} = U_f = \sqrt{3}U_1 = \sqrt{3}U_p. \quad (7)$$

Curenții de linie și tensiunile (de fază și de linie) formează, așa cum se observă din figura 5, sisteme trifazate simetrice.

b) Receptor dezechilibrat

Se va construi (la scară) diagrama fazorială a tensiunilor și a curenților din figura 6. (Punctul O' - neutralul

receptorului - se determină luând în compas, la scară tensiunilor, tensiunile de fază ale receptorului U'_1, U'_2, U'_3). Pentru cazurile studiate, se determină din diagramele fazoriale valorile lui I_o și U_o , care se trec în tabelul 2, și se compară cu valorile corespunzătoare măsurate.

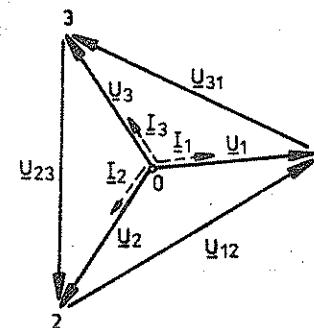


Fig. 5.

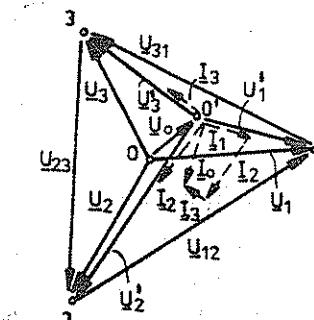


Fig. 6.

6. Observații și concluzii

Care este rolul autotransformatorului trifazat (realizat cu autotransformatoarele monofazate AT-1, AT-2, AT-3 cuplate pe același ax) din figura 1?

Se vor trage concluzii asupra rolului firului neutru într-un circuit trifazat.

L U C R A R E A N R . 18

CIMPURI MAGNETICE ROTITOARE

1. Consideratii teoretice

Majoritatea masinilor electrice de curent alternativ functioneză pe baza cimpurilor magnetice rotitoare produse cu ajutorul curenților trifazați.

1.1. Vector cimp magnetic rotitor

Un cimp magnetic, caracterizat prin vectorul inducției magnetice \vec{B} , este rotitor dacă modulul său se păstrează constant într-un punct din spațiu, dar direcția sa se modifică, rotindu-se cu o viteză unghiulară constantă ω (fig.1).

Proiecțiile acestui vector rotitor pe axele de coordonate sunt:

$$B_x = B \sin \omega t$$

$$B_y = B \cos \omega t$$

Acest vector, după cum se vede pe figură se rotește în sens direct (sensul acelor de ceasornic).

Practic, vectorul cimp magnetic rotitor se poate produce cu ajutorul a trei bobine identice, decalate în spațiu cu unghiul $\frac{2\pi}{3}$ (fig.2) și alimentate cu un sistem trifazat simetric de curenti.

Fie sistemul de curenti trifazat, simetric, direct, care parcurge ansamblul celor trei bobine:

$$i_1 = I \sqrt{2} \sin \omega t$$

$$i_2 = I \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$i_3 = I \sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

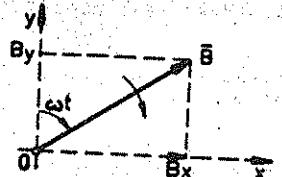


Fig. 1

Practic, vectorul cimp magnetic rotitor se poate produce cu ajutorul a trei bobine identice, decalate în spațiu cu unghiul $\frac{2\pi}{3}$ (fig.2) și alimentate cu un sistem trifazat simetric de curenti.

Fie sistemul de curenti trifazat, simetric, direct, care parcurge ansamblul celor trei bobine:

$$i_1 = I \sqrt{2} \sin \omega t$$

$$i_2 = I \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$i_3 = I \sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

Acești curenti parcurgind bobinele, produc fiecare în parte, în punctul O (în centrul triunghiului echilateral format de bobine) inducții magnetice variabile în timp:

$$B_1 = B_m \sin \omega t$$

$$B_2 = B_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$B_3 = B_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}).$$

Fiecare din aceste inducții are direcția după axul bobinei respective, iar sensul dat de regula burghiuului drept (vezi fig.2).

Inducția magnetică rezultantă \vec{B} în punctul O se obține prin suprapunerea celor trei inducții B_1, B_2, B_3 (relațiile 3) și are componentele:

$$B_x = B_1 + B_2 \cos \frac{2\pi}{3} + B_3 \cos \frac{2\pi}{3} = \frac{3}{2} B_m \sin \omega t$$

$$B_y = B_3 \sin \frac{2\pi}{3} - B_2 \sin \frac{2\pi}{3} = \frac{3}{2} B_m \cos \omega t$$

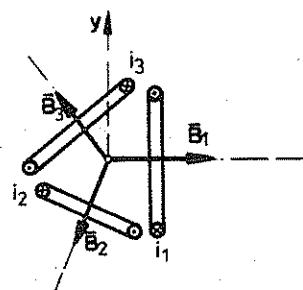


Fig. 2.

Comparind relațiile (4) cu (1), rezultă că prin acest procedeu se obține în punctul O, o inducție magnetică egală cu $\frac{3}{2} B_m$, care se rotește în spațiu în sens direct cu viteză unghiulară ω .

1.2. Cimp magnetic radial, cu repartiție sinusoidală în spațiu, rotitor.

Cimpul magnetic cu repartitie sinusoidală în spațiu se realizează în intrefierul δ al masinilor electrice sincrone și asincrone. Această distribuție sinusoidală a cimpului magnetic se obține prin aranjarea convenabilă a înfășurării inductorului.

In figura 3 se reprezintă simplificat o mașină electrică.

Cele trei spire care se văd în fig.3 produc fiecare în parte inducții magnetice care se suprapun în intrefier, dând naștere unei inducții magnetice rezultante, având reprezentarea desfășurată, în funcție de unghiul α ca în fig.4. Această variație "în trepte" se poate approxima cu o sinusoidală (approximarea este cu atât mai bună cu cit numărul de crestături este mai mare). Dacă înfășurarea este

alimentată în curent continuu, distribuția inducției magnetice în întrefier (în funcție de unghiul α) are expresia:

$$B_\alpha = B_0 \sin \alpha \quad (5)$$

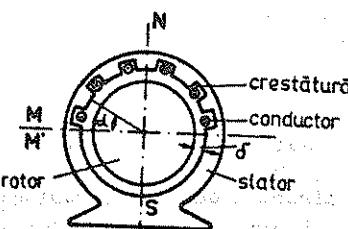


Fig. 3.

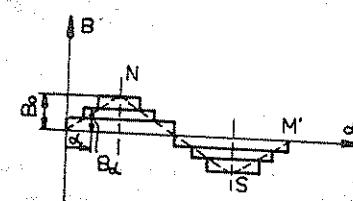


Fig. 4.

Dacă prin înfășurare va trece un curent alternativ sinusoidal de formă $i = I \sqrt{2} \sin \omega t$ inducția magnetică $B_0 = B_m \sin \omega t$, iar inducția magnetică din întrefier va fi:

$$B_\alpha = B_m \sin \omega t \cdot \sin \alpha \quad (6)$$

Cimpul magnetic pentru care inducția magnetică are forma de variație (6) se numește cimp magnetic pulsator.

In mașina electrică, suprapunind trei cimpe magnetice pulsatorii, decalate în spațiu cu unghiul $\frac{2\pi}{3}$ și defazate în timp cu unghiul $\frac{2\pi}{3}$ se obține un cimp magnetic rezultant cu distribuție sinusoidală în spațiu și rotitor.

Astfel, dacă cele trei cimpe magnetice pulsatorii, decalate în spațiu cu $\frac{2\pi}{3}$ și defazate în timp cu $\frac{2\pi}{3}$ au expresiile:

$$B_{1\alpha} = B_m \sin \omega t \sin \alpha$$

$$B_{2\alpha} = B_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \cdot \sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \quad (7)$$

$$B_{3\alpha} = B_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \cdot \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}),$$

rezultanta va fi:

$$B_\alpha = B_{1\alpha} + B_{2\alpha} + B_{3\alpha} = \frac{3}{2} B_m \cos(\omega t - \alpha) \quad (8)$$

Aceasta este expresia cimpului magnetic cu distribuție sinusoidală în spațiu și rotitor.

Viteza de rotație se găseste din condiția

$$\omega t - \alpha = \text{constant}, \quad (9)$$

care conduce la:

$$\frac{d\alpha}{dt} = \omega \quad (10)$$

In figura 5 este reprezentată relația (8) pentru un timp $t_0 = 0$ și altul $t_1 = \Delta t$.

Dacă mașina electrică are mai multe perechi de poli (numărul perechilor de poli se notează cu "p"), atunci relația (5) se scrie:

$$B_\alpha = B_0 \sin p\alpha, \quad (11)$$

relația (9) devine

$$\omega t - p\alpha = \text{constant} \quad (12)$$

și viteza de rotație a cimpului magnetic rotitor (relația 10) va fi:

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{\omega}{p} = \Omega \quad (13)$$

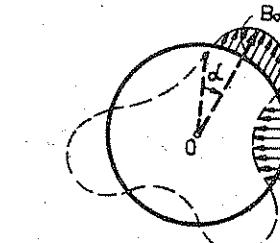


Fig. 5.

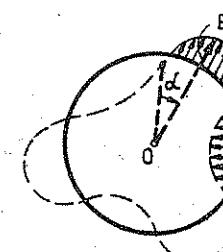


Fig. 6.

In figura 6 se reprezintă distribuția sinusoidală a inducției magnetice în întrefierul unei mașini cu trei perechi de poli ($p=3$).

2. Obiectul lucrării

In laborator se va urmări:

a) Obținerea vectorului cimp magnetic rotitor cu ajutorul a trei bobine alimentate în curent trifazat și schimbarea sensului de rotație a cimpului rotitor.

b) Verificarea experimentală a relațiilor între mărimile de fază și mărimile de linie la legarea în stea și triunghi a celor trei bobine.

c) Trasarea experimentală a cimpului magnetic cu distribuție sinusoidală în spațiu.

3. Schema de montaj si sparatura utilizata

3.1. Se execută montajul din fig.7, în care bobinele sunt conectate în triunghi.

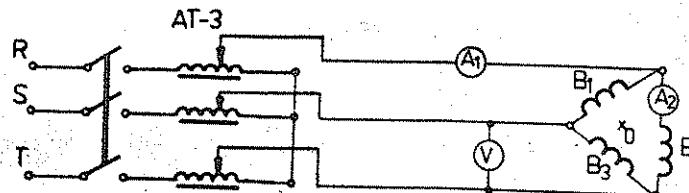


Fig. 7.

In schema avem elementele:

K - intreruptor triplor (pe tablou)

AT-3 - autotransformator trifazat (realizat din 3 autotransformatoare monofazate).

A₁ și A₂ - ampermetre de 5 A

V - voltmetru de 150 V

B₁, B₂ și B₃ - bobine de construcție proprie, care se așeză în spațiu în triunghi, ca în fig.2.

In centrul O al bobinelor se va plasa un ac magnetic cu ajutorul căruia se constată existența vectorului cimp magnetic rotitor.

Schimbarea sensului de rotație al cimpului magnetic rotitor se face prin inversarea a două faze (de exemplu se inversează fazele R și S).

Se fac 5 determinări, reglind tensiunea de alimentare de la autotransformator, în limitele 20 ± 100 V.

Nu se va depăși curentul de 3 amperi indicat de ampermetrul A₂. Se completează tabelul nr.1

Tabelul 1

Nr.det.	U(V)	I ₁ (A)	I ₂ (A)	I ₁ /I ₂	OBS.
1.					
5.					

Se verifică (la legarea în triunghi) dacă raportul între curentul de linie (I₁) și curentul de fază (I₂) este $\sqrt{3}$.

3.2. Se execută montajul din fig.8 în care bobinele sunt conectate în stea, fără a modifica poziția lor în spațiu.

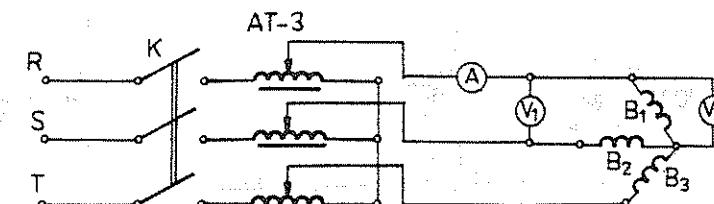


Fig.8.

Elementele schemei rămân aceleași. Voltmetrele V₁ și V₂ se încadrează în limitele 0-150 V.

Se fac 5 determinări și se completează tabelul nr.2.

Tabelul 2

Nr.det.	I(A)	U ₁ (V)	U ₂ (V)	U ₁ /U ₂	OBS.
1.					
5.					

Se verifică (la legarea în stea a bobinelor) dacă raportul între tensiunea de linie (U₁) și tensiunea de fază (U₂) este $\sqrt{3}$.

3.3. Se execută montajul din fig.9, alimentând în curent continuu una din fazele statorului unui motor asincron.

Elementele din schema sunt:

K - intreruptor triplor (pe tablou)

R_p - reostat de 440Ω , montat "potențiometric"

R_h - reostat de 160Ω , montat "serie" în circuit

A - ampermetru de 1 A.

Cu un instrument care măsoară inducția magnetică (teslametru) se va măsura valoarea inducției magnetice în dreptul fiecărei creștături (motorul din laborator are în stator 30 creștături).

Acăstă operație se va repeta, pentru fiecare fază a motorului.

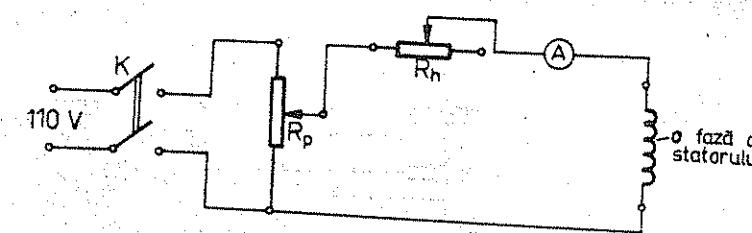


Fig. 9.

Se completează tabelul nr. 3.

Tabelul 3

Nr.crestături	1	2	36	OBS
Inducția produsă de fază A				
Inducția produsă de fază B				
Inducția produsă de fază C				

Se vor trasa pe hîrtie milimetrică curbele de variație ale inductiei în funcție de unghiul α (numărul crestăturii), pentru cele trei faze.

Aceste curbe trebuie să fie niște sinusoide (vezi fig.4), decalate în spațiu cu unghiul $\frac{2\pi}{3}$.

4. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

Se completează tabelele prezentate la punctul 3 și se verifică reportul dintre curentul de linie și curentul de fază, respectiv raportul dintre tensiunea de linie și cea de fază. Acest raport trebuie să fie $\sqrt{3}$.

5. Observații și concluzii

Teslametru se va plasa identic pentru fiecare crestătură, în aşa fel încit cîmpul magnetic să fie orientat perpendicular pe fața marcată a sondelor Hall. Pentru închiderea liniilor de cîmp magnetic în loc de rotorul original al mașinii se va utiliza un rotor masiv din material feromagnetic.

LUCRARE NR. 19

DETERMINAREA COMPONENTELOR SIMETRICE ALE UNUI SISTEM TRIFAZAT NESIMETRIC DE TENSIUNI

1. Considerații teoretice

Un sistem trifazat nesimetric de mărimi poate fi descompus în trei sisteme (numite componente) simetrice: unul de succesiune directă, altul de succesiune inversă și al treilea de succesiune homopolară. Se consideră că sistemul nesimetric rezultă prin suprapunerea celor trei sisteme simetrice, din acest motiv metodele care apelează la componente simetrice sunt aplicabile numai circuitelor liniare.

Mărimile sistemului nesimetric se exprimă în funcție de componente simetrice prin relațiile:

$$\begin{aligned} U_1 &= U_h + U_d + U_i \\ U_2 &= U_h + a^2 U_d + a U_i \\ U_3 &= U_h + a U_d + a^2 U_i \end{aligned} \quad (1)$$

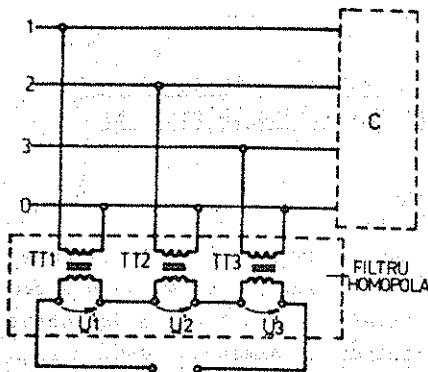
unde am notat prin U_h , U_d , respectiv, U_i prima mărime din sistemul simetric homopolar, direct, respectiv, invers.

Explicitând sistemul (1) în raport cu componente simetrice, rezultă:

$$\begin{aligned} U_h &= \frac{1}{3}(U_1 + U_2 + U_3) \\ U_d &= \frac{1}{3}(U_1 + aU_2 + a^2 U_3) \\ U_i &= \frac{1}{3}(U_1 + a^2 U_2 + aU_3) \end{aligned} \quad (2)$$

Determinarea componentelor simetrice se poate face prin rezolvarea sistemului (2) analitic sau grafic, sau experimental, cu ajutorul filtrelor pentru componente simetrice.

Filtrul pentru componente homopolare este prezentat în figura 1, unde TT1, TT2, TT3 reprezintă transformatoare de tensiune, având raportul de transformare k .



Tensiunile în secundarele transformatoarelor de tensiune sunt:

$$\begin{aligned} U'_1 &= \frac{1}{k} U_1; \quad U'_2 = \frac{1}{k} U_2; \\ U'_3 &= \frac{1}{k} U_3 \end{aligned} \quad (3)$$

Tensiunea U' , măsurabilă după inserarea secundarelor, se determină cu TKV:

$$U'_h = U'_1 + U'_2 + U'_3 \quad (4)$$

Fig. 1. Tîinind cont de (3) și alegind un raport de transformare: $k=3$, se obține expresia:

$$U'_h = \frac{1}{3}(U_1 + U_2 + U_3) = U_h \quad (5)$$

adică tocmai componenta homopolară a sistemului de tensiuni de fază. Reamintim faptul că sistemul tensiuni de linie are componentă homopolară nulă.

Filtrul pentru componentele directă și inversă ale sistemului de tensiuni de fază este prezentat în figura 2.

Cu TKV se poate scrie relația:

$$U_d = U'_1 + U'_2 + U'_3 \quad (6)$$

Pe de altă parte, din analiza circuitelor conectate în secundarele transformatoarelor de măsură, rezultă:

$$\begin{aligned} U'_2 &= -\frac{R_2}{Z_2} U_2 = \\ &= \left(-\frac{R_2^2}{Z_2^2} - j \frac{R_2 X_{c2}}{Z_2^2} \right) U_2 \end{aligned} \quad (7)$$

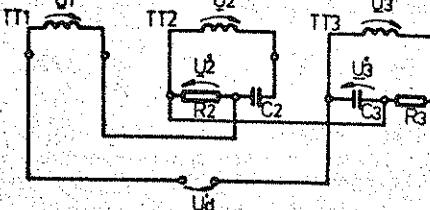


Fig. 2.

$$U'_3 = j \frac{X_{c3}}{Z_3} U_3 = \left(-\frac{X_{c3}^2}{Z_3^2} + j \frac{X_{c3} R_3}{Z_3^2} \right) U_3$$

unde:

$$Z_2 = R_2 + jX_{c2} \text{ și } Z_3 = R_3 + jX_{c3}$$

Coefficienții care apar în (7) sunt aduși la o formă potrivită pentru a pune condițiile:

$$U'_2 = a^2 U_2 \text{ și } U'_3 = a U_3 \quad (8)$$

din care rezultă două relații între elementele impedanței Z_2 , respectiv, Z_3 :

$$X_{c2} = \sqrt{3} R_2, \text{ respectiv, } X_{c3} = \frac{1}{\sqrt{3}} R_3 \quad (9)$$

Dacă relațiile (9) sunt satisfăcute, relațiile (8) sunt adevărate și prin înlocuire în (6) se obține:

$$U'_d = U_1 + a^2 U_2 + a U_3 \quad (10)$$

In ultima relație se poate introduce și raportul de transformare al trafo și se obține, pentru $k = 3$:

$$U'_d = \frac{1}{3}(U_1 + a^2 U_2 + a U_3) = U_d$$

Filtrul pentru componentă directă poate fi utilizat pentru determinarea componentei inverse prin schimbarea fazelor 2 și 3.

In figura 3 este prezentată o variantă de filtru pentru componentele simetrice ale sistemului de tensiuni de linie.

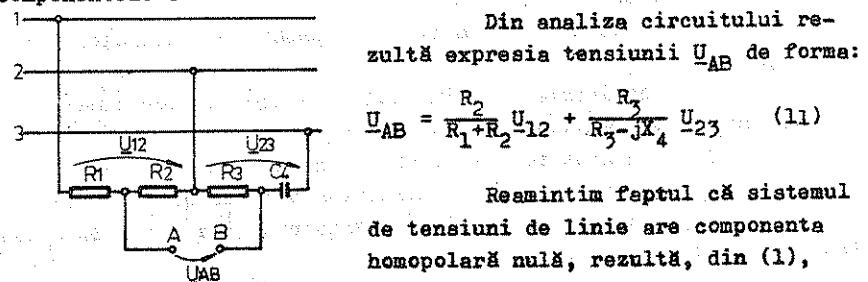


Fig. 3.

$$\begin{aligned} U_{12} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{12} + \frac{R_3}{R_3 + jX_4} U_{23} \\ U_{23} &= s U_d + a^2 U_i \end{aligned} \quad (11)$$

Reamintim faptul că sistemul de tensiuni de linie are componentă homopolară nulă, rezultă, din (1), relațiile:

$$U_{12} = a^2 U_d + a U_i$$

$$U_{23} = s U_d + a^2 U_i \quad (12)$$

Prin înlocuire în (11), după reordonarea termenilor, se obține:

$$U_{AB} = \left(\frac{a^2 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{a R_3}{R_3 - j X_4} \right) U_d + \left(\frac{a R_2}{R_1 + R_2} + \frac{a^2 R_3}{R_3 - j X_4} \right) U_i \quad (13)$$

Dacă elementele filtrului satisfac relațiile:

$$R_1 = R_2 ; \quad \sqrt{3} R_3 = X_4 \quad (14)$$

Cea de a doua paranteză din (13) se anulează și, după cîteva calculi, se obține:

$$U_{AB} = 1,5 e^{-j \frac{\pi}{6}} U_d \quad (15)$$

Deci:

$$U_d = 0,66 e^{j \frac{5\pi}{6}} U_{AB} \quad (16)$$

Filtrul pentru componenta directă a sistemului de tensiuni de linie se poate utiliza pentru determinarea componentei inverse prin schimbarea fazelor 2 și 3.

Dacă se cunosc componentele simetrice ale unui sistem trifazat de mărimi, se pot calcula:

- gradul de disimetrie:

$$\epsilon_i = \frac{U_i}{U_d} \quad (17)$$

- gradul de asimetrie:

$$\epsilon_h = \frac{U_h}{U_d} \quad (18)$$

2. Obiectul lucrării

In lucrare se urmărește:

- determinarea parametrilor elementelor filtrelor din fig.2 și fig.3.
- determinarea experimentală a componentelor simetrice ale sistemelor de tensiuni de fază și de linie.
- compararea rezultatelor de la punctul b) cu cele obținute grafic, pe baza măsurării tensiunilor de fază și de linie.
- calcularea gradului de disimetrie și a celui de asimetrie ale sistemelor.

3. Schema de montaj și aparatura utilizată

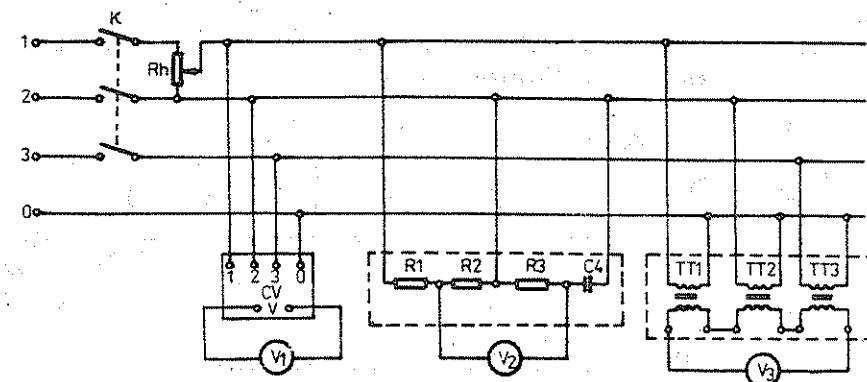


Fig. 4.

In schema de montaj din fig.4 s-au utilizat următoarea aparatură:

K - intrerupător trifazat

R_h - reostat cu cursor 660 Ω

CV - comutator voltmetric

V₁ - voltmetru pentru tensiuni de fază și de linie pe scală de 400 V

V₂ - voltmetru pentru U_d și U_i pe scală de 400 V

V₃ - voltmetru pentru U_h pe scală de 400 V

4. Modul de lucru

a) Pentru determinarea elementelor filtrelor se utilizează schema din fig. 5 a. Datele măsurate se trec în Tabelul 1.

b) Se verifică dacă elementele filtrelor satisfac condițiile (9), respectiv (14).

c) Se determină raportul de transformare al trafo cu ajutorul montajului din fig.5 b.

d) Se realizează montajul din fig.5. Cursorul reostatului R_h se poziționează la extremitatea superioară.

e) Se conectează K. Voltmetrele V₂ și V₃ trebuie să indice tensiune nulă întrucât sistemele de tensiuni sunt simetrice. Se completează Tabelul 2 cu valorile indicate de V₁ pe fiecare

față și între faze.

f) Prin deplasarea cursorului R_h se obțin sisteme nesimetrice de tensiuni. Pentru fiecare poziție se trăc valorile observate în Tabelul 2.

g) La terminarea determinărilor, circuitul se scoate de sub tensiune prin deschiderea întrerupătorului K.

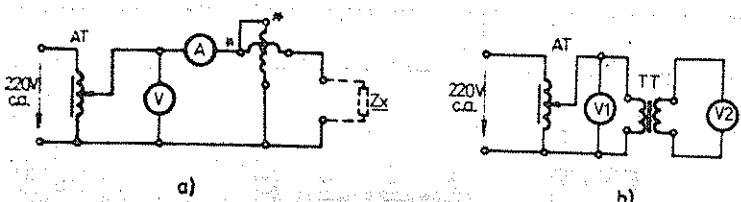


Fig.5

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

a) Cu datele din TAB1 se calculează valoarea parametrului fiecărui element al celor două filtre. Rezultatele se trăc în ultima linie a TAB1.

Tabelul 1

Mărimea	Parametrul								OBS.	
	Fig. 2				Fig. 3					
	R_2	X_{C2}	R_3	X_{C3}	R_1	R_2	R_3	X_{C4}		
U [V]										
I [A]										
P [W]										
$\cos \varphi$										
Z										

b) Cu datele din tabelul 2 se calculează gradele de disimetrie și asimetrie pentru fiecare determinare în parte.

c) Pentru una dintre determinări se reprezintă fazorial relațiile (2) și se compară rezultatul cu datele corespunzătoare din Tabelul 2.

Tabelul 2

Nr. crt.	Mărimi												
	U_1	U_2	U_3	U_{12}	U_{23}	U_{31}	U_h	U_d	U_i	U_{ld}	U_{ti}	ε_i	ε_h
1.													
2.													
3.													
4.													

6. Observații și concluzii

1. Pentru determinarea componentelor simetrice ale sistemelor trifazate de curenți se utilizează filtre specializate al căror principiu este asemănător celor studiate în această lucrare.

2. Filtri pentru componente se utilizează și pentru realizarea unor protecții împotriva defectelor în transportul și utilizarea energiei electrice.

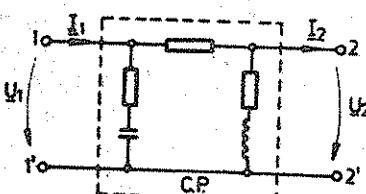
3. Metodele prezentate în lucrare nu permit determinarea defazaierilor între cele trei componente simetrice: U_h, U_d, U_i . Din acest motiv diagramele fazoriale se întocmesc pornind de la sistemele nesimetrice de tensiuni (U_f, U_g) determinate și ele experimental.

LUCRARE NR. 20

STUDIU UNUI CUADRIPOL PASIV

1. Consideratii teoretice

Un quadripol pasiv este un ansamblu de elemente pasive de circuit interconectate între ele și care au patru borne de acces cu exteriorul. Quadriploul din fig.1 este un quadripol diport cu o poartă de integrare 1-1' și una de ieșire 2-2', care, după cum se asociază sensurile curentelor cu ale tensiunilor, constituie o poartă de intrare (1-1'), respectiv de ieșire 2-2'.



Între mărimele de intrare (U_1, I_1) și cele de ieșire (U_2, I_2) relațiile de legătură pot fi scrise în trei moduri. Cel mai des folosit sunt ecuațiile fundamentale, scrise sub forma (1):

$$U_1 = AU_2 + BI_2$$

$$I_1 = CU_2 + DI_2 \quad (1)$$

Fig. 1.

Constantele fundamentale ale quadriploului A, B, C și D care intervin în ecuațiile (1) pot fi scrise sub forma:

$$A = \left(\frac{U_1}{U_2} \right)_{I_2=0} = A \angle \varphi_A; B = \left(\frac{U_1}{I_2} \right)_{U_2=0} = B \angle \varphi_B$$

$$C = \left(\frac{I_1}{U_2} \right)_{I_2=0} = C \angle \varphi_C; D = \left(\frac{I_1}{I_2} \right)_{U_2=0} = D \angle \varphi_D \quad (2)$$

În relațiile (2), $I_2=0$ înseamnă mers în gol între bornele 2-2' iar $U_2=0$ mers în scurtcircuit între cele două borne. Determinarea constantelor fundamentale presupune să le cunoaște astfel modulul și fază (deci opt constante reale). Între parametri există relația de reciprocitate $AD-BC=1$, nu și nevoie să se determine decât 3 parametri complecsi, respectiv 6 reali.

2. Obiectul lucrării

1. În lucrarea de față se impune determinarea parametrilor fundamentali A, B, C și D pe baza relațiilor lor de definiție (2). El mai pot fi determinați pe baza impedanțelor echivalente măsurate la bornele 1-1', atunci cind între 2-2' este gol (Z_{10}) sau scurtcircuit (Z_{lsc}) și a celor măsurate la bornele 2-2' (alimentarea inversă a quadriploului) cind între 1-1' este gol (Z_{20}) sau scurtcircuit (Z_{2sc}).

2. Valorile parametrilor A, B, C, D calculați în cele două moduri trebuie să verifice relația de reciprocitate ($AD-BC=1$).

3. Pe baza parametrilor A, B, C, D se vor calcula elementele schemelor echivalente în „T” și „π” ale quadriploului specificându-se din ce elemente pasive ar putea fi realizate aceste scheme.

4. Pentru ca quadriploul să funcționeze pe o sarcină variabilă Z_s , se cere să se traseze locul geometric al curentului $I_1=I_1/Z_s$ la variația sarcinii.

5. Se va verifica dacă parametrii A, B, C, D și mărimele U_1, U_2, I_1, I_2 satisfac ecuațiile fundamentale (1) la o încărcare dată Z_s .

3. Scheme de montaj și aparatură utilizată

I. Pentru determinarea parametrilor fundamentali A, B, C, D se vor realiza montajele din fig.2 a,b,c și d unde C.P. este quadriploul pasiv din fig.1, având elementele: $R_1=190\Omega$; $R_2=70\Omega$; $R_3=80\Omega$; $C=20\text{ pF}$.

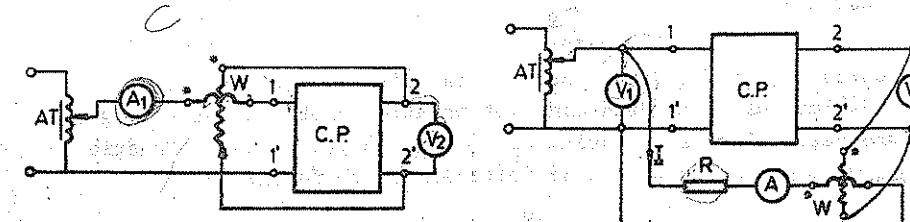


Fig. 2-a.

Fig. 2-b.

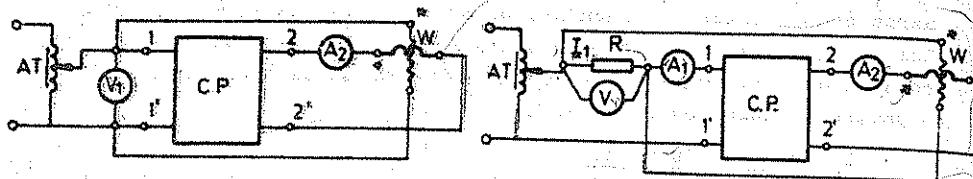


Fig. 2-c.

Fig. 2-d

Aparatura utilizată:

AT - autotransformator 0-250 V, 8 A

A_1, A_2 - ampermetre de c.a. pe scara de 3 A

V, V_1, V_2 - voltmetre de c.a. 300 V, 150 V

W - wattmetru electrodinamic

4. Modul de lucru

Parametrul A se determină la proba de mers în gol ($I_2=0$) simulant prin legarea voltmetrului V_2 la bornele de ieșire (2-2'), voltmetrul avind o rezistență infinită de mare (fig.2-a). Wattmetrul indică valoarea:

$$P = U_2 I \cdot \cos \varphi (U_2, I); \text{ dar } I = \frac{U_1}{R}, \text{ deci}$$

$$P = U_2 I \cdot \cos \varphi (U_1, U_2) = U_2 I \cdot \cos \varphi_A,$$

decarece faza parametrului A conform relațiilor (2) este

$$\varphi_A = (\text{faza } U_{10} - \text{faza } U_{20}) = \arccos \frac{P}{U_2 \cdot R}, \quad (3)$$

iar modulul este:

$$A = \frac{U_{10}}{U_{20}}$$

tensiunile U_{10} și U_{20} fiind măsurate la cele două voltmetre.

Parametrul C se determină tot printr-o probă în gol (fig.2-b) conform relațiilor (2). Modulul și faza sa se pot scrie în funcție de mărimile citite la cele trei instrumente sub forma:

$$C = \frac{I_{10}}{U_{20}}$$

(4)

$$\varphi_C = \arccos \frac{P}{U_{20} \cdot I_{10}}$$

Determinarea parametrului B se face printr-o încercare în scurtcircuit a quadripolului pasiv (C.P.), scurtcircuitul fiind simulant prin legarea între bornele 2-2' a unui ampermetră A_2 și a bobinei amper a wattmetrului, ambele cu rezistență neglijabilă (fig.2-c). La probă în scurtcircuit quadripolul se alimentează cu o tensiune redusă (40-50)V, reglată prin autotransformatorul AT.

Conform relațiilor (2) vom avea

$$B = \frac{U_{1sc}}{I_{2sc}} \text{ iar } \varphi_B = \arccos \frac{P_{1sc}}{U_{1sc} I_{2sc}} \quad (5)$$

Parametrul D se determină tot printr-o probă în scurtcircuit conform montajului din fig.2-d. Bobina de tensiune a wattmetrului se alimentează cu tensiunea $U=RI_1$ care este în fază cu curentul I_1 , adică

$$\varphi(I_1, I_2) = \varphi(U, I_2). \text{ Se determină } D = \frac{I_{1sc}}{I_{2sc}} \text{ și} \quad (6)$$

$$\varphi_D = \arccos \frac{P}{RI_{1sc} I_{2sc}}$$

curentii I_{1sc} și I_{2sc} fiind citiți la cele două ampermetre iar puterea P la wattmetru.

II. Parametrii unui quadripol pot fi determinați și cu un montaj ca în fig.3.

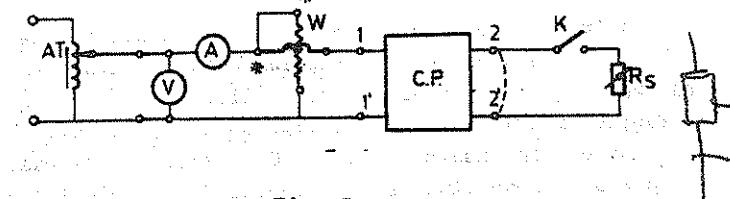


Fig. 3.

1. Se face probă în gol a quadripolului C.P. (contactul K deschis) cu alimentare pe la bornele 1-1' și se determină impedanța Z_{10} .

$$Z_{10} = Z_{10} / \varphi_{10} \text{ unde: } Z_{10} = \frac{U_{10}}{I_{10}} \text{ și } \varphi_{10} = \arccos \frac{P_{10}}{U_{10} I_{10}} \quad (7)$$

tensiunea U_{10} , curentul I_{10} și puterea activă P_{10} fiind indicate de cele trei instrumente.

2. Se face probă de măsură în scurtcircuit la ieșire (linia punctată între 2-2') determinându-se în acest fel impedanța Z_{lsc} .

$$Z_{lsc} = Z_{lsc} \angle \varphi_{lsc} \text{ unde: } Z_{lsc} = \frac{U_{lsc}}{I_{lsc}} \text{ și } \varphi_{lsc} = \arccos \frac{P_{lsc}}{U_{lsc} I_{lsc}} \quad (8)$$

La această probă se alimentează cuadripolul cu o tensiune redusă ($U_{lsc} = 40-50$ V) reglată prin autotransformatorul AT.

3. Se alimentează cuadripolul pe la bornele 2-2' (schimbind doar bornele de intrare 1-1' cu cele de ieșire 2-2', restul schemei rămânind nemodificată). Se lasă bornele de ieșire 1-1' în gol și se determină impedanța Z_{2o} .

$$Z_{2o} = Z_{2o} \angle \varphi_{2o} \text{ unde } Z_{2o} = \frac{U_{2o}}{I_{2o}} \text{ și } \varphi_{2o} = \arccos \frac{P_{2o}}{U_{2o} I_{2o}} \quad (9)$$

$$\varphi_{2o} = \arccos \frac{P_{2o}}{U_{2o} I_{2o}}$$

A patra probă nu este necesară deoarece condiția de reciprocitate implică o legătură între impedanțele de probă, de forma:

$$Z_{lo} \cdot Z_{2sc} = Z_{2o} \cdot Z_{lsc}$$

Pe baza acestor impedanțe se pot calcula parametrii fundamentali:

$$\frac{C}{Z} = \pm \frac{1}{Z_{2o}(Z_{lo} - Z_{lsc})}; \quad A = CZ_{lo}; \quad B = CZ_{2o}; \quad D = DZ_{lsc} \quad (10)$$

III) Cu montajul din fig.3 alimentat direct (pe la bornele 1-1') se închide K punând cuadripolul C.P. să alimenteze la ieșire impedanța Z_s , variabilă.

Pentru diferite valori ale impedanței Z_s (o rezistență variabilă R_s sau un condensator variabil C_s , etc.), se stabilește expresia complexă a curentului de la intrarea în cuadripol $I_1 = I_1 \angle \varphi_1$.

Valoarea I_1 este indicată de ampermtru iar $\varphi_1 = \arccos \frac{P_1}{U_1 I_1}$. Locul geometric al curentului I_1 în planul complex, pentru diferite valori a lui R_s , este un cerc (fig.4).

Acest cerc se poate trasa prin trei puncte:

1. punctul origină;

2. punctul I_1^* ;

3. punctul I_1^* .

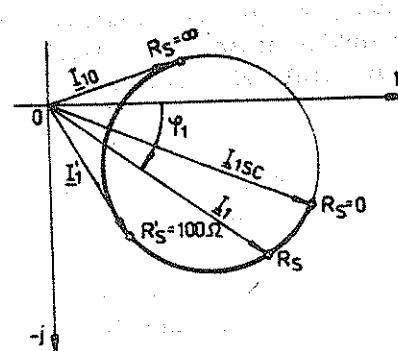


Fig. 4.

$$R_s = 0 \rightarrow I_1 = I_{lsc} = I_{lsc} \angle \varphi_{lsc}$$

$$R_s = \infty \rightarrow I_1 = I_{lo} = I_{lo} \angle \varphi_{lo}$$

$$R_s = R_s' = 100 \Omega \rightarrow I_1 = I_1' = I_1 \angle \varphi_1$$

Pentru alte valori a lui R_s se va verifica că virful lui I_1 se găsește totdeauna pe acest cerc. Cum rezistența R_s este un parametru de circuit strict pozitiv, virful lui I_1 descrie numai porțiunea îngrosată a cercului, cea corespunzătoare pentru $R_s \in (0, \infty)$.

Dacă parametrul era un condensator variabil C_s , cercul putea fi complet descris, deoarece, pe porțiunea corespunzătoare la $C_s < 0$, corespunde o sarcină inductivă variabilă $L_s > 0$.

Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

a) Pe baza măsurătorilor făcute cu montajele din fig.2-a,b, c,d se vor determina parametrii complecsi A, B, C, D conform relațiilor (2)

b) Determinând impedanțele de probă $Z_{lo}, Z_{lsc}, Z_{2o}, Z_{2sc}$ cu montajul din fig.3, se vor calcula parametrii fundamentali A, B, C, D cu relațiile (10).

c) Se va verifica condiția de reciprocitate $AD - BC = 1$ și $Z_{lo} \cdot Z_{2sc} = Z_{2o} \cdot Z_{lsc}$.

d) Se vor calcula elementele schemelor echivalente în T și \tilde{T} :

$$Y_0 = C; \quad Z_1 = \frac{1}{C}(A-1); \quad Z_2 = \frac{1}{C}(D-1) \quad (11)$$

$$Z_0 = B; \quad Y_1 = \frac{1}{B}(D-1); \quad Y_2 = \frac{1}{B}(A-1)$$

precizind din ce elemente de circuit ar putea fi ele realizate.

e) Cunoscând parametrii A, B, C, D și pe U_2, I_2 la mersul în sarcină ($R_s = \text{const}$), se calculează U_1, I_1 cu relațiile (1) și se compară valorile lor efective cu cele măsurate în montajul din fig.3.

$$\frac{A}{B} = \frac{C Z_0}{D Z_{lsc}} \quad \left| \begin{array}{l} Z_0 = \frac{1}{B}(D-1) \\ Z_{lsc} = \frac{1}{C}(A-1) \end{array} \right. \quad \frac{1}{B} = \frac{1}{C} \quad \frac{1}{D} = \frac{1}{A}$$

6. Observatii si concluzii

Se va remarcă deosebirea între funcționarea unui cuadripol pur rezisitiv și unul cu impedanțe. Ce particularități ale cuadripolului pur rezisitiv nu sunt valabile în cazul celui studiat în lucrare?

LUCRAREA NR. 21

VARIATIA ATENUARII SI A IMPEDANTEI CARACTERISTICE A UNUI FILTRU IN FUNCTIE DE FREVENTA

1. Consideratii teoretice

Filtrele care formează obiectul lucrării de față fac parte din categoria cuadripolilor diporti, pasivi, liniari și reciproci. Pe lîngă proprietățile generale cunoscute care caracterizează acești cuadripoli, filtrele au proprietăți speciale care derivă din faptul că sunt cuadripoli de o natură particulară, nedisipativi, simetrie și adoptați.

1. Cuadripolul nedisipativ nu consumă putere activă, adică nu are în compoziție rezistoare. În acest caz, parametrii fundamentali au proprietatea:

A și D sunt reali, iar B și C par imaginari.

2. Cuadripolul simetric are proprietatea $A=D$.

3. Cuadripolul adoptat funcționează pe impedanța caracteristică

deci

$$\frac{U_2}{I_z} = Z_C = \pm \sqrt{\frac{B}{C}} \quad (1)$$

Cu proprietățile de mai sus se poate dezvolta ușor teoria filtrului nedisipativ, simetric și adaptat.

Se introduce notația:

$$\frac{U_1}{U_2} = e^{\pm j\gamma} \quad (2)$$

unde γ se numește constantă de propagare;

$\gamma = \alpha + j\beta$, unde α este constanta de atenuare iar β constanta de fază.

Pe baza unor proprietăți cunoscute rezultă succesiv

$$e^{\pm j\gamma} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{AU_2 + BI_2}{U_2} = A + \frac{B}{Z_C} = A \pm \sqrt{BC} \quad (3)$$

$$e^{\pm j\gamma} = \frac{1}{A \pm \sqrt{BC}} = A \mp \sqrt{BC} \quad (4)$$

Din relațiile (3) și (4) prin adunare, respectiv scădere rezultă:

$$\operatorname{ch} \alpha = A \text{ sau } \operatorname{ch} \alpha \cos \beta + j \operatorname{sh} \alpha \sin \beta = A \quad (5)$$

$$\operatorname{sh} \alpha = \pm \sqrt{BC} \text{ sau } \operatorname{sh} \alpha \cos \beta + j \operatorname{ch} \alpha \sin \beta = \pm \sqrt{BC} \quad (6)$$

Se va folosi proprietatea și se va nota de acum $A=A$; $B=jB$ și $C=jC$. Relațiile (5) și (6) se vor scrie:

$$\operatorname{ch} \alpha \cos \beta + j \operatorname{sh} \alpha \sin \beta = A \quad (7)$$

$$\operatorname{sh} \alpha \cos \beta + j \operatorname{ch} \alpha \sin \beta = \pm j \sqrt{B \cdot C} \quad (8)$$

Din (7) rezultă $\operatorname{sh} \alpha \sin \beta = 0$ relație care deschide două posibilități $I. \alpha = 0$; $II. \beta = \frac{\pi}{2}$ care se vor cerceta pe rând.

$$I. \alpha = 0$$

Din (2) rezultă $e^{\alpha} = \frac{U_1}{U}$, adică pentru $\alpha = 0$, $U_1 = U_2$ ceea ce înseamnă că intervalul de frecvențe pe care $\alpha = 0$ este intervalul de trecere.

O condiție echivalentă este (din (7)):

$$\cos \beta = A, \text{ adică } -1 \leq A \leq 1 \quad (9)$$

Din (8) rezultă:

$$\sin \beta = \pm \sqrt{BC} \quad (10)$$

ceea ce înseamnă că $B \cdot C > 0$, deci impedanța caracteristică

$$Z_C = \pm \sqrt{\frac{B}{C}} = \pm \sqrt{\frac{B}{C}} \quad (11)$$

este un număr real, deci o rezistență.

Se impune alegarea semnului plus, deci $\sin \beta > 0$, adică pe intervalul de trecere U_2 este defazat în urmă față de U_1 .

$$II. \beta = 0 \text{ sau } \beta = \frac{\pi}{2}$$

Din (2) rezultă că pe intervalul acesta U_1 și U_2 sunt în fază sau în antifază, iar din (7) rezultă $\operatorname{ch} \alpha \cos \beta = A$.

Cum $\operatorname{ch} \alpha > 0$ rezultă că pentru frecvențele pe care $A > 0$, $\beta = 0$, iar pentru care $A < 0$, $\beta = \frac{\pi}{2}$.

Adăugă:

$$\operatorname{ch} \alpha = |A| > 1 \quad (12)$$

Din (8) rezultă:

$$\operatorname{sh} \alpha \cos \beta = \pm j \sqrt{BC}$$

Dar $BC = 1 - A^2 < 0$, deci:

$$\operatorname{sh} \alpha \cos \beta = \mp j \sqrt{|BC|} \quad (13)$$

Impedanța caracteristică este:

$$Z_C = \pm \sqrt{\frac{B}{C}} = \pm j \sqrt{\frac{B}{C}} \quad (14)$$

Din (13) rezultă că dacă $\beta = 0$ (sau $A > 0$), să fie $\cos \beta > 0$ deci se ia semnul plus, adică semnul de jos în membrul drept.

Adăugă și în (14) se va lua semnul de jos, adică pentru $A > 0$ impedanța caracteristică este un condensator, $Z_C = -j \sqrt{\frac{B}{C}}$.

La fel se arată că dacă $\beta = \frac{\pi}{2}$ (sau $A < 0$) impedanța caracteristică este o bobină: $Z_C = j \sqrt{\frac{B}{C}}$

2. Obiectul lucrării

Se va ridica experimental graficul atenuării și al impedanței caracteristice în funcție de frecvență în cazul filtrului din fig.1.

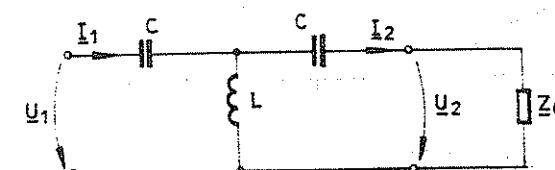


Fig. 1.

Teoretic, se calculează $A = 1 - \frac{1}{\omega^2 LC}$;

$$B = j \left(\frac{1}{\omega^2 LC^2} - \frac{2}{\omega C} \right); C = -j \frac{1}{\omega L} \text{ și se ridică graficele } A(\omega),$$

$$\alpha(\omega); \beta(\omega) - \text{fig.2.}$$

Pentru pulsării $\omega \in [0, \sqrt{\frac{1}{2LC}}]$ impedanța caracteristică este o bobină:

$$L_C = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{\omega^2 C^2} - \frac{2L}{C}} \quad (15)$$

Pentru pulsării $\omega \in [\sqrt{\frac{1}{2LC}}, \infty]$ impedanța caracteristică este o rezistență:

$$R_C = \sqrt{\frac{2L}{C} - \frac{1}{\omega^2 C^2}} \quad (16)$$

Pentru diferite valori ale frecvenței se va determina impedanța caracteristică, ținind seama că în intervalul unde aceasta este o bobină U_1 și U_2 sunt în antifază, iar pe intervalul unde aceasta este o rezistență $U_1 = U_2$.

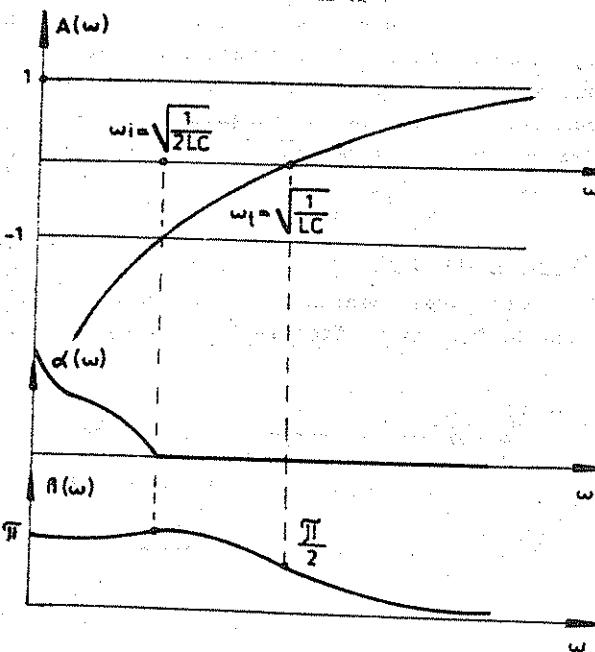


Fig. 2.

III. Schema de montaj și spăratura utilizată:
Pentru intervalul $\omega \in [0, \sqrt{\frac{1}{2LC}}]$ se folosește schema din fig.3.

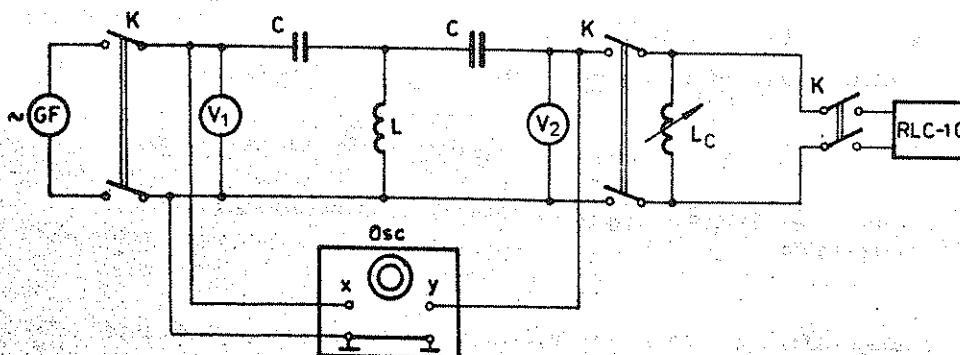


Fig. 3.

Pentru intervalul $\omega \in [\sqrt{\frac{1}{2LC}}, \infty)$ se folosește schema din fig. 4.

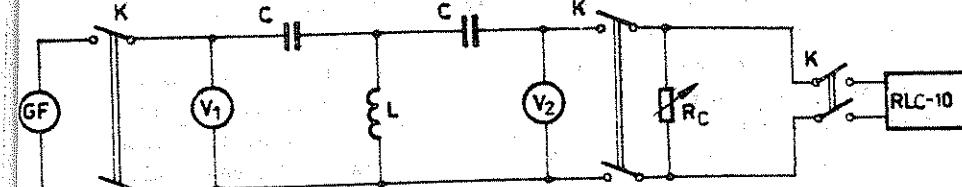


Fig. 4.

unde semnificația simbolurilor este următoarea:

L_C - bobină variabilă $0 - 0,63 \text{ H}$
 R_C - rezistență variabilă $0 - 2000 \Omega$, 1 A
 L - bobină fixă $1,58 \text{ mH}$, 100 V
 C - condensator fix $0,33 \mu\text{F}$, 250 V
 V_1, V_2 - colțmetru DU 20 pe scara 5 V.
 GF - generator de frecvență $1,5 \text{ V}$; $0 - 100 \text{ KHz}$
 osc - osciloscop catodic.

Se face observația că în cazul unui montaj de tipul celui din fig.3 pe ecranul osciloscopului va apărea o elipsă corespunzătoare defazajului dintre cele două tensiuni (fig.5).

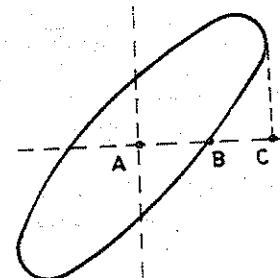


Fig. 5.

inductivității L_C și a rezistenței R_C în diferite etape ale lucrării
 K - intrerupător bipolar.

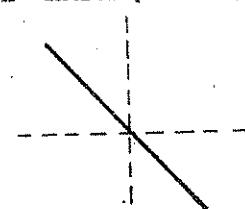


Fig. 6.

4. Modul de lucru

- Se va diviza intervalul $[0, \sqrt{\frac{1}{2LC}}]$ în cinci părți și se va alimenta schema din fig.3, pe rînd cu frecvențele $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_5$ apropriate de capătul din dreapta al intervalului. Pentru fiecare frecvență se va modifica inductivitatea bobinei L_C pînă cînd pe ecranul osciloscopului va spăra o imagine asemănătoare.

celei din fig.6.

Se va măsura inductivitățile respective. Pentru fiecare frecvență se va nota indicația voltmetrelor V_1 și V_2 .

b) Se va alimenta circuitul din fig.4., pe rînd, cu tensiuni de frecvențe $\omega_6, \omega_7, \dots, \omega_{10}$. Pentru fiecare frecvență ω_i se va modifica rezistența reostatului, R_C , pînă cînd indicațiile voltmetrelui V_1 și V_2 sunt identice. Se va măsura rezistența respectivă.

5. Prelucrarea datelor

Datele măsurate se vor trece în tabelul 1.

	ω	0				1			
DATE MĂSURATE	L_C					$\frac{1}{\sqrt{2}L_C}$			
	R_C								
	U_1								
	U_2								
DATE CALCULATE	L_C	∞				0			
	R_C					0			
	U_1							$\sqrt{\frac{2L}{C}}$	
	U_2								
$\frac{U_1}{U_2}$									
$\ln \frac{U_1}{U_2}$									

Datele calculate se vor trece în tabelul 1 după folosirea relațiilor (15) și (16).

Pe baza datelor din tabelul 1 se vor ridica graficele $L_C(\omega)$ măsurat, $R_C(\omega)$ calculat, $R_C(\omega)$ măsurat, $R_C(\omega)$ calculat precum și $\delta(\omega) = \ln R_1 / R_2$.

6. Observații și concluzii

Se va calcula eroarea relativă și se va ridica graficul $\xi_r(\omega)$. Se va explica originea acestor erori relativ la caracterul ideal al unui filtru nedisipativ.

LUCRARE NR. 22

STUDIU UNUI CIRCUIT ELECTRIC IN REGIM PERIODIC NESINUSOIDAL

1. Considerații teoretice

Abaterea curbei de variație periodică în timp a unei mărimi (current, tensiune etc.) de la forma sinusoidală se numește deformare sau distorsiune.

O funcție periodică de timp de perioadă $T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{1}{f}$, care satisface condițiile lui Dirichlet se poate dezvolta în serie trigonometrică sub formă:

$$f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (B_{km} \cdot \sin k\omega t + C_{km} \cdot \cos k\omega t), \quad (1)$$

cunoscută sub denumirea de serie Fourier. Termenii din expresia (1) de pulsăție ($k\omega$) se numesc armonice de ordinul k în sinus, respectiv în cosinus, avînd coeficienții date de relațiile cunoscute:

$$B_{km} = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin k\omega t \cdot dt, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (2)$$

$$C_{km} = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos k\omega t \cdot dt, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3)$$

Pentru $k = 0$,

$$A_0 = \frac{C_{0m}}{2} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot dt \geq 0, \quad (4)$$

este valoarea medie sau componenta continuă a funcției periodice $f(t)$. Mărimele $|B_{km}|$, respectiv $|C_{km}|$, sunt amplitudinile armonicelor de ordinul k în sinus, respectiv în cosinus. Valorile efective ale armonicelor de ordinul k în sinus, respectiv în cosinus, vor fi:

$$B_k = |B_{km}| / \sqrt{2} \text{ și } C_k = |C_{km}| \sqrt{2}.$$

In electrotehnica, seria Fourier se utilizează și sub o altă formă, scriind în aceeași expresie termenii în sinus și în cosinus de același ordin, obținindu-se:

$$f(t) = F_0 + \sum_{k=1}^{\infty} f_k(t) = F_0 + \sum_{k=1}^{\infty} F_{km} \sin(k\omega t + \gamma_k), \quad (5)$$

In această relație: $f_k(t)$ este armonica (instantanea) de ordinul k ; $f_1(t)$ este armonica de ordinul 1 sau fundamentala; $F_0 = A_0$ este componenta continuă;

$$F_{km} = \sqrt{B_{km}^2 + C_{km}^2} \quad (6)$$

este amplitudinea armonicei de ordinul k ;

$$\frac{F_{km}}{\sqrt{2}} = F_k = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{B_{km}^2 + C_{km}^2}, \quad (7)$$

reprezintă valoarea efectivă a armonicei de ordinul k , iar:

$$\gamma_k = \arctg \frac{C_{km}}{B_{km}} = \arcsin \frac{C_{km}}{\sqrt{B_{km}^2 + C_{km}^2}} = \arccos \frac{B_{km}}{\sqrt{B_{km}^2 + C_{km}^2}} \quad (8)$$

este faza inițială a armonicei de ordinul k , determinabilă univoc numai prin $\sin \gamma_k$ și $\cos \gamma_k$, decarece poate avea orice valoare redusă la intervalul $(-\pi, +\pi)$.

O serie Fourier este univoc determinată atunci cind se cunosc coeficienții săi: A_0 , B_{km} , C_{km} (sau $F_0 = A_0$, F_{km} , γ_k). Determinarea analitică (pe baza relațiilor 1...8), grafo-analitică sau experimentală a acestor coeficienți poartă denumirea de analiză armonică.

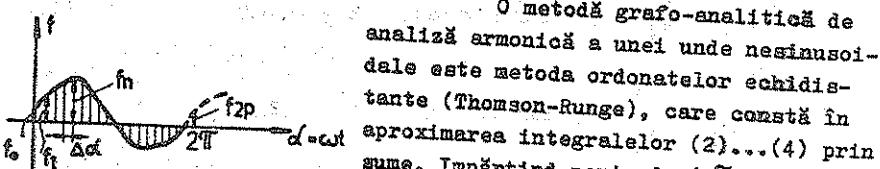


Fig. 1.

O metodă grafo-analitică de analiză armonică a unei unde nesinusoidale este metoda ordonatelor echidistante (Thomson-Runge), care constă în aproximarea integralelor (2)...(4) prin sume. Impărțind perioada $(2T)$ a funcției $f(\alpha)$ într-un număr întreg (de preferință par) de părți egale ($2p$) (fig.1) și ducând ordonatele la curbă f_0 , f_1 ... f_{2p} corespunzătoare acestor diviziuni, se obțin următoarele relații pentru calculul coeficienților seriei Fourier:

$$\left. \begin{aligned} B_{km} &= \frac{1}{p} \sum_{n=1}^{2p} f_n \cdot \sin \frac{k\pi n}{p} \\ C_{km} &= \frac{1}{p} \sum_{n=1}^{2p} f_n \cdot \cos \frac{k\pi n}{p} \\ A_0 &= \frac{1}{2p} \sum_{n=1}^{2p} f_n \quad (n = 1, 2, \dots, 2p) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Cu formulele (9) se pot calcula armonicele pînă la rangul p inclusiv.

In cazul unei mărimi periodice nesinusoidale (current, tensiune etc.), care admite dezvoltare în serie Fourier de forma:

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} i_k(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_k \sin(k\omega t + \gamma_k), \quad (10)$$

valoarea efectivă a acestei mărimi se calculează cu relația:

$$I = \sqrt{I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2}. \quad (11)$$

Pentru caracterizarea formei unei mărimi periodice nesinusoidale se utilizează următorii coeficienți:

- Coeficientul de distorsiune:

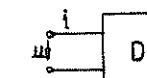
$$k_d = \frac{\sqrt{I_0^2 + \sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_k^2}}; \quad (12)$$

- Coeficientul de virf:

$$k_v = \frac{I_{\max}}{I}. \quad (13)$$

I_{\max} fiind valoarea maximă a funcției pe o perioadă, iar I valoarea efectivă calculată cu (11), k_v este un coeficient ce caracterizează formă unei mărimi periodice nesinusoidale.

Considerind un dipol receptor (fig.2) cu tensiunea la borne:



tensiunea la borne:

$$u = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} U_k \sin(k\omega t + \beta_k) \quad (14)$$

Fig.2. și curentul:

$$i = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_k \sin(k\omega t + \gamma_k) \quad (15)$$

se definesc următoarele puteri în regim nesinusoidal:

- Puterea activă:

$$P = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \cos \varphi_k \quad [W], \quad \varphi_k = \beta_k - \gamma_k \quad (16)$$

- Puterea reactivă:

- 158 -

$$Q = \sum_{k=1} U_k I_k \sin \varphi_k, \quad [\text{VAR}], \quad (17)$$

- Puterea aparentă:

$$S = UI, \quad [\text{VA}],$$

unde

$$U = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots}, \quad I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots}; \quad (18)$$

- Puterea deformantă:

$$D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)} \quad [\text{VAD}]. \quad (19)$$

Factorul de putere în regim periodic nesinusoidal se definește prin relația:

$$K = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}}. \quad (20)$$

Dacă se notează cu S' puterea aparentă a armonicei fundamentale și cu S'' puterea aparentă totală (a celor n armonice considerate) creșterea relativă de putere aparentă este:

$$\xi_s = \frac{S'' - S'}{S'}. \quad (21)$$

In particular, dacă unda de tensiune este sinusoidală, dar unda de curent este nesinusoidală, din relația de mai sus se obține:

$$\xi_s = \sqrt{1 + \frac{I_2^2}{I_1^2} + \dots + \frac{I_n^2}{I_1^2}} - 1. \quad (22)$$

Deci, în regim nesinusoidal se obține o creștere a puterii aparente.

2. Obiectul lucrării

In cadrul lucrării se va studia un circuit electric în regim periodic nesinusoidal. Regimul nesinusoidal se obține cu ajutorul unei punți redresoare, monofazate, care alimentează o rezistență de sarcină prin intermediul unui filtru electric, pentru îmbunătățirea formei undei redresate. Se va face analiza Fourier a curentului absorbit de redresor prin metoda grafo-analitică, utilizând osciloscopul catodic și un calculator numeric; se va observa la osciloscop efectul filtrului electric și se vor calcula coeficientul de distorsiune și de virf pentru undă analizată; se va determina creșterea de putere aparentă în regim nesinusoidal.

3. Schema de montaj și aparatura utilizată

Se va realiza schema de montaj din figura 3.

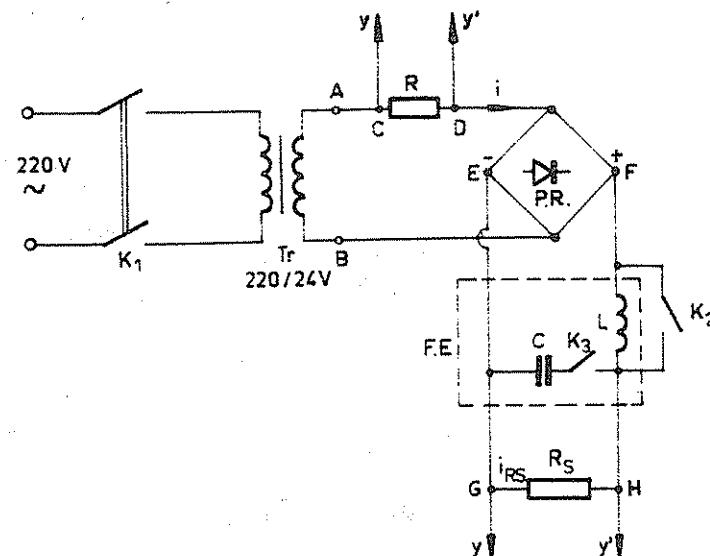


Fig. 3.

Aparatura utilizată este următoarea:

Tr - transformator de alimentare monofazat 220/24 V;

R - rezistor de rezistență 10Ω ;

P.R. - punte redresoare monofazată;

F.E. - filtru electric realizat din: bobina de inductivitate $L = 0,24 \text{ H}$ și condensatorul de capacitate $C = 220 \mu\text{F}$;

R_s - rezistor de sarcină, avind rezistență 160Ω ;

yy' - bornele plăcilor de deflexie verticală ale osciloscopului catodic;

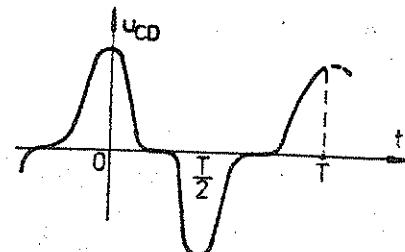
K₁ - intrerupător bipolar;

K₂, K₃ - intrerupătoare monopolare.

4. Modul de lucru

Se realizează montajul din figura 3.

Cu K₂ deschis și K₃ închis (filtrul electric F.E. fiind cuplat în circuit) și bornele yy' ale osciloscopului puse la bornele CD se vizualizează la osciloscop tensiunea în funcție de timp $u_{cd}(t)$.



Tensiunea $u_{CD}(t)$ se copiază pe hirtie milimetrică transparentă. Ea va avea forma nesinusoidală din figura 4.

Se deschide K_1 și la bornele yy' ale osciloscopului se culege tensiunea $u_{GH}(t)$ de pe rezistență de sarcină R_s . Se închide K_1 (K_2 fiind deschis și K_3 - închis). Se copiază pe hirtie milimetrică transparentă această undă de pe ecranul osciloscopului, care are forma din figura 5 (linie intreruptă - tensiune redresată filtrată).

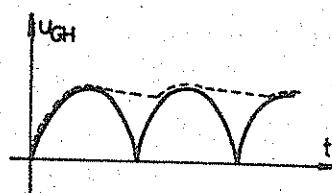


Fig.5.

Se închide K_2 și se deschide K_3 (filtrul electric F.E fiind astfel scos din circuit). Se copiază pe hirtie milimetrică de pe ecranul osciloscopului unda $u_{GH}(t)$, care are forma din figura 5 (linie continuă - tensiune redresată).

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

Curentul i (nesinusoidal) din secundarul transformatorului se calculează cu relația:

$$i = \frac{u_{CD}}{R}, \quad (23)$$

tensiunea u_{CD} fiind vizualizată la osciloscop și copiată pe hirtie milimetrică. Se va face analiza armonică a undei $i(t)$ pe baza relațiilor (9), cu ajutorul calculatorului numeric. Cu relațiile (6), (7), (9) se calculează coeficientul și fazele initiale ale seriei (5). În bibliografia [9] este prezentat un subprogram în limbajul FORTRAN IV pentru analiza Fourier a unei funcții periodice tabulate (date prin puncte). Curentul $i(t)$ se va putea scrie sub forma:

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^7 I_{km} \cdot \sin(k\omega t + \gamma_k) \quad (24)$$

dacă ne limităm la armonica de ordinul 7 (deci $2p \geq 14$). Amplitudinile armonicelor și fazele lor initiale se trec în tabelul nr.1. Cu aceste valori se va scrie dezvoltat în serie Fourier curentul $i(t)$ sub forma (24).

Cu relația (11) se calculează valoarea efectivă, iar cu relațiile (12) și (13) se calculează coeficientul de distorsion și respectiv coeficientul de virf al curentului $i(t)$. Aceste valori se trec în tabelul nr.2.

Se calculează apoi puterea aparentă absorbită pe la bornele AB de circuit (cînd filtrul F.E este conectat în circuit) cu relația (18), care în acest caz particular devine:

$$S = U_{AB} \cdot I, \quad (25)$$

unde I este valoarea efectivă calculată mai sus. Cu relația (25) se calculează creșterea relativă de putere aparentă. Aceste valori se trec tot în tabelul nr.2.

Tabelul 1.

Armonica k	Amplitudinea armonicelor I_{km} [A]	Faza initială a armonicelor k [rad]
0		
1		
2		
3		
4		
5		
6		
7		

Tabelul 2.

I	k_d	k_v	S	ϵ_s
[A]			[VA]	

6. Observații și concluzii

Pentru calculul puterilor active și reactive absorbite de circuit pe la bornele AB, conform relațiilor (16) și (17) ar trebui oscilografiate concomitent stîl undă de tensiune, cît și cea de curent, cu ajutorul unui osciloscop cu două spoturi.

În regim deformant cresc și erorile instrumentelor de măsură.

LUCRAREA NR. 23

STUDIUL REGIMULUI TRANZITORIU INTR-UN CIRCUIT R,L,C-SERIE,
CU AJUTORUL UNUI OSCILOSCOP
INCARCAREA SI DESCARCAREA UNUI CONDENSATOR

1. Consideratii teoretice

Consideram circuitul R,L,C-serie din figura 1. Intereseaza expresia tensiunii la bornele condensatorului si a curentului i din circuit atunci cand se schimba conditiile de functionare ale circuitului. Să presupunem initial comutatorul K₁ deschis si conditiile initiale nule:

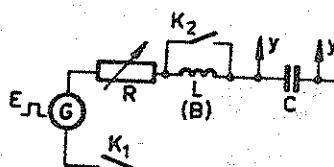


Fig.1.

$$u_0 = 0; i_0 = 0. \quad (1)$$

1.1. Conecțarea circuitului R,L,C serie la o t.e.m. constantă E

După închiderea comutatorului K₁ la momentul t = 0, ecuația circuitului se scrie cu ajutorul teoremei a II-a a lui Kirchhoff sub forma:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + u = E. \quad (2)$$

Cu relația:

$$i = C \frac{du}{dt} \quad (3)$$

ecuația (2) devine:

$$LC \frac{du^2}{dt^2} + RC \frac{du}{dt} + u = E. \quad (4)$$

Soluția de regim tranzitoriu se obține prin suprapunerea soluției ecuației omogene, numită componentă liberă, peste soluția particulară a ecuației neomogene (4), numită componentă forțată (identică cu componenta de regim permanent cind semnalul este o t.e.m. constantă sau sinusoidală).

Adică, soluția de regim tranzitoriu a tensiunii la bornele condensatorului este:

$$u = u_f + u_p \quad (5)$$

și analog:

$$i = i_f + i_p. \quad (5')$$

Ecuatiile omogene:

$$LC \frac{d^2u}{dt^2} + RC \frac{du}{dt} + u = 0 \quad (6)$$

îi corespunde ecuația caracteristică:

$$LCp^2 + RCp + 1 = 0, \quad (7)$$

care are rădăcinile:

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}. \quad (8)$$

Cu notațiile:

$$\delta = \frac{R}{2L} \text{ (factorul de amortizare al circuitului)} \quad (9)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ (pulsătia proprie a circuitului)} \quad (10)$$

$$\omega'_0 = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} \quad (11)$$

relația (8) devine:

$$p_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} = -\delta \pm \omega'_0. \quad (12)$$

Solutiile de regim liber vor fi:

$$u_f = A \cdot e^{p_1 t} + B \cdot e^{p_2 t} \quad (13)$$

și respectiv:

$$i_f = \frac{dq_1}{dt} = C \frac{du_1}{dt} = C \cdot A \cdot p_1 \cdot e^{p_1 t} + C \cdot B \cdot p_2 \cdot e^{p_2 t}. \quad (14)$$

Cu (12) și utilizând relațiile:

$$e^x = shx + chx \quad (15)$$

$$e^{-x} = chx - shx$$

expresiile (13) și (14) se pot scrie sub forma:

$$u_f = e^{-\delta t} [A + B] \sin \omega'_0 t + (A - B) \sinh \omega'_0 t. \quad (16)$$

$$i_f = C \cdot e^{-\delta t} \left\{ [(A - B)\omega'_0 - (A + B)\delta] \cosh \omega'_0 t + [(A + B)\omega'_0 - (A - B)\delta] \sinh \omega'_0 t \right\}. \quad (17)$$

Constantele A și B se determină utilizând teoremele de comutare (currentul printr-o bobină și tensiunea la bornele unui condensator nu pot varia prin salt în momentul comutării) și condițiile initiale (1). Din relațiile (5) și (5') rezultă în momentul comutării ($t = 0$):

$$u_{10} = u_0 - u_{po} \quad (18)$$

$$i_{10} = i_0 - i_{po}. \quad (18')$$

Din relațiile (16), (18) rezultă:

$$A + B = u_{10}, \quad (19)$$

și analog din relațiile (17), (18') rezultă:

$$C[(A - B)\omega'_0 - (A + B)\delta] = i_{10}. \quad (20)$$

Rezolvând sistemul format din ecuațiile (19), (20) în raport cu A și B și ținând seama de relațiile (18), (18') rezultă:

$$\begin{aligned} A - B &= \frac{(i_0 - i_{po})}{C\omega'_0} + \frac{(u_0 - u_{po})\delta}{C\omega'_0} \\ A + B &= u_0 - u_{po}. \end{aligned} \quad (21)$$

Inlocuind relațiile (21) în (17) și utilizând notația:

$$\operatorname{th}\omega' = \frac{\omega'_0}{\delta} \quad (22)$$

respectiv:

$$\operatorname{sh}\omega' = \frac{\operatorname{th}\omega'}{\sqrt{1 - \operatorname{th}^2\omega'}} = \omega'_0 \sqrt{LC} = \frac{\omega'_0}{\omega_0} \quad (23)$$

$$\operatorname{ch}\omega' = \frac{1}{\sqrt{1 - \operatorname{th}^2\omega'}} = \delta\sqrt{LC} = \frac{\delta}{\omega_0} \quad (24)$$

rezultă:

$$u_p = \frac{e^{-\delta t}}{\omega'_0 \sqrt{LC}} \left[(u_0 - u_{po}) \operatorname{sh}(\omega'_0 t + \alpha') + (i_0 - i_{po}) \sqrt{\frac{L}{C}} \operatorname{sh}\omega'_0 t \right] \quad (24)$$

$$i_p = -\frac{e^{-\delta t}}{\omega'_0 L} \left[(u_0 - u_{po}) \operatorname{sh}\omega'_0 t + (i_0 - i_{po}) \sqrt{\frac{L}{C}} \operatorname{sh}(\omega'_0 t - \alpha') \right]. \quad (25)$$

În funcție de parametrii circuitului (R, L, C), natura diferență a rădăcinilor (12) a ecuației caracteristice determină trei cazuri:

a) Regimul oscilant, corespunde cazului cind rădăcinile p_1 și p_2 sunt complexe conjugate, adică există inegalitatea:

$$\omega_0'^2 < 0, \quad (26)$$

sau

$$R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (27)$$

Valoarea lui ω'_0 din (11) devine o mărime imaginară și no-

tind: $\omega'_0 = j\omega''_0$ (pseudo-pulsată) și $\alpha'' = j\alpha'$ (faza pseudo-pulsată)

adică:

$$\omega''_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad (\text{pseudo-pulsată}) \quad (28')$$

$$\operatorname{tg}\alpha'' = \frac{\omega''_0}{\delta} \quad (29)$$

relația (5) devine:

$$u = u_p + e^{-\delta t} \left\{ \frac{u_0 - u_{po}}{\omega''_0 \sqrt{LC}} \sin(\omega''_0 t + \alpha'') + \frac{i_0 - i_{po}}{C\omega''_0} \sinh\omega''_0 t \right\} \quad (29)$$

unde s-a luat în considerație relația (24).

Se observă că componenta de regim liber reprezintă o mărime alternativă sinusoidală a cărei amplitudine scade în timp după exponentialele $e^{-\delta t}$.

În cazul inchiderii comutatorului K_1 (fig.1) și a condițiilor initiale (1), avem:

$$u_0 = 0; u_p = E; u_{po} = E; \quad (30)$$

$$i_0 = 0; i_p = 0; i_{po} = C; \quad (31)$$

Inlocuind (30) în (29) și lăsând în considerație relația (10) rezultă:

$$u = E - \frac{C\omega''_0}{\omega'_0} E \cdot e^{-\delta t} \sin(\omega''_0 t + \alpha''). \quad (31)$$

b) Regimul aperiodic, corespunde cazului cind rădăcinile p_1 și p_2 sunt reale și distințe, adică:

$$\omega'_0 > 0 \text{ sau } \omega'_0^2 > 0 \text{ și } R^2 < \frac{L}{C} \quad (32)$$

$$R > 2\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (33)$$

Inlocuind relația (24) în (5) și considerînd relațiile (30), se obține:

$$u = E - \frac{\omega'_0}{\omega_0} E \cdot e^{-\delta t} \sin(\omega'_0 t + \alpha') \quad (34)$$

funcție ce reprezintă o undă aperiodică.

c) Regimul aperiodic critic, corespunde cazului cind discriminantul ecuației caracteristice (7) este zero, adică rădăcinile caracteristice sunt reale și egale. În acest caz:

$$\omega'_0 = 0 \quad (35)$$

sau

$$R = 2\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (36)$$

Calculind lim u , relația (5), luând în considerație relația (24), devine:

$$u = u_p + e^{-\delta t} \left((u_0 - u_{p0}) + \frac{u_0 - u_{p0} + i_0 - i_{p0}}{\sqrt{LC}} t \right). \quad (37)$$

Considerînd relația (30), relația (37) devine:

$$u = E - E \cdot e^{-\delta t} (\omega'_0 t + 1). \quad (38)$$

1.2. Descărcarea unui condensator pe circuitul inductiv, format dintr-o rezistență legată în serie cu o bobină

Datorită semnalului treaptă dat de generatorul G, condensatorul se încarcă și se descarcă, apărînd practic un regim tranzitoriu în circuitul inductiv R,L-serie.

La semnalul treaptă repetate, dacă perioada T_c este suficient de mare pentru ca procesul tranzitoriu să fie practic încheiat înainte de fiecare comutare, se obțin, în cazul regimului oscilant, variații de tipul celei din figura 2 în care procesul de încărcare și cel de descărcare se desfășoară ca și cind ar dura fiecare nedefinit în timp.

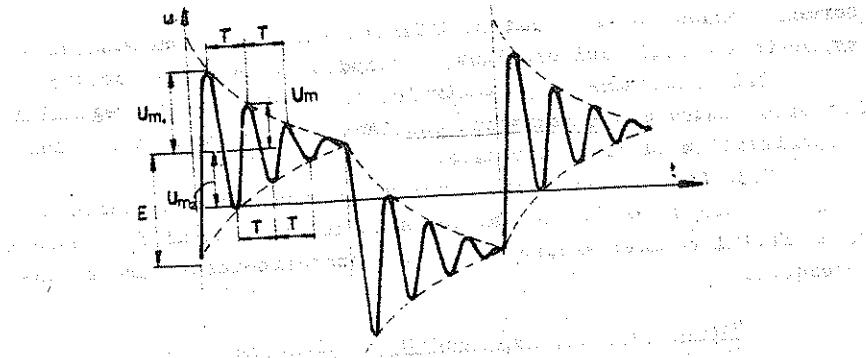


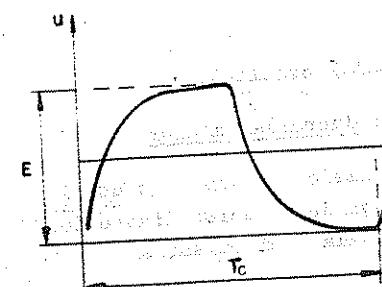
Fig.2.

In cazul regimului aperiodic se obțin oscilații de tipul celor din figura 3.



Fig.3.

Într-un circuit R,C serie. Prin modificarea valorii rezistenței R se modifică constanta de timp a circuitului, deci alura curbei de încărcare-descărcare, dată în figura 4.



2. Obiectul lucrării

Se studiază regimul tranzitoriu al circuitului R,L,C serie pentru diferite valori ale rezistenței R, prin vizualizarea tensiunii u la bornele condensatorului pe ecranul unui osciloscop. Se vor efectua:

2.1. Vizualizarea și înregistrarea grafică a tensiunii

Fig.4.

la bornele condensatorului pentru diferite valori ale rezistenței R , corespunzătoare regimului oscilant, aperiodic și aperiodic critic.

2.2. Determinarea parametrilor T , δ , ω_0 , ω''_0 ai regimului tranzistoriu pentru cazul regimului oscilant și compararea valorilor experimentale cu cele teoretice.

2.3. La valoarea rezistenței R , corespunzătoare regimului aperiodic critic, se va închide și deschide intrerupătorul K_2 pentru a remarcă efectul bobinei asupra curbei de încărcare-descărcare a condensatorului.

3. Schema de montaj și aparatura utilizată

Se va executa montajul din figura 1, considerind ca intrerupător K_1 , intrerupătorul de cuplare a generatorului de semnale.

B - bobină, avind aproximativ inductivitatea $L = 22mH$ și rezistență $R_L = 200 \Omega$;

C - condensator cu capacitatea de 30 pF ;

R - cutie de rezistențe în decade;

G - generator de semnale treaptă, de joasă tensiune;
yy' - bornele plăcilor de deflexie verticală ale oscilosco-
pului.

4. Modul de lucru

1. După realizarea montajului, se fixează frecvența generatorului la aproximativ 500 Hz . La început se lucrează cu rezistență exterioară $R = 0$, în circuit rămnind numai rezistența bobinei R_L , situație în care regimul tranzistoriu este oscilant.

2. Se va mări apoi progresiv valoarea rezistenței R , pornind de la valori mici (sute de ohmi), stabilindu-se astfel experimental valoarea rezistenței la care se obține regimul aperiodic critic.

Pentru regimul oscilant:

- se desenează oscilograma;
- se determină parametrii regimului oscilant.

5. Rezultate experimentale și prelucrarea datelor

In figura 2 se dă alura oscilogramelor obținute în cazul regimului tranzistoriu oscilant. Din distanța de pe ecran dintre două maxime sau minime succeseive se deduce perioada T și pulsătia $\omega_0'' = 2\pi/T$ a oscilațiilor.

Factorul de amortizare se stabilește din amplitudinile relative a două maxime succeseive. Din relația (31) se obține imediat,

$$\delta = \frac{1}{T} \ln \left| \frac{U_{m1}}{U_{m2}} \right| = \frac{1}{T} \ln \left| \frac{U_{m2}}{U_{m3}} \right| = \dots \quad (39)$$

Semnificația mărimilor din relația (39) se observă în figura 2.

Cunoscind pe ω_0'' și δ rezultă ω_0 cu relația (28).

Rezultatele experimentale, precum și mărimile calculate se trec în tabelul 1. Valorile experimentale determinate pentru δ , ω_0 , ω_0'' , cum s-a arătat mai sus, se compară cu valorile teoretice obținute cu relațiile (9), (10) și (28), utilizând parametrii R, L, C ai circuitului.

Tabelul 1.

Parametrii circuitului			Valori teoretice				Valori determinate experimental					
R_c	$R = R_c + R_L$	C	δ	ω_0	ω_0''	T	U_{m1}	U_{m2}	U_{m3}	ω_0''	δ	ω_0
Ω	Ω	F	s^{-1}	rad/s	rad/s	S	div.	div.	div.	rad/s	s^{-1}	rad/s

Valoarea rezistenței R , corespunzătoare regimului aperiodic critic, se va stabili și se va compara cu valoarea teoretică

$$2\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

6. Observații și concluzii

Pentru creșterea exactității determinării perioadei T se va măsura distanța între mai multe maxime și apoi se va face media aritmetică.

În calculul factorului de amortizare al circuitului, se va trece în tabelul 1 valoarea medie obținută aplicând relația (39) mai multor extreme succeseive.

Se vor explica diferențele între valorile teoretice și cele experimentale ale mărimilor caracteristice regimului oscilant (ω_0 , ω_0'' , δ).

B I B L I O G R A F I E

1. Biro,K. - Mașini electrice.Indrumător pentru lucrări.
Litografia Inst.Politehnic Cluj-Napoca, 1975.
2. Cachen,F.- Electrotehnique. Tome 2. Gauthier Villors.
Editeur, Paris, 1963.
3. Cupșa,A.,Cristea,P. - Bazele electrotehnicii.Indrumător de
laborator.Litografia Inst.Politehnic Bucuresti,1970.
4. Gegyter,W.- Dispozitive magnetice neliniare.Editura tehnică
Bucuresti, 1968.
5. Gligor,T.D.-Electrotehnica și mașini electrice,Litografia
Inst. Politehnic Cluj-Napoca, 1979.
6. Gligor,T.D.-Bazele electrotehnicii.vol.I,II, Lito IPC-N ,1981.
7. Gligor,T.D.,Ciupa,R.,Popescu,V. -Electrotehnica și mașini
electrice.Indrumător de laborator. Lito IPC-N,1981.
8. Morar,R.,Dăncălescu,L.,Iuga,Al.,Neamțu,V.,Man,E.-Electrotehnica
și mașini electrice. Lucrări practice. Lito IPC-N,
1985.
9. Nicula,O.,Dordea,I.,Mindru,Gh. -Lucrări de laborator la bazele
Electrotehnicii, Lito IPC-N ,1968.
- 10.Patachi,N.,S.a.-Electrotehnica și mașini electrice. Indrumător
de laborator. Lito IPC-N, 1970.
- 11.Simion,E. - Indrumător pentru lucrări de laborator la Bazele
electrotehnici. Anexă. Lito IPC-N, 1969.
- 12.Simion,E.,Gligor,T.D.,Mindru,Gh.-Bazele electrotehnicii vol.II.
Lito. IPC-N, 1976.
- 13.Simion,E.,Maghiar,I.-Electrotehnica, ZDP Buc.1981
- 14.Timotin,A.,S.a.- Lecții de Bazele electrotehnicii.Ed.Didactică
și pedagogică, Buc.1970.

Apărut 1987. Hirtie offset 70/100.

C.Z.U. 621.3(076.5)

Atelierul de multiplicare al Institutului politehnic
CLUJ - NAPOCA
- Str.M.Kogălniceanu Nr.21 -

