

MINISTERUL EDUCATIEI SI INVATAMINTULUI  
Institutul politehnic "Traian Vuia" Timișoara  
- Facultatea de electrotehnică -

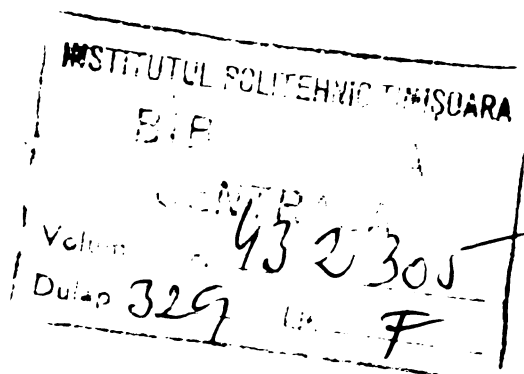
Ing. RADU MUNTEANU

TRIPLORUL FEROMAGNETIC DE FRECVENTA.  
TEORIE SI APLICATII

Teză de doctorat

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

Conducător științific:  
Prof.dr.ing. TOMA DORDEA



- 1981 -



**părinților mei**

## CUPRINS

Introducere .....	11
Capitolul I. REGIMUL NESINUSOIDAL IN CIRCUITE NELINIARE .....	15
1.1. Clasificarea elementelor neliniare .....	15
1.2. Condensatorul neliniar .....	17
1.3. Bobina neliniară ,.....	19
1.4. Analiza bobinei neliniare ca element de circuit .....	23
1.4.1. Bobina cu neglijarea pierderilor în miezul feromagnetic .....	23
1.4.2. Bobina neliniară ținând cont de pierderile prin histerezis .....	24
1.4.3. Bobina neliniară considerând pierderile prin histerezis și curenți turbionari .....	26
1.4.4. Caracteristica de magnetizare. Simulare pe calculator .....	27
1.4.5. Aspecte teoretice și experimentale privind aproximarea caracteristicii de magnetizare ținând cont de dubla histereză .....	30
1.4.6. Aproximarea curbei de magnetizare pe porțiuni.	32
1.4.7. Analiza unui circuit cu bobină neliniară, uti- lizat la multiplicarea feromagnetică a frec- venței .....	33
Capitolul II. MULTIPLICAREA FEROMAGNETICA A FRECVENȚEI UTILI- ZIND PROPRIETĂȚILE CIRCUITELOR NELINIARE .....	43
2.1. Considerații justificative .....	43

2.2. Bazele multiplicării frecvenței utilizând circuitele neliniare .....	44
2.3. Circuite feromagnetice pentru multiplicarea frecvenței fără excitație în curent continuu .....	48
2.3.1. Triplorul feromagnetic de frecvență .....	49
2.3.2. Funcționarea în sarcină a triplorului feromagnetic .....	52
2.3.3. Efectul introducerii condensatoarelor în circuitul secundar al triploarelor de frecvență .....	57
2.4. Sinteza caracteristicilor multiplicatoarelor feromagnetice statice de frecvență, cu rang de multiplicare impar .....	59
2.4.1. Elemente introductive .....	59
2.4.2. Sinteza optimală a caracteristicilor multiplicatoarelor de rang impar .....	60
2.4.2.1. Cazul ambelor mărimi de intrare, sinusoidale .....	60
2.4.2.2. Cazul în care numai una din mărimile de intrare este sinusoidală .....	62
Capitolul III. TRIPLORUL FEROMAGNETIC DE FRECVENTA .....	69
3.1. Studiul triplorului cu transformatoare .....	69
3.1.1. Regimul de mers în gol .....	69
3.1.2. Regimul de mers în sarcină .....	70
3.2. Studiul calitativ al triplorului de frecvență cu bobine, utilizând calculatorul numeric .....	77
Capitolul IV. EFECTUL DE SALT FEROREZONANT IN MULTIPLICATOARELE FEROMAGNETICE DE FRECVENTA .....	83
4.1. Analiza fenomenului de ferorezonanță .....	83
4.2. Cercetări experimentale privind fenomenul de salt ..	85

4.3. Unele aspecte referitor la utilizarea în regim de releu a triplorului de frecvență cu alimentare trifazată .....	89
4.3.1. Aspecte introductive .....	89
4.3.2. Efectul de releu în triplorul de frecvență ..	89
4.3.3. Schema modificată a triplorului .....	93
4.3.4. Rezultate experimentale .....	93
<b>Capitolul V. PROBLEME APLICATIVE PRIVIND MULTIPLICATOARELE</b>	
<b>STATICHE FEROMAGNETICE DE FRECVENTA .....</b>	<b>97</b>
5.1. Elemente de bază privind proiectarea multiplicatoarelor statice feromagnetice de frecvență .....	98
5.1.1. Elemente fundamentale .....	98
5.1.2. Exemplu privind proiectarea multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență, utilizând calculatorul numeric .....	102
5.2. Elemente justificative privind sudarea electrică la frecvență mărită .....	107
5.2.1. Avantajele soluției propuse .....	107
5.2.2. Problema stabilității sistemului sursă-arc electric și influența frecvenței .....	108
5.2.3. Sursă experimentală pentru sudarea electrică în curent alternativ .....	112
5.3. Analiza calitativă a sudării la frecvența de 150 Hz	114
5.4. Aspecte privind alimentarea mașinii de inducție la frecvență mărită prin intermediul multiplicatoarelor statice feromagnetice .....	120
5.4.1. Influența frecvenței de alimentare asupra caracteristicilor motorului de inducție polifazat .....	120
5.5. Utilizarea multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență la alimentarea instalațiilor de iluminat fluorescent .....	126

5.5.1. Prezentarea problemei .....	126
5.5.2. Observații privind regimul deformatant .....	127
5.5.3. Concluzii .....	130
Capitolul VI. CONCLUZII .....	131
BIBLIOGRAFIE .....	135
<b>ANEXA A. SURSE DE FRECVENTA MARITA CU APLICATII INDUSTRIALE</b>	<b>145</b>
A.1. Elemente generale .....	145
A.2. Convertizoare de frecvență rotative .....	146
1.2.1. Mașina sincronă .....	146
1.2.2. Mașina homopolară .....	147
1.2.3. Mașina heteropolară Lorentz-Schmidt .....	148
1.2.4. Mașina heteropolară Guy .....	148
1.2.5. Convertizorul de frecvență asincron .....	149
A.3. Convertizoare statice cu elemente semiconductoare ..	151
1.3.1. Circuite cu comutație prin rețeaua de ali- mentare .....	152
1.3.2. Circuite cu comutație forțată .....	152
1.3.3. Circuite cu comutație prin circuitul de sarcină .....	153
A.4. Convertizoare statice feromagnetice de frecvență ...	155
<b>ANEXA B. CONTRIBUTII PRIVIND STUDIUL SI REALIZAREA MULTIPLI- CATOARELOR DE FRECVENTA FEROMAGNETICE, UTILIZIND EXCITATIA IN IMPULSURI</b> .....	<b>157</b>
B.1. Elemente de principiu .....	157
B.2. Fundamentarea teoretică a problemei .....	159
B.3. Realizări experimentale .....	161
B.4. Aplicații .....	163
<b>ANEXA C. ALTE TIPURI DE MULTIPLICATOARE FEROMAGNETICE REALIZATE</b> .....	<b>165</b>
C.1. Cvintuplorul feromagnetic de frecvență .....	165
C.2. Septuplorul feromagnetic de frecvență .....	170

<b>ANEXA D. CONTRIBUTII PRIVIND STUDIUL COMPORTARII UNOR CIRCUITE REZONANTE APERIODIC ALIMENTATE PRIN INTERMEDIUL MULTIPLICATOARELOR DE FRECVENTA, LA VARIATIA PARAMETRILOR .....</b>	<b>173</b>
D.1. Elemente introductive .....	173
D.2. Analiza comportării circuitelor de tip serie-paralel	174
D.3. Analiza comportării circuitului de tip paralel-serie	176
D.4. Concluzii .....	184
<b>ANEXA E. PROGRAME DE CALCUL UTILIZATE .....</b>	<b>187</b>





## INTRODUCERE

Cercetările în domeniul circuitelor electrice neliniare datează relativ de multă vreme datorită multiplelor posibilități de utilizare a acestora la realizarea unor echipamente statice de curenți tari sau slabi. Într-o primă etapă se dezvoltă amplificatoarele magnetice [70] iar ulterior multiplicatoarele feromagnetice de frecvență [1],[43],[61],[70],[97],[100].

Funcționarea acestora din urmă se bazează pe proprietatea circuitelor neliniare conform căreia într-un astfel de circuit unui semnal de excitație sinusoidal îi corespunde la ieșire un răspuns periodic și nesinusoidal, în al cărui spectru se găsesc armonice ale semnalului de excitație.

În general literatura [4],[5],[9],[11],[43],[55] definește multiplicarea statică feromagnetică a frecvenței ca fenomenul de extragere preferențială a unei armonici din spectrul semnalului de ieșire, prin mijloace adecvate.

În acest sens se poate preciza că elementele neliniare de circuit având o caracteristică cu simetrie impară conțin în spectrul de răspuns fundamentale și armonice de rang impar, iar cele cu caracteristică cu simetrie pară, armonice de rang par.

După modul în care se face extragerea armonicii dorite din spectrul de răspuns distingem două tipuri de multiplicatoare:

- cu circuite de filtrare;
- cu circuit de compensare,

precisînd totodată existența unor tipuri de multiplicatoare feromagnetice hibrid ce utilizează ambele procedee.

Primele aplicații ale acestor echipamente au servit în comunicații radio [1],[45],[91], independent sau în combinație cu

alternatoare de frecvență înaltă de exemplu pentru funcționarea la mare fiabilitate a emițătoarelor radio, procedeu prin care s-a putut depăși frecvența critică a echipamentelor rotative.

După o perioadă de utilizări în acest domeniu (pînă în 1925), interesul practic pentru acestea a scăzut datorită evoluției tuburilor electronice, însă pe plan teoretic cercetările au avansat mult, dovadă fiind numărul mare de brevete germane și americane depuse în perioada următoare.

A doua etapă de proliferare a aplicațiilor din domeniul neliniar (1935-1945) pune din nou accent pe amplificatoare magnetice și multiplicatoare de frecvență în domeniul reglajelor automate și al tehnicii de măsură. Astfel [1],[45], se studiază magnetometre cu feroșondă saturabilă cu ieșire pe armonica a doua pentru măsurări geofizice de mare precizie, studiul materialelor nemagnetice și aplicații militare în aviație și marină. În anii care urmează datorită durabilității, simplității și siguranței în funcționare, dispozitivele neliniare feromagnetice sînt utilizate din ce în ce mai des în instalații complexe ca: sisteme de calcul, pilot automat, sisteme de aterizare fără vizibilitate, telecomenzi la mare distanță ș.a.

A treia etapă remarcabilă pentru evoluția circuitelor electrice neliniare este legată de prezent, lucru arătat de "Bibliography of Magnetic Amplifier Devices and the Saturable Reaction Art" redactată de J.G.Miles și de două referate ale A.I.E.E. [1],[70] care atestă preocupările susținute în lume pentru acest domeniu, arătîndu-se că anual sînt publicate aproximativ 200 de articole și brevete ce se circumscriu domeniului circuitelor neliniare, o mare parte fiind afectate circuitelor multiplicatoare de frecvență [1],[45],[70].

Un alt fapt semnificativ pentru importanța domeniului este constituirea unor colective de standardizare ale C.E.I. și

A.I.E.E., care au ca scop elaborarea definițiilor și modalităților de aprecieri a performanțelor acestora.

Marile progrese obținute în domeniul circuitelor neliniare, în ultima vreme sînt legate în special de tehnologiile avansate de obținere a unor miezuri magnetice cu proprietăți deosebite.

Multiplicatoarele feromagnetice statice de frecvență le întîlnim azi în cele mai diverse aplicații, începînd cu sursele de alimentare ale instalațiilor electrotermice și pînă la echipamentul sateliților artificiali.

Dată fiind importanța deosebită a acestui domeniu și diversitatea aplicației, prezenta teză își propune o tratare unitară a principalelor tipuri constructive de multiplicatoare feromagnetice de frecvență și a unor aplicații cu semnificație economică.

La baza lucrării stă consultarea unui vast material bibliografic și unele realizări din domeniu, experimentate de autor în cadrul catedrei de Electrotehnică de la Institutul Politehnic Cluj-Napoca. Astfel, pe parcursul elaborării tezei s-au obținut rezultate importante ce au constituit obiectul unor contracte sau convenții de cercetare științifică, inovații sau invenții. Pe lîngă acestea, o parte a cercetărilor finalizate face obiectul unor articole și comunicări științifice, prezentate în lista bibliografică.

În esență autorul a căutat să acopere unele din aspectele legate de multiplicarea statică feromagnetică a frecvenței, care nu fac obiectul altor studii sau sînt abordate deficitar în literatură, să stabilească o linie de proiectare și să realizeze cîteva prototipuri experimentale sau industriale, pe care să verifice observațiile teoretice și metodica de calcul propusă.

La capătul unei perioade de mai mulți ani, în care a fost elaborată prezenta lucrare, autorul subliniază dorința sa, ca ea să constituie un ajutor real tuturor celor care se ocupă cu studiul circuitelor neliniare și multiplicatoarelor de frecvență în special. În același timp, autorul afirmă cu toată convingerea că în acest domeniu, câmpul de investigație și experiment rămîne deschis unor cercetări care să le completeze pe cele existente, în folosul cunoașterii științifice și al aplicației tehnico-economice.

Este locul ca autorul să declare, cu deplină satisfacție, că și elaborarea acestei lucrări, ca oricare alta de altfel, evidențiază condiția succesului în activitatea științifică: sprijinul și colaborarea celor din jur.

Autorul roagă pe conducătorul prezentei teme de disertație, profesor dr.ing. Toma Dordea să primească profunda sa stimă și recunoștință pentru modul perseverent și exigența caldă, cu care a transmis permanent doctorandului îndrumări de înaltă ținută științifică, tratîndu-l, fără excepție, cu înțelegere și sprijin deplin.

Un omagiu special, de mulțumire statornică, aduce autorul, acelor colegi și prieteni care pe parcursul unei îndelungi colaborări, au sprijinit efectiv elucidarea unor probleme legate de tema lucrării, prin sfaturi sincere și sugestii deosebit de valoroase.

# CAPITOLUL I

## REGIMUL NESINUSOIDAL IN CIRCUITE NELINIARE

### 1.1. Clasificarea elementelor neliniare

In general se definește un circuit neliniar ca fiind acel tip de circuit la ieșirea căruia se obține o funcție neliniară a semnalului de intrare:  $y = k_1 x^2$ ;  $y = k_2 x^3$ ; etc., fiind realizat prin conexiuni dintre elemente neliniare de circuit, care se bucură de aceeași proprietate.

Dacă ne referim prin comparație cu circuitele liniare, circuitele neliniare sînt neomogene și neaditive iar stabilitatea acestora devine o problemă foarte complicată. Studiul analitic și calitativ al fenomenelor cu sediul în circuite neliniare face apel la ecuații de tip neliniar, algebrice sau diferențiale cu coeficienți care sînt funcții de parametrii circuitului considerat.

O altă particularitate a studiului circuitelor neliniare este înlocuirea ecuațiilor diferențiale de grad înalt cu sisteme de ecuații diferențiale de gradul întâi, lucru reclamat și de utilizarea metodelor numerice de calcul.

Pentru clarificarea unor probleme de utilitate practică se impune o clasificare a elementelor neliniare ce compun circuitele electrice. Literatura recomandă în acest sens [6],[43],[73],[104],[107],[122], cîteva criterii generale ce derivă din funcționalitatea elementului neliniar din circuit.

Astfel, analizînd circuitele din punct de vedere al proprietăților energetice putem să le împărțim în două clase:

- elemente disipative;
- elemente nedisipative.

Din prima categorie fac parte rezistoarele neliniare, ce introduc în studiu ecuații neliniare de tip algebric, iar cea de a doua clasă include bobina și condensatorul neliniar, descrise fenomenologic de ecuații neliniare de tip diferențial.

Un alt criteriu de clasificare se referă la forma caracteristicii elementelor neliniare. În acest sens se disting elemente neliniare cu caracteristică simetrică de tip par când este îndeplinită condiția:

$$y(x) = y(-x) \quad (1.1)$$

sau de tip impar, când:

$$y(x) = -y(-x) \quad (1.2)$$

Elementele neliniare ce nu satisfac una din cele două condiții amintite mai sus au caracteristica nesimetrică. În cazul când pentru o valoare bine determinată a mărimii de intrare, corespund la ieșire mai multe valori distincte, se spune că elementul neliniar are o caracteristică multiplă sau multiformă (exemplu: elemente cu histerezis).

Din punct de vedere al numărului de caracteristici, distingem elemente neliniare necomandate, având o singură caracteristică în coordonate "intrare-ieșire" și elemente neliniare comandate, având o familie de caracteristici de tip "intrare-ieșire", corespunzătoare unor valori succesive ale mărimii de comandă.

În fine, referitor la comportarea unui element de circuit neliniar la o mărime de intrare alternativă, distingem elemente neliniare neinertiale și inertiale. Elementele neinertiale au caracteristici neliniare atât în valori efective cât și în valori instantanee, iar elementele inertiale prezintă caracteristici în valori efective neliniare, și liniare în mărimi instan-

tanee. Menționăm că această ultimă clasificare depinde și de frecvență: sînt elemente inerțiale ce peste o anumită valoare a frecvenței devin inerțiale.

Dat fiind obiectul studiului, în cele care urmează ne vom referi sintetic și la elementele neliniare de circuit care intervin în problema de multiplicare a frecvenței.

### 1.2. Condensatorul neliniar.

Ne referim la acesta numai în măsura în care se demonstrează posibilitatea de a-l folosi ca element esențial în construcția unor multiplicatoare feroelectrice statice, de frecvență. Vom considera condensatorul ca un element de circuit, nedisipativ, ce are proprietatea de a înmagazina energie. Prin similitudine cu bobina neliniară, respectînd sensul fizic, precizăm că, neliniaritatea caracteristicii condensatorului este dictată de comportamentul neliniar al materialelor dielectrice feroelectrice în cîmp electric.

Legat de subiect autorul arată [87] modul de obținere a unor multiplicatoare feroelectrice statice, de frecvență, cu ieșire pe armonicile pare ale undei fundamentale. Fenomenul se bazează pe proprietatea dispozitivelor cu feroelectrici, de dublare a frecvenței, cînd în dielectric acționează simultan două cîmpuri, unul continuu și unul alternativ sinusoidal.

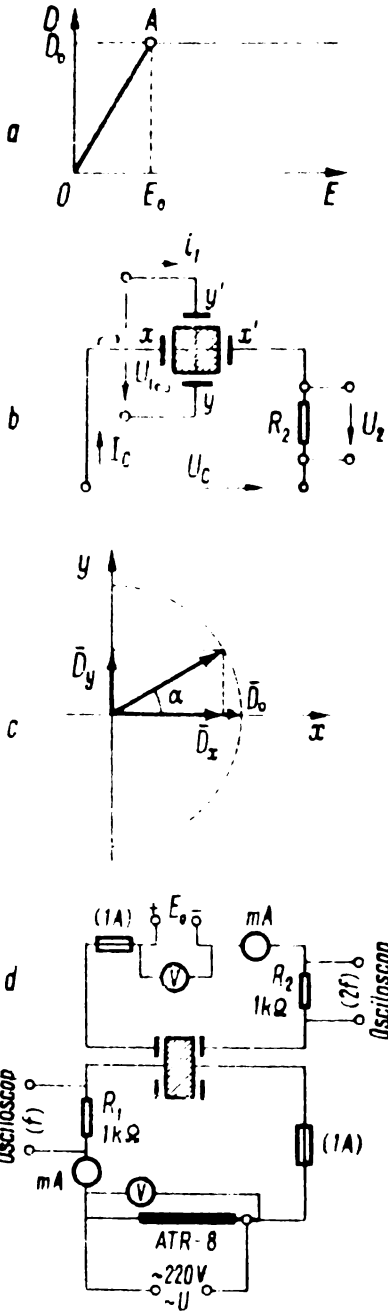
Aceste două cîmpuri pot avea aceeași direcție (dispozitiv cu comandă longitudinală) sau pot avea direcții perpendiculare (comandă ortogonală). Obținerea unui semnal cu frecvență dublă prin comandă ortogonală este analoagă cu efectul Procopiu [87],[107], obținut la materiale feromagnetice. Explicația poate fi urmărită în figura 1.1; se consideră un condensator neliniar, avînd caracteristica  $D = f(E)$  în figura 1.1,a și alimentat conform figurii 1.1,b, de la o sursă continuă  $U_c$  și una alternativă

432305  
329 F



sinusoidală:

$$u_1 = U_{1m} \sin \omega t.$$



În absența cîmpului alternativ, presupunem că valoarea  $E_0$ , a cîmpului continuu, saturează dielectricul. Compunerea cîmpului alternativ cu cel continuu, poate fi urmărită în figura 1.1,c.

În condițiile caracteristicii prezentate, inducția electrică nu poate depăși valoarea de saturație  $D_0$ , astfel că vîrfurile vectorului  $\bar{D}$  se plimbă pe un cerc cu raza  $D_0$ . Componenta după axa  $Oy$ , a inducției electrice are expresia:

$$D_y = D_0 \sin \alpha = D_m \sin \omega t \quad (1.3)$$

dată de tensiunea alternativă  $u_1$ , iar componenta după axa  $Ox$ , este:

$$D_x = D_0 \cos \alpha. \quad (1.4)$$

Variația inducției după axa  $Ox$ , este:

$$\Delta D_x = D_0 - D_x = D_0(1 - \cos \alpha) \quad (1.5)$$

Fig.1.1. Explicativă privind multiplicarea feroelectrică a frecvenței.

și din (1.3) și (1.5) se obține:

$$\Delta D_x = D_0 \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{D_m^2}{D_0^2} \sin^2 \omega t} \right) \quad (1.6)$$

care dezvoltată în serie, capătă forma:

$$\Delta D_x = \frac{1}{2} \frac{D_m^2}{D_0} \sin^2 \omega t \quad (1.7)$$

și folosind:

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} (1 - \cos 2 \omega t) \quad (1.8)$$

obținem expresia finală:

$$\Delta D_x = \frac{1}{4} \frac{D_m^2}{D_0} (1 - \cos 2 \omega t) \quad (1.9)$$

Această variație a inducției electrice dă naștere unui curent de deplasare în dielectric, care conform legii continuității curentului electric, va circula și prin rezistența de sarcină  $R_2$ . Expresia curentului de deplasare, mai precis a densității lui, este:

$$J_D = \frac{\partial D}{\partial t} = \frac{\omega}{2} \frac{D_m^2}{D_0} \sin 2 \omega t \quad (1.10)$$

Neglijînd efectul de margine al condensatorului, și notînd cu  $S$ , suprafața plăcilor  $xx'$ , la bornele rezistențelor de sarcină, vom avea o cădere de tensiune de forma:

$$u_2 = \frac{\omega \cdot R_2 \cdot S \cdot D_m^2}{2D_0} \sin 2 \omega t \quad (1.11)$$

obținîndu-se după cum se vede o dublare a frecvenței.

### 1.3. Bobina neliniară

Bobina, are această proprietate datorită comportării neliniare a materialelor feromagnetice, ce constituie miezurile bobinelor, în câmp magnetic, ea fiind considerată ca un element de circuit nedisipativ, ce poate acumula energie în câmpul său magnetic.

Elementul caracteristic esențial al bobinei neliniare îl reprezintă curba de histerezis, ce descrie fenomenul de magne-

tizare ciclică, care după cum se vede [4],[6],[19],[22],[43],[49],[58],[64],[94],[107],[122], în figura 1.2, depinde de felul curentului de magnetizare (continuu sau alternativ), figura 1.2,a, definindu-se respectiv ciclul static și dinamic, precizând că ciclul dinamic depinde și de frecvență - figura 1.2,b - și grosimea tolei din care este realizat circuitul magnetic (fig.1.2,c), menționând că pentru valori nu prea ridicate ale amplitudinii inducției magnetice, alura curbei se apropie de o elipsă, iar pentru valori mai mari capătă alura ciclului static (fig.1.2,d).

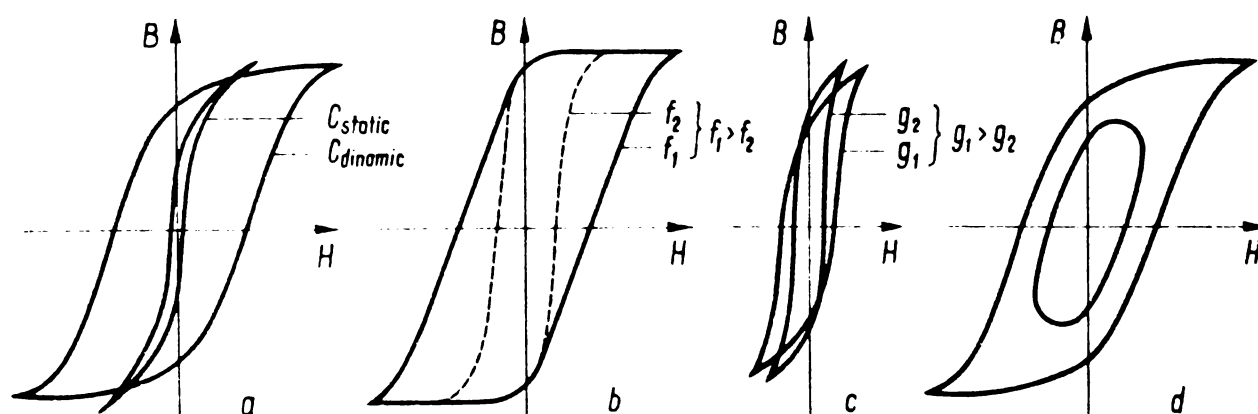


Fig.1.2. Analiza fenomenului de histerezis.

Fenomenul de histerezis, se poate interpreta și energetic, datorită faptului că suprafața descrisă de ciclu este proporțională cu pierderile prin histerezis, curenți turbionari și vîscozitate magnetică. Aceste aspecte sînt importante la proiectarea și studiul multiplicatoarelor statice feromagnetice de frecvență.

Comanda bobinelor neliniare se face prin aplicarea unui cîmp de magnetizare, suplimentar. După direcția acestui cîmp, raportată la cîmpul principal, distingem cele două posibilități de comandă:

- longitudinală (cîmpurile au aceeași direcție),
- ortogonală (cîmpurile sînt perpendiculare).

Din punct de vedere fizic, cîmpul de comandă poate fi alternativ sau continuu, însă pentru aplicațiile în cauză, interesează doar cîmpul continuu.

În cazul bobinelor comandate longitudinal, semnalul de ieșire depinde atât de semnalul de intrare  $i_s$  cît și de cel de comandă  $I_c$ , definindu-se în consecință caracteristici de sarcină și de comandă:

$$\Psi = \Psi (i_s, I_c) \quad (1.12)$$

după cum este menținut constant curentul de comandă, respectiv cel de sarcină. Se menționează însă, că nu prezintă interes ridicarea caracteristicilor de comandă în valori instantanee, însă este foarte importantă caracteristica, în valori efective:  $U_s = U_s(I_s)$  pentru  $I_c = \text{const}$ . În cazul amplificatoarelor magnetice prezintă însă un interes deosebit, caracteristica  $I_s = I_s(I_c)$  pentru  $U = \text{const}$ .

Într-un circuit magnetic omogen, pierderile în miezul feromagnetic al bobinei se determină cu:

$$P_h = f \cdot \eta \cdot B_{\max}^n \cdot V \quad (1.13)$$

unde:

- $B_{\max}$  - valoarea maximă a inducției în miezul feromagnetic;
- $\eta$  - coeficientul lui Steinmetz;
- $n$  - exponent cuprins între 1,6-2;
- $V$  - volumul miezului feromagnetic.

Pentru o astfel de bobină se definește inductivitatea statică și permeabilitatea magnetică statică, prin:

$$L_{st} = \frac{\Psi_M}{I_M} = K_L \cdot tga \quad (1.14)$$

$$\mu_{st} = \frac{B_M}{H_M} = K_\mu \cdot tga$$

unde:  $K_L = K_\Psi / K_I$ ;  $K_\mu = K_B / K_H$  - reprezintă coeficienții de scară ai inductivităților, respectiv al permeabilității magnetice.

Inductivitatea dinamică și permeabilitatea magnetică dinamică este dată de:

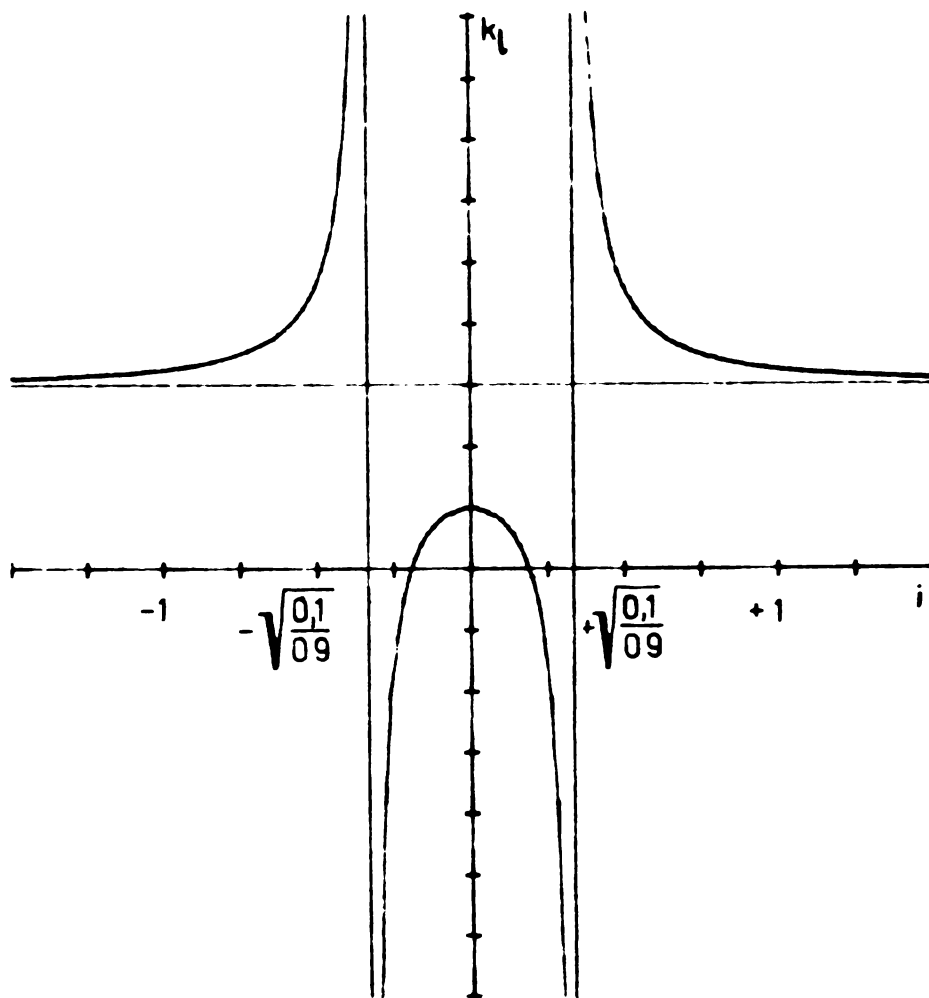
$$L_d = \left[ \frac{d\psi}{di} \right]_M = K_L \cdot \operatorname{tg} \beta \quad (1.15)$$

$$\mu_d = \left[ \frac{dB}{dH} \right]_M = K_\mu \cdot \operatorname{tg} \beta \quad (1.16)$$

Intre cele două inductivități definite anterior, există relația:

$$L_d = \frac{d\psi}{di} = \frac{d}{di} (L_{st} \cdot i) = L_{st} + i \frac{dL_{st}}{di} \quad (1.17)$$

Din punct de vedere fizic, bobina neliniară este un element de circuit neinerțial, avînd proprietăți remanente în cîmp magnetic.



Inductivitățile statice și dinamice pot fi exprimate și prin:

$$l_s = \frac{\Phi(i)}{i} = a - bi^2$$

$$l_d = \frac{d\Phi}{di} = a - 3bi^2$$

raportul lor fiind:

$$k_l = \frac{l_d}{l_s} =$$

$$= \frac{a - 3bi^2}{a - bi^2}.$$

Fig.1.3. Raportul  $k_l$  pentru  $a=0,1$  și  $b=0,9$ .

Modul de variație al acestui raport

în funcție de curentul "i" este prezentat în figura 1.3.

1.4. Analiza bobinei neliniare,  
ca element de circuit

Elementul constructiv de bază al multiplicatoarelor statice feromagnetice de frecvență  $f_l$  constituie bobina neliniară, cu miez feromagnetic, iar ca element analitic principal de calcul este caracteristica de magnetizare.

1.4.1. Bobina cu neglijarea pierderilor  
în miezul feromagnetic

În această situație caracteristica flux-curent nu prezintă histerezis. Caracteristica ciclului de magnetizare se reduce la caracteristica fundamentală. În figura de mai jos se prezintă procedeul grafic pentru determinarea curentului în cazul în care fluxul este sinusoidal.

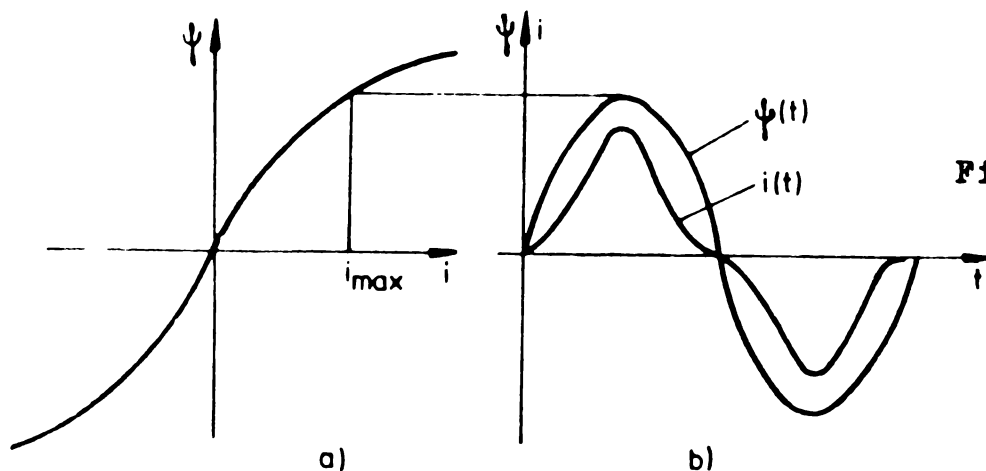


Fig.1.3. Explicativ privind determinarea curentului, în cazul fluxului sinusoidal.

Curba curentului este periodică și nesinusoidală, satisfăcând relațiile:

$$\begin{cases} i(t) = -i(t + T/2) \\ i(t) = -i(T/2 - t) \end{cases} \quad (1.18)$$

lucru care arată că, curentul conține numai armonici de ordin impar în sinus. În această situație caracteristica de magnetizare se aproximează printr-un polinom de forma:

$$i = \sum_{k=0}^n a_{2k+1} \cdot \psi^{2k+1} \quad (1.19)$$

care pentru cazul particular  $n = 2$ , conduce la forma:

$$i = a_1 \cdot \psi + a_3 \cdot \psi^3 + a_5 \cdot \psi^5. \quad (1.20)$$

În condițiile în care este cunoscută caracteristica de magnetizare obținută experimental, se pot determina valorile coeficienților  $a_{2k+1}$ , fie prin metoda alegerii punctelor de coincidență, fie prin metoda celor mai mici pătrate.

Considerînd fluxul sinusoidal, se poate scrie:

$$\psi = \psi_{\max} \cdot \sin \omega t, \quad (1.21)$$

iar în consecință:

$$i = a_1 \psi_{\max} \cdot \sin \omega t + a_3 \psi_{\max}^3 \cdot \sin^3 \omega t + a_5 \psi_{\max}^5 \cdot \sin^5 \omega t. \quad (1.22)$$

Ținînd cont că:

$$\begin{cases} \sin^3 \omega t = 1/4(3 \sin \omega t - \sin 3 \omega t) \\ \sin^5 \omega t = 1/16(10 \sin \omega t - 5 \sin 3 \omega t + \sin 5 \omega t) \end{cases} \quad (1.23)$$

se găsește că:

$$i = I_1 \sin \omega t - I_3 \sin 3 \omega t + I_5 \sin 5 \omega t \quad (1.24)$$

în care:

$$\begin{cases} I_1 = (a_1 + 3/4 a_3 \cdot \psi_{\max}^2 + 5/8 a_5 \cdot \psi_{\max}^5) \cdot \psi_{\max} \\ I_3 = (1/4 a_3 + 5/16 a_5 \cdot \psi_{\max}^2) \cdot \psi_{\max}^3 \\ I_5 = 1/16 a_5 \cdot \psi_{\max}^5 \end{cases} \quad (1.25)$$

Din cele anterioare se trage concluzia că prin aproximarea analitică a caracteristicii de magnetizare se pot determina analitic armonicile curentului din înfășurarea unei bobine neliniare, la o alimentare cu tensiune sinusoidală.

#### 1.4.2. Bobina neliniară ținînd cont de pierderile prin histerezis

Caracteristica de magnetizare și modul de determinare pe cale grafică a curentului în cazul în care fluxul este sinusoidal, ținînd cont de fenomenul de histerezis, sînt reprezentate în

figura de mai jos. In acest caz pentru curba de variație a curen-  
tului se îndeplinește relația:

$$i(t) = - i(t + T/2) \quad (1.26)$$

fapt ce atestă că în acest caz curba curențului conține numai  
armonici de ordin impar în sinus și cosinus.

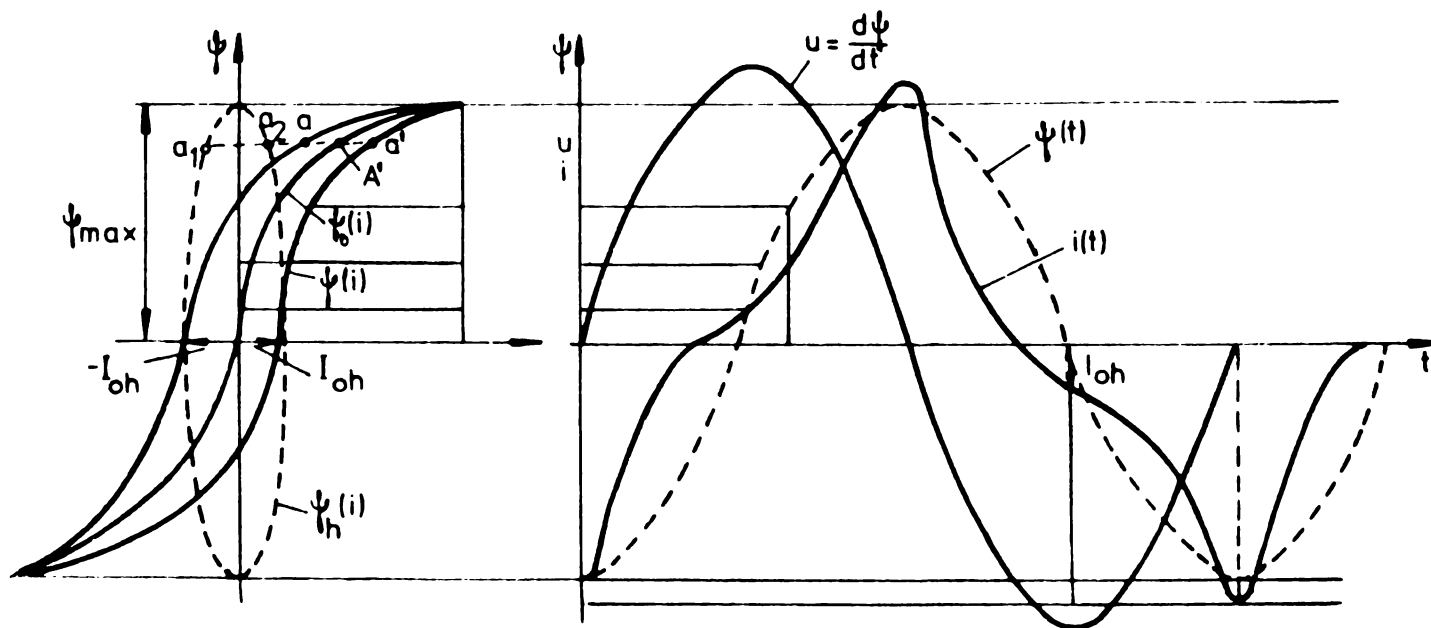


Fig.1.4. Explicativă privind determinarea curbei curen-  
tului în cazul în care se ține cont de histerezis.

Principalele notații din figură sînt:

$\psi_0(i)$  - caracteristica de magnetizare fundamentală;

$\psi_h(i)$  - caracteristica de aproximare a pierderilor prin  
histerezis;

$\psi(i)$  - caracteristica de magnetizare cu considerarea  
pierderilor prin histerezis.

Curba  $\psi_h(i)$  se obține în felul următor:

Se trasează dreapta ce intersectează curba ciclului de  
magnetizare în punctele a și a'. Se obțin apoi punctele a<sub>1</sub> și a<sub>2</sub>.  
Procedînd similar se determină conturul elipsei  $\psi_h(i)$ , definită  
prin ecuația:

$$\frac{i^2}{I_{oh}^2} + \frac{\psi^2}{\left(\frac{\psi_{max}}{2}\right)^2} = 1. \quad (1.27)$$



În aceste condiții un punct oarecare, aparținător curbei de magnetizare  $i$ , se obține cu:

$$i(\psi) = i(\psi_0) \pm i(\psi_h) = i(\psi_0) \pm I_{oh} \sqrt{1 - \frac{\psi^2}{\psi_{max}^2}} \quad (1.28)$$

Considerînd tensiunea sinusoidală, se poate scrie:

$$\psi = \psi_{max} \cdot \sin \omega t, \quad (1.29)$$

iar relația anterioară se transformă în:

$$i(\psi) = a_1 \psi_{max} \cdot \sin \omega t + a_3 \psi_{max}^3 \cdot \sin^3 \omega t + a_5 \psi_{max}^5 \cdot \sin^5 \omega t \pm I_{oh} \sqrt{1 - \frac{\psi_{max}^2 \cdot \sin^2 \omega t}{\psi_{max}^2}} \quad (1.30)$$

În care ținîndu-se cont de transformările trigonometrice se găsește că:

$$i(\psi) = I_1 \sin \omega t - I_3 \sin 3\omega t + I_5 \sin 5\omega t \pm I_{oh} \cos \omega t \quad (1.31)$$

unde  $I_1$ ,  $I_3$  și  $I_5$  sînt amplitudinile fundamentale și a celorlalte armonici. Valoarea lor a fost determinată anterior.

#### 1.4.3. Bobina neliniară considerînd pierderile prin histerezis și curenți turbionari

În regim staționar, dependența dintre mărimile  $\psi$  și  $i$  reprezintă la altă scară, legătura dintre  $B$  și  $H$ . În condițiile regimului variabil, datorită contribuției curenților turbionari induși în materialul feromagnetic (datorită variației în timp a fluxului magnetic), la solenația  $\theta_1 = N \cdot i$ , lucrul de mai sus nu este valabil.

Ponderea acestor curenți este echivalentă cu o solenație  $\theta_f$ , dată de:

$$\theta_f = - \frac{k}{N} \cdot \frac{d\psi}{dt} \quad (1.32)$$

în care:

$k$  - constantă proporțională cu lungimea circuitului magnetic și invers proporțională cu rezistivitatea materialului feromagnetic;

$N$  - numărul de spire.

Datorită acestui fenomen ciclul de magnetizare este mai lat decât în regim staționar. În altă ordine de idei, procesul de obținere a curentului la flux sinusoidal, nu diferă de cel anterior. Funcția de aproximare a ciclului este:

$$i(\psi) = I_1 \sin \omega t - I_3 \sin 3\omega t + I_5 \sin 5\omega t + I_{oh+f} \cos \omega t \quad (1.33)$$

Este important de precizat că elipsa  $\psi_h(i)$  își va mări în acest caz axa mică de la  $2I_{oh}$ , corespunzător ciclului histerezis, la  $2I_{oh+f}$ , corespunzător ciclului de magnetizare cu considerarea pierderilor totale în miezul feromagnetic.

#### 1.4.4. Caracteristica de magnetizare

##### Simulare pe calculator

În general miezurile feromagnetice utilizate la multiplicatoare de frecvență au o caracteristică de magnetizare cât mai rectangulară, fiind realizate de preferință din materiale feromagnetice moi, cunoscute sub diferite denumiri, ca Orthonol

Supermalloy, Silectron, Permenorm 5000, Hyperm sau oțel electrotehnic special cu granule orientate [6],[14],[43],[56],[73],[107].

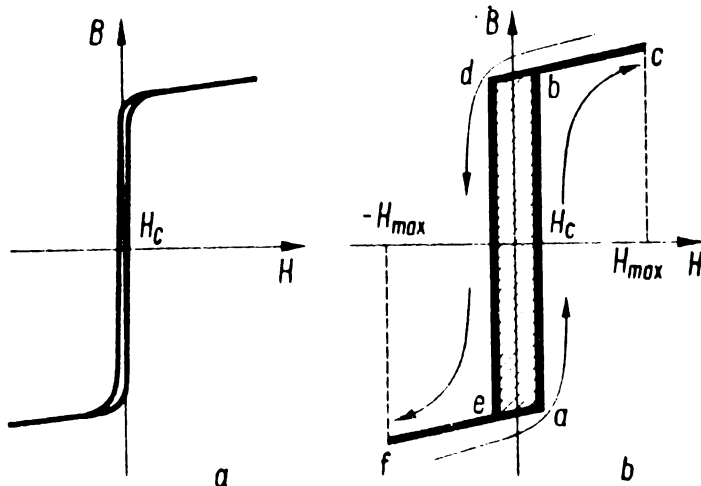


Fig.1.5. Ciclul de histerezis real (a) și ideal aproximat (b).

În figura 1.5 se prezintă o astfel de caracteristică dinamică (a), alături de cea idealizată cu care se lucrează în majoritatea problemelor analitice (b), ambele fiind reprezentative pentru un caz de funcționare normală a circuitului multiplicator.

S-a arătat importanța acestei curbe și implicațiile formei ei asupra unor procese fizice ce au loc în miezul feromagnetic al multiplicatorului static feromagnetic. În continuare, se urmărește studiul cu ajutorul calculatorului numeric al acesteia, în care scop se utilizează mărimile raportate sau relative.

Fie "h" și "b" intensitatea cîmpului magnetic respectiv inducția magnetică sub formă normalată:

$$h = \frac{H}{H_{max}} ; \quad b = \frac{B}{B_{max}} . \quad (1.34)$$

Simularea numerică a ciclului de histerezis pentru o bobină neliniară se face utilizînd funcția analitică:

$$\begin{cases} x = \sin(t + \delta) \\ y = \frac{\text{arctg}(k \sin t)}{\text{arctg } k} \end{cases} \quad \text{unde} \quad \begin{cases} t \in (-\pi, \pi) \\ \delta = 0; \frac{\pi}{n} \quad (n\text{-întreg par}) \\ k = \frac{4\pi}{m} \end{cases} \quad (1.35)$$

unde "x" corespunde lui "b", iar "y" lui "h".

In relația (1.35) apar doi parametri  $k$  și  $\delta$ , prin intermediul lor realizându-se flexibilitatea funcției analitice. Un exemplu de studiu al fenomenului de histerezis cu ajutorul calculatorului numeric, bazat pe relațiile de aproximare (1.35) se prezintă în figura 1.6, pentru diferite valori ale parametrilor  $\delta$  și  $k$ .

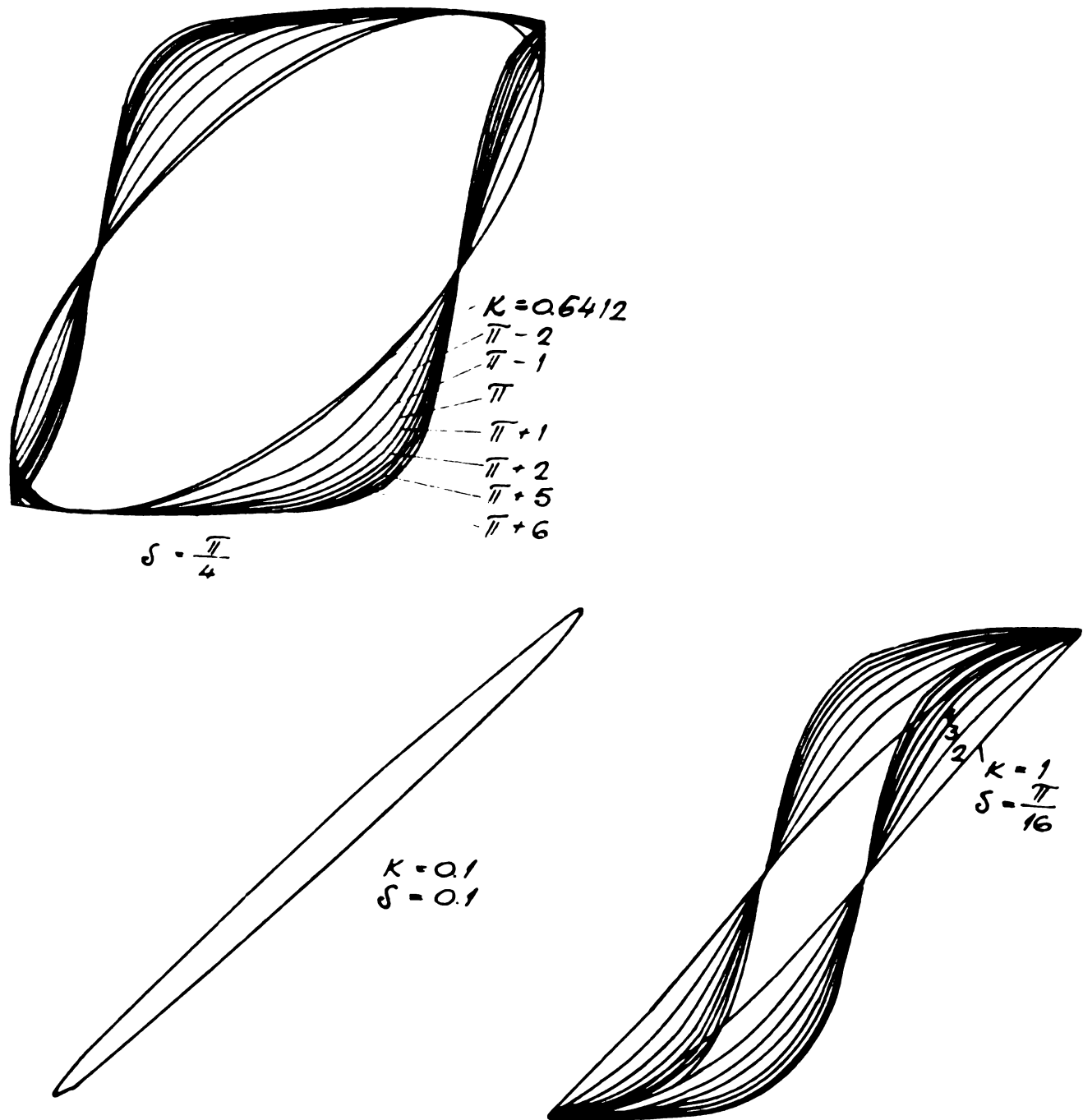


Fig.1.6. Simularea ciclului de histerezis pe calculator pentru diferite valori ale lui  $\delta$  și  $k$ .

Metoda propusă, utilă în studiul circuitelor neliniare, este confirmată de rezultatele obținute experimental cu ajutorul ferotesterului tip TR-9801/A (Fok-Gyem), cu o eroare de  $\pm 2,5\%$ . Modul de lucru, plecând de la o caracteristică histerezis experimentală, se reduce la următorul procedeu simplu:

- Se trasează ciclul de histerezis experimental și se fixează mărimile  $B_{\max}$  și  $H_{\max}$ .
- Se normalizează valorile inducției și ale intensității  $B/B_{\max}$  ;  $H/H_{\max}$ .
- Se determină " $\delta$ ", cunoscând că  $x = 0$  când  $t = 0$  sau  $\pi$  ; la aceste valori ale lui " $t$ ", găsim  $x = \sin \delta$ . Deci punctul de intersecție al curbei experimentale cu axa absciselor determină pe " $\sin \delta$ " și implicit " $\delta$ ".
- În mod similar, din (1.35), pentru  $y = 0$  se găsește  $y_r = \frac{\text{arctg}(k \sin \delta)}{\text{arctg } k}$  din care se poate găsi parametrul " $k$ ".

#### 1.4.5. Aspecte teoretice și experimentale privind aproximarea caracteristicii de magnetizare ținând cont de dubla histereză

În multe aplicații privind multiplicatoarele feromagnetice de frecvență este util să se ia în considerare și fenomenul de dublă histereză. În aceste condiții fie relația flux-curent care aproximează polinomial caracteristica de magnetizare, sub forma:

$$i(\psi) = a\psi - b\psi^3 + c\psi^5 + \alpha\psi^n \left(\frac{d\psi}{dt}\right)^m \quad (1.36)$$

unde  $a, b, c > 0$  și  $m, n \in \mathbb{Z}$ ,  $\alpha$  - fiind un parametru, ultimul termen fiind cel legat de dubla histereză. Se vede că polinomul de aproximare este o funcție crescătoare și admite rădăcini complexe:

$$9b^2 - 20ac < 0$$

restringându-ne la primul cadran. Același lucru este valabil însă și pentru caracteristica globală, prezentată în figura 1.7 situație ce corespunde unui caz definit de  $q = 1,2$ ;  $b = 2$ ;  $c = 1,8$  respectiv pentru contribuții ale dublei histereze de forma:  $0,3 \psi^3 \left(\frac{d\psi}{dt}\right)^3$ ;  $0,1 \psi \left(\frac{d\psi}{dt}\right)$  și  $0,1 \psi^2 \left(\frac{d\psi}{dt}\right)$  corespunzătoare celor trei cazuri particulare a, b și c din figură.

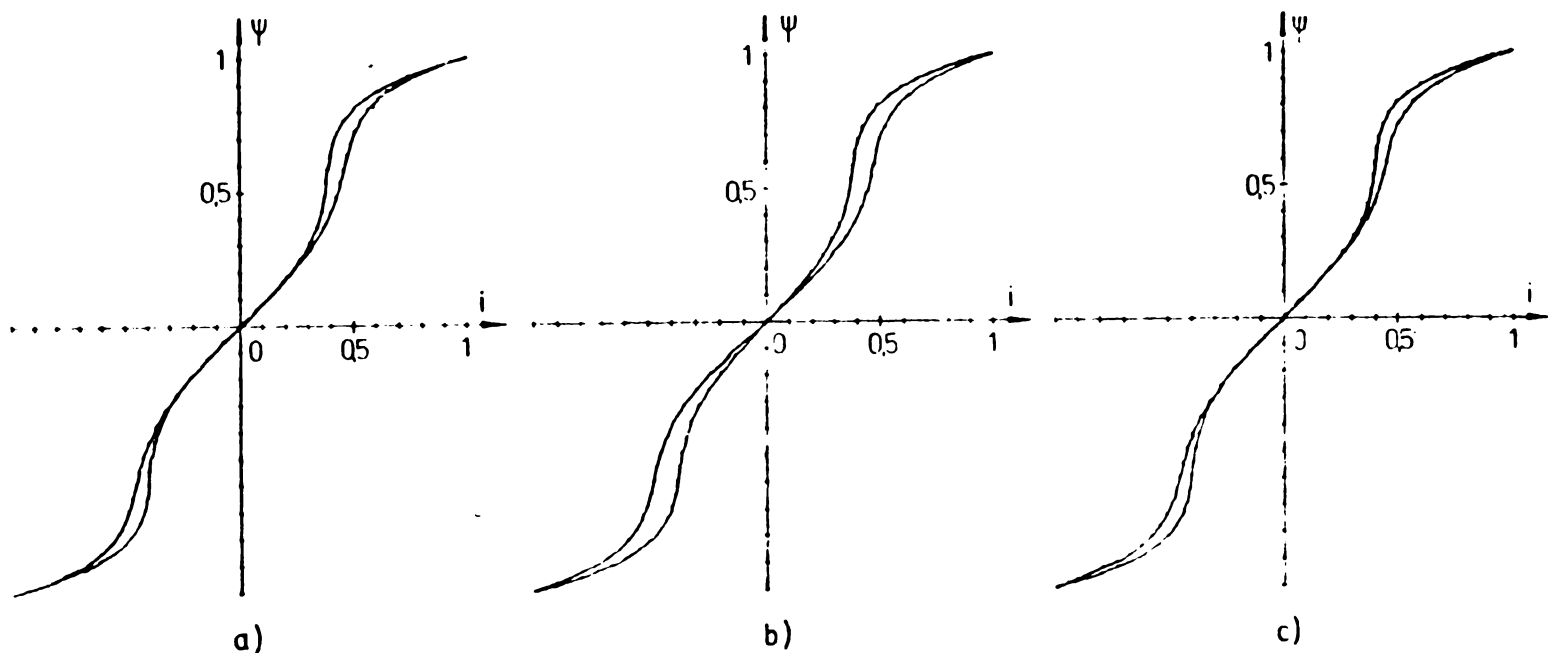


Fig.1.7. Modelarea polinomială a caracteristicii de magnetizare, ținând cont de fenomenul de dublă histereză.



Fig.1.8. Dependența  $\psi = \psi(i)$  obținută experimental.

sarea multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență [6],[43],[73],[104],[107],[112],[121],[122].

Curbele amintite au fost obținute prin modelare pe calculator, lucru care reproduce fidel realitatea după cum se poate observa și din figura 1.8 unde se prezintă dependența  $\psi = \psi(i)$  pentru un caz practic al bobinei comandate. Menționăm că comanda bobinelor neliniare în c.c. este foarte des utilizată la reali-

1.4.6. Aproximarea curbei de magnetizare pe porțiuni

În afară de aproximările polinomiale ale curbei de magnetizare, în multe situații pentru simplificarea calculului se poate aproxima caracteristica de magnetizare prin segmente de dreaptă (fig.1.9), definite analitic prin:

$$\Phi(i_1) = \begin{cases} \frac{\Phi_{II} - \Phi_I}{i_{1II} - i_{1I}} (i_1 - i_{1I}) + \Phi_I \dots & i_{1I} \leq i_1 \\ \frac{\Phi_I}{i_{1I}} i_1 \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots & -i_{1I} \leq i_1 \leq i_{1I} \\ \frac{\Phi_{II} - \Phi_I}{i_{1II} - i_{1I}} (i_1 + i_{1I}) - \Phi_I \dots & i_1 \leq -i_{1I} \end{cases}$$

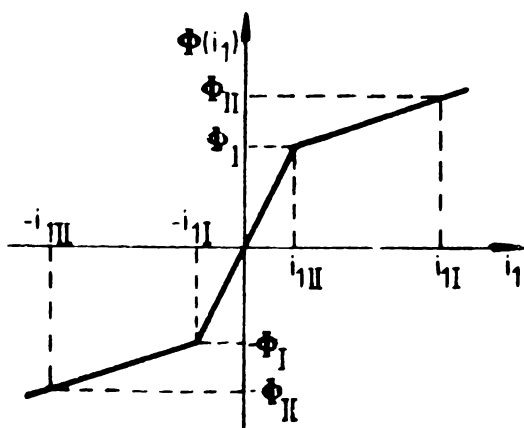


Fig.1.9. Aproximarea pe porțiuni a caracteristicii de magnetizare.

Se menționează că erorile introduse de acest mod de aproximare, sînt cu atît mai mici cu cît inducția magnetică maximă de funcționare are valori mai mari decît cea corespunzătoare celui de saturație. Acest lucru este valabil în cazul multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență.

Metoda aceasta a fost utilizată în calculele ce fac obiectul paragrafului 3.2.

1.4.7. Analiza unui circuit cu bobină neliniară, utilizat la multiplicarea feromagnetică a frecvenței

În continuare ne referim la circuitul din figura 1.10, în care  $L$  reprezintă inductivitatea neliniară, aproximabilă printr-un polinom de gradul 3. Parametrii  $R_1$  și  $L_1$  reprezintă rezistența și respectiv inductivitatea "internă" a sursei de tensiune electromotoare ce alimentează o sarcină de tip  $R, L, C$ . Considerînd tensiunea electromotoare de forma :

$$e(t) = E_m \sin \omega t \quad (1.37)$$

comportarea circuitului este descrisă de ecuațiile de stare:

$$L_1 \frac{di}{dt} + (R+R_1)i + u_c + \frac{d\psi}{dt} = e(t) \quad (1.38)$$

$$i = C \frac{dU_c}{dt} \quad (1.39)$$

la care se adaugă caracteristica neliniară a bobinei:

$$i = a\psi + b\psi^3 \quad (1.40)$$

Combinînd (2.19) cu (2.20), ținînd cont de (2.21) și de faptul că:

$$\frac{di}{dt} = \frac{di}{d\psi} \cdot \frac{d\psi}{dt} = (a+3b\psi^2) \frac{d\psi}{dt} \quad (1.41)$$

se găsește expresia ce urmărește comportarea circuitului sub forma:

$$\begin{aligned} [1+L_1(a+3b\psi^2)] \frac{d^2\psi}{dt^2} + 6bL_1\psi \left(\frac{d\psi}{dt}\right)^2 + (R+R_1)(a+3b\psi^2) \frac{d\psi}{dt} + \frac{a\psi + b\psi^3}{C} = \\ = \omega E_m \cos \omega t. \end{aligned} \quad (1.42)$$

Pentru rezolvarea numerică a ecuației (1.42) este necesar să se atribuie coeficienților valori concrete. Astfel aproximăm caracteristica neliniară a bobinei prin polinomul:

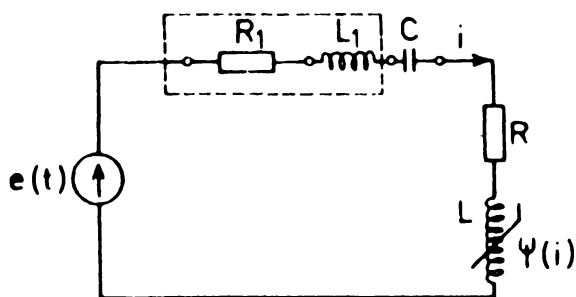


Fig.1.10. Schema electrică a circuitului studiat.



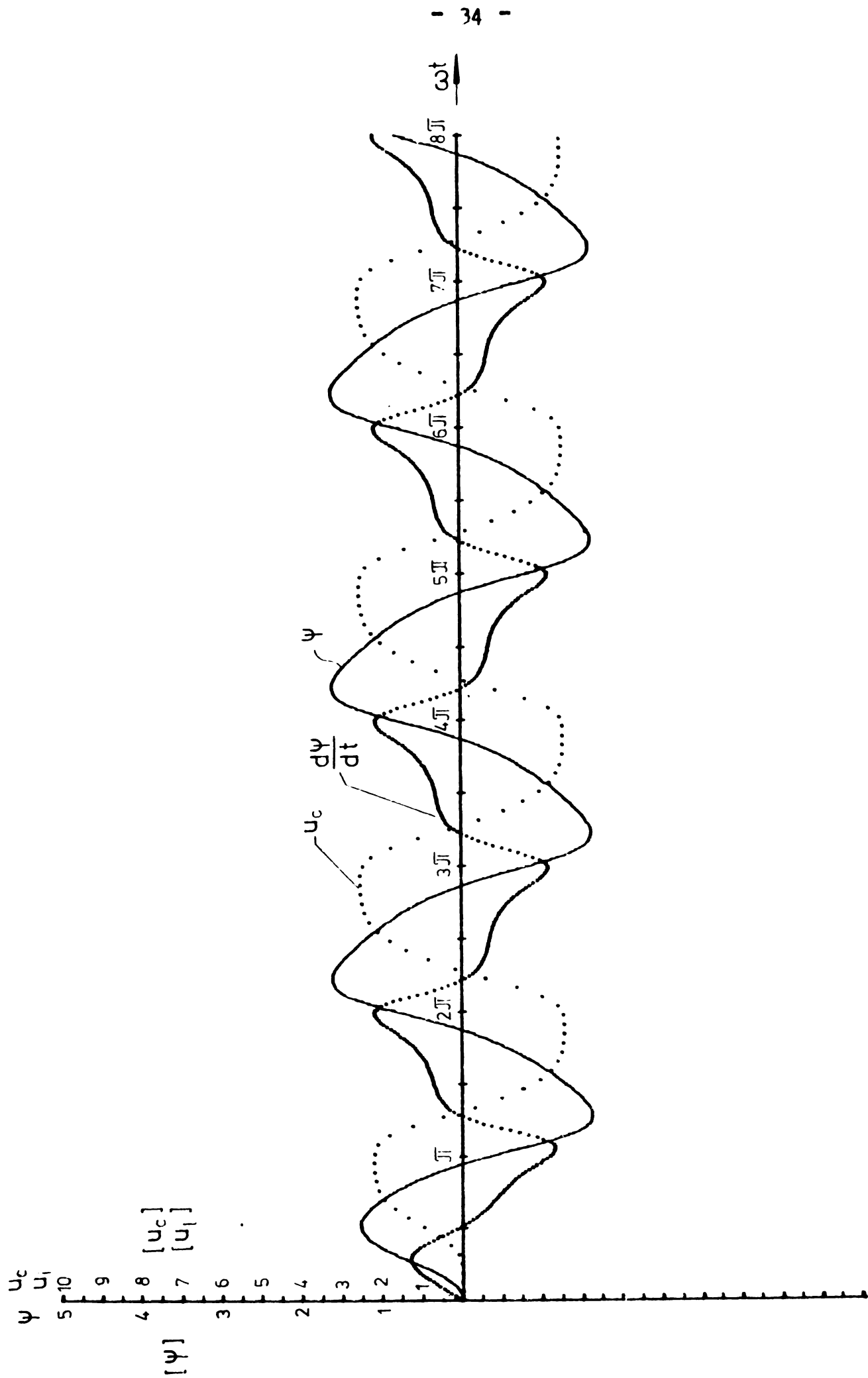
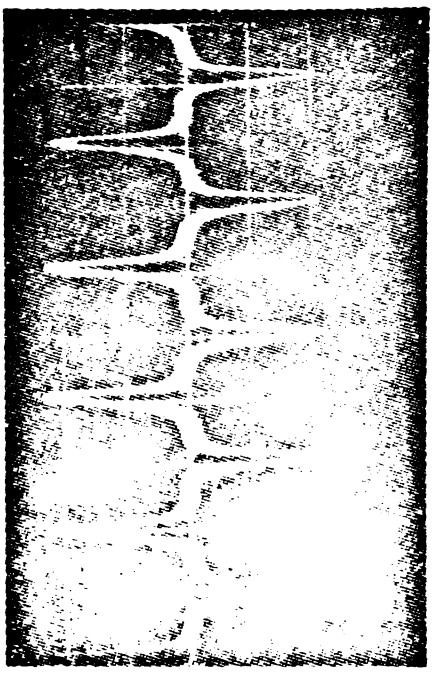
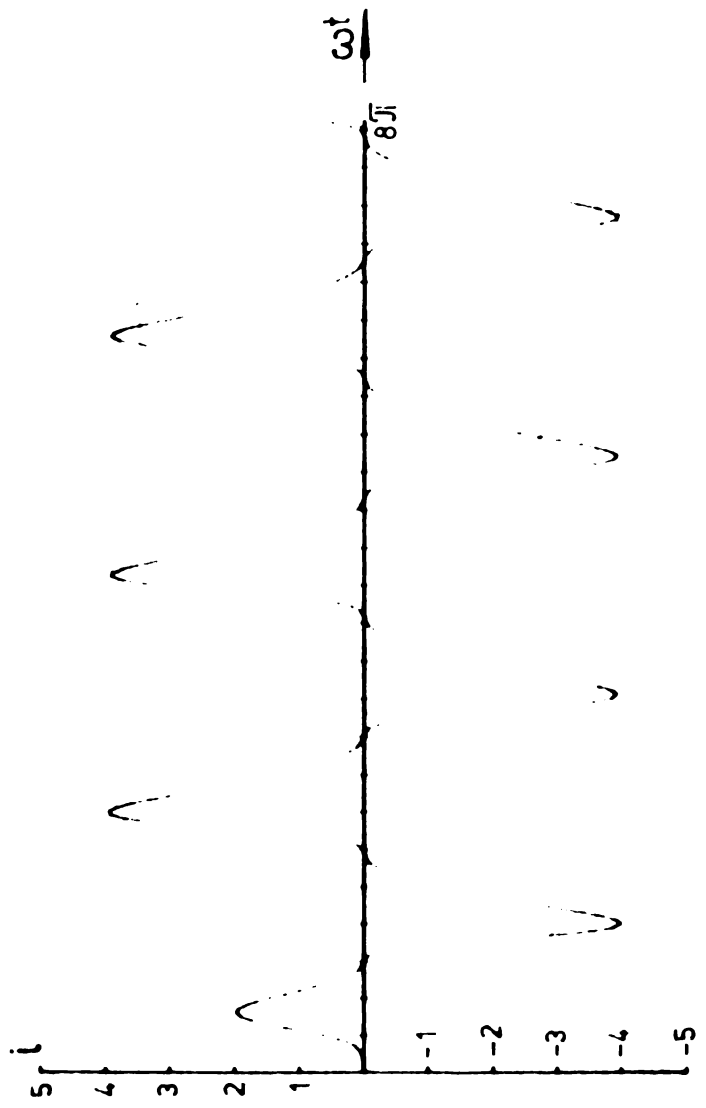


Fig.1.11. Modul de variație al mărimilor  $\psi$ ,  $u_c$  și  $u_i$  corespunzător ecuației circuitului sub forma generală.



a) b)  
Fig.1.12. Modul de variație al curentului în circuit; a-forma de undă obținută teoretic la calculator; b-forma de undă reală obținută experimental.

$$i = 0,1\psi + 0,9\psi^3; \text{ în care } a=0,1; \quad b=0,9 \quad (1.43)$$

iar pentru parametrii circuitului reprezentat în figura 1.10 se dau următoarele valori:

$$\begin{cases} E_m = 2(V); & C = 1(F) & ; & R = 0,5 (\Omega); \\ L_1 = 1(H); & \omega = 1(\text{rad/s}) & ; & R_1 = 0,1 (\Omega); \end{cases}$$

care înlocuite în (2.23) conduc la expresia:

$$\begin{aligned} (1,1+2,7\psi^2) \frac{d^2\psi}{dt^2} + 5,4\psi \left(\frac{d\psi}{dt}\right)^2 + 0,6(0,1+2,7\psi) \frac{d\psi}{dt} + \\ + 0,1\psi + 0,9\psi^3 = 2 \cos\omega t \end{aligned} \quad (1.44)$$

Pentru analiza circuitului neliniar ales este necesară integrarea ecuației (1.44) pentru câteva situații particulare, în care ne propunem să urmărim modul de variație în timp al mărimilor  $\psi = f(t)$ ;  $i = f(t)$ ;  $u_C = f(t)$  și  $u_L = f(t)$ .

Integrarea ecuației (1.44) s-a făcut prin metoda Runge-Kutta utilizând un calculator de tip Hewlett-Packard 9820, urmărindu-se următoarele situații:

a) Impedanța internă a sursei se consideră neglijabilă ( $R_1 = 0$ ;  $L_1 = 0$ ), ecuația (1.44) avînd forma:

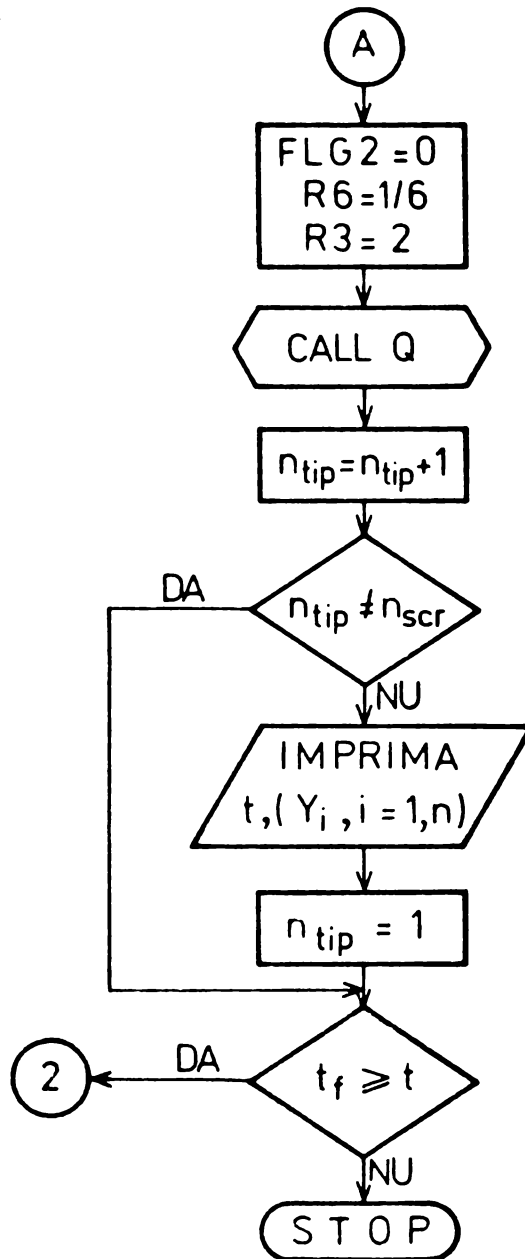
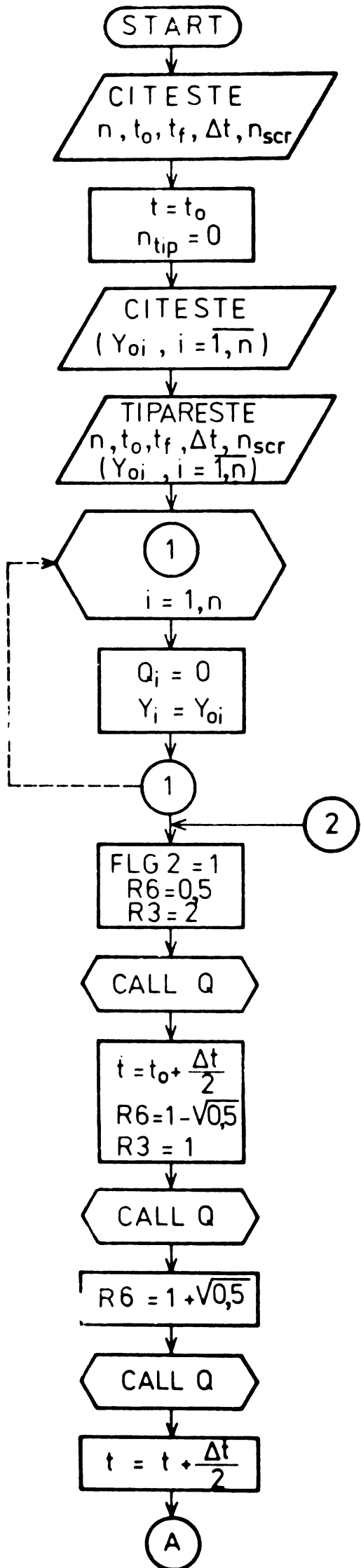
$$\frac{d^2\psi}{dt^2} + (0,05 + 1,35\psi^2) \frac{d\psi}{dt} + 0,1\psi + 0,9\psi^3 = 2 \cos\omega t \quad (1.45)$$

b) În circuitul de sarcină lipsește condensatorul ( $\frac{1}{C} = 0$ ), iar ecuația va fi:

$$(1,1 + 2,7\psi^2) \frac{d^2\psi}{dt^2} + 5,4\psi \left(\frac{d\psi}{dt}\right)^2 + 0,6(0,1 + 2,7\psi^2) \frac{d\psi}{dt} = 2 \cos\omega t \quad (1.46)$$

c) Rezistența are valoare neglijabilă ( $R = 0$ ), ecuația devenind:

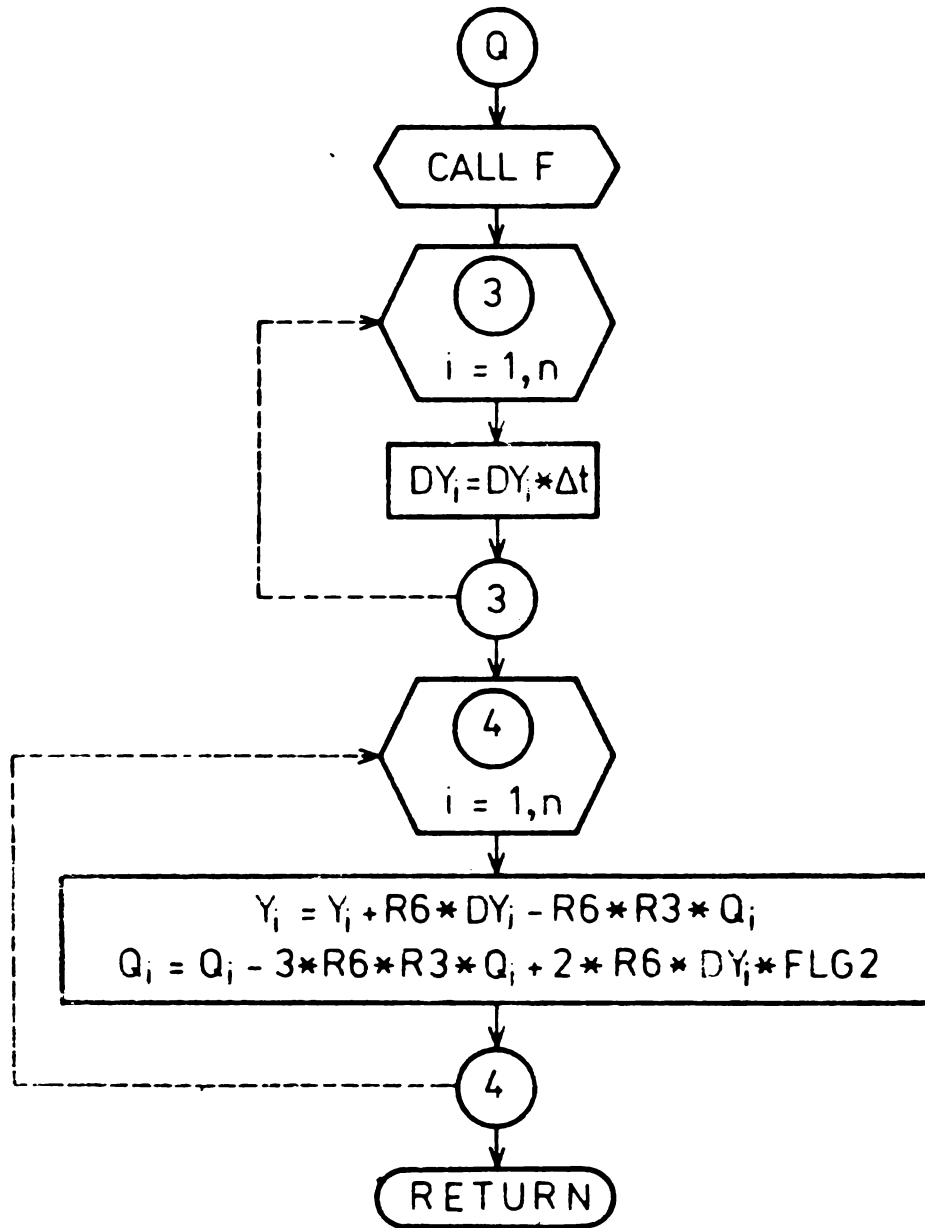
$$(1,1 + 2,7\psi^2) \frac{d^2\psi}{dt^2} + 5,4\psi \left(\frac{d\psi}{dt}\right)^2 + 0,1(0,1 + 2,7\psi^2) \frac{d\psi}{dt} = 2 \cos\omega t \quad (1.47)$$



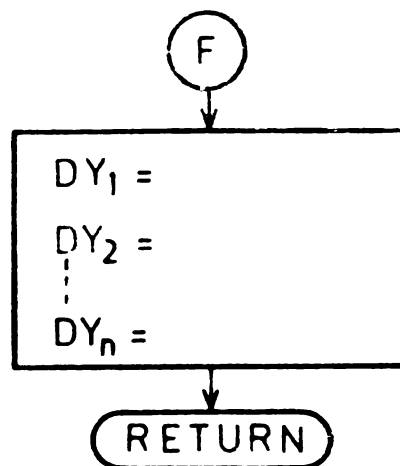
$n$  - numărul ecuațiilor diferențiale  
 ale sistemului  
 $t_0$  - timpul inițial  
 $t_f$  - timpul final  
 $\Delta t$  - pasul de timp  
 $n_{scr}$  - numărul pașilor de imprimare  
 $Y_{oi}$  - condiții inițiale

Fig.1.13. Schema logică a programului de calcul utilizat

# SUBROUTINA „Q”



# SUBROUTINA „F”



d) Cazul liniar ( $b = 0$ ;  $\Psi = \frac{1}{a} i = L \cdot i$ ), caracterizat de ecuația:

$$1,1 \frac{d^2 \Psi}{dt^2} + 0,06 \frac{d\Psi}{dt} + 0,1 \Psi = 2 \cos \omega t. \quad (1.48)$$

Rezultatele integrării numerice sînt date direct sub formă de grafic în figurile 1.11 și 1.12, pentru cazul general.

Să urmărim problema și sub un alt aspect, astfel:

Fie un circuit cu inductivitate neliniară, alimentat de la o tensiune sinusoidală de forma:

$$e(t) = E_m \sin \omega t. \quad (1.49)$$

Aplicînd metoda convoluției complexe [116] se obține ecuația integrală de convoluție:

$$\varphi(p) = \varphi_0(p) + \frac{b}{L} + \frac{p}{p + \alpha} \cdot \frac{1}{2\pi j} \cdot \int_{\alpha - j\infty}^{\alpha + j\infty} \left( \frac{1}{2j} \int_{\alpha - j\infty}^{\alpha + j\infty} \varphi(p - \sigma - \sigma_1) \varphi(\sigma_1) d\sigma_1 \right) \cdot \varphi(\sigma) \cdot d\sigma \quad (1.50)$$

în care:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{R}{L} \\ \varphi_0 &= \frac{E_m}{L} \frac{1}{(p + \alpha)(p^2 + \omega^2)} \end{aligned} \right\} \quad (1.51)$$

În conformitate cu [116], soluția sub formă iterată se obține astfel:

$$\varphi_1(p) = \varphi_0(p),$$

$$\begin{aligned} \varphi_2(p) = \varphi_0(p) + \frac{b\gamma}{L} & \left\{ \frac{1}{\alpha^2 + \omega^2} \frac{p}{(p+\alpha)(p+3\alpha)((p+\alpha)^2 + \omega^2)} - \frac{1}{2j\omega(\alpha-j\omega)} \cdot \right. \\ & \cdot \frac{p}{(p+\alpha)(p+\alpha+2j\omega)(p+3j\omega)} + \frac{1}{2j\omega(\alpha+j\omega)} \cdot \\ & \cdot \frac{1}{(p+\alpha)(p+\alpha-2j\omega)(p-j\omega)(p-3j\omega)} + \left( \frac{1}{\alpha^2 + \omega^2} - \frac{1}{2j\omega(\alpha-j\omega)} \right) \cdot \\ & \cdot \frac{p}{(p+2\alpha+j\omega)(p+\alpha+2j\omega)(p+\alpha)^2} + \left( \frac{1}{\alpha^2 + \omega^2} + \frac{1}{2j\omega(\alpha+j\omega)} \right) \cdot \\ & \left. \cdot \frac{p}{(p+2\alpha-j\omega)(p+\alpha)^2(p+\alpha-2j\omega)} - \frac{1}{\alpha^2 + \omega^2} \frac{p}{(p+\alpha)^2(p^2 + \omega^2)} \right\}. \end{aligned} \quad (1.52)$$

Inversînd ultima expresie, se obține după regrupare:

$$\begin{aligned} i(t) = i_2(t) = A_0 \sin(\omega t - \theta_0) + A_1(\sin \omega t + \cos \omega t) + \\ + A_3(\sin 3\omega t + \cos 3\omega t) + (A_2 + A_4 t)e^{-\alpha t} + A_5 e^{-2\alpha t} + \\ + A_6 e^{-3\alpha t} + A_7 e^{-2\alpha t}(\sin \omega t + \cos \omega t) + A_8 e^{-\alpha t}(\sin 2\omega t + \cos 2\omega t), \end{aligned} \quad (1.53)$$

în care:  $A_0, A_1 \dots A_k$  și  $\theta_0$  sînt funcții de elementele circuitului și de coeficienții  $a$  și  $b$ .

Analizînd expresia anterioară se constată că după un timp "t" suficient de lung, curentul ajunge la valoarea stabilită:

$$i(t) = A_0 \sin(\omega t - \theta_0) + A_1(\sin \omega t + \cos \omega t) + A_3(\sin 3\omega t + \cos 3\omega t) \quad (1.54)$$

care se mai poate scrie și sub forma:

$$i(t) = A_0 \sin(\omega t - \theta_0) + A_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + 45^\circ) + A_3 \sqrt{2} \sin(3\omega t + 45^\circ) \quad (1.55)$$

remarcîndu-se faptul că termenii în armonică pară au dispărut, motiv care atestă posibilitatea folosirii acestor circuite la multiplicarea feromagnetică a frecvenței.

Studiul acestor ecuații l-am considerat important, deoarece el permite observația calitativă și cantitativă a unor mărimi importante ce intervin în proiectarea multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență, bazate pe utilizarea circuitelor neliniare.





## CAPITOLUL II

### MULTIPLICAREA FEROMAGNETICA

#### A FRECVENTEI UTILIZIND PROPRIETATILE CIRCUITE- LOR NELINIARE

##### 2.1. Considerații justificative

Calculatoarele industriale, sistemele telemetrice și de curenți purtători necesită în foarte multe aplicații o alimentare la frecvențe cuprinse între 400 - 20.000 Hz, în instalațiile electrotermice în gama de 100 - 300 Hz, [1], [4], [6], [11], [12], [14], [43], [46], [107], [123].

Siguranța și randamentul acestor surse de putere devin foarte importante, iar problemele de mentenanță trebuie să continue să se minimalizeze.

Randamentul [4], [11], [16], [56], [67], [68] multiplicatoarelor feromagnetice este în jur de 90%, mai bun decât randamentul obișnuit al dispozitivelor electronice. Pe lângă acestea multiplicatoarele feromagnetice de frecvență au o mare stabilitate a mărimii de ieșire. Fiabilitatea unui astfel de dispozitiv este identică cu al unui transformator de putere cu un singur miez și o singură înfășurare [1], [123].

## 2.2. Bazele multiplicării frecvenței utilizând circuite neliniare

Circuitele neliniare reactive au proprietatea de a transfera putere activă de pe o armonică pe alta [107]. Relațiile energetice stabilite de Manley și Rowe [66] permit evaluarea acestui transfer:

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{mP_{m,n}}{m\omega_1 + n\omega_2} = 0$$

în care:  $m, n$  - sînt valori pozitive, negative sau nule;

$\omega_1, \omega_2$  - sînt pulsațiile armonice;

$P_{m,n}$  - puterea activă.

Dacă se particularizează relația de mai sus pentru un triplor de frecvență, aceasta devine:

$$\frac{P_{1,0}}{\omega} + \frac{3P_{3,0}}{3\omega} = 0$$

sau:

$$P_{1,0} = -P_{3,0}$$

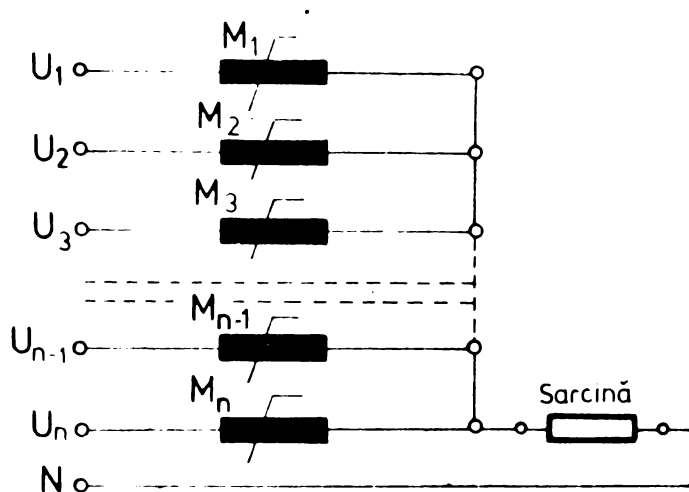
O reactanță neliniară transformă o putere de o anumită frecvență într-o putere la o frecvență armonică a primeia, fapt ce permite utilizarea circuitelor neliniare la realizarea multiplicatoarelor de frecvență.

Să luăm în considerare circuitul feromagnetic neliniar din fig.2.1, ale cărui miezuri magnetice au un ciclu ideal. Presupunem că acest circuit este alimentat de un sistem de "n" tensiuni de aceeași amplitudine și frecvență, dar defazate una față de alta, de forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_1 = \sqrt{2} U \sin \alpha \\ u_2 = \sqrt{2} U \sin(\alpha + \gamma) \\ u_3 = \sqrt{2} U \sin(\alpha + 2\gamma) \\ \dots \\ u_n = \sqrt{2} U \sin[\alpha + (n-1)\gamma] \end{array} \right. \quad (2.1)$$

în care :

$$\gamma = \pi(n-1)/n.$$

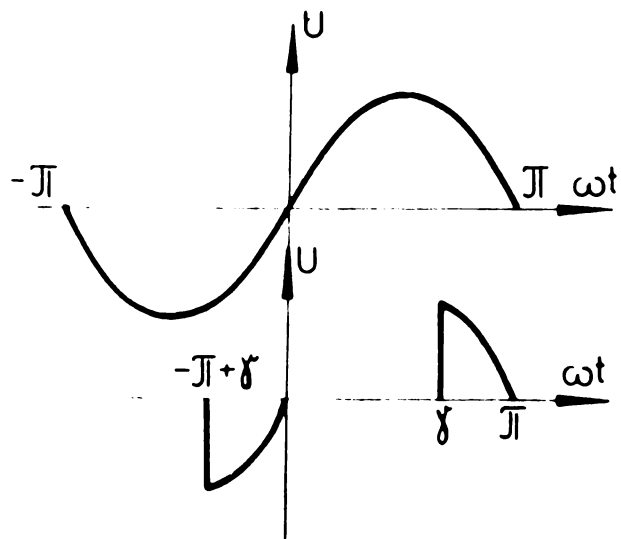


Se cunoaște că [57]  $u = N \frac{d\Phi}{dt}$  sau:  $\Phi = \frac{1}{N} \int_0^t u(t) dt$  și presupunem în continuare că tensiune de alimentare este de forma:  $u = \sqrt{2} U \sin \omega t$ .

Fie  $\Delta\Phi$  variația totală a fluxului corespunzătoare stărilor limită, de saturație, în sens pozitiv și negativ, adică:

Fig.2.1. Principiul multiplicării frecvenței utilizând circuite neliniare.

$$\left. \begin{array}{l} \Delta\Phi = \frac{\sqrt{2} U}{2\pi f N} \int_0^\gamma \sin \alpha d\alpha \\ \text{sau} \\ \Delta\Phi = \frac{\sqrt{2} U}{2\pi f N} (1 - \cos \gamma) \end{array} \right\} \quad (2.2)$$



în care convenim să denumim  $\gamma$  - unghi de amorsare. Dacă ne referim la cele spuse anterior și la figura 2.2, pentru o fază, tensiunea la bornele sarcinii poate fi definită prin sistemul de ecuații:

Fig.2.2. Explicativă privind unghiul de amorsare.

$$\left\{ \begin{array}{ll} u_1 = 0 ; & \text{pentru: } -\pi < \omega t < -\pi + \gamma \\ u_1 = \sqrt{2} U \sin \omega t ; & \text{pentru: } -\pi + \gamma < \omega t < 0 \\ u_1 = 0 ; & \text{pentru: } 0 < \omega t < \gamma \\ u_1 = \sqrt{2} U \sin \omega t ; & \text{pentru: } \gamma < \omega t < \pi \end{array} \right. \quad (2.3)$$

iar armonicile acestei tensiuni se pot determina cu ajutorul analizei armonice de tip Fourier:

$$u_1 = \sum_{m=1}^{\infty} [A_m \cos(m \omega t) + B_m \sin(m \omega t)] \quad (2.4)$$

unde coeficienții A și B, sînt dați de sistemul:

$$\begin{cases} A_m = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} u_1 \cos(m \omega t) dt \\ B_m = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} u_1 \sin(m \omega t) dt \end{cases} \quad (2.5)$$

Pentru o multiplicare spre exemplu de rang impar a frecvenței utilizînd circuite feromagnetice, ordinul de multiplicitate este  $m = 2k \pm 1$ , iar coeficienții  $A_m$  și  $B_m$  se pot scrie sub forma:

$$\begin{cases} A_m = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} \left[ \frac{1 - \cos(m-1)\tau}{m-1} - \frac{1 - \cos(m+1)\tau}{m+1} \right] \\ B_m = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} \left[ \frac{\sin(m+1)\tau}{m+1} - \frac{\sin(m-1)\tau}{m-1} \right] \end{cases} \quad (2.6)$$

Ținînd cont că:

$$\begin{cases} C_m = [A_m^2 + B_m^2]^{0,5} \\ \beta_m = \operatorname{arctg} \left[ \frac{A_m}{B_m} \right] \end{cases} \quad (2.7)$$

se poate scrie în cazul general:

$$u_k = \sum C_m \sin[m(\omega t + k\tau) + \beta_m], \quad (2.8)$$

pentru  $m = 2k \pm 1$  și  $k \in \mathbb{N}$ .

În aceste condiții se poate scrie forma tensiunii de sarcină:

$$\begin{cases} u_2 = \sum_{k=1}^n u_k ; \text{ sau} \\ u_2 = n \sum_{i=1}^{\infty} A_{n(2i-1)} \sin[n(2i-1) \omega t + \beta_{n(2i-1)}] \end{cases} \quad (2.9)$$

Tabelul 2.1

Factorul de multiplicare	Unghiul de amorsoare	Amplitudinea fundamentală	Unghiul de fază	Amplitudinea armoni- cii a treia	Unghiul de fază	Amplitudinea armoni- cii a cincea	Unghiul de fază	Amplitudinea armoni- cii a șaptea	Unghiul de fază	Amplitudinea armoni- cii a noua	Unghiul de fază
		$C_1$	$\beta_1$	$C_3$	$\beta_3$	$C_5$	$\beta_5$	$C_7$	$\beta_7$	$C_9$	$\beta_9$
3	120°	0,30	-50°41'	0,25	30°	0,14	60°	0,09	60°	0,06	10°30'
5	144°	0,12	23°24'	0,12	17°48'	0,10	35°36'	0,07	5°30'	0,03	12°30'
7	154°17'	0,05	16°42'	0,06	38°36'	0,90	39°36'	0,05	31°12'	0,04	20°30'
9	160°	0,04	13°00'	0,04	39°54'	0,35	23°06'	0,03	4°15'	0,03	32°12'

OBSERVAȚIE: Componentele tensiunii de sarcină pentru o bobină neliniară cu miez feromagnetic cu ciclu rectangular. S-a considerat  $U_{max} = 1$  (amplitudine unitară).

Făcîndu-se o analiză armonică a undelor obținute experimental la multiplicatoarele de frecvență realizate și ținînd cont de condiția impusă pentru determinarea unghiului de amorsare  $\tau$ , [3], [4], [6], [12], [41], [56], [57] se poate prezenta sintetic distribuția armonicelor la aceste multiplicatoare, după cum se vede în tabelul 2.1.

Analiza armonică respectiv obținerea coeficienților dezvoltării Fourier a undelor periodice nesinusoidale este posibilă prin mai multe metode ce implică calcule laborioase. Pentru reducerea timpului de calcul, s-a elaborat un program de calcul.

S-a utilizat metoda ordonatelor echidistante Thompson-Runge în limbaj Fortran IV, pentru calculator Iris C-256.

### 2.3. Circuite feromagnetice pentru multiplicarea frecvenței fără excitație în curent continuu

Obiectul cercetărilor sintetizate în acest paragraf se referă în special la cele mai uzuale tipuri de multiplicatoare de frecvență, fără excitație în curent continuu, destinate obținerii de armonici impare. Principiul de funcționare a unor astfel de dispozitive este tratat în literatură [4], [6], [10], [11], [12], [14], [20], [40], [43], [49], [54], [57], [67], [68], [73], [94], [98], [99], [104], [105], [114], [121], [122], [123], în numeroase lucrări, putînd fi rezumate în cele care urmează.

Astfel dacă se aplică o tensiune sinusoidală de valoare suficient de ridicată pentru a satura miezul feromagnetic al unei bobine, curentul acesteia va conține întreg spectrul de armonici impare datorită relației neliniare dintre acesta și fluxul magnetic.

Dacă se conectează în stea trei bobine neliniare, iar sistemul alcătuit este alimentat de la o rețea trifazată, în con-

formitate cu cele de mai sus armonicele ce apar în curent sau tensiune alcătuiesc în funcție de rangul armonicii sisteme fazoriale homopolare (3,9,15...), inverse (5,11,17...) sau directe(1,7,13...)

### 2.3.1. Triplorul feromagnetic de frecvență

Triplorul feromagnetic de frecvență, este un multiplicator funcționând pe baza saturației pronunțate a unui circuit feromagnetic. Fenomenul multiplicării frecvenței pe această cale este cunoscut din literatură [16],[17],[21],[22],[35] de multă vreme, însă utilizarea acestora pe scară industrială s-a produs după introducerea tolelor magnetice laminate la rece, care sînt caracterizate de un ciclu histerezis cu cotul foarte accentuat și suprafață redusă.

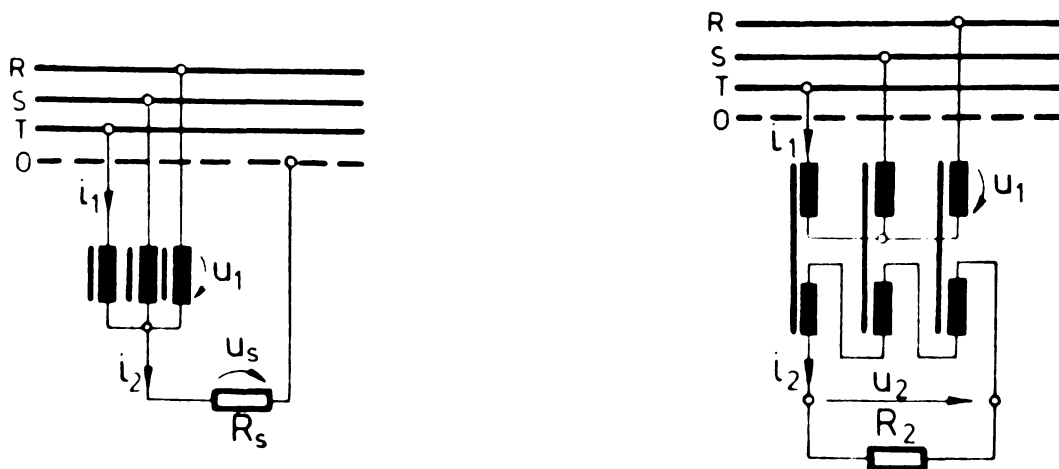


Fig.2.3. Schema triplorului cu bobine și transformatoare.

Literatura analizează pe larg funcționarea multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență.

Constructiv aceste multiplicatoare se realizează în variante cu bobine și în variante cu transformatoare [14],[20].

Varianta cu bobine (fig.2.3,a) se realizează prin cuplarea în stea a trei bobine cu miez feromagnetic conform figurii



( $R_1$  - rezistență de sarcină). Într-un astfel de montaj armonicile de ordinul  $n = 3(2k-1)$  unde  $k$  - întreg și pozitiv, ale curentului  $i_1$  formează sisteme homopolare, care însumate reprezintă curentul de sarcină  $i_2$ , ce conține preponderent armonica de ordinul 3.

Într-un regim de mers în gol,  $i_1$  nu conține armonici de ordinul  $n = 3(2k-1)$ , datorită faptului că circuitul este deschis, în schimb tensiunea de mers în gol, la bornele de sarcină conține puternic armonica de ordinul 3, datorită curbei de magnetizare care determină ca fluxul și tensiunea pe bobină să fie deformată de armonici.

În regim de scurtcircuit, curentul conține armonici  $n = 3(2k-1)$ , astfel că  $i_{2sc}$  se poate considera ca fiind de frecvență triplă, în schimb fluxul și tensiunea la borne au forma aproximativ sinusoidală.

În cazul al doilea (fig.2.3,b), al triplorului cu transformatoare, acesta este constituit din trei transformatoare monofazate, cu primarele în stea iar secundarele în triunghi deschis. Situația aceasta este caracterizată de faptul că lipsesc armonicile de ordinul  $n = 3(2k-1)$  din curenții primari  $i_1$ , dar apar în tensiunile la borne,  $U_1$ , ale fazelor din primare, în fluxurile și tensiunile secundare. În secundare armonicile de ordinul  $n=3(2k-1)$  se însumează, rezultatul fiind tensiunea  $U_2$ , de sarcină.

Cele două montaje sînt echivalente din punct de vedere al magnetizării, fiindcă în situația variantei a doua,  $i_2$  produce solenșia de magnetizare ce corespunde armonicilor de ordinul  $n = 3(2k-1)$ . Un multiplicator pe bază de transformatoare este preferabil celui alt tip, datorită separării galvanice a sarcinii față de rețeaua de alimentare.

Triploarele utilizate în industrie [14], [20], [45], sînt cu și fără magnetizare suplimentară în

c.c. (fig.2.4 - cu bobine) și (fig.2.5 - cu transformatoare).

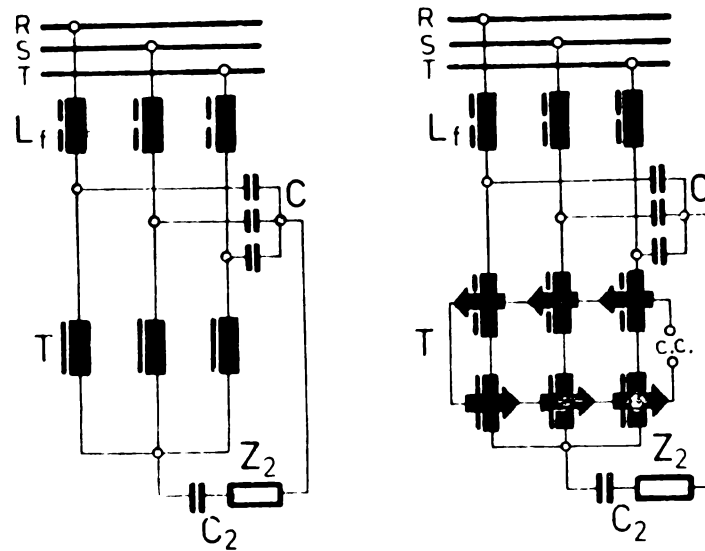


Fig.2.4. Principiul triplorului de frecvență în variantă cu bobine.

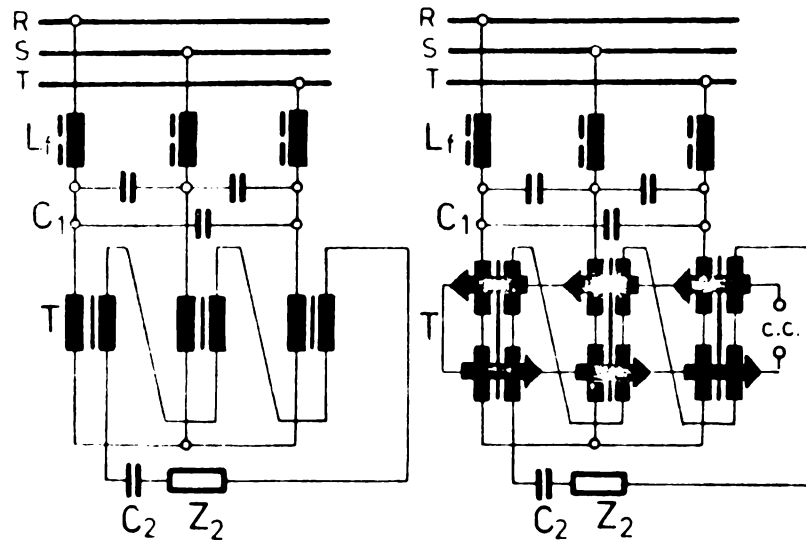


Fig.2.5. Principiul triplorului de frecvență în variantă cu transformatoare.

Magnetizarea suplimentară în c.c. oferă posibilitatea unei puteri variabile la bornele sarcinii, însă acest avantaj presupune dificultăți legate de o sursă suplimentară de c.c. etc.

Trebuie avut în vedere însă că fără alte accesorii, astfel de utilaje reprezintă consumatori mari de putere reactivă și deformantă (factor de putere scăzut), la mers în sarcină [45], este o sursă de armonici superioare pentru rețea [14],[20], este instabil la variații mari ale tensiunii rețelei conducând la scăde-

rea puterii debitate [14],[20],[45] iar tensiunea secundară prezintă fluctuații la creșterea curentului de sarcină.

În principiu aceste aspecte dezavantajoase sînt remediate principial conform figurilor 2.2 și 2.3, unde condensatoarele  $C_1$  îmbunătățesc factorul de putere (pînă la 0,9), iar cu bobinele  $L_f$  alcătuiesc un sistem de filtrare al armonicelor superioare ale curentului absorbit de triplor. De altfel  $C_1$  și  $L_f$  îndeplinesc și rol de stabilizator al tensiunii la bornele multiplicatorului, atunci cînd tensiunea rețelei este fluctuantă.

### 2.3.2. Funcționarea în sarcină a triplorului feromagnetic

Fie triplorul de frecvență conectat în sarcină după cum se vede în figura 2.6. În acest caz în circuitul secundar se stabilește un curent  $I_2$ , la o tensiune la borne  $U_2$  diferită de valoarea tensiunii de mers în gol  $E_{20}$  prin valoarea căderii de tensiune  $X_2 I_2$  corespunzătoare reactanței secundarului  $X_2 = 3\omega L_2$ .

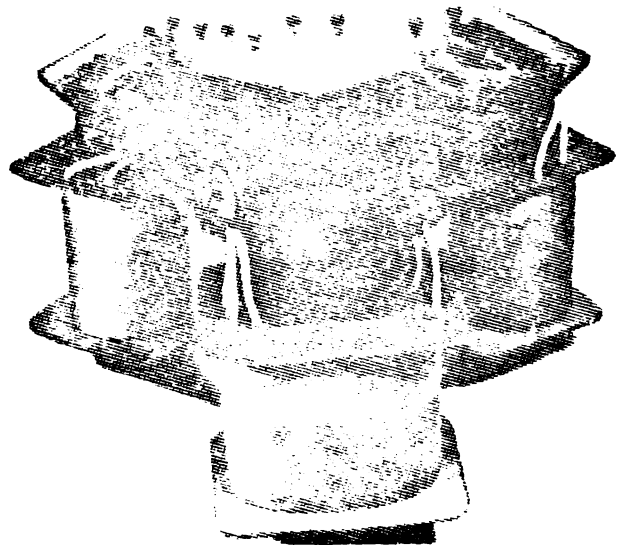
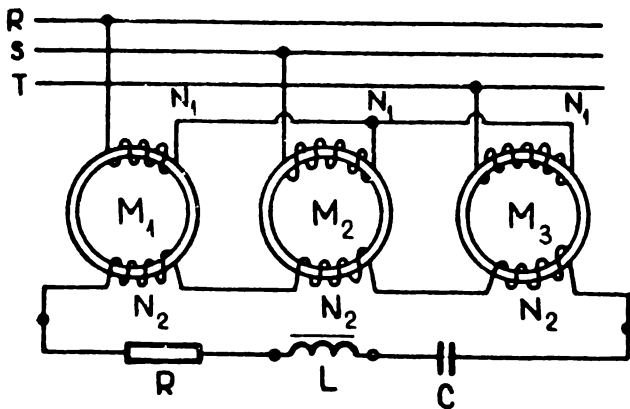


Fig.2.6. Schema de principiu a triplorului realizat.

Fig.2.7. Triplorul realizat practic.

În aceste condiții dacă rezistența  $R_2$  a circuitului secundar este relativ neglijabilă față de reactanța sa  $X_2$ , avem:

$$\underline{E}_{20} = (R + j \cdot 3 \omega L) \underline{I}_2 + j \cdot 3 \omega L_2 \underline{I}_2 \quad (2.10)$$

$$\underline{U}_2 = (R + j \cdot 3 \omega L) \underline{I}_2 \quad (2.11)$$

unde  $R$  și  $X = 3\omega L$  reprezintă respectiv rezistența și reactanța inductivă a circuitului de utilizare cuplat la borne, iar defazajul dintre  $I_2$  și  $U_2$  este:  $\varphi_2 = \arctg \frac{X}{R}$ .

În conformitate cu diagrama tensiunilor din figura 2.8, putem scrie:

$$E_{20}^2 = R^2 I_2^2 + (X + X_2)^2 I_2^2$$

$$U_2^2 = R^2 I_2^2 + X^2 I_2^2,$$

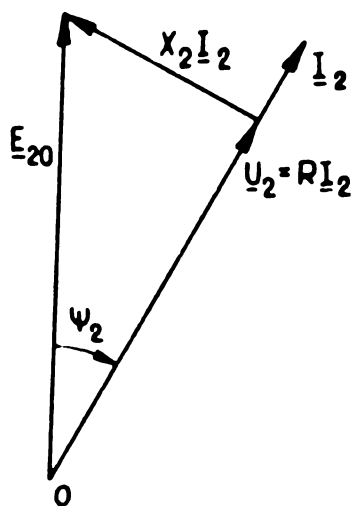
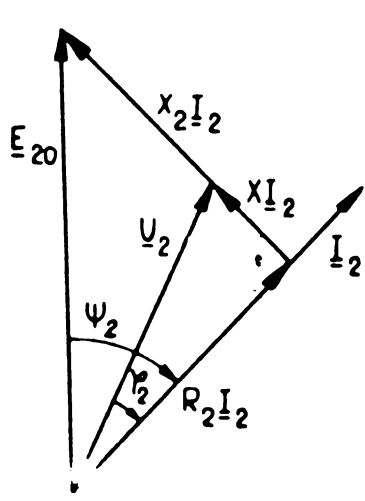
adică în final

$$E_{20}^2 = U_2^2 + X_2(2X + X_2)I_2^2$$

de unde găsim:

$$U_2 = \sqrt{E_{20}^2 - X_2(2X + X_2)I_2^2} \quad (2.12)$$

valoarea tensiunii la mers în sarcină, iar puterile active și reactive au respectiv expresiile :



$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 = R I_2^2 \quad (W) \quad (2.13)$$

$$Q_2 = U_2 I_2 \sin \varphi_2 = X I_2^2 \quad (VAR) \quad (2.14)$$

corespunzătoare unei puteri aparente:

$$S_2 = I_2 \sqrt{E_{20}^2 - X_2(2X + X_2)I_2^2} \quad (2.15)$$

Fig.2.8. Explicativă privind mersul în sarcină al triplorului feromagnetic de frecvență.

În mod similar putem exprima puterea activă, sub forma:

$$P_2 = I_2 \sqrt{E_{20}^2 - (X + X_2)^2 I_2^2}$$

care atinge maximul său, pentru valori  $E_{20}$  și  $I_2$  astfel alese încât să fie satisfăcută relația:

$$\frac{dP_2}{dI_2} = 2E_{20}^2 I_2 - 4(X + X_2)^2 I_2^3 = 0$$

cu alte cuvinte, atunci când:

$$E_{20}^2 = 2(X + X_2)^2 I_2^2$$

sau pentru un curent de sarcină:

$$I_2 = \frac{E_{20}}{2(X + X_2)} \quad (2.16)$$

însă putem spune că puterea activă trece printr-un maximum pentru o rezistență de sarcină  $R$ , astfel aleasă ca:

$$R = X + X_2$$

În aceste condiții avem:

$$U_2 = \frac{E_{20}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \left(\frac{X}{R}\right)^2} \quad \text{și} \quad I_2 = \frac{E_{20}}{\sqrt{2} R}$$

corespunzător unor puteri active, reactive și aparente, date:

$$P_2 = \frac{E_{20}^2}{2R} \quad (W) \quad (2.17)$$

$$Q_2 = \frac{E_{20}^2}{2R} \frac{X}{R} \quad (VA_r) \quad (2.18)$$

$$S_2 = \frac{E_{20}^2}{2R} \sqrt{1 + \left(\frac{X}{R}\right)^2} \quad (VA) \quad (2.19)$$

și un defazaj:

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{X}{R} = \frac{X}{X+X_2} \quad (2.20)$$

Ultima relație arată că trebuie să avem reactanța  $X$  din circuitul de utilizare cât mai mică față de reactanța  $X_2$  a secundarului pentru a obține un factor de putere ridicat. Pentru a-i reduce valoarea este suficient să introducem în circuitul de utilizare o capacitate de compensație  $C$ , acordată aproape de rezonanță, de manieră ca reactanța echivalentă a circuitului să fie aproximativ nulă:

$$X = 3\omega L - \frac{1}{3\omega C} \approx 0.$$

În aceste condiții  $U_2$  și  $I_2$  sînt în fază ( $\varphi_2 = 0$ ) iar puterea activă atinge maximumul pentru

$$R = X_2 \quad (2.21)$$

avînd ca expresie

$$P_2 = U_2 I_2 = \frac{E_{20}^2}{2X_2} = R I_2^2 \quad (W) \quad (2.22)$$

în care:

$$U_2 = \frac{E_{20}}{\sqrt{2}} \quad (2.23)$$

Problema transferului de energie, mai poate fi abordată și sub altă formă plecând de la o încercare la mers în gol și una în regim de scurtcircuit, respectiv de la mărimile  $E_{20}$  și  $I_2$ .

În aceste condiții reactanța circuitului secundar se poate scrie:

$$X_2 = \frac{E_2}{I_2} \quad (2.24)$$

și considerînd că impedanța de sarcină este de forma:

$$\underline{Z} = R + jX \quad (2.25)$$

avem că:

$$\underline{I}_2 = \frac{E_{20}}{R + j(X + X_2)}$$

sau

$$I_2 = \frac{E_{20}}{\sqrt{R^2 + (X + X_2)^2}},$$

în valori efective.

Tensiunea la bornele circuitului secundar (caracterizată de o frecvență triplă) este:

$$\underline{U}_2 = \underline{Z} \cdot \underline{I}_2 \quad \text{sau} \quad U_2 = \frac{E_{20} \sqrt{R^2 + X^2}}{\sqrt{R^2 + (X + X_2)^2}} \quad (2.26)$$

și corespunzător puterea:

$$P_2 = \operatorname{Re} \{ \underline{U}_2 \underline{I}_2^* \} = \operatorname{Re} \{ \underline{I}_2 \underline{I}_2^* (R + jX) \} = I_2^2 \cdot R = \frac{E_{20}^2 \cdot R}{R^2 + (X + X_2)^2} \quad (2.27)$$

Derivînd expresia anterioară, găsim:

$$\frac{dP_2}{dR} = \frac{\{R^2 + (X + X_2)^2\} E_2^2 - E_2^2 R (2R)}{\{R^2 + (X + X_2)^2\}^2}$$

și egalînd-o cu zero, vom obține:

$$R = X + X_2, \quad (2.28)$$

puterea maximă debitată de multiplicatorul static feromagnetic  
funcționând în regim de triplor de frecvență, va fi:

$$P_{2\max} = \frac{E_{20}^2 (X + X_2)}{2(X + X_2)^2} = \frac{E_{20}^2}{2(X + X_2)} \quad (2.29)$$

corespunzător unei tensiuni la borne cu expresia:

$$U_2 = \frac{E_{20} \sqrt{(X + X_2)^2 + X_2^2}}{\sqrt{2(X + X_2)^2}} = \frac{E_{20}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{X_2^2}{(X + X_2)^2}} \quad (2.30)$$

și unui curent

$$I_2 = \frac{E_{20}}{\sqrt{2} (X + X_2)} \quad (2.31)$$

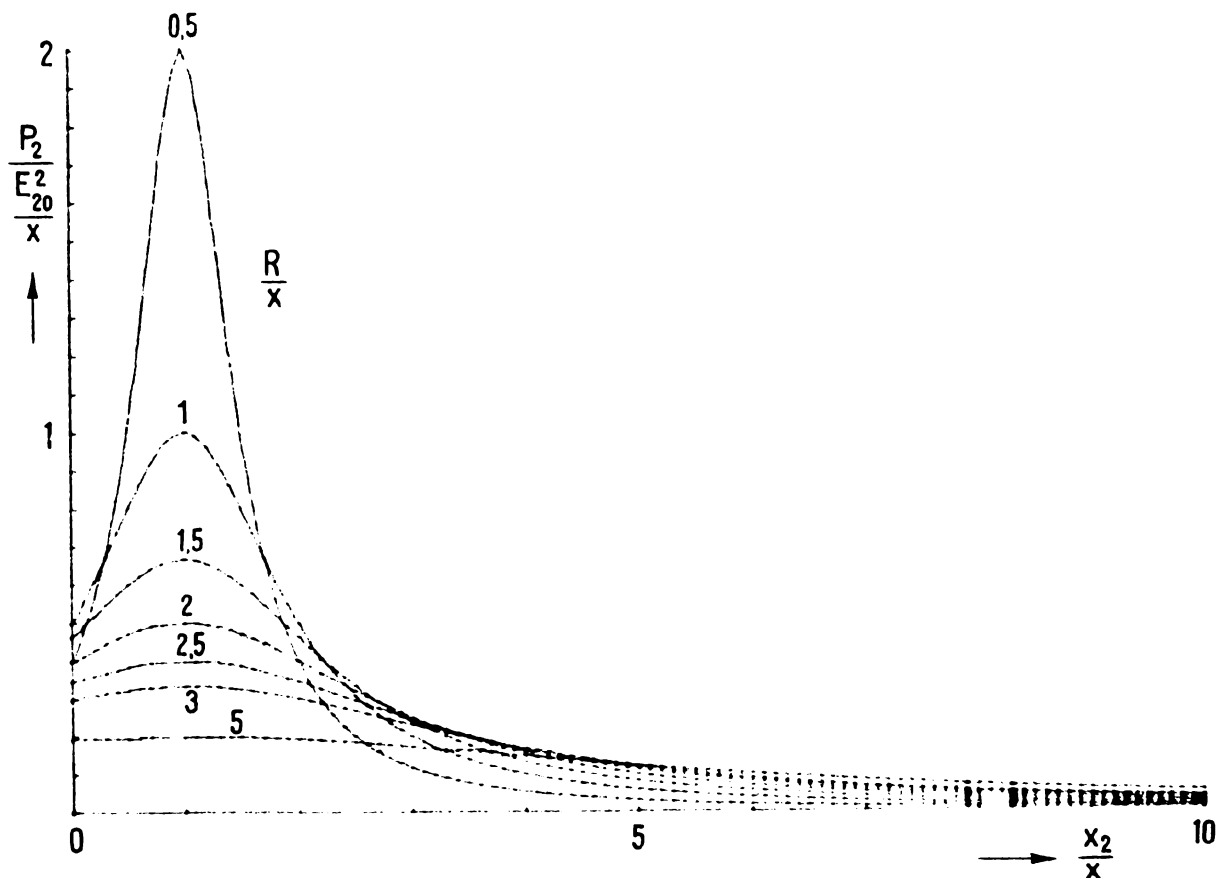


Fig.2.9. Explicativă referitor la transferul de putere.

Dacă ne oprim asupra ecuației (2.27) constatăm că ea  
se poate exprima și sub forma:

$$\frac{P_2}{\frac{E_{20}^2}{X}} = \frac{\frac{R}{X}}{\left(\frac{R}{X}\right)^2 + \left(1 - \frac{X_2}{X}\right)^2} \quad (2.32)$$

fapt ce permite reprezentarea grafică din figura 2.9, obținută la calculator pentru diferite valori ale raportului  $\frac{R}{X}$ . Această depen-

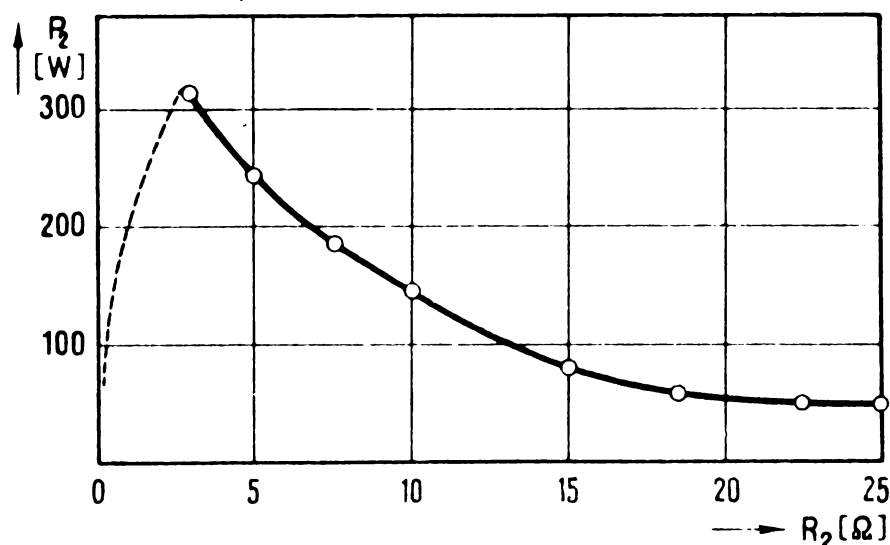


Fig.2.10. Dependența  $P_2=f(R_2)$ , la mersul în sarcină al triplorului.

dență este utilă din punct de vedere cantitativ și calitativ la proiectarea multiplicatoarelor de frecvență. Acest aspect energetic esențial este scos în evidență în măsură mai mică de

literatură. Dacă privim figura 2.10, observăm că alura curbei, obținută experimental, la mersul în sarcină este asemănătoare cu cea obținută la calculator (fig.2.9).

### 2.3.3. Efectul introducerii condensatoarelor în circuitul secundar al triploarelor de frecvență

În general literatura [4], [11], [17], [104] arată că prin cuplarea condensatoarelor se obține o creștere a puterii utile. Din punct de vedere calitativ nu este indiferent dacă cuplarea se face în serie sau în paralel cu sarcina. Atunci când ne interesează caracteristici mai netede se impune conexiunea în serie.



Un exemplu de astfel de caracteristici obținute experimental sînt prezentate în figura 2.11.

Din rezultate se poate constata că mărirea capacității introduse în circuitul secundar nu trebuie să depășească o anumită limită.

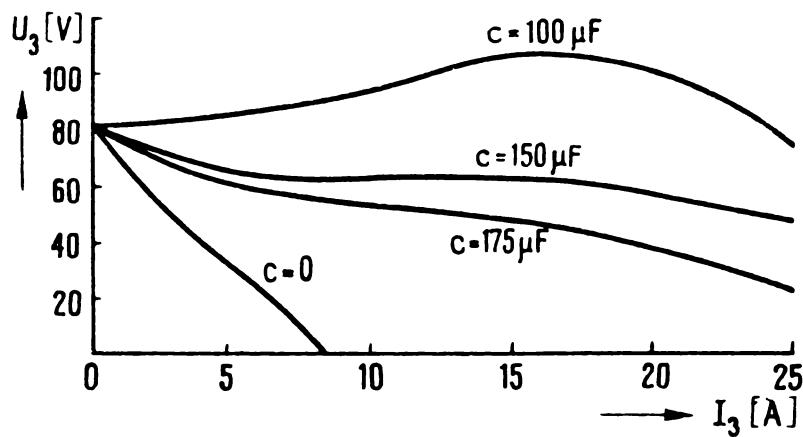


Fig.2.11. Caracteristicile  $U_2=f(I_2)$  pentru diferite valori ale condensatoarelor introduse în serie cu sarcina.

Am arătat acest aspect întrucît în literatură se fac referiri la posibilitățile de creștere masivă a puterii acestor echipamente pe seama introducerii unor condensatoare în serie cu sarcina. Din punct de vedere economic problema are avantaje datorită faptului că prin creșterea puterii, din punct de vedere al greutateii, triplorul este echivalent cu un transformator obișnuit de aceeași putere.

2.4. Sinteza caracteristicilor multiplicatoarelor feromagnetice statice de frecvență, cu rang de multiplicare impar

2.4.1. Elemente introductive

În general multiplicarea statică a frecvenței cu un factor "n" (n - întreg) se poate rezuma la obținerea unei caracteristici de transfer, răspuns-excitație care să permită pentru o excitație sinusoidală de pulsație  $\omega$  să se obțină un răspuns tot sinusoidal, dar de pulsație  $n \cdot \omega$  [3],[4],[14],[31],[43],[73],[105],[106],[107],[122] adică:

$$\left. \begin{aligned} X &= X_m \cos \omega t \\ Y &= Y_m \cos n \cdot \omega t \end{aligned} \right\} \quad (2.33)$$

Condiția necesară și suficientă pentru ca un element neliniar excitat cu un semnal sinusoidal normal [105],[107],

$$x = \frac{X}{X_m} = \cos \omega t \quad (2.34)$$

să funcționeze ca un multiplicator de frecvență de rangul "n", este ca amplitudinea normalată a armonicilor preferențiale de rang "n" a semnalului de răspuns, periodic și nesinusoidal să fie:

$$y_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\tau) \cos n\tau \cdot d\tau = 1 \quad (2.35)$$

în care  $\tau$  - reprezintă timpul normal, iar amplitudinea normalată a tuturor armonicilor de rang  $m \neq n$  să fie nulă ( $y_m = 0$ ;  $m \neq n$ ). Din relația 2.35 ținând cont de ultima observație rezultă  $f(\tau) = \cos n \cdot \tau$ . Știind că polinomul Cebîșev de prima speță și gradul "n" are forma [3]

$$T_n(x) = \cos(n \arccos x) = \cos n.\tau \quad (2.36)$$

se poate exprima condiția pentru a obține o multiplicare ideală de frecvență, de rangul "n". Adică caracteristica de transfer să se exprime printr-un polinom Cebîșev de speța întâi și gradul "n" [3], [105],[107],[122].

Plecînd de la considerațiile exprimate mai sus în cele care urmează se propune o metodă generală de sinteză a caracteristicilor multiplicatoarelor feromagnetice statice de frecvență cu rang impar.

#### 2.4.2. Sinteza optimă a caracteristicilor multiplicatoare de rang impar

Procesul de multiplicare feromagnetică a frecvenței în domeniul frecvențelor medii și joase se realizează cu ajutorul bobinelor neliniare [1],[6],[11],[12],[22],[43],[48],[49],[54],[46],[66],[69],[73],[104],[107]. În acest context multiplicatoarele la care ne referim sînt formate din două ansambluri de transformatoare cu caracteristică neliniară cu primarele cuplate în serie aditiv iar secundarele în serie diferențial [105],[106],[107].

Considerăm în continuare că excitația se aplică la bornele înfășurărilor primare, iar răspunsul se poate urmări la bornele secundare. Vom aborda problema sintezei, sub două aspecte: cînd ambele mărimi de intrare sînt sinusoidale, respectiv cînd numai una din acestea este sinusoidală.

##### 2.4.2.1. Cazul ambelor mărimi de intrare, sinusoidale

Dacă atît curentul cît și fluxul de intrare sînt considerate mărimi sinusoidale, caracteristicile celor două ansambluri de transformatoare se pot exprima matematic prin polinoamele de puteri impare de mai jos:

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= \sum_{k=1}^n a_{2k-1} x^{2k-1} \\ y_2 &= \sum_{k=1}^n b_{2k-1} x^{2k-1} \end{aligned} \right\} \quad (2.37)$$

;  $n > 2$

în care:

$y_1, y_2$  - reprezintă fluxul normal;

$x_1 = x_2 = x$  - curentul normal (ansamblul transformatoarelor neliniare este conectat în serie);

$2n-1 = 3; 5; 7; 9 \dots$  - rangul multiplicării.

Tinând cont de faptul că la intrare cuplajul este serie aditiv, iar la ieșire bobinajele sînt legate în serie diferențial, rezultă:

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= y_1 + y_2 = \sum_{k=1}^n (a_{2k-1} + b_{2k-1}) x^{2k-1} \\ y_e &= y_1 - y_2 = \sum_{k=1}^n (a_{2k-1} - b_{2k-1}) x^{2k-1} \end{aligned} \right\} \quad (2.38)$$

Punînd condiția ca semnalul de excitație  $y_1$  să fie sinusoidal

$$y_1 = x = \cos \omega t = \cos \tau \quad (2.39)$$

rezultă sistemul liniar de  $n$  ecuații algebrice de forma:

$$a_1 + b_1 = 1 \quad (2.40)$$

$$a_{2k-1} + b_{2k-1} = 0 \quad ; \quad 2 \leq k \leq n$$

Punînd similar condiția ca semnalul răspuns  $y_e$  să fie sinusoidal de pulsație  $(2n-1)\omega$ , se ajunge la:

$$y_e = \sum_{k=1}^n (a_{2k-1} - b_{2k-1}) \cos^{2k-1} \tau = \cos(2n-1)\tau \quad (2.41)$$

sau

$$\sum_{k=1}^n \frac{a_{2k-1} - b_{2k-1}}{2^{2(k-1)}} [\cos(2k-1)\tau + C_{2k-1}^1 \cos(2k-3)\tau + C_{2k-1}^2 \cos(2k-5)\tau + \dots] = \cos(2n-1)\tau \quad (2.42)$$

care prin anularea tuturor coeficienților termenilor din membrul stîng, diferiți de zero ( $2n-1$ ), conduce la un sistem liniar de  $(n-1)$  ecuații.

Dacă admitem că cele două caracteristici ( $y_1$  și  $y_2$ ) cresc monoton și că una dintre ele,  $y_1$ , atinge extremul la  $x = 1$ , mai rezultă încă o ecuație de forma:

$$\left. \frac{dy_1}{dx} \right|_{x=1} = \sum_{k=1}^n (2k-1)a_{2k-1} = 0 \quad (2.43)$$

În aceste condiții, relațiile (2.40), (2.42) și (2.43) furnizează un număr de " $n + (n-1) + 1 = 2n$ " ecuații algebrice suficiente pentru determinarea univocă a celor " $2n$ " coeficienți necunoscuți ai polinoamelor  $y_1$  și  $y_2$ . Rezolvînd acest sistem de " $2n$ " ecuații se pot determina caracteristicile  $y_1$  și  $y_2$  și implicit caracteristica răspuns-excitație  $y_e = f(x)$  a multiplicatorului feromagnetic de frecvență.

Particularizarea etapelor sintezei generale, descrise anterior se face în tabelul (2.2), pentru cazurile mai frecvente ale triplorului ( $2n-1 = 3$ ); cvintriplorului ( $2n-1 = 5$ ) și septuplorului de frecvență ( $2n-1 = 7$ ).

#### 2.4.2.2. Cazul în care numai una din mărimile de intrare este sinusoidală

Pentru această situație caracteristicile flux-curent ale celor două ansambluri de transformatoare ale multiplicatorului de frecvență se scriu sub forma normală:

$$y_1 = \sum_{k=1}^n a_{2k-1} x^{2k-1} \quad (2.44)$$

$$; n \geq 2$$

$$y_2 = bx \quad (2.45)$$

Semnalul excitație și răspuns va fi de forma:

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= (a_1 + b)x + \sum_{k=2}^n a_{2k-1} x^{2k-1} \\ y_e &= (a_1 - b)x + \sum_{k=2}^n a_{2k-1} x^{2k-1} \end{aligned} \right\} \quad (2.46)$$

Urmărind aceeași metodă de sinteză, prezentată anterior și observînd că, luînd pe "b" ca parametru, numărul coeficienților necunoscuți ai polinomului  $y_1$  este "n", se poate evidenția:

- un sistem liniar de (n-1) ecuații algebrice justificat și obținut analog sistemului rezultat din (2.42), adică:

$$y_e = (a_1 - b) \cos \tau + \sum_{k=2}^n a_{2k-1} \cos^{2k-1} \tau = \cos(2n-1)\tau \quad (2.47)$$

- o ecuație identică cu relația (2.43). Cu alte cuvinte în total "(n-1) + 1 = n" - ecuații suficiente pentru determinarea univocă a celor "n" coeficienți ai polinomului  $y_1$  și implicit a caracteristicii răspuns-excitație, a multiplicatorului, evident funcție de parametrul b.

În mod similar etapele sintezei generale sînt date în tabelul 2.2 pentru aceleași tipuri de multiplicatoare feromagnetice de frecvență. În acest sens caracteristicile răspuns-excitație  $y_e(x)$  sintetizate conform celor spuse anterior, sînt date în figurile 2.12, 2.13 și 2.14 în conformitate cu tabelul 2.2.

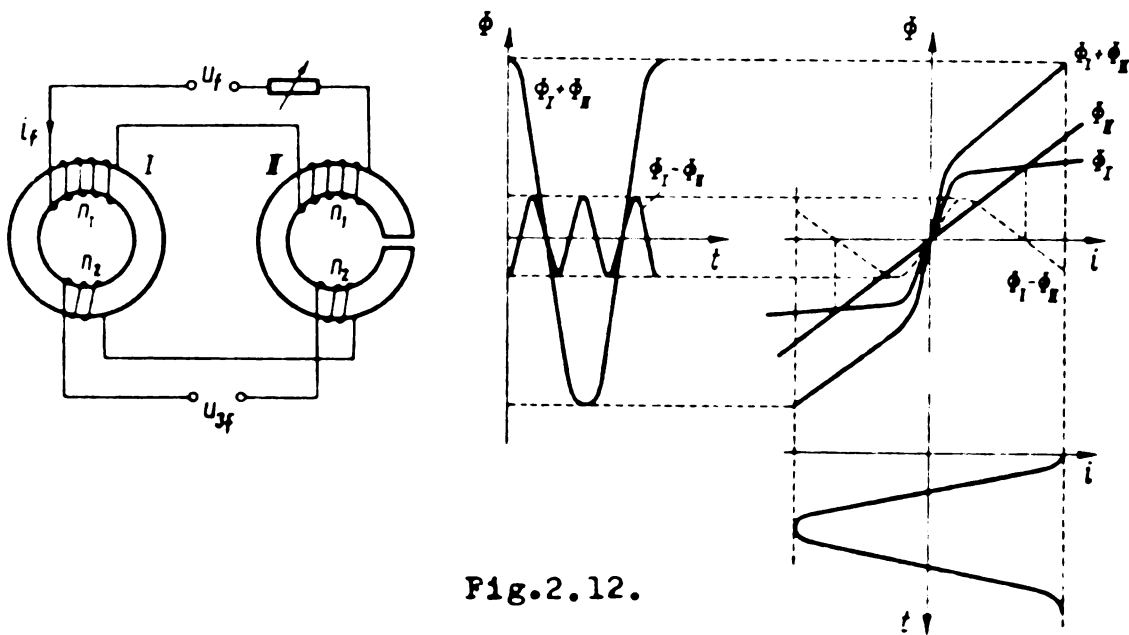


Fig.2.12.

Astfel în figura 2.12,a este prezentată schema triplorului de frecvență monofazat, alcătuit dintr-un transformator nelinier necomandat (I) și un transformator liniar (II).

În acest caz putem scrie:

$$y_1 = \frac{\Phi_I}{\Phi_{\max}} ; \quad y_2 = \frac{\Phi_{II}}{\Phi_{\max}} ; \quad x = \frac{i}{I_{\max}} \quad (2.48)$$

Dacă se aplică primului dispozitiv din figura 2.12,a un curent sinusoidal de frecvență "f", variația fluxului în secundar va fi aproape sinusoidală, de frecvență "3.f" În figura 2.12,b sînt date pentru acest caz caracteristicile de magnetizare  $\Phi_I(i)$  și  $\Phi_{II}(i)$  ale celor două miezuri precum și caracteristica răspuns-excitație  $\Phi_I - \Phi_{II}$ , care de fapt reprezintă un polinom Cebîșev de speța I și gradul 3.

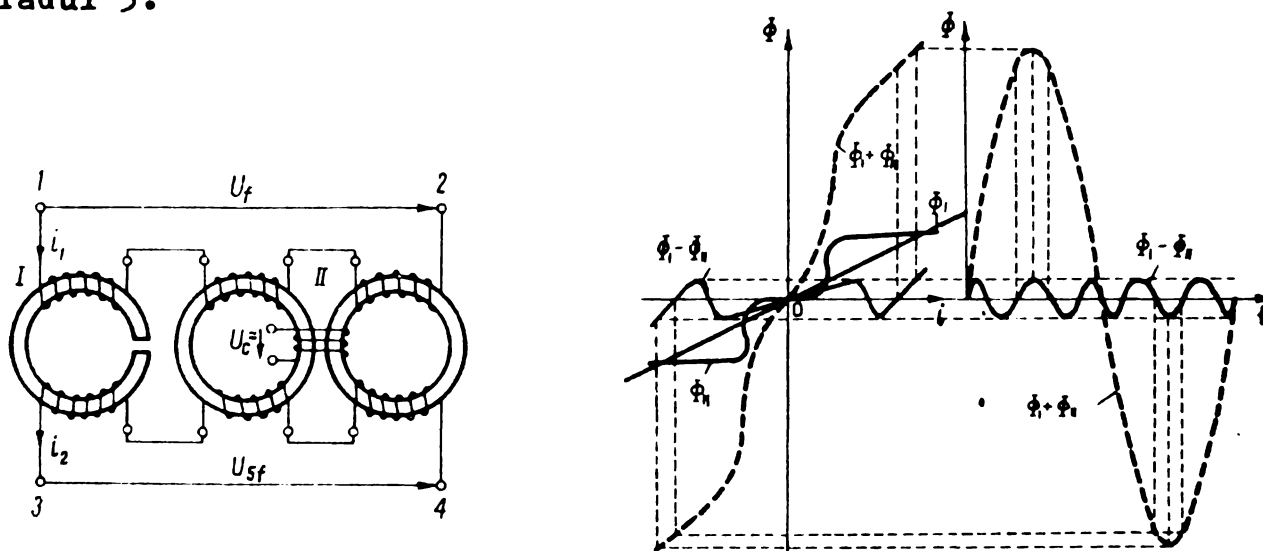


Fig.2.13.

De asemenea în figura 2.13 se prezintă schema cvintuplorului de frecvență corespunzătoare metodei de sinteză expuse anterior.

Primul ansamblu este realizat dintr-un transformator liniar I iar al doilea dintr-un transformator nelinier comandat II, și în acest caz sînt valabile expresiile (2.48). În figura 2.13,b sînt trasate caracteristicile  $\Phi_I(i)$ ;  $\Phi_{II}(i)$  precum și caracteristica răspuns-excitație  $\Phi_I - \Phi_{II}$  care are alura polinomului lui Cebîșev de speța I și gradul 5.

În sfârșit în figura 2.14 se prezintă schema septriplorului de frecvență realizat. Cele două ansambluri sînt realizate în acest caz, dintr-un transformator liniar I pe de-o parte și un transformator neliniar necomandat II asociat cu unul comandat pe de altă parte.

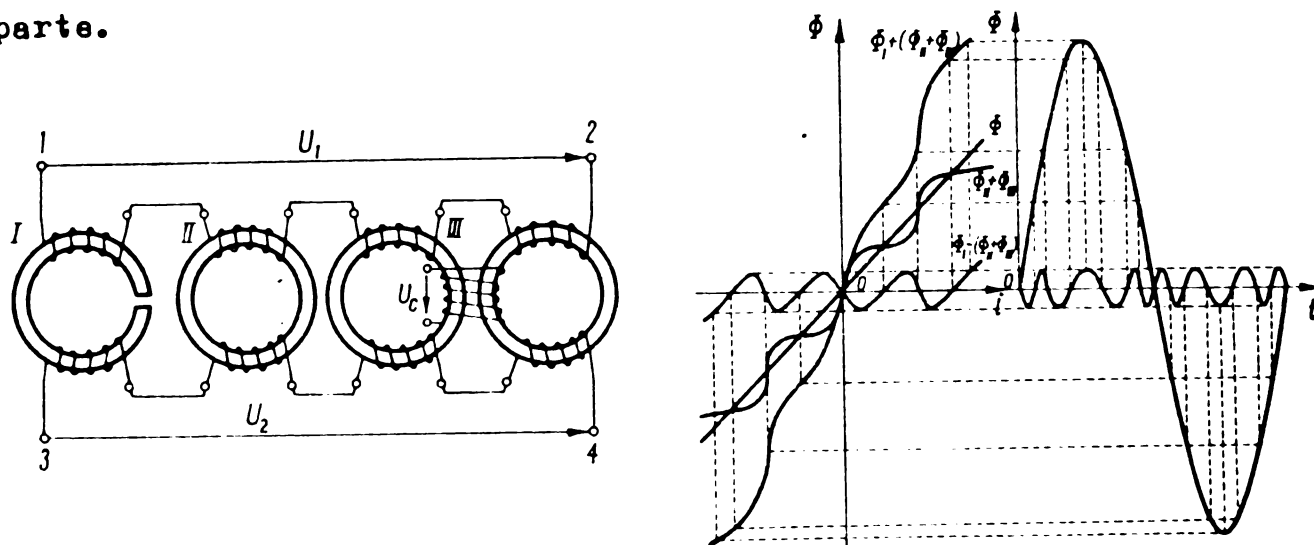


Fig.2.14.

În acest caz:

$$y_1 = \frac{\Phi_I}{\Phi_{\max}} ; \quad y_2 = \frac{\Phi_{II} + \Phi_{III}}{\Phi_{\max}} ; \quad x = \frac{i}{I_{\max}} \quad (2.49)$$

Caracteristicile de magnetizare  $\Phi_I(i)$ ;  $\Phi_{II} + \Phi_{III}(i)$  precum și caracteristica răspuns-excitație  $\Phi_I - [\Phi_{II} + \Phi_{III}]$ , sînt trasate în figura 2.14, b. În mod similar se poate observa că alura caracteristicii rezultante este aceea a unui polinom Cebîșev de speța I și gradul 7.

### 2.4.3. Concluzii

În acest capitol s-a tratat o metodă generalizată de sinteză a caracteristicilor multiplicatoarelor de frecvență statice, feromagnetice, cu rang de multiplicare impar. În literatură [103], [107], [122], această problemă se întîlnește pentru cîteva cazuri particulare.



Tabelul 2.2.

nr. crt.	ORDINUL DE MULTIPLICARE AL FIECĂRUI	2n-1 = 3	2n-1 = 5	2n-1 = 7	2n-1 = 9
1.	Sistemul linear de "n" ecuații algebrice care particularizează relațiile generale (0.0)	$a_1 + b_1 = 1$ $a_2 + b_2 = 0$	$a_1 + b_1 = 1$ $a_2 + b_2 = 0$ $a_3 + b_3 = 0$	$a_1 + b_1 = 1$ $a_2 + b_2 = 0$ $a_3 + b_3 = 0$ $a_4 + b_4 = 0$	$a_1 + b_1 = 1$ $a_2 + b_2 = 0$ $a_3 + b_3 = 0$ $a_4 + b_4 = 0$ $a_5 + b_5 = 0$
2.	Sistemul linear de "n-1" ecuații algebrice care se obțin prin particularizarea relațiilor generale (0.10)	$a_1 + b_1 + \frac{2}{3}(a_2 - b_2) = 0$	$a_1 + b_1 + \frac{2}{3}(a_2 - b_2) = 0$ $\frac{1}{3}(a_2 - b_2) + \frac{2}{15}(a_3 - b_3) = 0$	$a_1 + b_1 + \frac{2}{3}(a_2 - b_2) + \frac{2}{15}(a_3 - b_3) + \frac{2}{105}(a_4 - b_4) = 0$ $\frac{1}{3}(a_2 - b_2) + \frac{2}{15}(a_3 - b_3) + \frac{2}{105}(a_4 - b_4) = 0$ $\frac{1}{105}(a_3 - b_3) + \frac{2}{105}(a_4 - b_4) = 0$	$a_1 + b_1 + \frac{2}{3}(a_2 - b_2) + \frac{2}{15}(a_3 - b_3) + \frac{2}{105}(a_4 - b_4) + \frac{2}{945}(a_5 - b_5) = 0$ $\frac{1}{3}(a_2 - b_2) + \frac{2}{15}(a_3 - b_3) + \frac{2}{105}(a_4 - b_4) + \frac{2}{945}(a_5 - b_5) = 0$ $\frac{1}{105}(a_3 - b_3) + \frac{2}{105}(a_4 - b_4) + \frac{2}{945}(a_5 - b_5) = 0$ $\frac{1}{945}(a_4 - b_4) + \frac{2}{945}(a_5 - b_5) = 0$
3.	Ecuația care particularizează relația generală (0.11)	$a_1 + 3a_2 = 0$	$a_1 + 3a_2 + 3a_3 = 0$	$a_1 + 3a_2 + 3a_3 + 7a_4 = 0$	$a_1 + 3a_2 + 3a_3 + 7a_4 + 9a_5 = 0$
4.	Expresiile caracteristicelor flux-curent ale celor două ansambluri de transformatoare nelinare ale multiplicității de frecvență	$f_1 = \frac{2}{3}x - \frac{2}{3}x^2$ $f_2 = \frac{1}{3}x + \frac{2}{3}x^2$	$f_1 = \frac{2}{3}x + \frac{2}{3}x^2 - \frac{8}{15}x^3$ $f_2 = \frac{1}{3}x + \frac{2}{3}x^2 + \frac{8}{15}x^3$	$f_1 = \frac{1}{3}x - \frac{4}{3}x^2 + \frac{8}{15}x^3 - \frac{22}{105}x^4$ $f_2 = \frac{2}{3}x + \frac{4}{3}x^2 - \frac{8}{15}x^3 + \frac{22}{105}x^4$	$f_1 = \frac{1}{3}x + \frac{20}{27}x^2 - \frac{8}{9}x^3 + \frac{22}{27}x^4 - \frac{122}{315}x^5$ $f_2 = \frac{2}{3}x - \frac{20}{27}x^2 + \frac{8}{9}x^3 - \frac{22}{27}x^4 + \frac{122}{315}x^5$
5.	Caracteristicile răspunsului la excitație $f_0(\tau)$ , sinusoasă	$f_0 = -\frac{1}{3} \cos 3\tau$	$f_0 = -\frac{1}{15} \cos 5\tau$	$f_0 = -\frac{1}{15} \cos 7\tau$	$f_0 = -\frac{1}{81} \cos 9\tau$

Tabelul 2.2.

nr. crt.	ORDINUL DE MULTIPLICARE AL FIECĂRUI	2n-1 = 3	2n-1 = 5	2n-1 = 7	2n-1 = 9
1.	Sistemul linear de "n-1" ecuații algebrice, care se obțin prin particularizarea ecuațiilor generale (0.15)	$a_1 - b + \frac{2}{3}a_2 = 0$	$a_1 - b + \frac{2}{3}a_2 + \frac{2}{3}a_3 = 0$ $\frac{1}{3}a_2 + \frac{2}{15}a_3 = 0$	$a_1 - b + \frac{2}{3}a_2 + \frac{2}{15}a_3 + \frac{2}{105}a_4 = 0$ $\frac{1}{3}a_2 + \frac{2}{15}a_3 + \frac{2}{105}a_4 = 0$ $\frac{1}{105}a_3 + \frac{2}{105}a_4 = 0$	$a_1 - b + \frac{2}{3}a_2 + \frac{2}{15}a_3 + \frac{2}{105}a_4 + \frac{2}{945}a_5 = 0$ $\frac{1}{3}a_2 + \frac{2}{15}a_3 + \frac{2}{105}a_4 + \frac{2}{945}a_5 = 0$ $\frac{1}{105}a_3 + \frac{2}{105}a_4 + \frac{2}{945}a_5 = 0$ $\frac{1}{945}a_4 + \frac{2}{945}a_5 = 0$
2.	Ecuația care particularizează relațiile generale (0.11)	$a_1 + 3a_2 = 0$	$a_1 + 3a_2 + 3a_3 = 0$	$a_1 + 3a_2 + 3a_3 + 7a_4 = 0$	$a_1 + 3a_2 + 3a_3 + 7a_4 + 9a_5 = 0$
3.	Expresiile caracteristicelor flux-curent ale celor două ansambluri de transformatoare nelinare ale multiplicității de frecvență	$f_1 = \frac{1}{3}bx - \frac{1}{3}bx^2$ $f_2 = bx$	$f_1 = \frac{1}{3}bx + \frac{2}{3}bx^2 - \frac{16}{15}bx^3$ $f_2 = bx$	$f_1 = \frac{1}{3}bx - \frac{8}{9}bx^2 + \frac{16}{9}bx^3 - \frac{64}{27}bx^4$ $f_2 = bx$	$f_1 = \frac{1}{3}bx + \frac{40}{27}bx^2 - \frac{16}{9}bx^3 + \frac{64}{27}bx^4 - \frac{256}{243}bx^5$ $f_2 = bx$
4.	Caracteristicile răspunsului la excitație $f_0(\tau)$ , sinusoasă	$f_0 = -\frac{1}{3} \cos 3\tau$	$f_0 = -\frac{1}{15} \cos 5\tau$	$f_0 = -\frac{1}{15} \cos 7\tau$	$f_0 = -\frac{1}{81} \cos 9\tau$

Forma caracteristicilor sintetizate obținute este similară cu caracteristicile obținute la dispozitivele experimentale.

Nu s-a luat în considerare fenomenul de histerezis al miezurilor magnetice utilizate, datorită faptului că [50] și [122] arată că semnalul răspuns este deformat puțin printr-un termen de frecvență fundamentală, fapt ne semnificativ pentru materialele folosite la realizarea bobinelor neliniar comandate.



## CAPITOLUL III

### TRIPLORUL FEROMAGNETIC DE FRECVENTA

#### 3.1. Studiul triplorului cu transformatoare

Fie triplorul de frecvență a cărui schemă de principiu este reprezentată în figura 3.1. În acest context, considerăm variabilă aproximația:

$$N \cdot i = a \cdot \Phi + b \cdot \Phi^3 \quad (3.1)$$

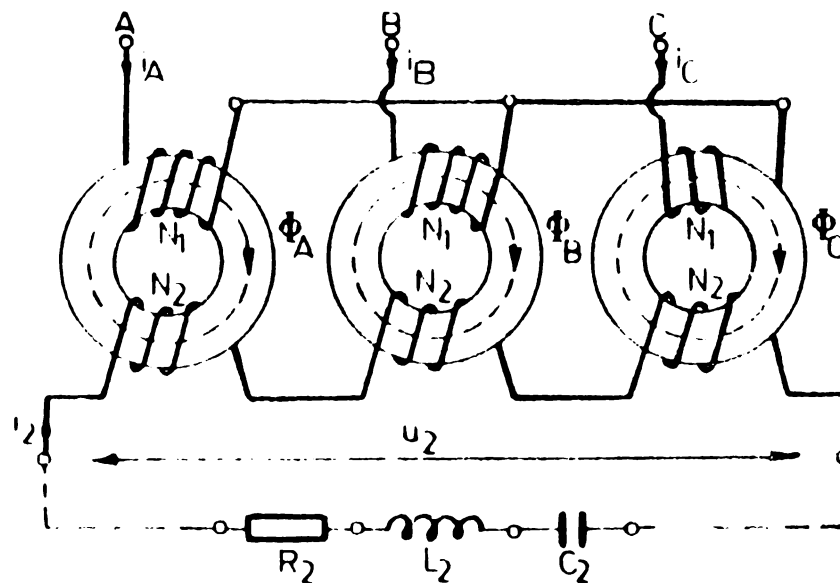


Fig.3.1. Schema de principiu a triplorului feromagnetic de frecvență, cu transformatoare.

#### 3.1.1. Regimul de mers în gol

În acest caz, fluxul magnetic în cele trei bobine este produs numai de curentul din primar. Neexistând fir neutru, curentul primar este sinusoidal. Se exprimă curenții:

$$\begin{cases} i_A = I \sqrt{2} \sin \omega t \\ i_B = I \sqrt{2} \sin (\omega t - 2 \pi / 3) \\ i_C = I \sqrt{2} \sin (\omega t + 2 \pi / 3) \end{cases} \quad (3.2)$$

Din relațiile (3.1) și (3.2) rezultă fluxul din bobine ca fiind nesinusoidal:

$$\Phi_A = \Phi_{1m} \cdot \sin \omega t + \Phi_{3m} \cdot \sin (3 \omega t + \gamma) \quad (3.3)$$

In aceste condiții rezultă identitatea:

$$\begin{aligned}
 N_1 I \sqrt{2} \sin \omega t &= a \Phi_{1m} \sin \omega t + a \Phi_{3m} \sin(3\omega t + \gamma) + \\
 &+ b \left[ \Phi_{1m}^3 \sin^3 \omega t + 3\Phi_{1m}^2 \Phi_{3m} \sin^2 \omega t \sin(3\omega t + \gamma) + \right. \\
 &\left. + 3\Phi_{1m} \Phi_{3m}^2 \sin \omega t \sin^2(3\omega t + \gamma) + \Phi_{3m}^3 \sin^3(3\omega t + \gamma) \right]
 \end{aligned} \quad (3.4)$$

Se obțin relațiile:

$$\left\{ \begin{aligned}
 N_1 I \sqrt{2} &= a \Phi_{1m} + \frac{3}{4} b \Phi_{1m}^3 + \frac{3}{2} b \Phi_{1m} \Phi_{3m}^2 \\
 0 &= a \Phi_{3m} \sin(3\omega t + \gamma) - \frac{b}{4} \Phi_{1m}^3 \sin 3\omega t + \\
 &\frac{3}{2} b \Phi_{1m}^2 \Phi_{3m} \sin(3\omega t + \gamma) + \frac{3}{4} b \Phi_{3m}^3 \sin(3\omega t + \gamma)
 \end{aligned} \right. \quad (3.5)$$

$$-\sin \gamma = \frac{1}{a \Phi_{3m} + \frac{3}{2} b \Phi_{1m}^2 \Phi_{3m} + \frac{3}{4} b \Phi_{3m}^3} \quad (3.6')$$

$$\cos \gamma = \frac{\frac{b}{4} \Phi_{1m}^3}{a \Phi_{3m} + \frac{3}{2} b \Phi_{1m}^2 \Phi_{3m} + \frac{3}{4} b \Phi_{3m}^3}$$

$$\left\{ \begin{aligned}
 N_1 I \sqrt{2} &= a \Phi_{1m} + \frac{3}{4} b \Phi_{1m}^3 + \frac{3}{2} b \Phi_{1m} \Phi_{3m}^2 + \frac{3}{4} b \Phi_{1m}^2 \Phi_{3m} \\
 1 + \frac{b^2}{16} \Phi_{1m}^6 &= (a \Phi_{3m} + \frac{3}{2} b \Phi_{1m}^2 \Phi_{3m} + \frac{3}{4} b \Phi_{3m}^3)^2
 \end{aligned} \right. \quad (3.6)$$

Pentru un studiu calitativ se dau valorile:

1.  $a = 0,9$ ;  $b = 0,1$ ;  $N_1 = 1$
2.  $I \sqrt{2} = 0 \div 1,5$  cu pasul  $0,1$
3. Se rezolvă sistemul (3.6) și se determină  $\gamma$  din (3.6').
4. Se trasează punct cu punct graficul din ecuația (3.7)

pentru  $\omega = 1$

$$\Phi_A = \Phi_{1m} \sin \omega t + \Phi_{3m} \sin(3\omega t + \gamma) \quad (3.7)$$

In aceste condiții se obțin relațiile  $\Phi_{1m} = f(I \sqrt{2})$

$\Phi_{3m} = f(I \sqrt{2})$ ;  $\gamma = f(I \sqrt{2})$  corespunzătoare regimului de mers în gol.

### 3.1.2. Regimul de mers în sarcină

În aceste condiții este valabilă relația :

$$N \cdot i = a \cdot \Phi + b \cdot \Phi^3 \quad (3.8)$$

și corespunzător:

$$\begin{cases} N_1 \cdot i_{oA} = a \cdot \Phi_A + b \cdot \Phi_A^3 \\ N_1 \cdot i_{oB} = a \cdot \Phi_B + b \cdot \Phi_B^3 \\ N_1 \cdot i_{oC} = a \cdot \Phi_C + b \cdot \Phi_C^3 \end{cases} \quad (3.9)$$

La mersul în sarcină, avem :

$$N_1 \cdot i_A + N_2 \cdot i_2 = N_1 \cdot i_{oA} \quad (3.10)$$

Iar ecuația circuitului secundar se scrie sub forma:

$$u_{2A} + u_{2B} + u_{2C} = R \cdot i_2 + L \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C} \int i_2 \cdot dt \quad (3.11)$$

în care:

$$\begin{cases} u_{2A} = u_{e2A} - L_2 \sigma_A \frac{di_{2A}}{dt} - R_2 \cdot i_{2A} \\ u_{2B} = u_{e2B} - L_2 \sigma_B \frac{di_{2B}}{dt} - R_2 \cdot i_{2B} \\ u_{2C} = u_{e2C} - L_2 \sigma_C \frac{di_{2C}}{dt} - R_2 \cdot i_{2C} \end{cases} \quad (3.12)$$

cu precizare că:

$$L_2 \sigma_A = L_2 \sigma_B = L_2 \sigma_C \quad (3.13)$$

Luând în considerare fluxurile se poate scrie:

$$u_{e2A} = - \frac{d\psi_A}{dt} = - N_2 \cdot \frac{d\Phi_A}{dt} \quad (3.14)$$

In aceste condiții ecuațiile de funcționare la mersul în sarcină se pot scrie sub forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{2A} = - N_2 \frac{d\Phi_A}{dt} - L_2 \sigma \frac{di_2}{dt} - R_2 \cdot i_2 \\ u_{2B} = - N_2 \frac{d\Phi_B}{dt} - L_2 \sigma \frac{di_2}{dt} - R_2 \cdot i_2 \\ u_{2C} = - N_2 \frac{d\Phi_C}{dt} - L_2 \sigma \frac{di_2}{dt} - R_2 \cdot i_2 \\ u_{2A} + u_{2B} + u_{2C} = i_2 R + L \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C} \int i_2 \cdot dt \quad (3.15) \\ i_A + \frac{1}{k} \cdot i_2 = a \cdot \Phi_A + b \cdot \Phi_A^3 \\ i_B + \frac{1}{k} \cdot i_2 = a \cdot \Phi_B + b \cdot \Phi_B^3 \\ i_C + \frac{1}{k} \cdot i_2 = a \cdot \Phi_C + b \cdot \Phi_C^3 \end{array} \right.$$

Dar:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_A = N_1 \frac{d\Phi_A}{dt} + R_1 \cdot i_A + L_1 \sigma \frac{di_A}{dt} \\ u_B = N_1 \frac{d\Phi_B}{dt} + R_1 \cdot i_B + L_1 \sigma \frac{di_B}{dt} \\ u_C = N_1 \frac{d\Phi_C}{dt} + R_1 \cdot i_C + L_1 \sigma \frac{di_C}{dt} \\ N_2 \frac{d}{dt} (\Phi_A + \Phi_B + \Phi_C) - 3L_2 \sigma \frac{di_2}{dt} - 3R_2 \cdot i_2 = \\ = R_2 \cdot i_2 + L \cdot \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C} \int i_2 \cdot dt \end{array} \right. \quad (3.16)$$

Iar:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{AB} = u_A - u_B \\ u_{BC} = u_B - u_C \\ u_{CA} = u_C - u_A \end{array} \right. \quad (3.17)$$

Luind in considerare și condiția:

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (3.18)$$

realizată prin modul de conexiune ales, relațiile (3.16), (3.17) și (3.18) alcătuiesc un sistem de ecuații, în care mărimile necunoscute sînt:  $i_A, i_B, i_C, i_2, \Phi_A, \Phi_B, \Phi_C$  și  $u_A$ , cu precizare că:

$$\begin{cases} u_C = u_{CA} + u_A \\ u_B = u_A - u_{AB} \end{cases} \quad (3.19)$$

Sistemul anterior se poate scrie și sub forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_A = N_1 \cdot \frac{d\Phi_A}{dt} + R_1 \cdot i_A + L_1 \sigma \frac{di_A}{dt} \\ u_A - u_{AB} = N_1 \cdot \frac{d\Phi_B}{dt} + R_1 \cdot i_B + L_1 \sigma \frac{di_B}{dt} \\ u_{CA} + u_A = N_1 \cdot \frac{d\Phi_C}{dt} + R_1 \cdot i_C + L_1 \sigma \frac{di_C}{dt} \\ N_2 \frac{d}{dt} (\Phi_A + \Phi_B + \Phi_C) - 3L_2 \sigma \frac{di_2}{dt} - 3R_2 i_2 = \\ = R i_2 + L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C} \int i_2 \cdot dt \\ i_A + \frac{1}{k} i_2 = a \Phi_A + b \Phi_A^3 \\ i_B + \frac{1}{k} i_2 = a \Phi_B + b \Phi_B^3 \\ i_C + \frac{1}{k} i_2 = a \Phi_C + b \Phi_C^3 \\ i_A + i_B + i_C = 0 \end{array} \right. \quad (3.20)$$



După transformări, sistemul se poate scrie:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 u_{AB} = N_1 \frac{d}{dt}(\Phi_A - \Phi_B) + R_1 [a(\Phi_A - \Phi_B) + \\
 + b(\Phi_A^3 - \Phi_B^3)] + L_1 \sigma \frac{d}{dt} [a(\Phi_A - \Phi_B) + b(\Phi_A^3 - \Phi_B^3)] \\
 \\
 u_{CA} = N_1 \frac{d}{dt}(\Phi_C - \Phi_A) + R_1 [a(\Phi_C - \Phi_A) + \\
 + b(\Phi_C^3 - \Phi_A^3)] + L_1 \sigma \frac{d}{dt} [a(\Phi_C - \Phi_A) + b(\Phi_C^3 - \Phi_A^3)] \\
 \\
 N_2 \frac{d}{dt}(\Phi_A + \Phi_B + \Phi_C) - 3L_2 \sigma \frac{di_2}{dt} - 3R_2 i_2 = \\
 = R_3 i_2 + L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad (3.21) \\
 \\
 \frac{3i_2}{k} = a(\Phi_A + \Phi_B + \Phi_C) + b(\Phi_A^3 + \Phi_B^3 + \Phi_C^3)
 \end{array} \right.$$

precizăm că:

$$u_{AB} = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta) \quad (3.22)$$

Dezvoltînd în serie Fourier, fluxurile  $\Phi_A, \Phi_B, \Phi_C$  și făcînd înlocuirile corespunzătoare în sistemul anterior, pe baza identităților:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 (a+b+c)^3 = a^3 + b^3 + c^3 + 3a^2b + 3a^2c + 3ab^2 + 3ac^2 + 3b^2c + 3bc^2 + 6abc \\
 \\
 \sin^3 \alpha = \frac{3}{4} \sin \alpha - \frac{1}{4} \sin 3\alpha \quad (3.23) \\
 \\
 \sin^2 \alpha \cdot \sin \beta = \frac{1}{2} \sin \beta - \frac{1}{4} \sin(\beta + 2\alpha) - \frac{1}{4} \sin(\beta - 2\alpha) \\
 \\
 \sin \alpha \cdot \sin \beta \cdot \sin \gamma = \frac{1}{4} \sin(\alpha - \beta + \gamma) + \frac{1}{4} \sin(-\alpha + \beta + \gamma) - \\
 - \frac{1}{4} \sin(\alpha + \beta + \gamma) + \frac{1}{4} \sin(\alpha + \beta - \gamma)
 \end{array} \right.$$

se ajunge la forma generală a sistemului, pentru regimul de mers în sarcină:

$$\begin{aligned}
 U_m \cdot \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) &= a_{R1} \Phi_1 \sqrt{3} + b_{R1} \frac{3}{4} \Phi_1^3 \sqrt{3} - b_{R1} \frac{3}{4} \Phi_1^2 \Phi_3 \sqrt{3} \cos \gamma + \\
 &+ \frac{3}{2} b_{R1} \Phi_1 \Phi_3^2 \sqrt{3} + \frac{3}{2} b_{R1} \Phi_1 \Phi_5^2 \sqrt{3} + b_{R1} \frac{3}{4} \Phi_3^2 \Phi_5 \sqrt{3} \cos(2\gamma - \delta) - \\
 &- b_{R1} \frac{3}{2} \Phi_1 \Phi_3 \Phi_5 \sqrt{3} \cos(\delta - \gamma) + b_{L1\sigma} \frac{3}{4} \omega \Phi_1^2 \Phi_3 \sqrt{3} \sin \gamma - \\
 &- b_{L1\sigma} \frac{3}{4} \omega \Phi_3 \Phi_5 \sqrt{3} \sin(2\gamma - \delta) + b_{L1\sigma} \frac{3}{2} \Phi_1 \Phi_3 \Phi_5 \sqrt{3} \sin(\delta - \gamma)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 U_m \cdot \sin\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right) &= -(N_1 + a_{L1\sigma}) \omega \Phi_1 \sqrt{3} + b_{R1} \frac{3}{4} \Phi_1^2 \Phi_3 \sqrt{3} \sin \gamma - \\
 &- b_{R1} \frac{3}{4} \Phi_3^2 \Phi_5 \sqrt{3} \sin(2\gamma - \delta) + b_{R1} \frac{3}{2} \Phi_1 \Phi_3 \Phi_5 \sqrt{3} \sin(\delta - \gamma) - \\
 &- b_{L1\sigma} \frac{3}{4} \omega \Phi_1^3 \sqrt{3} + b_{L1\sigma} \frac{3}{4} \omega \Phi_1^2 \Phi_3 \sqrt{3} \cos \gamma - b_{L1\sigma} \frac{3}{2} \omega \Phi_1 \Phi_3^2 \sqrt{3} - \\
 &- b_{L1\sigma} \frac{3}{2} \omega \Phi_1 \Phi_5^2 \sqrt{3} - b_{L1\sigma} \frac{3}{4} \omega \Phi_3^2 \Phi_5 \sqrt{3} \cos(2\gamma - \delta) + \\
 &+ b_{L1\sigma} \frac{3}{2} \omega \Phi_1 \Phi_3 \Phi_5 \sqrt{3} \cos(\delta - \gamma).
 \end{aligned}$$

$$L_2 \omega I_2 \sqrt{2} - \frac{I_2 \sqrt{2}}{3c\omega} - 9\omega N_2 \Phi_3 \cos(\gamma - \theta) = 0.$$

$$R_2 I_2 \sqrt{2} + 9\omega N_2 \Phi_3 \sin(\gamma - \theta) = 0.$$

$$\frac{1}{4} b \Phi_1^3 \sin \gamma + \frac{3}{4} b \Phi_1^2 \Phi_5 \sin(\gamma - \delta) + \frac{3}{2} b \Phi_1 \Phi_3 \Phi_5 \sin(\delta - 2\gamma) -$$

$$- \frac{1}{k} I_2 \sqrt{2} \sin(\theta - \gamma) = 0$$

$$a \Phi_3 - \frac{1}{4} b \Phi_1^3 \cos \gamma + \frac{3}{4} b \Phi_3^3 + -\frac{3}{2} b \Phi_1^2 \Phi_3 - \frac{3}{4} b \Phi_1^2 \Phi_5 \cos(\delta - \gamma) +$$

$$+ \frac{3}{2} b \Phi_3 \Phi_5^2 + \frac{3}{2} b \Phi_1 \Phi_3 \Phi_5 \cos(\delta - 2\gamma) - \frac{1}{k} I_2 \sqrt{2} \cos(\theta - \gamma) = 0.$$

$$- \frac{1}{2} \Phi_3^3 \sin 3\gamma + \frac{3}{2} \Phi_1 \Phi_5^2 \sin 2\delta - 3 \Phi_1 \Phi_3 \Phi_5 \sin(\gamma + \delta) = 0$$

$$- \frac{1}{2} \Phi_3^3 \cos 3\gamma + \frac{3}{2} \Phi_1 \Phi_5^2 \cos 2\delta - 3 \Phi_1 \Phi_3 \Phi_5 \cos(\gamma + \delta) = 0$$

$$0 = -a R_1 \Phi_5 \sqrt{3} - b R_1 \frac{3}{4} \Phi_5^3 \sqrt{3} + b R_1 \frac{3}{4} \Phi_1^2 \Phi_3 \sqrt{3} \cos(\gamma - \delta) -$$

$$- b R_1 \frac{3}{2} \Phi_1^2 \Phi_5 \sqrt{3} - b R_1 \frac{3}{4} \Phi_1 \Phi_3^2 \sqrt{3} \cos(2\gamma - \delta) -$$

$$- b R_1 \frac{3}{2} \Phi_3^2 \Phi_5 \sqrt{3} - b L_1 \sigma \frac{15}{4} \omega \Phi_1^2 \Phi_3 \sqrt{3} \sin(\gamma - \delta) +$$

$$+ b L_1 \sigma \frac{15}{4} \Phi_1 \Phi_3^2 \sqrt{3} \sin(2\gamma - \delta).$$

$$0 = - b R_1 \frac{3}{4} \Phi_1^2 \Phi_5 \sqrt{3} - b R_1 \frac{3}{4} \Phi_1 \Phi_3^2 \sqrt{3} \cos(2\gamma - \delta) +$$

$$+ b R_1 \frac{3}{4} \Phi_3^2 \Phi_5 \sqrt{3} \cos(\delta - \gamma) + b R_1 \frac{3}{2} \Phi_1 \Phi_3 \Phi_5 \sqrt{3} \cos \gamma +$$

$$+ b L_1 \sigma \omega \Phi_1 \Phi_3^2 \sqrt{3} \sin(2\gamma - \delta) - b L_1 \sigma \frac{21}{4} \omega \Phi_3 \Phi_5^2 \sqrt{3} \sin(\delta - \gamma) -$$

$$- b L_1 \sigma \cdot \frac{21}{2} \omega \Phi_1 \Phi_3 \Phi_5 \sqrt{3} \sin \gamma.$$

$$0 = bR_1 \frac{3}{4} \Phi_1 \Phi_3^2 \sqrt{3} \sin(2\gamma - \delta) - bR_1 \frac{3}{4} \Phi_3 \Phi_5^2 \sqrt{3} \sin(\delta - \gamma) -$$

$$- bR_1 \frac{3}{2} \Phi_1 \Phi_3 \Phi_5 \sqrt{3} \sin\gamma + bL_1 \sigma \frac{21}{4} \omega \Phi_1^2 \Phi_5 \sqrt{3} +$$

$$bL_1 \sigma \omega \Phi_1 \Phi_3^2 \sqrt{3} \cos(2\gamma - \delta) -$$

$$- bL_1 \sigma \frac{21}{4} \omega \Phi_3 \Phi_5^2 \sqrt{3} \cos(\delta - \gamma) - bL_1 \sigma \frac{21}{4} \omega \Phi_1 \Phi_3 \Phi_5 \sqrt{3} \cos\gamma$$

$$0 = bR_1 \frac{3}{4} \Phi_1 \Phi_5^2 \sqrt{3} + bR_1 \frac{3}{4} \Phi_3^2 \Phi_5 \sqrt{3} \cos(2\gamma - \delta) -$$

$$- bL_1 \sigma \frac{33}{4} \Phi_3^2 \Phi_5 \sqrt{3} \sin(2\gamma - \delta)$$

$$0 = bR_1 \frac{3}{4} \Phi_3^2 \Phi_5 \sqrt{3} \sin(2\gamma - \delta) - bL_1 \sigma \frac{33}{4} \omega \Phi_1 \Phi_5^2 \sqrt{3} -$$

$$- bL_1 \sigma \frac{33}{4} \Phi_3^2 \Phi_5 \sqrt{3} \cos(2\gamma - \delta).$$

$$0 = (H_1 + aL_1 \sigma) \omega \Phi_5 \sqrt{3} - bR_1 \frac{3}{4} \Phi_1 \Phi_3^2 \sqrt{3} \sin(\gamma - \delta) +$$

$$+ bR_1 \frac{3}{4} \Phi_1 \Phi_3^2 \sqrt{3} \sin(2\gamma - \delta) + bL_1 \sigma \frac{15}{4} \omega \Phi_5^3 \sqrt{3} -$$

$$- bL_1 \sigma \frac{15}{4} \omega \Phi_1^2 \Phi_3 \sqrt{3} \cos(\gamma - \delta) + bL_1 \sigma \frac{15}{4} \omega \Phi_1^2 \Phi_5 \sqrt{3} +$$

$$+ bL_1 \sigma \frac{15}{4} \omega \Phi_1 \Phi_3^2 \sqrt{3} \cos(2\gamma - \delta) + bL_1 \sigma \frac{15}{2} \omega \Phi_3^2 \Phi_5 \sqrt{3}$$

Tabelul 3.1.

REGIM DE MERS IN SARCINA

$I_2$	$U_m$	$\Phi_1$	$\Phi_3$	$\theta$	$\gamma$
12 = 10.50	U = 14.51	$\Phi_1 = 1.8365$	$\Phi_3 = 0.0447$	$\theta = 0.0581$	$\gamma = 10.5009$
12 = 10.75	U = 16.30	$\Phi_1 = 2.1408$	$\Phi_3 = 0.0396$	$\theta = 0.0848$	$\gamma = 10.5111$
12 = 11.00	U = 18.22	$\Phi_1 = 2.8169$	$\Phi_3 = 0.1357$	$\theta = 0.1057$	$\gamma = 10.5530$
12 = 11.25	U = 111.62	$\Phi_1 = 3.2760$	$\Phi_3 = 0.1730$	$\theta = 0.1234$	$\gamma = 10.2054$
12 = 11.50	U = 113.17	$\Phi_1 = 3.5119$	$\Phi_3 = 0.2021$	$\theta = 0.1581$	$\gamma = 10.2133$
12 = 11.75	U = 116.84	$\Phi_1 = 3.8371$	$\Phi_3 = 0.2585$	$\theta = 0.1727$	$\gamma = 10.2060$
12 = 12.00	U = 113.80	$\Phi_1 = 3.2116$	$\Phi_3 = 0.3130$	$\theta = 0.1851$	$\gamma = 10.1915$
12 = 12.25	U = 127.27	$\Phi_1 = 3.5017$	$\Phi_3 = 0.2581$	$\theta = 0.1761$	$\gamma = 10.1821$
12 = 12.50	U = 128	$\Phi_1 = 3.7035$	$\Phi_3 = 0.2467$	$\theta = 0.1887$	$\gamma = 10.1719$
12 = 12.75	U = 131.01	$\Phi_1 = 4.1305$	$\Phi_3 = 0.2475$	$\theta = 0.1953$	$\gamma = 10.1624$
12 = 13.00	U = 138.71	$\Phi_1 = 5.2262$	$\Phi_3 = 0.2922$	$\theta = 0.2051$	$\gamma = 10.1536$
12 = 13.25	U = 140.11	$\Phi_1 = 5.2487$	$\Phi_3 = 0.2910$	$\theta = 0.2132$	$\gamma = 10.1455$
12 = 13.50	U = 147.17	$\Phi_1 = 5.2701$	$\Phi_3 = 0.2917$	$\theta = 0.2208$	$\gamma = 10.1379$
12 = 13.75	U = 147.17	$\Phi_1 = 5.2701$	$\Phi_3 = 0.2917$	$\theta = 0.2208$	$\gamma = 10.1379$
12 = 14.00	U = 152.75	$\Phi_1 = 5.2711$	$\Phi_3 = 0.2912$	$\theta = 0.2217$	$\gamma = 10.1303$
12 = 14.25	U = 152.75	$\Phi_1 = 5.2711$	$\Phi_3 = 0.2912$	$\theta = 0.2217$	$\gamma = 10.1243$

SYSTEM WANG 2200 -VP

REGIM DE MERS IN SARCINA

$I_2$	$L_{10}$	$U_m$
12 = 10.50	L = 0.01	U = 14.1045
12 = 11.00	L = 0.01	U = 129.9817
12 = 11.50	L = 0.01	U = 152.7374
12 = 10.50	L = 0.05	U = 14.1686
12 = 11.00	L = 0.05	U = 129.9970
12 = 11.50	L = 0.05	U = 152.7604
12 = 10.50	L = 0.10	U = 14.1732
12 = 11.00	L = 0.10	U = 130.0125
12 = 11.50	L = 0.10	U = 152.7832
12 = 10.50	L = 0.50	U = 14.2148
12 = 11.00	L = 0.50	U = 130.1361
12 = 11.50	L = 0.50	U = 153.0194
12 = 10.50	L = 1.00	U = 14.2661
12 = 11.00	L = 1.00	U = 130.2906
12 = 11.50	L = 1.00	U = 153.3071

Tabelul 3.3.

SYSTEM WANG 2200 -VP

REGIM DE MERS IN GOL

..... I = 10.10 .....	
E1 = 10.0855 E3 = 11.0774 GAMA = 83.3319	
E1 = 10.0796 E3 = 11.0824 GAMA = 83.3334	
..... I = 10.20 .....	
E1 = 10.1814 E3 = 11.0774 GAMA = 83.3227	
E1 = 10.1560 E3 = 11.0824 GAMA = 83.3509	
..... I = 10.30 .....	
E1 = 10.2374 E3 = 11.0450 GAMA = 83.4540	
E1 = 10.2311 E3 = 11.0555 GAMA = 83.3400	
..... I = 10.40 .....	
E1 = 10.2958 E3 = 11.0314 GAMA = 83.4326	
E1 = 10.2887 E3 = 11.0419 GAMA = 83.3270	
..... I = 10.50 .....	
E1 = 10.3470 E3 = 10.7914 GAMA = 83.4950	
E1 = 10.3419 E3 = 11.0111 GAMA = 83.3770	
..... I = 10.60 .....	
E1 = 10.4008 E3 = 10.6111 GAMA = 83.5309	
E1 = 10.4047 E3 = 10.4719 GAMA = 83.3954	
..... I = 10.70 .....	
E1 = 11.0433 E3 = 10.5445 GAMA = 83.4419	
E1 = 10.5907 E3 = 10.3973 GAMA = 83.3472	
..... I = 10.80 .....	
E1 = 11.1436 E3 = 10.5570 GAMA = 83.3910	
E1 = 10.5437 E3 = 10.3478 GAMA = 83.3771	
..... I = 10.90 .....	
E1 = 11.2307 E3 = 10.5717 GAMA = 83.3472	
E1 = 10.5119 E3 = 10.2963 GAMA = 83.3754	
..... I = 11.00 .....	
E1 = 11.2874 E3 = 10.5810 GAMA = 83.3070	
E1 = 10.4801 E3 = 10.2474 GAMA = 83.3070	

Tabelul 3.2.

REZULTATE

Cele două sisteme de ecuații neliniare corespunzătoare regimului de mers în sarcină și în gol au fost rezolvate prin metoda "înjumătățirii", utilizând un program de calcul în limbaj Basic pentru calculatorul Wang.

Din rezultatele obținute (tabelul 3.3) se constată faptul că inductivitatea de scârpări  $L_{1\sigma}$  conduce la creșterea tensiunii de alimentare, pentru același efect în circuitul secundar al transformatorului. Observația este utilă în proiectare.

Prin transformări succesive sistemele au fost reduse la o funcție. Cunoscându-se că, dacă o funcție  $F$  este continuă pe un interval  $[a, b]$  și dacă  $F(a) \cdot F(b) < 0$ , atunci funcția are un număr impar de rădăcini în intervalul  $[a, b]$ .

Se delimitează intervalul în care se găsește rădăcina și se alege un pas convenabil (0,01) și se testează pe intervalul respectiv schimbările de semn ale funcției la fiecare pas. Se determină astfel un interval de lungimea pasului în care se găsește rădăcina, după care se continuă procedeul pînă la obținerea preciziei dorite prin înjumătățirea succesivă a intervalului anterior.

Eroarea cu care au fost determinate soluțiile sistemelor conform procedurii descris mai sus a fost de  $10^{-11}$ .

Limitele intervalului  $[a, b]$  sînt:

$$\begin{cases} a = -n \cdot \max(|a_0|, |a_1|, \dots, |a_{n-1}|) \\ b = +n \cdot \max(|a_0|, |a_1|, \dots, |a_{n-1}|) \end{cases}$$

în care  $a_0, a_1, \dots, a_{n-1}$  sînt coeficienții ecuației  $F(x) = 0$ , iar "n" este gradul acesteia.

Soluțiile corespunzătoare pentru regimul de mers în sarcină sînt date în Tabelul 3.1, iar cele corespunzătoare regimului de mers în gol în Tabelul 3.2.

De asemenea, în Anexa E se prezintă modul de variație al fluxului în fazele triplorului obținute la plotter pentru regimul de mers în gol.

### 3.2. Studiul calitativ al triplorului de frecvență cu bobine, utilizând calculatorul numeric

Schema echivalentă de calcul a triplorului feromagnetic cu bobine, la mersul în sarcină este prezentată în figura 3.2, [20].

Semnificațiile notațiilor din figură sînt următoarele:

$L_f$  - inductivitatea bobinei de filtrare;

$C_1$  - capacitatea condensatoarelor cuplate pe fază;  $f=50$  Hz;

$R_1$  - rezistența unei faze a triplorului;

$C_2$  - capacitatea condensatoarelor din circuitul de sarcină;  
 $f = 150$  Hz;

$u_R; u_S; u_T$  - tensiunea pe fazele rețelei;

$i_R; i_S; i_T$  - curenții corespunzători;

$i_{1R}; i_{1S}; i_{1T}$  - curenții în triplor;

$i_{CR}; i_{CS}; i_{CT}$  - curenții prin condensatorul  $C_1$ ;

$i_2$  - curentul în circuitul de sarcină;

$\Phi_R; \Phi_S; \Phi_T$  - fluxurile magnetice în bobinele triplorului.

Pentru studiul calitativ al funcționării triplorului de frecvență cu bobine, s-au luat în considerare următoarele ipoteze:

- tensiunea de alimentare este sinusoidală;
- nu se iau în considerare pierderile suplimentare în înfășurări și nici pierderile în fier;
- din motive constructive reactanțele de scăpări sînt suficient de mici pentru a nu fi luate în considerare;
- nu se ține cont de pierderile în condensatoare.

Considerînd regimul periodic permanent, algoritmul de rezolvare matematică a problemei comportă următoarele etape [20]:

- se aplică prima teoremă a lui Kirchhoff succesiv în nodurile: N;  $N_1$ ; A; B și C, obținîndu-se cinci ecuații ale curenților;
- se aplică a doua teoremă a lui Kirchhoff în ochiurile de rețea:  $[NBN_2AN]$ ;  $[NCN_2BN]$ ;  $[AN_1N_2A]$ ;  $[BN_1N_2B]$  și  $[CN_1N_2C]$ , obținîndu-se cele cinci ecuații ale tensiunilor.



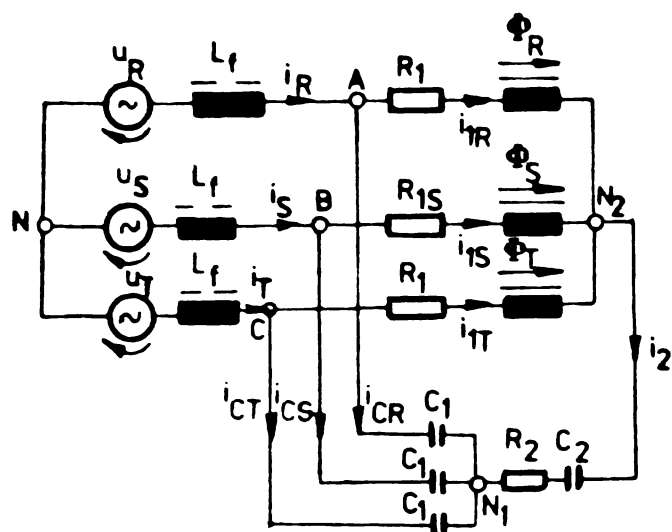


Fig.3.2.Triplorul cu bobine;  
schema echivalentă.

Cele două grupuri de relații atașate conduc la un sistem de 10 ecuații cu 10 necunoscute, ce poate fi simplificat. Ținând cont că tensiunile pe fază ale relației alcătuiesc un sistem simetric, după calcule se ajunge la un sistem de ecuații diferențiale de ordinul 2,

de variabilă  $x = \omega t$ , în care necunoscutele sînt curenții:  $i_R; i_S; i_{1R}; i_{1S}; i_{1T}$ .

$$\left\{ \begin{aligned}
 3X_{L_f} \frac{d^2 i_R}{dx^2} &= 3U_{\max} \cos x - 3X_{C_1} i_R + X_{C_1} (2i_{1R} - i_{1S} - i_{1T}), \\
 3X_{L_f} \frac{d^2 i_S}{dx^2} &= 3U_{\max} \sin(x - \frac{\pi}{6}) - 3X_{C_1} i_S + X_{C_1} (2i_{1S} - i_{1R} - i_{1T}), \\
 -2\pi f \lambda \frac{d^2 i_{1R}}{dx^2} &= (R_1 + R_2) \frac{di_{1R}}{dx} + R_2 \frac{di_{1S}}{dx} + R_2 \frac{di_{1T}}{dx} - X_{C_1} i_R + \\
 &\quad + (X_{C_1} + X_{C_2}) i_{1R} + X_{C_2} i_{1S} + X_{C_2} i_{1T}, \\
 -2\pi f \lambda \frac{d^2 i_{1S}}{dx^2} &= (R_1 + R_2) \frac{di_{1S}}{dx} + R_2 \frac{di_{1R}}{dx} + R_2 \frac{di_{1T}}{dx} - X_{C_1} i_S + \\
 &\quad + X_{C_2} i_{1R} + (X_{C_1} + X_{C_2}) i_{1S} + X_{C_2} i_{1T}, \\
 -2\pi f \lambda \frac{d^2 i_{1T}}{dx^2} &= (R_1 + R_2) \frac{di_{1T}}{dx} + R_2 \frac{di_{1R}}{dx} + R_2 \frac{di_{1S}}{dx} + X_{C_1} i_T + \\
 &\quad + X_{C_1} i_S + X_{C_2} i_{1R} + X_{C_2} i_{1S} + (X_{C_1} + X_{C_2}) i_{1T}.
 \end{aligned} \right. \quad (3.9)$$

În sistemul de ecuații de mai sus " $\lambda$ " reprezintă panta caracteristicii de magnetizare, aproximată conform paragrafului 1.4.6.

Rezolvarea sistemului se face în următoarele condiții inițiale:

$$\begin{cases} x = \omega t = 0 \\ i_R = i_S = i_{1R} = i_{1S} = i_{1T} = 0, \end{cases}$$

cu metoda de integrare numerică Runge-Kutta pe baza algoritmului prezentat în figura 3.3, care constituie principiul programului de calcul pentru calculatorul Felix 256, prezentat în Anexa E. Programul permite calculul punct cu punct a valorilor curenților, rezultatele obținute fiind date în tabelul 3.3.

Modul de aproximare al caracteristicii de magnetizare impune modificarea pantei  $\lambda$ , în funcție de valorile curenților triplorului. Astfel, s-a introdus un subprogram de tip funcție externă ce alege panta în funcție de valorile curenților.

Testarea stabilității sistemului se realizează prin compararea valorilor funcțiilor la momentele " $x$ " și " $x + 2\pi$ ", urmărindu-se când diferența valorilor acestora este mai mică decât o eroare impusă. Acest lucru, în cazul de față, a fost atins după 30 perioade.

Formele de undă ale curenților triplorului obținute la calculator sînt conform cu literatura [20].

Tinînd cont de figura 3.2, în program curenții sistemului s-au notat cu:  $Y1 = i_R$ ;  $Y2 = i_S$ ;  $Y3 = i_T$ ;  $Y4 = i_{1R}$ ;  $Y5 = i_{1S}$ ;  $Y6 = i_{1T}$  și  $Y7 = i_2$ .

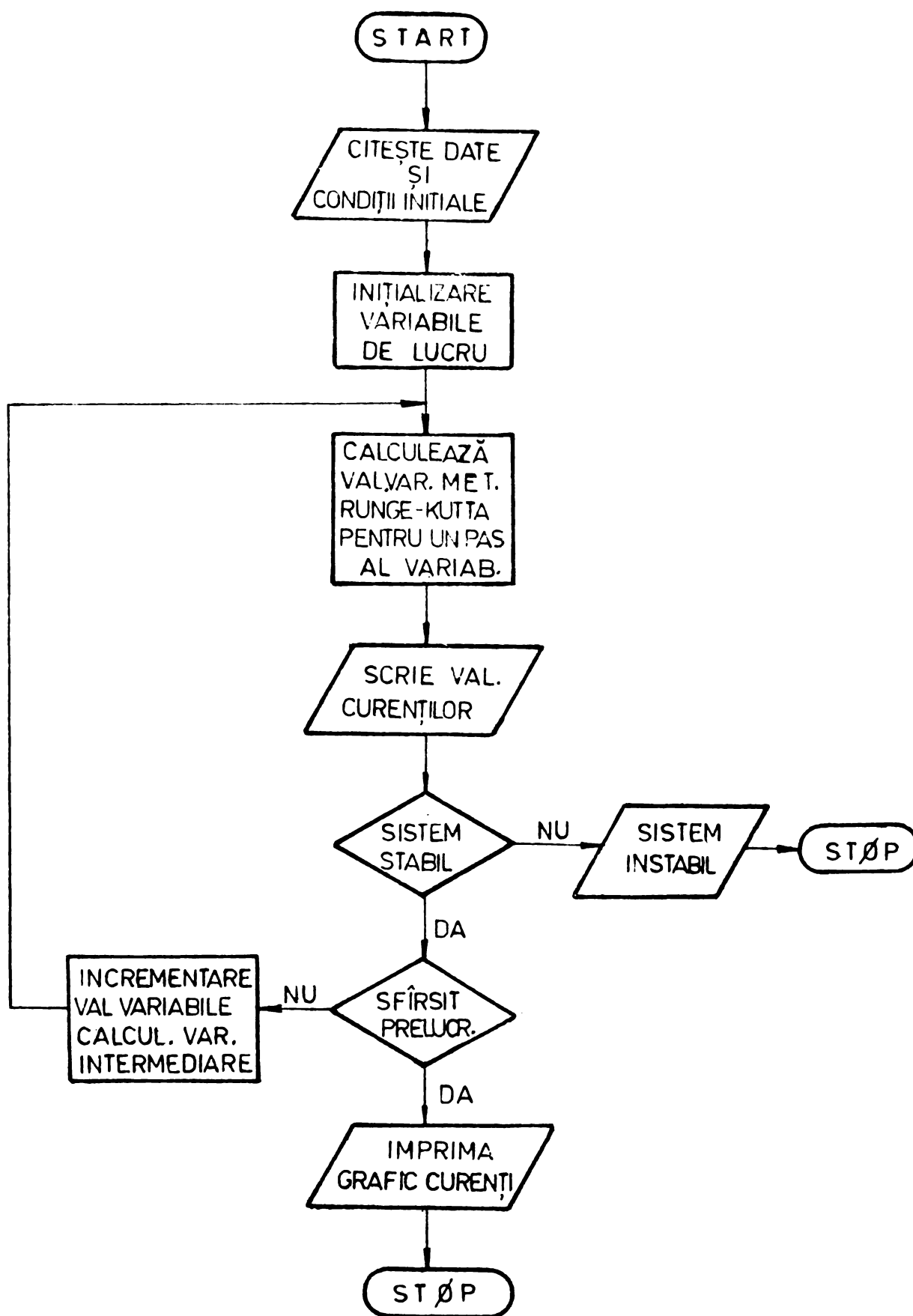


Fig.3.3. Schema logică a programului de calcul.

Tabelul 3.3.

$i_R$	$i_S$	$i_{1R}$	$i_{1S}$	$i_{1T}$
y1= 6.73874	y2= -32.57058	y4= -7.86186	y5= -3.36937	y6= 3.36937
y1= 10.10811	y2= -31.44745	y4= -6.73874	y5= -3.36937	y6= 3.36937
y1= 14.60060	y2= -29.20121	y4= -4.49249	y5= -3.36937	y6= 3.36937
y1= 15.72373	y2= -27.51652	y4= 0.00000	y5= -3.36937	y6= 3.36937
y1= 17.96997	y2= -23.58559	y4= 2.80781	y5= 0.00000	y6= 2.24625
y1= 23.02403	y2= -21.33934	y4= 2.80781	y5= 0.00000	y6= -33.69370
y1= 25.83183	y2= -16.84685	y4= 2.80781	y5= 0.00000	y6= -33.69370
y1= 30.32433	y2= -13.47748	y4= 2.80781	y5= -3.36937	y6= 3.36937
y1= 31.44745	y2= -7.86186	y4= 2.80781	y5= -3.36937	y6= 5.61562
y1= 34.81682	y2= -3.36937	y4= 2.80781	y5= -3.36937	y6= 4.49249
y1= 34.81682	y2= 3.36937	y4= 2.80781	y5= -2.24625	y6= 0.00000
y1= 32.57058	y2= 6.17718	y4= 2.80781	y5= 33.69370	y6= -3.36937
y1= 32.57058	y2= 8.42342	y4= 2.80781	y5= 33.69370	y6= -3.36937
y1= 20.21622	y2= 10.10811	y4= 2.80781	y5= -3.36937	y6= -3.36937
y1= 24.70871	y2= 13.47748	y4= 2.80781	y5= -5.61562	y6= -3.36937
y1= 14.60060	y2= 17.96997	y4= 2.24625	y5= -4.49249	y6= -3.36937
y1= 10.10811	y2= 23.58559	y4= -1.12312	y5= 0.00000	y6= -3.36937
y1= 3.93093	y2= 28.07808	y4= -43.80181	y5= 3.36937	y6= -3.36937
y1= -11.79279	y2= 31.44745	y4= -11.23123	y5= 3.36937	y6= -3.36937
y1= -15.16216	y2= 33.69370	y4= 4.49249	y5= 3.36937	y6= -3.36937
y1= -22.01322	y2= 34.81682	y4= 5.61562	y5= 3.36937	y6= -3.36937
y1= -25.83183	y2= 30.32433	y4= 1.12312	y5= 3.36937	y6= -3.36937
y1= -17.96997	y2= 31.44745	y4= -2.24625	y5= 3.36937	y6= -3.36937
y1= -30.32433	y2= 21.33934	y4= -2.80781	y5= 3.36937	y6= -2.24625
y1= -36.61382	y2= 24.70871	y4= -2.80781	y5= 3.36937	y6= 33.69370
y1= -36.50151	y2= 24.70871	y4= -2.80781	y5= 3.36937	y6= 33.69370
y1= -37.06307	y2= 16.84685	y4= -2.80781	y5= 3.36937	y6= -3.36937
y1= -34.81682	y2= 12.35436	y4= -2.80781	y5= 3.36937	y6= -5.61562
y1= -31.44745	y2= 8.98499	y4= -2.80781	y5= 2.24625	y6= -4.49249
y1= -25.83183	y2= 0.00000	y4= -2.80781	y5= -33.69370	y6= 2.24625
y1= -20.21622	y2= -8.98499	y4= -2.80781	y5= -33.69370	y6= 3.36937
y1= -15.72373	y2= -12.35436	y4= -2.80781	y5= 3.36937	y6= 3.36937
y1= -8.98499	y2= -15.16216	y4= -2.80781	y5= 5.61562	y6= 3.36937
y1= -1.12312	y2= -23.58559	y4= -2.80781	y5= 4.49249	y6= 3.36937
y1= 3.36937	y2= -22.46247	y4= 0.00000	y5= 0.00000	y6= 3.36937
y1= 5.61562	y2= -20.21622	y4= 43.80181	y5= -3.36937	y6= 3.36937

## CAPITOLUL IV

### EFFECTUL DE SALT FEROREZONANT

#### IN MULTIPLICATOARELE FEROMAGNETICE DE FRECVENTA

##### 4.1. Analiza fenomenului de ferorezonanță

Pentru explicarea fenomenului, se consideră circuitul serie ferorezonant din figura 4.1,a care conține o bobină cu miez de fier L (caracteristica tensiune-curent este neliniară), un condensator C și o rezistență R. Funcționarea circuitului este descrisă de ecuația:

$$u = Ri + \frac{d\psi}{dt} + \frac{1}{C} \int i \cdot dt \quad (4.1)$$

Considerând sinusoidale echivalente ale mărimilor nesinusoidale ecuația (4.1) se scrie în complex simplificat astfel:

$$\underline{U} = R \underline{I} + \underline{U}_L + \frac{1}{j\omega C} \underline{I} \quad (4.2)$$

având reprezentarea fazorială din figura 4.1,b.

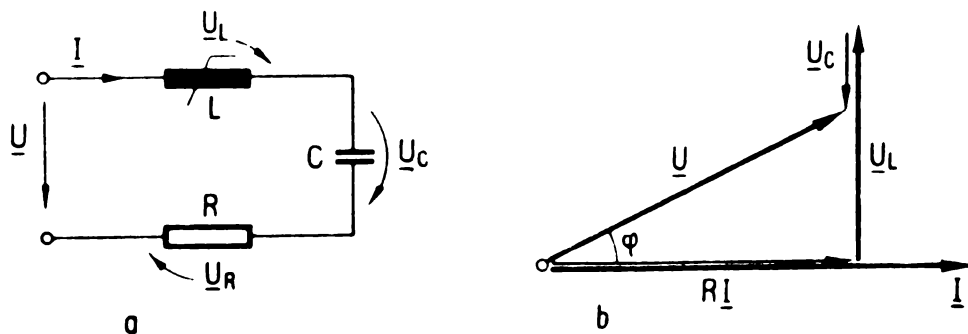


Fig.4.1.

Circuitul R, L, C și diagrama fazorială.

Ținând cont de diagrama fazorială se poate scrie ecuația:

$$|U_L - U_C| = \sqrt{U^2 - R^2 I^2} \quad (4.3)$$

Punctele de funcționare ale circuitului se determină prin rezolvarea grafică a ecuației. Pentru aceasta se consideră mai întâi caracteristica neliniară a bobinei  $U_L = f_1(I)$ , trasată în valori efective în figura 4.2, apoi se construiește caracteristica resultantă a elementelor reactive  $|U_L - U_C| = f(I)$ , cunoscând caracteristica condensatorului linear  $U_C = \frac{1}{C \cdot \omega} I$ , ca fiind o dreaptă ce trece prin origine și intersectează caracteristica bobinei în punctul A.

Membrul al doilea al relației 4.3 reprezintă un arc de elipsă cu semiaxele  $U$  și  $\frac{U}{R}$ .

Intersecția caracteristicii  $|U_L - U_C| = f(I)$  cu arcul de elipsă ne dă punctele de funcționare ale circuitului ferorezonant serie.

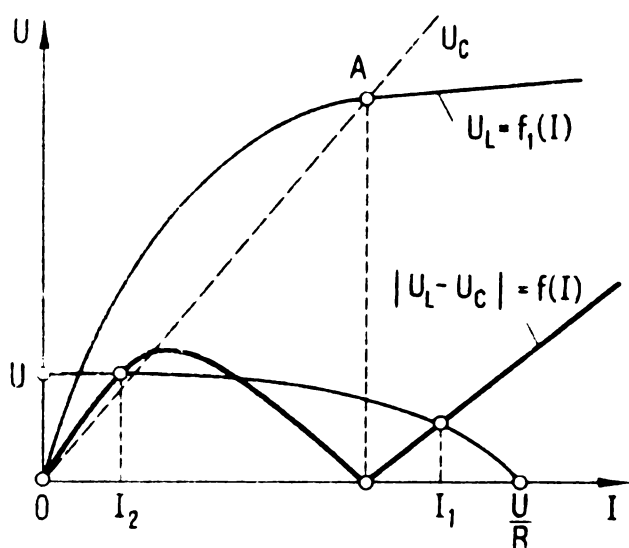


Fig.4.2.

Caracteristicile elementelor de circuit în valori efective.

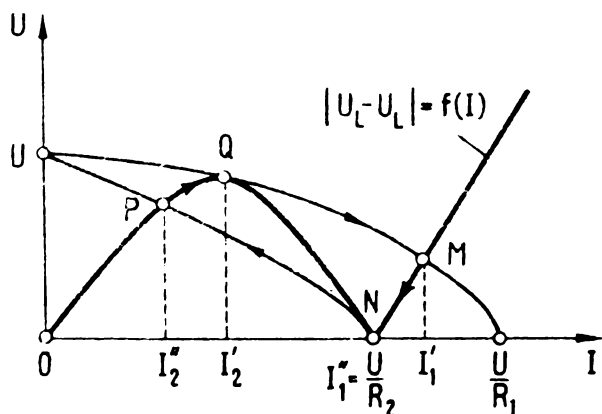


Fig.4.3.

Explicativă privind fenomenul de salt ferorezonant.

Numai valorile  $I_1$  și  $I_2$  sînt puncte de funcționare stabilă, deoarece se situează pe porțiuni cu pantă pozitivă ale caracteristicii  $|U_L - U_C| = f(I)$ .

Trecerea de la o valoare stabilă la alta se poate face prin salt. Aceste salturi de curent în circuitul ferorezonant serie pot apărea la variația lentă a oricărui parametru al schemei din figura 4.1.

În figura 4.3 se arată posibilitatea obținerii salturilor de curent prin variația, spre exemplu, a rezisten-

ței din circuit, adică prin modificarea semiaxe  $\frac{U}{R}$  a elipsei din figura 4.2. Sînt date două valori critice ale rezistenței, care conduc la salturi ale curentului din circuit. La valori mici ale rezistenței (valoarea  $R_1$ ), punctul de funcționare al circuitului se stabilește în M, curentul avînd valoarea  $I_1$ . Crescînd lent rezistența, punctul de funcționare se deplasează spre N. Cînd rezis-

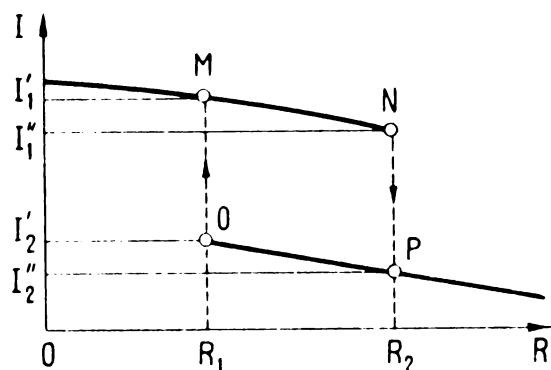


Fig.4.4.

Explicativă privind fenomenul de salt la variația rezistenței.

curentul din circuit crește lent pînă la valoarea  $I_2'$  cînd are loc o creștere prin salt pînă la valoarea  $I_1'$ .

In figura 4.4 se prezintă calitativ fenomenul de salt ferorezonant, la variația rezistenței, în conformitate cu exemplul amintit.

#### 4.2. Cercetări experimentale privind fenomenul de salt

Pentru verificarea elementelor teoretice tratate anterior, s-au realizat experimente conform schemelor de montaj din figura 4.5, a și b. Ca și bobină neliniară a fost utilizat circuitul primar al unui triplor de frecvență monofazat, a cărui caracteristică este prezentată în figura 4.6. Un al doilea circuit experimental pe care s-a studiat fenomenul este prezentat în figura 4.5, b. Această schemă modelează prototipul de multiplicator de frecvență utilizat la sudarea prin puncte a metalelor, rezistența  $R$  din circuitul secundar reprezentînd o mărime variabilă, în funcție de temperatură, după o lege aproximativ liniară de forma

$R = R_0(1 + \alpha \Delta t)$ . In aceste condiții s-a putut studia și fenomenul de comandă al impulsurilor de curent prin oscilații de relaxare datorate fenomenului de ferorezonanță în circuitul multiplicatorului de frecvență utilizat la sudarea metalelor.

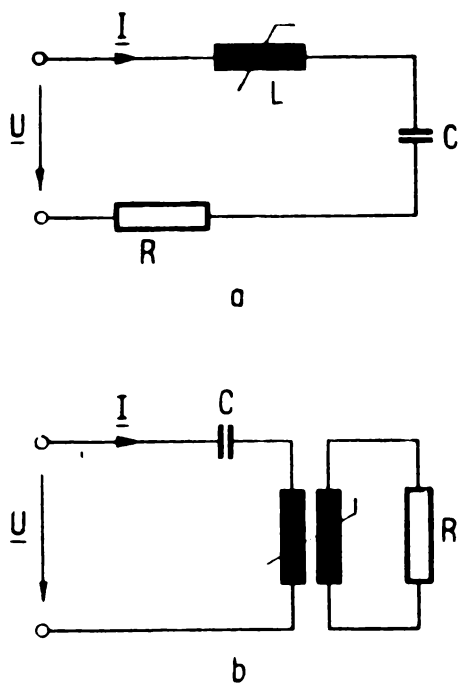


Fig.4.5.

Circuitul experimental.

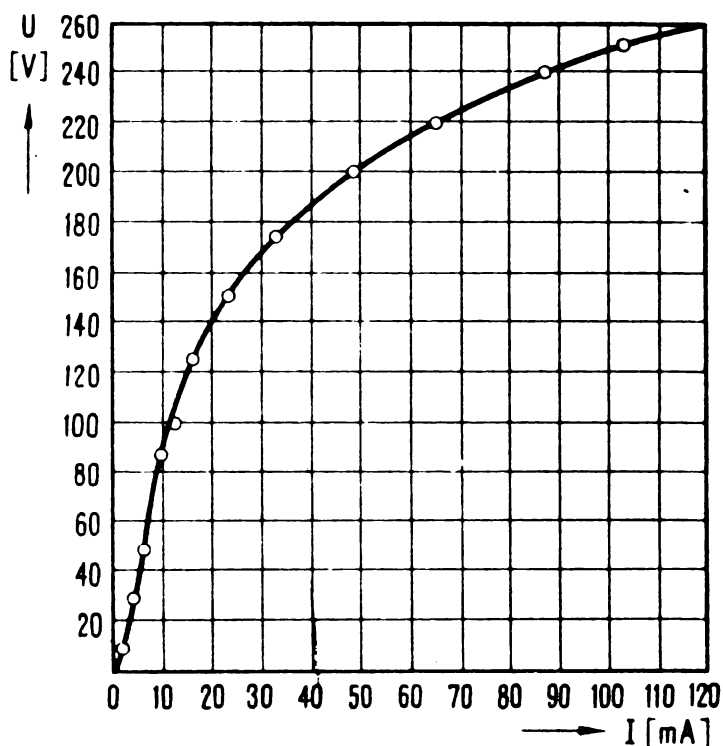


Fig.4.6.

Caracteristica  $U = f(I)$  a bobinei neliniare.

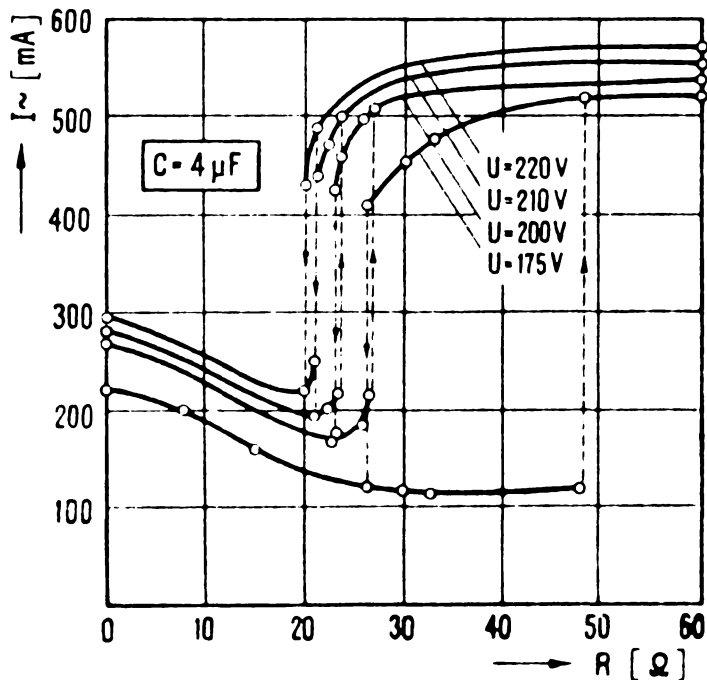
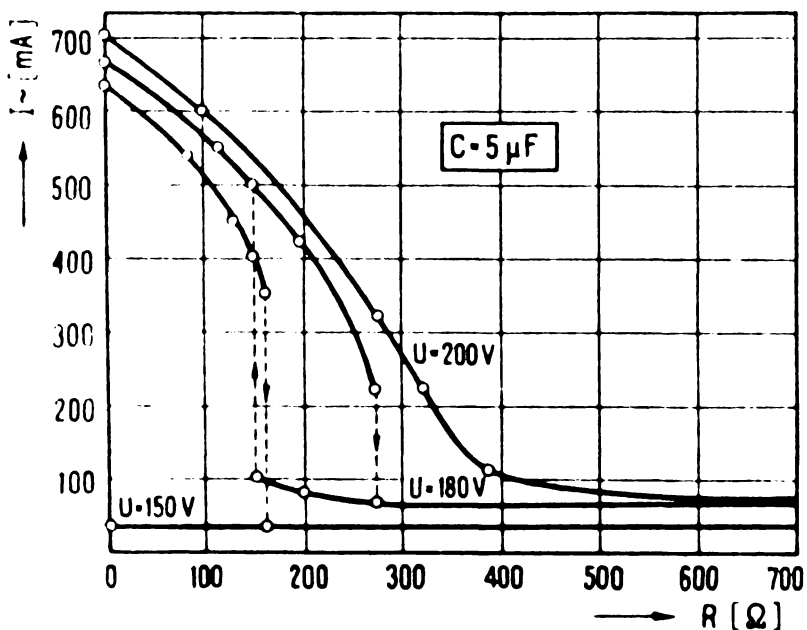
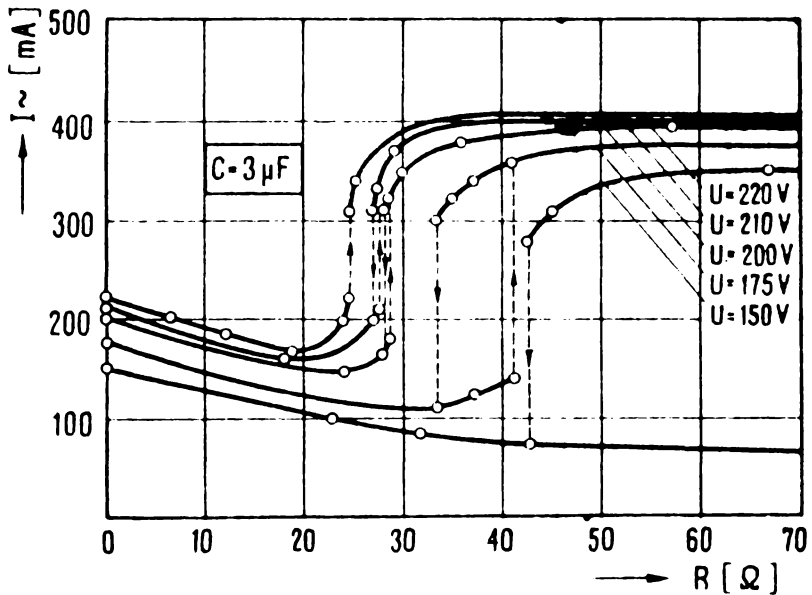
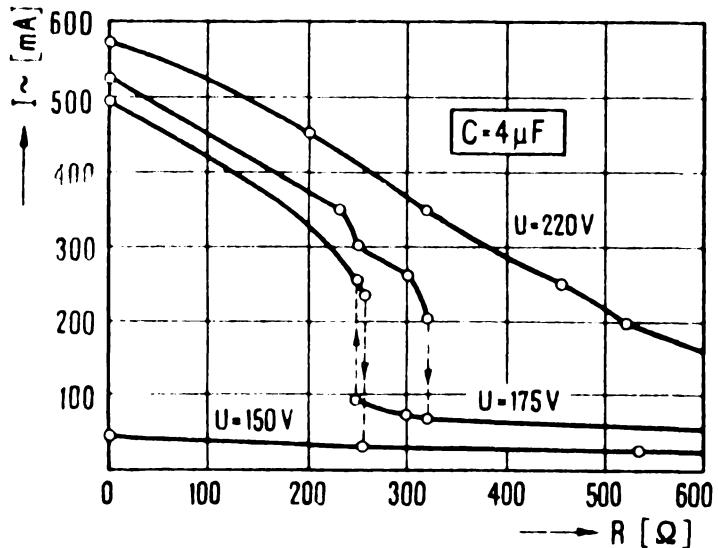
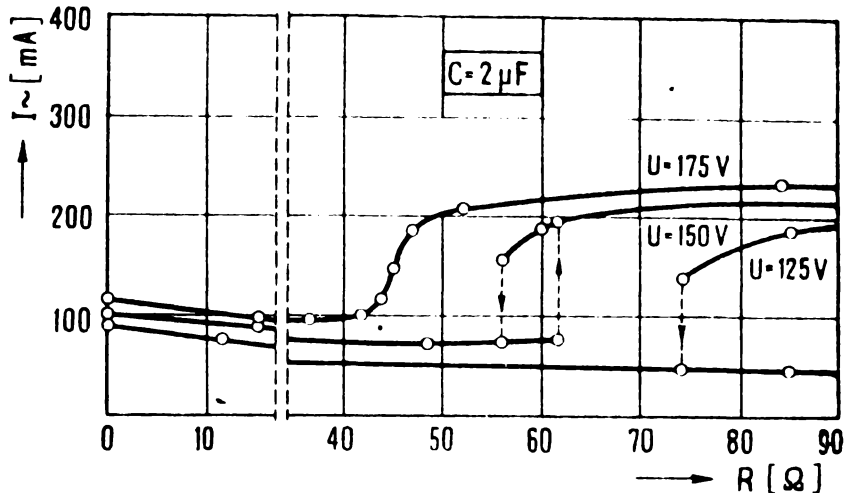
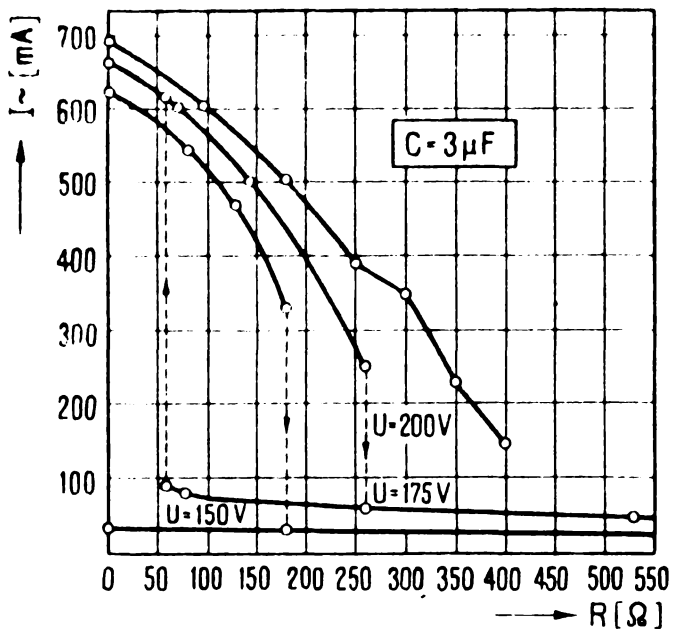
Pentru o mai bună explicație, se amintește că rezistența  $R$ , trebuie să-și modifice valoarea, datorită regimului termic cel puțin între limitele  $R_1$  și  $R_2$ , remarcate în figura 4.4.

Cea de a doua schemă are avantajul că separă galvanic circuitul de lucru de cel de alimentare și comandă.

În figurile 4.7, 4.8 și 4.9 sînt prezentate caracteristicile de tip releu, la variația rezistenței (conform schemei din fig.4.5,a), pentru diferite valori ale capacității din circuit și diferite valori ale tensiunii de alimentare.

În figurile 4.10, 4.11, 4.12 și 4.13 sînt prezentate caracteristicile de tip releu ale schemei din figura 4.5,b, în care rezistența variabilă se află conectată în secundarul transformatorului.





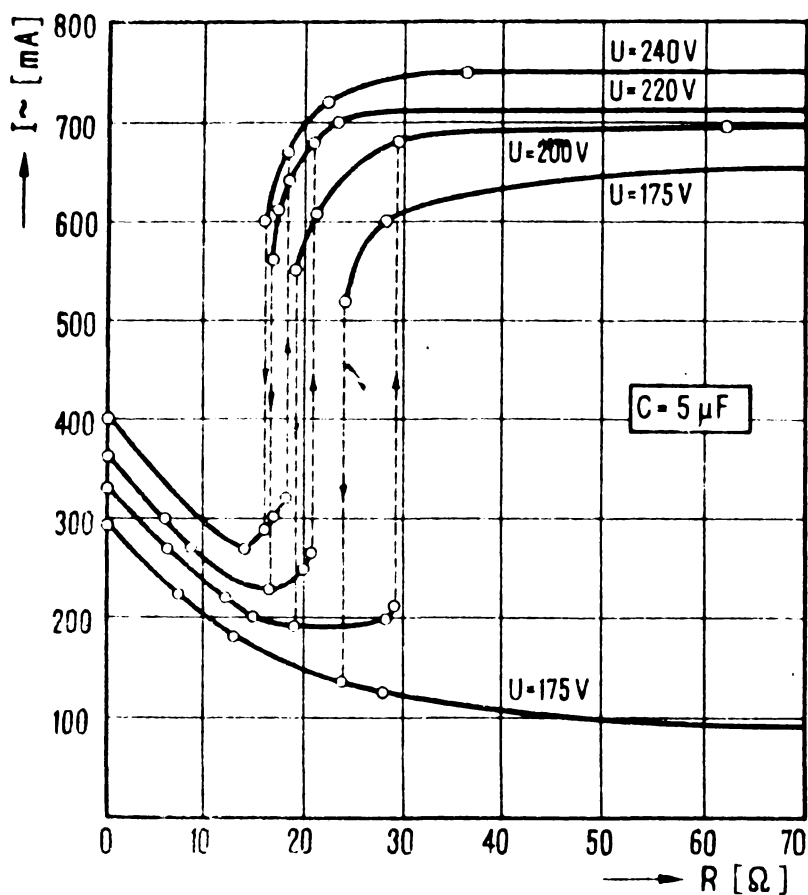


Fig.4.13.

Din comparația celor două categorii de diagrame, se desprinde concluzia că schema din figura 4.5,b este superioară celei din figura 4.5,a.

În acest context în diagramele din figurile 4.14 și 4.15 sînt extrase cîteva variante posibile de funcționare a circuitului în regim de releu, conform ultimei scheme de circuit. Zonele hașurate reprezintă domeniul de variație al rezistenței ce conduce la apariția efectului de releu ferorezonant în circuit.

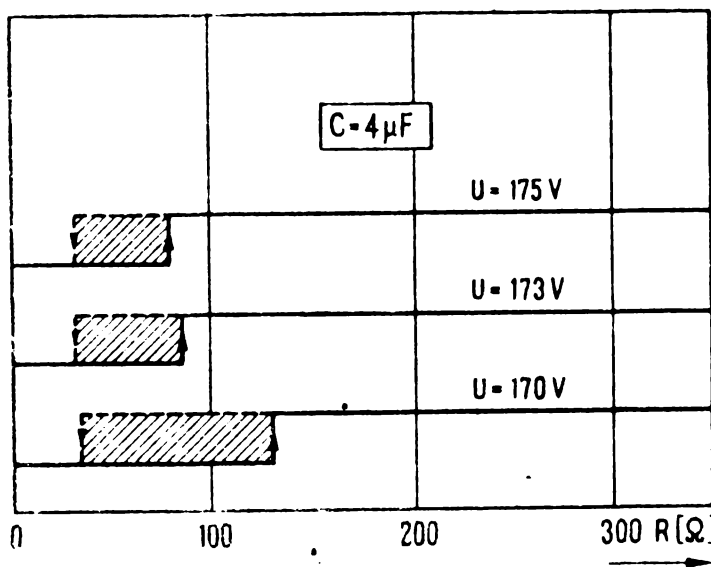


Fig.4.14.

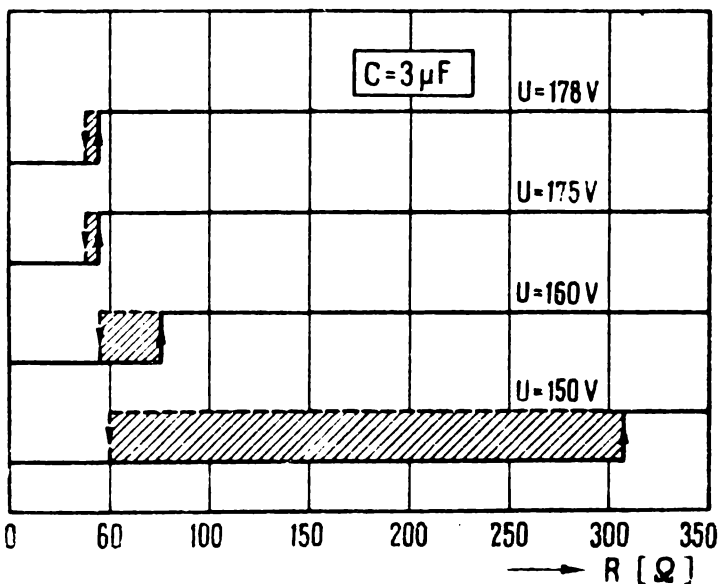


Fig.4.15.

Exemple de funcționare a circuitului în regim de releu pentru  $C = 4\mu F$  și  $C = 3\mu F$ .

### 4.3. Unele aspecte referitor la utilizarea în regim de releu, a triplorului de frecvență cu alimentare trifazată

#### 4.3.1. Aspecte introductive

Multiplicatoarele de frecvență cu alimentare trifazată prezintă unele avantaje față de cele cu alimentare monofazată; astfel la puteri mari multiplicatorul monofazat prezintă dezavantajul încărcării numai pe o singură fază, a sistemului de alimentare.

În triplorul de frecvență cu alimentare trifazată (fig. 4.16) saturația celor trei miezuri identice ( $M_1$ ,  $M_2$  și  $M_3$ ) este

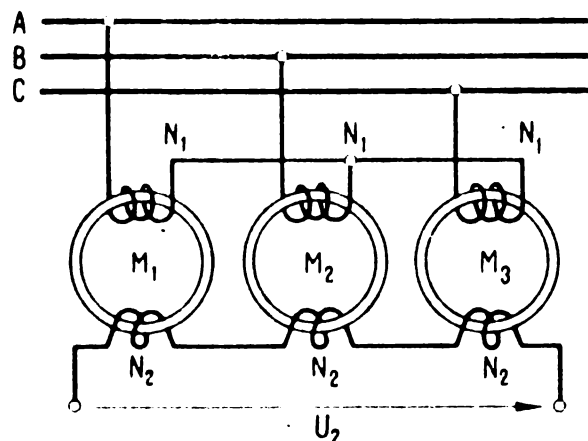


Fig.4.16.

Schema triplorului realizat.

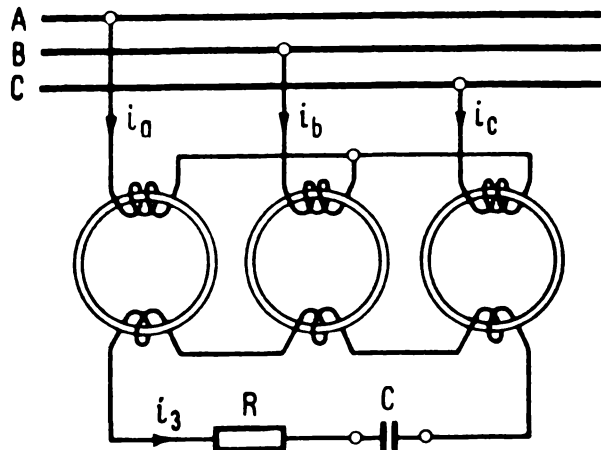
Cea mai importantă fiind armonica a treia, se poate considera cu suficientă aproximație, că acest dispozitiv funcționează în regim de triplor.

În literatură sînt prezentate diverse alte tipuri de triploare de frecvență, [1],[4],[5],[11],[40],[43],[57],[76],[85],[106],[107],[113],[124].

#### 4.3.2. Efectul de releu în triplorul de frecvență

Efectul de releu apare în general în orice circuit care conține bobine neliniare, conectate în serie sau în paralel cu condensatoare [6],[50],[51],[62],[78],[85],[107],[113].

In cazul triplorului de frecvență, efectul de releu va apare pe armonica a treia, dacă la bornele secundare se conectează



o sarcină capacitivă (fig.4.17). Considerăm același număr de spire atât pentru înfășurările primare cât și pentru cele secundare.

Vom aproxima caracteristica miezului nelinear, prin polinomial:

Fig.4.17.

Triplorul funcționând în sarcină.

$$i = a.\psi + b.\psi^3 \quad (4.4)$$

Presupunem fluxurile prin cele trei miezuri nesinusoizdale de forma:

$$\left. \begin{aligned} \psi_a &= \psi_{1m} \sin \omega t + \psi_{3m} \sin(3\omega t - \gamma) \\ \psi_b &= \psi_{1m} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \psi_{3m} \sin(3\omega t - \gamma) \\ \psi_c &= \psi_{1m} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \psi_{3m} \sin(3\omega t - \gamma) \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

Introducînd relațiile (4.5) în (4.4) se obține de exemplu pentru curentul din faza A, relația:

$$\begin{aligned} i_a &= a \left[ \psi_{1m} \sin \omega t + \psi_{3m} \sin(3\omega t - \gamma) \right] + \\ &+ b \left[ \psi_{1m} \sin \omega t + \psi_{3m} \sin(3\omega t - \gamma) \right]^3 \end{aligned} \quad (4.6)$$

Acest curent, are armonica fundamentală dată de relația:

$$\begin{aligned} i_{1a} &= \left[ a \psi_{1m} + \frac{3}{4} b \psi_{1m}^3 + \frac{3}{2} b \psi_{1m} \psi_{3m}^2 - \frac{3}{4} b \psi_{1m}^2 \psi_{3m} \cos \gamma \right] \sin \omega t + \\ &+ \frac{3}{4} b \psi_{1m}^2 \psi_{3m} \sin \gamma \cos \omega t \end{aligned} \quad (4.7)$$

iar armonica a treia, dată de relația:

$$i_{3a} = (a \psi_{3m} + \frac{3}{2} b \psi_{1m}^2 \psi_{3m} + \frac{3}{4} b \psi_{3m}^3 - \frac{1}{4} b \psi_{1m}^3 \cos \gamma) \sin(3\omega t - \gamma) - \frac{1}{4} b \psi_{1m}^3 \sin \gamma \cos(3\omega t - \gamma) \quad (4.8)$$

ecuația circuitului secundar se scrie:

$$\frac{d}{dt} [3 \psi_{3m} \sin(3\omega t - \gamma)] + R i_3 + \frac{1}{C} \int i_3 dt = 0 \quad (4.9)$$

deoarece:

$$i_{3a} = i_{3b} = i_{3c} = i_3.$$

Introducând (4.8) în (4.9) și făcând identificarea coeficienților, se obține sistemul:

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{3\omega C} \sin \gamma + R \cos \gamma &= R \frac{A}{B} \\ \frac{1}{3\omega C} \cos \gamma - R \sin \gamma &= \frac{1}{B} \left( \frac{A}{3\omega C} - 9\omega \psi_{3m} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

în care s-a notat:

$$\left. \begin{aligned} A &= a \psi_{3m} + \frac{3}{2} \psi_{1m}^2 \psi_{3m} + \frac{3}{4} b \psi_{3m}^3 \\ B &= \frac{b}{4} \psi_{1m}^3 \end{aligned} \right\} \quad (4.11)$$

Ridicând la patrat și adunând relațiile (4.10), se elimină  $\gamma$ , și se obține:

$$R^2 + \frac{1}{9\omega^2 C^2} = Z^2 = R^2 \frac{A^2}{B^2} + \frac{1}{B^2} \left( \frac{A}{3\omega C} - 9\omega \psi_{3m} \right)^2 \quad (4.12)$$

sau:

$$(A^2 - B^2)Z^2 - \left( 6 \frac{A}{C} - 81\omega^2 \psi_{3m} \right) \psi_{3m} = 0 \quad (4.13)$$

Ecuația (4.13) este de forma:

$$f(\psi_{1m}^2, \psi_{3m}^2, R^2, \omega^2, C) = 0 \quad (4.14)$$

Extremele funcției implicite (4.14) se determină din condiția

$$f'_{\psi_{3m}^2} = 0 \quad (4.15)$$

care conduce la:

$$\frac{27}{16} b^2 z^2 x^2 - 3b(3-A_1 z^2)x + (A_1^2 z^2 - \frac{6A_1}{C} + 81 \omega^2) = 0 \quad (4.16)$$

în care s-a notat

$$\psi_{3m}^2 = x \quad \text{și} \quad A_1 = a + \frac{3}{2} b \psi_{1m}^2 \quad (4.17)$$

Relația (4.16), arată că sînt posibile două extreme ale funcției (4.14), cu condiția ca determinantul ecuației (4.16), să fie pozitiv.

Așa cum rezultă conform ecuației (4.14), parametrii care pot influența extremele funcției sînt: tensiunea primară (prin fluxul  $\psi_{1m}$ ), frecvența acestei tensiuni (prin pulsația  $\omega$ ); rezistența și capacitatea C, din circuitul secundar.

Modul de variație al amplitudinii tensiunii de la bornele circuitului secundar (proporțională cu fluxul  $\psi_{3m}$ ), în funcție de parametrul  $\frac{1}{R}$ , este reprezentată aproximativ în figura 4.18 respectiv figura 4.19.

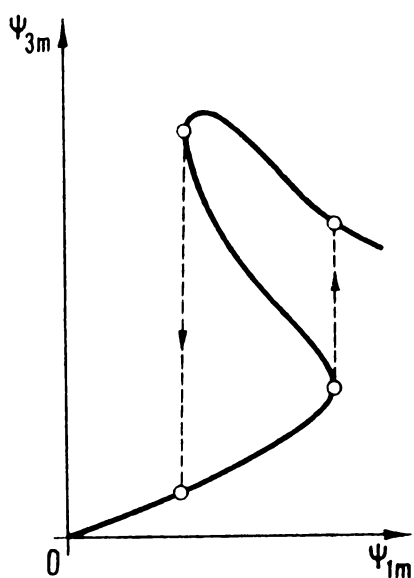


Fig.4.18.

Caracteristica  $\Psi_{3m} = f(\Psi_{1m})$ .

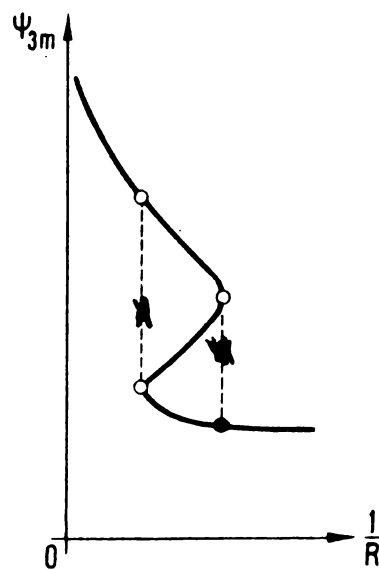


Fig.4.19.

Caracteristica  $\Psi_{3m} = f(\frac{1}{R})$ .

Porțiunile de caracteristici cu pantă negativă conduc la funcționarea triplorului în regim de releu. În această situație, mărimea  $\psi_{3m}$ , variază prin salt, așa cum este indicat prin săgeți, în figură.

### 4.3.3. Schema modificată a triplorului

Avînd în vedere scopul lucrării, adică realizarea unui transformator de sudură utilizînd efectul de releu al triplorului, se propune modificarea schemei clasice, așa cum este indicat în figura 4.20,a cu detaliul prezentat în figura 4.20,b.

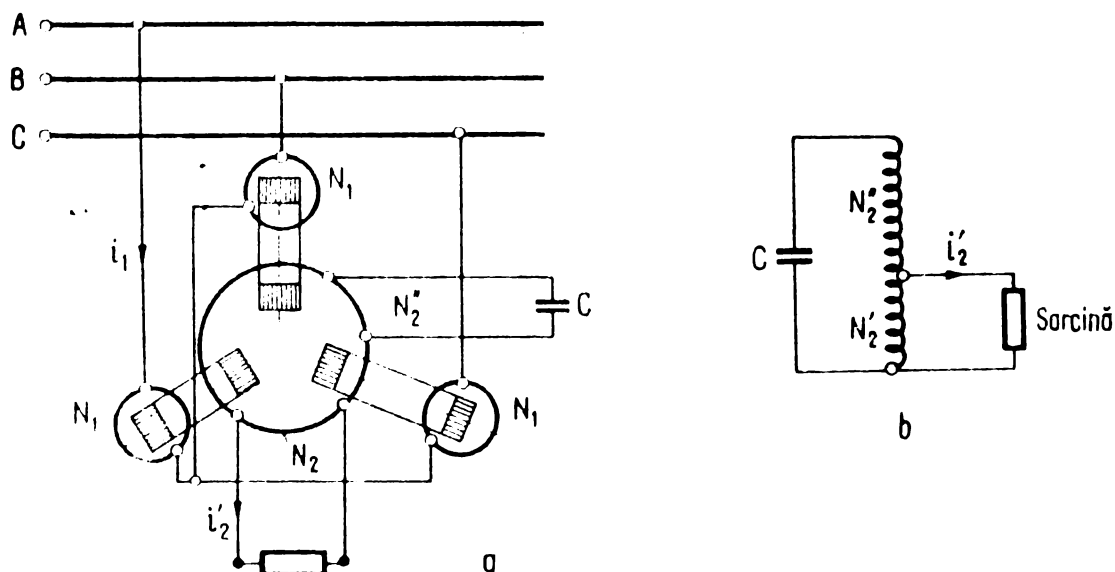


Fig.4.20.

Schema triplorului experimentat.

În această schemă, condensatorul C legat la înfășurarea cu un număr mai mare de spire  $N_2''$  creează regimul de releu al triplorului fapt care conduce la creșterea tensiunii la bornele înfășurării de sarcină  $N_2'$ .

Rezistența de sarcină poate comanda regimul de releu al triplorului, după cum se indică în figura 4.19.

Astfel, la valori mici ale rezistențelor de sarcină (la limită scurtcircuitarea bornelor), tensiunea la bornele secundare scade prin salt, fapt ce duce la dezamorsarea arcului format între electrozii de sudură.

### 4.3.4. Rezultate experimentale

Pentru experimentare s-a construit un triplor de frecvență și s-au făcut determinările conform schemei de principiu prezentată în figura 4.20.

Datele constructive sînt următoarele:

- secțiunea fiecărui miez:  $S = 9 \text{ cm}^2$ ;
- numărul de spire al înfășurărilor primare:  $N_1 = 750$ ,  
cu prize la  $\pm 10\%$ ;
- numărul de spire al înfășurărilor secundare:  $N_2' = 60$   
spire și  $N_2'' = 560$  spire.

În diagrama din figura 4.21 este prezentată familia de caracteristici  $U_2 = f(U_1)$ , pentru două valori ale capacității condensatorului  $C$ , în ipoteza sarcinii secundare nule ( $I_2' = 0$ ).

Tensiunea  $U_2$  a fost măsurată la bornele condensatorului  $C$ . Variația tensiunii primare  $U_1$ , s-a realizat prin intermediul unui autotransformator trifazat reglabil, interpus între rețeaua de 220 V; 50 Hz, și înfășurările primare ale triplorului.

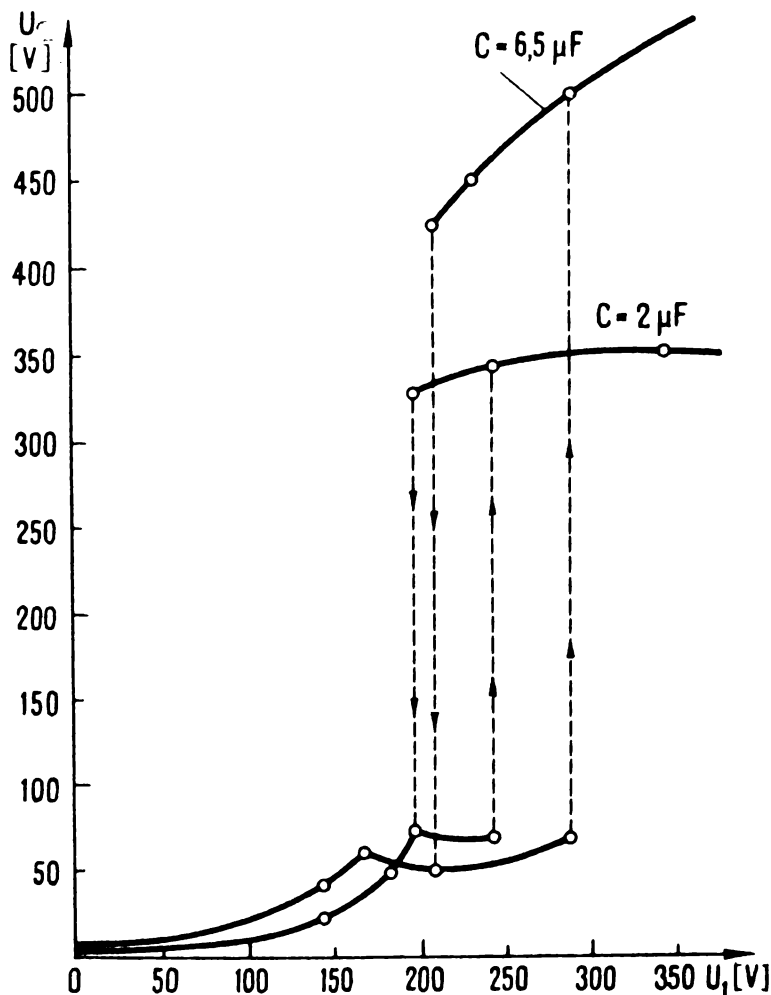


Fig.4.21.  
Caracteristica  $U_2 = f(U_1)$ .

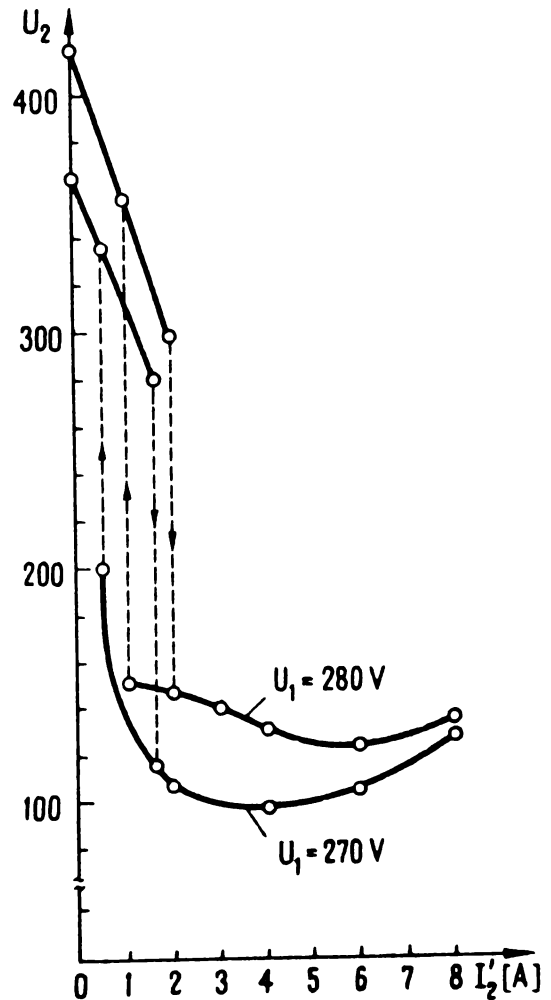


Fig.4.22.  
Caracteristica  $U_2 = f(I_2')$ .



În diagrama din figura 4.22 sînt prezentate caracteristicile de releu ale triplorului în funcție de curentul de sarcină

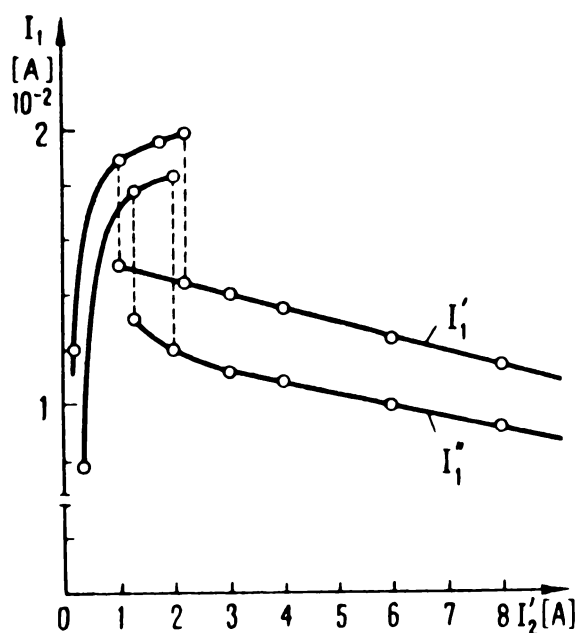


Fig.4.23.  
Caracteristica  $I_1 = f(I_2')$ .

$I_2'$ , pentru două valori ale tensiunii primare de alimentare și  $C = 6,5 \mu F$ . Menționăm că tensiunea  $U_2$  este măsurată la bornele condensatorului C.

În diagrama din figura 4.23, este prezentată variația curentului primar  $I_1$ , în funcție de curentul de sarcină  $I_2'$ . Valoarea  $I_1'$ , s-a obținut din schema din figura 4.20,a, cînd în paralel cu înfășurările primare s-a conectat cîte un condensa-

tor de  $4 \mu F$ , pentru îmbunătățirea factorului de putere.

#### 4.3.5. Concluzii

Relațiile stabilite indică posibilitatea apariției regimului de releu (pe armonica a treia), în secundarul triplorului de frecvență.

Funcționarea triplorului în regim de releu, este posibilă între anumite limite, în funcție de oricare parametru al schemei.

În particular conform rezultatelor experimentale prezentate, regimul de releu poate fi obținut prin variația tensiunii de alimentare  $U_1$  și prin variația curentului de sarcină  $I_2'$ .

O altă concluzie care apare demnă de semnalat, este că schema modificată prezentată în lucrarea de față, permite adaptarea circuitului secundar la orice fel de sarcină.

Din toate cele de mai sus, precum și din verificarea experimentală a principiului expus teoretic, se poate concluziona

posibilitatea de utilizare a acestui tip de triplor de frecvență, cu schemă modificată, la realizarea transformatorului de sudură propus inițial [75],[77],[78],[79],[85],[113].

In afară de această aplicație originală amintim că aceste triploare se pot folosi cu succes la alimentarea instalațiilor de iluminat fluorescent [80],[93],[113], și de asemenea ca surse de frecvență mărite pentru echipamente antrenate de mașini electrice la turație ridicată, lucru întâlnit destul de frecvent în literatura de profil [4],[12],[13],[35],[45],[63],[81], etc.

## CAPITOLUL V

### PROBLEME APLICATIVE PRIVIND MULTIPLICATOARELE

#### STATICE FEROMAGNETICE DE FRECVENTA

##### 5.1. Prezentare generală

Literatura consacră un mare număr de publicații problemelor aplicative legate de multiplicatoare feromagnetice de frecvență [5], [10], [14], [15], [19], [20], [25], [27], [30], [36], [40], [41], [45], [53], [55], [57], [59], [60], [64], [65], [67], [68], [71], [97], [98], [109], [119], [120], [124], fapt ce atestă preocupările existente în acest domeniu, cât și utilitatea deosebită a acestor dispozitive în aplicațiile industriale, științifice, militare sau aeronautice.

În cele ce urmează vor fi prezentate câteva aplicații din domeniu, realizate fie în laborator, fie pe linie de cercetare științifică pe bază de contracte. Acestea se referă la alimentarea cu frecvență mărită a mașinilor electrice [81], [83] a instalațiilor de iluminat fluorescent [80], [86], [93], a instalațiilor de sudare în curent alternativ [75], [78], [79], [85]. Pe lângă aplicațiile ce fac obiectul acestui capitol, în anexele lucrării se prezintă și altele care au fost realizate de autor.

De asemenea, se fac considerații privind proiectarea multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență, particularizate pentru cazul triploarelor de frecvență.

5.1. Elemente de bază privind proiectarea  
multiplicatoarelor statice feromagnetice  
de frecvență

5.1.1. Elemente fundamentale

În cele ce urmează se fac referiri concrete la mersul practic de calcul al acestor echipamente. Dat fiind faptul că indiferent de rangul armonicii pe care acestea lucrează, construcția și funcționarea lor este similară, ne vom referi în cele ce urmează la cazul concret al triploarelor de frecvență, care pe lângă faptul că sînt cele mai utilizate în practică sînt cele mai semnificative [9],[11],[14],[20],[67],[94],[104].

Astfel, fie cele două modele de triploare clasice de frecvență reprezentate în figura 5.1, și să analizăm în continuare principalele elemente ce intervin în calcule. În primă instanță abordăm modelul triplorului cu bobine, reprezentat în figura 5.1,a.

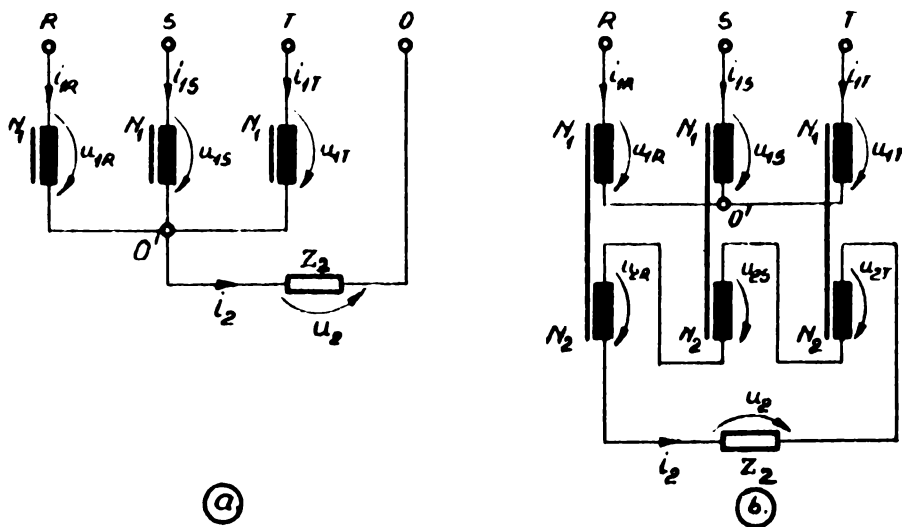


Fig. 5.1. a-schema triplorului cu bobine;  
b-schema electrică a triplorului  
cu transformatoare.

Pentru un mers de calcul principal, datele de proiectare sînt următoarele:

- $U_r$  - tensiune de fază a rețelei;
- $P_2$  - puterea solicitată la  $\cos \varphi = 1$  ;
- $U_{R2}$  - tensiunea la bornele sarcinii.

Din punct de vedere calitativ, literatura recomandă [20] utilizarea unui triplor cu bobine, atunci când este satisfăcută condiția:

$$U_{R2} \leq 0,54 U_r \quad (5.1)$$

în situație diferită de aceasta, fiind recomandată utilizarea și proiectarea tipului de multiplicator cu transformatoare. Curentul absorbit de la rețea se determină din relațiile:

$$\left. \begin{aligned} \eta &= \frac{P_2}{P} \\ K &= \frac{P}{S} = \frac{P}{3U_r I_r} \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_r = \frac{P_2}{3K\eta U_r} \quad (5.2)$$

în care:

P - puterea activă absorbită de triplor;

S - puterea reactivă;

K - factorul de putere deformant.

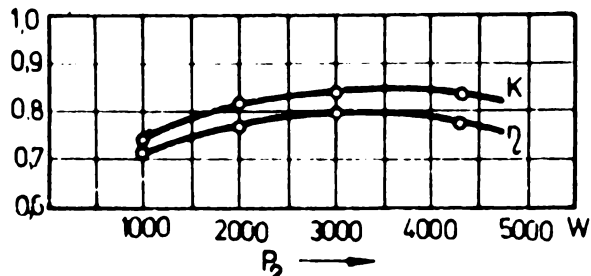


Fig. 5.2. Variația lui  $\eta$  și  $K$  în funcție de  $P_2$ .

Alegerea optimă a puterii  $P_2$  se face ținându-se cont [20] și de figura 5.2, care indică valori pentru  $\eta = 0,75-0,8$  și  $K = 0,8-0,85$  în vecinătatea puterilor  $P_2 = 2...4,2$  kW.

Dacă se notează cu  $U_{1r}$ , valoarea tensiunii de fază a triplorului  $U_1$  pentru

valoarea inducției magnetice de referință - considerate înaintea cotului de saturație [14] - gradul de saturație al circuitului feromagnetic al multiplicatorului se exprimă prin:

$$s = \frac{U_1}{U_{1r}} \quad (5.3)$$

în care:  $U_{1r} = 4,44 f \cdot B_{sFe} \cdot N_1$

În aceste condiții tensiunea de referință pe faza triplorului va fi:

$$U_{1r} = \frac{U_r}{g} ; \text{ pentru } g = 1,6 - 1,8 \quad (5.4)$$

Valorile lui "g" sînt justificate [14],[15],[20] prin faptul cã pentru a obține spre exemplu o caracteristicã de sarcinã mai puțin cãzãtoare, gradul de saturație trebuie sã fie ridicat. Din punct de vedere practic, optimizarea caracteristicii de sarcinã se realizeazã prin compensarea reactanței interne a multiplicatorului prin introducerea unui condensator în circuitul de sarcinã.

Puterea aparentã (de referință) a bobinei triplorului este:

$$S_{1r} = \frac{P_2}{1,5 \dots 1,6} \quad (5.5)$$

iar curentul corespunzãtor:

$$I_{1r} = \frac{S_{1r}}{U_{1r}} \quad (5.6)$$

Cu acestea, secțiunea activã a fierului și numãrul de spire al bobinei sînt calculabile cu:

$$s_{Fe} = C \sqrt{\frac{S_{1r}}{50}} [m^2] ; N_1 = \frac{U_{1r}}{4,44 \cdot 50 \cdot B_r \cdot s_{Fe}} \quad (5.7)$$

în ipoteza în care pentru realizare se folosește tablã silicioasã, laminatã la rece [ $C = (3 \dots 5) \cdot 10^{-4} m^2 \cdot J^{-1/2}$ ].

Apoi, în mod evident, ținînd cont de valoarea densitãții de curent admisibile ( $I_{1r} \approx I$ ) rezultã lungimea circuitului feromagnetic  $l_{Fe}$ , iar apoi [14] se poate determina plecînd de la caracteristica de magnetizare ( $\mu_s$  - panta porțiunii nesaturate a acesteia) reactanța internã a triplorului:

$$X_1 = 3 \omega \mu_s \cdot \frac{N_1^2 \cdot s_{Fe}}{l_{Fe}} \quad (5.8)$$

Dacã condiția (5.1) nu este îndeplinitã se proiecteazã un triplor de tip transformator, pentru care mersul de calcul este similar, relațiile anterioare rãmînînd valabile, și în acest caz datele de proiectare vor fi :  $U_r$  - tensiunea de fazã a rețelei,

$P_2$  - puterea solicitată ( $\cos \varphi = 1$ ) și tensiunea  $U_{R2}^*$  - la bornele sarcinii.

Ținând cont de relațiile de calcul pentru un transformator monofazat, secțiunea activă a coloanei este:

$$s_{Fe} = c \sqrt{\frac{s_{1r}}{2.50}} \quad (5.9)$$

iar numărul de spire al înfășurării secundare

$$N_2 = \frac{N_1}{3} \frac{U_{R2}^*}{U_{R2}} \quad (5.10)$$

unde:  $U_{R2} = (0,6 \dots 0,7) U_{1r}$ .

Apoi, avînd raportul de transformare  $K = \frac{N_1}{N_2}$  putem determina curentul de sarcină, cu:

$$I_2^* = \frac{K}{3} I_2 \quad (5.11)$$

unde:  $I_2 = \frac{P_2}{U_{R2}}$ .

De fapt se poate remarca similitudinea modului de calcul pentru cele două tipuri de triploare, lucru corect întrucît în lucrările [14],[20] se arată echivalența acestor scheme, relațiile de legătură fiind:

$$\left. \begin{aligned} U_2 &= \frac{K}{3} U_2^* \\ I_2 &= \frac{3}{K} I_2^* \\ Z_2 &= \left(\frac{K}{3}\right)^2 \cdot Z_2^* \end{aligned} \right\} \quad (5.12)$$

unde mărimile însemnate cu asterisc se referă la tipul de multiplicator cu transformatoare.

Mărimile ce caracterizează triplorul cu bobine se calculează cu relațiile:

- Valorile eficace ale curenților:

$$\text{rețelei} \quad I_r = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{rR}^2 dx}, \quad (5.1)$$

$$\text{triplorului } I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{1R}^2 dx}, \quad (5.14)$$

$$\text{de sarcină } I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 dx}; \quad (5.15)$$

- puterea activă absorbită de triplor:

$$P = \frac{3}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{rR} i_{rR} dx = \frac{3U_M}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{rR} \sin x dx; \quad (5.16)$$

- puterea dezvoltată în sarcină:

$$P_2 = \frac{R_2}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 dx; \quad (5.17)$$

- randamentul triplorului:

$$\eta = \frac{P_2}{P}; \quad (5.18)$$

- factorul de putere:

$$\cos \varphi = \left( 1 + \frac{\int_0^{2\pi} i_{rR} \cos x dx}{\int_0^{2\pi} i_{rR} \sin x dx} \right)^{-0,5}; \quad (5.19)$$

- factorul de putere în regim deformant:

$$K = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\int_0^{2\pi} i_{rR} \sin x dx}{I_r}. \quad (5.20)$$

### 5.1.2. Exemplu privind proiectarea multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență, utilizînd calculatorul numeric

Plecînd de la ipotezele anterioare, autorul menționează că acestea au fost verificate prin rezultatele obținute în lucrările [78], [79], [82], [86], [93]. În aplicațiile care au rezultat de



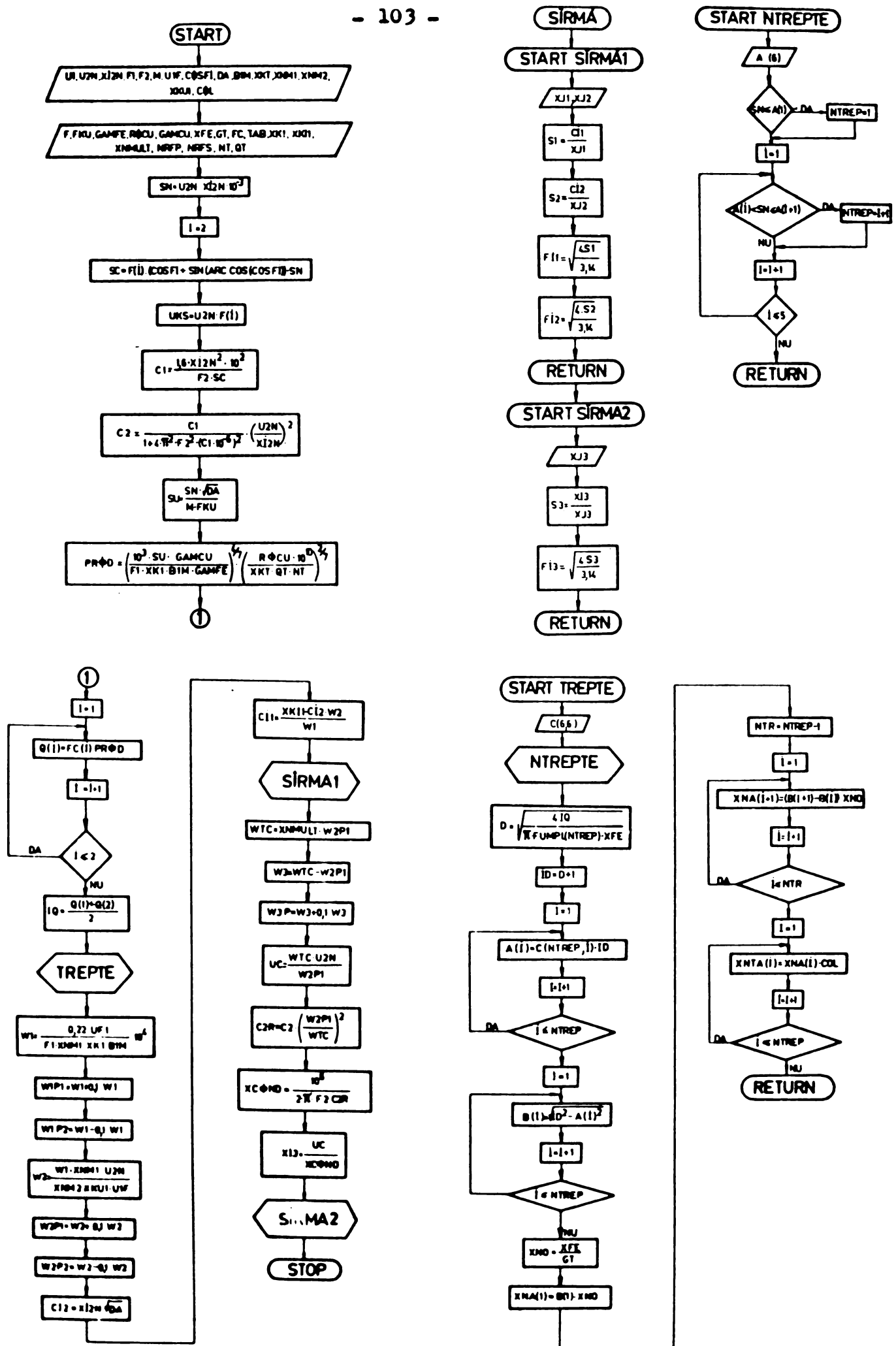


Fig.5.3.

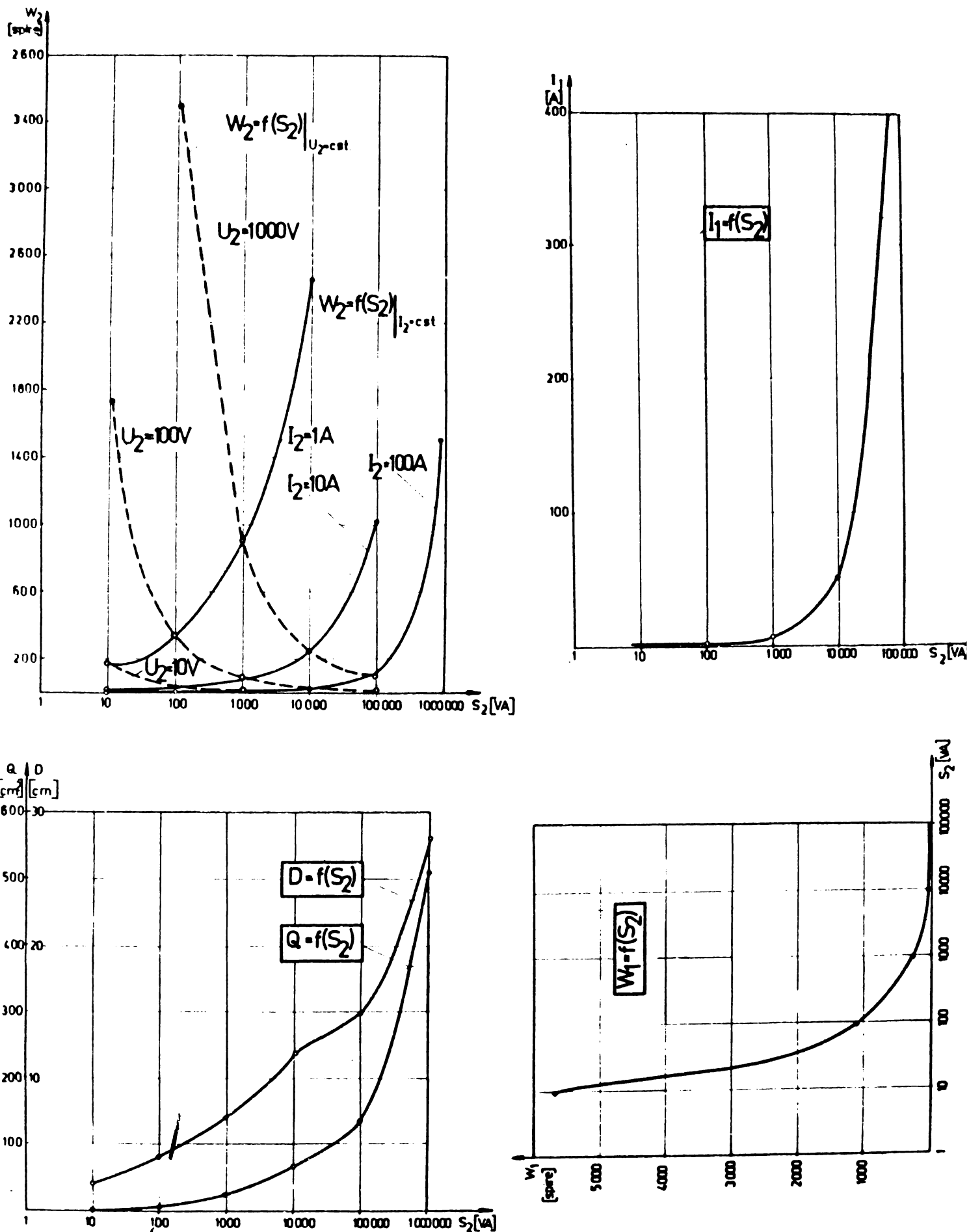


Fig.5.4. Rezultate orientative privind modul de estimare al unor parametri, la proiectare.

pe urma cercetărilor, la partea de proiectare s-a făcut apel la calculator. In cele care urmează se prezintă schema de principiu, fig. 5.3, a unui program general de calcul pentru aceste utilaje, folosit în mai multe aplicații pe calculatorul Felix C-256, ce corespunde algoritmului de proiectare prezentat alăturat.

Programul necesită ca valori inițiale următoarele date:

- tensiunea de intrare  $U_1$ ;
- tensiunea de fază în primar  $U_{1F}$ ;
- tensiunea nominală în secundar  $U_{2N}$ ;
- curentul nominal în secundar  $I_{I2N}$ ;
- durata de utilizare  $DA$ ;
- factorul de putere în sarcină  $\cos\phi$ .

Aceste date sînt introduse printr-o subrutină de intrare-ieșire denumită INTRARE. De asemenea constantele necesare programului sînt introduse în blocuri comune printr-o subrutină de tip BLOCK DATA.

Programul principal realizează calcularea și tipărirea principalilor parametri ai triplorului. Pentru calculul numărului de trepte a coloanei miezului, este folosită subrutina NTREPTE iar pentru calculul dimensiunilor acestora, precum și a numărului de tole necesar în funcție de tipul de tolă ales, este folosită subrutina TREPTE.

Secțiunea conductoarelor pentru înfășurări se calculează în subrutina SIRMA, prin cele două puncte de intrare SIRMA 1 și SIRMA 2.

Pe baza aceasta s-au făcut calculele pentru multiplicatoarele ce fac obiectul lucrărilor [78],[79],[82],[86],[89],[90],[92]. Tot în acest context se pot găsi rezultate care să ofere informații orientative în calculul simplificat al unor multiplicatoare. Am considerat util să arătăm spre justificarea afirmației, modul în care variază cîțiva parametri în funcție de putere pentru

triploare de frecvență.

Astfel în figura 5.4 (a,b,c și d) se poate observa variația numărului de spire ( $W_1$  și  $W_2$ ) a secțiunii coloanei (Q), a diametrului acesteia (D) și a curentului absorbit în primar ( $I_1$ ) în funcție de putere ( $S_2$ ).

## 5.2. Elemente justificative privind sudarea electrică la frecvență mărită

### 5.2.1. Avantajele soluției propuse

Problema surselor de frecvență mărită stă în atenția cercetătorilor din țară și străinătate [19],[41],[49],[72],[77],[78],[79] etc., datorită rezultatelor bune pe care le oferă sudarea electrică la frecvență mărită, față de cea industrială. În acest sens amorsarea arcului electric este mai rapidă, iar pătrunderea și depunerile de metal topit sînt mult îmbunătățite. Practica a demonstrat că îmbinările sudate realizate în curent alternativ la o frecvență  $f = 150$  Hz, sînt de aceeași factură cu cele realizate în curent continuu, în aceleași condiții de lucru.

Din punct de vedere mecanic, calitatea îmbinărilor sudate la 150 Hz este cu mult mai bună decît a celor realizate, cu același electrod la 50 Hz, lucru exemplificat prin creșterea rezilienței.

Realizările de pînă în prezent atestă că sudarea în curent alternativ începe să aibă o utilizare din ce în ce mai largă, în unele țări (R.F.G., Franța, U.R.S.S., S.U.A.), firmele producătoare s-au profilat pe utilaje de sudare electrică funcționînd la frecvență ridicată, eforturile și investițiile dovedindu-se rentabile, datorită solicitărilor industriei.

În literatură [19],[75], se fac recomandări referitoare la utilizarea surselor de frecvență mărită pentru sudare în curent alternativ, în special la procedee neautomate de sudare cu electrod învelit.

În altă ordine de idei, practica a dovedit că o dată cu mărirea frecvenței curentului scade tensiunea de aprindere ( $U_{ap}$ ) a arcului electric, lucru care se reflectă în tabelul 5.1.

Tabelul 5.1. Dependenta tensiunii de aprindere a arcului față de frecvență

f	$U_a$	$I_a$	$U_{ap}$
Hz	V	A	V
50	22	150	35
500	22	150	25

Firmele producătoare de utilaj specializat recomandă ca favorabile frecvențele pînă la 300 Hz.

Experimental se constată că la sudarea pieselor de grosime mică, la curent mic tensiunea la care se produce reaprinderea arcului este destul de ridicată,

în special în situația cînd piesa este catod, lucru care atrage după sine instabilitatea arderii arcului.

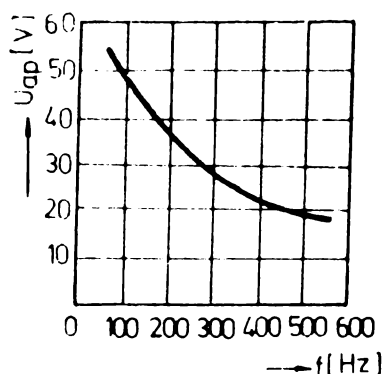


Fig. 5.5. Modul de variație al tensiunii de aprindere cu frecvență.

La fel, în mod obișnuit la sudarea în condiții industriale ( $f = 50$  Hz), cînd proprietățile materialului din care este alcătuit electrodul diferă mult de ale piesei, apare un fenomen de redresare parțială a curentului, stabilitatea arcului fiind deficitară.

Pentru reducerea efectului de redresare și pentru creșterea stabilității arcului electric, fără a mări tensiunea de mers în gol a transformatorului [75],[96],[97], astfel se apelează la surse de curent cu frecvență mărită.

În figura 5.5 este reprezentată dependența tensiunii de aprindere a arcului de frecvență. În general [19] sursele de curent cu frecvență mărită sînt grupuri convertizoare, care sub aspectul randamentului, gabariturii sau greutateii sînt deficitare față de transformatoare de aceeași performanță.

### 5.2.2. Problema stabilității sistemului sursă-arc electric și influența frecvenței

Stabilitatea dinamică se definește prin posibilitatea de reaprindere în condiții ușoare ale arcului electric, după stin-

gerea sa din intervalul fiecărei semiperioade. In final stabilitatea dinamică a arcului se reflectă fizic asupra întreținerii regimului de arc electric.

In cazul cel mai utilizat în procedeele de sudare, alimentarea arcului este făcută de la o sursă cu caracteristică

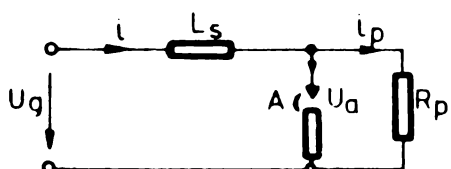


Fig. 5.6. Schema echivalentă a circuitului de sudare în curent alternativ.

ternă rigidă, printr-o rezistență și o inductanță. O schemă echivalentă a unui circuit de sudare în curent alternativ este prezentată în figura 5.6.

Cel mai important rol îl joacă inductanța, însă se urmărește ca rezistența inseriată cu arcul să fie cât mai mică, fapt care favorizează randamentul și stabilitatea dinamică. Practic arcul este în paralel și cu o rezistență formată din învelișul topit al electrodului.

Considerăm o sursă clasică, care alimentează la o tensiune sinusoidală [19] :

$$u_g = U_{gm} \sin(\omega t + \psi) \quad (5.21)$$

și presupunem că tensiunea arcului este constantă pe toată durata arderii. In acest context corelat cu figura 5.6, ecuația circuitului se poate scrie sub forma:

$$u_g = L_S \frac{di_a}{dt} + u_a \quad (5.22)$$

în care înlocuind (5.21) apoi integrând și punind condiția ca la  $t=0$ ,  $(i_a=0)$  arcul să se aprindă, găsim că:

$$i_a = -\frac{U_{gm}}{L_S} \cos(\omega t + \psi) - \frac{u_a}{L_S} t + \frac{U_{gm}}{L_S} \cos \psi \quad (5.23)$$

(Din structura acestei ecuații curentul prin arcul electric prezintă o componentă sinusoidală și alta liniar variabilă în timp, a căror reprezentare este dată în figura 5.7 de unde se poate vedea că prima componentă trebuie să fie mai mare față de cea de

a doua - unghi  $\psi$  mare - pentru o bună reaprindere a arcului).

La timpul  $t=t_g$ , curentul trecînd din nou prin valoarea zero, avem:

$$-\frac{U_{gm}}{L_g} \cos(\omega t_g + \psi) - \frac{U_a}{L_g} t_g + \frac{U_{gm}}{\omega L_g} \cos \psi = 0$$

Din punct de vedere fizic, o ardere continuă a arcului este definită dacă în momentul întreruperii, tensiunea are valoarea corespunzătoare aprinderii, adică:

$$U_{aa} = U_{gm} \sin \psi \quad (5.24)$$

Dacă procedăm la eliminarea lui  $\psi$ , între ultimele două relații găsim condiția:

$$\sqrt{1 - \frac{U_{aa}^2}{U_{gm}^2}} \cos t_g - \frac{U_{aa}}{U_{gm}} \sin \omega t_g + \frac{U_a}{U_{gm}} \omega t_g - \sqrt{1 - \frac{U_{aa}^2}{U_{gm}^2}} = 0 \quad (5.25)$$

Înșă ținînd cont că la arderea continuă a arcului, avem îndeplinită relația:  $\omega t_g = \pi$ , se poate scrie că:

$$\frac{U_g}{U_a} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\gamma^2 + \frac{\pi^2}{4}} \quad (5.26)$$

unde s-a făcut notația simplificatoare:  $\gamma = \frac{U_{aa}}{U_a}$ .

Relația (5.26) reprezintă o condiție de ardere stabilă a arcului electric.

Pe măsură ce  $\gamma$  admite valori mai mari, în aceeași măsură reducerea raportului  $U_g/U_a$  determină instabilitatea arcului electric.

Concluzia desprinsă este că, la proiectare, tensiunea de mers în gol a surselor, trebuie adoptată cu un coeficient de siguranță proporțional cu vârful de aprindere al arcului electric, lucru care se poate realiza prin proiectarea convenabilă a surselor de frecvență mărită.

Studiind cu atenție figura 5.7 se constată efectul nefavorabil al introducerii unei rezistențe în circuit, prin reducerea unghiului  $\psi$ .



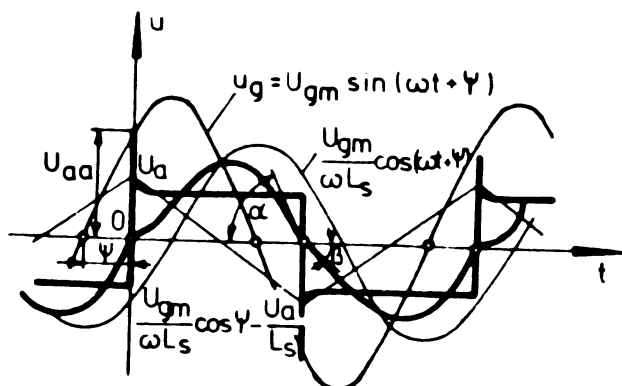


Fig. 5.7. Explicativă privind stabilitatea arcului electric la sudare.

Literatura recomandă studiul stabilității prin intermediul criteriului A, al Institutului Internațional de Sudură

$$A = \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \beta}, \quad (5.27)$$

cu semnificațiile din fig. 5.7. Arderea este mai stabilă cu cât  $A \rightarrow 1$ , ( $\operatorname{tg} \alpha \approx \operatorname{tg} \beta$ ).

O problemă deosebit de importantă pentru stabilitatea

fenomenului o constituie frecvența sursei de alimentare, lucru care este evident din relațiile anterioare. Literatura [19] demonstrează relația care indică timpul total de întrerupere a arcului, la reaprinderea lui sub forma:

$$t = \frac{2 \operatorname{arc} \sin \frac{U_{ap}}{U_{sm}}}{2 \pi f} = \frac{\operatorname{arc} \sin \frac{U_{ap}}{U_{sm}}}{\pi f} \quad (5.28)$$

unde:

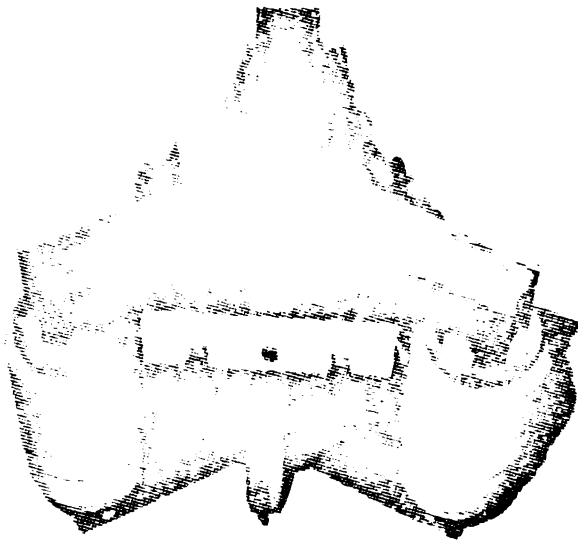
$$\begin{cases} U_{ap} & - \text{tensiunea de aprindere,} \\ U_{sm} & - \text{tensiunea de vîrf a sursei de curent} \\ f & - \text{frecvența [Hz].} \end{cases}$$

Una din condițiile de bază, referitoare la stabilitate, este fixarea unui timp total de întrerupere cît mai redus, lucru care se poate realiza printr-o alimentare la frecvență mărită. Un alt avantaj al acestui procedeu este că odată cu creșterea frecvenței curentului, scade tensiunea de aprindere  $U_{ap}$ , a arcului. La alimentare cu frecvență mărită, pauzele de curent fiind mai scurte, fenomenul de ionizare este mult mai scăzut, iar stabilitatea arcului crește, lucru care are o corespondență fizică în faptul că tensiunea de aprindere scade. Îmbunătățirea stabilității este recomandată pînă la frecvențe de maximum 300-400 Hz.

### 5.2.3. Sursă experimentală pentru sudarea electrică în curent alternativ

Această idee a fost concretizată și valorificată sub forma unei cercetări științifice încheiate cu Industria Sîrmei din Cîmpia Turzii [75],[78],[79].

În acest context s-a realizat un triplor de frecvență de configurație trimonofazată (circuit magnetic în stea), ale cărui date tehnice și de proiectare sînt:



$$\begin{aligned} P_n &= 22,5 \text{ kVA}; & U_{1n} &= 380 \text{ V} \\ U_{2n} &= 75 \text{ V}; & U_{1\max} &= 418 \text{ V} \\ I_{2n} &= 300 \text{ A}; & U_{1\min} &= 342 \text{ V} \\ f_1 &= 50 \text{ Hz}; & U_{2n} &= 75 \text{ V} \\ f_2 &= 150 \text{ Hz}; & U_{2\max} &= 82,5 \text{ V} \\ m &= \frac{f_2}{f_1} = 3; & U_{2\min} &= 67,5 \text{ V} \\ \text{D.A.} &= 60\%; \end{aligned}$$

Fig. 5.8. Utilaj de sudare la frecvență mărită, realizat pentru Industria Sîrmei - Cîmpia Turzii

Alte date tehnice mai importante se referă la pierderi și randament:

$$\begin{aligned} \text{Pierderi în fier} & \dots P_{Fe} = 3184 \text{ W} , \\ \text{Pierderi în cupru} & \dots P_{Cu} = 990 \text{ W} , \\ \text{Randamentul:} & \quad 80\%. \end{aligned}$$

Metodica de proiectare va fi descrisă în paragraful , iar o vedere de ansamblu al unui astfel de utilaj este prezentată în figura 5.8.

S-au efectuat suduri asupra unor epruvete din OL 38.

Epruvetele pentru cele trei tipuri de încercări au fost executate din aceeași platbandă din OL 38, avînd aceeași formă și dimensiuni. Pentru toate sudurile au fost utilizați electrozi tip E 43-2 conform STAS 1125/2-76, marca EL 44 T, cu  $\varnothing$  2,5 mm. Condițiile electrice sînt prezentate în tabelul 5.2.

Tabelul 5.2.

Nr.	Tipul sudurii	Frecvența	Tensiunea de lucru	Curentul de sudare
1.	Curent continuu	-	50 V	90 A
2.	Curent alternativ	50 Hz	50 V	90 A
3.	Curent alternativ	150 Hz	50 V	90 A

Literatura

arată că reziliența îmbinărilor sudate la  $f=150$  Hz este comparabilă cu cea obținută în curent continuu. S-au

efectuat încercări de tracțiune asupra epruvetelor obținute conform tabelului 5.2 cu o viteză de încărcare de  $0,6 \text{ daN/mm}^2 \cdot \text{sec}$  în condițiile unei prese cu toleranță de  $\pm 5\%$ . Rezultatele obținute sînt prezentate în tabelul 5.3.

Tabelul 5.3.

Nr. crt.	Epruveta (mm) axb	Aria minimă (mm <sup>2</sup> )	P <sub>max</sub> daN	$\sigma_r$ daN/mm <sup>2</sup>	Locul ruperii	Obs.
1.	5,2x7,3	37,96	2040	53,74	sudură	curent continuu
2.	5,2x7,3	37,96	1730	45,57	sudură	f=50 Hz
3.	5,2x7,4	38,48	1992	51,76	sudură	f=150 Hz

Datele de mai sus atestă faptul că și din acest punct de vedere o sudură în curent alternativ la  $f = 150$  Hz este comparabilă cu sudura realizată în curent continuu.

### 5.3. Analiza calitativă a sudării la frecvența de 150 Hz

Acest lucru s-a făcut prin analiza rețelei cristaline a sudurilor realizate pe același tip de epruvetă, în curent continuu și în curent alternativ la frecvența  $f = 50$  Hz și  $f = 150$  Hz. Interpretările au fost făcute pe baza coeficientului de deformare al rețelei cristaline  $\epsilon$  și a dimensiunii medii a cristalitelor  $\bar{D}$ .

Pentru determinarea coeficientului de deformare al rețelei cristaline și a dimensiunii medii a cristalitelor  $\bar{D}$  se utilizează metoda analizei de profil a liniei de difracție Warren-Averbach [116] dezvoltată de D.Thivellier [117] pentru cazul unei distribuții gaussiene a deformărilor din rețeaua cristalină.

Metoda de lucru. În cazul studiului proprietăților microstructurale am folosit metoda analizei Warren-Averbach. B.B.Warren demonstrează că puterea difractată a unui fascicol de raze X poate fi exprimată în funcție de unghiul de difracție ( $\theta$ ) prin relația:

$$P(2\theta) = \frac{K P^2}{\sin^2 \theta} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{N_n}{N_3} \left\{ (\cos 2\pi l z_n) \cos 2\pi n h_3 - (\sin 2\pi l z_n) \sin 2\pi n h_3 \right\} \quad (5.29)$$

unde:  $P(2\theta)$  - puterea difractată pe unitatea de unghi;

$K$  - coeficient de proporționalitate;

$N_n$  - numărul de atomi imprăștiatori;

$P$  - factorul de structură al celulei;

$N_3$  - numărul mediu de perechi de celule pe o direcție în domeniul coerent;

$l$  - ordinul reflexiei;

$n=m'-m$  - numărul de perechi de celule care participă la  
împrăștierea coerentă;

$Z_n = Z(m') - Z(m)$  - deformarea între celulele  $m$  și  $m'$ ;

$h_3 = 2a \sin \theta / \lambda$ ,  $a$  - constanta rețelei.

Acest calcul s-a efectuat concepând structura cristalină ca un mozaic format din mici domenii cu structură oversiperfectă, formate din  $m$  celule așezate pe coloane care împrășteie coerent radiația  $X$ .

Examinînd expresia (5.29) se observă că  $P(2\theta)$  apare ca o transformată Fourier a unei funcții, iar coeficienții Fourier conțin în ei informații despre dimensiunile domeniilor coerente și deformările din rețea. Coeficientul dezvoltării în cosinus este produsul a două mărimi:

$$A_n = \frac{N}{N_3} (\cos 2\pi l Z_n) = A_n^S \cdot A_n^D \quad (5.30)$$

unde:  $A_n^S = \frac{N}{N_3}$  - coeficientul de dimensiune;

$A_n^D = \cos 2\pi l Z_n$  - coeficientul de deformare.

Metode de separare a coeficienților  $A_n^S$  și  $A_n^D$  din valoarea  $A_n$  măsurabilă experimental au fost date de Warren-Averbach [18], Wagner-Aqua [19], D.Thivellier [17] și alții.

În acest caz pentru separarea coeficienților  $A_n^D$  și  $A_n^S$  din relația (5.30) am folosit metoda D.Thivellier [17]. Autorul presupune că distribuția deformărilor în rețeaua cristalină este o distribuție gaussiană, adică deformarea domeniilor coerente este presupusă omogenă. În acest caz coeficientul de deformare ia forma:

$$A_n^D = \exp(-\kappa l^2 n^2 \epsilon_L^2). \quad (5.31)$$

Pornind de la această ipoteză se poate demonstra relația:

$$W(n) = \frac{1}{|n|} \log A_n^D = \frac{1}{\bar{D}_{ef}} + |n|(\pi^2 \ell^2 \epsilon_L^2 - \frac{1}{2D^2}), \quad (5.32)$$

care este de forma:

$$W(n) = \text{ORDO} + n \text{ PANT} \quad (5.33)$$

unde:  $A_n^D$  - coeficienții Fourier (5.30);

ORDO - ordonata la origine;

PANT - panta funcției.

Tratarea pe calculator a profilului funcției de distribuție permite evaluarea dimensiunilor medii ( $\bar{D}$ ) a cristalitelor și deformarea medie patratică a rețelei ( $\epsilon_L^2$ ). Pentru aceste calcule s-a folosit programul FOUR rulat pe calculatorul FELIX C-256 al CTCE Cluj-Napoca.

Măsurătorile profilului liniilor de difracție s-au efectuat pe un goniometru de difracție HZG-3 montat pe o instalație de raze X - T4R M-61. Radiația folosită a fost CuK ( $\lambda = 1,54178 \text{ \AA}$ ) cu filtru de Ni pentru a elimina componenta CuK $\beta$ . Inregistrările s-au făcut cu un contor proporțional VA-Z-522. Lanțul de înregistrare este compus din: contor proporțional, etaj amplificator, analizor și discriminator de impulsuri VA-V-100, numărător de impulsuri de 10 MHz VA-G-120 și imprimantă VA-G-24 A.

Sistemul de diafragme a fost ales în urma unor încercări, astfel:

- diafragma de intrare în sistemul de difracție 0,5 mm;
- diafragma de divergență 0,8 mm;
- diafragma de intrare în contor 0,06 mm.

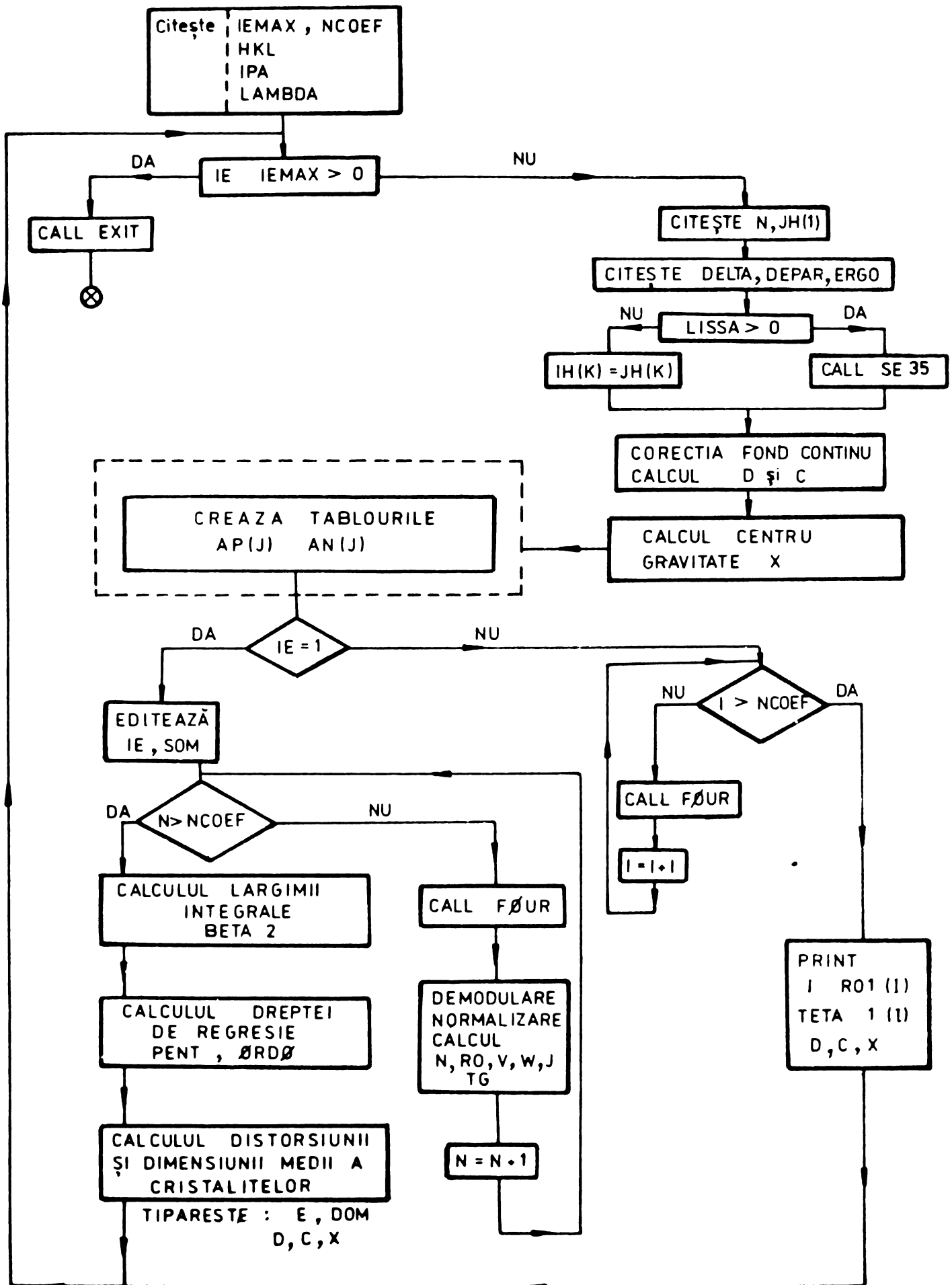


Fig.5.9.

Inregistrările s-au făcut prin măsurarea numărului de impulsuri într-un interval de timp constant de 100 sec, la intervale unghiulare de 0,02 grade. A fost înregistrată linia 111 a Fe din oțelul analizat.

Schema bloc a programului FOUR este prezentată în figura 5.9.

Programul folosit este scris în limbaj FORTRAN IV, fiind testat și rulat pe calculatorul FELIX C-256 de la Centrul Teritorial de Calcul Electronic Cluj.

Pe scurt, structura programului este:

- calculează valori de intensități în impulsuri pe unitatea de timp la fiecare pas  $\theta$  al profilului;
- netezește, la alegere, valorile inițiale cu subrutina SE 35;
- calculează corecția de fond la alegere prin una din metodele:
  - calculând una din constantele polinomului  $y_3(\theta) = a_0 + a_1\theta + a_2\theta^2 + a_3\theta^3$  prin metoda celor mai mici pătrate, folosind valorile de pe cozile profilului;
  - calculând regresia liniară pe cozile profilului (am folosit această metodă);
  - calculează valorile  $y(\theta)$  ale profilului corectat extrăgând partea de fond;
  - calculează valorile  $y(\theta)$  corectate pentru dublet prin metoda Du Mond-Kirkpatrick;
  - calculează coeficienții FOURIER ai etalonului;
  - calculează coeficienții Fourier ai funcției de convoluție pentru profilul probei și etalonului;
  - listează coeficienții  $A_\alpha$  pentru o serie de 37 valori ale lui  $\alpha$ .



Pentru calculul datelor noastre am programat și introdus subrutina SE 35 și partea pentru corecția liniară a fondului, obținând rezultate foarte bune.

Subrutina SE 35 este un subprogram de netezire, pe care inițial l-am folosit numai în programul Job Four prezentat în paragraf, însă l-am adaptat și pentru programul Job Fourier, dovedindu-se a fi util. Subrutina calculează valorile  $z_1, \dots, z_n$ , ale funcției netezite, plecând de la valorile  $y_1, \dots, y_n$  date, corespunzând absciselor  $x_1, \dots, x_n$ , astfel că:  $x = x_{j+1} - x_j = \text{const}$ . Fiecare valoare  $z_j$  este obținută calculând pentru  $x_j$  polinomul celor mai mici pătrate de grad 3, trecând prin punctele succesive  $x_{j+k}, y_{j+k}$ ,  $k = -2, -1, \dots, 2$ .

Rezultatele obținute conform metodei sînt prezentate în tabelul 5.4. Din analiza acestora se constată că dimensiunea medie a cristalitelor este mai scăzută pe măsură ce crește frecvența de sudare.

Tabelul 5.4.

Nr. probei	Frecvența Hz	Dimensiunea medie a cristalitelor $\times 10^4 \text{ \AA}$	Gradul de distorsiune al rețelei cristaline $\times 10^{-4}$	Distanța inter- planară $\text{\AA}$	Constanta de rețea $\text{\AA}$
1.	c.o.	0,1042	0,1564	2,008	3,477
2.	150	0,3519	0,1875	2,007	3,475
3.	50	0,6771	0,2580	2,005	3,473

Forțele de coeziune dintre particulele care alcătuiesc rețeaua cristalină la locul sudurii sînt mai mari cu cît crește frecvența. Tot în acest context se poate analiza dependența dintre gradul de distorsiune al rețelei cristaline și frecvență, cu precizarea că răcirea probelor sudate s-a produs în aceleași condiții.

Se vede că rețeaua cristalină este mai distorsionată la frecvențe de sudare mai scăzute. Structura cristalină a metalului obținută după sudare este similară în cele trei cazuri studiate, distanța dintre planele de cristalizare și constantele rețelelor fiind foarte apropiate.

Cele de mai sus arată avantajul calitativ al sudurii electrice realizate la frecvența de 150 Hz.

5.4. Aspecte privind alimentarea mașinii de inducție la frecvență mărită prin intermediul multiplatoarelor statice feromagnetice

Problema sursei de alimentare la frecvență mărită a mașinilor electrice nu reprezintă în sine un impediment, ea reducându-se la proiectare și ulterior la execuție. Mai important din punct de vedere fizic pare a fi comportarea mașinii de inducție alimentate de la un multiplicator static de frecvență.

5.4.1. Influența frecvenței de alimentare asupra caracteristicilor motorului de inducție polifazat

Astfel, vom considera un motor electric alimentat prin intermediul unui multiplicator static feromagnetic, de frecvență, la o frecvență diferită de cea nominală:  $f_2 \neq f_1$ . Să studiem fenomenul.

Schimbarea frecvenței afectează toate caracteristicile motorului, însă de cea mai mare importanță este influența acesteia asupra încălzirii și puterii. Referitor la încălzire, aceasta se poate

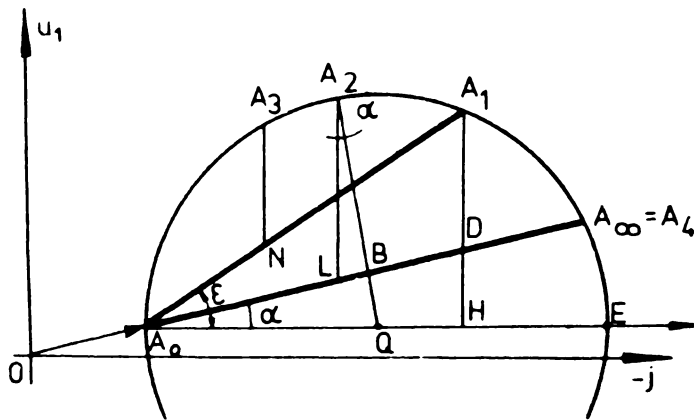


Fig.5.10. Diagrama cercului, simplificată, luată pentru un caz general.

determina admițând diverse ipoteze arbitrare referitor la variația pierderilor cu frecvența și a factorilor ce influențează ventilația în funcție de viteză.

In continuare însă, ne vom ocupa de determi-

narea puterii pentru o frecvență  $f_2 \neq f_1$ , cunoscând frecvența inițială  $f_1$ .

Pentru studiu apelăm la diagrama cercului, sub formă simplificată, cu mențiunea că cele ce vor urma sînt valabile și pentru situația diagramei exacte.

Facem următoarele notații:

$U_1$  - tensiunea la frecvența  $f_1$ ;

$R_1$  - rezistența și

$X_1$  - reactanța statorului;

$R_2$  - rezistența și

$X_2$  - reactanța rotorului în mărimi reduse.

În continuarea demonstrației s-au utilizat notațiile:

$$\begin{cases} \frac{X_1 + X_2}{R_1} = \beta \\ \frac{X_1 + X_2}{R_1 + R_2} = \gamma \end{cases}$$

Astfel, s-au determinat expresiile mărimilor:

- cuplul maxim:

$$M_{1m} = \frac{U_1^2}{2R_1} \frac{1}{1 + \sqrt{1 + \beta_1^2}} ; \quad (5.34)$$

- cuplul maxim de pornire:

$$M_{1d} = \frac{U_1^2 R_2}{(R_1 + R_2)^2} \frac{1}{1 + \gamma_1^2} ; \quad (5.35)$$

- puterea maximă:

$$P_{1m} = \frac{U_1^2}{2(R_1 + R_2)} \frac{1}{1 + \sqrt{1 + \gamma_1^2}} . \quad (5.36)$$

indicele "1" referindu-se la o frecvență  $f_1$ .

Fie acum  $M_{2m}$ ,  $M_{2d}$ ,  $P_{2m}$  și  $U_2$  aceleași mărimi, pentru o altă frecvență  $f_2 \neq f_1$ .

Datorită faptului că  $\beta$  și  $\gamma$  sînt proporționale cu frecvența, se va obține  $M_{2m}^1$ ,  $P_{2m}$ ,  $M_{2d}^1$  înlocuind respectiv în ecuațiile (5.34), (5.35) și (5.36) valorile  $U_1, \beta_1$  și  $\gamma_1$  prin:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_1 \text{ prin } \rightarrow U_2 \\ \beta_1 \text{ prin } \rightarrow \beta_1 \cdot \frac{f_2}{f_1} \\ \gamma_1 \text{ prin } \rightarrow \gamma_1 \cdot \frac{f_2}{f_1} \end{array} \right.$$

iar raportul  $\left(\frac{M_{2m}^1}{M_{1m}^1}\right)$  va conține factorul  $\left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2$ .

În general cînd se adoptă pentru un motor o altă frecvență de alimentare, se conservă aceeași inducție  $B$ , cu alte cuvinte:  $\frac{U_2}{U_1} = \frac{f_2}{f_1}$ , ipoteză presupusă realizată.

Dacă  $M_m$  și  $M_d$  reprezintă cuplul maxim și cel de pornire, avem că  $M_m^1 = M_m \cdot \omega$  și deci putem scrie:

$$\frac{M_{2m}^1}{M_{1m}^1} = \frac{M_{2m}^1}{M_{1m}^1} \cdot \frac{f_1}{f_2} \quad \text{și} \quad \frac{M_{2d}^1}{M_{1d}^1} = \frac{M_{2d}^1}{M_{1d}^1} \cdot \frac{f_2}{f_1}$$

iar ținînd cont de:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{f_2}{f_1}$$

ajungem la relațiile căutate:

$$\left\{ \frac{M_{2m}^1}{M_{1m}^1} = \frac{f_2}{f_1} \frac{1 + \sqrt{1 + \beta_1^2}}{1 + \sqrt{1 + \beta_1 \cdot \frac{f_2}{f_1}}} \right. \quad (5.37)$$

$$\left\{ \frac{P_{2m}}{P_{1m}} = \frac{f_2^2}{f_1^2} \frac{1 + \sqrt{1 + \gamma_1^2}}{1 + \sqrt{1 + \gamma_1 \cdot \frac{f_2}{f_1}}} \right. \quad (5.38)$$

$$\left\{ \frac{M_{2d}^1}{M_{1d}^1} = \frac{f_2}{f_1} \frac{1 + \gamma_1^2}{1 + (\gamma_1 \cdot \frac{f_2}{f_1})^2} \right. \quad (5.39)$$

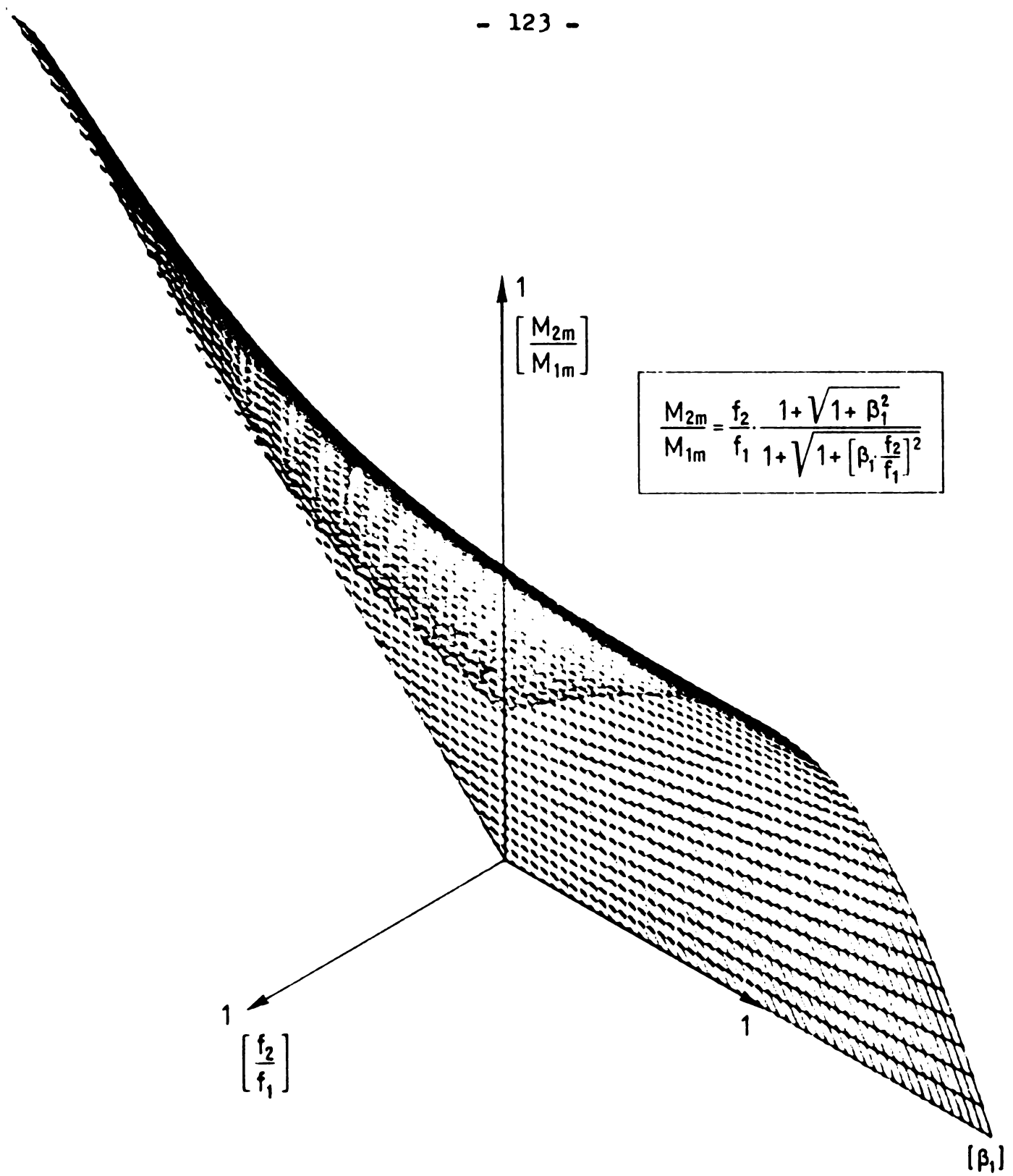


Fig. 5.11. Representarea spațială pentru  $\frac{M_{2m}}{M_{1m}} = f\left(\frac{f_2}{f_1}\right)$ .

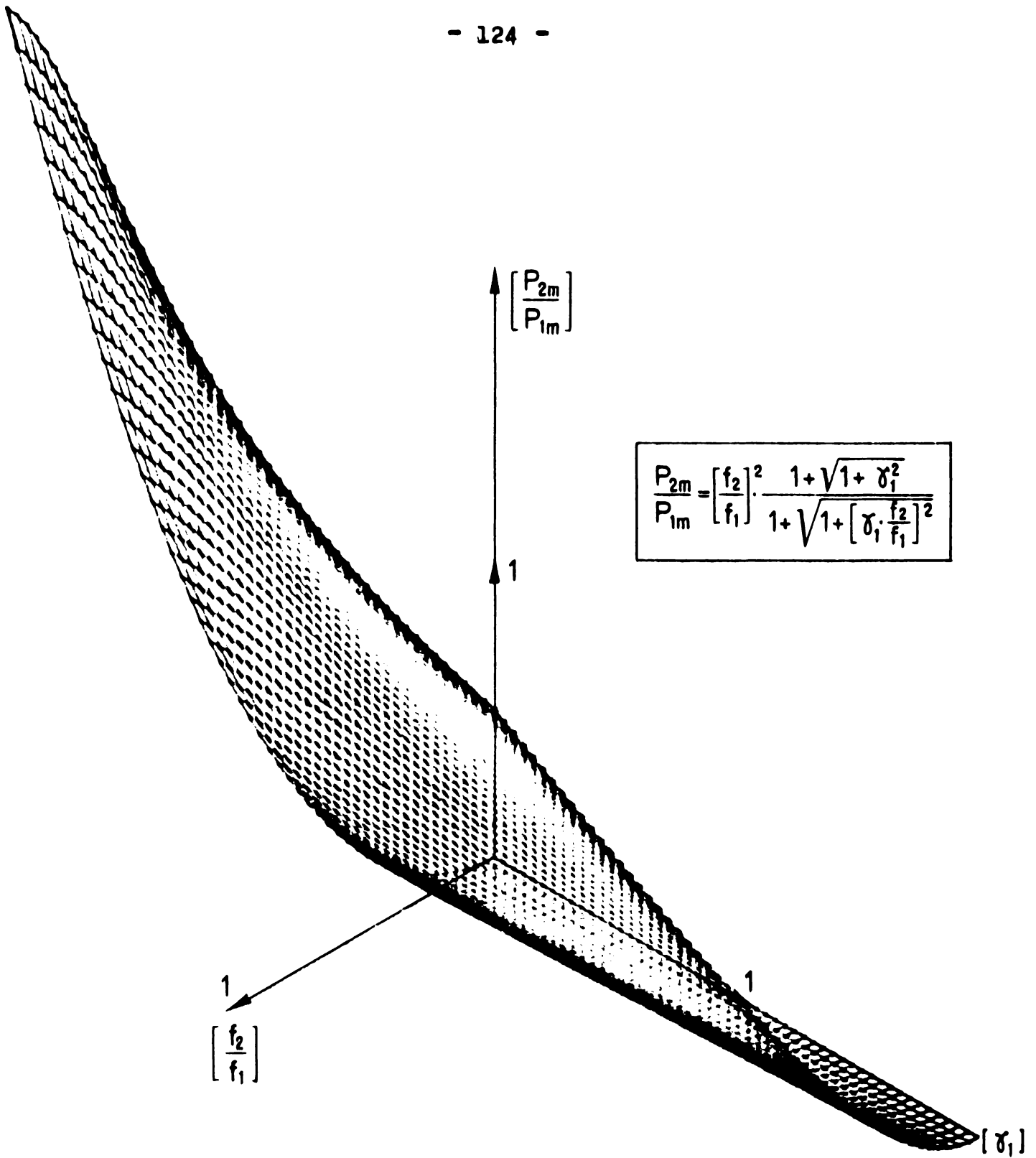


Fig.5.12. Representarea spațială pentru  $\frac{P_{2m}}{P_{1m}} = f\left(\frac{f_2}{f_1}\right)$ .

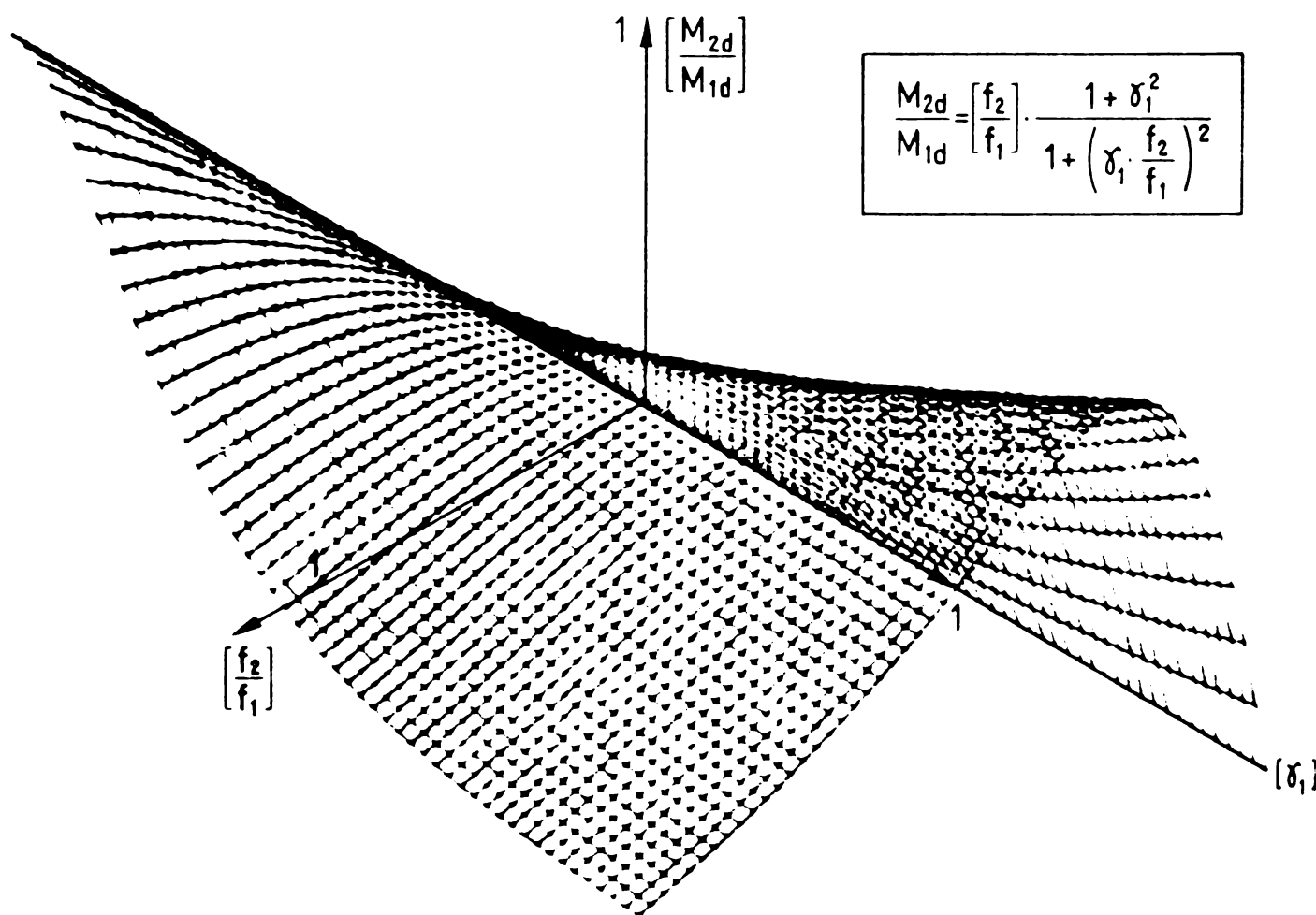


Fig.5.13.Reprezentarea spațială pentru  $\frac{M_{2d}}{M_{1d}} = f\left(\frac{f_2}{f_1}\right)$ .

Fiecare din expresiile (5.37), (5.38) și (5.39) conține numai raportul frecvențelor  $f_2/f_1$  și una din constantele  $\beta$  sau  $\gamma$ .

deci se pretează la reprezentări grafice de forma  $\frac{M_{2m}}{M_{1m}} = f\left(\frac{f_2}{f_1}\right)$ ;

$\frac{P_{2m}}{P_{1m}} = f\left(\frac{f_2}{f_1}\right)$  sau  $\frac{M_{2d}}{M_{1d}} = f\left(\frac{f_2}{f_1}\right)$ , pentru suficiente valori ale lui  $\beta$  sau  $\gamma$ .

Aceste familii de curbe sînt importante, din punct de vedere practic, spre exemplu, în cazul unui motor care este rebobinat pentru a funcționa la o altă frecvență de alimentare.

## 5.5. Utilizarea multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență la alimentarea instalațiilor de iluminat fluorescent

### 5.5.1. Prezentarea problemei

Datorită avantajelor pe care le prezintă, lămpile fluorescente sînt utilizate din ce în ce mai mult, însă un mare dezavantaj că introduce un regim deformat ce implică mărirea pierderilor și implicit scăderea randamentului.



În experimentul realizat pe baza [86] în colaborare cu uzinele UNIO Satu Mare, s-a mers pe ideea că funcționarea lămpilor fluorescente la o frecvență de 150 Hz, reduce o parte din inconveniente ce apar la frecvență industrială. Pentru experimente s-au folosit tuburi fluorescente din gama L.F.A.40, studiate în montaj experimental (fig. 5.13) și în standul de încercări prezentat în figura 5.14.

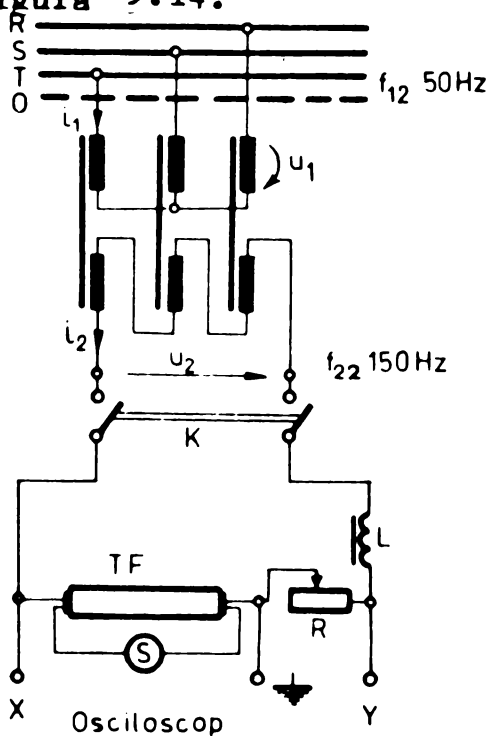


Fig. 5.14. Montaj experimental pentru studiul funcționării L.F.A.40 la frecvență mărită.

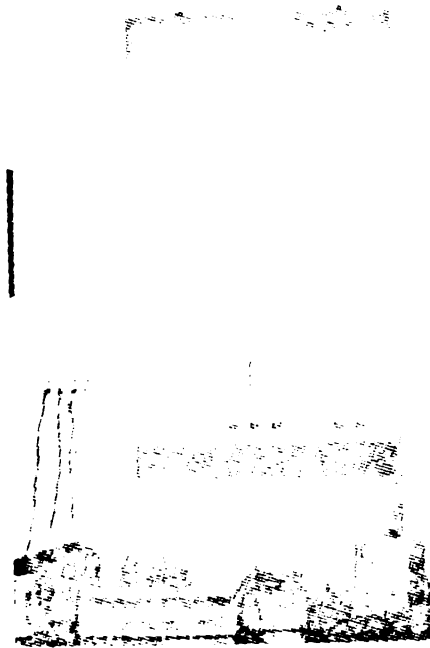


Fig. 5.15. Standul experimental pentru cercetări privind alimentarea tuburilor fluorescente la frecvență mărită.

Cercetările efectuate s-au desfășurat în condiții de lucru identice pentru două situații: prima fiind caracterizată de o alimentare la frecvența  $f = 50$  Hz, iar a doua la  $f = 150$  Hz, prin intermediul unui triplor de frecvență, existând în aceste condiții o bază de comparație.

### 5.5.2. Observații privind regimul deformant

Cu ajutorul montajului prezentat anterior s-au ridicat cu ajutorul unui osciloscop caracteristicile arcului  $u_a(i)$ , ten-

siunea pe arc  $u_g(t)$  și curentul prin arc  $i(t)$ , circuitul fiind alimentat la o tensiune  $U = 220$  V și  $f = 50$  Hz. Apoi alimentarea circuitului s-a făcut prin intermediul unui triplor feromagnetic de frecvență menținându-se aceeași tensiune de alimentare, aceleași caracteristici. Rezultatele obținute sînt sistematizate în tabelul 5.5.

Comparînd caracteristicile dinamice observăm că tensiunea de aprindere a arcului la 50 Hz are un caracter mai pronunțat decît la 150 Hz, iar tensiunea de stingere apare în mod evident în primul caz și dispare în al doilea caz. După cum ne așteptam, același lucru apare și din compararea caracteristicilor  $u_g(t)$ .

Se observă de asemenea că la 150 Hz caracteristica dinamică  $u_g(i)$  tinde spre un caracter liniar pe cînd la 50 Hz neliniaritatea caracteristicii este pronunțată.

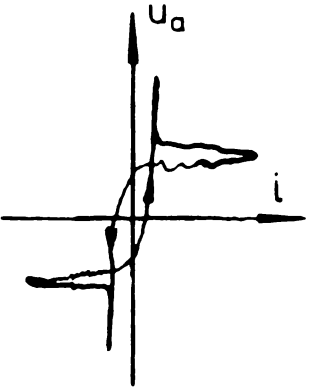
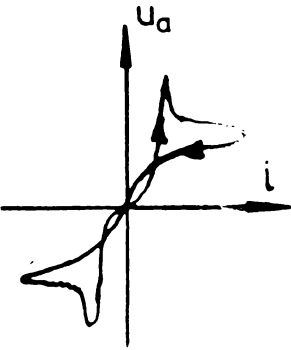
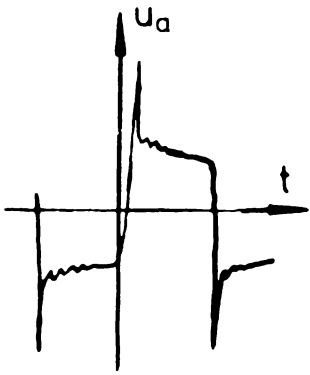
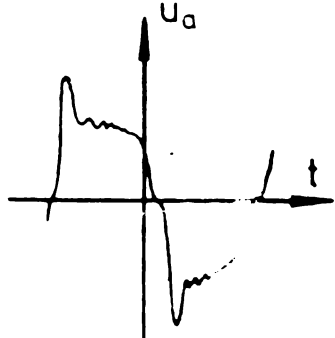
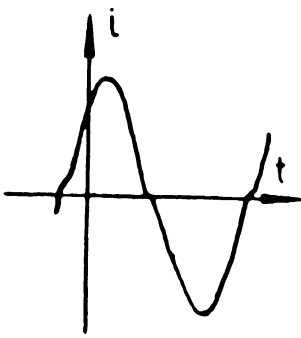
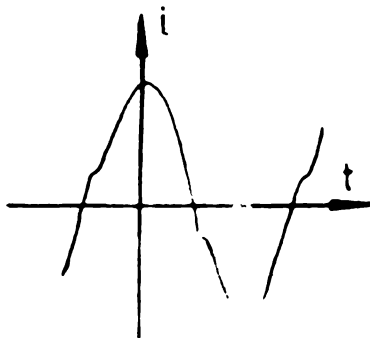
Observațiile făcute ne arată că raportul dintre tensiunea de amorsare și tensiunea pe arc este mai mică la 150 Hz decît la 50 Hz, ceea ce este un indiciu că stabilitatea arcului este mai mare la frecvența de 150 Hz.

Același lucru reiese imediat din caracterul liniar mai pregnant la frecvența mai mare.

Teoretic, creșterea stabilității arcului la frecvență mărită este previzibilă prin scăderea raportului dintre rezistența și reactanța circuitului de alimentare al lămpii fluorescente, datorită creșterii reactanței cu pulsația.

Comparînd curbele  $i(t)$  se vede că la 150 Hz caracteristica curbei are o alură mai apropiată de sinusoidă decît la 50 Hz, deci regimul deformant e atenuat în primul caz. De asemenea la 50 Hz se observă pauze la trecerea prin zero a curentului, pauze care influențează nefavorabil stabilitatea arcului. La 150 Hz aceste pauze dispar deci stabilitatea crește.

Sinteza rezultatelor experimentale

Caracteristică alimentare	Alimentarea de la rețea $f = 50 \text{ Hz}$	Alimentare de la un trip- lor feromagnetic static $f = 150 \text{ Hz}$
Caracteristica dinamică a arcului $u_a(i)$		
Modul de variație al tensiunii pe arc $u_a(t)$		
Modul de variație al curentului prin arc $i(t)$		
Datele experimentului: tub fluorescent L.P.A.40	<p><math>f = 50 \text{ Hz}</math> <math>I = 0,52 \text{ A}</math> <math>U = 220 \text{ V}</math></p>	<p><math>f = 150 \text{ Hz}</math> <math>I = 0,14 \text{ A}</math> <math>U = 220 \text{ V}</math></p>

Din măsurătorile făcute se observă că la 150 Hz curentul absorbit este 0,14 A și intensitatea luminoasă este jumătate din cea înregistrată la 50 Hz, când curentul absorbit a fost aproximativ de 4 ori mai mare decât în primul caz. În concluzie la același curent absorbit randamentul iluminării crește.

Este de asemenea important de semnalat faptul că fluxul luminos trece de 100 de ori pe secundă printr-o valoare apropiată de zero, datorită trecerii prin zero a curentului lămpii în cazul alimentării la 50 Hz și de 300 de ori la alimentarea la 150 Hz ceea ce duce la o importantă reducere a efectului stroboscopic.

### 5.5.3. Concluzii

Prin alimentarea lămpilor fluorescente cu tensiunea de 150 Hz caracteristica dinamică a arcului tinde spre un caracter mai liniar și ca urmare regimul deformant introdus de lămpile fluorescente este mai redus decât în cazul alimentării cu frecvență de 50 Hz.

Prin alimentarea la 150 Hz se îmbunătățește stabilitatea arcului.

S-a constatat experimental că randamentul iluminării în cazul alimentării la 150 Hz crește și efectul stroboscopic se reduce.

Este important de amintit faptul că prin alimentarea lămpilor fluorescente cu ajutorul unui triplor feromagnetic de tip trimonofazat se realizează o simetrizare a încărcării rețelei de alimentare.

Din cercetările efectuate, rezultă posibilitatea alimentării în mod avantajos a lămpilor fluorescente cu frecvența de 150 Hz de la triploare feromagnetice.

În acest context s-au obținut rezultate similare cu alți cercetători din străinătate [28] iar în prezent această direcție este în curs de dezvoltare și aplicare pe scară largă la uzinele "UNIO" din Satu Mare.

## CAPITOLUL VI

### CONCLUZII

Rezultatele teoretice obținute în teză și confruntarea elementelor calculate cu cele experimentale, au condus la următoarele concluzii cu caracter general:

1. Importanța, actualitatea precum și oportunitatea temei se justifică ca un rezultat firesc al sarcinilor impuse de industrie în sensul dezvoltării echipamentelor ce implică o fiabilitate mare în condiții de mentenanță minime.

2. Lucrarea în ansamblu, reprezintă o tratare unitară a triplorului feromagnetic de frecvență, implicând cunoștințe deosebite din domeniul matematicii, bazelor electrotehnicii, mașinilor electrice și tehnicii de prelucrare automată a datelor, constituind un material teoretic de sinteză, acoperit prin realizări experimentale.

3. S-a tratat triplorul feromagnetic de frecvență datorită faptului că acesta asigură un transfer energetic superior altor tipuri de multiplicatoare.

4. S-a tratat bobina neliniară, ca element de circuit, cu și fără luarea în considerare a pierderilor prin histerezis și curenți turbionari, analizându-se problemele de magnetizare pe baza caracteristicii  $B = f(H)$ . Se justifică utilizarea circuitelor cu bobine neliniare la multiplicarea feromagnetică a frecvenței.

5. S-au elaborat modelele matematice ale triplorului de frecvență cu bobine și transformatoare, ținându-se cont de neliniaritatea caracteristicii de magnetizare. Rezultatele teoretice obținute pe baza acestora de calculator, concordă cu cele experimentale și din literatură.

6. S-a făcut sinteza generală a caracteristicilor multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență cu rang de multiplicare impar, pe baza polinoamelor lui Cebîșev.

7. S-a analizat fenomenul de salt ferorezonant în triplorul feromagnetic de frecvență, aspect foarte puțin amintit în literatură, precizându-se că în 1977, la Conferința mondială de materiale magnetice, cercetătorii japonezi au abordat problema în cazul dublorului de frecvență. Contribuțiile autorului completează pe cele de mai sus, elementele teoretice fiind validate prin experiment și materializate prin brevetare.

8. Programele de calcul precum și modelele matematice stabilite în lucrare, constituie instrumente utile de analiză, valabilitatea acestora fiind dovedită prin corelația dintre calcule, experiment și referințe bibliografice.

9. S-a demonstrat avantajul utilizării triploarelor feromagnetice de frecvență, ca surse de sudare în curent alternativ și pentru alimentarea instalațiilor de iluminat fluorescent.

10. Pe baza cercetărilor teoretice și a prototipurilor realizate s-a stabilit o linie de proiectare a triploarelor de frecvență, cu ajutorul calculatorului numeric.

11. Datorită faptului că armonicile de ordinul  $n = 3(2k - 1)$  sînt sinfazice, formînd tensiunea la bornele sarcinii, eliminarea celor nedorite se poate realiza prin filtrare.

12. In anexele tezei sînt prezentate și alte realizări ale autorului, care confirmă domeniul vast de aplicație al acestor echipamente.





## BIBLIOGRAFIE

1. A.I.E.E. Committee Report. Magnetic Amplifier Bibliography 1951-1956. In: A.I.E.E. Transactions, vol.77, part.I, nov. 1958. și A.I.E.E. Committee Report, 1957 Magnetic Amplifier Bibliography, ibid., vol.78, part.I, ian.1959, p. 1051-1057.
2. Arghir, G., Munteanu, R. On the Technology for obtaining some Hard Magnetic Materials on Samarium-Cobalt Base for Measuring, Supervision and Automatisation Equipment. In: Conference on Industrial Development of Nonconventional Technologies, PNUD, UNESCO, Bucharest IPB - 1977.
3. Angot, A. Elemente de matematici. București, Editura Tehnică, 1965.
4. Bamdas, A.M. Ferromagnitnfe umnojiteli ciastotf. Moskva, Edit. Energhia, 1968.
5. Barker, R.C., Wakeman, C.B., Pierrins, A.R. Study and Development of Magnetic Amplifier Controlled Servo Systems, Part.IV, In: Wright Air Development Center Technical Report 56-199, Wright-Patterson Air Force Base, Ohio, Sept.1956, p. 1-24.
6. Bessonov, L.A. Nelineinfe Elektriceskie țepi. Vsesiaia Skola, Moskva, 1964.
7. Bessho, K., Yamada, S., Matsumura, F. Improvement of characteristics and applications of the magnetic frequency tripler with bridge - connected reactor circuit. IEEE Transactions on Magnetics, vol. MAG-13, No.5, September 1977, p. 1217-1219.
8. Biringer, P.P. U.S. Patent, 3.040.231, iunie 1962.
9. Biringer, P.P. The Triductor. In: Transactions of the A.I.E.E., vol.75, 1956, p.590-594.
10. Biringer, P.P. Design of the Resistively Loaded Static Frequency Doubler. In: Transactions of the A.I.E.E. vol.75, 1956, p.834-839.
11. Blake, L.R. The Frequency tripler. In: Proc. I.E.E. 100, Part.II, Nr.75, 1953, p. 296-309.
12. Brailsford, F. Frequency changing at supply frequencies by static means. In: Journal I.E.E. vol.73, 1933, p. 309-316.

13. Brechbuehler, M. Convertisseur de frequence pour l'alimentation à frequence variable de moteurs asynchrones à cage. In: Bulletin scientifique nr.4, 1968, p. 93-99.
14. Brüderlink, M. Experimentelle und theoretische Untersuchung der statischen. Frequenztransformation von 50 auf 150 Hz. Diss. Aachen, 1959.
15. Brüderlink, M. ș.a. Statische Frequenzvervielfacher für die induktive Erwärmung. In: Elektrowärme, nr.6, 1963, p.271.
16. Camaras, M. A New Frequency Multiplier. In: I.E.E.E. Trans. Power Apparat and Syst. nr.12, 1963, p.844-851.
17. Cantwell, J.L. Frequency tripling transformers. In: Transactions of the A.I.E.E. vol.55, 1936, p. 784-789.
18. Cecchin, G. U.S. Patent, 3.585.411, iunie 1971.
19. Centea, O. Mașini și aparate pentru sudarea electrică. Editura Tehnică 1967, București.
20. Comșa, D. Contribuții teoretice și experimentale la multiplicarea statică a frecvenței. Teză de doctorat, Institutul Politehnic Timișoara, 1972.
21. Crary, S.N., Easley, E.M. Frequency changers - characteristics, application and economics. In: T.A.I.E. 64, 1945, p. 351-8, și 416-7.
22. Crăciunescu, A. ș.a. Criteriile de similitudine și calculul dublorului feromagnetic de frecvență. In: Electrotehnica, nr.7, 1971, p. 247.
23. Cunningham, J.W. Introduction to Nonlinear Analysis. Cap.7, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1958.
24. De Carli, A., Ruberti, A. Funzione di trasferimento di un motore asincrono controllato in frequenza. In: L'Elettrotecnica, nr.3, 1964, p.134-138.
25. Depenbrock, M. Ruhende Frequenzumformer in der Energietechnik. In: E.T.Z.-A.vol.83, 1962, p.868-876.
26. Dick, G.W. Symmetrical Frequency Multiplier Circuits. In: Transactions of the A.I.E.E. vol.79, 1960, p.125-134.
27. Dick, G.W. Symmetrical Frequency Multipliers. Ph.D.Thesis, University of Toronto, Toronto, Ont.Canada, May 1960.
28. Downie, E.G. Magnetic frequency multiplier for fluorescent lighting. In: Electronics, Mai, 1955.
29. Dordea, T. Mașini electrice. E.D.P., București, 1977.
30. Esche, R., Walter, B. 10 - MW - Induktionserhitzer mit Schwingkreisumrichtern für 500 bis 1000 Hz. In: Siemens-Zeitschrift, vol.41, 1977, p.626-634.

31. Faro, M.A. Conversões síncronas de frequência utilizados em Sinalização telefônica. In: Técnica nr.235, 1953, p.327-339.
32. Fatio, L. Conditions auxquelles doit répondre le réglage des groupes convertisseurs destinés au couplage élastique des réseaux électriques. In: Rev. Brown Boveri nr.8/9, 1964, p. 482-492.
33. Faust, W. Les générateurs statiques de courant à moyenne fréquence. In: Rev. Brown Boveri nr.9/10, 1963, p.675-690.
34. Finlayson, P.T., Washburn, D.C. Cycloconverter-Controlled Synchronous Machines for Load Compensation on AC Power Systems. In: I.E.E.E. Transactions on industry applications nr.6, 1974, p.806-813.
35. Frenzel, L.E. Frequency multiplication and division. In: Electronics World, U.S.A., 70, nr.3, sept.1963, p. 53-56.
36. Friedlander, E. Principle and Analysis of a Stabilized Phase Multiplier Type of Magnetic Frequency Converter. In: Electrical Energy, vol.1, oct.1956, p.55-60.
37. Fukuda, S., Takei, I. The Sakuma D.C. Frequency Converter Project. In: Direct Current nr.1, 1964, p. 1-8.
38. Fügli, R. Statische Frequenzumformung im festen Verhältnis 1:3 mittels Transformatoren. In: Bull. A.S.E. nr.26, 1958, p. 1224-1227.
39. Gabler, K. Convertisseur statiques MF à thyristors et à refroidissement par l'eau pour forges et founderies. In: Rev. Brown Boveri nr.6, 1972, p. 302-303.
40. Geisel, R., von Statische Frequenzverdreifacher und ihre Anwendung für das induktive Erwärmen. In: Elektrowärme, august, 1962, p. 3-11.
41. Gerspacher, F., Waldvogel, O. Les machines à souder par résistance avec transformateur de fréquence triphasé-monphasé. In: Rev. Brown Boveri nr.3, 1960, p.180-185.
42. Golembeski, J.J. U.S.Patent 3.566.247, februarie, 1971.
43. Geyger, W.A. Dispozitive magnetice neliniare. Bucuresti, Editura Tehnică, 1968.
44. Geyger, W.A. Frequency Septripler Provides Stable 420-cps Voltage. In: Electronics, vol.36, nr.18, 1963, p. 58-61.
45. Geyger, A.W. Stabilized 400-cycle - operated Magnetic Frequency Multipliers. In: Proceedings of the National Electronics Conference, vol.19 oct. 1963, p. 219-263.
46. Geyger, A.W. Stabilized 400 to 3600 cps Magnetic Frequency Multiplier. In: Proceedings of the I.E.E.E. International

- Conference on Nonlinear Magnetics, Washington, D.C. 6-B, 1964, p. 1-5.
47. Grover, E.H., Menley, R.T. U.S. Patent 1.253.305, noiembrie 1971.
  48. Hancock, N.N. Electric Power Utilization. London, Isaac Pitman and Sons Ltd. 1972.
  49. Harriott, L.C. Magnetic Frequency Conversion. In: Proceedings of the National Electronic Conference, Chicago, Ill, vol.9, 1953, p.78-87.
  50. Hayashi, C. The Influence of Hysteresis an Nonlinear Resonance. Journal of the Franklin Institute, vol.281, nr.5, 1966, p. 379-386.
  51. Hayashi, C. Forced Oscillations in Nonlinear Systems. In: Nippon Printing and Publishing Company Ltd. Japan, 1953.
  52. Hüge, M.H. U.S. Patent 2.424.237, iulie 1947.
  53. Hasumi, T. An analysis of the frequency tripler. In: I.E.E. Transactions on Magnetics, vol.2, sept. 1966.
  54. Joly, M. Transformateurs statiques de fréquence. La Lumière Electrique, 1911, XIV, 20, p. 195.
  55. Johnson, J.L., Rauch, E.S. Decicycle Magnetic-amplifier System for Servo-Applications. In: A.I.E.E. Transactions, vol. 74, part.I, 1955, p. 669-670.
  56. Johnson, L.J., Rauch, S.E. Magnetic Frequency Multipliers. In: Transactions of the A.I.E.E. vol.73, 1954, p.448-451.
  57. Johnson, L.J., Rauch, S.E. Odd Integer Magnetic Frequency Multipliers. In: Proceedings of the I.R.E. 43, nr.2, 1955, p. 168-173.
  58. Kielgas, H. Transduktoren. Dr.Alfred Hüthing Verlag, Heidelberg, 1960.
  59. Kocher, H. Faut-il sonder à l'aide de courant continu ou de courant alternatif? In: Rev. Brown Boveri nr.7, 1950, p. 244-247.
  60. Kostko, J.K. Electricien, nr.9, 1922, p. 286.
  61. Krämer, W. U.S. Patent 2.666.178, ianuarie 1954.
  62. Ku, H.Y. Analysis and Control of Nonlinear Systems, cap.8, The Ronald Press Company, New York, 1958.
  63. Largiadèr, H. Quelques aspects du dimensionnement des moteurs asynchrones alimentés par convertisseurs statiques de fréquence pour la traction électrique. In: Rev. Brown Boveri nr.4, 1970, p. 152-167.

64. Leiby, D.W. An Introduction to the Theory of Magnetic Frequency Multipliers Using Biased Magnetic Cores. M.S. Thesis, Union College, Schenectady, N.Y. 1955.
65. Lindenblad, N., Brown, W.W. Frequency Multiplication - Principles and Practical Applications of Ferro-Magnetic Methods. In: Transactions of the A.I.E.E. vol. 44, 1925, p. 491-496.
66. Manley, I.M., Rowe, H.E. Some general Properties of Nonlinear Elements. General Energy Relations. In: Proc. I.R.E. 44, nr. 7, 1956, p. 904.
67. McMurray, W. Magnetic Frequency Multipliers and Their Rating. In: Transactions of the A.I.E.E. vol. 75, 1956, part. I, p. 384-390.
68. McMurray, W. Magnetic Frequency Multipliers and Their Rating. In: Transactions of the A.I.E.E. vol. 76, 1957, part. II, p. 289-293.
69. McMurray, W. An Extension of the Theory of Magnetic Frequency Multipliers. M.S. Thesis, Union College, Schenectady, N.Y., 1956.
70. Meihis, I.O. Issledovanie novovo tipa magnetnogo umnojitelea ceastoti. In: "Radioelektronika. Trudí Naucín tehn. konfer. R. 7", Kaunas, p. 89-93.
71. Metcalf, E.T. A Frequency changer for the State Electricity Commission of Victoria. In: The English Electric Journal nr. 2, 1953, p. 53-61.
72. Miles, J.G. Bibliography of Magnetic Amplifier Devices and the Saturable Reactor Art. In: A.I.E.E. Transactions, vol. 50, part. II, 1951, p. 2104-2123.
73. Mitrea, S. Contribuții la sinteza multiplicatoarelor de frecvență magnetice statice. Teză de doctorat. Institutul Politehnic Iași, 1971.
74. Munteanu, R., Zirbo, Gh., Ionescu, S. About a nonconventional application concerning the electromagnetical levitation phenomena. In: Conference on Industrial Development of Nonconventional Technologies, P.N.U.D., UNESCO, Bucharest, 1977.
75. Munteanu, R. Surse de frecvență mărită utilizate la sudarea electrică. Referat la doctorat, 1973, Institutul Politehnic Timișoara.
76. Munteanu, R. Aspecte teoretice și experimentale privind triplo-rul de frecvență trimonofazat. Referat la doctorat, 1974, Institutul Politehnic Timișoara.

77. Munteanu, R. Unele cercetări privind triplorul de frecvență trimonofazat. A XIII-a sesiunea științifică a I.P.C.N., februarie 1974.
78. Munteanu, R. Studiul și proiectarea unui triplor de frecvență ca sursă de sudare în curent alternativ și posibilitatea realizării unui utilaj de sudare prin puncte, la frecvență mărită. Contract I.S.Cîmpia Turzii, -I.P.C.N., 1974.
79. Munteanu, R. Realizarea unui multiplicator de frecvență feromagnetic, utilizat ca transformator de sudare. Contract I.S.Cîmpia Turzii, -I.P.C.N., 1975.
80. Munteanu, R. Considerații privind utilizarea multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență la alimentarea instalațiilor de iluminat electric. In: Lucrările celei de a X-a Conferință Națională de Instalații, vol.3, p.732-737, Sinaia, 1976.
81. Munteanu, R. Asupra antrenării la viteză ridicată a echipamentului electric din instalațiile de ventilație. In: Lucrările celei de a X-a Conferință Națională de Instalații, vol.3, p. 732-737, Sinaia, 1976.
82. Munteanu, R., Oană, P. Asupra proiectării unor multiplicatoare statice, feromagnetice de frecvență cu ajutorul calculatorului numeric și unele aplicații ale acestora. In: Al II-lea Simpozion de Informatică și conducere, vol.2, p. 125-132, Cluj-Napoca, 1976.
83. Munteanu, R. Analiza efectului pelicular în barele rotorice ale motoarelor electrice asincrone cu ajutorul calculatorului numeric. In: Al II-lea Simpozion de Informatică și conducere, vol.2, p.133-136, Cluj-Napoca, 1976.
84. Munteanu, R. Electrotehnică și mașini electrice. Curs. Atelierul de multiplicare I.P.C.N., 1976.
- ✓ 85. Munteanu, R., Simion, E. Cicloconvertor feromagnetic pentru sudarea electrică în curent alternativ. Brevet R.S.R. nr. . 67.412, 1978.
86. Munteanu, R., Simion, E., Gligor, D., Micu, D. Cercetarea și proiectarea unui sistem de alimentare la frecvență mărită pentru instalațiile de iluminat fluorescent la uzinele "Unio" Satu Mare. Convenție de cercetare, înreg.I.P.C.N., 4532/18.IV.1978.
87. Munteanu, R., Morar, R., Simion, E., Patachi, N. Procedeu și dispozitiv funcționând la frecvență mărită, pentru combate-

- rea poluării apei și aerului prin ozonizare. Dosar OSIM, 1978.
88. Munteanu, R., Simion, E. Cvintuplor de frecvență cu alimentare trifazată. Inovație. Certificat MEI/IPCN, nr. 27/1977.
  89. Munteanu, R., Simion, E. Transformator trifazat de sudură, funcționând la frecvență mărită. Inovație. Certif. MEI/IPCN, nr. 42/1973.
  90. Munteanu, R., ș.a. Triplor de frecvență. Inovație. Certif. MEI/IPCN, nr. 43/1973.
  91. Munteanu, R., Simion, E. Multiplicator feromagnetic de frecvență cu excitație prin impulsuri. Inovație. 1977.
  92. Munteanu, R. Multiplicator feromagnetic static, universal, utilizând excitație în curent continuu. Inovație/1978.
  93. Munteanu, R. ș.a. Contribuții la proiectarea multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență utilizate la alimentarea instalațiilor de iluminat la frecvență mărită. In: Probleme actuale ale iluminatului electric, Intr. Electrobanat, iunie, 1977 - Timișoara.
  94. Pairoj, B. Statischer Frequenzverdreifacher mit günstigem Aufwand an Schaltungselementen. Dissertation T.M. Stuttgart, 1966.
  95. Patachi, N., Dragomir, N., Munteanu, R. Electrotehnică și mașini electrice. Curs. Institutul Politehnic Cluj-Napoca, 1977.
  96. Popovici, Vl. Utilajele sudării electrice. E.D.P. București, 1968.
  97. Popovici, Vl. Echipament pentru sudarea electrică cu arc cu mai multe posturi, la frecvență mărită. Sesiunea tehnico-științifică, Institutul Politehnic Timișoara, 1964.
  98. Puri, I.K. Der statische Frequenzverdreifacher mit Gleichstromvormagnetisierung. Dissertation T.H. Aachen, 1961.
  99. Rauth, A. La multiplication ferromagnétique de la fréquence, In: Electricien, vol. 81, 1953, p. 147-150.
  100. Reichard, W.R. Optimum Design of a Static Single phase Frequency Tripler. Ph.D. Thesis, Department of Electrical Engineering Massachusetts Institute of Technology, 1955.
  101. Rogge, D.H. Der statische Frequenzverdreifacher Störungen durch geradzahlige Harmonische und optimaler Betrieb. Dissertation T.H. Aachen, 1965.
  102. Roke, A. Magnetic Converter D.C. Amplifier. In: Electronics, New York, Dec. 1953, p. 170-173.
  103. Rosen, A., Mykiety, E. U.S. Patent 3.621.367, noiembrie 1971.

104. Rozhanskii, L.L. Static Electromagnetic Frequency Changers, English translation, Pergamon Press, London, 1963.
105. Savin, Gh. ș.a. Single Phase Static Ferromagnetic Frequency Multiplier with and odd Multiplication Factor. Bul. I.P. Iași, XV/XIX, 1969, f. 1-2, p. 25-31.
106. Savin, Gh. ș.a. Funcționarea multiplicatoarelor de frecvență cu bobine neliniare comandate, mono- și trifazate, în regim de magnetizare liberă și forțată. In: Bul. I.P. Iași, 1972 (Comunicare la sesiunea facultății de electrotehnică a I.P.Iași, 21-23 dec.1972).
107. Savin, Gh., Rosman, H. Circuite electrice neliniare și parametrice. Editura Tehnică, București, 1973.
108. Schenkel, A. Le convertisseur de fréquence asynchrone pour installations industrielles. In: Rev. Brown Boveri nr.4/5, 1963, p. 316-322.
109. Schönung, A. Diverses possibilités pour le réglage des moteurs triphasés à l'aide des convertisseurs statiques. In: Rev. Brown Boveri nr.8/9, 1964, p. 540-554.
110. Schroeder, J.W. Drehstrom - Triduktor zur Speisung von Asynchronmaschinen. In: E.T.Z.-A. vol.83, 1962, p.491-494.
111. Sepe, R.B. U.S. Patent 3.551.862, noiembrie 1971.
112. Simion, E. Teză de doctorat. I.P.Iași, 1968.
113. Simion, E., Mândru, G., Munteanu, R. Unele considerații asupra triploarelor de frecvență cu alimentare trifazată. A doua sesiune comună de comunicări științifice. Universitatea Craiova și GUAME Craiova, decembrie 1971.
114. Smith, O.J.M., Salihi, J.T. Analysis and Design of a Magnetic Frequency Multiplier. In: Transactions of the A.I.E.E. vol.74, 1955, part.I, p.99-106.
115. Spinelli, F. Italian Patent, nr.124.824, 1912.
116. Stănciulescu, F. Analiza și simularea sistemelor neliniare, Editura Academiei, București, 1974.
117. Thivellier, D. IRSID - Raport, 1969.
118. Warren, B.E., Averbach, B.L. Journal Appl.Phys., 21, 1950, p.595 și 23, 1952, p.497.
119. Wagner, C.N.J., Aqua, E.N. Advances in X ray analysis, vol.7, 1963, p.46.



120. Wiegner, G. Der magnetische Frequenzverdreifacher, Untersuchungen, Betriebsstörungen und Optimierung mit Hilfe des Analogrechners. Dissertation, T.H. Aachen, 1968, S.5.
121. Zenneck, J. Contribution to the Theory of Magnetic Frequency Changers. In: Proceedings of the Institute of Radio Engineers (New York), december, 1920, p. 468-492.
122. Zitron, N. ș.a. Sinteza sptriplorului feromagnetic static monofazat de frecvență. In: Electrotehnica 21(1973) nr.6, București.
- 123 x x x Research and Development of New Design Method for Power Transformers; Final Report. Armour Research Foundation, Chicago, Ill., Mar.15, 1951-Feb. 28, 1953.
- 124 x x x Trifrequenz-Induktions-Erwärmungsanlagen (150 Hz) für Kupferblöcke. In: Junker Berichte, nr.4, 1964.

# ANEXA A

## SURSE DE FRECVENTA MARITA CU APLICATII INDUSTRIALE

### A .1. Elemente generale

Convenim să înglobăm în această categorie, sursele de tensiune alternativă a căror frecvență este cuprinsă între 50 Hz - 500 Hz. O clasificare sintetică a convertizoarelor de frecvență, după tipul conversiunii se prezintă în figura A.1.

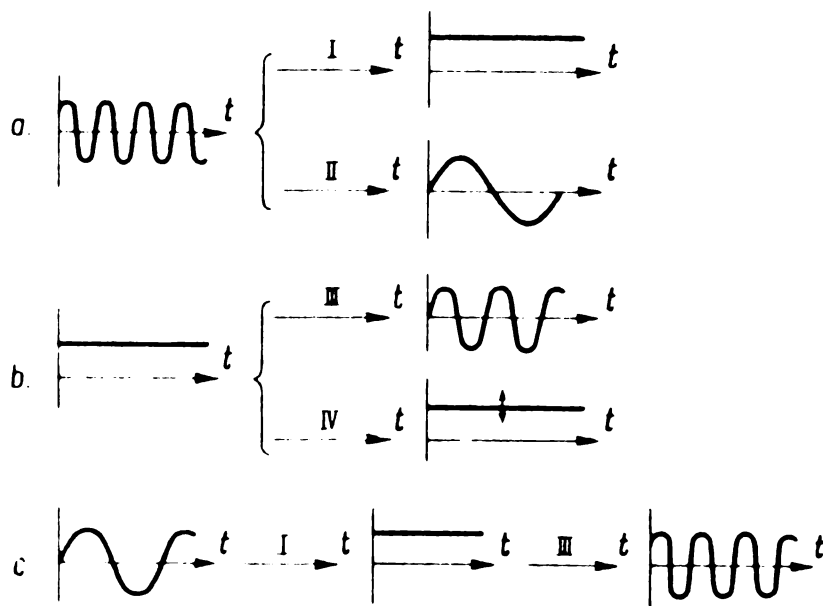


Fig.A.1

Astfel figura A.1,a prezintă în principiu convertizoarele cu tensiune de intrare alternativă, statice sau rotative, I - surse de tip redresor și II - convertizoare de frecvență fără circuit intermediar. In figura A.1,b sînt incluse onduloarele (III)

și convertizoarele de tip continuu-continuu (IV). Se vede că plecînd de la o tensiune continuă, ondulatorul are la ieșire o tensiune alternativă, iar convertizoarele de tip continuu-continuu, au la ieșire o tensiune continuă însă de o valoare diferită.

La convertizoarele de frecvență cu circuit intermediar (figura A.1,c), tensiunea de intrare suferă o convertire cu ajutorul unui circuit intermediar, iar apoi o reconvertire, obținîndu-se la ieșire o tensiune diferită de cea de intrare - care de obicei este alternativă.

Aceste tipuri de surse de tensiune au o mare importanță practică pentru alimentarea echipamentelor electrochimice (mașini electrice rotative și liniare), instalațiilor electrotermice, utilaje de sudarea metalelor, echipament de tracțiune, sisteme de ionizare, măsuri electrice, explorări spațiale etc.

În funcție de distribuția aplicației urmărite, ținându-se cont de fiabilitate și indicatori tehnico-economici sînt preferate surse rotative, cu elemente semiconductoare sau feromagnetice statice.

### A.2. Convertizoare de frecvență rotative

În continuare se prezintă cele mai des întîlnite convertizoare de frecvență rotative [13],[32],[62],[101],[108],[109],[111], fără a pătrunde în detalii funcționale.

#### A.2.1. Mașina sincronă

Aceasta se poate utiliza ca sursă de frecvență mărită pînă la frecvența de 800 Hz, [13],[62] în diferite variante constructive ale rotorului. Un exemplu este prezentat în figura A.2 (1 - înfășurări inductoare; 2 - înfășurări induse).

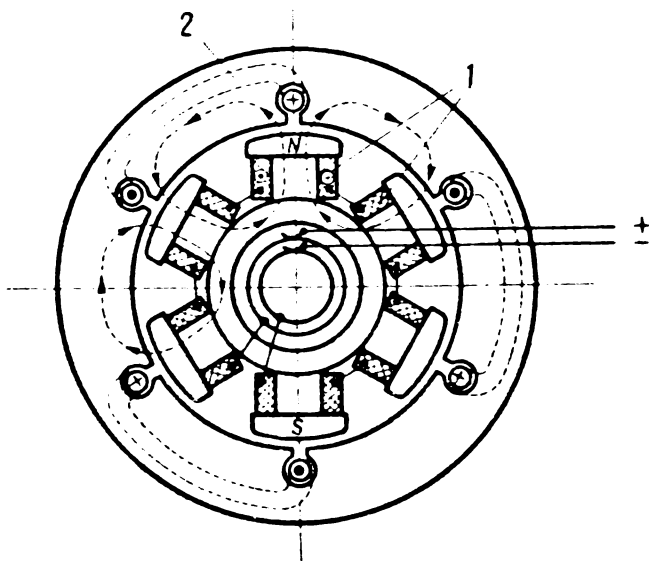


Fig.A.2

Se știe că pentru orice mașină sincronă, dacă "p" reprezintă numărul perechilor de poli și "τ", pasul polar, există relațiile

$$\left. \begin{aligned} p &= \frac{f}{n} \\ \tau &= \frac{\pi \cdot D}{2p} = \frac{\pi \cdot D \cdot n}{2f} \end{aligned} \right\} \quad (A.1)$$

în care:  $f$  - frecvența [Hz] ;

$n$  - viteza de rotație [rot/s] ;

$D$  - diametrul statoric [cm].

Este evident că obținerea unor frecvențe ridicate este determinată de alegerea unui pas polar cât mai mic și a unei viteze de rotație, cât mai mari. Se poate vedea de asemenea că frecvența este proporțională cu diametrul rotorului, care însă din considerente de inerție și demaraj, nu poate fi mărit oricât, lucru ce este compensat prin utilizarea mașinilor, denumite "cu modulație" al căror rotor, masiv sau alcătuit din pachete de tole nu prezintă infăgurări, avînd aspectul unei roți dințate. Variantele constructive sînt următoarele:

- homopolar
- heteropolar
- heteropolar Guy

#### A.2.2. Mașina homopolară

În principiu un alternator de tip homopolar este prezentat în figura A.3, avînd 1 - bobinajul inductor și 2 - bobinaj

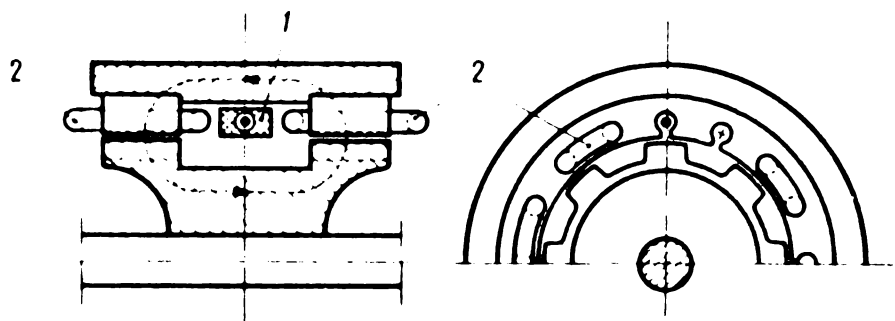
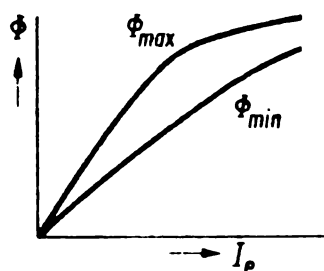


Fig.A.3

indus. Bobinajul inductor are forma unui inel fiind parcurs de un curent continuu. Bobinajul inductor este plasat în cresațiuri uniforme repartizate pe periferia statorului, în general lățimea bobinelor fiind egală cu pasul polar rotoric. În figura A.4 sînt date curbele fluxului magnetic corespunzătoare unui pas polar, în funcție de curentul de excitație  $I_e$ , respectiv valorile maxime și minime ale acest-

tuia ce sînt date de pozițiile rotorului pentru care reluctanța este maximă sau minimă. Tot în această figură se prezintă - la



altă scară - variația tensiunii electromotoare induse, proporționale cu fluxul :

$$\Phi = 0,5 [\Phi_{max} - \Phi_{min}] \quad (A.2)$$

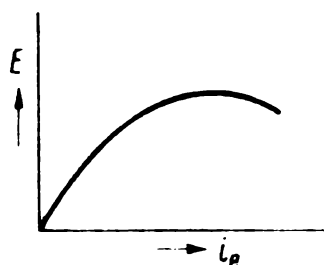


Fig.A.4

#### A.2.3. Mașina heteropolară Lorenz-Schmidt

Principiul de funcționare al acestui alternator este prezentat în figura A.5, deosebindu-se de mașina homopolară prin modul în care este realizată excitația. Aceasta este realizată din mai multe înfășurări dispuse în

crestături practicate la periferia statorului. La o astfel de mașină, un dinte rotoric în mișcare

va întîlni succesiv un pol nord și un pol sud fapt care atrage după sine schimbarea sensului său de magnetizare cu o frecvență proporțională cu numărul perechilor de poli de excitație. În figura alăturată: 1 - înfășurare inductor; 2 - înfășurare indus.

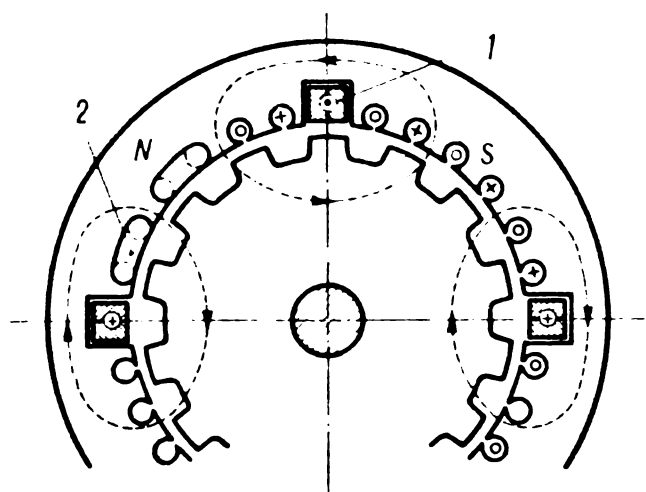


Fig.A.5

#### A.2.4. Mașina heteropolară Guy

După cum se poate vedea și din figura A.6, acest tip de mașină se aseamănă cu cea anterioară, din punct de vedere al excitației, însă statorul nu mai prezintă o suprafață interioară netedă, ci crestături similare celor rotorice, iar bobinajul indusului 2 este plasat într-un număr mic de crestături amplasate în spațiul dintre cele inductoare 1.

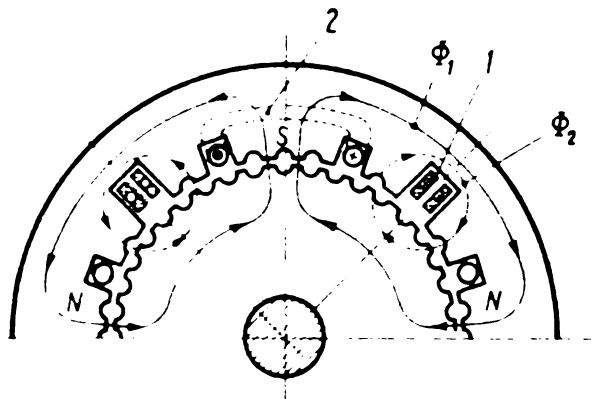


Fig A.6

Această mașină are o serie de avantaje față de celelalte tipuri: întrefier mai mare, pierderi în cupru reduse datorită numărului mic de înfășurări induse, diametrul rotorului poate fi destul de redus iar excitația nu este atât de pretențioasă.

### A.5. Convertizorul asincron de frecvență

În principiu [13],[100], un convertizor asincron de frecvență este realizat dintr-un motor de antrenare cuplat cu o mașină asincronă cu inele, avînd statorul conectat la rețeaua trifazată,

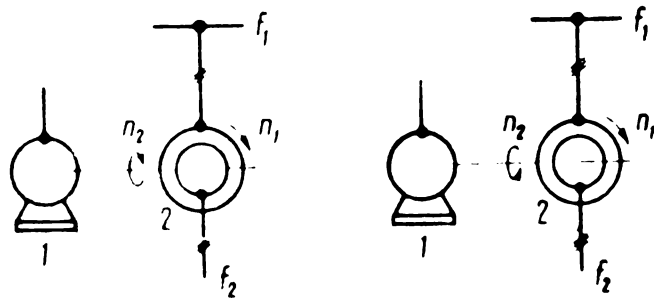


Fig.A.7

ca în figura A.7, unde  $n_2$  este viteza de rotație a rotorului iar  $n_1$  - a cîmpului învîrtitor.

Se știe că viteza de sincronism pentru un motor asincron este dată de relația:

$$n = \frac{f}{p} \quad (\text{A.3})$$

în care:  $p$  - reprezintă numărul de perechi de poli.

Dacă facem ca rotorul să se rotească în același sens, sau sens contrar cu cîmpul învîrtitor, frecvența tensiunii induse este mai mică sau mai ridicată. Această frecvență secundară se poate estima prin relația:

$$f_2 = f_1 \frac{n_1 \pm n_2}{n_1} \quad (\text{A.4})$$

și făcînd abstracție de pierderi, tensiunea secundară este dată de:

$$E_2 = E \frac{n_1 \pm n_2}{n_1} \quad (\text{A.5})$$

în care: E - reprezintă tensiunea rotorică cînd rotorul este blocat. În ultimele relații semnul indică faptul că rotorul se poate roti în același sens cu cîmpul învîrtitor sau invers.

In general ansamblul celor două mașini care constituie

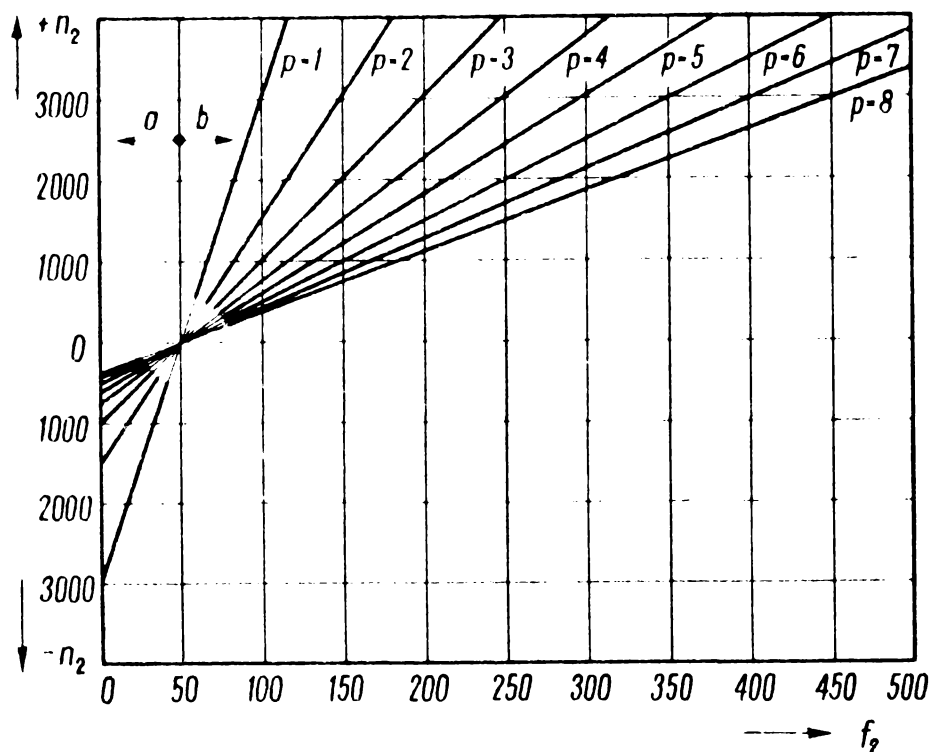


Fig.A.8

convertizorul depinde în primul rînd de puterea și frecvența cerută în circuitul de utilizare. Plecînd de la relația (A.4) se poate stabili o diagramă care ne dă viteza de rotație "n" și numărul de poli "p" în funcție de frecvența do-

rită în circuitul de utilizare, după cum se vede în figura A.8.

Pentru acest tip de convertizor de frecvență este foarte important să se ia în considerare repartitia puterii între motorul de antrenare și convertizorul propriu-zis.

Dacă notăm cu  $P_1$ , puterea motorului de antrenare al convertizorului,  $P_2$ , puterea furnizată de convertizor în circuitul de utilizare și  $P_p$ , puterea primită de la rețea prin statorul convertizorului, figura A.9 este revelatoare în acest sens.

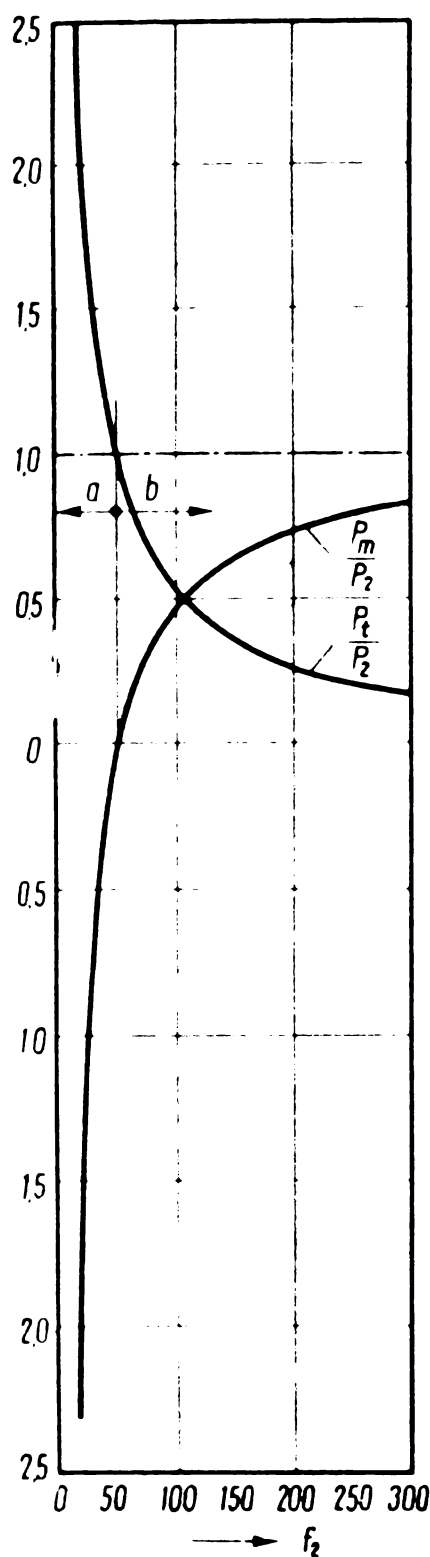


Fig.A.9

În situația în care convertizorul se rotește în sens contrar cîmpului învîrtitor, transmisia puterii în statoarele celor două mașini se face în același sens iar frecvența dată de convertizor corespunde sumei vitezelor de rotație  $n_1 + n_2$ , și deci cele două mașini primesc energia de la rețea.

În caz contrar frecvența corespunde diferenței  $n_1 - n_2$ . Cînd viteza cîmpului învîrtitor este mai mică decît cea a rotorului, acesta primește energie de la rețea prin intermediul motorului, în timp ce statorul restituie o parte. În caz contrar invers, motorul funcționînd în regim de generator asincron.

Neglijînd pierderile, puterile care intervin sînt legate prin relațiile:

$$\left. \begin{aligned} P_m &= \frac{f_2 - f_1}{f_2} P_2 \\ P_p &= P_2 - P_m \end{aligned} \right\} \quad (A.6)$$

relații care de altfel sînt reprezentate în figura A.9.

### A.3. Convertizoare statice cu elemente semiconductoare

Aceste tipuri de convertizoare se execută în diferite variante constructive, în special corelate cu aplicația în care servesc [32],[33],[34],[39],[62],[102],[109],[111]. Pentru prezen-



tarea sintetică a acestor echipamente, apelăm la o clasificare a lor după modul în care se realizează comutația.

### A.3.1. Circuite cu comutație prin rețeaua de alimentare

Convertizorul are reprezentarea de principiu din figura 1.10,a iar funcționarea sa este descrisă în diagramele alăturate. Precizăm că în cazul convertizoarelor cu comutație prin rețeaua de alimentare, frecvența tensiunii de ieșire nu poate depăși 50 Hz. În general pentru aplicații ea este cuprinsă între 0 și 20 Hz. În figura amintită, semnificația notațiilor este următoarea:

- $u$  și  $i$  - cu indicii R, S, T - tensiunea și curentul în rețea;
- $u$  și  $i$  - cu indicii 1,2 și 3 - tensiunea și curentul în secundarul transformatorului;
- $u_a$  și  $i_a$  - tensiunea și curentul de ieșire;
- $\alpha$  - unghiul de întârziere;
- $K_{12}$  - intervalul de timp în care este posibilă comutația de la tiristorul 1 la 2;
- 1 , 2 , 3 - curenții succesivi pentru comutația de la 1 la 2.

### A.3.2. Circuite cu comutație forțată - figura A.10,b

Un număr foarte mare de convertizoare se bazează pe acest principiu. Ele au în general, aceeași structură a circuitului principal de putere, diferind numai prin structura dispozitivelor de comutație. În principiu se caută să se realizeze prin comutație forțată, proprietățile pe care le-ar avea un convertizor electromecanic cu contacte, funcționând fără inerție și uzură, ieșirea "a" putând fi conectată la un moment oarecare la una sau alta din cele două intrări  $e_1$  sau  $e_2$ .

Semnificația notațiilor din figură este următoarea:

$2U_g, i_+, i_-$  - tensiunea continuă de alimentare și curenții;

$u_a, i_a$  - tensiunea și curenții de ieșire;

$u_c, i_c$  - tensiunea și curenții de comutație;

1, 2 ... 6 - curenții succesivi.

### A.3.3. Circuite cu comutație prin circuitul de sarcină - figura A.10,c

În cazul acestor echipamente, structura circuitului de putere este identică cu cea din cazul anterior. Trecerea curentului de la o supapă (tiristor) la alta se face utilizând un condensator (în serie sau paralel) cuplat cu circuitul de sarcină.

Convertizoarele de acest tip sînt utilizate în special pentru instalații de încălzire, prin inducție. Datorită faptului că aceștia nu au posibilitatea de a le regla, prin mijloace simple, tensiunea sau frecvență, nu se folosesc la alimentarea motoarelor electrice.

Semnificația notațiilor din figură este următoarea:

$2U_g, i_+, i_-$  - tensiunea continuă de alimentare și curenții;

$u_a, i_a$  - tensiunea și curenții de ieșire;

1, 2 - curenții succesivi.

Această clasă de circuite la care se referă paragraful A.3 - are caracter de actualitate, însă literatura recomandă în foarte multe aplicații industriale [9],[10],[17],[26],[30],[48],[64],[66],[91],[103],[106],[110],[114], alte tipuri de convertizoare, justificînd aceasta prin indicatori de fiabilitate și tehnico-economici.

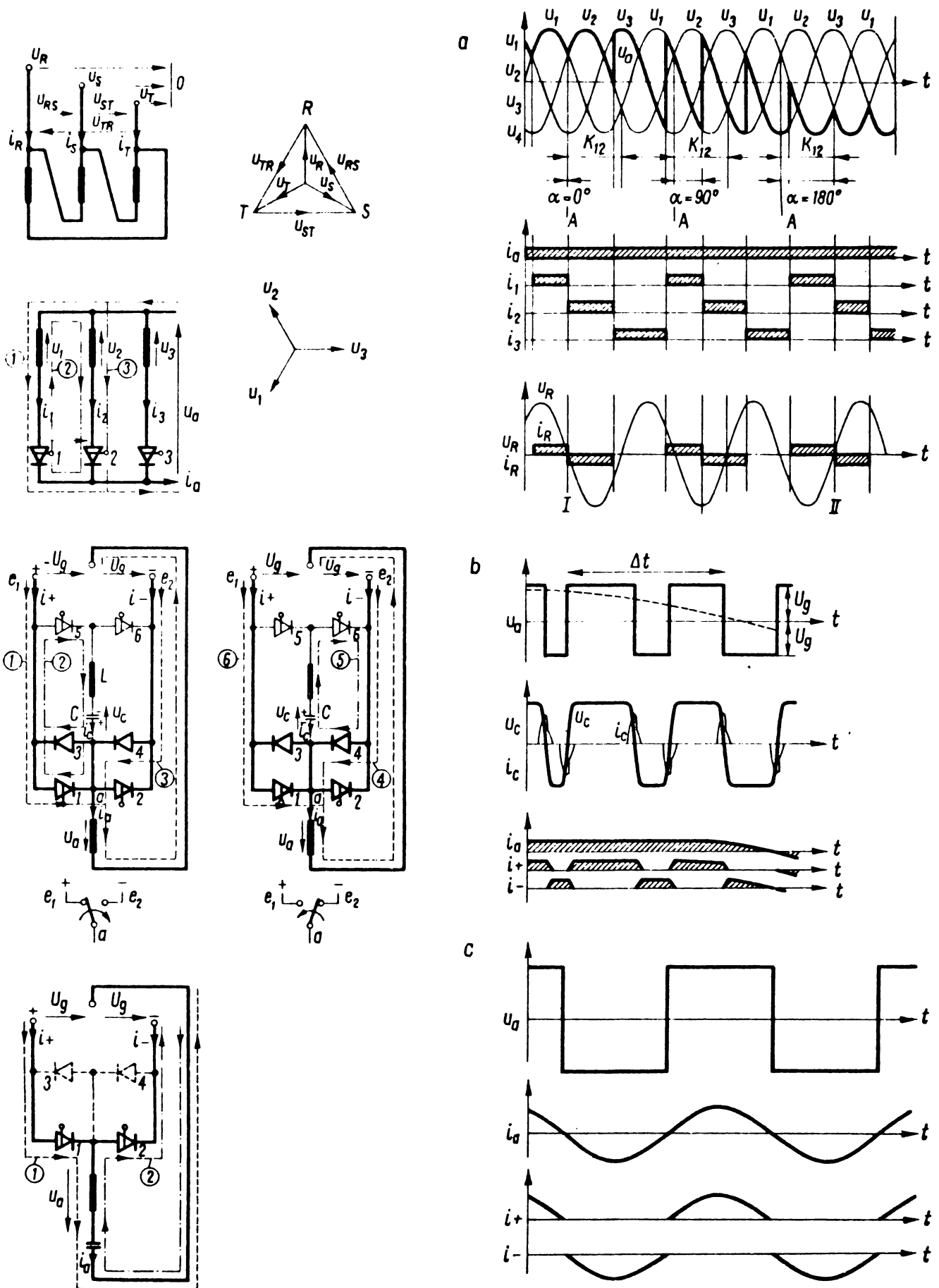


Fig.A.10

#### A.4. Convertizoare statice feromagnetice de frecvență

La baza convertizoarelor statice feromagnetice de frecvență stă generarea de armonici ale unui semnal produs de o sursă sinusoidală de curent alternativ, utilizînd elemente de circuit cu o caracteristică de transfer neliniară. De cele mai multe ori [5],[43], acestea sînt de tip transformator realizate dintr-un miez feromagnetic ca suport al unui bobinaj corespunzător dimensionat.

În aceste circuite, caracteristica de magnetizare a materialului feromagnetic trebuie să admită o neliniaritate cît mai pronunțată, iar miezurile în regimul de funcționare ales să fie puternic saturate, în așa fel ca să se obțină armonica dorită.

Pentru acest tip de multiplicatoare de frecvență problema principală a proiectării lor constă în reducerea la minimum a armonicilor nedorite, inclusiv a componentei fundamentale.

În esență modificarea frecvenței reprezintă o problemă de circuite neliniare. Adică aplicînd la intrarea unui circuit alcătuit din elemente neliniare, o tensiune sinusoidală, la ieșire se va obține o tensiune nesinusoidală ce conține spectrul de armonici ale componentei fundamentale.

După principiul funcțional multiplicatoarele feromagnetice de frecvență se clasifică după cum urmează :

- a) Circuite monofazate cu compensarea componentei fundamentale a tensiunii de ieșire:
  - cu magnetizare suplimentară în curent continuu;
  - fără magnetizare suplimentară în curent continuu.
  
- b) Circuite trifazate fără compensarea componentei fundamentale a tensiunii de ieșire:
  - cu magnetizare suplimentară în curent continuu;
  - fără magnetizare suplimentară în curent continuu.

c) Circuite monofazate utilizând excitația  
prin impulsuri:

Aceste convertizoare de frecvență feromagnetice se realizează în variante diversificate în special pentru frecvențe până la 500 Hz, sub formă mono- sau trifazată în funcție de puterea cerută [7],[8],[14],[43]. Cele mai semnificative realizări în acest sens sînt dubloarele, triploarele și cvintuploarele de frecvență, deși s-au mai încercat cu rezultate satisfăcătoare multiplicatoarele de 7 și 9 ori a frecvenței, însă randamentul acestora este destul de scăzut.

Aplicațiile sînt foarte răspîndite și tind să se extindă, cu toate că tendința modernă în acest domeniu se bazează pe convertizoarele de frecvență cu elemente semiconductoare. Justificarea acestui fapt, pentru frecvențe  $f \leq 500$  Hz, [27],[35],[36],[43], [68] se găsește în aspectul tehnico-economic și de fiabilitate al utilajelor pentru aplicațiile electrotermice, sudare în curent alternativ, alimentarea mașinilor electrice, acționarea amplificatoarelor magnetice din echipamentul avioanelor, tehnică de măsură etc.

## ANEXA B

### CONTRIBUTII PRIVIND STUDIUL SI REALIZAREA MULTIPLICATOARELOR DE FRECVENTA FEROMAGNETICE, UTILIZIND EXCITATIA PRIN IMPULSURI

#### B.1 Elemente de principiu

Multiplicatoarele feromagnetice de frecvență utilizând excitația prin impulsuri reprezintă o categorie specială de multiplicatoare, cu posibilități foarte largi de aplicație în telecomunicații, sisteme de control și automatizare sau în construcția echipamentelor electronice [1],[5],[43],[45],[65],[121]. Literatura de profil [43],[45], utilizează în general noțiunea de excitație prin impulsuri atunci când se fac referiri privind funcționarea circuitelor la impulsuri de tensiune, periodice. Din punct de vedere al evoluției și tehnicii constructive [1],[45],[121],[107] semnalăm că în prima etapă de dezvoltare a acestor dispozitive a fost utilizată tehnica oscilației amortizate, urmată foarte rapid de perioada în care acestea s-au dezvoltat pe baza oscilațiilor neamortizate.

Astfel s-a dezvoltat o gamă foarte largă de multiplicatoare de frecvență utilizând excitația prin impulsuri, pentru dispozitive cu armonici pare sau impare, lucru ce iese cu pregnanță în evidență dacă se urmărește colecția de brevete și patente americane din clasa 321-68 sau germane, din clasa 21 a, grupa 66 și 67. Dacă acceptăm demultiplicarea frecvenței unui semnal ca fiind tot o multiplicare cu factor subunitar, trebuie să amintim că și în acest domeniu întâlnim rezultate numeroase în special la circuite ferorezonante, în care apar oscilații întreținute pe o subarmonică

a frecvenței sursei de alimentare [1],[4],[5],[10],[45],[104],[107].

Din punct de vedere al numărului de faze, se întâlnesc astfel de multiplicatoare în variantă mono sau polifazată, pentru

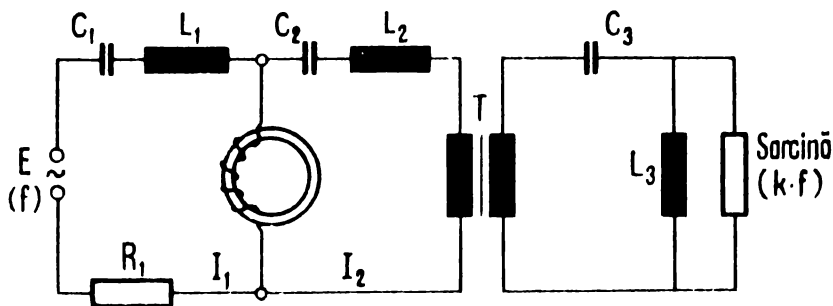


Fig.B.1

introducerea în problemă fiind suficientă luarea în considerare a exemplului clasic al multiplicatorului

de tip monofazat [43], prezentat în fig. B 1. Acesta este realizat dintr-o singură bobină cu miez de fier, funcționând la saturație și trei circuite oscilante acordate. Transformatorul are rol de cuplaj. În acest tip de circuit oscilațiile apar datorită cuplajului existent între circuitul primar format din  $R_1, L_1, C_1$  și circuitele secundare  $C_2, L_2$  și  $C_3, L_3$ , acordate pe frecvențe multiple. De fapt circuitul oscilant  $C_3L_3$  are rolul de a ameliora forma tensiunii de ieșire ce se aplică la bornele sarcinii, la o frecvență  $kxf$ . Tensiunea de excitație prin impulsuri apare la bornele bobinei cu miez de fier saturat, observând că atunci când ciclul de histerzis al materialului utilizat la construcția miezului este rectangular, este la fel și forma impulsului.

Funcționarea dispozitivului poate fi explicată și pe baza "selectării componentei armonice" dorite [43],[107],[121]. În acest caz fluxul magnetic în miezul de fier, poate fi aproximat prin seria Fourier:

$$\Phi(t) = \Phi_{1\max} \sin \omega t + \Phi_{3\max} \sin 3 \omega t + \Phi_{5\max} \sin 5 \omega t + \dots \quad (B 1)$$

iar tensiunea de impuls ascuțit ce apare la bornele înfășurării de excitație poate fi descrisă de:

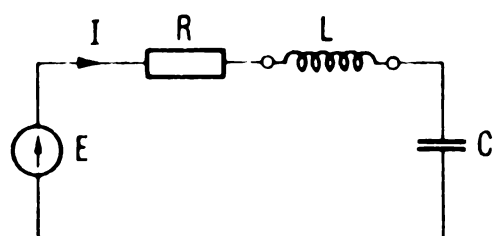
$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} = -N \omega \Phi_{1\max} \cos \omega t - 3N \omega \Phi_{3\max} \cos 3 \omega t - 5N \omega \Phi_{5\max} \cos 5 \omega t + \dots \quad (B 2)$$

unde  $\Phi_{1max}$ ,  $\Phi_{2max}$ ,  $\Phi_{3max}$  sînt amplitudinile armonicelor fluxului,  $N$  - fiind numărul de spire al înfășurării bobinei saturate la bornele căreia apare tensiunea "e":

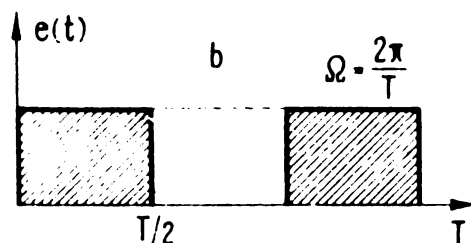
Pe baza acestui principiu multiplicarea de frecvență se reduce la extragerea sau selectarea componentei de armonică impară căutată din tensiunea "e" descrisă de ecuația (B 2).

### B.2. Fundamentarea teoretică a problemei

În paragraful precedent s-a putut constata că în structura acestor dispozitive intră elemente de tip R L C. Fie în acest context un circuit simplu de forma celui din figura B 2,a, căruia îi aplicăm un semnal de forma impulsurilor din figura B 2,b. În aceste condiții considerăm că  $\omega_0$  reprezintă pulsația de rezonanță și că perioada  $T$  a lui  $e(t)$  este astfel aleasă încît



a



b

$$\Omega = \frac{2\pi}{T} \ll \omega_0 \quad (B.3)$$

iar  $T/2$  reprezintă un timp mai mare decît constantele de timp ale elementelor din circuit.

Considerăm inițial circuitul în

stare de repaus și-i aplicăm semnale de tipul  $(-1)^k u(t - k \cdot \frac{T}{2})$ , fiind posibil să studiem răspunsul la aceste semnale. În acest context ne propunem să calculăm răspunsul circuitului la treapta unitară.

Se poate scrie:

$$Y(s) = \frac{1}{Z(s)} = \frac{1}{R + sL + \frac{1}{sC}} \quad (B.4)$$

iar cum:

$$\mathcal{L}\{u(t)\} = \frac{1}{s}$$

vom avea:



$$I(s) = Y(s)E(s) = \frac{\frac{s}{L}}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \frac{1}{s} = \frac{1}{L} \frac{1}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (B.5)$$

Polii funcției  $Y(s)$  și  $I(s)$  sînt de forma:

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm j \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad (B.6)$$

Se fac notațiile:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{R}{2L} \\ \beta &= \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \end{aligned} \right\} \quad (B.7)$$

Observație: polii sînt în pereche complex conjugată de forma:

$$s_{1,2} = -\alpha \pm j\beta \approx -\alpha \pm j\omega_0$$

Dacă luăm în  $I(s)$ , transformata Laplace inversă, se găsește că:

$$i(t) = \frac{1}{\beta L} e^{-\alpha t} \sin \beta t \quad (B.8)$$

însă cum  $\beta \approx \omega_0$ , rezultă:

$$i(t) = \frac{1}{\omega_0 L} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t \quad (B.9)$$

Tensiunea la bornele condensatorului are expresia:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(\tau) d\tau = 1 - e^{-\alpha t} \left( \cos \beta t - \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t \right) \quad (B.10)$$

iar tensiunea la bornele bobinei:

$$u_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} = e^{-\alpha t} \left( \cos \beta t - \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t \right) \quad (B.11)$$

Observație: În general  $\alpha \ll \omega_0$  și  $\beta \approx \omega_0$  cu care expresiile anterioare, devin:

$$\left. \begin{aligned} u_C(t) &= 1 - e^{-\alpha t} \cos \omega_0 t \\ u_L(t) &= e^{-\alpha t} \cos \omega_0 t \end{aligned} \right\} \quad (B.12)$$

Prin simularea pe calculator a formei curentului din circuit și a tensiunii la bornele condensatorului se obțin rezultatele din figura B.3, a și b.

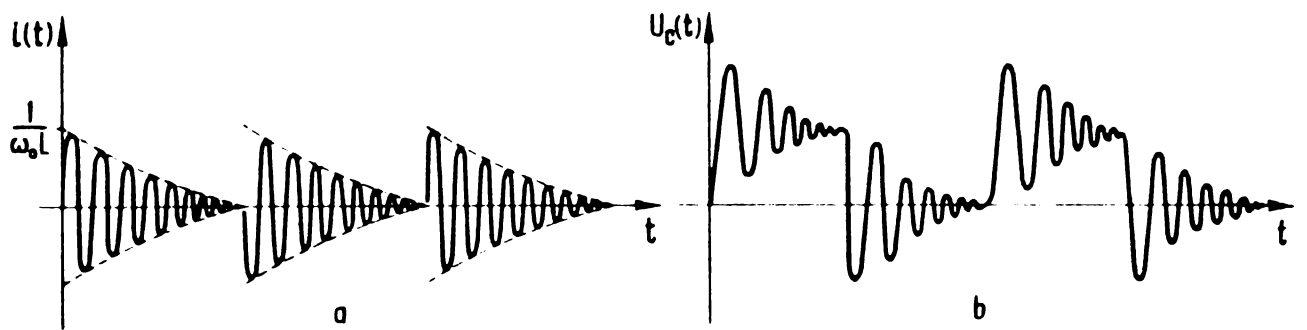


Fig.B.3

**B.3 Realizări experimentale**

In ideea circuitului anterior funcționînd în regim de impulsuri de formă dreptunghiulară, a fost conceput și realizat un dispozitiv multiplicator feromagnetic de frecvență în impulsuri a cărui schemă de principiu este prezentată în fig. B.4, [86], [89].

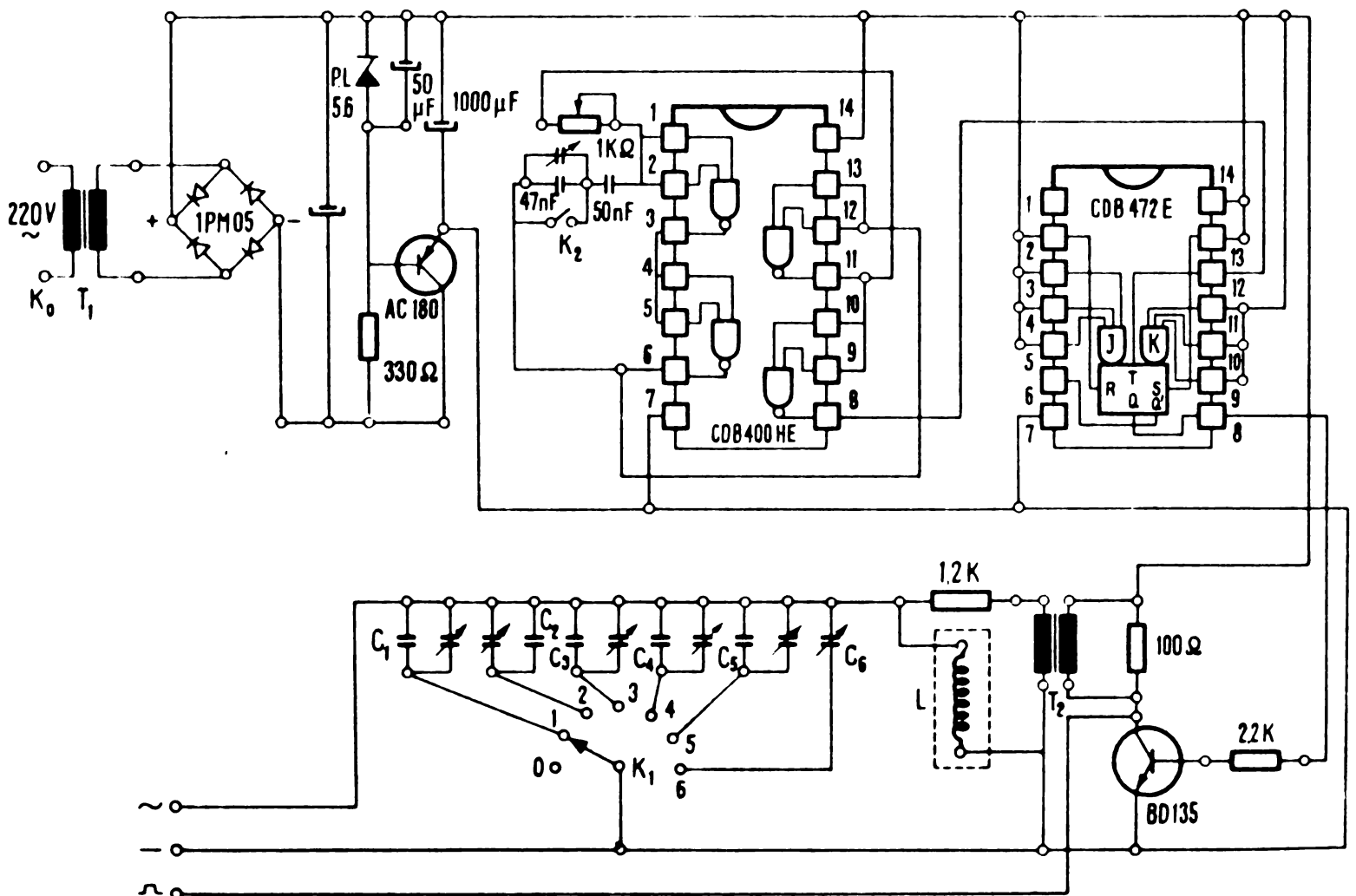


Fig.B.4

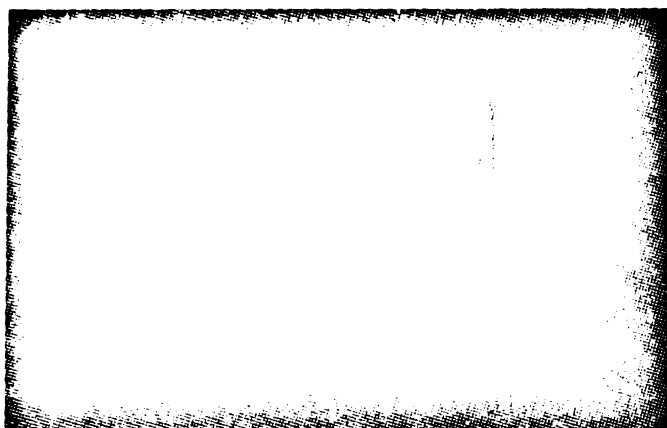


Fig.B.5 Exemple de oscilogramme obținute

Multiplicatorul de frecvență conține în principiu un generator de impulsuri, de frecvență variabilă, un etaj amplificator în putere și un circuit acordat pentru selectarea armonicii dorite.

Oscilatorul este un multiplicator asimetric realizat cu porți SI-NU. Frecvența de oscilație se reglează grosier din potențiometrul de  $1k\Omega$  și fin din trimerul de  $47 nF$ . Factorul "de umplere" al oscilatorului folosit depinde de frecvență, motiv pentru care s-a înșerat bistabilul CDB 472 care furnizează o undă cadru cu factorul de umplere  $1/2$ , constant.

Finalul, realizat cu tranzistorul BD 135 mărește puterea semnalului suficient de mult pentru ca armonica extrasă să aibă amplitudinea dorită. Impulsurile din etajul final sînt transferate în secundarul  $T_2$ . Forma de undă este aproximativ aceeași, datorită rezistențelor  $R_p=100\Omega$ , respectiv  $R_s=1,2k\Omega$ , care micșorează timpul de comutație ( $\tau = \frac{L_{ech}}{R_s}$ ).

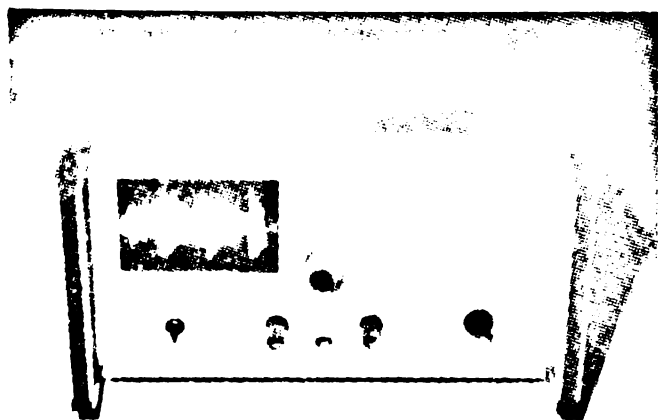
Circuitul acordat secundar are frecvența de acord reglabilă în 6 trepte prin comutarea condensatoarelor  $C_1 \dots C_6$  și reglabilă fin din  $C_{v_1} \dots C_{v_6}$ , în jurul celor șase valori ale frecvenței de acord.

Sursa de alimentare conține elementul de referință - zoner PL 5.6 și tranzistorul regulator AC 180. Multiplicatorul realizat are și o ieșire pentru frecvența fundamentală, din colectorul tranzistorului final, cele două semnale fiind separate galvanic. Frecvențele generate reprezintă multiplii ai frecvenței de repetiție a impulsurilor de la ieșirea CDB 472.

În figura B.5 este dată forma semnalului de excitație dreptunghiular și a formelor de undă ale tensiunii obținute la ieșire, care urmăresc alura stabilită teoretic.

#### B.4 Aplicații

Circuitul multiplicator de frecvență analizat reprezintă o variantă originală a unui generator de semnal sinusoidal amortizat de frecvență variabilă destinat laboratoarelor de electro-



tehnică și telecomunicații, măsurări electronice etc. O imagine a prototipului realizat, aflat în fază de omologare se prezintă în figura B.6 [86],[89].

Fig.B.6

În afară de această destinație standard a aparatului, se precizează că o altă versiune a circuitului de multiplicare a frecvenței pe baza acestui procedeu este destinată unui stand pentru încercări de anduranță și fiabilitate la micromotoare.

Forma tensiunii de ieșire se pretează la aceste teste ce solicită intensiv micromotorul. Pe lângă acestea dispozitivul multiplicator astfel realizat are largi aplicații în telecomunicații și probleme de radiolocație [1],[5],[43],[45],[104],[107].

## ANEXA C

### ALTE TIPURI DE MULTIPLICATOARE FEROMAGNETICE

#### REALIZATE

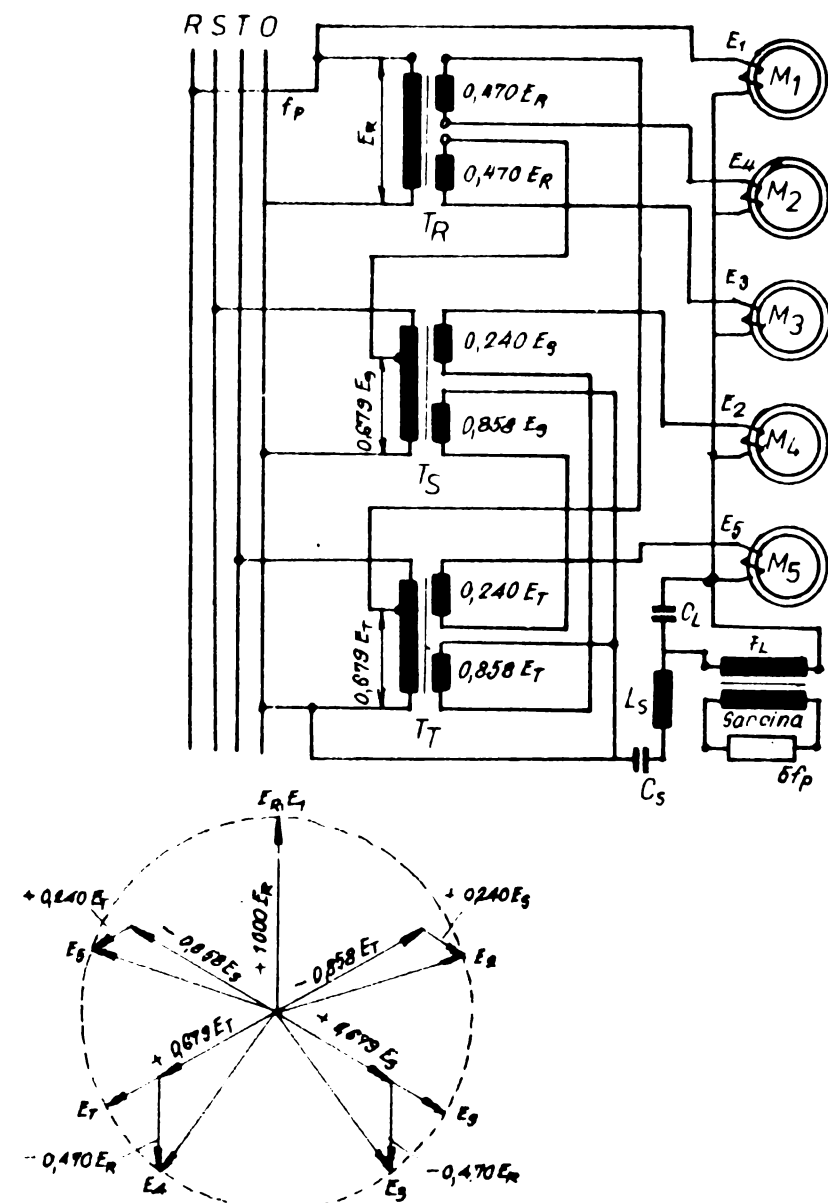
In cele care urmează se prezintă pe scurt un tip de cvintuplor și un septuplor feromagnetic de frecvență, realizați la dimensiuni de laborator.

#### C.1. Cvintuplorul feromagnetic de frecvență

In general, schemele de multiplicare feromagnetică cu rang impar a frecvenței utilizează un număr de miezuri saturate egal cu rangul impar de multiplicare. In studiile efectuate și în aplicații s-a realizat un cvintuplor de frecvență a cărui schemă de principiu este prezentată în figura C.1.

Este vorba de un caz de multiplicator pe bază de transformatoare [4], [43], [88], exemplu în care cele cinci tensiuni de alimentare a elementelor neliniare saturate (defazate cu  $72^\circ$ ) se

obțin cu ajutorul celor trei transformatoare cuplate respectiv pe fiecare fază, care sînt astfel proiectate încît:



$$E_1 = E_R$$

$$E_2 = -0,858E_T + 0,24E_S$$

$$E_3 = +0,679E_S - 0,470E_R$$

$$E_4 = +0,679E_T - 0,470E_R$$

$$E_5 = -0,858E_S + 0,24E_T$$

lucru care se vede și din diagramă.

Ieșirea se face prin intermediul unui transformator, regimul de funcționare fiind îmbunătățit prin filtrul de tip LC, serie și condensatorul C, care asigură și adaptarea impedanței sarcinii.

Menționăm că experimentînd un astfel de cvintuplor de frecvență în condițiile amintite mai sus, tensiunea de

Fig.C.1 . Schema de principiu a cvintuplorului de frecvență realizat și diagrama sa vectorială.

sarcină are o formă aproape sinusoidală, după cum se poate observa în figura C.3.

Făcînd analize armonică a undei prezentate în figura C.3 se constată [88] că armonica de ordinul 5 este preponderentă, peste 50%, restul armonicilor fiind neesențiale în comparație cu aceasta.



Fig.C.2 . Cvintuplorul de frecvență realizat.

Studiind comportarea multiplicatorului în sarcină rezistivă, forma undei obținute la osciloscop, este prezentată în figura C.4, iar la variația sarcinii din circuit, dependența mărimilor  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $U_2$  este prezentată în figurile C.5 și C.6 .



Fig.C.3 . Forma de undă a tensiunii de armonică cinci.

Fig.C.4 . Forma de undă obținută experimental în sarcină rezistivă.

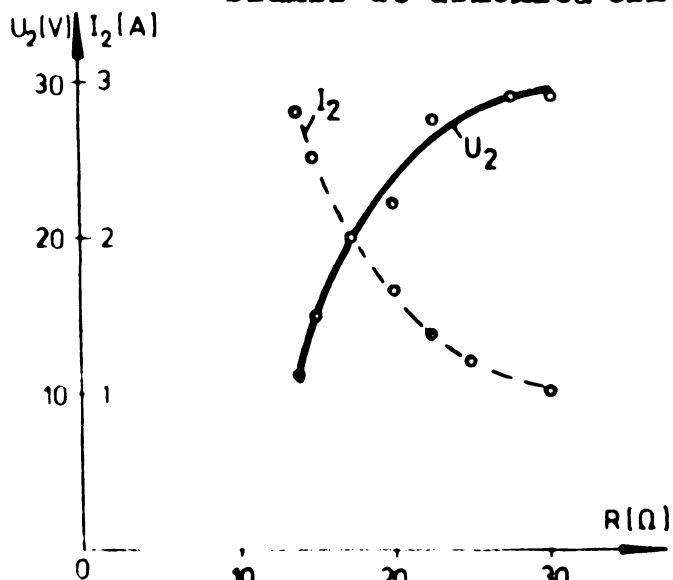


Fig.C.5 . Dependența  $U_2=f(R)$  și  $I_2=f(R)$ .

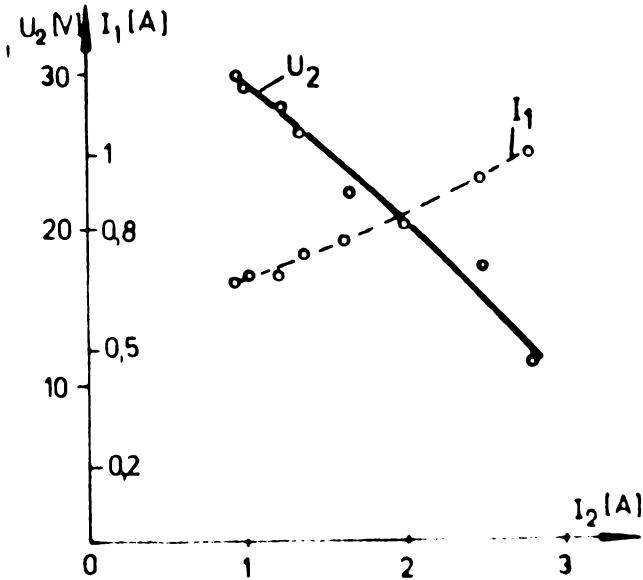


Fig.C.6 . Dependența  $U_2=f(I_2)$  și  $I_1=f(I_2)$ .

S-a constatat experimental că păstrind constantă rezistența ( $R = 75 \Omega$ ) la creșterea tensiunii primare, tensiunea și

curentul secundar cresc puțin pînă la valoarea corespunzătoare în-  
ceperii saturației, după care se remarcă o creștere bruscă, dar  
lineară, după cum se vede în figura C.7.

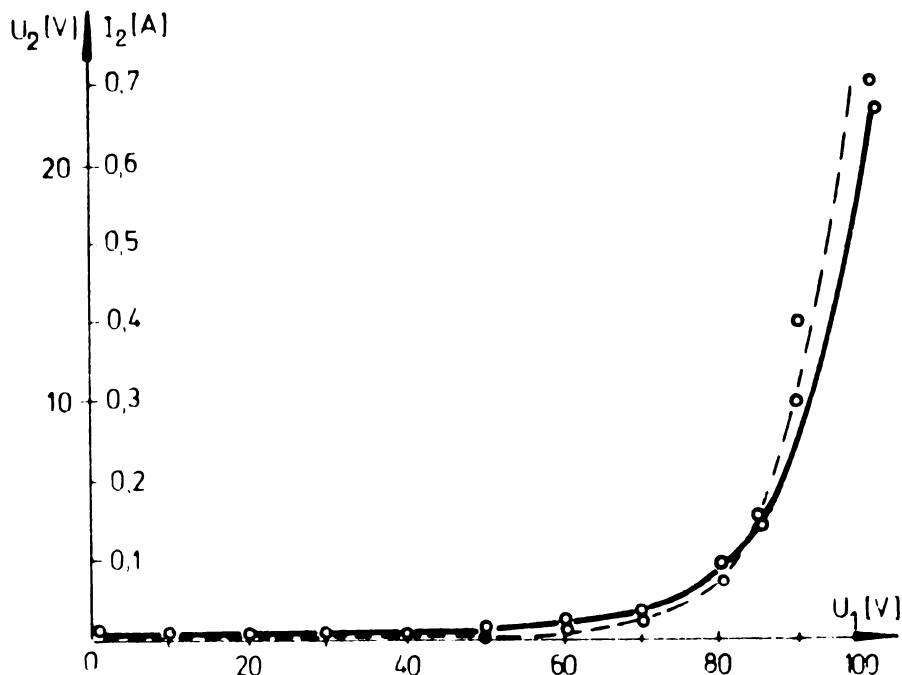


Fig.C.7 . Dependența  $U_2=f(U_1)$  și  $I_2=f(U_1)$   
pentru o sarcină rezistivă con-  
stantă:  $R = 75 \Omega$  .

Dacă cuplăm circuitul  
multiplicatorului pe  
un element inductiv,  
se obțin rezultatele  
prezentate în tabelul  
C.1, remarcîndu-se  
același fenomen de  
creștere accentuată  
a mărimilor  $U_2$  și  $I_2$   
în funcție de  $U_1$ ,  
pentru o valoare con-  
stantă a inductanței  
din circuit, la satu-  
rație.

Tabelul C.1

$L = 25 \text{ mH}$       Rezultate experimentale obținute în regim inductiv

$U_1$ (V)	10	20	30	40	50	60	70	80	90	95	100
$I_1$ (mA)	0	0	1	2	3	5	7	50	170	270	750
$U_2$ (V)	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	1	7	17	18	26	34
$I_2$ (mA)	0	0	2	4	5	10	20	50	150	170	210

$L$ (mH)	0	1,7	5	7	8,1	17	20	33,3	41,7	50
$I_2$ (mA)	120	120	130	130	130	140	180	280	400	420
$U_2$ (V)	23	24	25	26	26	26	25	22	19	18
$I_1$ (mA)	190	200	210	230	240	240	260	280	300	310



În mod similar în tabelul C.2 sînt prezentate în aceleași condiții rezultatele experimentului realizat cu cvintuplul de frecvență în regim de sarcină capacitivă pură.

Tabelul C.2

C = 10 μF Rezultatele experimentale în sarcină pur capacitivă

U <sub>1</sub> (V)	10	20	30	40	50	60	70	80	65	90
I <sub>1</sub> (mA)	4	6	8	10	13	17	25	65	250	270
U <sub>2</sub> (V)	0,5	1,1	1,3	2	2,5	3	3,5	13	42	50
I <sub>2</sub> (mA)	2	2,5	4	6	9	15	29	135	510	770

C (μF)	4	6	8	10	12	14	22
X <sub>C</sub> (Ω)	160	106	80	72	53	45	29
I <sub>2</sub> (A)	0,7	1,5	1	1,4	1,8	1,8	2,8
U <sub>2</sub> (V)	42	51	53	57	64	67	66
I <sub>1</sub> (A)	0,58	0,7	0,7	0,75	0,6	0,5	0,9

În aceste condiții oscilograma curentului vizualizată pe ecranul osciloscopului este dată în figura C.8.

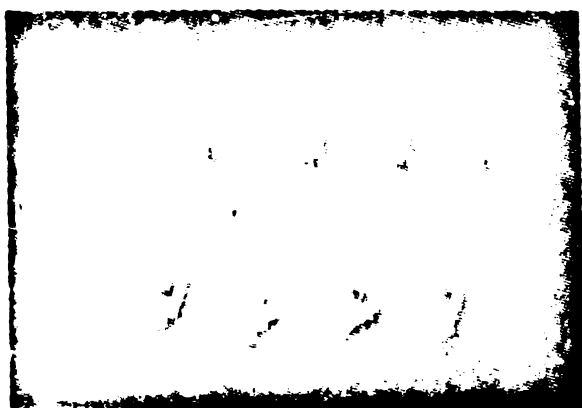


Fig.C.8 . Oscilograma curentului cvintuplorului de frecvență în sarcină capacitivă.

Se remarcă o deformare datorită prezenței capacității din circuitul secundar.

Menționăm că prototipul cvintuplorului realizat a fost folosit ca sursă pentru alimentarea unor instalații de ionizare, subiect ce face obiectul lucrării [87].

În afară de aceasta s-au efectuat încercări, cu bune rezultate de alimentarea corpurilor de iluminat fluorescent, însă nu s-au constatat deosebiri mari față de alimentarea la frecvența de 150 Hz.

**C.2. Septuplorul feromagnetic de frecvență**

Din punct de vedere principal, multiplicarea de șapte ori a frecvenței se bazează pe un sistem trifazat ce produce un sistem de șapte solenații defazate cu  $51,4^\circ$  necesare pentru exci-tarea a șapte transformatoare. Schema de principiu și diagrama fazorială este dată în figura C.9.

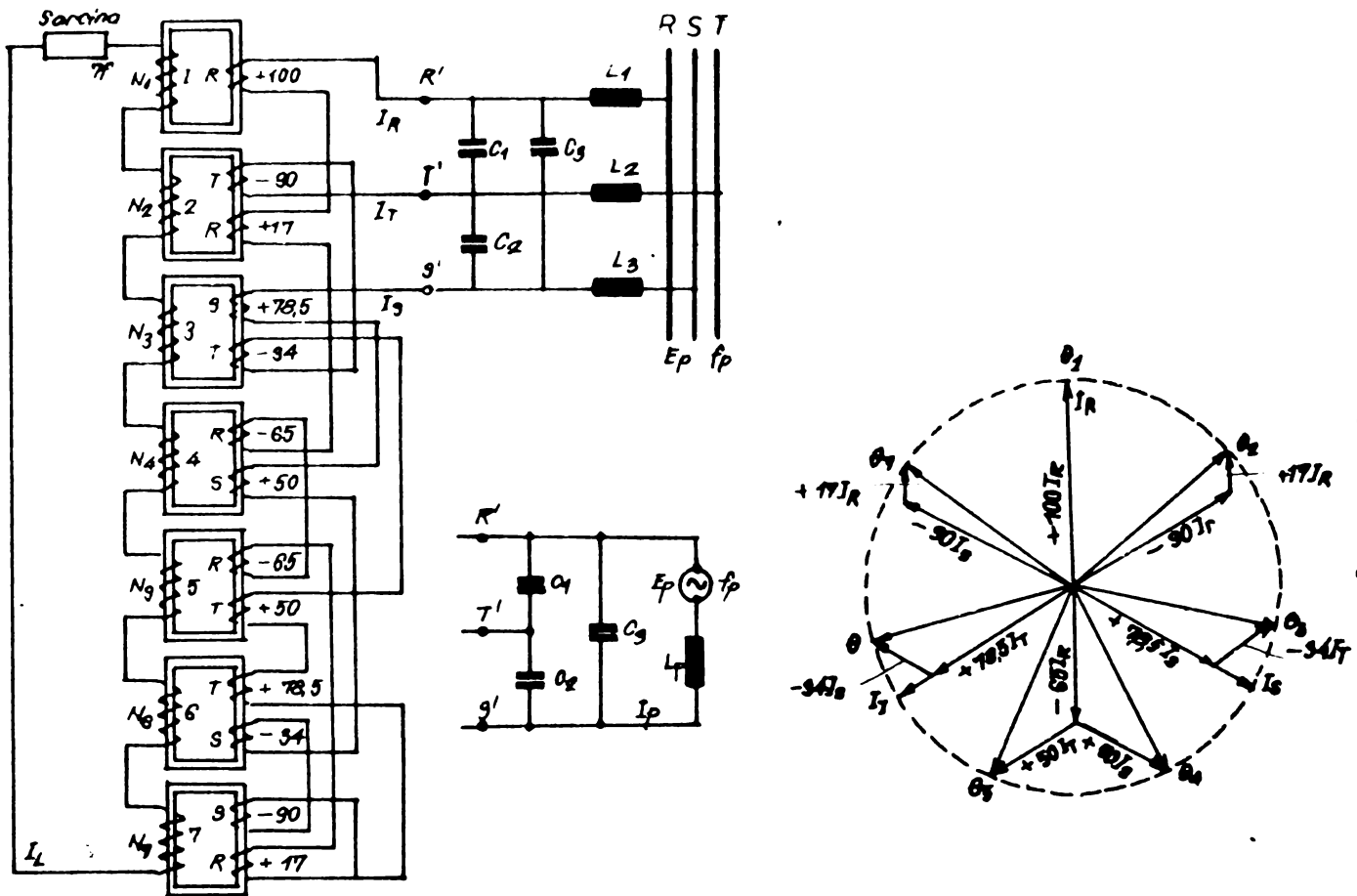


Fig.C.9 . Schema de principiu a unui septuplor trifazat și diagrama sa fazorială.

In aceste condiții, din considerente de simetrie a ste-lei solenațiilor față de un sistem trifazat, primarul primului transformator este parcurs de un singur curent de fază, iar a ce-lorlalte transformatoare, de către doi curenți, realizându-se în consecință sistemul de solenații:

$$\theta_1 = k \cdot 1,00 I_R$$

$$\theta_2 = k \cdot (-0,9 I_T + 0,17 I_R)$$

$$\theta_3 = k \cdot (+0,785 I_S - 0,34 I_T)$$

$$\theta_4 = k \cdot (-0,65 I_R + 0,5 I_S)$$

$$\theta_5 = k \cdot (-0,65 I_R + 0,5 I_T)$$

$$\theta_6 = k \cdot (+0,785 I_T - 0,34 I_S)$$

$$\theta_7 = k \cdot (-0,9 I_S + 0,17 I_R)$$

Menționăm că pentru scopuri didactice și de laborator s-a realizat un septuplor de frecvență, prezentat în figura C.10, al cărui semnal la ieșire se dă în figura C.11.

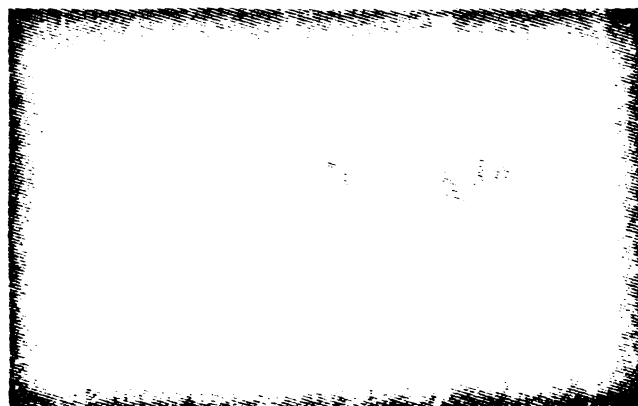
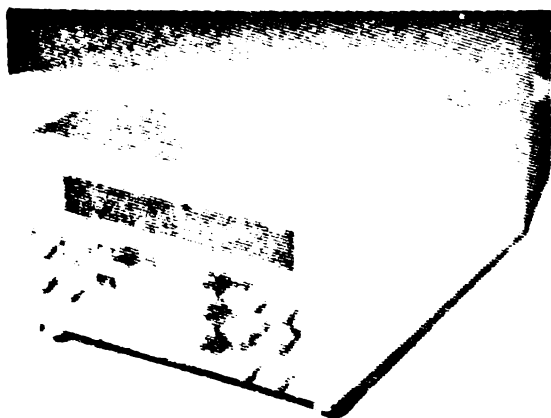


Fig.C.10 . Septuplorul feromagnetic realizat.

FigC .11. Forma de undă obținută la ieșirea septuplorului de frecvență.

Aceste echipamente realizate sînt utile ca surse de frecvență mărită pentru foarte multe utilaje, lucru întîlnit din ce în ce mai des. În unele aplicații particulare se utilizează cascade de multiplicatoare feromagnetice de frecvență, însă acest lucru se evită pe cît este posibil datorită randamentului nesatisfăcător.

## ANEXA D

CONTRIBUTII PRIVIND STUDIUL COMPORTARII UNOR  
CIRCUITE REZONANTE APERIODIC ALIMENTATE PRIN  
INTERMEDIUL MULTIPLICATOARELOR DE FRECVENTA  
LA VARIATIA PARAMETRILOR

### D.1. Elemente introductive

Consultînd materialul bibliografic [6], [50], [51], [107], [112], [113], se poate observa cã în condiții de rezonanță, în circuitele electrice realizate cu elemente active și reactive, reactanța totală echivalentă  $X_e$  și puterea reactivă consumată  $Q$ , sînt mărimi nule, definindu-se grupul de relații de mai jos:

$$\left. \begin{array}{l} \underline{Z}_e = R_e + jX_e \\ \text{unde: } X_e = 0 \\ Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi \\ \text{unde: } \varphi = 0; \quad Q = 0 \end{array} \right\} \quad (D.1)$$

În continuare ne propunem să abordăm cîteva aspecte ale fenomenului de rezonanță ce își au sediul în circuite de tip serie-paralel (fig.D.1) și paralel-serie (fig.D.2), alimentate prin intermediul unor multiplicatoare de frecvență, urmărindu-se comportarea circuitului la variația parametrilor, atunci cînd sînt îndeplinite condițiile (D.1).

Menționăm cã am apelat la aceste tipuri și forme de circuite pentru a ridica gradul de sinteză al studiului care urmează. La bornele acestor circuite se aplică tensiunea alternativă de frecvență dorită, obținută de la un multiplicator de frecvență.

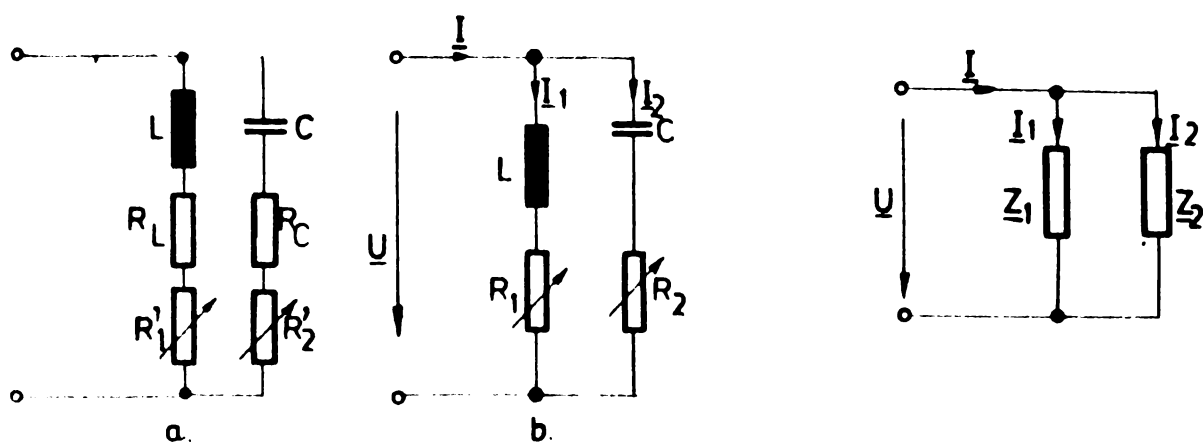


Fig.D.1.Schema de principiu a circuitului de tip serie-paralel.

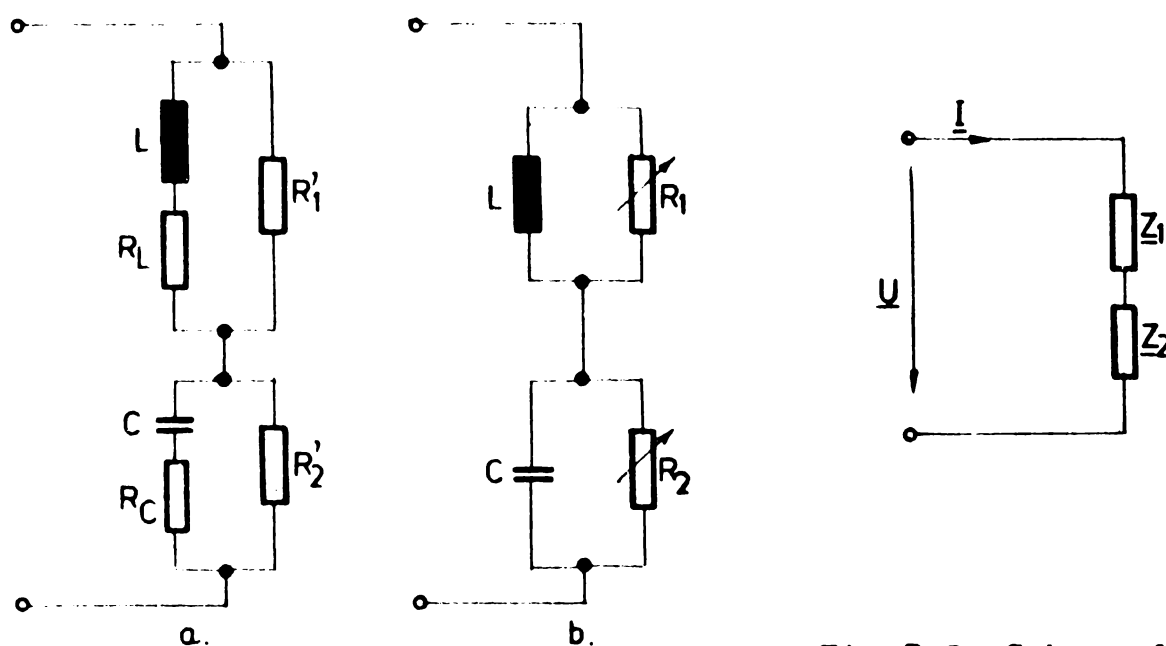


Fig.D.2. Schema de principiu a circuitului de tip paralel-serie.

**D.2. Analiza comportării circuitelor de tip serie-paralel**

Fie un circuit de tip serie-paralel, avînd o configurație ca în figura D.1,a unde  $L$  este o bobină avînd rezistența de pierderi  $R_L$ ,  $C$  fiind un condensator avînd rezistența de pierderi  $R_C$  iar  $R_1$  și  $R_2$  sînt două rezistoare variabile. Acest circuit este echivalent cu cel din figura D.1,b unde rezistențele de pierderi ale bobinei și condensatorului sînt incluse în  $R_1$  și  $R_2$ . Aplicînd acestui ultim circuit teorema impedanțelor echi-

valente, realizăm schema echivalentă prezentată în figura D.1,c unde:

$$\underline{Z}_e = \frac{\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} = \frac{(R_1 + j\omega L)(R_2 + \frac{1}{j\omega C})}{(R_1 + R_2) + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \quad (D.2)$$

care se poate transforma și aduce la forma din (D.1), adică

$$\underline{Z}_e = \frac{R_1^2 \cdot R_2 + R_2^2 \cdot R_1 + \omega^2 L^2 R_2^2 + \frac{R_1}{\omega^2 C^2}}{(R_1 + R_2)^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} + j \frac{\omega L R_2^2 + \frac{L}{\omega C^2} \frac{R_1^2}{\omega C} - \frac{\omega L^2}{C}}{(R_1 + R_2)^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \quad (D.3)$$

Acestei relații (D.3) i se aplică condiția de rezonanță din (D.1), rezultând o ecuație a cărei soluție este pulsația de rezonanță:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \sqrt{\frac{\frac{L}{C} - R_1^2}{\frac{L}{C} - R_2^2}} \quad (D.4)$$

din care rezultă două condiții de rezonanță, una fiind cea clasică ( $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$ ) pentru circuite ideale, iar la realizarea condiției:

$$R_1^2 = R_2^2 = R^2 = \frac{L}{C} \quad (D.5)$$

apare nedeterminarea

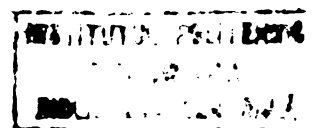
$$\omega_0 = \frac{0}{0} \quad (D.6)$$

ce definește situația în care circuitul este rezonant pentru orice pulsație  $\omega$ , adică este rezonant aperiodic.

Fie realizată situația  $R_1 = R_2 = R$ , pentru circuitul din figura D.1,b.

Elementele care ne rețin atenția, prin însăși condiția de rezonanță (D.1), sînt modulul și faza impedanței complexe:

$$\left. \begin{aligned} |Z_e| &= \sqrt{R_e^2 + X_e^2} \\ \varphi &= \arctg \frac{X_e}{R_e} \end{aligned} \right\} \quad (D.7)$$



Evoluția acestor mărimi, la variația parametrilor pentru diferite frecvențe de alimentare a fost studiată cu ajutorul calculatorului numeric Felix C-256, aflat în dotarea Centrului Teritorial de Calcul Cluj-Napoca, obținându-se rezultatele prezentate în figurile D.3, D.4, D.5, D.6 și D.7 în plan și evoluția spațială într-un sistem cartezian de axe după cum se vede în figura D.8 pentru faza, și din figura D.9, pentru modulul impedanței complexe, la valori ale frecvenței "f" în jurul punctului de rezonanță clasică și respectiv a lui R în jurul valorilor de rezonanță aperiodică.

### D.3. Analiza comportării circuitului de tip paralel-serie

Fie un astfel de circuit reprezentat ca în figura D.2, realizat fizic prin cuplarea în serie a două circuite paralele de tip RL și RC. Din rațiuni pe care le-am amintit anterior vom analiza circuitul din figura D.2,b, care admite o schemă echivalentă de principiu, conform figurii D.2,c, având suportul matematic dat de:

$$\underline{Z}_e = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 \quad (D.8)$$

care, scrisă desfășurată devine, în final:

$$\underline{Z}_e = \left[ \frac{\omega^2 L^2 R_1}{R_1^2 + \omega^2 L^2} + \frac{R_2}{1 + \omega^2 C^2 R_2^2} \right] + j \left[ \frac{\omega L R_1^2}{R_1^2 + \omega^2 L^2} - \frac{\omega C R_2^2}{1 + \omega^2 C^2 R_2^2} \right] \quad (D.9)$$

Acesteia aplicându-i condiția de rezonanță din grupul (D.1), conduce la o ecuație a cărei soluție, analog situației anterioare, este pulsația de rezonanță:

$$\omega_0 = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \frac{\sqrt{R_2^2 - \frac{L}{C}}}{\sqrt{R_1^2 - \frac{L}{C}}} \quad (D.10)$$

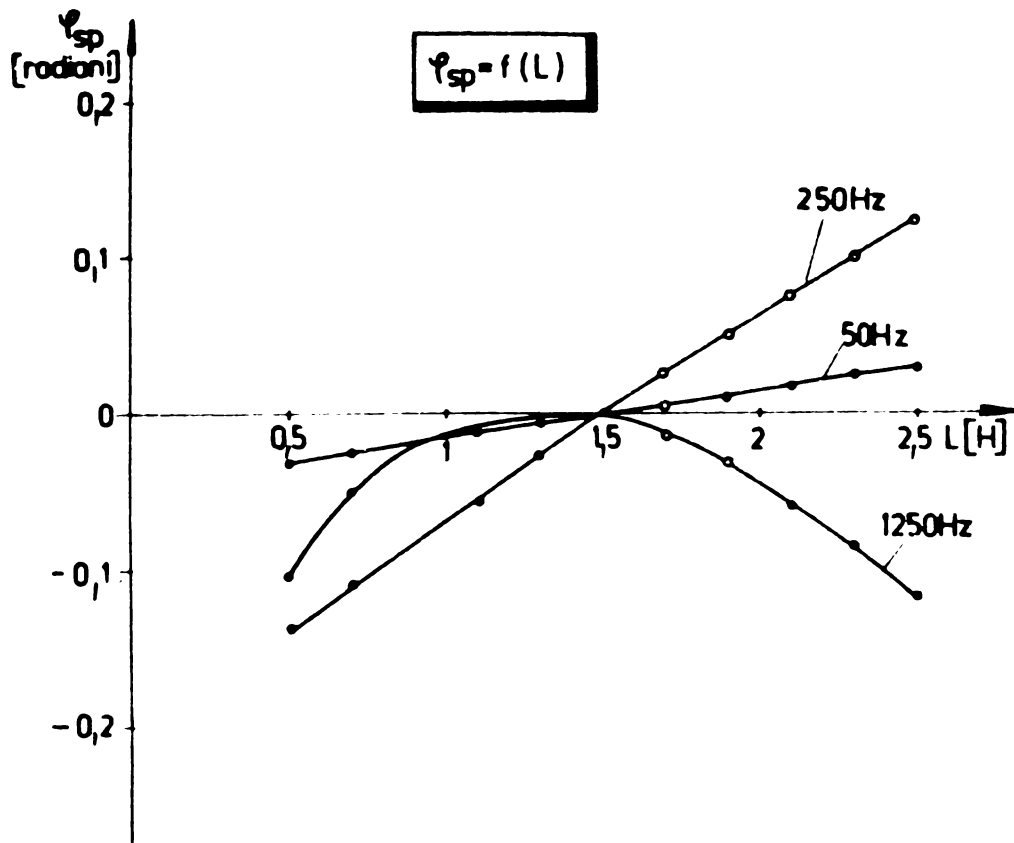


Fig.D.3. Variația fazei cu inductivitatea pentru diferite frecvențe.

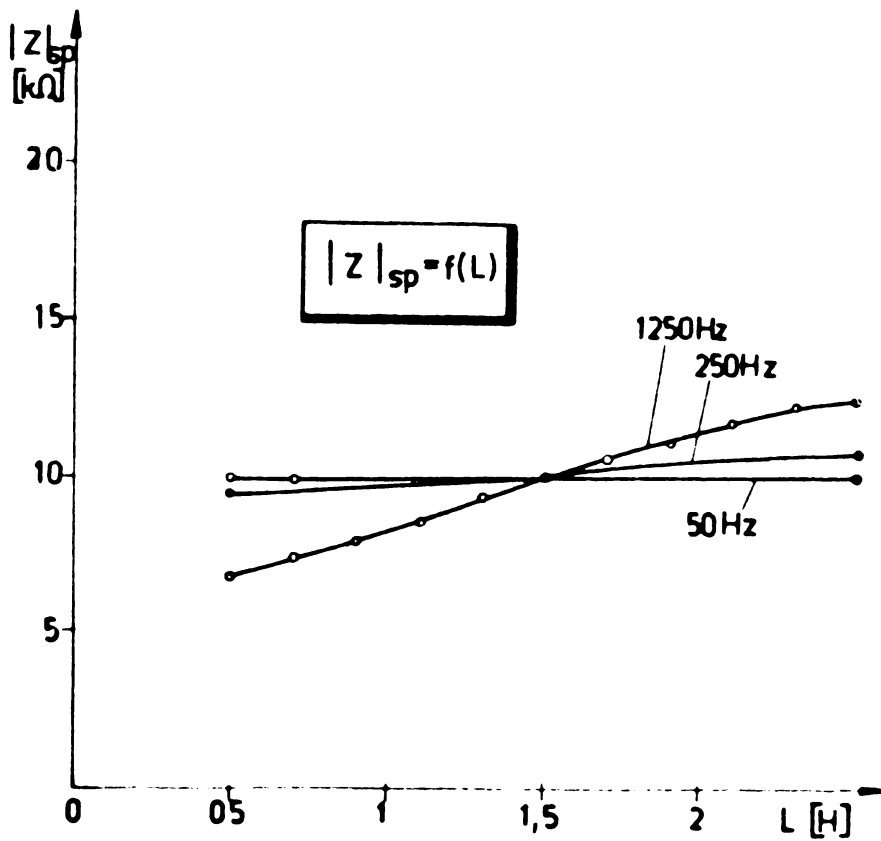


Fig.D.4. Variația modulului impedanței cu inductivitatea pentru diferite frecvențe.



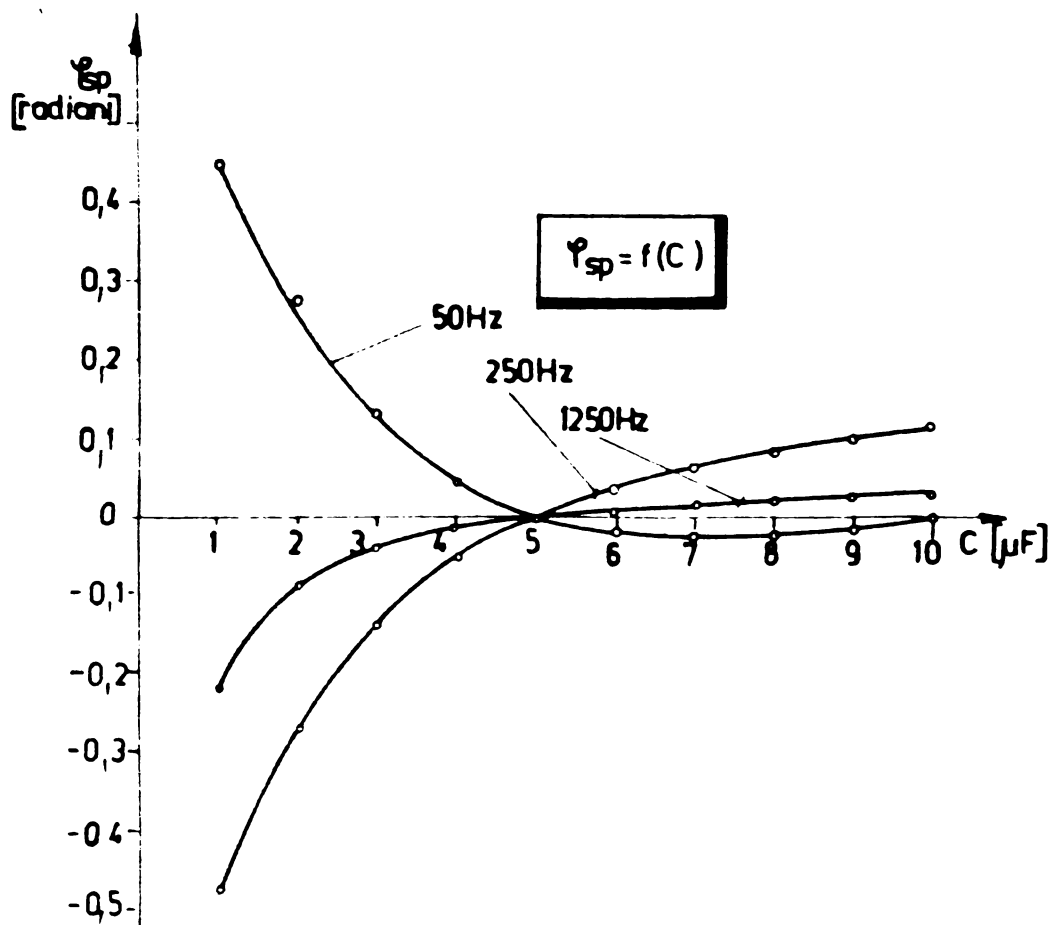


Fig.D.5. Modul de variație al fazei circuitului serie-paralel la variația capacității pentru diferite frecvențe de alimentare.

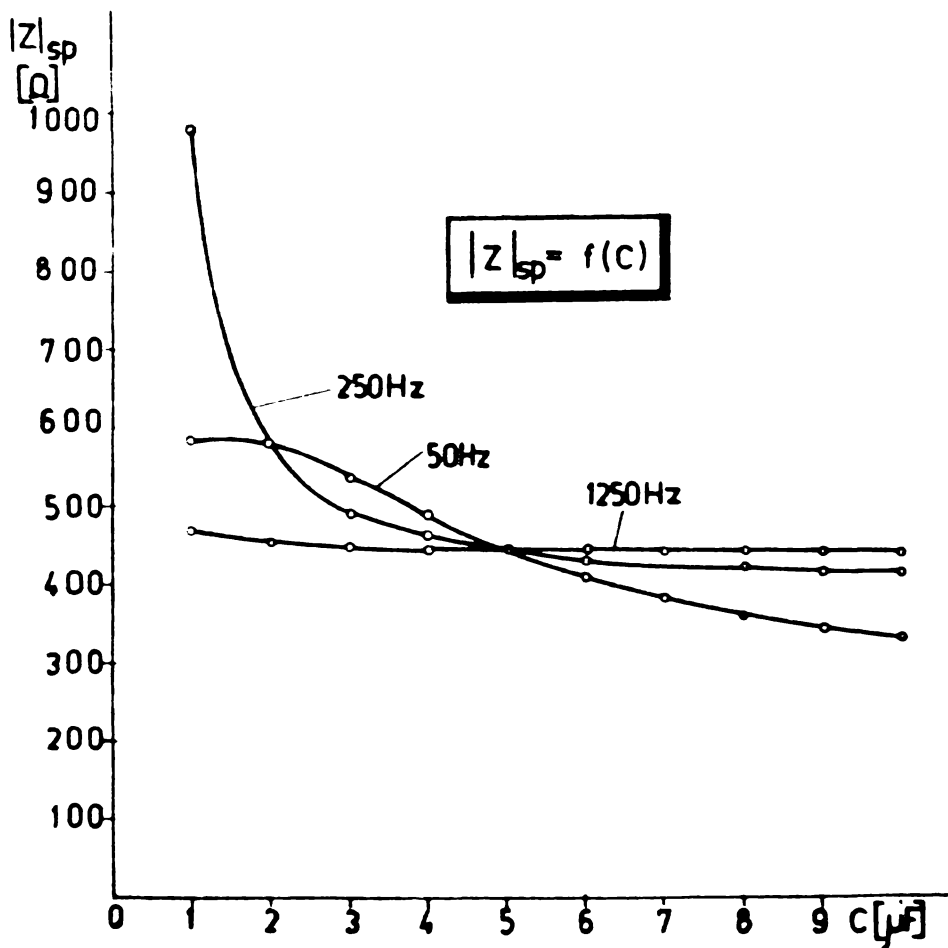


Fig.D.6. Modul de variație al modulului impedanței circuitului serie-paralel la modificarea capacității pentru diferite frecvențe de alimentare.

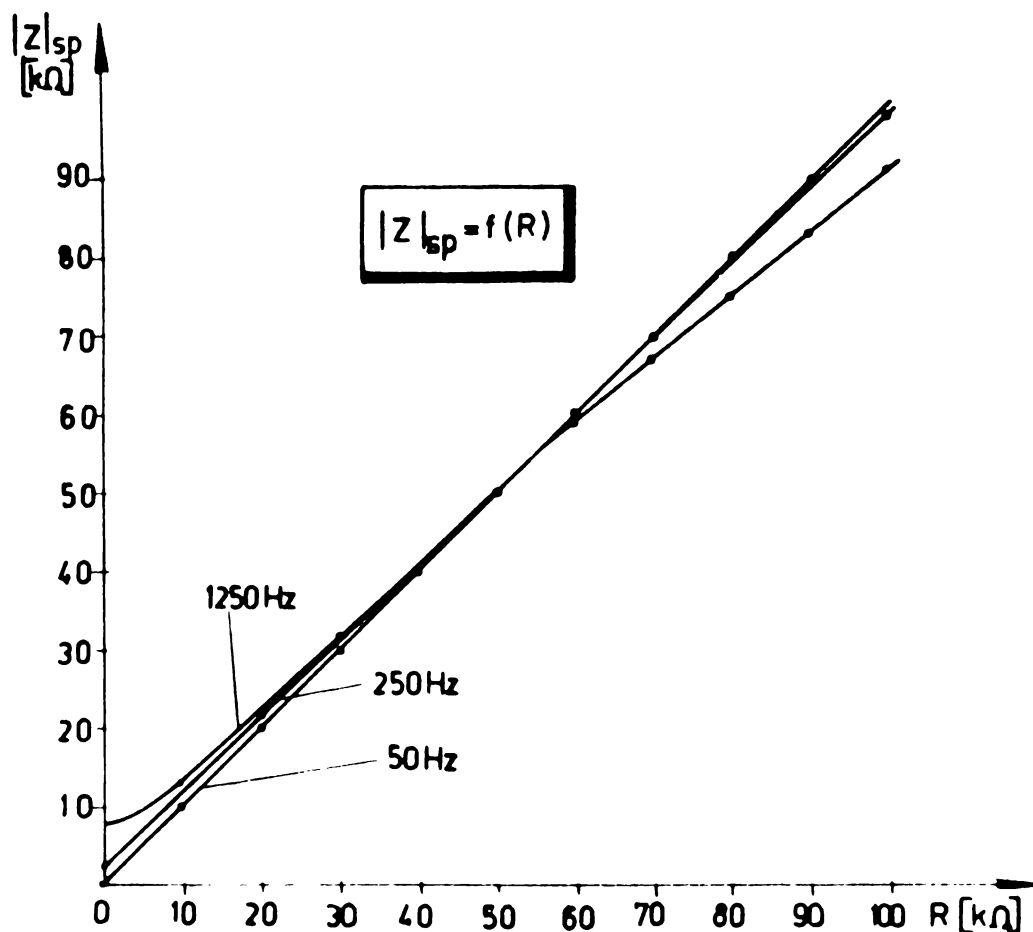


Fig.D.7. Variația modului impedanței circuitului serie-paralel la modificarea rezistenței pentru diferite frecvențe de alimentare.

Si în această situație, urmînd același raționament și procedeu din cazul anterior, ne îndreptăm atenția către faza și modulul impedanței complexe  $|Z_c|$ , care admit variații cartesiene în plan la modificarea parametrilor, pentru diferite frecvențe de lucru ca în figurile D.10, D.11, D.12, D.13, D.14 și D.15, iar spațial, în conformitate cu figura D.16-faza și figura D.17-modulul, pentru valori cunoscute ale parametrilor  $R$  și  $f$ .

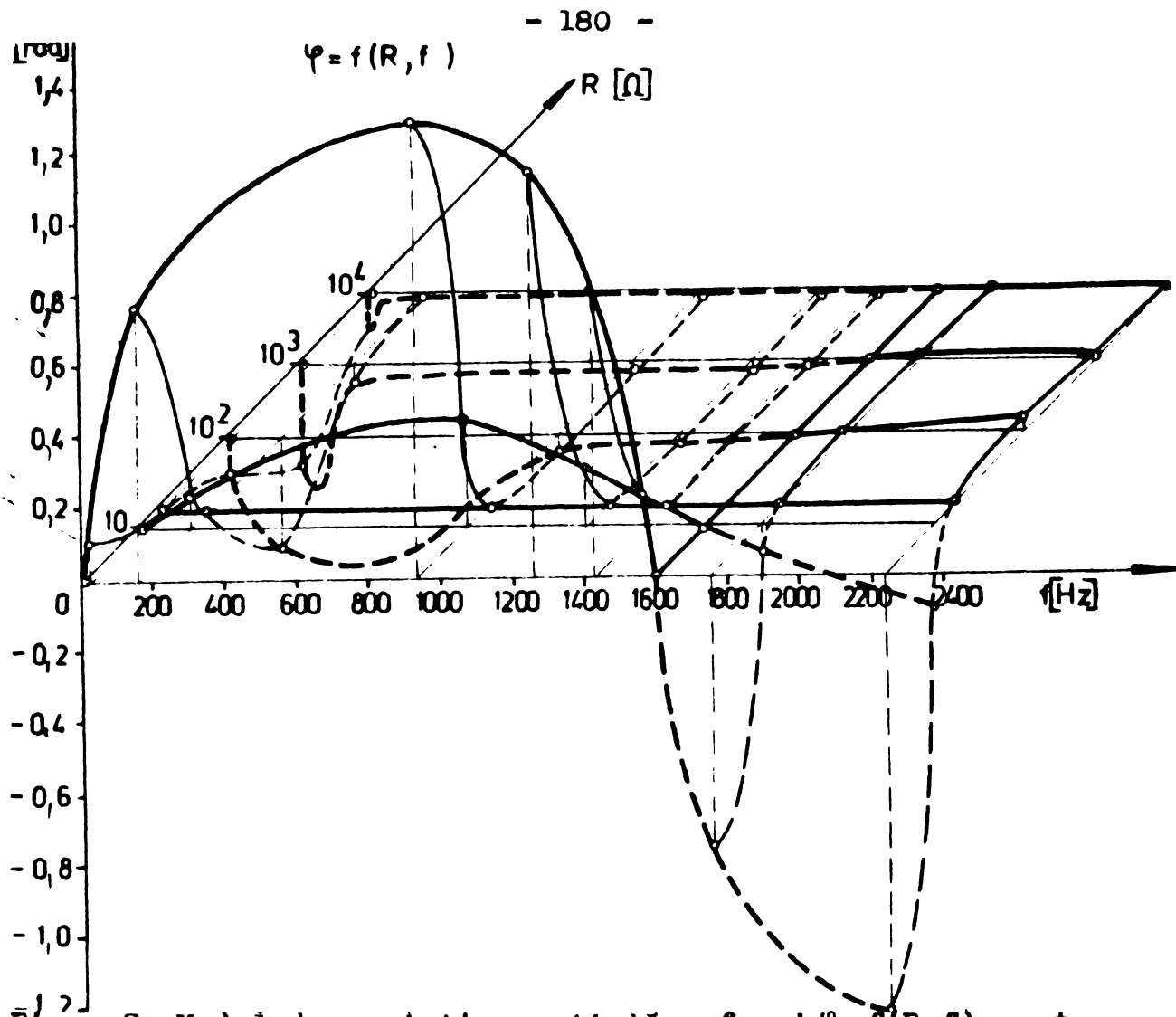


Fig.D.8. Modul de variație spațială a fazei  $\varphi = f(R, f)$  pentru un circuit de tip serie-paralel.

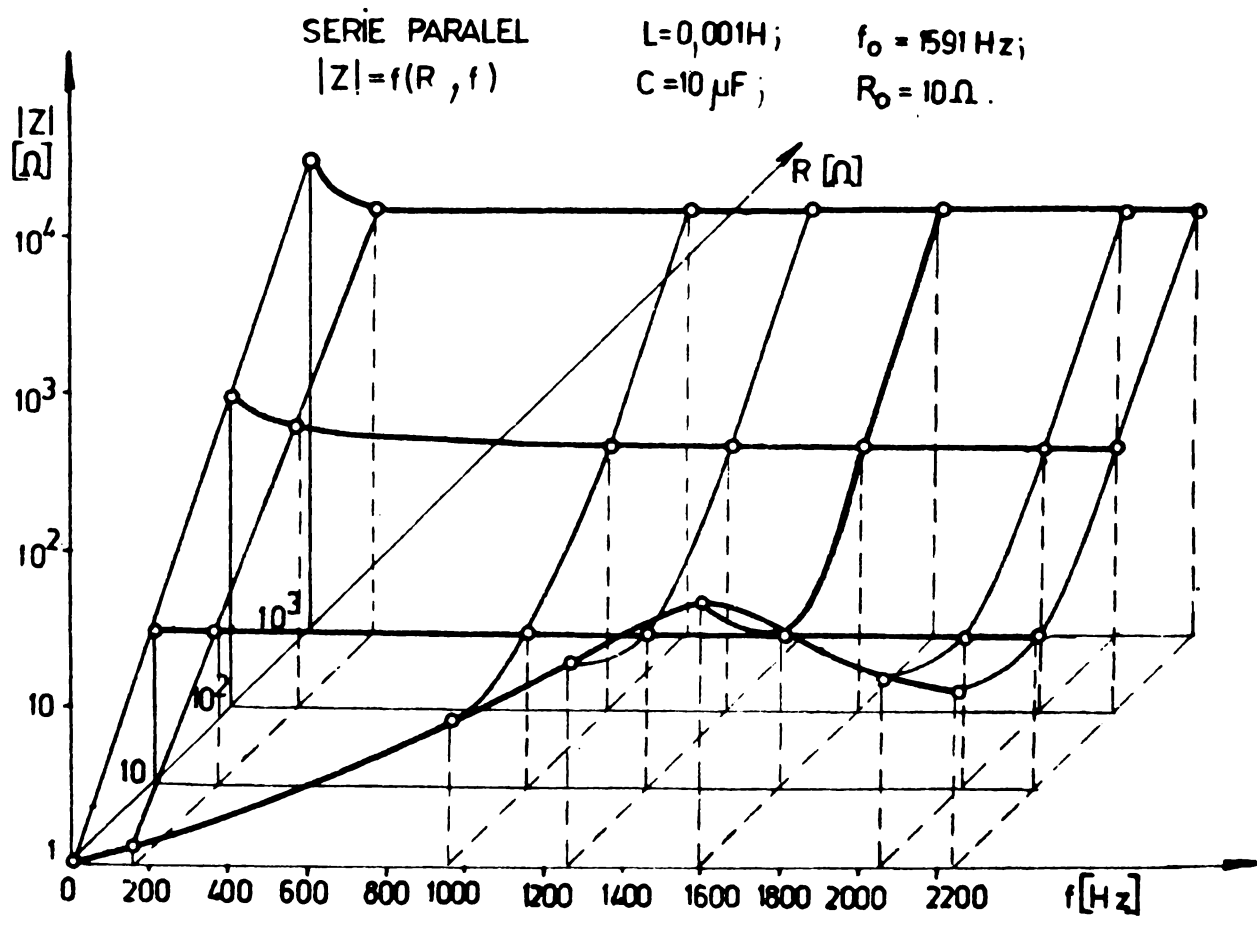


Fig.D.9. Variația spațială a modului impedanței complexe pentru un circuit de tip serie-paralel.

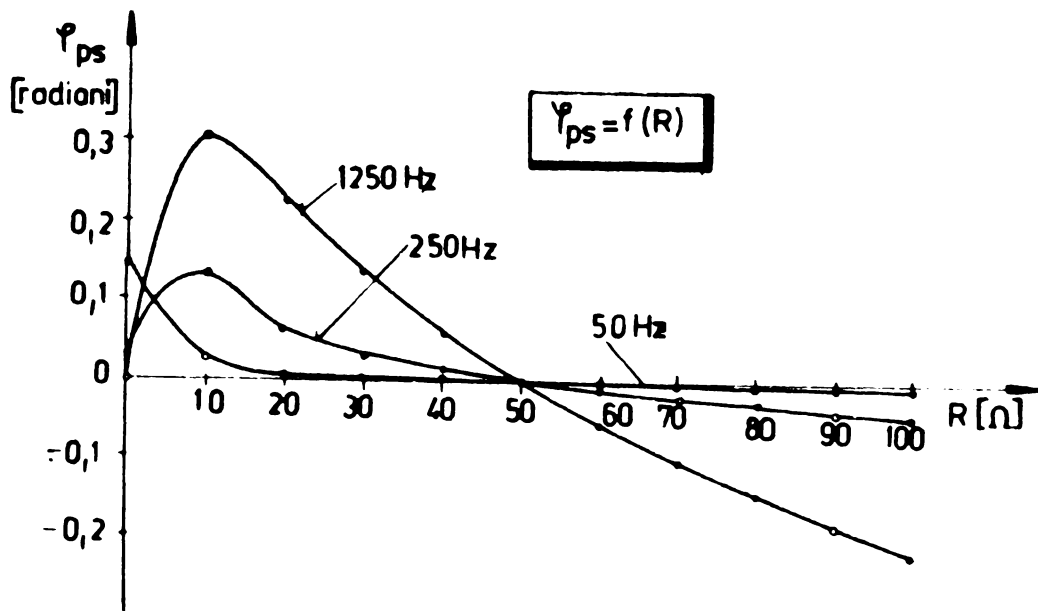


Fig.D.10. Variația fazei la modificarea rezistenței pentru diferite frecvențe de lucru.

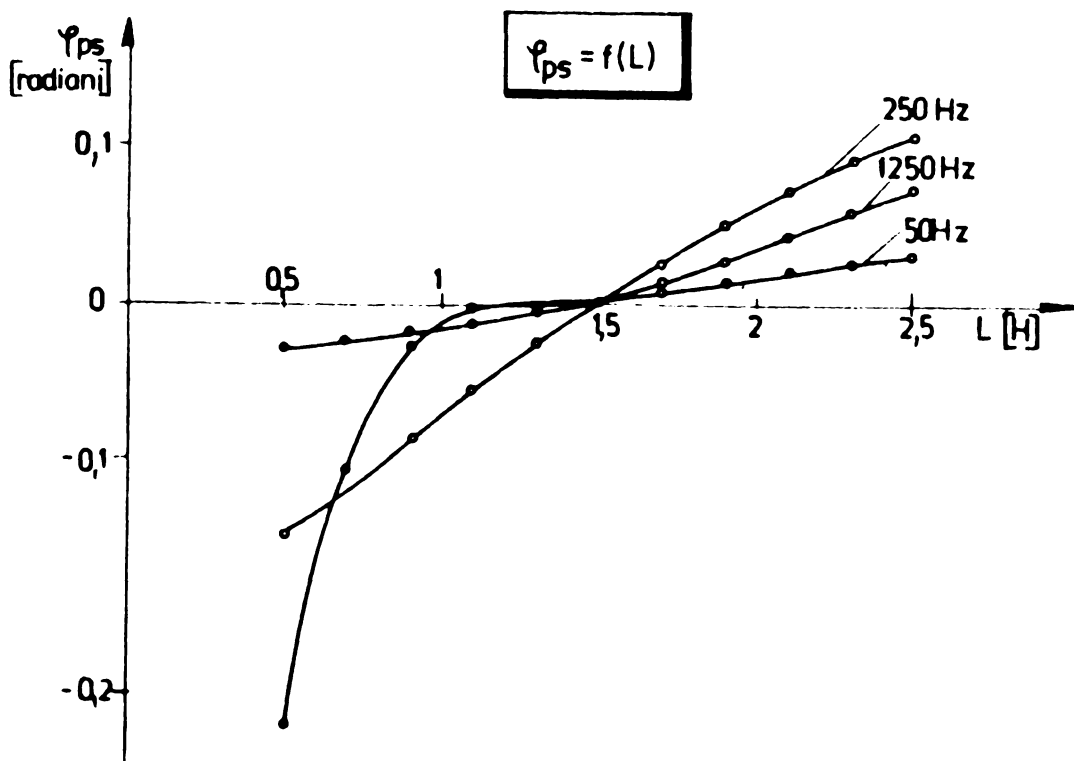


Fig.D.11. Variația fazei la modificarea inductivității pentru diferite frecvențe de lucru.

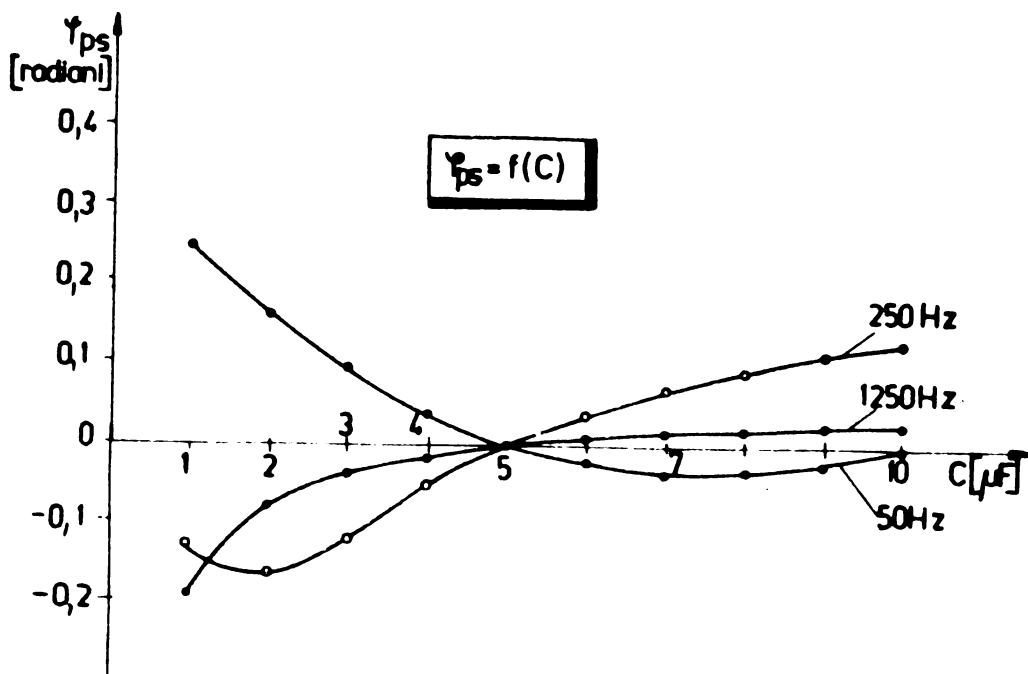


Fig.D.12. Variația fazei la modificarea capacității pentru diferite frecvențe de lucru.

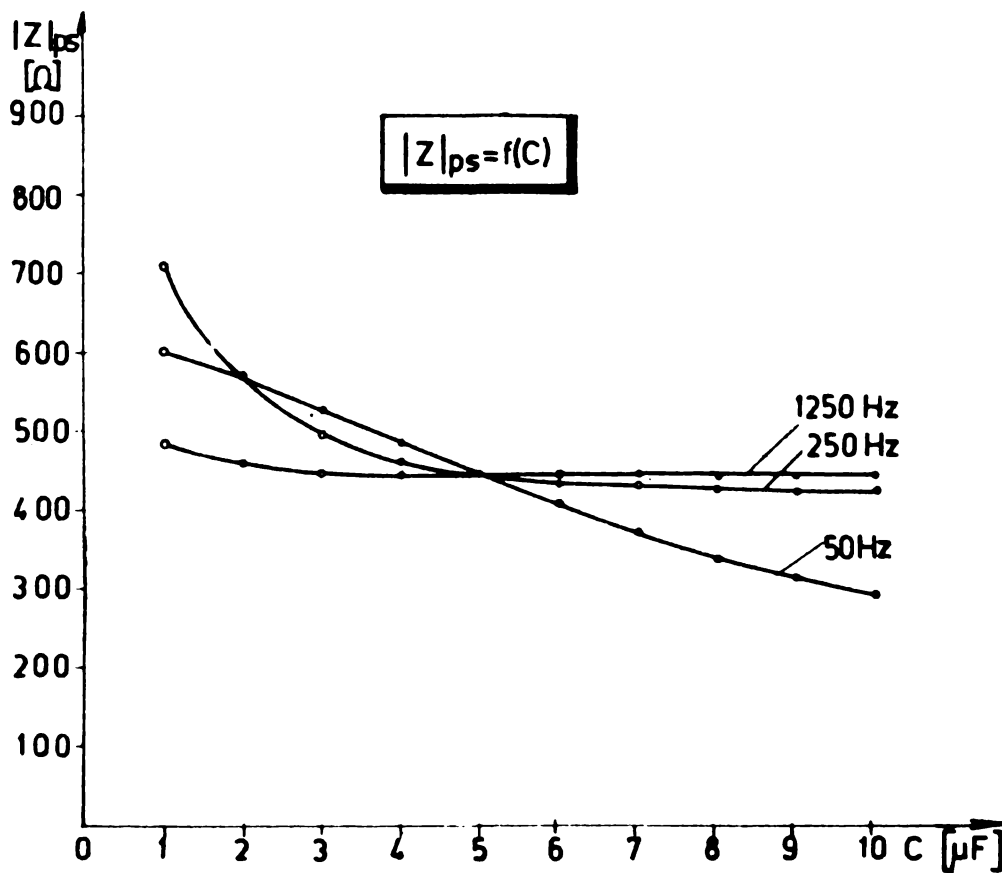


Fig. D 13. Variația modulului impedanței circuitului paralel-serie la modificarea rezistenței pentru diferite frecvențe

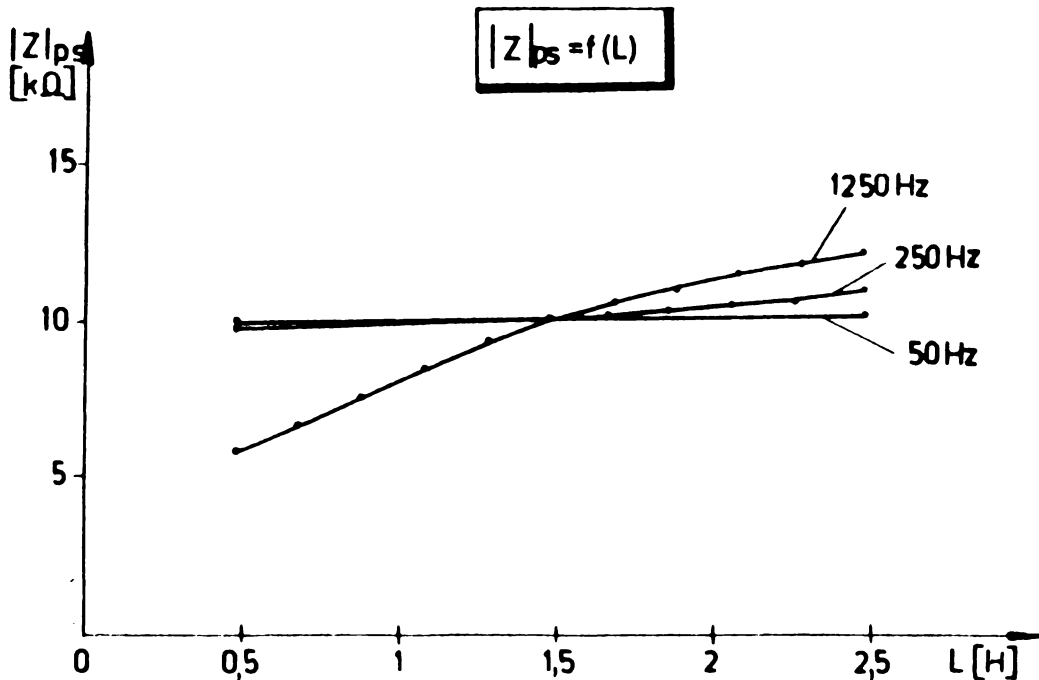


Fig.D.14. Variația modului impedanței circuitului paralel-serie la modificarea inductivității pentru diferite frecvențe.

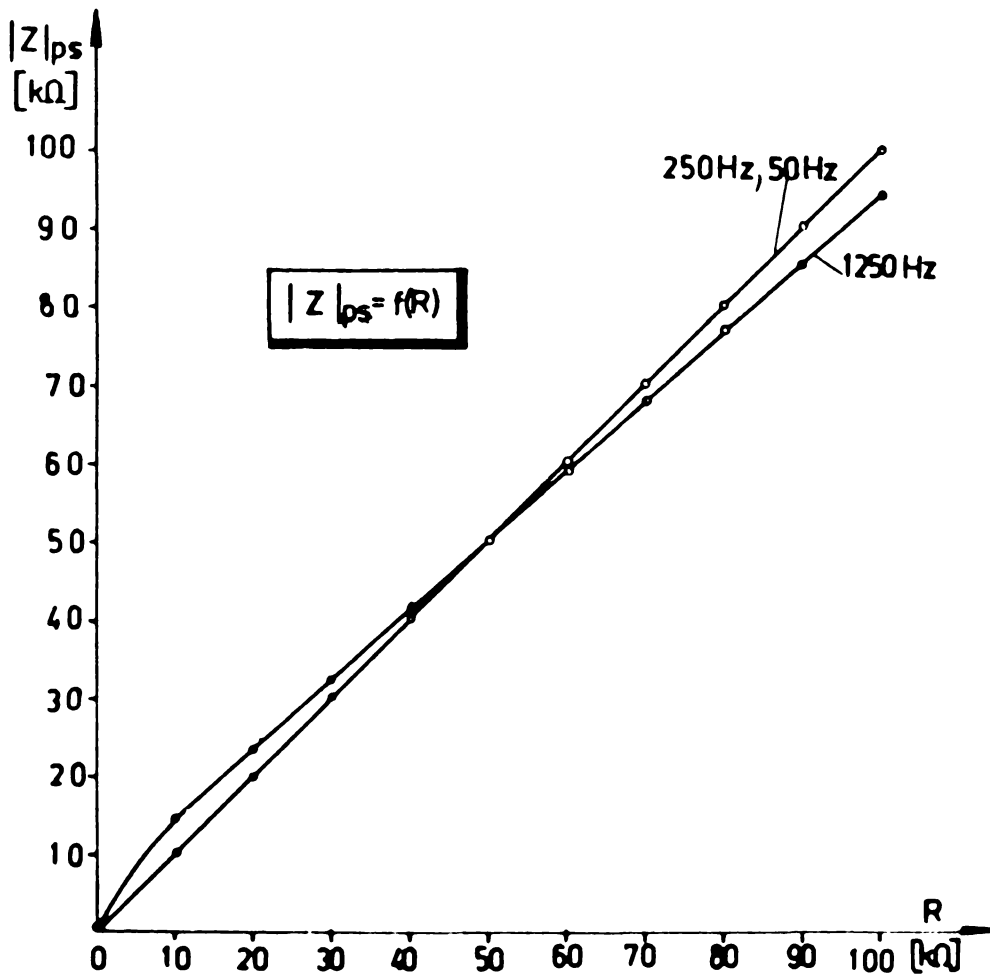


Fig.D.15. Variația modului impedanței circuitului paralel-serie, la modificarea capacității pentru diferite frecvențe.

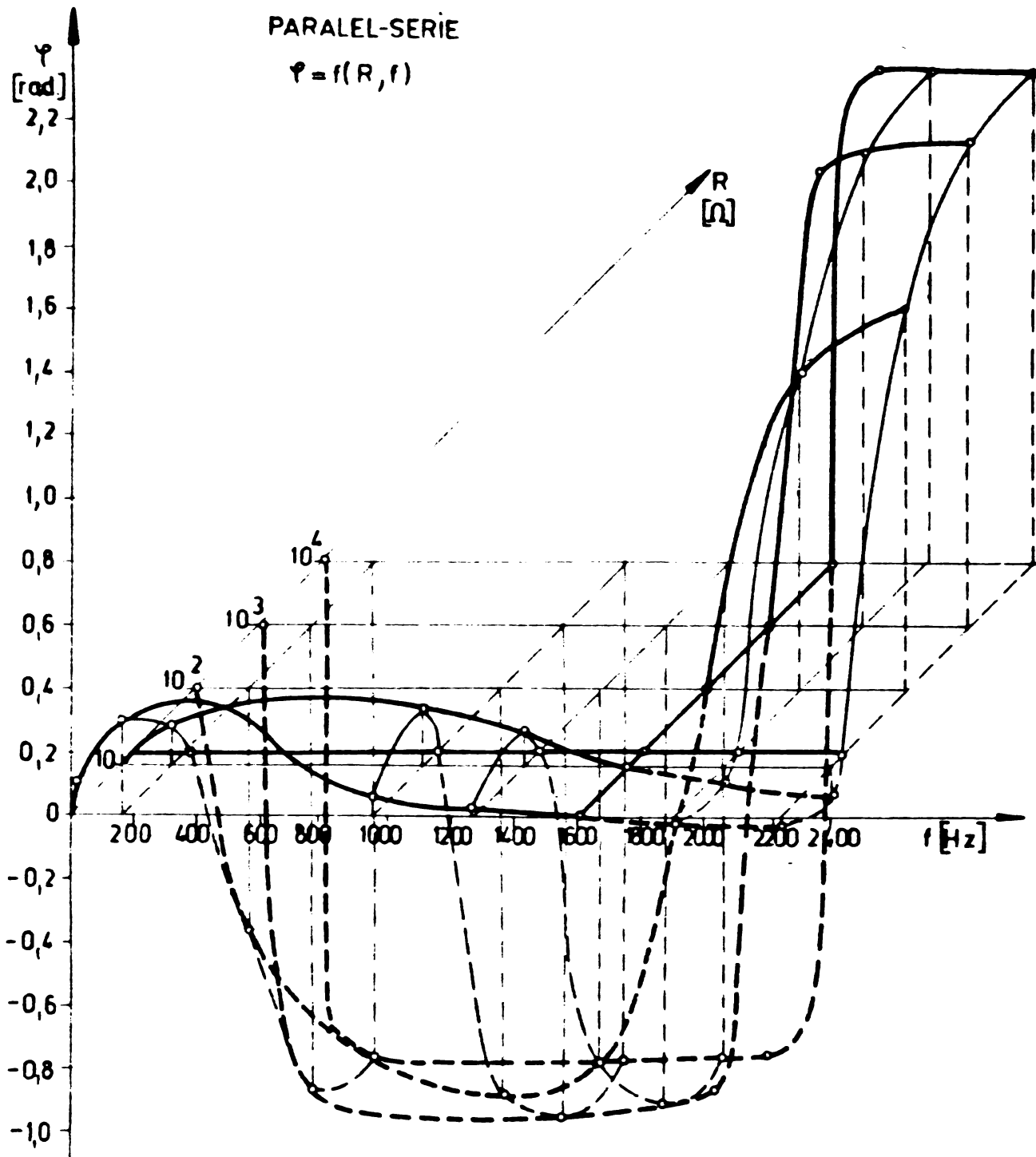


Fig.D.16. Variația spațială a fazei  $\varphi = f(R, f)$  pentru circuitul paralel-serie.

#### D.4. Concluzii

Curbele au fost obținute cu ajutorul unui calculator numeric, elementele circuitului reprezentat fiind:  $L = 0,001 \text{ H}$ ,  $C = 10[\mu\text{F}]$ ,  $f_0 = 1591[\text{Hz}]$ ,  $R_0 = 10[\Omega]$ , atât pentru circuitul serie-paralel, cât și pentru circuitul paralel-serie.

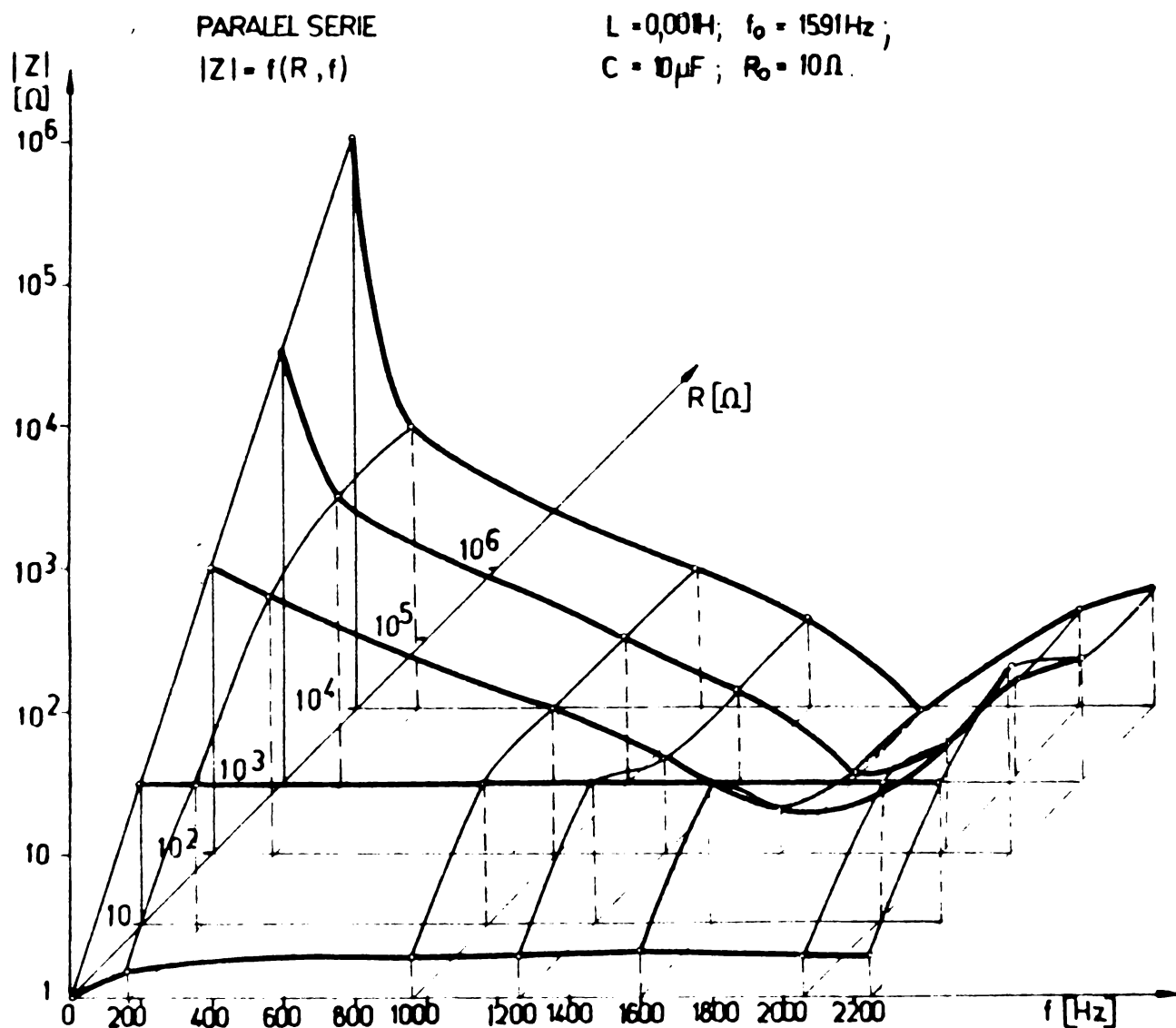


Fig.D.17. Variația spațială a modulului impedanței  $|Z| = f(R, f)$  pentru circuitul de tip paralel-serie.

În ce privește faza impedanței complexe a circuitelor, se observă două familii de valori de fază nulă, corespunzător frecvenței de rezonanță clasică ( $\varphi(R, f)|_{f=f_0} = 0$ ) și rezistenței de rezonanță aperiodică ( $\varphi(R, f)|_{R=R_0} = 0$ ).

Pentru aceste valori, rezultă că impedanța complexă este o rezistență pură, respectiv puterea reactivă consumată în circuit este nulă.

Modulul impedanței complexe, prezintă o valoare constantă pentru  $R = R_0$ , în funcție de frecvență, în tot domeniul considerat ( $|Z_0| = f(R, f)|_{R=R_0} = R_0$ ) iar în funcție de  $R$ , pentru



frecvența de rezonanță clasică ( $|Z_e| = f(R, f)|_{f=f_0}$ ) are o alură particulară, după cum circuitul este de tip serie-paralel sau paralel-serie.

Considerăm că rezultatele prezentate mai sus au valabilitate într-un domeniu de frecvențe de alimentare a acestor tipuri de circuite, pînă la care formulele clasice menționate nu necesită corecții. Acest lucru este satisfăcut atunci cînd ne referim la multiplicatoare statice feromagnetice de frecvență.

# ANEXA E

## INTEGRAREA ECUATIILOR DIFERENTIALE, IN CAZUL TRIPLORULUI CU BOBINE.

IP:=DK2IGRAF.FTH

```
1.      DIMENSION X(38,5)
2.      REAL K11,K12,K13,K14,K21,K22,K23,K24,K31,K32,K33,K34,K41,K42,K43,
3.      *K44,K51,K52,K53,K61,K63,K64,K54,K62
4.      DIMENSION R7(500)
5.      DIMENSION R1(500),R4(500),R5(500),R6(500),C1(10),R2(400),C26(5)
6.      DIMENSION C2(5),C4(5),C5(5),C6(5),C21(5),C22(5),C24(5),C25(5)
7.      F1(X,Y1,Y4,Y5,Y6)=1./(3.*A)*(1.73205*F*COS(X)-3.*S*Y1+S*(2.*Y4-
8.      *Y5-Y6))
9.      F2(X,Y2,Y4,Y5,Y6)=1./(3.*A)*(1.73207*F*SIN(X-3.141596/6.)-3.*S*
10.     *Y2+S*(2.*Y5-Y4-Y6))
11.     F4(Y1,Y4,Y5,Y6,V4,V5,V6)=1./(G*PANTA(Y4))*(-(C+D)*V4-D*V5-D*V6
12.     *S*Y1-(F+S)*Y4-E*Y5-E*Y6)
13.     F5(Y2,Y4,Y5,Y6,V4,V5,V6)=1./(G*PANTA(Y5))*(-(C+D)*V5-D*V4-D*V6
14.     *S*Y2-F*Y4-(E+S)*Y5-F*Y6)
15.     F6(Y1,Y2,Y4,Y5,Y6,V4,V5,V6)=1./(G*PANTA(Y6))*(-(C+D)*V6-D*V4-
16.     *D*V5-S*Y1-S*Y2-E*Y4-F*Y5-(F+S)*Y6)
17.     PFAD(1,1)A,S,C,D,E,F,G,NRR
18.     1 FORMAT(7F7.3,I5)
19.     PFAD(1,2) X,DFLT,Y1,Y2,Y4,Y5,Y6,V1,V2,V4,V5,V6,XP,XMAX,JIJJ
20.     2 FORMAT(14F8.6,I2)
21.     X=X+DFLT
22.     K=0
23.     J=1
24.     JJJ=1
25.     KJ=1
26.     JK=1
27.     YF1=0
28.     YF4=0
29.     YF7=0
30.     P=0
31.     CO=0
32.     KK=1
33.     3 Y1=Y1+DFLT*V1+DFLT/6.*(K11+K12+K13)
34.     V1=V1+1.76*(K11+2.*K12+2.*K13+K14)
35.     Y2=Y2+DFLT*V2+DFLT/6.*(K21+K22+K23)
36.     V2=V2+1.76*(K21+2.*K22+2.*K23+K24)
37.     Y4=Y4+DFLT*V4+DFLT/6.*(K41+K42+K43)
38.     V4=V4+1.76*(K41+2.*K42+2.*K43+K44)
39.     Y5=Y5+DFLT*V5+DFLT/6.*(K51+K52+K53)
```

```

40. V5=V5+1./6.*(K51+2.*K52+2.*K53+K54)
41. V6=V6+DELT*V5+DELT/6.*(K61+K62+K63)
42. V6=V6+1./6.*(K61+2.*K62+2.*K63+K64)
43. C1(I,J)=Y1
44. C2(I,J)=Y2
45. C4(I,J)=Y4
46. C5(I,J)=Y5
47. C6(I,J)=Y6
48. C21(I,J)=V1
49. C22(I,J)=V2
50. C24(I,J)=V4
51. C25(I,J)=V5
52. C26(I,J)=V6
53. K11=DELT*F1(Y,Y1,Y4,Y5,Y6)
54. K12=DELT*F1(X+DELT/2,Y1+DELT/2*V1+DELT/8*K11,Y4+DELT/2*V4+DELT/8*
55. *K41,Y5+DELT/2*V5+DELT/8*K51,Y6+DELT/2*V6+DELT/8*K61)

```

LP1=DK2:GRAF.FTN

```

56. K13=DELT*F1(X+DELT/2.,Y1+DELT/2.*V1+DELT/8.*K11,Y4+DELT/2.*V4+
57. *DELT/8.*K41,Y5+DELT/2.*V5+DELT/8.*K51,Y6+DELT/2.*V6+DELT/8.*K61)
58. K14=DELT*F1(X+DELT,Y1+DELT*V1+DELT/2.*K13,Y4+DELT*V4+DELT/2.*K43,
59. *Y5+DELT*V5+DELT/2.*K53,Y6+DELT*V6+DELT/2.*K63)
60. K21=DELT*F2(X,Y2,Y4,Y5,Y6)
61. K22=DELT*F2(X+DELT/2.,Y2+DELT/2.*V2+DELT/8*K21,Y4+DELT/2*V4+DELT/
62. *8*K41,Y5+DELT/2.*V5+DELT/8*K51,Y6+DELT/2.*V6+DELT/8*K61)
63. K23=DELT*F2(X+DELT/2.,Y2+DELT/2.*V2+DELT/8.*K21,Y4+DELT/2.*V4+
64. *DELT/8.*K41,Y5+DELT/2.*V5+DELT/8.*K51,Y6+DELT/2.*V6+DELT/8.*K61)
65. K24=DELT*F2(X+DELT,Y2+DELT*V2+DELT/2.*K23,Y4+DELT*V4+DELT/2.*K43,
66. *Y5+DELT*V5+DELT/2.*K53,Y6+DELT*V6+DELT/2.*K63)
67. K41=DELT*F4(Y1,Y4,Y5,Y6,V4,V5,V6)
68. K42=DELT*F4(Y1+DELT/2.*V1+DELT/8*K11,Y4+DELT/2.*V4+DELT/8*K41,
69. *Y5+DELT/2.*V5+DELT/8*K51,Y6+DELT/2.*V6+DELT/8*K61,V4+K41/2.,
70. *V5+K51/2.,V6+K61/2.)
71. K43=DELT*F4(Y1+DELT/2.*V1+DELT/8.*K11,Y4+DELT/2.*V4+DELT/8.*K41,
72. *Y5+DELT/2.*V5+DELT/8.*K51,Y6+DELT/2.*V6+DELT/8.*K61,V4+K42/2.,
73. *V5+K52/2.,V6+K62/2.)
74. K44=DELT*F4(Y1+DELT*V1+DELT/2.*K13,Y4+DELT*V4+DELT/2.*K43,
75. *Y5+DELT*V5+DELT/2.*K53,Y6+DELT*V6+DELT/2.*K63,V4+K43,V5+K53,V6+K63)
76. *)
77. K51=DELT*F5(Y2,Y4,Y5,Y6,V4,V5,V6)
78. K52=DELT*F5(Y2+DELT/2.*V2+DELT/8*K21,Y4+DELT/2.*V4+DELT/8*K41,
79. *Y5+DELT/2.*V5+DELT/8*K51,Y6+DELT/2.*V6+DELT/8*K61,V4+K41/2.,
80. *V5+K51/2.,V6+K61/2.)
81. K53=DELT*F5(Y2+DELT/2.*V2+DELT/8.*K21,Y4+DELT/2.*V4+DELT/8.*K41,
82. *Y5+DELT/2.*V5+DELT/8.*K51,Y6+DELT/2.*V6+DELT/8.*K61,V4+K42/2.,V5
83. *+K52/2.,V6+K62/2.)
84. K54=DELT*F5(Y2+DELT*V2+DELT/2*K23,Y4+DELT*V4+DELT/2.*K43,Y5+DELT
85. *V5+DELT/2.*K53,Y6+DELT*V6+DELT/2.*K63,V4+K43,V5+K53,V6+K63)
86. K61=DELT*F6(Y1,Y2,Y4,Y5,Y6,V4,V5,V6)
87. K62=DELT*F6(Y1+DELT/2.*V1+DELT/8*K11,Y2+DELT/2*V2+DELT/8*K21,
88. *Y4+DELT/2.*V4+DELT/8*K41,Y5+DELT/2.*V5+DELT/8*K51,
89. *Y6+DELT/2.*V6+DELT/8*K61,V4+K41/2.,V5+K51/2.,V6+K61/2.)
90. K63=DELT*F6(Y1+DELT/2.*V1+DELT/8.*K11,Y2+DELT/2.*V2+DELT/8.*K21,
91. *Y4+DELT/2.*V4+DELT/8.*K41,Y5+DELT/2.*V5+DELT/8.*K51,Y6+DELT/2.*V6
92. *+DELT/8.*K61,V4+K42/2.,V5+K52/2.,V6+K62/2.)
93. K64=DELT*F6(Y1+DELT*V1+DELT/2.*K13,Y2+DELT*V2+DELT/2.*K23,Y4+DELT
94. *V4+DELT/2.*K43,Y5+DELT*V5+DELT/2.*K53,Y6+DELT*V6+DELT/2.*K63,V4
95. *+K43,V5+K53,V6+K63)
96. NUMAR=NUMAR+1
97. IF (NUMAR.GT.NRR) GO TO 163
98. *2X,'V4=',F12.6,2X,'V5=',F12.6,2X,'V6=',E15.7)
99. IF (K.F0.0) GO TO 13
100. IF (K-2) 30,31,22
101. 30 P1=Y1
102. P2=Y2
103. P4=Y4
104. P5=Y5
105. P6=Y6
106. P1=V1
107. P2=V2
108. P4=V4
109. P5=V5
110. P6=V6

```

LP1=DK2:GRAF.FTN

```

111. X0=X
112. GO TO 13
113. 31 P21=V1
114. P22=Y2
115. P24=V4
116. P25=V5
117. P26=Y6
118. P21=V1
119. P22=V2
120. P24=V4
121. P25=V5

```

```

122.      P2A=VA
123.      22 IF (ABS (ABS (P4)-0.008) .LE. 3.0 .AND. ABS (ABS (Y4)-0.008) .LE. 3.0 .OR.
124.      *ABS (ABS (P4)+0.008) .GE. 3.0 .AND. ABS (ABS (Y4)+0.008) .GE. 3.0) GO TO 41.
125.      GO TO 43
126.      41 IF (ABS (ABS (P5)-0.008) .LE. 3.0 .AND. ABS (ABS (Y5)-0.008) .LE. 3.0 .OR.
127.      *ABS (ABS (P5)+0.008) .GE. 3.0 .AND. ABS (ABS (Y5)+0.008) .GE. 3.0) GO TO 42
128.      GO TO 43
129.      42 IF (ABS (ABS (P6)-0.008) .LE. 3.0 .AND. ABS (ABS (Y6)-0.008) .LE. 3.0 .OR.
130.      *ABS (ABS (P6)+0.008) .GE. 3.0 .AND. ABS (ABS (Y6)+0.008) .GE. 3.0) GO TO 15
131.      43 DFLT=DFLT/2
132.      X=X0+DFLT
133.      Y1=P1
134.      Y2=P2
135.      Y4=P4
136.      Y5=P5
137.      Y6=P6
138.      V1=P1
139.      V2=P2
140.      V4=P4
141.      V5=P5
142.      V6=P6
143.      K=2
144.      JJ=1
145.      GO TO 3
146.      15 IF (JJ-2) 16,17,18
147.      16 DFLT=DFLT/2.
148.      JJ=JJ+1
149.      K=K+1
150.      X=X0+DFLT
151.      Y1=P1
152.      Y2=P2
153.      Y4=P4
154.      Y5=P5
155.      Y6=P6
156.      V1=P1
157.      V2=P2
158.      V4=P4
159.      V5=P5
160.      V6=P6
161.      GO TO 3
162.      17 JJ=JJ+1
163.      X=X+DFLT
164.      K=K+1
165.      GO TO 3

```

•I P:=DK2:GRAF.FTN

```

166.      18 IF (ABS (ABS (C1 (JJ)) -ABS (P21)) -0.4) 19,19,20
167.      19 DFLT=0.2
168.      JJ=1
169.      K=1
170.      X0=X
171.      P1=C1 (JJ)
172.      P2=C2 (JJ)
173.      P4=C4 (JJ)
174.      P5=C5 (JJ)
175.      P6=C6 (JJ)
176.      R1=C21 (JJ)
177.      R2=C22 (JJ)
178.      R4=C24 (JJ)
179.      R5=C25 (JJ)
180.      R6=C26 (JJ)
181.      GO TO 13
182.      20 DFLT=DFLT/2.
183.      X=X0+DFLT
184.      Y1=P1
185.      Y2=P2
186.      Y4=P4
187.      Y5=P5
188.      Y6=P6
189.      V1=P1
190.      V2=P2
191.      V4=P4
192.      V5=P5
193.      V6=P6
194.      P21=C1 (JJ-1)
195.      P22=C2 (JJ-1)
196.      P24=C4 (JJ-1)
197.      P25=C5 (JJ-1)
198.      P26=C6 (JJ-1)
199.      R21=C21 (JJ-1)
200.      R22=C22 (JJ-1)
201.      R24=C24 (JJ-1)
202.      R25=C25 (JJ-1)
203.      R26=C26 (JJ-1)
204.      K=K+1
205.      JJ=2
206.      GO TO 3
207.      13 CONTINUE
208.      K=K+1
209.      IF (JK-JJ) 151,152,153
210.      151 IF (Y-YD) 154,155,155

```

```

211.      154 DFLT=0.2
212.      Y=X+DFLT
213.      GO TO 3
214.      155 IF (ABS(XP-X)-0.02)156,156,157
215.      157 P1=C1(JJ-1)
216.      P2=C2(JJ-1)
217.      P4=C4(JJ-1)
218.      P5=C5(JJ-1)
219.      P6=C6(JJ-1)
220.      R1=C21(JJ-1)

```

•L P1=DK2:GRAF.FTN

```

221.      P2=C22(JJ-1)
222.      P4=C24(JJ-1)
223.      P5=C25(JJ-1)
224.      P6=C26(JJ-1)
225.      X=X-DFLT
226.      DFLT=DFLT/2
227.      X=X+DFLT
228.      Y1=P1
229.      Y2=P2
230.      Y4=P4
231.      Y5=P5
232.      Y6=P6
233.      V1=P1
234.      V2=P2
235.      V4=P4
236.      V5=P5
237.      V6=P6
238.      GO TO 3
239.      156 JK=JK+1
240.      IF (KJ-1)158,158,159
241.      158 KJ=KJ+1
242.      YY1=Y1
243.      XP=XP+6.28
244.      DFLT=0.2
245.      X=X+DFLT
246.      GO TO 3
247.      159 IF (ABS(ARS(YY1)-ARS(Y1))-0.2)160,160,161
248.      160 XP=XP+6.28
249.      JK=JJJ+1
250.      166 R7(J)=Y4+Y5+Y6
251.      R1(J)=Y1
252.      R2(J)=Y2
253.      R4(J)=Y4
254.      R5(J)=Y5
255.      R6(J)=Y6
256.      YF1=YF1+Y1**2
257.      YF4=YF4+Y4**2
258.      YF7=YF7+R7(J)**2
259.      P=P+Y1*SIN(X)
260.      CO=CO+Y1*COS(X)
261.      DFLT=0.2
262.      X=X+DFLT
263.      J=J+1
264.      GO TO 3
265.      161 DFLT=0.2
266.      X=X+DFLT
267.      YY1=Y1
268.      XP=XP+6.28
269.      GO TO 3
270.      152 WRITE(2,199)
271.      199 FORMAT(' ','SITFM INSTABIL')
272.      STOP
273.      153 IF (XP-X)163,163,166
274.      163 YE1=SQRT(YE1/J)
275.      YE4=SQRT(YE4/J)

```

•L P1=DK2:GRAF.FTN

```

276.      YF71=SQRT(YF7/J)
277.      ETA=960.6*P/(D*YE7)
278.      COF=SQRT(1/(1+CO/P))
279.      PK=2/(1.4120*J*YE1)*P
280.      *,'COF=',F8.5,'PK=',F8.5)
281.      CALL GRAF(X)
282.      STOP
283.      END
284.      FUNCTION PANTA(Z)
285.      IF (ABS(Z)-3.0)91,91,92
286.      91 PANTA=0.27
287.      GO TO 97
288.      92 PANTA=0.00933
289.      97 RETURN
290.      END

```

```

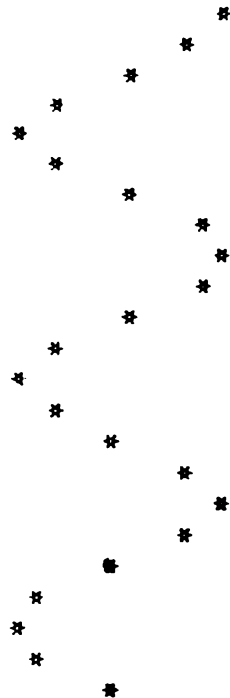
1.      SUBROUTINE GRAF(X)
2.      DIMENSION X(38,6),GR(36,37),XP(6)
3.      DATA GR/1332*0,0/
4.      DATA SP/1H /
5.      DATA AST/1H*/
6.      DO 17 I=1,36
7.      DO 19 J=2,6
8.      X(I,J)=X(I,J)*1.123123321
9.      10 CONTINUE
10.     WRITE(2,18)(X(I,J),J=2,6)
11.     1A  FORMAT(/,3X,'Y1=',F10.5,' Y2=',F10.5,' Y4=',F10.5,
12.     *,' Y5=',F10.5,' Y6=',F10.5)
13.     17 CONTINUE
14.     13 CONTINUE
15.     DO 9 J=1,6
16.     X(38,J)=1000.
17.     9 CONTINUE
18.     10 CONTINUE
19.     DO 100 J=2,6
20.     DO 100 I=1,36
21.     IF(X(I,J).GT.X(37,J)) X(37,J)=X(I,J)
22.     IF(X(I,J).LT.X(38,J)) X(38,J)=X(I,J)
23.     100 CONTINUE
24.     DO 200 J=2,6
25.     DO 200 I=1,36
26.     X(I,J)=X(I,J)-X(38,J)
27.     200 CONTINUE
28.     DO 300 I=2,6
29.     XP(I)=36./(X(37,I)-X(38,I))
30.     300 CONTINUE
31.     DO 500 N=2,6
32.     A  FORMAT(38F10.5)
33.     DO 400 I=1,36
34.     K=37-AINT(X(I,N)*XP(N)+1)
35.     IF(K.GT.37) K=37
36.     IF(K.LT.1) K=1
37.     GR(I,K)=AST
38.     400 CONTINUE
39.     3  FORMAT(///,' XMAX=',F10.5,' XMIN=',F10.5,'SC:1\ ',F5.2)
40.     WRITE(2,7)GR
41.     DO 500 I=1,36
42.     DO 500 J=1,37
43.     GR(I,J)=SP
44.     7  FORMAT(////(2X,'I',36A2))
45.     500 CONTINUE
46.     RETURN
47.     END

```

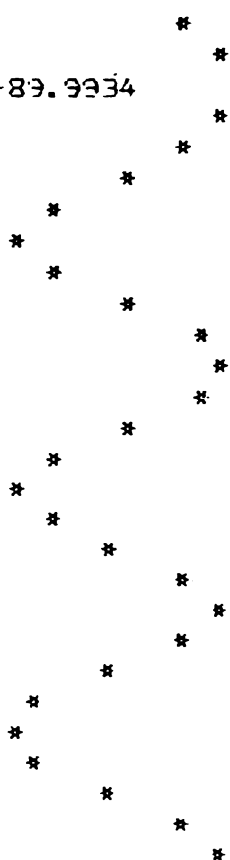
REGIM DE MERS IN GOL  
TRIPLOR CU TRANSFORMATOARE

---

..... I = +0.10 .....  
F1 = +0.0855 F3 = +1.0324 GAMA=+83.9313

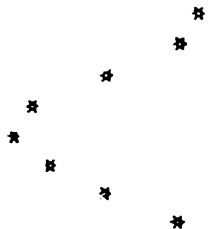


F1 = +0.0736 F3 = -1.0329 GAMA=-83.9334



---

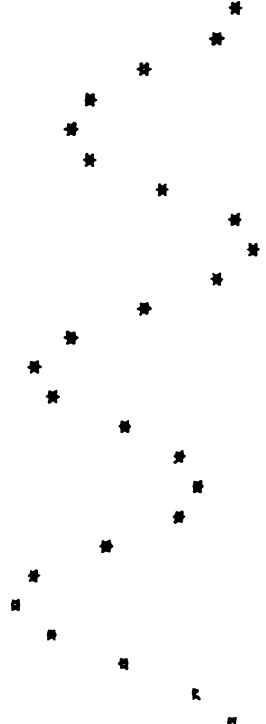
..... I = +0.20 .....  
F1 = +0.1816 F3 = +1.0774 GAMA=+83.9227





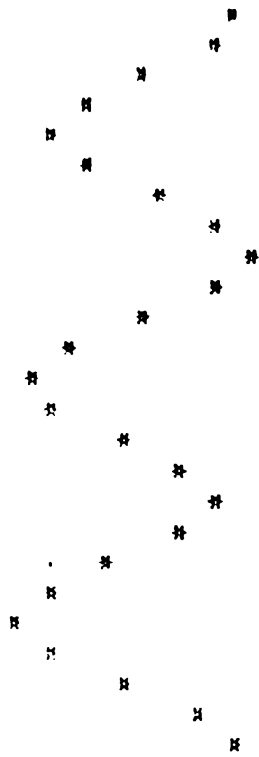
F1 = +0.1560 F3 = -1.0824 GAMA=-89.9509

..... I = +0.30 .....  
 F1 = +0.2373 F3 = +1.0450 GAMA=+89.6530

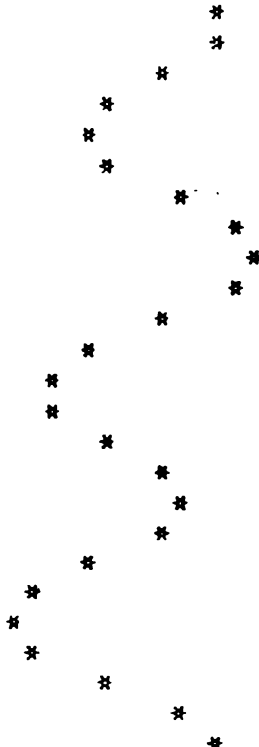


F1 = +0.2311 F3 = -1.0655 GAMA=-89.8406

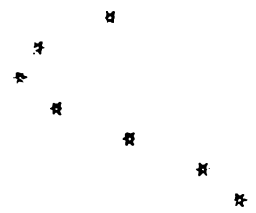




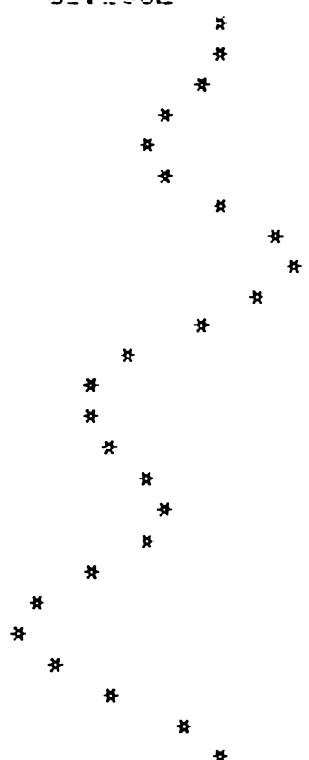
..... I = +0.40 .....  
F1 = +0.4655 F3 = +0.9714 GAMMA=188.6934



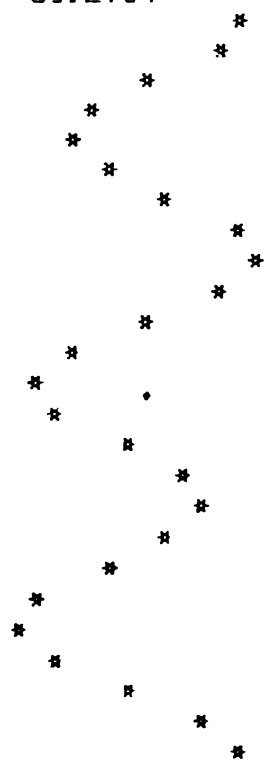
F1 = +0.3056 F3 = -1.0419 GAMMA=-83.6282



..... I = +0.50 .....  
F1 = +0.7370 F3 = +0.7516 GAMA=+83.5002

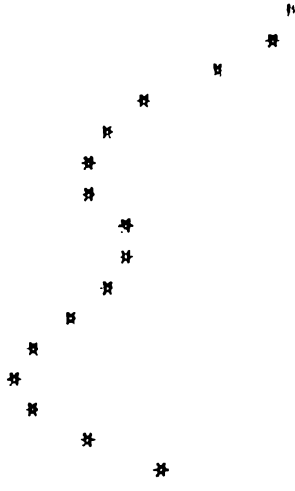


F1 = +0.3839 F3 = -1.0111 GAMA=-89.2704

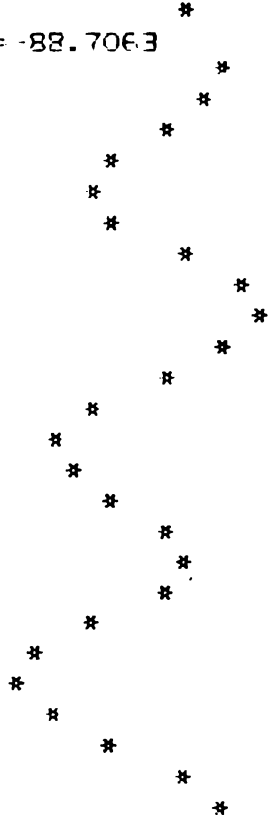


..... I = +0.60 .....  
F1 = +0.3838 F3 = +0.6111 GAMA=+77.6302

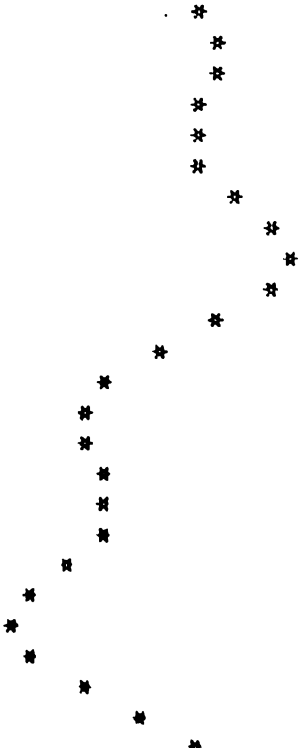




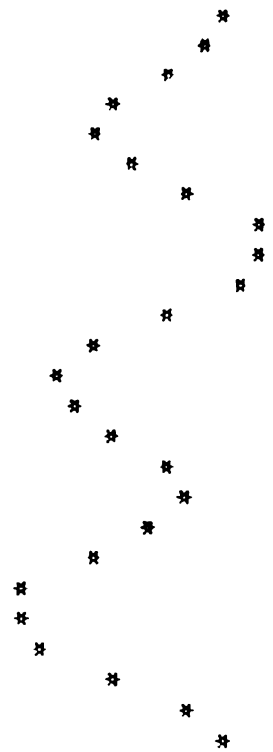
F1 = +0.4647 F3 = -0.9719 GAMA=-88.7063



-----  
 ..... I = +0.70 .....  
 F1 = +1.0933 F3 = +0.5445 GAMA=+73.6110



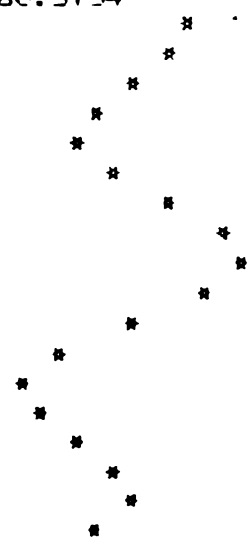
F1 = +0.5507 F3 = -0.9278 GAMA=-87.8478

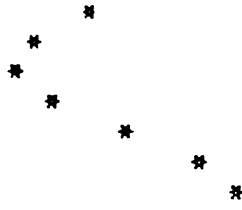


..... I = +0.80 .....  
F1 = +1.1636 F3 = +0.5020 GAMA=+70.2010



F1 = +0.6432 F3 = -0.8628 GAMA=-86.5734





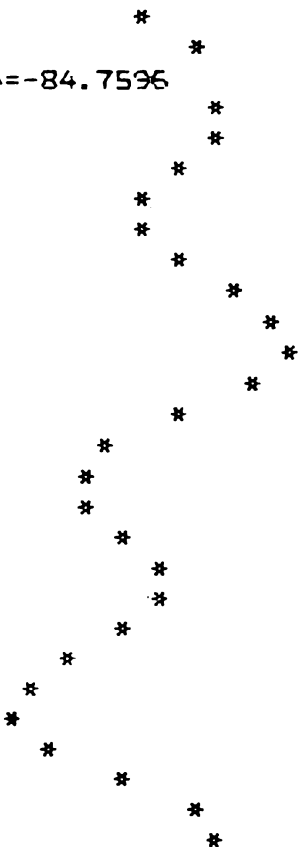

---

..... I = +0.30 .....

F1 = +1.2322 F3 = +0.4717 GAMA=+67.1712



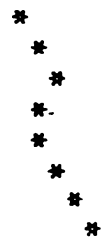
F1 = +0.7414 F3 = -0.7928 GAMA=-84.7596



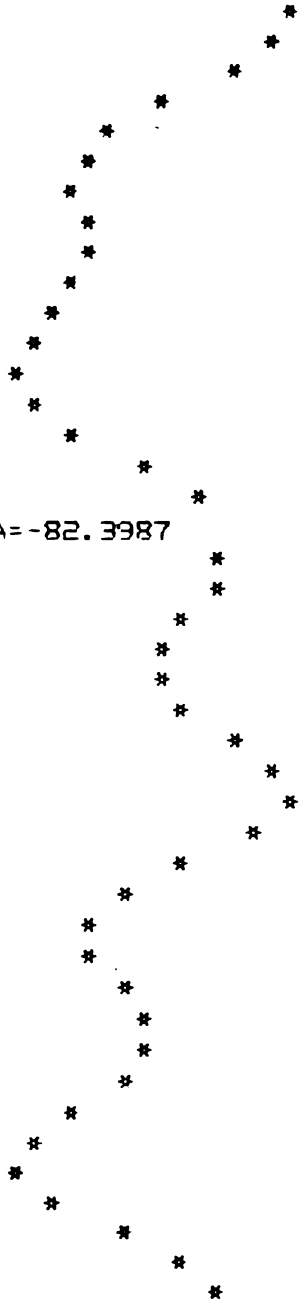

---

..... I = +1.00 .....

F1 = +1.2864 F3 = +0.4488 GAMA=+64.4044



F1 = +0.8401 F3 = -0.7194 GAMA=-82.3987



## PROIECTAREA TRIPLORULUI UTILIZIND CALCULATORUL

I PI=CR:

```

1.  C
2.  EXTERNAL NTREPTF
3.  DIMENSION F(3),FC(2),TAR(2),Q(2)
4.  COMMON/DOI/ U1,U2N,XI2N,F1,F2,M,UJF,COSFI,DA,RJM,XKT,XNM],XNM2,XKU]
5.  COMMON/TRI/SN,COL,IPACIRF
6.  COMMON/UMI/ F,FKU,GAMFF,ROCU,GAMCU,XFE,GT,FC,TAR,XK1,XK11,XNMILT
7.  C ,NREF,NRES,
8.  C ,NT,QT
9.  333 READ(105,444,FND=555)TUF
10. 444 FORMAT(F10.0)
11. CALL INTRARE
12. WRITE(108,800)GT
13. 800 FORMAT(1X,' 3.1.CALCULUL DE PROIECTARE'// ' 3.1.1.MULTIPLICATOR D
14. CE TIC SPINELLI'// ' 3.1.2.SE ALEGE TOLA DE GROSIME GT',F13.6,'CM')
15. I=2
16. LUP=1
17. SC=F(I)*(COSFI+SIN(0.32))*SN
18. WRITE(108,1)SC
19. 1 FORMAT(1X,' 3.1.3. PUTREA REACTIVA A CONDENSATORULUI'//11X.
20. C 'SC=',F13.6,' KVA')
21. WRITE(108,2) XI2N
22. 2 FORMAT(1X,' 3.1.4. CURENTUL PPIN CONDENSATOR'//11X,'IK=',F13.6
23. C ' A')
24. UKS=U2N*F(I)
25. WRITE(108,3) UKS
26. 3 FORMAT(1X,' 3.1.5. TENSIUNEA PE CONDENSATOR (COMPENSATIE SERIE)'
27. C //11X,'UKS=',F13.6,' V')
28. C1=1.6*XI2N **2*10.**2/(F2* SC)
29. WRITE(108,4)C1
30. 4 FORMAT(1X,' 3.1.6. CAPACITATEA CONDENSATORULUI SERIE'//11X.
31. C 'C1=',F13.6,' MICROFAPA7I')
32. C2=(C1/(1.+4*3.14159**2*F2**2*(C1*0.00001)**2*(U2N/XI2N)**2))
33. WRITE(108,5)C2
34. 5 FORMAT(1X,' 3.1.7.CAPACITATEA CONDENSATORULUI PARALEL'//11X.
35. C 'C2=',F13.6,' MICROFAPA7I')
36. WRITE(108,6)
37. 6 FORMAT(1X,' 3.2.CALCULUL FLAMENTULUI ELECTROMAGNETIC')
38. SU= SN*SQRT(DA)/(M*FKU)
39. WRITE(108,7)SU
40. 7 FORMAT(1X,' 3.2.1.PUTREA DE UTILIZARE' //11X,'SU=',F13.6.
41. C ' KVA')
42. 499 PROD=(1.F3* SU*GAMCU/(F1*XK1*RJM*GAMFF))**(4./7.)*(ROCU*1.E+10/
43. C (XKT* QT*NT **2)**(2./7.))
44. I=1
45. Q(I)=FC(I)*PROD
46. WRITE(108,8) TAR(I),Q(I),PROD
47. 8 FORMAT(1X,' 3.2.2.SECTIUNEA MIFZULUI COLOANEI'//11X,'Q(1,A4,')=
48. C 'F13.6,' CMP',5X,'PROD=' ,F13.6,' CMP')
49. I=I+1
50. IF(I.FQ.2) GO TO 9
51. IO=(Q(1)+Q(2))/2.
52. WRITE(108,10)IO
53. 10 FORMAT(9X,'SECTIUNEA MEDIE: Q=',F13.6 )
54. GO TO(111,222),LUP
55. 111 CALL TREPTE(SN,XFE,GT,COL,IO)
56. GO TO 88

```

I PI=CR:

```

56. 222 GO TO (100,101,102,103,104,105)NTRFP
57. 100 DELTO=0.
58. GO TO 106
59. 101 DELTO=0.1*IO
60. GO TO 106
61. 102 DELTO=0.12*IO
62. GO TO 106
63. 103 DELTO=0.16*IO
64. GO TO 106
65. 104 DELTO=0.2*IO
66. GO TO 106
67. 105 DELTO=0.24*IO
68. 106 IO=IO+DELTO
69. WRITE(108,10)IO
70. CALL TREPTE2(SN,XFE,GT,COL,IO,NT,DELTO)
71. 88 GO TO (77,1000),LUP
72. 77 IF(IPACIRF)200,1000,200

```

```

73. 200 WRITE (108,172)
74. 172 FORMAT(3X,'RACIPIE FORTATA'//OY,'SE RECALCULEAZA ELEMENTELE COL.1)
75. LUP=LUP+1
76. CALL INTRAPR(SN,INTRPR)
77. AT=(CONTRPR-2)
78. GO TO 999
79.
80. C
81. 1000 W1=0.22*U1F/(F1*XNM1 * YK1 *R1M * IQ) *1.F4
82. W1P1=W1+0.1*W1
83. W1P2=W1-0.1*W1
84. WRITE (108,16) W1,W1P1,W1P2
85. 16 FORMAT(1X,' 3.2.10.NUMARUL DE SPIRE IN PRIMAR'//11X,'W1='
86. C F13.6,' W1P1=' F13.6,' W1P2=' F13.6)
87. W2=U1*YNM1*U2N/(XNM2*YK11 * U1F)
88. W2P1=W2+0.1*W2
89. W2P2=W2-0.1*W2
90. WRITE (108,17) W2,W2P1,W2P2
91. 17 FORMAT(1X,' 3.2.11. NUMARUL DE SPIRE IN SECUNDAR'//11X,
92. C W2=' F13.6,' W2P1=' F13.6,' W2P2=' F13.6 )
93. CI2=XT2N*SQRT(DA)
94. WRITE (108,18) CI2
95. 18 FORMAT(1X,' 3.2.12.CURRENTUL MEDIU IN SECUNDAR'//11X,'I2='
96. C F13.6,' A)
97. CI1=YK11*CI2*W2/W1
98. WRITE (108,19) CI1
99. 19 FORMAT(1X,' 3.2.13.CURRENTUL IN HORINA PRIMARA'//11X,'I1='
100. C F13.6,' A)
101. CALL SIRMA1(CI1,CI2)
102. WTC=XNMULT*W2P1
103. W3=WTC-W2P1
104. W3P=W3+0.2*W3
105. WRITE (108,20) WTC,W3,W3P
106. 20 FORMAT(1X,' 3.2.18.CALCULUL HORINAJULUI PENTRU CONDENSATOR'//
107. C 1X,' 3.2.18.1.NUMARUL DE SPIRE TOTAL'//11X,'WTC=' F13.6,' SPIR
108. C F13.6,' 3.2.18.2.NUMARUL DE SPIRE AL HORINAJULUI DE CONDENSATOR'//
109. C 11X,'W3=' F13.6,' SPIRE'//11X,'W3P=' F13.6,' SPIRE PRI7A' )
110. WUC=WTC*U2N/W2P1
111. WRITE (108,21) WUC

```

IP1=CR1

```

111. 21 FORMAT(3X,'3.2.18.3.TENSIUNEA LA BORNILE HORINAJULUI DE CONDENSATO
112. C'//11X,'WUC=' F13.6,' V)
113. C2R=C2*(W2P1/WTC)**2
114. WRITE (108,22) C2R
115. 22 FORMAT(1X,' 3.2.18.4.CAPACITATEA PARALEL DE FERONANTA'
116. C //11X,'C2RE7=' F13.6,' MF)
117. XCOND=10.**6/(2*3.14159*150.*C2R)
118. WRITE (108,23) XCOND
119. 23 FORMAT(1X,'3.2.18.5.IMPEDANTA CONDENSATORULUI'//11X,'XCOND='
120. C F13.6,' OHM)
121. XI3=U1C/XCOND
122. WRITE (108,24) XI3
123. 24 FORMAT(1X,' 3.2.18.6.CURRENTUL PRIN CONDENSATOR'//11X,'I3='
124. C F13.6,' A)
125. CALL SIRMA2(XI3)
126. GO TO 333
127. 555 STOP
128. END
129.
130. BLOCK DATA
131. DIMENSION F(3),FC(2),TAR(2)
132. COMMON/UNII/F,EK11,GAMFF,ROCU,GAMCU,XFF,GT,FC,TAR,XK1,XK11,XNMULT
133. C ,NREF,NRES, NT,OT
134. DATA F/1.2,1.4,1.6/,EK11/0.5/,GAMFF,ROCU,GAMCU/7.65,0.0214E-6,8.9/
135. DATA XFF,GT/0.9,0.035/,FC/5.3,6.2/,TAR/RHMIN MAX /,XK1/1/
136. DATA XK11/1.7/,XNMULT/6./,NREF,NRES/3.1/
137. C , NT/1/,OT/360/
138. END
139. SUBROUTINE INTRAPR
140. DIMENSION F(3),FC(2),TAR(2)
141. COMMON/UNII/F,EK11,GAMFF,ROCU,GAMCU,XFF,GT,FC,TAR,XK1,XK11,XNMULT
142. C ,NREF,NRES, NT,OT
143. COMMON/DOI/U1,U2N,XI2N,F1,F2,M,U1F,COSFI,DA,R1M,XKT,XNM1,XNM2,XK11
144. COMMON/TRI/SN,COL,IPACIPE
145. 1 FORMAT(5F10.0,I3)
146. READ(105,1)U1,U2N,XI2N,F1,F2,M
147. READ(105,1)U1F,COSFI,DA,R1M,COL,IPACIPE
148. READ(105,1)XKT,XNM1,XNM2,XK11
149. SN=U2N*XI2N*0.001
150. WRITE (108,55)
151. WRITE (108,2)U1,U2N,XI2N,SN,F1,F2
152. 55 FORMAT(//1X,I32(1H=)//)
153. 2 FORMAT(1X,' 1.DATELE INITIALE PROIECTIE'//11X,'U1INTP=' F13.6,' V'//
154. C 11X,'U2N=' F13.6,' V'//11X,'XI2N=' F13.6,' A'//11X,' SN=' F13.6,' KVA
155. C //11X,'F1=' F13.6,' H7'//11X,'F2=' F13.6,' H7)
156. WRITE (108,3)M,NREF,NRES,COSFI,DA
157. 3 FORMAT(1X,' 2.DATELE CONFORM METODEI DE PROIECTARE'//1X,' 2.1.FAC
158. C TORIUL DE MULTIPLICARE'//11X,'M=' I2/1X,' 2.2.NUMARUL DE FAZE A TEN
159. C SIONII DE INTRARE SI DE IESIRE'//11X,'M1=' I2/11X,'M2=' I2/1X,' 2.
160. C 3.FACTORIUL DE PUTERE IN SARCINA'
161. C //11X,'COSFI=' F13.6/1X,' 2.4.DURAT
162. C A DE PUTERE IN FUNCTIILE'//11X,'DA=' F13.6)

```



```

162. RETURN
163. END
164. SUBROUTINE TREPTE (SN,XFF,GT,COL,IO)
165. DIMENSION C(6,6),FUMPL(6),A(6),R(6),XNA(6),XNTA(6)

```

3.

IP1=CR1

```

166. C   PENTRU ORICE NR DE TREPTE (MAX 6), SE POATE FOLOSI C (NTRP,TR1...NTRP)
167. DATA C(1,1),C(2,1),C(2,2),C(3,1),C(3,2),C(3,3),C(4,1),C(4,2),C(4,3)
168. C(4,4),C(5,1),C(5,2),C(5,3),C(5,4),C(5,5),C(6,1),C(6,2),C(6,3),
169. C(6,4),C(6,5),C(6,6)/0.707,0.85,0.525,0.905,0.707,0.424,0.935,0.8,
170. C(0.6,0.355,0.95,0.847,0.707,0.532,0.312,0.955,0.87,0.77,0.64,0.495,
171. C(0.3/FUMPL/0.637,0.787,0.851,0.886,0.910,0.93/
172. 100 WRITE(108,101)
173. 101 FORMAT(1X,8X'RAPACE NATURALA')
174. CALL NTRPTE(SN,NTRP)
175. D=SQRT(4*IQ/(3.14159*FUMPL(NTRP)*XFF))
176. ID=D+1
177. WRITE(108,80)NTRP,D,ID
178. R0 FORMAT(1X,' 3.2.3. NUMARUL DE TREPTE'/11X,'NTRPTE='/,I2/1X,' 3.2.
179. C4. DIAMETRUL CERCIULUI CIRCUMSCRIS MIEZULUI'/11X,'D='/,F13.6,' CM',
180. C10X,'POTINJIT ID='/,I4,' CM')
181. WRITE(108,81)(NTRP,L,C(NTRP,L),L=1,NTRP)
182. R1 FORMAT(1X,' 3.2.5. DIMENSIUNILE TREPTEI PT RAZA UNITARA ' (/11X
183. C',C(1,I2,'/,I2,')=',F13.6))
184. DO R2 I=1,NTRP
185. A(I)=C(NTRP,I)*ID
186. R2 CONTINUE
187. WRITE(108,83)(I,A(I),I=1,NTRP)
188. R3 FORMAT(' 3.2.6. LATIMFA TOLFI ',(/11X,'A(',I2,')='/,F13.6,' CM'))
189. DO R4 I=1,NTRP
190. R(I)=SQRT(ID**2-A(I)**2)
191. R4 CONTINUE
192. WRITE(108,85)(I,R(I),I=1,NTRP)
193. R5 FORMAT(1X,' 3.2.7. GROSIMEA PACHETULUI DE TOLE ',(/11X,'R(',I2,
194. C')='/,F13.6,' CM'))
195. XN0=XFF/GT
196. WRITE(108,11)XN0
197. 11 FORMAT(1X,' 3.2.8. NUMARUL TOLELOR PE CM '/11X,'N0='/,F13.6,
198. C' (TOLE/CM)')
199. XNA(1)=R(1)*XN0
200. NTR=NTRP-1
201. DO R7 I=1,NTR
202. XNA(I+1)=(R(I+1)-R(I))*XN0
203. R7 CONTINUE
204. DO R8 I=1,NTRP
205. XNTA(I)=XNA(I)*COL
206. R8 CONTINUE
207. DO 13 I=1,NTRP
208. WRITE(108,12)I, I,XNA(I)
209. 12 FORMAT(1X,' 3.2.9. NUMARUL TOLELOR DE LATIME A(',I2,')',
210. C' XNA(',I2,')='/,F13.6)
211. 13 CONTINUE
212. DO 14 I=1,NTRP
213. WRITE(108,15)I, I,XNTA(I)
214. 15 FORMAT(1X,' 3.2.9. NUMARUL TOTAL DE TOLF DE LATIME A(',I2,')',
215. C' XNA(',I2,')='/,F13.6)
216. 14 CONTINUE
217. RETURN
218. END
219. SUBROUTINE TREPTE2(SN,XFE,GT,COL,IO,NT,DELTO)
220. DIMENSION RET(6)

```

IP1=CR1

```

221. DIMENSION C(6,6),FUMPL(6),A(6),R(6),XNA(6),XNTA(6)
222. C   PENTRU ORICE NR DE TREPTE (MAX 6), SE POATE FOLOSI C (NTRP,TR1##NTRP)
223. DATA C(1,1),C(2,1),C(2,2),C(3,1),C(3,2),C(3,3),C(4,1),C(4,2),C(4,3)
224. C(4,4),C(5,1),C(5,2),C(5,3),C(5,4),C(5,5),C(6,1),C(6,2),C(6,3),
225. C(6,4),C(6,5),C(6,6)/0.707,0.85,0.525,0.905,0.707,0.424,0.935,0.8,
226. C(0.6,0.355,0.95,0.847,0.707,0.532,0.312,0.955,0.87,0.77,0.64,0.495,
227. C(0.3/FUMPL/0.637,0.787,0.851,0.886,0.910,0.93/
228. CALL NTRPTE(SN,NTRP)
229. D=SQRT(4*IQ/(3.14159*FUMPL(NTRP)*XFE))
230. ID=D+1
231. WRITE(108,80)NTRP,D,ID
232. R0 FORMAT(1X,' 3.2.3. NUMARUL DE TREPTE'/11X,'NTRPTE='/,I2/1X,' 3.2.
233. C4. DIAMETRUL CERCIULUI CIRCUMSCRIS MIEZULUI'/11X,'D='/,F13.6,' CM',
234. C10X,'POTINJIT ID='/,I4,' CM')
235. WRITE(108,81)(NTRP,L,C(NTRP,L),L=1,NTRP)
236. R1 FORMAT(1X,' 3.2.5. DIMENSIUNILE TREPTEI PT RAZA UNITARA ' (/11X
237. C',C(1,I2,'/,I2,')=',F13.6))
238. DO R2 I=1,NTRP
239. A(I)=C(NTRP,I)*ID
240. R2 CONTINUE
241. WRITE(108,83)(I,A(I),I=1,NTRP)
242. R3 FORMAT(' 3.2.6. LATIMFA TOLFI ',(/11X,'A(',I2,')='/,F13.6,' CM'))
243. DO R4 I=1,NTRP

```

```

244.      R(I)=SQRT(I0**2-A(I)**2)
245.      *4 CONTINUE
246.      WRITE(108,85)(I,R(I),I=1,NTREF)
247.      *5 FORMAT(1X,' 3.2.7.GROSIMEA PACHETULUI DE TOLE ',(/11X,'R(',I2,
248.      C')=',F13.6,' CM')
249.      SUM=0.
250.      DO 777 I=2,NTREF
251.      SUM=SUM+2*A(I)
252.      777 CONTINUE
253.      DELT=DELTO/SUM
254.      WRITE(108,120)DELT
255.      120 FORMAT(9X,'DELTA=',F13.6,' CM')
256.      RET(1)=R(1)
257.      NTR=NTREF-1
258.      DO 778 I=1,NTR
259.      RET(I+1)=R(I+1)-2*DELT*I
260.      778 CONTINUE
261.      WRITE(108,121)(I,R(I),I=1,NTREF)
262.      121 FORMAT(9X,'GROSIMEA EFECTIVA A PACHETULUI DE TOLE ',(/11X,'RET(',
263.      C'I2,')=',F13.6,' CM')
264.      XN0=XFE/GT
265.      WRITE(108,11)XN0
266.      11 FORMAT(1X,' 3.2.8.NUMARIUL TOFLOR PE CM ',/11X,'XN0=',F13.6,
267.      C' ',(TOLE/CM)')
268.      XNA(1)=RET(1)*XN0
269.      DO 87 I=1,NTR
270.      XNA(I+1)=(RET(I+1)-RET(I))*XN0
271.      87 CONTINUE
272.      DO 88 I=1,NTREF
273.      XNTA(I)=XNA(I)*COL
274.      88 CONTINUE
275.      DO 13 I=1,NTREF

```

•(P)=CR:

```

276.      WRITE(108,12)I, I,XNA(I)
277.      12 FORMAT(1X,' 3.2.9.NUMARIUL TOFLOR DE LATIME A(',I2,')',
278.      C' ',XNA(',I2,')=',F13.6)
279.      13 CONTINUE
280.      DO 14 I=1,NTREF
281.      WRITE(108,15)I, I,XNTA(I)
282.      15 FORMAT(1X,' 3.2.9.NUMARUL TOTAL DE TOLE DE LATIME A(',I2,')',
283.      C' ',XNA(',I2,')=',F13.6)
284.      14 CONTINUE
285.      RETURN
286.      END
287.      SUBROUTINE SIRMA
288.      ENTRY SIRMA1(CI1,CI2)
289.      DATA XJ1,XJ2/3.,4./
290.      WRITE(108,1) XJ1,XJ2
291.      1 FORMAT(1X,' 3.2.14.DENSITATEA DE CURENT PROPIUSA',/11X,'J1=',F13.6,
292.      C' A/MMP',/11X,'J2=',F13.6,' A/MMP')
293.      S1=CI1/XJ1
294.      S2=CI2/XJ2
295.      FI1=SQRT(4.*S1/3.14)
296.      FI2=SQRT(4.*S2/3.14)
297.      WRITE(108,2)S1,FI1,S2,FI2
298.      2 FORMAT(1X,' 3.2.15.CALCULUL SECTIUNII CONDUCTORULUI',/11X,'PRIMAR
299.      C' S1=',F12.6,' MMP',', DIAMETRUL=',F12.6,' MM',/11X,'SECUNAR
300.      C' S2=',F12.6,' MMP',', DIAMETRUL=',F12.6,' MM')
301.      RETURN
302.      ENTRY SIRMA2(XI3)
303.      DATA XJ3/3.3/
304.      WRITE(108,3)XJ3
305.      3 FORMAT(1X,' 3.2.18.7.DENSITATEA DE CURENT IN ROBINA CONDENSATOR ',
306.      C'/11X,'J3=',F13.6,' A/MMP')
307.      S3=XI3/XJ3
308.      FI3=SQRT(4.*S3/3.14)
309.      WRITE(108,4)S3,FI3
310.      4 FORMAT(1X,' 3.2.18.8.SECTIUNEA SIRMII PENTRU CONDENSATOR',/11X,
311.      C' S3=',F13.6,' MMP', ' DIAMETRUL=',F13.6,' MM')
312.      RETURN
313.      END
314.      SUBROUTINE NTRFTE(SN,NTREF)
315.      DIMENSION A(6)
316.      DATA A/3.,15.,25.,35.,45.,5000./
317.      IF(SN.LE.A(1))NTRFTE=1
318.      DO 5 I=1,5
319.      IF ((A(I) .LT.SN).AND.( SN.LE.A(I+1)))NTRFTE=I+1
320.      5 CONTINUE
321.      RETURN
322.      END

```

## PROGRAM : CIRCUITE APERIODICE

I P1=CR:

```

1.
2.
3.
4. C L P1=CR:
5.   PROGRAMUL PRINCIPAL
6.   INTEGER TAROI(10),TAROF(10),TARRI(10),TARRF(10)
7.   EXTERNAL CALCUL
8.   100 READ(105,1111,END=1000)XC,XL
9.   1111 FORMAT(2F10,0)
10.  WRITE(108,2222)
11. 900) FORMAT(1X,///'CIRCUIT PARALEL-SERIE'/)
12.  WRITE(108,105) XC,XL
13. 105 FORMAT(1H,'C=' ,F20.8 /1H,'L=' ,F20.8 )
14.  CALL OMEGAZER(XL,XC,OMGA)
15.  CALL PEZER(XL,XC,RAP)
16.  IF((OMGA.LT.10..OR.OMGA.GT.1.E+8).OR.(RAP.LT.10..OR.RAP.GT.1.E+8))
17. 1 STOP 2
18.  CALL LIMCALC(OMGA,TAROI,TAROF,KAPP1,KAPP2,IPASO,LIM03,LIM04)
19.  CALL LIMCALC(RAP,TARRI,TARRF,KRON1,KRON2,IPASR,LIM3,LIM4)
20.  DO 10 N=1,KAPP1
21.  OMG=TAROI(N)
22.  CALL ZEDER(OMG,TARRI,TARRF,KRON1,KRON2,IPASR,LIM3,LIM4,XL,XC,CALCU
23. 1L)
24. 10 CONTINUE
25.  DO 20 N=LIM03,LIM04,IPASO
26.  OMG=N
27.  CALL ZEDER(OMG,TARRI,TARRF,KRON1,KRON2,IPASR,LIM3,LIM4,XL,XC,CALCU
28. 1L)
29. 20 CONTINUE
30.  DO 30 N=1,KAPP2
31.  OMG=TAROF(N)
32.  CALL ZEDER(OMG,TARRI,TARRF,KRON1,KRON2,IPASR,LIM3,LIM4,XL,XC,CALCU
33. 1L)
34. 30 CONTINUE
35.  GO TO 100
36. 1000 STOP
37.  END
38. C SUBROUTINE OMEGAZER(PL,PC,OMGA)
39.   CALCULEAZA FRECVENTA DE REZONANTA
40.   OMGA=SQRT(1./(PL*PC))
41.   FPEZ=OMGA/(2*3.14159)
42.   WRITE(108,1)OMGA,FPEZ
43. 1 FORMAT(1H,'OMEGA REZONANTA=' ,F20.8 ,5X,'FRECVENTA REZONANTA=' ,F20
44. 1.8)
45.  RETURN
46. C
47.   END
48. C SUBROUTINE PEZER(PL,PC,RAP)
49.   CALCULEAZA R DE REZONANTA APERIODICA
50.   RAP=SQRT(PL/PC)
51.   WRITE(108,1)RAP
52. 1 FORMAT(1H,'REZISTENTA DE REZONANTA APERIODICA=' ,F20.8 )
53.  RETURN
54. C
55.   END
56.   SUBROUTINE LIMCALC(VAL,TI,TF,K1,K2,IP,L3,L4)

```

I P2=CR:

```

57. C
58.   INTEGER TI(10),TF(10)
59.   SUBROUTINA DE CALCUL A LIMITFLOP
60.   I=1
61.   K1=0
62.   K2=0
63.   DO 99 J=1,9
64.   A=5*10**(J-1)
65.   IF(VAL/A.LE.1.)GO TO 100
66.   TI(I)=10**(I-1)
67.   K1=I
68.   I=I+1
69. 99 CONTINUE
100  IVAL=VAL
101  YD=10**(I-2)

```

```

70.      L3=IVAL-4*IP
71.      L4=IVAL+4*IP
72.      K=1
73.      9 IF (I.GT.9) RETURN
74.      TF(K)=10**I
75.      K2=K
76.      K=K+1
77.      I=I+1
78.      GO TO 9
79.      END
80.      SUBROUTINE ZEDER(OMG,TI,TF,K1,K2,IP,L3,L4,RL,RC,CALCUL)
81.      INTEGER TI(10),TF(10)
82.      FREQV=OMG/(2*3.14159)
83.      WRITE(108,40)OMG,FREQV
84.      40 FORMAT('0',132(' ')//1H , 'OMEGA=' ,F20.8 ,20X, 'FRECVENTA=' ,F20.8 //)
85.      NR=1
86.      DO 10 N=1,K1
87.      R=TI(N)
88.      CALL CALCUL(OMG,R,RL,RC,NR)
89.      NR=NR+1
90.      10 CONTINUE
91.      DO 20 N=L3,L4,IP
92.      R=N
93.      CALL CALCUL(OMG,R,RL,RC,NR)
94.      NR=NR+1
95.      20 CONTINUE
96.      DO 30 N=1,K2
97.      R=TF(N)
98.      CALL CALCUL(OMG,R,RL,RC,NR)
99.      NR=NR+1
100.     30 CONTINUE
101.     RETURN
102.     C
103.     END
104.     SUBROUTINE CALCUL(OMG,P,RL,RC,NR)
105.     COMPLEX A,R,7
106.     A=CMPLX(R**2+RL/RC,R*(OMG*RL-1./(OMG*RC)))
107.     R=CMPLX(2.*R,OMG*RL-1./(OMG*RC))
108.     Z=A/R
109.     ZMD=CABS(Z)
110.     FA7A=ATAN2(AIMAG(Z),REAL(Z))

101=CR:

111.     W=1./ZMD
112.     WRITE(108,1)NR,R,7,ZMD,FA7A,W
113.     1 FORMAT(1H ,12,2X,'R=' ,F20.8 ,3X,'SP',F15.8,'+J*',F15.8,3X,'MODUL='
114.     1,F15.8,3X,'FA7A=' ,F15.8,3X,'W=' ,F15.8)
115.     A=CMPLX(2.*R*RL/RC,R**2*(OMG*RL-1./(OMG*RC)))
116.     R=CMPLX(R**2+RL/RC,R*(OMG*RL-1./(OMG*RC)))
117.     Z=A/R
118.     ZMD=CABS(Z)
119.     FA7A=ATAN2(AIMAG(Z),REAL(Z))
120.     W=1./ZMD
121.     WRITE(108,2)NR,R,7,ZMD,FA7A,W
122.     2 FORMAT(1H ,12,2X,'R=' ,F20.8 ,3X,'PS',F15.8,'+J*',F15.8,3X,'MODUL='
123.     1,F15.8,3X,'FA7A=' ,F15.8,3X,'W=' ,F15.8)
124.     RETURN
125.     END
126.     LINK

```

PROGRAM SECUNDAR,CIRCUITE APERIOLICE.

101ECP1

```

1.      COMPLEX Y,A,R
2.      10  FORMAT(3F16.10)
3.      1  FRECV=50.
4.      2  OMG=FRECV*2*3.14159
5.      3  READ(105,10,END=100)HL,CF,RF
6.      4  WRITE(108,11)
7.      5  11  FORMAT(' ', 'VARIAZA R (DE LA 100,LA 100100,CU PASUL 10000)OHM
8.      6  DO 50 IR=100,100100,10000
9.      7  R=IR
10.     8  CALL ALPHA(R,RF,OMG,HL,CF,FRECV)
11.     9  CALL BETA(R,RF,OMG,HL,CF,FRECV)
12.    10  CONTINUE
13.    11  READ(105,10)R,CF,RF
14.    12  WRITE(108,12)
15.    13  12  FORMAT(' ', 'VARIAZA L (DE LA 0.5,LA 2.5,CU PASUL 0.2)HENRY')
16.    14  DO 60 L=5,25.2
17.    15  HL=L/10.
18.    16  CALL ALPHA(R,RF,OMG,HL,CF,FRECV)
19.    17  CALL BETA(R,RF,OMG,HL,CF,FRECV)
20.    18  60  CONTINUE
21.    19  READ(105,10)HL,R,RF
22.    20  WRITE(108,13)
23.    21  13  FORMAT(' ', 'VARIAZA C (DE LA 1,LA 10,CU PASUL 1)MICROFARAD')
24.    22  DO 70 MF=1,10
25.    23  CF=MF/1000000.
26.    24  CALL ALPHA(R,RF,OMG,HL,CF,FRECV)
27.    25  CALL BETA(R,RF,OMG,HL,CF,FRECV)
28.    26  70  CONTINUE
29.    27  FRECV=FRECV*5
30.    28  IF (FRECV.LE.1250) GO TO 5
31.    29  100 STOP
32.    30  END
33.    31  SUBROUTINE ALPHA(R,RF,OMG,HL,CF,FRECV)
34.    32  COMPLEX Y,A,R
35.    33  A=CMPLX(R**2+HL/CF,R*(OMG*HL-1./(OMG*CF)))
36.    34  R=CMPLX(2.*R,OMG*HL-1./(OMG*CF))
37.    35  Y=A/R
38.    36  YMD=CABS(Y)
39.    37  FA7A=ATAN2(AIMAG(Y),REAL(Y))
40.    38  V=1./YMD
41.    39  WRITE(108,25) FRECV,Y,YMD,FA7A,V
42.    40  25  FORMAT(' ', 'HERTZ=',F6.0,1X,'Y(SP)=' ,E22.12,'+J',E22.12,1X,
43.    41  * 'M=',E22.12,'F=' ,E22.12,1X,E16.7)
44.    42  RETURN
45.    43  END
46.    44  SUBROUTINE BETA(R,RF,OMG,HL,CF,FRECV)
47.    45  COMPLEX Y,A,R
48.    46  A=CMPLX(2.*R*HL/CF,R**2*(OMG*HL-1./(OMG*CF)))
49.    47  R=CMPLX(R**2+HL/CF,R*(OMG*HL-1./(OMG*CF)))
50.    48  Y=A/R
51.    49  YMD=CABS(Y)
52.    50  FA7A=ATAN2(AIMAG(Y),REAL(Y))
53.    51  V=1./YMD
54.    52  WRITE(108,26) FRECV,Y,YMD,FA7A,V
55.    53  26  FORMAT(' ', 'HERTZ=',F6.0,1X,'Y(PS)=' ,E22.12,'+J',E22.12,1X,

```

101ECP1

```

56.    * 'M=',E22.12,'F=' ,E22.12,1X,E16.7)
57.    RETURN
58.    END

```