

INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VUIA" TIMISOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA

Ing. IOAN BALACI

CONTRIBUTII LA STUDIUL FUNCTIONARII ACTIONARILOR
ELECTRICE CU MASINI ALIMENTATE PRIN VARIATOARE DE
TENSIVNE CONTINUA

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

CONDUCTOR ȘTIINȚIFIC :
Prof.dr.ing. Eugen Sersein

- 1985 -

1316.101854
18-01-85
BIBLIOTECA CENTRALĂ
203-4

Introducere

Acționările electrice ale utilajelor industriale de cele mai diferite tipuri au cunoscut o dezvoltare permanentă și o perfecționare continuă sub raportul performanțelor tehnice, al reducerii consumului de energie, al conducerii și automatizării. Această evoluție a fost posibilă în special ca urmare a aplicării electronicii de putere și de comandă pentru realizarea surselor de alimentare cu energie electrică a acționărilor. În cele mai multe cazuri aceste surse nu folosesc energia electrică la parametri rețelelor electrice industriale, ele fiind cunoscute sub numele de convertizoare întrucât modifică unul sau mai mulți parametri ai energiei electrice de la intrare. Astfel de convertizoare sînt redresoarele, variatoarele de tensiune continuă și alternativă, invertoarele, etc. În structura acestora intervin dispozitive electronice de putere comandate și ne comandate precum și bobine și condensatoare, rezultînd o largă diversitate de scheme de convertizare care împreună cu alte elemente ale instalației electrice și electronice au dat naștere la un mare număr de soluții de acționare electrică, multe dintre ele pentru același tip de aplicații.

Lucrarea se ocupă cu cercetarea unor fenomene și fenomene din domeniul sistemelor de acționare cu motoare de c.c. alimentate prin variatoare de tensiune continuă și a avut ca principal obiectiv elaborarea unor noi metode de calcul a regimului staționar și tranzitoriu de pornire a acestor sisteme echipate cu motoare de c.c. cu excitație separată și serie. Din lucrare rezultă posibilitatea aprecierii prin calcul, în fază de proiect, a soluției de acționare adoptate și pe această bază alegerea variantei optime pentru schema de acționare a utilajului respectiv. Metodele prezentate în lucrare sînt în întregime aplicabile pe calculatoare, lucrarea conținînd și programele aferente, cu avantaje majore în ceea ce privește viteza de lucru și posibilitatea cunoașterii influenței diferiților factori asupra marimii studiate, astfel greu de evaluat sub aspect calitativ dar în special cantitativ.

În contextul actual și de perspectivă al evoluției intensiv-calitative a economiei naționale tematica lucrării a fost necesară și ce amare a unor aspecte specifice din domeniul instalațiilor de acționare, astfel :

- acționările electrice sînt consumatori importanți de energie electrică și adoptarea unor soluții cu consumuri reduse de energie sau materiale este o condiție esențială pentru noile instalații, care trebuie să răspundă și unor cerințe economice, iar opțiunile tehnico-economice este posibil doar prin cunoașterea concretă a rezultatelor care se obțin cu fiecare variantă de schemă ;

- procesele de producție actuale cer parametri calitativi ridicați care pot fi obținuți numai prin cunoașterea aprofundată a fenomenelor care au loc în instalațiile de acționare, a influenței unor factori specifici schemei ;

- dezvoltarea rapidă a unor noi tipuri de dispozitive semiconductoră cu performanțe ridicate, importante sînt pentru convertor și pentru întregul sistem, impen și realizarea unor metode de calcul pentru diferite mărimi ale schemei de acționare a căror valoare trebuie corelată cu datele de catalog ale dispozitivelor ;

- implementarea tot mai accentuată a microprocesoarelor în conducerea sistemelor de acționare cer de asemenea posibilități de evaluare a comportării sistemului în regimuri staționare și tranzitorii ;

- în literatură de specialitate, deși numeroasă, se găsesc informații dispersate din domeniul celor tratate în lucrare, unele din ele deduse cu diferite ipoteze simplificatoare și din anumite puncte de vedere.

Astfel s-a simțit nevoie unei trătări unitare care să permită calculul a cît mai multor mărimi în diferite regimuri de funcționare.

Faptul că o serie din consideranțele relevate mai sus sînt de mare actualitate rezultă și din analize Directivei Congresului al XIII-lea al Partidului Comunist român, care referitor la ridicarea nivelului tehnic și calitativ al produselor prevăd că: "... vor fi luate măsuri pentru modernizarea și reproiectarea produselor, asigurîndu-se creșterea duratei și siguranței în funcționare, reducerea greutateii și consumurilor specifice, sporirea randamentelor și diminuarea uzului pentru exploatare, întreținere și reparații : vor fi generalizate metodele moderne de

analiză și control ale calității, în proiectarea și fabricația produselor."

Față de cele arătate mai înainte rezultă că lucrarea de față prin tematica abordată răspunde unor necesități științifice și tehnice de mare însemnătate contribuind astfel la îndeplinirea sarcinilor trasate de partid și cercetărilor din domeniul acționărilor electrice.

Pentru prezentarea modului de realizare a obiectivelor arătate lucrarea a fost structurată în șase părți astfel :

După prezentarea listei de notații, în capitolul doi sînt analizate criteriile de clasificare și comparare a variatoarelor de tensiune utilizate în sistemele de acționări electrice. Se scoate în evidență diversitatea schemelor de variatoare stît din punct de vedere al dispozitivelor folosite, al funcționării și al reglării în schemă a diferitelor elemente componente. Importanța circuitului de comutație al fiecărei scheme rezultă și din tratarea criteriilor de comparare a diferitelor scheme, referitoare la timpul de polarizare inversă și la tensiunea medie de ieșire.

Autorul aduce contribuții originale referitor la sistematizarea criteriilor de clasificare din literatură și la compararea variatoarelor după tensiunea medie de ieșire. Acest capitol scoate în evidență că la aprecierea performanțelor unui sistem de acționare trebuie luat în considerare stît variatorul cît și sarcina acestuia mai ales atunci cînd curentul prin sarcină nu este stabilit doar de tensiunea aplicată, ci depinde și de alte mărimi cum este cazul motoarelor de c.c. cu sarcină.

Capitolul trei al lucrării prezintă și analizează aspecte particulare funcționale referitoare la solicitările termice, electrice și mecanice suplimentare ale motorului, la influența acestuia asupra variatorului, precum și la aspectele favorabile și nefavorabile ale utilizării în sistemele de acționare ale motoarelor cu excitație serie sau separată. Tot în acest capitol un alt grup de probleme se referă la metodele de calcul utilizate în studiul acționărilor cu variatoare. În ultimul paragraf al capitolului se prezintă ipotezele avute în vedere la cercetarea efectuată în lucrare bazată pe rezolvarea ecuațiilor diferențiale a circuitelor rezultate din funcționarea variatorului. Autorul are în acest capitol contribuții originale privind punerea în

evidență a principalelor probleme de care trebuie ținut seama în traterea domeniului abordat și privind unele aspecte de terminologie prin înlocuirea denumirii de regim cvasistaționar cu denumirea de regim cu valori medii constante care reflectă mai fidel realitatea fenomenelor în timpul funcționării.

Această parte a lucrării stabilește apăsător o legătură necesară între aspectele generale prezentate în capitolele doi și trei și studiul aprofundat din capitolele următoare.

În capitolul patru și lucrării sînt tratate, pe baza metodei de lucru alese, probleme privind acționările cu variatoare de tensiune continuă și motoare de c.c. cu excitație separată. Este calculat regimul de valori medii constante pentru sisteme cu acționare cu și fără considerarea intervalului de comutație al variatorului precum și regimul tranzitoriu de pornire. Se relevă de asemenea regimul de curent întrerupt și influența diferiților parametri ai schemei de acționare asupra acestui regim. Și în acest capitol, cel mai dezvoltat din lucrare, autorul aduce contribuții originale prin metodele de calcul pe care le propune și le aplică pentru stabilirea relațiilor de calcul a curentului și vitezei pe o perioadă de lucru a variatorului, a valorilor medii ale acestora în regim de curent neîntrerupt și întrerupt precum și mărimile la limite de funcționare cu curent neîntrerupt. Autorul a elaborat și o metodă de calcul numai a caracteristicilor mecanice artificiale și a limitei de curent neîntrerupt. Se remarcă faptul că această metodă poate fi aplicată utilizînd un calculator de buzunar spre deosebire de celelalte metode prezentate în această parte care utilizează programe de calcul în limbaj Fortran.

Alte contribuții originale se referă la metodele de studiu a regimului tranzitoriu de pornire, din care rezultă concluzii utile privind variația parametrilor de comandă ai variatorului pentru obținerea de regimuri de pornire optime. Metodele de calcul dezvoltate în această parte a lucrării sînt deosebit de utile avînd în vedere că acționările care folosesc motoare de c.c. cu excitație separată devin tot mai răspîndite, mai ales, în soluțiile moderne de acționare a mijloacelor de transport electrice, datorită unor avantaje pe care motoarele cu excitație separată le au față de cele cu excitație serie.

Întrucît în țară toate acționările electrice destinate mijloacelor de transport urban, interurban și uzinei folosesc motoare

cu excitație serie în capitolul cinci se dezvoltă o metodă de calcul a regimului cu valori medii constante aferente acestor acționări. Autorul aduce și în această parte contribuții originale în ce privește modul de tratare a caracteristicii intermediare $k\phi = f(i)$. Astfel se utilizează liniarizarea caracteristicii pe porțiuni, legate de valoarea medie a curentului prin motor, iar lățimea intervalului de liniarizare este dependentă de frecvența de comandă a variatorului.

Întreaga metodă de calcul este aplicabilă pe calculator, programul de calcul fiind, de asemenea, elaborat în lucrare.

În ultima parte a lucrării, capitolul șase, sînt investigate experimental pe un stand de laborator realizat în acest scop, caracteristici și fenomene descrise de metodele de calcul din capitolele anterioare. Se poate observa în toate cazurile o bună concordanță între măsurile calculate și cele măsurate ceea ce validează metodele de calcul propuse.

Trebuie menționat faptul că o parte a cercetărilor prezentate în lucrare s-au efectuat pe baza unui contract de cercetare și proiectare între Institutul politehnic "Traian Vuia" Timișoara și Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Utilaj minier, Lușni de ridicat și Transport uzinal (ICSITK) Timișoara, referitor la acționarea unui electro-motivator utilizînd variator de tensiune continuă și motoare serie de c.c.

Cu structura și problemele tratate lucrarea poate fi utilă tuturor acelor care sînt preocupați de analiză și optimizarea acționărilor cu motoare de c.c. utilizînd variatoare de tensiune continuă. Pe baza relațiilor deduse în lucrare pot fi calculate și alte marimi specifice acestor scheme; unele relații pot fi utile și în cazul unor scheme de acționare electrică ce utilizează alte tipuri de variatoare, care au însă același principiu de comutație ca și cel al tipului de variator considerat în lucrare.

Cu prilejul elaborării acestei lucrări autorul aduce mulțumiri tuturor celor care, în diferite forme, l-au sprijinit și ajutat în realizarea ei.

Învățăbului prof.dr.ing.Seraciu Eugen conducător științific, îi aduc mulțumirile mele profunde pentru colaborarea și îndrumarea pe care am primit-o pe parcursul elaborării și finalizării

rii lucrării. De asemenea sint recunoscător tov.prof.dr.ing.Țora
lean pentru sfaturile și îndemnurile adresate în dificila acti-
vitate de realizare a lucrării. Adac mulțumirile mele sincere și
tovarăgalui conf.dr.ing.Ţanasa Nicolae, șeful Colectivului de In-
stalații, care m-a sprijinit în realizarea părții practice a lu-
crării.

Timișoara, februarie 1985

1. LISTA SIMBOLICĂ DE NOTĂRI

- U - este tensiunea de alimentare a varistorului ;
- M_r - cuplul static rezistent la arborele motorului de c.c. considerat constant în timp ;
- J - momentul de inerție al acționării, raportat la arborele motorului ;
- K - constantă a maginii de c.c. cu excitație separată [827] ;
- $\tau = \frac{1}{f}$ - perioada de comandă a varistorului ;
- R - rezistența electrică totală din circuitul inductorului ;
- L - inductivitatea totală din circuitul inductorului ;
- $T_e = \frac{L}{R}$ - constanta electromagnetică a circuitului inductorului ;
- $T_m = \frac{Jsk}{K^2}$ - constanta electromecanică a motorului de c.c. cu excitație separată ;
- $I_r = \frac{M_r}{K}$ - curentul motorului în regim staționar corespunzător cuplului rezistent M_r ;
- α - durata relativă de funcționare a tiristorului principal al varistorului, $0 < \alpha < 1$;
- α_0 - durata relativă de conducție a varistorului, $\alpha < \alpha_0 < 1$;
- α_p - durata relativă de trecere a curentului prin varistor în regim de curent întrerupt, $\alpha_0 < \alpha_p < 1$;
- u - valoarea momentană a tensiunii la bornele sarcinii ;
- i - valoarea momentană a curentului prin sarcină ;
- $k = k \cdot i$ - cuplul la arbore dezvoltat de motorul de c.c. cu excitație separată ;
- Ω - valoarea momentană a vitezei unghiulare a motorului ;
- $\Omega_{med} \cdot I_{med}$ - valoarea medie pe o perioadă a vitezei unghiulare a motorului, respectiv a curentului prin motor ;
- $\Omega_{med} \cdot I_{med}$ - idem, la limita de funcționare cu curent neîntrerupt ;
- $I_u = \frac{U}{K}$ - curentul maxim al sarcinii varistorului la tensiunea de alimentare U ;

$\Omega_0 = \frac{U}{K}$ - viteză unghiulară de mers în gol ideal a motorului de c.c. cu excitație separată pe caracteristica mecanică naturală ;

$\Delta\Omega_T = \frac{I_{ch}}{K^2}$ - căderea de viteză a motorului pe caracteristica mecanică naturală, la cuplul rezistent k_T ;

$\Omega_T = \Omega_0 - \Delta\Omega_T$ - viteză unghiulară a motorului cu excitație separată în regiile staționare, pe caracteristica mecanică naturală, la cuplul rezistent k_T ;

u_c - valoarea momentană a tensiunii pe condensatorul de stingere C al varistorului ;

U_{eo} - valoarea tensiunii pe condensatorul C în momentul întăririi în conducție a tiristorului de stingere ;

$t_{in} = \frac{U_c \cdot C}{I_M}$ - timpul de clarizare inversă nominal al tiristorului principal ;

t_{ix} - timpul de polarizare inversă a tiristorului principal realizat de schemă ;

t_q - timpul de deamorsare al tiristorului prin comutarea circuitului din estela ;

i_1, i_2, i_3 - valorile momentane ale curentului prin sarcină la începutul intervalelor I, II, respectiv III ;

$\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \Omega_4$ - valorile momentane ale vitezei unghiulare la începutul intervalelor I, II, III respectiv IV ;

α_{max} - durata relativă dintr-o perioadă de comandă a varistorului, la care apare maximum curentului de sarcină în intervalul de comutație al varistorului ;

I_{max} - valoarea maximă a curentului de sarcină în intervalul de comutație ;

$$\alpha = \frac{1}{2 \cdot T_0}$$

$$\beta^2 = \frac{1}{4T_0^2} - \frac{1}{T_0 \cdot T_M}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}$$

$$\omega_1^2 = \omega^2 + \frac{1}{T_0 \cdot T_M}$$

$$\beta_1^2 = \omega_1^2 - \alpha^2$$

$$F1(x) = (\cos \beta x + \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta x) \cdot e^{-\alpha \cdot x}$$

$$F2(x) = \sin \beta x \cdot e^{-\alpha \cdot x}$$

$$F3(x) = (\cos \beta x - \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta x) \cdot e^{-\alpha \cdot x}$$

$$F4(x) = (\frac{\alpha^2 - \beta^2}{\beta^2} \sin \beta x + 2\alpha \cos \beta x) \cdot e^{-\alpha \cdot x}$$

$$F5(x) = (\frac{\alpha}{\beta} \sin \beta x + \cos \beta x) \cdot e^{-\alpha \cdot x}$$

$$F6(x) = \sin \beta x \cdot e^{-\alpha \cdot x}$$

$$F7(x) = (\frac{\alpha}{\beta} \sin \beta x - \cos \beta x) \cdot e^{-\alpha \cdot x}$$

$$FH1(x) = (\cos h \beta x + \frac{\alpha}{\beta} \sin h \beta x) \cdot e^{-\alpha \cdot x}$$

$$FH2(x) = \sin h \beta x \cdot e^{-\alpha \cdot x}$$

$$FH3(x) = (\cos h \beta x - \frac{\alpha}{\beta} \sin h \beta x) \cdot e^{-\alpha \cdot x}$$

$$SI2 = i_2 \cdot \frac{\alpha}{\beta} + \frac{U_{\infty} - U}{i \cdot \beta}$$

$$SI3 = (\beta \cdot SI2 - \alpha \cdot i_2) \cdot \frac{1}{i \cdot (\alpha^2 + \beta^2)}$$

$$SI4 = (\beta \cdot i_2 + \alpha \cdot SI2) \cdot \frac{1}{i \cdot (\alpha^2 + \beta^2)}$$

$$U2 = \frac{(U_{\infty} - U) \cdot \alpha}{\beta} + \frac{i_2}{\alpha \cdot \beta}$$

$$U3 = [\beta \cdot U2 + \alpha (U_{\infty} - U)] \cdot \frac{1}{i(\alpha^2 + \beta^2)}$$

$$U4 = [\beta (U_{\infty} - U) - \alpha \cdot U2] \cdot \frac{1}{i(\alpha^2 + \beta^2)}$$

$$FH21(x) = \int_0^b \sin \beta x \cdot e^{-\alpha x} dx = \frac{\beta}{\beta^2 - \alpha^2} \left[(\cos \beta b + \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta b) e^{-\alpha b} - (\cos \beta 0 + \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta 0) e^{-\alpha 0} \right]$$

$$FH31(x) = \int_0^b \cos \beta x \cdot e^{-\alpha x} dx = \frac{\beta}{\beta^2 - \alpha^2} \left[(\sin \beta b + \frac{\alpha}{\beta} \cos \beta b) e^{-\alpha b} - (\sin \beta 0 + \frac{\alpha}{\beta} \cos \beta 0) e^{-\alpha \cdot 0} \right]$$

$$F_1(x) = \int_0^b \cos(\beta_1 x) \cdot e^{-\alpha x} dx = \frac{\beta_1}{\beta_1^2 + \alpha^2} \left[(\sin \beta_1 \cdot b - \frac{\alpha}{\beta_1} \cos \beta_1 b) e^{-\alpha b} - \right. \\ \left. - (\sin \beta_1 \cdot 0 - \frac{\alpha}{\beta_1} \cos \beta_1 \cdot 0) e^{-\alpha \cdot 0} \right]$$

$$F_2(x) = \int_0^b \sin(\beta_1 x) e^{-\alpha x} dx = \frac{\beta_1}{\beta_1^2 + \alpha^2} \left[(\cos \beta_1 \cdot 0 + \frac{\alpha}{\beta_1} \sin \beta_1 \cdot 0) e^{-\alpha \cdot 0} - \right. \\ \left. - (\cos \beta_1 b + \frac{\alpha}{\beta_1} \sin \beta_1 b) e^{-\alpha \cdot b} \right]$$

$$e_1 = \frac{K^3 \cdot I_2}{I^2 \cdot L \cdot \omega_1^4} \cdot \frac{\alpha^2 - \beta_1^2}{\beta_1}$$

$$e_2 = \frac{K^3 \cdot I_2}{J^2 \cdot L \cdot \omega_1^4} \cdot 2 \cdot \alpha$$

$$e_3 = \frac{K(U_2 - K \cdot \Omega_2)}{L \cdot J \cdot \omega_1^2}$$

$$e_4 = \frac{K \cdot I_2}{J \cdot \beta_1}$$

$$e_5 = \frac{K^3 \cdot I_2}{L \cdot J^2 \cdot \omega_1^2} - \frac{K \cdot I_2}{J}$$

$$e_{11} = \frac{U_1 - K \cdot \Omega_2}{L \cdot \beta_1} - \frac{I_2}{I_0 \cdot I_m \cdot \omega_1^2} \cdot \frac{\alpha}{\beta_1} - i_2 \frac{\alpha}{\beta_1}$$

$$e_{12} = i_2 - \frac{I_2}{I_0 \cdot I_m \cdot \omega_1^2}$$

$$\Omega_{1x} = \Omega_1 - \Omega_2$$

$$i_{1x} = i_1 - i_2$$

$$\Omega_{3x} = \Omega_3 + \Delta \Omega_2$$

$$i_{3x} = i_3 - i_2$$

$$u_1 = u - u_{\infty}$$

2. CRITERII DE CLASIFICARE SI COMPARARE A VARIATOARELOR DE TENSIUNE CONTINUA

Variatorul de tensiune continuă face parte din categoria mai largă a mutătoarelor sau convertoarelor cu comutație forțată [K10, K15] și are ca scop transformarea energiei unei surse de c.c. cu tensiune fixă în energie de c.c. dar cu tensiunea variabilă. Tensiunea variabilă obținută în urma conversiei poate avea valori mai mari sau mai mici decât a sursei de la intrare [B4].

În lucrarea de față se va vorbi doar de variatoarele care obțin la ieșire tensiuni mai mici decât cea de intrare.

Termenii folosiți pentru desemnarea acestui tip de convertor în literatură de specialitate sînt: "Chopper", "Gleichstromsteller", "time ratio control circuit", "switching regulator", "dc transformer", etc. În literatură tehnică din țară tind să se generalizeze denumirea de variator de tensiune continuă (VTC), denumire care exprimă rezultatul obținut cu aceste circuite și va fi folosită și în această lucrare.

În vastă familie a convertoarelor locale VTC este redat sugestiv în fig. 2.1 [K5], iar în cadrul unui sistem local variatorul rezultă din fig. 2.2 din care se poate vedea și efectul pe care îl are asupra tensiunii aplicate sarcinii.

Realizarea concretă a unui sistem de acționare după schema din fig. 2.2a presupune alegerea unui tip de variator și a motorului de acționare ce sarcină. În ce privește variatorul, alegerea se referă nu numai la structura lui ci și la modul de comandă. Problema dificilă pune alegerea structurii variatorului avînd în vedere numeroasele soluții posibile. Rezultate bune s-au obținut în această fază a proiectării unui sistem de acționare decât însușirile principale ale fiecărei variante constructive ar fi cunoscute. Astfel de informații rezultă prin efectuarea unor clasificări și comparații după diferite criterii.

Literatură de specialitate nu oferă o clasificare unică a variatoarelor, astfel că este necesară o sinteză a criteriilor de clasificare și comparare a variatoarelor cu scopul de a

sunt :

- a) modificarea duratei T_0 la $T = \text{cst}$;
- b) modificarea lui T la $T_0 = \text{cst}$;
- c) modificarea simultană a lui T și T_0 după anumite legi.

Realizarea practică a cîșilor a, b, c de mai sus se face prin intermediul unor circuite de comandă, iar alegerea uneia din cele trei metode de comandă se face pe baza cerințelor impuse de necesitățile procesului tehnologic.

2.1. Criterii de clasificare a variatoarelor

De la apariția primelor scheme industriale de variatoare acestea au cunoscut o mare diversificare astfel încît astăzi se cunosc câtevazeci de scheme diferite sau variante ale acestora [K9] realizate numai cu tiristoare. Apariția unor tipuri speciale de tiristoare și tranzistoare de putere a mărit și mai mult numărul de scheme posibile pentru aceste variatoare.

Marea lor diversitate duce la dificultăți în stabilirea unei clasificări cuprinzătoare. În stadiul actual pot fi acceptate drept criterii de clasificare a variatoarelor următoarele:

- a) după tipul dispozitivului de putere folosit în schemă ;
- b) după metode de comutație forțată a tiristoarelor ;
- c) după modul comutației ;
- d) după poziția condensatorului de stingere în schemă ;
- e) după structura circuitului de stingere ;

2.1.1. Clasificarea după dispozitivul de putere folosit în circuitul de sarcină

În schemele unui variator se utilizează mai multe dispozitive de putere unele recomandate altele comandate. Pentru conducerea curentului de sarcină se utilizează unul sau mai multe dispozitive comandate legate în serie și/sau paralel. Astfel se disting :

- Variatoare cu tiristoare. Așa cum s-a arătat mai sus se cunosc un număr mare de scheme și variante. În momentul actual astfel de scheme se folosesc în special în domeniul tracțiunii. Prezenta lucrare va avea în vedere numai VTC cu tiristoare, care, de altfel, în țară sînt cele mai folosite.

- Variatoare cu tiristoare cu conducție inversă. Tiristorul cu conducție inversă este un dispozitiv semiconductor de putere, realizat prin integrarea unui tiristor și a unei diode în antiparalel. Caracteristicile tensiune-curent și simbolul utilizat în literatură sunt prezentate în fig.2.2. [11, 11 bis]

Acest dispozitiv aduce avantajele în ce privește reducerea dimensiunilor de gabarit ale schemelor în care se utilizează precum și obținerea unor performanțe mai bune în comparație cu tiristorul clasic, legate de pierderi mai mici în stare de conducție și absența unei inductivități par-

Fig.2.3

venite între cele două componente integrate pe aceeași pastilă: diodă și tiristor. Schemele tipice de utilizare a tiristorului cu conducție inversă la variatoare sunt cele din fig.2.4. Cu schemele din fig.2.4.b au fost deja echipate un număr de unități de tracțiune încă din 1970 [11].

Fig.2.4

Tiristoarele de acest tip se aplică și la unele circuite ale televizoarelor.

- Variatoare cu tiristoare cu stingere pe grilă. Aceste tiristoare permit deja comanda motoarelor de peste 30 kw [11, 113] și aduc avantajele în ce privește reducerea gabariturii schemelor întrucât nu mai sînt necesare elementele circuitului de stingere (tiristoare, bobine, condensatoare). Desigur, structura părții de comandă este mult diferită de cea necesară schemelor clasice.

- Variatoare de tensiune cu tranzistoare de putere. În ultimii ani s-au dezvoltat o serie de tranzistoare de putere

destinate circuitelor de comutație. Avantajul utilizării tranzistoarelor ca elemente de comutație constă în posibilitatea controlării prin circuite de comandă atât a intrării în conducție cât și ieșirii din conducție, cu aceleași efecte ca în cazul schemelor cu tiristoare cu stingere pe grilă.

Aceste tranzistoare au o structură și tehnologie de realizare diferită de tranzistoarele clasice [11, 53].

O schemă caracteristică de realizare a variatoarelor cu tranzistoare este cea din fig.2.5 [12]. Circuitul de comandă acționează asupra bazei transistorului T_2 . Aceste tipuri de scheme permit, în etape curente, comanda motoarelor de c.c. cu puteri până la 20 kW [513].

În afară de tipurile de variatoare prezentate mai sus în diferite faze de experimentare se află și alte soluții ce utilizează dispozitive de putere cum ar fi circuite integrate de comutație de putere sau tiristoare cu comandă optică.

Fig.2.5

2.1.2. Clasificarea variatoarelor după tipul comutației forțate a tiristoarelor

Este cunoscut că, esența comutației forțate constă în a face ca prin tiristorul supus comutației curentul său să se anuleze ceea ce se poate realiza prin transferarea lui pe un alt circuit sau prin desorientarea curentului de sarcină însuși.

Se pot distinge șase tipuri de comutație forțată, care stau la baza majorității tipurilor de variatoare [19] :

A. Comutația forțată prin rezonanță Larcinei. În acest caz tensiunea inversă este asigurată de un circuit subamortizat LC conținând și sarcina în serie cu tiristorul. Condensatorul asigură energia de stingere. În fig.2.6 se prezintă un astfel de circuit.

Când T_1 este trecut în stare de conducție, condensatorul se încarcă cu polaritatea din figură la o tensiune superioară celei de alimentare. Curentul prin tiristor neputând avea alt sens (care ar fi împas de tensiunea pe condensator) va determina blocarea acestuia.

Timpul de polarizare inversă este determinat de perioadă de oscilație a circuitului oscilant. Timpul de conducție este o jumătate în perioadă circuitului oscilant. Astfel de configura-

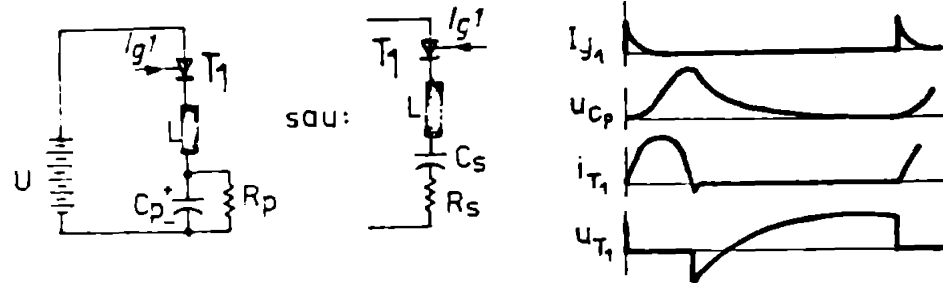


Fig.2.6

ții intervin în cazul invertorilor la frecvența de comandă de circa 100 Hz. Dezavantajele acestui circuit de stingere constau în posibilitățile mici de reglare a valorii curentului prin sarcină și de tensiunea inversă mare care apare pe tiristor.

B. Comutație automată printr-un circuit LC. În acest caz tensiunea inversă este aplicată pe tiristor de către un circuit serie LC conectat în paralel cu tiristorul. Un exemplu tipic de schemă ce utilizează această comutație este arătat în fig.2.7. Sursa de energie pentru stingere este condensatorul încărcat.

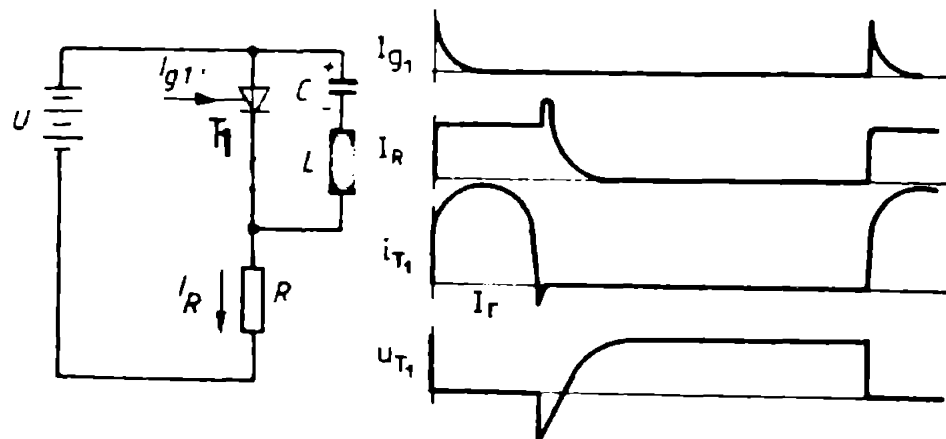


Fig.2.7

Schema din fig.2.7 reprezintă una din cele mai simple posibilități de veristoare de tensiune continuă utilizabilă industrial și funcționarea ei este descrisă în literatură [110, 115]. La comanda lui I_1 sarcina b va fi parcursă de curent, iar prin circuitul C, L, I_1 va apare un impuls de curent care va scoate din conducție pe I_1 când valoarea lui va deveni egală dar de sens contrar curentului de sarcină. Timpul de conducție este cel puțin o jumătate din perioada de oscilație a circuitului LC.

Comutația de acest tip se utilizează și la variatorul tip Lorenz, fig.2.3.

Variatoarele de tensiune cu comutație de tipul B oferă avantajul unei reglări mai bune a tensiunii pe sarcină (comparativ cu clasa A) și simplitate constructivă, dar solicitările tiristorului la di/dt și dv/dt sunt mari.

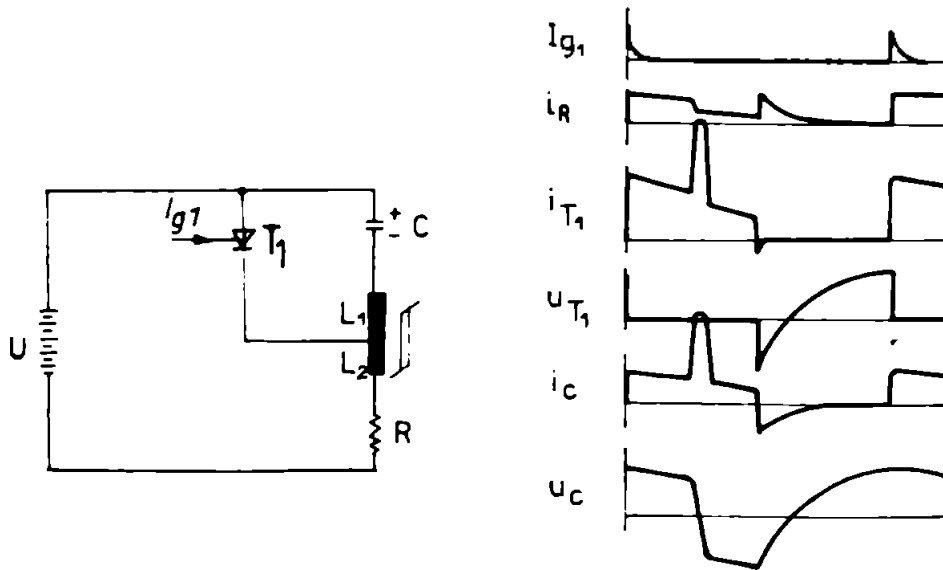


Fig.2.3

C. Comutație prin condensator sau circuit LC și un alt tiristor de sarcină. La acest tip tensiunea inversă pentru blocarea unuia din tiristoare se aplică când celălalt este amorțit. Sursa de energie este condensatorul încărcat în timpul perioadei de conducție a tiristorului care trebuie să comute; timpul de polarizare inversă este determinat de constante de timp a condensatorului și a sarcinii.

Comutația de acest tip apare mai ales în cazul invertoarelor. O schemă semnificativă pentru tipul C de comutație este redată în fig.2.9. Presupunând că T_2 conduce, condensatorul C se încarcă cu polaritatea din figură. La comanda lui T_1, C se descarcă peste T_2 prin T_1 astfel încât T_2 va fi blocat.

D. Comutație cu un condensator sau circuit LC printr-un tiristor auxiliar. Un exemplu de circuit funcționând cu acest tip de comutație poate fi chiar cel din fig.2.9 dacă numai unul din cei doi tiristori este tiristor de sarcină, celălalt fiind un tiristor auxiliar. Un circuit reprezentativ pentru tipul D este cel din fig.2.10.a, cunoscut din multe lucrări de specialitate [P5, K10, K13]. Sursa de energie pentru comutație este condensatorul încărcat în timpul perioadei de conducție a lui T_1 .

688730
353 a

Principalele forme de undă sînt prezentate în fig.2.10.b ; timpul de polarizare inversă a tiristorului principal este determinat de constanta de timp a condensatorului și a sarcinii.

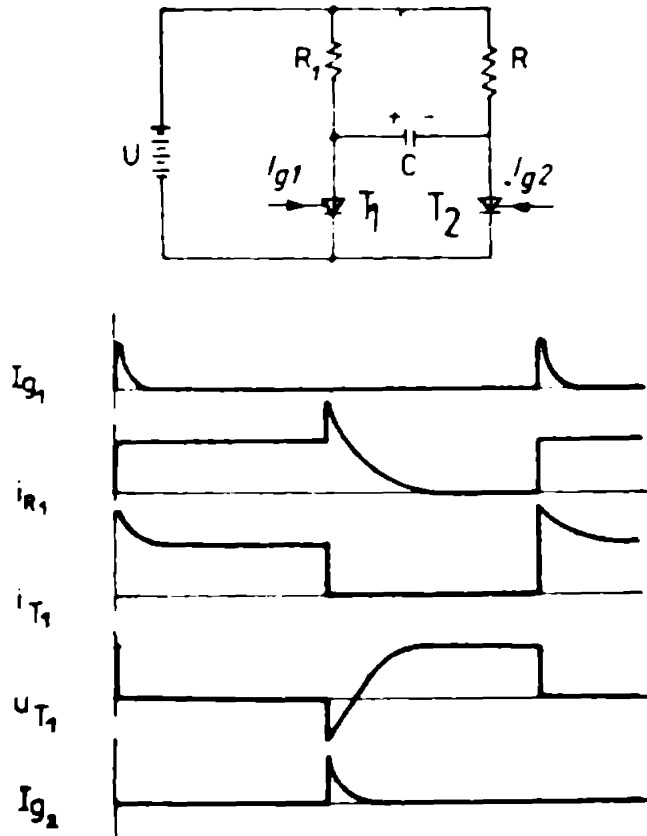


Fig.2.9



Fig.2.10

A. Comutație de la o sursă externă. Energia de comutație este asigurată de la o sursă externă. Tensiunea inversă de la sursa externă poate fi aplicată în serie (fig.2.11) cu tiristorul care conduce sau în paralel pe cecate ca în fig.2.12. În fig.2.11 tensiunea inversă este introdusă prin intermediul unui transformator, iar în fig.2.12 la conectarea tranzistorului Tx_1 , tensiunea de blocare apare în paralel cu tiristorul. Circuitele din fig.2.11 și 2.12 sînt mai rar folosite în practică pentru realizarea variatoarelor de tensiune.

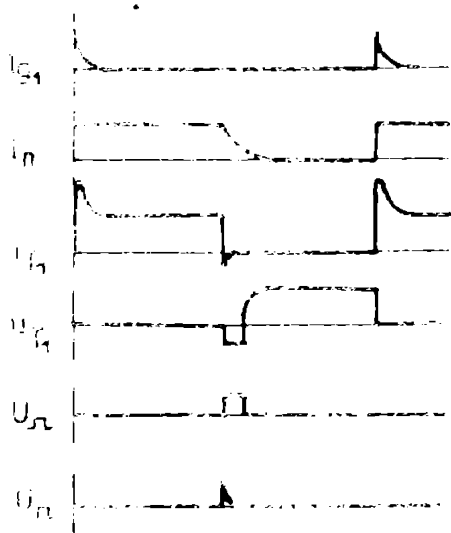
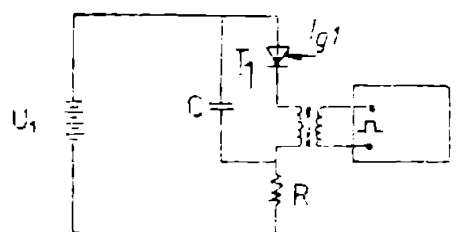


Fig.2.11

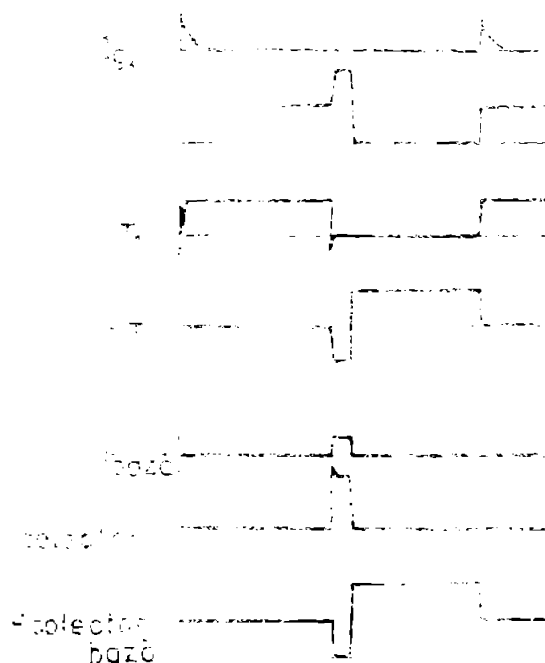
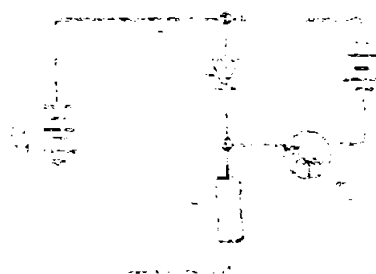


Fig.2.12

F. Comutație de la rețea. Tensiunea inversă este aplicată tiristorului care conduce de tensiunea rețelei. Acest tip de comutație apare în cazul redresoarelor și a unor tipuri de invertori.

Din tipurile de comutație prezentate mai sus se poate constata că în structura variatoarelor de tensiune intervin tipurile de comutație A, B, C, D și E. Tipurile C și E sînt utilizate foarte rar iar pentru celelalte tipuri există numeroase alte scheme de variatoare care le aparțin.

2.1.3. Clasificarea variatoarelor după modal comutației tiristorului principal

Potrivit acestui criteriu există două tipuri de variatoare [10]:

- cu comutație directă
- cu comutație indirectă.

in cazul varistoarelor cu comutație directă un ciclu de funcționare a varistorului constă din două etape :

- conducția tiristorului T, fig.2.13, când $u_g = U$;

- conducția diodei de nal D,

in urma blocării lui T de către un circuit de stingere, când $u_g = 0$.

Deci curentul de sarcină curge direct de pe tiristorul T pe dioda de nal D. Varistoarele de acest tip pot fi considerate ca varistoare ideale.

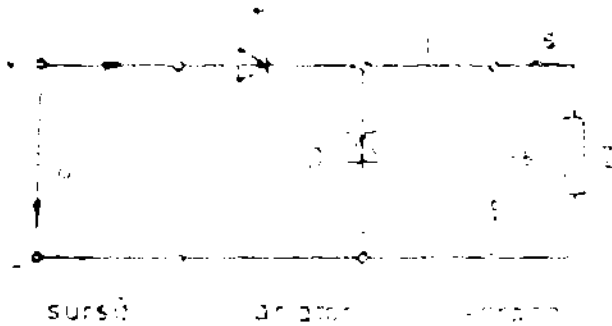


Fig.2.13

La varistoarele cu comutație

indirectă un ciclu de funcționare cuprinde cel puțin trei etape:

- conducția tiristorului T ;

- comutație, interval în care tiristorul T este blocat, curentul de sarcină trebuie preluat de un circuit separat, iar tensiunea de sarcină este diferită și de tensiunea sursei și de zero;

- conducția diodei de nal D.

Deci curentul de sarcină curge de la T la dioda D, indirect ; intervalul de comutație care apare în acest caz modifică performanțele varistorului și ale întregului sistem de secționare cu varistor.

2.1.4. Clasificarea varistoarelor după poziția sursei de energie pentru stingere (deci a condensatorului de stingere)

In fig.2.14 se prezintă posibilitățile de poziționare a acestei surse [K9] :

a) în paralel cu sursa de alimentare, u_{c1} ;

b) în serie cu tiristorul de sarcină u_{c2} ;

c) paralel cu tiristorul de sarcină, u_{c3} ;

d) paralel cu dioda de nal, u_{c4} ;

e) serie cu dioda de nal,

u_{c5} .

Fig.2.14

Se poate arăta că pozițiile a, b, e pentru condensator conduc de fapt la variație cu comutație directă, iar celelalte la variație indirecte.

Amplificarea condensatorului în serie cu dioda de nul D , face ca în timpul conducției diodei D tensiunea pe sarcină să fie diferită de zero, caz care nu prezintă importanță practică pentru variație.

2.1.5. Clasificarea variațiilor după structura circuitului de stingere

Structura circuitului de stingere face ca procesul comutației și reîncărcerea condensatorului pentru un nou ciclu să decurgă în diferite moduri care se pot grupa în jurul următoarelor idei :

a) Variație în timp a curentului prin tiristorul de sarcină în timpul comutației. Pot exista :

a₁) comutație instantanee la care trecerea curentului de la tiristorul de sarcină la dioda de nul sau la circuitul de stingere se face cu viteză maximă, di/dt mare. Acest salt de curent este permis dacă circuitul spre care comută curentul conține un condensator fără inductivitate.

a₂) comutarea prin rezonanță, apare când în circuitul de comutație există nu numai un condensator ci și o inductivitate.

b) Modul de reîncărcere al condensatorului pentru un nou ciclu. Se distinge :

b₁) reversarea tensiunii condensatorului printr-un circuit serie LC ;

b₂) încadrarea condensatorului de stingere în diagonala unei punți de tiristoare ceea ce permite utilizarea oricărei polarități a tensiunii condensatorului pentru un nou ciclu de stingere.

În cazul b₁ procesul oscilant este cel mai adesea însoțit de pierderi care trebuie compensate. Curentul de reversare circulă la unele scheme prin tiristorul principal (de sarcină) [P₂, K₈], ceea ce constituie un dezavantaj, iar la alte tipuri de scheme acest curent are un circuit separat [K₆, L₁₀]. Variațiile cu reversarea ca la b₂ se utilizează mai rar din cauza numărului mare de tiristoare necesar. În [A3] se prezintă posibilitățile pe care un variator cu punte de tiristoare le oferă.

Se remarcă utilizarea acestei metode de stingere la varistoarele în două pulsuri cu circuit de stingere comm.

e) Tensiunea de blocare pe tiristorul de sarcină. După structura circuitului de stingere rezultă :

- e₁) cu tensiune de blocare negativă ;
- e₂) fără tensiune de blocare.

Varistoarele cu tensiune de blocare negativă, e₁, folosesc pentru scoaterea din conducție a tiristorului principal polarizarea acestuia cu o tensiune inversă, obținută de la un condensator încărcat corespunzător. Durata acestei polarizări inversă este esențială pentru funcționarea varistorului, valorile ei minime fiind indicate în catalog [11].

Varistoarele fără tensiune de blocare e₂, se-au răspândit odată cu apariția tiristoarelor cu conducție inversă la care tiristorul fiind ținut de o diodă în antiparalel nu poate avea o tensiune inversă mai mare decât căderea de tensiune în sens direct pe o diodă.

Corelând criteriile de clasificare de 2.1.3 ; 2.1.4 și 2.1.5 se poate întocmi o schemă de clasificare cuprinzătoare a varistoarelor [A.9]. Această schemă este prezentată în fig.2.15.

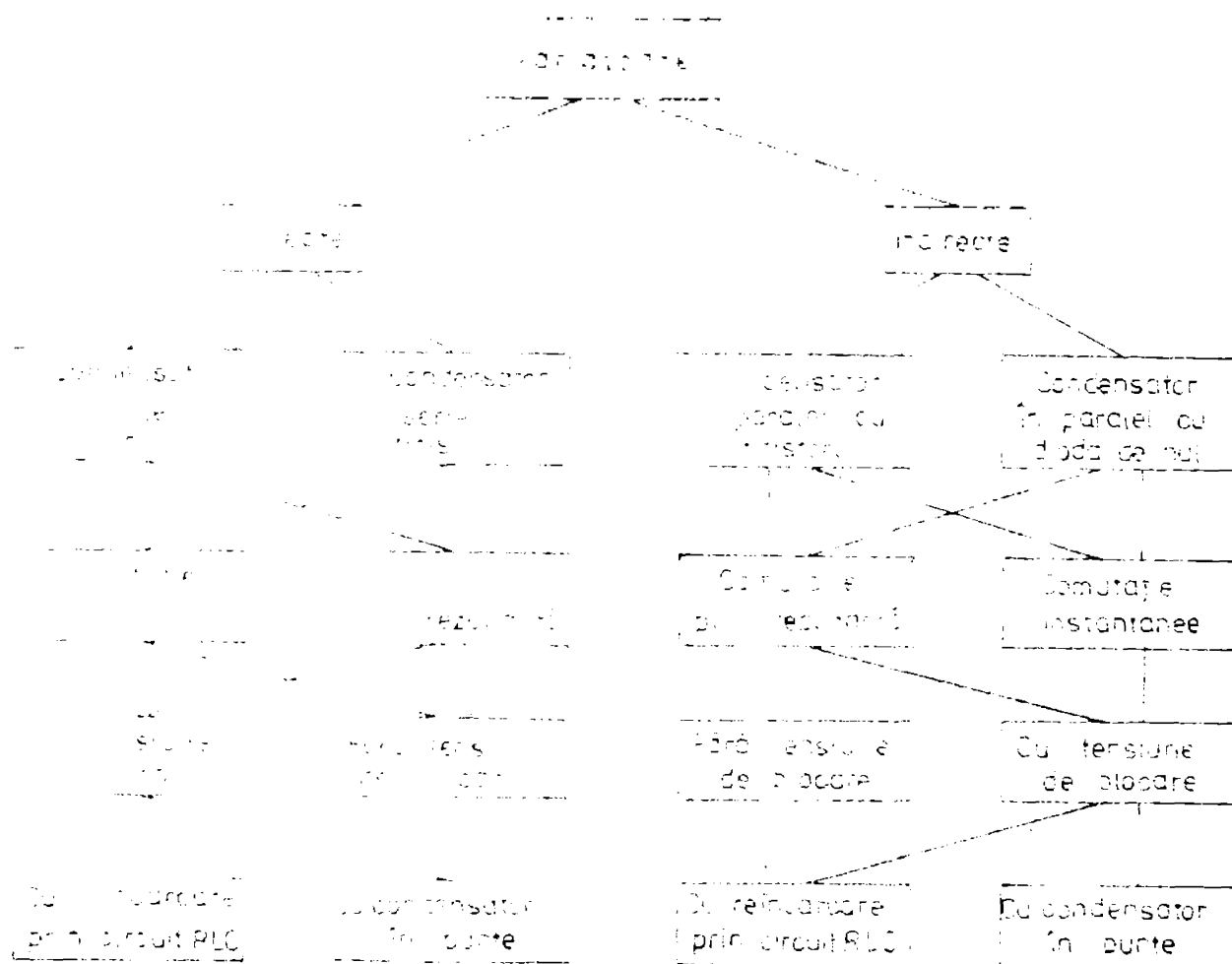


Fig.2.15

2.2. Criterii de comparare a diferitelor scheme de variatoare

Avînd în vedere numărul mare al schemelor posibile de variatoare utilizatorul acestora trebuie să facă, în momentul alegerii uneia sau alteia din scheme, o comparare a lor cu scopul evident de a alege schema cea mai potrivită. În unele cazuri aspectul constructiv sau al simplității schemei este suficient pentru a face o alegere. În cele mai multe cazuri însă, schemele cu aproximativ aceeași complexitate constructivă (de exemplu număr de elemente semiconductoare) au performanțe mult diferite. Aceste diferențe sînt vizibile numai în urma unor analize concrete a schemelor de variatoare. Există diferite criterii care pot sta la baza comparării variatoarelor. În lucrare se discută două astfel de criterii, care sînt mai nou luate în considerare:

- timpul de polarizare inversă a tiristoarelor ;
- tensiunea medie de ieșire.

2.2.1. Compararea variatoarelor după timpul de polarizare inversă a tiristoarelor

Prezintă interes mai ales timpul de polarizare inversă a tiristorului principal dar trebuie luate în considerare și celelalte tiristoare din schemă, în special cel de comutație.

Durata intervalului de polarizare inversă este determinat de structura circuitului de comutație. O analiză după acest criteriu este prezentată în [12] pentru cîteva tipuri de variatoare.

Pentru simplificarea calculului se consideră curentul de sarcină constant, iar pentru circuitul de comutație se alege schema din fig.2.16 în care comutația lui T se realizează cu tensiune de blocare negativă.

Timpul cît tensiunea pe condensator rămîne negativă, t_{bl} , se calculează cu relația :

$$t_{bl} = \frac{C \cdot U}{I} \quad (2.2)$$

Alegînd ca timp de referință pentru timpul de polarizare inversă mărimea I_p dată de relația (2.3)

$$I_p = \frac{C \cdot U_0}{I} \quad (2.3)$$

se poate considera că schema din fig.2.16 asigură un timp de polarizare inversă a tiristorului principal în unități relative:

$$\frac{t_{bl}}{T_p} = 1 \quad (2.4)$$

În realitate în circuitul de stingere există inductanțe necesare pentru limitarea vitezei de creștere a curentului prin întrerupătorul ideal S (care de cele mai multe ori, este tot un

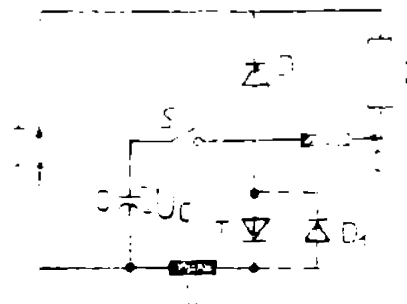


Fig.2.16

Fig.2.17

tiristor), Această situație face ca timpul de polarizare inversă să fie mai mic decât cel din cazul ideal.

Dacă se notează cu \$I_m\$ valoarea maximă a curentului din circuitul \$C, S, T, L\$, fig.2.17 fără \$D_1\$, rezultă :

$$I_m = U_0 \cdot \sqrt{C/L} \quad (2.5)$$

și cu \$k\$ raportul dintre \$I\$ și \$I_m\$ ca în relație (2.6) :

$$k = \frac{I}{I_m} \quad (2.5)$$

atunci în cazul prezenței inductanței \$L\$ în circuitul de stingere timpul de polarizare inversă se va calcula cu relație :

$$t_{bl} = T_p \cdot \sqrt{1-k^2} \quad (2.7)$$

Grafic relație (2.7) este prezentată în fig. 2.18 . Se observă că prezența unei inductivități de valoare mare reduce timpul de polarizare inversă a tiristorului.

Dacă comutația tiristorului \$T\$, fig.2.16, se realizează fără tensiune de blocare, atunci schema circuitului de comutație este cea din fig.2.17 cu dioda \$D_1\$ conectată, iar timpul de polarizare inversă în acest caz se poate calcula cu relație (2.8).

$$t_{bl} = 2 \cdot T_p \cdot k \cdot \arccos k \quad (2.8)$$

Relația (2.3) este prezentată în fig.2.18 și se observă că se are un maxim pentru $k = 0,652$ și $(t_{bf}/t_p)_{\max} = 1,122 > 1$, ceea ce arată că prezența diodei este utilă din acest punct de vedere.

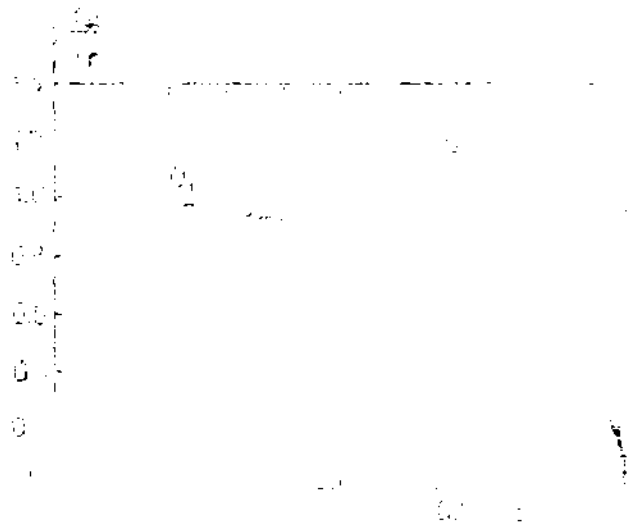


Fig.2.18

Din cele arătate rezultă că timpul de polarizare inversă poate constitui un criteriu de comparare și de optimizare a diferitelor scheme de variație.

2.2.2. Compararea varistoarelor după tensiunea medie de ieșire

După cum s-a arătat deja circuitele de comutație existente în structura oricărui tip de varistor real duc la obținerea anumitor performanțe ale varistoarelor și ale sistemelor de acționare în care sînt incluse și totodată impun anumite limitări ale utilizării acestora.

Tensiunea medie de ieșire este unul din cei mai importanți parametri ai varistoarelor, iar modul de variație al acestei mărimi cu sarcina sau cu mărimea de comandă sînt strîns legate de structura circuitului de comutație.

Totodată cunoașterea modului de variație a tensiunii de ieșire permite o alegere mai ușoară a unui tip sau altul de varistor în anumite situații.

În analiza următoare, efectuată de autor, se presupune curentul de sarcină constant pe o perioadă și rezistența circuitelor oscilante neglijabilă.

Pentru o comparare mai simplă a rezultatelor se vor folosi unele notații cu semnificații deosebite de cele prezentate în lista generală. Astfel :

I - este curentul prin sarcină presupus constant pe o perioadă ;

U_{med} - valoarea medie pe o perioadă a tensiunii pe sarcină

k - coeficient cu care se fixează valoarea inițială a tensiunii pe condensatorul circuitului oscilant. În funcție de semnalul tensiunii pe condensator valorile lui k pot fi pozitive sau negative ;

$$a = \frac{I}{I_{omax}} = \frac{I}{U \sqrt{C/L}} - \text{coeficient reprezentând raportul dintre}$$

curentul de sarcină și curentul maxim prin condensator ;

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi \cdot f_0 = \frac{2\pi}{T_0} - \text{pulsatia circuitului oscilant ;}$$

$$n = \frac{f_0}{T} = \frac{f}{f_0} - \text{raportul dintre frecvența de comandă a va-$$

riatorului și frecvența proprie a circuitului oscilant ;

L - inductivitatea bobinei circuitului oscilant ;

C - capacitatea condensatorului de stingere ;

L_2 - inductivitatea bobinei celui de-al doilea circuit oscilant ;

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} - \text{pulsatia celui de-al doilea circuit oscilant ;}$$

$\beta = \omega_2 / \omega_0$ - raportul pulsatiilor celor două circuite oscilante.

a) Se înțelege prin variator ideal acel variator care asigură la ieșire o succesiune de impulsuri de tensiune cu lățime și/sau frecvență variabilă. O schemă de principiu și forma tensiunii de ieșire a acestui variator sînt arătate în fig.2.18.a,b.

Un calcul simplu ne arată că :

$$U_{med} = a \cdot U \tag{2.9}$$

Deci la variatorul ideal tensiunea medie depinde doar de mărimea de comandă - a . Valoarea U_{med} dată de (2.9) se va alege ca referință pentru situațiile următoare.

b) Variator indirect cu un singur circuit oscilant. Acest tip de variator simplu și foarte cunoscut din literatură are sche-

sa și tensiunea de ieșire arătată în fig.2.20.a,b.

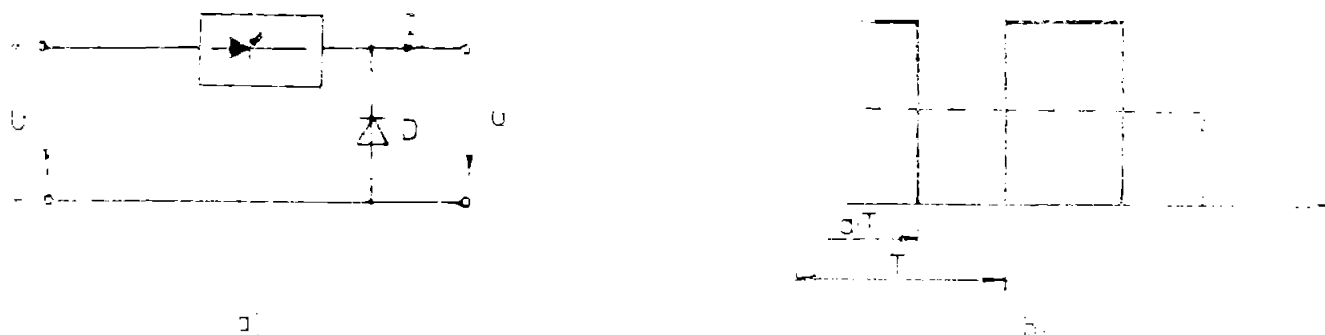


Fig.2.19

În acest caz pentru tensiunea pe sarcină se poate scrie:

$$u(t) = \begin{cases} U & 0 < t \leq aT \\ U + kU - \frac{I}{C}(t - aT) & aT < t \leq a_c T \\ 0 & a_c T < t \leq T \end{cases} \quad (2.10)$$

Intervalul de timp între $a \cdot T$ și $a_c \cdot T$ se datorează procesului de comutație.

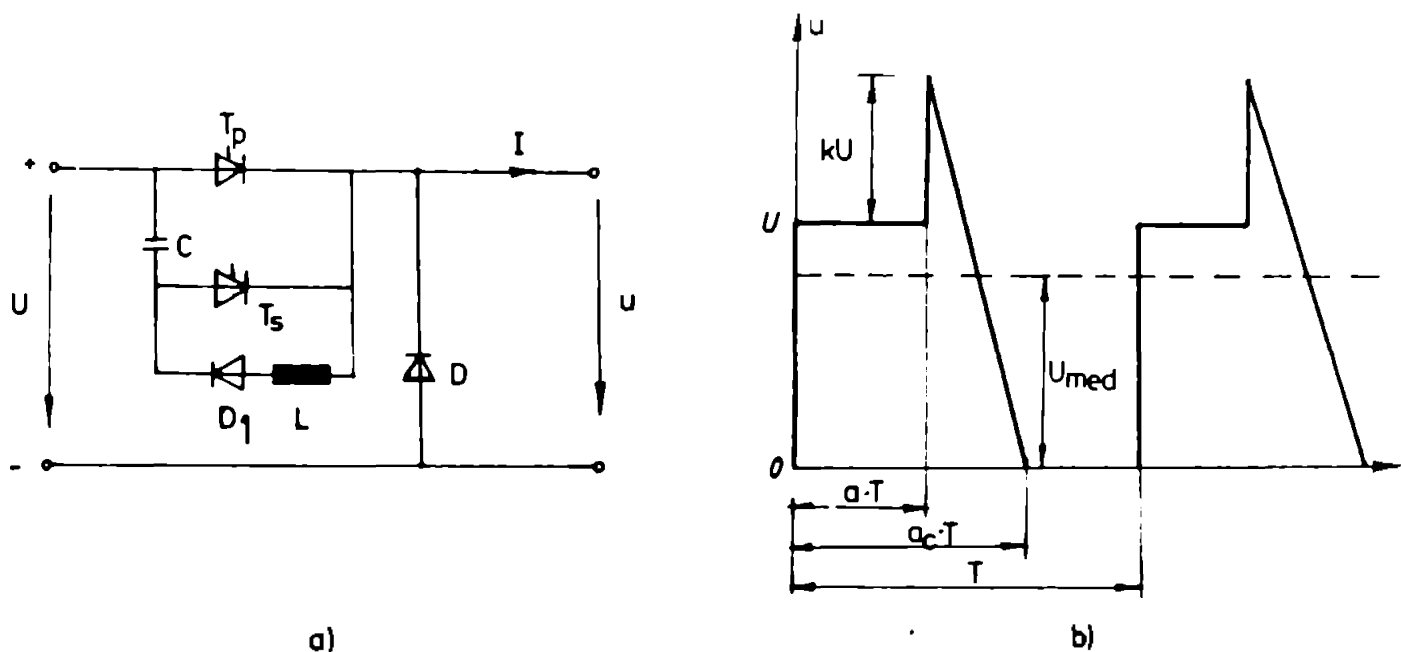


Fig. 2.20

Valoarea medie pe o perioadă a tensiunii pe sarcină se calculează din relația (2.10) și în final se obține :

$$U_{med} = a \cdot U + (a_c - a) \cdot U \cdot (1+k) - \frac{I \cdot T}{C} \cdot \frac{(a_c - a)^2}{2} \quad (2.11)$$

Tensiunea pe condensator în intervalul de comutație se poate scrie :

$$u_c(t) = \frac{1}{C}(t - ct) - k \cdot U \quad (2.12)$$

Deci la sfârșitul comutației avem :

$$u_c(ct) = U \quad (2.13)$$

atunci

$$e^{-\alpha} = \frac{(1+k) \cdot U \cdot C}{I \cdot T} \quad (2.14)$$

cu (2.14), relația (2.11) devine în final :

$$U_{med} = s \cdot U + \frac{(1+k)^2 \cdot U^2 \cdot C}{2 \cdot I \cdot T} \quad (2.15)$$

sau

$$\frac{U_{med}}{U} = s + \frac{(1+k)^2 \cdot U \cdot C}{2 \cdot I \cdot T} \quad (2.16)$$

Deci în relația (2.16) se introduc coeficienții m și n definiți la pag. 26 se obține succesiv :

$$\begin{aligned} \frac{U_{med}}{U} &= s + \frac{(1+k)^2}{2} \cdot \frac{U \cdot C}{s \cdot U \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot T} = s + \frac{(1+k)^2}{2} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{\sqrt{L \cdot C}}{T} = \\ &= s + \frac{(1+k)^2}{2 \cdot s} \cdot \frac{1}{\frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot 1} ; \end{aligned}$$

În final :

$$\frac{U_{med}}{U} = s + \frac{(1+k)^2}{4} \cdot \frac{n}{m} \quad (2.17)$$

Deci tensiunea medie de ieșire se abate de la valoarea ideală dată de (2.9) cu mărimea :

$$\frac{\Delta U_{med}}{U} = \frac{(1+k)^2}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{n}{m} \quad (2.18)$$

Grafic relația (2.18) este prezentată în fig. 2.21 pentru $k=1$ și vine pe n ca parametru.

De remarcat că acceptând $k=1$, considerăm că valoarea tensiunii condensatorului la începerea comutației este chiar tensiunea de alimentare. În anumite situații valoarea acestei tensiuni

poate fi mai mică decât tensiunea de alimentare U , adică $k < 1$.
 În alte cazuri valoarea inițială a tensiunii pe condensator este
 mai mare decât U , decât $k > 1$.

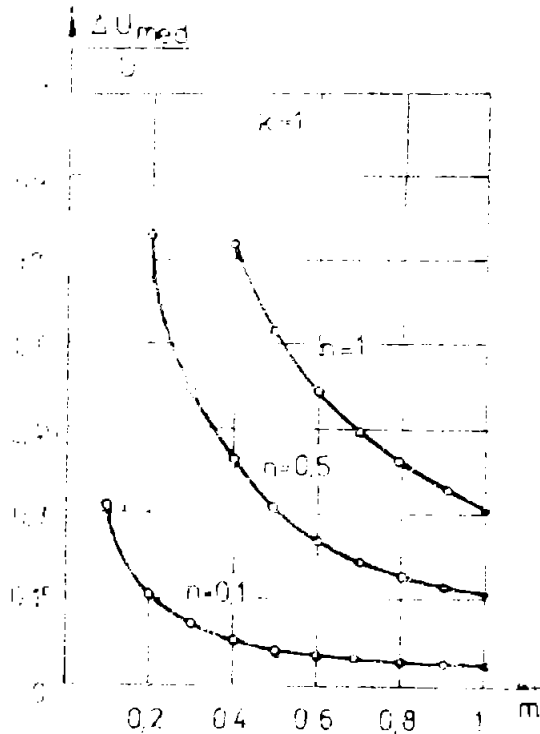


Fig. 2.21

S-a considerat $-1 \leq k < \infty$. Evident dacă $k = -1$ intervalul $(a_1 T, a_0 T)$ lipsește.

Rezolvând ecuația diferențială a circuitului oscilant D_2, L_2, C, I_s și apoi avînd în vedere încărcarea condensatorului la curent constant, relația (2.12), se obține pentru tensiunea pe condensator în perioada de comutație expresia :

$$u_0(t) = \begin{cases} \frac{kU}{\sin \varphi} \sin [\omega_2(t - aT) + \varphi] & aT < t \leq a_1 T \\ \frac{I}{C}(t - a_1 T) - kU & a_1 T < t \leq a_0 T \end{cases} \quad (2.19)$$

Iar pentru tensiunea pe sarcină se poate scrie

$$u(t) = \begin{cases} U & 0 < t \leq aT \\ U + \frac{k_0 U}{\sin \varphi} \sin [\omega_2(t - aT) + \varphi] & aT < t \leq a_1 T \\ U + kI - \frac{I}{C}(t - a_1 T) & a_1 T < t \leq a_0 T \\ 0 & a_0 T < t \leq T \end{cases} \quad (2.20)$$

în zero :

c) O variantă a variatorului din fig. 2.20 o constituie schema cu două circuite oscilante și comutație indirectă, fig. 2.22.a, b. Funcționarea și formele de undă din fig. 2.22.b sînt cunoscute din literatură [22, 13]. În intervalul de comutație în primei lui perioadă $(aT, a_1 T)$ se află în conducție dioda D_2 , circuitul de comutație avînd schema din fig. 2.22.c. După ieșirea din conducție a diodei D_2 , în momentul $a_1 T$, încărcarea condensatorului continuă pînă în momentul $a_0 T$ sub influența curentului de sarcină constant I .

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{k \cdot \omega_2 \cdot U_0 \cdot C}{I} \quad (2.21)$$

Velocitatea medie pe perioadă a tensiunii pe sarcină dedusă din (2.20) are în final expresia :

$$\begin{aligned} \frac{U_{med}}{U} &= a_0 + k(a_0 - a_1) + \frac{k}{I \cdot \omega_2 \cdot \sin \varphi} [\cos(\omega_2(a_1 - a_0) \cdot T + \varphi) - \cos \varphi] \\ &- \frac{I \cdot T}{C \cdot U} \cdot \frac{(a_0 - a_1)^2}{2} \end{aligned} \quad (2.22)$$

Introducând și aici coeficienții m, n , se obține pentru tensiunea pe sarcină :

$$\frac{U_{med}}{U} = a - \frac{n}{\pi \cdot \beta} \cdot \varphi + \frac{(1+k)^2 \cdot n}{4 \cdot \pi \cdot m} \quad (2.23)$$

unde din relația (2.21) se obține :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{k \cdot \beta}{n} \quad (2.24)$$

Pentru cazul particular $k = -1$ expresia tensiunii medii devine :

$$\frac{U_{med}}{U} = a - \frac{n}{\pi \cdot \beta} \cdot \varphi \quad (2.25)$$

Cu relațiile (2.23) și (2.25) se poate determina abaterea tensiunii medii de la valoarea sa ideală sub forma :

$$\frac{\Delta U_{med}}{U} = - \frac{n \cdot \varphi}{\pi \cdot \beta} + \frac{(1+k)^2 \cdot n}{4 \cdot \pi \cdot m} \quad (2.26)$$

și

$$\frac{\Delta U_{med}}{U} = - \frac{n}{\pi \cdot \beta} \cdot \varphi \quad \text{pentru } k = -1. \quad (2.27)$$

Relațiile (2.26) și (2.27) sînt reprezentate grafic în fig. 2.23 de unde rezultă influența mare asupra tensiunii de ieșire a coeficientului β , deci a raportului celor două inductivități L_1 și L_2 , influență nesizată în special la valori mici a lui n , deci la curenți de sarcină mici.

d) Un circuit mai puțin utilizat, dar semnificativ în ce privește modul de blocare al tiristorului principal este cel din fig. 2.24.a cu formele de undă din fig. 2.24.b. În literatură [D9] se prezintă funcționarea lui, care se bazează pe blocarea tiristorului în momentul a_1 când curentul prin condensator devine egal și de sens contrar celui de sarcină. Rezultă că

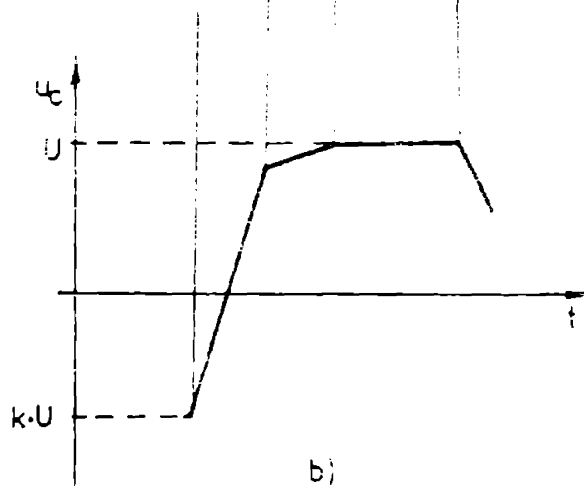
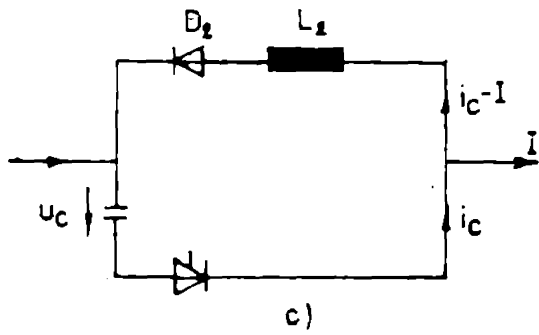
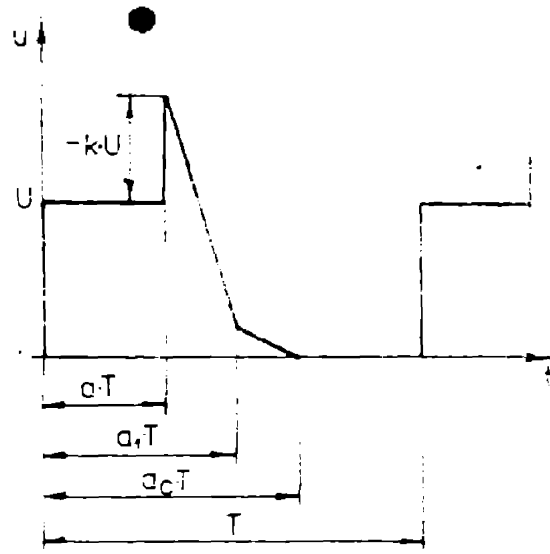
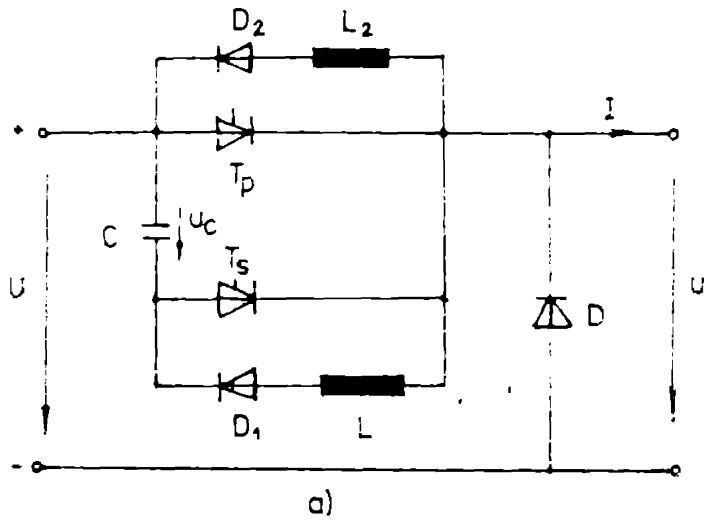


Fig. 2.22

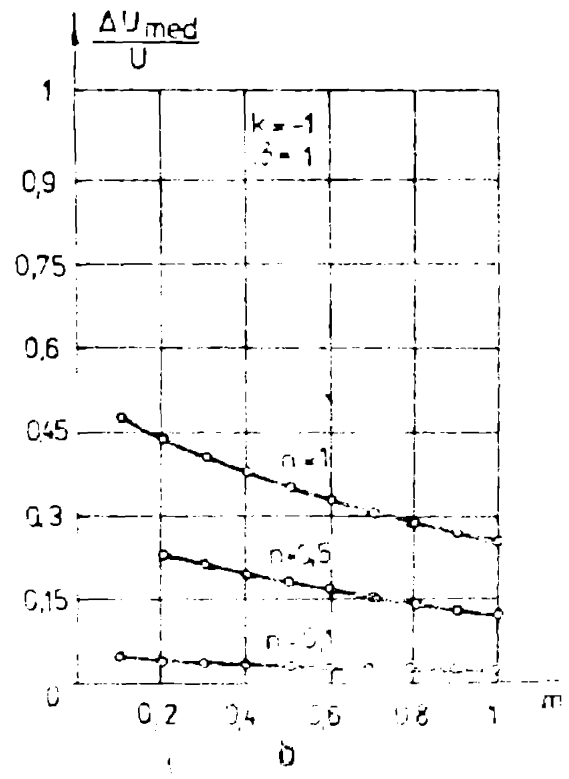
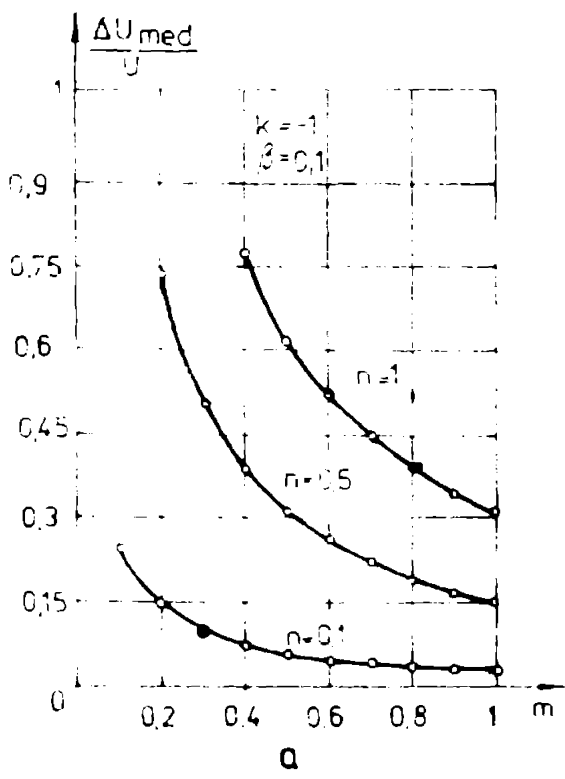


Fig. 2.23

acest moment nu poate fi controlat prin comanda variatorului ceea ce constituie un dezavantaj al acestei scheme. Procesul de comutație se încheie când tensiunea de condensator atinge valoarea U , adică la $\alpha_c T$.

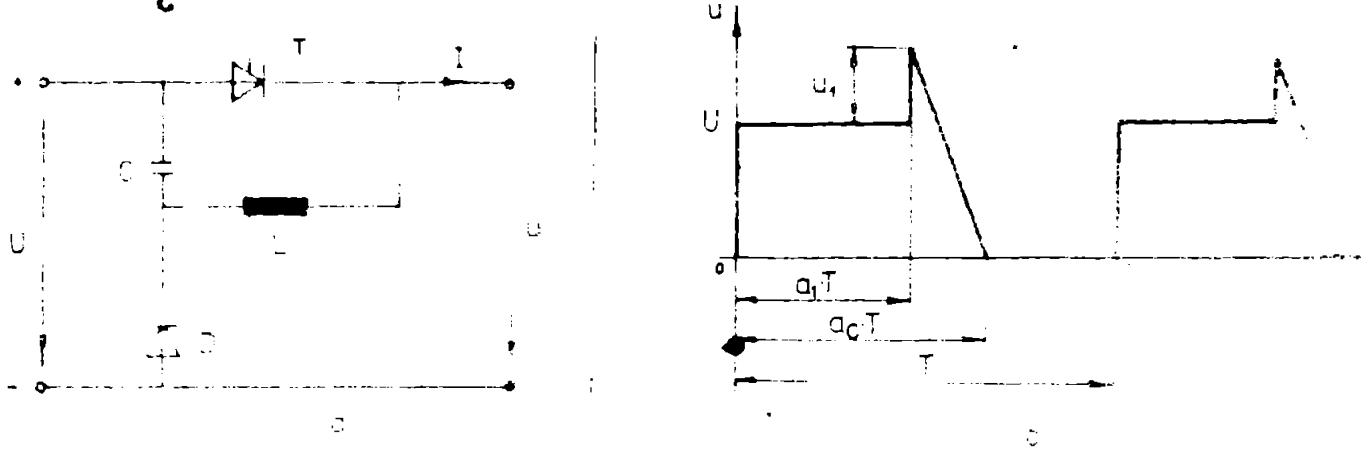


Fig. 2.24

Analizând modul de funcționare și variația tensiunii pe condensator se ajunge la expresia tensiunii pe sarcină, ce în relația (2.28):

$$u(t) = \begin{cases} U & 0 < t \leq \alpha_1 T \\ U - \frac{1}{C}(t - \alpha_1 T) + k \cdot U \cos(\arcsin \frac{1}{kU\sqrt{C/L}}) & \alpha_1 T < t \leq \alpha_c T \\ 0 & \alpha_c T < t \leq T \end{cases} \quad (2.28)$$

Expresia tensiunii medii, în final, este :

$$\frac{U_{med}}{U} = \alpha_c - \frac{\alpha_c(\alpha_1 T)}{U} \cdot (\alpha_c - \alpha) - \frac{1 + \pi}{2 \cdot C \cdot U} (\alpha_c - \alpha)^2 \quad (2.29)$$

sau

$$\begin{aligned} \frac{U_{med}}{U} &= \frac{\pi}{2 \cdot \pi \cdot \omega \cdot C} \cdot \left[(1 + \cos \alpha) \cdot (1 + k \cos \alpha) - \frac{1}{2} (1 + \cos \alpha)^2 + \right. \\ &= \pi(\tilde{U} + \alpha) \end{aligned} \quad (2.30)$$

în care s-a notat cu $\alpha = \arcsin \frac{1}{k}$ (2.31)

În cazul particular $k=1$ se obține expresia mai simplă:

$$\frac{U_{med}}{U} = \frac{\pi}{2 \cdot \pi} \left[\frac{1}{2} \cdot (1 + \cos \alpha)^2 + (\tilde{U} + \alpha) \right] \quad (2.32)$$

Tensiunea medie a acestui tip de variator poate fi modificată doar prin modificarea frecvenței impulsurilor de comandă aplicate tiristorului T [15, 19] ceea ce se observă și din

relație (2.32) în care mărimea de comandă "a" nu apare. Variația tensiunii de ieșire potrivit relației (2.32) este redată în fig.2.25. Acest tip de variator poate fi luat în considerare la puteri mici în special datorită simplității sale.

e) Cu același principiu de blocare a tiristorului principal funcționează și schema din fig.2.26.a la care prin grupul

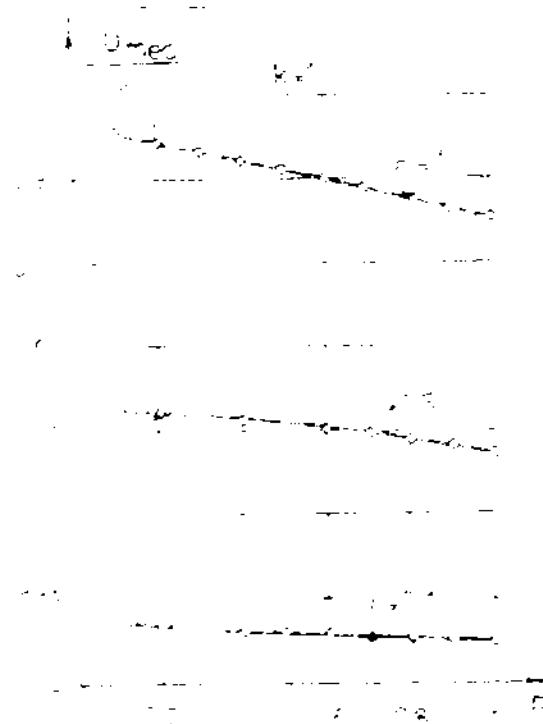


Fig.2.25

de dispozitive T_p, D_1 se poate controla momentul începerii procesului de comutație. Formele de undă tipice și momentele semnificative sînt prezentate în fig.2.26.b.

Funcționarea variatorului [48] se aseamănă cu funcționarea schemei precedente. Pentru claritate se precizează următoarele :

Începerea intervalului de comutație are loc în momentul a_1T .

Tiristorul principal T_p trece în stare blocată în momentul a_1T când se deschide D_2 , care conduce pînă în momentul a_2T . În continuare curentul de sarcină circulează

prin sursă (+), C, L, D_1 , sarcină, sursă (-), pînă în momentul a_3T în care condensatorul este încărcat la tensiunea U și deci pe sarcină tensiunea obține valoarea zero. Exprimînd matematic funcționarea, tensiunea pe sarcină va avea expresia :

$$u(t) = \begin{cases} U & 0 < t < a_2T \\ U - \frac{I}{C}(t - a_2T) + k_1 \cdot U & a_2T \leq t < a_3T \\ 0 & a_3T < t \leq T \end{cases} \quad (2.33)$$

în care

$$k_1 = -k \cos\left(\arcsin \frac{I}{kU \sqrt{\frac{C}{L}}}\right); \quad 0 < k \leq 1 \quad (2.34)$$

După determinarea coeficienților a_2, a_3 și introducerea coeficienților m și n se obține :

$$\frac{U_{med}}{U} = a + \frac{A}{2 \cdot n} \left[\pi + a - 2 \arctg\left(-\frac{k}{n} \cos a\right) + \frac{(1 - k \cdot \cos a)^2}{2 \cdot n} \right] \quad (2.35)$$

in care α este definit prin relația (2.31).

Deci abaterea valorii medii de la valoarea ideală este:

$$\frac{\Delta U_{med}}{U} = \frac{1}{2\sqrt{1-k}} \left[\sqrt{1-k} - 2 \cdot \text{arctg} \left(-\frac{k}{1-k} \cos \alpha \right) + \frac{(1-k \cos \alpha)^2}{2 \cdot \pi} \right] \quad (2.36)$$

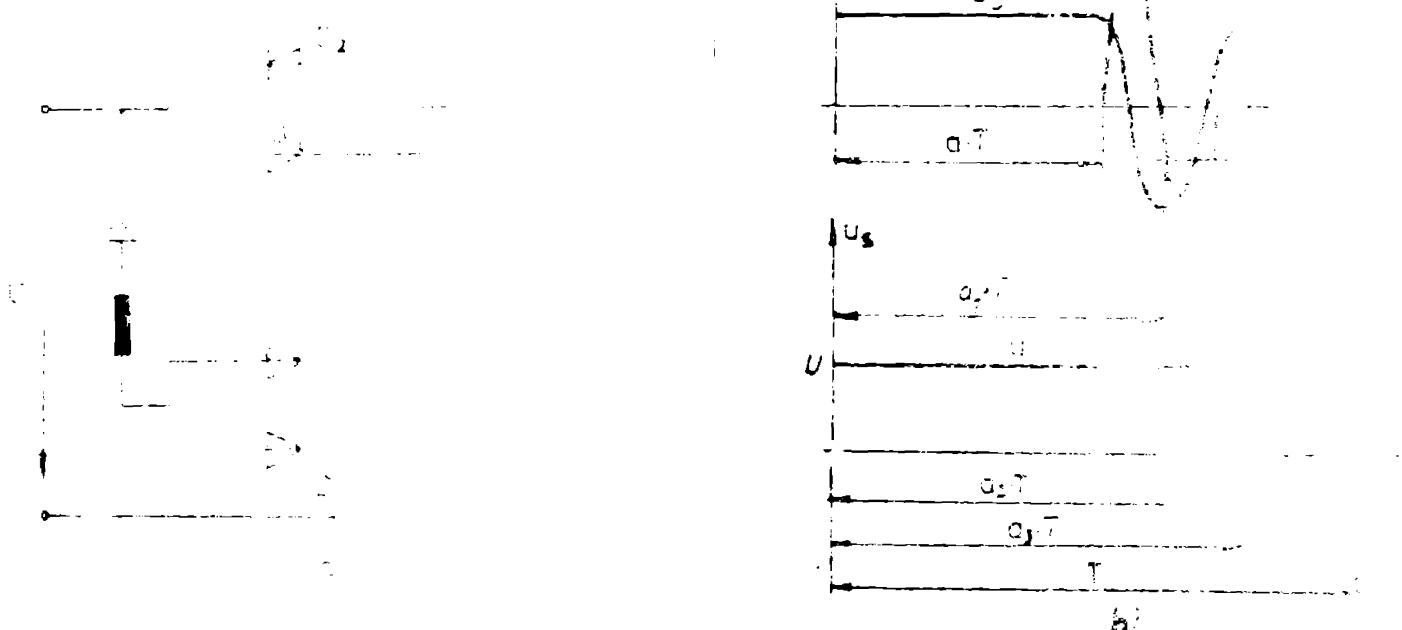


Fig. 2.26

Reprezentarea grafică a relației (2.36) pentru $k=1$ este prezentată în fig. 2.27.

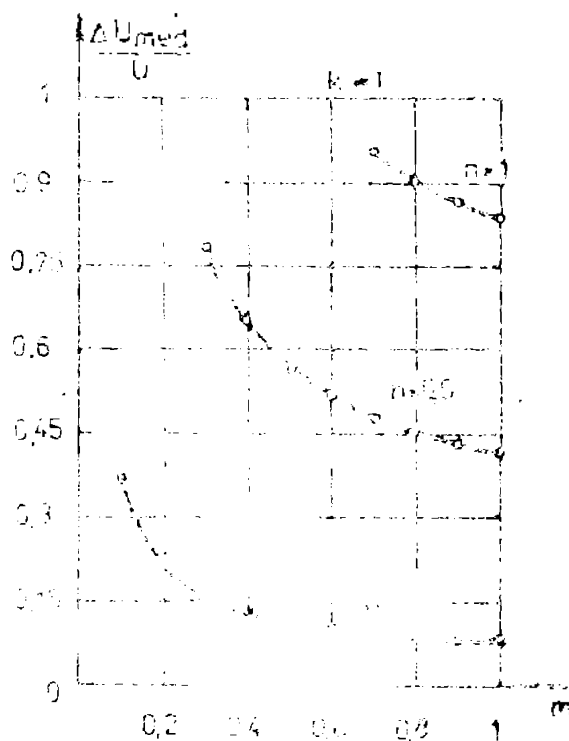


Fig. 2.27

f) Dacă circuitul de stingere este plasat în paralel cu sarcina rezultă un alt tip de varistor, cu schema din fig. 2.28.a. Din funcționarea acestui tip de varistor [H4] rezultă formele de undă din fig. 2.28.b. Se remarcă faptul că tensiunea pe condensator ajunge la dublul tensiunii de alimentare. În intervalul $(0, a \cdot T)$ condnce T_p , iar condensatorul se încarcă la tensiunea $2 \cdot U$. În momentul $a \cdot T$ se comandă T_g . În momentul $a_2 T$ intră în conducție D_1 care conduce până în $a_3 T$.

In intervalul $(0, a_3 T)$ tensiunea pe sarcină este practic U . In momentul $a_3 T$ și în continuare sursa este deconectată de sarcină prin care circulează doar curentul prin condensator C a cărui tensiune este pozitivă, dar mai mică decât cea de alimentare. In momentul $a_4 T$ condensatorul este descărcat, tensiunea pe sarcină devine nulă, iar curentul de sarcină circulează în continuare prin D .

Tensiunea pe sarcină va avea, așadar următoarea expresie:

0.
-1-

Fig.2.28

$$u(t) = \begin{cases} U & 0 < t \leq a_3 T \\ u_0(a_3 T) - \frac{I \cdot (t - a_3 T)}{C} & a_3 T < t \leq a_4 T \\ 0 & t_4 < t \leq T \end{cases} \quad (2.37)$$

in care $u_0(a_3 T)$ este tensiunea pe condensator în momentul $a_3 T$. Valoarea medie în final este :

$$\frac{U_{med}}{U} = a_3 + \frac{u_0(a_3 T)}{U} \cdot (a_4 - a_3) - \frac{I \cdot T}{C \cdot U} \cdot \frac{(a_4 - a_3)^2}{2}$$

Ca notațiile folosite și în celelalte relații expresia (2.28) devine :

$$\frac{U_{med}}{U} = s + \frac{A}{2 \cdot \tilde{U}} \left[\frac{\tilde{U}}{2} \arcsin(m) + \frac{1}{2m} (1 - \sqrt{1-m^2})^2 \right] \quad (2.39)$$

Interesează și aici abaterea tensiunii medii față de valoarea ideală :

$$\frac{\Delta U_{med}}{U} = \frac{A}{2 \cdot \tilde{U}} \left[\frac{\tilde{U}}{2} \arcsin(m) + \frac{1}{2 \cdot m} (1 - \sqrt{1-m^2})^2 \right] \quad (2.40)$$

Relația (2.40) este reprezentată grafic în fig.2.29, de unde se observă o creștere a abaterii cu creșterea curentului de sarcină (valori mai mari pentru m).

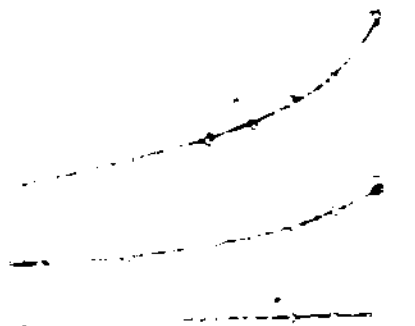


Fig.2.29

Din cele prezentate în acest paragraf rezultă că intervalul de comutație introduce abateri ale tensiunii de ieșire față de valoarea sa ideală dependente și de tipul variatorului considerat. De asemenea, se constată o creștere a acestei abateri cu creșterea frecvenței de comandă a variatorului. Tensiunea medie de ieșire influențează multe din caracteristicile acționărilor în cazul în care sarcina este un motor, ceea ce impune luarea în considerare a intervalului de comutație la analiza sistemelor de acționare cu variatoare.

3.1. Motorul de c.c. cu sarcină a varistorului de tensiune continuă

a) Un prim grup de probleme care au apărut la alimentarea motoarelor prin V.f.c. este cel legat de solicitările termice, electrice și mecanice suplimentare, care apar față de cazul alimentării clasice.

Astfel, [S13, K2] solicitările termice suplimentare apar ca urmare a circulației prin motor a unui curent ondulat, care conține o componentă continuă, dar și o serie de armonici cu amplitudine desărescătoare.

Pierderile în fier devin mai mari și se datoresc fenomenelor de histerezis și a curenților turbionari suplimentari ca urmare a armonicilor de curent. Aceste pierderi impun folosirea tolelor pentru fabricarea indusului și polilor la mașinile alimentate prin varistor.

Pierderile în înfășurări se măresc și ele datorită creșterii rezistenței înfășurării în curent alternativ, creștere care poate ajunge la valori de 33%.

Practic, solicitările termice suplimentare duc la încălziri suplimentare. S-a putut constata că efectele termice se manifestă mai pronunțat la motoarele serie ceea ce implică măsuri suplimentare la utilizarea acestor motoare.

Solicitările mecanice prin vibrații suplimentare ale mașinii, pot cauza rupturi la oboseală sau deșurubări a unor dispozitive precum și unele fenomene de rezonanță mecanică. De asemenea datorită unor variații mari de curent (di/dt) pot apărea efecte dinamice, care solicită suplimentar diferite părți ale rotorului. Aceste efecte negative precum și remediile sunt în general cunoscute și aplicate.

Solicitările electrice suplimentare se manifestă prin apariția de tensiuni electrice între arbori și scuturi și prin înrăutățirea comutației. Soluțiile pentru combaterea înrăutățirii comutației sunt diferite pentru cele două tipuri de motoare impunând măsuri suplimentare, față de cazul clasic, atât la motorul cu excitație separată cât și la cel serie.

b) Un alt grup de probleme se referă la influența motorului de c.c. asupra varistorului [K6, K3]. Astfel se admite că atât motorul cu excitație separată cât și cel cu excitație serie influențează funcționarea varistoarelor indirecte, în timp ce schemele cu comutare directă nu sunt influențate.

La mașina de c.c. cu excitație separată tensiunea indusă este funcție de curentul de excitație și de viteza de rotație a mașinii, fiind în general independentă de curentul din indus. Deci chiar și la sarcini mici (curenți prin rotor de valoare mică) tensiunea indusă are valori mari ceea ce influențează negativ încărcarea condensatorului la schemele la care condensatorul este în paralel cu tiristorul principal sau descărcarea lui totală la schemele la care condensatorul este în paralel cu dioda de nul.

La mașina de c.c. cu excitație serie tensiunea indusă depinde de curentul prin rotor, care este și curent de excitație și de viteza de rotație. Rezultă că acest tip de mașină lucrând la sarcini mici duce la tensiuni induse mici care nu influențează încărcarea respectiv descărcarea condensatoarelor de comutație din schemele variatoarelor. Acest avantaj al mașinii serie față de cea cu excitație separată este practic mai mic sau chiar neglijabil deoarece în aplicații mașina serie nu lucrează niciodată în gol sau la curenți mici din motive cunoscute.

În ceea ce privește posibilitățile de cuprindere matematică a tensiunii induse la mașina cu excitație separată fluxul de excitație poate fi considerat constant ceea ce permite scrierea relației $U_g = K \cdot \Omega$ pentru tensiunea indusă, în care K este o constantă ce poate fi determinată. La mașina serie aceeași relație este $U_g = k \cdot \phi \cdot \Omega$ dar $\phi = f(i)$ după o caracteristică neliniară ceea ce impune diferite metode de aproximație analitică a caracteristicii $\phi = f(i)$ constituind un dezavantaj, cu implicații asupra preciziei calculului analitic.

c) Din punct de vedere al caracteristicilor de tracțiune în regim de marș, motorul serie a fost și este încă foarte utilizat la acționarea vehiculelor, din cauza caracteristicilor mecanice mai favorabile pentru tracțiune. În regim de frinare atât dinamică cât și cu recuperare de energie intervin unele dificultăți, care necesită realizarea unei preexcitări a motorului serie sau alimentarea separată a excitației.

Odată cu apariția și răspândirea atât a redresoarelor comandate cât și a variatoarelor precum și mai recent, a implementării microprocesoarelor în comanda sistemelor de acționare motorul cu excitație separată este folosit în tot mai numeroase aplicații, întrucât el poate avea caracteristici mecanice mai mari decât în cazul clasic, iar în regim de frinare dinamică și

ca recuperare este mai avantajos față de motorul serie. Dacă se mai adaugă și faptul că motorul cu excitație separată este mai ușor decât motorul serie și are caracteristici antipatinare și antiblocare mai bune, rezultă că motorul de c.c. cu excitație separată devine un concurent serios pentru motorul serie.

Analizând evoluția sistemelor de acționare cu variatoare care în momentul actual sînt aproape în exclusivitate în domeniul tracțiunii urbane, interurbane, miniere sau transport uzinal, ca unele încercări de aplicații la autovehicule [K6, A1, B9] se poate spune că multe firme au trecut la introducerea în instalațiile de tracțiune a motorului de c.c. cu excitație separată la noile modele [A5, KE, B11, S9] ca urmare a avantajelor pe care le oferă în ciuda și a unor dezavantaje pe care aceste motoare le au, așa cum a rezultat din prezentările anterioare.

Extinderea acționărilor cu motoare de c.c. cu excitație separată necesită și un studiu corespunzător al acestor sisteme de acționare cu atât mai mult cu cît unele fenomene nu sînt cunoscute decât calitativ.

3.2. Metode de studiu a sistemelor de acționare cu variator

Prezența dispozitivelor semiconductoare în schemele variatoarelor sistemelor de acționare introduce anumite dificultăți în traterea matematică a acestor sisteme în principal din cauze neliniarității acestor dispozitive precum și a schimbării la anumite intervale de timp a configurației circuitului schemei ca urmare a trecerii dispozitivelor din starea blocată în cea de conducție și invers. Dacă la aceste dificultăți se adaugă și cele create de mașina de c.c. cu propriile ei neliniarități în special la mașina cu excitație serie, precum și variația în timp a parametrilor electrici ai mașinii (de exemplu modificarea valorii rezistenței cu încălzirea sau a inductivității indusului ca urmare a saturației parțiale a miezului magnetic) se observă că există serioase dificultăți pentru cuprinderea matematică a tuturor fenomenelor.

În funcție de scopul urmărit au apărut metode de calcul, care, pornind de la diferite ipoteze simplificatoare, au permis deducerea unor relații și metode de calcul pentru circuitele aferente variatoarelor sau pentru comportarea motoarelor în curent pulsatoriu.

Această etapă este practic încheiată astăzi când, cunoscându-se în general stăt variatorul cât și motorul ca elemente separate se urmărește o comportare globală a sistemului de multe ori incluzând și parametrii rețelei de alimentare.

În literatura se remarcă analiza acestor sisteme pe baza următoarelor metode :

a) metoda rezolvării ecuațiilor diferențiale pentru fiecare configurație a schemei variatorului [P1, P2, L8] și calculul diferitelor mărimi pornind de la soluțiile acestor ecuații diferențiale.

Prezentată într-o formă aplicabilă pe calculatorul numeric această metodă poate rezolva stăt problemele din regimurile tranzitorii cât și cele din regimurile staționare.

b) Metode bazate pe modelarea și simularea circuitelor electrice au dus la extinderea în tot mai mare măsură a utilizării metodei variabilelor de stare combinată cu analiza topologică a circuitelor și diferite metode de identificare a dispozitivelor semiconductoare. Această metodă s-a extins în tehnică și în electrotehnică și ca răspuns la neajunsurile metodei funcțiilor de transfer. O comparație între cele două metode s funcțiilor de transfer și a variabilelor de stare [K13] aduce avantaje celei de-a doua care se aplică tot mai mult. Datorită complexității ei se apelează la calculatorul numeric pentru efectuarea calculelor [M6, M2].

c) Metode bazată pe aplicarea analizei prin serii Fourier pentru calculul unor mărimi [S11]. Metode presupune cunoscută forma de undă a unor mărimi de exemplu tensiunea de ieșire de la variator și prin descompunerea ei în serii Fourier permite calculul altor mărimi stăt în regia staționară cât și tranzitorie.

În această lucrare autorul a aplicat prima metodă de studiu bazată pe ecuațiile diferențiale ale sistemului, fiind potrivită pentru complexitatea problemelor tratate și posibilitatea de a oferi o unitate întregii lucrări favorabilă înțelegerii și interpretării acțiunii diferiților parametri, care intervin în funcționarea sistemului.

3.3. Ipoteze simplificatoare la metode de analiză utilizate în lucrare

Așa cum s-a arătat în paragraful precedent în lucrare a fost adoptată ca metodă principală de studiu a sistemului de ecționare cu variator, metoda bazată pe ecuațiile diferențiale ale

ale circuitelor electrice rezultate din schimbarea topologiei schemei varistorului ca urmare a trecerii dispozitivelor semiconductorice în stările blocate și de conducție.

Evident complexitatea calculului și a relațiilor obținute sînt dependente de ipotezele avute în vedere la scrierea ecuațiilor diferențiale. Pentru prezente lucrare aceste ipoteze sînt următoarele :

- a) Pentru dispozitivele semiconductorice s-a considerat că:
 - în stare de conducție au rezistență nulă ;
 - în stare blocată au rezistență infinită ;
 - intrarea lor în conducție după aplicarea impulsului de comandă are loc instantaneu ;
- b) Pentru variator s-a admis următoarele :
 - curentul prin toate circuitele s-a considerat variabil de-a lungul unei perioade (cu excepția cazurilor cînd se precizează altfel) ;
 - frecvența de lucru și mărimea "a" (vezi lista de notații) s-au considerat măriri de comandă a varistorului ;
 - tensiunea de intrare s-a considerat netedă ;
 - nu s-a luat în considerare influența unui filtru de intrare la variator.
- c) Pentru motor ca sarcină a varistorului s-a admis :
 - viteză unghiulară variabilă pe perioade de lucru a varistorului (cu excepția cazurilor cînd se specifică altfel) ;
 - curentul prin motor ca și cel prin variator s-a considerat variabil pe o perioadă de lucru (cu aceeași excepție) ;
 - parametrii electrici ai motorului, rezistența indusului și inductivitatea acestuia s-au considerat constante ;
 - în cazul motorului serie s-a luat în considerare fenomenele neliniare prin caracteristica intermediară.
- d) Pentru sistemul variator-motor :
 - soluțiile ecuațiilor diferențiale au fost scrise față de o origine unică a timpului considerată, de regulă, la începutul unei perioade de lucru ;
 - toate mărimile au fost considerate în unități ale sistemului internațional de unități de măsură (SI) care nu au fost specificate decît atunci cînd mărimile au fost însoțite de valori numerice ;
 - pentru regimul clasic denumit tranzitoriu s-a păstrat și în lucrare aceeași denumire, dar pentru denumirea de regim quasi-staționar în lucrare se folosește denumirea de regim cu valori me-

dii constante, denumire care după părerea autorului exprimă mai aproape de realitate modul de funcționare a sistemului de acționare cu variator.

4. STUDIUL PRIVIND ACȚIONABILITATEA CU VARIATOARE ȘI MOTORE DE C.C. CU EXCITAȚIE SEPARATĂ

Așa cum s-a prezentat în § 2.1. motorul de c.c. cu excitație separată este folosit alături de cel serie în unele aplicații ale acționărilor cu variatoare, chiar dacă este vorba de acționări din domeniul tracțiunii.

În multe lucrări de specialitate se studiază diferite aspecte ale acționărilor cu variatoare considerându-se sau variatorul sau motorul ca elemente ideale sau admitând anumite simplificări care duc la un volum de calcul mai mic dar și la rezultate limitate.

Apare astfel necesitatea unei tratări mai cuprinzătoare în care să fie luți în considerare cât mai mulți factori care influențează sistemul variator-motor și performanțele sale.

În acest capitol am efectuat un astfel de studiu care permite cunoașterea influenței diferiților parametri de natură electrică, electronică și mecanică asupra sistemului variator-motor, în regimuri de funcționare cu valori medii constante precum și la pornire.

O astfel de abordare a problemei face și o legătură între unele mărimi definite pentru caracteristica mecanică naturală : $I_r, \Omega_r, \Delta\Omega_r, k_r$ bine cunoscute specialiștilor din acest domeniu și mărimile specifice care apar odată cu utilizarea variatoarelor cum sînt : T, a, t_{bl} , limita de funcționare cu curent întrerupt sau anumite mărimi medii Ω_{med}, I_{med} .

Motorul se consideră caracterizat de parametrii L, R, K, J constanți în timp. De asemenea, se va lua în considerare caracteristica mecanică statică naturală.

Tensiunea de alimentare, U , a variatorului va fi de esența presupusă constantă în timp.

Variatorul are ca mărimi controlabile indiferent de tipul acestuia pe a și T . Ca variabilă independentă a acționării se admite cuplul static rezistent M_r .

Curentul prin motor i și viteza unghiulară ω acestuia Ω se vor considera ca mărimi variabile în timp și dependente de toate mărimile anterioare.

4.1. Studiul sistemelor de acționare fără considerarea intervalului de comutație al variatorului (variator ideal)

4.1.1. Reducerea relațiilor de calcul a curentului și vitezei

Un variator ideal de tensiune prezintă la ieșire o succesiune de impulsuri dreptunghiulare de tensiune cu lățime și (sau) frecvență variabilă. La un astfel de variator comutația tiristorului principal nu are nici o influență asupra formei și valorii tensiunii de ieșire. În fig.4.1 se prezintă un sistem de acționare cu motor de c.c. cu excitație separată și un variator de tensiune continuă (V.T.C.), considerat ideal.

Fig.4.1

Protrivit cu forma tensiunii de ieșire, variația în timp a curentului prin motor și a vitezei unghiulare sînt arătate calitativ în fig.4.2.a și b, pentru cazul curentului neîntrerupt, respectiv întrerupt.

Metoda de calcul utilizată în lucrare constă, așa cum s-a arătat, în rezolvarea ecuațiilor diferențiale aferente acționării în fiecare interval de funcționare a variatorului; intervalele de funcționare a variatorului rezultă din fig.4.2 și sînt următoarele:

- intervalul I în care sursa alimentează motorul cu tensiune U ; întinderea acestui interval este de la zero la α ;
- intervalul II în care sur. a este decuplată iar curentul prin motor este preluat de dioda de nul;
- intervalul III care apare numai în cazul curentului întrerupt, deci cînd prin motor curentul este nul iar dispozitivele semiconductoare din variator sînt blocate.

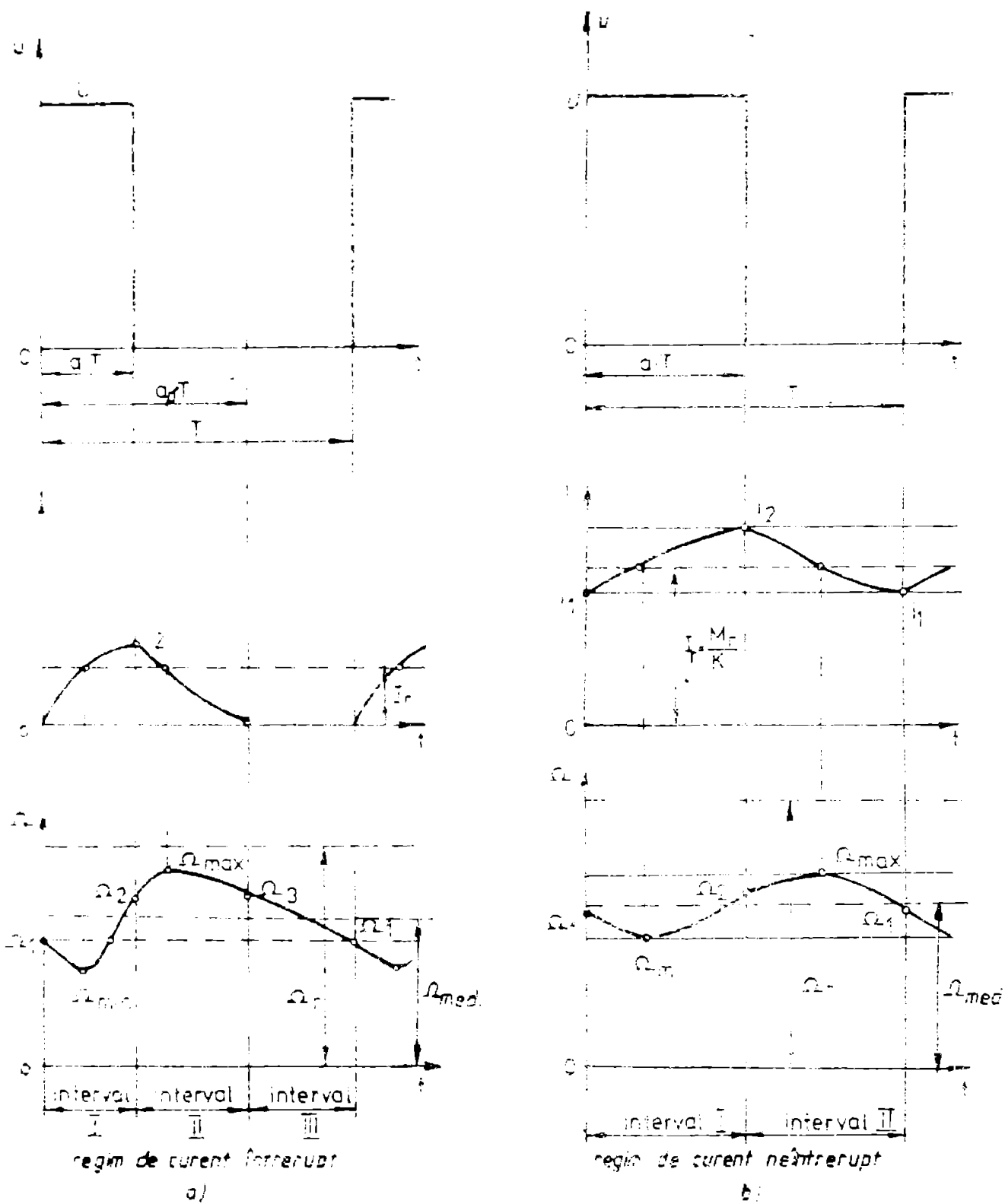


Fig.4.2

Tabelul 4.1 prezintă centralizat sistemele de ecuații diferențiale pentru fiecare interval și simbolul utilizat pentru soluția acestor ecuații.

Ecuațiile diferențiale din tabelul 4.1 rezultă din aplicarea legii lui Kirchhoff pe circuitele electrice care se formează în cele două intervale cât există circulație de curent și prin considerarea condiției așezării.

Tabelul 4.1

Interval	Ecuații diferențiale	Începutul intervalului	Sfârșitul intervalului		Soluția ec. dif.
			h.I.C	l.C	
I.	$E = K \cdot \Omega + h \cdot i + L \frac{di}{dt}$ $K \cdot i - L \frac{d\Omega}{dt} = J$	0	a.T	a.T	$i^{(1)}(t)$ $\Omega^{(1)}(t)$
II.	$0 = K \cdot \Omega + h \cdot i + L \frac{di}{dt}$ $K \cdot i - L \frac{d\Omega}{dt} = J$	a.T	T	a.p.T	$i^{(2)}(t)$ $\Omega^{(2)}(t)$
III.	$-L \frac{d\Omega}{dt} = J$	a.p.T	-	T	$\Omega^{(3)}(t)$

Notă : l.C - curent întrerupt
h.I.C - curent neîntrerupt

Rezolvarea acestor sisteme de ecuații diferențiale, ale căror necunoscute sînt $i(t)$ și $\Omega(t)$ se poate face cu utilizînd calculul operațional. În anexa 4.1 se prezintă această rezolvare.

Relațiile care descriu soluțiile diferă după cum înecuația $T_m \geq 4 \cdot T_e$ este îndeplinită într-un sens sau altul și după cum sistemul variator-motor funcționează cu sau fără întrerupt sau neîntrerupt.

Astfel pentru cazul :

a) $T_m > 4 T_e$ (mişcare aperiodică) (4.1)

și funcționare cu curent neîntrerupt relațiile sînt următoarele:

$$\Omega^{(1)}(t) = \Omega_r + (\Omega_1 - \Omega_r) \cdot F_{H1}(t) + \frac{K}{J \cdot \beta} (i_1 - I_r) \cdot F_{H2}(t) \quad (4.2)$$

$$i^{(1)}(t) = I_r + (i_1 - I_r) \cdot F_{H3}(t) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_1 - \Omega_r) \cdot F_{H2}(t) \quad (4.3)$$

$$\Omega^{(2)}(t) = -\Delta \Omega_r + (\Omega_c + \Delta \Omega_r) \cdot F_{H1}(t - \sigma) + \frac{K}{J \cdot \beta} (i_c - I_r) \cdot F_{H2}(t - \sigma) \quad (4.4)$$

$$i^{(2)}(t) = I_r + (i_c - I_r) \cdot F_{H3}(t - \sigma) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_c + \Delta \Omega_r) \cdot F_{H2}(t - \sigma) \quad (4.5)$$

unde $F_{H1}(t)$, $F_{H2}(t)$ și $F_{H3}(t)$ sînt funcții prezentate în lista notațiilor.

Pentru cazul :

b) $T_m < 4 T_e$ (mişoare periodică) (4.6)

și curent neîntrerupt relațiile sînt :

$$\Omega^{(1)}(t) = \Omega_r + (\Omega_1 - \Omega_r) F1(t) + \frac{K}{J \cdot \beta} (I_1 - I_r) F2(t) \quad (4.7)$$

$$i^{(1)}(t) = I_r + (I_1 - I_r) F3(t) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_1 - \Omega_r) F2(t) \quad (4.8)$$

$$\Omega^{(2)}(t) = -\Delta \Omega_r + (\Omega_2 + \Delta \Omega_r) F1(t - \sigma T) + \frac{K}{J \cdot \beta} (I_1 - I_r) F2(t - \sigma T) \quad (4.9)$$

$$i^{(2)}(t) = I_r + (I_2 - I_r) F3(t - \sigma T) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_2 + \Delta \Omega_r) F2(t - \sigma T) \quad (4.10)$$

unde $F1(t)$, $F2(t)$ și $F3(t)$ sînt funcții prezentate în liste de notații.

Dacă funcționarea sistemului variator-motor este cu curent întrerupt (fig. 4.2.e) atunci pentru cazul :

c) $T_m > 4 T_e$ (mişoare aperiodică)

relațiile sînt următoarele :

$$\Omega^{(1)}(t) = \Omega_r + (\Omega_1 - \Omega_r) F1(t) - \frac{K}{J \cdot \beta} I_r F2(t) \quad (4.11)$$

$$i^{(1)}(t) = I_r (1 - F3(t)) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_1 - \Omega_r) F2(t) \quad (4.12)$$

$$\Omega^{(2)}(t) = -\Delta \Omega_r + (\Omega_2 + \Delta \Omega_r) F1(t - \sigma T) + \frac{K}{J \cdot \beta} (I_2 - I_r) F2(t - \sigma T) \quad (4.13)$$

$$i^{(2)}(t) = I_r + (I_2 - I_r) F3(t - \sigma T) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_2 + \Delta \Omega_r) F2(t - \sigma T) \quad (4.14)$$

$$\Omega^{(3)}(t) = -\frac{h}{J} (t - \sigma_p \cdot T) + \Omega_3 \quad (4.15)$$

$$i^{(3)}(t) = 0 \quad (4.16)$$

similar pentru cazul :

d) $T_m < 4 T_e$ (mişoare periodică)

$$\Omega^{(1)}(t) = \Omega_r + (\Omega_1 - \Omega_r) F1(t) - \frac{K}{J \cdot \beta} I_r F2(t) \quad (4.17)$$

$$i^{(1)}(t) = I_r (1 - F3(t)) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_1 - \Omega_r) F2(t) \quad (4.18)$$

$$\Omega^{(2)}(t) = -\Delta\Omega_2 + (\Omega_2 + \Delta\Omega_2) \cdot F_1(t-e_1) + \frac{K}{J \cdot \beta} (I_2 - I_1) \cdot F_2(t-e_1) \quad (4.19)$$

$$i^{(2)}(t) = I_1 + (I_2 - I_1) \cdot F_3(t-e_1) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_2 + \Delta\Omega_2) \cdot F_2(t-e_1) \quad (4.20)$$

$$\Omega^{(3)}(t) = -\frac{L}{J} (t - e_p \cdot i) + \Omega_3 \quad (4.21)$$

$$i^{(3)}(t) = 0$$

În expresiile soluțiilor pentru $i(t)$ și $\Omega(t)$ în cele patru cazuri de mai sus se pot constata următoarele :

- relațiile care reprezintă fenomene de tip aperiodic ($\ln > 4$ Ia) utilizează funcții hiperbolice conținute în $F_1(t) \div F_3(t)$, iar cele care reprezintă fenomene de tip periodic utilizează funcții trigonometrice grupate în $F_1(t) \div F_3(t)$.

- keijmal de curent întrerupt dace la o ecuație în plus pentru viteză $\Omega^{(3)}(t)$.

Toate relațiile de mai sus au fost scrise considerînd originea timpului în originea sistemului de axe care coincide cu momentul aplicării tensiunii la bornele motorului.

Cazul în care $\ln = 4$ Ia (fenomen aperiodic critic) este foarte greu realizabil în practică, motiv pentru care nu a fost tratat ca o situație separată.

Soluțiile originale obținute pentru viteză și curentul motorului sistemului de acționare permit studiarea în continuare a altor mărimi și caracteristici specifice sistemului.

4.1.2. Caracteristici în regimuri cu valori medii constante

a) Caracteristicile mecanice artificiale. Prin relația cu valorile medii constante se înțelege, de fapt, funcționarea în care valorile curentului i și a vitezei angajare Ω sînt aceleași la începutul și la sfîrșitul unei perioade de lucru a sistemului variator-motor. În această situație și valorile medii pe perioadă rîmîn constante.

Acest regim de funcționare permite deducerea legăturii între valorile medii ale curentului și ale vitezei sub forma :

$$\Omega_{med} = f(I_{med}) \quad (4.22)$$

care reprezintă caracteristicile mecanice artificiale ale sistemului.

Determinarea mărimilor medii de mai sus se poate face din expresiile lui $\Omega(t)$ și $i(t)$ în condițiile cunoașterii tuturor mărimilor din aceste expresii.

Referindu-ne la o perioadă și având în vedere relațiile pentru i și Ω în cazurile a); b); c); d) de la § 4.1.1. se pot scrie reamănând relațiile :

- pentru curent întrerupt :

$$i(t) = \begin{cases} i^{(1)}(t) & 0 \leq t < s \cdot T \\ i^{(2)}(t - s \cdot T) & s \cdot T \leq t \leq T \end{cases} \quad (4.23)$$

$$\Omega(t) = \begin{cases} \Omega^{(1)}(t) & 0 \leq t < s \cdot T \\ \Omega^{(2)}(t - s \cdot T) & s \cdot T \leq t \leq T \end{cases} \quad (4.24)$$

În relațiile (4.23) și (4.24) $i^{(1)}(t)$, $i^{(2)}(t - s \cdot T)$, $\Omega^{(1)}(t)$, $\Omega^{(2)}(t - s \cdot T)$ vor avea expresiile corespunzătoare din (4.2) și (4.10) după cum $Im > 4 T_e$ sau $Im < 4 T_e$.

- pentru curent întrerupt :

$$i(t) = \begin{cases} i^{(1)}(t) & 0 \leq t < s \cdot T \\ i^{(2)}(t - s \cdot T) & s \cdot T \leq t < s_p \cdot T \\ 0 & s_p \cdot T \leq t \leq T \end{cases} \quad (4.25)$$

$$\Omega(t) = \begin{cases} \Omega^{(1)}(t) & 0 \leq t < s \cdot T \\ \Omega^{(2)}(t - s \cdot T) & s \cdot T \leq t < s_p \cdot T \\ \Omega^{(3)}(t - s_p \cdot T) & s_p \cdot T < t \leq T \end{cases} \quad (4.26)$$

Și în acest caz $i^{(1)}$, $i^{(2)}(t - s \cdot T)$, $\Omega^{(1)}(t)$, $\Omega^{(2)}(t - s \cdot T)$, $\Omega^{(3)}(t - s_p \cdot T)$ vor avea expresiile corespunzătoare din (4.11) și (4.21) după cum $Im > 4 T_e$ sau $Im < 4 T_e$.

În relațiile (4.23) și (4.26) dacă alegem ca mărimi cunoscute : U , k , L , J , K , k_2 pentru motor și $s_p \cdot T$ pentru varistor etanșă ce necunoscute rezultă i_1 , i_2 , Ω_1 , Ω_2 pentru cazul curentului neîntrerupt și i_2 , Ω_3 , Ω_1 , Ω_2 , s_p pentru cazul curentului întrerupt.

Pentru calculul valorilor medii este necesară determinarea acestor necunoscute, care se poate efectua în modul descris mai jos.

Având în vedere că valoarea unei mărimi la sfârșitul unui interval este egală cu cea de la începutul intervalului următor

și că valorile maxime la începutul perioadei sînt aceleași cu cele de la sfîrșitul ei (regim cu valori medii constante) se pot scrie următoarele egalități evidente și independente :

- Pentru curent neîntrerupt :

$$\begin{cases} \Omega^{(1)}(u.T) = \Omega_2 \\ i^{(1)}(s.T) = i_2 \\ \Omega^{(2)}(1-s.T) = \Omega_1 \\ i^{(2)}(1-s.T) = i_1 \end{cases} \quad (4.27)$$

- Pentru curent întrerupt :

$$\begin{cases} \Omega^{(1)}(s.T) = \Omega_2 & (4.28.1) \\ i^{(1)}(0.T) = i_2 & (4.28.2) \\ \Omega^{(2)}(s_p.T-s.T) = \Omega_3 & (4.28) \quad (4.28.3) \\ i^{(2)}(s_p.T-s.T) = 0 & (4.28.4) \\ \Omega^{(3)}(1-s_p.T) = \Omega_1 & (4.28.5) \end{cases}$$

Dezvoltînd și ordonînd egalitățile (4.27) avînd în vedere și (4.2), (4.3), (4.4) se obține un sistem de patru ecuații cu patru necunoscute, care poate fi scris astfel :

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Omega_1 \\ i_1 \\ \Omega_2 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{15} \\ a_{25} \\ a_{35} \\ a_{45} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Expresiile coeficienților a_{ij} , $i=1,4$; $j=1,5$ pentru cazul $m > 4$ sînt date în Anexa 4.2. La rezolvarea sistemului (4.29) în raport cu necunoscutele $\Omega_1, \Omega_2, i_1, i_2$ se utilizează metoda Gauss [Cl, Dă, H1] transpusă pe calculatorul numeric. Organizația acestei metode așa cum este folosită în lucrare se prezintă în fig.01, cu explicațiile necesare pentru înțelegerea ei.

În cazul curentului întrerupt egalitățile (4.28) cu (4.11) ÷ (4.16) conduc la un sistem de cinci ecuații cu cinci necunoscute: $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, i_2, s_p$. Acest sistem de ecuații nu mai este liniar cu coeficienți constanți ceea ce face rezolvarea lui mai dificilă. Observînd că necunoscuta s_p poate lua valori în intervalul $(s, 1)$ autorul propune pentru rezolvarea sistemului (4.28) o metodă numerică, iterativă, ce conține următoarele etape :

1. Se alege o primă valoare pentru a_p astfel : $a_p = a + \Delta$. Valoarea lui Δ se stabilește prin încercări, astfel ca timpul de calcul total să fie cât mai mic. Se recomandă $\Delta = (1-a)/50$.

2. Valoarea impusă pentru a_p se introduce în relațiile (4.23.3) și (4.23.4). Din egalitățile (4.23.1) ÷ (4.23.4) se formează astfel un sistem de patru ecuații liniare cu coeficienți constanți care poate fi soluționat prin metode cunoscute de exemplu prin metode Gauss utilizată și la sistemul (4.27). Necunoscutele sînt : $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, i_2$.

Sistemul se prezintă astfel :

$$\begin{bmatrix} a_{11}^i & a_{12}^i & a_{13}^i & a_{14}^i \\ a_{21}^i & a_{22}^i & a_{23}^i & a_{24}^i \\ a_{31}^i & a_{32}^i(a_p) & a_{33}^i & a_{34}^i(a_p) \\ a_{41}^i & a_{42}^i(a_p) & a_{43}^i & a_{44}^i(a_p) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Omega_1 \\ \Omega_2 \\ \Omega_3 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{15}^i \\ a_{25}^i \\ a_{35}^i(a_p) \\ a_{45}^i(a_p) \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

În (4.30) elementele de forma $a_{ij}^i(a_p)$ sînt dependente de cea de-a cincea necunoscută - ap. expresiile elementelor $a_{ij}^i, i=1,2, j=1,5$ sînt prezentate în Anexa 4.3.

3. Se definește o eroare ε cu ajutorul relației (4.23.5) astfel :

$$\varepsilon = \Omega_1 - \Omega_3 + \frac{L_2}{j}(1-a_p) \cdot T \quad (4.31)$$

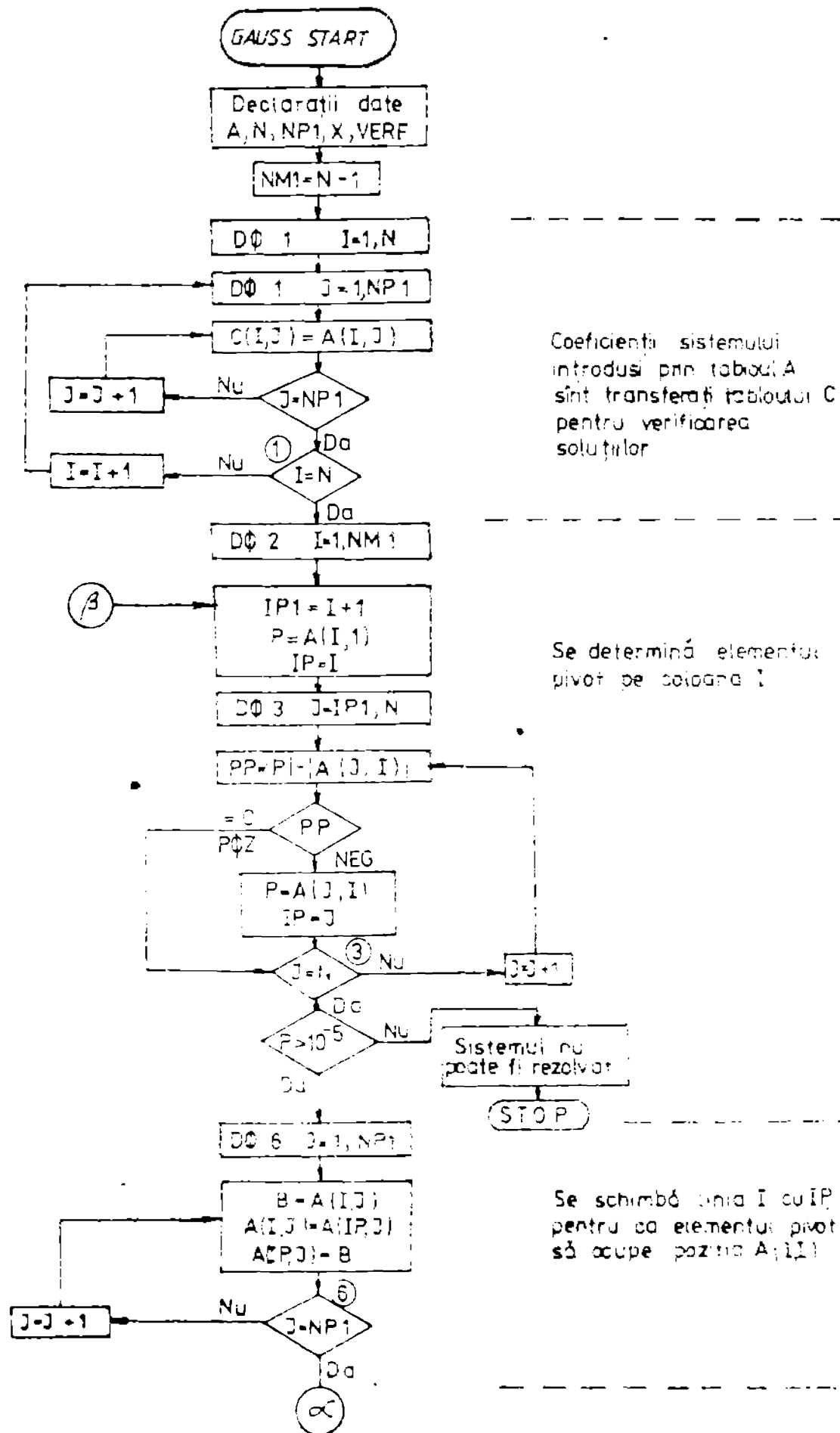
Dacă soluțiile $a_p, \Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, i_2$ calculate în etapele anterioare înlocuite în (4.31) duc la $|\varepsilon| \leq \varepsilon_{\min}$ calculul se consideră încheiat. Dacă $|\varepsilon| > \varepsilon_{\min}$, atunci se modifică a_p în sensul potrivit și se reiau punctele 1 - 3 de mai sus, pînă la îndeplinirea condiției $|\varepsilon| \leq \varepsilon_{\min}$. Absteres ε_{\min} este aleasă în funcție de precizia necesară în calcule. Dar valori prea mici pentru ε_{\min} duc la timp de calcul mare. S-a folosit în lucrare $\varepsilon_{\min} = 10^{-5}$.

Valorile medii pe o perioadă a curentului $i(t)$ și a vitezei $\Omega(t)$ se calculează folosind expresiile (4.23) - (4.26) cu următoarele relații :

- pentru curent neîntrerupt :

$$\Omega_{\text{med}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \Omega(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{aT} \Omega^{(1)}(t) dt + \int_{aT}^T \Omega^{(2)}(t-aT) dt \right] \quad (4.32.1)$$

$$\text{și} \quad i_{\text{med}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{aT} i^{(1)}(t) dt + \int_{aT}^T i^{(2)}(t-aT) dt \right] \quad (4.32.2)$$



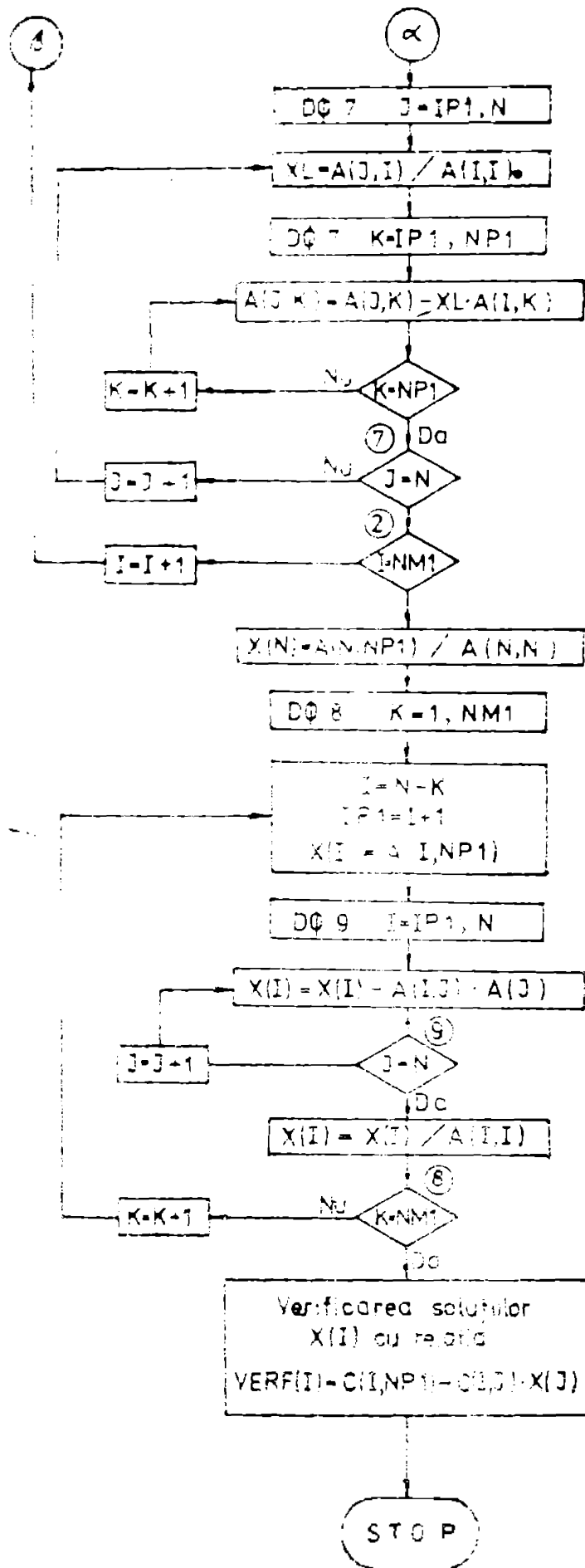
Coeficienții sistemului introdusi prin tabloul A sînt transferați tabloului C pentru verificarea soluțiilor

Se determină elementul pivot pe coloana I

Sistemul nu poate fi rezolvat

Se schimbă linia I cu IP pentru ca elementul pivot să ocupe poziția A(I, I)

Fig. 0.1.



Sistemul este redus la forma sa triunghiulară

Se calculează rădăcinile sistemului cu relația:

$$x_i = \frac{1}{a_{ii}} \left[a_{i, NP1} - \sum_{j=i+1}^n a_{ij} \cdot x_j \right]$$

Verificarea soluțiilor

Fig.0.1 (continuare)

- pentru curent întrerupt :

$$\Omega_{med} = \frac{1}{T} \int_0^1 \Omega(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{sT} \Omega^{(1)}(t) dt + \int_{sT}^{s_p T} \Omega^{(2)}(t-s_p T) dt + \int_{s_p T}^T \Omega^{(3)}(t-s_p T) dt \right] \quad (4.33.1)$$

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^1 i(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{sT} i^{(1)}(t) dt + \int_{sT}^{s_p T} i^{(2)}(t-s_p T) dt \right] \quad (4.33.2)$$

efectuând calculele în relațiile (4.32) ÷ (4.33) se obține în final :

- pentru curent neîntrerupt :

cazul $in > 4$ se

$$\Omega_{med} = s \cdot \Omega_0 - \Delta \Omega_r + \frac{I_r \cdot T \cdot e^{-\beta}}{T} [U_{H1} + U_{H2} + U_{H3} + U_{H4}] \quad (4.34)$$

în care :

$$U_{H1} = (\Omega_1 - \Omega_r) \cdot \left[2 \frac{\alpha}{\beta} (1 - e^{-\alpha s T} \cdot \operatorname{ch} \beta s T) - \frac{\alpha^2 + \beta^2}{\beta^2} \operatorname{sh}(\beta \cdot s \cdot T) \cdot e^{-\alpha \cdot s T} \right] \quad (4.35)$$

$$U_{H2} = (\Omega_2 + \Delta \Omega_r) \cdot \left[2 \frac{\alpha}{\beta} (1 - e^{-\alpha(1-a)T} \cdot \operatorname{ch} (1-a) \cdot T - \frac{\alpha^2 + \beta^2}{\beta^2} e^{-\alpha(1-a)T} \cdot \operatorname{sh} \beta(1-a)T \right] \quad (4.36)$$

$$U_{H3} = \frac{K}{J \cdot \beta} (i_1 - i_r) \left[1 - (\operatorname{ch} \beta s T + \frac{\alpha}{\beta} \operatorname{sh} \beta s T) e^{-\alpha s T} \right] \quad (4.37)$$

$$U_{H4} = \frac{K}{J \cdot \beta} (i_2 - i_r) \left[1 - (\operatorname{ch} \beta(1-s)T + \frac{\alpha}{\beta} \operatorname{sh} \beta(1-s)T) \cdot e^{-\alpha(1-s)T} \right] \quad (4.38)$$

pentru curent relația este :

$$I_{med} = I_r + \frac{1}{T \cdot \beta} \left[(i_1 - i_r) e^{-\alpha s T} \cdot \operatorname{sh} \beta s T + (i_2 - i_r) \cdot e^{-\alpha(1-s)T} \operatorname{sh} \beta(1-s)T \right] - \frac{I_r \cdot T \cdot e^{-\beta}}{T} [U_{H3} + U_{H4}] \quad (4.39)$$

în care :

$$U_{M3} = \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_1 - \Omega_2) \left[1 - (\operatorname{ch} \beta s T + \frac{\alpha}{\beta} \operatorname{sh} \beta s T) e^{-\alpha s T} \right] \quad (4.40)$$

$$U_{M4} = \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_2 + \Delta \Omega_2) \left[1 - (\operatorname{ch} \beta (1-s) T + \frac{\alpha}{\beta} \operatorname{sh} \beta (1-s) T) e^{-\alpha (1-s) T} \right] \quad (4.41)$$

cazul $T_m < 4 \cdot T_e$
 Viteza medie se calculează cu relația :

$$\begin{aligned} \Omega_{med} = & \alpha \cdot \Omega_0 - \Delta \Omega_2 + \frac{T_e \cdot I_m \cdot \beta}{T \cos \gamma} \cdot \left[\frac{(\Omega_1 - \Omega_2)}{\cos \varphi_1} \left[\sin(\varphi_1 + \gamma) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \sin(\beta s T - \varphi_1 - \gamma) \cdot e^{-\alpha s T} \right] + \frac{\Omega_2 + \Delta \Omega_2}{\cos \varphi_2} \left[\sin(\varphi_2 + \gamma) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \sin[\beta (1-s) T - \varphi_2 - \gamma] \cdot e^{-\alpha (1-s) T} \right] \right] \quad (4.42) \end{aligned}$$

Currentul mediu se calculează cu relația :

$$\begin{aligned} I_{med} = & I_2 - \frac{J \cdot I_e \cdot I_m \cdot \beta^2}{k \cdot I \cdot \cos^2 \gamma} (\Omega_1 - \Omega_2) \left[1 - \frac{e^{-\alpha s T} \cdot \cos(\beta s T - \varphi_1)}{\cos \varphi_1} \right] + \\ & + (\Omega_2 + \Delta \Omega_2) \left(1 - \frac{e^{-\alpha (1-s) T} \cdot \cos[\beta (1-s) T - \varphi_2]}{\cos \varphi_2} \right) \quad (4.43) \end{aligned}$$

În relațiile pentru calculul vitezei și curentului mediu (4.42) și (4.43) se au folosit și notațiile :

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{\alpha}{\beta} \quad (4.44)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \operatorname{tg} \gamma + \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot \frac{I_1 - I_2}{\Omega_1 - \Omega_2} \quad (4.45)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \operatorname{tg} \gamma + \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot \frac{I_2 - I_1}{\Omega_2 + \Delta \Omega_2} \quad (4.46)$$

În cazul funcționării cu curent întrerupt se obțin :

- pentru $T_m > 4 \cdot T_e$

relația vitezei medii este :

$$\begin{aligned} \Omega_{med} = & \alpha \cdot \Omega_0 - \Delta \Omega_2 \cdot \alpha_p + \Omega_3 (1 - \alpha_p) - \frac{I_2}{J} \cdot \frac{(1 - \alpha_p)^2 T}{2} + \\ & + \frac{T_e \cdot I_m \cdot \beta}{T} [U_{M1} + U_{M2}] + \frac{K}{J \cdot \beta} [U_{M3} + U_{M4}] \quad (4.47) \end{aligned}$$

în care

$$U_{H1} = (\Omega_1 - \Omega_r) \left[2 \frac{\alpha}{\beta} (1 - \operatorname{ch} \beta s t) \cdot e^{-\alpha s t} - \left(1 + \frac{\alpha^2}{\beta^2} \right) \operatorname{sh} \beta s t \cdot e^{-\alpha s t} \right] \quad (4.43)$$

$$U_{H2} = (\Omega_2 + \Delta \Omega_r) \left[2 \frac{\alpha}{\beta} (1 - \operatorname{ch} \beta (s_p - s) t) \cdot e^{-\alpha (s_p - s) t} - \left(1 + \frac{\alpha^2}{\beta^2} \right) \operatorname{sh} \beta (s_p - s) t \cdot e^{-\alpha (s_p - s) t} \right] \quad (4.49)$$

$$U_{H3} = -I_r \left[1 - (\operatorname{ch} \beta s t + \frac{\alpha}{\beta} \operatorname{sh} \beta s t) e^{-\alpha s t} \right] \quad (4.50)$$

$$U_{H4} = (I_2 - I_r) \left[1 - (\operatorname{ch} \beta (s_p - s) t + \frac{\alpha}{\beta} \operatorname{sh} \beta (s_p - s) t) e^{-\alpha (s_p - s) t} \right] \quad (4.50')$$

relația pentru curentul mediu este:

$$I_{med} = I_r \cdot s_p - \frac{1}{T \cdot \beta} \left[I_r \operatorname{sh} \beta s t \cdot e^{-\alpha s t} - (I_2 - I_r) \operatorname{sh} \beta (s_p - s) t \cdot e^{-\alpha (s_p - s) t} \right] - \frac{i_0 \cdot i_m \cdot K}{L \cdot t} \left[(\Omega_1 - \Omega_r) (1 - (\operatorname{ch} \beta s t + \frac{\alpha}{\beta} \operatorname{sh} \beta s t) e^{-\alpha s t}) + (\Omega_2 + \Delta \Omega_r) (1 - (\operatorname{ch} \beta (s_p - s) t + \frac{\alpha}{\beta} \operatorname{sh} \beta (s_p - s) t) e^{-\alpha (s_p - s) t}) \right] \quad (4.51)$$

Similar în cazul $T_m < 4T_e$ se obțin următoarele relații:

$$\Omega_{med} = \omega \cdot \Omega_0 - s_p \cdot \Delta \Omega_r + \Omega_j (1 - s_p) - \frac{I_r}{J} \left(\frac{(1 - s_p)^2}{2} \cdot T + \frac{i_0 \cdot i_m \cdot b}{T \cos \delta} \left[\frac{(\Omega_1 - \Omega_r)}{\cos \varphi_3} \sin(\beta s t - \varphi_3 - \delta) e^{-\alpha s t} + \sin(\varphi_3 + \delta) + \frac{\Omega_2 + \Delta \Omega_r}{\cos \varphi_4} \left[\sin(\beta (s_p - s) t - \varphi_4 - \delta) + \sin(\varphi_4 + \delta) \right] \right] \right) \quad (4.52)$$

$$I_{med} = I_r \cdot s_p - \frac{i_0 \cdot i_m \cdot J \cdot b^2}{K \cdot t \cdot \cos \delta} \left[(\Omega_1 - \Omega_r) \left(1 - \frac{e^{-\alpha s t} \cdot \cos(\beta s t - \varphi_3)}{\cos \varphi_3} + (\Omega_2 + \Delta \Omega_r) \left(1 - \frac{e^{-\alpha (s_p - s) t} \cdot \cos(\beta (s_p - s) t - \varphi_4)}{\cos \varphi_4} \right) \right] \quad (4.53)$$

S-a notat ca :

$$\operatorname{tg} \varphi_3 = \frac{(\Omega_1 - \Omega_2) \cdot \frac{\alpha}{\beta} - I_2 \cdot \frac{K}{J \cdot \beta}}{\Omega_1 - \Omega_2} \quad (4.54)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_4 = \frac{(\Omega_2 + \Delta\Omega_2) \cdot \frac{\alpha}{\beta} + (I_2 - I_2) \cdot \frac{K}{J \cdot \beta}}{\Omega_2 + \Delta\Omega_2} \quad (4.55)$$

b) Calculul limitei de curent ^{La}intrerupt sistemelor de acționare cu V.T.C. prezintă interes cunoașterea valorii minime a cuplului rezistent la arbore $M_{r\lim}$ pentru care funcționarea sistemului se situează la limite domeniului de curent intrerupt la o anumită combinație a marilor de comandă ale varistorului și i. Având în vedere relația $M_{r\lim} = K \cdot I_{r\lim}$ se poate calcula $M_{r\lim}$ cunoscându-se $I_{r\lim}$, mărime pentru care autorul propune metode de mai jos.

Cu notațiile din fig. 4.2 limita de funcționare cu curent intrerupt apare când este îndeplinită condiția :

$$1(1-sT) - I_{rl} = 0 \quad (4.56)$$

De asemenea, referindu-ne la funcționarea cu curent neintrerupt, se pot scrie următoarele egalități (similare cu egalitățile 4.27) :

$$\begin{cases} \Omega^{(1)}(sT) = -\Omega_{2l} \\ I^{(2)}(sT) = I_{2l} \\ \Omega^{(2)}(1-sT) = -\Omega_{1l} \\ I^{(2)}(1-sT) = 0 \end{cases} \quad (4.57)$$

Dezvoltând și ordonând egalitățile (4.57) având în vedere și (4.2) - (4.5) se obține din nou un sistem de patru ecuații cu patru necunoscute $\Omega_{1l}, \Omega_{2l}, I_2, I_{r\lim}$ care poate fi scris :

$$\begin{bmatrix} a_{11l} & a_{12l} & a_{13l} & a_{14l} \\ a_{21l} & a_{22l} & a_{23l} & a_{24l} \\ a_{31l} & a_{32l} & a_{33l} & a_{34l} \\ a_{41l} & a_{42l} & a_{43l} & a_{44l} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Omega_{1l} \\ \Omega_{2l} \\ I_2 \\ I_{r\lim} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{15l} \\ a_{25l} \\ a_{35l} \\ a_{45l} \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

Coefficienții $a_{ijl}, i=1,4, j=1,5$ sînt dați în Anexa 4.4 pentru cazul $\lambda_1 > 4 \cdot T_1$. După rezolvarea sistemului (4.58), care poate fi efec-

testă tot prin metode Gauss descrisă anterior, se pot calcula viteza medie și curentul mediu la limite de funcționare cu curent întrerupt cu relațiile 4.34 ÷ 4.41 sau 4.42 ÷ 4.43, ceea ce dă posibilitatea construirii caracteristicii limitei de curent întrerupt $\Omega_{med} = f(I_{med})$.

4.1.3. Organizarea de calcul a caracteristicilor la funcționarea cu valori medii constante

pornind de la metodele și relațiile stabilite în paragrafele anterioare, autorul a conceput un program de calcul numit "VAHLEL" și realizează pentru cazul $T_n > 4 \cdot T_e$. Programul conține trei părți :

- Primele parte calculează valorile corespunzătoare funcționării sistemului la limite de curent întrerupt. Organizarea acestei părți este redată în fig.0.2.a unde se observă că aceste calcule se efectuează conform metodei de la 4.1.2.b în domeniul frecvență 100 - 500 Hz, valori frecvent folosite pentru comanda variatoarelor de tensiune continuă. Pentru fiecare frecvență din domeniul arătat. Ieșită în calcul, mărimile se primesc valori între 0,1 și 1.

Calculule se efectuează pentru mai multe valori ale inductivității din circuitul rotoric, luate în program ca multiplu al inductivității indusului L_0 . Se scoate astfel în evidență influența a trei factori, L_r , f , a asupra mărimilor la limite carentului întrerupt.

- În partea a doua programul VAHLEL calculează mărimile regimului de curent neîntrerupt. Organizarea este reprezentată în fig.0.2.b și are la bază metode de calcul prezentată la 4.1.2.a. Programul conține trei cicluri tangente care controlează valorile cuplului rezistent - k_T , între o valoare minimă (în exemplu $k_{Tmin} = 2 \text{ N.m}$) și $k_{Tnominal}$. Un alt ciclu controlează valoarea lui a , de la 0,1 la 0,9. Ciclul al treilea modifică valoarea frecvenței între f_{min} (= 100 Hz) și f_{max} (= 500 Hz). După rezolvarea sistemului de ecuații (4.29) se verifică mărimea i_1 . Dacă $i_1 \geq 0$ programul se continuă întrucît sistemul funcționează cu curent neîntrerupt. În cazul în care $i_1 < 0$ se trece la a treia parte a programului.

- Partea a treia se referă la calculul mărimilor aparținând regimului de curent întrerupt. Organizarea este prezen-

tată în fig.0.2.e. Algoritmul de calcul este descris la 4.1.2.e. După cum se vede din figura prezintă o mare parte a organizației se referă la calculul lui s_p . În cazul că soluția pentru s_p nu poate fi găsită, procedura de calcul se oprește dacă $s_p > 1$. De asemenea în cazul în care corecția efectuată asupra lui s_p scade sub 10^{-6} ($\Delta < 10^{-6}$) calculul se oprește considerându-se că s-a obținut o precizie corespunzătoare a soluțiilor. Expresia lui ε (rel.4.31) s-a ales astfel încât dacă s_p crește de la 0 la 1, funcția ε să scadă dinspre valori pozitive spre valori negative. Mărimile de intrare pentru programul MAIDEL sînt : U, K, L, J, K, k_T, f, s . Mărimile k_T, f, s sînt controlate de bucle DO. Mărimi de ieșire sînt $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, i_1, i_2, s_p, \Omega_{med}$ și i_{med} , inclusiv mărimile corespunzătoare funcționării la limita de curent întrerupt.

4.1.4. Rezultate obținute prin metodele prezentate

pentru aplicarea metodei s-a considerat o acționare cu motor de c.c. cu excitație separată și un variator de tensiune ideal cu următoarele date nominale : $U_N = 220$ V ; $I_N = 20$ A ; $L = 10,45$ mH ; $R = 0,825 \Omega$, $K = 1,944$ V/rad.s ; $J = 1,15$ kgm² [B19]. Pentru variator s-a considerat $s \in [0,1, 0,9]$ și $f \in [100, 500]$ Hz. Cu datele de mai sus este îndeplinită condiția $T_m > 4 \cdot T_e$ și toate calculele au fost efectuate cu relațiile corespunzătoare.

a) Caracteristicile mecanice artificiale pentru regiuni de curent întrerupt și neîntrerupt au fost calculate după metodele arătate în § 4.1.2. În fig.4.3 și 4.4 sînt prezentate unele caracteristici avînd ca parametri s și $f = 1/T$. Analizînd rezultatele obținute se constată că în ce privește curentul mediu este îndeplinită egalitatea

$$I_{med} \approx I_T$$

adică pentru orice combinație a mărimilor de comandă s și T , curentul mediu prin motor este egal cu curentul absorbit de motor pe caracteristica naturală la un cuplu static rezistent k_T .

În ce privește viteza medie în regim de curent neîntrerupt aceasta se poate calcula cu relația :

$$\Omega_{med} = s \cdot \Omega_0 - \Delta \Omega_T$$

și deci este independentă de frecvența de comandă a variatorului.

START

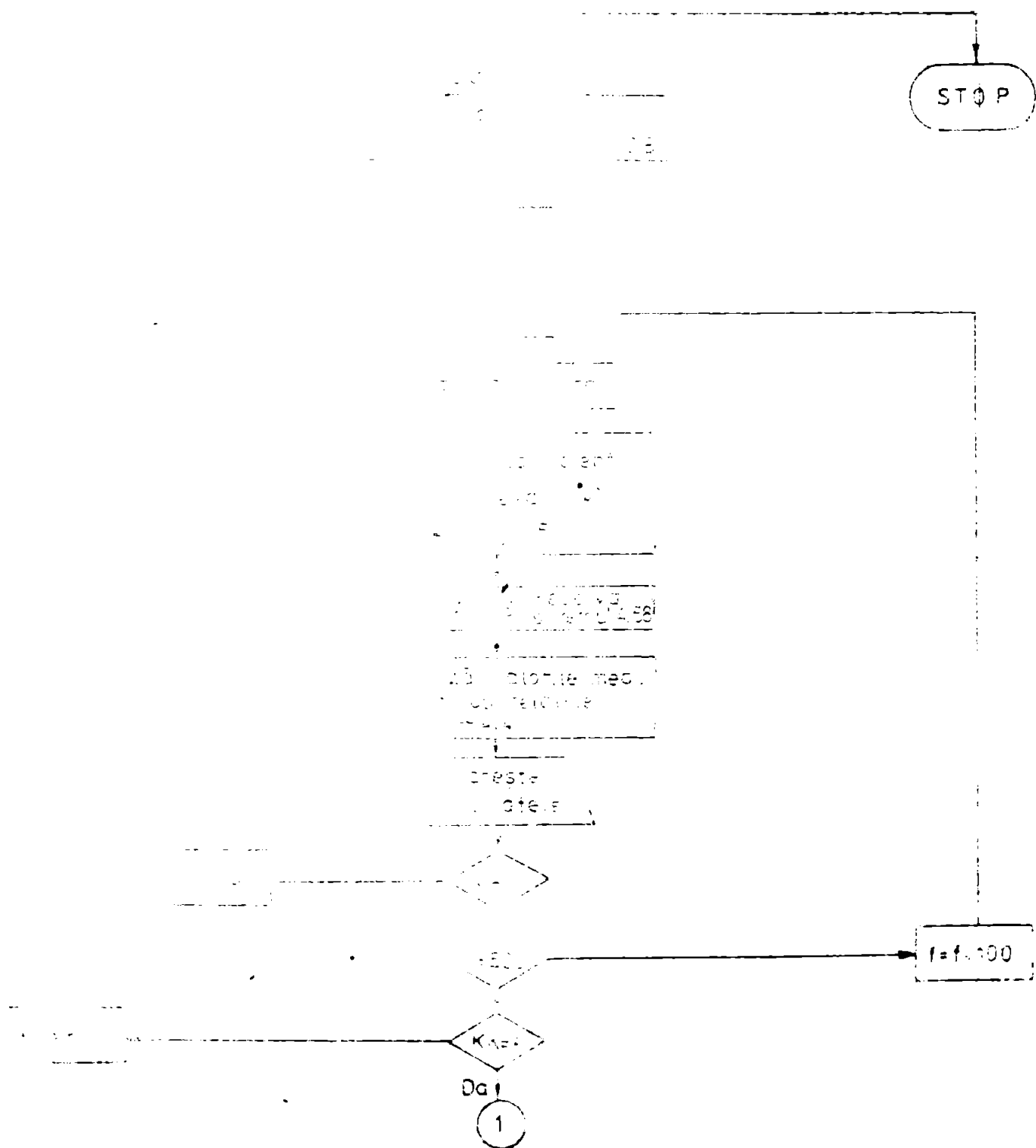


Fig. 0.2. a).

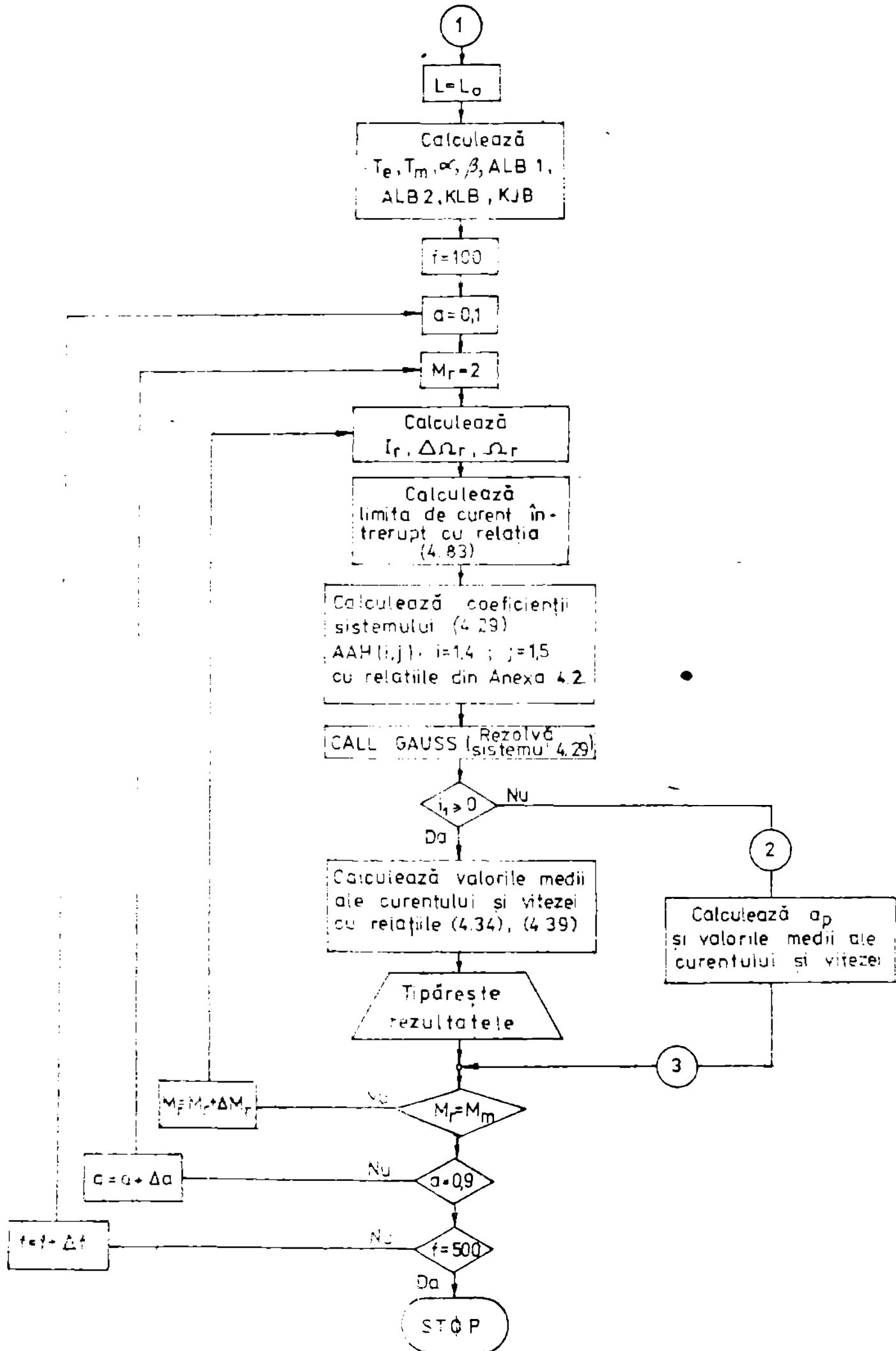


Fig.0.2. b)



Fig.4.3

Caracteristicile mecanice artificiale sînt paralele cu cea naturală, în zone de curent neîntrerupt.

b) Limite de curent întrerupt. Delimitarea zonei de curent întrerupt este bine pusă în evidență de caracteristicile $\Omega_{med} = f(I_{med})$ reprezentată în fig.4.5, de unde se observă că pentru restrîngerea zonei de curent întrerupt

o cale eficientă este creșterea frecvenței de lucru. O altă mărime care modifică valoarea lui I_{plim} este inductivitatea din circuitul inductiv, în fig.4.6 și 4.7 s-a notat inductivitatea inductivității motorului cu L_0 iar inductivitatea totală cu L . Caracteristicile sînt în evidență faptul că asupra reducerii limitei de curent întrerupt se poate acționa eficient realizînd valori $L/L_0 \in [1,4]$. Această observație este utilă în faza de proiectare întrucît

Fig.4.5

creșterea raportului L/L_0 se realizează prin introducerea de inductivități în serie cu motorul, ceea ce duce la scumpirea instalației, la creșterea greutateii și a volumului ocupat.



Fig.4.6

Inductivitatea suplimentară L' se poate calcula cu relație :

$$L' = L_0 \left(\frac{k}{L_0} - 1 \right) \quad (4.69)$$

c) Curentul prin motor la aceste acționări este pulsator. Amplitudinea acestor pulsații prezintă de asemenea interes pentru sistemul de acționare întrucât se produce o încălzire suplimentară și împrăștierea comutației mașinii care reduce performanțele ei, ceea ce impune limitarea amplitudinii pulsațiilor la valori optime.

Amplitudinea pulsațiilor se calculează :

- pentru curent neîntrerupt :

$$\Delta i = i_2 - i_1 \quad (4.70)$$

- pentru curent întrerupt :

$$\Delta i = i_2 \quad (4.71)$$

Asupra amplitudinii pulsațiilor influențează stit mărimile de comandă α și f și parametrii electrici ai motorului din care inductivitatea circuitului L_0 prezintă un interes deosebit.

În fig.4.8, 4.9 sînt reprezentate caracteristicile referitoare la dependența amplitudinii pulsațiilor de frecvență



Fig.4.7

și cuplul rezistent pentru sistemul de secționare considerat. Se poate observa că valoarea maximă a amplitudinii în toate ca-

sările prezentate apare pentru $\omega=0,5$ ceea ce corespunde cu rezultatele din literatură [W14, K12, P2]. Pe de altă parte la ecuații a, f și L cuplul rezistent nu influențează asupra amplitudinii componentei alternative.

4.2. Metodă simplificată de calcul a mărimilor corespunzătoare funcționării cu valori medii constante

a) Casal curentului neinterupt.

Din rezultatele paragrafurilor anterioare se poate observa că datorită constantei mecanice de timp mai mare decât perioada de lucru a variatorului ($T_m > T$); practic se poate considera că, pe o perioadă,

$$\Omega(t) = \Omega_{med} = \text{constant} \quad (4.72)$$

cu amare ecuația mișcării în ecuațiile diferențiale din tab.4.1 nu mai are

Fig.4.8
sens, iar pentru soluțiile curentului rezultă relațiile [W14, K1, D3, L3]:

$$i^{(1)}(t) = -\frac{U^0}{E} + \left(i_1 + \frac{U^0}{E}\right) \cdot e^{-\frac{t}{T_0}} \quad 0 \leq t \leq \pi T \quad (4.73)$$

$$i^{(2)}(t) = -\frac{U''}{R} + \left(i_2 + \frac{U''}{R}\right) e^{-(t-sT) \frac{1}{T_0}} \quad sT < t \leq T \quad (4.74)$$

in care

$$U' = K \cdot \Omega_{med} \cdot U \quad (4.75)$$

$$U'' = K \cdot \Omega_{med}$$

Valorile i_1 , i_2 se determină din condițiile :

$$\begin{cases} i^{(1)}(sT) = i_2 \\ i^{(2)}(T-sT) = i_1 \end{cases} \quad (4.76)$$

ier în ce privește viteze medie, aceasta se poate calcula pornind de la legea a doua a lui Kirchhoff pentru circuitul inductiv scrisă cu valori medii astfel [414]:

$$U_{med} = -K \cdot \Omega_{med} \cdot I_{med} \cdot R \quad (4.77)$$

dar evident $U_{med} = s \cdot U$, deci

$$\Omega_{med} = \frac{s \cdot U - I_{med} \cdot R}{K}$$

intrând $I_{med} = I_X$

$$\Omega_{med} = \frac{s \cdot U - I_X \cdot R}{K} \quad (4.78)$$

Din relațiile (4.76), (4.73) și (4.78) rezultă

$$i_2 = I_X + \frac{U}{R} \left[\frac{1 - e^{-s \cdot T_X}}{1 - e^{-T_X}} - s \right] \quad (4.79)$$

$$i_1 = I_X + \frac{U}{R} \left[e^{-(1-s)T_X} \cdot \frac{1 - e^{-s \cdot T_X}}{1 - e^{-T_X}} - s \right] \quad (4.80)$$

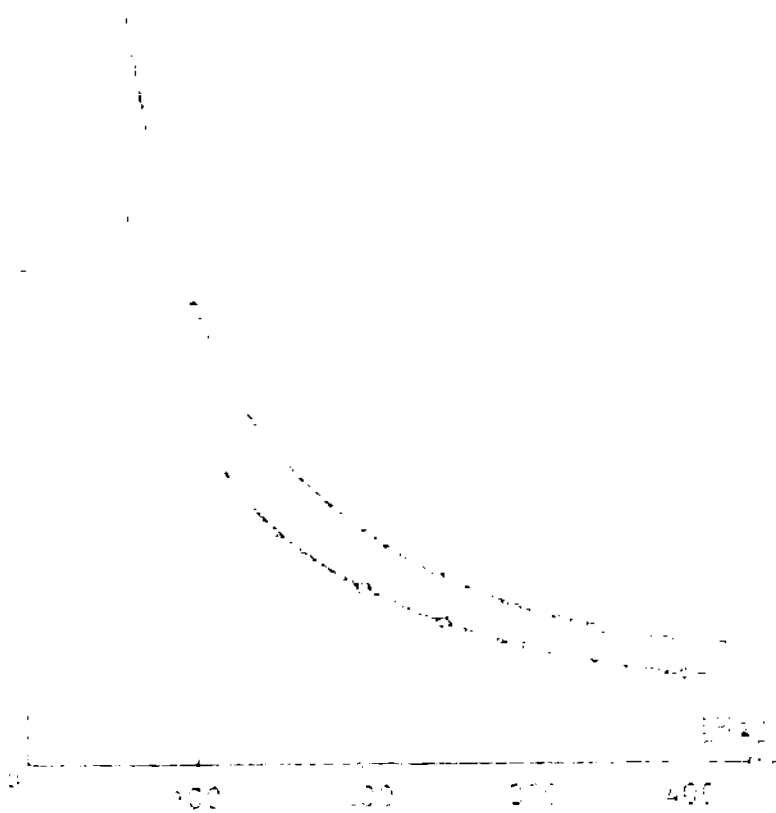


Fig. 4.9

În care :

$$T_x = T/10 \quad (4.80')$$

Cu aceste valori amplitudinea componentei alternative a curentului prin motor este :

$$\Delta i = i_2 - i_1 = \frac{U}{R} \cdot \frac{(1 - e^{-sT_x})(1 - e^{-(1-s)T_x})}{1 - e^{-T_x}} \quad (4.81)$$

Studiind derivata $\frac{d\Delta i}{ds}$ se poate arăta că valoarea maximă a amplitudinii are loc pentru $s = 0,5$.

Valoarea maximă a amplitudinii este :

$$\Delta i_{\max} = \frac{U}{R} \cdot \frac{1 - e^{-T_x/2}}{1 - e^{-T_x}} \quad (4.82)$$

Din relația (4.82) se mai observă că amplitudinea componentei alternative depinde de mărimile de comandă s și T și prin intermediul lor de viteza motorului. Sarcina motorului însă nu are influență asupra componentei alternative a curentului.

Relațiile (4.73) și (4.82) sînt valabile pentru regimul de curent neîntrerupt, adică $i_1 \geq 0$.

b) Cazul curentului întrerupt

O problemă a acestei situații constă în determinarea limitei de funcționare la curent întrerupt.

Aceasta rezultă din relația (4.80) impunînd $i_1 = 0$ și se obține :

$$i_{x\min} = \frac{U}{R} \left[s - \frac{1 - e^{-sT_x}}{1 - e^{-T_x}} \cdot e^{-(1-s)T_x} \right] \quad (4.83)$$

În condițiile funcționării cu curent întrerupt se pot deduce următoarele relații pentru curentul prin motor menținînd și cum condiția (4.72) și avînd în vedere tab.4.1 :

$$\begin{cases} i^{(1)}(t) = \frac{U^n}{R} (e^{-t/T_0} - 1) & 0 \leq t \leq sT \\ i^{(2)}(t) = -\frac{U^n}{R} + (i_2 + \frac{U^n}{R}) e^{-\frac{(t-sT)}{T_0}} & sT < t \leq s_p T \\ i^{(3)}(t) = 0 & s_p T < t \leq T \end{cases} \quad (4.84)$$

$$(4.85)$$

În relațiile (4.83) - (4.84) U' și U'' au semnificațiile din (4.75).

Pentru calculul valorii medii a vitezei unghiulare se are în vedere relația (4.77).

Tensiunea la bornele motorului la funcționarea cu curent întrerupt are forma din fig.4.11 din care se deduce că :



Fig.4.11

$$U_{med} = s \cdot U + (1 - s_p) \cdot k \cdot \Omega_{med} \quad (4.86)$$

Înlocuind (4.36) în (4.77) (care este valabilă și în acest caz) avînd în vedere și aici $I_{med} \approx I_r$, se obține :

$$\Omega_{med} = \frac{s \cdot U - I_r \cdot k}{s_p \cdot k} = \frac{s \cdot \Omega_0 - \Delta \Omega_r}{s_p} \quad (4.87)$$

Rezultă că pentru calculul vitezei medii este necesară cunoașterea mărimii s_p , care se deduce din (4.34) și (4.85) observînd că :

$$\begin{cases} i^{(1)}(s_1) = i_2 \\ i^{(2)}(s_p T) = 0 \end{cases} \quad (4.88)$$

După efectuarea calculelor în (4.88) se obține ecuația :

$$e^{-T_r(s-s_p)} = 1 + \frac{(s_p - s) \cdot U + I_r \cdot k}{s \cdot U - I_r \cdot k} \cdot (1 - e^{-T_r \cdot s}) \quad (4.89)$$

În relația (4.88) singura necunoscută este s_p , dar ecuația nefiind algebrică soluția se obține pe cale numerică prin metode reprezentării funcției [18], astfel :

1. Se definește funcția ABT obținută din (4.89) :

$$ABT = e^{-T_r(s_p - s)} - \frac{(s_p - s) \cdot U + I_r \cdot k}{s \cdot U - I_r \cdot k} (1 - e^{-T_r \cdot s}) - 1 \quad (4.90)$$

2. Se alege o primă valoare pentru s_p și se calculează cu ea ABT :

$$s_p = s + \sigma$$

în care σ este pasul ales pentru calcul ; se recomandă $\sigma = 0,1 \cdot s$

3. Se testează inegalitatea :

$$|ABT| \leq \epsilon \quad (4.91)$$

În relația (4.91) valoarea lui ε se alege ca un optin între timpul de calcul și precizia convenabilă. S-a folosit $\varepsilon = 10^{-3}$. Dacă inegalitatea (4.91) este verificată calculul se oprește. Dacă nu este îndeplinită se modifică corespunzător a_p pînă la îndeplinirea inecuației.

O altă relație pentru calculul lui a_p se poate stabili dacă se are în vedere că exponentul $\text{Tr}(a_p - a)$ este mic, ceea ce ne permite a scrie că :

$$e^{\text{Tr}(a_p - a)} \approx 1 + \text{Tr}(a_p - a) + \frac{\text{Tr}^2(a_p - a)}{2} \quad (4.92)$$

dezvoltarea în serie din (4.92) transformă ecuația (4.89) într-o ecuație algebrică și după efectuarea calculelor se obține:

$$a_p = a + \frac{c - \text{Tr}_x + \sqrt{(\text{Tr}_x - c)^2 + 2 \cdot \text{Tr}_x^2 \cdot a_1 \cdot c}}{\text{Tr}_x^2} \quad (4.93)$$

în care :

$$a_1 = \frac{1 - \varepsilon}{\varepsilon} ; \quad c = \frac{-\text{Tr}_x \cdot a}{\varepsilon - a_1}$$

relația (4.93) dăce la rezultate apropiate de cele obținute cu metode decuriză la § 4.1.2.e), față de care apar diferențe de pînă la 6% la valori mici ale lui a ($a = 0,25$) și diferențe mai mici de 1% pentru valori mai mari ale lui a .

În concluzie metoda simplificată permite calculul următoarelor mărimi și caracteristici :

1. Caracteristicile mecanice artificiale în regim de curent întrerupt sau neîntrerupt cu relația generală :

$$\Omega_{\text{med}} = \frac{a \cdot \Omega_0 - \Delta \Omega_x}{a_p} \quad (4.94)$$

unde $a_p = 1$ pentru curent neîntrerupt. În cazul curentului întrerupt a_p se calculează cu relația (4.93) sau (4.89).

2. Limita de funcționare cu curent neîntrerupt care se calculează cu relația (4.83) și care față de metode exactă din paragraful 4.1.2 prezintă erori sub 0,2%.

3. Amplitudinea componentei alternative cu relația (4.81), valorile maxime și minime ale curentului i_1 și i_2 , cu relațiile (4.79) și (4.80) relații care față de metode exactă din paragraful 4.1.2 dau erori maxime de 1%.

4.3. Studiul regimului de pornire al sistemelor de acționare cu variatoare de tensiune continuă ideale

După cum s-a arătat deja, acționările cu variatoare de tensiune sînt utilizate în maree lor majoritate în domeniul tracțiunii electrice în special tracțiunea urbană, suburbană și uzuală.

Diagrama de mers a acestor acționări arată numeroase porniri, uneori vehiculul nici nu ajunge la viteza de regim staționar. Din acest motiv cunoașterea comportării acționării pe durata pornirii poate furniza multe informații pentru alegerea și dimensionarea elementelor acestor acționări.

Pentru studiul acestui regim s-a pornit de la ecuațiile generale ale acționării în cele patru cazuri semnificative date de relațiile (4.2) ÷ (4.5) ; (4.7) ÷ (4.10) ; (4.11) ÷ (4.16) și (4.17) ÷ (4.21).

În cazul acționărilor clasice pornirea motoarelor ridică anumite probleme cum ar fi : curenții axia de pornire, timpul de pornire, dimensionarea elementelor parcurse de curent, etc.

Acționările cu V.T.C. ridică pe lângă problemele enumerate mai sus și altele referitoare la alegerea potrivită a parametrilor de comandă ai variatorului (a, f), problema eraticilor de rețea, a pierderilor suplimentare în motor, comutația maginii, etc.

Pentru a putea cunoaște calitativ și cantitativ mărimile arătate este necesară o metodă de calcul a pornirii în aceste condiții de alimentare a motorului (prin V.T.C).

Metoda care se propune pentru calculul regimului transitoriu de pornire are în vedere următoarele ipoteze :

1) Motorul se pune în mișcare doar cînd curenții medii prin inductor devine mai mare decît cel corespunzător cuplului rezistent, adică :

$$I_{med} \geq I_r \quad (4.95)$$

Fină în acest moment rotorul fiind blocat, motorul este tratat ca o sarcină rezistiv-inductivă.

2) Valorile curenților și vitezei de la sfîrșitul unei perioade de înarm sînt egale cu cele de la începutul celei următoare.

3) Procesul transitoriu se consideră încheiat cînd sînt verificate inegalitățile :

$$\left| \frac{I_{med} - I_Y}{I_Y} \right| \leq 0,05 \quad (4.96)$$

$$\left| \frac{\Omega_{med}(l) - \Omega_{med}(l-1)}{\Omega_{med}(l-1)} \right| \leq 0,01 \quad (4.97)$$

Inegalitatea (4.96) are în vedere faptul că procesul tranzitoriu electric se poate considera încheiat dacă diferența relativă dintre mărișsa curenților la un moment dat I_{med} și valoarea sa de lungă durată, I_Y , este sub 5% [Klo]. Similar inegalitatea (4.97) arată că procesul tranzitoriu mecanic se poate considera încheiat fiind diferența relativă între vitezele medii a două perioade consecutive ($l-1$ și l) devine mai mică decît 1%.

Desfășurarea procesului pornirii la o acționare dată este determinat de modul de variație în timp a mărimilor de comandă a și f iar pe de altă parte de sarcina la arbore - cuplul rezistent L_Y .

S-au studiat pe calculator două variante de desfășurare a pornirii :

- a) cu frecvență de comandă, f, constantă ;
- b) cu curenț mediu constant.

Prin acest studiu s-a urmărit cunoașterea desfășurării procesului de pornire prin calculul curenților medii, a vitezei medii la pornire precum și a timpului de pornire. Calculule s-au efectuat pentru cazul $T_a > 4 \cdot T_e$, întrucît și studial pentru regiunb cu valori medii constante s-a efectuat tot în acest caz.

a) Pornirea cu frecvență de comandă constantă. Pornind de la ipotezele admise pentru desfășurarea pornirii în fig.4.12.a și b sînt arătate calitativ evoluțiile în timp a curenților și vitezei unghiulare la acest tip de pornire (curenț neîntrerupt).

În intervalul de timp în care rotorul este blocat se poate considera că sarcina variatorului este de tip rezistiv-inductiv, ce urmare relațiile care descriu variația curenților prin motor rezultă din (4.72) și (4.74) cu $K \cdot \Omega_{med} = 0$ sub forma :

$$i^{(1)}(t) = I_0 \cdot (1 - e^{-2\alpha \cdot t}) + i_1 \cdot e^{-2\alpha \cdot t} \quad 0 < t \leq sT \quad (4.97.1)$$

$$i^{(2)}(t) = i_2 \cdot e^{-2\alpha(t-sT)} \quad sT < t \leq T \quad (4.97.2)$$

Curențul mediu se determină cu relațiile (4.97.1), (4.97.2) și (4.32.2) obținîndu-se în final :

$$I_{med} = \alpha \cdot I_d + \frac{i_1 - I_d + i_2}{2 \cdot \alpha \cdot T} + (I_d - i_1) \cdot e^{-2 \cdot \alpha \cdot t} - \frac{i_2}{2 \cdot \alpha \cdot T} \cdot e^{-2 \cdot \alpha \cdot (1-\alpha) \cdot T} \quad (4.97.3)$$

iar pentru tensiunea medie este valabilă relație

$$U_{med} = \alpha \cdot U \quad (4.97.4)$$

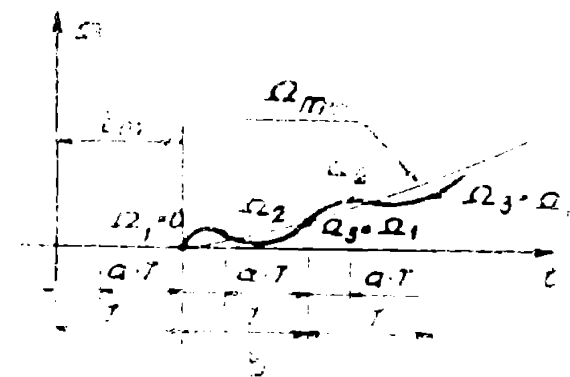
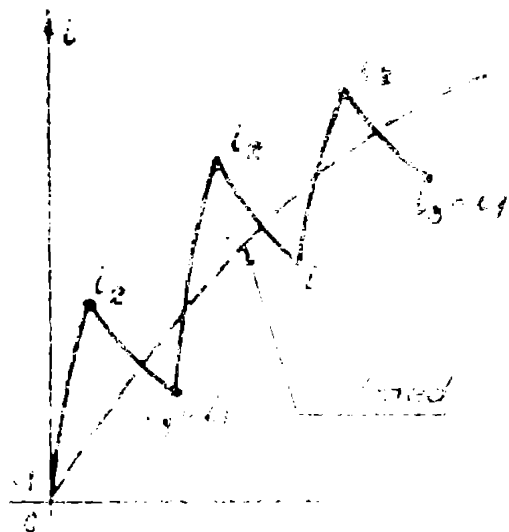


Fig. 4.12

in care se impun, de asemenea, condițiile :

$$\begin{aligned} \Omega_2 &= \Omega^{(1)}(t) \Big|_{t=\alpha \cdot T} \\ \Omega_3 &= \Omega^{(2)}(t) \Big|_{t=\alpha_p \cdot T + \alpha \cdot T} \\ \Omega_4 &= \Omega_1 = \Omega^{(3)}(t) \Big|_{t=T-\alpha \cdot T} \end{aligned} \quad (4.98.3)$$

in care Ω_4 reprezintă viteza motorului la sfârșitul fiecărei perioade de comandă.

După începerea rotației rotorului variațiile curentului și a vitezei sînt descrise de relațiile : (4.2), (4.3), (4.4), (4.5). In aceste relații pentru aflarea valorilor i_2 ; $i_3 = i_1$, Ω_2 , $\Omega_3 = \Omega_1$ se impun condițiile :

$$\begin{aligned} \Omega_2 &= \Omega^{(1)}(t) \Big|_{t=\alpha \cdot T} \\ \Omega_3 = \Omega_1 &= \Omega^{(2)}(t) \Big|_{t=T-\alpha \cdot T} \end{aligned} \quad (4.98.1)$$

și

$$\begin{aligned} i_2 &= i^{(1)}(t) \Big|_{t=\alpha \cdot T} \\ i_3 = i_1 &= i^{(2)}(t) \Big|_{t=T-\alpha \cdot T} \end{aligned} \quad (4.98.2)$$

in desfășurarea procesului pornirii apare regiul de curent întrerupt, dacă sarcina la arbore este redusă și viteza unghiulară ridicată. In această situație se aplică la relațiile : (4.11), (4.12), (4.13), (4.14), (4.15) și (4.16)

și

$$i_2 = i^{(1)}(t) \Big|_{t=c.T} \quad (4.93.4)$$

$$0 = i^{(2)}(t) \Big|_{t=a_p.T-a.T}$$

Valorile medii ale vitezei și curentului se calculează cu relațiile (4.34), (4.39) pentru curent neîntrerupt și (4.47) respectiv (4.51) pentru curent întrerupt. Se observă că în cazul apariției regimului întrerupt este necesară determinarea mărimii a_p .

Calculul efectiv al regimului de pornire, așa cum a fost descris mai sus, se efectuează printr-un program de calcul denumit "POHI" cu organigramă din fig.0.3. Din organigramă se vede că mărimile de intrare pentru program sînt : U, R, L, J, K și a, f, k_p - mărimi controlate prin cicluri LO. S-a introdus un contor de cicluri care în final permite calculul timpului de pornire.

Subrutina "STAH11" efectuează calculele pentru cazul rotorului în repaus și are organigramă din fig.0.4.a. Calculul procesului de pornire cu rotorul în mișcare se începe dacă este îndeplinită inegalitatea $I_{med} \geq I_T$. În acest caz se apelează subrutina "STAH12" cu organigramă din fig.0.5. După calculul valorilor medii I_{med} și Ω_{med} se testează condițiile de terminare a procesului de pornire. Dacă acestea nu sînt îndeplinite calculele se reiau cu subrutina STAH12, în care dacă se constată apariția regimului de curent întrerupt (prin testarea condiției $i_3 \leq 10^{-5}$) se apelează subprogramul "ZAKOI" pentru calculul mărimii a_p . Organigramă acestei subprogram este redată în fig.0.4.b.

Pornirea cu frecvență constantă a fost analizată în două variante în ce privește mărimea a. Astfel s-a presupus că a= est ce o primă variantă și a ≠ constant, a doua variantă. În fig.0.3 variantele sînt evidențiate prin linii verticale întrerupte. Procesul tranzitoriu este influențat și de viteză de creștere impusă mărimii a în variante a doua. Mărimile de ieșire importante ale programului POHI sînt : curentul mediu, viteză medie, timpul de pornire.

Pentru ecționarea cu datele nominale de la paragraful 4.1.4 s-a analizat pornirea cu metoda descrisă mai sus. S-a considerat varianta pornirea cu a= constant.

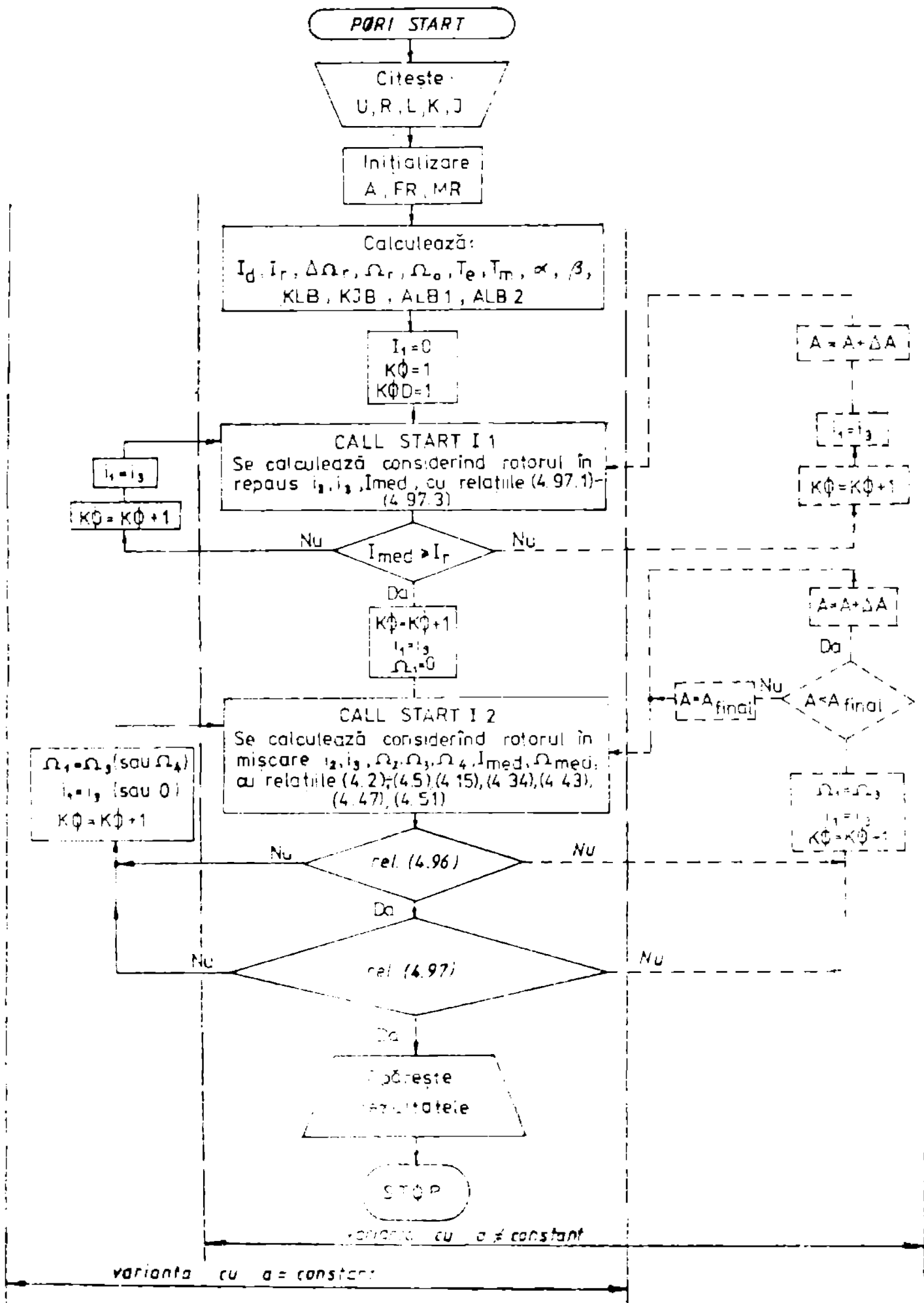


Fig. 0.3.

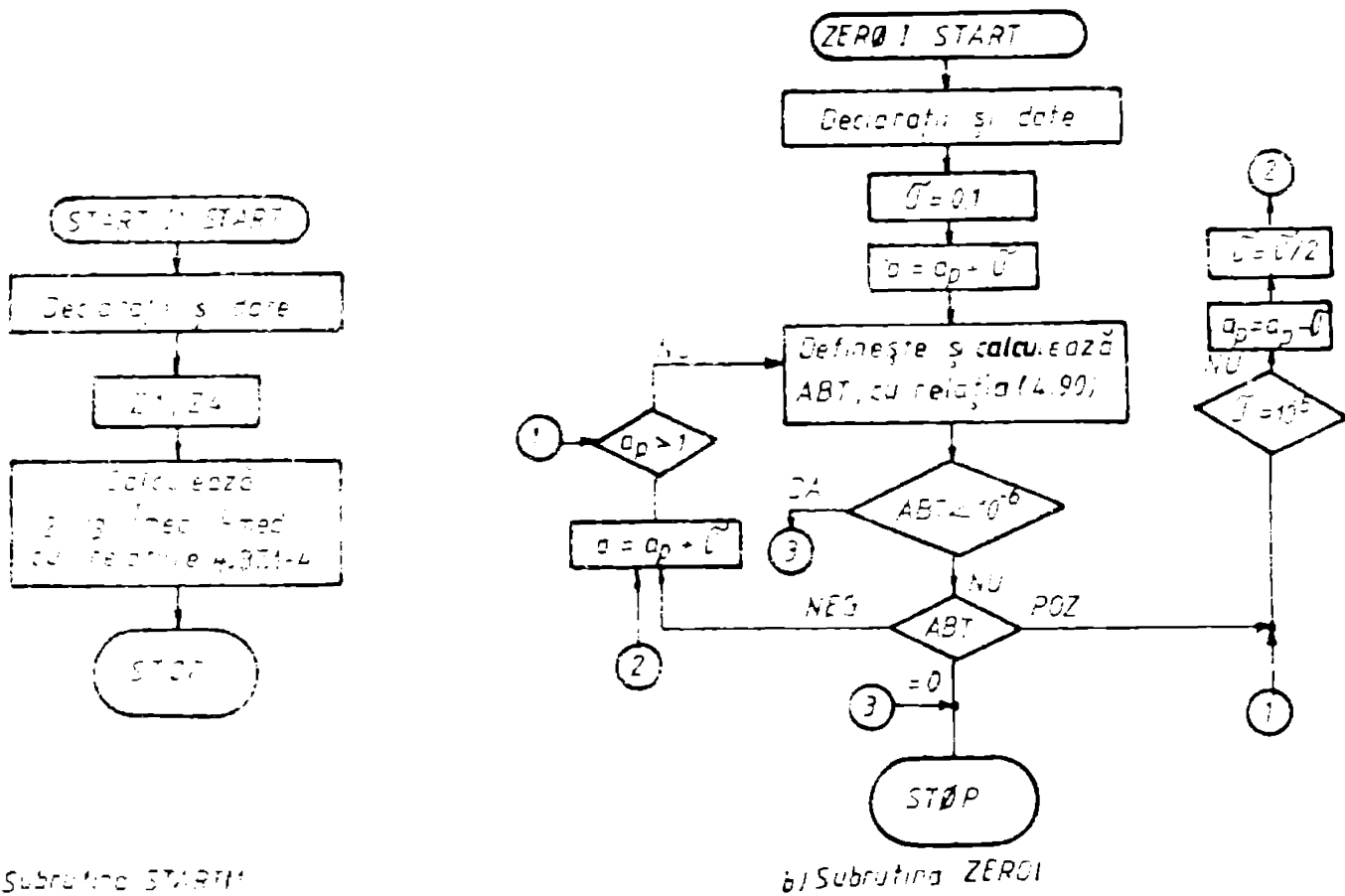


Fig.0.4

Variația în timp a curenților medii și viteza medie pentru cîteva situații sînt prezentate în fig.4.13. Se pot formula următoarele observații privitoare la această metodă de pornire :

- Timpul de pornire crește mult dacă în desfășurarea pornirii apare curenții întrerupt (fig.4.13.a și b).

- Curenții maximi de pornire depinde în mică măsură de cuplul rezistent la pornire și frecvența de comandă. Pentru instalațiile electrice a sistemului de acționare prezintă interes posibilitatea calculului curenților maximi de pornire cu datele inițiale ale acționării. În fig.4.14 este reprezentată variația acestui curenți maximi de pornire cu mărimea α . Se poate observa o legătură liniară între valoarea curenților maximi de pornire și mărimea α . Corelînd această observație cu alte date ale acționării se poate stabili pentru curenții maximi de pornire relația :

$$I_{\max\text{poz}} = e \cdot \frac{U}{f} \cdot \frac{\alpha}{\beta} \quad (4.99)$$

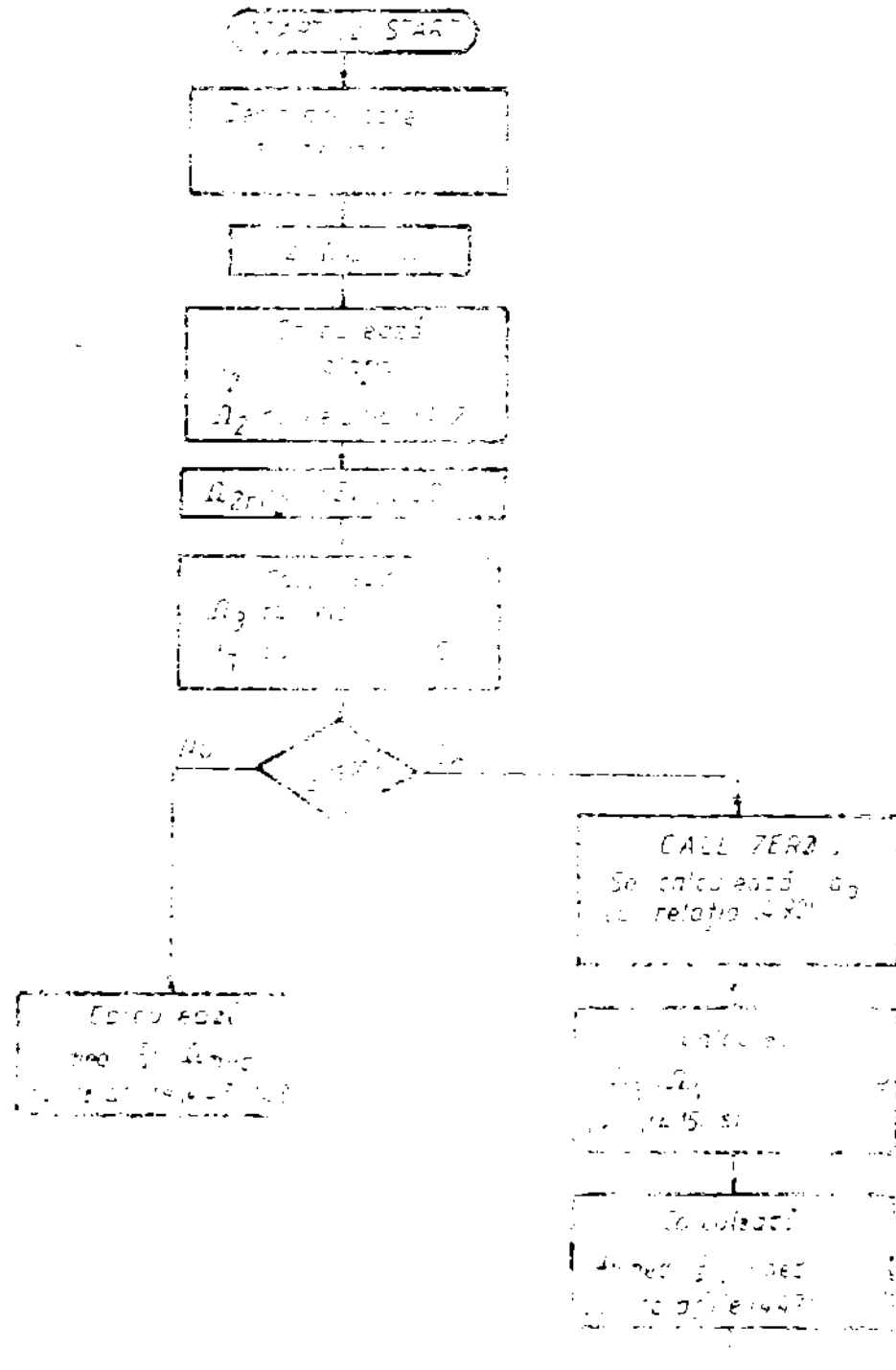


Fig.0.5

- La același cuplu rezistent la arbore variația timpului de pornire este prezentată în fig.4.15. Se observă o variație neliniară a acestuia cu mărimea α și este puternic influențat de cuplul rezistent la arbore. La cupluri mari se obțin timpi mici de pornire din cauza vitezei de regim staționar redusă față de vitezele de regim staționar pe care le obținem acționarea la cupluri mici.

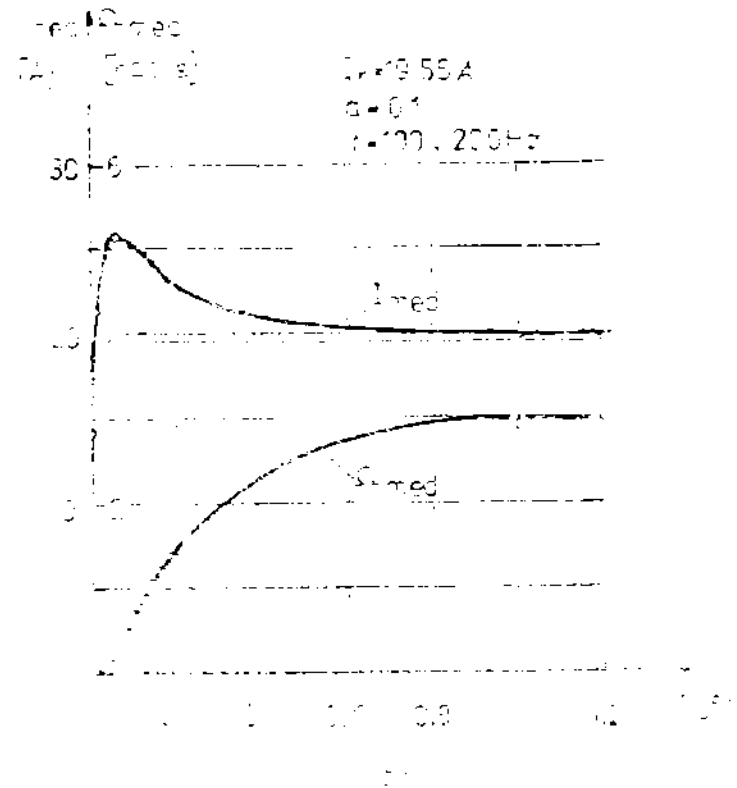


Fig.4.13

- Această variantă a pornirii (cu $\alpha = ct$ și $f = ct$) se poate aplica numai pentru valori mici ale lui α (de ex. $\alpha < 0,2$) din cauza curenților mari de pornire care apar, fig.4.14.

b) Pornirea cu curent mediu constant. S-a observat la metoda de pornire anterioară că în anumite situații (valori mari pentru α) curentul maxim de pornire ajunge la valori mult mai mari decât valoarea nominală a curentului motorului ceea ce limitează aplicarea acestei metode. O posibilitate de a evita acest neajuns constă în realizarea pornirii cu curent mediu prin motor constant. Aceasta înseamnă că valoarea momentană a curentului prin motor se păstrează între două valori i_{min} - ce valoare minimă și i_{max} - ce valoare maximă, în fig.4.16 este redată calitativ evoluția curentului la această metodă și se poate observa că în acest caz frecvența de comandă, f , nu este o mărime constantă și nici mărimea α nu mai este constantă.

Menținerea curentului prin motor între valorile i_{min} și i_{max} face ca amplitudinea componentei alternative a curentului $\Delta i = i_{max} - i_{min}$ să fie de asemenea constantă, ceea ce are efecte favorabile asupra filtrului de rețea în cazul vehiculelor alimentate de la linia de contact [913].

Intrucât la acest mod de pornire I_{med} = cst. ecuația mișcării la pornire se poate scrie :

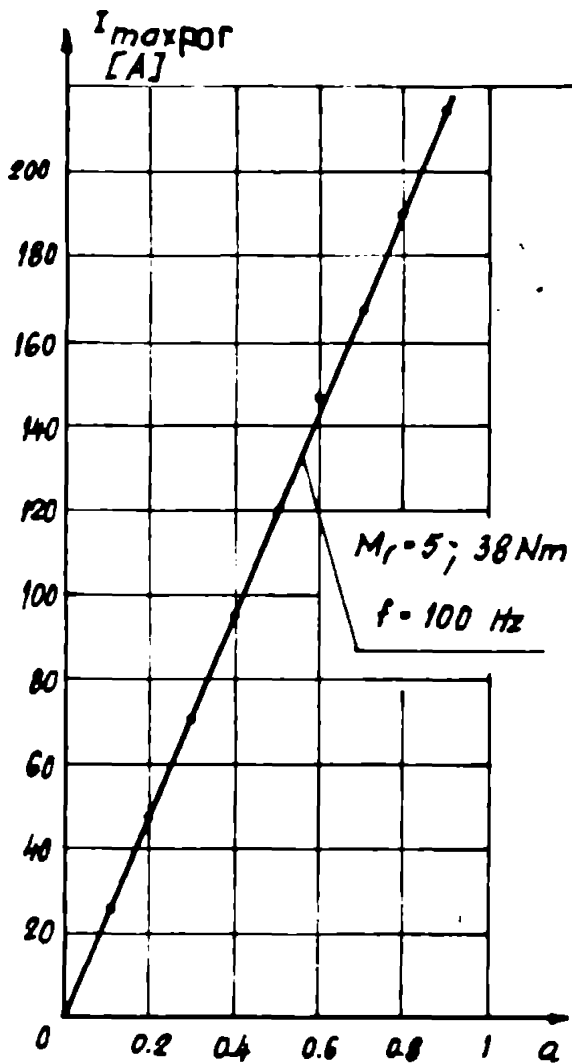


Fig. 4.14

Fig. 4.15

$$K \cdot I_{med} - T_r = J \frac{d\Omega_{med}}{dt} \quad (4.100)$$

sau prin integrare :

$$\Omega_{med} = \frac{K \cdot I_{med} - T_r}{J} \cdot t \quad t > t_m \quad (4.101)$$

Deci creșterea vitezei medii este liniară începând cu momentul t_m , ceea ce înseamnă că accelerația este constantă conferind astfel unei bune calități sistemului de acționare.

Această metodă de pornire presupune cunoscută valoarea curentului mediu de pornire și a celor două valori i_{max} și i_{min} iar necunoscutele sînt f și a . Pentru stabilirea procedurii de calcul pentru a și f se admite și în acest caz că pornirea motorului are loc doar atunci cînd curentul prin motor devine cel

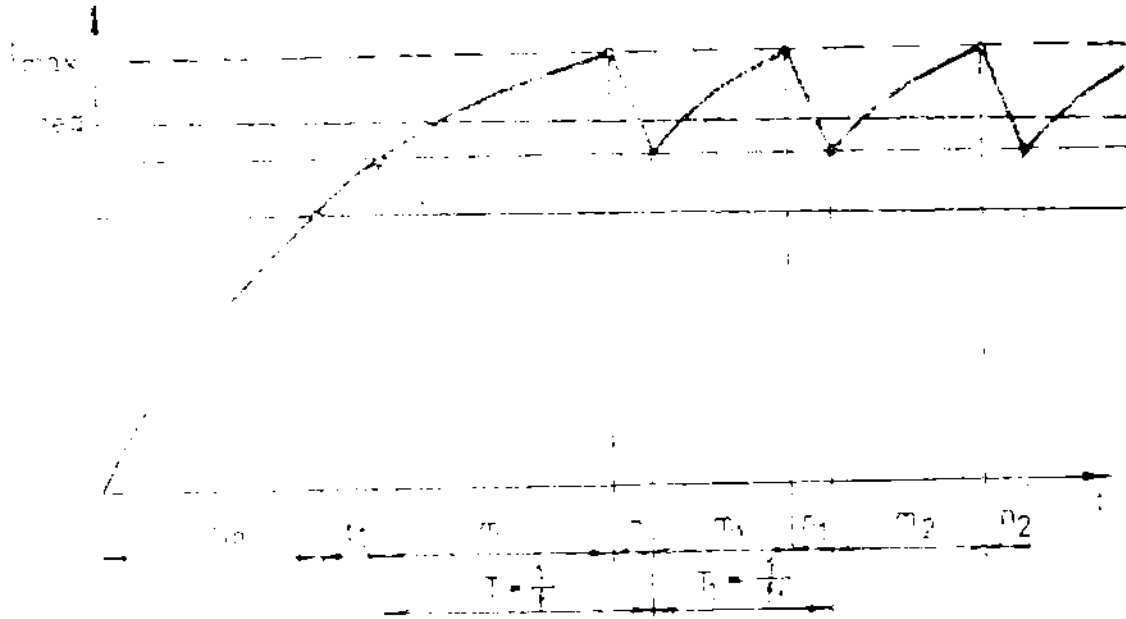


Fig.4.16

pațin egal cu cel static rezistent I_Y , adică la începutul intervalului t_1 din fig.4.16. Pentru ca pornirea să poată avea loc trebuie îndeplinită condițiile $i_{med} \geq I_Y$, $i_{min} \geq I_Y$, $i_{max} \geq I_Y$.

Din figura 4.16 se observă că pornirea după acest principiu cere determinarea intervalelor de timp t_m , t_1 , n , n_1 , n_2 , n_3 , n_4 , ... pentru valori date ale lui I_Y , i_{min} , i_{max} .

Intervalul de timp t_m care reprezintă timpul cît rotorul nu se rotește ($i_{med} < I_Y$) se poate calcula din relație (4.97.1) cu condiția $i_1 = 0$ și rezultă :

$$t_m = \frac{-1}{2\alpha} \cdot \ln \frac{I_d - I_Y}{I_d} \quad (4.102)$$

Observând că semnificația lui i_{min} este cea a lui i_1 iar a lui i_{max} cea a lui i_2 din fig.4.3.b, valorile lui t_1 se poate calcula din relație (4.3) dacă se impun condițiile :

$$i^{(1)}(t_1) = i_{min} \quad (4.103)$$

$$i_1 = I_Y$$

Asemănător și intervalele n , n_1 , n_2 , n_3 , ... se obțin în aceeași relație (4.3) cu condițiile :

$$i^{(1)}(n) = i_{max} \quad (4.104)$$

$$i_1 = i_{min}$$

Similar se pot obține și valorile intervalelor n, n_1, n_2, \dots din relație (4.5) ca condițiile

$$i^{(2)}(n) = i_{\min} \quad (4.105)$$

$$i_2 = i_{\max}$$

Dezvoltând relațiile (4.103), (4.104) și (4.105), ținând cont de relațiile (4.3) și (4.5), rezultă ecuații care conțin necunoscutele căutate : $t_1, n, n_1, \dots, n, n_1, \dots$

Presupunând acum cunoscute intervalele de timp n, n_1, \dots și n, n_1, \dots se pot obține valorile mărimilor de comandă ale variatorului a și f care din fig.4.16 rezultă a fi :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{a+n} \quad \text{și} \quad a = \frac{E}{T} \quad (4.105 \text{ bis})$$

$$f_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{n_1+n_1} \quad \text{și} \quad a_1 = \frac{E_1}{T_1}, \text{ etc}$$

Pentru a calcula mărimile medii $i_{\text{med}}, \Omega_{\text{med}}$ trebuie cunoscute și valorile Ω_2, Ω_1 , a căror semnificație este cea din fig.4.2.b, care sînt accesibile prin relațiile (4.2) și respectiv (4.4). Curentul mediu și viteza medie se pot acum determina cu relațiile (4.39), respectiv (4.34).

Metoda de calcul descrisă a stat la baza realizării programului "POLIK" cu ajutorul căruia se studiază acest caz al pornirii. Organigrama acestui program este redată în fig.0.6.

Datele de intrare necesare programului sînt : U, h, K, L, J , coeficienții c_1, c_2 cu care se stabilesc valorile $i_{\max} = c_1 \cdot I_T$ și $i_{\min} = c_2 \cdot I_T$. Cuplul rezistent M_T este o altă mărime de intrare. S-au considerat două cazuri în ce privește cuplul rezistent : constant în timp și liniar variabil. Cele două cazuri în ce privește cuplul rezistent amintit mai sus sînt evidențiate în fig.0.6.

Pentru calculul intervalelor t_1, n, n_1, n_2 , se utilizează o subrutină "GIBOT" cu organigrama din fig.0.7.c. Pentru calculul intervalelor n, n_1, n_2, \dots se folosește o altă subrutină denumită "SCADA" cu organigrama din fig.0.8.

În subele subprograme determinarea intervalelor de timp n se bazează pe rezolvarea ecuațiilor (4.103), (4.104) și (4.105), prin metoda deja utilizată a reprezentării funcției. Tot în

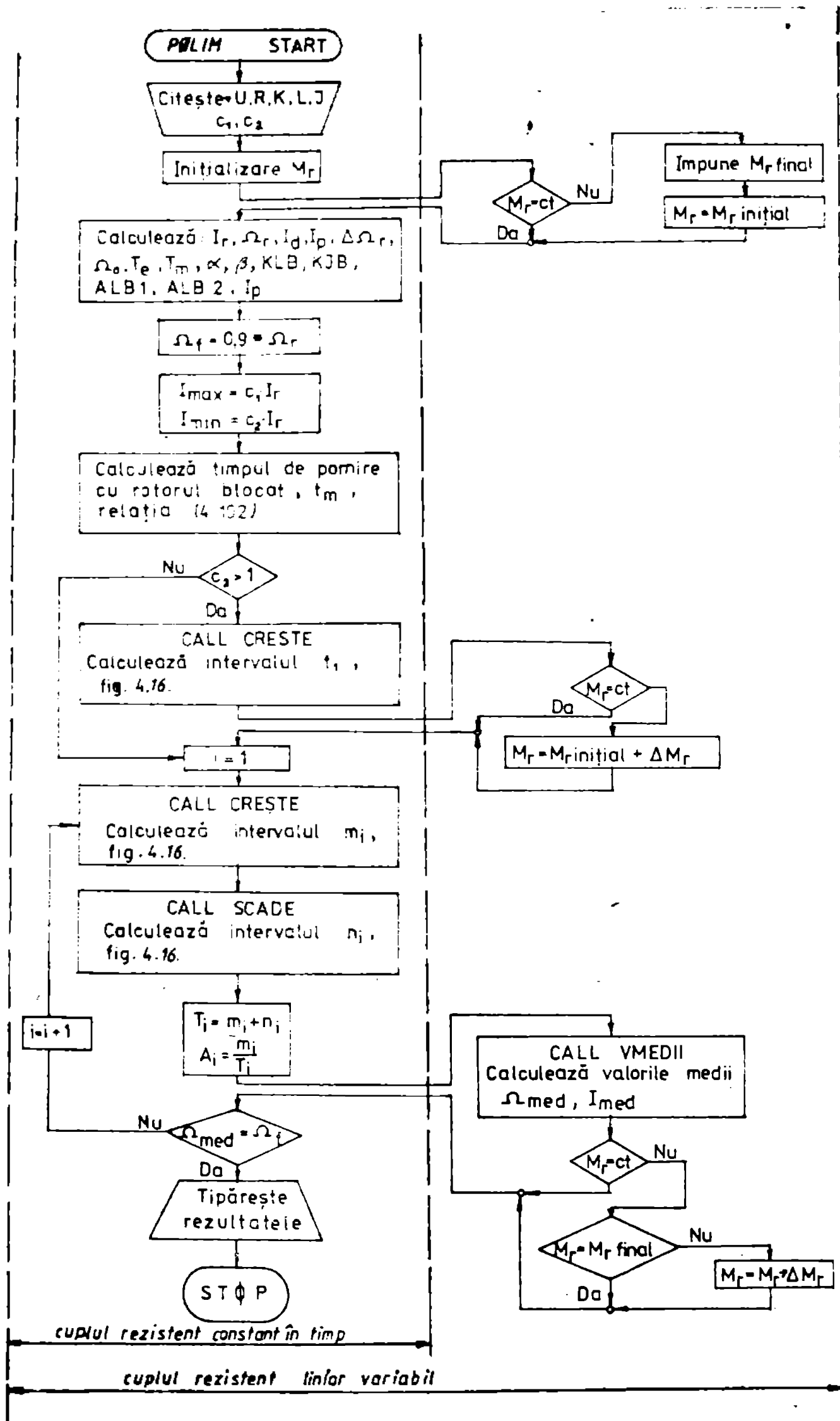
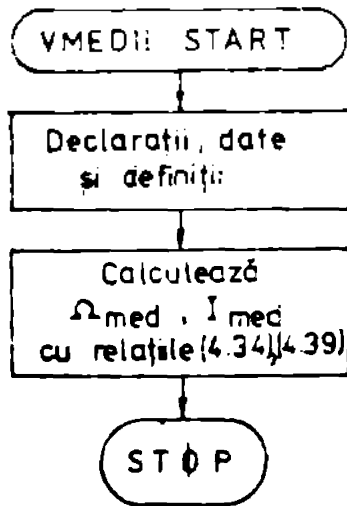
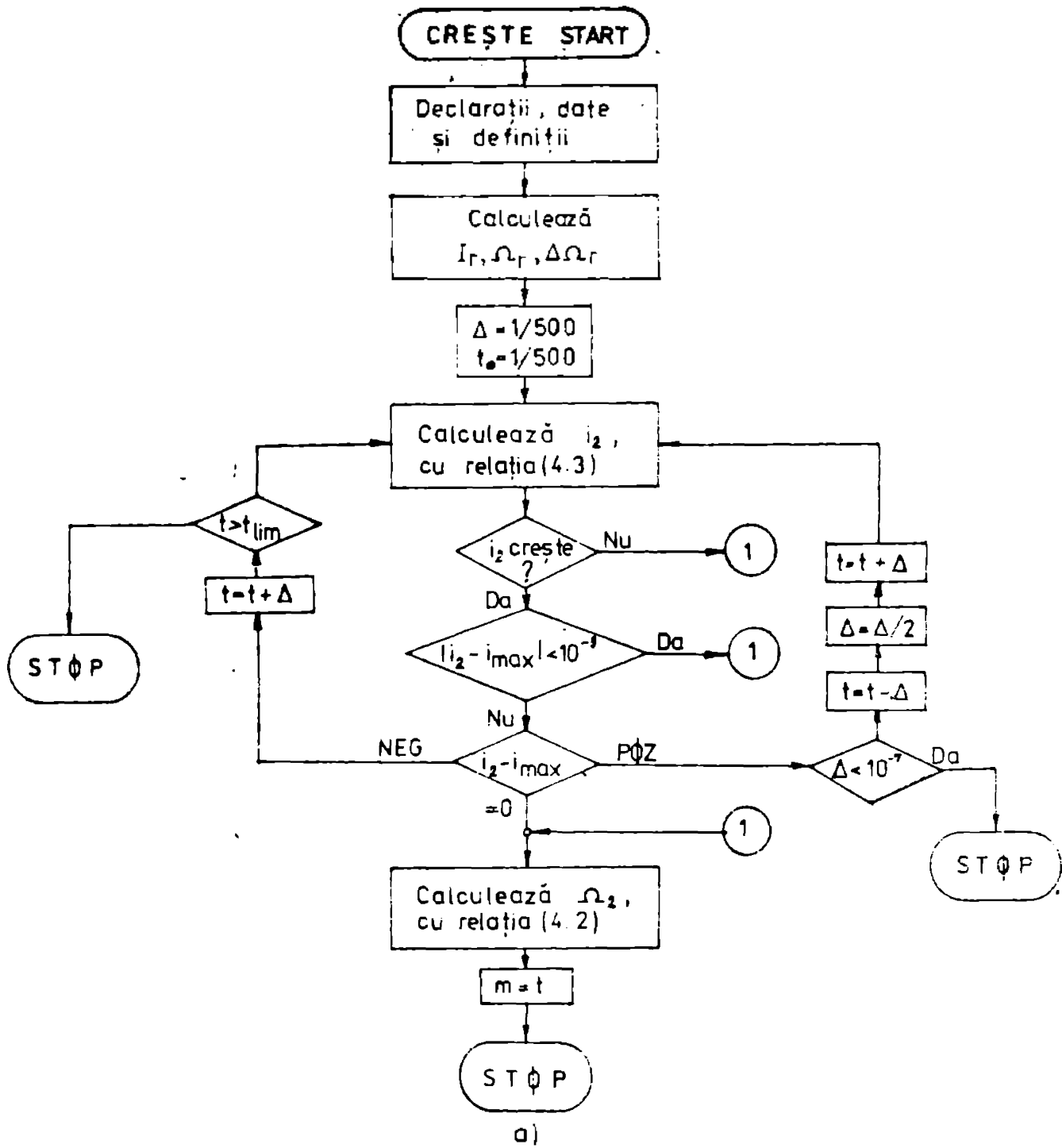


Fig. 0.6.



b)
Fig. 0.7.

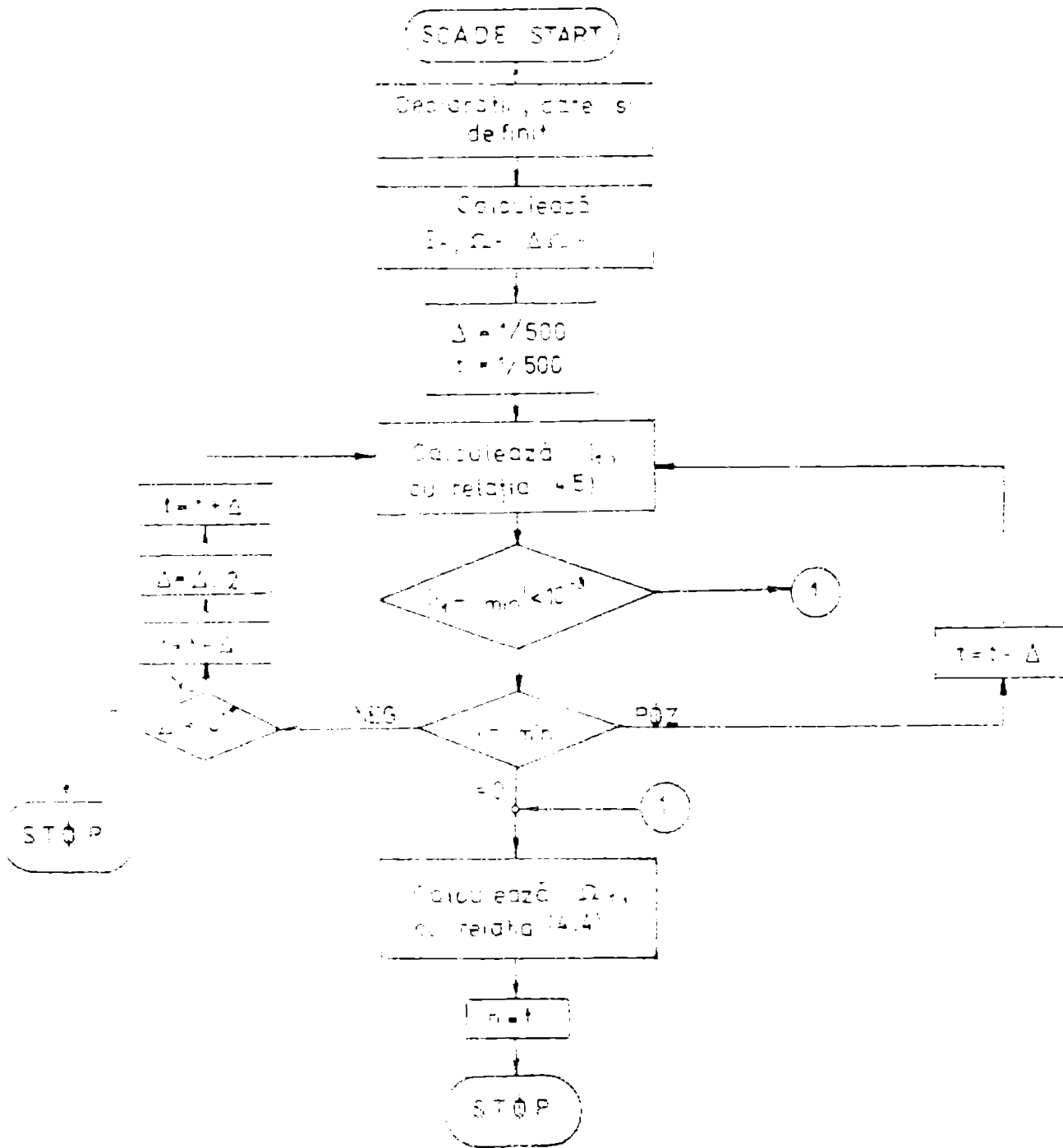


Fig.0.8

aceste subprograme se calculează valorile Ω_2 și Ω_1 pentru vitează. Pe baza datelor furnizate de cele două subrutine sus amintite în programul principal se calculează mărimile a și f , cu relațiile (4.105 bis). În continuare se calculează valorile medii I_{med} , Ω_{med} cu subrutina "VMEDII" a cărei organigramă este redată în fig.0.7.b).

Procedura de calcul descrisă mai sus se repetă până când Ω_{med} atinge valoarea finală Ω_f impusă inițial.

Ca măriai de ieşire programul "POLIN" oferă valorile calculate pentru α , f , Ω_{med} , I_{med} , k_T , I_{max} , I_{min} . Pe baza acestor date se pot ridica grafic curbale de variaţie în timp a mărimilor Ω_{med} , I_{med} sau caracteristicile $f(\alpha)$.

Utilizând sistemul de ecuaţionare cu datele prezentate în paragraful 4.1.4 s-au obţinut următoarele rezultate la pornirea cu această metodă :

Caracteristica frecvenţă de comandă - durată relativă $f(\alpha)$, este reprezentată în fig.4.17 şi 4.18 pentru câteva cazuri semnificative. În aceste diagrame se pune în evidenţă influenţa lărgimii intervalului $\Delta i = I_{max} - I_{min}$, a cuplului rezistent la arbore, a inductivităţii din circuitul indusului. Se observă astfel din fig.4.17, 4.18 în corelare cu 4.19 şi 4.20 că cu cât intervalul de variaţie al curentului, Δi , este mai mic, adică cupluri rezistente mici, deci porniri în gol, frecvenţele de comandă sînt mai ridicate ceea ce designuie spre ce un dezavantaj. Valorile frecvenţelor de comandă scad mult dacă pornirea se face în sarcină sau dacă inductivitatea din rotor şi valoarea lui Δi sînt mai mari.

Timpul de pornire scade cu scăderea intervalului Δi , dar creşte dacă inductivitatea se măreşte sau cuplul rezistent are o variaţie liniară.

Viteza unghiulară are în toate cazurile în cea mai mare parte o creştere liniară, panta de creştere fiind influenţată de Δi , k_T , L aşa cum se vede din fig.4.21 şi 4.22.

Analizînd comparativ cele două cazuri de pornire studiate (cu frecvenţă constantă şi respectiv cu curent mediu constant) se poate constata că :

- acceleraţia în cazul pornirii cu curent mediu constant este mai mare şi aproximativ constantă necesitîndu-se verificarea valorii ei la fiecare ecuaţionare concretă.

- timpul de pornire este mai mic şi nu apar vîrfuri de curent în cazul pornirii cu curent mediu constant.

- frecvenţele de comandă la pornire cu curent mediu constant sînt în general mai mari decît în celălalt caz ceea ce constituie un dezavantaj al metodei de pornire gîndindu-ne la posibilităţile practice de realizare.

Această metodă de pornire se aseamănă cu metoda de comandă "hipoziţională" a varistoarelor [110] şi realizarea ei prec-

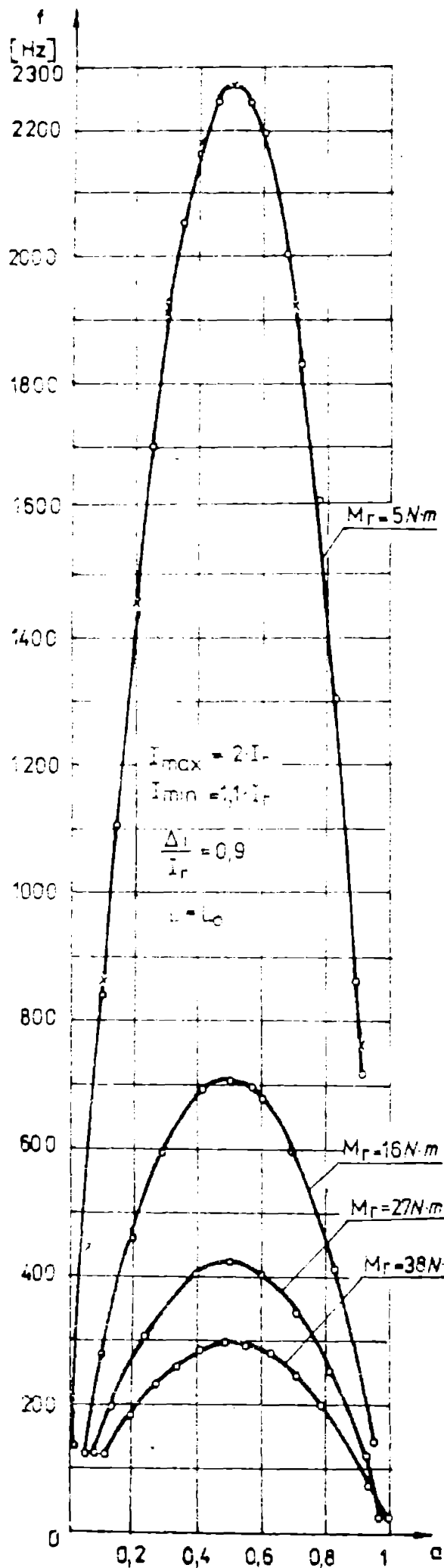


Fig. 4.17

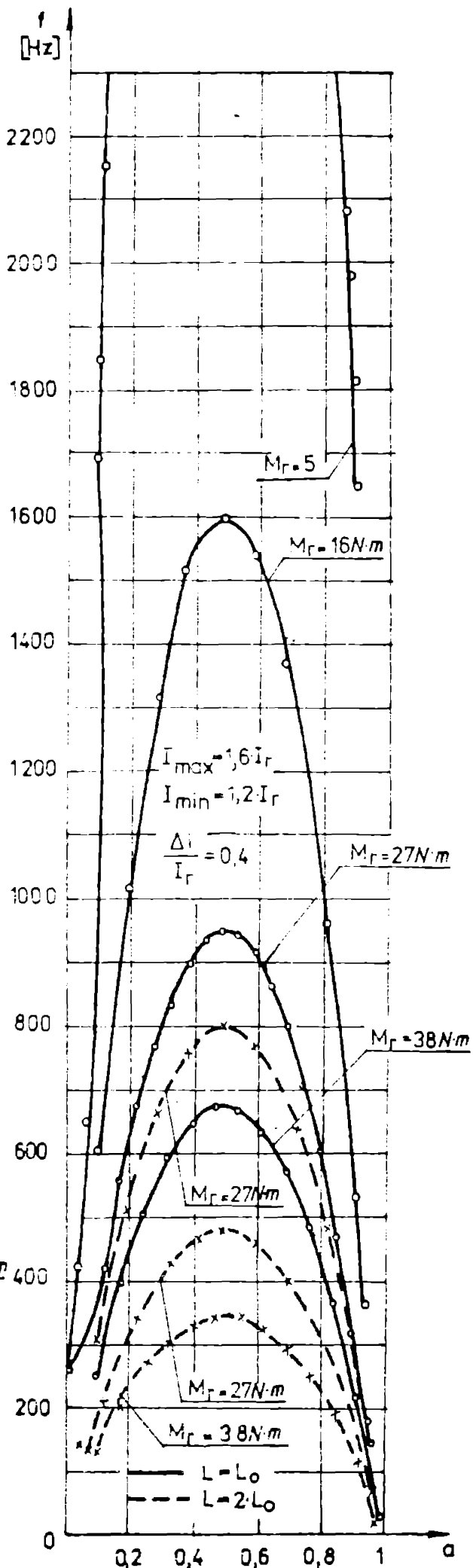


Fig. 4.18

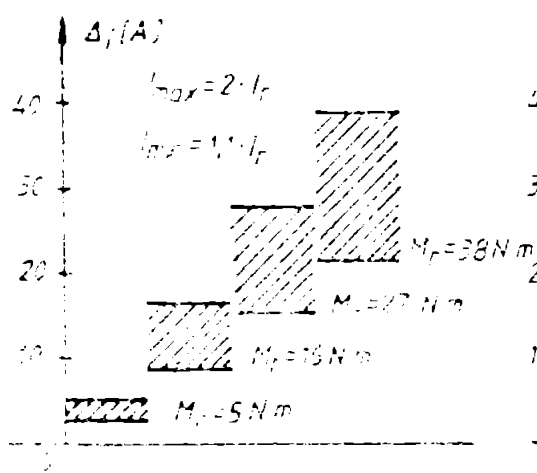


Fig. 4.19

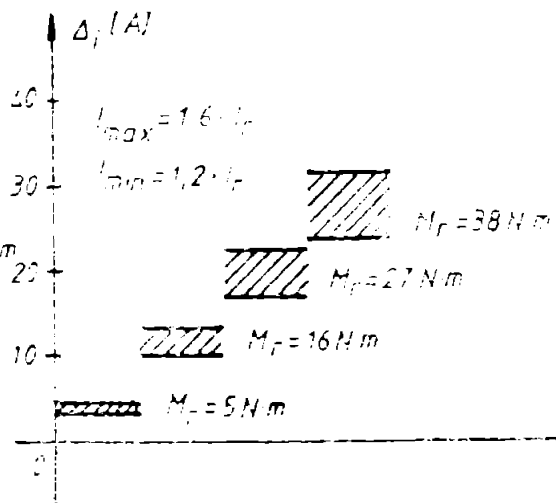


Fig. 4.20

țică este dificilă cu circuite de comandă clasice. Metoda de pozare cu curent mediu constant devine aplicabilă dacă comanda sistemului de acționare este încredințată unui microprocesor [B25], conferind sistemului de acționare parametri de calitate superiori.



Fig. 4.21

Fig. 4.22

4.4. Studiul sistemelor de acționare cu lășare în con- siderare a intervalului de comutație al varistorului

În paragrafele anterioare ale acestui capitol (4.1 - 4.3) au fost studiate și analizate aspecte semnificative ale sistemelor de acționare cu varistoare ideale rezultând concluzii utile pentru practică. Dar în cele mai multe cazuri varistoarele din componența acestor sisteme de acționare nu pot fi considerate ca elemente ideale așa cum au fost definite în § 4.1.1, din cauza mai multor factori a căror neglijare nu este întotdeauna posibilă. Astfel :

a) comutația curentului de pe tiristorul principal la diode de nul nu are loc instantaneu și indiferent de configurația schemei de forță a varistorului în funcționarea acestuia intervine o perioadă distinctă, numită în literatură interval de comutație, care trebuie luat în considerare la o analiză în condiții reale. Influența acestui interval asupra tensiunii medii de ieșire a fost deja arătată în paragraful 2.2.2 în care s-a putut observa că prezența lui introduce abateri față de cazul ideal.

b) dispozitivele semiconductoare de putere (tiristoare, diode) nu sînt nici ele elemente ideale adică nu intră instantaneu în conducție, iar în stare de conducție sînt medii unor căderi de tensiune. Bobinele și condensatoarele sînt și ele însoțite de pierderi.

Avînd în vedere că abaterile introduse de cauzele menționate la b) sînt mai reduse în comparație cu cele arătate la a) mai ales la frecvențele relativ joase (sub de Hz) la care lucrează varistoarele sistemelor de acționare actuale, în studiul care urmează va fi luat în considerare doar intervalul de comutație al varistorului.

4.4.1. Alegerea tipului de varistor pentru studiu

Este evident că cele mai afectate varistoare de intervalul de comutație sînt cele cu comutație indirectă, la care comutația curentului de pe tiristorul principal pe cel de stingere este influențată într-o mare măsură și de valoarea curentului de sarcină.

Pe de altă parte varistoarele cu comutație indirectă sînt mai simple, necesitînd un număr mai mic de componente (tiristo-

re, diode, bobine, condensatoare), față de alte tipuri de variatoare fiind frecvent utilizate în practica industrială.

Din aceste motive se considerat potrivit să alege pentru studiu un sistem de acționare ce utilizează un variator cu comutație indirectă cu scheme din fig.4.23. Aceste tipuri de variatoare indirecte sînt utilizate deja în diferite sisteme de transport aflate în exploatare sau în fază de încercări [19, 213, K4, K6, K14, B10].

4.4.2. Analiza variatorului indirect cu sarcină rezistiv-inductivă

În primele momente ale pornirii unei acționări când rotorul înșă nu s-a pus în mișcare variatorul lucrează pe o sarcină rezistivă inductivă fără tensiune electromotoare. De asemenea la utilizarea variatorului pentru alimentarea circuitelor de excitație sarcina este de natură rezistiv inductivă. Rezultă astfel necesitatea cunoașterii comportării variatorului pe astfel de sarcini. Analize pentru acest caz sînt efectuate în special pentru cazul curentului constant pe o perioadă de lucru prin sarcină [110, K13, P5] pe baza căreia este posibilă o predimensionare a elementelor variatorului.

Intrucît cazurile reale presupun curenți variabili prin sarcină pe o perioadă studiată va fi făcut în această ipoteză.

a) Stabilirea relațiilor pentru curent, tensiune pe condensator și pe sarcină. Cu toate că este bine cunoscută funcționarea schemei din fig.4.23 influența intervalului de comutație asupra performanțelor variatorului nu a fost încă lămurită cantitativ ceea ce în practică poate duce la supra sau subdimensionarea unor elemente ale schemei.

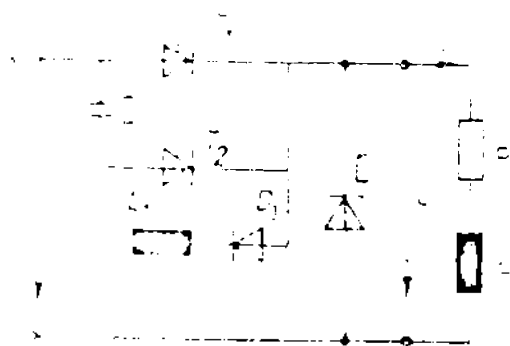


Fig.4.23

Funcționarea variatorului poate fi studiată descompunând un ciclu de lucru în intervale de timp mai mici pe baza stării elementelor semiconductorilor de putere. În fig.4.22 sînt prezentate cele trei intervale specifice care apar în această schemă.

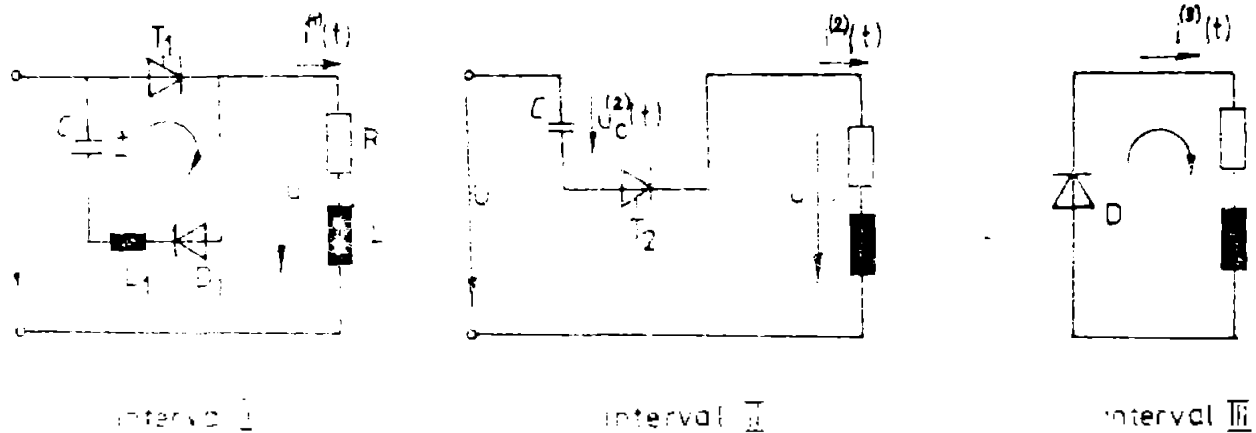
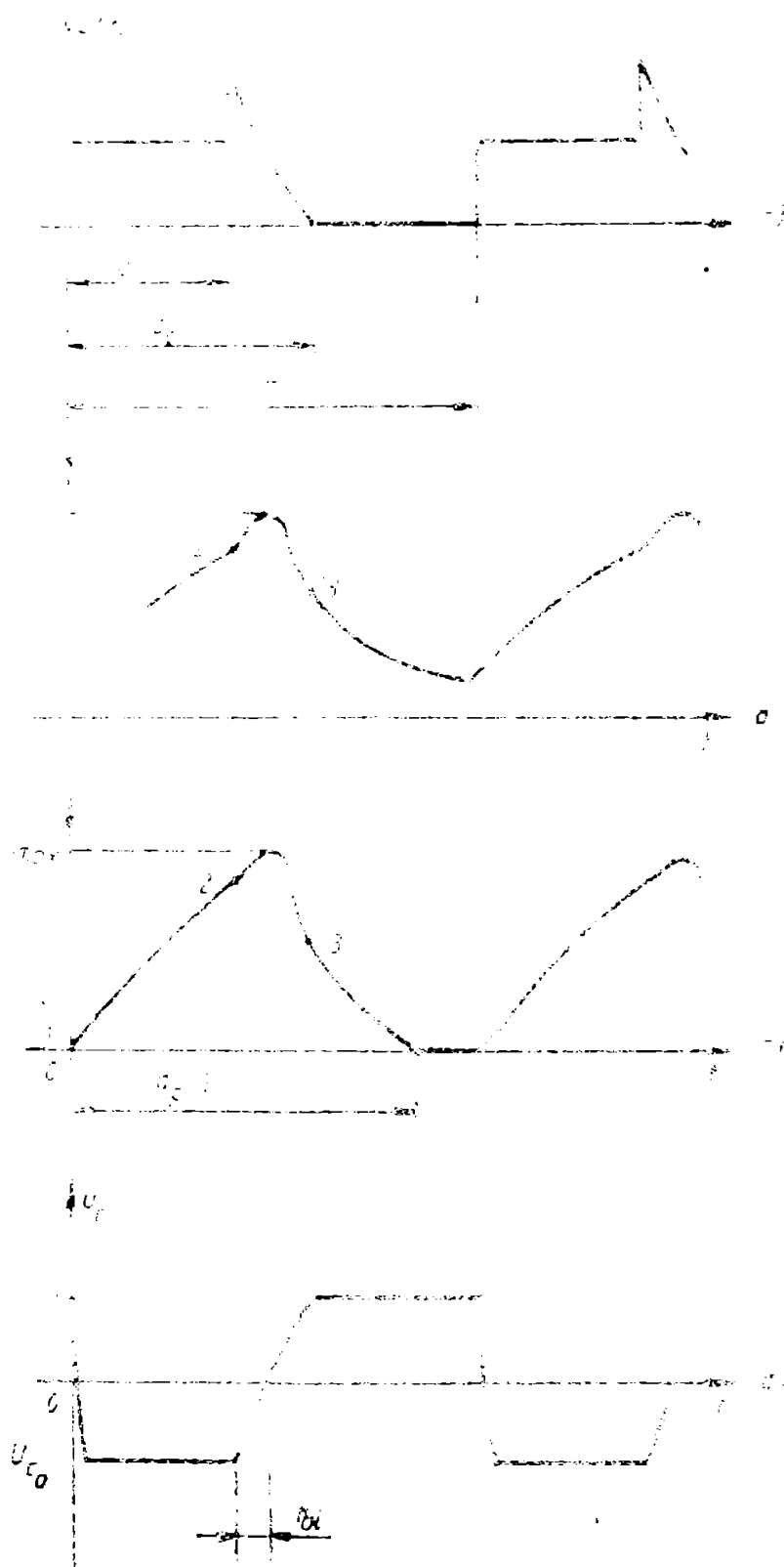


Fig.4.24



In ceea ce privește formele de variație în timp pe cele trei intervale ale principalelor mărimi i , i_L , U_C , acestea pot fi urmărite calitativ în fig.4.25 a,b,c,d, pentru tensiunea pe sarcină, curentul prin sarcină neîntrerupt și întrerupt și respectiv tensiunea pe condensator.

Sfârșitul intervalului de comutație apare în momentul $a_{0,T}$, iar cazul curentului întrerupt se evidențiază prin momentul $a_{p,T}$ când curentul prin sarcină devine nul.

Deducerea relațiilor pentru curent, tensiunea pe sarcină și cea pe condensator se face pe baza rezolvării ecuațiilor diferențiale caracteristice fiecărui interval așa cum se observă din tabelul 4.2 și fig.4.25. Soluțiile ecuațiilor diferențiale sînt (vezi și tab.4.2):

Fig.4.25

Tabelul 4.2

Interval	Ecuații diferențiale	Inceperea intervalului	Sfârșitul intervalului		Soluția ecuațiilor diferențiale
			MIC	IC	
I	$U = L \frac{di}{dt} + R \cdot i$	0	s.T	s.T	$i^{(1)}(t)$ $u^{(1)}(t)$
	$L_1 \frac{di}{dt} - u_0 = 0$	0	$\pi \sqrt{L_1 C}$	$\pi \sqrt{L_1 C}$	$u_0^{(1)}(t)$
II	$U = L \frac{di}{dt} + R \cdot i + u_0$ $i = C \frac{du_0}{dt}$	s.T	$u_0 \cdot T$	$u_0 \cdot T$	$i^{(2)}(t)$ $u^{(2)}(t)$ $u_0^{(2)}(t)$
III	$0 = L \frac{di}{dt} + R \cdot i$	$u_0 \cdot T$	s.T	$u_p \cdot T$	$i^{(3)}(t)$ $u^{(3)}(t)$ $u^{(3)}(t)$

Notă: MIC - curent neîntrerupt

IC - curent întrerupt

- pentru primul interval :

$$i^{(1)}(t) = I_d(1 - e^{-2\alpha \cdot t}) + i_1 \cdot e^{-2\alpha \cdot t} \quad (4.106)$$

$$u^{(1)}(t) = U \quad (4.107)$$

$$u_0^{(1)}(t) = \begin{cases} U \cos \frac{t}{\pi \sqrt{L_1 C}} & 0 < t \leq \pi \sqrt{L_1 C} \\ -U & \pi \sqrt{L_1 C} < t \leq \alpha T \end{cases} \quad (4.108)$$

Din relația (4.108) se observă că s-a presupus circuitul oscilant de reînnoțire L_1, C, T_1, D_1 , ca un circuit fără pierderi ipoteză care nu va fi menținută întotdeauna în lucrare.

- pentru al doilea interval :

$$i^{(2)}(t) = i_2 \cdot F_1(t - \alpha \cdot T) - \frac{U_{C0} - U}{L \cdot \beta} F_2(t - \alpha \cdot T) \quad (4.109)$$

$$u_0^{(2)}(t) = U + (U_{C0} - U) \cdot F_1(t - \alpha T) + \frac{i_2}{C \cdot \beta} F_2(t - \alpha T) \quad (4.110)$$

$$u^{(2)}(t) = U - u_c^{(2)}(t) = (U - U_{00})F_1(t - sT) - \frac{I_2}{C\beta}F_2(t - sT) \quad (4.111)$$

În aceste relații s-a notat cu :

$$\alpha = \frac{R}{2 \cdot L} ; \omega^2 = \frac{1}{L \cdot C} ; \beta^2 = \omega^2 - \alpha^2 \quad (4.112)$$

iar funcțiile $F_1(t)$, $F_2(t)$, $F_3(t)$ sînt prezentate în lista generală de notații.

Tensiunea inițială pe condensator în momentul începerii comutației s-a notat cu U_{00} . La acest tip de schemă valoarea nominală pentru U_{00} este $-U$, dar în funcție de pierderile care au loc în circuitul oscilant L_1 , C , T_1 , D_1 , valoarea lui U_{00} poate fi mai mică.

- pentru al treilea interval soluțiile sînt :

$$i^{(3)}(t) = I_3 \cdot e^{-2\alpha(t - s_c T)} \quad (4.113)$$

$$u_c^{(3)}(t) = U \quad (4.114)$$

$$u^{(3)}(t) = 0 \quad (4.115)$$

În cazul curenților întrerupt mai există și un al patrulea interval în care :

$$i^{(4)}(t) = 0 \quad (4.113')$$

$$u_c^{(4)}(t) = U \quad (4.114')$$

$$u^{(4)}(t) = 0 \quad (4.115')$$

Acest interval (fig. 4.25) începe la momentul $s_p T$ și se termină când $t = T$.

Soluțiile ecuațiilor diferențiale pentru intervalul al doilea presupun îndeplinită condiția

$$k < 2 \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.116)$$

adică circuitul kLC serie format de sarcină și condensatorul de stingere C are un caracter oscilant [13], condiție care este respectată la sarcinile pe care lucrează varistorul studiat în lucrare.

Pentru scopuri practice de calcul se introduce mărimea condensator critic C_k definit astfel :

$$C_k = \frac{4L}{k^2} \quad (4.117)$$

și se observă că C_k depinde doar de parametrii sarcinii k, L , astfel că pentru o sarcină dată (deci k, L fixați) condiția (4.116) se verifică dacă :

$$C < C_k \quad (4.118)$$

unde C este valoarea condensatorului de stingere a varistorului care trebuie aleasă în fază de proiectare a acestuia.

În condițiile în care sînt adoptate drept mărimi cunoscute $U, k, L, C, L_{00}, \alpha, T$ relațiile (4.106) și (4.115) pot fi utilizate dacă se cunosc valorile i_1, i_2, i_3, a_c în cazul curentului neîntrerupt și i_2, i_3, a_c, a_p în cazul curentului întrerupt. Determinarea acestor necunoscute se bazează pe observațiile :

a) valoarea unei mărimi la începutul unui interval este egală cu valoarea aceleiași mărimi la sfîrșitul intervalului precedent ;
 b) comutația se consideră încheiată cînd tensiunea condensatorului devine egală cu cea a sursei de alimentare, sau cînd tensiunea pe sarcină este nulă, adică :

$$u_c^{(2)}(a_c \cdot T) = U \quad (4.119)$$

sau

$$u_c^{(2)}(a_c \cdot T) = 0 \quad (4.120)$$

c) în cazul curentului întrerupt trebuie considerat că :

$$i_1 = 0 \quad (4.121)$$

și

$$i^{(3)}(a_p \cdot T) = 0 \quad (4.122)$$

Se poate scrie astfel :

- pentru curent neîntrerupt :

$$i^{(1)}(a \cdot T) = i_2 \quad (4.123.1)$$

$$i^{(2)}(a_c \cdot T) = i_3 \quad (4.123.2)$$

$$i^{(3)}(T) = i_1 \quad (4.123.3)$$

$$u_c^{(2)}(a_c \cdot T) = U \quad (4.123.4)$$

- pentru curent întrerupt :

$$i^{(1)}(s, T) = i_2 \quad (4.124.1)$$

$$i^{(2)}(s_0, T) = i_3 \quad (4.124.2)$$

$$i^{(3)}(s_p, T) = 0 \quad (4.124.3)$$

$$u_e^{(2)}(s_0, T) = U \quad (4.124.4)$$

Relațiile (4.123) și (4.124) duc la sisteme de patru ecuații cu patru necunoscute i_1, i_2, i_3, s_0 și respectiv i_2, i_3, s_0, s_p . Rezolvarea acestor sisteme de ecuații deși numai cu patru necunoscute introduce anumite dificultăți deoarece de fapt unele ecuații conțin funcții transcendente din argumentul cărora fac parte și necunoscutele s_0 sau s_p .

Pe de altă parte soluțiile sistemelor de ecuații (4.123) și (4.124) trebuie să aibă sens din punct de vedere fizic și funcțional pentru scheme studiate :

- necunoscutele i_1, i_2, i_3 trebuie să fie mărimi reale pozitive;

- soluția pentru s_0 trebuie să fie un număr real între 0 și 1, iar în cazul că în acest interval există mai multe soluții pentru s_0 se va reține valoarea cea mai apropiată de 0.

Având în vedere cele arătate mai sus s-a realizat o metodă de calcul cu următoarele etape :

1. se alege o primă valoare pentru s_0 :

$$s_0 = s + \Delta$$

2. Se calculează din sistemele (4.123) sau (4.124) corelate cu (4.106), (4.109) și (4.113) valoarea lui i_2 cu relația :

$$i_2 = \frac{i_1(1 - e^{-2\alpha \cdot sT}) - \frac{U_{cc} - U}{L \cdot \beta} \cdot F2(s_0, T - sT) \cdot e^{-2\alpha \cdot (s_0 - s - 1)T}}{1 - F3(s_0, T - s, 1) \cdot e^{-2\alpha \cdot (s_0 - s - 1)T}} \quad (4.126)$$

3. Se verifică dacă pentru s_0 elec tensiunea pe condensator este egală cu cea de alimentare adică :

$$u_e^{(2)}(s_0, T) = U \quad (4.127)$$

4. Dacă $u_e^{(2)}(s_0, T) \neq U$ se reiau punctele 1 și 3 cu alte valori ale lui s_0 potrivit scheme, până la îndeplinirea condiției (4.127).

5. Se calculează i_3 din (4.109) cu s_0 și i_2 calculați mai sus :

$$i_3 = i_2 \cdot F3(s_0 - s, T) - \frac{U_{cc} - U}{L \cdot \beta} \cdot F2((s_0 - s)T) \quad (4.128)$$

6. Se calculează i_1 din (4.113) :

$$i_1 = i_3 \cdot e^{-2\alpha(1-a_0) \cdot t} \quad (4.129)$$

7. Se verifică dacă funcționarea decurge cu curent întrerupt sau neîntrerupt prin testarea condiției :

$$i_1 \leq \varepsilon \quad (4.130)$$

în care ε are o valoare pozitivă foarte apropiată de zero. În lucrările s-a ales $\varepsilon = 10^{-3}$, care asigură un timp de calcul pe calculator acceptabil.

Dacă (4.130) nu este îndeplinită deci $i_1 > \varepsilon$, funcționarea decurge cu curent neîntrerupt, iar dacă (4.130) este îndeplinită se trece la calculul maximei a_p întrucât funcționarea decurge cu curent întrerupt.

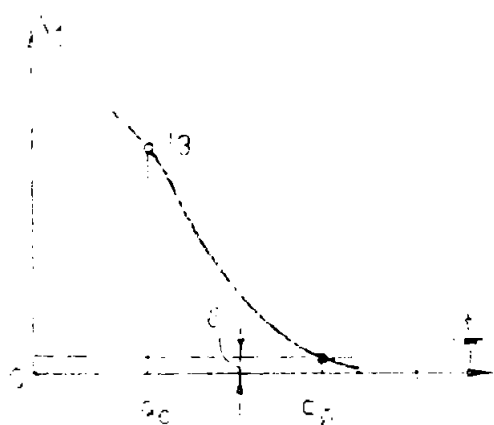


Fig. 4.26

Pentru calculul maximei a_p se definește funcția V_1 dedusă din (4.129) astfel :

$$V_1 = i_3 \cdot e^{-2\alpha(1-a_p) \cdot t} \quad (4.131)$$

Forma de variație a funcției V_1 este arătată în fig. 4.26 și reprezintă, de fapt, variația curentului de sarcină, i , în intervalul III, fig. 4.25. Algoritmii de calcul se bazează pe metoda reprezentării funcției.

b) Calculul curentului maxim prin sarcină. În intervalul II de funcționare a varistorului, fig. 4.25 curentul prin sarcină are un punct de maxim în momentul în care :

$$\frac{d i_1^{(2)}(t)}{dt} = 0 \quad (4.132)$$

Efectuând calculele necesare, considerând relația (4.109) se obține :

$$V = \frac{i_2(\alpha^2 - \beta^2) \frac{1}{\beta} + \frac{(U_{co} - U)}{L_0 \beta}}{2 \cdot \alpha \cdot i_2 + \frac{U_{co} - U}{L}} \quad (4.133)$$

și

$$a_{i_{max}} = \frac{a \cdot \operatorname{arctg} \frac{1}{\beta}}{\beta \cdot t} + a \quad (4.134)$$

opoi

$$t_{i_{max}} = a_{i_{max}} \cdot t \quad (4.135)$$

Valoarea maximă a curentului I_{max} se obține din (4.109) și (4.135)

$$I_{max} = I_2 \cdot F3(t_{1max} - a \cdot T) - \frac{U_{CO} - U}{L \cdot \beta} F2(t_{1max} - a \cdot T) \quad (4.136)$$

Se poate observa din relațiile (4.134) și (4.136) că la o sarcină dată (h, L - fixați), atât a_{1max} cât și I_{max} sînt dependente de C, I_2, U_{CO}, a și f . Dacă se observă că $I_2 = f_1(a, f, C, U_{CO})$ rezultă că $a_{1max} = f_2(a, f, C, U_{CO})$ și $I_{max} = f_3(a, f, C, U_{CO})$.

e) Durata polarizării inverse a tiristorului principal.

La toate variatoarele reale una din condițiile esențiale ale funcționării acestora o reprezintă caldurarea timpului minim necesar tiristorului principal de a reveni la starea de element blocat după ce anterior a fost în conducție. Acest lucru se realizează la variatoarele de tipul analizat prin aplicarea unei tensiuni inverse la bornele tiristorului, cel mai adesea prin intermediul unui condensator (condensatorul C , fig.4.23).

Din punct de vedere constructiv pentru tiristor acest interval de timp minim necesar este precizat în datele de catalog - t_q [11]. Respectarea acestuia se realizează prin corecte dimensionare a schemei de forță a variatorului. Din fig.4.25 se observă că polarizarea inversă a tiristorului principal are loc în intervalul I_1 de funcționare și corespunde duratei de timp în care tensiunea pe condensator este negativă, timp notat cu t_{bl} . O relație simplă pentru predimensionare se poate stabili în cazul în care se presupune că prin sarcină circule un curent mediu, I . Această relație este [410]:

$$t_{bl} = \frac{C \cdot U}{I} \quad (4.137)$$

Dacă curentul nu este "mediu" atunci valoarea lui t_{bl} rezultă prin rezolvarea ecuației:

$$u_0^{(2)}(t) = 0 \quad (4.138)$$

sau avînd în vedere (4.110) și notațiile $F1(t)$ și $F2(t)$ se obține:

$$U + (U_{CO} - U) \left(\cos \beta t + \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t \right) \cdot e^{-\alpha t} + \frac{I_2}{C \cdot \beta} \sin \beta t \cdot e^{-\alpha t} = 0 \quad (4.139)$$

Ecuația (4.139) se rezolvă prin metode numerice de exemplu metoda reprezentării funcției, care poate fi particularizată pentru funcții a căror variație pe un anumit interval este de la valori negative la valori pozitive (fig.4.25, $u_0(t)$).

În anumite situații însă când sarcina are un puternic caracter inductiv atunci factorul $e^{-\alpha t_{bl}} \approx 1$ și ecuația (4.139) devine :

$$U + (U_{\infty} - U) \left(\cos \beta t + \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t \right) + \frac{I_2}{C\beta} \sin \beta t = 0 \quad (4.139.1)$$

Prin rezolvarea ei se obține :

$$t_{bl} = \frac{1}{\beta} \arcsin \left(-\frac{U}{C_1} \cos \varphi \right) - \arctg \frac{C_2}{C_1} \quad (4.139.2)$$

în care :

$$C_1 = (U_{\infty} - U) \cdot \frac{\alpha}{\beta} + \frac{I_2}{C \cdot \beta}$$

$$C_2 = (U_{\infty} - U) \quad (4.139.3)$$

$$t_{bl} \varphi = \frac{C_2}{C_1}$$

O analiză a ecuației (4.139) ne permite să observăm că asupra valorii lui t_{bl} influențează mărimile I_2 , C , U_{∞} , presupunând parametrii sarcinii și tensiunea U fixate. În ce privește influența lui I_2 se remarcă faptul că întotdeauna $I_2 > I_{med}$.

Fig. 4.27. Această observație arată că dacă în relații de tipul

(4.137) pentru valoarea I se folosește valoarea I_{med} , așa cum de obicei se întâmplă, timpul de polarizare inversă t_{bl} astfel calculat va fi mai mare decât cel real ceea ce poate duce în anumite situații la imposibilitatea asigurării timpului minim necesar t_q pentru restabilirea stării blocate a tiristorului care comută. Deci

pentru calculul corect al intervalului t_{bl} trebuie folosită valoarea I_2 ce se poate calcula cu metoda descrisă anterior. Despre influența lui C și U_{∞} asupra lui t_{bl} se cunoaște și se vede din (4.137) și (4.139) că cu cât C și U_{∞} sînt mai mici t_{bl} scade.

d) Valorile medii pe o perioadă ale tensiunii pe sarcină și a curentului prin sarcină. Pentru calculul acestor mrimi se poate scrie :

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{\alpha T} i^{(1)}(t) dt + \int_{\alpha T}^{\alpha_0 T} i^{(2)}(t) dt + \int_{\alpha_0 T}^T i^{(3)}(t) dt \right] \quad (4.140)$$

$$\text{și} \quad U_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^T u^{(1)}(t) dt + \int_{sT}^{s_0 T} u^{(2)}(t) dt \right] \quad (4.141)$$

efectuând calculele necesare în relațiile (4.140) și (4.141) cu expresiile (4.106), (4.109), (4.113) și respectiv (4.107), (4.111) se obține în final :

$$I_{med} = s \cdot I_d + \frac{1}{2\alpha T} \left[(I_1 - I_d + I_3) + (I_d - I_1) \cdot e^{-2\alpha \cdot sT} - I_3 \cdot e^{-2\alpha(s_0 - s)T} \right] + SI3 \left[(\cos \beta(s_0 - s)T) \cdot e^{-\alpha(s_0 - s)T} - 1 \right] + SI4 \cdot \sin \beta(s_0 - s)T e^{-\alpha(s_0 - s)T} \quad (4.142)$$

(Expresiile pentru SI3 și SI4 se găsesc în lista generală de notații).

Relația este valabilă atât în cazul funcționării cu curent întrerupt cât și neîntrerupt astfel :

- în cazul curentului neîntrerupt $s_0 = 1$;
- în cazul curentului întrerupt $s_0 = s_p$; $I_1 = 0$.

Pentru tensiunea medie rezultă :

$$U_{med} = s \cdot U + U_3 \left[(\cos \beta(s_0 - s)T e^{-\alpha(s_0 - s)T} - 1) - U_4 (\sin \beta(s_0 - s)T) \cdot e^{-\alpha(s_0 - s)T} \right] \quad (4.143)$$

în care notațiile U_3 , U_4 sînt prezentate în lista generală de notații. Se remarcă în relația (4.143) scderea tensiunii medii de la valoarea sa ideală $s \cdot U$.

e) Valori limită ale mărimilor de comandă s și f . Din funcționarea acestui tip de varistor se cunoaște că nu este posibilă comanda tiristorului de stingere înainte ca tensiunea pe condensator să efectueze o semioscilație în circuitul L_1 , D_1 , T_1 , C . Această semioscilație este necesară pregătirii condensatorului C pentru stingere. Acest fenomen este descris de relația (4.108) :

$$u_c^{(1)}(t) = U \cos \frac{t}{\sqrt{L_1 \cdot C}} \quad (4.108)$$

Se observă că durata semioscilației este $\tilde{t} \sqrt{L_1 \cdot C}$ deci :

$$t_{min} = \tilde{t} \cdot \sqrt{L_1 C} \quad (4.144)$$

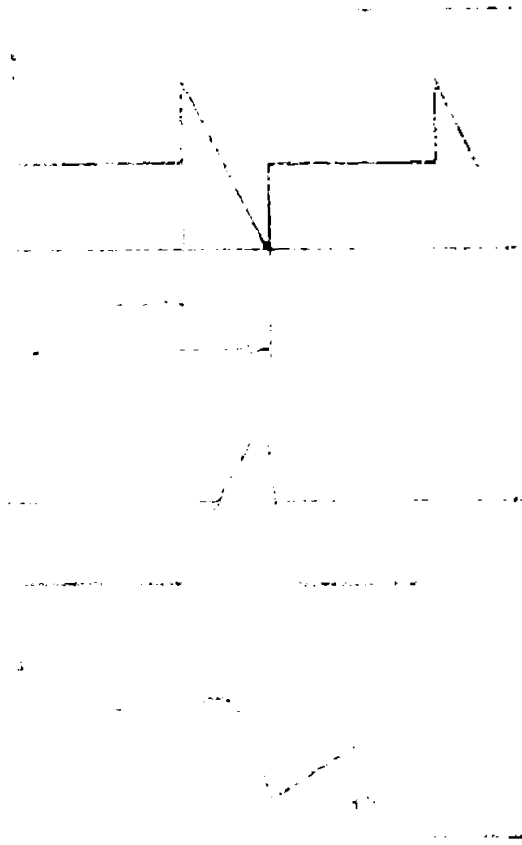
și

$$s_{min} = \frac{\tilde{t} \cdot \sqrt{L_1 C}}{T} \quad (4.145)$$

in care a_m este valoarea minimă a mărimii de comandă a .

In ce privește valoarea maximă pentru mărimea a notată a_m [46] aceasta se obține când sînt îndeplinite simultan condițiile :

$$\begin{cases} u_o^{(2)}(T) = U \\ a_o = 1 \end{cases} \quad (4.146)$$



In fig.4.28 se prezintă forme de undă ale mărimilor u , i , u_o pentru cazul $a = a_m$. Se observă că intervalul III nu apare și deci $i_1 = i_3$. Sînt valabile egalitățile :

$$\begin{cases} i^{(1)}(a_m \cdot T) = i_{2m} \\ i^{(2)}(T) = i_{3m} \\ i_{2m} = i_{1m} \\ u_o^{(2)}(T) = U \\ a_o = 1 \end{cases} \quad (4.147)$$

in care i_{1m} , i_{2m} , i_{3m} sînt valorile lui i_1 , i_2 , i_3 in cazul cînd $a = a_m$.

Inlocuind in egalitățile (4.147) expresiile corespunzătoare pentru $i^{(1)}(t)$, $i^{(2)}(t)$, $u_o^{(2)}(t)$ din (4.106), (4.110) și (4.111) se obține sistemul de ecuații :

$$i_{2m} = I_d(1 - e^{-2\alpha \cdot a_m \cdot T}) + i_{3m} \cdot e^{-2\alpha \cdot a_m \cdot T} \quad (4.148.1)$$

$$\begin{aligned} i_{3m} = i_{2m} \left[\cos \beta(1-a_m)T - \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta(1-a_m)T \right] \cdot e^{-\alpha(1-a_m)T} - \\ - \frac{U \cdot e^{-\alpha} - U}{L \cdot \beta} \sin \beta(1-a_m)T \cdot e^{-\alpha \cdot (1-a_m)T} \end{aligned} \quad (4.148.2)$$

$$\begin{aligned} (U \cdot e^{-\alpha} - U) \left[\frac{\alpha}{\beta} \sin \beta(1-a_m)T + \cos \beta(1-a_m)T \right] \cdot e^{-\alpha(1-a_m)T} + \\ + \frac{i_{2m}}{C \cdot \beta} \sin \beta(1-a_m)T \cdot e^{-\alpha(1-a_m)T} = 0 \end{aligned} \quad (4.148.3)$$

In sistemul (4.148) pentru claritate funcțiile $F_1(t)$, $F_2(t)$ și $F_3(t)$ au fost înlocuite cu expresiile lor complete.

Recunoșterea sistemului (4.148) sînt i_{2A} , i_{2B} , a_{2A} iar pentru rezolvarea lui se propune următoarea metodă :

- 1) se ia_pune o valoare pentru a_{2A} ;
- 2) se calculează cu a_{2A} ales din primele două ecuații (4.148.1) și (4.148.2), i_{2A} ;
- 3) se verifică ecuația (4.148.3) ;
- 4) dacă ecuația (4.148.3) nu este verificată se modifică corespunzător a_{2A} și se reinu punctele 1 - 3 ;
- 5) se calculează mărimea i_{2A} .

Pentru scurtarea timpului de calcul în acest caz limită mărimea a_{2A} se calculează în situațiile în care la calculul altor mărimi (parașrafele anterioare) în regiunri normale se constată că $a_{20} > 1$ cu toate că $a < 1$, sau cînd $a > 0,9$ și totuși $a_{20} < 1$. În cazul că se trece la calculul valorii maxime a_{2A} din situația $a_{20} > 1$ și $a < 0,9$ atunci la primul punct al metodei de mai sus se alege $a_{2A} = a_{20} + \Delta$, în care a_{20} reprezintă ultima valoare a lui a pentru care variatorul a funcționat normal. Dacă se calculează a_{2A} pornind din situația $a > 0,9$ și $a_{20} < 1$ atunci prima valoare pentru a_{2A} va fi $a_{2A} = 0,9 + \Delta$. Valorii lui Δ se alege avînd în vedere că a_{2A} nu poate fi supraunitar deci $\Delta < 0,1$. S-a utilizat în lucrare $\Delta = 0,05$.

Rezultatele acestor calcule permite determinarea domeniului de utilizare a variatorului, fig.4.29, cuprins între a_{2A} și a_{2B} .



Fig.4.29

Domaniul de lucru este puternic influențat de frecvența de comandă a variatorului. Punctul de intersecție al caracteristicilor a_{2A} și a_{2B} definește frecvența maximă de lucru, f_{max} . Frecvența minimă nu se alege de obicei mai mică de 50-100 Hz.

Possibilitatea calculului mărimilor a_{2A} și a_{2B} oferă informații utile și pentru partea de comandă a variatorului cu ajutorul căreia se pot realiza constructiv cele două limite, ceea ce mărește siguranța în funcționare a acestor instalații.

Rezultatele acestor calcule permite determinarea domeniului de utilizare a variatorului, fig.4.29, cuprins între a_{2A} și a_{2B} .

4.4.3. Organigrama generală de calcul a varistorului indirect cu sarcină R+L

În paragrafele anterioare s-au prezentat metode pentru calculul diferitelor mărimi care apar în funcționarea varistorului cu sarcină resistiv-inductivă. Toate metodele obținute sînt aplicabile pe calculator ceea ce a făcut necesar elaborarea unui program general care să includă toate calculele anterioare. Organigrama restrînsă a acestui program denumit VAHAI este arătată în fig.0.9.

Pentru bună înțelegere a organigramei din fig.0.9 și a programului aferent sînt necesare următoarele precizări :

1) Datele inițiale ale programului se referă la :

U - tensiunea de alimentare ;

R, L - parametrii sarcinii rezistență, respectiv inductivitate ;

L₁ - inductivitatea circuitului de reînălțare, mărime care stabilește valoarea a_m ;

$f = \frac{1}{T}$ - frecvența de lucru a varistorului ;

α - darata relativă de conducție.

2) Valoarea condensatorului de stingere se stabilește automat pornind de la C_k (rel.4.117). Mărimile f, α , C sînt introduse în program prin bucle DO .

3) Verificarea ecuației (4.127) pentru stabilirea valorii lui a_0 se face prin intermediul funcției de vanitate în program US cu expresia $US = U - a_0^{(2)}(a_0 \cdot 1)$ a cărei trecere prin zero stabilește valoarea lui a_0 .

4) Regimul de curent întrerupt se consideră dacă $i_1 \leq 10^{-4}$. Pentru aceste situații se calculează mărimea a_p prin aflarea momentului în care funcția V₁ din (4.131) scade sub 10^{-4} .

5) Dacă la calculul intervalului de comutație rezultă valori mai mari decît 1 pentru a_0 sau tot ciclul de valori ale lui a s-a încheiat fără a întâlni cazuri cu $a_0 > 1$, se trece la calculul limitei maxime a_m conform paragrafului 4.4.2.e).

6) Pentru toate cazurile programul calculează :

- timpul de polarizare inversă t_{pi} , paragraful 4.4.2.c) ;

- momentul apariției curentului maxim prin sarcină și valoarea acestui curent, a_{imax} și respectiv I_{max} paragraful 4.4.2.b) ;

- valorile medii ale curentului și tensiunii I_{med} și U_{med} paragraful 4.4.2.d) ;

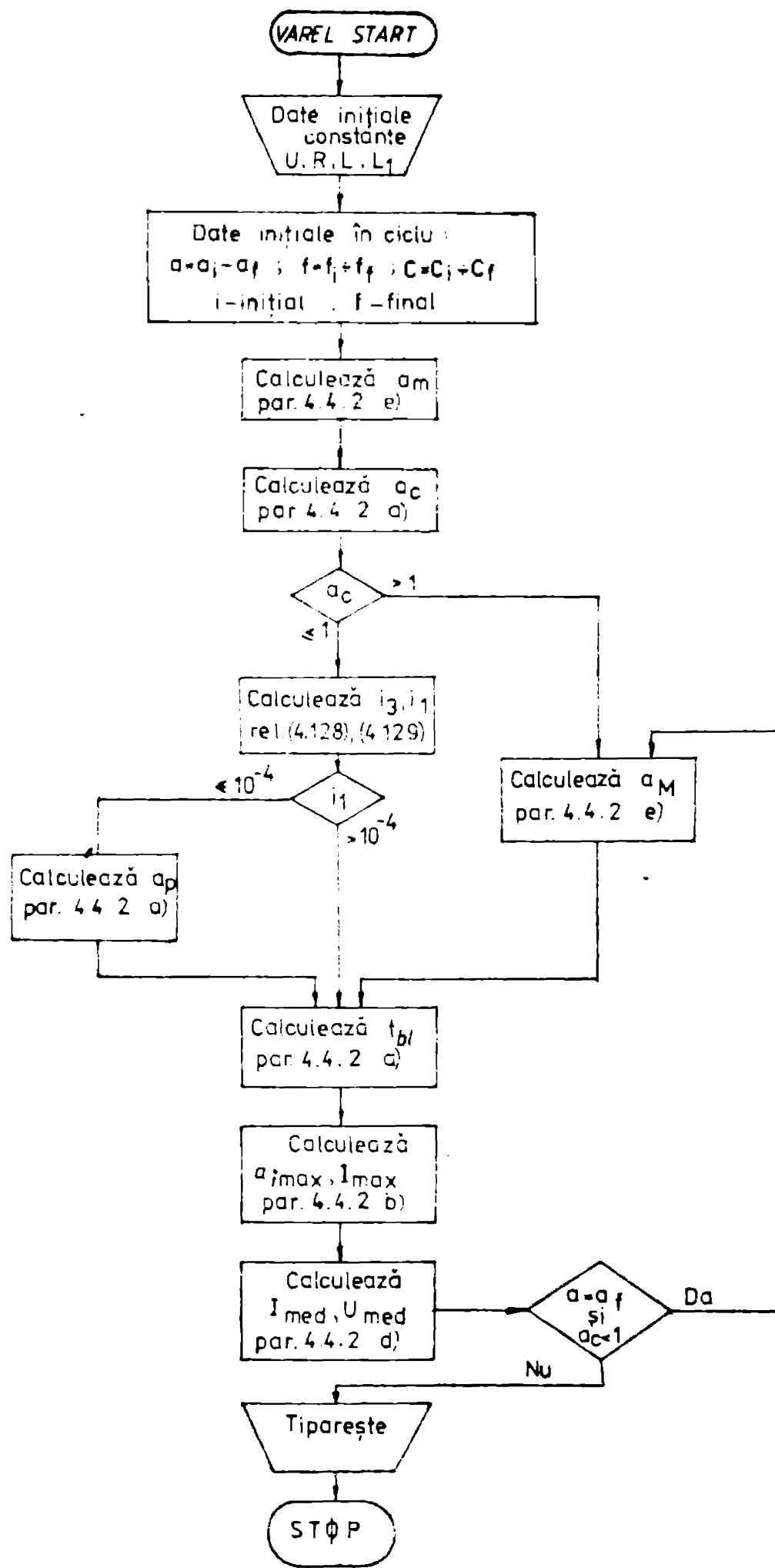


Fig.0.9.

- pentru cazurile cu $\alpha = 0,5$ se calculează formele de undă ale curentului prin sarcină, tensiunii pe sarcină și pe condensator, în 30 de puncte ale unei perioade de comandă. La baza acestui calcul stau relațiile (4.106) - (4.115) ;

7) Echivalența dintre simbolurile din text și programul în limbaj PASCAL s-a stabilit prin scrierea cu majuscule a simbolurilor mărimilor calculate. (Ex. $a \rightarrow A$; $a_c \rightarrow AC$, $a_p \rightarrow AP$, etc.). Pentru mărimea a_1 s-a utilizat AA_1 , iar pentru celelalte mărimi din acest caz s-a luat litera L la sfârșitul simbolului folosit pentru aceeași mărime în regim normal de funcționare.

8) Rezultatele calculului sînt oferite tabelar și cuprind pentru fiecare valoare a mărimilor C , f , s valorile corespunzătoare pentru : a_c , a_p , i_1 , i_2 , i_3 , i_{max} , I_{max} , t_{de} , a_m și a_n , I_{med} , U_{med} precum și cele 30 de valori ale mărimilor i , u , u_c .

4.4.4. Rezultatele obținute prin metodele de calcul prezentate

Considerînd că sarcină e variatorului indirect inductiv totală de c.c. din paragraful 4.1.4 cu următoarele date : $k = 0,825 \Omega$, $L = 10,45 \text{ mH}$, $U = 220 \text{ V}$, iar $C = 40 \mu\text{F}$, s-au reprezentat în fig.4.30 - 4.36 rezultate obținute cu programul VALAL. Astfel

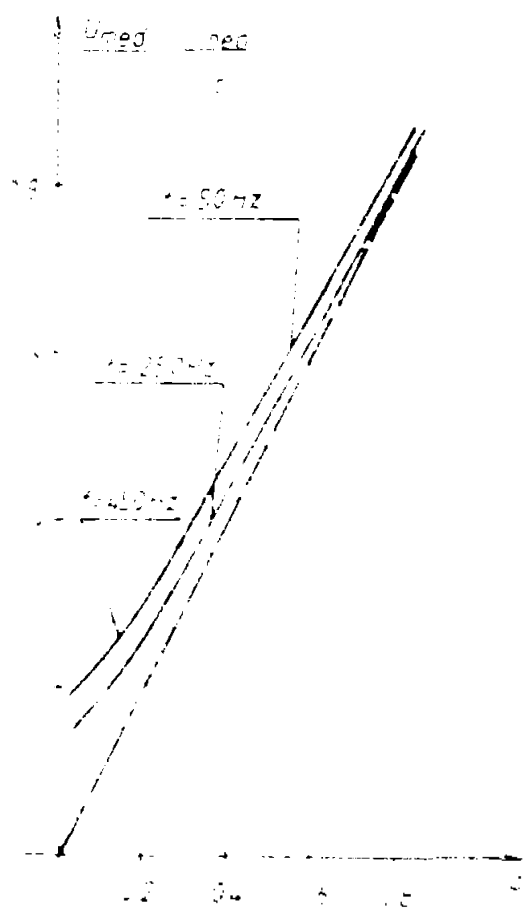


Fig.4.30

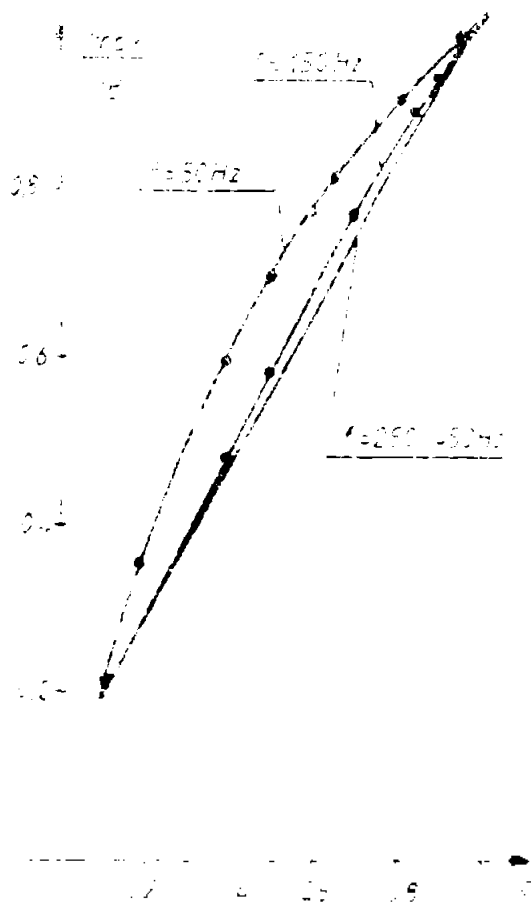


Fig.4.31

in fig.4.30 se prezintă variația tensiunii medii și a curentului mediu la diferite frecvențe de comandă. Se poate observa abaterile de la valorile ideale a tensiunii medii de ieșire, U_0 (in figură linie întreruptă), care crește cu creșterea frecvenței de comandă. Curentul maxim prin sarcină la diferite frecvențe de lucru este reprezentat în fig.4.31.

Variația timpului de polarizare inversă pentru exemplul considerat este redată în fig.4.32a, iar durata relativă a intervalului de comutație în fig.4.32b,

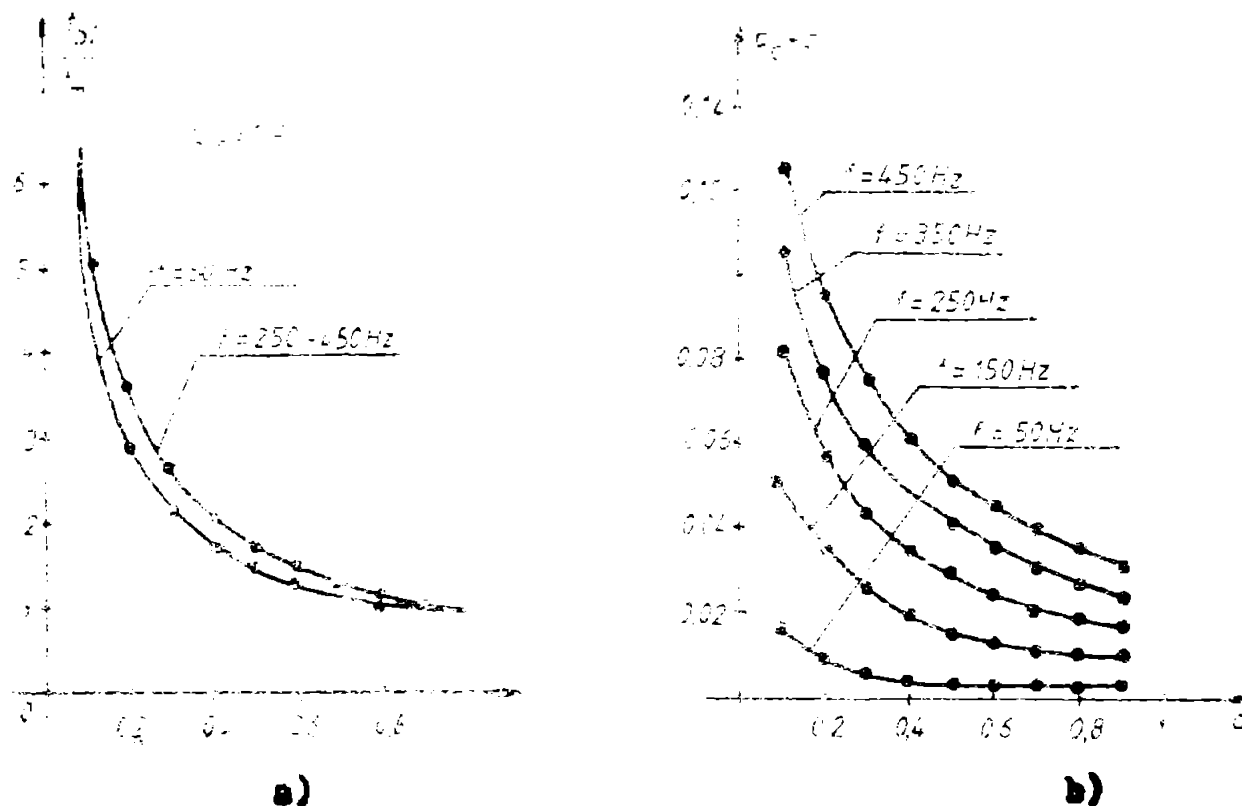


Fig.4.32

Limitile minime și maxime pentru mărimea α rezultă din fig. 4.34. În ce privește amplitudinea componentei alternative a curentului prin sarcină $\Delta i = I_{\max} - i_1$, aceasta se poate observa din fig.4.33.

Pe baza diagramei prezentate se poate concluziona că metoda de calcul propusă permite calculul mărimilor semnificative ale variatorului și sarcinii necesare atât pentru stabilirea performanțelor sistemului cât și pentru dimensionarea elementelor schemei.

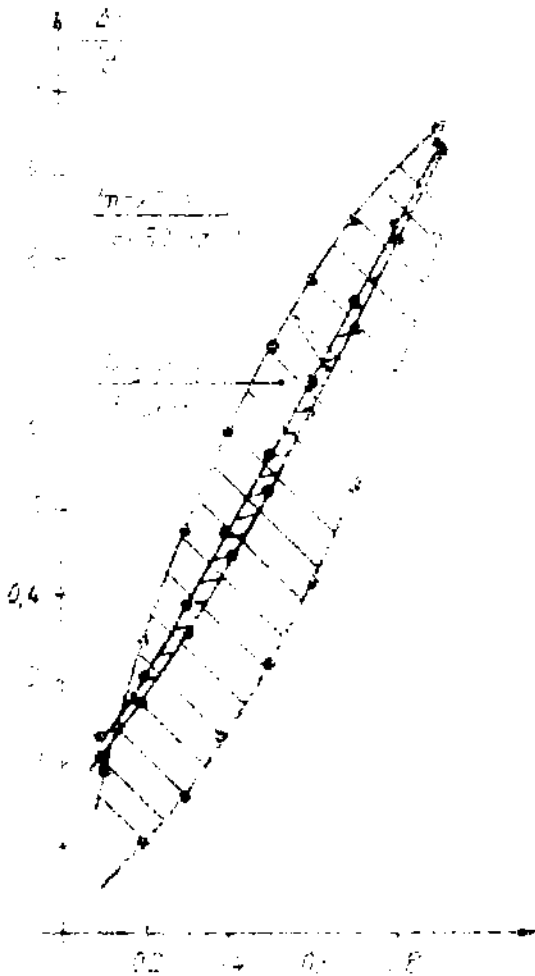


Fig. 4.35

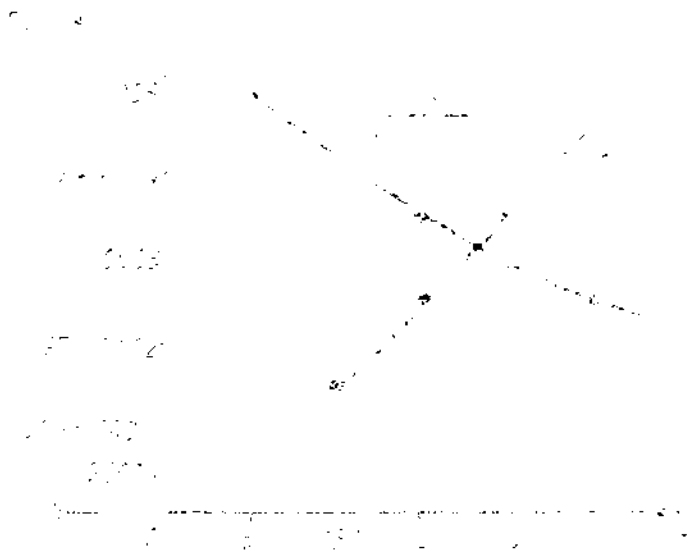


Fig. 4.34

4.4.5. Analiza sistemului variator indirect - motor de curent continuu cu excitație peperată cu considerarea intervalului de comutație

Stadiul efectuat în paragraful 4.4.2 a arătat că intervalul de comutație intervine în funcționarea variatoarelor prin-c serie de măriri cum sînt : maximul curentului de sarcină în intervalul de comutație, abaterea curentului mediu și a tensiunii medii de la valorile lor ideale, dependență neliniară a intervalului de comutație de mărimile α și f , legătura între timpul de polarizare inversă, t_{inv} și valoarea curentului de sarcină din momentul începerii comutației, limite inferioară și superioară a domeniului de comandă (α_m și α_M). Concluziile obținute sînt stile în toate cazurile în care sarcina variatoarelor este rezistiv-inductivă : în primele momente ale pornirii sistemelor de secționare (cînd rotorul încă nu se rotește) ; la utilizarea variatoarelor indirecte la reglarea curentului de excitație al mașinilor de c.c.; comanda electromagneților din componențe a unor instalații industriale și de transport.

Pentru sistemele de acționare cu motoare de c.c. cu excitație separată și variatoare indirecte prezintă interes influența pe care intervalul de comutație al variatorului indirect o are asupra caracteristicilor și performanțelor sistemului atât în regimul cu valori medii constante cât și în cele tranzitorii.

În această parte a lucrării satorial efectuează un astfel de studiu referitor la regimurile cu valori medii constante, având în vedere ipotezele prezentate în par.3.3.

a) Stabilirea ecuațiilor diferențiale și a soluțiilor pentru principalele mărimi. Schema electrică a sistemului variator-motor analizat este prezentată în fig.4.35.

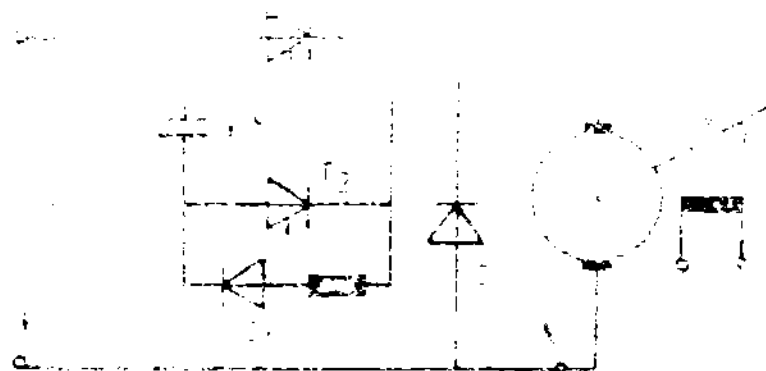


Fig.4.35

Formule de variație calitativă a mărimilor i , u , Ω și ω sînt prezentate în fig.4.36 a,b. Se recunoaște cele trei intervale care apar în funcționarea cu curent neîntrerupt, respectiv cele patru intervale

din cazul curentului întrerupt. Si în acest caz studiu al acționării are la bază rezolvarea ecuațiilor diferențiale aferente fiecărui interval din funcționarea schemei. Aceste intervale rezultă din fig.4.24, cu observație că locul sarcinii resistiv-inductive este luat de motorul de c.c. cu excitație separată.

Tabelul 4.3 prezintă ecuațiile diferențiale, notația soluțiilor, momentele de început și sfîrșit ale intervalelor. Se poate observa că pe lângă ecuațiile de natură electrică s-a folosit și ecuația mișcării, așa cum s-a procedat și în paragraful 4.1.

Rezolvarea sistemelor de ecuații diferențiale s-a efectuat cu ajutorul calculului operațional așa cum se prezintă în Anexele 4.1 și 4.5.

Soluțiile ecuațiilor diferențiale sînt :

a) curent neîntrerupt

$$\Omega^{(1)}(t) = \Omega_2 + (\Omega_1 - \Omega_2) \cdot FH1(t) + \frac{K}{J \cdot \beta} (I_1 - I_2) \cdot FH2(t) \quad (4.150)$$

$$i^{(1)}(t) = I_2 + (I_1 - I_2) \cdot FH3(t) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_1 - \Omega_2) \cdot FH2(t) \quad (4.151)$$

Tabloul 4.3

Ar. interval	Ecuațiile diferențiale	Incepătural intervalului	afixital		Obs.	Soluții
			NIC	IC		
I	$L \cdot \frac{di}{dt} + h \cdot i + k \cdot \Omega$ $k \cdot i - h \cdot \Omega = J \frac{d\Omega}{dt}$	0	s.T	s.T	$0 < s < 1$	$i^{(1)}(t)$ $\Omega^{(1)}(t)$
II	$U_0 = L \frac{di}{dt} + h \cdot i + k \cdot \Omega + u_0$ $i = C \frac{du_0}{dt}$ $k \cdot i - h \cdot \Omega = J \frac{d\Omega}{dt}$	s.T	$s_0 T$	$s_c T$	$s < s_c < 1$	$i^{(2)}(t)$ $\Omega^{(2)}(t)$ $u_c^{(2)}(t)$
III	$0 = L \frac{di}{dt} + h \cdot i + k \cdot \Omega$ $k \cdot i - h \cdot \Omega = J \frac{d\Omega}{dt}$	$s_0 T$	T	$s_p T$	$s_c < s_p < 1$	$i^{(3)}(t)$ $\Omega^{(3)}(t)$
IV	$-h \cdot \Omega = J \frac{d\Omega}{dt}$	$s_p T$	-	i	-	$\Omega^{(4)}(t)$

Notă: NIC - curent neîntrerupt
IC - curent întrerupt

$$\Omega^{(2)}(t) = \frac{K^3 I_R}{J^2 \cdot L \cdot \omega_1^2} (F4(t-s-T) - 2\alpha) - \frac{K \cdot (U_1 - K \cdot \Omega_2)}{L \cdot J \cdot \omega_1^2} \cdot (F5(t-s \cdot T) - 1) +$$

$$+ \left(\frac{K^3 \cdot I_R}{J^2 \cdot L \cdot \omega_1^2} - \frac{K \cdot I_R}{J} \right) (t-sT) + \frac{K \cdot I_2}{J \cdot \beta_1} \cdot F6(t-sT) + \Omega_2 \quad (4.152)$$

$$i^{(2)}(t) = \frac{I_1}{T_0 \cdot T_2 \cdot \omega_1^2} \cdot (1 - F5(t-sT)) + \frac{U_1 - K \cdot \Omega_2}{L \cdot \beta_1} \cdot F6(t-sT) -$$

$$- I_2 \cdot F7(t-sT) \quad (4.153)$$

$$u_c^{(2)}(t) = \frac{K^2 \cdot I_R}{J \cdot L \cdot C \cdot \omega_1^2} (F4(t-sT) - 2\alpha) - \frac{U_1 - K \cdot \Omega_2}{L \cdot C \cdot \omega_1^2} (F5(t-sT) - 1) +$$

$$+ \frac{K e I_x}{J \cdot L \cdot C \cdot \omega_1^2} \cdot (t - a_1 T) + \frac{I_2}{L \cdot \beta} \cdot F_6(t - a_1 T) + U_{\infty} \quad (4.154)$$

$$\Omega^{(3)}(t) = -\Delta \Omega_x + (\Omega_3 + \Delta \Omega_x) \cdot F_{H1}(t - a_0 T) + \frac{K}{J \cdot \beta} (I_3 - I_x) \cdot F_{H2}(t - a_0 T) \quad (4.155)$$

$$i^{(3)}(t) = I_x + (I_3 - I_x) \cdot F_{H3}(t - a_0 T) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_3 + \Delta \Omega_x) \cdot F_{H2}(t - a_0 T) \quad (4.156)$$

b) curent întrerupt

În acest caz apar modificări în relațiile anterioare impuse de faptul că $i_1 = 0$. Astfel relațiile (4.150) și (4.151) devin :

$$\Omega^{(1)}(t) = \Omega_x + (\Omega_1 - \Omega_x) F_{H1}(t) - \frac{K}{J \cdot \beta} I_x \cdot F_{H2}(t) \quad (4.150')$$

$$i^{(1)}(t) = I_x - I_x \cdot F_{H3}(t) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_1 - \Omega_x) \cdot F_{H2}(t) \quad (4.151')$$

De asemenea, în intervalul IV ecuația vitezei este :

$$\Omega^{(4)}(t) = -\frac{K}{J} (t - a_p T) + \Omega_4 \quad (4.157)$$

Celelalte relații (4.152) - (4.156) sînt valabile în aceeași formă și în cazul curentului întrerupt.

Relațiile (4.150) - (4.157) au fost obținute :

- pentru cazul $T_m > 4T_0$, situație frecvent întâlnită în practică. Pentru celălalt caz, deci $T_m < 4T_0$, relațiile sînt similare cu observația că în locul funcțiilor $F_{H1}(t)$, $F_{H2}(t)$, $F_{H3}(t)$ apar funcțiile $F_1(t)$, $F_2(t)$ respectiv $F_3(t)$. Al treilea caz, deci $T_m = 4T_0$, a fost și în acest paragraf neglijat.

- considerînd originea timpului în momentul intrării în conducție a tiristorului principal T_1 , fig.4.35, pentru care $t=0$ (originea sistemului de coordonate).

b) Determinarea caracteristicilor mecanice artificiale ale sistemului variator-motor. Din fig.4.36 și tab.4.3 se pot scrie următoarele relații pentru curent, tensiune și viteză, în cazul funcționării sistemului cu curent neîntrerupt sau întrerupt.

Astfel, pentru curentul prin motor rezultă :

- curent neîntrerupt :

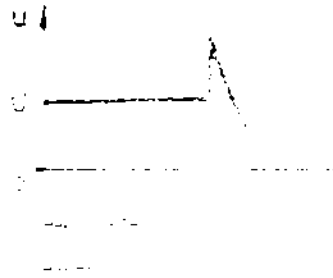


Fig. 4.36

$$i(t) = \begin{cases} i^{(1)}(t) & 0 \leq t \leq \sigma T & (4.151) \\ i^{(2)}(t - \sigma T) & \sigma T < t \leq \sigma_0 T & (4.153) \\ i^{(3)}(t - \sigma_0 T) & \sigma_0 T < t \leq T & (4.156) \end{cases}$$

- current interrupt

$$i(t) = \begin{cases} i^{(1)}(t) & 0 \leq t \leq \sigma T & (4.151') \\ i^{(2)}(t - \sigma T) & \sigma T < t \leq \sigma_0 T & (4.153) \\ i^{(3)}(t - \sigma_0 T) & \sigma_0 T < t \leq \sigma_p T & (4.156) \\ 0 & \sigma_p T < t \leq T \end{cases}$$

Pentru viteza unghiulară a motorului se poate scrie :

- curent neîntrerupt :

$$\Omega(t) = \begin{cases} \Omega^{(1)}(t) & 0 < t \leq sT & (4.150) \\ \Omega^{(2)}(t-sT) & sT < t \leq a_0 T & (4.152) \\ \Omega^{(3)}(t-a_0 T) & a_0 T < t \leq T & (4.155) \end{cases}$$

- curent întrerupt :

$$\Omega(t) = \begin{cases} \Omega^{(1)}(t) & 0 < t \leq sT & (4.150') \\ \Omega^{(2)}(t-sT) & sT < t \leq a_0 T & (4.152) \\ \Omega^{(3)}(t-a_0 T) & a_0 T < t \leq a_p T & (4.155) \\ \Omega^{(4)}(t-a_p T) & a_p T < t \leq T & (4.157) \end{cases}$$

Tensiunea la ieșirea variatorului, care se aplică motorului, se poate exprima prin :

$$u(t) = \begin{cases} U & 0 \leq t \leq sT \\ U - a_0^{(2)}(t-sT) & sT < t \leq a_0 T & (4.158) \\ 0 & a_0 T < t \leq T \end{cases}$$

În relațiile (4.151) - (4.153) dacă se presupun cunoscute mărimile : U, k, L, I, K, k_T - pentru motor și s, T, C , pentru variator rămân necunoscute următoarele mărimi : $i_1, i_2, i_3, \Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, a_0$ pentru regiul de curent neîntrerupt și $i_2, i_3, \Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \Omega_4, a_0, a_p$ pentru regiul de curent întrerupt.

Calculul acestor necunoscute se poate face pe baza observației folosită și în paragraful 4.1.2.a, că valoarea unei mărimi la sfârșitul unui interval de funcționare este egală cu cea de la începutul intervalului următor. În cazul regiului cu valori medii constante, care este analizat în acest paragraf, se poate considera în plus că valoarea unei mărimi la sfârșitul unei perioade de funcționare este egală cu cea de la începutul acesteia. În ce privește tensiunea condensatorului la sfârșitul intervalului de comutație aceasta se consideră egală cu tensiunea de alimentare. Exprimate sistematic observațiile de mai sus dau la următoarele relații :

- pentru funcționarea sistemului cu curent neîntrerupt :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \Omega^{(1)}(sT) = \Omega_2 & (4.159.1) \\ \Omega^{(2)}(s_0 T - sT) = \Omega_3 & (4.159.2) \\ \Omega^{(3)}(T - s_0 T) = \Omega_1 & (4.159.3) \\ i^{(1)}(s.T) = i_2 & (4.159.4) \\ i^{(2)}(s_0 T - s.T) = i_3 & (4.159) \quad (4.159.5) \\ i^{(3)}(T - s_0.T) = i_1 & (4.159.6) \\ u_0^{(2)}(s_c T - s.T) = U & (4.159.7) \end{array} \right.$$

- iar pentru funcționarea cu curent întrerupt rezultă :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \Omega^{(1)}(sT) = \Omega_2 & (4.160.1) \\ \Omega^{(2)}(s_0 T - sT) = \Omega_3 & (4.160.2) \\ i^{(1)}(sT) = i_2 & (4.160.3) \\ i^{(2)}(s_0 T - sT) = i_3 & (4.160) \quad (4.160.4) \\ u^{(2)}(s_0 T - sT) = U & (4.160.5) \\ i^{(3)}(s_p T - s_0 T) = 0 & (4.160.6) \\ \Omega^{(3)}(s_p T - s_0 T) = \Omega_4 & (4.160.7) \\ \Omega^{(4)}(T - s_p T) = \Omega_1 & (4.160.8) \end{array} \right.$$

În egalitățile (4.159) și (4.160) se remarcă relațiile (4.159.7) și (4.160.8), care se referă la tensiunea pe condensator în intervalul de constanță la sfârșitul cărui se impune ca aceasta să obțină valoarea U . De asemenea, egalitatea (4.160.7) este specifică funcționării cu curent întrerupt și arată că în momentul $s_p T$ curentul prin motor devine nul.

Sistemul generat de (4.159) conține ca necunoscute maximele : $i_1, i_2, i_3, \Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, s_0$, iar în (4.160) necunoscutele sînt : $i_2, i_3, \Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \Omega_4, s_0, s_p$.

Întrucît ecuațiile sistemelor (4.159) și (4.160) conțin și funcții transcendente, în a căror argument intervine o necunoscută din cele amintite, sînt necesare metode speciale de rezolvare a acestora. Ținînd seama de structura ecuațiilor și de semnificația fizică și funcțională pe care o au soluțiile, autorul propune următoarea procedură de rezolvare a sistemului obținut din (4.159) :

1. Se alege o valoare inițială pentru necunoscuta a_0 sub forma :

$$a_0 = a + \Delta$$

în care pentru Δ se recomandă : $\Delta = \tilde{\pi} / (l_0 \cdot \beta_1 \cdot l)$. Această valoare s-a ales observând că lungimea intervalului de căutare nu poate fi în nici un caz mai mare decât o semiperioadă a funcției $\sin \beta_1 t$ sau $\cos \beta_1 t$.

2. Cu valoarea lui a_0 adoptată, ecuațiile (4.159.1) - (4.159.6) formează un sistem linear de șase ecuații cu șase necunoscute : $i_1, i_2, i_3, \Omega_1, \Omega_2, \Omega_3$ care se poate rezolva. Scriis sub formă matricială acest sistem se prezintă astfel :

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} & a_{16} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} & a_{26} \\ a_{31}(a_0) & a_{32}(a_0) & a_{33}(a_0) & a_{34}(a_0) & a_{35}(a_0) & a_{36}(a_0) \\ a_{41}(a_0) & a_{42}(a_0) & a_{43}(a_0) & a_{44}(a_0) & a_{45}(a_0) & a_{46}(a_0) \\ a_{51}(a_0) & a_{52}(a_0) & a_{53}(a_0) & a_{54}(a_0) & a_{55}(a_0) & a_{56}(a_0) \\ a_{61}(a_0) & a_{62}(a_0) & a_{63}(a_0) & a_{64}(a_0) & a_{65}(a_0) & a_{66}(a_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_1 \\ \Omega_2 \\ \Omega_3 \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{17} \\ a_{27} \\ a_{37}(a_0) \\ a_{47}(a_0) \\ a_{57}(a_0) \\ a_{67}(a_0) \end{bmatrix} \quad (4.162)$$

În (4.162) notațiile de forma $a_{ij}(a_0)$, $i=3-6$; $j=1-7$ precizează că în expresia acestor coeficienți apare și necunoscuta a_0 . Expresiile coeficienților a_{ij} , $i=1-6$; $j=1-7$ sînt prezentați pentru $T_m > 4T_0$, în Anexa 4.6.

3. Cu valorile aflate la punctul 2 se verifică ecuația (4.159.7) referitoare la tensiunea pe condensator, a cărei formă, ținînd seama de (4.154) și rearanjînd termenii, este :

$$\begin{aligned} U &= \frac{K}{L.C. \omega_1^2} (F5(a_0 T - ct) - 1) \cdot \Omega_2 + \frac{F6(a_0 T - ct)}{C \cdot \beta_1} \cdot i_2 - \\ &- \frac{U_1}{L.C. \omega_1^2} \cdot (F5(a_0 T - ct) - 1) + \frac{K^2 I_2}{J.L.C. \omega_1^4} (F4(a_0 T - ct) - 2\alpha) + \\ &+ \frac{K^2 I_2}{J.L.C. \omega_1^4} (a_0 - a) T + U_{co} \end{aligned} \quad (4.163)$$

4. Dacă (4.163) nu este verificată se alege o nouă valoare pentru a_0 și se reiau pașele anterioare pînă ce relația (4.163) este verificată cu precizia dorită :

O procedură asemănătoare s-a stabilit pentru rezolvarea sistemului (4.160) cu necunoscutele $i_2, i_3, \Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \Omega_4, a_0, a_p$. Astfel :

1. Se alege o valoare inițială pentru a_0 :

$$a_0 = a_0 + \Delta; \quad \Delta = \pi / (10 \cdot \beta_1 \cdot T)$$

2. Cu valorile mai sus alese ecuațiile (4.160.1)-(4.160.5) formează un sistem liniar de cinci ecuații cu cinci necunoscute. Acest sistem se poate scrie :

$$\begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & b_{15} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} & b_{25} \\ b_{31}(a_0) & b_{32}(a_0) & b_{33}(a_0) & b_{34}(a_0) & b_{35}(a_0) \\ b_{41}(a_0) & b_{42}(a_0) & b_{43}(a_0) & b_{44}(a_0) & b_{45}(a_0) \\ b_{51}(a_0) & b_{52}(a_0) & b_{53}(a_0) & b_{54}(a_0) & b_{55}(a_0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Omega_1 \\ \Omega_2 \\ \Omega_3 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{16} \\ b_{26} \\ b_{36} \\ b_{46}(a_0) \\ b_{56}(a_0) \end{bmatrix} \quad (4.164)$$

Expresiile coeficienților $b_{ij}, i=1,2; j=1,6$ sînt prezentate pentru cazul $T_m > 4T_0$ în Anexa 4.7.

3. Se determină a_p prin rezolvarea ecuației transcendente (4.160.6) :

$$i_x + (i_3 - i_x) \cdot \text{PH3}(a_p \cdot T - a_0 \cdot T) - \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot (\Omega_3 + \Delta \Omega_x) \cdot \text{PH2}(a_p \cdot T - a_0 \cdot T) = 0 \quad (4.165)$$

Această rezolvare se face pe cale numerică prin metode reprezentării funcției deja folosită, avînd în vedere că (4.165) exprimă variația curentului în intervalul III de funcționare, variația se are loc ca în fig.4.37.

4. Din (4.160.7) și (4.155) folosind și valoarea lui a_p determinată la punctul 3, se obține Ω_4 astfel :

$$\begin{aligned} \Omega_4 = & -\Delta \Omega_x + (\Omega_3 + \Delta \Omega_x) \cdot \text{PH1}(a_p T - a_0 T) + \\ & + \frac{K}{J \cdot \beta} (i_3 - i_x) \cdot \text{PH2}(a_p \cdot T - a_0 T) \end{aligned} \quad (4.166)$$

i. Cu valorile calculate la punctele anterioare se verifică ecuația (4.160.8) adică :

$$\Omega_1 = -\frac{L}{J} (1 - a_p) \cdot \Omega_4 \quad (4.167)$$

Fig.4.37

Deci (4.167) este îndeplinită cu precizia dorită rezultă că soluțiile obținute sînt cele corecte. În caz contrar se reinu punctele 1-4 cu altă valoare pentru a_p potrivit clasei.

În urma aplicării celor două proceduri de calcul descrie mai sus rezultă valorile necunoscutelor $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \Omega_4, i_1, i_2, i_3, a_c, a_p$ stît pentru funcționarea cu curent neîntrerupt cît și întrerupt. Acest rezultat permite utilizarea relațiilor (4.150) - (4.157) care descriu variația în timp, pe o perioadă, a principalelor mărimi ale sistemului variatorindirect motor de c.c. Pe baza acestor relații pot fi calculate alte mărimi și caracteristici specifice prezentate în continuare.

O bună caracterizare a performanțelor sistemului de reglare în regiul de funcționare cu valori medii constante se poate face prin intermediul caracteristicilor mecanice artificiale care exprimă dependența între viteza medie pe o perioadă și carentul mediu prin motor tot pe o perioadă, exprimată prin relația :

$$\Omega_{med} = f(i_{med}) \quad (4.168)$$

Viteza medie se calculează cu relațiile :

- pentru curent neîntrerupt :

$$\Omega_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T \Omega(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{aT} \Omega^{(1)}(t) dt + \int_{aT}^{a_c T} \Omega^{(2)}(t-aT) dt + \int_{a_c T}^T \Omega^{(3)}(t-a_c T) dt \right] \quad (4.169)$$

- pentru curent întrerupt :

$$\Omega_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T \Omega(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{aT} \Omega^{(1)}(t) dt + \int_{aT}^{a_c T} \Omega^{(2)}(t-aT) dt + \int_{a_c T}^{a_p T} \Omega^{(3)}(t-a_p T) + \int_{a_p T}^T \Omega^{(4)}(t-a_p T) dt \right] \quad (4.170)$$

Efectuînd calculele necesare, ținînd seama și de relațiile de definiție ale vitezei pe fiecare interval (4.150), (4.152), (4.155), (4.156), (4.157) se obțin în final următoarele expresii:

- pentru curent neîntrerupt :

$$\begin{aligned} \Omega_{med} = & a \cdot \Omega_{I} - \Delta \Omega_{I} (1 - a_0) + (c_3 - c_2 + \Omega_2) (a_0 - a) + \\ & + c_5 \frac{(a_0 - a)^2}{2} \cdot T + \frac{1}{T} \left[\Omega_{1I} \cdot PH91(sT) + \left(\Omega_{1I} \frac{\alpha}{\beta} + \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot i_{1I} \right) \cdot \right. \\ & \cdot PH21(sT) + (c_1 + c_4 - c_3 \frac{\alpha}{\beta}) \cdot PB1(a_0 T - sT) + (c_2 - c_3) \cdot PB1(a_0 T - sT) + \\ & \left. + \Omega_{2I} \cdot PH91(1 - a_0 T) + \left(\Omega_{2I} \frac{\alpha}{\beta} + \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot i_{2I} \right) \cdot PH21(T - a_0 T) \right] \end{aligned} \quad (4.171)$$

- pentru curent întrerupt :

$$\begin{aligned} \Omega_{med} = & a \cdot \Omega_{I} - \Delta \Omega_{I} (a_p - a_0) + (c_3 - c_2 + \Omega_2) (a_0 - a) + \\ & + \Omega_4 (1 - a_p) + c_5 \frac{(a_0 - a)^2}{2} T - \frac{1}{J} (1 - a_p)^2 T + \\ & + \frac{1}{T} \left[\Omega_{1I} \cdot PH91(sT) + \left(\Omega_{1I} \frac{\alpha}{\beta} - \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot i_{1I} \right) \cdot PH21(sT) + \right. \\ & + (c_2 - c_3) \cdot PB1(a_0 T - sT) + c_{13} \cdot PB1(a_0 T - sT) + \\ & \left. + \left(\Omega_{2I} \frac{\alpha}{\beta} + \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot i_{2I} \right) \cdot PH21(a_p T - a_0 T) + \Omega_{2I} \cdot PH91(a_p T - a_0 T) \right] \end{aligned} \quad (4.172)$$

În mod similar se pot scrie pentru curentul mediu relațiile :

- curent reîntrerupt :

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{sT} i^{(1)}(t) dt + \int_{sT}^{a_0 T} i^{(2)}(t - sT) dt + \int_{a_0 T}^T i^{(3)}(t - a_0 T) dt \right] \quad (4.173)$$

+ curent întrerupt

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{sT} i^{(1)}(t) dt + \int_{sT}^{a_p T} i^{(2)}(t - sT) dt + \int_{a_0 T}^{a_p T} i^{(3)}(t - a_0 T) dt \right] \quad (4.174)$$

După efectuarea calculului în (4.173) și (4.174), în care se au în vedere (4.151), (4.155), (4.156) și (4.151'), (4.153), (4.156) se obțin în final expresiile :

$$\begin{aligned} I_{med} = & I_{I} \left(a + \frac{a_p - a}{T \cdot T_n \cdot \phi_1^2} + 1 - a_c \right) + \frac{1}{T} \left[i_{1I} \cdot PH91(sT) - \right. \\ & \left. - \left(i_{1I} \frac{\alpha}{\beta} + \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot \Omega_{1I} \right) \cdot PH21(sT) + c_{12} \cdot PB1(a_0 T - sT) + \right. \end{aligned}$$

$$+c_{11} \cdot F3I(a_0 t - a_1) + i_{3x} \cdot FH9I(t - a_0 t) -$$

$$-(i_{3x} \frac{\alpha}{\beta} + \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot \Omega_{3x}) \cdot FH2I(t - a_0 t) \quad (4.175)$$

$$I_{med} = I_x \left(a + \frac{e^{-a}}{T_0 \cdot i_m \cdot \omega_1^2} + a_p - a_0 \right) + \frac{1}{T} \left[(I_{1x} \frac{\alpha}{\beta} - \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot \Omega_{1x}) \times \right.$$

$$\times FH2I(a_1) - I_x \cdot FH9I(a_1) + c_{11} \cdot F3I(a_0 t - a_1) + c_{12} \cdot F6I(a_0 t - a_1) -$$

$$\left. (i_{3x} \frac{\alpha}{\beta} + \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot \Omega_{3x}) \cdot FH2I(a_p t - a_0 t) + i_{3x} \cdot FH9I(a_p t - a_0 t) \right] \quad (4.176)$$

Relația (4.175) este valabilă în cazul funcționării cu curent neîntrerupt iar (4.176) în cazul curentului întrerupt.

În relațiile (4.171) și (4.172) pentru viteze medii și (4.175), (4.176) pentru curentul mediu notațiile: $c_3, c_2, c_5, \Omega_{1x}, FH9I, i_{1x}, FH2I, c_1, c_4, F3I, F6I, \Omega_{3x}, i_{3x}, c_{11}, c_{12}$ sînt date în lista generală de notații.

c) Limite de funcționare cu curent întrerupt: Funcționarea unei acționări în zona de curent întrerupt are unele dezavantaje legate de forma caracteristicilor care devin de tip "serie" nefiind convensibile în toate situațiile iar în acționările cu sisteme de reglare automată apar probleme suplimentare față de cazul funcționării cu curent neîntrerupt. Prezintă astfel interes cunoașterea limitei pînă la care funcționarea decurge cu curent întrerupt. Această limită poate fi evidențiată în mai multe moduri. În lucrare se propune aflarea cuplului rezistent minim de la care funcționarea decurge cu curent neîntrerupt și se notează această valoare cu $M_{r_{lim}}$. Dar $M_{r_{lim}} = K \cdot I_{r_{lim}}$ deci și $I_{r_{lim}}$ poate fi utilizat în calcul în scopul punerii în evidență a limitei de curent întrerupt.

Pentru o anumită combinație a sărimilor de comandă $a_3 I$ și la cuplul rezistent $M_{r_{lim}}$ sînt îndeplinite condițiile:

$$\begin{cases} i_1 = 0 \\ a_0 < 1 \end{cases} \quad (4.177)$$

Avînd în vedere relațiile (4.177) și (4.159) rezultă egalitățile:

$$\begin{cases}
 \Omega^{(1)}(sT) = \Omega_{2l} & (4.178.1) \\
 \Omega^{(2)}(s_0 T - sT) = \Omega_{3l} & (4.178.2) \\
 \Omega^{(3)}(T - s_0 T) = \Omega_{1l} & (4.178.3) \\
 i^{(1)}(sT) = i_{2l} & (4.178) \quad (4.178.4) \\
 i^{(2)}(s_0 T - sT) = i_{3l} & (4.178.5) \\
 i^{(3)}(T - s_0 T) = 0 & (4.178.6) \\
 u_0^{(2)}(s_0 T - sT) = \bar{u} & (4.178.7)
 \end{cases}$$

in care $\Omega_{1l}, \Omega_{2l}, \Omega_{3l}, i_{2l}, i_{3l}$ au semnificația mărimilor $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, i_2, i_3$ în condițiile funcționării la limita de curent întrerupt.

Introducând în (4.178) relațiile corespunzătoare pentru viteza maghnică $\dot{\Phi}$, curent și tensiunea condensatorului din (4.150) - (4.156) se obține un sistem de șapte ecuații cu șapte necunoscute: $\Omega_{1l}, \Omega_{2l}, \Omega_{3l}, i_{2l}, i_{3l}, I_{Y \text{ lim}}, s_0$.

Pentru rezolvarea sistemului dat de (4.178) se aplică o procedură asemănătoare cu cele deja descrise la a) și b) din acest paragraf. Etapele sînt:

1. Se alege o primă valoare pentru s_0 :

$$s_0 = \sigma + \Delta \quad (4.179)$$

2. Cu această valoare pentru s_0 , egalitățile (4.178.1) - (4.178.6) se transformă într-un sistem de ecuații liniare care poate fi scris:

$$\begin{bmatrix}
 r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} & r_{15} & r_{16} \\
 r_{21} & r_{22} & r_{23} & r_{24} & r_{25} & r_{26} \\
 r_{31}(s_0) & r_{32}(s_0) & r_{33}(s_0) & r_{34}(s_0) & r_{35}(s_0) & r_{36}(s_0) \\
 r_{41}(s_0) & r_{42}(s_0) & r_{43}(s_0) & r_{44}(s_0) & r_{45}(s_0) & r_{46}(s_0) \\
 r_{51}(s_0) & r_{52}(s_0) & r_{53}(s_0) & r_{54}(s_0) & r_{55}(s_0) & r_{56}(s_0) \\
 r_{61}(s_0) & r_{62}(s_0) & r_{63}(s_0) & r_{64}(s_0) & r_{65}(s_0) & r_{66}(s_0)
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 \Omega_{1l} \\
 \Omega_{2l} \\
 \Omega_{3l} \\
 i_{2l} \\
 i_{3l} \\
 I_{Y \text{ lim}}
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 r_{17} \\
 r_{27} \\
 r_{37}(s_0) \\
 r_{47}(s_0) \\
 r_{57}(s_0) \\
 r_{67}(s_0)
 \end{bmatrix}$$

(4.180)

Coefficienții $r_{ij}, i=1,6; j=1,6$ sînt prezentați în Anexa 4.8.

3. Valorile necunoscutelor obținute din (4.180) trebuie

să verificăm ecuația (4.178.7) care poate fi scrisă ca în (4.181):

$$E_{ch} = U + u_0^{(2)}(s_0 T - sT) = 0 \quad (4.181)$$

cea fiind în vedere (4.154) se poate scrie :

$$\begin{aligned} E_{ch} = U - U_{c0} + \frac{K^2 \cdot I_{Y11a}}{J \cdot L \cdot C \cdot \omega_1^4} \cdot (P4(s_0 T - sT) - 2\alpha) + \\ + \frac{U_1}{i \cdot C \cdot \omega_1^2} (P5(s_0 T - sT) - 1) - \frac{K \cdot \Omega \cdot 2l}{L \cdot C \cdot \omega_1^2} (P5(s_0 T - sT) - 1) - \\ - \frac{i \cdot 2l}{C \cdot \beta_1} \cdot P6(s_0 T - sT) - \frac{K^2}{J \cdot L \cdot C \cdot \omega_1^4} \cdot I_{Y11a} (s_0 - s) T = 0 \end{aligned} \quad (4.181')$$

4. Dacă (4-181) nu este îndeplinită se reia calculul cu o altă valoare potrivit aleasă pentru s_0 , pînă la îndeplinirea relației (4.181) cu precizia dorită.

Cu mărimile calculate mai sus : $\Omega_{R}, \Omega_{2l}, \Omega_{3l}, i_{2l}, i_{3l}, I_{Y11a}$ și c_0 se pot determina valorile medii ale curentului și vitezei pe o perioadă Ω_{medl}, I_{medl} la limita de funcționare cu curent întrerupt folosind în acest scop relațiile (4.171) respectiv (4.175), ceea ce permite ridicarea caracteristicii $\Omega_{medl} = f(I_{medl})$ care permite separarea domeniului de funcționare cu curent întrerupt și neîntrerupt și observarea influenței pe care o au asupra acestei caracteristici diferiți parametri ai secționării cum ar fi : L, f, C.

Există o valoare maximă pentru mărimea s la care funcționarea la limita de curent întrerupt mai este posibilă. Această situație are loc atunci cînd sînt îndeplinite simultan : $i_1 = 0$ și $s_c = 1$. Calculul valorii maxime pentru s în acest caz se face cu aceeași metodă, descrisă mai sus, decât se mai introduce o etapă de calcul în plus față de cele prezentate. Etapa suplimentară (a cincea) ar fi :

5. Se verifică dacă s_0 obținut din calculul anterior (punctele 1 - 4) are o valoare apropiată de unitate cu precizia dorită. Dacă nu s-a atins precizia dorită se reia punctele 1 - 4 cu o altă valoare corespunzător aleasă pentru mărimea s.

d) Determinarea valorii maxime s curentului de sarcină în intervalul de construcție. Similar cu calculul efectuat la 4.4.2.b se poate determina valoarea maximă s curentului de sarcină pe baza rezolvării ecuației :

$$\frac{d i^{(2)}(t-sT)}{dt} = 0 \quad (4.183)$$

având în vedere relația (4.153) pentru expresia lui $i^{(2)}(t-sT)$ și efectuând calculele necesare în (4.183) se obține:

$$a_{\text{max}} = e + \frac{\operatorname{arctg} \frac{\beta_1}{\alpha} - \operatorname{arctg} \beta_{12}}{\beta_1 \cdot T} \quad (4.184)$$

în care :

$$\beta_{12} = \frac{I_2 - \frac{I_2}{T_0 \cdot I_m \cdot \omega_1^2}}{\frac{U_1 - K \cdot \Omega_2}{L \cdot \beta_1} - \frac{\alpha}{\beta_1} \cdot \left(I_2 + \frac{I_2}{T_0 \cdot I_m \cdot \omega_1^2} \right)} \quad (4.185)$$

Deci momentul apariției maximei curentului este :

$$t_{\text{max}} = (a_{\text{max}} - e)T \quad (4.186)$$

iar valoarea maximă a curentului rezultă din (4.153) și (4.126):

$$I_{\text{max}} = \frac{I_2}{T_0 \cdot I_m \cdot \omega_1^2} (1 - P5(t_{\text{max}} - sT)) + \frac{U_1 - K \cdot \Omega_2}{L \cdot \beta_1} \cdot P6(t_{\text{max}} - sT) - I_2 \cdot P7(t_{\text{max}} - sT) \quad (4.187)$$

e) Calculul timpului de polarizare inversă a tiristorului principal. Acest interval de timp este n tat cu $t_{p\ell}$ și valoarea lui rezultă din rezolvarea ecuației (4.139) care pe baza relației (4.154) devine :

$$\frac{K^2 \cdot I_2}{J \cdot L \cdot C \cdot \omega_1^4} (P4(t-sT) - 2\alpha) - \frac{U_1 - K \cdot \Omega_2}{L \cdot C \cdot \omega_1^2} (P5(t-sT) - 1) + \frac{K^2 \cdot I_2}{J \cdot L \cdot C \cdot \omega_1^2} \cdot (t-sT) + \frac{e}{C \cdot \beta_1} \cdot P6(t-sT) + U_{\infty} = 0 \quad (4.188)$$

Rezolvarea ecuației (4.188) se face tot prin metoda reprezentării funcției.

Din analiza relației (4.188) se observă că asupra valorii timpului de polarizare inversă influențesă multe mărimi electrice și mecanice ale sistemului de acționare. Corelând valoarea timpului de polarizare inversă calculat din (4.188) cu timpul de dezamorsare t_q indicat în catalog pentru tipul de tiristor folosit în echema variatorului se obțin informații utile

referitoare la situațiile în care comutația poate fi comprimată din cauza unui timp de polarizare inversă prea mic.

4.4.6. Organigrammele programelor de calcul ale sistemului de ceterizare în regim cu valori medii constante

Toste operațiile necesitate de metodele de calcul prezentate la paragraful 4.4.5 se efectuează pe calculator cu ajutorul programelor VARIATOR și LIBRA concepute în acest scop.

Referitor la programul denumit VARIATOR, cu organigramă din fig. 0.10 se fac următoarele precizări :

- Programul este întocmit pentru cazul $T_m > 4T_e$.
- Datele inițiale necesare programului sînt : U, h, L, K, J, C . Mărimile h, L , se referă la rezistența totală și inductivitatea totală în circuitul inductiv al motorului. Rezistența h este chiar rezistența inductivă întrucît este puțin probabil ca în serie cu motorul să se conecteze rezistențe exterioare. Inductivitatea L este inductivitatea inductivă decît în serie cu motorul nu există inductivități suplimentare. Momentul de inerție J este momentul total raportat la arborele motorului. Capacitatea C este valoarea condensatorului din circuitul de stingere al varistorului. Aceste date sînt citite de pe cartele.

Deși nu sînt date inițiale alte mărimi sînt necesare programului. Astfel maximele de comandă ale varistorului u și $f=1/T$ sînt controlate de un ciclu care în cazul mărimii u poate lua valori între 0,1 - 0,9. În ce privește frecvența: poate varia între 100 - 500 Hz. Desigur, domeniul de variație al lui u și f poate fi ales de utilizator. Ca variabilă independentă se consideră cuplul static rezistent M_1 , care poate lua valori între 0 și M_2 prin intermediul u și al ciclului. O altă informație necesară pentru program este valoarea tensiunii condensatorului în momentul începerii comutației, U_{∞} . În condiții ideale se consideră $U_{\infty}=U$. Dacă însă, în circuitul cuilant există pierdări atunci $U_{\infty} < U$ cu influențe asupra mărimilor de ieșire ale sistemului.

În procesul de calcul este necesară sesizarea funcționării cu curent întrerupt sau neîntrerupt. În programul de calcul această problemă se rezolvă prin abordarea calculului pentru cazul curentului neîntrerupt, adică se calculează pentru o anumită valoare a mărimilor u, f, M_1 necunoscutele $i_1, i_2, i_3, \Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, a_0$. Dacă se constată în urma calculului că $i_1 = 0$ rezultă că

funcționarea are loc cu curent întrerupt și se abordează secțiunea din program corespunzătoare curentului întrerupt care presupune calculul necunoscutelor $i_2, i_3, \Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \Omega_4, \epsilon_0, \epsilon_p$.

Organizarea programului pentru cazul curentului neîntrerupt este reprezentată în fig.0.10.a) în care se poate observa că pentru verificarea ecuației (4.163) se definește funcția $DIF = n_0^{(2)}(t) - U_0$ în care $n_0^{(2)}(t)$ are expresia (4.159.7). Calculul se consideră încheiat, deci ϵ_0 obținut cu precizia dorită, dacă $DIF = 0$ sau cazul cel mai frecvent când $\Delta < 10^{-7}$ ceea ce face ca $DIF < 10^{-4}$, eroare întrutotul acceptabilă din punct de vedere practic. În scrierea programului calculează timpul de polarizare inversă t_{0l} cu o subrutină denumită MADUC în care se utilizează metoda din paragraful 4.4.5.a). Se calculează de asemenea mărimile Ω_{med}, I_{max} cu relațiile (4.171) și (4.175) precum și mărimile Ω_{max}, I_{max} cu relațiile (4.164) și (4.137).

Dacă în calcul apar situații cu $\epsilon_0 > 1$ pentru $\epsilon < 1$ programul calculează valoarea maximă pentru ϵ la care $\epsilon_0 = 1$. Valoarea lui ϵ astfel obținută a fost notată cu ϵ_{lim} și reprezintă de fapt limita superioară a domeniului de comandă pentru ϵ . Același calcul este abordat și dacă valoarea maximă a ciclului pentru ϵ (în program 0,9) a fost depășită fără ca ϵ_0 să depășească unitatea. Această parte a programului este marcată cu o linie întreruptă verticală în fig.0.10.a).

Organizarea programului corespunzătoare curentului întrerupt este prezentată în fig.0.10.b) și se bazează pe metode de calcul descrise la 4.4.5.b) pentru curent întrerupt. Se remarcă faptul că pentru aflarea valorilor lui ϵ_0 se definește o funcție denumită FUR care corespunde relației (4.165).

Pentru verificarea soluțiilor sistemului (4.160) s-a definit pe baza relației (4.167) o altă funcție COB care trebuie să obțină valoarea zero dacă soluțiile sînt corecte. Întrucît forma de variație a acestei funcții față de diferitele valori ale mărimii ϵ_0 nu poate fi inițial estimată precum și pentru a asigura convergența procedurii de calcul s-a utilizat o serie de constante notate $k_0, k_1 - k_5$ care pot lua două sau trei valori (una, doi sau trei) ai căror conduc calculule apra obținerea punctului de trecere prin zero a funcției COB stabilind astfel valoarea necunoscutelor ϵ_0 în regiunea de curent întrerupt. După aflarea necunoscutelor sistemului (4.160) se calculează cu relațiile corespunzătoare arătate la 4.5.5.b) mărimile $t_{0l}, \Omega_{max}, I_{max}, \Omega_{med}, I_{med}$.

În organigrama (și programul corespunzător) din fig.0.10,b) pentru mărimea a_0 s-a folosit notația a_0 pentru evitarea unor posibile confuzii.

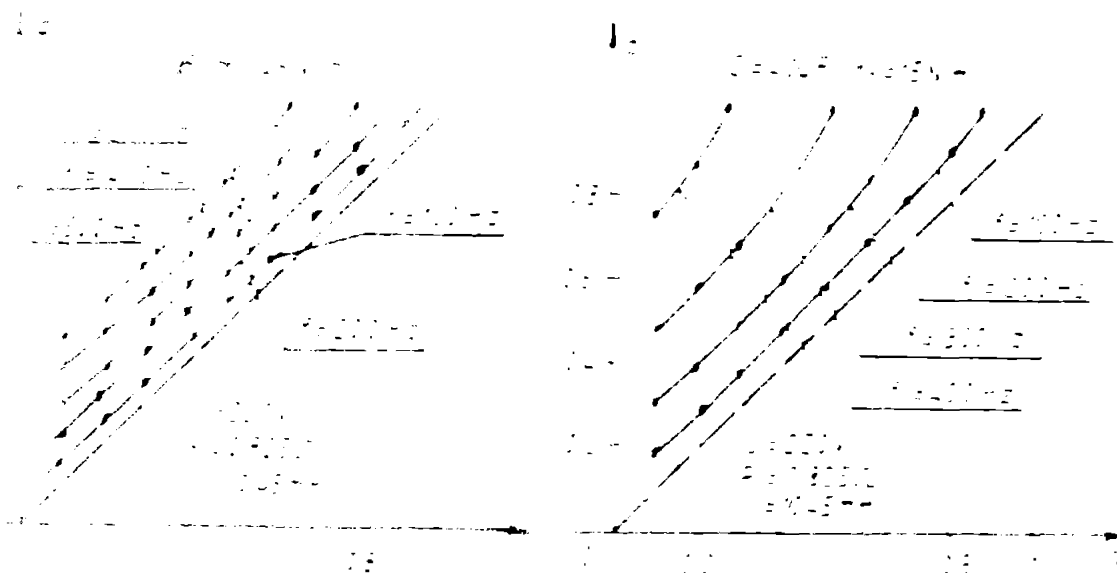
Rezultatele calculului sînt oferite sub formă de tabele situate în regiunile de curent întrerupt cit și întrerupt.

Pentru calculul limitelor de funcționare cu curent întrerupt cu metode de la 4.4.5.c) s-a realizat programul denumit MATHA cu organigrama din fig.0.11 în care se poate remarca că se calculează și valoarea maximă a lui a_0 notată a_{0max} la care regiunea de curent întrerupt nu este posibilă.

4.4.7. Rezultate obținute cu metodele de calcul proprii

Pentru aplicarea metodelor de calcul din paragraful 4.4.5 s-a utilizat același sistem de secționare ca în paragraful 4.1.4 iar în ce privește varistorul indirect s-a considerat pentru condensatorul de stingere $C = 50 \mu F$, $C = 40 \mu F$ și $C = 10 \mu F$. În ce privește frecvența de comandă s-au ales valori în domeniul $f = 100 - 500$ Hz. Cu aceste date și cu programele de calcul prezentate se rezultă diagramele următoare.

În fig.4.38 este prezentată dependența intervalului de comutație (caracterizat prin mărimea a_0) de ceilalți parametri ai sistemului. Se poate astfel observa influența curentului de sarcină (luat în considerare prin I_{sc}) asupra valorilor lui a_0 . Cu cât cuplul rezistent este mai mic cu atât valorile lui a_0 cresc.



Caracteristicile mecanice artificiale pentru o anumită combinație a mărimilor de intrare a detaliilor inițiale și a condensatorului de stingere au fost arătate în fig.4.39., în care se

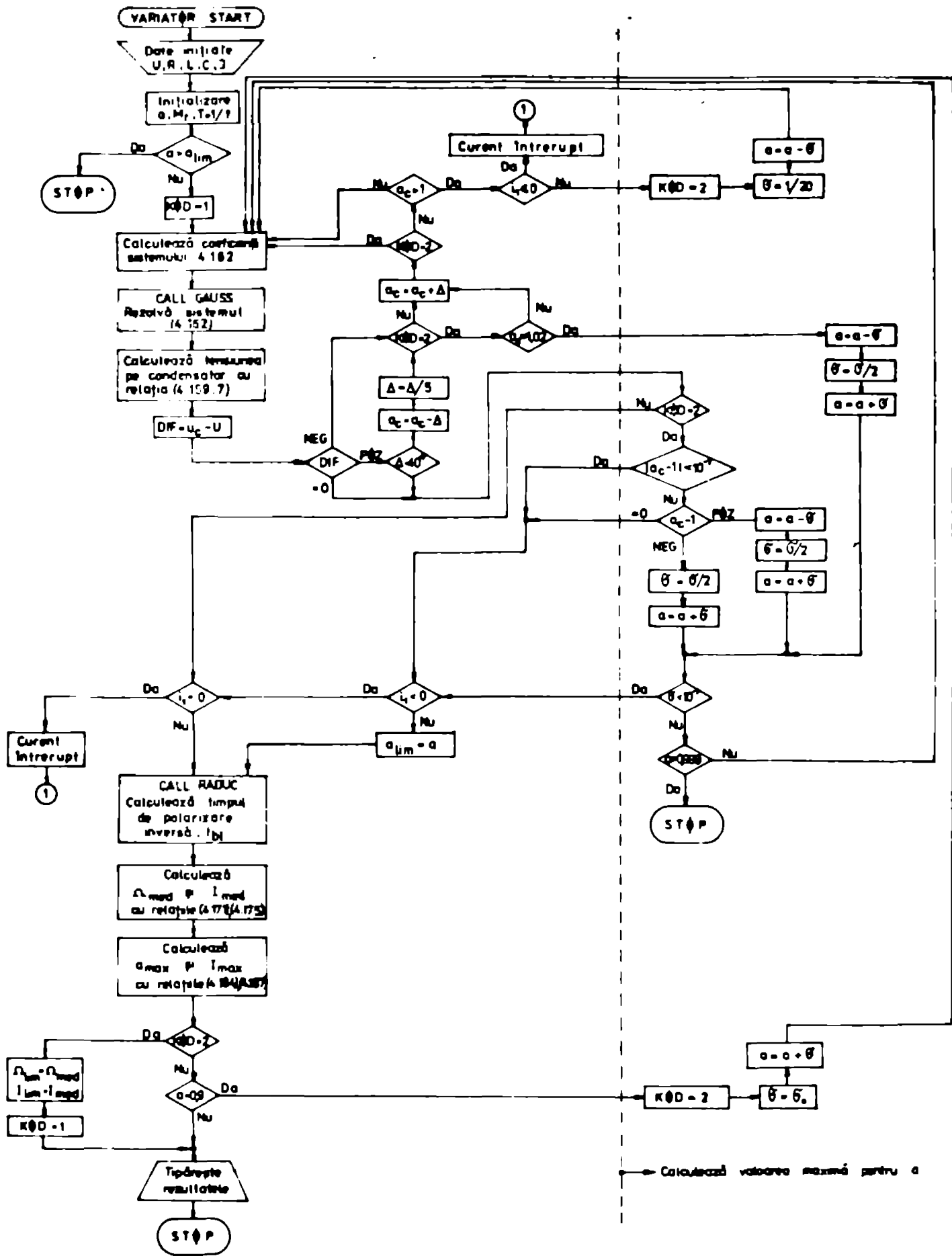


Fig.0.10.a

observă influența valorii condensatorului C și a frecvenței de comandă asupra caracteristicilor mecanice artificiale ale sistemului de acționare, atât în cazul curentului întrerupt cit și neîntrerupt. În ce privește limitele domeniului de curent întrerupt, aceasta este pusă în evidență de diagramele din fig.4.40, pentru

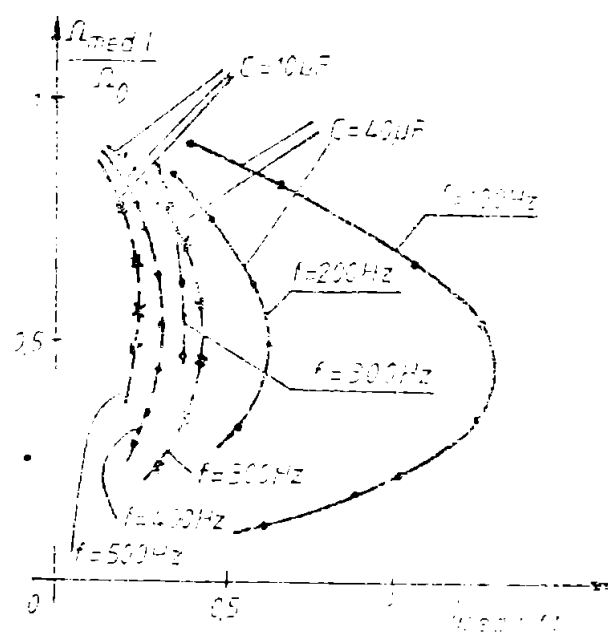


Fig.4.39

Fig.4.40

diferite frecvențe de comandă (f) sau diferite valori ale condensatorului (C). Datorită intervalului de polarizare inversă a tiristorului principal față de diferiți parametri este prezentată în fig.4.41.a,b,c, în care prin L_0 s-a înțeles inductivitatea rotorului motorului de c.c. iar prin L inductivitatea totală din circuitul rotorului.

Din cele prezentate în acest paragraf rezultă că metoda de calcul propusă este o metodă cuprinzătoare care permite punerea în evidență a influenței mărimilor principale asupra performanțelor sistemului de acționare permițând astfel compararea diferitelor variante de realizare a sistemului și deci adoptarea celei mai potrivite scheme de acționare.

4.4.3. Studiul regimului de pornire al sistemelor de acționare alimentate prin variatoare indirecte

Necesitatea stabilirii unei metode de calcul pentru mărimile specifice regimului de pornire rezultă din aceleași considerații ca și în cazul paragrafului 4.3. când s-a studiat pornirea cu variator ideal. În acest caz intervin noi parametri ce

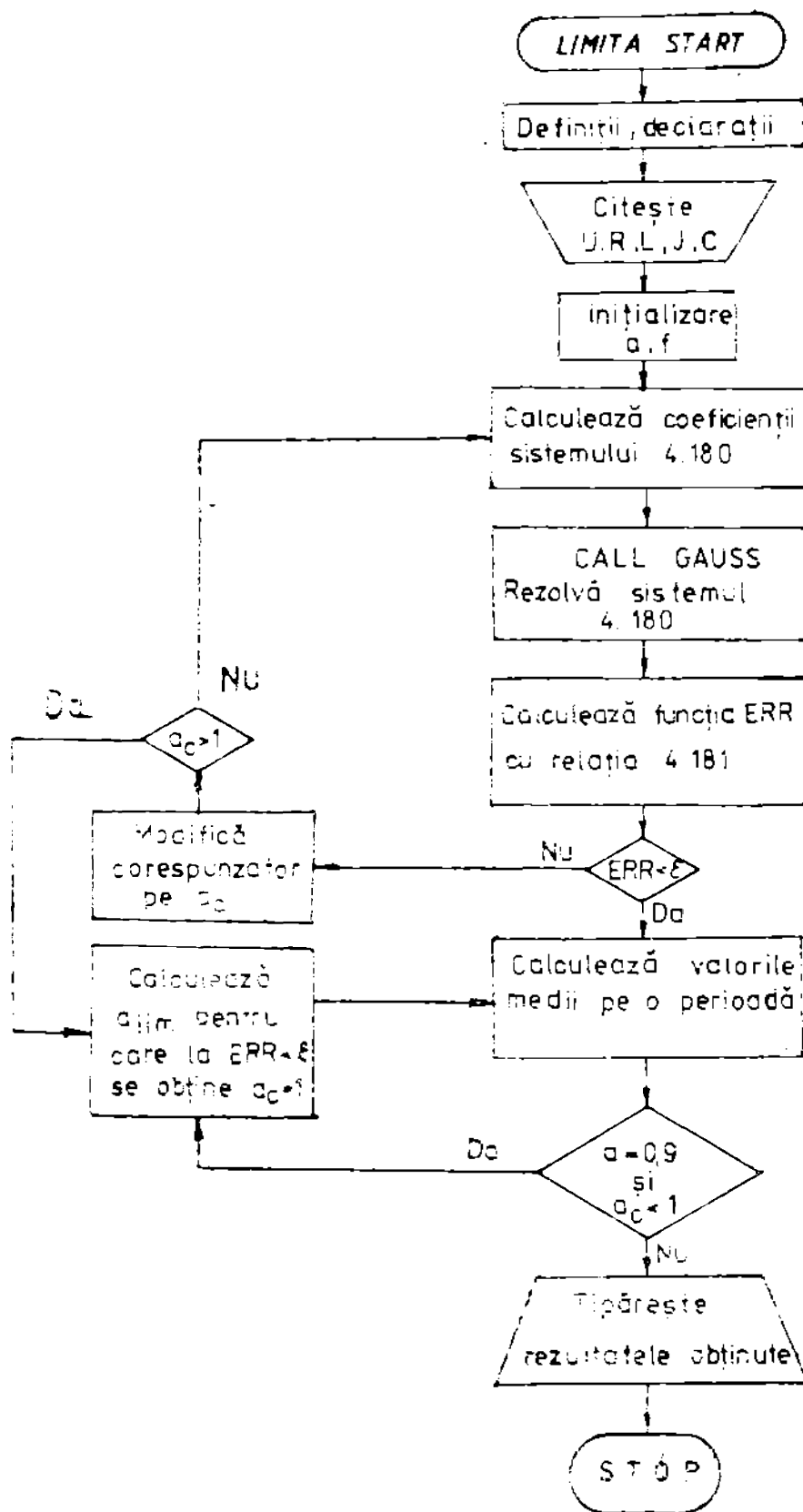


Fig. 0.19.

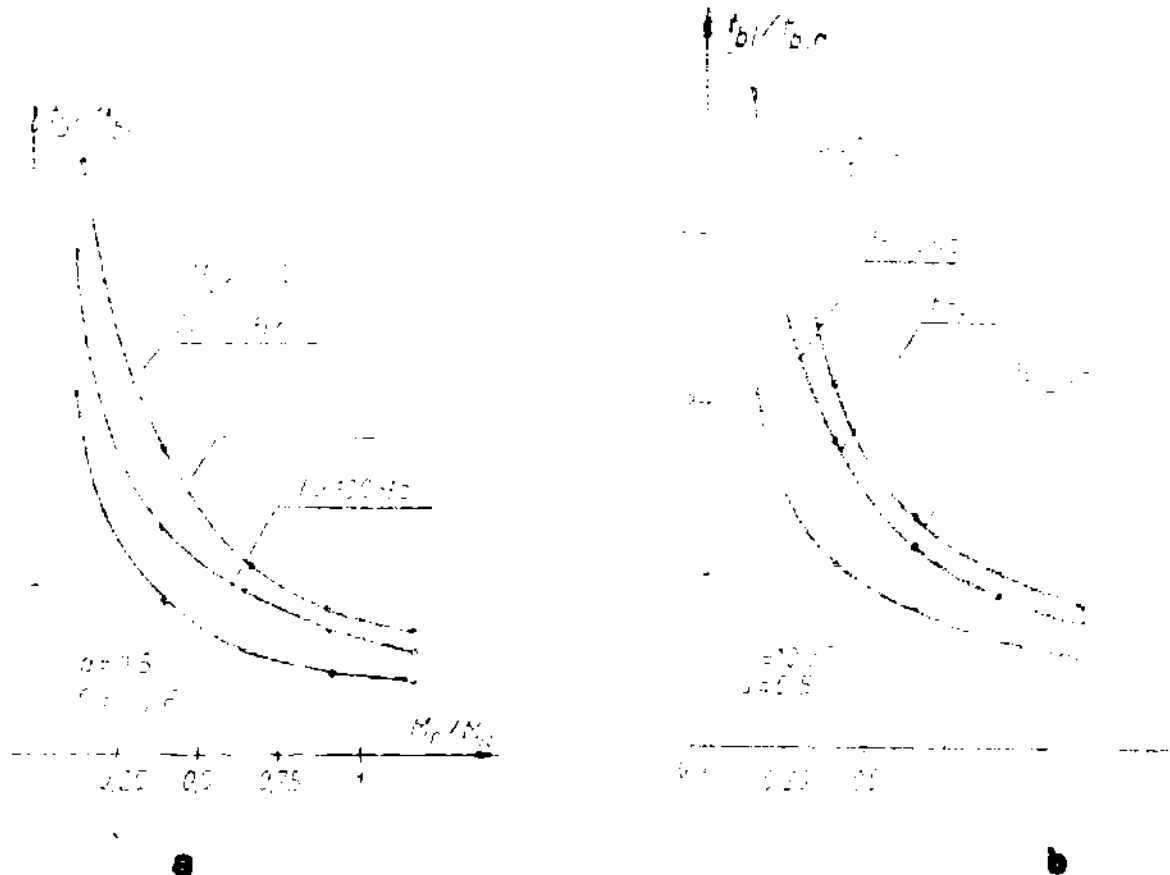


Fig.4.41

influențează procesul tranzitoriu de torați intervalului de comutație al varistorului.

Pentru tratarea matematică a por-
nirii se apelează din nou la ecuații-
le diferențiale din tab.4.3 și la so-
luțiile lor (4.150) - (4.157). În con-
dițiile regimului tranzitoriu de por-
nire se poate accepta că sînt valabi-
le următoarele afirmații referitoare
la curent, viteză și tensiunea pe
condensator :

- valoarea unei mărimi (i sau Ω)
la sfîrșitul intervalelor I, II și
III este egală cu cea de la începutul
intervalului următor. (După deosebire

de cazul cu valori medii constante nu se mai poate accepta ego-
litatea între valorile mărimilor i și Ω de la începutul și sfîr-
șitul perioadei de comandă).

- valoarea tensiunii condensatorului la sfîrșitul inter-
valului de comutație este egală cu tensiunea de alimentare ;
- în cazul curentului întrerupt, curentul prin motor de-
vine nul în momentul $s_p.T$.

Ipotezele de mai sus se pot scrie astfel :

- pentru curent neîntrerupt :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \Omega^{(1)}(sT) = \Omega_2 & (4.190.1) \\ \Omega^{(2)}(s_0 T - sT) = \Omega_3 & (4.190.2) \\ \Omega^{(3)}(T - s_0 T) = \Omega_4 & (4.190.3) \\ i^{(1)}(sT) = i_2 & (4.190) \quad (4.190.4) \\ i^{(2)}(s_0 T - sT) = i_3 & (4.190.5) \\ i^{(3)}(T - s_0 T) = i_4 & (4.190.6) \\ u_0^{(2)}(s_0 T - sT) = U & (4.190.7) \end{array} \right.$$

iar pentru curent întrerupt :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \Omega^{(1)}(sT) = \Omega_2 & (4.191.1) \\ \Omega^{(2)}(s_0 T - sT) = \Omega_3 & (4.191.2) \\ \Omega^{(3)}(s_p T - s_0 T) = \Omega_4 & (4.191) \quad (4.191.3) \\ \Omega^{(4)}(T - s_p T) = \Omega_5 & (4.191.4) \\ i^{(1)}(sT) = i_2 & (4.191.5) \\ i^{(2)}(s_0 T - sT) = i_3 & (4.191.6) \\ i^{(3)}(s_p T - s_0 T) = 0 & (4.191.7) \\ u^{(2)}(s_0 T - sT) = U & (4.191.8) \end{array} \right.$$

În relațiile (4.190) și (4.191), $\Omega^{(1)}(t)$, $\Omega^{(2)}(s_0 T - sT)$, $\Omega^{(3)}(T - s_0 T)$, $i^{(1)}(t)$, $i^{(2)}(s_0 T - sT)$, $i^{(3)}(T - s_0 T)$, $u^{(2)}(s_0 T - sT)$, $\Omega^{(4)}(T - s_p T)$ au expresiile date de : (4.150), (4.152), (4.155), (4.151), (4.153), (4.156), (4.154) și respectiv (4.157). În relațiile (4.191) $\Omega^{(1)}(sT)$ și $i^{(1)}(sT)$ corespund la (4.150') respectiv (4.151').

Neconoscutele în relațiile (4.190) sînt : Ω_2 , Ω_3 , Ω_4 , i_2 , i_3 , i_4 , u_0 iar pentru (4.191) apar în plus s_p , Ω_5 și lipsește i_4 . Ca mărimi cunoscute sînt, în afară de datele inițiale, U , K , L , J , K , k_x , mărimile de comandă a și f .

Calculul acestor necunoscute și odată cu ele calculul procesului tranzitoriu de pornire, se poate efectua după schema din fig.4.42 în care se observă că necunoscutele se pot deduce una după alta pornind de la datele inițiale și valorile vitezei și curentului la începutul perioadei de comandă, presupusă cunoscută.

Pentru studiul procesului tranzitoriu de pornire s-a realizat un program de calcul pe calculator cu organigrama din fig. 0.12. La realizarea programului s-au mai avut în vedere următoarele:

- Pornirea decurge cu f -constant.
- Prima fază a procesului decurge cu rotorul blocat pînă cînd $I_{med} > I_f$ (vezi par.4.3) ;

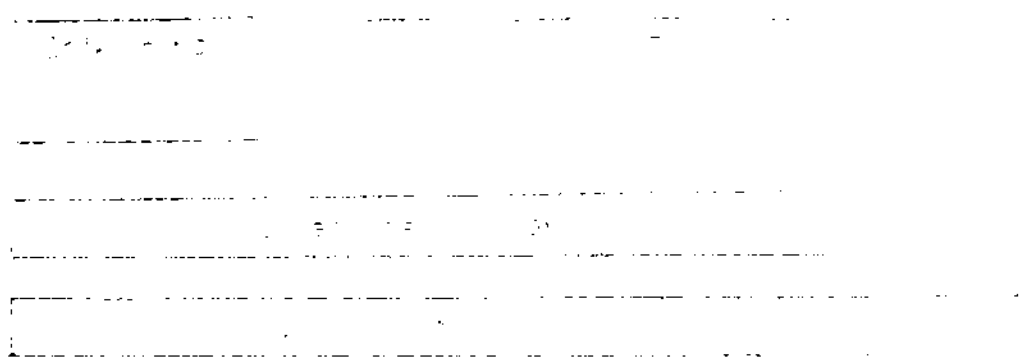


Fig.4.42

- Fenomenele tranzitorii se consideră încheiate cînd sînt îndeplinite relațiile (4.96) și (4.97).

Programul denumit "P&H&L&E" are ca date de intrare mărimile U, k, L, J, K, C . Mărimile a, f și K_f reprezintă valori controlate de cicluri. Subrutina STAK1 calculează mărimile în intervalul cît rotorul nu se rotește. Durata intervalului de comandă se calculează din relația (4.190.7), în care $u_c^{(2)}(s_e^{1-\sigma T})$ are expresia (4.110). Efectuînd calculele se obține :

$$a_0 = a + \frac{1}{T \cdot \beta} \operatorname{arctg} \frac{\beta \cdot (U - U_{op})}{\frac{1}{C} + (U_{op} - U) \cdot \alpha} \quad (4.192)$$

Se calculează de asemenea curenții medii I_{med} cu relația (4.142), curenții maximi I_{max} cu relația (4.136), referitoare la sarcini rezistiv inductive corespunzătoare situației în care rotorul nu se rotește.

După începerea mișcării rotorului calculele se efectuează prin subprogramul STAK2 care evaluează mărimile $a_0, i_2, i_3, i_4, \Omega_2, \Omega_3, \Omega_4$ în regim de curent neîntrerupt cu relațiile (4.190). Dacă la pornire opere curenții întrerupt trebuie să calculeze cu relațiile (4.191) în plus față de mărimile de mai sus a_p și Ω_5 care reprezintă valorile vitezei la sfîrșitul fiecărei perioade de comandă a variatorului. Valorile pentru a_p rezultă din subrutina "Z&K" în care se efectuează rezolvarea numerică a ecuației

rezultată din (4.191.7). Metoda utilizată în subrutina ZkhO precum și metode pentru calculul lui a_0 din (4.190.7) este cea folosită în organigrama O.lo, pentru ecuații măriri.

Pornirea se consideră încheiată dacă condițiile (4.96) și (4.97) sînt îndeplinite, în caz contrar calculele se continuă cu noile valori inițiale $\Omega_1 = \Omega_4$ și $i_1 = i_4$ sau $\Omega_1 = \Omega_5$ și $i_1 = 0$ pentru curent întrerupt.

Din organigramă se constată că pornirea cu f constant este studiată în două variante : $a = \text{const}$ și $a \neq \text{constant}$. Ultima variantă fiind frecvent aplicată în practică.

Datele de ieșire sînt prezentate tabelar și cuprind toate mărimile calculate. Pe baza lor s-au ridicat diagramele din fig. 4.43, în care, utilizînd exemplul de calcul din paragraful 4.4.7, se prezintă variația în timp a principalelor mărimi la pornire. Se observă influența diferiților parametri asupra curentului maxim de pornire și asupra timpului de pornire.

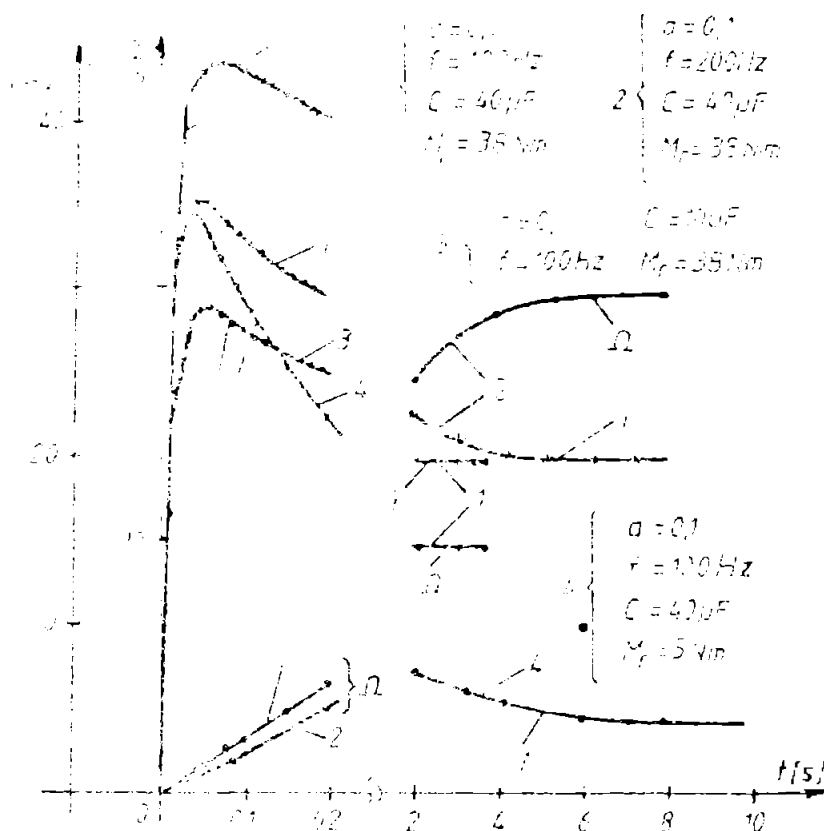


Fig.4.43

Din fig.4.43 se poate constata că valoarea condensatorului de stingere are o influență relativ ridicată asupra curentului maxim de pornire, care crește cu creșterea valorii condensatorului. Cuplul rezistent de pornire nu are o influență sensibilă asupra curentului maxim de pornire la valori mici pentru $a (< 0,2)$, (vezi 1 și 4 din figură), dar la cupluri rezistente mici spre regimul de curent întrerupt care mărește durata pornirii (vezi 1 și 4). Frec-

vența de comandă influențează și ea vârful de curent la pornire (vezi 1 și 2).

Deși la sfîrșitul procesului de pornire sistemul de acționare trebuie să obțină viteze ridicate se impun valori mari și pentru mărimea a . Dar pornirea cu $f = \text{constant}$ și $a = \text{constant}$ pentru valori mari ale acestei mărimi, duce la virfuri ridicate de

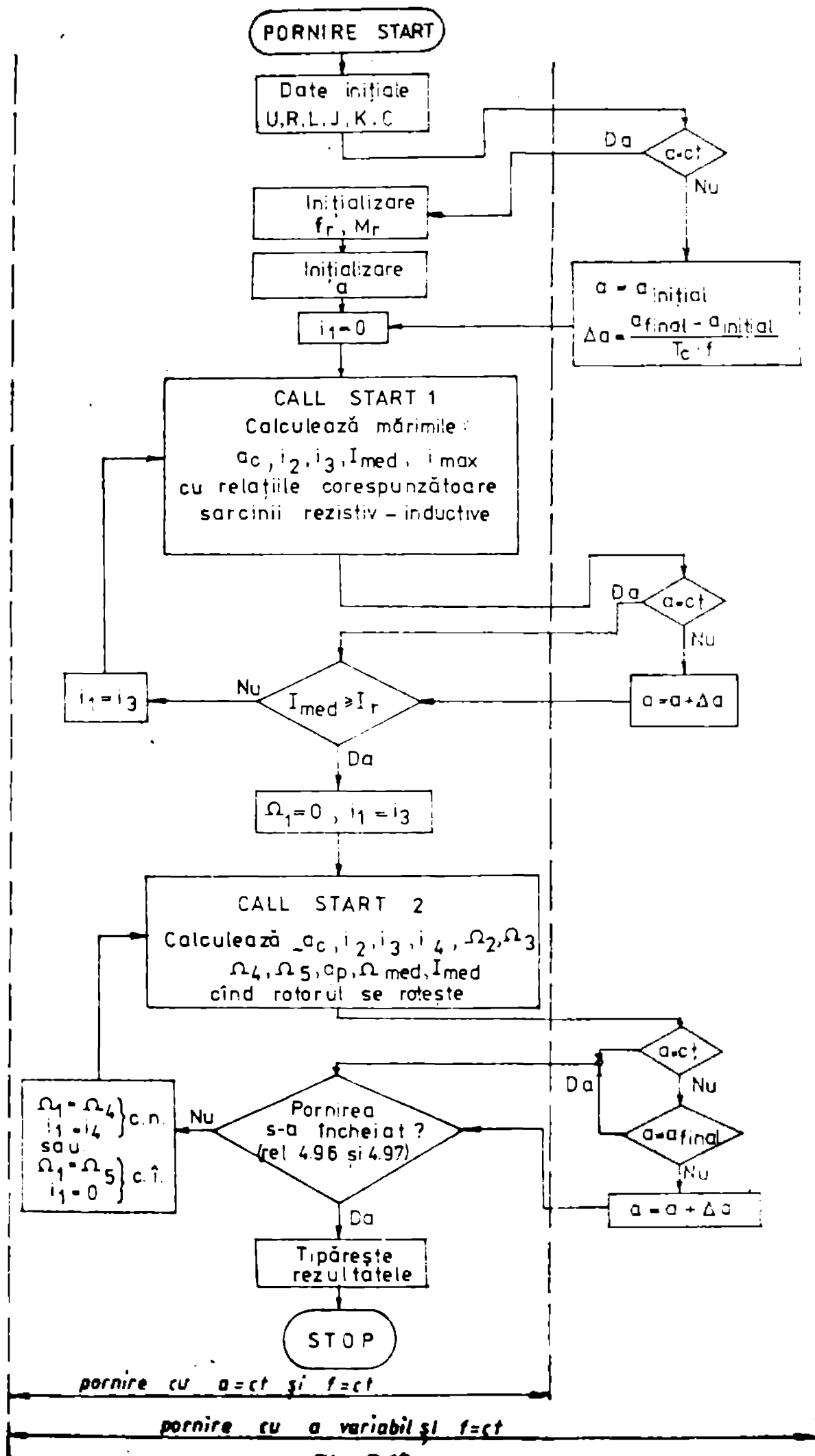


Fig. 0.12.

carent în motor și instalația de alimentare. Pentru reducerea acestor virfuri se utilizează pornirea cu f - constant și s - liniar variabil. În lucrare s-a notat durata acestei creșteri liniar variabile cu T_c și s-a adoptat $s_{\text{inițial}} = 0,1$. În fig.4.44 sînt prezentate rezultatele obținute cu această variantă de por-

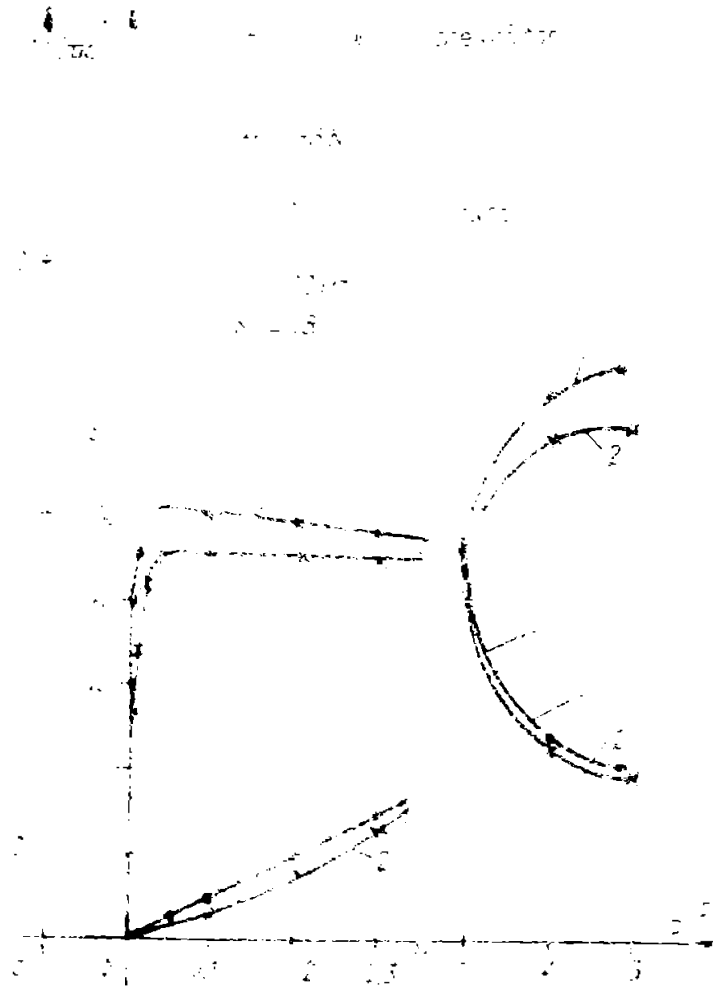


Fig.4.44

nire considerind $T_c = 1$ s. Comparind diagramele din fig.4.4 3 și 4.44 se poate observa că pornirea cu s -variabil reduce curentul maxim de pornire.

5. STUDIU PRIVIND ACȚIONABILILE CU VARIATOARE DE TENSIUNE CONTINUA ȘI MOTORE DE C.C. CU EX- CITAȚIE SERIE

Acționările cu variatoare și motoare de c.c. serie utili-
zate în tracțiune reprezintă prima aplicație a acestor sisteme,
având în vedere că până la apariția electronicii de putere, mo-
torul serie era suveran în tracțiune. Există și astăzi numeroase
aplicații care utilizează motoarele serie pentru acționarea
diferitelor mijloace de transport. În țara noastră motorul serie
este folosit la toate sistemele de tracțiune electrică, locomo-
tive, vagoane de tranvai și treleibuz, locomotive de mină, elec-
trocare și electrostivuitoare. Aceasta situație necesită comple-
tarea literaturii de specialitate din acest domeniu cu stabili-
rea de noi metode de calcul pentru sistemele de acționare cu va-
riatoare și motoare de c.c. cu excitație serie care să poată
oferi posibilitatea cunoașterii influenței diferiților parametri
ai sistemului asupra performanțelor acționării și în final ale-
gera celei mai bune soluții pentru scopul urmărit.

Din rezultatele obținute în capitolele anterioare ale lu-
crării de față s-a putut observa că metode de studiu utilizată
permite obținerea multor informații despre sistemul de acționare
studiat în contextul utilizării calculatorului la efectuarea unui
mare volum de calcule în plus de luarea în considerare a numeroși
factori care intervin în funcționare. Apare astfel justificată
extinderea acestei metode de studiu și la sistemele de acționare
cu variatoare și motoare de c.c. cu excitație serie. În această
parte a lucrării se abordează doar funcționarea cu valori medii
constante ale acestor sisteme.

5.1. Tratarea caracteristicii intermediare

Dificultatea majoră în tratarea matematică a acționării
cu motor serie, constă în redarea analitică a caracteristicii de
magnetizare sau a dependenței flux - curent.

În literatură există numeroase preocupări pentru redarea analitică a caracteristicii de magnetizare. Astfel se propun expresii matematice explicite prin [12]:

- serii de puteri :

$$\begin{aligned} B &= a \cdot H^n \\ a \cdot H &= b \cdot B + (b \cdot B)^{2n+1} \\ H &= a_0 + a_1 \cdot B + a_n \cdot B^n + a_m \cdot B^m \end{aligned} \quad (5.1)$$

În care B , H reprezintă inducția respectiv intensitatea câmpului magnetic ; a , b , a_0 , a_m - constante ; n , m - valori întregi ;

- aproximații hiperbolice (relațiile lui Froelich) :

$$B = \frac{H}{a + b \cdot H} \quad (5.2)$$

În care a , b - constante ;

- funcții transcendente :

$$\begin{aligned} H &= a \cdot e^{b \cdot B} \\ b \cdot H &= \operatorname{arctg} b \left(\frac{B}{a} \right) \end{aligned} \quad (5.3)$$

a , b - constante ;

- aproximații cu serii Fourier, în care curba de magnetizare pe un anumit interval se consideră a fi o parte a unei curbe periodice și se poate scrie :

$$H = \sum_1^n u_n \cdot \cos n \cdot \alpha \quad (5.4)$$

Dacă între origine și punctul de saturare se consideră a fi $\tilde{\pi}/2$ radiani, atunci pentru α rezultă :

$$\alpha = \frac{H}{H_s} \cdot \left(\tilde{\pi}/2 \right) \quad (5.5)$$

În care H_s este intensitatea câmpului magnetic la saturare.

Alegând potrivit constantele în expresiile (5.1) - (5.4) aceasta se ajunge la abateri de la curba reală de magnetizare de ordinul 10^{-2} .

O altă direcție de tratare matematică a caracteristicii o reprezintă metodele, care, într-un fel sau altul, propun o liniarizare pe porțiuni și după diferite criterii a curbei de magnetizare [12, 12] sau a caracteristicii flux-curent de excitație.

Deși ne referim la caracteristica flux - curent a unui motor serie (1, fig.5.1) etnei pentru liniarizare pe porțiunea AB se poate accepta relația :

$$\phi = \phi_0 + c \cdot i$$

În care ϕ_0 și c sînt constante ce urmează să se determine în funcție de diferitele criterii adoptate pentru liniarizare.

Erorile introduse de liniarizare sînt sesizabile mai ales în zona cotului curbei de magnetizare, dar motoarele serie actuale de cele mai multe ori lucrează înspre porțiunea saturată a curbei, ceea ce face erorile din zona cotului să scadă din importanță permițînd alegerea unui criteriu de liniarizare convenabil pentru utilizator de exemplu înlocuirea curbei cu o coardă, sau cu tangenta la curbă într-un anumit punct.

În lucrare se utilizează caracteristica intermediară [B27] $k\phi = f(i)$ a motorului serie care are avantajul că se poate deduce din caracteristica naturală $\Omega = f(i)$. Punctele caracteristicii $\Omega = f(i)$ verifică

Fig.5.1

ecuația :

$$U_M = R_1 \cdot i + k \phi \cdot \Omega \quad (5.7)$$

și din care se obține (R_1 - rezistența indusului, U_M - tensiunea nominală) :

$$k \phi = \frac{U_M - R_1 \cdot i}{\Omega} \quad (5.8)$$

Se poate astfel calcula pentru fiecare punct al caracteristicii $\Omega = f(i)$ valoarea lui $k \phi$ și deci caracteristica $k \phi = f_1(i)$, fig.5.2.

Liniarizarea caracteristicii intermediare așa cum este efectuată în lucrarea de față constă în înlocuirea formei reale de variație pe un interval cu o dreaptă ce trece prin punctele extreme ale intervalului, fig.5.3. În acest scop caracteristica intermediară din fig.5.3 este subîmpărțită în n intervale de lățime egală deci $\Delta i_j = ct$, $j = 1, n$.

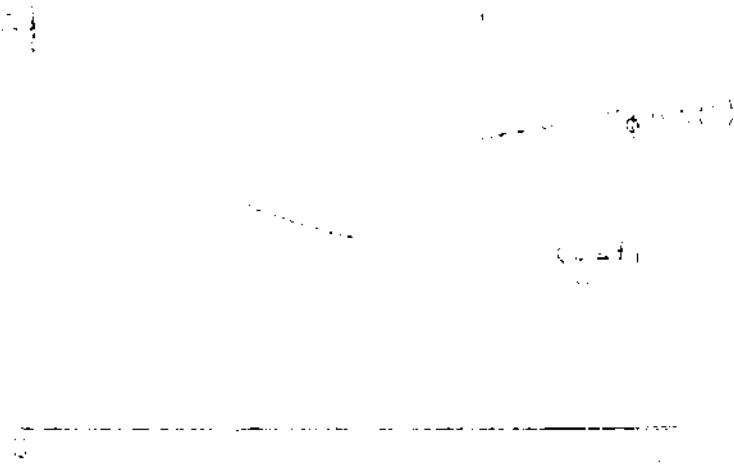


Fig. 5.2

Ecuația dreptei care trece prin punctele A (k_{j-1}, i_{j-1}) și B (k_j, i_j) , fig. 5.2 este

$$k\phi - k\phi_{j-1} = \frac{k\phi_j - k\phi_{j-1}}{i_j - i_{j-1}} \cdot (i - i_{j-1}) \quad (5.9)$$

din care se poate deduce ecuația de liniarizare a caracteristicii interme-

diară :

$$k\phi = m_j + n_j \cdot i \quad (5.10)$$

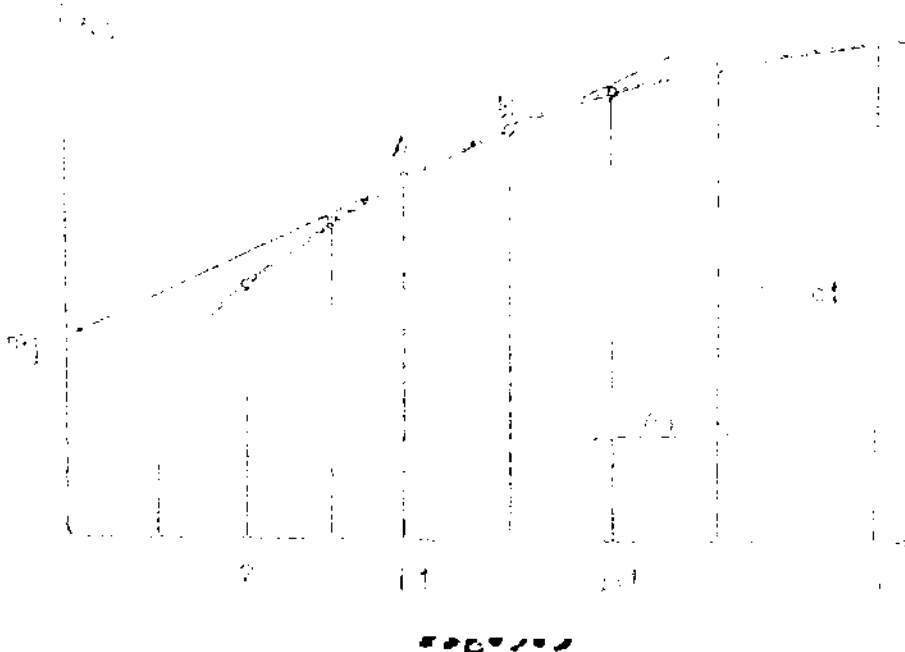
în care coeficienții m_j și n_j au expresiile :

$$m_j = k\phi_{j-1} - i_{j-1} \cdot \frac{k\phi_j - k\phi_{j-1}}{\Delta i} \quad (5.11)$$

și

$$n_j = \frac{k\phi_j - k\phi_{j-1}}{\Delta i} \quad (5.12)$$

Desigur aproximarea curbei intermediare prin segmente de dreaptă dăce la erori ce sînt mai mici cu cît numărul de interva-



le de eșantionare este mai mare. Întrucît erorile depind de forma caracteristicii prin calitatea materialului miezului magnetic nu se poate fixa o regulă generală în ce privește numărul de intervale în care să se subdivi-

dă caracteristica intermediară.

5.2. Analiza regimului cu valori medii constante

Schemă de principiu a sistemelor de acționare considerate este cea din fig.5.4. În care motorul servește ca sarcină a variatorului indirect, considerat să aibă același structură ca și cel din paragraful 4.4.5. Metoda de analiză constă și în acest

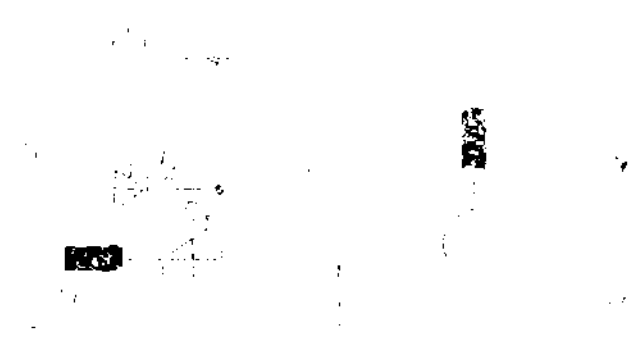


Fig.5.4

caz în rezolvarea ecuațiilor diferențiale ale sistemului motor-veri-tor. Spre deosebire de analize din paragraful 4.4 în această parte a lucrării vom considera că viteza unghiulară a motorului este constan-

tă pe o perioadă de lucru a variatorului. De asemenea, se va avea în vedere numai cazul funcționării cu curent neîntre-rup-t.

Deși se folosește și ecuația de liniarizare a caracte-ris-ticii intermediare (5.10), ecuațiile diferențiale devin asemă-nă-toare cu cele ale variatorului cu sarcină k-L.

Astfel în primul interval de funcționare a variatorului (vezi și tabelul 4.2) se poate scrie :

$$\begin{cases} U = k \cdot i + L \frac{di}{dt} + k\phi \cdot \Omega \\ k\phi = z+n \cdot i \end{cases} \quad 0 \leq t \leq \sigma T \quad (5.13)$$

sau

$$U - n \cdot \Omega = (k+n \cdot \Omega) i + L \frac{di}{dt} \quad (5.14)$$

Deci se notează :

$$\begin{aligned} U_0 &= n \cdot \Omega \\ k_0 &= k + n \cdot \Omega \\ U - U_0 &= U' \end{aligned} \quad (5.15)$$

atunci (5.14) devine :

$$U' = k_0 \cdot i + L \frac{di}{dt} \quad (5.15)$$

a cărei soluție este :

$$i^{(1)}(t) = \frac{U'}{R} (1 - e^{-\tau \cdot \alpha_c \cdot t}) + i_{1 \cdot 0} e^{-\tau \cdot \alpha_c \cdot t} \quad (5.17)$$

In intervalul al doilea de funcționare a variatorului, (tab.4.2), ecuația diferențială este

$$\begin{cases} U = R \cdot i + L \frac{di}{dt} + u_c + k \phi \cdot \Omega \\ i = C \frac{du_c}{dt} \\ k \phi = m \cdot n \cdot i \end{cases} \quad a \cdot T \leq t \leq a_0 \cdot T \quad (5.18)$$

In final pentru curent se poate scrie :

$$\begin{aligned} i^{(2)}(t) = & i_2 (\cos \beta_0 (t - aT) - \frac{\alpha_0}{\beta_0} \sin \beta_0 (t - aT)) \cdot e^{-\alpha_0 (t - aT)} - \\ & - \frac{U_{\infty} - U^0}{L \cdot \beta_0} \sin \beta_0 (t - aT) \cdot e^{-\alpha_0 (t - aT)} \end{aligned} \quad (5.19.1)$$

Iar pentru tensiunea pe condensator rezultă

$$\begin{aligned} u_c^{(2)}(t) = & U^0 + (U_{\infty} - U^0) \left(\frac{\alpha_0}{\beta_0} \sin \beta_0 (t - aT) + \cos \beta_0 (t - aT) \right) \cdot e^{-\alpha_0 (t - aT)} \\ & + \frac{i_2}{C \cdot \beta_0} \sin \beta_0 (t - aT) \cdot e^{-\alpha_0 (t - aT)} \end{aligned} \quad (5.19.2)$$

In ultimul interval de funcționare sînt valabile :

$$\begin{cases} R \cdot i + L \frac{di}{dt} + k \phi \Omega = 0 \\ k \phi = m \cdot n \cdot i \end{cases} \quad a_0 T \leq t \leq T \quad (5.20)$$

de unde se obține :

$$i^{(3)}(t) = - \frac{U_{\infty}}{R} (1 - e^{-2\alpha_0 (t - a_0 T)}) + i_3 \cdot e^{-2\alpha_0 (t - a_0 T)} \quad (5.21)$$

S-a folosit notațiile :

$$\frac{L}{C} \cdot 2 \cdot \alpha_0; \beta_0 = \sqrt{\omega^2 - \alpha_0^2}; \quad \omega^2 = \frac{1}{L \cdot C} \quad (5.22)$$

Cu relațiile (5.17), (5.19), (5.21) se poate calcula valoarea medie pe o perioadă a curentului prin motor sub formă :

$$\begin{aligned} I_{med} = & \frac{1}{T} \int_0^T i \, dt = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{aT} i^{(1)}(t) dt + \int_{aT}^{a_0 T} i^{(2)}(t) dt + \int_{a_0 T}^T i^{(3)}(t) dt \right] \\ & = I_{med1} + I_{med2} + I_{med3} \end{aligned} \quad (5.23)$$

in care

$$I_{med1} = I_{d0} \cdot s + \frac{I_1 - I_{d0}}{2 \alpha_0 T} (1 - e^{-2 \alpha_0 s T}) \quad (5.24)$$

$$I_{med2} = \frac{1}{T(\alpha_0^2 + \beta_0^2)} \left((I_2 \beta_0 - \alpha_0 (I_2 \frac{\alpha_0}{\beta_0} - I_{c0})) \cdot \sin \beta_0 (s_0 - s) T - (I_2 \alpha_0 + \beta_0 (I_2 \frac{\alpha_0}{\beta_0} - I_{c0})) \cdot \cos \beta_0 (s_0 - s) T \right) \cdot e^{-\alpha_0 (s_0 - s) T} \quad (5.25)$$

$$I_{med3} = I_{f0} (1 - s_0) + \frac{I_3 - I_{f0}}{2 \cdot \alpha_0 T} (1 - e^{-2 \alpha_0 (1 - s_0) T}) \quad (5.26)$$

in care s-au notat

$$I_{d0} = \frac{U_0}{h_0}; \quad I_{f0} = -\frac{U_0}{h_0}; \quad I_{c0} = \frac{U_{c0} - U_0}{L \cdot \beta_0} \quad (5.27)$$

Si la aceste sisteme de actionare curentul prin motor in intervalul de comutatie are un maxim care se poate calcula prin rezolvarea ecuatiei

$$\frac{di^{(2)}(t)}{dt} = 0 \quad (5.28)$$

efectuind calculele in relatie (5.28) avind in vedere si relatie (5.19) se obtine in final :

$$s_{imax} = s + \frac{1}{\beta_0 \cdot T} \arctg (sl_2) \quad (5.29)$$

in care

$$sl_2 = \frac{2 \cdot \alpha_0 \cdot I_2 + \frac{U_{c0} - U_0}{L}}{\frac{I_2 (\alpha_0^2 - \beta_0^2)}{\beta_0} + \frac{\alpha_0 \cdot (U_{c0} - U_0)}{\beta_0 \cdot L}} \quad (5.30)$$

iar valoarea maximă a curentului se obtine din $i^{(2)}(t)$ pentru $t_{imax} = s_{imax} \cdot T$:

$$I_{max} = i^{(2)}(s_{imax} \cdot T - sT) \quad (5.31)$$

5.3. Calculul caracteristicilor mecanice artificiale

De fapt se va urmări determinarea caracteristicilor

$\Omega = f(I_{med})$ din care apoi se pot deduce caracteristicile :

$\Omega = f(k_{med})$ sau $k_{med} = k \phi \cdot I_{med}$, unde I_{med} se determină folosind relatie (5.23).

Fiind vorba de un regim cu valori medii constante se poate și aici scrie :

$$\begin{cases} i^{(1)}(\omega t) = i_2 & (5.32.1) \\ i^{(2)}(\omega_0 T) = i_3 & (5.32.2) \\ i^{(3)}(\omega) = i_1 & (5.32.3) \\ u^{(2)}(\omega_0 T) = U & (5.32.4) \end{cases} \quad (5.32)$$

Dezvoltând relațiile (5.32) se obține un sistem de ecuații cu necunoscutele : $i_1, i_2, i_3, a_0, R, L, \Omega$.

Drept mărimi cunoscute se consideră U, R, L, C, a, T și curentul datorat cuplului static rezistent, I_x . Viteze unghiurale se consideră constantă pe o perioadă dar necunoscută ca valoare.

În această situație se propune următoarea metodă de calcul :

1. Se determină coeficienții m și n de liniarizare pornind de la I_x ca valoare medie.
2. Se impune Ω astfel ca $0 < \Omega < \Omega_x$.
3. Din sistemul generat de (5.32) se deduc i_1, i_2, i_3 după o procedură folosită și în capitolul 4 :
 - 3.1. Se adoptă o primă valoare pentru a_0 ;
 - 3.2. Se calculează i_1, i_2, i_3 din (5.32.1)-(5.32.3)
 - 3.3. Cu valorile de la 3.1 și 3.2 se verifică egalitatea (5.32.4) și se modifică corespunzător a_0 pînă la îndeplinirea egalității (5.32.4) cu precizia dorită.
4. Se calculează I_{med} cu rel.(5.23) în care sînt cunoscute acum toate mărimile.
5. Se verifică dacă :

$$|I_x - I_{med}| \leq \varepsilon \quad (5.33)$$

în care pentru ε s-a adoptat valoarea 10^{-2} .

6. Dacă (5.33) nu este verificată se modifică corespunzător Ω și se reiau punctele 2 - 6 pînă la îndeplinirea ei cu precizia dorită.

În metoda de mai sus la primul punct determinarea coeficienților m și n se face considerînd intervalul de liniarizare "glisant" pe caracteristica intermediară și legat de valoarea curentului I_x . În fig.5.6 se prezintă grafic problema intervalului de liniarizare glisant. Se poate observa din această figură că limitele intervalului de liniarizare (C și D) sînt legate de

valoarea curentului rezistent I_r prin relațiile $I_r - \delta'$ pentru limita inferioară (abscisa punctului C) și $I_r + \delta''$ pentru limita superioară (abscisa punctului D).



Fig.5.6

Este de fapt aplicarea corectă a relațiilor (5.13) - (5.33) în care s-a acceptat că pe o perioadă nici o valoare a curentului de sarcină nu depășește limitele intervalului de liniarizare.

Deci pornind de la I_r ca valoare cunoscută și acceptând că $I_{med} = I_r$ se pot găsi cu relațiile (5.11) și (5.12) coeficienții m și n pentru orice valoare a lui I_r .

Liniarizarea în această formă per-

5.4. Organizarea programului de calcul

Metodele de calcul pentru coeficienții m și n și caracteristicile mecanice artificiale descrise mai sus sînt cuprinse în programul de calcul "SEHIE" cu organizarea din fig. 0.13. Programul necesită ca date de intrare caracteristicile $k\phi = f(i)$ și $\Omega = f(i)$ ale motorului de acționare. Aceste caracteristici sînt introduse tabelar și date pentru un număr de 11 puncte de regulă echidistante în curent. Sînt necesare și alte date ca : U, h, L pentru motor, C, a, f pentru variator. Ca variabilă independentă se consideră curentul I_r deci și el face parte din datele de intrare. Se stabilește lărgimea intervalului de liniarizare prin alegerea valorilor lui δ' și δ'' , pentru care nu se poate fixa o regulă generală, ci trebuie procedat prin încercări avînd în vedere inductivitatea înfășurării de excitație și cea a inductorului motorului staționar. De asemenea lărgimea intervalului de liniarizare trebuie să corespundă relațiilor :

$$\begin{aligned} & I_r - \delta' \leq I_1 \\ \text{și} & I_r + \delta'' \geq I_{max} \end{aligned} \tag{5.34}$$

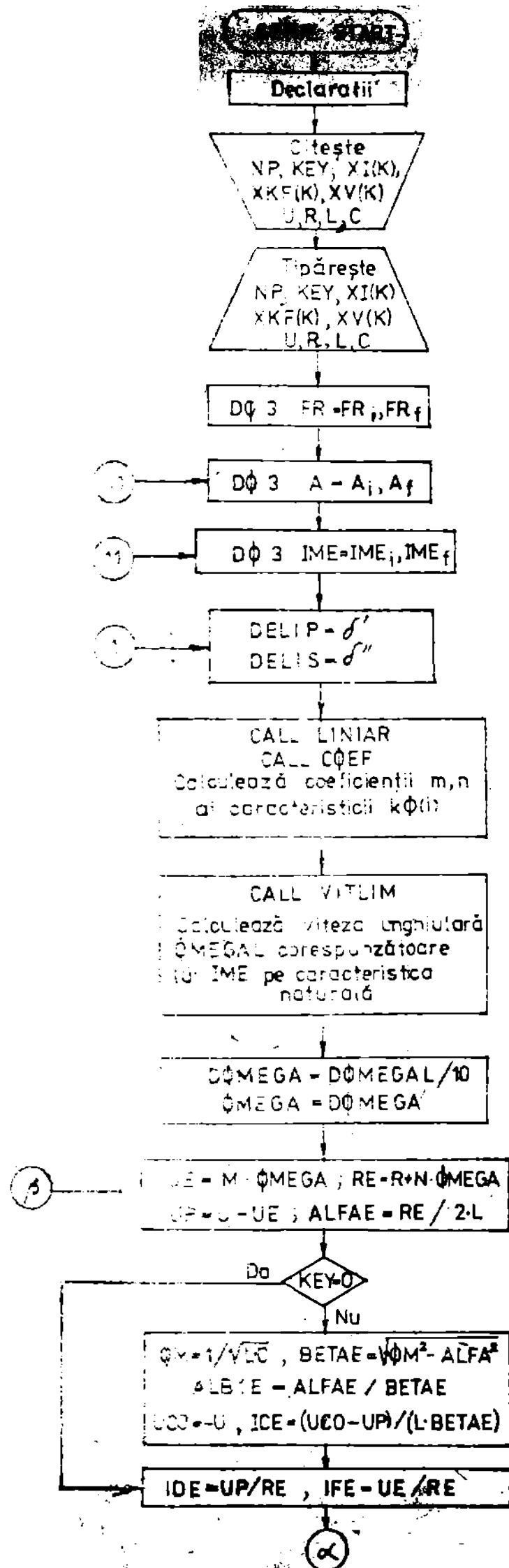


Fig.0.13.

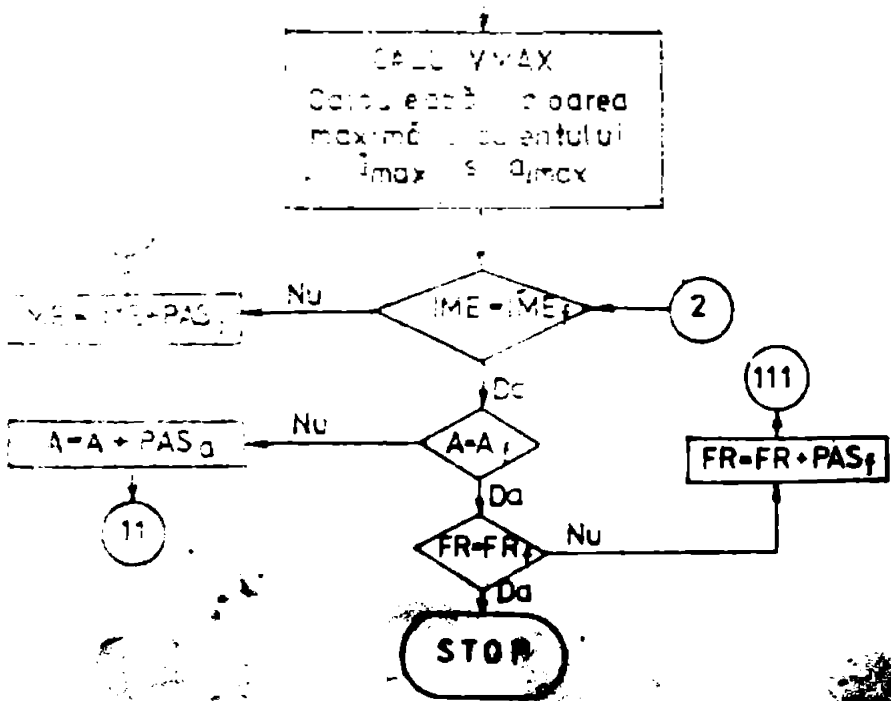
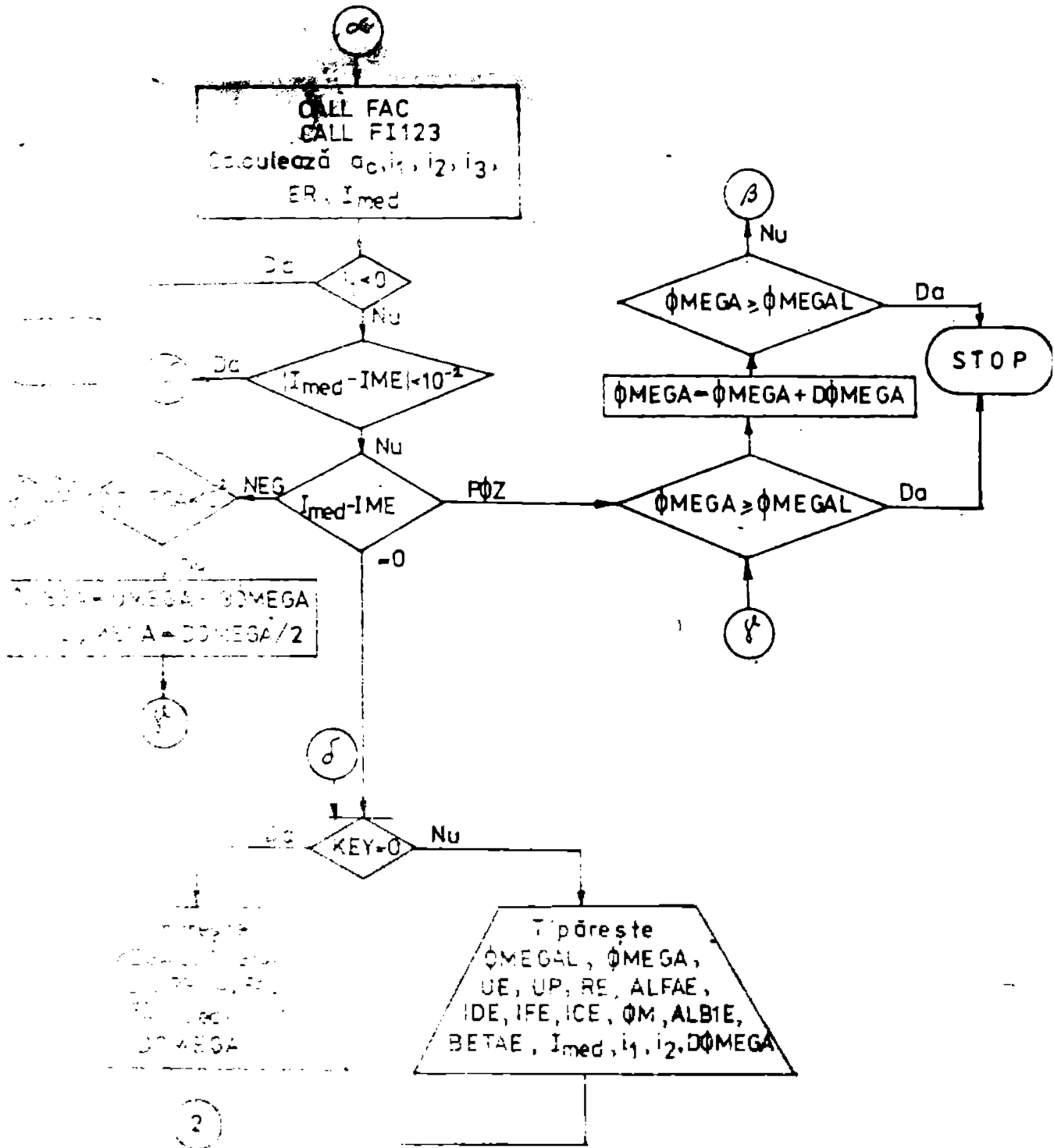


Fig. 0.13. (continuare)

INSTITUTUL POLITEHNIC
TIMIȘOARA
SISTEMUL DE INȚEBĂRI

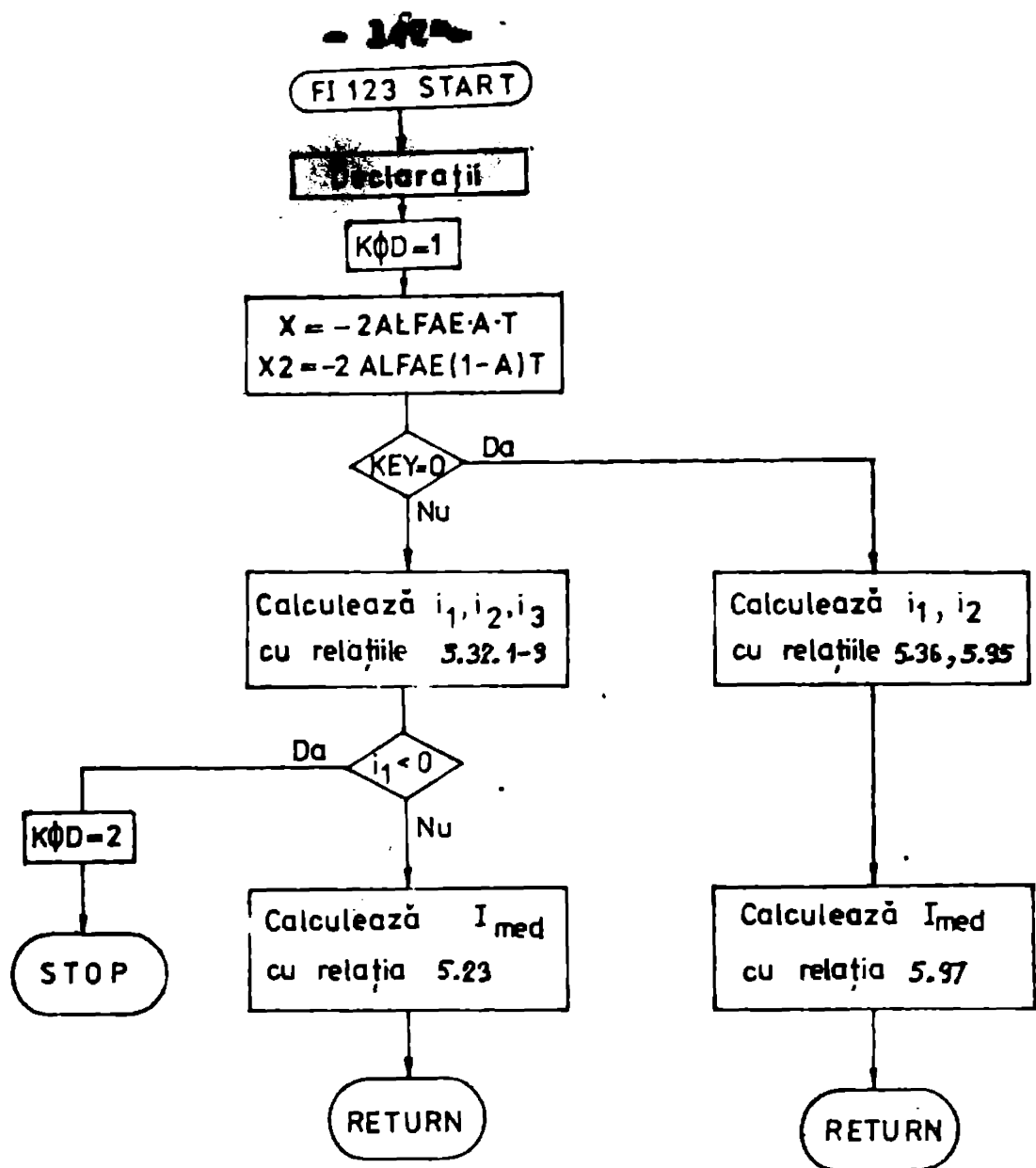


Fig. 0.14.

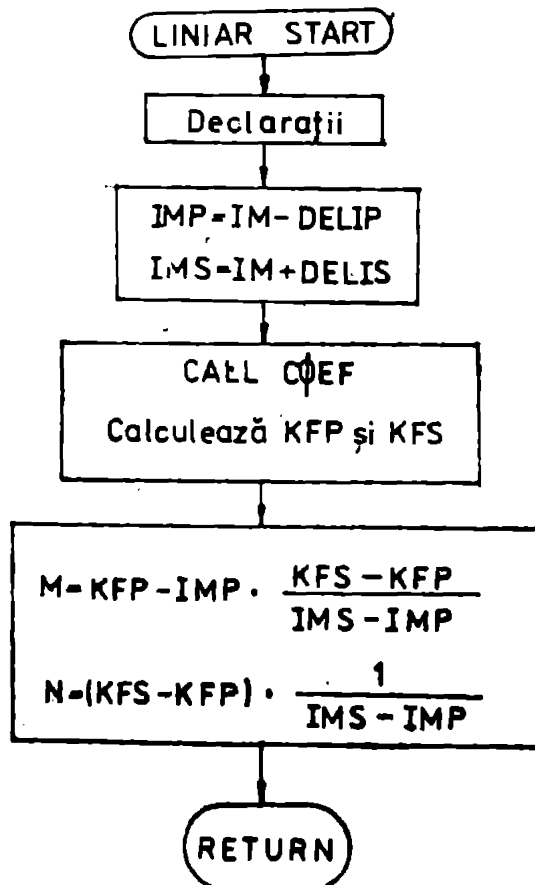


Fig. 0.15.

Cu subrutinele "LIBIAH" și "COHF" se calculează apoi coeficienții m și n pentru intervalul de liniarizare ales. Organigramele celor două subrutine sînt prezentate în fig.0.15 respectiv 0.17. Se observă că în subrutina COHF se calculează prin interpolare liniară ordonatele punctelor C_1, \dots din fig.5.6 iar în subrutina LIBIAH se calculează coeficienții de liniarizare m și n cu relațiile (5.11) și (5.12).

Prin apelarea subrutinei VIIILH cu organigrama din fig.0.16 se calculează prin interpolare liniară viteza unghiulară corespunzătoare curentului $I_{med} = I_x$ din caracteristica naturală $\Omega = f(i)$ dată tabelar.

În continuare programul principal prin apelarea subprogramelor FAC și FIL23, cu organigramele din fig.0.13 și respectiv fig.0.14, se calculează mărimile s_0, i_1, i_2, i_3 și I_{med} . Calculul lui s_0 se bazează pe rezolvarea ecuației (5.28.4) :
 $u_0^{(2)}(s_0 T - \alpha T) = U$, expresia lui $u_0^{(2)}(t)$ fiind cea din (5.19.2). Curenții i_1, i_2, i_3 se calculează cu expresiile (5.32.1) - (5.32.3), iar curentul mediu cu (5.23).

Întregul program este conceput pentru a analiza atât ecționări cu varistoare indirecte cât și varistoare ideale. Relațiile necesare ecționării cu varistor ideal se obțin prin particularizarea relațiilor corespunzătoare varistorului indirect în sensul că lipsește intervalul de comutație. Astfel din (5.17) și (5.21) se poate găsi :

$$i_2 = \frac{I_{f0}(1 - e^{-2\alpha \cdot \alpha T}) + I_{f0}(1 - e^{-2\alpha \cdot (1-\alpha)T})}{1 - e^{-2\alpha \cdot T}} \quad (5.35)$$

$$\text{și} \quad i_1 = I_{f0}(1 - e^{-2\alpha \cdot (1-\alpha)T}) + i_2 \cdot e^{-2\alpha \cdot (1-\alpha)T} \quad (5.36)$$

esențialilor se obține și valoarea curentului mediu din (5.23) :

$$I_{med} = I_{med1} + I_{med3} \quad (5.37)$$

Relațiile (5.35) - (5.37) sînt folosite în subrutina FIL23 cînd varistorul este considerat ideal ($KBY = 0$).

După ce viteza unghiulară Ω este aflată cu precizia dorită se calculează cu subrutina "VMAX" mărimile s_{imax}, i_{max} cu relațiile (5.29) și (5.31).

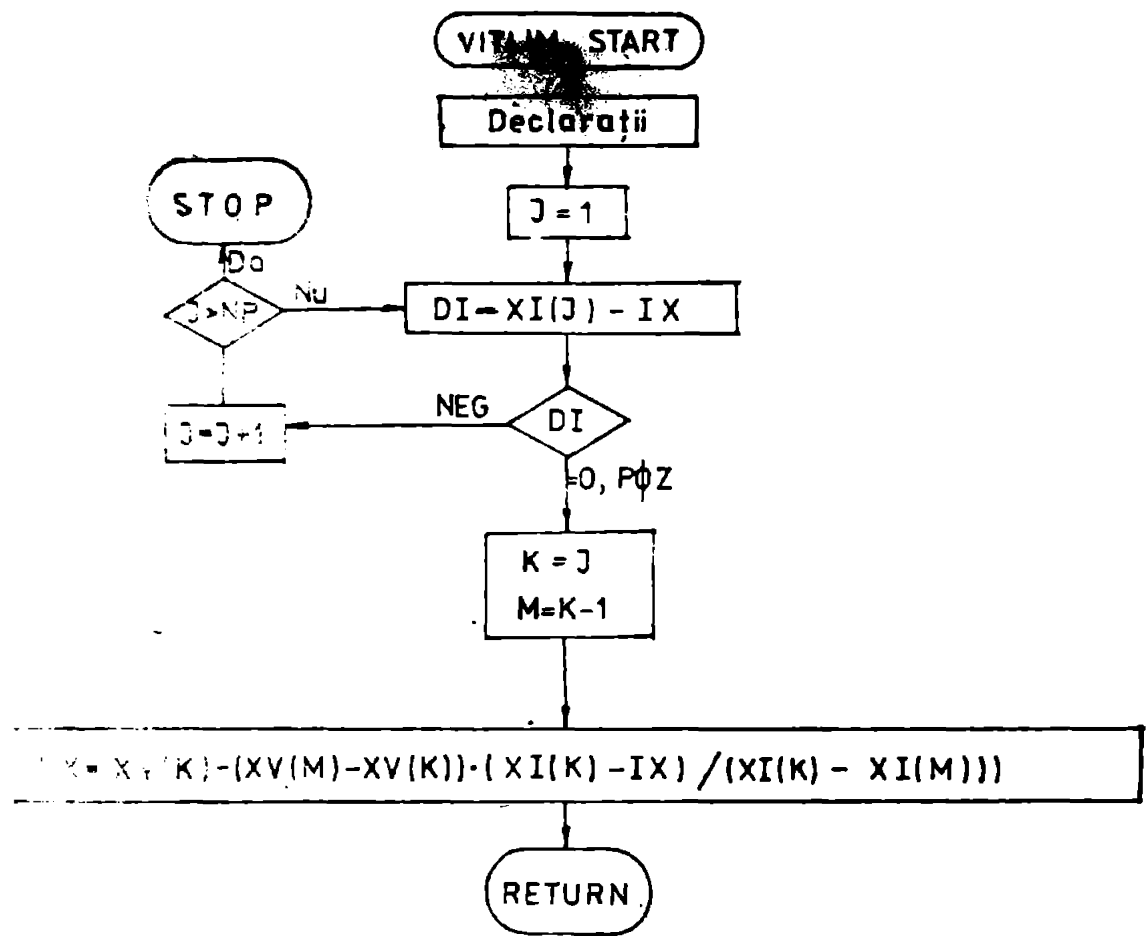


Fig. 0.16.

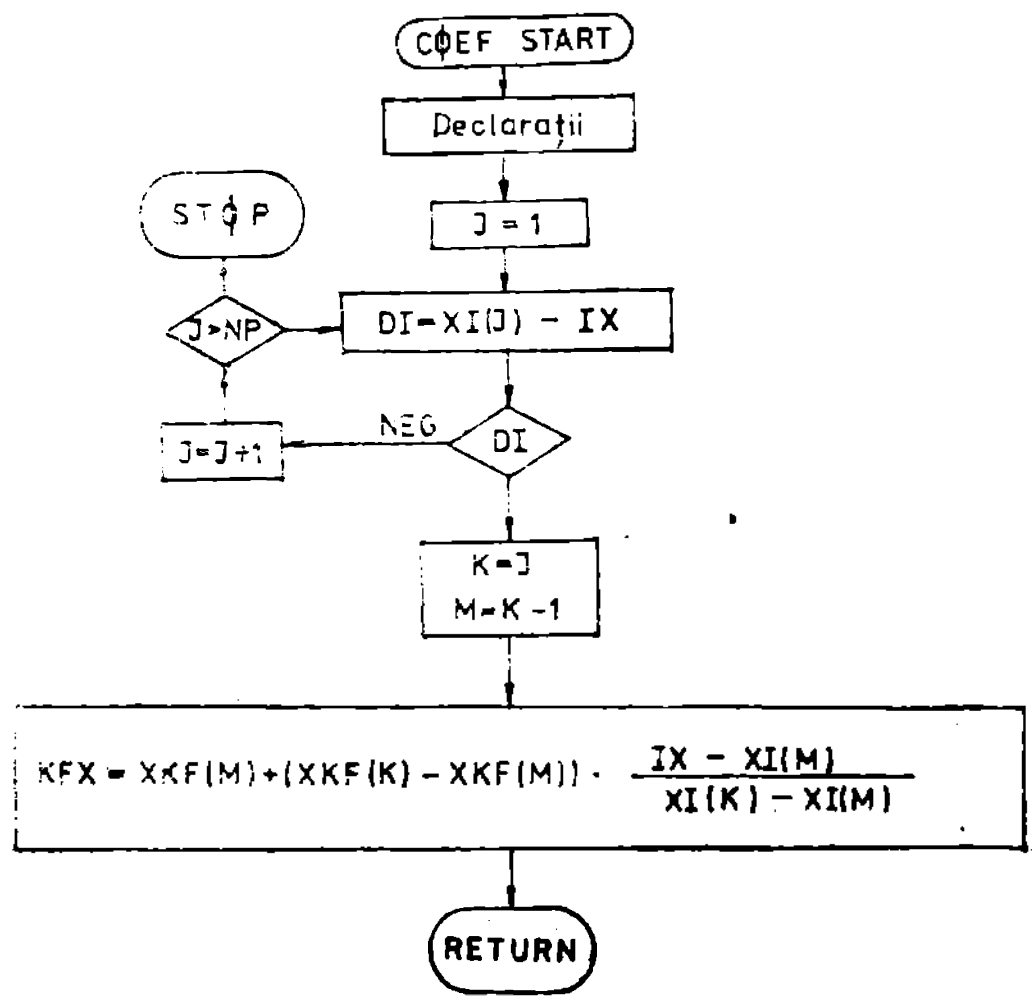


Fig. 0.17.

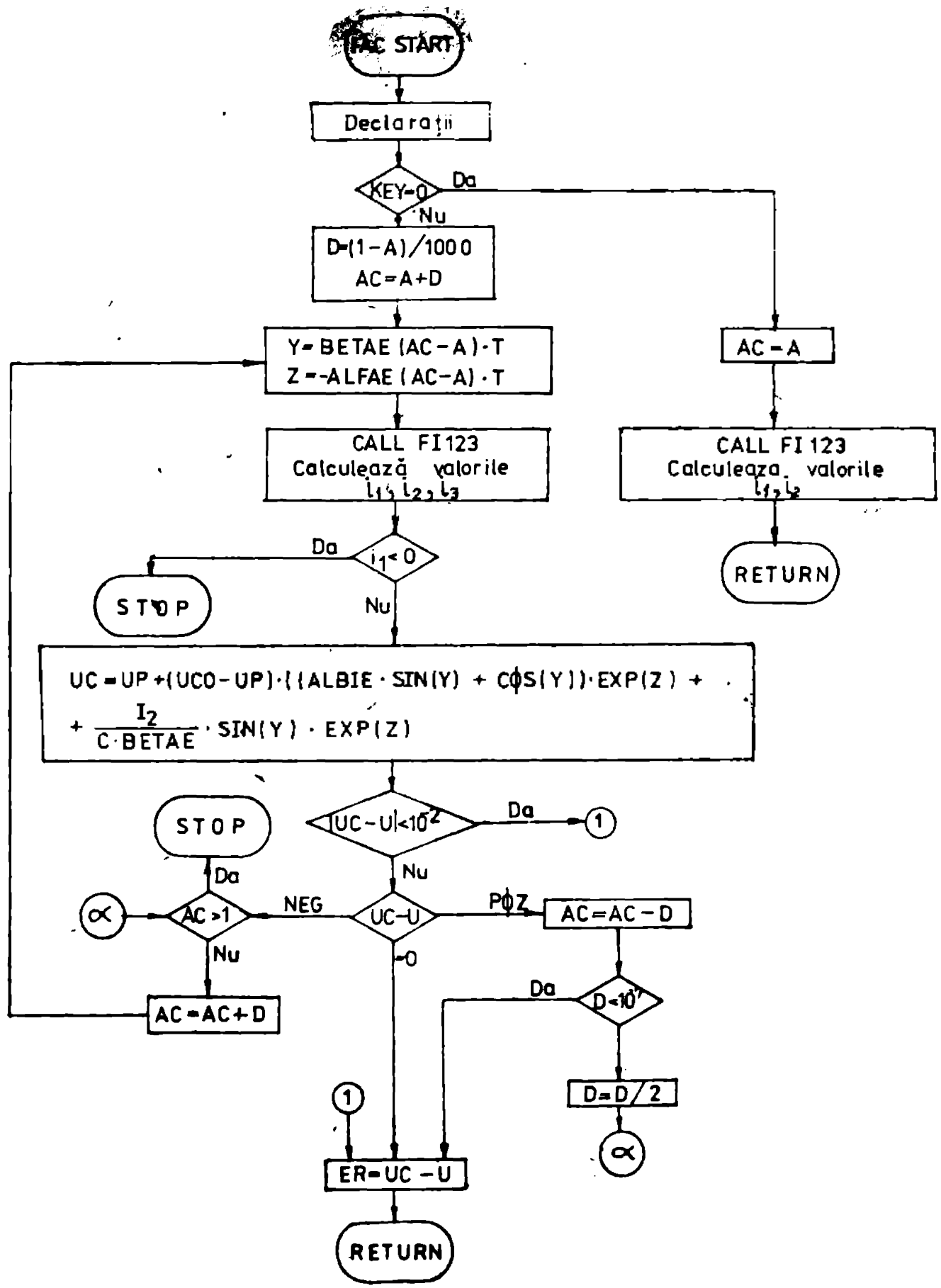


Fig. 0.18.

5.5. Rezultate obținute prin calcul

Pentru aplicarea metodei de calcul prezentată în paragrafele 5.3, 5.4 s-a considerat sistemul de acționare al electrocraului echipat cu un motor de c.c. cu excitație serie tip EC-3 [R10] cu datele nominale: $I_M = 90$ A, $P_M = 5$ kW, $U_M = 80$ V, $R_1 = 0,1 \Omega$, $L = 0,01$ H [B32]. Caracteristica mecanică naturală sub forma $\Omega = f(i)$ a acestui motor este redată în fig.5.7, curbe 1.

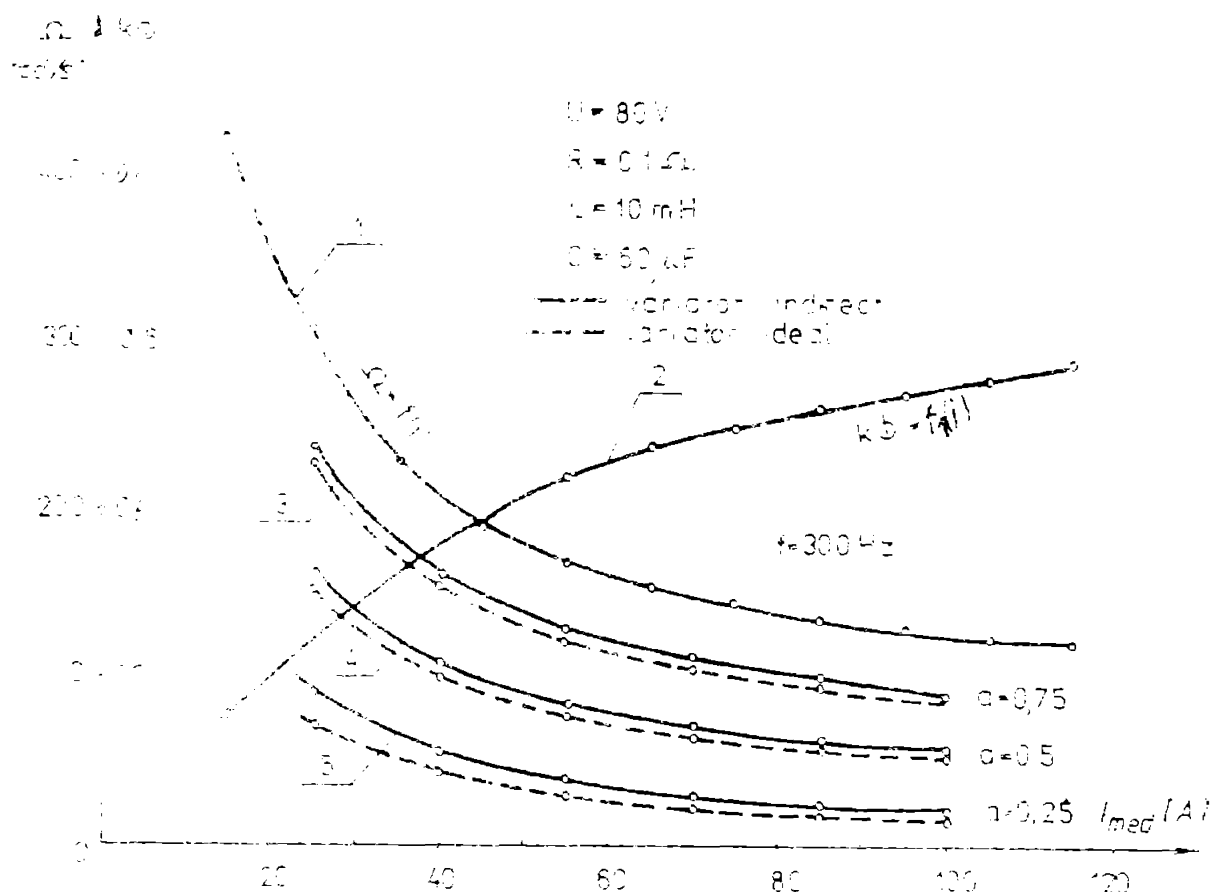


Fig.5.7

Această caracteristică a fost trasată pe baza măsurătorilor experimentale din [B32]. În aceeași figură s-a reprezentat caracteristică intermediară $k\phi = f_1(i)$ determinată prin calcul cu relația (5.8). În ce privește variatorul indirect s-a considerat $C = 60 \mu F$. Aplicând programul SERIE la această acționare s-au obținut caracteristicile 3, 4, 5 considerând un variator indirect și un variator ideal. Se poate observa influența pe care o are asupra caracteristicilor considerarea în calcule a intervalului de comutație.

În fig.5.8 s-a arătat variația parametrilor de liniarizare m și n deduși din caracteristica $k\phi = f(i)$. Lățimea intervalului

de liniarizare este $\delta^* = \delta^* = \omega_0$ A valoare care corespunde la

o frecvență minimă de comandă de 100 Hz. In fig.5.9 se prezintă variația mărimilor I_{max} și i_1 pe ru seționarea studiată, la frecvențele de comandă de 100 și 300 Hz și pentru $\sigma = 0,5$. Se observă că lățimea intervalului de liniarizare poate fi elasă mai mică decât frecvențele de comandă cresc.

In concluzie rezultă că metode de calcul propusă permite calculul caracteristicilor seționărilor cu motoare serie, ce putând fi extinsă și asupra regimului de curent întrerupt care la acest tip de seționări nu prezintă proe mare importanță practică având în vedere că motoarele serie, în special cele din structura instalațiilor de transport, funcționează, chiar la sarcini minime, cu ooe 30% din curentul nominal, evitându-se astfel regimul de curent întrerupt. De asemenea, această metodă poate sta la baza calculului proceselor transitorii ale acestor sisteme.

Fig.5.8

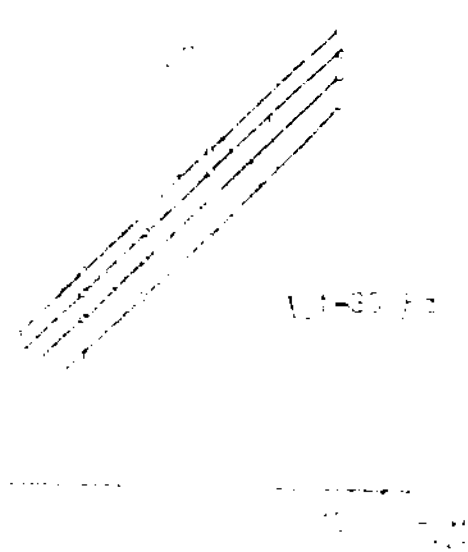


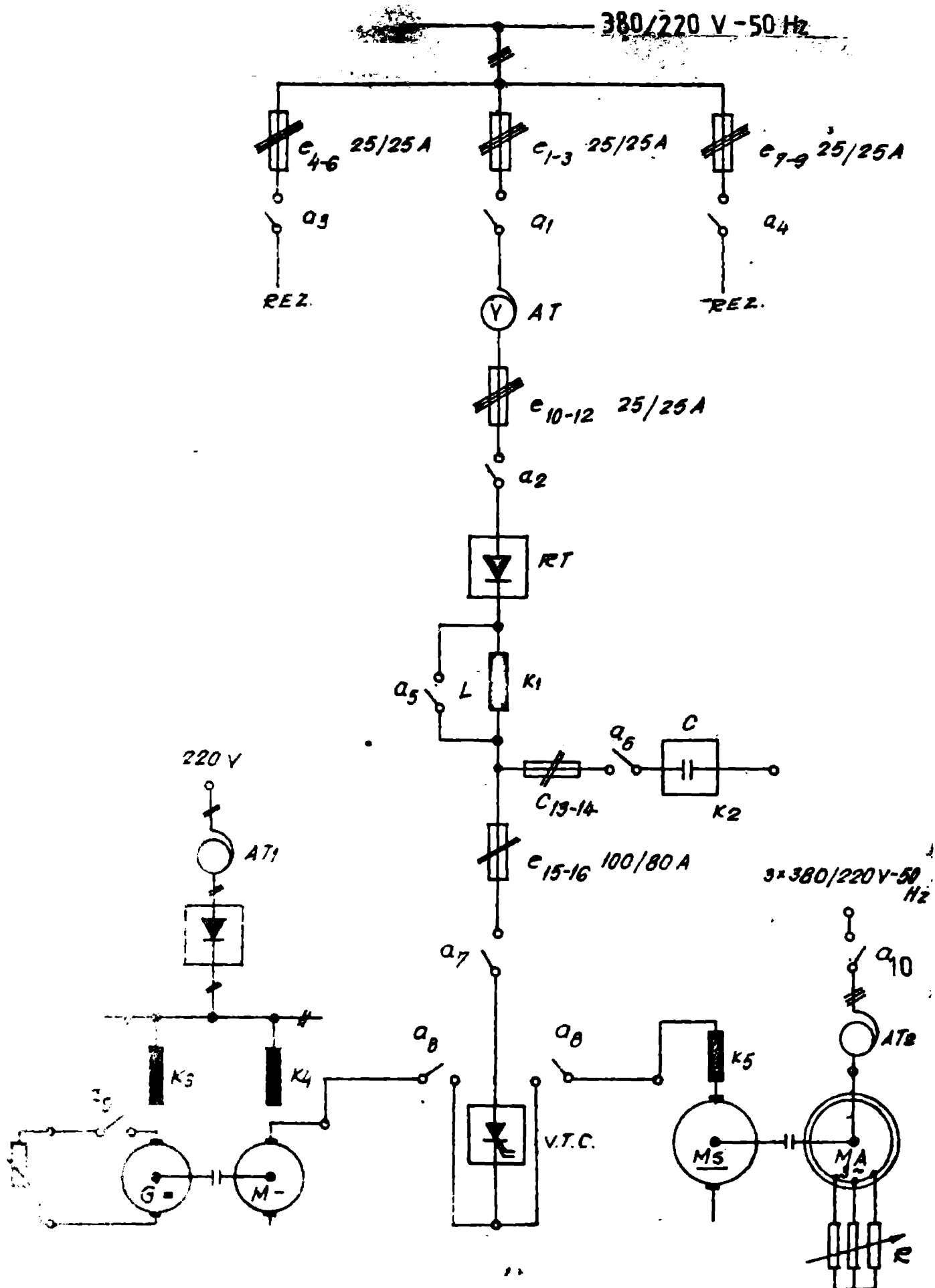
Fig.5.9

6. ÎNCERCĂRI ȘI REZULTATE EXPERIMENTALE.

APLICATIE INDUSTRIALA

În această parte a lucrării se vor prezenta unele rezultate și încercări experimentale efectuate pe un stand de laborator cu scopul verificării rezultatelor obținute prin calcul cu metodele descrise în capitolele anterioare. În acest scop diagramele prezintă atât rezultatele calculate cât și cele obținute experimental. Se prezintă de asemenea o aplicație industrială de reționare electrică pentru un electrostivitor de 1,6 t.

Pentru efectuarea încercărilor experimentale și a lucrărilor contractuale autorul a proiectat și realizat un stand de încercări cu schema din fig.6.1, în care se poate observa că sursele de tensiune continuă necesară standului utilizează un sistem de trei autotransformatoare, AT cu $S_{AT} = 10$ kVA care alimentează un redresor trifazat, RT, pe punte dublă realizat cu diode KS1160. Filtrele tensiunii se asigură cu o baterie de condensatoare electrolitice k_2 în valoare de 10 mF, realizată cu condensatoare de tipul BG 3164, $2 \times 50 \mu F / 350$ Vcc. Se poate utiliza și o bobină de filtrare k_1 în valoare totală de cea 5 mH. Există posibilitatea ca grupul de filtrare să fie utilizat sau nu, prin intermediul unor contactoare. În schema monofilară descrisă sînt prevăzute aparate de măsură cu rol de control care nu au fost reprezentate în figură. Toate elementele descrise cu excepția autotransformatoarelor au fost amplasate într-un dulap de comandă adecvat. Grupul de mașini cuprinde două mașini de c.c. cu excitație separată de tipul CK132H cu datele nominale : $P_N = 6$ kW, $U_N = 220$ V, $I_N = 33,2$ A, $n_N = 3150$ rot/min, $U_{Nex} = 220$ V. Una din cele două mașini funcționează ca generator constituind sarcina celeilalte care reprezintă motorul sistemului de reționare. Excitația acestui grup se asigură prin autotransformatorul de SA, AT₁ și o punte redresoare monofazată. Încercarea generatorului se realizează cu un grup de rezistențe regle-



GENERATOR DE CURENT CONTINUU CU EXCITARE SEPARATA	MOTOR DE CURENT CONTINUU CU EXCITARE SEPARATA	VARIATOR DE TENSIU- NE CONTINUU	MOTOR DE CURENT CONTINUU CU EXCITARE SERIE	MOTOR ASINCRON TRIFAZAT CU ROL DE FRINA PT. MOTOR CC.
---	---	------------------------------------	--	--

Fig. 6.1

Un alt grup de mașini cuprinde un motor de c.c. serie tip EC-1 cu datele nominale $P_N = 3 \text{ kW}$, $U_N = 75 \text{ V}$, $n_N = 1000 \text{ rot/min}$. Acest motor este cuplat cu o mașină asincronă care este folosită pentru încălzirea motorului serie. În acest scop mașina asincronă funcționează în regim de motor cu sens de rotație invers față de cel al motorului serie. Alimentarea lui se realizează printr-un auto-transformator trifazat.

Standul de încercări cuprinde și un varistor de tensiune continuă indirect cu schema din fig.6.2.

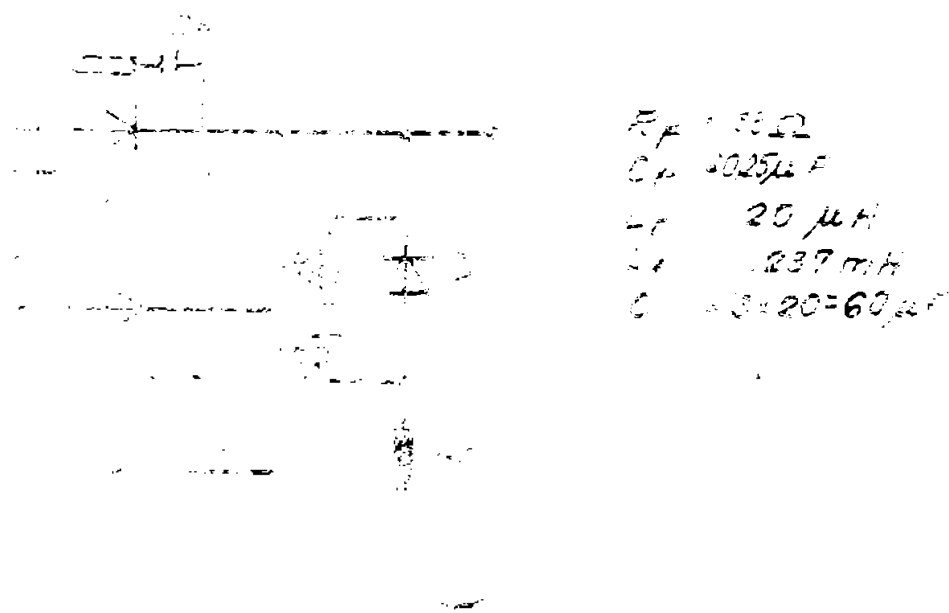


Fig.6.2

Tiristoarele varistorului sînt de tipul T00-40-12-632 iar condensatoarele de $20 \mu F \pm 1\%/400 \text{ V}$ în total $60 \mu F$. Diodele sînt de tip KS1160. În serie cu dioda de mai sus este conectată pentru limitarea vitezei de variație a curentului o bobină de $20 \mu H$ care nu introduce erori semnificative în măsurători. Blocul de comandă al varistorului are schema din fig.6.3 [13, 33]. Acest bloc permite modificarea fină a frecvenței de comandă între 50 și 500 Hz și modificarea continuă pentru mărirea a practic între zero și unu.

Se menționează faptul că elementele varistorului din fig. 6.2 precum și blocul de comandă aferent au fost astfel alese și dimensionate încît ele să permită cercetarea experimentală a mărilor și fenomenelor studiate în lucrare la sistemele de acționare cu motoare cu excitație separată cît și la cele cu excitație serie. Totodată este posibilă schimbarea configurației varistorului și deci extinderea investigației experimentale asupra

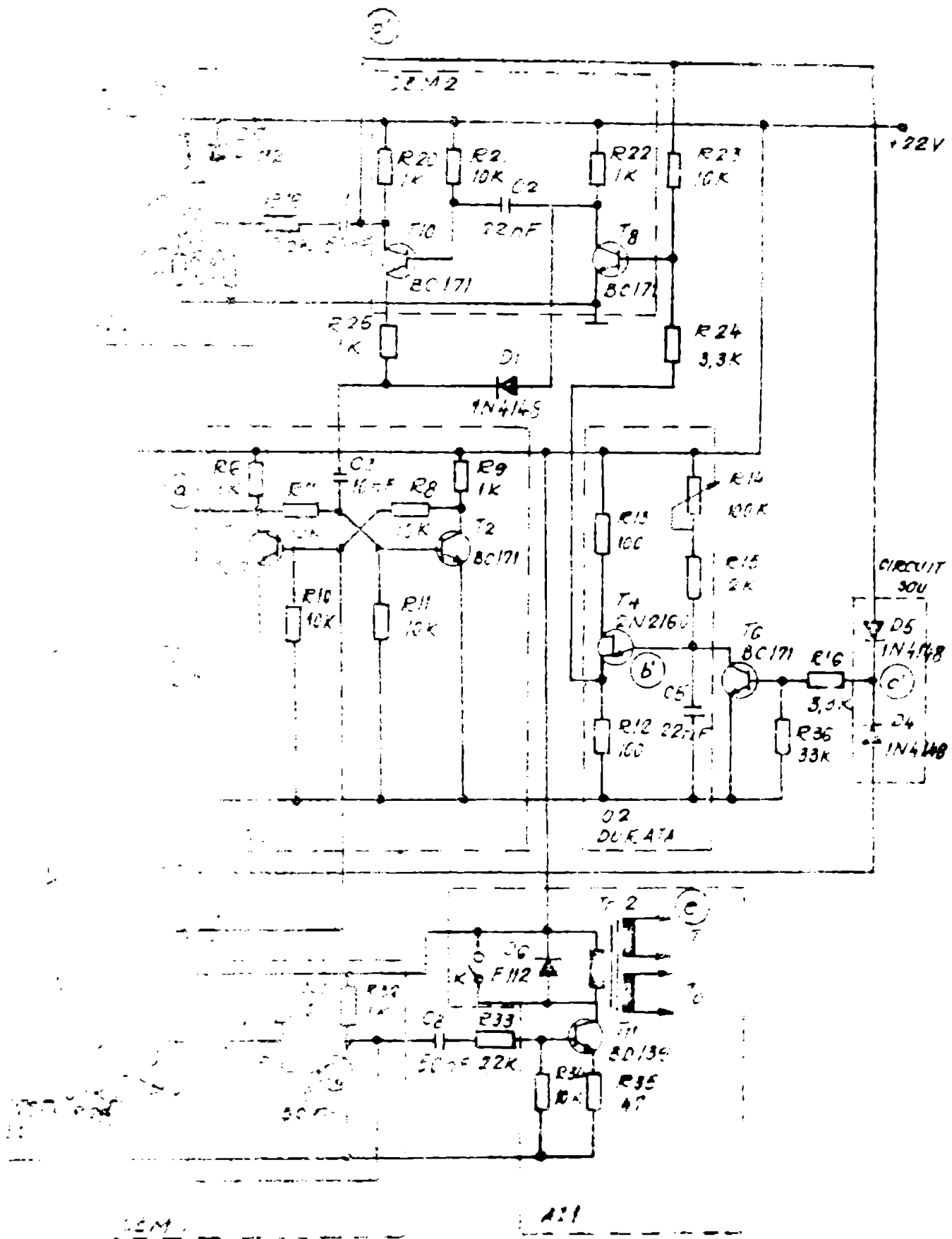


Fig. 63

altor variante sau tipuri de variatoare de tensiune continuă utilizate în sistemele de acționare.

În fig. F1, F2, F3 se pot observa elementele componente ale standului descris mai sus.



Fig. F1
Vedere parțială a standului de experimentări. Grupul de mașini; Rezistențe de sarcină (colțul din dreapta)

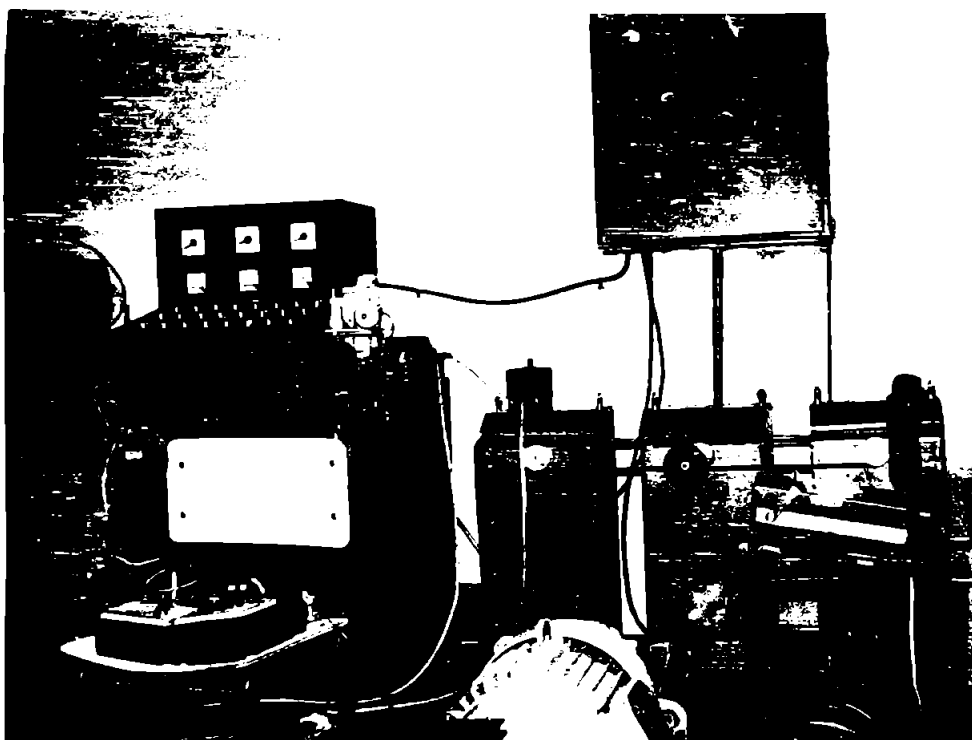


Fig. F2
Vedere parțială a standului. Auto-transformatoarele monofazate și autotransformatorul trifazat; Tabloul de comandă (la perete cu aparatele de măsură)

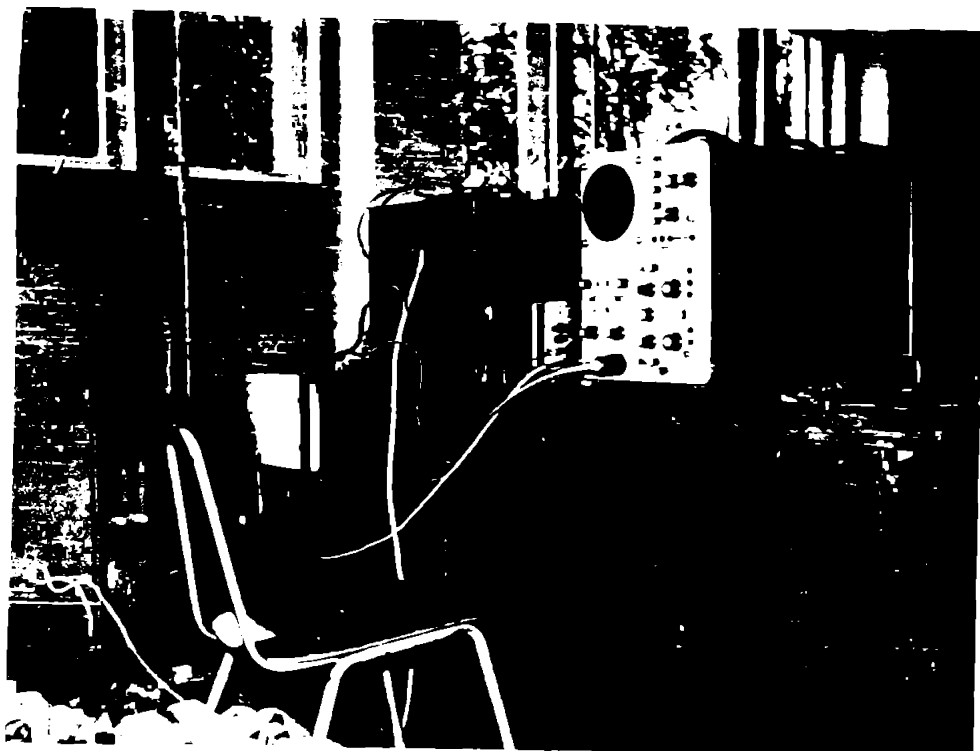


Fig. F3

vedere parțială
a standului. Vo-
ristorul de ten-
siune continuă
(cutie) și par-
tea de comandă
(pe așa-liniă
cutie)

6.1. Determinarea unor parametri ai sistemului de acționare

În metodele de calcul prezentate în capitolele anterioare s-a putut observa necesitatea cunoașterii următoarelor mărimi ale sistemului de acționare sau ale mașinilor: J - momentul de inerție al sistemului de acționare pentru grupul de mașini cu excitație independentă, R, L - rezistența respectiv inductivitatea din circuitul inductorului motorilor de curent continuu, care în cazul încercărilor prezentate în lucrare reprezintă chiar rezistența respectiv inductivitatea rotorului pentru motorul cu excitație separată și a rotorului înseriată cu cea de excitație pentru mașina cu excitație în serie. K - constante mașinii de curent continuu cu excitație separată [427]; $k\phi(i)$ - caracteristica intermediară pentru motorul cu excitație serie.

Pentru măsurarea sau calculul mărimilor de mai sus s-au folosit metodele indicate în literatura de specialitate [512, 514], în STAS 9904/1-9-76 precum și date de catalog ale mașinilor [410]. În cazurile când s-a fost posibil s-a procedat atât la calculul parametrilor respectivi cât și la măsurarea lor în scopul evident de a obține valori cât mai aproape de cele reale.

a) La determinarea experimentală a momentului de inerție al sistemului de acționare cu mașini de c.c. cu excitație sepa-

rată s-a folosit metoda lansării. În tab.6.1 sînt reduse valorile obținute pentru trei turații. Pentru verificare s-a avut în vedere datele de catalog ale

Tabelul 6.1

n [rot/min]	J [N.m.s ²]	J_{med}
240	0,1074	
720	0,09768	0,1013
1140	0,09878	

vedere datele de catalog ale mașinii din care $J_{rotor} = 0,04 \text{ N.m.s}^2$. Cunoșcînd dimensiunile și materialul cuplajului utilizat s-a putut calcula $J_{cuplaj} = 0,08 \text{ N.m.s}^2$. Rezultă un moment total de $J = 0,108 \text{ N.m.s}^2$. Avînd în

vedere cele două valori s-a adoptat pentru calcule $J = 0,1 \text{ N.m.s}^2$.

b) La determinarea experimentală a rezistenței inductivității s-a folosit metoda voltampermetrică, scheme pentru rezistențe mici. Pentru motorul cu excitație separată s-a obținut $R = 0,4346 \Omega$ iar pentru motorul serie rezistența rotorului și a excitației înseriate s-a obținut $R = 0,3316 \Omega$.

c) În ce privește inductivitatea aceasta a fost măsurată cu metode voltampermetric în c.c. cu frecvența industrială de 50 Hz. S-au obținut valorile $L = 5,539 \text{ mH}$ pentru motorul de c.c. cu excitație separată și $L = 8,792 \text{ mH}$ pentru motorul serie.

d) Determinarea constantei K s-a făcut prin calcul pornind de la caracteristica naturală a motorului cu excitație separată. Relația de calcul este : [27] :

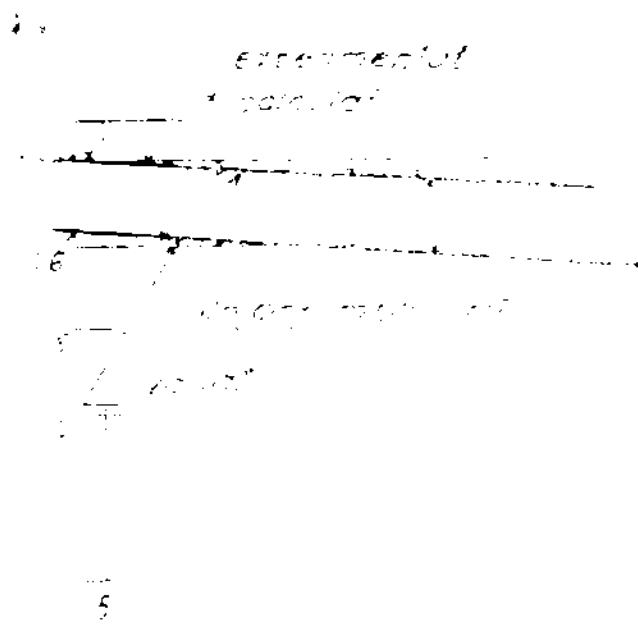
$$K = \frac{U - I R}{\Omega} ; U = 110 \text{ V} \quad (6.1)$$

În tab.6.2 sînt prezentate datele experimentale pentru caracteristica mecanică naturală și calculele pentru constanta K .

Tabelul 6.2

n			Ω [rad/s]	I		K	Obs.	
C	div	[rot/min]		C	div			A
45	37,4	1683	176,24	4	0,85	3,4	0,615	$K_{med} = 0,599$
	37	1665	174,35		2,2	8,8	0,609	
	36,5	1642,5	172		2,92	11,8	0,6097	
	36	1620	169,84		4,55	18,2	0,601	
	35,6	1602	167,76		6,2	24,8	0,591	
	35	1575	164,93		9,25	37	0,569	

Se observă din tab.6.2 că nu se obține o singură valoare pentru K iar variația mărimii K față de curent este arătată în fig.6.4 împreună cu caracteristica mecanică naturală. Abateres



de la valoarea medie a mărimii K nu depășește $\pm 5\%$ dar pentru evitarea erorilor în metodele de calcul, mărimii K s-a considerat liniar variabilă după ecuația care a fost dedusă din valorile date în tab.6.2. Relația este

$$K = 0,61965 - 0,0136 \cdot I \quad (6.2)$$

Din fig.6.4 se poate observa o foarte bună concordanță între punctele deduse experimental pentru K și cele calculate cu (6.2) ceea ce

arată că relația de calcul utilizată poate fi acceptată.

e) Determinarea caracteristicii intermediare $k\phi = f(I)$ la motorul de c.c. serie s-a realizat pornind tot de la caracteristica mecanică naturală dedusă experimental. Din această caracteristică pentru fiecare valoare a curentului valoarea lui $k\phi$ s-a calculat cu relația (5-8) [B27]:

$$k\phi = \frac{U_N - R_1 \cdot I}{\Omega} ; \quad U_N = 75 \text{ V}$$

în care R_1 reprezintă rezistența circuitului inductiv și înfășurării de excitație serie cu valoarea de la 6.1.b). În fig.6.5 se prezintă cele două caracteristici ale motorului serie. Porțiunile cu linii întreruptă reprezintă extrapolări ale curbelor, care nu se bazează pe date măsurate experimental în stand. La extrapolarea caracteristicii mecanice s-a folosit și punctul corespunzător datelor nominale (Ω_N și I_N) ale motorului.

Pe baza caracteristicilor din fig.6.5 s-au completat datele tabelului 6.3 necesar metodei de calcul prezentată în cap.5.

6.2. Rezultatele experimentale la sistemul de acționare cu motor de c.c. cu excitație separată

Măsurătorile la acest sistem de acționare s-au efectuat cu schema din fig.6.6.

Fig.6.5

Tabelul 6.3

1 [A]	5 *	10 *	15	20	25	30	35	40	45	50
Ω [rad/s]	736,73	367,6	250	190	165	148	136	125	115	107,5
$k\phi$	0,1	0,195	0,28	0,353	0,4	0,438	0,468	0,493	0,52	0,543

Tab.6.3 (continuare)

52
104,72
0,551

Notă: Valorile notate cu asterisc au fost obținute prin calcul

Cu datele măsurate asupra motorului din sistem s-a calculat:

$$T_0 = \frac{L}{R} = \frac{5,539 \cdot 10^{-3}}{0,4346} = 0,01274 \text{ s și } T_n = \frac{J \cdot E}{K_{red}^2} = \frac{0,1 \cdot 0,4346}{(0,599)^2} =$$

= 0,1211 s. Se verifică astfel $T_n > 4T_0$.

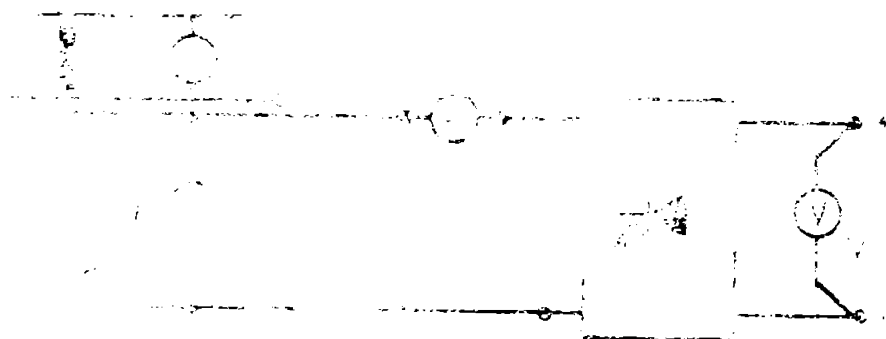


Fig.6.6

Tensiunea la intrarea standului măsurată cu voltmetrul V , a fost menținută constantă din autotransformatorul de intrare AT (fig.6.1).

Frecvența de comandă, f și durata relativă de conducție a tiristorului principal, a , au fost stabilite prin măsurători corespunzătoare în blocul de comandă pe osciloscop. În ce privește caracteristicile mecanice experimentale și calculate sînt prezentate în fig.6.7 - 6.11. Au mai fost măsurate pe osciloscop: durata intervalului de comutație t_0 și durata intervalului de polarizare inversă - t_{0i} . Pentru evaluarea acestor mărimi s-au vizualizat pe osciloscop tensiunea de ieșire a variatorului și tensiunea pe tiristorul principal, fig.F4 și F5, din care

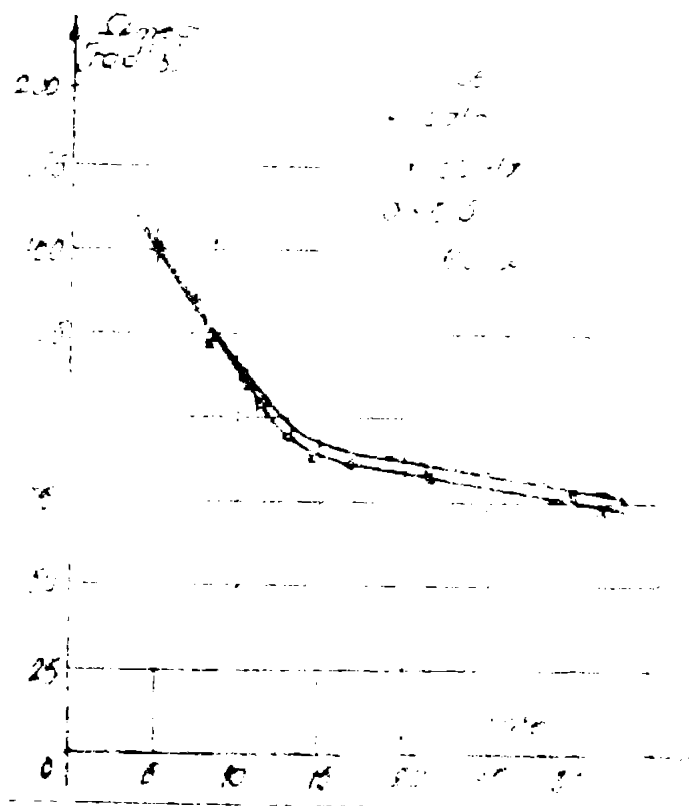


Fig.6.7

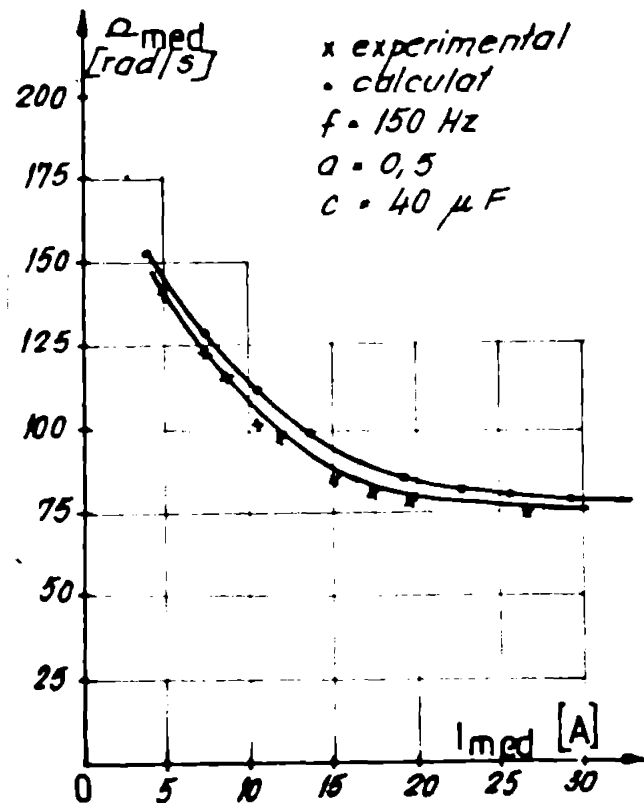


Fig.6.8

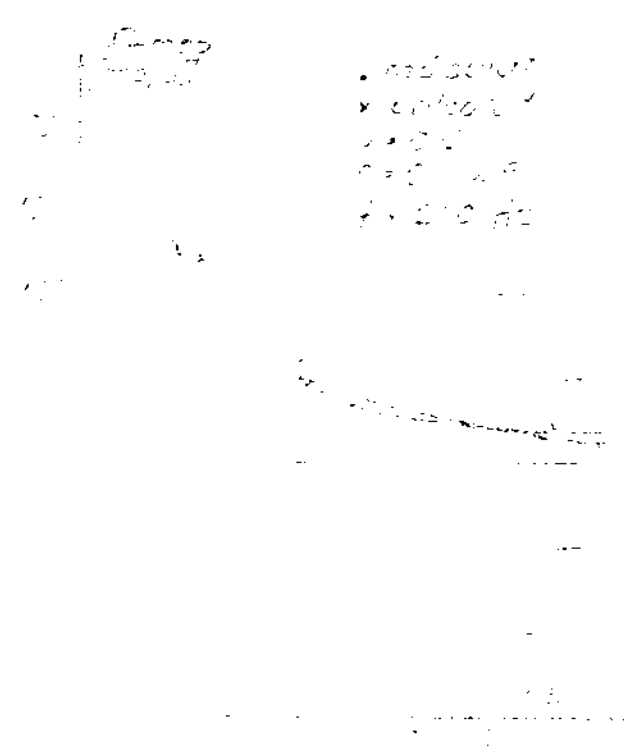
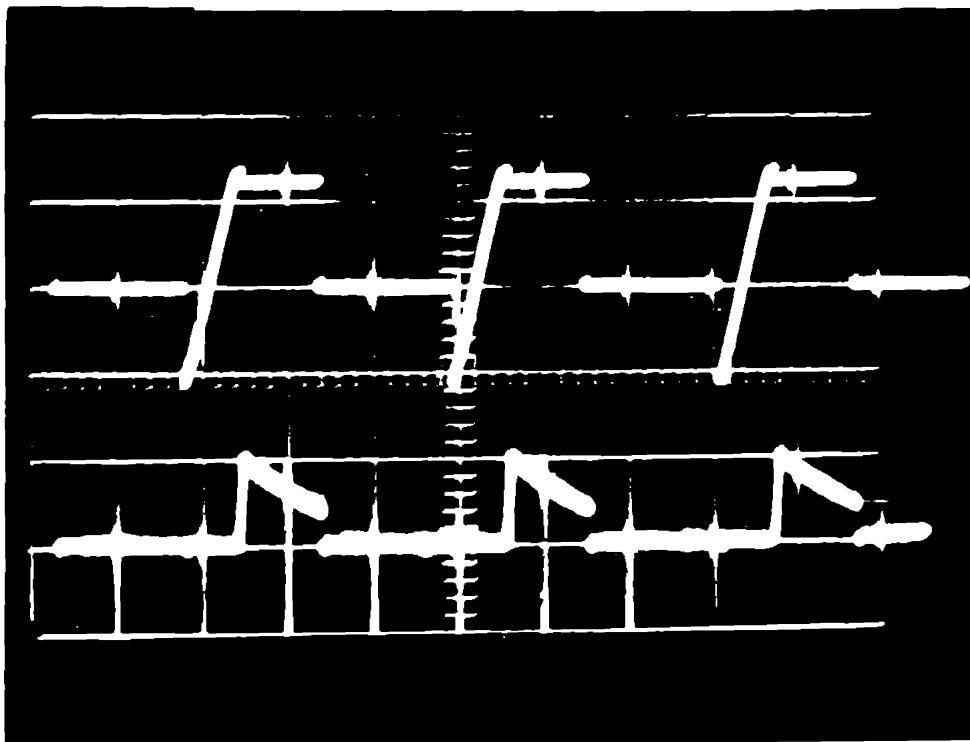


Fig. 6.9

Fig. 6.10



Tensiunea pe ti-
ristorul T_1 (fig.
6.2) 100 V/div;
1 ms/div.

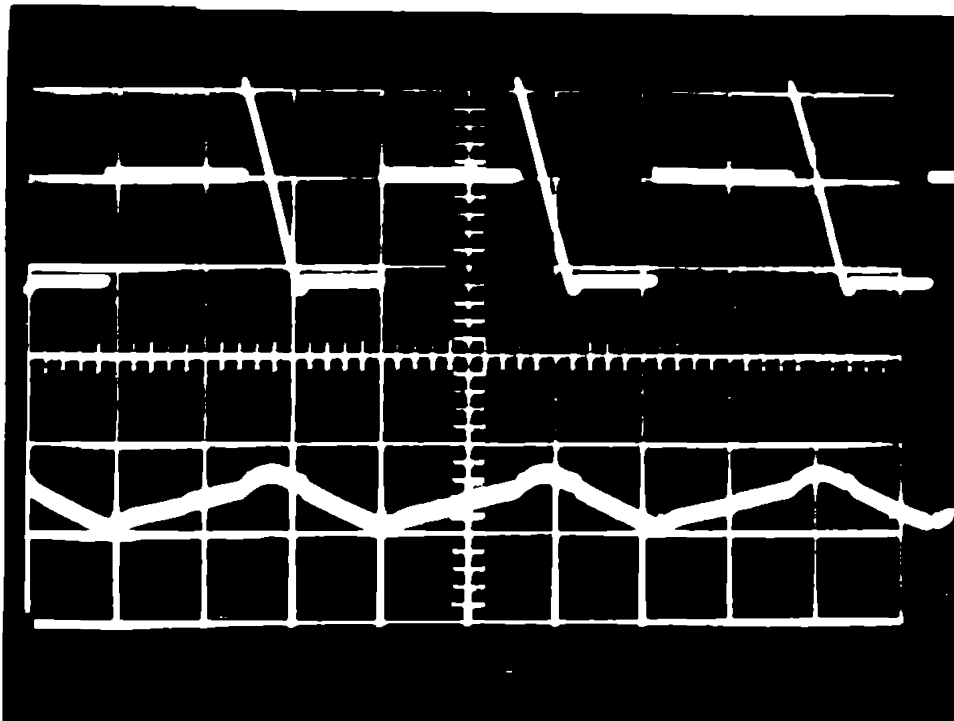
Curentul prin dioda
de nul D (fig. 6.2)
0,1 V/div; 1 ms/
div sunt de 10 A/
75 mV.

Fig. 6.10

S-a citit valorile mărimilor t_{bf} și t_c ca în fig. 6.12.

S-a calculat apoi $\alpha_c = \alpha + \frac{t_c}{T}$. În fig. 6.13 - 6.15 sînt re-
date comparativ diagramele pentru α_c calculate și măsurate.

Variația timpului de polarizare inversă, t_{bf} , cu sarcina
la terminalii a fost reprezentată grafic în fig. 6.16, 6.17, compara-
tiv cu valorile calculate.



Caracteristicile tur-
nurilor motorului
100 V/div; 1 ms/div

Caracteristicile prin la-
tura, 100 V/div;
1 ms/div, cant de
40 V/div ur.

Fig. 5.5

Fig. 5.11

Fig. 5.12

Calcululele pentru toate caracteristicile din Fig. 5.7 -
5.17 au fost efectuate cu programul V.M.I. de funcționare
după organizarea din Fig. 5.10, cu observația că pentru toate
frecvențele a valoare constantă de valoare corespunzătoare valo-
rii (5.2), ceea ce a determinat schimbări minore în afișarea
de la programul de calcul.

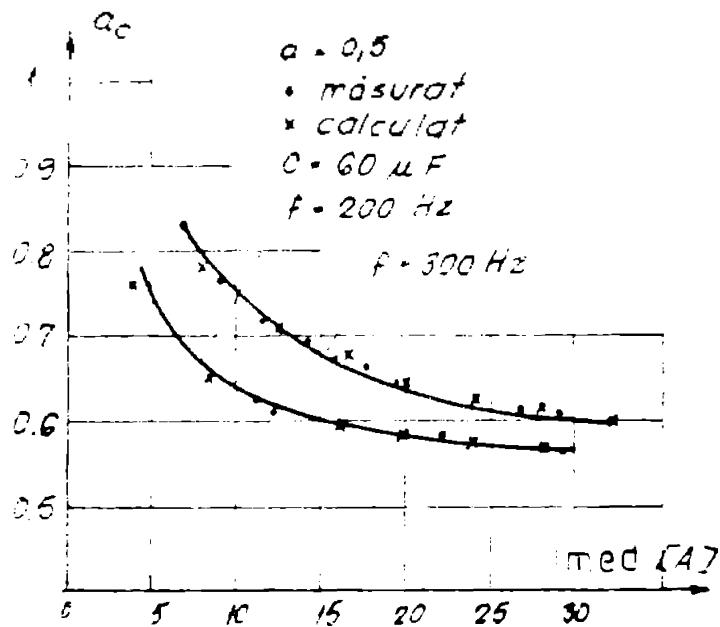


Fig.6.13

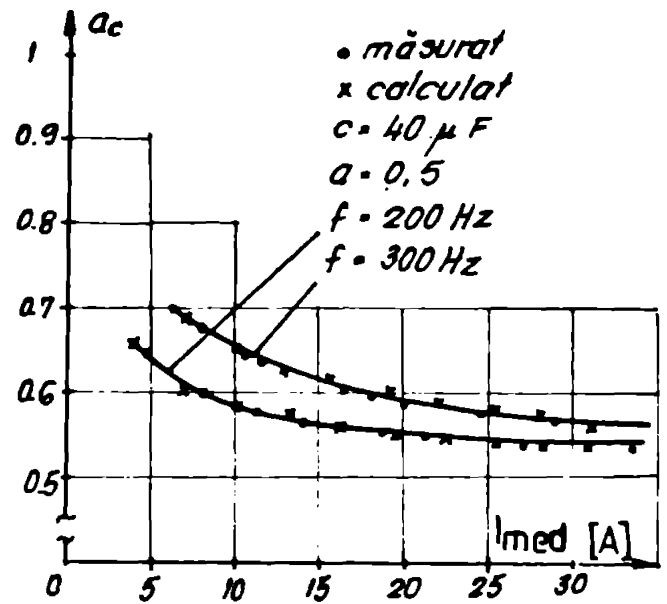


Fig.6.14

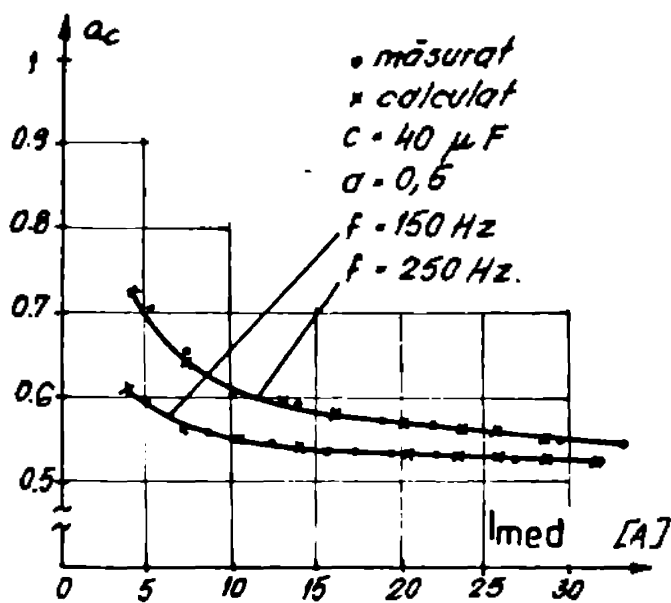


Fig.6.15

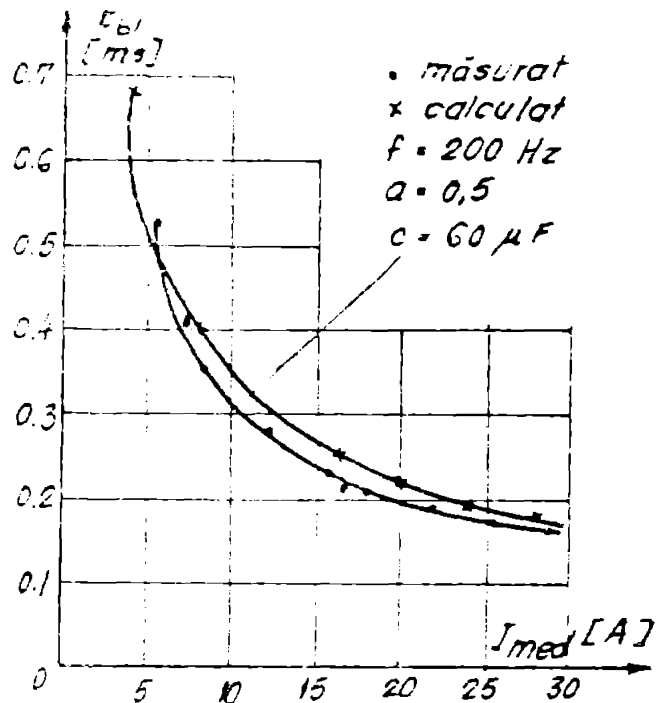
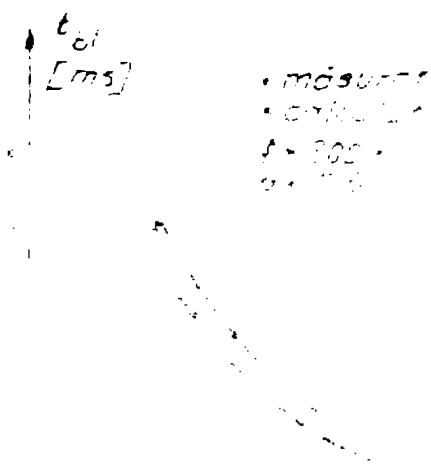


Fig.6.16

Analizând diagramele prezentate în fig.6.7 - 6.17 se poate observa că între curbele calculate și cele ridicate experimental există o bună corespondență, abaterile maxime între două caracteristici înscrindându-se în intervalul 0 - 5%. Valorile maxime ale abaterilor înregistrându-se la caracteristicile din fig.6.16 - 6.17 referitoare la timpul de polarizare inversă a cărui măsurare pe osciloscop este cea mai dificilă și deci afectată de erori mai mari.

Având în vedere multitudinea factorilor care intervin în stabilirea valorii unei anumite mărimi și care ea greu pot fi



evaluate pentru a fi cuprinse în calcul în mod riguros, se poate aprecia că rezultatele experimentale confirmă în bune condiții metodele de calcul propuse.

6.3. Caracteristicile mecanice artificiale pentru sistemul de acționare cu motor serie

Procedenul de ridicare a caracteristicilor mecanice artificiale a fost același cu cel de la punctul 6.2, schema electrică

Fig. 6.17 pentru măsurători este prezentată în fig. 6.18. Motorul asincron trifazat cu sens de rotație invers față de motorul serie, creșcă o sarcină ce poate fi modificată prin intermediul autotrans-

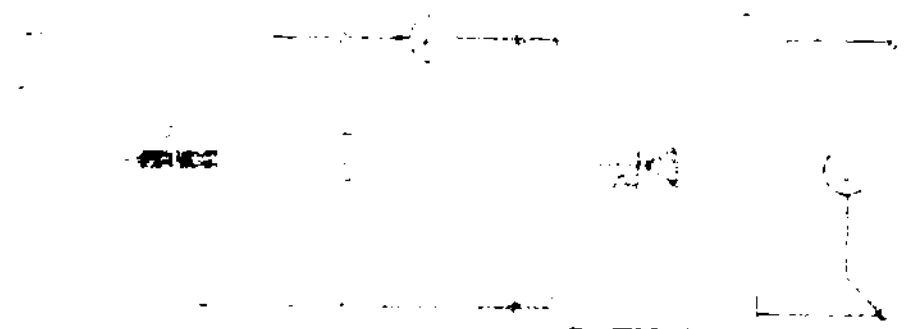


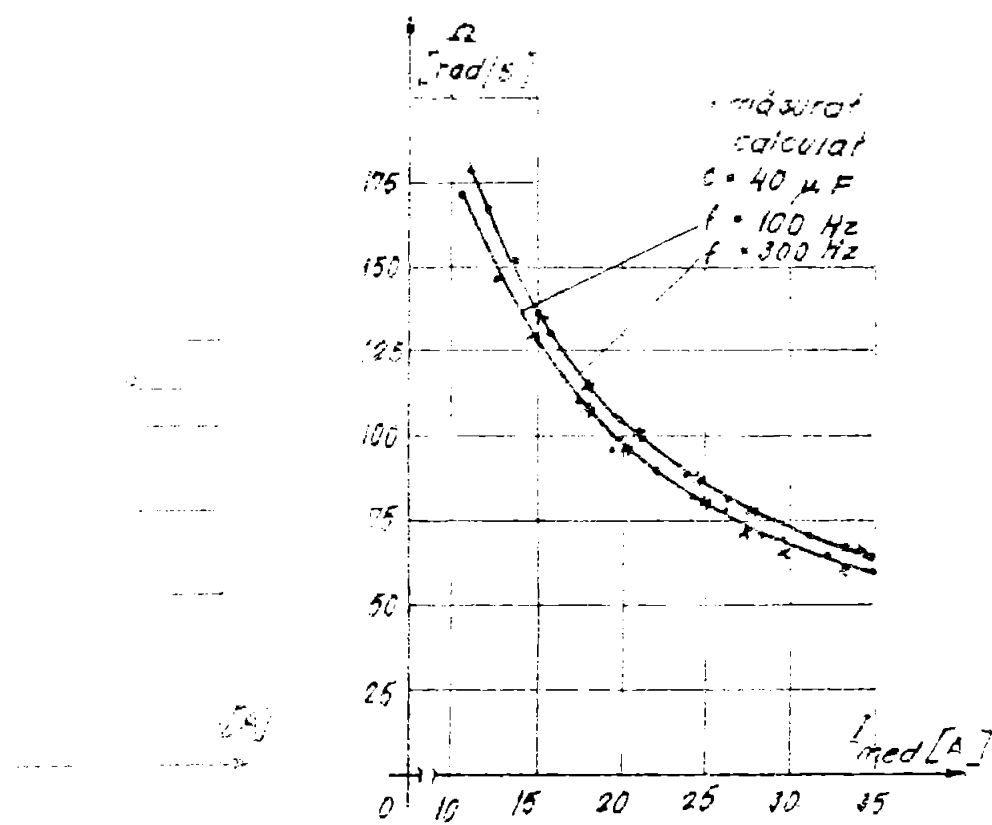
Fig. 6.18

formatorului AT și a rezistențelor rotorice R. Turația motorului a fost măsurată cu un traductor inductiv tip DT170, al cărui semnal a fost adus la intrarea stroboscopului tip M2601. Pentru evaluarea turației se folosește relația indicată în prospectul traductorului [13]:

$$n = \frac{60 \cdot f}{p} = \frac{60}{40} \cdot f = 1,5 f \quad \text{rot/min}$$

in care $Z = 40$, reprezintă numărul de dinți al rotorului transducătorului inductiv utilizat, iar f - frecvența semnalului măsurat de stroboscop. Aceeași metodă de măsurare a fost folosită și la standul cu motor cu excitație separată.

Caracteristicile mecanice obținute sînt prezentate în fig.6.19 - 6.20. Și în acest caz se constată o bună corespondență între caracteristicile măsurate și cele calculate, ceea ce validează metoda de calcul propusă.



Pentru aplicarea metodei de calcul s-a adoptat un interval de liniarizare $i' = i'' = 10$ A față de valoarea medie. Mărimea intervalului de liniarizare a fost obținută prin încercări și trebuie să fie cel puțin egală cu amplitudinea componentei alternative a curentului prin motor care este $\Delta i = i_{max} - i_1$. În fig.6.21 și 6.22 se prezintă variația mărimilor i_{max} și i_1 cu i_{med} . Se observă că la $f = 100$ Hz, fig.6.21 Δi se încadrează în intervalul de liniarizare în timp ce la $f = 300$ Hz (fig. 6.22.) Δi este mult mai mic decât intervalul de liniarizare ales, ceea ce era de așteptat.

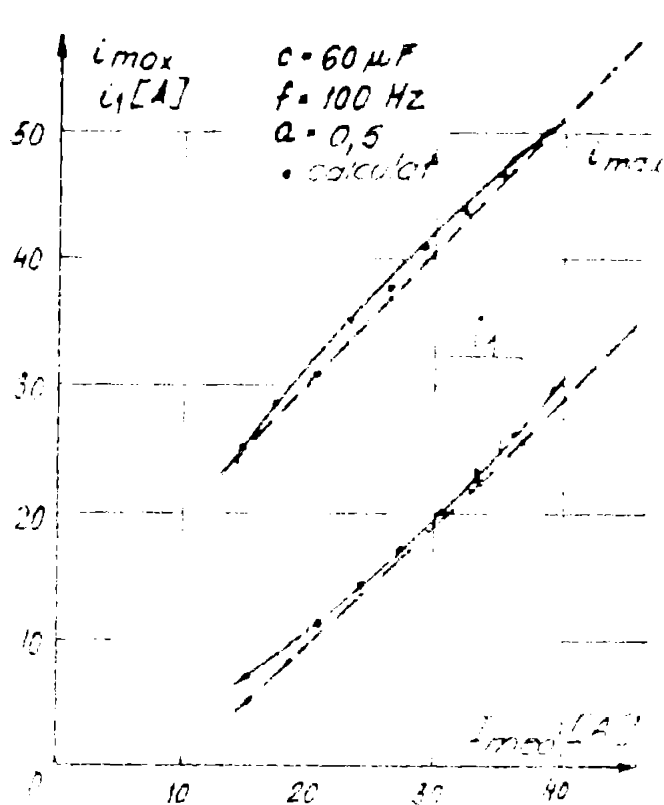


Fig.6.21

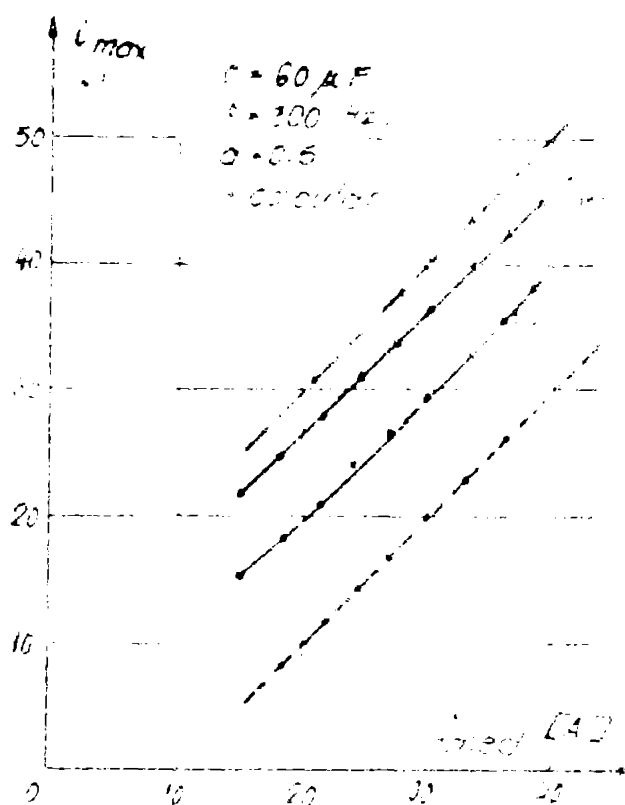


Fig.6.22

6.4. Aplicații industriale

Unul din domeniile specifice pentru aplicații ale acționărilor cu variatoare de tensiune continuă este cel destinat utilajelor de transport asinal : electrostivuitoare și electrocare. Aceste utilaje sînt foarte răspîndite în toate întreprinderile industriale și sînt echipate cu motoare electrice de puteri mici 1 - 5 kW, de obicei cu excitație serie.

În soluția clasică reglarea vitezei se face prin modificarea valorii rezistenței exterioare din circuitul indusului, metodă care este însoțită de pierderi de energie în rezistența de reglare. Utilajele menționate sînt alimentate de la baterii de acumulare care se află pe vehicul și care trebuie periodic încărcate.

Soluțiile moderne de acționare pentru aceste utilaje folosesc variatoarele de tensiune continuă pentru pornire și modificarea vitezei de marș. Utilizarea acestei soluții de acționare (cu variator) aduce mari avantaje legate de reducerea consumului de energie care se concretizează prin creșterea duratei de utilizare a bateriei de acumulare între două încărcări.

Totodată soluțiile de acționare cu varistor permit o modificare practică continuă a vitezei ceea ce are ca urmare o creștere a gradului de manevrare, un mers lin, fără șocuri.

Necesități actuale ale industriei constructoare de mașini au impus realizarea unor noi utilaje de transport manual ; între acestea electrostivitorul de 1,6 t cu furci laterale este un produs nou al Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Utilaj Minier, Mașini de Ridicat și Transport Usinal (ICSITMk) Timișoara. Din punct de vedere al echipamentului electric pentru mișcarea de translație aceste utilaj este antrenat de două motoare tip CE 80 TU cu $U_N = 24$ V și $P_N = 1,2$ kW și $I_N = 74$ A cu excitație serie alimentate de la o baterie de acumulatori tip 5PAS420, la 475 Ah. Pentru astfel de utilaje nu există încă soluții de acționare ce utilizează varistoare de tensiune continuă pentru pornire și mers. În această situație între ICSITMk - Timișoara și un colectiv de cadre didactice al Institutului politehnic "Traian Vuia" Timișoara s-a încheiat un contract de cercetare științifică pe tema realizării unei soluții de acționare cu varistoare de tensiune continuă pentru electrostivitorul de 1,6 t (contract nr.147/84).

În cadrul acestui contract au fost elaborate în perioada 1984 - 1985 proiectul tehnic pentru realizarea unui prototip industrial de electrostivitor de 1,6 t cu acționare prin varistoare. La soluția adoptată se evidențiază că este competitivă sub aspect energetic atât și tehnico-economic. Merită atenție faptul că soluția elaborată folosește componente indigene iar structura pe modula stă în partea de forță cât și în partea de comandă vor permite o convenabilă activitate de întreținere și depanare.

7. CONCLUZII

Din materialul prezentat în capitolele anterioare și din obiectul urmărit se desprind următoarele epoci, care pot fi grupate astfel :

a) În ce privește domeniul abordat lucrarea se ocupă cu obținerea de noi metode de calcul a principalelor caracteristici și mărimi referitoare la regimul de funcționare cu valori medii constante și transitorii de pornire aferente sistemelor de acționare cu variatoare de tensiune continuă și motoare de c.c. cu excitație separată și serie. Domeniul abordat este de mare actualitate pe plan național și mondial fiind legat de problema introducerii și promovării de soluții moderne, economice și eficiente destinate instalațiilor acționate cu motoare de c.c., cum sînt atilajele și vehiculele antrenate electric. Metodele de calcul elaborate în cadrul lucrării sînt destinate sistemelor de acționare cu două tipuri de variatoare mai des utilizate în practică : cu comutație directă respectiv cu comutație indirectă. În lucrare pentru variatoarele cu comutație directă s-a folosit denumirea de variatoare ideale judecînd după forma tensiunii la ieșirea lor, care se prezintă ca în fig.2.19.b.

Sistemele de acționare cu variatoare indirecte au forma tensiunii de ieșire ca în fig.2.20.b.

Peșă de studiile privind probleme similare din literatură, prezenta lucrare se deosebește prin analiza mai aprofundată efectuată asupra problemelor enumerate mai sus, ceea ce a permis obținerea unor contribuții originale cu aplicabilitate practică; autorul a urmărit realizarea unei lucrări unitare prin păstrarea aceleiași metode de studiu, prin considerarea aceluiași date de intrare precum și a aceluiași parametri care intervin în funcționare.

b) Rezultatele obținute în urma cercetării efectuate s-au concretizat în relații analitice și de metode de calcul pentru : curentul motorului de acționare, viteză unghiulară de ecstază, tensiunea pe condensatorul de stingere, timp de pornire, timp de polarizare inversă, durata intervalului de comutație, cecre-

teristicii mecanice artificiale, valori la limita de funcționare cu curent neîntrerupt. O altă grupă de rezultate se referă la realizarea de programe de calcul pentru toate metodele și mărimile arătate mai sus. Măsurătorile experimentale au confirmat rezultatele obținute prin calcul, ceea ce constituie un alt rezultat important al lucrării.

Deși autorul a avut în vedere în lucrare numai mărimile cele mai importante ale unei acționări, pe baza metodei de studiu utilizate și a rezultatelor deja obținute, se pot studia și alte mărimi și fenomene care n-au fost analizate.

În totodată, deși studiul efectuat în lucrare a avut în vedere, în cazul sistemelor cu variatoare indirecte, o anumită configurație a variatorului, rezultatele obținute sau părți ale acestora pot fi utilizate și la alte variante de scheme care funcționează asemănător, mai ales în ce privește procesul comutației.

Rezultatele obținute în analiza pornirii cu curent limitat pot fi utilizate în cazul implementării microprocesoarelor în conducerea sistemelor de acționare cu variatoare.

În cazul sistemelor de acționare cu motoare serie metoda liniarizării denumite de autor "glisantă", permite ușurarea semnificativă a calculelor pentru obținerea caracteristicilor artificiale.

c) Utilitatea rezultatelor se referă la faptul că aplicarea lor în practică permite dimensionarea alegerii și optimizarea elementelor componente ale sistemelor de acționare; se pot compara diferite variante ale sistemului de acționare realizate cu diferiți parametri de comandă sau diferite valori ale elementelor constructive.

Unele din metodele și relațiile obținute în lucrare pot constitui puncte de plecare pentru studiul altor mărimi sau pentru obținerea unor metode de calcul mai simple sau cu timp de calcul mai mic.

Programele de calcul concepute utilizează relativ puține date de intrare și accesibile cum ar fi datele nominale ale sistemului de acționare, mărimile deduse din caracteristica mecanică naturală sau valorile unor elemente constructive, ceea ce face ca metodele de calcul să poată fi ușor și rapid folosite în atelierul de proiectare sau laboratoarele de cercetare precum și de beneficiarii sistemelor de acționare.

Pe baza rezultatelor obținute în lucrare, cadrele didactice și cercetătorii Institutului politehnic "Traian Vuia" Timișoara au posibilități suplimentare de a răspunde unor solicitări ale întreprinderilor industriale și Institutelor de cercetare legate de tema abordată. Un exemplu în acest sens îl constituie contractul de cercetare științifică nr.147/34 încheiat cu I. I. T. I. - Timișoara, unitate specializată pe sisteme de acționări electrice a utilajelor de ridicat și transport azinsl. Tema acestui contract, al cărui coordonator este autorul acestei lucrări, se referă la sistemul de acționare electrică cu varistor de tensiune continuă al unui electrostivitor, utilaj nou creat la institutul sus menționat.

d) În lucrare autorul are contribuții originale care vizează :

1) Clasificarea și compararea varistoarelor de tensiune continuă pentru care în paragrafele 2.1 și 2.2 se propun șapte criterii posibile. Astfel clasificarea se poate efectua după: tipul dispozitivului de putere folosit în schemă ; metoda de comutație forțată ; modul comutației ; poziția condensatorului de stingere și după structura circuitului de stingere. Pentru comportarea varistoarelor se propun două criterii : după timpul de polarizare inversă a tiristoarelor respectiv după tensiunea medie de ieșire. Acest ultim criteriu este aplicat la șase tipuri de scheme de varistoare pentru care s-a calculat tensiunea medie la ieșire și s'abateră acestor de la valoarea ideală. Acest criteriu poate fi aplicat oricărei scheme sau variante dacă se cunoaște funcționarea ei.

2) Analiză aprofundată a regimului de valori medii constante la sistemele de acționare cu varistoare ideale și motoare de c.c. cu excitație separată.

Din această analiză au rezultat relații care descriu variația în timp a curentului prin motorul sistemului de acționare și a vitezei acestuia (4.2) - (4.21), pentru cele două cazuri semnificative $T_E > 4T_0$ și $T_E < 4T_0$. Cu ajutorul relațiilor sus menționate și a metodelor elaborate în lucrare s-au determinat valorile altor mărimi importante : a_p , Ω_{med} , I_{med} , Ω_{med} , I_{med} . Toate aceste calcule sînt grupate în programul conceput de autor și denumit "Variabil", cu organigrama din fig.0.2, care prin modul de alestare permite urmărirea influenței mai multor parametri asupra sistemului de acționare.

Tot pentru funcționarea cu valori medii constante ea fost deduse în paragraful 4.2 relații de calcul aplicabile pe calculatoare de buzunar, cum este relația (4.94) pentru calculul caracteristicilor artificiale și relațiile (4.90) și (4.92) pentru calculul mărimii a_p .

3) Studiul regimului de pornire la sistemele de secționare cu variatoare ideale în care s-a analizat două posibilități de pornire : cu frecvență de comandă constantă, respectiv cu curent mediu constant, fiecare în două variante : cu k_f constant și cu k_f variabil. Pe baza acestor calcule s-a putut stabili relația (4.99) care permite calculul curentului maxim de pornire cu datele inițiale ale secționării. De asemenea, s-a putut obține diagramele de variație a mărimilor de comandă f și a (fig.4.17, 4.18) la pornirea cu curent mediu constant. Acest studiu de regimuri tranzitorii a fost efectuat pe baza a două programe de calcul realizate de autor "POKI" și "POLIE" pentru cele două posibilități de pornire.

4) Metodele de calcul a regimului cu valori medii constante în cazul sistemelor de secționare cu variatoare indirecte care au permis obținerea de relații originale pe baza variației în timp a curentului prin motor, a vitezei acestuia și a tensiunii pe condensatorul de stingere (4.156) + (4.157) precum și posibilitatea evaluării duratei intervalului de comutație a_{θ} și timpului de polarizare inversă a tiristorului principal.

S-au obținut astfel contribuții originale prin metodele de calcul ale caracteristicilor mecanice artificiale, la funcționarea cu curent întrerupt și neîntrerupt și la limita de funcționare cu curent întrerupt. Alte rezultate și relații noi au fost obținute pentru timpul de polarizare inversă, curentul maxim în perioade de comutație și durata intervalului de comutație al schemei.

La studiul schemelor electrice cu variatoare indirecte și sarcini resistiv-inductive s-a determinat domeniul de utilizare a variatorului, fig.4.29 și s-a scos în evidență influența mărimii i_2 (valoarea curentului de sarcină în momentul începerii comutației) asupra timpului de polarizare inversă, fig.4.27.

Trei programe de calcul originale au fost elaborate pentru obținerea informațiilor cantitative referitoare la sistemele de secționare cu variatoare indirecte ; au fost denumite VAKKL, VAKLATOR, LIBITA iar organigramele sînt prezentate în fig.0.9.

0.10, respectiv 0.11. Si aceste programe au fost elaborate astfel incit permit studiul influenței multor parametri asupra mărimilor calculate.

5) Metode de studiu a regimului tranzitoriu de pornire în cazul variatoarelor indirecte și programul de calcul "RHHHh" realizat în acest scop constituie de asemenea contribuții originale care permit cunoașterea modului în care cei mai importanți parametri influențează desfășurarea procesului de pornire.

6) La calculul funcționării cu valori medii constante la sistemele de acționare cu variator are indirecte și motoare serie s-au găsit contribuții originale prin modul de liniarizare a caracteristicii intermediare, denumită "glisantă" precum și metode de calcul a punctelor caracteristicilor artificiale.

Si în acest caz s-a realizat un program de calcul denumit "SHHh" care are în vedere atât sistemele cu variatoare ideale cât și cele cu variatoare indirecte.

În încheiere trebuie arătat că lucrarea a necesitat un mare volum de muncă de cercetare teoretică și practică din domeniul matematicii, acționărilor, electronică de putere și comanda, din domeniul programării calculatoarelor și cercetărilor experimentale.

Lucrarea conține un număr de opt programe distincte cu 17 subrutine cu circa 3200 de instrucțiuni precum și circa 120 de figuri și 300 relații în cea mai mare parte elaborate de autor pe baza metodelor de calcul, a rezultatelor teoretice și experimentale.

Authorul a desfășurat singur sau în colective de cercetare în domeniul variatoarelor de tenniene continuu utilizate în sistemele de acționări electrice reglabile o activitate de peste zece ani, concretizată atât prin cele 12 lucrări științifice publicate cât și prin contracte de cercetare științifică încheiate cu Întreprinderea Mecanică din orașul Dr. Petru Gheza în perioada 1973-76 și cu ICBHh - Timișoara, care este în curs de elaborare.

Rezolvarea sistemelor de ecuații diferențiale în
cazul varistorului ideal

Ecuațiile diferențiale aferente varistorului ideal sînt cuprinse în tab.4.1 iar rezolvarea este următoarea :

$$U = K \cdot \Omega + h \cdot i + L \frac{di}{dt} \quad (1.1) \quad (1)$$

$$h \cdot i - h_T = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.2)$$

Din 1.2) se obține :

$$i = \frac{h_T}{h} + \frac{J}{h} \cdot \frac{d\Omega}{dt} = I_T + \frac{J}{h} \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2)$$

și apoi :

$$\frac{di}{dt} = \frac{J}{h} \cdot \frac{d^2\Omega}{dt^2} \quad (3)$$

Înlocuind în (1.1) se obține :

$$U = K \cdot \Omega + \frac{h_T h}{h} + \frac{J \cdot h}{h} \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \frac{L \cdot J}{h} \cdot \frac{d^2\Omega}{dt^2} \quad (4)$$

sau în final :

$$\frac{d^2\Omega}{dt^2} + \frac{1}{T_e} \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \frac{1}{T_e \cdot T_M} \cdot \Omega = \frac{1}{T_e \cdot T_M} \cdot \Omega_T \quad (5)$$

Soluția ecuației diferențiale (5) trebuie determinată avînd în vedere condițiile inițiale :

$$\Omega(t) \Big|_{t=0} = \Omega_1 \quad \text{și} \quad i(t) \Big|_{t=0} = I_1 \quad (6)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} \Big|_{t=0} = \Omega'_1 = \frac{K(I_1 - I_T)}{J} \quad (7)$$

Cu această ecuația operațională [J1] pentru (5) este :

$$\Omega(p) \left[p^2 + \frac{1}{T_e} \cdot p + \frac{1}{T_e \cdot T_M} \right] - \Omega_1 \left(p + \frac{1}{T_e} \right) - \Omega'_1 = \frac{1}{T_e \cdot T_M} \cdot \Omega_T \cdot \frac{1}{p} \quad (8)$$

Deci

$$\Omega(p) = \frac{\frac{\Omega_T}{T_e \cdot T_M} \cdot \frac{1}{p} + \Omega_1 \left(p + \frac{1}{T_e} \right) + \Omega'_1}{p^2 + \frac{1}{T_e} \cdot p + \frac{1}{T_e \cdot T_M}} \quad (9)$$

$$\Omega(p) = \frac{\frac{\Omega_r}{T_e \cdot T_m} \cdot \frac{1}{p}}{(p-p_1)(p-p_2)} + \Omega_1 \frac{p + \frac{1}{T_e}}{(p-p_1)(p-p_2)} + \Omega_1' \frac{1}{(p-p_1)(p-p_2)} \quad (10)$$

Utilizând tabelele de inversiune [J1] originalul ecuației (10) este :

$$\Omega(t) = \frac{\Omega_r}{T_e \cdot T_m} \left[\frac{1}{p_1 \cdot p_2} + \frac{e^{p_1 \cdot t}}{p_1(p_1-p_2)} + \frac{e^{p_2 \cdot t}}{p_2(p_2-p_1)} \right] + \Omega_1 \left[\frac{(2\alpha + p_1)e^{p_1 \cdot t} - (2\alpha + p_2)e^{p_2 \cdot t}}{p_1 - p_2} \right] + \Omega_1' \frac{e^{p_1 \cdot t} - e^{p_2 \cdot t}}{p_1 - p_2} \quad (11)$$

În (10) și (11) p_1, p_2 sînt rădăcinile ecuației :

$$p^2 + \frac{1}{T_e} p + \frac{1}{T_e \cdot T_m} = 0 \quad (12)$$

adică

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2 \cdot T_e} \pm \sqrt{\frac{1}{4 \cdot T_e^2} - \frac{1}{T_e \cdot T_m}} = -\alpha \pm \sqrt{\Delta} \quad (12')$$

Soluțiile diferă după cum :

$T_m < 4 \cdot T_e$, caz în care $\Delta < 0$ (mişcare periodică) când se poate scrie

$$p_1 = -\alpha + j\beta; \quad p_2 = -\alpha - j\beta; \quad \beta = \sqrt{\frac{1}{T_e \cdot T_m} - \frac{1}{4 \cdot T_e^2}} \quad (13)$$

(11) și (13) rezultă, în final, originalul sub formă :

$$\Omega^{(1)}(t) = \Omega_r + (\Omega_1 - \Omega_r) \cdot f_1(t) + \frac{K}{J \cdot \beta} (i_1 - i_r) \cdot f_2(t) \quad (14)$$

Pentru curent se obține din (14) și (2) :

$$i^{(1)}(t) = i_r + (i_1 - i_r) \cdot f_3(t) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_1 - \Omega_r) \cdot f_2(t) \quad (15)$$

Dacă $T_m > 4 \cdot T_e$, deci $\Delta > 0$ (cazul mișcării aperiodice) se poate scrie :

$$\begin{aligned} p_1 &= -\alpha + \beta; \\ p_2 &= -\alpha - \beta; \end{aligned} \quad \text{unde } \beta = \sqrt{\frac{1}{4 \cdot T_e^2} - \frac{1}{T_e \cdot T_m}} \quad (16)$$

Originalule pentru viteza și curent se obțin sub formă :

$$\Omega^{(1)}(t) = \Omega_r + (\Omega_1 - \Omega_r) \cdot f_1(t) + \frac{K}{J \cdot \beta} (i_1 - i_r) \cdot f_2(t) \quad (17)$$

$$i^{(1)}(t) = I_x + (i_1 - I_x) \cdot FH3(t) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_1 - \Omega_x) \cdot FH2(t) \quad (19)$$

Pentru sistemul de ecuații diferențiale de forma (v. tab. 4.1)

$$\begin{cases} C = K \cdot \Omega + h \cdot i + L \frac{di}{dt} \\ h \cdot i = h_x = J \frac{d\Omega}{dt} \end{cases} \quad (19)$$

cu condițiile inițiale :

$$\Omega(t) \Big|_{t=0} = \Omega_3 \quad \text{și} \quad i(t) \Big|_{t=0} = i_3 \quad (20)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} \Big|_{t=0} = \frac{K}{J} \cdot (i_3 - I_x) \quad (21)$$

soluțiile sînt :

pentru cazul $T_m < 4T_e$

$$\Omega^{(1)}(t-sT) = -\Delta\Omega_x + (\Omega_3 + \Delta\Omega_x) \cdot F1(t-sT) + \frac{K}{J \cdot \beta} (i_3 - I_x) F2(t-sT) \quad (22)$$

$$i^{(2)}(t-sT) = I_x + (i_3 - I_x) F3(t-sT) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_3 + \Delta\Omega_x) F2(t-sT) \quad (23)$$

iar în cazul $T_m > 4T_e$ se obține :

$$\Omega^{(2)}(t-sT) = -\Delta\Omega_x + (\Omega_3 + \Delta\Omega_x) \cdot F11(t-sT) + \frac{K}{J \cdot \beta} (i_3 - I_x) \cdot FH2(t-sT) \quad (24)$$

$$i^{(2)}(t-sT) = I_x + (i_3 - I_x) \cdot FH3(t-sT) - \frac{K}{L \cdot \beta} (\Omega_3 + \Delta\Omega_x) \cdot FH2(t-sT) \quad (25)$$

Coefficientii sistemului (4.29)

$$a_{11} = -FH1(s1)$$

$$a_{12} = 1$$

$$a_{13} = -\frac{K}{J \cdot \beta} \cdot FH2(s1)$$

$$a_{14} = 0$$

$$a_{15} = \Omega_r (1 - FH1(s1)) - I_r \cdot \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot FH2(s1)$$

$$a_{21} = \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot FH2(s1)$$

$$a_{22} = 0$$

$$a_{23} = -FH3(s1)$$

$$a_{24} = 1$$

$$a_{25} = \Omega_r \cdot \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot FH2(s1) - I_r (FH3(s1) - 1)$$

$$a_{31} = 1$$

$$a_{32} = -FH1(1-s1)$$

$$a_{33} = 0$$

$$a_{34} = -\frac{K}{J \cdot \beta} \cdot FH2(1-s1)$$

$$a_{35} = -\Delta \Omega_r (1 - FH1(1-s1)) - I_r \cdot \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot FH2(1-s1)$$

$$a_{41} = 0$$

$$a_{42} = \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot FH2(1-s1)$$

$$a_{43} = 1$$

$$a_{44} = -FH3(1-s1)$$

$$a_{45} = \Delta \Omega_r \cdot \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot FH2(1-s1) - I_r (FH3(1-s1) - 1)$$

Coefficientii sistemului (4.30)

$$a'_{11} = -PH1(s1)$$

$$a'_{12} = 1$$

$$a'_{13} = 0$$

$$a'_{14} = 0$$

$$a'_{15} = \Omega_r (1 - PH1(s1)) - I_r \cdot \frac{K}{J_r s^3}$$

$$a'_{21} = \frac{K}{L_r s^3} \cdot PH2(s1)$$

$$a'_{22} = 0$$

$$a'_{23} = 0$$

$$a'_{24} = 1$$

$$a'_{25} = \Omega_r \cdot \frac{K}{L_r s^3} PH2(s1) + I_r \cdot (1 - PH3(s1))$$

$$a'_{31} = 0$$

$$a'_{32} = -PH1(s_p \cdot i - s1)$$

$$a'_{33} = 1$$

$$a'_{34} = - \frac{K}{J_r s^3} \cdot PH2(s_p i - s1)$$

$$a'_{35} = \Delta \Omega_r (PH1(s_p i - s1) - 1) - I_r \cdot \frac{K}{J_r s^3} PH2(s_p i - s1)$$

$$a'_{41} = 0$$

$$a'_{42} = \frac{K}{L_r s^3} \cdot PH2(s_p \cdot i - s1)$$

$$a'_{43} = 0$$

$$a'_{44} = -PH3(s_p i - s1)$$

$$a'_{45} = -\Delta \Omega_r \cdot \frac{K}{L_r s^3} \cdot PH2(s_p i - s1) + I_r (1 - PH3(s_p i - s1))$$

Coefficientii sistemului (4.53)

$$a_{11l} = PH1(s1)$$

$$a_{12l} = -1$$

$$a_{13l} = 0$$

$$a_{14l} = (PH1(s1) - 1) \frac{K}{K} - \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot PH2(s1)$$

$$a_{15l} = \Omega_0 \cdot (PH1(s1) - 1)$$

$$a_{21l} = - \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot PH2(s1)$$

$$a_{22l} = 0$$

$$a_{23l} = -1$$

$$a_{24l} = 1 - PH3(s1) - \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot PH2(s1)$$

$$a_{25l} = - \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot \Omega_0 \cdot PH2(s1)$$

$$a_{31l} = -1$$

$$a_{32l} = PH1(1 - s1)$$

$$a_{33l} = \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot PH2(1 - s1)$$

$$a_{34l} = \frac{K}{K} (PH1 \cdot (1 - s1) - 1) - \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot PH2(1 - s1)$$

$$a_{35l} = 0$$

$$a_{41l} = 0$$

$$a_{42l} = - \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot PH2(1 - s1)$$

$$a_{43l} = PH3(1 - s1)$$

$$a_{44l} = 1 - PH3(1 - s1) - \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot PH2(1 - s1)$$

$$a_{45l} = 0$$

Rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale din intervalul de comutație al unui variator indirect

Forma acestui sistem de ecuații este, conform tabelului

4.3, următoarea :

$$\begin{cases} U = K \cdot \Omega + h \cdot i + L \frac{di}{dt} + u_0 \\ i = C \frac{du_0}{dt} \\ K \cdot i - h_Y = J \frac{d\Omega}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

Valorile inițiale pentru mărimile din (1) sînt :

$$\begin{aligned} i(t)|_{t=0} &= i_2 \\ \Omega(t)|_{t=0} &= \Omega_2 \\ u_0(t)|_{t=0} &= U_{\infty} \end{aligned} \quad (2)$$

Trecut în operațional sistemul (1) devine :

$$\begin{cases} \frac{U}{p} = L(p \cdot i(p) - i_2) + h \cdot i(p) = K \cdot \Omega(p) + U_0(p) \\ I(p) = C (U_c(p) \cdot p - U_{\infty}) \\ K \cdot i(p) - \frac{h_Y}{p} = J (\Omega(p) \cdot p - \Omega_2) \end{cases} \quad (3)$$

Cu notațiile :

$$\omega_1^2 = \omega^2 + \frac{1}{T_c - T_a} = \frac{1}{L \cdot C} + \frac{K^2}{J \cdot L} \quad (4)$$

$$U_1 = U - U_{\infty}$$

Din (3) și (4) se obține pentru curent relația :

$$I(p) = \frac{\frac{U_1 - K \cdot \Omega_2}{L} + i_2 \cdot p + \frac{h_Y \cdot K}{L \cdot C} \cdot \frac{1}{p}}{p^2 + 2 \cdot \alpha \cdot p + \omega_1^2} \quad (5)$$

Rădăcinile ecuației :

$$p^2 + 2 \alpha p + \omega_1^2 = 0 \quad (6)$$

sînt :

$$p_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_1^2} = -\alpha \pm j \cdot \beta_1 \quad (7)$$

in care :

$$\beta_1^2 = \omega_1^2 - \alpha^2 = \frac{1}{L \cdot C} + \frac{1}{T_2 \cdot T_M} - \left(\frac{K}{L}\right)^2 \quad (8)$$

Se ia în considerare cazul rădăcinilor imaginare avînd în vedere doar cazul mișcării periodice cel mai probabil în practică (din cauza rezistenței mici a rotorului).

Ecuația (5) se mai poate scrie :

$$i(p) = \frac{I_T}{T_e \cdot I_M} \cdot \frac{1}{p(p-p_1)(p-p_2)} + \frac{U_1 - K \cdot \Omega_2}{L} \cdot \frac{1}{(p-p_1)(p-p_2)} + i_2 \cdot \frac{p}{(p-p_1)(p-p_2)} \quad (9)$$

Originalul ecuației (9) este în final :

$$i^{(2)}(t) = \frac{I_T}{T_e \cdot T_M \cdot \omega^2 + 1} (1 - F5(t)) + \frac{U_1 - K \cdot \Omega_2}{L \cdot \beta_1} \cdot F6(t) + i_2 \cdot F7(t) \quad (10)$$

in care funcțiile F5(t), F6(t), F7(t) au expresiile din lista generală de notații.

Din sistemul (3) se obține pentru viteză ecuația :

$$\Omega(p) = \frac{K \cdot I_T \cdot K^2}{J^2 \cdot L} \cdot \frac{1}{p^2(p^2 + 2\alpha p + \omega_1^2)} - \frac{K(U_1 - K \cdot \Omega_2)}{J \cdot L} \cdot \frac{1}{p(p^2 + 2\alpha p + \omega_1^2)} + \frac{K - i_2}{J} \cdot \frac{1}{p^2 + 2\alpha p + \omega_1^2} - \frac{K}{J} \cdot \frac{1}{p^2} + \frac{\Omega_2}{p} \quad (11)$$

pentru a găsi originalul ecuației (11) trebuie găsit originalul expresiei : $\frac{1}{p^2(p^2 + 2\alpha p + \omega_1^2)}$, care nu se găsește în tabele ;

Se procedează prin decompunere în termeni simpli astfel :

$$\frac{1}{p^2(p-p_1)(p-p_2)} = \frac{A}{p-p_1} + \frac{B}{p-p_2} + \frac{C}{p} + \frac{D}{p^2} \quad (12)$$

După identificare se ajunge la soluțiile :

$$D = \frac{1}{\omega_1^2}, \quad C = \frac{2\alpha}{\omega_1^4}, \quad B = \frac{1}{2j \cdot j_1 (\alpha + j \cdot j_1)^2} \quad (13)$$

$$A = \frac{1}{2j \cdot j_1 (-\alpha + j \cdot j_1)^2}$$

După gruparea termenilor din (11), ținînd seama de (13) cu stilizarea tabelor de inversiune se obține, în final :

$$\Omega(t) = \frac{K^2 \cdot I_F}{J^2 \cdot \omega_1^4} (F4(t) - 2\alpha) - \frac{K \cdot (U_1 - K \cdot \Omega_2)}{L \cdot J \cdot \omega_1^2} (F5(t) - 1) +$$

$$+ \left(\frac{K^2 \cdot I_F}{J^2 \cdot \omega_1^2} - \frac{K - I_F}{J} \right) \cdot t - \frac{K \cdot I_2}{J \cdot \beta_1} \cdot F6(t) + \Omega_2 \quad (14)$$

Procedind similar se obține și soluția pentru tensiunea pe condensator sub forma :

$$u_C(t) = \frac{K^2 \cdot I_F}{J \cdot L \cdot C \cdot \omega_1^4} (F4(t) - 2\alpha) - \frac{U_1 - K \cdot \Omega_2}{L \cdot C \cdot \omega_1^2} (F5(t) - 1) +$$

$$+ \frac{K^2 \cdot I_F}{J \cdot L \cdot C \cdot \omega_1^2} \cdot t + \frac{I_2}{C \cdot \beta_1} \cdot F6(t) + U_{\infty} \quad (15)$$

în care $F4(t)$ are expresia din lista generală de notații.

Coeficienții sistemului (4.162)

$$a_{11} = -PH(\beta \cdot sT)$$

$$a_{12} = 1$$

$$a_{13} = 0$$

$$a_{14} = -\frac{K}{J \cdot \beta} \cdot PH2(\beta \cdot sT)$$

$$a_{15} = 0$$

$$a_{16} = 0$$

$$a_{17} = \Omega_r(1 - PH1(\beta \cdot sT)) - \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot I_r \cdot PH2(\beta \cdot sT)$$

$$a_{21} = \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot PH2(\beta \cdot sT)$$

$$a_{22} = 0$$

$$a_{23} = 0$$

$$a_{24} = -PH3(\beta \cdot sT)$$

$$a_{25} = 1$$

$$a_{26} = 0$$

$$a_{27} = I_r \cdot (1 - PH3(\beta \cdot sT)) + \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot \Omega_r \cdot PH2(\beta \cdot sT)$$

$$a_{31} = 0$$

$$a_{32} = -\frac{K^2}{L \cdot J \cdot \omega_1^2} \cdot (F5(\beta_1 \cdot (e_0 - e)T) - 1) - 1$$

$$a_{33} = 1$$

$$a_{34} = 0$$

$$a_{35} = -\frac{K}{J \cdot \beta_1} \cdot F6(\beta_1 \cdot (e_0 - e)T)$$

$$a_{36} = 0$$

$$a_{37} = \frac{K \cdot (U + U_{\infty})}{L \cdot J \cdot \omega_1^2} \cdot (1 - F5(\beta_1 \cdot (e_0 - e)T)) +$$

$$+ \frac{K^3 \cdot I_r}{J^2 \cdot L \cdot \omega_1^4} \cdot (F4(\beta_1 \cdot (e_0 - e)T) - 2\alpha) + \frac{K I_r}{J} \cdot \left(\frac{K^2}{J \cdot L \cdot \omega_1^2} - 1 \right) \cdot (e_0 - e)T$$

$$a_{41} = 0$$

$$a_{42} = \frac{K}{L \cdot \beta_1} \cdot F6(\beta_1 \cdot (e_0 - e)T)$$

$$a_{43} = 0$$

$$a_{44} = 0$$

$$a_{45} = F7(\beta_1 \cdot (a_c - a)T)$$

$$a_{46} = 1$$

$$a_{47} = \frac{K^2 \cdot I_r}{u \cdot j \cdot \omega \cdot L_1} (1 - F5(\beta_1 \cdot (a_c - a)T)) + \frac{u - u_{c0}}{L_0 \cdot \beta_1} F6(\beta_1 \cdot (a_c - a)T)$$

$$a_{51} = 1$$

$$a_{52} = 0$$

$$a_{53} = -FH1(\beta(1-a_c)T)$$

$$a_{54} = 0$$

$$a_{55} = 0$$

$$a_{56} = -\frac{K}{J \cdot \beta} \cdot FH2(\beta(1-a_c)T)$$

$$a_{57} = \Delta \Omega_r \cdot (FH1(\beta \cdot (1-a_c)T) - 1) - \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot I_r \cdot FH2(\beta \cdot (a - a_c) \cdot T)$$

$$a_{61} = 0$$

$$a_{62} = 0$$

$$a_{63} = \frac{K}{L_0 \cdot \beta} \cdot FH2(\beta(1-a_c) \cdot T)$$

$$a_{64} = 1$$

$$a_{65} = 0$$

$$a_{66} = -FH3(\beta \cdot (1-a_c) \cdot T)$$

$$a_{67} = I_r \cdot (1 - FH3(\beta \cdot (1-a_c) \cdot T)) - \frac{K}{L_0 \cdot \beta} \cdot \Delta \Omega_r \cdot FH2(\beta \cdot (1-a_c) \cdot T)$$

Coefficientii sistemului (4.164)

$$b_{11} = -FH1(y, z)$$

$$b_{12} = 1$$

$$b_{13} = 0$$

$$b_{14} = 0$$

$$b_{15} = 0$$

$$b_{16} = \Omega_T \cdot (1 - FH1(y, z)) - \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot FH2(y, z)$$

$$b_{21} = \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot FH2(y, z)$$

$$b_{22} = 0$$

$$b_{23} = 0$$

$$b_{24} = 1$$

$$b_{25} = 0$$

$$b_{26} = I_T \cdot (1 - FH3(y, z)) + \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot \Omega_T \cdot FH2(y, z)$$

$$b_{31} = 0$$

$$b_{32} = - \frac{K^2}{L \cdot J \cdot \omega_1^2} \cdot (F5(y_B, z_B) - 1)$$

$$b_{33} = 1$$

$$b_{34} = - \frac{K}{J \cdot \beta_1} \cdot F6(y_B, z_B)$$

$$b_{35} = 0$$

$$b_{36} = \frac{K \cdot (U - U_{00})}{J \cdot L \cdot \omega_1^2} \cdot (1 - F5(y_B, z_B)) + \frac{K^3 \cdot I_T}{J^2 \cdot L \cdot \omega_1^4} \cdot (F4(y_B, z_B) - 2\alpha) + \frac{K \cdot I_T}{J} \cdot \left(\frac{K^2}{L \cdot J \cdot \omega_1^2} - 1 \right) \cdot (e_c - e) T$$

$$b_{41} = 0$$

$$b_{42} = \frac{K}{L \cdot \beta_2} \cdot F6(y_B, z_B)$$

$$b_{43} = 0$$

$$b_{44} = F7(y_B, z_B)$$

$$b_{45} = 1$$

$$b_{46} = \frac{K^2 I_T}{L \cdot J \cdot \omega_1^2} \cdot (1 - F5(y_0, z_0)) + (j - u_{\infty}) \cdot \frac{F6(y_0, z_0)}{L \cdot \beta_1}$$

$$b_{51} = 0$$

$$b_{52} = \frac{K}{L \cdot C \cdot \omega_1^2} \cdot (F5(y_0, z_0) - 1)$$

$$b_{53} = 0$$

$$b_{54} = \frac{F6(y_0, z_0)}{C \cdot \beta_1}$$

$$b_{55} = 0$$

$$b_{56} = (j - u_{\infty}) \left(1 + \frac{F5(y_0, z_0) - 1}{L \cdot C \cdot \omega_1^2} \right) + \frac{K^2 \cdot I_T}{J \cdot L \cdot C \cdot \omega_1^2} \cdot \left((2\alpha - F4(y_0, z_0)) \frac{1}{\omega_1^2} + (e - e_0) \right)$$

In relații s-a notat :

$$y = \beta \cdot a \cdot t$$

$$z = -\alpha \cdot a \cdot t$$

$$y_0 = \beta_1 \cdot (a_0 - a) \cdot t$$

$$z_0 = -\alpha \cdot (a_0 - a) \cdot t$$

Nota : Funcțiile F_{H1} , F_{H2} , F_{H3} , F_4 , F_5 , F_6 din această anexă au aceeași expresii ca cele din Anexa (4.1) și (4.5).

Coefficientii sistemului (4.190)

$$r_{11} = -PH1(y, z)$$

$$r_{12} = 1$$

$$r_{13} = 0$$

$$r_{14} = 0$$

$$r_{15} = 0$$

$$r_{16} = \frac{R}{K}(1-PH1(y, z)) + \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot PH2(y, z)$$

$$r_{17} = \Omega_0 \cdot (1-PH1(y, z))$$

$$r_{21} = \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot PH2(y, z)$$

$$r_{22} = 0$$

$$r_{23} = 0$$

$$r_{24} = 1$$

$$r_{25} = 0$$

$$r_{26} = -(1-PH2(y, z) - \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot PH2(y, z))$$

$$r_{27} = \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot \Omega_0 \cdot PH2(y, z)$$

$$r_{31} = 0$$

$$r_{32} = 1 - \frac{K^2}{L \cdot J \cdot \omega_1^2} \cdot (1-F5(ya, za))$$

$$r_{33} = -1$$

$$r_{34} = \frac{K}{J \cdot \beta_1} \cdot F6(ya, za)$$

$$r_{35} = 0$$

$$r_{36} = \frac{K}{J} \cdot \left(\frac{K^2}{L \cdot J \cdot \omega_1^2} - 1 \right) \cdot (a_0 - a) \cdot T + \frac{K^3}{J^2 \cdot L \cdot \omega_1^4} \cdot (F4(ya, za) - 2 \cdot \alpha)$$

$$r_{37} = \frac{K}{L \cdot J \cdot \omega_1} \cdot U_1 \cdot (F5(ya, za) - 1)$$

$$r_{41} = 0$$

$$r_{42} = -\frac{K}{L \cdot \beta_1} \cdot F6(ya, za)$$

$$r_{43} = 0$$

$$r_{44} = -F7(y_s, z_s)$$

$$r_{45} = -1$$

$$r_{46} = (1 - F5(y_s, z_s)) \cdot \frac{1}{i_0 \cdot z_s \cdot u_1^2}$$

$$r_{47} = -\frac{u_1}{L \cdot \beta_1} \cdot F6(y_s, z_s)$$

$$r_{51} = -1$$

$$r_{52} = 0$$

$$r_{53} = FH1(y_1, z_1)$$

$$r_{54} = 0$$

$$r_{55} = \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot FH2(y_1, z_1)$$

$$r_{56} = -\frac{H}{K} \cdot (1 - FH1(y_1, z_1)) - \frac{K}{J \cdot \beta} \cdot FH2(y_1, z_1)$$

$$r_{57} = 0$$

$$r_{61} = 0$$

$$r_{62} = 0$$

$$r_{63} = \frac{K}{L \cdot \beta} \cdot FH3(y_1, z_1)$$

$$r_{64} = 0$$

$$r_{65} = FH3(y_1, z_1)$$

$$r_{66} = 1 - FH3(y_1, z_1) - \frac{R}{L \cdot \beta} \cdot FH3(y_1, z_1)$$

$$r_{67} = 0$$

Notă : 1. Funcțiile FH1, FH2, FH3, F4, F5, F6 de mai sus au ecuațiile expresii ca cele din Anexa (4.1) și (4.5)

2. În relațiile de mai sus s-a notat cu :

$$y = \beta \cdot s \cdot T$$

$$z = \alpha \cdot s \cdot T$$

$$y_s = \beta_1 (s_c - s) \cdot T$$

$$z_s = -\alpha (s_c - s) \cdot T$$

$$y_1 = \beta (1 - s_c) \cdot T$$

$$z_1 = -\alpha (1 - s_c) \cdot T$$

B I B L I O G R A F I E

- A1. I.P.Altendorf, F.Werner, K.A.Stracke, Erste Ergebnisse des Probetriebs mit elektrisch angetriebenen Transportern, *ETZ-A*, vol.98, 1977.
- A2. G.Andersson, Chopper-controlled DC Locomotives for one transport, *ASAA*, 1974, vol.47, nr.6.
- A3. A.Alexandrowitz, A.Lemuel-Higles, Control and protection of DC motor by means of SCRs, *IEEE Internat. Convention Digest*, 1967.
- A4. V.V.Andronuk, Analiz elektromagnitnih protesov tizistornih strojno-impulsnih presabroba eloi, *Electricstvo*, nr.2, 1973.
- A5. I.P.Altendorf, A.Kerberlah, N.Seridekis, Vergleichende Betrachtungen zwischen einem Transporter mit Verbrennungsmotor und einem Elektrotransporter, *ETZ-A* 94, 1973, f.11.
- A6. L.Albrecht, D.Scarpetetti, Kritische Betrachtungen zur Einordnung von elektrisch angetriebenen Nutzfahrzeugen in den grossstädtischen Strassenverkehr, *ETZ-A*, Bd.94, 1973, Hll.
- A7. P.Bruxne, P.L.Von Isenheim, I.Vlasek, K.Frech, B.Skrebo, Les thyristors de puissance a conduction inverse au l'integration judicieuse d'un thyristor et d'une diode, *h.C.E. Tom* 37, mai 1978.
- B1. bis P.Bruxne, Les thyristors a conduction inverse et ses applications, *rev.Brown-Boveri* nr.1/1979.
- B2. G.Mosterling, K.A.A.Ether, K.Fischer, Thyristoren - dynamisches Verhalten spezieller Arten, *ETZ-b*, Bd.27, 1975, H 23.
- B3. L.Merek, Can Storage Batteries Save Petroleum Fuels? *Electrical Review*, 1977, vol.199, nr.12.
- B4. D.Horst, Voltage Control by means of Power Thyristors, *IEEE Trans. on I.C.A.*, vol. I.C.A. nr.2 mar/apr.1966.
- B5. G.A.Belov, Krocota perehodnih protesov v tizistornih impulsnih presabrovatelih postrojanovo toka paralelni komutaciji, *Elektrotehnika USSR*, nr.7, 1975.
- B6. V.Is.Šumanis, I.Is.kankis, Elektromagnitnie protesov v udoperežionos tizistornia prerivately, *elektrotehnica USSR*, nr.6, 1975.
- B7. S.Bartes, S.Seborsky, Proben napeti na komutacni kapacite v sbvodech s nucenou komutaci, *Electrotech, sbzov.*, n.S.C., 64, 1975, f.11.

- B3. N. Sharda, Transient response of thyristor controlled D.C. series motor under small disturbances, Journal of. Inst. of. Eng. (India) feb.1976, vol.44-56.
- B9. C. Sader, A. G. Flust, Elektrische Antriebe für Straßenfahrzeuge, Entwicklungsstand und aktuelle Probleme, 414-A, Bd.94, All, 1973.
- B10. J. K. Bose, K. Steigerwald, A DC Motor Control System for Electric Vehicle Drive, IAS-Trans. on IA, vol. IA-14, nr.6, 1978.
- B11. R. S. Borker, D. F. Williamson, Th. D. Stitt, A Modern Chopper Propulsion System for Rapid Transit Application with High Regeneration Capability, IAS Trans. on IA, vol. IA-14, nr.6, 1978.
- B12. A. Belastrino, A. Eisenberg, L. Sciavico, On the Analysis of Chopper Drives, with Pulse Width Modulators, IFAC Symposium, 1974.
- B13. D. Bhattacharyya, S. D. Gupta, Design Analysis of a DC Chopper Drive. In(1)-Journal, vol.57, October 1976.
- B14. L. J. Budde, Wirtschaftliche Aspekte zum Betrieb von Elektro-Kraftfahrzeugen, Elektrizitätswirtschaft, 4 13, 1977.
- B15. I. Balaci, Asupra unui variator de tensiune continuă indirect cu tiristoare. Lucrările sesiunii de comunicări științifice "Electronică aplicată", 8-9 sept.1979, Timișoara.
- B16. I. Balaci, The calculus of Mechanical Characteristics of a Chopper-fed D.C.Motor, Proceedings of the second National Conference on Electrical Drives, Cluj-Napoca, 1980.
- B17. I. Balaci, Asupra intervalului de polarizare inversă la variatoarele de tensiune continuă indirecte, Conferința Națională de Electrotehnică și Electroenergetică, Timișoara, 1982, vol.6, Acționări electrice.
- B18. I. Balaci, Calculul acționărilor cu variatoare indirecte, Comunic. Simpozionului de Mașini Electrice asociate cu Convertitoare statice, București, 1983.
- B19. I. Balaci, L. Serecin, I. Șora, Schemă pentru reglarea cuplului la motorul de c.c. cu excitație separată, utilizând o punte cu tiristoare, Bul.Șt. și tehnic al IFT, Tom 19(33) fasc.2/1974.
- B20. I. Balaci, Asupra funcționării cu curent neîntrerupt a unui motor de c.c. alimentat cu impulsuri de tensiune, Bul.Șt. și tehnic al IFT, Seria Electrotehnică, Tom 25(39), fasc. 1, 1980, p.107.

- B21. I. Balaci, Metodă de calcul a regimului de curent întrerupt la acționările electrice alimentate cu impulsuri de tensiune, Bul. gt. și tehnic al IRI, Seria Electrotehnică, Tom 25(39), fasc.2, 1976, p.47.
- B22. L. Brașovan, B. Seraciu, I. Șora, I. Balaci, C. Schuch, Studiul și realizarea unei noi soluții de acționare electrică a electrocraului de 3 t, Bul. gt. și tehnic al IRI Tom 26(34), fasc.1, 1975.
- B23. M. Pildan, I. Șora, B. Seraciu, I. Balaci, Studiul și realizarea unei noi soluții de acționare electrică la electrocraul de 3 t, folosind variatorul de tensiune continuă. Bul. gt. și tehnic al IRI Tom 22(36), fasc.1, 1977.
- B24. I. Balaci, Metodă de calcul a vitezei medii și a curentului mediu în cazul unui motor de c.c. alimentat de la un variator de tensiune continuă, Lucrările sesiunii de comunicări științifice "Electronică aplicată", 8-9 sept.1979, vol.1.
- B25. V. Popescu, I. Balaci, Furnizarea controlată de microprocesor la motorul de c.c. alimentat prin variator de tensiune continuă, Lucrările Conf. Naț. de Electrotehnică și Electroenergetică, vol.4, Craiova, 1984.
- B26. I. Balaci, Asupra tensiunii medii de ieșire a variatoarelor de tensiune continuă, Conf. Naț. de Electrotehnică și Electroenergetică, vol.7, Craiova, 1984.
- B27. L. Brașovan, Acționări electromeccanice, A.S.R., București, 1967.
- B28. M. V. Boțan, Bazele calculului acționărilor electrice, A.I. București, 1970.
- B29. L. Brașovan, B. Seraciu, I. Șora, I. Balaci, C. Schuch, Protocol pentru faza II-a a contractului de cercetare științifică nr.11359/28.07.1973.
- B30. M. Pildan, I. Șora, B. Seraciu, I. Balaci, Protocol pentru faza IV-a a contractului de cercetare științifică nr.11359/28.07.1973.
- B31. I. Balaci, Influența tensiunii de ieșire a unui V.T.C. asupra curentului și vitezei unui motor de c.c., Referatul II din planul de pregătire la doctorat, Timișoara, 1977.
- B32. L. Brașovan, B. Seraciu, I. Șora, I. Balaci, C. Schuch, Protocol pentru faza I-a a contractului de cercetare științifică nr.11359/28.07.1973.

- B33. V.Popescu, I.Baleci, *Electronică Industrială. Indrumător de lucrări de laborator*, Timisoara, 1930.
- B34. H.Bühler, *Electronique de puissance*, Ed.Dunod, 1931.
- C1. G.Crușu, C.Lupșu, *Programarea la calculatorul Felix C256*, Ed.Științifică, București, 1973.
- D1. S.B.Dewan, D.L.Duff, *Practical consideration in the Design of Commutation for Choppers and Inverters*, IEE Conference Record of Fourth Annual Meeting of Industry and General Appl. Group 1969.
- D2. I.A.Davies, A.C.Kidd, R.E.Beadle, G.Tilstone, *Thyristor Converters for DC Motor Drives*, IEE Conference Publ. 53 on Power Thyristors and Their Applications, May 1969.
- D3. A.K.Latta, K.L.Ray, *Transformer Properties of a Thyristor Chopper*, Journal of. Inst.of Eng. (India), vol.56, Dec.1975.
- D4. I.Dobrovsky, *Bestimmung der Verbraucherstromkurve der Thyristorgleichstromsteller mit indirekter Kommutierung bei der Anwesenheit von Gegenspannung in dem Verbraucherkreis*, IFAC Symposium, 1974.
- D5. G.K.Dubey, W.Shepherd, *Comparative Study of Chopper-Control Techniques for DC Motor Control*, Journal of the Inst. of Eng. (India) Pt.EE, June 1978.
- D6. G.K.Dubey, *Transient Analysis of DC Series Motor Fed by a Chopper with current Limit Control*, IEE, Trans.on IECI, vol.28, nr.3, 1981.
- D7. G.K.Dubey, W.Shepherd, *Transient Analysis of Chopper-Fed DC Series Motor*, IEE Trans. on IECI, vol.28, nr.2, May 1981.
- D8. I.Dances, *Programarea calculatoarelor numerice pentru rezolvarea problemelor cu caracter tehnic și de cercetare științifică*, Ed.Dezis, 1973, Cluj.
- D9. R.K.Davis, *Power Diode and Thyristor Circuits*, London.
- E1. S.Elvin, *Thyristor Chopper equipment in subway cars class C7*, ASEA-J, 1974, vol.47 nr.5, pp.117.
- E2. A.A.Emanuel, *Using Inverters for DC Motor Control*, IEE Trans. on I.A., vol.IA-10, nr.5, sept/oct.1974.
- E3. E.S.Arlicki, A.A.Higles, *New Aspects of Power Improvement*, IEE Trans. on I.G.A., vol.IGA-4, nr.4, July/August, 1968.
- E4. K.K.Bapen, K.Venkatesan, S.C.Gupta, *A Phase Locked Loop DC Motor Control System*, IE(J) Journal (IL), vol.59, June 1979.

- P1. J.Fürster, Lösbare Fahrzeugstromrichter zu Netzentlastung und Stützung, Elektrische Bahnen, 43 Jg.-Bl, 1972.
- P2. P.W.Franklin, Theory of the DC Motor Controlled by Power Pulses, IEEE Conference Record of Fifth Annual Meeting of Industry and General Applications Group, 1970.
- P3. H.Franzen, W.Waldmann, Strassenbahn-Triebwagen mit Thyristor-Gleichstromsteller an elektr. Gleichstrom Fahr-Brems Steuerung, Siemens-Z, Bd.47, H3, 1973.
- P4. J.Finnell, R.Hoft, Thyristor Stop Up Chopper for Modified Series Motor, IFAO Symposium 1974.
- G1. K.L.Ginsbach, Im Blickpunkt: Leistung-Thyristoren, Elektronik, Heft 3, 1989.
- G2. C.Claize, mach sur 3 kw de faible cout, EAI, nr.264, 1979.
- G3. V.Görlach, Zusammenhang zwischen Wirkungsgrad und Reichweite von Elektrofahrzeugen, ETZ-A, Bd 94, 1973, H1.
- H1. P.Hnilica, I.Klima, Modelovani pulsniko menice na analognom pocitaci, Elektrotechn, obzor, 1976, nr.3.
- H2. K.Meintze, H.Wagner, Thyristorsteuerungen für Gleichstrom-Triebfahrzeuge, Siemens-Z, H4, 1965.
- H3. K.Meintze, H.Wagner, Elektronischer Gleichstromsteller zur Geschwindigkeitssteuerung von aus Fahrleitungen gespeisten Gleichstrom-Triebfahrzeugen, ETZ-A, Bd 97, 1966, H5.
- H4. x x x Les Recherches thyristors en traction électrique, AEEC-Revue, nr.2, 1970.
- H5. H.Hagen, Der SAE-Elektrobus, Konzept und erste Erfahrungen, ETZ-A, Bd 94, 1973, H11.
- H6. J.S.Gaitani, W.Shepherd, Method of digital computation of thyristor switching circuits, Proc.IEE, vol.113, nr.3, 1971.
- H7. K.Heumann, Stand und Entwicklungstendenzen von Thyristor-Antrieben mit Induktionsmotoren, VDI-Z Band 119, 1973, nr.22.
- I1. N.Iosif, S.A., Tiristoare și module de putere. Catalog, Ed. Tehnică, 1984.
- I2. Maria Ineca, Analysis and performance of the Chopper-fed series motor drives, Proceedings of the third National Conference on Electrical Drives, Braşov, 1982.
- I3. x x x I.P.A. Aparate pentru automatizarea proceselor tehnologice.
- J1. J.C.Jeeger, C.H.Newstead, Introducere în teoria transformării Laplace cu aplicații în tehnică, Ed.Tehnică, București, 1971.

- K1. L.P.Kreth, Das Betriebsverhalten periodisch geschalteter Gleichstrommaschinen, *EM, H12*, 1967.
- K2. T.Krishnan, B.Kamaswani, A Fast-response DC Motor Speed Control System, *IETE Trans. on IA*, vol. IA-10, nr.5, sept/oct. 1974.
- K3. P.Knapp, Der Gleichstromsteller zum Antrieb und Bremsen von Gleichstromfahrzeugen, *BB, Mitt.*, nr.6/7, 1970.
- K4. P.Knapp, H.Löcker, Stromsteller für Gleichstrom-Triebfahrzeuge, *KUM*, 85, Jg., H3, 1968.
- K5. A.Kelemen, L.Inecs, *Matstoare, Editura didactică și pedagogică*, București, 1978.
- K6. H.Kahlen, Vergleichende Messungen an verschiedenen Elektroantrieben für einen Versuchs-Personenkraftwagen, *ETZ-A*, Bd 94, 1973, H.11.
- K7. K.A.Krishnamurthy, G.K.Dubey, G.M.Kevankar, Analysis of DC Chopper-Fed DC Series Motor, *Journal of the Inst.of Eng.(India)* pt.44, August, 1978.
- K8. H.Kahlen, Antriebe für Elektrospeicherfahrzeuge im Stadtverkehr, *BSC-Nachrichten*, H 10/11, 1976.
- K9. H.Kahlen, Vergleichende Untersuchungen an verschiedenen Gleichstromstellern für Fahrzeugantriebe, *Diss.*, T.H.Aachen, 1973.
- K10. P.K.Kovács, *Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice*, E.T. București, 1980.
- K11. A.Kelemen, *Acționări electrice*, E.D.P. București, Ediția a doua.
- K12. A.Kelemen, G.S., *Matstoare. Aplicații*, E.D.P., București, 1980.
- K13. A.Kelemen, Loris Inecs, *Electronică de putere*, E.D.P., București, 1983.
- K14. J.F.Lindsay, Measurement Problems in Determining the Efficiency of Thyristor-Supplied Motor Drives, *IETE Trans. on IA*, vol. IA-15, nr.1, 1979.
- K15. H.Löcker, Der Gleichstromsteller und seine Anwendung auf vollelektronisch gesteuerten Trolleybussen, *B.B.Litt.*, Bd 57, nr.8/9, 1970.
- K16. B.Io.Levitskii, A.S.Lesnev, N.N.Dulov, Asobennosti rascheta haracteristic zaridnogo impulsnogo preshreshobstela, *Elektrotehnika USSR*, nr.8, 1975.

- k1. P.Bergsma, Autateur-veristeur pour moteur asynchrone, R.G.S.-Tome 87, April, 1978.
- k2. P.Moury, H.Schoorens, G.Sequier, Caracteristiques du transformateur de tension continue utilisant un hacheur en montage parallele, R.G.S., Tome 84, Janvier, 1975.
- k3. M.Labellan, Thyristor choppers using a bridge-connected capacitor for commutation, Proc.IEEE, vol.122, nr.5, 1975.
- k4. M.Kori, K.Sawa, T.Izusa, Harmonic analysis of chopper controlled electric rolling stock, IEEE Trans. on IA, vol.1A-9, nr.3, 1973.
- k5. K.Morgan, Basic Magnetic Functions in Converters and Inverters Including New Soft Commutation, IEEE Trans. on I&A, vol. IGA-2, Jan/Feb. 1966.
- k6. P.F.Masda, Design of high-frequency thyristor-chopper circuits, Electronic Engineering, 1970, febr.
- k7. W.Schuray, Optimum Snubbers for Power Semiconductors, IEEE Trans. on IA, vol.1A-8, nr.5, sept/oct, 1972.
- k8. W.H.Lorren, I.R.Kemsey, R.G.Hoft, 50 kW Thyristor DC-to DC Converter, IEEE Trans. on IA vol.1A-8, nr.5, 1972.
- k9. M.W.Kepner, The classification of SCn inverter circuits, IEEE International Convention Record, Part.4, 1964.
- k10. K.Meyer, Tiristorrele in practică, Autatoare cu comutație forțată, Ed.Tehnică, București, 1970.
- k11. J.de Montaigne, Les trans stors de puissance: pour les applications a la commutation, M.I, nr.267, 1979.
- k12. W.Schuray, Thyristor Commutation in DC Choppers. A comparative Study, IEEE Trans. on IA, vol.1A-14, nr.6, 1978.
- k13. W.Schuray, Stepless Solid-State Controls for battery-powered DC electric vehicles, IFAC-Symposium, 1974.
- k14. A.Luccioli, B.Pietra, Chopper equipment for rapid transit vehicles: control circuits and automatic train operation, IFAC Symposium, 1971.
- k15. I.Batlaș, Convertoare electrice, Universitatea din Bregov, 1983.
- k1. L.Lacabal, Alimentation en courant de machines asynchrones a frequences variable, R.G.S., Tome 87, april.1978.
- k2. L.J.Mieniewski, R.S.Larlesau, Digital Simulation of an SCn-Driven DC Motor, IEEE Trans. on IA, vol.1A-14, nr.4, 1978, pp.341-346.

01. G.A.Öve, G.F.Gras, Einige Überlegungen über das Elektroauto, *ETA*, Jg.95, Nr.3, 1978.
- P1. J.A.Peter, Alimentation en tension d'une machine asynchrone d'induction à fréquence variable, *h.G.h.*, Tome 87, nr.4, 1978.
- P2. K.Parimelagan, V.Kajagopalan, Steady-State Investigation of a Chopper-Fed, DC Motor with Separate Excitation, *IEEE Trans.* vol.IGA-7, Jan/Feb.1971.
- P3. D.Froesch, Elektroobile der Mittelklasse, Überlegungen und Erfahrungen bei der Entwicklung und dem Betriebseinsatz, *ETZ-A*, Bd. 94, 1973, H.11.
- P4. S.Puthal, Novel Closed Loop Control Scheme for Thyristor Fed DC Motor, *IEE Journal - Pt.1*, vol.58, June 1978.
- P5. I.Zoaner, *Electronică Industrială, București*, h.D.P., 1972.
- K1. J.B.Kice, L.Nickels, Commutation dv/dt Effects in Thyristor Three-phase Bridge Converters, *IEEE Trans. on IGA*, vol.IGA-4, nr.6, nov/dec. 1968.
- K2. C.Robinson, Redesign of DC Motor for applications with Thyristor Power Supplies, *IEEE Trans. on IGA*, vol.IGA-4, nr.5, sept/oct. 1968.
- K3. K.Hasmoozty, B.Ilang, The Transient Response of a Thyristor-Controlled Series Motor, *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems* Jan/Feb. 1971, pp.289.
- K4. K.Keizers, Design analysis of multiphase DC Chopper motor drive, *IEEE Conference Record, of Fifth Annual Meeting of Industry and General Appl. Group*, pp.587, 1970.
- P5. G.H.Kevalkar, Digital Computation of SCh Chopper Circuits, *IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instr.* Vol.IECI-20, nr.1, feb.1973.
- K6. K.H.Hashid, Commutation Limits of DC Chopper as o/p voltage control, *Electronic Engineering*, April, 1979, pp.103-105.
- K7. G.H.Kevalkar, V.K.Sandhu, S.K.Deshpande, An Ideal Commutation circuit in a DC Chopper. *Journal of the Inst. of Eng. (India)*, vol.60, Feb.1980.
- K8. G.H.Kevalkar, P.K.Palsetia, Design Criteria of Commutation Circuit in a DC Chopper, *IEEE Trans. on IECI* nr.3, aug.1972.
- K9. K.H.Hashid, Dynamic responses of DC Chopper Controlled Series Motor, *IEEE Trans. on IECI*, vol.28 nr.4, nov.1981.
- K10. C.Kăduți, M.Nicolescu, *Magini electrice, rotative, fabricate în România*. E.S.București, 1981.

811. B. Radović, s.a., Elektrotehnikā, mēsurāri ģi maģini elec-
trica, problēms. s.d.r. Buzareģti, 1974.
81. Z. Singer, A. Emanuel, L. S. Brlicģi, Power regulation by means
of a switched capacitor, Proc. IAA, vol. 119, nr. 2, 1972.
82. H. Seidel, Reaktionschnelle Antriebe mit Gleichstrom-Wever-
mierstellen, Der VAA Elektro-Anlagenbau, 7. Jg., 43, sept.
1971.
83. K. H. Stanton, Instrumentation for Thyristor Control, IEEE
Trans. on IGA, vol. IGA-4, nr. 6, nov/dec. 1968.
84. M. L. Silingardi, Design Criteria for the Optimization of
Series Inductors in AC-DC Thyristor Converters, IEEE, Trans.
on IA, vol. IA-10, nr. 1, Jan/feb. 1974.
85. J. F. Salibi, K. D. Agarwal, G. J. Spix, Induction Motor Control
Schemes for Battery-Powered Electric Car, IEEE Trans. on IGA,
vol. IGA-3, nr. 5, sept/oct., 1967.
86. E. F. Stahl, Intersection Between SCR Drives, IEEE Trans. on
IGA, vol. IGA-4, nr. 6, nov/dec. 1968.
87. x x x SCR Manual. Fifth Edition, G. E. C. New York, Syracuse,
Electronics Park, 1977.
88. L. Schwartz, Gleichstrommotor-Drehzahlsteuerung mit Hochvolt-
Darlingtontransistor, Elektronik, H. 13, 1979.
89. A. A. Söderberg, Kenneth Gunnerson, AC 4, a further develop-
ment of ASEA's thyristor-controlled locomotives, ASEA Jour-
nal, nr. 50, nr. 2, 1977.
90. A. Starberger, Kondensatoren und Drosseln für die Zwangskopp-
elung von Frequenzthyristoren, Elektronik 45, 1979.
91. S. D. Singh, D. N. Sahli, Mathematical Foundation of a Chopper
Controlled Separately Excited DC Motor, Journal of the Inst.
of Eng. (India) pt. 44, Dec. 1979.
92. C. Saal, M. Szabo, Sisteme de seģionare electriceģ. Determine-
rea parametrilor de funcģionare. Ed. Tehnică, Bucureģti.
93. I. Străinescu, Variabile statice de tensiune continuă, Ed.
Tehnică, Bucureģti.
94. C. Saal, Regimurile dinamice de pornire în sistemele de ac-
ģionare cu motor de curent continuu, Elektrotehnica, Bucu-
reģti, Anal 30, nr. 4, mai 1984.
95. C. Saal, T. Comas, Comportarea motorului de curent continuu
alimentat de la un convertor static de tensiune, Comunică-
riile simposiunului de maģini electrice asociate cu conver-
toare statice, Inst. politehnice Bucureģti, 1983.

11. T. Ishioi, S. Izawa, K. Kubota, T. Ogawa, T. Katsuta, Newly Developed Thyristor Chopper Equipment for Electric Railroads, IEEE Trans. on IA, vol. IA-9, nr.3, may/june 1973.
12. F.C. Trutt, A.A. Erdelyi, K.B. Hopkins, Representation of the Magnetization Characteristic of DC Machines for Computer Use, IEEE Trans. on PAS, vol.37-PAS, nr.3, 1968.
13. A. Timotin, ș.a., Lecții de Bazele electrotehnicii, E.D.P. București, 1970.
14. K. Unnikrishnan, Stability Analysis of a thyristor DC-DC Converter, IEEE Trans. on Ind. Electr. and Control Instrum. vol. IECI, nr.3, 1980.
15. K. Venkatesan, S.P. Gupta, Chopper Controlled Kramer Drive, IE(1), Journal (IL), December, 1979.
16. K. Venkatesan, Steady State Analysis of a Phase Controlled DC Series Motor Including Magnetic Saturation Effect, Journal of the Inst. of Eng. (India), vol.59, April 1979.
17. K. Wagner, Elektronischer Gleichstromsteller für die Geschwindigkeitssteuerung elektrischer Triebfahrzeuge, Siemens-Z, 1964, nr.1.
18. K. Wagner, Strom und Spannungsverhältnisse beim Gleichstromsteller, Siemens-Z, H5, 1969.
19. K. Wagner, Gleichstromsteller mit indirekter Kommutierung, Siemens-Z, 43, H7, 1969.
20. K. Wagner, Möglichkeiten der Antibremmung von Gleichstromtriebfahrzeugen, Siemens-Z, 46, 1972, H3.
21. K. Wagner, A. Wolski, Batterie-Triebfahrzeuge mit Gleichstromsteuerung über Siliziumtransistoren, Elektrische Bahnen, 35.Jg. 1964, H10.
22. K. Wagner, Elektronischer Gleichstromsteller als Feldsteller für elektrische Maschinen, Siemens-Z, H6, Juni, 1969.
23. W. Watson, Developments in the design of Thyristors, Electronic Engineering, Nov. 1978.
24. Y.A. Walash, Currents in Rectifier Bridges, IEEE Trans. on Ind. Electronics and Control Instrum. no.3, aug.1971.
25. J.A. Whiting, Chopper control of 1500 V. d.c. traction motors, with rheostatic braking, Sec Journal of Science and Technology, vol.44, no.1, 1977.
26. D.W. Williams, Current Impulse-Commutated Thyristor Chopper, IEEE Trans. on Ind. Electronics and Control Instrum. vol. IECI-27, nr.2, 1980.

- W11. W.Waidmann, K.H.Weigl, Fortschritte in der Elektronischen Steuerung von Schienenfahrzeugen mit Gleichstromstellern für den Nahverkehr, IFAC-Symposium, 1974.
- W12. A.Weltz, Beitrag zur Theorie des Elektromobils, ETZ-A, Bd. 94, 1973, H.11.
- W13. R.Wegner, Thyristortechnik für Gleichstrombahnen, Siemens-Z, 48, 1974, H.10.
- Z1. F.Zsch, Entwicklungsproblematik der modernen Leistungselektronik, EUM, 1975, nr.2.
- Z2. Z.Zeher, A.Alexandrovits, Guidelines on Adaption of Thyristorized Switch for DC Motor Speed Control, IEEB Trans. on Industrial Electronics and Control Instrum. Vol.IECI-17, nr.2, 1970.

C U P I N S

	Pag.
Introducere	1
1. Lista generală de notații	7
2. Criterii de clasificare și comparare a variatoarelor de tensiune continuă	11
2.1. Criterii de clasificare	13
2.1.1. Clasificarea după dispozitivul de putere folosit	13
2.1.2. Clasificarea variatoarelor după tipul comutației forțate a tiristoarelor	15
2.1.3. Clasificarea variatoarelor după modul comutației tiristorului principal	19
2.1.4. Clasificarea variatoarelor după poziția sursei de energie pentru stingere.....	20
2.1.5. Clasificarea variatoarelor după structura circuitului de stingere	21
2.2. Criterii de comparare a diferitelor scheme de variatoare	23
2.2.1. Compararea variatoarelor după timpul de polarizare inversă a tiristoarelor.....	23
2.2.2. Compararea variatoarelor după tensiunea medie de ieșire	25
3. Probleme specifice privind acționările cu variatoare	37
3.1. Motorul de c.c. ca sarcină a variatorului de tensiune continuă	38
3.2. Metode de studiu a sistemelor de acționare cu variator	40
3.3. Ipoteze simplificatoare la metoda de analiză utilizate în lucrare	41
4. Studiu privind acționările cu variatoare și motoare de c.c. cu excitație separată	44
4.1. Studiul sistemelor de acționare fără considerarea intervalului de comutație al variatorului (variator ideal)	45
4.1.1. Reducerea relațiilor de calcul a curentului și vitezei	45
4.1.2. Caracteristici în regimuri cu valori medii constante	49

4.1.3. Organigrama de calcul a caracteristicilor la funcționarea cu valori medii constante	59
4.1.4. Rezultate obținute prin metodele prezentate	60
4.2. Metodă simplificată de calcul a mărimilor corespunzătoare funcționării cu valori medii constante....	66
4.3. Studiul regimului de pornire al sistemelor de acționare cu variatoare de tensiune continuă ideale	71
4.4. Studiul sistemelor de acționare cu luarea în considerare a intervalului de comutație al variatorului	88
4.4.1. Alegerea tipului de variator pentru studiu	88
4.4.2. Analiza variatorului indirect cu sarcina rezistiv-inductivă	89
4.4.3. Organigrama generală de calcul a variatorului indirect cu sarcină R-L.....	101
4.4.4. Rezultatele obținute prin metodele de calcul prezentate	103
4.4.5. Analiza sistemului variator indirect-motor de c.c. cu excitație separată cu considerarea intervalului de comutație	105
4.4.6. Organigramele programelor de calcul ale sistemului de acționare în regim de valori medii constante	120
4.4.7. Rezultatele obținute cu metodele de calcul propuse	122
4.4.8. Studiul regimului de pornire al sistemelor de acționare alimentate prin variatoare indirecte	124
5. Studiu privind acționările cu variatoare de tensiune continuă și motoare de c.c. cu excitație serie	133
5.1. Tratarea caracteristicii intermediare	133
5.2. Analiza regimului cu valori medii constante.....	137
5.3. Calculul caracteristicilor mecanice artificiale	139

5.4. Organigrama programului de calcul	141
5.5. Rezultate obținute prin calcul	146
6. Incercări și rezultate experimentale. Aplicație indus- trială	148
6.1. Determinarea unor parametrii ai sistemului de acționare	153
6.2. Rezultate experimentale la sistemul de acționare cu motor de c.c. cu excitație separată	155
6.3. Caracteristici mecanice artificiale pentru sis- temul de acționare cu motor serie	161
6.4. Aplicație industrială	163
7. Concluzii	165
Anexe	170
Bibliografie	185
Cuprins	196