

UNIVERSITATEA TEHNICA TIMISOARA  
FACULTATEA DE INGINERIE HUNEDOARA

TEZA DE DOCTORAT

STUDIUL INSTALATIILOR ACTIONATE CU ARBORE ELECTRIC  
SI COMANDATE CU MUTATOARE

elaborată de  
ing. IOAN RUJA

UNIVERSITATEA POLITEHNICA TIMISOARA BIBLIOTECA CENTRALA	
LOCATIE.....	70
COTA.....	ET/RUJ
NR. INV.....	671.060

CONDUCATOR STIINTEVIC  
Prof.dr.ing.ANTON SAIMAC

BIBLIOTECA CENTRALA  
UNIVERSITATEA POLITEHNICA  
TIMISOARA

- HUNEDOARA 1993 -

## C U P R I N S U R

	PAG.
<u>INTRODUCEREA</u>	1
<u>CAPITOLUL 1. STADIUL ACTUAL AL COMENZII MASINILOR ELECTRICE CU ORIENTARE DAPA CIMP SI PERSPECTIVELE IN DOMENIUL RECHERIE</u>	
1.1. Considerații generale	3
1.2. Modele utilizate în comanda cu orientare după cimp a mașinilor de curent alternativ.	4
1.3. Tracine și stadiul sistemelor de comanda și soluția ref.	9
<u>CAPITOLUL 2. VARIATOARE STATICE DE FRECVENȚĂ PENTRU COMANDA ȘI RECHERIE MASINILOR ELECTRICE</u>	
2.1. Caracteristica de comandă a arborelui electric alimentat de la variatoare de tensiune alter- nativă.	12
2.2. Alinierea curentului mediu și efectiv prin divi- ziunile și sarcina variatorului bidirecțional.	19
2.2.1. Determinarea impedanței motorului asincron alimentat de la convertorul static.	20
2.2.2. efectuarea calculului.	21
2.3. Calculul tensiunii efective pe sarcină și a tensiunii efective a fundamentalei pe sarcină în cazul variatorului bidirecțional.	23
2.4. Stabilirea expresiei curentului mediu și efectiv prin sarcina variatorului unidirecțional.	24
2.5. Raportarea condițiilor a motorului asincron alimentat de la convertor de cvasicor.	26
2.6. Concluzii.	30
<u>CAPITOLUL 3. METODE DE COMANDĂ ȘI RECHERIE MASINILOR ELECTRICE ALIMENTATE DE LA VARIATOARE STATICE DE FRECVENȚĂ</u>	
3.1. Comanda și rechere cu frecvență cu cimp intermedie de curent continuu.	31
3.1.1. Modelul elementar de frecvență.	31
3.1.2. Alinierea curentului mediu și efectiv prin sarcină de la convertorul static.	42

3.1.3. Dimensionarea principalelor elemente ale convertorului static cu circuit intermediar de curent.	47
3.1.4. Stabilirea funcției de transfer a ansamblului convertor - motor electric.	53
3.2. Modelarea arborelui electric cu grup conducător	56
3.2.1. Reglarea vitezei arborelui electric cu grup conducător prin variația frecvenței sursei de alimentare.	56
3.2.2. Determinarea funcției de transfer a ansamblului de mașini electrice conectate în arbore electric.	59
3.2.3. Stabilirea schemei bloc a sistemului cațean de reglare a vitezei arborelui electric precum și a funcției de transfer a părții fixate sferei de control.	61
3.3. Performanțele instalației experimentale de reglare a vitezei arborelui electric.	62
3.4. Utilizarea calculatorului numeric în reglarea vitezei arborelui electric.	74
3.5. Concluzii.	82
<u>CAPITOLUL 4. REALIZAREA CALCULĂTORULUI ÎN SISTEMUL AUTOMAT DE REGlare</u>	
4.1. Interfața dintre convertor și calculator.	83
4.2. Programul de comandă al invertorului.	86
4.3. Performanțele programului de generare a impulsurilor.	87
<u>CAPITOLUL 5. EXPERIMENTAREA SISTEMULUI</u>	
5.1. Programul de ansamblare.	96
5.2. Instalația și echipamentele de măsurare și înregistrare.	97
5.3. Prezentarea măsurărilor și a experimentărilor	101
5.4. Interpretarea rezultatelor și aspecte critice	122
5.5. Comparări cu exemple din literatura de specialitate.	127
<u>CONCLUZII GENERALE</u>	130
<u>BIBLIOGRAFIE</u>	137

## INTRODUCERE

Un punct de vedere tehnic acționările în curent alternativ prezintă avantaje esențiale. Realizarea la parametri economici superioari a convertizoarelor cu comutație forțată utilizate în acționările cu motoare asincrone sient aceste tipuri de acționări să înlocuiască în viața economică acționările în curent continuu, deoarece de puteri extinziun-se pînă la zeci de megawați.

Progresela permanente în electronica curenților tari și slabi și microprocesoarelor și a tehnicilor de reglare au permis realizarea unor soluții de acționări cu performanțe ridicate.

Utilizarea mașinii asincrone ca element de execuție asociată cu convertorul static conduce la modelarea acestui ansamblu pe baza teoriei fazorilor spațiali care oferă soluții potrivite pentru regianul dinamic stît pentru problemele mașinii electrice cît și pentru cele legate de teoria sistemelor. De aceea există oona tendința realizării unor sisteme de reglare a vitezei acționărilor electrice concepute pe baza principiului orientării după cîmp.

În cadrul tezei s-au studiat diferite aspecte legate de posibilitatea reglării vitezei unui sistem de mașini asincrone conectate în arbore electric.

În scopul reglării vitezei unui arbore electric cu grup conducător cu performanțe tehnice bune și cu randament energetic ridicat, într-o gamă largă de turații s-a propus un sistem automat de reglare a turației care se deosebește de variantele clasice prin utilizarea calculatorului numeric și elimină dificultățile și limitele metodei de reglare bazată pe principiul orientării după cîmp. Acest sistem a fost realizat și experimentat iar problemele tehnice legate de conceperea, proiectarea și experimentarea lui sînt prezentate în capitolele lucrării.

În capitolul întii al lucrării se face o analiză a stadiului acționărilor și a sistemelor de reglare utilizate pînă la zi precum și limitele fizice și tehnice legate de gradul de aplicabilitate în practică.

Capitolul doi cuprinde un studiu teoretic al comportării motorului principal al arborelui electric alimentat de la mutatoare tip variator static de tensiune alternativă unidirecțional și bidirecțional.

În capitolul trei s-a prezentat modelul elementului de execuție conceput sub forma: convertor static cu circuit intermediar de curenț-motor asincron în scurtcircuit, structura sistemului automat, elemente

În ultima perioadă, sistemele de acționări electrice de curent alternativ s-au dezvoltat în paralel cu cele de curent continuu, atât din punct de vedere tehnic cât și economic, iar după părerea cercetătorilor (36) în condiții de cost similare, performanțele tehnice sînt cele decisive în alegerea unei soluții sau a alteia.

Prin folosirea microprocesoarelor și a controlului numeric, acționările de curent alternativ pot atinge în prezent viteze de răspuns și caracteristici de comandă superioare celor de curent continuu.

Cercetările în modelarea mașinilor electrice continuă (6, 76, 5, 55, 56, 113) prin perfecționarea modelelor: în coordonatele fazelor, în axe ortogonale, cu fazori spațiali.

Modelele utilizînd axele ortogonale (5) au permis dezvoltarea sistemelor de conducere automată cu componente analogice și recent cu microprocesoare în sisteme de mașini electrice asociate cu convertoare statice de putere.

Utilizarea fazorilor spațiali (8, 55, 72) teorie aplicată îndeosebi la mașinile cu simetrie cilindrică a permis stăpînirea mai concretă a fenomenelor din mașină cu rezultate deosebite în conceperea și realizarea sistemelor de conducere automată cu orientare după cîmp a mașinilor de curent alternativ.

Perfecționarea invertoarelor prin utilizarea tiristoarelor cu stingere pe poartă (GTO), prin apariția circuitelor integrate și a modulației ăndurată precum și prin dezvoltarea microprocesoarelor a făcut actualmente posibil controlul vectorial al sursei de alimentare de curent alternativ, făcînd mai eficient controlul în tensiune al motorului de curent alternativ. În acest fel motorul de curent alternativ este în situația de a înlocui pe cel de curent continuu în acționări reglabile (113).

#### 1.2. Modele utilizate în comanda cu orientare după cîmp a mașinilor de curent alternativ

Cercetările de dată recentă (55, 56, 58, 8, 113) au demonstrat că se poate realiza comanda motorului, asincron alimentat de la un invertor în așa fel încît acesta să prezinte performanțe în regim staționar și regim dinamic comparabile cu cele oferite de motorul de curent continuu.

Modificarea rapidă a turației în limite prescrise, menținerea ei constantă indiferent de cuplul de la arbore, precum și amortizarea rapidă a proceselor electromecanice tranzitorii din mașină se pot realiza optim prin controlarea valorii cuplului electromagnetic datorită măsurării parametrilor mașinii electrice.

Reglarea optimă a motorului asincron se poate face pe baza principiului orientării după câmp care presupune modelarea acestuia utilizând teoria fazorilor spațiali.

Principiul orientării după câmp constă matematic din raportarea modelului mașinii electrice la un sistem de axe legat de fazorul spațial al fluxului statoric rotoric sau din întrefier. În acest caz mărimile de reglare rezultă direct din componentele fazorului spațial de curent raportat la sistemul de axe orientat după câmp (55).

Reglarea proceselor din mașina asincronă pe baza orientării după câmp constă în esență în stabilirea și controlarea unui unghi electric potrivit între fazorii reprezentativi ai curentului statoric care furnizează mărimile de comandă și fluxurile învârtitoare care înlănțuie înfășurarea statorică rotorică sau din întrefier (26); modificarea unghiului se obține pe seama componentelor curentului statoric, descompus pe direcția fluxului, respectiv pe una ortogonală pe aceasta.

La utilizarea fazorilor spațiali în teoria reglării s-a presupus o simetrie spațială a înfășurărilor și o distribuție sinusoidală a acestora.

Studiul proceselor din mașină cu fazorii spațiali poate fi extins și pentru armonici de ordin superior care apar datorită distribuției înfășurărilor și a neregularităților întrefierului mașinii electrice.

Aplicarea teoriei fazorilor spațiali în modelarea și automatizarea mașinii asincrone conduce la o serie de avantaje:

- comportarea mașinii este descrisă de o singură ecuație matricială sau vectorială
- caracterizarea mașinii se poate face pentru orice variație a parametrilor de intrare
- se evidențiază atât mărimile de fază cât și componentele modelului bifazat prin proiectarea fazorului pe axele ortogonale (d - q).
- pe lângă componenta de succesiune directă și inversă se precizează componenta homopolară  $\varepsilon_0 = 1/3(\varepsilon_a + \varepsilon_b + \varepsilon_c)$

- fenomenele fizice din mașină pot fi descrise și interpretate, metodele de reglare putînd fi generalizate și simplificate; curenții și tensiunile din axele(d - q) apar în buclele de reglare orientate după cîmp, în afara mașinii, iar fluxurile după același axecapar în întrefierul mașinii unde pot fi măsurate cu ajutorul traductorilor.

Cuplul electromagnetic instantaneu al unei mașini de curent alternativ (55) utilizînd fazorii spațiali are expresia :

$m_{el} = 3/2 p (\phi_m^* i_s) = 3/2 p (\phi_m i_r^*)$  unde  $\phi_m^*$  este valoarea complex conjugată a fazorului spațial pentru fluxul de magnetizare a mașinii.

Cunoscînd expresiile din planul complex pentru fazorii  $\phi_m = \phi_{md} + j \phi_{mq}$  și  $i_s = i_{sd} + j i_{sq}$  rezultă

$m_{el} = 3/2 p (\phi_{md} i_{sq} - \phi_{mq} i_{sd}) = 3/2 p (\phi_{mq} i_{rd} - \phi_{md} i_{rq})$  adică expresia cuplului electromagnetic indiferent de sistemul de axe de coordonate față de care sînt definiți fazorii spațiali.

Prin alegerea axei reale(d) suprapusă peste direcția fazorului  $\phi_m$  din mașină, conform figurii 1 se obține  $\phi_m = \phi_{md} + j \phi_{mq}$  sau:

$$\phi_m = \begin{bmatrix} \phi_{md} \\ \phi_{mq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_m \\ 0 \end{bmatrix} \text{ unde } \lambda \text{ este unghiul format}$$

de fazorul  $\phi_m$  și axa magnetică a fazei statoare.

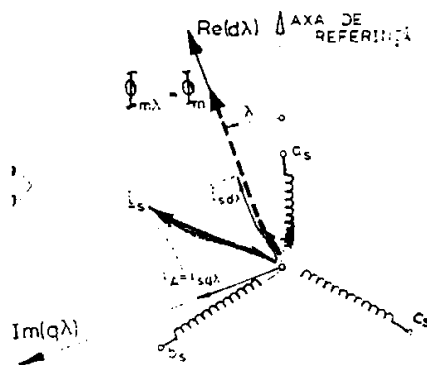


Fig1. Explicativă pentru stabilirea expresiei cuplului mașinii asincrone, într-un sistem de axe rotativ, orientat după flux.

Păcînd  $i_{sd} = 0$  în expresia cuplului se obține :

$$m_{el} = 3/2 p \phi_m i_{sq\lambda} = k \phi_m i_{sq\lambda} \quad (6) \text{ adică o relație analoagă}$$

cu cea a motorului de curent continuu.

Deci și mașina asincronă poate fi reglată prin controlarea fluxului magnetic și a componentei active a curentului statoric care contribuie la producerea cuplului electromagnetic.

Bazat pe această relație și pe proprietățile fazorilor spațiali s-au conceput diferite modele ale mașinii asincrone care permit comanda acestei mașini după: fluxul rotoric, fluxul din întrefier, fluxul statoric.

Deși comanda vectorială a fost propusă cu peste un deceniu în urmă prin studiile lui F. Blaschke (8) abia de curînd a început să fie aplicată grație descoperirilor din tehnica circuitelor integrate și al microprocesoarelor (5, 55, 113).

Mărimea de reglare este determinată de caracterul convertorului de alimentare, care furnizează curent sau tensiune reglabilă la ieșire și caracterizează fazorul spațial al curentului sau tensiunii statorului mașinii asincrone.

Configurația sistemelor care utilizează convertor static de curent (C.S.C.) sau de tensiune (C.S.T.) este prezentată în fig. 2.

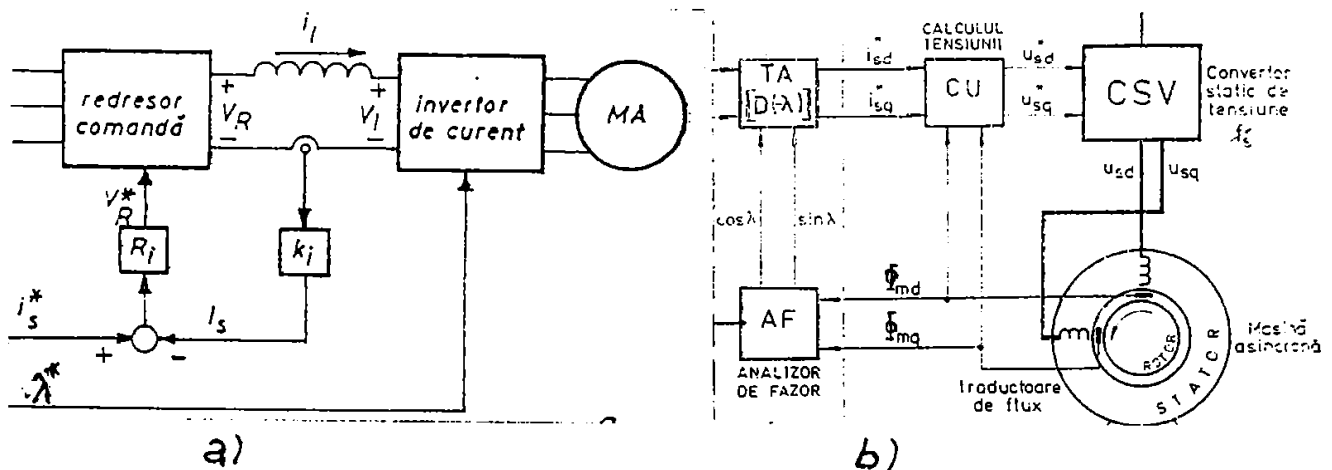


Fig. 2. Schema bloc a comenzii vectoriale utilizînd :

a) convertor de curent;                      b) convertor de tensiune

În ambele cazuri mărimile de intrare sînt amplitudinea  $i_s$  a fazorului spațial de curent și unghiul  $\lambda$  precizat anterior.

Inverterul de curent (fig. 2.a) comută curentul continuu secvențial în fazele sale de ieșire, în ritmul comenzii, producînd un sistem de curenți alternativi, trifazat. Amplitudinea curentului fiind comandată în buclă închisă.

Dacă convertorul este de tensiune (fig. 2.b) este necesar un bloc care realizează calculul mărimilor de comandă în tensiune a inverterului din aceleași mărimi de intrare ( $i_s$  și  $\lambda$ ).



Adaptarea mărimilor de reglare în vederea utilizării lor în sistemul automat se realizează prin utilizarea unor blocuri specifice: de calcul, de transformări de axe, transformări de sistem și analizor de fazori, conectate corespunzător în sistem.

Din alt punct de vedere comenzile cu orientare după câmp fie că sînt orientate după fluxul rotoric, statoric sau din întrefier se împart în: comenzi vectoriale directe și comenzi vectoriale indirecte.

Comanda vectorială directă este prezentată în fig.43.

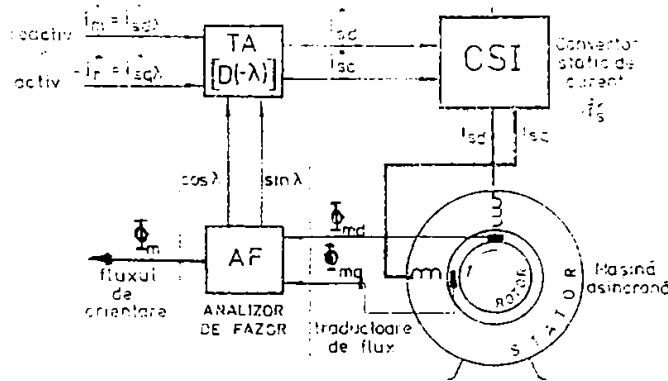


Fig.43. Comanda vectorială în măsurarea directă a fluxului.

Conform acestei scheme, metoda de comandă constă în determinarea modulului fluxului și a unghiului  $\lambda$  din măsurătorile directe utilizând relațiile: (55)

$$\Phi = \sqrt{\Phi_d^2 + \Phi_q^2} \quad \text{și} \quad \lambda = \arctg_s \frac{\Phi_q}{\Phi_d} \quad [1.1]$$

$$i_{sd\lambda} = i_{sd} \cos \lambda + i_{sq} \sin \lambda \quad ; \quad [1.2]$$

$$i_{sq\lambda} = -i_{sd} \sin \lambda + i_{sq} \cos \lambda \quad \text{care permit determinarea}$$

unghiului de cuplu  $\lambda$  (55).

Schema de reglare cu măsurarea indirectă a fluxului utilizează blocuri de calcul care permit determinarea acestuia din tensiunile și curenții statorici măsurați (8,55).

Trăsătura specifică a acestui tip de control vectorial o constituie calcularea poziției unghiulare a fluxului, necesitînd un senzor de viteză.

Cercetările actuale sînt axate pe îmbunătățirea acestei metode de comandă (8,55,5,59) deoarece nu s-a reușit înlăturarea

dezavantajelor cauzate de modificarea valorilor parametrilor (inductanță și rezistență) motorului asincron cu temperatura, nivelul fluxului din mașină precum și influența efectului pelicular.

Reglarea bazată pe principiul orientării după câmp poate fi aplicată fără nici o restricție de tipul convertorului static. Aceste influențează structura schemelor de comandă în ceea ce privește calculul mărimilor de comandă. Schemele simple se realizează cu convertoare statice cu circuit intermediar sursă de curent, iar cele mai complicate conțin convertoare cu sursă de tensiune și modulație în lățime a pulsului (PWM).

Elaborarea unor modele matematice multivariabile (22) pentru descrierea funcționării sistemelor de acționare cu motor de curent continuu și cu motor de curent alternativ alimentat prin intermediul convertoarelor statice au permis realizarea unor sisteme de conducere optimă a acționărilor electrice.

Ansamblul format din elementul de execuție (convertor tiristorizat) și motor electric poate fi considerat ca generator de impulsuri de durată, amplitudine și forță variabilă fapt care impune proiectarea optimă a unor fenomene specifice cum sînt: regimul de curent întrerupt; pierderile suplimentare în motorul electric; regimul deformant; etc.

### 1.3. Analiza critică a sistemelor de comandă existente și soluții noi.

Aplicarea sistemelor de reglare prezentate anterior atît pe instalații de laborator cît și în instalații industriale au condus la o serie de dezavantaje sau la rezultate ne semnificative din punct de vedere al performanțelor tehnice.

Acestea se referă la :

- modifcări și construcții ajutătoare la mașina asincronă în vederea măsurării directe a cîmpului în întrefier.
- sensibilitatea traductoarelor de măsură a cîmpului
- complexitatea mare a schemelor de reglare atît pe calea directă cît și pe cea de reacție, în vederea compensării mărimilor de orientare.

- limitarea timpilor de eşantionare în prelucrarea numerică a datelor ( $150\mu\text{s}$  -  $1\text{ms}$ ).

- nu se ține seama de variația rezistențelor precum și de saturația fierului.

- necesitatea utilizării unor blocuri complicate pentru efectuarea transformărilor și a calculelor.

- nu se dă o soluție analitică a regimului tranzitoriu al motorului asincron.

Fenomenele electromagnetice tranzitorii ale motoarelor de curent alternativ sînt în continuare supuse investigațiilor. În sistemele de reglare, aceste regimuri predomină, impunîndu-se o mai atentă cercetare a lor.

Teoria modernă a motoarelor de curent alternativ a introdus prin cercetările cele mai recente (115) metoda vectorului rotitor amortizat, în care variabilele de stare se exprimă cu expresia:  $\underline{i} = \sqrt{2} \cdot I \cdot e^{(s \cdot t + \varphi)}$ ;  $s = -\lambda + j \cdot \omega$  [13].

Bazat pe aceasta a apărut metoda separării fazelor în analiza fenomenelor tranzitorii și apoi metoda accelerării câmpului prin care caracteristicile motorului sînt liniarizate. Modelele propuse pentru motorul asincron utilizînd la intrare mărimi treaptă de curent sau de tensiune permit accelerarea răspunsului cuplului motorului controlat.

În cazul tezei de doctorat care se ocupă cu studiul instalațiilor acționate cu arbore electric și comandate cu mutatoare se regăsesc principalele probleme referitoare la comportarea motoarelor asincrone alimentate de la convertoare statice și comandate în funcție de frecvență.

În ideea înlăturării la o serie de dezavantaje precizate anterior s-a propus un sistem de reglare a motorului asincron care face parte din arborele electric, comanda acestuia făcîndu-se în frecvență și păstrînd raportul  $U/f = \text{ct}$ .

Schema bloc a sistemului de reglare este următoarea:

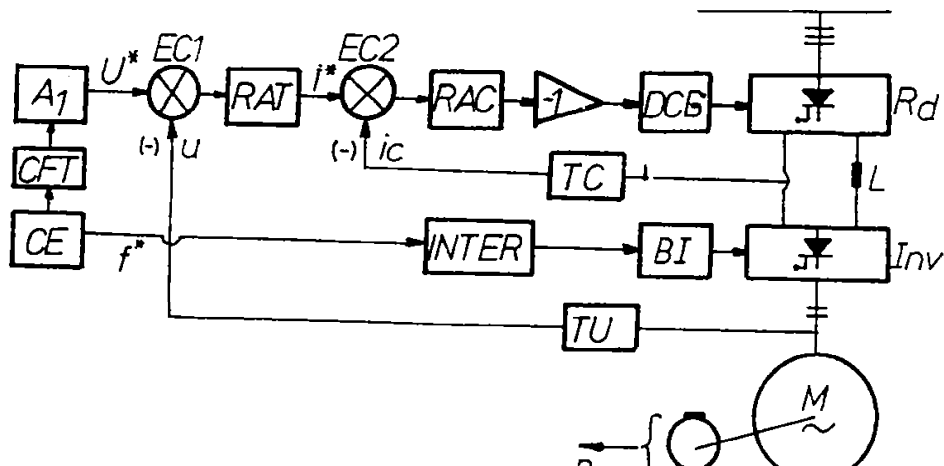


Fig. 4. Sistem automat de reglare a turației motorului asincron, păstrînd raportul  $U/f = ct.$

Calculatorul electronic are în acest sistem un rol dublu: de element de referință pentru regulatorul principal de tensiune (RAT) și de generator de impulsuri de frecvență dorită pentru invertorul tip sursă de curent care alimentează motorul asincron.

Pe lângă calculatorul numeric, programat corespunzător, elementele componente ale sistemului sînt:

BI - bloc de impulsuri pentru distribuirea acestora pe grilele tiristoarelor invertorului de curent.

Interfața care asigură conectarea calculatorului la blocul de impulsuri; C.F.T. - convertor frecvență - tensiune;  $A_1$  - amplificator; EC1, EC2 - elemente de comparație; RAT - regulator automat de tensiune care reglează parametrul principal, turația motorului; A2 - adaptor; RAC - regulator automat de curent care asigură reglarea parametrului secundar, curentul din circuitul intermediar; DCG - dispozitiv de comandă pe grilă cu sincronizare de la rețea, care comandă tensiunea de ieșire a redresorului; TC - traductor de curent; Tg - tahogenerator; Rd - redresor comandat; Inv - inverter; L - bobina de netezire din circuitul intermediar.

Această schemă este de largă utilizare, permițînd o reglare în cascadă a instalației acționare cu performanțe bune.

Se înlătură astfel utilizarea unor circuite integrate specializate de tipul NEF 4752 V produse de firma MBEE.

Prin realizarea schemei de comandă în cascadă se obțin caracteristici dinamice superioare sistemului cu orientare după câmp precum și o limitare a curentului în circuitul intermediar, protejînd instalația.

Schema nu necesită traductoare speciale, fiind necesare doar traductoare obișnuite pentru măsurarea curenților și a *tensiunii*. De asemenea nu este necesar a se face intervenții la mașina electrică, modificîndu-i parametrii.

Realizînd schema cu un număr redus de dispozitive de automatizare și constantele de timp suplimentare sînt mai mici.

Performanțele dinamice ale sistemului în ansamblu depind de timpul microprocesorului conținut de calculator precum și de programul de generare a impulsurilor întocmit pentru domeniul de frecvență dorit.

CAPITOLUL 2

VARIATOARE STATICE DE TENSIUNE UTILIZATE ÎN  
ACȚIONARI CU ARBORE ELECTRIC

2.1 Caracteristica de comandă a arborelui electric alimentat de la  
variatoare de tensiune alternativă

În acest capitol se tratează aspecte legate de comportarea arbore-  
lui electric alimentat de la variatoare cu funcția de variatoare de  
tensiune alternativă. Paragraf. 2.2:2.3:2.4 sînt contribuții personale.

a) Generalități

Pentru alimentarea motorului asincron în scurtcircuit al arborelui  
electric cu grup conducător se pot utiliza variatoare statice de ten-  
siune alternativă realizate cu tiristoare sau triacuri precum și cu  
tiristoare și diode sub forma unor contactoare bidirecționale sau  
unidirecționale

Un astfel de alimentare este prezentată în figura 2.1

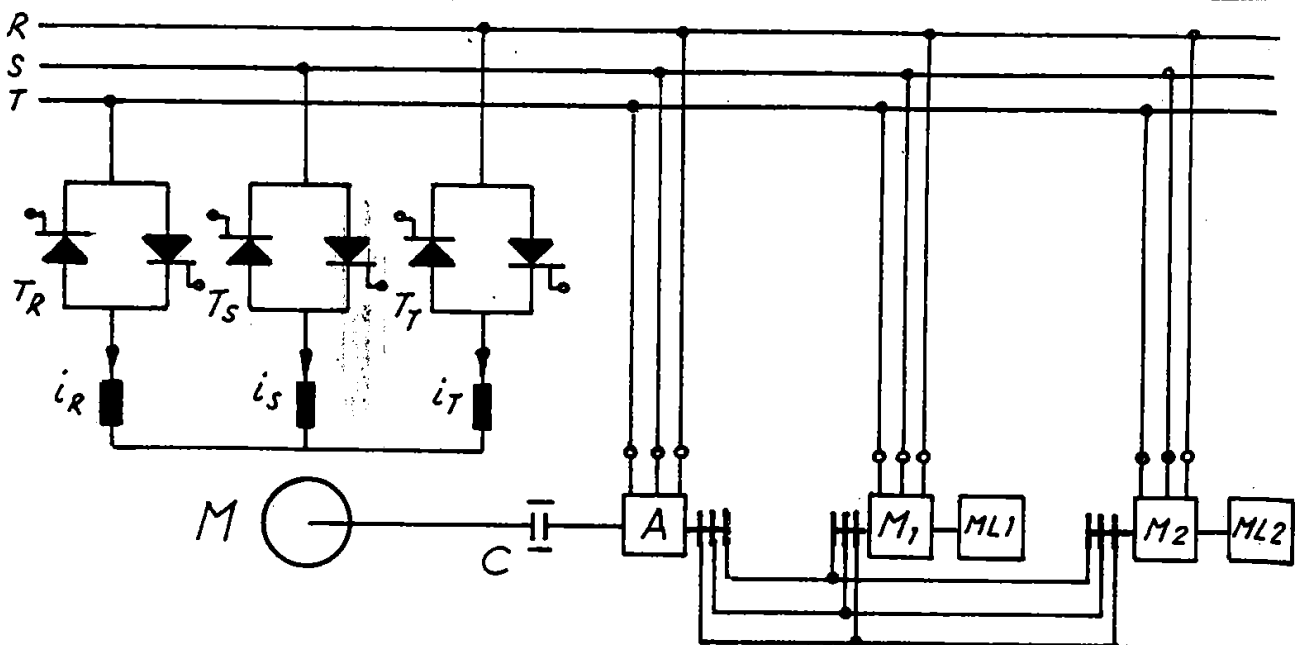


Fig 2.1 Schema electrică de alimentare a unui arbore electric  
de la un variator de tensiune alternativă bidirecțional.

$T_R, T_S, T_T$  -întreruptoare pe fază;  $M$  -motorul grupului conducător;  
 $C$  -cuplaaj;  $A$  -mașină auxiliară;  $M_1, M_2$  -motoare cu inele conectate în  
arbore electric;  $ML1, ML2$  -mașini de lucru.

Forma de variație în timp a tensiunii și curenților prin înfășura-  
rea statorică a motorului  $M$  poate fi determinată prin stabilirea  
duratelor de conducție ale dispozitivelor semiconductoare  $T_R, T_S, T_T$   
de pe fiecare fază, (56, 57).

Pentru o sarcină pur inductivă, diagramele curenților și tensiunilor se prezintă ca în fig 2.2.

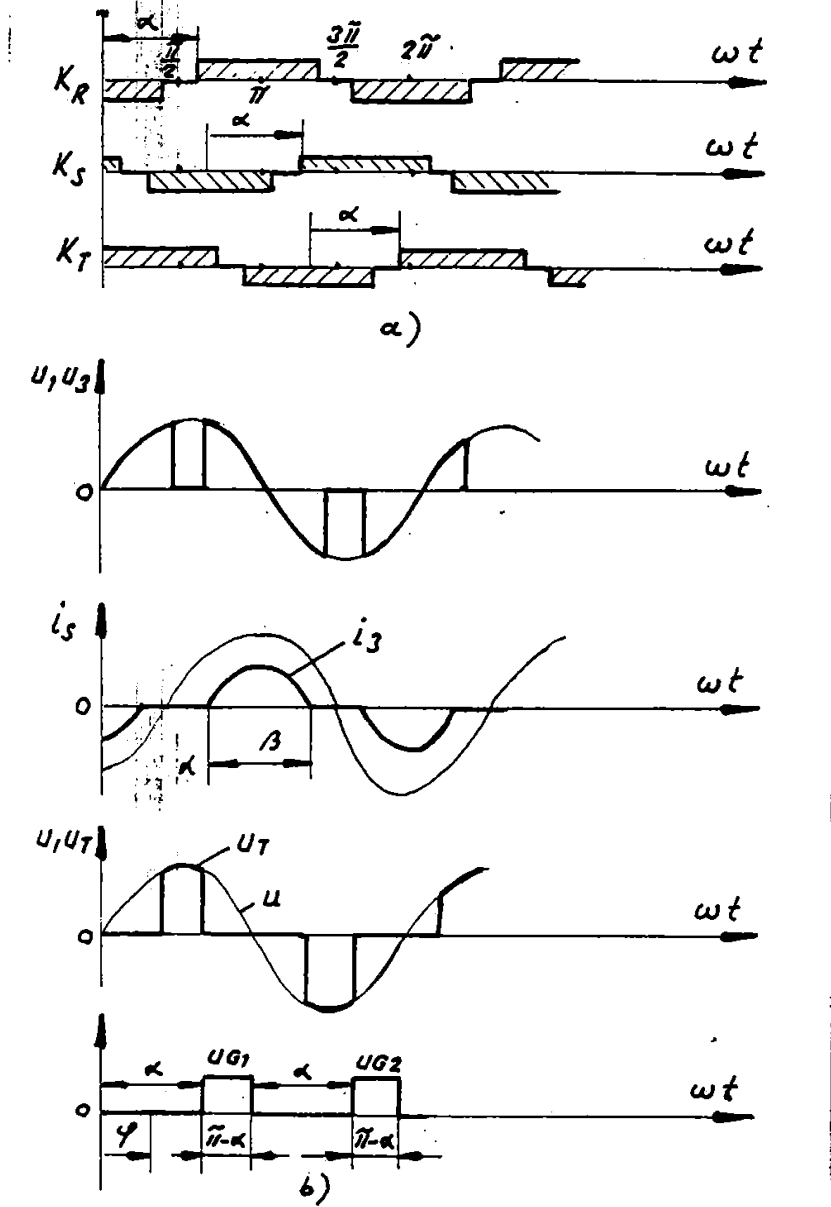


Fig 2.2. Formele de undă ale parametrilor variatorului de curent alternativ:

- a) duratele de conducție ale întreruptoarelor de pe fazele R,S,T  
 b) tensiunea și curentul printr-o fază a variatorului corespunzător sarcinii pur inductive ( $\varphi = \frac{\pi}{2}$ );

$u$  - tensiunea de fază alternativă

$u_s$  - tensiunea pe sarcină (fază motorului)

$u_T$  - tensiunea pe tiristor

$i_s$  - curentul prin fază motorului

$u_{G1}, u_{G2}$  - impulsurile de tensiune pe grilele tiristoarelor care conectează o fază

$\alpha$  - unghiul de comandă al tiristoarelor;  $\beta$  - unghiul de conducție

Considerînd sarcină inductivă ( $R_s \neq 0$  și  $L_s \neq 0$ ), pentru o fază a varistorului, cu schema din fig.2.3 a) și cu defazajul  $\varphi = \arctg \frac{\omega \cdot L_s}{R_s}$  formele de undă ale curentului și tensiunii sînt cele din fig.2.3.b)

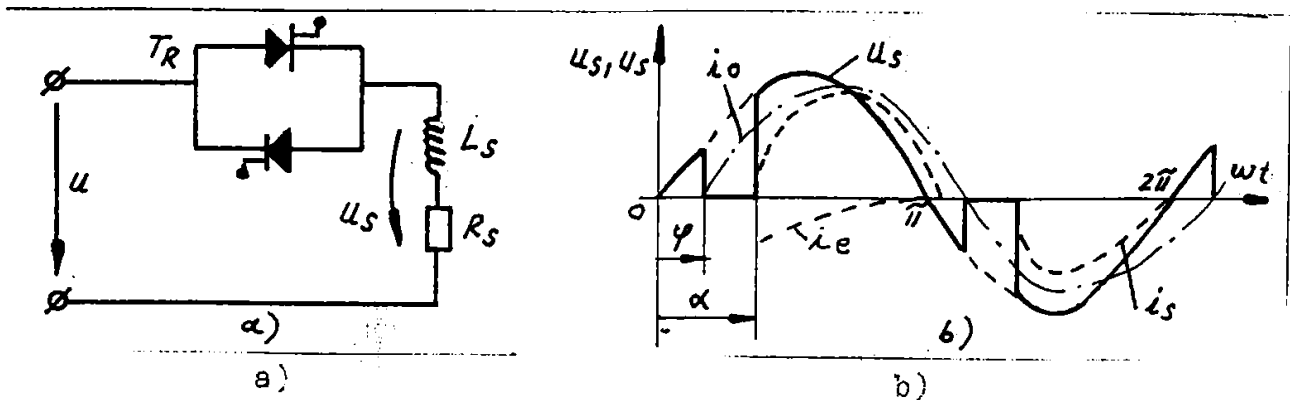


Fig.2.3 Formele de undă ale tensiunii și curentului prin sarcină inductivă, conectată cu un varistor de curent alternativ;

$u_s$  - tensiunea pe sarcină;  $i_s$  - curentul prin sarcină,  $(107) \frac{\omega \cdot t - \alpha}{-\omega \cdot L_s / R_s}$

$$i_s = i_0 + i_e = \frac{U\sqrt{2}}{\sqrt{R_s^2 + \omega^2 L_s^2}} \sin(\omega \cdot t - \varphi) - \frac{U\sqrt{2}}{\sqrt{R_s^2 + \omega^2 L_s^2}} e^{-\frac{\omega \cdot t - \alpha}{-\omega \cdot L_s / R_s}} \cdot \sin(\alpha - \varphi)$$

Valoarea unghiului de blocare a conducerii curentului se calculează din condiția  $i_s(\alpha_0) = 0$ ; rezultînd ecuația: (57)

$$\sin(\alpha_0 - \varphi) - e^{-\frac{\alpha_0 - \alpha}{-\omega \cdot L_s / R_s}} \cdot \sin(\alpha - \varphi) = 0 \quad [21]$$

Analizînd această ecuație transcendentă se constată că  $\alpha_0$  depinde de doi parametri:

- de unghiul de comandă  $\alpha$  al tiristorului
- de defazajul  $\varphi$  al sarcinii.

Pentru sarcină constituită din motor asincron în scurtcircuit unghiul  $\varphi$  variază între  $90^\circ$  pentru cazul ideal de sincronism și aproximativ  $0^\circ$  la funcționarea normală în sarcină.

b) Cazul cel mai apropiat de funcționarea reală îl constituie sarcină rezistiv-inductivă cu tensiune electromotoare a cărei schemă se prezintă în fig.2.4, alimentată de la un varistor bidirecțional.

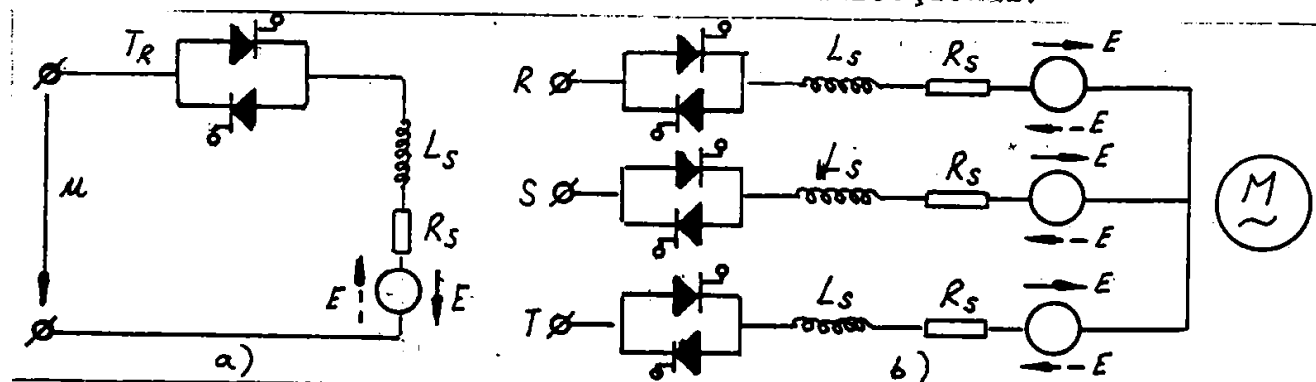


Fig.2.4

În fig 2.5. se prezintă o diagramă utilă în determinarea unghiului de blocare, în calculele de proiectare (57)

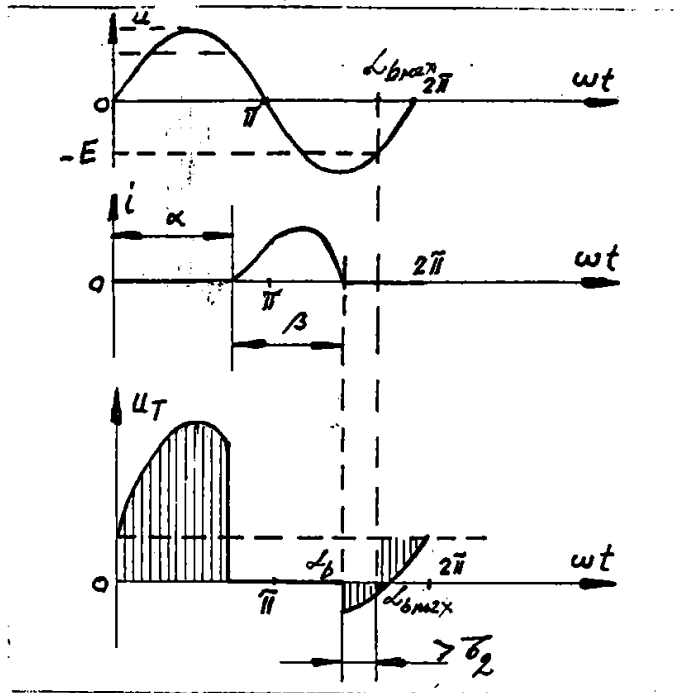


Fig. 2.5. Diagramă pentru calculul unghiului  $\alpha$

Valoarea medie a curentului prin tiristor este dată de relația: (57)

$$I_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i(\omega.t) d(\omega.t) = \frac{U_m}{Z} \cdot \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \beta) - \phi \beta}{2 \cdot \pi \cdot \cos \varphi} \quad [2.2]$$

iar valoarea efectivă a curentului prin tiristor este :

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} [i(\omega.t)]^2 d(\omega.t)} = \frac{U_m}{\sqrt{2} \cdot Z} \left[ \frac{\beta - \alpha}{\pi} - \frac{\sin(\beta - \alpha) \cdot \cos(\alpha + \beta + \varphi)}{\pi \cdot \cos \varphi} \right]^{\frac{1}{2}} \quad [2.3]$$

Comanda intrării în conducție a variatorului pe sarcină resistiv-inductivă sau inductivă, în momentul trecerii prin zero a tensiunii de alimentare, determină un proces tranzitoriu care poate conduce la o valoare mare a amplitudinii curentului în prime semiperioadă încetarea conducerii are loc în acest caz cu o întârziere față de ultima trecere prin zero a tensiunii ceea ce conduce la modificarea valorii reale a unghiului de conducție

Înlăturarea acestor efecte se poate face prin aplicarea comenzii de amorsare cu o întârziere  $\alpha = \varphi$  egală cu unghiul de defazăaj al sarcinii

Fie  $\lambda_0 = \cos \varphi$ , factorul de putere al sarcinii. Din considerente fizice, puterea sarcinii nu poate fi reglată decât în domeniul:  $\varphi \leq \alpha \leq \pi$ .

Dependența factorului de putere  $\lambda$  de unghiul de comandă este arătată în fig 2.6a (10).



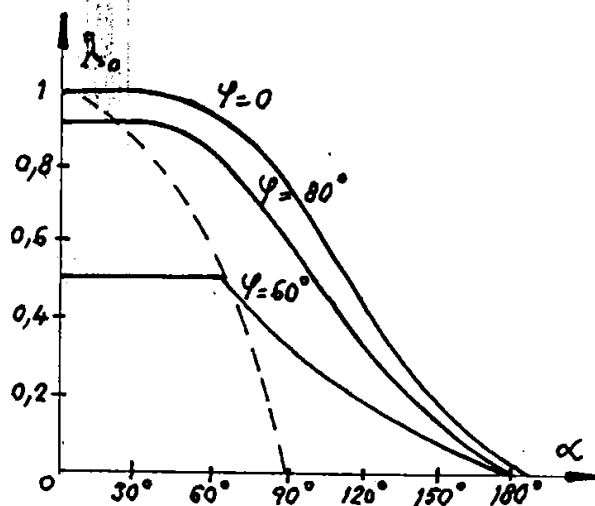


Fig 2.6. Dependența  $\lambda_0 = f(\alpha)$  a variatorului de curent alternativ pentru o sarcină inductivă

În schemele practice comanda tiristoarelor se impune a fi realizată cu impulsuri suficient de lungi în caz contrar pentru primul tiristor care este amorțat își prelungește conducția și după dispoziția impulsului de comandă pentru sensul opus ceea ce împiedică intrarea în conducție a celui de-al doilea tiristor realizând un mod defectuos de funcționare al variatorului.

În experimentările efectuate cu contactoare statice pentru alimentarea sarcinilor inductiv-rezistive de puteri (1,1 - 30)W s-au realizat impulsuri de comandă cu durată de  $200 \mu s$ , rezultatele experimentale și forma impulsurilor fiind prezentate în cap V al lucrării.

La contactoarele bidirecționale trifazate, curentul poate circula dacă cel puțin două tiristoare sînt în stare de conducție rezultînd că fiecare tiristor trebuie să fie comandat cu cîte o pereche de impulsuri pe perioadă, fapt care conduce la  $0 \leq \beta \leq 150^\circ$ .

### c) Variatorul unidirecțional

În cazul utilizării variatorului unidirecțional, prezentat în fig 2.7., în timpul conducției inverse calea de curent este asigurată prin cîte cel puțin o diodă, atît timp cît tiristorul comandat are tensiunea fazei sale mai mare decît celelalte două, fapt care conduce la generarea a doar unui impuls de comandă pe perioadă, domeniul de reglaj fiind:  $0 < \alpha < 120^\circ$ .

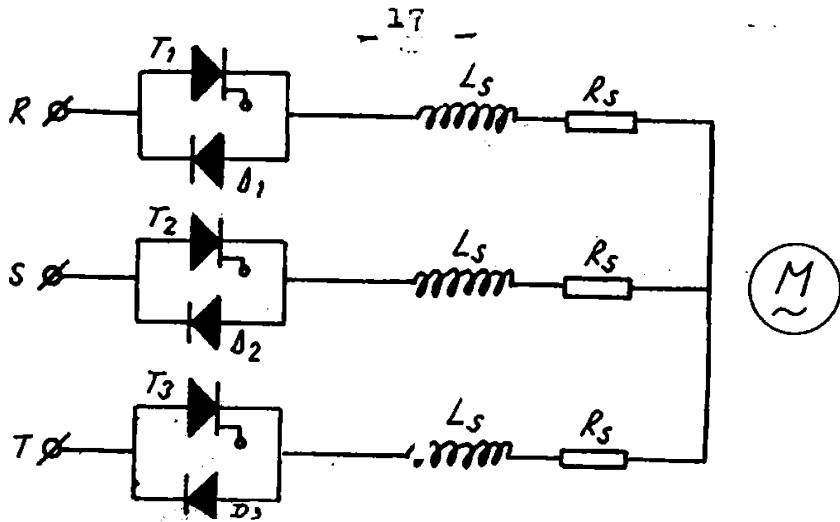


Fig.2.7. Variator static de curent alternativ unidirecțional

În acest caz forma de undă a tensiunii pe faza statorică a motorului nu este simetrică pentru pulsul pozitiv și negativ, determinând apariția unui număr mai mare de armonici, spectrul acestor armonici de tensiune conținând și pe cele pare din spectru lipsesc doar armonicele trei și multiplele ei (16, 57').

Formele de undă teoretice pentru contactorul unidirecțional care alimentează motorul principal și arborelui electric studiat sînt prezentate în fig 2.8.

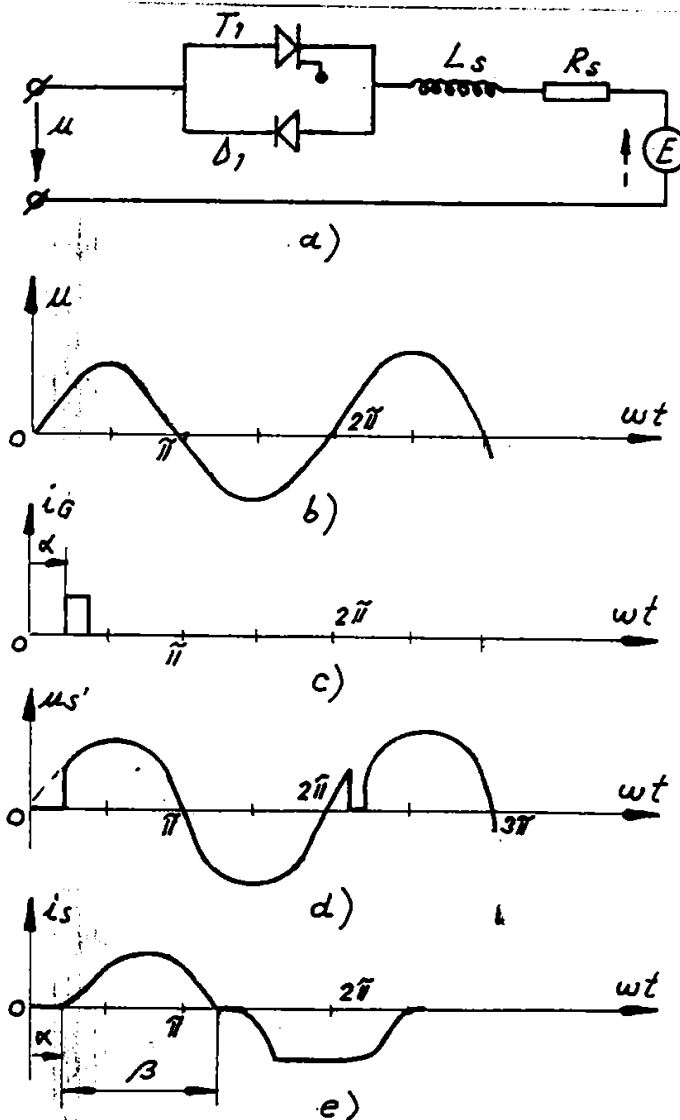


Fig.2.8.

Fig 2.8. Formele de undă pentru variatorul unidirecțional  
 a) schema monofazată; b) forma tensiunii de fază; c) impulsul de comandă al tiristorului; d) tensiunea pe fază statorică a motorului; e) curentul prin sarcină fază statorică)

Caracteristica de comandă  $\frac{I_s}{I_{so}} = f(\alpha)$ , a variatorului trifazat, bidirecțional, realizat cu T16 1200 care comandă motorul asincron în scurtcircuit al grupului conducător al arborelui electric este prezentată în fig 2.9.  $I_s$  reprezintă valoarea efectivă prin fază motorului la  $\alpha \neq 0$  iar  $I_{so}$  valoarea efectivă prin aceeași fază pentru  $\alpha = 0$ .

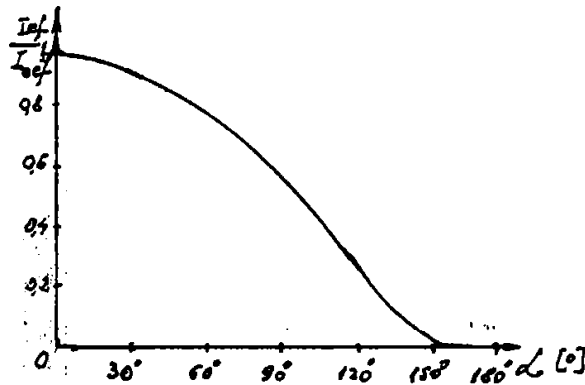


Fig 2.9. Caracteristica de comandă a variatorului de tensiune bidirecțional ( $P_{motor} = 1,1 \text{ Kw}$ ).

Schemele de variatoare de tensiune alternativă cunoscute permit comanda simetrică în tensiune efectivă subnominală a arborelui electric studiat, prezentat în fig 2.1

În urma studiului analitic și experimental s-a constatat prezența în componente curenților și a tensiunilor statorice a armonicilor superioare care conduc la pierderi suplimentare în motor, precum și la cupluri pendulare sînt prezente armonicile de ordinul 35 și 7, fapt care conduce la scăderea randamentului global al motorului principal al grupului conducător. Funcție de schema de conexiune a tiristoarelor în fazele motorului, armonica a treia a curentului poate fi eliminată

Pierderile prin magnetizare-demagnetizare și prin curenți turbionari nu prezintă practic interes, deoarece scăderea tensiunii conduce la micșorarea pierderilor datorită fundamentalei, iar pierderile suplimentare cauzate de armonicile superioare ale tensiunii se compensează prin scăderea amplitudinii fluxului magnetizant ( 40 ).

2.2 Calculul curentului mediu și efectiv prin tiristoarele și sarcina variatorului bidirecțional pentru  $\alpha = 90^\circ$ ;  $\alpha = \varphi$  și  $\alpha = 30^\circ$

Sarcina variatorului o constituie motorul asincron cu inele care intră în componența unui arbore electric de lucru și are următoarele date nominale : serviciul  $S_3$  ;  $P_N = 26 \text{ Kw}$  ;  $\eta = 60\%$  ;  $I_1 = 55 \text{ A}$  ;  
 $I_2 = 65 \text{ A}$  ;  $n = 962 \text{ rot/min}$  ;  $p = 3$  ;  $U = 220 \text{ V}$  ;  $\frac{I_p}{I_N} = 5,5$  ;  $\frac{M_p}{M_N} = 1,5$  ;  
 $\frac{M_k}{M_N} = 3,8$  ;  $m = 3$  ;  $U_{e2} = 314 \text{ V}$  ;  $\cos \varphi = 0,8$  ;  $\zeta = 0,87$  cu datele de catalog  $R_1 = 0,09 \ \Omega$  ;  $R_{2N} = 0,0538 \ \Omega$  ;  $R'_{2N} = 0,085 \ \Omega$  ;  $X_1 = 0,213 \ \Omega$  ;  
 $X'_2 = 0,221 \ \Omega$  ;  $J = 1,14 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$

Schema electrică a instalației este prezentată în fig 2.10.

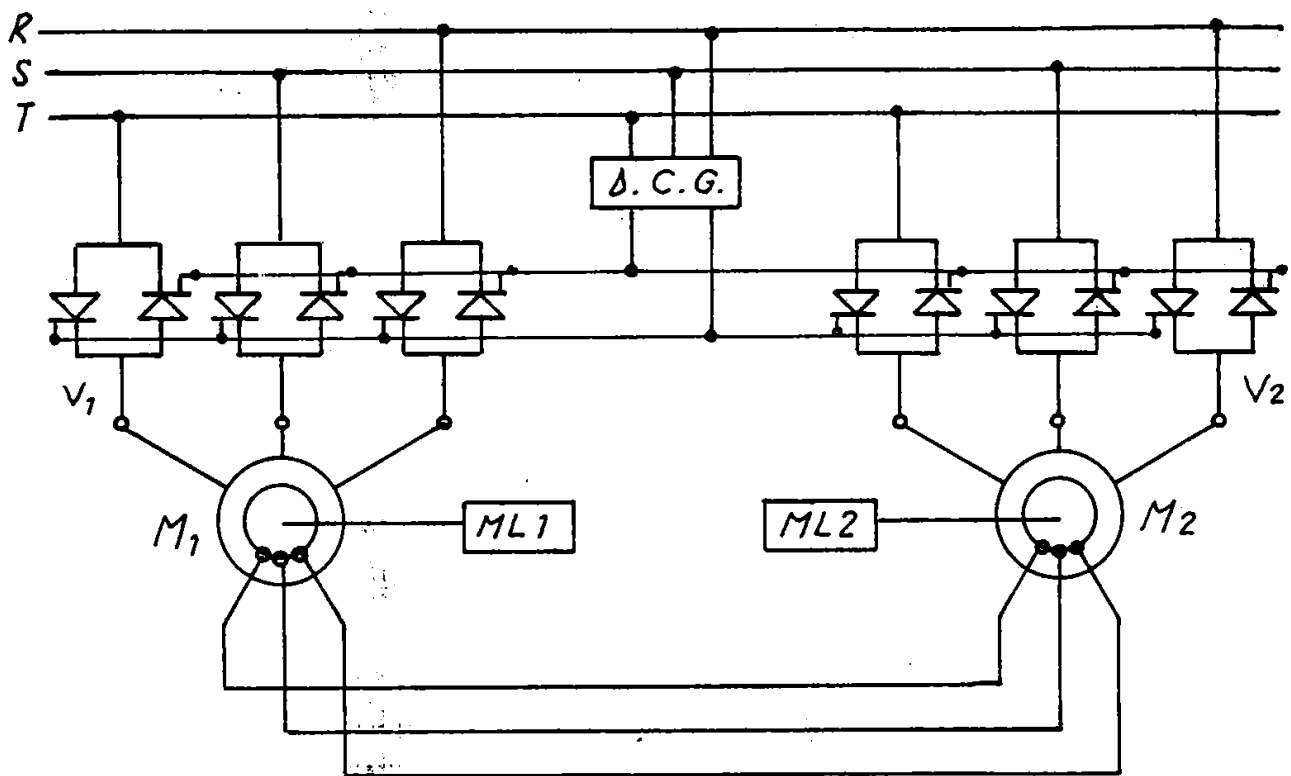


Fig.2.10. Arborele electric de lucru alimentat de la variatoare bidirecționale .

$V_1, V_2$  - variatoare de curent alternativ trifazate; **D.C.G.** -dispo-  
 zitiv de comandă pe grilă;  $M_1, M_2$  - motoare asincrone cu inele, identice  
**ML1, ML2** - reșini de lucru

Defazajul sarcinii pe fază se calculează cu relația :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_1}{R_1} = \frac{0,213}{0,09} = 2,36 ; \varphi = 67^\circ 10' \quad [2.4]$$

Deci unghiul de comandă minim  $\alpha_{\min}$  pentru care ambele tiristoare

conduc este :  $\alpha_{min} = 67^\circ 10'$  iar diagramele tensiunii și curentului pentru acest caz sînt prezentate în fig 2.11.

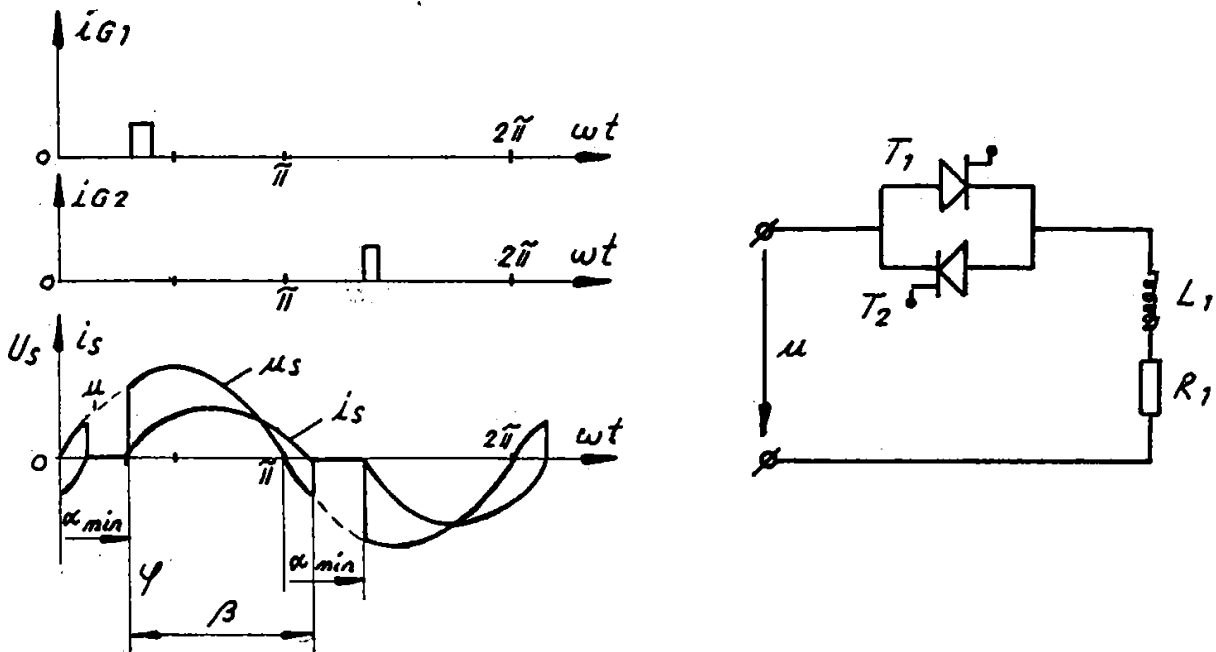
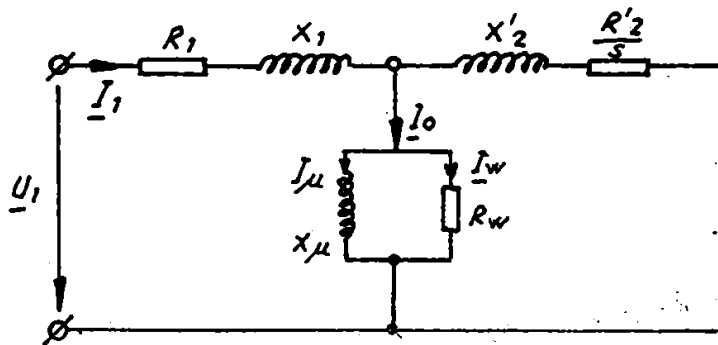


Fig 2.11. Diagramele curentului prin sarcină și a tensiunii pe sarcină pentru  $\alpha_{min} = 67^\circ 10'$

2.2.1 Determinarea impedanței motorului asincron alimentat de la convertorul static

Se consideră schema echivalentă în F a unei faze a motorului asincron ca în fig 2.12.



$$R_1 = 0,09 \ \Omega$$

$$X_1 = 0,213 \ \Omega$$

$$R'_{2N} = 0,085 \ \Omega$$

$$X'_{2N} = 0,221 \ \Omega$$

Fig.2.12. Schema echivalentă a motorului asincron

$$\text{Impedanța } \underline{Z} = \underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_0}{\underline{Z}'_2 + \underline{Z}_0} \quad \text{în vare } \underline{Z}_1 = R_1 + j X_1 \quad [2.5]$$

$$\underline{Z}'_2 = \frac{R'^2_2}{s} + X'^2_2 \cdot j ; \quad \underline{Z}_0 = R_w + j \cdot X_\mu \quad [2.6]$$

Se consideră:  $I'_{10} = 0,3 \cdot I_{1N} = 0,3 \cdot 55 = 11 \text{ A}$

$\underline{Z}_0 = R_w + j \cdot X_\mu$ . Se neglijează pierderile în fier ( $R_w = 0$ )

$$\underline{Z}_0 = j \cdot X_\mu ; \quad \underline{E}_0 = \frac{U_{e1}}{I'_{10}} = \frac{220}{11} = 20 \ \Omega ; \quad X_\mu = 20 \ \Omega .$$

$$\underline{Z} = 0,09 + j \cdot 0,213 + \frac{(0,085 + j 0,221)j \cdot 20}{0,032 + j(20 + 0,221)} = 4,89 + 1,25 j \quad [2.7.]$$

$$|\underline{Z}| \approx 5 \Omega.$$

### 2.2.2. Efectuarea calculului

Expresia valorii instantanee a intensității curentului într-un circuit rezistiv-inductiv alimentat printr-un tiristor în curent alternativ este: (16)

$$i = \frac{U\sqrt{2}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left[ \sin(\omega \cdot t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-(\omega \cdot t - \alpha) \operatorname{ctg} \varphi} \right] \quad [2.8.]$$

Curentul efectiv prin sarcină are valoarea maximă în conducție neîntreruptă :

$$I_{\text{ef max}} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} = \frac{U}{|\underline{Z}|} = \frac{220}{5} = 44 \text{ A}.$$

Valoarea efectivă a curentului prin sarcină este: (16)

$$I_{\text{ef sarcină}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \beta} i^2 \cdot d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{U}{Z} \cdot B} \quad [2.9.]$$

$$\text{cu } B = \left[ \frac{\beta}{2} - \frac{1}{2} \sin \alpha_0 \cdot \cos(\alpha + \alpha_0 - \varphi) + \frac{1}{R_1} \cdot \sin^2(\alpha - \varphi) \cdot (1 - e^{-\frac{2R_1}{\omega L} \beta}) + \right. \\ \left. + 2 \sin \varphi \cdot \sin(\alpha - \varphi) \cdot (e^{-\frac{R_1}{\omega L} \beta} \cdot \sin \alpha_0 - \sin \alpha) \right] \frac{1}{2} \quad [2.10.]$$

Valoarea unghiului de blocare (unghi de stingere) se obține din ecuația: (16; pag. 111)

$$\sin(\alpha_0 - \varphi) - e^{-\frac{R_1}{\omega L} \beta} \cdot \sin(\alpha - \varphi) = 0 \quad [2.11.]$$

pentru:  $\varphi = 67^\circ 10'$ ;  $\alpha = 90^\circ$  se obține  $\alpha_0 = 240^\circ$ , utilizând diagrama:  $\alpha_0 = f(\alpha)$ , din ( pag 25);  $\alpha_0 \leq \pi + \alpha = 270^\circ$  deci curentul prin sarcină în acest caz este întrerupt.

Unghiul de conducție este:  $\beta = \alpha_0 - \alpha = 240^\circ - 90^\circ = 150^\circ$ .

Pentru varianta ( $\alpha > \varphi$ );  $\alpha = 90^\circ$ ;  $\alpha_0 = 240^\circ$ ;  $\beta = 150^\circ$  se obține:  $I_{\text{ef}} = 13,4 \text{ A}$ .

Deoarece prin sarcină (faza) motorului trece un număr dublu de impulsuri de curent față de numărul impulsurilor de curent care trec

printr-un tiristor, valoarea efectivă a curentului prin sarcină este.:

$$I_{\text{ef sarcină}} = I_{\text{Tef}} \cdot \sqrt{2} \quad (16 \text{ pag 110}) \text{ iar :}$$

$$I_{\text{Tef}} = \frac{I_{\text{ef sarcină}}}{\sqrt{2}} = \frac{18,4}{\sqrt{2}} = 13 \text{ A} \quad [2.12.]$$

Valoarea medie a curentului prin tiristor este, (16):

$$I_{\text{med T}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \frac{\sqrt{2} \cdot U}{R} \sin \omega t \, d(\omega t) \quad [2.13.]$$

$$I_{\text{med T}} = \frac{U \sqrt{2} (\cos \alpha - \cos \beta)}{5 \cdot 2 \pi \cdot \cos \varphi} = 11,8 \text{ A}.$$

$I_{\text{med sarcină}} = 0$ , datorită simetriei curentului de sarcină.

Pentru varianta: ( $\alpha = \varphi$ );  $\alpha = 67^{\circ}10'$  rezultă  $\beta = 250^{\circ}$

$$\beta = \alpha - \alpha = 172^{\circ}50'.$$

$$I_{\text{ef sarcină}} = 35,74 \text{ A} \cdot I_{\text{Tef}} = \frac{I_{\text{ef sarcină}}}{\sqrt{2}} = \frac{35,74}{\sqrt{2}} = 25,24 \text{ A}.$$

$$I_{\text{med T}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot (\cos 67^{\circ}10' - \cos 250^{\circ})}{5 \cdot 2 \pi \cdot \cos 67^{\circ}10'} = 18,53$$

În acest caz variatorul bidirecțional se comportă ca un circuit R - L în regim permanent sinusoidal.

Pentru varianta: ( $\alpha < \varphi$ );  $\alpha = 30^{\circ}$ ;  $\varphi = 67^{\circ}10'$ ;  $\beta = 255^{\circ}$ .

Circuitul va funcționa acum în regim de redresor comandat monoalternanță în cazul în care se aplică pe grilă impulsuri de scurtă durată.

$$\beta = \beta - \alpha = 255^{\circ} - 30^{\circ} = 225^{\circ}.$$

$$I_{\text{ef sarcină}} = 50,4 \text{ A} ; I_{\text{Tef}} = \frac{50,4}{\sqrt{2}} = 35,71 \text{ A} ; I_{\text{med T}} = 28,59 \text{ A} \quad [2.14.]$$

Durata minimă a impulsului de tensiune pe grile tiristoarelor se calculează cu relația:  $t \geq \frac{\varphi - \alpha}{\omega}$  (16) pentru funcționare în regim permanent a variatorului și:  $t \geq \frac{\beta - \pi}{\omega}$  (16) pentru funcționarea în regim tranzitoriu.

Așadar pentru regimurile de funcționare stabilite s-au calculat valorile curenților prin sarcină și tiristori care permit alegerea și dimensionarea variatorului precum și a sarcinii.

Tensiunile directă și inversă la bornele grupului de tiristoare au aceeași valoare maximă egală cu valoarea maximă a tensiunii între faze:

$$U_{AK} = U_{AK \text{ INV}} = 220\sqrt{3}\sqrt{2} = 539 \text{ V.}$$

2.3 Calculul tensiunii efective pe sarcină și a tensiunii efective a fundamentalei pe sarcină în cazul variatorului bidirecțional pentru:  $\alpha = 90^\circ$ ;  $\alpha = \varphi$ ;  $\alpha = 30^\circ$ .

Sarcina fiind aceeași, rezistiv-inductivă, forma de undă a tensiunii pe sarcină este cea prezentată în fig. 2.13.

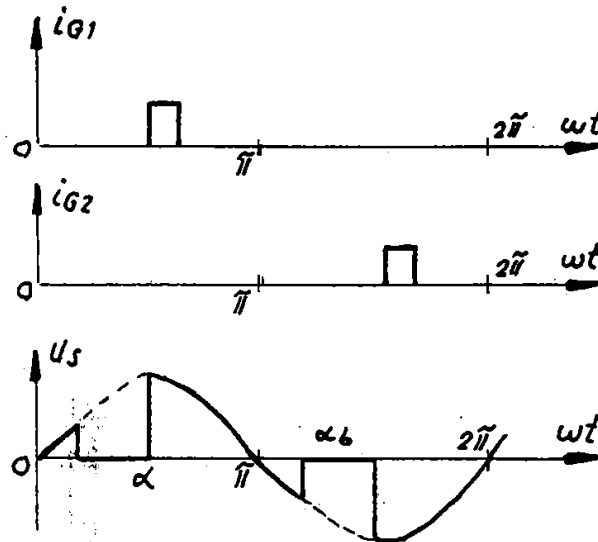


Fig 2.13. Forma de undă a tensiunii pe sarcină.

Expresia valorii efective a tensiunii pe sarcină este: (16)

$$U_s = \sqrt{\frac{U_0^2 \cdot \delta}{\pi} + \frac{\sin 2\delta - \sin 2\alpha}{2\pi}} \quad [2.15]$$

cunoscută fiind tensiunea instantanee de fază aplicată la intrarea variatorului:  $u = 220\sqrt{2} \cdot \sin \omega t$  ;  $\omega = 100 \cdot \pi \text{ rad/s}$ .

Pentru  $\alpha = 90^\circ$  ;  $U_s = 187 \text{ V}$

În vederea calculării valorii efective a fundamentalei tensiunii pe sarcină se dezvoltă funcția  $U_s(t)$  în serie Fourier : (16, 57°)

$$U_s(t) = U_{s0} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \sin n \cdot \omega t + b_n \cdot \cos n \cdot \omega t) \quad [2.16]$$

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\delta} U \cdot \sqrt{2} \cdot \sin^2 \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{U\sqrt{2}}{\pi} \left[ (\alpha_1 - \alpha) - \sin(\alpha_1 - \alpha) \cdot \cos(\alpha_1 + \alpha) \right] \quad [2.17]$$

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\delta} U \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \omega t \cdot \cos \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{U\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos(\alpha_1 - \alpha) \cdot \cos(\alpha_1 + \alpha) \quad [2.18]$$



$$a_1 = 217,2(V) \quad ; \quad b_1 = -74,04(V)$$

$$U_{s1} = \sqrt{\frac{a_1^2 + b_1^2}{2}} = \frac{U}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{(\alpha_0 - \varphi)^2 - 2(\alpha_0 - \varphi) \sin(\alpha_0 - \varphi) \cdot \cos(\alpha_0 + \varphi) + \sin^2(\alpha_0 - \varphi)} = 162,2 \text{ V.}$$

Pentru  $\alpha = \varphi = 67^\circ 10'$  ;  $\sin(\alpha_0 - \varphi) = 0$  ;  $\alpha_0 = \varphi + \varphi = 247^\circ 10'$ .

$$U_s = U_{s1} = 220 \text{ V.}$$

Pentru  $\alpha \leq \varphi$  se obține:  $U_s = U_{s1} \approx U = 220 \text{ V.}$

2.4 Stabilizarea expresiei curentului mediu și efectiv prin sarcina variatorului unidirecțional. Calculul acestor curenți pentru  $\alpha = 90^\circ$ .

Schema și formele de undă ale curentului pentru o fază aferentă variatorului unidirecțional sînt reprezentate în fig. 2.14.

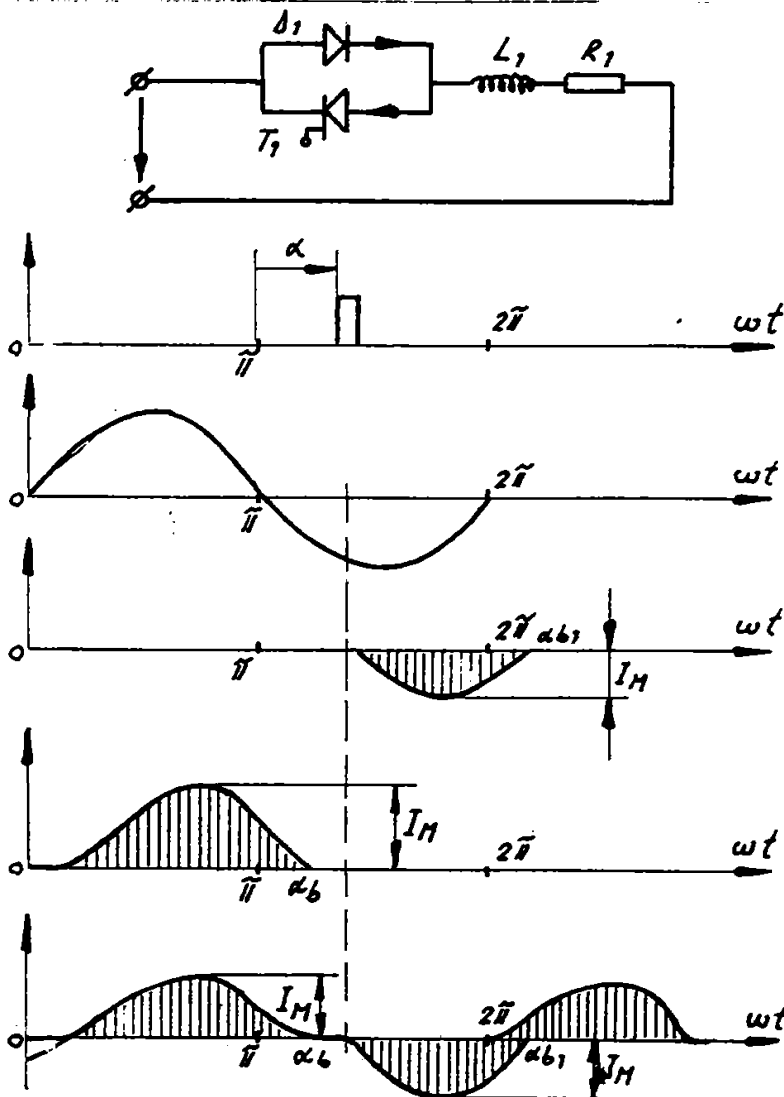


Fig. 2.14. Formele de undă ale curenților pentru variatorul unidirecțional.

Pentru  $\mathcal{L} = 90^\circ$ , curentul prin sarcină este întrerupt. Se determină  $\mathcal{L}_2$  pentru semiperioada  $(0 - \pi)$  în care conduce dioda  $D_1$ :

$$\sin(\mathcal{L}_2 - \varphi) + e^{-\frac{R_1}{X_1} \mathcal{L}_2} \cdot \sin \varphi = 0; \text{ Utilizând diagrama } \mathcal{L}_2 = f(\varphi) \quad (57)^\circ$$

pag. 23) pentru  $\varphi = 67^\circ 10'$  se obține  $\mathcal{L}_2 = 260^\circ$ .

Se determină  $\mathcal{L}_{61}$  pentru semiperioada  $(\pi - 2\pi)$  în care conduce tiristorul  $T_1$ .

$$\sin(\mathcal{L}_{61} - \varphi) - e^{-\frac{R_1}{X_1} \mathcal{L}_{61}} \cdot \sin(\mathcal{L}_{61} - \varphi) = 0; \text{ Utilizând diagrama: } \mathcal{L}_{61} = f(\varphi); \quad (57)^\circ; \text{ pag. 26) se obține } \mathcal{L}_{61} = 240^\circ.$$

Valoarea medie a curentului prin sarcină este:  $(16,57)$ .

$$I_{meds} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(t) \cdot d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^{\alpha_6} \left( \frac{U_m}{R} \sin \omega t - \frac{L_1}{R_1} \frac{di}{dt} \right) d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \left( \frac{U_m}{R} \sin \omega t d(\omega t) \right) \right] = \frac{U_m (\cos \alpha - \cos \alpha_6)}{2\pi \cdot Z \cdot \cos \varphi} \cdot [2.19]$$

În urma calculelor s-a obținut:  $I_{meds} = 45,08$  A cu condițiile inițiale:  $i(0) = i(\mathcal{L}_2) = 0$  pentru  $(0 - \pi)$ .

$i(\mathcal{L}) = i(\mathcal{L}_{61}) = 0$  pentru  $(\pi - 2\pi)$ .

Valoarea efectivă a curentului prin sarcină este:

$$I_{efs} = \sqrt{\frac{U_m^2}{2\pi \cdot Z^2} \int_0^{2\pi} i^2(t) \cdot d(\omega t)} = \frac{U_m}{Z} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left[ \sin(\omega t - \varphi) + e^{-\frac{R_1}{X_1} \omega t} \cdot \sin \varphi - \sin(\omega t - \varphi) + e^{-\frac{R_1}{X_1} \omega t} \cdot \sin(\alpha - \varphi) \right]^2 d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\alpha_6} \left[ \sin(\omega t - \varphi) + e^{-\frac{R_1}{X_1} \omega t} \cdot \sin \varphi \right]^2 d(\omega t) + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi} \left[ \sin(\omega t - \varphi) - e^{-\frac{R_1}{X_1} \omega t} \cdot \sin(\alpha - \varphi) \right]^2 d(\omega t) \right\}} \quad [2.20]$$

iar după calcule elementare se obține expresia curentului:

$$I_{efs} = \frac{U_m}{Z} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \sin \varphi + e^{-\frac{R_1}{X_1} \alpha} \sin(\alpha - \varphi) \right]^2 \cdot \frac{X_1}{2R_1} \left( 1 - e^{-\frac{2R_1}{X_1} \cdot \frac{\pi}{3}} \right) + \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{\pi - \alpha}{2} - \frac{1}{2} \sin 2\pi - \cos(\alpha - 2\varphi + 2\pi) + \frac{X_1}{R_1} \sin^2(\alpha - \varphi) \left[ 1 - e^{-\frac{2R_1}{X_1} (\pi - \alpha)} \right] + 2 \sin \varphi \sin(\alpha - \varphi) \left[ e^{-\frac{R_1}{X_1} (\pi - \alpha)} \cdot \sin 2\pi - \sin \alpha \right] \right\} + \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{X_1}{2R_1} \left( e^{-\frac{2R_1}{X_1} \cdot \frac{\pi}{3}} - e^{-\frac{2R_1}{X_1} \cdot \alpha_6} \right) + \frac{3\alpha_6 - \pi}{6} - \frac{1}{4} \left[ \sin(\alpha_6 - \varphi) - \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] + 2 \sin \varphi \left[ \frac{X_1}{R_1} \cdot e^{-\frac{R_1}{X_1} \cdot \frac{\pi}{3}} \right]} \right\}}$$

$$\frac{\sin\left(\frac{\tilde{\gamma}}{3} - \varphi\right) - \frac{x_1}{R_1} \cdot e^{-\frac{R_1}{x_1} \alpha b} \cdot \sin(\alpha b - \varphi) + \frac{x_1^2 \cdot e^{-\frac{R_1}{x_1} \frac{\tilde{\gamma}}{3}}}{(R_1^2 + x_1^2)} \cdot \cos\left(\frac{\tilde{\gamma}}{3} - \varphi\right) - \frac{x_1^2 \cdot e^{-\frac{R_1}{x_1} \alpha b}}{(R_1^2 + x_1^2)} \cos(\alpha b - \varphi) + \frac{x_1^3 \cdot e^{-\frac{R_1}{x_1} \alpha b} \cdot \sin(\alpha b - \varphi)}{R_1 (R_1^2 + x_1^2)} - \frac{x_1^3 \cdot e^{-\frac{R_1}{x_1} \frac{\tilde{\gamma}}{3}}}{R_1 (R_1^2 + x_1^2)} \cdot \sin\left(\frac{\tilde{\gamma}}{3} - \varphi\right)}{[22]}$$

Pentru  $\mathcal{L} = 90^\circ$  se obține:  $I_{ef_s} = 44,39 \text{ A}$ .

### 2.5 Comportarea specifică a motorului asincron alimentat de la convertoare statice

Prin sistemul convertor static - motor asincron cu colivie se obțin caracteristici ale motorului avantajoase precum : reglarea turației în limite largi, cuplu de pornire maxim, timp de pornire scurt utilizarea în condiții de mediu grele.

De lângă aceste avantaje intervin și dezavantajele legate de complexitatea circuitelor de comandă ale convertorului, volumul ocupat de aceste precum și prețul ridicat al componentelor statice de putere.

Tensiunile și curenții de la ieșirea convertorului sînt nesinusoidale

În comparație cu funcționarea motorului la tensiune sinusoidală efectul armonicilor superioare ale tensiunii se manifestă prin: creșterea temperaturii și a încălzirii, micșonarea randamentului și a factorului de putere, creșterea cuplurilor parazite și a zgomotului.

Diminuarea acestor inconveniente se poate face prin conceperea și realizarea unui convertor care să dea la ieșire o curbă a tensiunii cât mai apropiată de o sinusoidă.

Prin alimentarea motoarelor electrice de la convertoare se înrăutățește curba cuplului, dar neesențial.

În mod deosebit prezintă interes stabilirea creșterii pierderilor și a încălzirii motoarelor electrice în cazul utilizării convertoarelor pentru a se aprecia dacă funcționarea motorului este posibilă.

Tensiunea de alimentare a motorului nefiind sinusoidală, se descompune într-o serie de armonici de timp. În acest fel motorul asincron real poate fi considerat ca fiind format dintr-o serie de motoare fictive, cuplate pe același arbore. Aceste motoare fictive se învîrtesc toate la aceeași turație și sînt alimentate la tensiuni de valoare efectivă diferite:  $U_1, U_3, U_5, U_7, \dots, U_\nu$ , de frecvență diferită  $f_1, f_3, f_5, \dots, f_\nu$  unde  $\nu$  reprezintă ordinul armonicii.

Armonicile de tensiune:  $U_1, U_3, U_5, \dots, U_p$ , produc armonicile respective de curent:  $I_1, I_3, I_5, \dots, I_p$ , iar fiecare armonică a curentului produce o tensiune magnetică care poate fi decompusă într-o armonică fundamentală și în armonici superioare de spațiu. (40, 2, 66).

Armonica de timp a curentului  $I_p$  produce o tensiune magnetică învârtitoare cu o turație  $\nu \cdot n_1$  în spațiu, iar alunecarea rotorului față de această undă a câmpului magnetic este: (40)

$$s_p = \frac{\nu \cdot n_1 - n}{\nu \cdot n_1} = 1 \mp (1 - s) \frac{1}{\nu} \quad [2.22]$$

Pentru funcționare nominală ( $s \ll 1$ ) rezultă  $s = 1 \mp \frac{1}{\nu}$ .

unde semnul minus corespunde armonicilor  $\nu$  care se rotesc în același sens ca și fundamentala, iar semnul plus corespunde armonicilor care se rotesc în sens contrar.

Fiecărei armonici a tensiunii îi corespunde o schemă echivalentă a motorului asincron; aceste scheme echivalente diferă prin valoarea parametrilor. (2, 40)

În cazul în care nu se consideră fenomenul de refluxare a curentului, atunci legătura între parametrii motoarelor fictive corespunzătoare fundamentalei și armonicilor de ordinul  $\nu$  este dată de relațiile:

$$R_{1\nu} = R_1 ; R_{2\nu}' = R_2' ; X_{\sigma 1\nu} = \nu \cdot X_{\sigma 1}' ; X_{\sigma 2\nu}' = \nu \cdot X_{\sigma 2}' ; R_{m\nu} = 0 ; X_{m\nu} = \nu \cdot X_m$$

La funcționarea în regim nominal ( $s < 1$ ) și prin neglijarea impedanței de magnetizare  $Z_{m\nu}$  se obține expresia factorului de putere al mașinii fictive, de ordinul  $\nu$  sub forma: (40)

$$\cos \varphi_\nu = \frac{R_1 + \frac{\nu \cdot R_2'}{\nu \mp 1}}{\sqrt{(R_1 + \frac{\nu \cdot R_2'}{\nu \mp 1})^2 + \nu^2 \cdot (X_{\sigma 1}' + X_{\sigma 2}')^2}} \quad [2.23]$$

Se constată că factorul de putere pentru armonica  $\nu$  este foarte mic, deci curenții  $I_\nu$  sînt aproape pur inductivi.

Efectul existenței armonicilor superioare de tensiune este echivalent cu o mărire a reactanțelor de scăpări ceea ce are ca rezultat micșorarea factorului de putere, a randamentului și a cuplului maxim.

Din rezultatele cercetărilor publicate în literatura de specialitate rezultă că influența armonicilor de timp din curba tensiunii la borne se manifestă slab asupra motorului. Astfel în cazul cînd în curba tensiunii sînt prezente armonicile de ordinul 5 și 7 iar armonica de

ordinul 5 este de 20% din armonica fundamentală, iar cea de ordinul 7 reprezintă 15% din fundamentală, valoarea maximă a factorului de putere,  $\cos \varphi$  scade cu cca. 2,6% față de valoarea maximă a factorului de putere pentru tensiunea sinusoidală la borne.

Pierderile în conductoarele înfășurărilor statorice și rotorice sînt date de expresiile: (40)

$$\sum_{i=1}^{\nu} P_{cu1i} = m \cdot \sum_{i=1}^{\nu} R_{1i} \cdot I_i^2 \quad [2.24]$$

$$\sum_{i=1}^{\nu} P_{cu2i} = m \cdot \sum_{i=1}^{\nu} R_{2i}' \cdot I_i^2 \quad [2.25]$$

unde  $m = 3$  reprezintă numărul de faze.

Pierderile totale în circuitul feromagnetic statoric produse prin histerezis și curenții turbionari sînt date de relația: (40)

$$\sum P_{Fe1} = P_{Fe1} \cdot \sum_{i=1}^{\nu} \left( \frac{U_i}{U_1} \right)^2 \cdot \frac{1}{\lambda^{2.7}}$$

unde  $P_{Fe1}$  reprezintă pierderile în oțelul statorului pentru armonica fundamentală.

Cuplurile corespunzătoare armonicii fundamentale și armonicii de ordinul  $\nu$  sînt date de expresiile: (40; 44)

$$M_1 = \frac{m_1 \cdot p}{2 \cdot \pi \cdot f_1} \cdot \frac{R_2}{s} \cdot I_2'^2 \quad [2.26]$$

$$M_{\nu} = \frac{m_1 \cdot p}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \nu} \cdot \frac{R_2}{s_{\nu}} \cdot I_2'^2 \quad [2.27]$$

Cuplurile de frînare de ordinul  $\nu = 5, 11$ , se scad din cuplul armonicii fundamentale, iar cuplurile motoare de ordinul  $\nu = 7, 13$ , se adună la cuplul motor, astfel încît se poate admite că efectele armonicilor superioare asupra cuplului armonicii fundamentale se compensează.

Punerea în evidență a motorului asincron alimentat de la un convertor static s-a făcut prin experimentări asupra motorului asincron în scurtcircuit care intră în componența grupului conducător al arborelui electric, alimentat de la o tensiune alternativă nesinusoidală produsă de un convertor static, conform fig 2.15

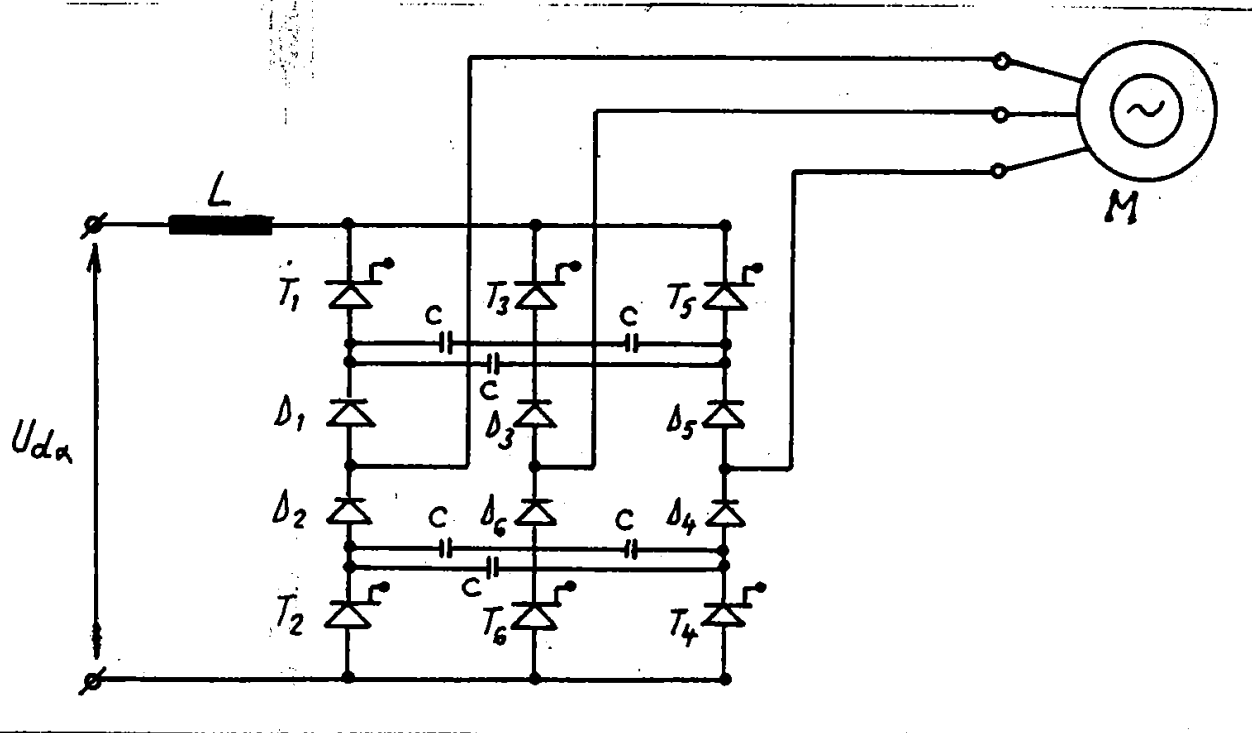


Fig 2.15. Schema pentru alimentarea unui motor asincron cu tensiune nesinusoidală reglabilă.

Deoarece armonicile superioare ale câmpului magnetic au o turație mare față de rotor și acestea nu variază decât puțin cu alunecarea, pierderile în rotor datorate armonicilor superioare ale tensiunii nu variază cu turația, deci cu sarcina, decât foarte puțin. Din motive similare, impedanța mașinii fictive de ordinul  $\nu$  nu variază mult cu turația, deci sarcina și prin urmare armonicile curentului determinate de armonicile tensiunii nu variază mult cu sarcina. (40).

În acest fel creșterea pierderilor în conductoarele înfășurărilor, determinată de forma nesinusoidală a tensiunii de alimentare nu depinde decât puțin de sarcină.

Rezultă că nivelul pierderilor în motor, datorate formei nesinusoidale a tensiunii de alimentare, este aproximativ aceeași la funcționarea în gol și la funcționarea în sarcină.

Concluzionând, la alimentarea unui motor electric asincron de la un convertor static apar armonici superioare în curba tensiunii care produc armonici superioare ale curentului și câmpului magnetic, acestea determină o creștere a pierderilor în conductoarele înfășurărilor și în circuitul feromagnetic.

Pentru a determina creșterea pierderilor produse de alimentarea de la un convertor static al unui motor asincron este practic suficient să se compare rezultatele măsurării pierderilor la funcționarea în gol a motorului alimentat cu tensiune nesinusoidală, respectiv cu tensiune sinusoidală, pentru aceeași valoare a armonicilor fundamentale a tensiunii.

Creșterea pierderilor la funcționarea în gol este egală cu diferența pierderilor măsurate în cele două cazuri.

Mărimea valorii creșterii pierderilor în motor când se alimentează de la un convertor static trebuie cunoscută, în acest fel putându-se aprecia dacă funcționarea motorului este posibilă din punct de vedere al încălzirii.

Rezultatele experimentale sînt evidențiate în cap.V al lucrării prin prezentarea dependenței pierderilor din motor la funcționarea în gol funcție de valoarea efectivă a amoniciei fundamentale a tensiunii la borne.

Experimentările s-au făcut pe un motor în scurtcircuit cu următoarele nominale:  $P_N = 1,1 \text{ kW}$ ;  $n = 335 \text{ rot/min}$ ;  $\alpha = 74,9$ ;  $\cos \varphi = 0,72$ ;  $M_N = 3,12 \text{ A}$ ;

$$\frac{M_P}{M_N} = 1,8 ; \quad \frac{I_P}{I_N} = 6,5 ; \quad \frac{M_H}{M_N} = 2. \quad [2.28]$$

S-a calculat rezistența fazei statice în ipoteza:  $R_1 = R_2 (s = s_{cr})$ ; (40)

$$R_{2(s=s_{cr})}' = \frac{m \cdot U_1^2 \cdot (1 - s_{cr})}{2 \cdot C_1 \cdot (P_n + P_{fr}) \cdot b_n \left[ 1 + \frac{C_1}{s_{cr} \cdot (b_n + b_n')} \right]} \quad [2.29] \quad R_1 = 5,7 \Omega.$$

## 2.6. Concluzii

În acest capitol constituie contribuții personale schemele electrice de alimentare a arborelui electric de la variator static precum și instalația de ridicare experimentală a pierderilor în motorul principal în cazul alimentării de la tensiune nesinusoidală.

În urma experimentărilor am ajuns la concluzia că din punct de vedere al conținutului în amonicii ale formelor de undă de curent și tensiune la ieșirea din variatorul static este avantajoasă să se utilizeze comanda tiristoarelor în curent continuu.

Formele de undă și analiza armonică aferente lor sînt prezentate în cap.7.

S-au efectuat experimentări cu variatoarele propuse și în regiile de variator de tensiune; în acest caz instalația de comandă este mai complicată dar costurile determină înrăutățirea formei de undă a tensiunii. Arborele electric studiat funcționează stabil și nu prezintă cupluri pendulare.

Analiza teoretică a pierderilor în motorul principal în cazul utilizării convertoarelor statice a condus în cazul cel mai defavorabil la o creștere a pierderilor cu cea. 79%  $P_n$ ; aceste pierderi se înregistrează în cazul utilizării unor motoare asincrone cu bare finale și a unor convertoare statice neperformante.

CAPITOLUL 3

CONCEPEREA, REALIZAREA SI EXPERIMENTAREA SISTEMULUI  
AUTOMAT DE REGLARE A DURATEI ARBORELUI ELECTRIC

In cadrul acestui capitol paragrafele: 3.1.2;3.1.3;3.1.4;3.2.1;3.2.2;3.2.3;3.3 și 3.4 sînt contribuții personale.

3.1. Convertorul static de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu.

3.1.1. Modelul elementului de execuție

Instalația tehnologică acționată cu arbore electric se compune din: organul de reglare (motor electric asincron cu rotorul în scurtcircuit); procesul propriu zis (arborele electric cu mașinile de lucru) și tractoarele.

In cazul supus studiului s-a considerat că elementul de execuție este format din: convertorul static cu circuit intermediar de curent continuu și un motor electric asincron cu rotorul în scurtcircuit. Schema bloc a elementului de execuție este prezentată în fig.3.1.

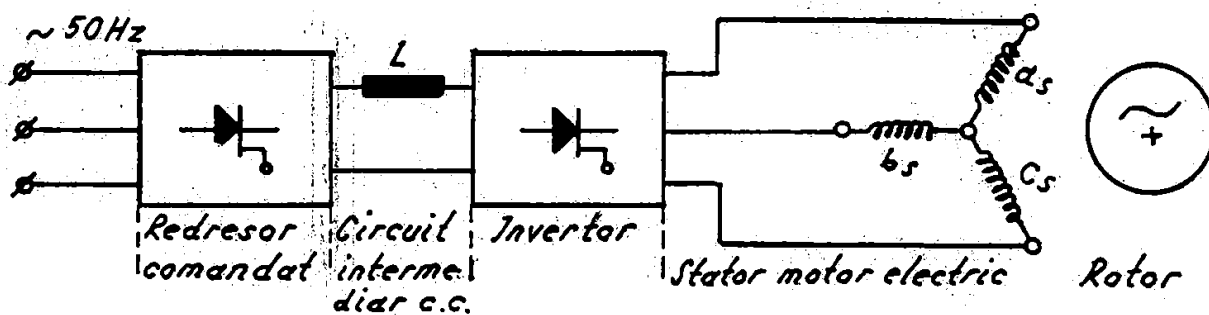


Fig.3.1. Elementul de execuție: convertor cu tiristoare - motor asincron în scurtcircuit.

3) Modelarea redresorului

Se alege un redresor în punte comandată alimentat de la rețeaua industrială 360/220V; 50Hz printr-un transformator de adaptare în conexiune  $Y_0$ , protejat corespunzător la supra-curenți și supra-tensiuni, avînd schema electrică din fig.3.2.



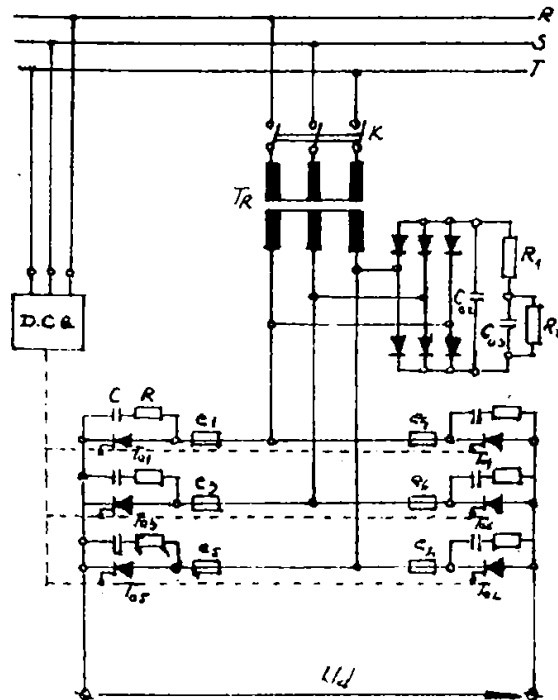


Fig. 32. Schema electrică a redresorului comandat

Tensiunea redresată, nefiltrată,  $U_d$ , obținută la ieșirea redresorului conține 6 pulsuri pe o perioadă.

Comanda redresorului se face în fază, cu sincronizare de la rețea, considerînd valorile efective ale tensiunii  $U_2$  din secundarul transformatorului.

Utilizînd schema de comandă simetrică se obține următoarea formă de undă a tensiunii redresate.

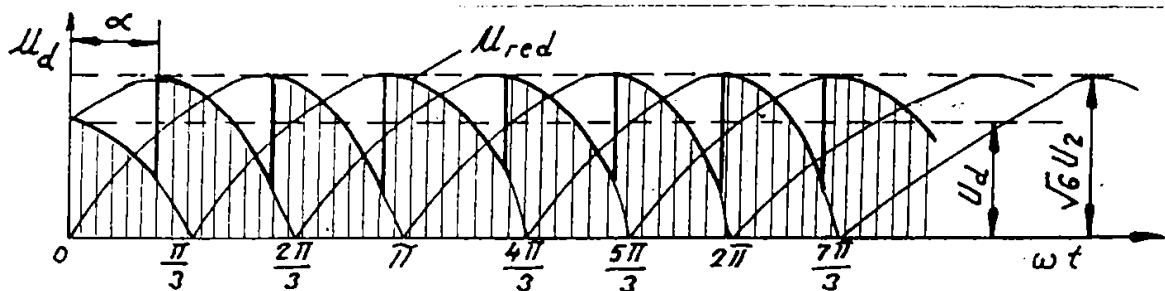


Fig. 33. Forma de undă a tensiunii redresate

Valoarea instantanee a tensiunii redresate este (55; pag.46)

$$u_{red} = \sqrt{6} \cdot U_2 \cdot \sin\left[\omega t - (p-1) \frac{\pi}{3}\right] ; \left(p \frac{\pi}{3} + \alpha\right) < \omega t < (p+1) \frac{\pi}{3} + \alpha \quad [3.1]$$

în care:  $p=6$  este numărul de pulsuri pe perioadă a tensiunii redresate  
 $\omega$  este pulsația tensiunii rețelei iar  $\alpha$  este unghiul de comandă al aprinderii tiristoarelor.

Valoarea medie a tensiunii redresate este :

$U_d = 2,34 U_2 \cos \alpha$  ;  $\alpha \in (0^\circ - 90^\circ)$  ;  $U_2$  - valoarea efectivă a tensiunii din secundarul transformatorului.

Modelul matematic al redresorului ales este dat de următoarele ecuații (57; pag.421)

$$u_{red} = u_p - u_N$$

$$u_p = \begin{cases} = \sqrt{2} \cdot U_2 \sin \omega t & ; (2K'\pi + \frac{\pi}{6} + \alpha) < \omega t < (2K'\pi + \frac{5\pi}{6} + \alpha) \\ = \sqrt{2} \cdot U_2 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & ; (2K'\pi + \frac{5\pi}{6} + \alpha) < \omega t < (2K'\pi + \frac{3\pi}{2} + \alpha) \\ = \sqrt{2} \cdot U_2 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & ; (2K'\pi + \frac{3\pi}{2} + \alpha) < \omega t < (2(K'+1)\pi + \frac{\pi}{6} + \alpha) \end{cases} [3.2]$$

$$u_N = \begin{cases} = \sqrt{2} \cdot U_2 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & ; (2K'\pi + \frac{\pi}{2} + \alpha) < \omega t < (2K'\pi + \frac{7\pi}{6} + \alpha) \\ = \sqrt{2} \cdot U_2 \sin \omega t & ; (2K'\pi + \frac{7\pi}{6} + \alpha) < \omega t < (2K'\pi + \frac{11\pi}{6} + \alpha) \\ = \sqrt{2} \cdot U_2 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & ; (2K'\pi + \frac{11\pi}{6} + \alpha) < \omega t < (2(K'+1)\pi + \frac{\pi}{2} + \alpha) \end{cases} [3.3]$$

în care  $K'$  este numărul perioadei tensiunii rețelei.

Modelarea redresorului s-a făcut cu următoarele ipoteze :  
 neglijarea pierderilor de comutație în tiristoare; tiristorul este un element pur rezistiv care în conducție are o rezistență foarte mică iar la blocare este un element cu rezistență infinită.

Rolul redresorului este de a produce o tensiune continuă, reglabilă continuu între 0 și  $2,34 U_2$ .

#### b) Modelarea circuitului intermediar

Acest circuit are menirea de a filtra tensiunea pulsatorie obținută de la redresor și a face legătura galvanică între redresor și inverter. Datorită valorii inductivității sensul curentului nu se schimbă.

Se consideră circuitul intermediar realizat dintr-o bobină cu miez feromagnetic, caracterizată printr-o inductivitate foarte mare  $L$  și o rezistență  $R$ .

La ieșirea circuitului intermediar de curent continuu se conectează inverterul, caracterizat prin parametrul principal  $R_{inv}$ .

Schema electrică a circuitului intermediar este cea din fig 34.

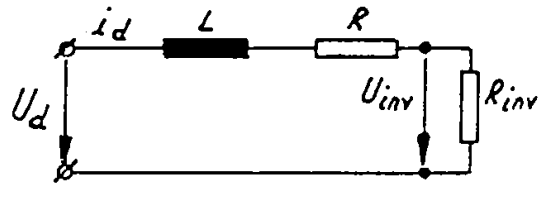


Fig 34. Schema electrică a circuitului intermediar de curent continuu tip sursă de curent.

$u_{red} = L \frac{di_d}{dt} + i_d (R + R_{inv})$  constituie modelul circuitului intermediar.

c) Modelarea inverterului

Inverterul de curent cu stingere autonomă a fost ales ținând seama de următoarele considerente :

- conține un număr mic de tiristoare (șase)
- performanțele dinamice sînt bune utilizînd tiristoare normale și foarte bune utilizînd tiristoare rapide.
- funcționează în siguranță deoarece încărcarea condensatoarelor de stingere se face de către curentul de sarcină care este suficient de mare și la mersul în gol al motorului asincron.
- tensiunile și curenții care solicită elementele inverterului sînt minime.
- posibilitatea adaptării tensiunii de ieșire a inverterului cu tensiunea nominală a motorului fără o transformare intermediară.

Schema electrică a inverterului protejat la supracurenți și supra-tensiuni este prezentată în fig 35.

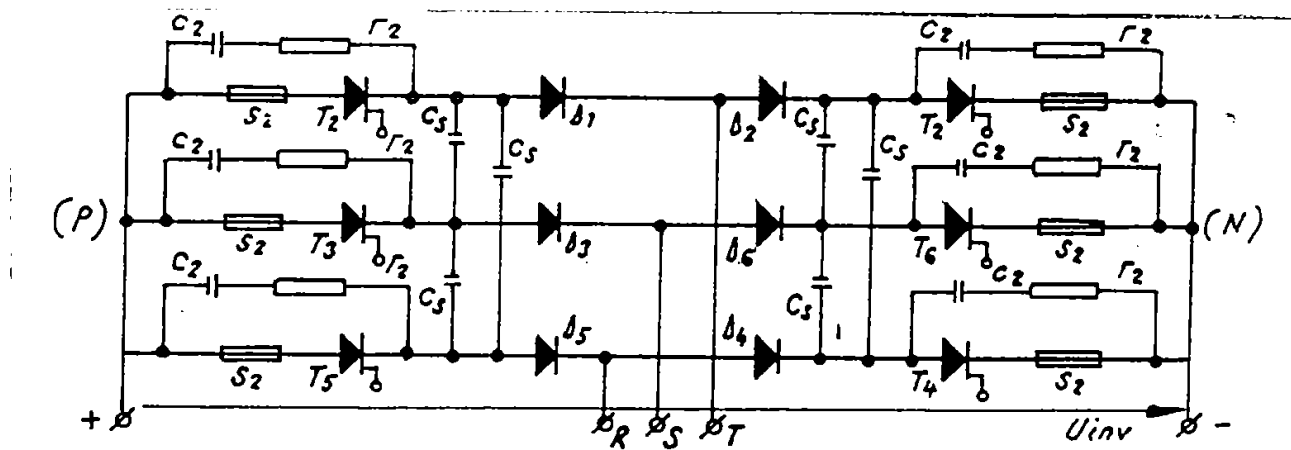


Fig 35. Schema electrică a inverterului de curent cu stingere autonomă.



Alegînd un sistem bifazat de axe, legat de stator și utilizînd scrierea matriceală a mărimilor de stare ale invertorului sub forma: (55; pag.53)

$$\begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} u_s \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} u_{cp} \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} u_{cpd} \\ u_{cpq} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} u_{cN} \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} u_{cNd} \\ u_{cNq} \end{bmatrix} \quad [3.4]$$

se stabilește modelul matematic al convertorului

$\begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}_1$  - este matricea componentelor fazorului spațial al curentului statoric în sistemul bifazat.

$\begin{bmatrix} u_s \end{bmatrix}_1$  - este matricea componentelor fazorului spațial al tensiunii de ieșire a invertorului după axele d - q.

$\begin{bmatrix} u_{cp} \end{bmatrix}_1$  - este matricea componentelor fazorului spațial al tensiunii condensatoarelor de la polul pozitiv al invertorului după d-q.

$\begin{bmatrix} u_{cN} \end{bmatrix}_1$  - este matricea componentelor fazorului spațial al tensiunii condensatoarelor de la polul negativ al invertorului după axele (d-q).

Conform (55; pag.53) modelarea invertorului conține :

1°) modelarea legăturii între circuitul intermediar de curent continuu ( $u_{red}$  și  $i_d$ ) și invertor ( $u_{cp}$  și  $u_{cN}$ ) prin ecuațiile :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} L \end{bmatrix}_1^{-1} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} K_{red} \end{bmatrix}_{ij} \cdot u_{red} + \begin{bmatrix} R \end{bmatrix}_{ij} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}_1 + \begin{bmatrix} K_u \end{bmatrix}_{ij} \cdot \begin{bmatrix} u_s \end{bmatrix}_1 + \begin{bmatrix} K_{cp} \end{bmatrix}_{ij} \cdot \begin{bmatrix} u_{cp} \end{bmatrix}_1 + \begin{bmatrix} K_{cN} \end{bmatrix}_{ij} \cdot \begin{bmatrix} u_{cN} \end{bmatrix}_1 \right\}$$

$$i_d = \begin{bmatrix} i_d \end{bmatrix}_{ij} = - \begin{bmatrix} F \end{bmatrix}_{ij} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}_1 \quad [3.5]$$

$$u_d = \begin{bmatrix} u_d \end{bmatrix}_{ij} = u_{red} + L \begin{bmatrix} F \end{bmatrix}_{ij} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}_1$$

2°) modelarea legăturii între invertor ( $u_{cp}$  și  $u_{cN}$ ) și motor ( $i_s$ )

prin ecuațiile :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{cp} \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} C_p \end{bmatrix}_{ij} \cdot \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}_1 \quad [3.6]$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{cN} \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} C_N \end{bmatrix}_{ij} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}_1$$

în care  $i = 1, \dots, 6$  este numărul impulsului (tactului) cu care se comandă amorsarea tiristoarelor într-o perioadă iar  $j = 1, 2, 3$  reprezintă numărul etapei din fiecare tact.

În etapele 1 și 2 au loc regimuri tranzitorii ale variabilelor de stare iar în etapa 3 mărimile sînt staționare cu condiția ca  $i_d$  să fie constant.

Matricele care intervin în modelarea inventarului cu tiristoare au următoarea configurație (55; pag.298; 15) :

$[L]_{ij}$  - matricea de inductivități în care  $L$  = inductivitatea din circuitul intermediar;  $L_{BM}$  - inductivitatea unei faze a statorului motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit.

i \ j	1		2		3	
1 sau 4	$L+2L_{BM}$	0	$L$	0	$L$	0
	0	$-\sqrt{3}(L + 2L_{BM})$	0	$\sqrt{3} \cdot L$	0	$\sqrt{3} \cdot L$
2 sau 5	$L+2L_{BM}$	0	$2L_{BM}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{2}L$	0
	0	$3(L + 2L_{BM})$	0	$-2\sqrt{3}L_{BM}$	0	0
3 sau 6	0	0	$L_B$	0	$L$	0
	0	$\frac{\sqrt{3}}{2}(L + 2L_{BM})$	0	$-\sqrt{3} \cdot L$	0	$\sqrt{3} \cdot L$

$[K_{red}]_{ij}$  - matricea de coeficienți a tensiunii redresate

i \ j	1		2		3	
1	1		1		1	
	1		1		1	
2		1		0		1
		1		$-\frac{4L_{BM}}{L}$		0
3	0		-1		-1	
	1		-1		-1	
4	-1		-1		-1	
	-1		-1		-1	
5	-1		0		-1	
	-1		$\frac{4L_{BM}}{L}$		0	
6		0		1		1
		-1		1		1

$[R]_{ij}$  - matricea de rezistențe în care :  $R_T$ - este rezistența în conducție a tiristorului iar  $R_d$ - este rezistența în conducție a diodei de separare din componența invertorului

i \ j	1		2		3	
1 sau 4	$-\frac{3}{2}(R_T+R_D)$	$\frac{\sqrt{3}}{2}(R_T+R_D)$	$-2R_T-\frac{3}{2}R_D$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}R_D$	$-\frac{3}{2}(R_T+R_D)$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}(R_T+R_D)$
2 sau 5	$-\frac{3}{2}(R_T+R_D)$	$\frac{\sqrt{3}}{2}(R_T+R_D)$	$-\frac{3}{2}R_D$	$\frac{\sqrt{3}}{2}R_D$	0	0
3 sau 6	0	0	$-\frac{3}{2}R_D + 4 \frac{L_{BM}}{L} R_T$	$\frac{\sqrt{3}}{2}R_D + 4 \cdot \sqrt{3} \frac{L_{BM}}{L} (R_T + R_D)$	0	$-\sqrt{3}(R_T+R_D)$
	0	$-\sqrt{3}(R_T+R_D)$	$-\frac{R_T-\frac{3}{2}R_D}{1+\frac{L}{2L_{BM}}}$	$\frac{\sqrt{3}R_T+\frac{\sqrt{3}}{2}R_D}{1-\frac{L}{2L_{BM}}}$	$-\frac{3}{2}(R_T+R_D)$	$\sqrt{3}(R_T+R_D)$
	0	$-\sqrt{3}(R_T+R_D)$	$-\frac{R_T-\frac{3}{2}R_D}{1-\frac{L}{2L_{BM}}}$	$\frac{\sqrt{3}R_T+\frac{\sqrt{3}}{2}R_D}{1+\frac{L}{2L_{BM}}}$	$-\frac{3}{2}(R_T+R_D)$	$\sqrt{3}(R_T+R_D)$

$[K_u]_{ij}$  - matricea de coeficienți ai tensiunii statice

i \ j	1		2		3	
1 sau 4	$-\frac{3}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{3}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{3}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$
2 sau 5	$-\frac{3}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{3}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	0	0
3 sau 6	0	0	$-\frac{3}{2}(1+\frac{L}{2L_{BM}})$	$\frac{\sqrt{3}}{2}(1-\frac{L}{2L_{BM}})$	$-\frac{3}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$
	0	$-\sqrt{3}$	$-\frac{3}{2}(1-\frac{L}{2L_{BM}})$	$\frac{\sqrt{3}}{2}(1+\frac{L}{2L_{BM}})$	$-\frac{3}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$

$[K_{cP}]_{ij}$  - matricea de coeficienți a tensiunii condensatoarelor de polaritate pozitivă a invertorului

i \ j	1		2		3	
	1	0	$-\sqrt{3}$	0	0	0
2	0	$-\sqrt{3}$	0	$\sqrt{3} \cdot L/L_{BM}$	0	0
	0	0	0	0	0	0
3	0	0	$3L/4L_{BM}$	$\sqrt{3} \cdot L/4L_{BM}$	0	0
	$3/2$	$\sqrt{3}/2$	$-3L/4L_{BM}$	$-\sqrt{3}L/4L_{BM}$	0	0
4	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
5	$3/2$	$-\sqrt{3}/2$	$3/2$	$-\sqrt{3}/2$	0	0
	$3/2$	$-\sqrt{3}/2$	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0

$[K_{cN}]_{ij}$  - matricea de coeficienți a tensiunii condensatoarelor de polaritate negativă a invertorului

i \ j	1		2		3	
	1	0	0	0	0	0
2	$3/2$	$-\sqrt{3}/2$	$3/2$	$-\sqrt{3}/2$	0	0
	$3/2$	$-\sqrt{3}/2$	0	0	0	0
3	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
4	0	$+\sqrt{3}$	0	0	0	0
	0	$-\sqrt{3}$	0	$\sqrt{3}L/L_{BM}$	0	0
5	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
6	0	0	$3L/4L_{BM}$	$\sqrt{3}L/4L_{BM}$	0	0
	$3/2$	$\sqrt{3}/2$	$-3L/4L_{BM}$	$-\sqrt{3}L/4L_{BM}$	0	0



$[C_p]_{ij}$  - matricea de capacități a condensatoarelor de la polul plus al invertorului

i \ j	1		2		3	
1	0	0	0	0	0	0
	$2/C_s \cdot \sqrt{3}$	0	$2/C_s \cdot \sqrt{3}$	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
3	$-C_s/2$	$-\sqrt{3}/2C_s$	0	$-\sqrt{3}/2C_s$	0	0
	$-C_s/2\sqrt{3}$	$-1/2C_s$	0	$-1/2C_s$	0	0
4	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
5	$-1/C_s$	0	$-1/C_s$	0	0	0
	$-1/C_s \cdot \sqrt{3}$	0	$1/C_s \cdot \sqrt{3}$	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0

$[C_N]_{ij}$  - matricea de capacități a condensatoarelor de la polul minus al invertorului

i \ j	1		2		3	
1	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
2	$-1/C_s$	0	$-1/C_s$	0	0	0
	$1/C_s \cdot \sqrt{3}$	0	$1/C_s \cdot \sqrt{3}$	0	0	0
3	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0	0
	$2/C_s \cdot \sqrt{3}$	0	$2/C_s \cdot \sqrt{3}$	$-C$	0	0
5	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
6	0	$-\sqrt{3}/2C_s$	0	$-\sqrt{3}/2C_s$	0	0
	0	$-1/2C_s$	0	$-1/2C_s$	0	0

$[F]_{ij}$  - matricea de coeficienți a curentului  $i_d$  din circuitul intermediar de curent continuu

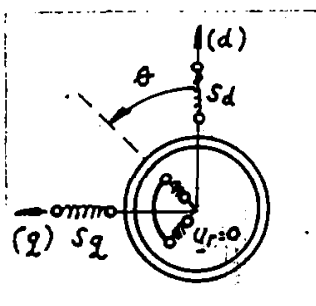
j	1		2		3	
i	1	2	3	4	5	6
1	$-\frac{1}{2}$	$\frac{3}{2}$	-1	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{3}{2}$
2	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{3}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{3}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{3}{2}$
3	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{3}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{3}{2}$	1	1
4	1	0	1	0	1	0
5	1	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{3}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{3}{2}$
6	$-\frac{1}{2}$	$\frac{3}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{3}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{3}{2}$

Valorile parametrilor care intervin în elementele matricilor precizate au fost calculate pentru invertorul supas studiului, rezultînd astfel :

$$\begin{aligned}
 L &= 516 \text{ (mH)} & ; & & L_{BE} &= 30 \text{ (mH)} \\
 R_M &= 72 \text{ (\Omega)} & ; & & R_d &= 42 \text{ (\Omega)} \\
 C_S &= 8 \text{ (\mu F)} & ; & & R &= 1,3 \text{ (\Omega)}
 \end{aligned}$$

d) Modelarea motorului asincron

Considerăm modelul bifazat al motorului asincron în scurtcircuit, prezentat în fig.37. în care :



$\theta$  - este poziția rotorului (unghi electric)

$p$  - numărul de perechi de poli ai motorului

$$\theta_r \text{ (poziția rotorului)} = \frac{\theta}{p}$$

Iar viteza unghiulară mecanică a rotorului este:  $\omega_r = \frac{\omega}{p}$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \text{ (55; pag.34)}$$

Fig.37. Modelul bifazat al motorului asincron în scurtcircuit.

Ecuatiile matriceale care constituie modelul acestui motor electric sînt (55; pag. 54) :

$$[u_s]_1 = R_s [i_s]_1 + (L_s + L_o) \frac{d[i_s]_1}{dt} + L_o \frac{d[i_r]_1}{dt} ; L_o = \frac{d\psi_m}{di_m} \quad [3.7]$$

$$0 = R_T [i_r]_1 + (L_r + L_o) \frac{d[i_r]_1}{dt} + L_o \frac{d[i_s]_1}{dt} - \omega [j] \left\{ (L_r + L_m) [i_r]_1 + L_m [i_s]_1 \right\} \quad [3.8]$$

$$L_m = \frac{\psi_m}{i_m} \quad [3.9]$$

$$[i_m]_1 = [i_s]_1 + [i_r]_1 \quad [3.10]$$

$$[\psi_s]_1 = L_s [i_s]_1 + L_m [i_r]_1 ; [\psi_r]_1 = L_m [i_r]_1 + L_r [i_r]_1 \quad [3.11]$$

$$\frac{3}{2} \cdot p^2 \cdot L_m [i_s]_1^T [j] [i_r]_1 = p \cdot m_r + J \frac{d\omega}{dt} \quad [3.12]$$

în care :  $[i_r]_1$  - matricea componentelor fazorului spațial al curentului rotoric

$p$  - numărul perechilor de poli ai motorului asincron

$J$  - momentul de inerție al rotorului

$m_r$  - cuplul rezistent

$[\psi_r]$  - matricea componentelor fazorului spațial de flux

### 3.1.2. Modificarea tensiunii și a frecvenței tensiunii de la ieșirea convertorului static.

În alimentarea cu energie electrică a motorului asincron, convertorul static trebuie să asigure modificarea valorii efective a tensiunii de fază între (22 - 440)V precum și a frecvenței tensiunii de ieșire între (5 - 100)Hz.

Modificarea tensiunii redresorului se realizează prin comanda în fază a tiristoarelor conectate în punte cu dispozitivul de comandă pe grilă prezentat în fig.38 (20; 57) adaptat corespunzător.

Dispozitivul de comandă pe grilă din fig.3.8. va fi utilizat în cadrul rezei la : comanda prin impulsuri a variatorului de tensiune bidirecțional și unidirecțional; comanda redresorului din cadrul convertorului static de frecvență; comanda invertorului cu comutație de la rețea în cazul schemei de recuperare a energiei de alunecare.

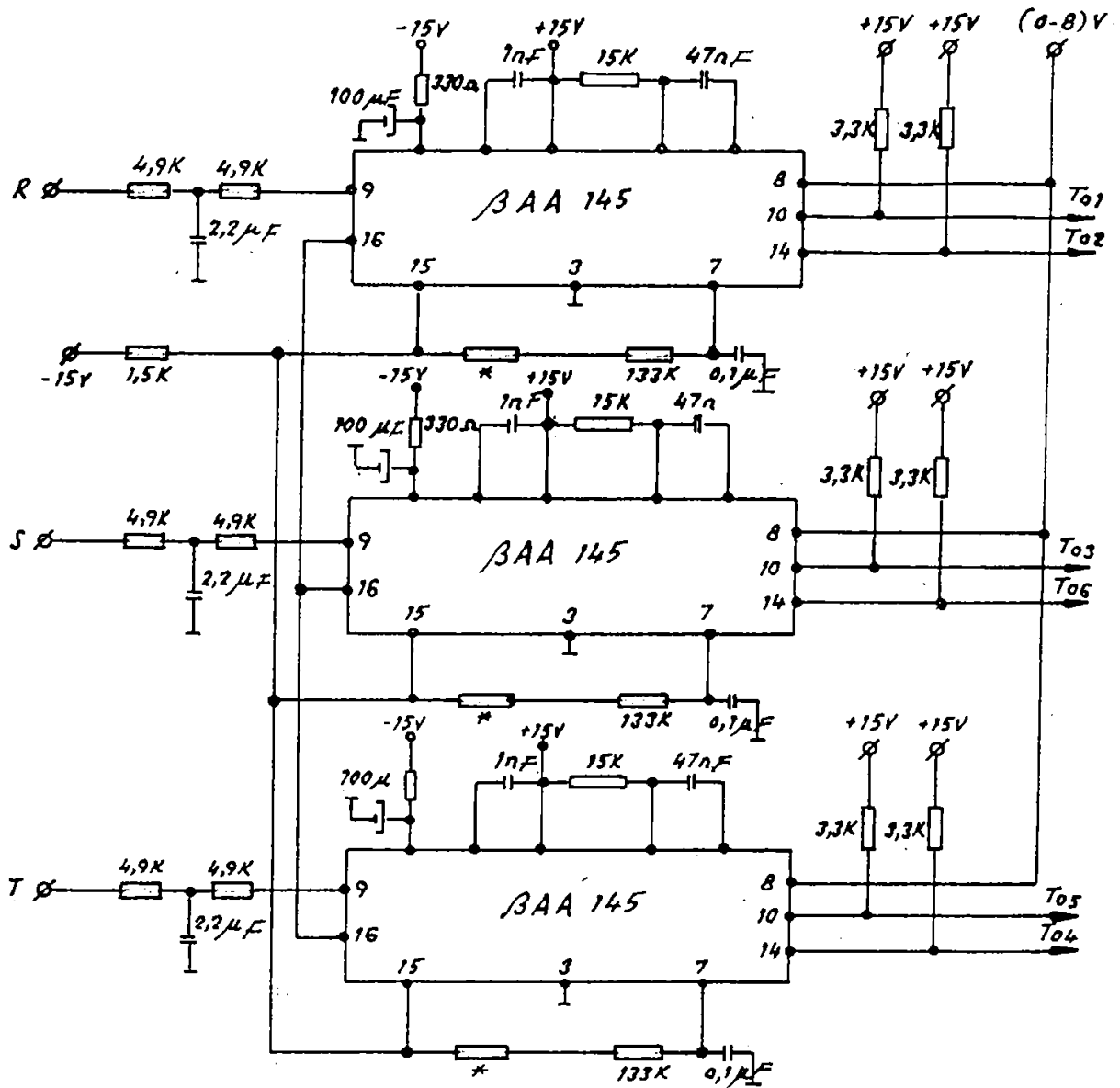


Fig.3.8. Schema electronică a dispozitivului de comandă pe grilă pentru modificarea tensiunii redresorului în mod continuu între(0 -  $U_d$  max)

În cazul convertorului studiat energia se înmagazinează în inductanța bobinei din circuitul intermediar. Sarcina face parte din circuitul de comutare iar invertorul este un generator de curent alternativ trifazat, de amplitudine și frecvență variabilă.

Formele de undă ale curentului și ale tensiunii de la ieșirea invertorului sînt determinate de durata și succesiunea impulsurilor de comandă, iar frecvența de ieșire este aceeași cu frecvența de comandă a intrării în conducție a tiristoarelor invertorului.

Pentru convertorul ales, la frecvența stabilită de funcționare, se impune curentul de ieșire ca formă și amplitudine, iar tensiunea la bornele motorului este determinată ca amplitudine și fază de sarcina motorului.

Modificarea frecvenței tensiunii de la ieșirea inverterului este necesară pentru reglarea turației motoarelor asincrone; această metodă fiind cea mai avantajoasă din punct de vedere energetic.

Ecuatia caracteristicii mecanice a motorului asincron alimentat de la convertor de frecvență este (84; pag. 122) :

$$n = \frac{60f}{p} \left[ 1 - K \cdot S_K \frac{(U_N \cdot \frac{f}{f_N})^2 + \sqrt{(U_N \cdot \frac{f}{f_N})^4 - \frac{M^2}{K^2}}}{M} \right] \quad [3.13]$$

$$K_1 = \frac{0,24 p}{f \left[ r_1 + \sqrt{r_1^2 + (X_K \cdot \frac{f}{f_N})^2} \right]} ; S_K = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (X_K \cdot \frac{f}{f_N})^2}} ; X_K = X_1 + X_2' \quad [3.14]$$

unde :  $f$  - este frecvența de ieșire a convertorului;  $f_N$  - este frecvența nominală a motorului;  $p$  - nr. perechilor de poli;  $U_N$  - tensiunea nominală pe fază a motorului;  $S_K$  - alunecarea critică;  $M$  - cuplul motor;  $r_1, X_1$  - rezistența și reactanța internă a statorului;  $r_2', X_2'$  - rezistența și reactanța rotorului reduse la stator.

Caracteristicile mecanice ale motorului asincron avînd ca parametru frecvența tensiunii de alimentare sînt prevăzute în fig. 39.

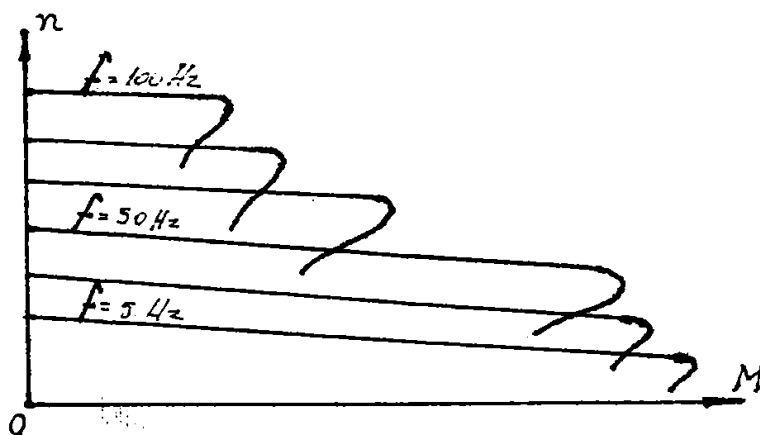


Fig. 39. Caracteristicile mecanice de frecvență ale motorului asincron.

Parametrii care determină rigiditatea caracteristicii mecanice ai motorului asincron sînt tensiunea și frecvența de alimentare care se impun a fi cît mai stabile.

Deoarece convertorul static este caracterizat prin rezistență internă  $R_{ci}$ , în timpul funcționării, pe măsura creșterii curentului, tensiunea aplicată la motor scade, avînd ca efect reducerea rigidității caracteristicilor mecanice.

Conform acestui fenomen gama de reglare a turației se reduce

la cca. 1 : 3 (81;14), valoare care nu corespunde aplicațiilor practice.

În vederea creșterii gamei de reglare a vitezei motorului este necesar realizarea unui sistem de reglare automată, cu mai multe bucle de reacție cu scopul utilizării optime a ansamblului convertor - motor electric.

Datorită considerațiilor legate de rigiditatea caracteristicii mecanice și pentru îmbunătățirea performanțelor acționării s-a conceput un sistem de reglare automată în cascadă, cu caracter de noutate, care permite controlul principalilor parametri ai acționării precum: frecvența, tensiunea de alimentare a motorului, curentul în circuitul intermediar, turația la ieșire. Spre deosebire de alte sisteme, cel propus, utilizează calculatorul în generarea frecvenței variabile și în prescrierea valorii de referință a canalului de tensiune.

Modificarea frecvenței de alimentare a motorului poate fi făcută în sistem deschis între (5 - 100) Hz precum și în sistem închis, între  $U$  și  $f$  trebuie să existe o dependență de forma  $\frac{U}{f} = K$ .

Motoarele electrice asincrone prezintă comportarea cea mai bună din punct de vedere energetic la  $K = ct$ .

Metodele prin care se realizează această condiție diferă funcție de sistemul de reglare conceput precum și de performanțele impuse acestuia.

Formele ideale de undă ale tensiunii de ieșire a invertorului, pentru frecvențe sub și suprasincrone sînt cele din fig. 11 (81; pag. 125)

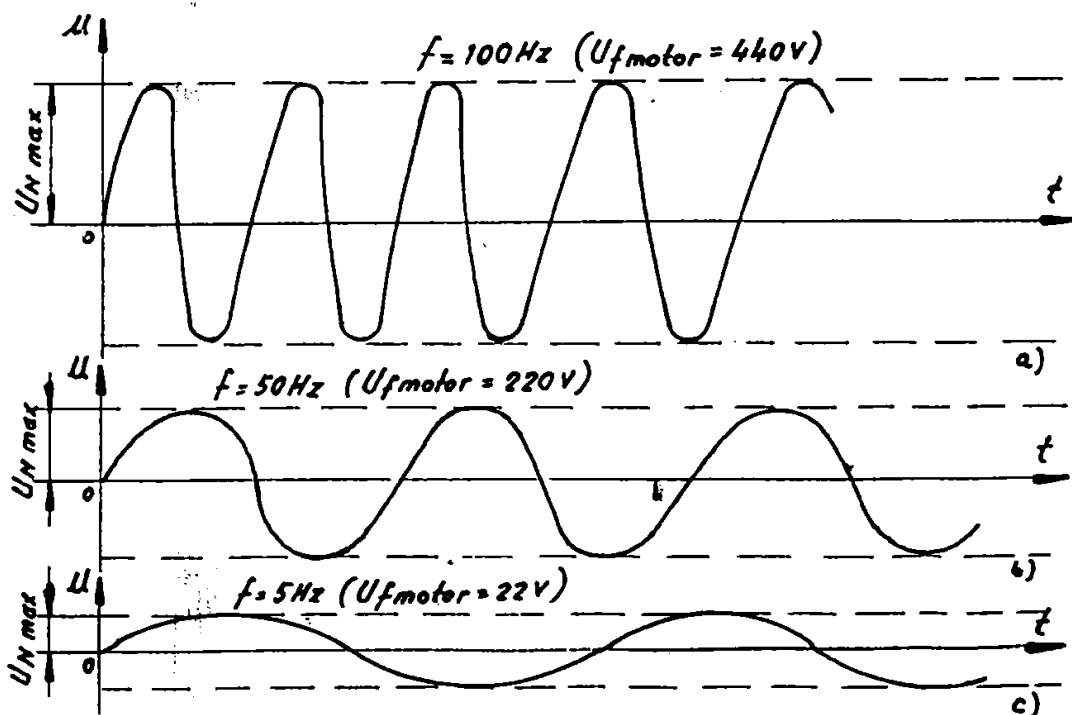


Fig.11. Formele de undă ideale la ieșirea inverterului pentru frecvențe diferite :

- a) frecvență suprasincronă ; b) frecvență nominală ;  
c) frecvență subsincronă.

În concluzie, convertorul trebuie să realizeze o dată cu creșterea frecvenței și o creștere a tensiunii iar la o scădere a frecvenței și scăderea tensiunii pentru a menține fluxul magnetic în mașină constant, în limitele de modificare a frecvenței.

Inverterul proiectat, realizează la ieșire o tensiune apropiată de sinusoidă iar modificarea frecvenței se realizează după un program secvențial de intrare în conducție-stingere a tiristoarelor din punte, prezentat în fig.12, în care fiecare tiristor conduce  $120^\circ$ .

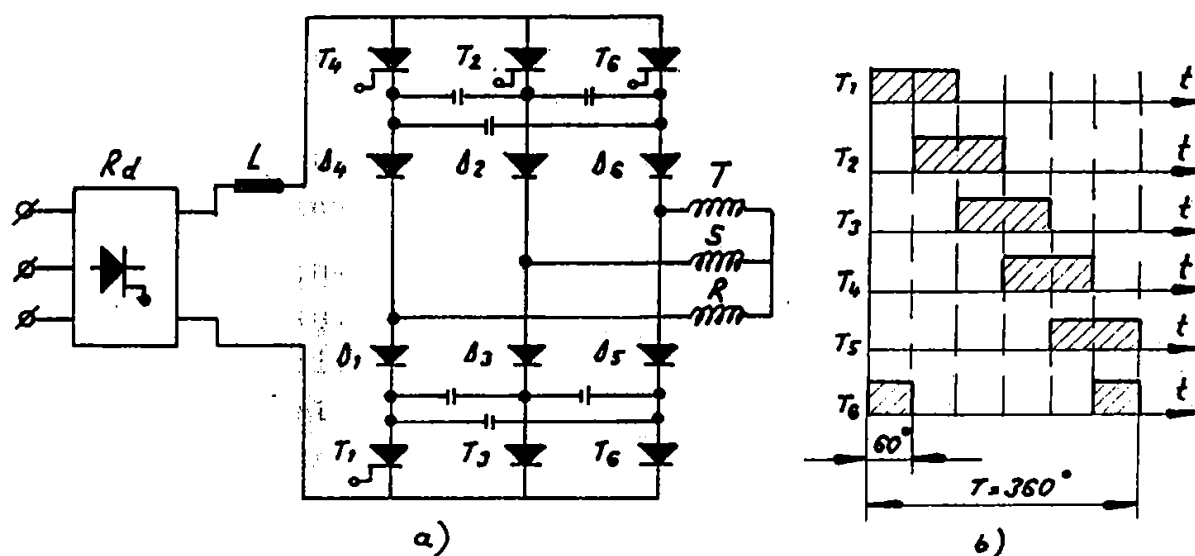


Fig.12. Modificarea frecvenței tensiunii de ieșire a inverterului :

- a) schema convertorului; b) comanda succesiunii impulsurilor.

Modificând durata perioadei  $T$  se obține frecvența dorită.

Modul de realizare a modificării frecvenței de ieșire a convertorului între (5 - 100) Hz constituie un element nou care prezintă o serie de avantaje în comparație cu alte sisteme propuse în literatura de specialitate (81, pag. 140 ; 2 ; 66).

Aceste avantaje se referă la: stabilitatea frecvenței obținute ; modificarea ușoară a frecvenței cu un ecart de 1 Hz (și mai mic) prin intermediul tastaturii calculatorului numeric; posibilitatea realizării de bucle de reacție pentru sistemul automat; utilizarea calculatorului în conducerea procesului de reglare a turației.

### 3.1.3. Dimensionarea principalelor elemente ale convertorului static cu circuit intermediar de curent.

Schema electrică a convertorului utilizat în studiul acționării arborelui electric este cea prezentată în fig.313.

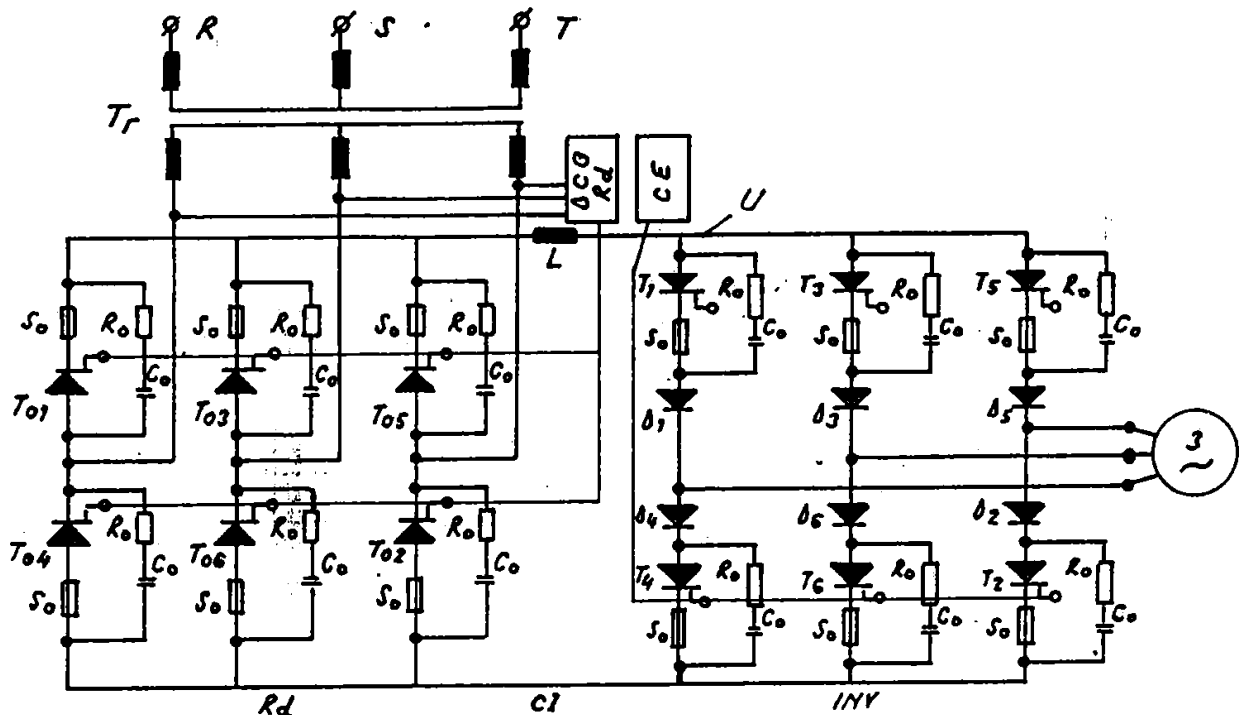


Fig.313. Convertorul static cu circuit intermediar de curent și inverter cu stingere autonomă: Tr - transformator de adaptare; Rd - redresor comandat; L - inductivitate; Inv. - inverter; DCG<sub>Rd</sub> - dispozitivul de comandă pe grilă al redresorului; CE - calculator electronic.

Schema de convertor aleasă pentru experimentări prezintă avantajul că asigură încărcarea condensatoarelor de stingere prin curentul de magnetizare al motorului.

Această schemă nu necesită încă un inverter de recuperare a energiei în cazul frînării recuperative a motorului; curentul își păstrează sensul prin inverter iar în cazul frînării tensiunea din circuitul intermediar își schimbă polaritatea și prin trecerea redresorului comandat în regim de inverter cu comutație de la rețea ( $90^\circ < \alpha < 150^\circ$ ) se asigură recuperarea energiei de frînare.

Tensiunea din circuitul intermediar depinde de sarcina activă a inverterului și de frecvența de alimentare, deoarece  $\cos \varphi$  depinde de cuplul de sarcină și de frecvență.



Invertorul de curent cu stingere autonomă poate fi realizat cu tiristoare normale, nu necesită tiristoare de stingere și diode de recuperare ceea ce îi conferă simplitate, fiabilitate și atingerea unor puteri mari.

a) Calculul redresorului comandat

Pentru adaptarea tensiunii rețelei la tensiunea de alimentare a motorului asincron este necesar a se conecta un transformator între rețea și convertor conform fig.13.

Fie  $U = 200V$  valoarea efectivă pe fază a tensiunii de la ieșirea invertorului.

Valoarea medie a tensiunii din circuitul intermediar pentru invertorul cu comutație forțată este (2; pag.245) :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left[ 1 - 2 \sin(1 - K) \frac{\pi}{6} \right] \cdot U \quad [3.15.]$$

Dimensionarea se face la comandă completă ( $K=1$ )

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U = 460 \text{ V}$$

Considerînd căderea de tensiune la sarcină maximă ca fiind  $\approx 50\% U_d$  datorită rezistenței interne a convertorului, se alege :

$$U_{d \text{ max}} = 700 \text{ V}$$

Notînd cu  $U_2$  valoarea efectivă a tensiunii pe fază din secundarul transformatorului în conexiune Y - y; se cunoaște relația (10; 55; 2)

$$U_{d \text{ max}} = 2,34 U_2 \cos \alpha \quad (\text{ptr. } \alpha = 0 \text{ rezultînd astfel } U_2 = 300 \text{ V})$$

Se va realiza un transformator cu raportul de transformare

$$K_{tr} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{300} = 0,73$$

Putea transformatorului este dată de expresia (11; pag.272)

$P_{tr} = 1,1 \cdot P_n$  în care  $P_n$  este puterea motorului asincron în scurtcircuit alimentat de la convertor ( $P_n = 1,1 \text{ Kw}$ )

Valoarea maximă repetitivă a tensiunii la care trebuie să reziste tiristoarele este (93; pag.349) :

$U_{RRM} = 1,05 \cdot 2 \cdot U_{d \text{ max}} = 1470 \text{ V}$ ; în care coeficientul de siguranță a tensiunii  $c_u = 2$ .

Pentru puntea trifazată cu tiristoare (93; pag.349)

$$\frac{I_{2 \text{ tr}}}{I_d} = 0,82 \text{ sau } \frac{I_{1 \text{ motor}}}{I_d} = 0,82 \text{ din care se determină}$$

$$I_d = \frac{3,12}{0,82} = 3,8 \text{ A, cunoscînd } I_1 = 3,12 \text{ A pentru motorul ales.}$$

Supraîncărcarea curentului are loc la pornirea în sarcină a motorului asincron cînd  $I_1 p = 7 I_N$ , deci  $I_{d \text{ max}} = 7 I_d = 26,6 \text{ A}$ .

Alegînd un coeficient de siguranță în curent  $c_i = 1,5$ , conform (93; pag. 349) se calculează curentul mediu de durată prin tiristor :  $I_{TFAV} = 0,33 \cdot 1,5 \cdot 26,6 = 13,25 \text{ A}$ ,

Pe baza valorilor  $U_{RRM}$  și  $I_{TFAV}$  se alege din (22; pag. 412) tiristorul T16N1600 cu principalele valori limită absolută :

$$\frac{di}{dt} = 50 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}} ; \frac{du}{dt} = 50 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} ; \tau_2 = 200 \mu\text{s}$$

Protecția individuală a tiristoarelor din cadrul convertorului se realizează prin :

- siguranțe fuzibile ultrarapide ( $S_0$ ) înseriate cu fircare ventil comandat, la supracurenți ;
- prin rețele  $R_0 - C_0$  montate în paralel cu fiecare tiristor, la supratensiuni.

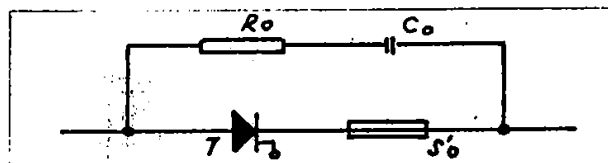


Fig 314. Rețea de protecție a tiristoarelor

Conform (93; pag. 362) se aleg :  $R_0 = 39 \ \Omega$  iar

$$C_0 = 2 \cdot 10^{-2} \cdot 16 = 0,32 \ \mu\text{F}$$

#### b) Calculul invertoarelor cu comutație forțată

Invertoarele alimentează motorul asincron cu rotorul în scurt-circuit care prezintă următoarele date de catalog: tip 90 L ;

$$P_N = 1,1 \text{ KW} ; n = 935 \text{ rot/min} ; \eta = 74\% ; \cos \varphi = 0,72 ;$$

$$I_N = 3,12 \text{ A} ; M_N = 1,8 ; \frac{I_p}{I_N} = 6,5 ; \frac{M_k}{M_N} = 2.$$

În vederea dimensionării, invertoare din fig. 12 se reprezintă simplificat, considerînd intervalul cînd are loc comutația între  $T_1$  și  $T_3$ , curentul închizîndu-se prin fazele R și S ale motorului ; se arată în fig. 15 formele de undă necesare calculului.

Calculul invertoarelor s-a făcut în ipoteza că el se realizează cu tiristoare normale iar frecvența de lucru este cuprinsă între 5 și 100 Hz.

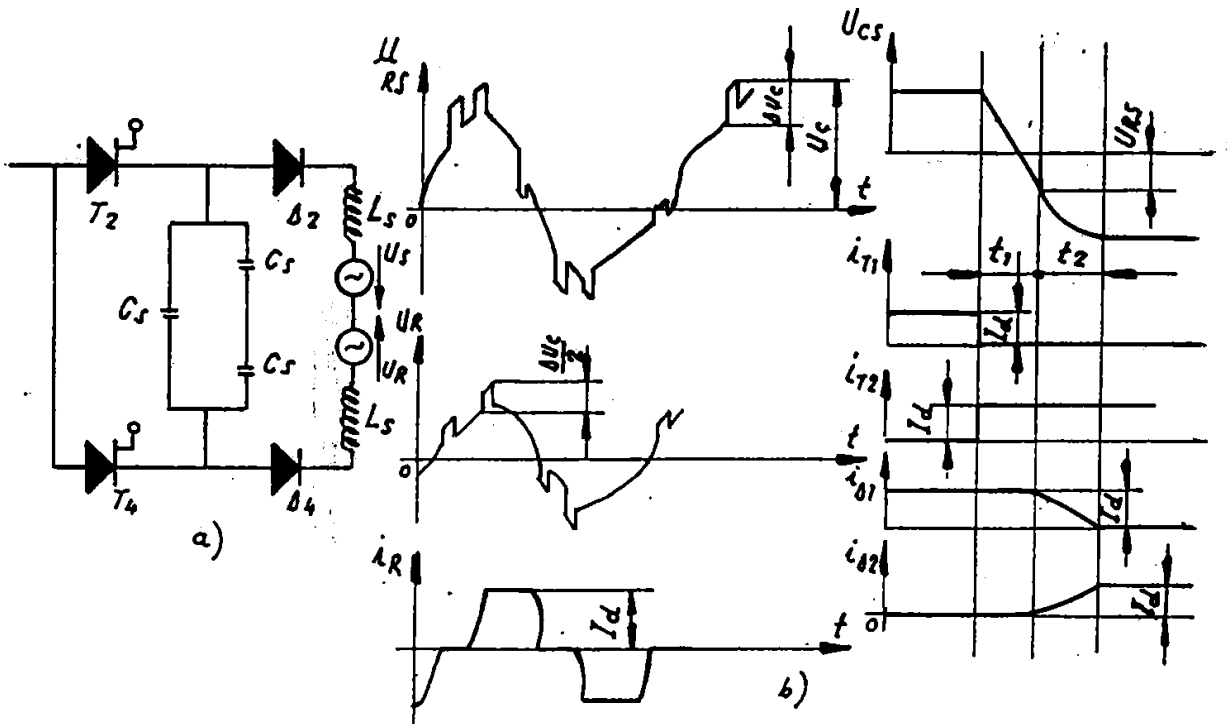


Fig.3.15. Diagramele mărimilor invertorului

a) reprezentarea simplificată a comutației între două faze cu conexiunea în triunghi a condensatoarelor. b) formele de undă ale curenților și tensiunilor prin elementele invertorului.

Intre mărimile precizate în fig.15 se pot stabili următoarele relații(42; pag.43;2) :

$$I_R = I_S = I_T = \frac{\sqrt{6}}{2} I_d ; U_c = U_{c \max} = \sqrt{6} \cdot U \cdot \sin \varphi + \Delta U_c \quad [3.16]$$

$$\Delta U_c = I_d \sqrt{\frac{4L_s}{3C_s}} ; C_{echiv} = \frac{3}{2} C_s ; t_k = t_1 + t_2 \quad [3.17]$$

$$t_1 = \frac{1,5C_s}{I_d} (U_c + \sqrt{6} \cdot U \cdot \sin \varphi) ; t_2 = \frac{\sqrt{6}}{2} \sqrt{L_s \cdot C_s} \quad [3.18]$$

Variația tensiunii pe condensator este dată de relația(56; pag.279)

$$u_c = U_d \left[ 1 - \frac{2e^{-\frac{R}{2L} t}}{\cos \delta} \cdot \cos(\omega \cdot t - \delta) \right] , \text{ în care } R \text{ și } L \text{ sînt}$$

parametrii înfășurării de fază ai motorului electric iar pentru  $t_{\text{blocare}} \gg t_2$  se obține valoarea capacității de stingere a tiristorului(56; pag.280) :

$$C_s \gg \frac{t_{\text{rev}}^2}{L} \quad \text{sau } C \gg \frac{0,82}{R} \cdot \frac{U_d}{\left(\frac{du}{dt}\right)_{\text{adm}}} \quad [3.19]$$

Alegînd pentru siguranța stingerii tiristoarelor

$$t_{rev} = 2 \cdot \tau_2 = 2 \cdot 200 \cdot 10^{-6} = 4 \cdot 10^{-4} \text{ (s)} \quad [3.20]$$

se obține :  $C_s \geq 5,3 \cdot 10^{-6} \text{ (F)}$  ; Se alege  $C_s = 9 \mu\text{F}$

Valoarea maximă a tensiunii la care se încarcă condensatorul este :

$U_{c \text{ max}} = U_d = 700 \text{ V}$  iar  $\Delta U_c = 260 \text{ V}$  deci vîrfuri de tensiune importante.

Inductivitatea  $L$  a unei faze a motorului se determină cu relația (40; pag.114) :

$$K_{\phi 1} + C_1 K_{\phi 2}(S=S_n) = m \cdot U^2 \cdot \frac{1 - S_n}{2 C_1 (P_n + P_{f_r+v})} \cdot \frac{1}{b_n} - R \quad [3.21]$$

rezultînd în urma calculelor  $L = 30 \text{ (mH)}$ .

Avînd în vedere că prin invertor trebuie să treacă același curent care circulă și prin redresor și luînd în considerare regimul mai greu de lucru al tiristoarelor invertorului care lucrează în regim de comutație forțată cu frecvență variabilă, se aleg pentru invertor tiristoare de tipul T 22 N 1600 cu principalii parametrii (22; pag.419)

$$\left(\frac{di}{dt}\right) = 50 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}} ; \quad \left(\frac{du}{dt}\right) = 50 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} ; \quad \tau_2 = 200 \mu\text{s} \quad [3.22]$$

Diodele de separație se aleg de tipul D 16 A 14 R (22; pag.238) iar circuitele de protecție ale tiristoarelor sînt identice cu cele calculate pentru redresor.

Toate diodele și tiristoarele convertorului se montează pe radiatoare de răcire.

c) Dimensionarea bobinei din circuitul intermediar al convertorului.

Calculul bobinei de filtrare sub aspectul puterii transmise se face pe baza puterii echivalente de curent alternativ pe care ar putea-o transmite un transformator electric cu același miez (93; pag.357)

$$P_B^{(VA)} = 0,11 \cdot B_{\text{max}} \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot L_B \quad \text{în care :} \quad [3.23]$$

$B_{\text{max}} = 1,2 \text{ (T)}$  este inducția maximă în miez

$I_1 = 3,8 \text{ (A)}$  este curentul din circuitul intermediar

$I_2 = 3 \text{ (A)}$  este curentul corespunzător punctului de funcționare de pe curba de magnetizare

$L_B = 516 \text{ (mH)}$  este inductivitatea bobinei

$P_B$  = este puterea bobinei cu întrefier

Calculul valorii inductanței totale  $L = L_B + 2 L_{BM}$  se face prin două metode (107; pag.145) :

- limitînd valoarea critică a curentului mediu redresat la  $0,1 I_d$  conform relației :

$$L = \frac{10}{f} K_B \frac{U_d}{K I_d} \quad (\text{mH}) \quad \text{în care se alege } L^* = 0,3 \text{ și } K_B = 0,093 \quad [324]$$

- limitînd valoarea armonicilor fundamentale

$$L = L^* \frac{U_d}{K_w I_d} \quad (107; \text{pag.147}) \quad \text{în care } L^* = 0,56 \text{ și } K_w = 0,17 \quad [325]$$

În urma calculelor se reține valoarea cea mai mare pentru  $L = 576 \text{ mH}$

Inductivitatea bobinei  $L_B$  rezultă :

$$L_B = L - 2 L_{BM} = 576 - 2 \cdot 30 = 516 \text{ (mH)} \text{ iar } P_B = 826 \text{ (VA)}$$

Se determină secțiunea transversală a miezului coloanei bobinei (97; pag.103) :

$$S_{Fe} = K_s \sqrt{\frac{P_B \cdot K_G}{f \cdot B_{Fe} \cdot J}} \quad (\text{cm}^2) \text{ și alegînd } K_s = 5,7 ; P_B = 826 \text{ (VA)}$$

$f = 50 \text{ Hz} ; B_{Fe} = 1,2 \text{ (T)} ; J = 3,5 \text{ (A/mm)}$  și calculînd  $K_G = 7,29$  rezultă  $S_{Fe} = 30 \text{ (cm}^2)$  ;  $a = 55 \text{ (mm)}$

Aplicînd legea circuitului magnetic de-a lungul liniei de cîmp se obține: (17)

$$L_B \text{ (mH)} = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot N^2 \cdot S_{Fe}}{l} \quad [326]$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$$

$N$  = numărul de spire ale bobinei

$l$  = întrefierul.

Se realizează o bobină de filtrare cu întrefier ca cea din fig.16.

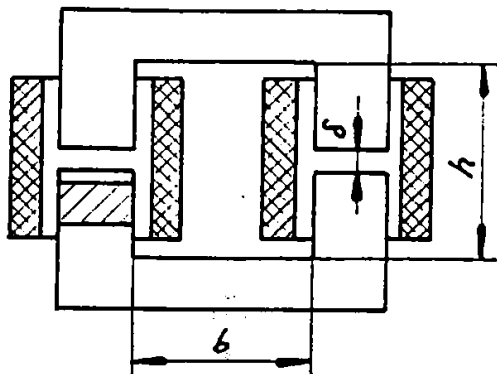


Fig.16. Forma și cotele bobinei de filtrare.

Alegem  $d = 1 \text{ mm}$  iar din relația:  $N = \frac{B \cdot d}{\mu_0 \cdot I_d}$  (38; pag.163) se obține  $N = 238$  spire.

Valorile lui  $d$  și ale lui  $N$  se pot recalcula avînd în vedere optimizarea raportului între masa fierului și a cuprului (cca.4)

Alegînd  $h = 3b$  și  $K_{Cu} = 0,3$  se determină :

$$b = \sqrt{\frac{2 \cdot N \cdot I_d}{3 \cdot K_{Cu} \cdot J}} \quad (38; \text{pag.163}) ; \quad b = 22 \text{ (mm)} \quad [3.27]$$

$$h = 3 \cdot 22 = 66 \text{ (mm)}$$

$$R = \rho \cdot \frac{2 \cdot N \cdot l_s}{S_{Cu}} \quad (38; \text{pag.164}) \text{ în care } S_{Cu} = \frac{I_d}{J} = 1 \text{ mm}^2 \quad [3.28]$$

$l_s = \left( \frac{a\sqrt{2}}{2} + \frac{a+b}{2} \right) \cdot \pi$  este lungimea medie a spirei. În urma calculelor se obține :  $d_{Cu} = 1,1 \text{ (mm)} ; R = 1,3 \text{ (-}\Omega\text{)}$

### 3.1.4. Stabilirea funcției de transfer a ansamblului convertor - motor electric.

#### 3.1.4.1. Determinarea schemei - bloc.

Schema structurală a elementului de execuție format din: convertorul cu circuit intermediar de curent continuu și motorul asincron în scurtcircuit, considerînd schema bloc a motorului asincro prezentată în (84; pag.144), este concepută ca în fig.17. Cunoșcînd faptul că redresorul este complet comandat printr-un dispozitiv de comandă pe grilă realizat cu circuite integrate BAA145 (fig.38) iar invertorul este comandat cu frecvență variabilă prin intermediul unui calculator numeric prevăzut cu microprocesor 80286 am propus realizarea următoarelor legături între elementele componente ale elementului de execuție a arborelui electric supus reglării.

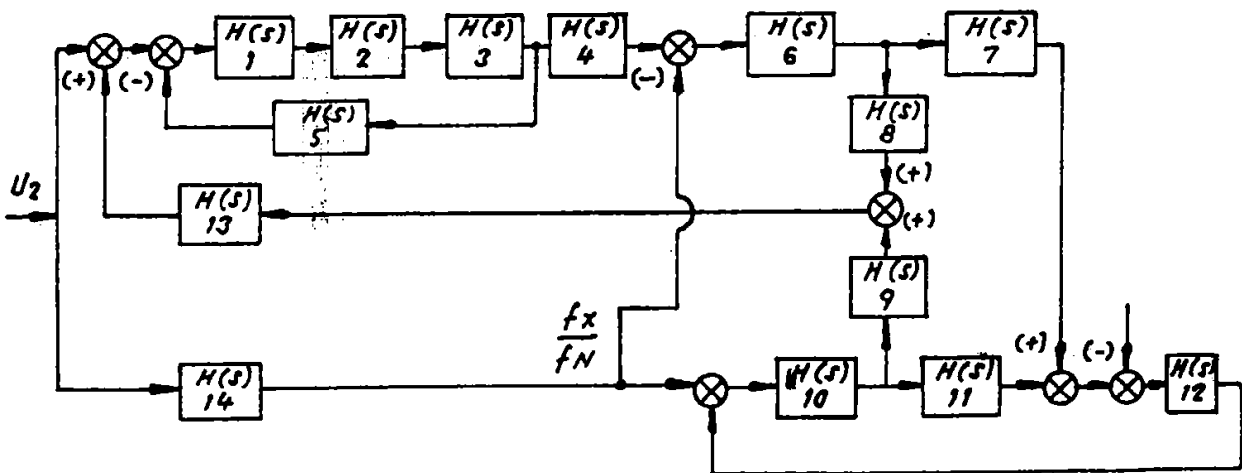


Fig.17. Schema structurală a ansamblului convertor- motor asincron.

Funcțiile de transfer (f.d.t) ale elementelor sistemului automat sînt :

- $H_1(s)$  - f.d.t. a dispozitivului de comandă pe grilă a redresorului comandat.
- $H_2(s)$  - f.d.t. a punții redresoare cu tiristoare
- $H_3(s)$  - f.d.t. a circuitului intermediar de curent continuu
- $H_4(s)$  - f.d.t. a invertorului cu comutație forțată
- $H_5(s)$  - f.d.t. a traductorului de curent continuu
- $H_6(s) \pm H_{12}(s)$  - f.d.t. ale blocurilor care compun schema structurală a motorului de curent alternativ
- $H_{13}(s)$  - f.d.t. a traductorului de curent alternativ
- $H_{14}(s)$  - f.d.t. a dispozitivului de comandă a frecvenței invertorului

3.1.4.2. Expliciter funcțiilor de transfer ale elementelor de sistem automat.

$$H_1(s) = K_1 = \frac{\pi}{12} \quad (^\circ/v)$$

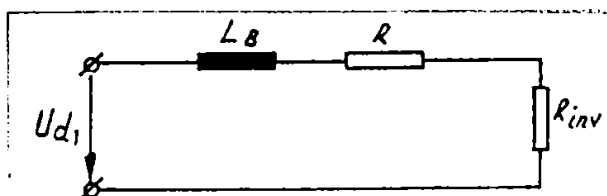
$$H_2(s) = \frac{K_2}{1+T_1 \cdot s} ; K_2 = 2,34 U_2 ; T_1 = \frac{1}{2 \cdot f \cdot p} \quad \text{în care :}$$

$U_2$  este valoarea efectivă a tensiunii de fază din secundarul transformatorului

$f$  -frecvența industrială(50Hz);  $p$  -numărul de pulsuri pe perioadă a tensiunii redresate( $p=6$ ).

$$H_3(s) = \frac{U_{d2}(s)}{U_{d1}(s)} = \frac{K_3}{1+T_{ci} \cdot s} \quad \text{unde } K_3 = \frac{1}{1+\frac{R_{inv}}{R_{ci}}} ; T_{ci} = \frac{L_{ci}}{1+\frac{R_{inv}}{R_{ci}}}$$

iar circuitul intermediar de curent continuu este modelat în fig.18(9)



$$R_{inv} = \frac{U_{d2N}}{I_N} \quad \text{este rezistența internă a invertorului.}$$

Fig.18. Circuitul intermediar.

$$H_4(s) = \frac{K_4}{s} \cdot \frac{C_1}{C_2} \quad \text{în care } K_4 = \frac{U_1}{U_{1N}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 200}{700} = 0,4 ; C_1 = \frac{f}{f_N} ; C_2 = \frac{U}{U_N}$$

$$H_5(s) = \frac{K_I}{1+T_I \cdot s} ; K_I = \text{factor de amplificare}; T_I = \text{constanta de timp a filtrului}$$

$$H_6(s) = \frac{\frac{C_2}{C_1}}{(1+s \cdot T_2)^2 \cdot \left[ \left( \frac{s}{C_1 \cdot \omega_{1N}} \right)^2 + 1 \right]}$$

în ipoteza:  $R_1 = 0$  și  $\left( \frac{S_1}{S_K} \right)^2 = 0$   
iar  $S_1$  este alunecarea relativă a motorului.

în care:  $T_2 = \frac{L_2 - L_m / L_1}{R_2}$  ;  $L_2 = L_2' + L_m = \frac{X_2' + X_m}{\omega_{1N}}$  ;  $L_1 = \frac{X_1 + X_m}{\omega_{1N}}$  ;  
 $L_m = \frac{X_m}{\omega_{1N}}$  utilizînd notațiile din teoria mașinilor electrice (58)

$$H_7(s) = \frac{C_2}{C_1} \left[ 2 S_1 (1+s \cdot T_2) + \left( \frac{s}{C_1 \cdot \omega_{1N}} \right)^2 \left( 1 + \frac{C_1 S_1}{S_{KN}} \right) + s^3 \cdot \frac{T_2}{C_1 \cdot \omega_{1N}^2} \right]$$

în care:  $S_{KN}$  este alunecarea critică nominală a motorului ( $S_{KN} = \frac{1}{T_2 \cdot \omega_{1N}}$ )

$$H_8(s) = \frac{1}{C_1 \cdot \omega_{1N} (1 - \sqrt{V_1} \cdot \sqrt{V_2})} \left\{ s(1+s \cdot T_2) - \sqrt{V_1} \sqrt{V_2} (1+s \cdot T_2) - C_1 \cdot \omega_{1N} \cdot \frac{S_1}{S_{KN}} \right\}$$

în care:  $\sqrt{V_1} = \frac{L_m}{L_1}$  ;  $\sqrt{V_2} = \frac{L_m}{L_2}$  sînt coeficienții de dispersie ai statorului și rotorului.

$$H_9(s) = \frac{L_1 \cdot \omega_{1N} \sqrt{V_1}^2}{L_2} ; H_{10}(s) = \frac{\frac{U}{U_N} \cdot \frac{f_N}{f}}{1+T_2 \cdot s} ; H_{11}(s) = \frac{C_2}{C_1} = \frac{U}{U_N} \cdot \frac{f_N}{f}$$

$$H_{12}(s) = \frac{1}{s \cdot T_M} ; T_M = \frac{J \cdot \omega_{1N}}{M_{PN}} \quad \left( \omega_{1N} = \frac{\omega_n}{p} \right) ;$$

$$H_{13}(s) = K_3 \cdot I_0 = K_3 \cdot \frac{U_N}{\omega_{1N} \cdot L_1} ; I_0 - \text{este curentul de mers în gol al statorului motorului}$$

$$H_{14}(s) = \frac{f_{max}}{U_c} = 20$$

Aplicînd regulile de la algebra schemelor bloc prin transformări succesive și notînd :

$$H_0(s) = \frac{H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot H_3(s)}{1 + H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot H_3(s) \cdot H_5(s)} \quad \text{se obține}$$

funcția de transfer a elementului de execuție sub forma :  $H_{CM}(s) = \frac{n(s)}{f(s)}$

în care mărimea de intrare este frecvența tensiunii de alimentare variabilă între (5-100)Hz.

$$H_{CM}(s) = \frac{H_{12}(s)}{H_{14}(s)} \cdot \left\{ \frac{H_{14} \cdot (1 - H_0 \cdot H_4 \cdot H_6 \cdot H_8 \cdot H_{13}) \cdot (H_{10} \cdot H_{11} - H_6 \cdot H_7) + H_0 \cdot H_4 \cdot H_6 \cdot H_7 \cdot (1 - (1 - H_0 \cdot H_4 \cdot H_6 \cdot H_8 \cdot H_{13}) + H_{10} \cdot H_{11} \cdot H_{12}^2 \cdot (1 - H_0 \cdot H_4 \cdot H_6 \cdot H_8 \cdot H_{13}) + H_0 \cdot H_4 \cdot H_6 \cdot H_7 \cdot H_{13} [H_0 \cdot H_4 \cdot H_6 \cdot H_8 (H_9 \cdot H_{10} - H_8 \cdot H_6)] + H_0 \cdot H_4 \cdot H_6 \cdot H_7 \cdot H_9 \cdot H_{10} \cdot H_{12}}{(1 - H_0 \cdot H_4 \cdot H_6 \cdot H_8 \cdot H_{13}) + H_{10} \cdot H_{11} \cdot H_{12}^2 \cdot (1 - H_0 \cdot H_4 \cdot H_6 \cdot H_8 \cdot H_{13}) + H_0 \cdot H_4 \cdot H_6 \cdot H_7 \cdot H_{13} [H_0 \cdot H_4 \cdot H_6 \cdot H_8 (H_9 \cdot H_{10} - H_8 \cdot H_6)] + H_0 \cdot H_4 \cdot H_6 \cdot H_7 \cdot H_9 \cdot H_{10} \cdot H_{12}} \right\} \quad [3.29]$$



### 3.2. Modelarea arborelui electric cu grup conducător

#### 3.2.1. Reglarea vitezei arborelui electric cu grup conducător prin variația frecvenței sursei de alimentare.

Se consideră un arbore electric cu grup conducător ca în fig.19, în care motorul asincron în scurtcircuit al grupului conducător este alimentat de la un converttor static de frecvență cu circuitul intermediar de curent continuu iar motoarele asincrone cu inele  $M_1$  și  $M_2$  sînt identice, prezentînd aceeași succesiune a fazelor în stator și rotr.

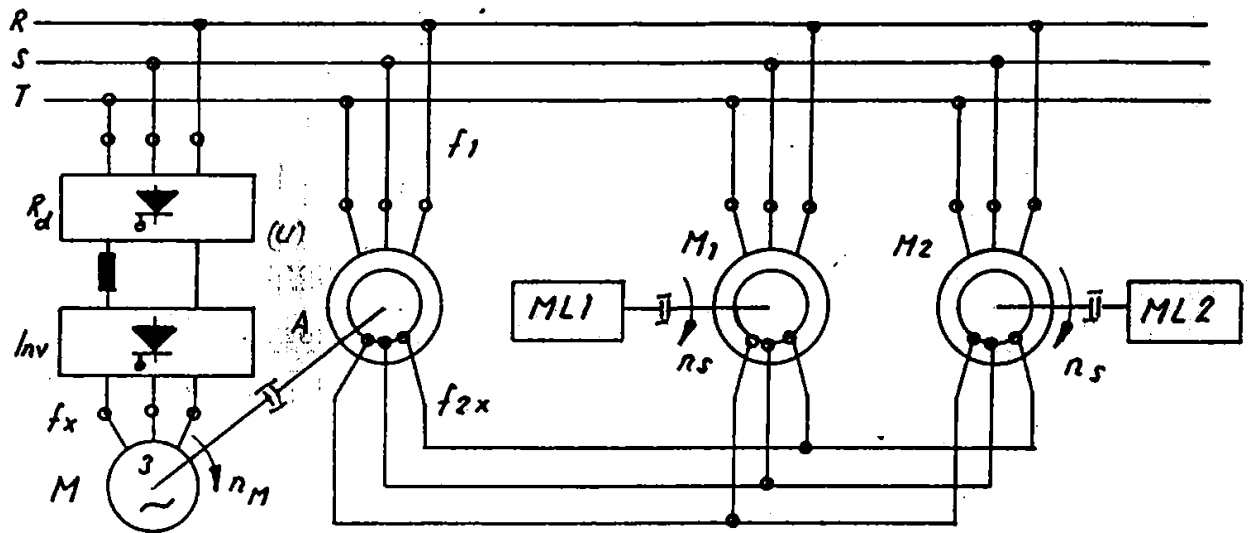


Fig.19. Schema de cuplaj a unui arbore electric cu grup conducător: M- motorul asincron în scurtcircuit; A- mașina auxiliară;  $M_1, M_2$ - motoare cu inele

Conform referințelor bibliografice (26; pag.333;44) cuplul sincronizant este produs de mașina A iar puterea acesteia  $P_A = \sum_{i=1}^n M_i$  (44; pag.13) Acționarea propusă este valabilă și pentru un arbore electric multiplu.

Prin modificarea frecvenței de alimentare a motorului M se realizează o turație sincronă corespunzătoare a mașinilor de lucru  $ML_1, ML_2, \dots, ML_n$ .

În cazul motorului asincron în scurtcircuit al grupului pentru funcționarea cu  $s < s_k$  ecuația cuplului electromagnetic este :

$$M = \frac{2 \cdot M_k}{s_k} \cdot s \quad [3.30]$$

Prin neglijarea rezistenței statorice ( $R_1 = 0$ ) se obțin: (44)

$$M_k = K_0 \cdot \frac{U^2}{f_x^2} \quad ; \quad s_k = K_0' \cdot \frac{1}{f_x} \quad ; \quad U = K_0'' \cdot f_x \cdot \Phi_m \quad [3.31]$$

Pentru a nu satura excesiv circuitul se necesită realizarea

condiției :  $\frac{U}{f} = ct.$ , pentru care sistemul are o comportare statică și dinamică performantă.

În cazul reglării vitezei în domeniul subsincron se impune condiția  $M = ct.$ , când și  $M_k = ct.$  iar în cazul reglării vitezei ansamblului de mașini în domeniul suprasincron se realizează condiția  $P = ct.$ , adică  $U = ct.$  pentru a nu periclita izolația mașinii M.

În domeniul frecvențelor mici (1-20)Hz când nu se mai poate neglija  $R_1$  se impune o dependență între tensiune și frecvență de forma  $\frac{U}{U_N} = a_1 \frac{f}{f_N} + a_2$  (107; pag.225)

Prin încărcarea neuniformă a mașinilor de lucru  $M_{L1}$  și  $M_{L2}$  se produce un decalaj  $\theta$  între axele rotorice ale celor două motoare  $M_1$  și  $M_2$  iar tensiunea electromotoare rezultată în circuitul rotoric comun al lor este diferită de zero.

Ca urmare a apariției acestei tensiuni, prin înfășurările rotorice se stabilește un curent a cărui componentă activă produce cupluri electromagnetice care au un sens în mașina mai încărcată devenind pentru ea cuplu motor și un sens contrar în mașina mai puțin încărcată devenind cuplu de frînare pentru ea încît pe ansamblu acțiunea acestor cupluri asigură mersul sincron al mașinilor de lucru. Cuplul sincronizant este produs de motorul A.

Amplitudinea cuplului sincronizant depinde de mărimea frecvenței și a tensiunii la inelele motoarelor  $M_1$  și  $M_2$ , crescînd cu acestea. În scopul compensării unor diferențe mari între încărcările mașinilor  $M_1$  și  $M_2$  se poate mări amplitudinea cuplului sincronizant prin creșterea frecvenței de alimentare a motorului M cunoscînd faptul că  $S_{sincron} = f_{2x} \cdot f_1$  în care:  $S_{sincron}$  este alunecarea la mersul sincron al arborelui,  $f_{2x}$  este frecvența la inelele mașinii A iar  $f_1$  este frecvența industrială;  $f_1 = 50$  Hz.

Apare în acest fel, o metodă nouă deosebit de eficientă, de compensare a diferenței de încărcare, efectuată fără pierderi, precum și posibilitatea modificării vitezei arborelui renunțînd la intercalarea de rezistențe în circuitul rotoric care au efecte negative din punct de vedere al randamentului acționării. Această metodă este oferită de utilizarea convertorului static pentru modificarea frecvenței  $f_{2x}$ . Cuplul sincronizat apare ca diferență între cuplul mașinii A și  $M_1$  și are expresia : (107).

$$M_s = \left| \frac{2 M_{KA}}{\frac{S}{S_{KA}} + \frac{S_{KA}}{S}} \cdot \frac{U_{2x}}{U_{KA}} \sin \theta \right| \quad [3.32]$$

iar :  $M_1 = (M_{\text{asincron}} + M_s)$  ;  $M_2 = (M_{\text{asincron}} - M_s)$  sînt cuplurile dezvoltate de motoarele  $M_1$  și  $M_2$  în care : (107)

$$M_{\text{asincron}} = (1 - \cos \theta) \cdot \frac{M_k}{\frac{S_k}{S} + \frac{S_k}{S}} \quad [3.33]$$

Ecuatiile fazoriale ce constituie modelul arborelui electric format din mașinile  $M_1$  și  $M_2$  sînt : (55; pag.128)

$$\underline{U}_s(M1) = R_s \underline{i}_s + j \omega_s \Psi_s + \frac{\Psi_s}{S} \frac{d\Psi_s}{dt} \quad [3.34]$$

$$\underline{U}_r(M) = R_r \underline{i}_r + j(\omega_r - \omega) \Psi_r \quad ; \quad (M_1 = M_2) \quad [3.35]$$

$$m = K_M \Psi_s i_{rq\lambda_s} ; \omega_{\lambda_s} = \frac{d\lambda_s}{dt} ; \omega = \frac{d\theta}{dt} ; \omega_{\lambda_r} = \omega_{\lambda_s} \quad [3.36]$$

axa de referință fiind aceeași pentru stator și rotor cu notațiile precizate în capitolul I al lucrării.

Frecvența obținută la inelele mașinii auxiliare A este :

$$f_{2x} = f_x \pm n_M \cdot p_A \quad (21 \text{ pag.384}) \text{ în care :}$$

- $p_A$  - este numărul perechilor de poli ai mașinii auxiliare A
- $n_M$  - este turația motorului M
- $f_x$  - este frecvența tensiunii de alimentare al motorului M.

Semnul " + " se ia cînd  $n_M$  are sensul cîmpului magnetic învîrtitor al mașinii A și " - " se ia cînd  $n_M$  are sensul opus.

Puterea electrică produsă la arborele rotorului mașinii A este acoperită parțial de puterea mecanică primită pe la rotor de la motorul M și parțial absorbită de stator de la rețeaua industrială.

În ipoteza neglijării pierderilor din mașinile grupului conducător sînt valabile relațiile :

$$P_A = \frac{50}{f_{2x}} \cdot P_s \quad ; \quad P_M = -\left(\frac{f_x}{f_{2x}} - 1\right) \cdot P_s \quad \text{în care :} \quad [3.37]$$

- $P_A$  - este puterea electrică absorbită de mașina A de la rețea
- $P_M$  - este puterea electrică absorbită de motorul M de la rețea
- $P_s$  - este puterea de alunecare a mașinii A

Pentru  $n_M > \frac{f_x}{p_A}$  ( $n_M > n_{1(A)}$ ) M funcționează ca motor.

Se impune deci alegerea turației de sincronism a motorului M, ( $n_{1(M)}$ ) , mai mare decît turația de sincronism a mașinii A, ( $n_{1(A)}$ ) pentru cazul cînd M funcționează ca motor.

Dacă în timpul funcționării apare situația  $n_1(M) < n_1(A)$  atunci M trece în regim de generator iar redresorul comandat trebuie trecut în regim de inverter pentru a putea recircula puterea  $P_M$  în rețea.

Pentru motoarele  $M_1$  și  $M_2$  identice, conectate în arbore electric se poate scrie relația (21. pag. 381) :

$$S_{\text{sincron}} = \pm \frac{f_{2x}}{f_1} = \pm \frac{f_{2x}}{50} \quad [3.38]$$

$$n_{\text{sincron}} = n_1(M_1) \left[ 1 \pm \frac{f_{2x}}{50} \right] \quad [3.39]$$

$$n_{\text{sincron}} = n_1(M_1) \left[ 1 \pm \frac{f_x \pm n_1(A)}{50} \right] ; \text{ deci turația de sincronism}$$

a arborelui electric poate fi modificată prin intermediul frecvenței  $f_x$  rezultată de la convertorul static de frecvență care realizează o variație  $f_x \in (5 - 100)\text{Hz}$ .

Această metodă de modificare a turației sistemului de mașini este cea mai avantajoasă în comparație cu cele care prevăd utilizarea reostatului comun, a mașinilor auxiliare sau a motorului de curent continuu în locul lui M. (4; 42; 107).

### 3.2.2. Determinarea funcției de transfer a ansamblului de mașini electrice conectate în arbore electric

Pentru arborele electric din fig.19 se mai pot scrie relațiile:

$$n_M = \frac{60 \cdot f_x}{p_M} (1 - S_M) ; f_{2x} = \pm S(A) \cdot f_1 = \pm f_1 \left( 1 - \frac{n_M}{n_1(A)} \right) =$$

$$= \pm f_1 \left[ 1 - \frac{60 \cdot f_x}{p_M \cdot n_1(A)} (1 - S_M) \right] \quad [3.40]$$

Turației de sincronism a arborelui rezultă din  $(1 - \frac{n_{\text{sincron}}}{n_1(ML)}) = \pm \frac{f_{2x}}{f_1}$

$$n_{\text{sincron}} = n_1(ML) \cdot \left( 1 \pm \frac{f_{2x}}{f_1} \right) = n_1(ML) \cdot \left[ 1 \pm \left( 1 - \frac{60 f_x}{p_M n_1(A)} (1 - S_M) \right) \right] \quad [3.41]$$

$$n_{\text{sincron}} = n_1(ML) \mp n_1(ML) \pm \frac{n_1(ML) \cdot 60 f_x}{p_M n_1(A)} (1 - S_M) = n_1(ML) \mp n_1(ML) \pm \frac{n_1(ML)}{n_1(A)} n_M$$

Bazat pe această relație s-a conceput schema structurală a arborelui electric cu grup conducător prezentată în figura 3.20.

I

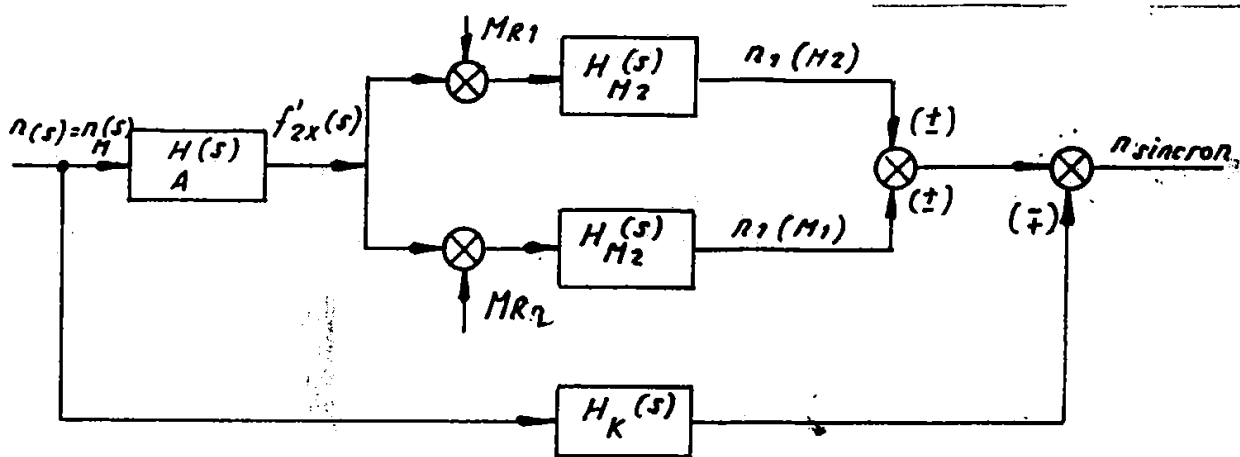


Fig32o. Schema structurală a arborelui electric cu grup conducător.

Funcțiile de transfer ale elementelor componente ale schemei bloc sînt :

$$H_A(s) = \frac{f_{2x}(s)}{n_1(s)} = K_A \quad [3.42]$$

$$H_{M1}(s) = H_{M2}(s) = H_M(s) = \frac{n_1(M1)(s)}{f_{2x}(s)} = \frac{1}{1 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 s + \omega_0^2 s^2} \quad [3.43]$$

Amortizarea  $\xi$  și constanta de timp  $\tau$  a motorului  $M_1(M_2)$  se calculează după relațiile date în: (58; pag.110;111;56;66)

$$\xi = \frac{S_K}{2} \sqrt{\frac{h}{2M_K}} ; h = \omega_0 \cdot H ; \omega_0 = 2\pi \cdot f = 314 \text{ rad/s} \quad [3.44]$$

$H = \frac{\omega_0^2 \cdot J}{3/2 \cdot U_m \cdot I_m} = \frac{\omega_0^2 \cdot J}{P_N}$  ;  $U_m$  și  $I_m$  sînt valori maxime ale tensiunii și curentului pe fază în stator ale motorului  $M_1(M_2)$ .

$$\tau = \sqrt{\frac{h}{2 \cdot M_K}} ; \tau = \tau_e \cdot \tau_m \text{ în care :}$$

$$\tau_e = \frac{1}{S_K} = \frac{X'_R}{R_R} \text{ este constanta de timp electrică a rotorului motorului } M_1(M_2)$$

$$\tau_m = \frac{S_K \cdot h}{2M_K} \text{ este constanta de timp mecanică a motorului } M_1$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2M_K}{\tau_e}} ; M_K = \frac{K_2^2}{2X'_R} ; K_2 = \frac{X_m}{X_S} = 0,94 \dots 0,97 \quad [3.45]$$

$$X'_R = (0,15 \dots 0,25) ; S_K = (0,1 \dots 0,15)$$

Așadar din datele de catalog ale motorului asincron cu inele  $M_1$  se calculează amortizarea și constanta de timp, determinînd funcția de transfer a motorului  $H_M(s)$

$$H_K(s) = K_M ; \quad K_M = \frac{n_1(MI)}{n_1(A)} \quad [3.46.]$$

Funcția de transfer a arborelui din fig.3.20 rezultă după o lăușă simplă sub forma :

$$H_{ARBORE}(s) = \frac{n_{sincron}}{n_M(s)} = 2 \cdot H_A(s) \cdot H_H(s) - H_K(s) \cdot [3.47.]$$

3.2.3. Stabilizarea vitezei bloc a puterii furnizate însoțită de reglarea a vitezei arborelui electric prin intermediul funcției de transfer aferente acestei.

Combinarea modelelor matematice prezentate în paraagrafele anterioare precum și a schemelor structurale concepute rezultă că viteză arborelui electric poate fi reglată prin intermediul frecvenței furnizate de convertorul static cu circuit intermediar de curent continuu care alimentează motorul asincron principal al arborelui electric.

Schemă bloc S.S.R.A. care permite reglarea vitezei arborelui cu grup conducător prin modificarea frecvenței este prezentată în fig.3.21.

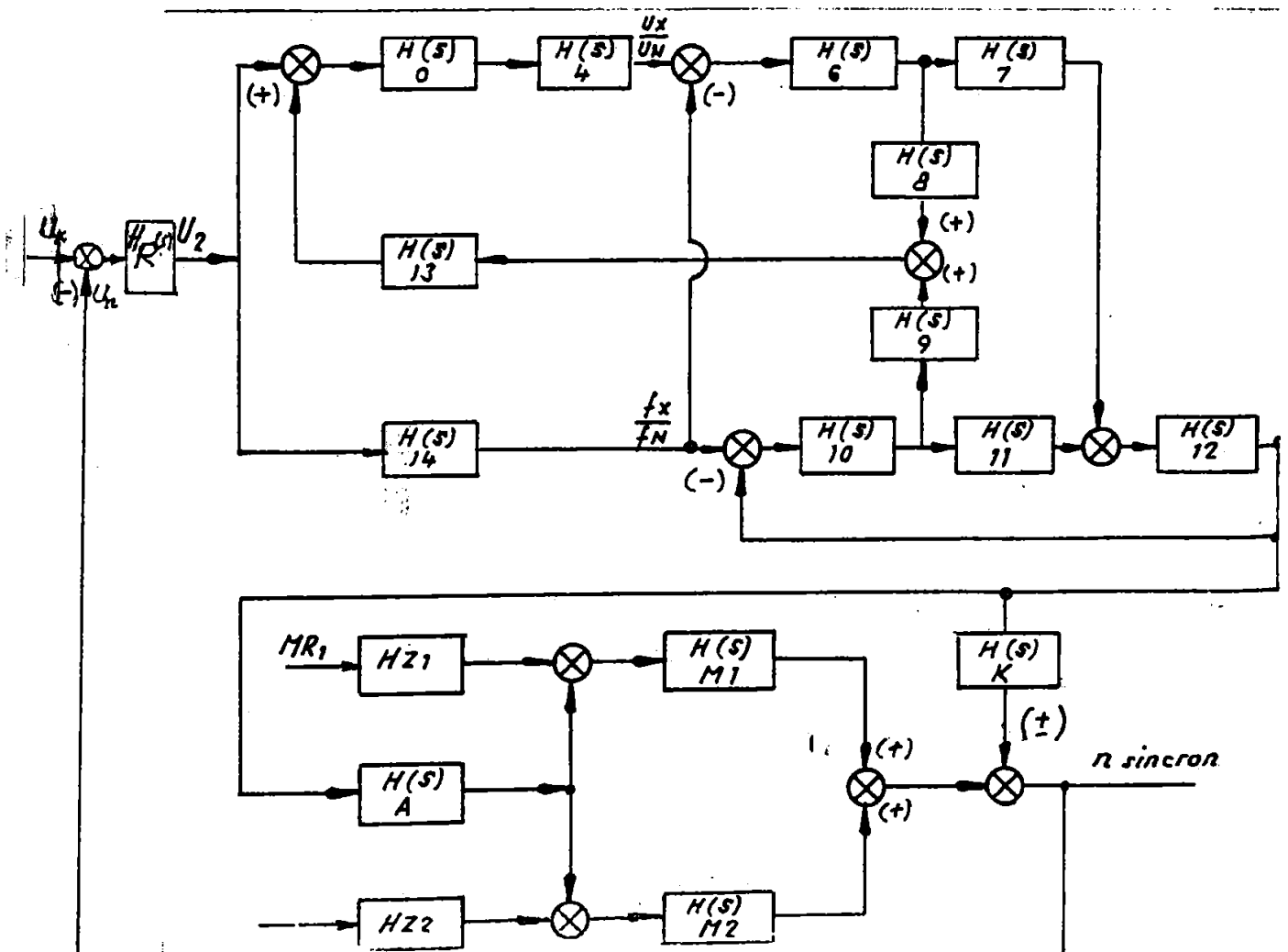


Fig. 21. Schema bloc a S.R.A. pentru reglarea vitezei arborelui electric prin modificarea frecvenței tensiunii de alimentare a motorului asincron în scurtcircuit al grupului conducător la  $U_K/f_K = ct.$

Utilizînd regulile de la algebra funcțiilor de transfer precum și rezultatele parțiale stabilite în paragrafele anterioare am calculat funcția de transfer a sistemului automat, *partea fixată*, rezultînd expresia următoare :

$$H_F(s) = H_{CM}(s) \cdot H_{ARBORE}(s) = \frac{H_{12}(s)}{H_{14}(s)} ( 2 \cdot H_A(s) \cdot H_M(s) - H_K(s) ) \cdot$$

$$\frac{H_{14}(s) \cdot (1 - H_0(s) \cdot H_4(s) \cdot H_6(s) \cdot H_8(s) \cdot H_{13}(s)) \cdot (H_{10}(s) \cdot H_{11}(s) - H_6(s) \cdot H_7(s)) +$$

$$(1 - H_0(s) \cdot H_4(s) \cdot H_6(s) \cdot H_8(s) \cdot H_{13}(s)) + H_{10}(s) \cdot H_{11}(s) \cdot H_{12}(s) \cdot H_{15}(s) \cdot$$

$$+ H_0(s) \cdot H_4(s) \cdot H_6(s) \cdot H_7(s) \cdot (1 - H_0(s) \cdot H_4(s) \cdot H_6(s) \cdot H_8(s) \cdot H_{13}(s)) + H_0(s) \cdot H_4(s) \cdot H_6(s) \cdot$$

$$\cdot (1 - H_0(s) \cdot H_4(s) \cdot H_6(s) \cdot H_8(s) \cdot H_{13}(s)) +$$

$$H_7(s) \cdot H_{13}(s) \cdot [H_0(s) \cdot H_4(s) \cdot H_6(s) \cdot H_8(s) + H_{14}(s) \cdot (H_9(s) \cdot H_{10}(s) - H_8(s) \cdot H_6(s))] \quad [348]$$

$$+ H_0(s) \cdot H_4(s) \cdot H_6(s) \cdot H_7(s) \cdot H_9(s) \cdot H_{10}(s) \cdot H_{12}(s) \cdot H_{15}(s)$$

Această funcție de transfer este complicată dar prezintă o expresie analitică în concordanță cu modelarea cât mai exactă a proceselor care au loc în convertor și sistemul de mașini.

Funcția de transfer de mai sus este pentru prima dată calculată în caz general și poate fi detaliată, înlocuind fiecare funcție componentă cu expresiile determinate anterior.

Studiul detaliat poate fi făcut în frecvență sau cu metoda locului rădăcinilor utilizînd calculatorul pentru determinarea polilor și zerourilor funcției  $H_F(s)$ .

Pentru cazurile practice, cu ipoteze precizate, se obține o expresie mai simplă care permite determinarea performanțelor sistemului automat cu metode clasice.

### 3.3. Performanțele instalației experimentale de reglare a vitezei arborelui electric.

Studiul experimental al reglării turației grupului conducător al arborelui electric s-a făcut cu ipoteze simplificatoare, precum :

- a) neglijarea rezistenței fazei statorice a motorului principal în scurtcircuit M ( $R_1 = 0$ )
- b) raportul dintre alunecarea relativă și alunecarea relativă critică este 0

c) funcția de transfer  $H_M(s) = \frac{n_M(s)}{f(s)}$  a motorului M se consideră de tipul PT2, cu o comportare suficient de precisă pentru aplicațiile practice.

d) se consideră fiecare element al sistemului automat ca fiind liniar sau liniarizat pe porțiuni mici a caracteristicii statice

e) calcularea sau estimarea coeficienților funcțiilor de transfer ale elementelor S.R.A. s-au făcut în fiecare caz în parte funcție de performanțele tehnice ale dispozitivelor semiconductoare utilizate pe baza datelor de catalog.

f) neglijarea timpilor de comutație în dispozitive semiconductoare (diode, tiristoare).

g) utilitatea realizării unor scheme mai simple și fiabile.

Având în vedere aceste ipoteze precum și cerințele practice ale reglării vitezei arborelui electric am proiectat și realizat o instalație experimentală cu schema bloc din fig.322, la care modificarea vitezei se realizează prin intermediul frecvenței în limitele (5 - 100)Hz.

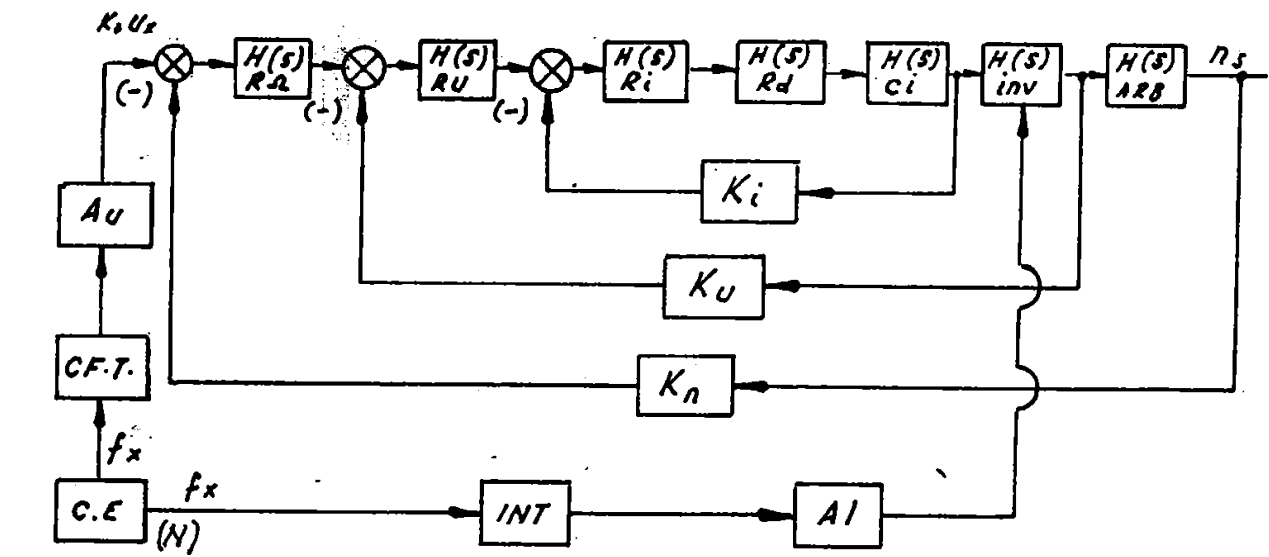


Fig.322. Schema bloc a sistemului automat de reglare experimental:  $H_R(s)$ -regulator de turație;  $H_{Ru}(s)$ -regulator de tensiune;  $H_{Ri}(s)$ -regulator de curent;  $A_u$ -amplificator de tensiune continuă; CF-T-convertor frecvență-tensiune; C.E.-calculator numeric; INT-interfață; AI-amplificator de impulsuri.

Buclele care conțin calculatorul electronic (CE) furnizează frecvența  $f$  variabilă între (5 - 100)Hz din Hz în Hz, fiind stabilă pentru fiecare valoare a frecvenței.

Generarea în acest mod a frecvenței de comandă invertoarelor, care frecvență este egală cu cea de la ieșirea invertoarelor conduce la creșterea capacității de supraîncărcare a motorului, nemaifiind necesare alte corecții și bucle inverse pe canalul de frecvență al



sistemului de reglare.

Bucloa de reglare a turației cu traductorul de funcție  $K_n(s)$  pe linia de reacție negativă contribuie simțitor la creșterea rigidității caracteristicii mecanice a acționării.

Reacția negativă de tensiune cu factorul de amplificare  $K_u$  cât mai mare asigură compensarea căderii de tensiune pe convertor, cădere datorată rezistenței interne a acestuia.

Prin buclele de reglare de turație și tensiune se asigură menținerea constantă a capacității de supraîncărcare a motorului  $M$  la  $\Phi = ct.$ , precum și rigiditatea caracteristicii mecanice în limitele de variație a frecvenței  $f \in (5 - 50) \text{ Hz}$ . Peste această limită  $f (50-100) \text{ Hz}$ ,  $U = ct.$ , iar reglarea are loc prin slăbire de flux.

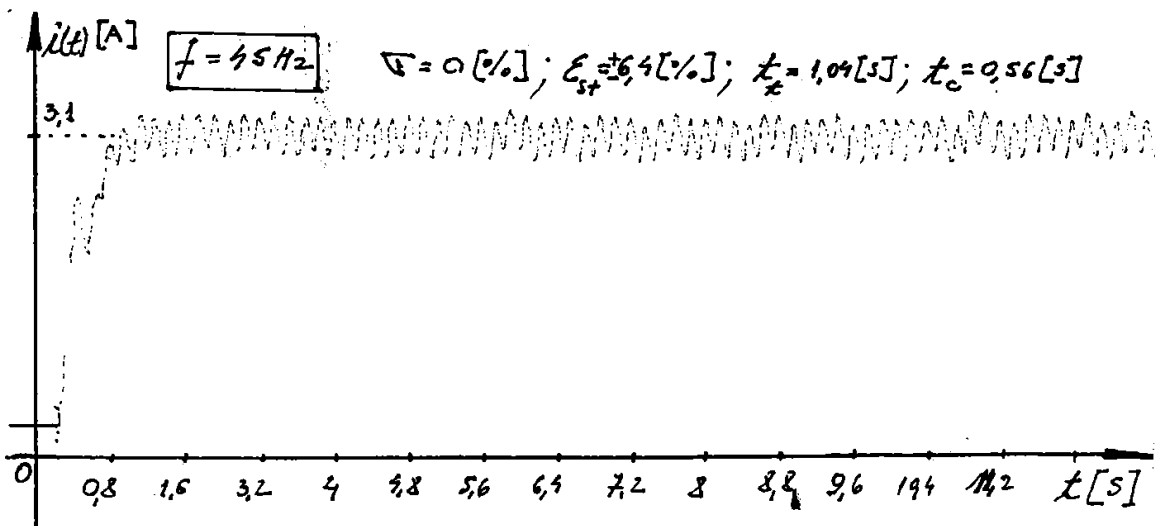
Bucloa internă cu reacția negativă de curent asigură limitarea curentului din circuitul intermediar la  $I_{lim} = 2I_N$ .

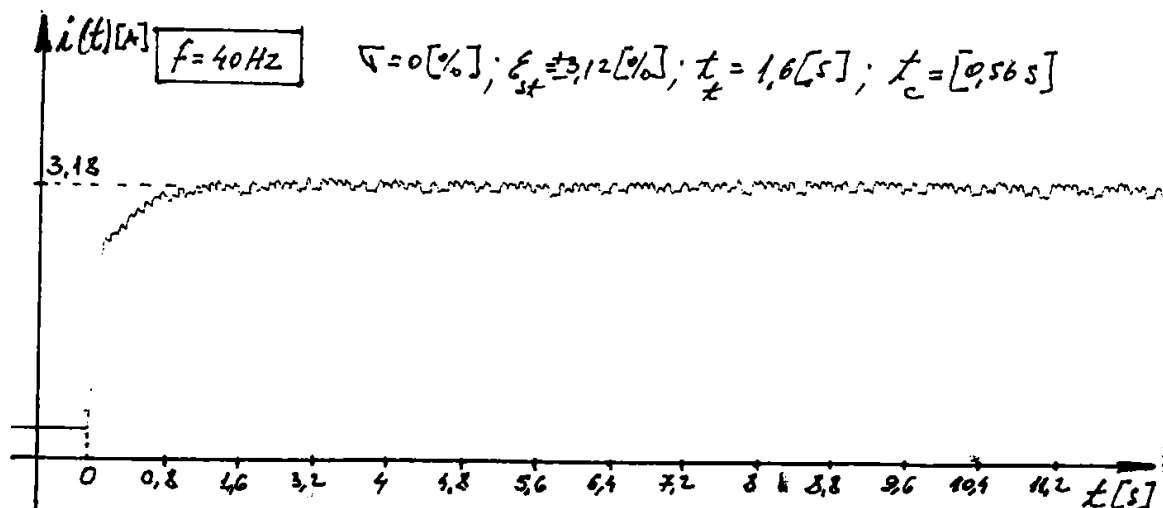
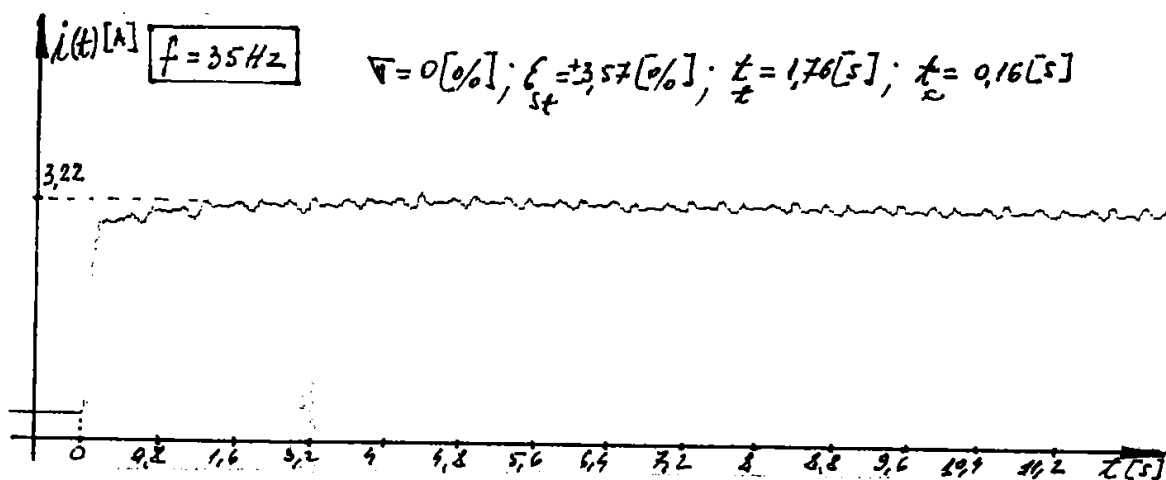
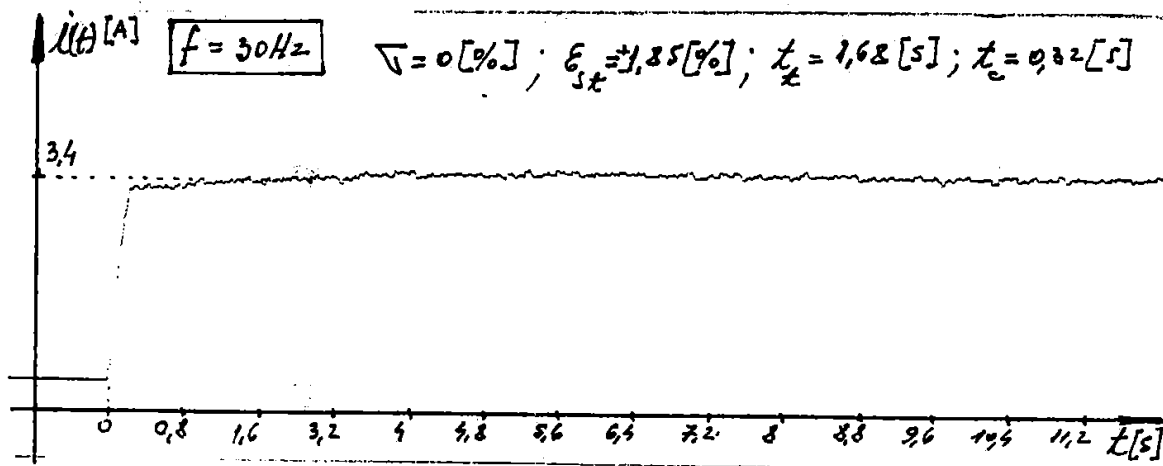
Performanțele sistemului, concretizate în: suprareglaj ( $\nabla$ ),  $t_c$ , timpul de stabilizare ( $t_{stab}$ ) și eroarea staționară ( $\epsilon_{st}$ ), în regim dinamic, măsurate la mărimi de intrare-treaptă de frecvență, pentru mersul în gol și în sarcină, au fost determinate prin prelucrarea răspunsurilor indiciale ale mărimilor: curent în faza statorică a motorului  $M$ ,  $[i(t)]$  și turația la arborele motorului  $[n(t)]$ .

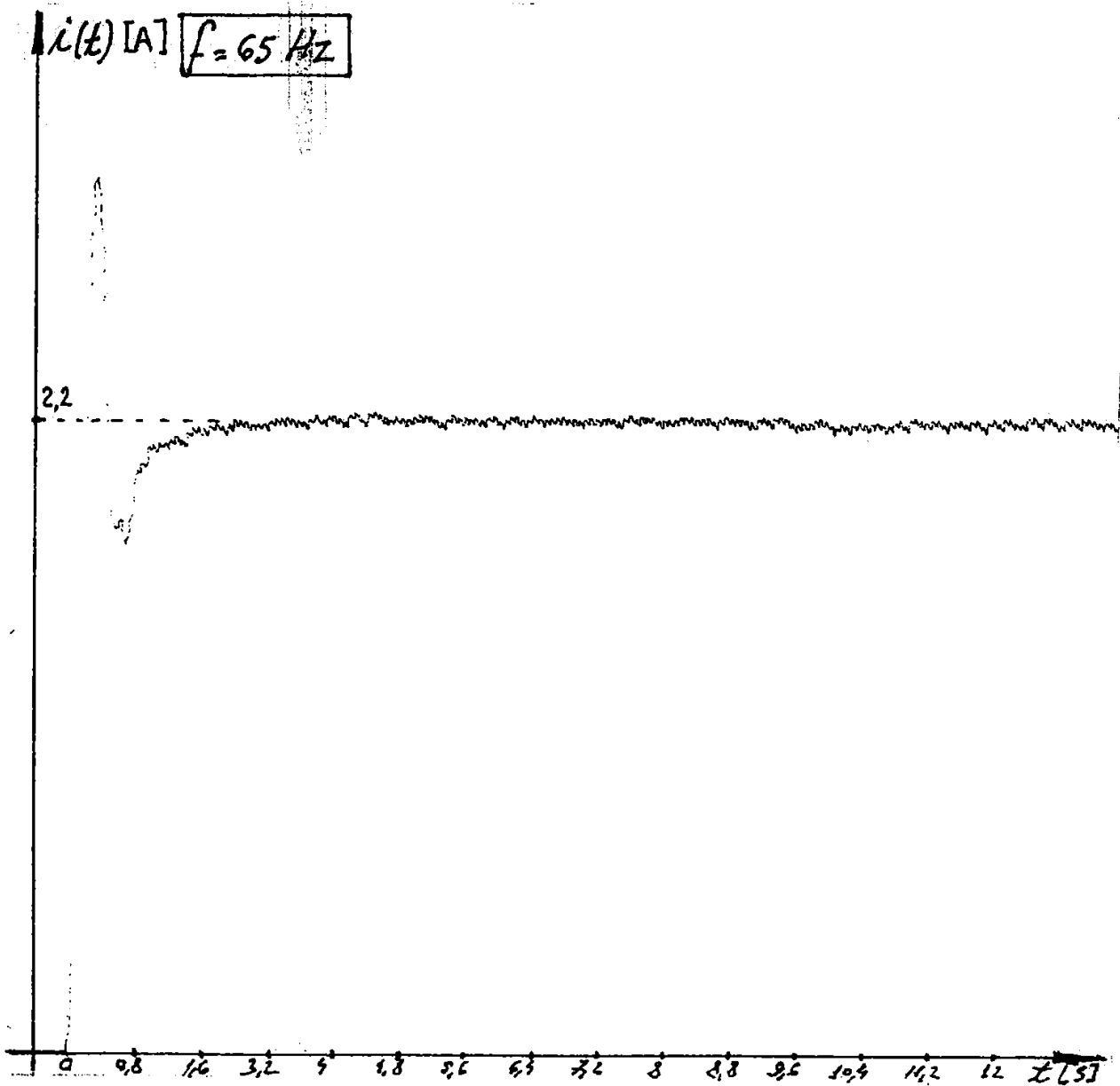
Răspunsurile indiciale și performanțele înregistrate pe plotter sînt prezentate în diagramele din figurile următoare:

### I. Funcționarea în gol a sistemului

( $M_L = 0$ )







$$\nabla = 36,84 [\%]$$

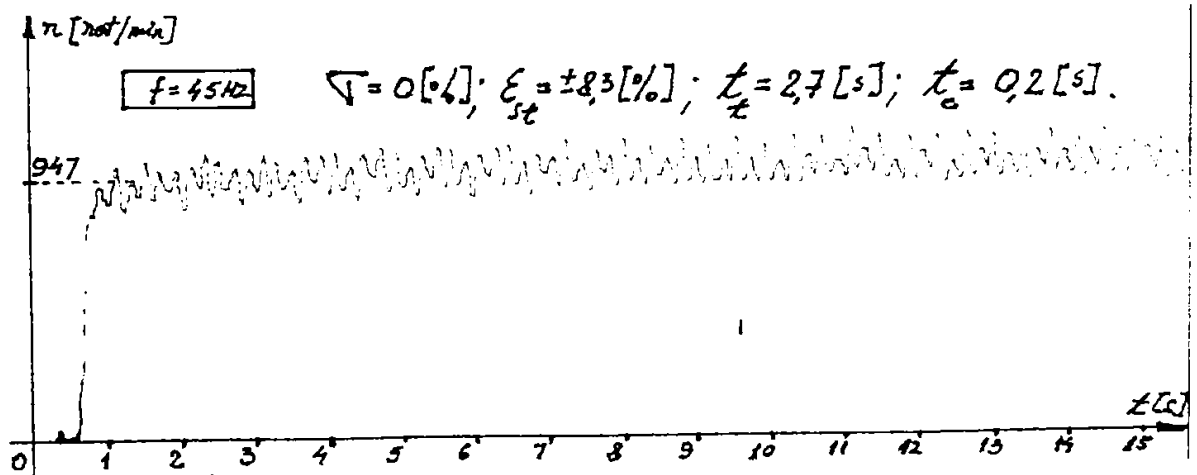
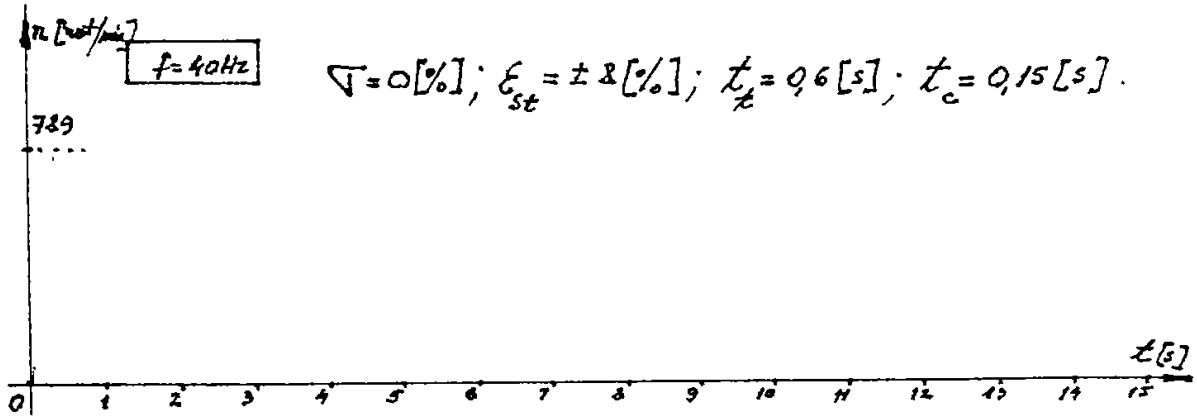
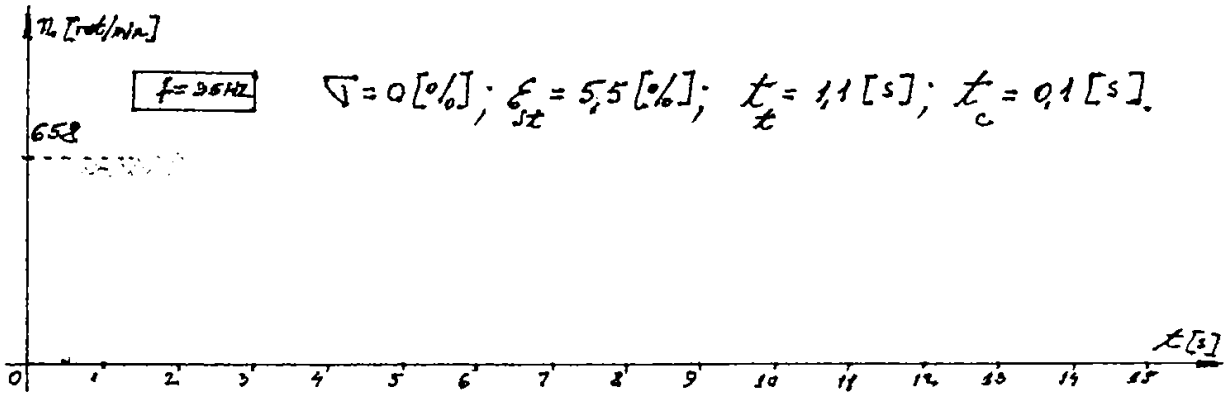
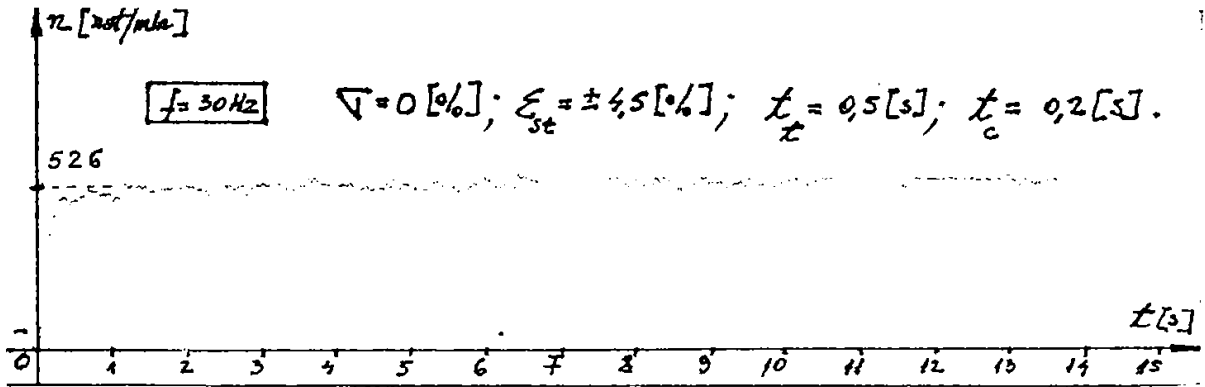
$$E_{st} = \pm 1,05 [\%]$$

$$t_t = 1,92 [s]$$

$$t_c = 0,16 [s]$$

$$\rho = 48,57 [\%]$$

Fig.23. Răspunsul sistemului, reprezentat prin curbele  $i = f(t)$  pentru diferite trepte de frecvență în domeniul subsincron și suprasincron.



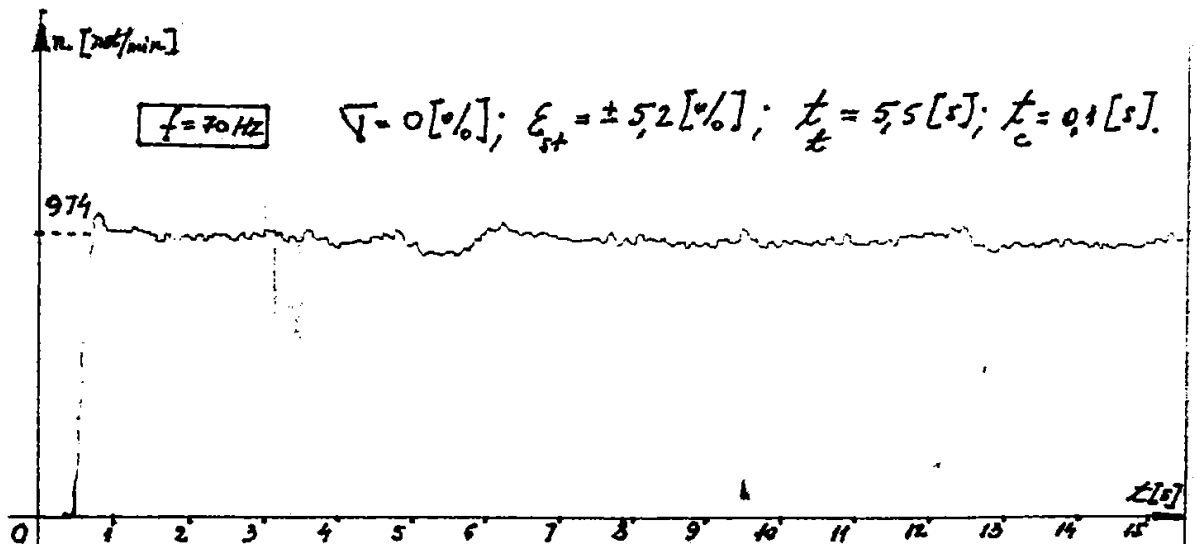
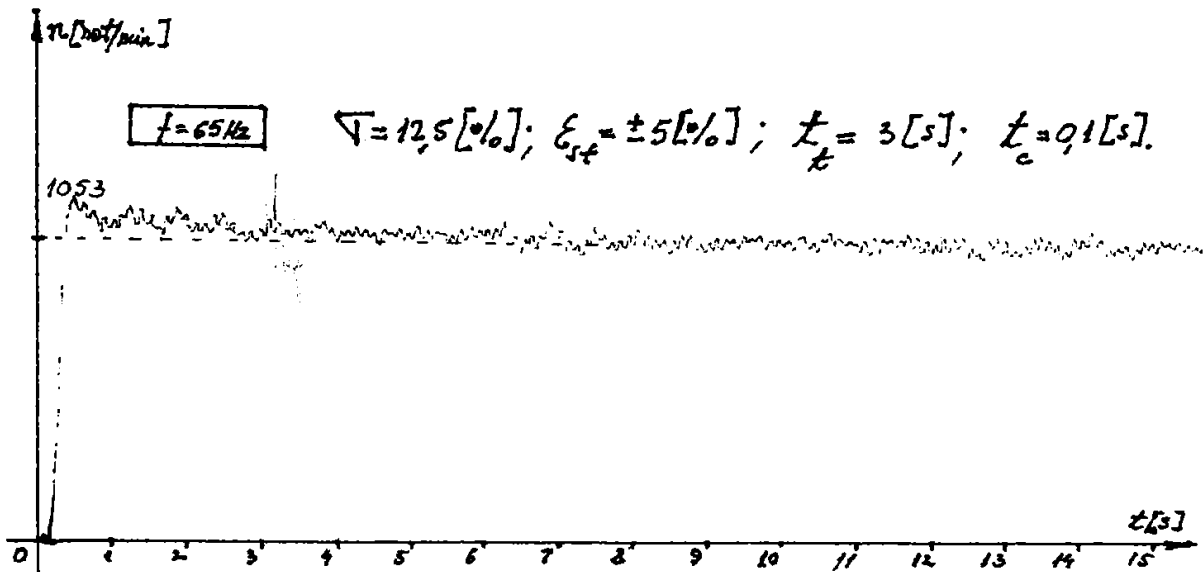
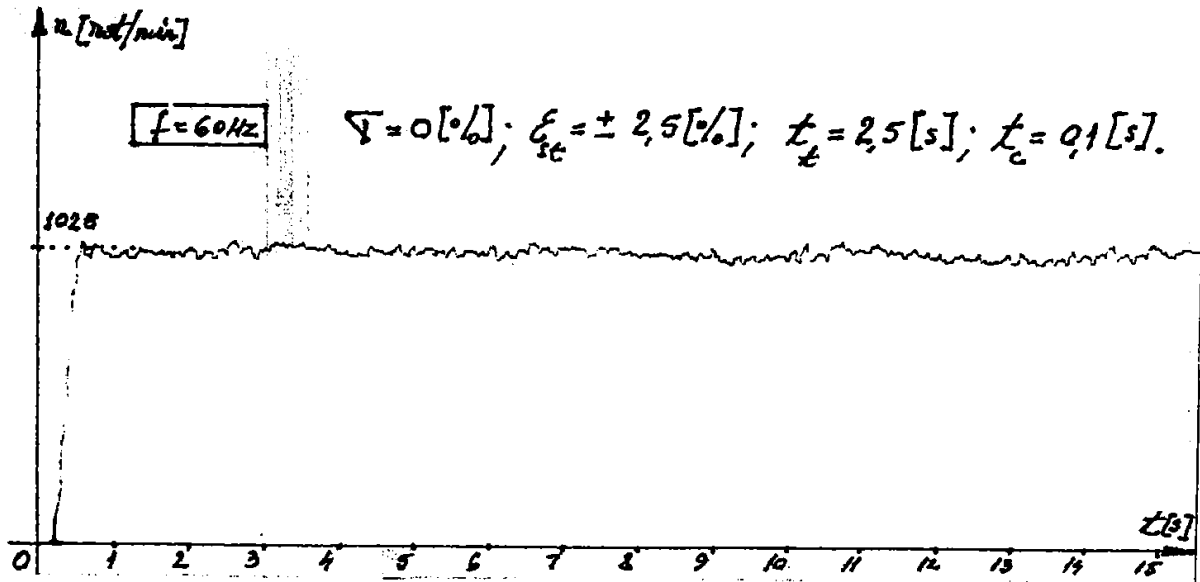
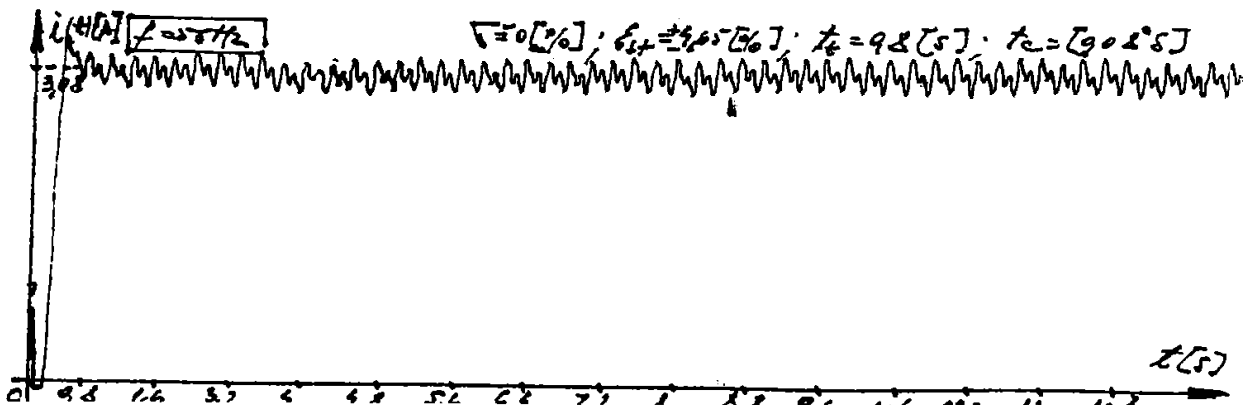
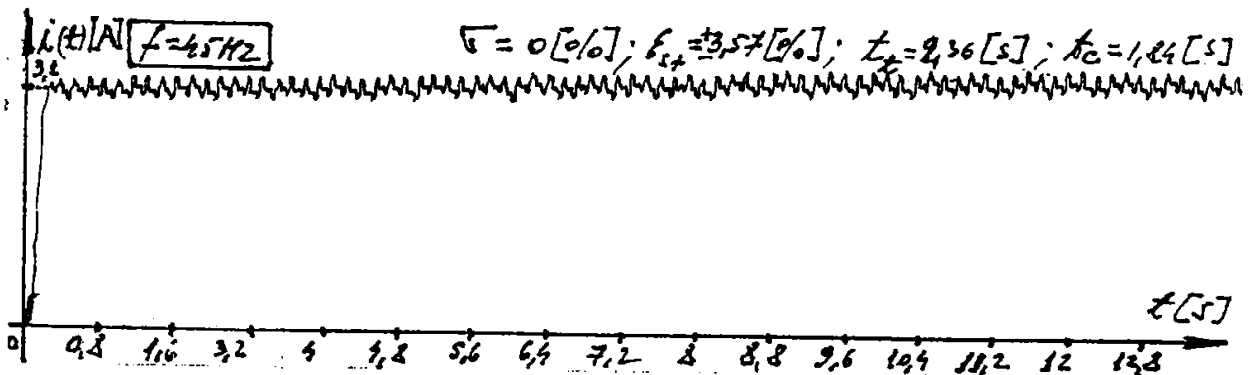
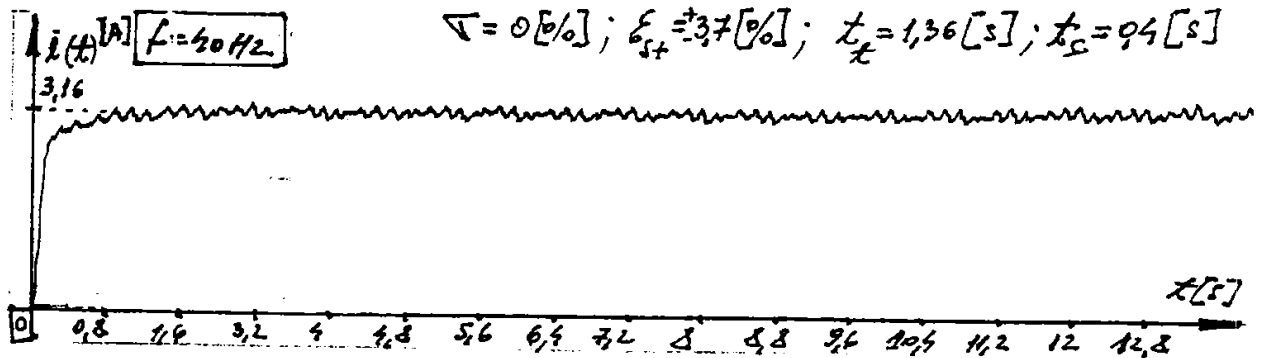
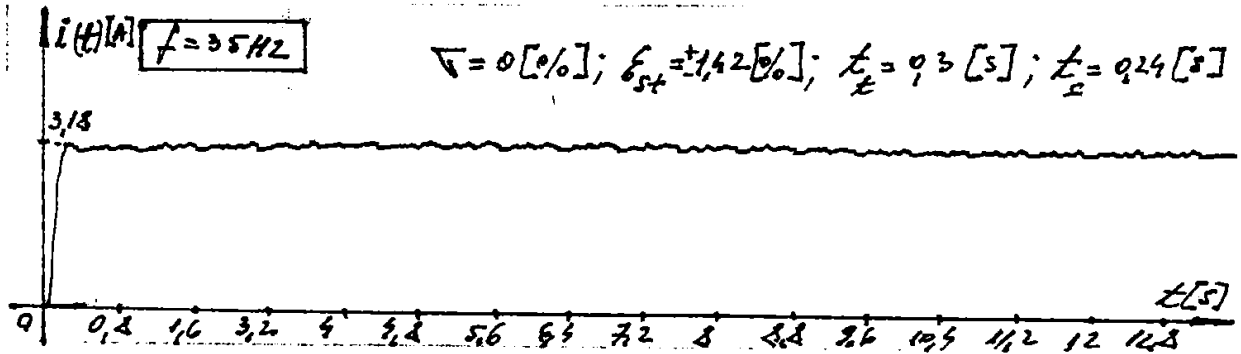
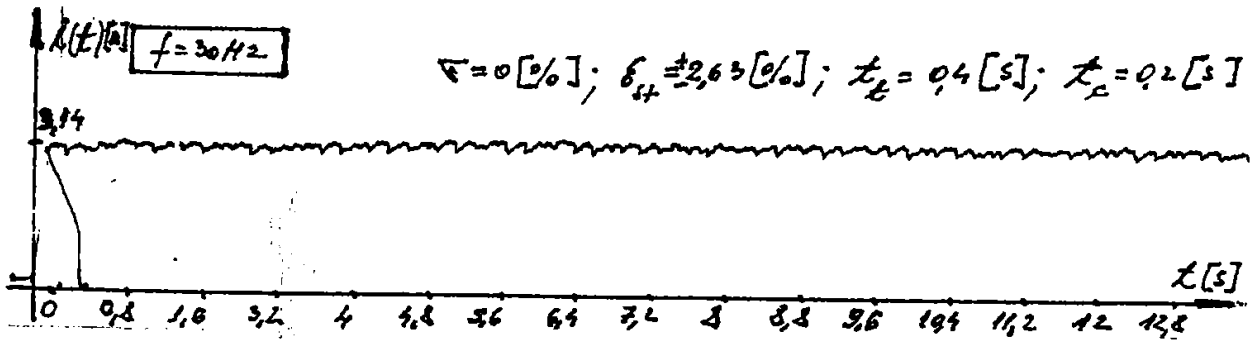


Fig. 24. Răspunsul sistemului, reprezentat prin curbele  $n = n(t)$  pentru diferite trepte de frecvență în domeniul sub și

II. Funcționarea în sarcină a sistemului ( $M_R = M_N$ )



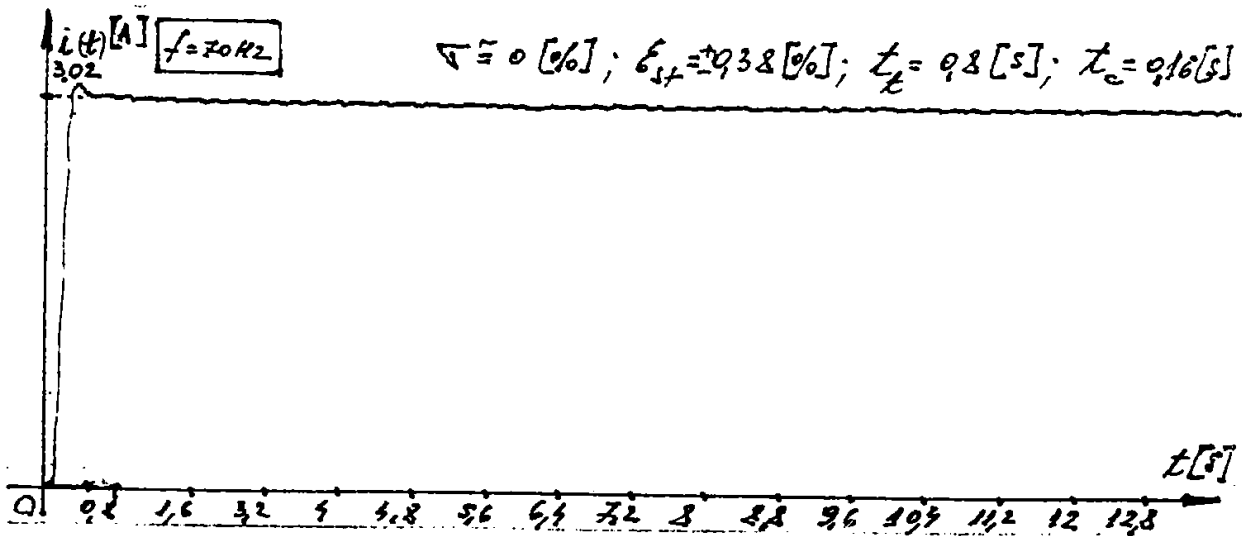
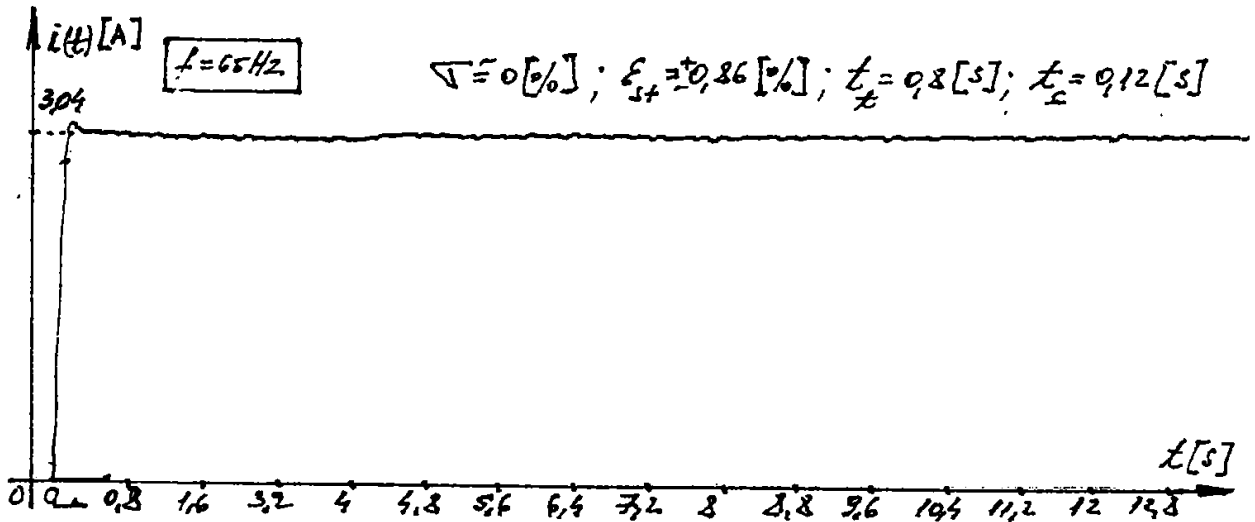
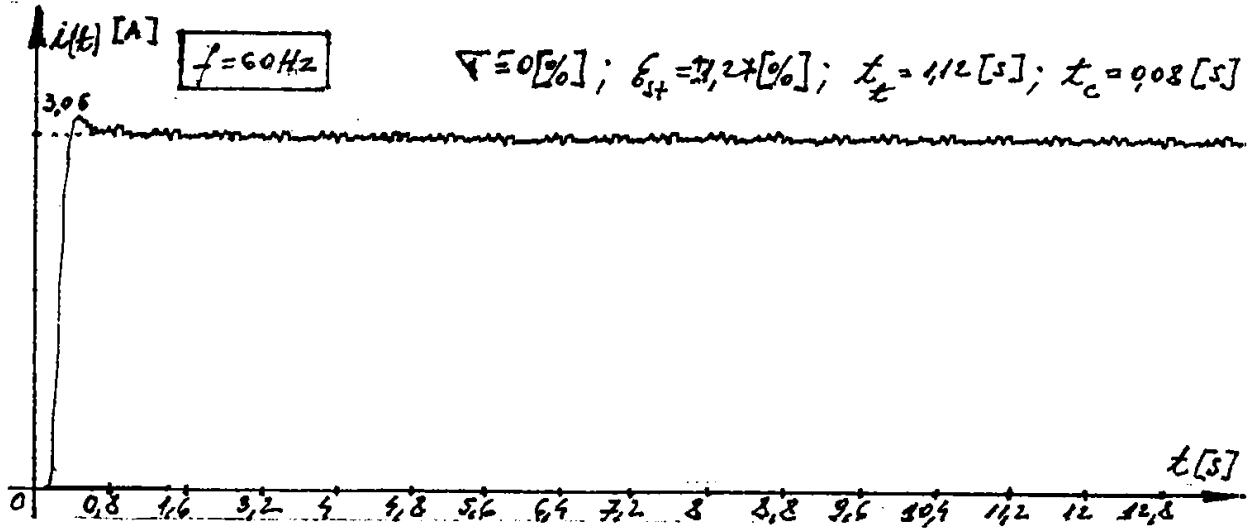
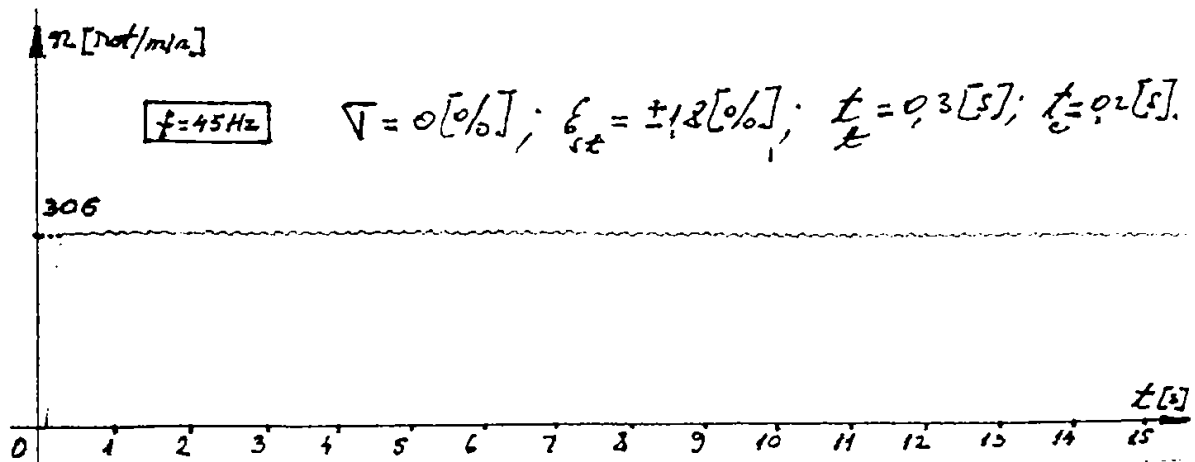
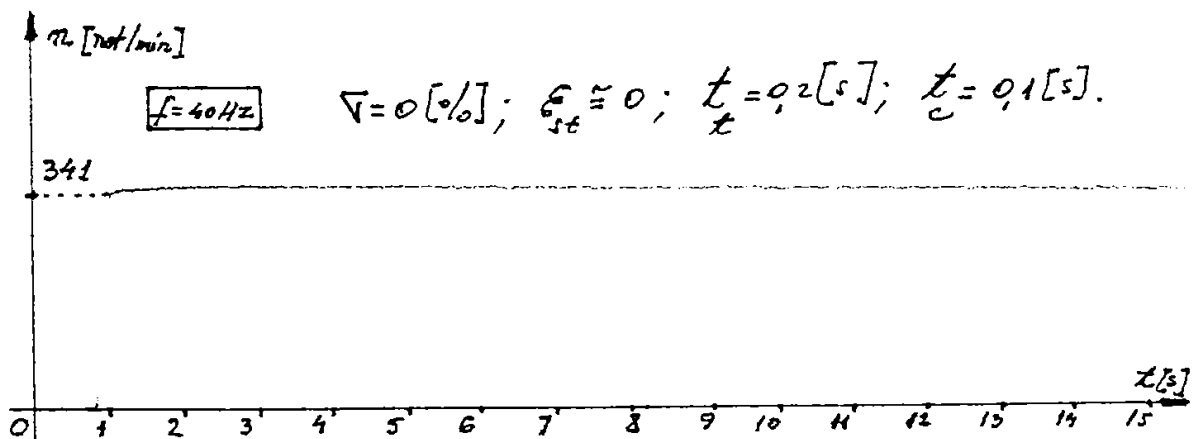
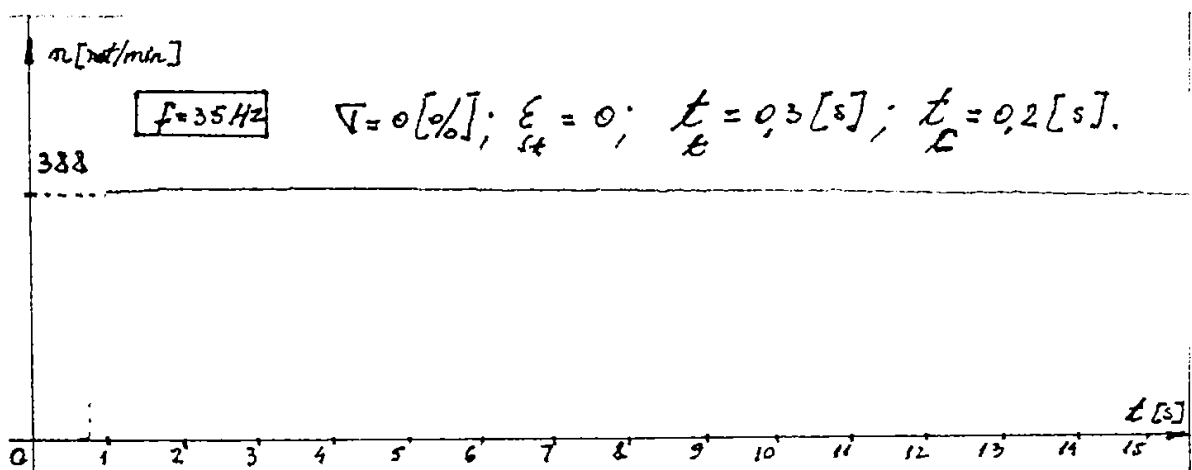
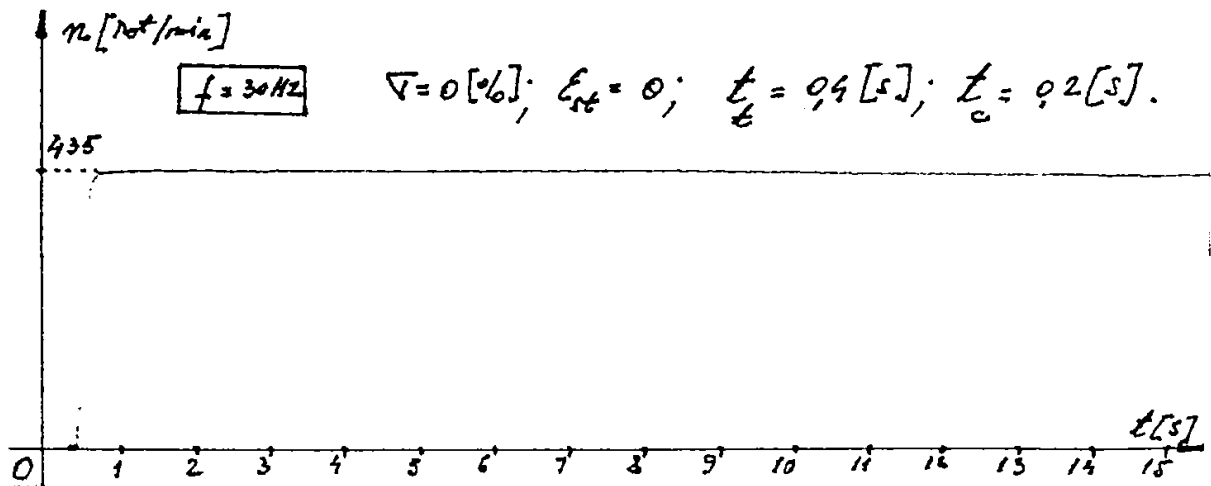


Fig. 25. Răspunsul sistemului reprezentat prin curbele  $i(t)$  în sarcină pentru diferite trepte de frecvență.





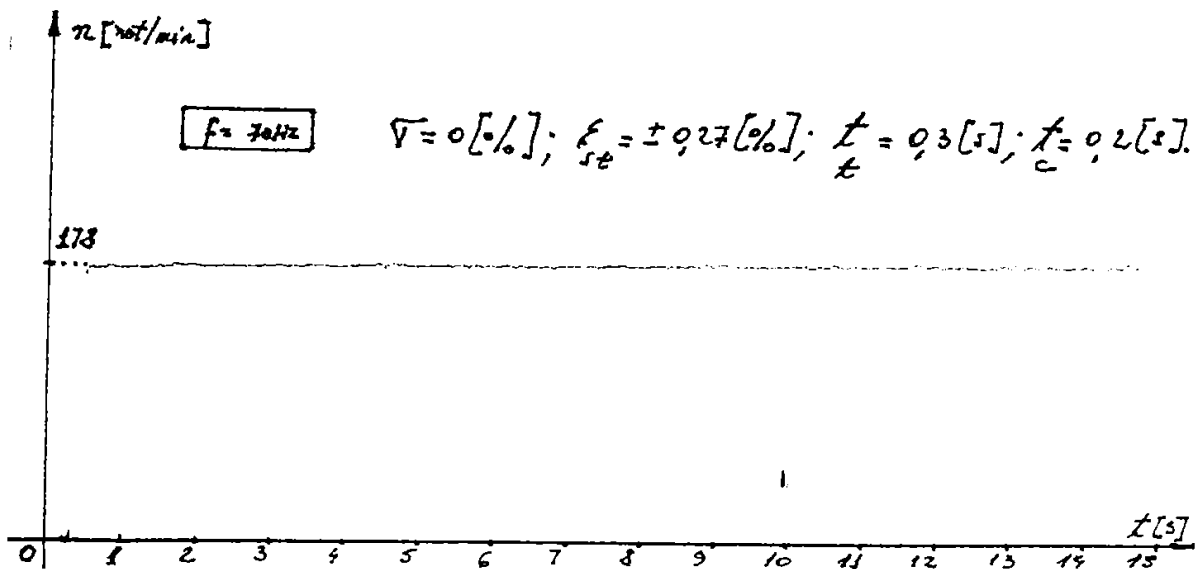
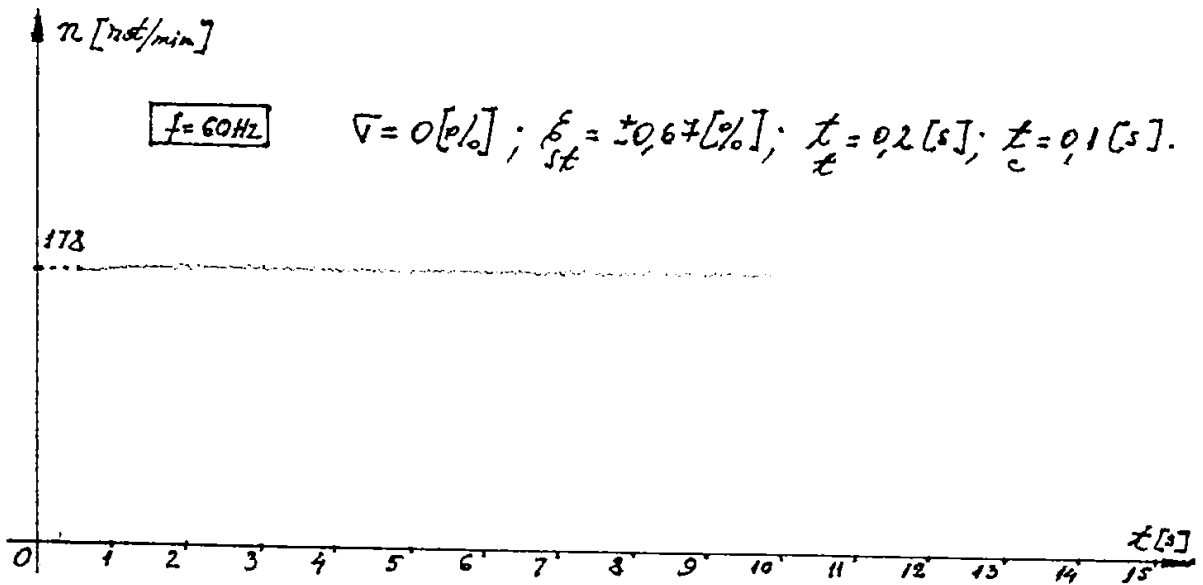
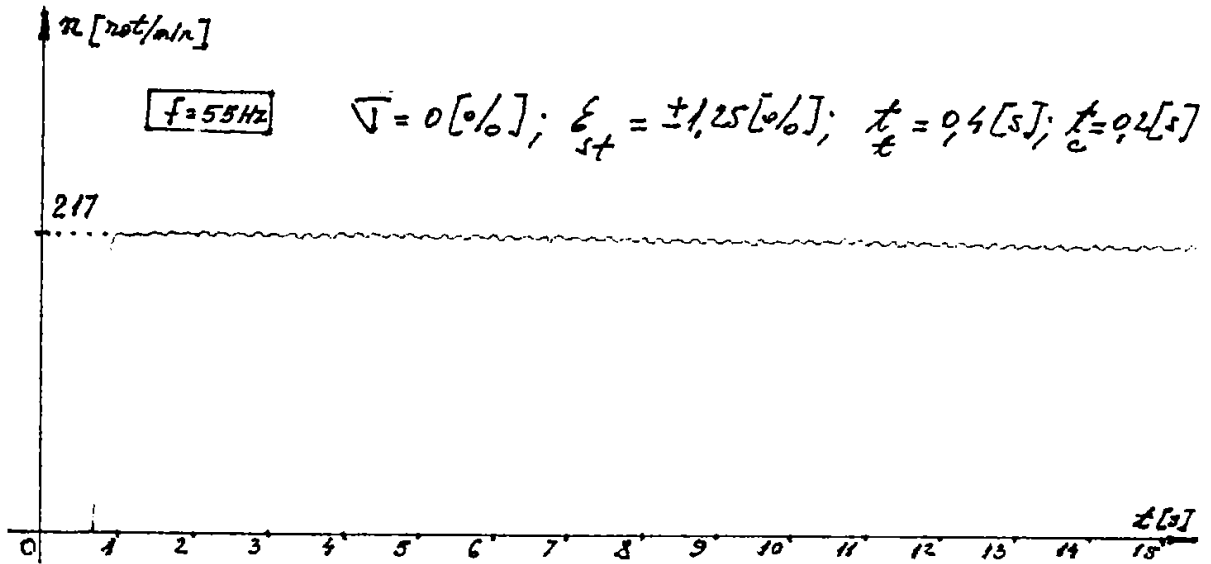


Fig.3.26. Răspunsul sistemului reprezentat prin ecuațiile (3.2.1) în servomot pentru diferite tregi de funcționare

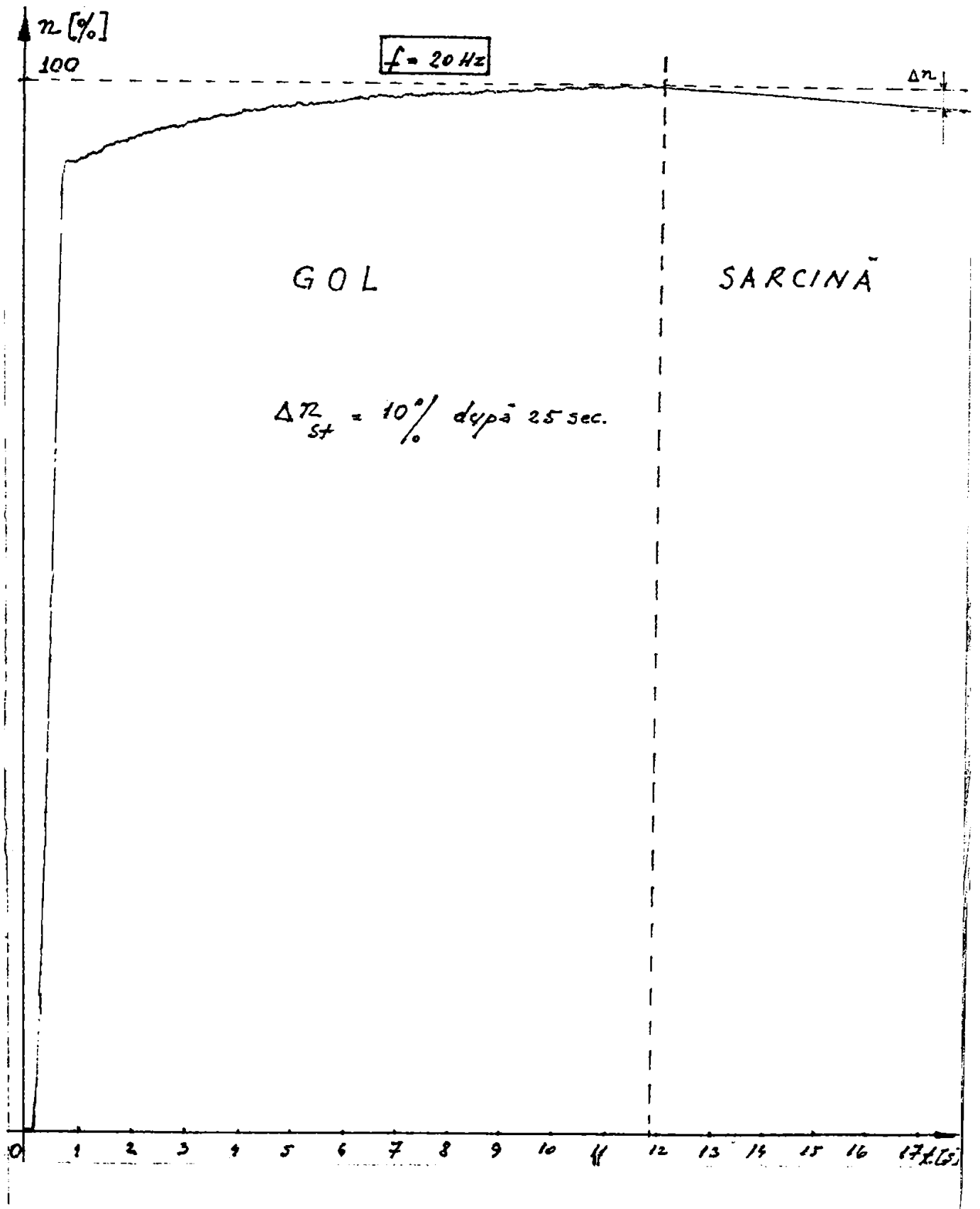


Fig.3.27°. Răspunsul sistemului reprezentat prin curbă  $\eta = f(t)$  la tranziția sistemului din gol în

### 3.4. Utilizarea calculatorului numeric în reglarea vitezei arborelui electric.

#### 3.4.1. Stabilirea duratei, succesiunii și a formei impulsurilor de comandă.

Reglarea instalației tehnologice presupune alegerea soluției de automatizare după efectuarea unei analize detaliate a particularităților procesului tehnologic, a complexității acestuia, a frecvenței perturbațiilor, cunoașterea modelului matematic al procesului precum și a performanțelor impuse în funcționare.

Proiectarea și alegerea elementelor dispozitivului de automatizare trebuie să aibă în vedere fiabilitatea în funcționare precum și costurile necesare realizării sistemului automat.

Complexitatea procesului supus automatizării are în vedere următoarele: numărul parametrilor care trebuie reglați, numărul buclelor de reglare, nivelul de cunoaștere al modelului matematic, ca și numărul și modul de acțiune al perturbațiilor (22 ; pag.327).

Având în vedere considerațiile precizate anterior s-a ales în vederea realizării sistemului de reglare a vitezei arborelui electric ca element de prescieri a tensiunii pentru canalul de tensiune și ca generator al impulsurilor de frecvență variabilă un calculator numeric echipat cu microprocesor 80.286.

Schema sistemului de conducere a vitezei cu funcțiile precizate anterior pentru calculatorul numeric este prezentată în fig.27.

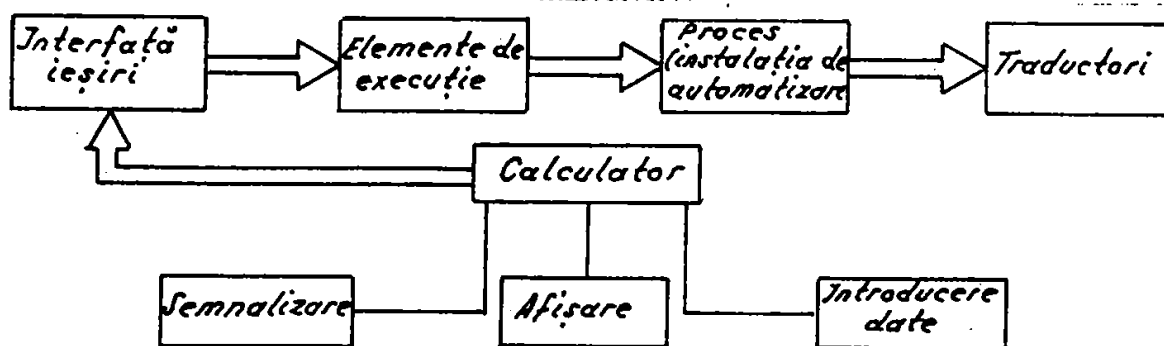


Fig.27. Schema conducerii directe a instalației automatizate.

În cazul sistemului de reglare studiat s-a utilizat un calculator numeric 80 2 pentru generarea frecvenței de comandă a invertorului, utilizând 6 canale ( $T_1 - T_6$ ) ale portului de ieșire dar pentru prescrierea tensiunii la redresor s-a folosit canalul  $T_7$ , realizând astfel utilizarea calculatorului numeric, programat corespunzător, în regim de calculator de proces.

Calculatozul realizează la comanda operatorului o frecvență variabilă  $f_v = \frac{1}{T_v}$ ;  $f_v \in (5 - 100)\text{Hz}$  generînd impulsuri de tensiune cu amplitudinea de 5 V și durate de  $200 \mu\text{s}$ , conform diagramelor din fig.28. Pentru invertorul de curent cu stingere autonomă, durata de conducție a fiecărui tiristor este de  $120^\circ$ . Forma de undă a tensiunii la ieșire este apropiată de sinusoidă iar curenții prin faze sînt dreptunghiulari.

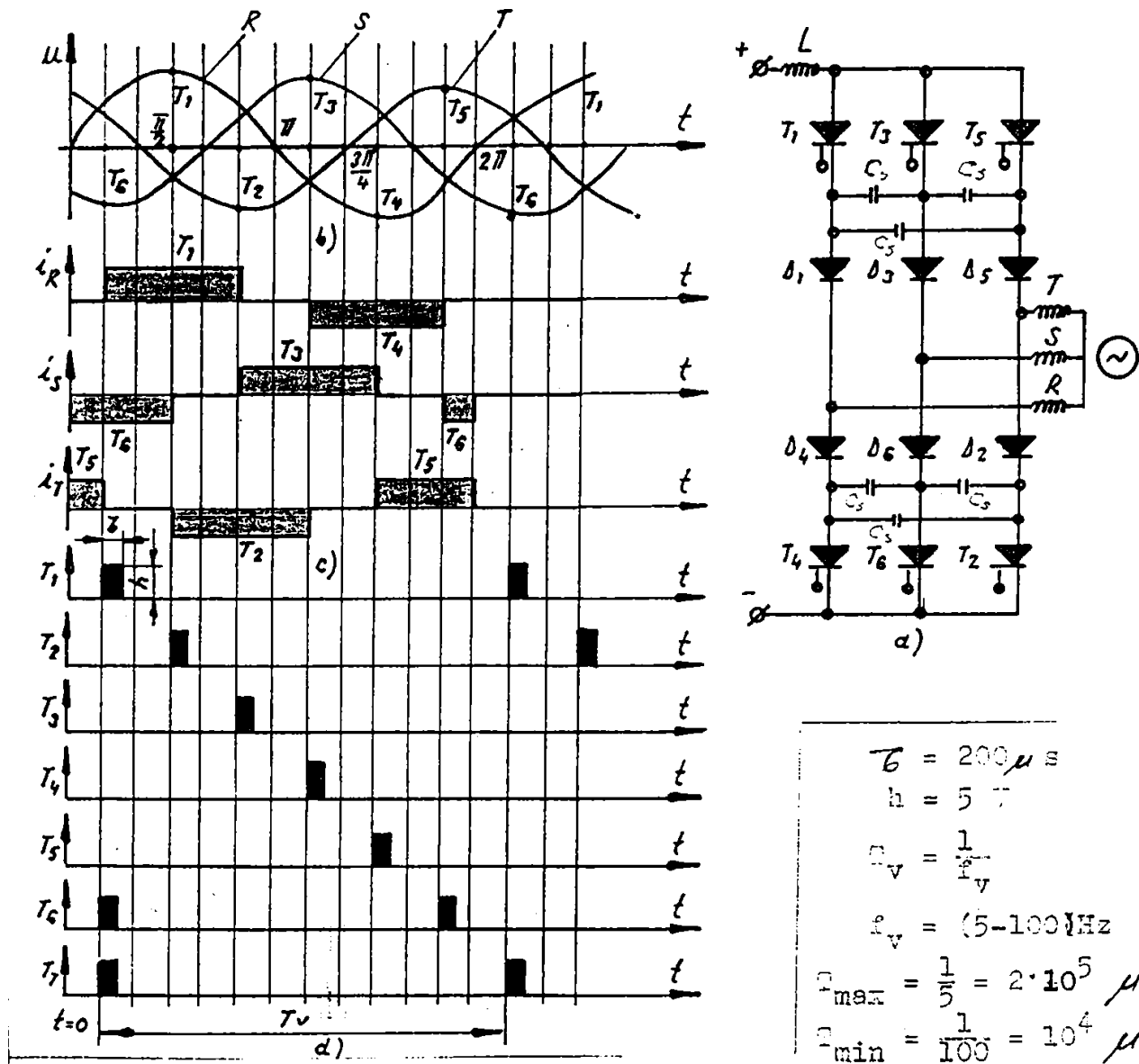
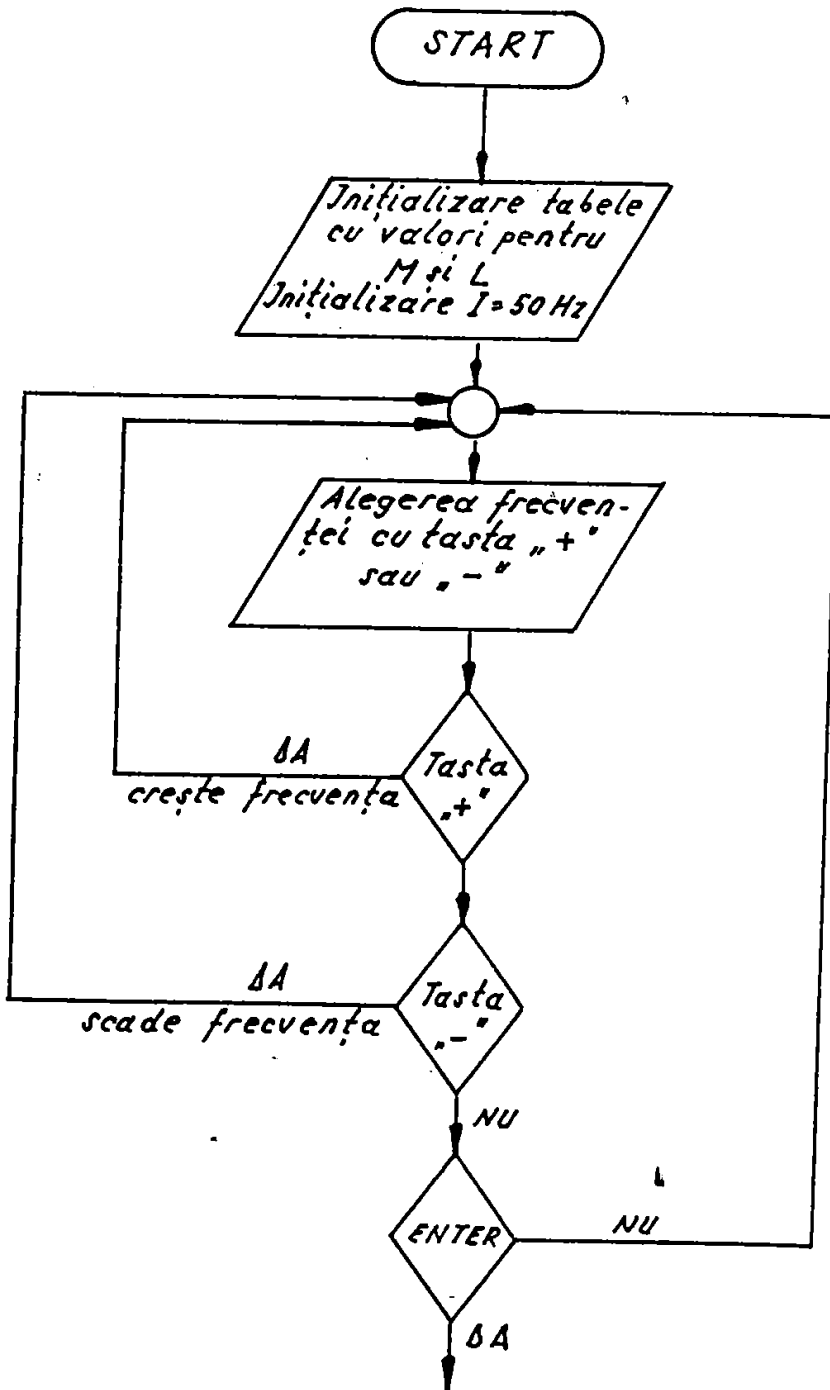


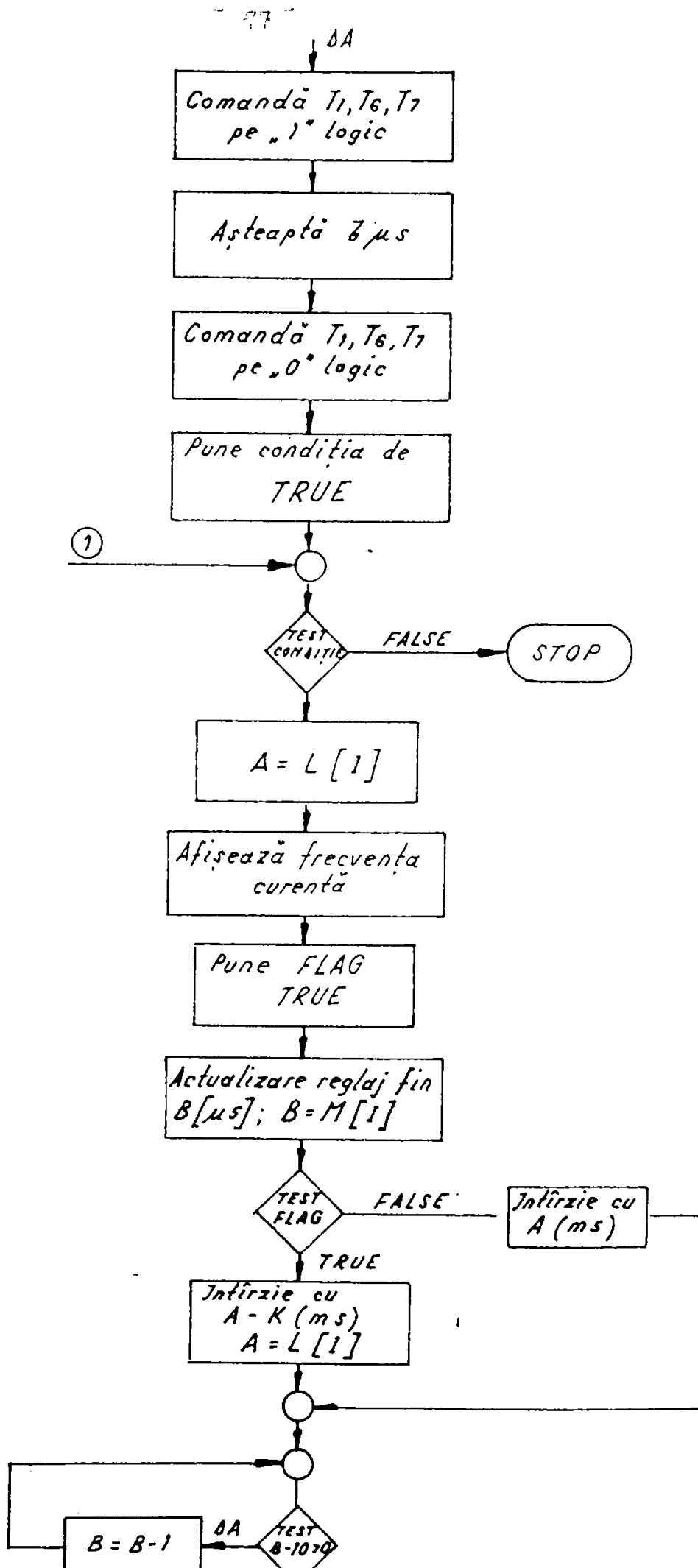
Fig.28. Schema de comandă cu impulsuri și tiristoarelor invertorului: a) schema electrică de forță a invertorului cu stingere autonomă; b) formele de undă teoretice ale tensiunilor de la ieșirea invertorului; c) formele de undă teoretice ale curenților prin fazele motorului; d) diagramele cu secvențele de comandă ale tiristoarelor invertorului.

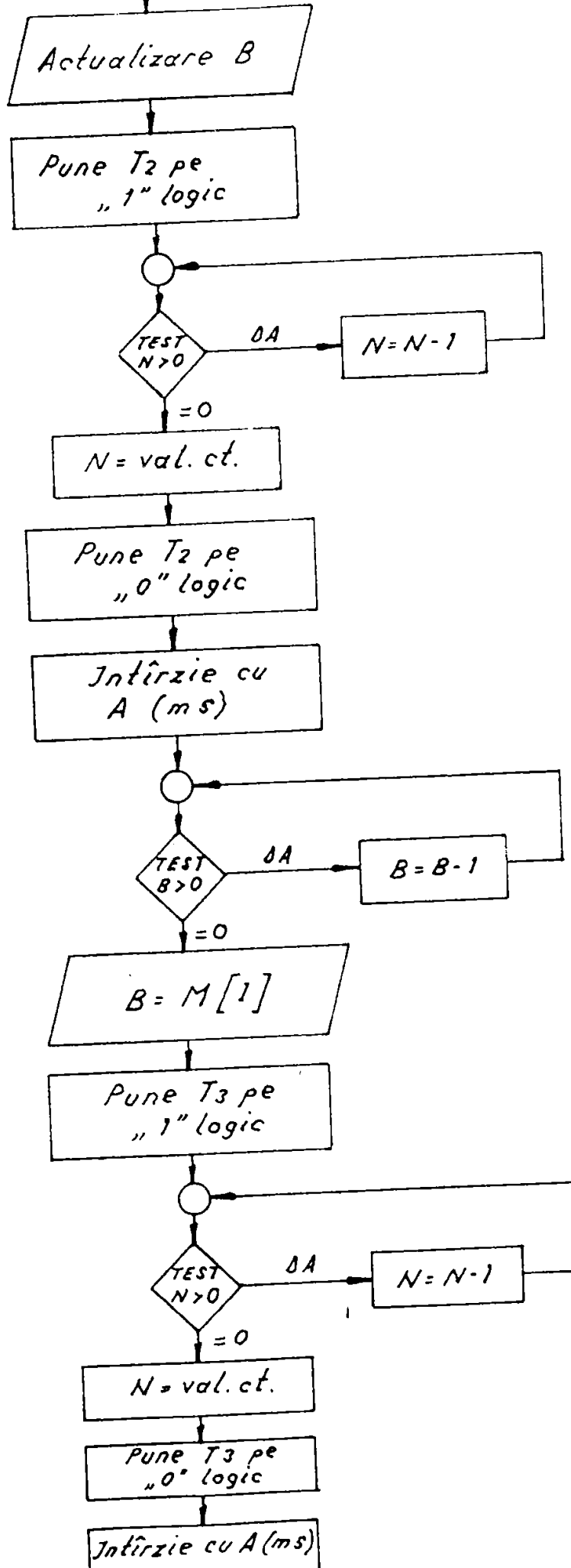
Impulsurile de comandă generate de microprocesor au formă dreptunghiulară de amplitudine fixă (5 V) și cu o durată  $\tau$  programabilă

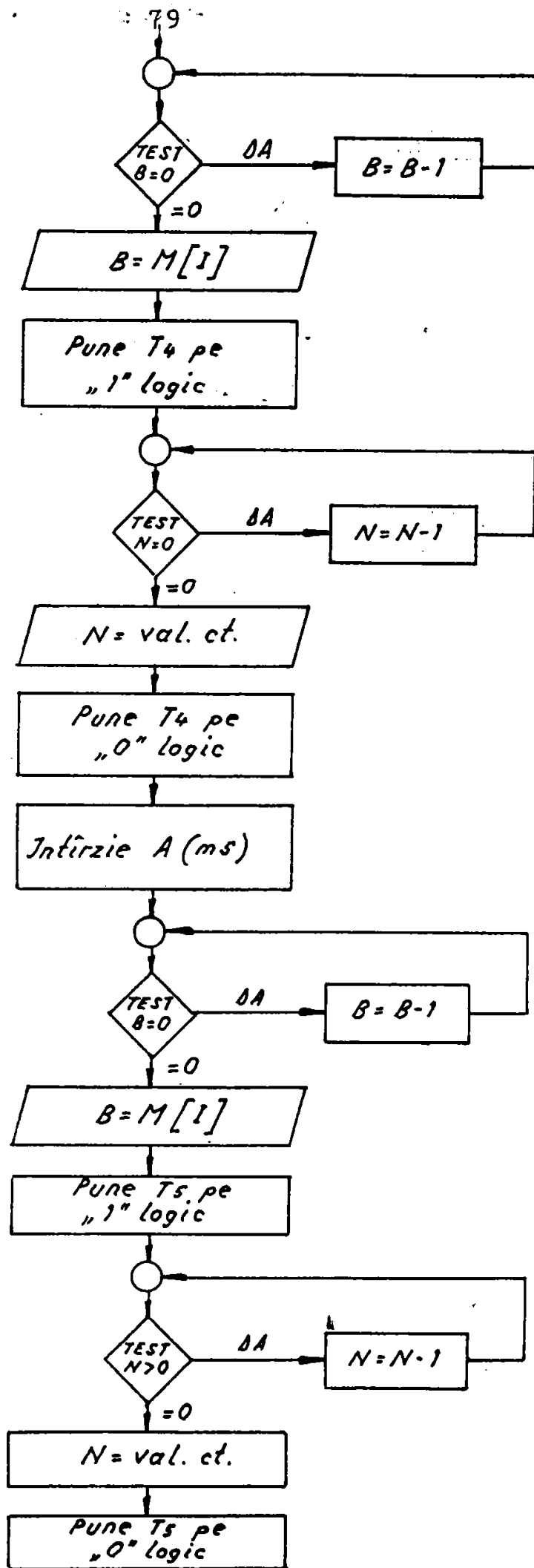
3.4.2. Organigrama de generare a impulsurilor de comandă pentru canalele  $T_1 - T_7$

Programul care realizează modificarea frecvenței  $f_x$  (5-100)Hz are la bază următoarea organigramă :

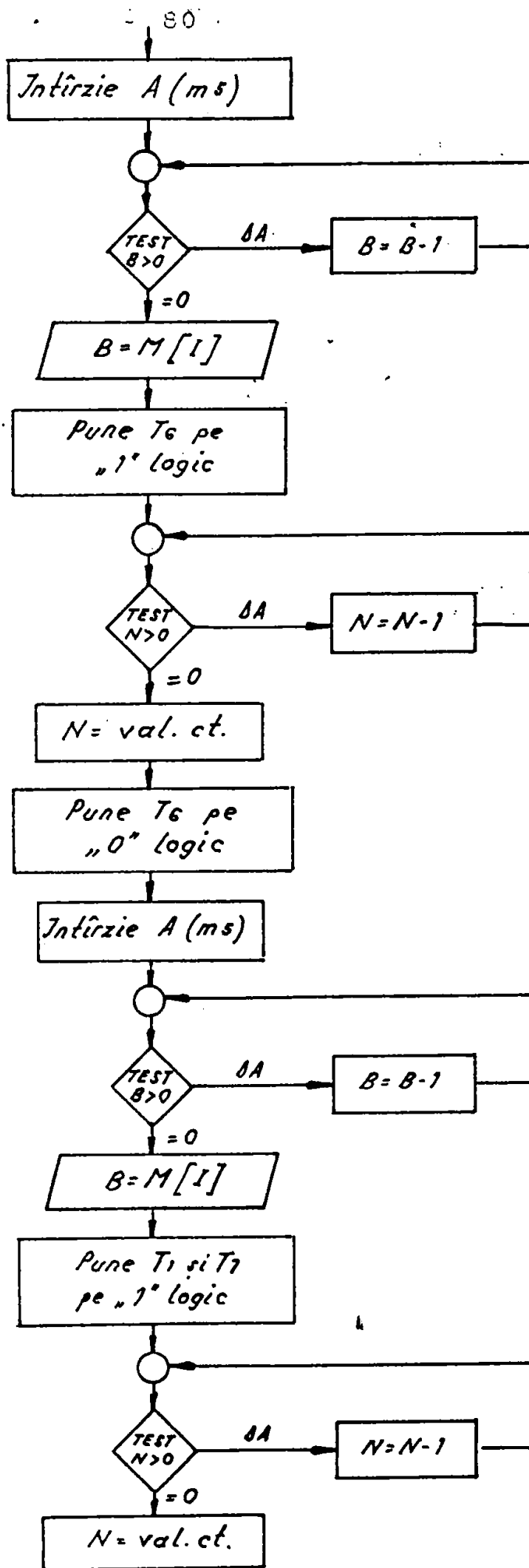


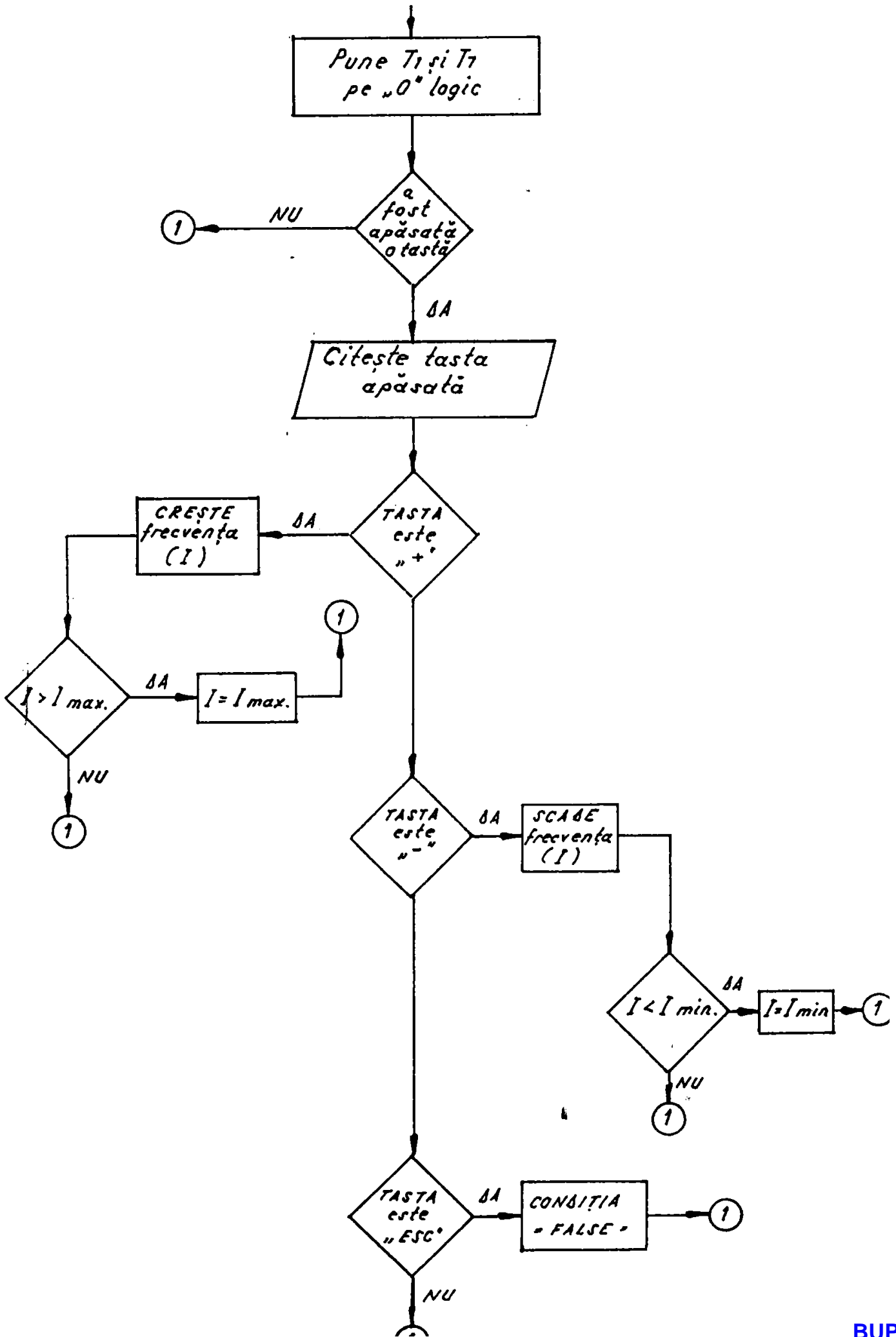












### 3.5. Concluzii

Modelarea sistemului automat precum și a elementelor de sistem s-a făcut în anumite ipoteze care presupun că toate elementele sînt liniare.

Această aproximație satisface anumite cerințe practice și permite aplicarea teoriei sistemelor automate liniare.

În realitate elementele de sistem precum: motoarele electrice, convertorul, calculatorul sînt elemente neliniare. Liniarizarea pe porțiuni a caracteristicii statice a acestor elemente ar conduce la o creștere a gradului ecuației caracteristice aferente funcției  $H_P(s)$  a părții fixate a sistemului cu dificultăți în rezolvarea exactă a ecuației.

Răspunsurile indiciale în gol și în sarcină la treptă de frecvență diferite arată o comportare stabilă a sistemului deschis, iar răspunsurile se echivalează cu soluții de forma

$$n(t) = n_{st} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_n}}\right) + \sum A_k \sin(\omega_k t + \varphi_k) \quad \text{pentru turație}$$

$$\text{și } i(t) = i_{st} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) + \sum B_k \sin(\omega_k t + \varphi_k) \quad \text{pentru curentul de fază.}$$

Performanțele calculate (suprareglări, timp tranzitoriu, timp de creștere, eroare staționară) diferă funcție de valoarea treptei de frecvență și se situează în limite acceptabile.

În vederea obținerii unei  $\varepsilon_{st}$  zero se impune alegerea regulatorilor de curent, tensiune și turație de tip PI care introducînd fiecare cîte un pol în origine conduc la  $\varepsilon_{st} = 0$  pentru intrarea de intrare treptă.

Acordarea acestor regulatoare se face după criteriul modulului și al simetriei.

Sistemul răspunde cu aceleași performanțe (stabilitate,  $\sigma$ ,  $t_f$ ,  $t_c$ ,  $\varepsilon_{st}$ ) și pentru intrarea de intrare cuplu la arbore.

Se constată o scădere apreciabilă a rigidității caracteristicii mecanice a motorului electric la proba în sarcină, fapt care impune utilizarea buclei de rotație de tensiune în vederea îmbunătățirii rigidității. Expresiile constantelor de timp care sînt serviu în răspunsurile turației și curentului sunt:  $T_n = \frac{J_e \cdot s_{\Omega} \cdot \Omega_1}{H_1}$ ;  $T = \sqrt{\frac{4 T_e}{T_n}}$  unde  $T_e = \frac{L}{R_e}$  (34; 107) unde  $J_e$  este momentul de inerție al arborei masei în figură raportat la arborele motorului principal.

EXEMPLUL 4

IMPLEMENTAREA CALCULATORULUI IN SCHEMA LOGICĂ

DE REGISTRU

Capitolul 4 este în întregime contribuția originală.

4.1. Interfața dintre învertoarul de calculare

Am vedea realizarea învertoarelor cu două surse de frecvență variabilă și cum se realizează un circuit care să prelucreeze semnalele generate de microprocesor.

Interfața este concepută pentru paralel cu învertoarul care schemă este prezentată în fig.4.1.

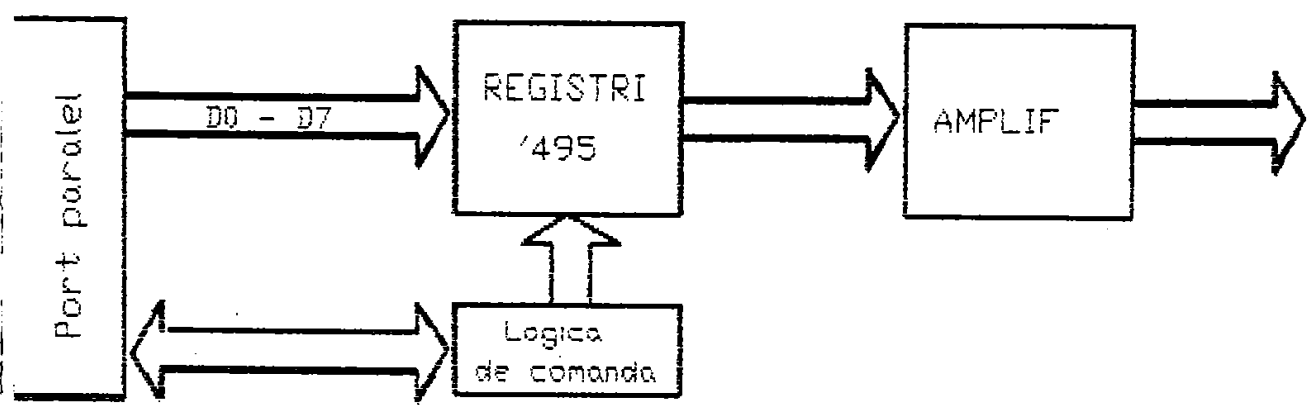


Fig.4.1. Schema învertoarelor nr.1.

Este este realizată cu două circuite integrate logice de tipul 7495 și 7494. Interfața cu sursa de energie din fig.4.2. are rolul de a primi semnalele de frecvență variabilă generate de microprocesor în vederea memorării lor și transmiterii continue spre divizorul de impulsuri pentru a genera impulsurile de comandă.

Realizarea circuitelor de logică cu sensibilitate la niveluri de tensiune este realizată cu două circuite integrate de tipul 7495 și 7494. Interfața cu sursa de energie din fig.4.2. are rolul de a primi semnalele de frecvență variabilă generate de microprocesor în vederea memorării lor și transmiterii continue spre divizorul de impulsuri pentru a genera impulsurile de comandă. Realizarea circuitelor de logică cu sensibilitate la niveluri de tensiune este realizată cu două circuite integrate de tipul 7495 și 7494. Interfața cu sursa de energie din fig.4.2. are rolul de a primi semnalele de frecvență variabilă generate de microprocesor în vederea memorării lor și transmiterii continue spre divizorul de impulsuri pentru a genera impulsurile de comandă.

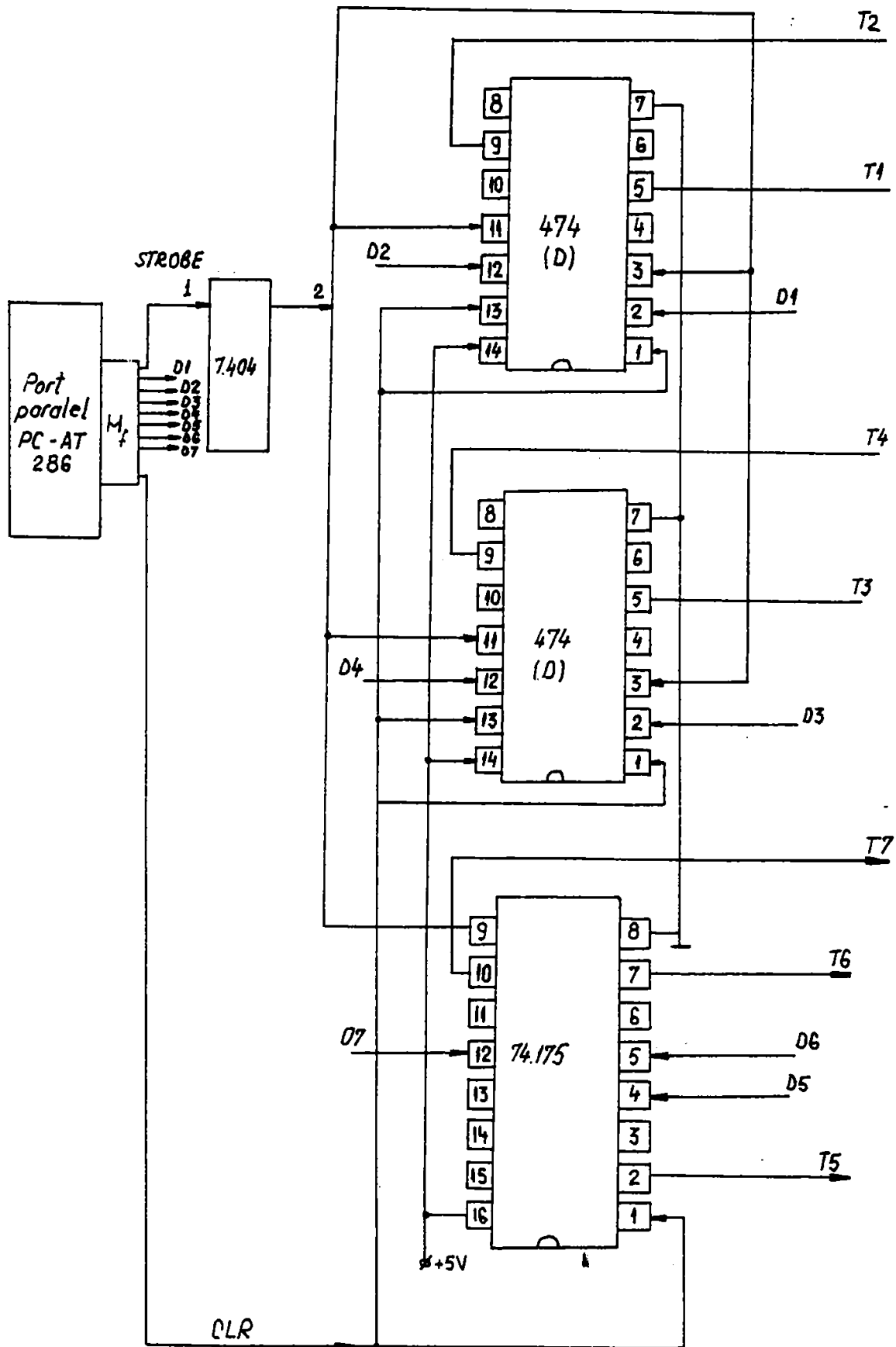


Fig.4.2. Schema electronică a interfeței nr.1.

7404 - circuit inversor ; 474(D) ; 74175 - circuit bistabil de tip D (cu semnal de ceas) ;  $M_f$  - mușă universală.

Cele șase semnale de la ieșirile 1) și 2) ale bistabiliilor de 5V  
amplitudine și  $\tau = 200 \mu s$  se aplică la intrarea amplificatorului de  
impulsuri.

O altă variantă de interfață cu performanțe îmbunătățite se propune  
în fig.4.3.

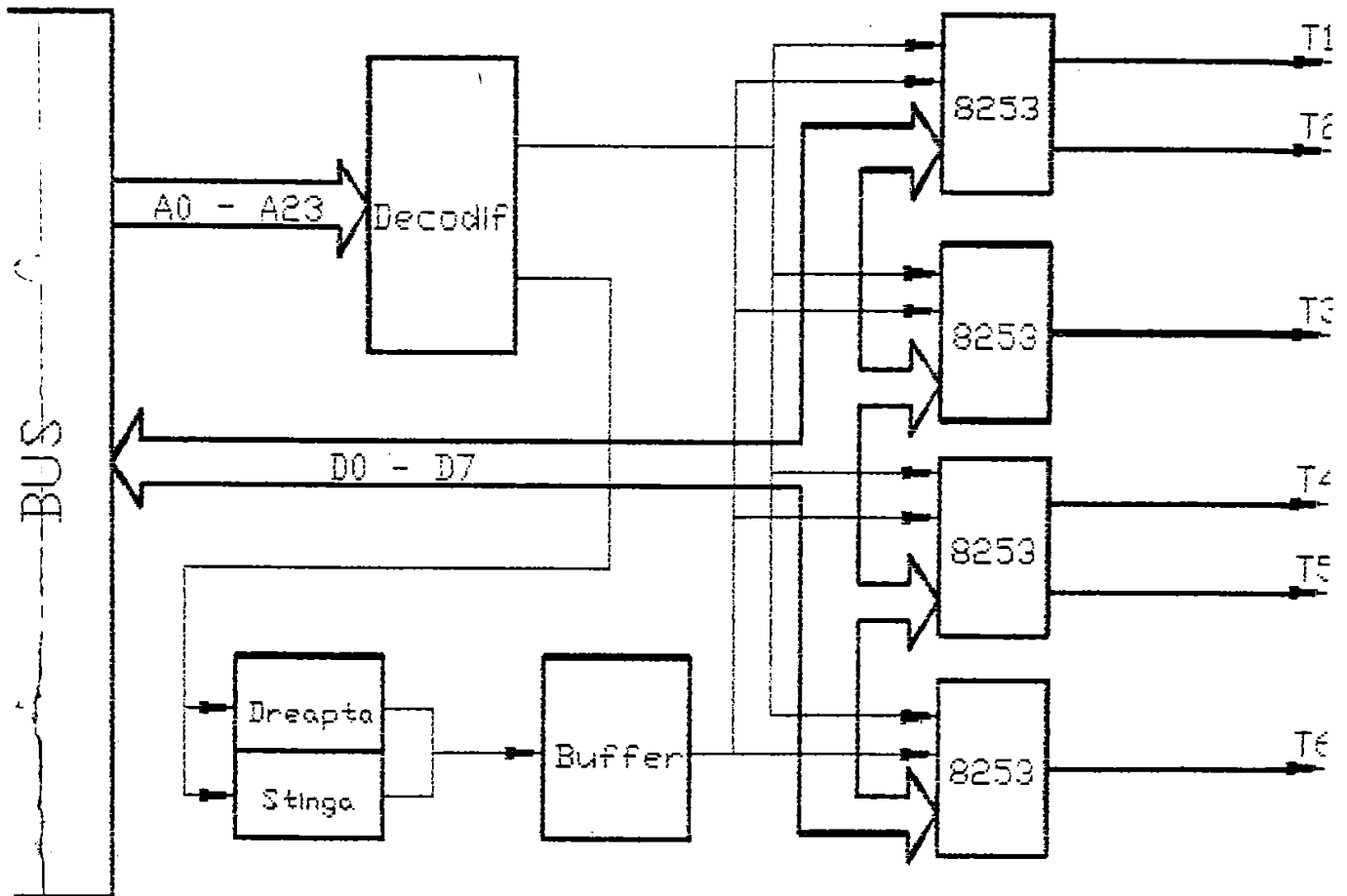


Fig.4.3. Schema bloc a interfeței nr.2.

Această interfață este realizată cu patru numărătoare programabile 8253 programate la inițializare prin program în modul 1 de funcționare care constă în faptul că ieșirea numărătorului este coborâtă pe "0" logic după timpul prestabilit de decrementare a numărătorului. Deoarece numărătoarele lucrează independent la o frecvență de tact de 25 kHz, rezultă un impuls de numărare la fiecare 400 ns, deci o posibilitate de modificare a frecvenței din 0,1 în 0,1 Hz (100).

Apăsarea unei taste pentru modificarea frecvenței nu întrerupe generarea impulsului în curs, ci noua valoare a numărătorului este înscrisă în regiștrii interiori, iar următorul tren de impulsuri va fi generat cu noua valoare a frecvenței.

Pentru reversarea turăției se folosesc două porturi de comandă programabile a căror ieșire (dreapta și stânga) comandă două buffere cu ieșire în "Three state", buffere ce realizează în funcție de selecție, sensul parcurs la numărare și implicit sensul de rotație al motorului.

Între două schimbări de sens bufferele mai au rolul de stopare a generării impulsurilor de tensiune pe canalele  $T_1 - T_6$  în vederea frînării motorului în sensul comandat și a pregătirii pornirii în sensul contrar.

Interfața nr.2 se realizează pe o placă de extensie standardizată care se introduce în slotul liber al plăcii de bază din calculator.

După inițializarea circuitelor componente prin program, pe lângă generarea impulsurilor  $T_1 - T_7$ , calculatorul mai poate efectua o a doua sarcină precum afișarea pe ecran sau tipărirea la imprimantă a variației tensiunii, curentului, turăției mașinilor electrice care compun instalația.

#### 4.2. Programul de comandă al invertorului

Prin program scris în TURBO-PASCAL 6.0. se realizează șapte canal de tensiune cu impulsuri de frecvență variabilă între (5-100)Hz.

Forma impulsurilor este cea din fig.4.4.

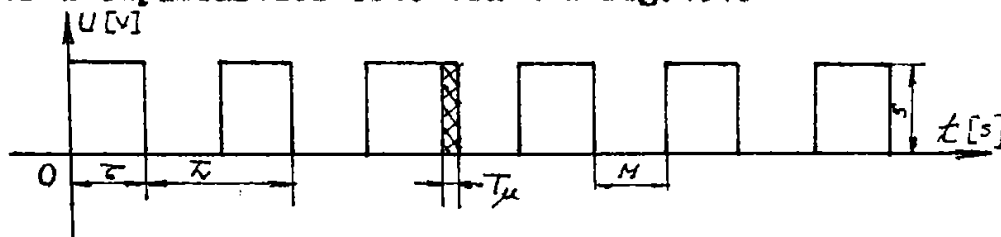


Fig.4.4.

Amplitudinea impulsului este fixă de 5V. Durata este reglabilă (200ns - 1ms).

Frecvența se schimbă prin modificarea mărimei  $M$  care se tabelează în memoria calculatorului, cu valoarea  $M(I)$ ; ( $I \in (5 \dots 100)$ Hz).

Signalul de 5V corespunde valorii logice "1" iar 0V valorii logice "0".

Prin program se trimite registrelor succesiunile de biți în ordine stabilită a canalelor ( $T_1 - T_7$ ) și la intervale de timp care se schimbă în funcție de apăsarea unei taste, modificând astfel frecvența de alimentare a motorului asincron.

Prin program se realizează și reversarea turăției motorului asincron, comandând schimbarea succesiunii impulsurilor între două faze.

În vederea realizării frecvenței reglabile s-au întocmit două programe, în Turbo - Pascal.

Programul nr.1 se caracterizează prin faptul că obținerea frecvenței reglabile la ieșire pe o anumită linie de date se face prin poziționarea acestora pe un nivel logic și staționarea programului într-o buclă un timp care a fost prescris în memorie la începutul programului, apoi trecerea liniei pe nivelul logic negat.

S-a utilizat limbajul Turbo Pascal deoarece permite apelarea întreruperilor sistemului (întreruperea I/O) iar domeniul de frecvență stabilit la ieșire nu necesită folosirea limbajului de asamblare 8086.

Programul nr.2 păstrează în mare măsură caracteristicile primului program dar diferă de acesta prin introducerea unei proceduri suplimentare care este apelată după fiecare poziționare a liniilor de date pe un anumit nivel logic. Indiferent dacă e apăsată sau nu o tastă, secvența de instrucțiuni conține același tip și același număr de instrucțiuni astfel încât timpul necesar parcurgerii procedurii este același iar generarea frecvenței noi se face în ciclul imediat următor, neîntrerupându-se ciclul curent.

#### 4.3. Performanțele programului de generare a impulsurilor

Limitele programului nr.1 constau în faptul că după apăsarea tastei de modificare a frecvenței, există un timp mort  $t_{\mu} = 2ms$  fapt care conduce la funcționarea motorului principal cu întreruperi de tensiune.

În anumite domenii de activitate această funcționare constituie o perturbare care nu poate fi neglijată.

În vederea înlăturării acestui dezavantaj s-a întocmit programul nr.2 care înlătură timpul mort și permite funcționarea continuă a motorului.

După experimentări a fost stabilită și durata  $\tau = 200\mu s$  care răspunde foarte bine condițiilor de funcționare a inverterului în gol și în sarcină. Prin utilizarea interfeței nr.2 și a programului nr.2 se poate realiza modificarea frecvenței cu un ecart de 0,1 Hz în domeniul de lucru stabilit (5-100)Hz, performanță care răspunde exigențelor practice curate.

Răspunsul sistemului la utilizarea programului 1 și 2 în turstație și curent sînt stabile.



```
PROGRAM   NA;1
USES     DOS,CRT;
VAR      M   ARRAY [5..100] OF INTEGER;
         N,I,A,B : INTEGER;
         FLAG,COND : BOOLEAN;
         REGS : REGISTERS;
         CH : CHAR;

BEGIN
  CLRSLK;
  COND := TRUE;
  I := 50;
  M[5]:=15000;
  M[6]:=13000;
  M[7]:=10800;
  M[8]:=9450;
  M[9]:=8400;
  M[10]:=7550;
  M[11]:=6830;
  M[12]:=6260;
  M[13]:=5800;
  M[14]:=5250;
  M[15]:=4850;
  M[16]:=4600;
  M[17]:=4350;
  M[18]:=4100;
  M[19]:=3850;
  M[20]:=3650;
  M[21]:=3450;
  M[22]:=3256;
  M[23]:=3130;
  M[24]:=2980;
  M[25]:=2880;
  M[26]:=2760;
  M[27]:=2680;
  M[28]:=2545;
  M[29]:=2460;
  M[30]:=2400;
  M[31]:=2290;
  M[32]:=2205;
  M[33]:=2100;
  M[34]:=2060;
  M[35]:=2000;
  M[36]:=1920;
  M[37]:=1880;
  M[38]:=1832;
  M[39]:=1782;
  M[40]:=1750;
  M[41]:=1685;
  M[42]:=1635;
  M[43]:=1594;
  M[44]:=1550;
  M[45]:=1520;
  M[46]:=1480;
  M[47]:=1440;
  M[48]:=1400;
  M[49]:=1367;
  M[50]:=1332;
  M[51]:=1305;
  M[52]:=1275;
  M[53]:=1245;
```

```
M[54]:=1225;
M[55]:=1192;
M[56]:=1165;
M[57]:=1140;
M[58]:=1118;
M[59]:=1095;
M[60]:=1075;
M[61]:=1052;
M[62]:=1038;
M[63]:=1015;
M[64]:=1000;
M[65]:=982;
M[66]:=963;
M[67]:=947;
M[68]:=932;
M[69]:=918;
M[70]:=895;
M[71]:=880;
M[72]:=862;
M[73]:=847;
M[74]:=836;
M[75]:=827;
M[76]:=809;
M[77]:=795;
M[78]:=783;
M[79]:=770;
M[80]:=759;
M[81]:=745;
M[82]:=733;
M[83]:=722;
M[84]:=711;
M[85]:=700;
M[86]:=691;
M[87]:=681;
M[88]:=672;
M[89]:=663;
M[90]:=655;
M[91]:=645;
M[92]:=635;
M[93]:=626;
M[94]:=617;
M[95]:=609;
M[96]:=600;
M[97]:=591;
M[98]:=583;
M[99]:=575;
M[100]:=567;
WHILE COND TRUE DO
BEGIN
REPEAT
BEGIN
GOTOXY(10,15);
WRITELN('Frecventa va fi ',I, ' Hz ');
GOTOXY(10,22);
WRITELN('Apasati "ENTER" cind ati notat ');
END;
UNTIL KEYPRESSED;
CH:=READKEY;
IF CH = #0 THEN CH:=READKEY;
IF CH = #72 THEN I:=I+5;
IF CH = #80 THEN I:=I-5;
IF CH = #72 THEN I:=I+5;
```

```
IF CN #/5 THEN I:=I-1;
IF CN #13 THEN COND:=FALSE;
IF I<5 THEN I:=5;
IF I>100 THEN I:=100;
END;
CLRSOR;
COND := TRUE;
N := 132;
WHILE COND = TRUE DO
BEGIN
FLAG :=TRUE;
CLRSOR;
WRITELN('FRECVENTA ESTE DE ',I, ' H2 ');
REPEAT
BEGIN
IF FLAG=TRUE THEN
REGS.AL:=#51
ELSE
REGS.AL:=#41;
REGS.AH:=0;
REGS.DX:=0;
INTR(#17,REGS);
WHILE N>0 DO N:=N-1;
N:=132;
REGS.AX:=0;
REGS.DX:=0;
INTR(#17,REGS);
WHILE B>0 DO B:=B-1;
B:=M[1];
REGS.AL:=#02;
REGS.AH:=0;
REGS.DX:=0;
INTR(#17,REGS);
WHILE N>0 DO N:=N-1;
N:=132;
REGS.AX:=0;
REGS.DX:=0;
INTR(#17,REGS);
WHILE B>0 DO B:=B-1;
B:=M[1];
REGS.AL:=#04;
REGS.AH:=0;
REGS.DX:=0;
INTR(#17,REGS);
WHILE N>0 DO N:=N-1;
N:=132;
REGS.AX:=0;
REGS.DX:=0;
INTR(#17,REGS);
WHILE B>0 DO B:=B-1;
B:=M[1];
REGS.AL:=#08;
REGS.AH:=0;
REGS.DX:=0;
INTR(#17,REGS);
WHILE N>0 DO N:=N-1;
N:=132;
REGS.AX:=0;
REGS.DX:=0;
INTR(#17,REGS);
WHILE B>0 DO B:=B-1;
B:=M[1];
REGS.AL:=#10;
```

```
REGS.AH:=0;
REGS.DX:=0;
INTR($17,REGS);
WHILE N>0 DO N:=N-1;
N:=132;
REGS.AX:=0;
REGS.DX:=0;
INTR($17,REGS);
WHILE B>0 DO B:=B-
B:=M[I];
REGS.AL:=#20;
REGS.AH:=0;
REGS.DX:=0;
INTR($17,REGS);
WHILE N>0 DO N:=N-1;
N:=132;
REGS.AX:=0;
REGS.DX:=0;
INTR($17,REGS);
FLAG:=FALSE;
B:=M[I]-5;
WHILE B>0 DO B:=B-1;
B:=M[I];
END;
UNTIL KEYPRESSED;
CH:=READKEY;
IF CH = #0 THEN CH:=READKEY;
IF CH = #72 THEN I:=I+5;
IF CH = #60 THEN I:=I-5;
IF CH = #77 THEN I:=I+1;
IF CH = #75 THEN I:=I-1;
IF CH = #79 THEN COND:=FALSE;
IF CH = #27 THEN COND:=FALSE;
IF I<5 THEN I:=5;
IF I>100 THEN I:=100;
END;
END.
```

```
PROGRAM NR:2
USES DUS,CRT;
VAR M : ARRAY [5..100] OF INTEGER;
    N,I,A,B,J : INTEGER;
    FLAG,COND : BOOLEAN;
    REGS : REGISTERS;
    CH : CHAR;
PROCEDURE FASTA;
BEGIN
    KEYPRESSED THEN
    BEGIN
        CH:=READKEY;
        IF CH=#72 THEN J:=J+5;
        IF CH=#80 THEN J:=J-5;
        IF CH=#77 THEN J:=J+1;
        IF CH=#75 THEN J:=J-1;
        IF CH=#27 THEN COND:=FALSE;
        J<5 THEN J:=5;
        IF J>100 THEN J:=100;
        WHILE N>0 DO N:=N-1;
        N:=50;
        END;
    ELSE
    BEGIN
        CH:=CH;
        IF CH=#13 THEN I:=I;
        IF CH=#10 THEN I:=I+5;
        IF CH=#11 THEN I:=I-5;
        IF CH=#12 THEN I:=I+1;
        IF CH=#14 THEN I:=I-1;
        IF I<5 THEN I:=5;
        IF I>100 THEN I:=100;
        WHILE N>0 DO N:=N-1;
        N:=50;
        END;
    END;
END;

BEGIN
    CLRSCR;
    COND := TRUE;
    I := 50;
    M[5]:=15000;
    M[6]:=13000;
    M[7]:=10800;
    M[8]:=7450;
    M[9]:=8400;
    M[10]:=7550;
    M[11]:=6850;
    M[12]:=6280;
    M[13]:=5800;
    M[14]:=5250;
    M[15]:=4850;
    M[16]:=4600;
    M[17]:=4350;
    M[18]:=4100;
    M[19]:=3850;
    M[20]:=3650;
    M[21]:=3450;
    M[22]:=3256;
    M[23]:=3150;
    M[24]:=2980;
    M[25]:=2880;
    M[26]:=2760;
```

M[27] := 2680;  
M[28] := 2545;  
M[29] := 2460;  
M[30] := 2400;  
M[31] := 2290;  
M[32] := 2205;  
M[33] := 2100;  
M[34] := 2060;  
M[35] := 2000;  
M[36] := 1920;  
M[37] := 1880;  
M[38] := 1832;  
M[39] := 1782;  
M[40] := 1750;  
M[41] := 1685;  
M[42] := 1635;  
M[43] := 1594;  
M[44] := 1550;  
M[45] := 1520;  
M[46] := 1480;  
M[47] := 1440;  
M[48] := 1400;  
M[49] := 1367;  
M[50] := 1332;  
M[51] := 1305;  
M[52] := 1275;  
M[53] := 1245;  
M[54] := 1225;  
M[55] := 1192;  
M[56] := 1165;  
M[57] := 1140;  
M[58] := 1118;  
M[59] := 1095;  
M[60] := 1075;  
M[61] := 1052;  
M[62] := 1038;  
M[63] := 1015;  
M[64] := 1000;  
M[65] := 982;  
M[66] := 963;  
M[67] := 947;  
M[68] := 932;  
M[69] := 918;  
M[70] := 895;  
M[71] := 880;  
M[72] := 862;  
M[73] := 847;  
M[74] := 836;  
M[75] := 827;  
M[76] := 809;  
M[77] := 795;  
M[78] := 783;  
M[79] := 770;  
M[80] := 759;  
M[81] := 745;  
M[82] := 733;  
M[83] := 722;  
M[84] := 711;  
M[85] := 700;  
M[86] := 691;  
M[87] := 681;  
M[88] := 672;  
M[89] := 665

```
M[90]:=655;
M[91]:=645;
M[92]:=635;
M[93]:=626;
M[94]:=617;
M[95]:=609;
M[96]:=600;
M[97]:=591;
M[98]:=583;
M[99]:=575;
M[100]:=567;
WHILE COND = TRUE
BEGIN
REPEAT
BEGIN
GOTOXY(10,13);
WRITELN('Frecvența este de ',L,' Hz');
GOTOXY(10,22);
WRITELN('Apaseta "ENTER" când v-ati hotarat');
END;
UNTIL KEYPRESSED;
CH:=READKEY;
IF CH = #0 THEN CH:=READKEY;
IF CH = #72 THEN L:=L+5;
IF CH = #80 THEN L:=L-5;
IF CH = #77 THEN L:=L+1;
IF CH = #75 THEN L:=L-1;
IF CH = #13 THEN COND:=FALSE;
IF L<5 THEN L:=5;
IF L>100 THEN L:=100;
END;
CURSOR;
COND = TRUE;
V:=L;
R:=50;
CURSOR;
WRITELN('FRECVENȚA ESTE DE ',L,' Hz');
WHILE COND = TRUE DO
BEGIN
REGB.AL:=#41;
REGB.AH:=0;
REGB.DX:=0;
INTR(#17,REGB);
TASTA;
REGB.AX:=0;
REGB.DX:=0;
INTR(#17,REGB);
WHILE B>0 DO B:=B-1;
B:=M[L];
REGB.AL:=#02;
REGB.AH:=0;
REGB.DX:=0;
INTR(#17,REGB);
TASTA;
REGB.AX:=0;
REGB.DX:=0;
INTR(#17,REGB);
WHILE B>0 DO B:=B-1;
B:=M[L];
REGB.AL:=#04;
REGB.AH:=0;
REGB.DX:=0;
INTR(#17,REGB);
```

```
    TASTA;
    REGS.AX:=0;
    REGS.DX:=0;
    INTR($17,REGS);
    WHILE B>0 DO B:=B-1;
    B:=ML11;
    REGS.AL:=$08;
    REGS.AH:=0;
    REGS.DX:=0;
    INTR($17,REGS);
    TASTA;
    REGS.AX:=0;
    REGS.DX:=0;
    INTR($17,REGS);
    WHILE B>0 DO B:=B-1;
    B:=ML11;
    REGS.AL:=$10;
    REGS.AH:=0;
    REGS.DX:=0;
    INTR($17,REGS);
    TASTA;
    REGS.AX:=0;
    REGS.DX:=0;
    INTR($17,REGS);
    WHILE B>0 DO B:=B-1;
    B:=ML11;
    REGS.AL:=$20;
    REGS.AH:=0;
    REGS.DX:=0;
    INTR($17,REGS);
    TASTA;
    REGS.AX:=0;
    REGS.DX:=0;
    INTR($17,REGS);
    I:=J;
    B:=ML11-5;
    WHILE B>0 DO B:=B-1;
    B:=ML11;
    END;
END.
```



## Capitolul V. REZULTATELE EXPERIMENTALE

### 5.1. Programul de măsurători

Experimentările pe baza cărora s-a fundamentat prezenta teză de doctorat s-au desfășurat după următorul program:

a) Vizualizarea pe osciloscop a formelor de undă ale tensiunii pe sarcină și pe tiristoare în cazul alimentării motorului asincron în sursele de alimentare de curent alternativ.

b) Măsurarea experimentală a caracteristicii de comandă a variatorului bidirecțional.

c) Determinarea pierderilor la funcționarea în gol a motorului principal și grupului conductor al arborului electric în cazul alimentării cu tensiune regulabilă sinusoidală și nesinusoidală.

d) Experimentarea pornirii fără șocuri a arborului electric după o schemă nouă, utilizând variatoare de tensiune statice.

e) Înregistrarea histogramei corespunzătoare alimentării motorului asincron în sursele de alimentare cu tensiuni nesinusoidale în vederea punerii în evidență a compoziției armonice a curenților și tensiunilor.

f) Vizualizarea pe osciloscop a formelor de undă ale tensiunii și curentului de linie și de fază la ieșirea din convertorul de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu și invertor de curent cu stingere autonomă pentru diferite frecvențe de alimentare la funcționarea în gol a instalației.

g) Vizualizarea formelor de undă ale tensiunii și curentului la ieșirea convertorului static care alimentează arborul electric pentru diferite frecvențe de funcționare în sarcină a instalației.

h) Analiza armonica fiecărei forme de undă corespunzătoare punctelor f și g realizată cu analizare de armonici.

i) Înregistrarea răspunsului inductiv al curentului printr-o fază a motorului pentru trepte de frecvență cuprinse între (5-100)Hz în gol și în sarcină.

j) Înregistrarea răspunsului inductiv al curentului motorului pentru trepte de frecvență (5 - 100)Hz în gol și în sarcină.

k) Vizualizarea formei de undă a impulsului de tensiune care comandă tiristoarele invertorului.

l) Vizualizarea formei de undă a tensiunii la ieșirea din circuitul intermediar, filtrată și nefiltrată.

m) Punerea în evidență a rigidității caracteristicii mecanice a motorului și sistemului de sașii în arborul electric la funcționarea în gol și în sarcină.

h) Experimentarea modificării vitezei arborelui electric prin conectarea în circuitul rotoric al arborelui electric a unui convertor cu circuit intermediar de c.c. și inverter cu comutație de la rețea, recuperând energia de alunecare din circuitele rotorice ale motoarelor electrice conectate în arbore electric.

## 5.2. Instalații și echipamente de măsurare și încercări

Măsurătorile au fost efectuate pe instalații de laborator, utilizând următoarele echipamente :

a) Contactor static bidirecțional realizat cu T63N1200 comandate în fază, proiectat și realizat pentru aceste experimentări.

b) Arbore electric de lucru realizat cu două motoare asincrone cu  $P_N = 30\text{Kw}$  ;  $n = 970$  rot/min ;  $I = 63\text{A}$  ;  $U = 380/220\text{V}$ , precum și grupul conducător al arborelui multiplu în care motorul asincron în scurtcircuit principal are caracteristicile  $P = 1,1\text{Kw}$  ;  $n = 920$  rot/min ;  $U = 380/220\text{V}$  ;  $I = 3,7\text{A}$  .

c) Instalație pentru măsurarea pierderilor la mersul în gol al motorului asincron în scurtcircuit în cazul alimentării cu tensiune sinusoidală și nesinusoidală.

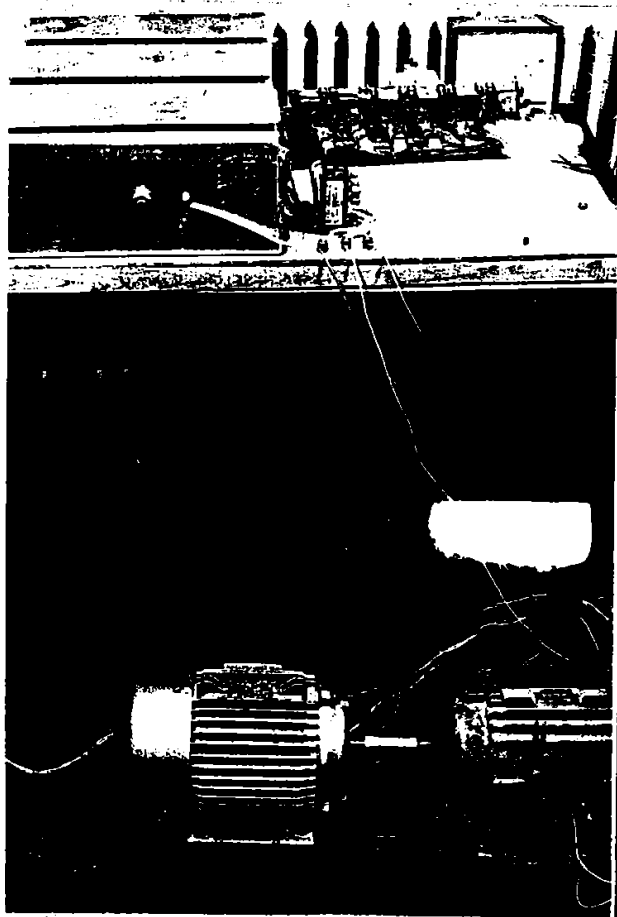


Fig.5.1. Instalație pentru determinarea pierderilor în motorul asincron în cazul alimentării cu tensiune nesinusoidală și contactorul bidirecțional.

d) Convertorul static de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu compus din :

1. redresor trifazat în punte complet comandată cu sincronizare de la rețea.

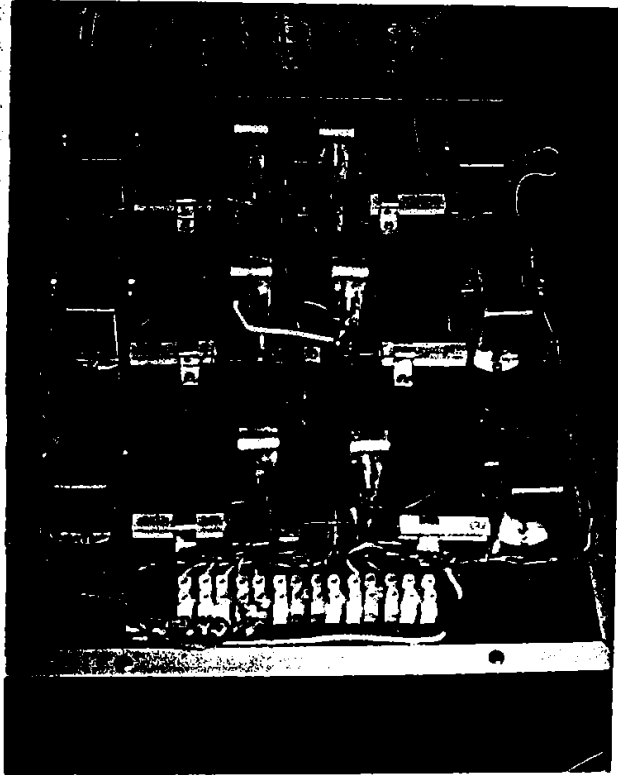


Fig.5.2. Redresorul comandat

2. Elementele dispozitivului de automatizare

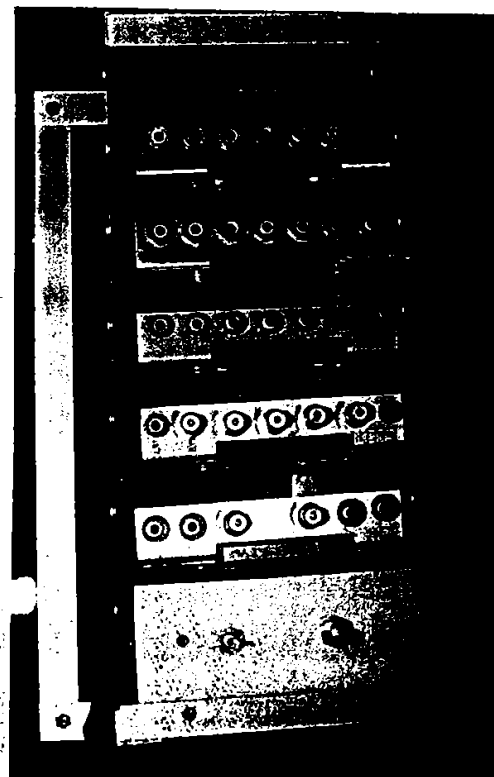
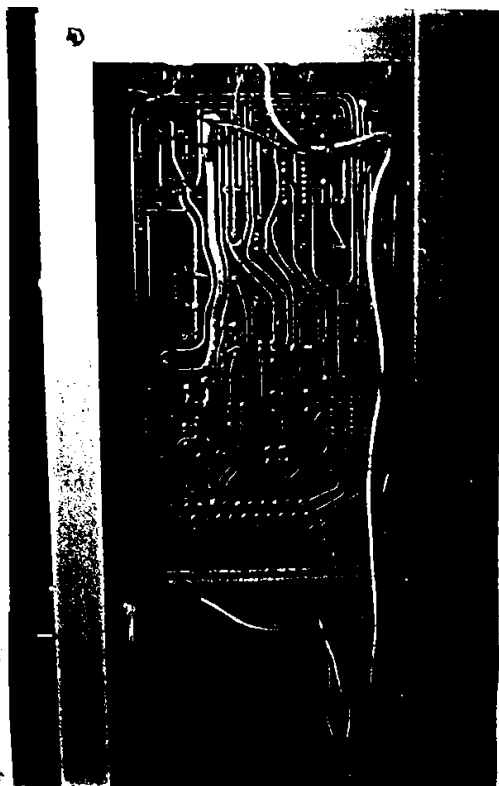


Fig.5.3. a) regulatorul automat ; b) dispozitivul de comandă pe grilă , amplificatorul de impulsuri , sursa stabilizată , traductorul de tensiune , dispozitivul de corecție rampe.

3. Invertorul de curent cu stingere autonomă.

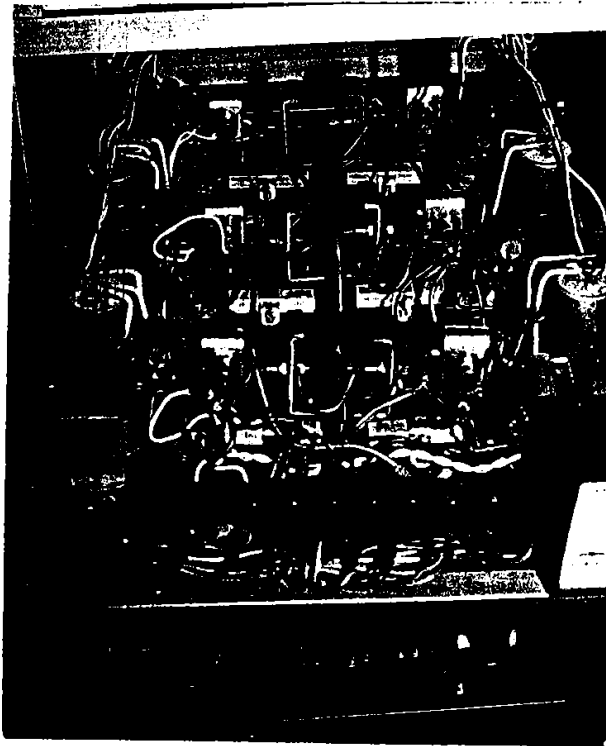


Fig. 5.4. Invertorul cu stingere forțată.

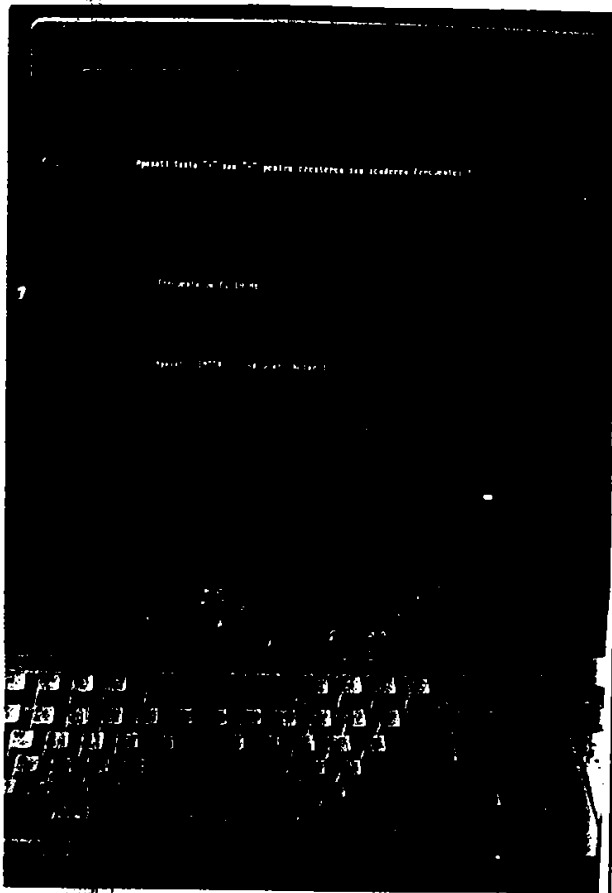
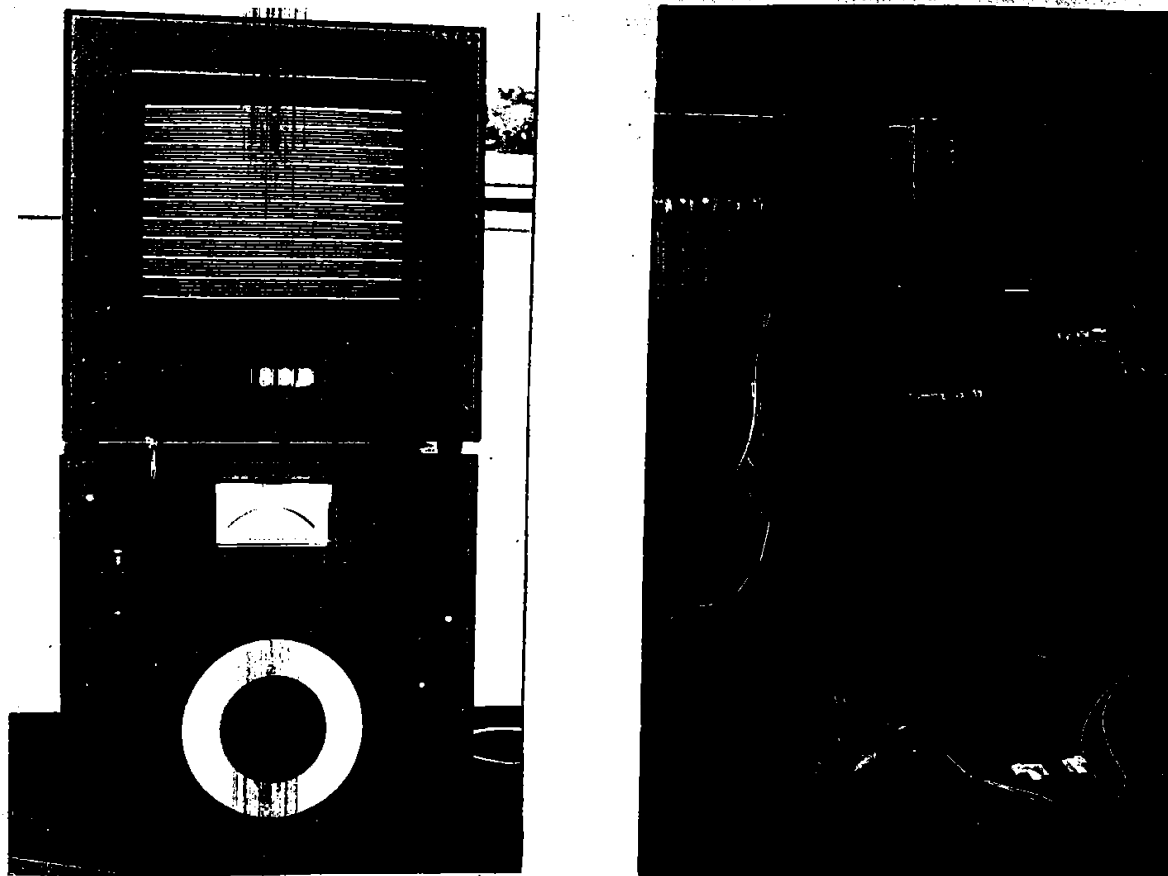


Fig.5.5. Calculatorul numeric PC-AT-286.

e) Analizorul de armonici și convertorul static de frecvență



a).

b).

Fig.5.6. a) Real Time 1/3 Octave Analyzer Type 3347  
Frequency Analyzer Type 2130  
Control and Display Unit Type 4710  
Firma Brüel - Kjaer ; Danemarca

b) Convertorul static

f) Ansamblul instalației de modificare a vitezei motorului asincron în scurtcircuit M al unui arbore electric cu grup conducător.

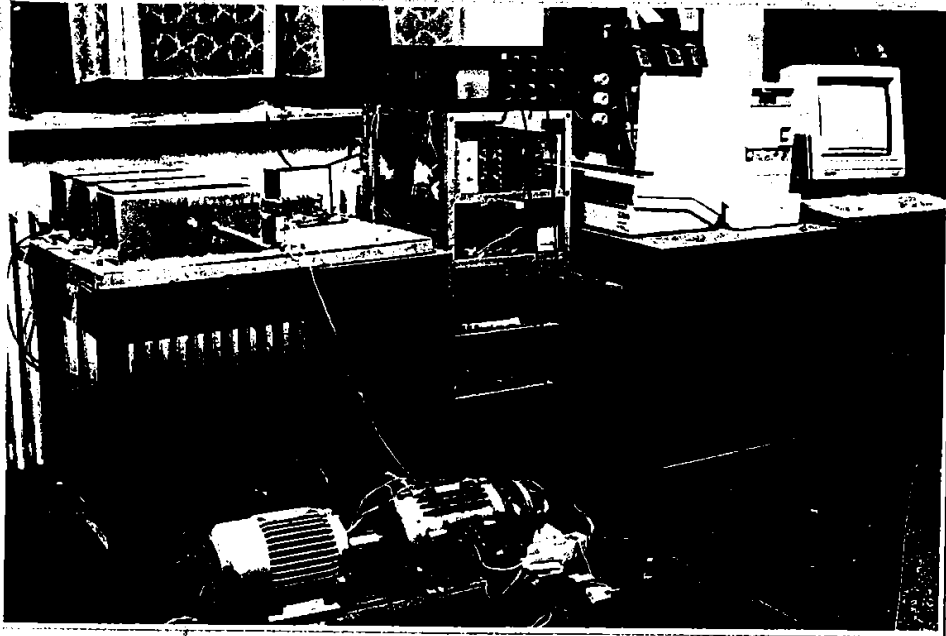


Fig.5.7. Instalația de modificare a vitezei arborelui electric prin intermediul frecvenței.

g) Osciloscop cu 2 spoturi ; (Korea)

h) Diferite instrumente și aparate pentru măsurări de laborator

### 5.3. Efectuarea măsurătorilor și a experimentărilor

În urma măsurătorilor s-au obținut următoarele rezultate :

a) Formele de undă ale tensiunii și curentului în cazul alimentării arborelui electric de la variatorul de tensiune bidirecțional.

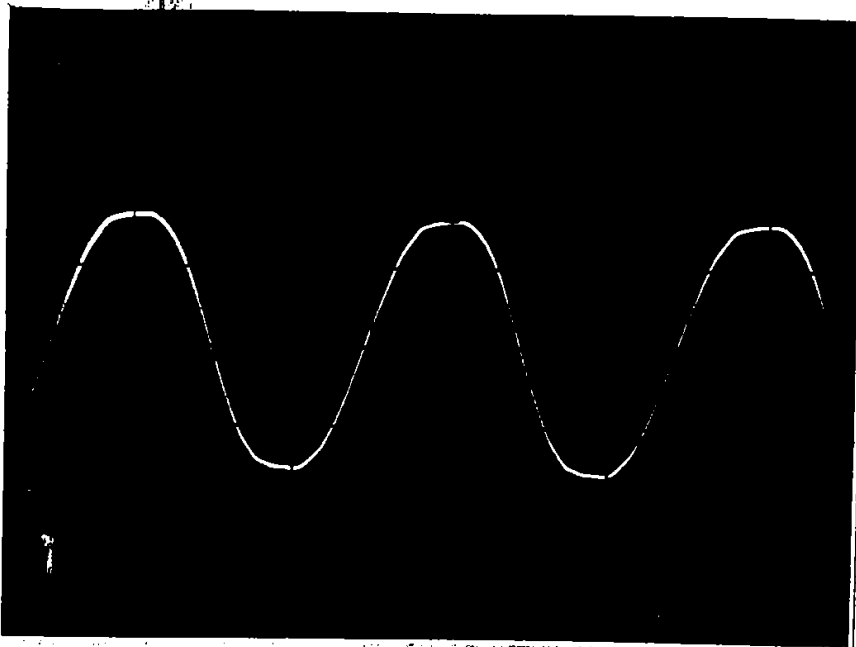


Fig.5.8. a) Forma tensiunii de fază  $U(t)$

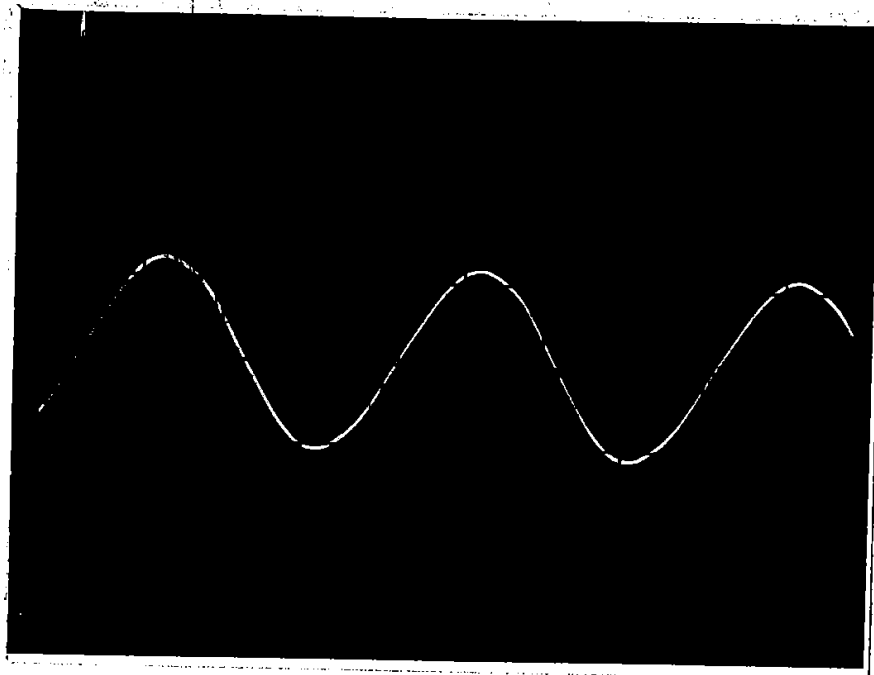


Fig.5.8. b) forma curentului  $i_p(t)$

b) Caracteristica de comandă a contactorului bidirecțional care alimentează arborele electric.

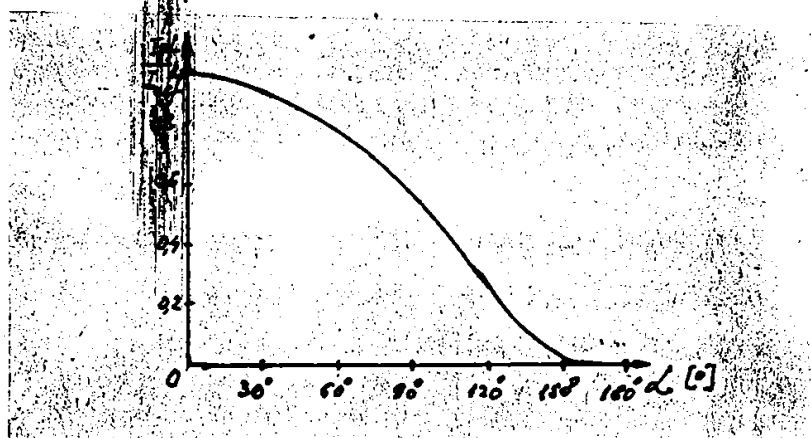


Fig.5.9. Caracteristica de comandă a contactorului static :

$I_{s_{ef}}$  - valoarea efectivă a curentului pentru  $\alpha \neq 0$

$I_{s_{of}}$  - valoarea efectivă a curentului pentru  $\alpha = 0$

$P_{motor} = 1,1 \text{ Kw}$  ;  $n = 920 \text{ rot/min}$

Toate experimentările asupra arborelui electric de lucru și al arborelui cu grup conducător s-au efectuat pentru același sens al cîmpului magnetic învîrtitor și al rotoarelor motoarelor asincrone cîmpului  $M_1$  și  $M_2$  acestea fiind identice.

c) Dependența pierderilor în motorul principal (M) al arborelui electric funcție de tensiunea la borne în cazul alimentării cu tensiune reglabila sinusoidală și nesinusoidală.

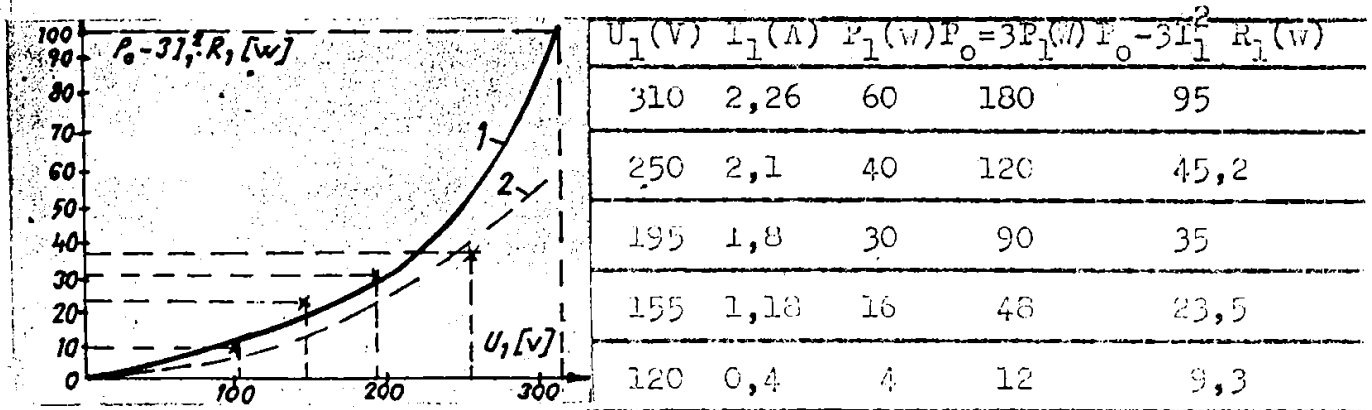


Fig.5.10. Pierderile de funcționare în gol a motorului M al arborelui electric cu grup conducător alimentat cu tensiune variabilă. 1.- tensiune nesinusoidală ; 2.- tensiune sinusoidală

d) Schema electrică pentru pomparea fără șocuri unui arbore electric alimentat de la variatoare statice. Fig.5.11.

e) Răspunsul indicial al instalației n(t) pentru mărimea de intrare : cuplu de sarcină.

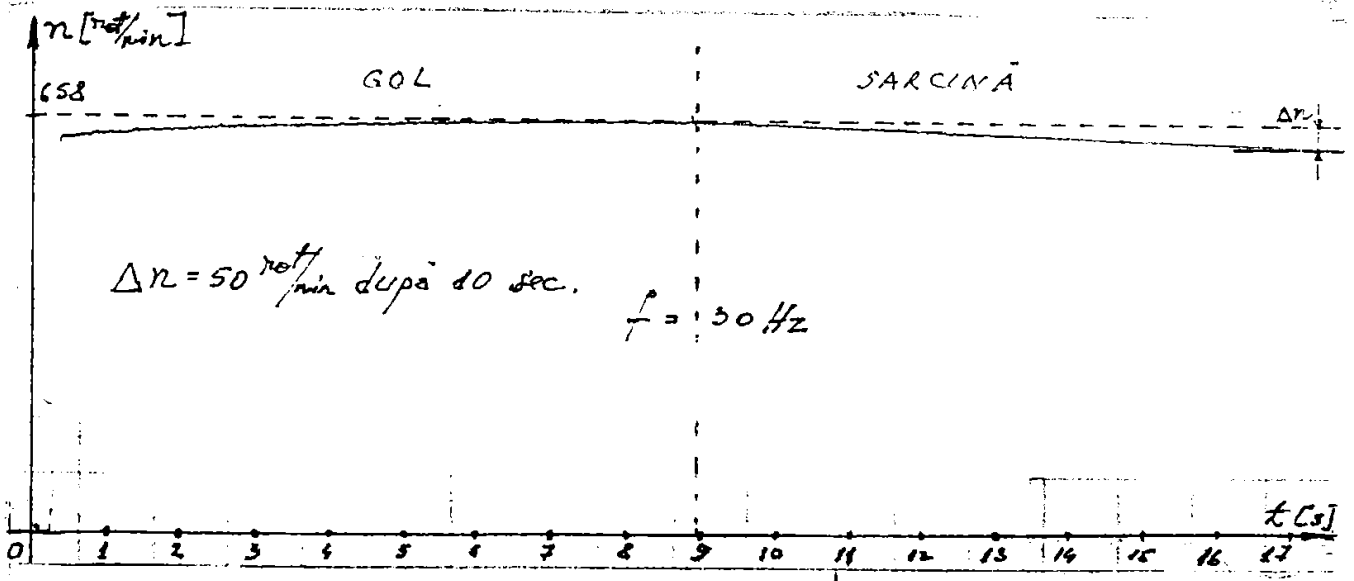
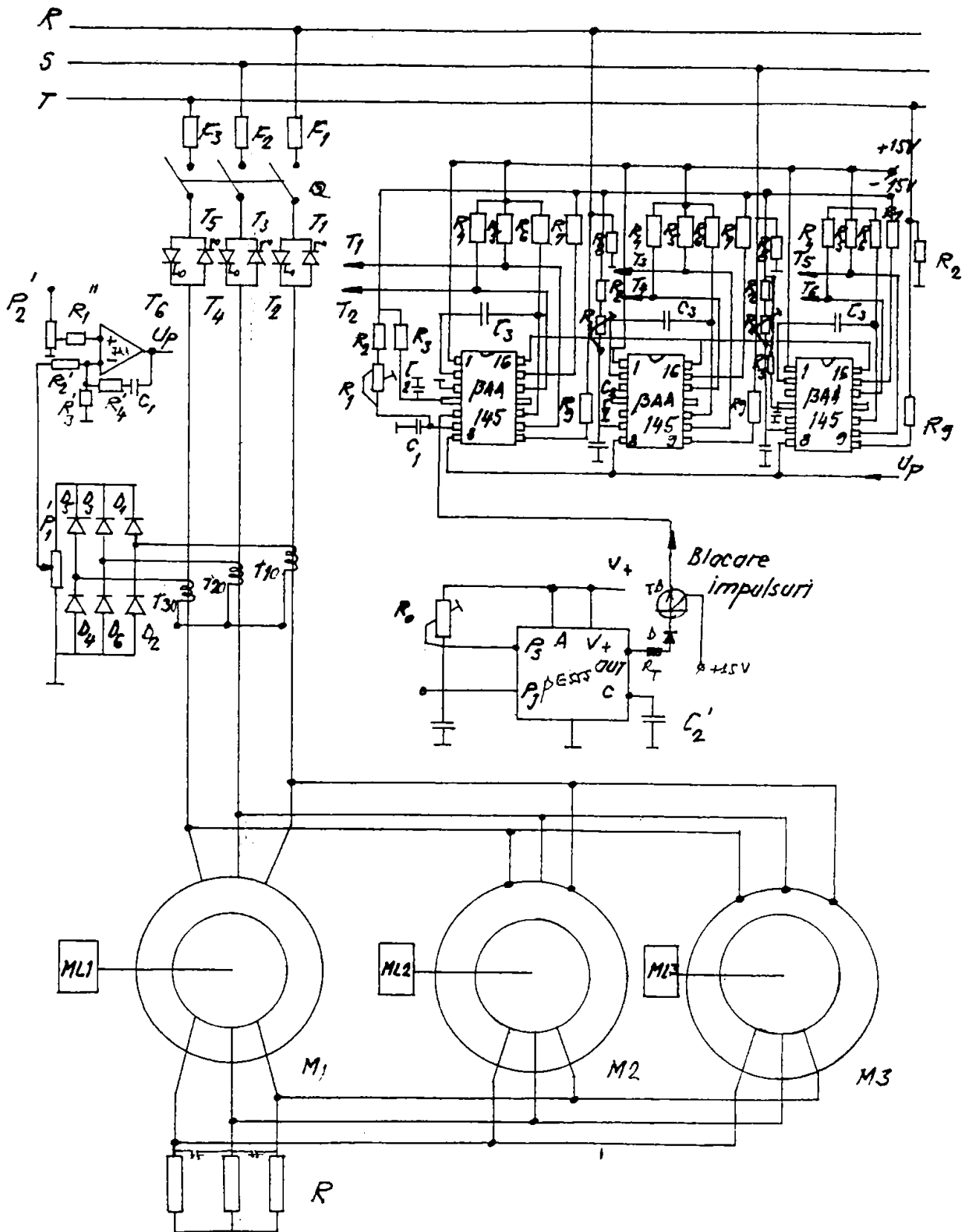
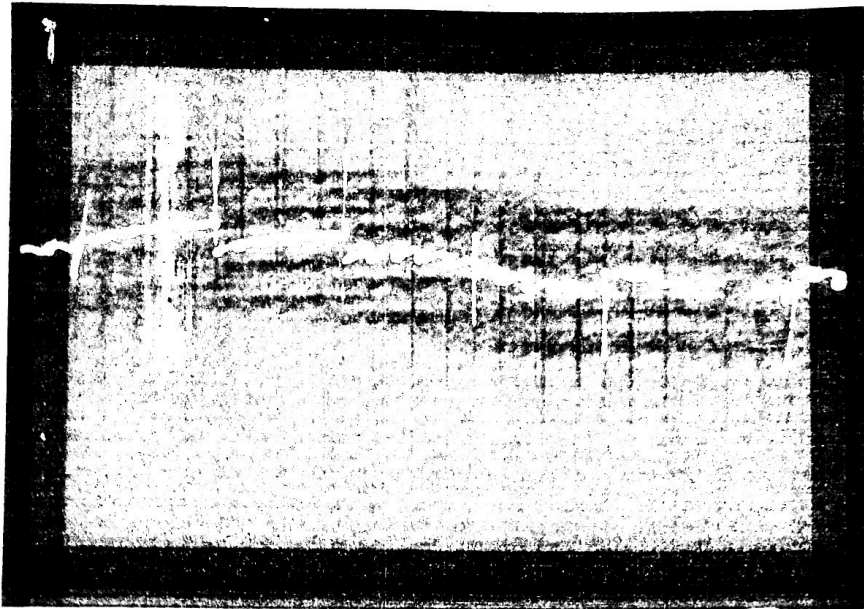


Fig.5.12. Răspunsul indicial n(t) ptr. mărimea de intrare  $M_s$

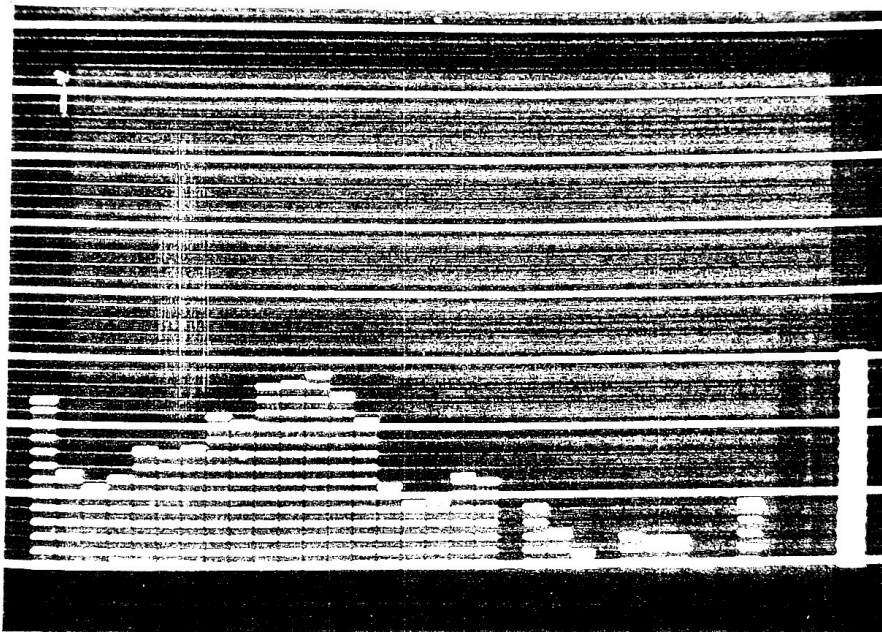
f) Formele de undă ale tensiunii și curentului de fază la ieșirea din inverter și histogramele cuprinzînd analiza amonică a acestor unde pentru funcționarea în gol a instalației la diferite valori ale frecvenței.





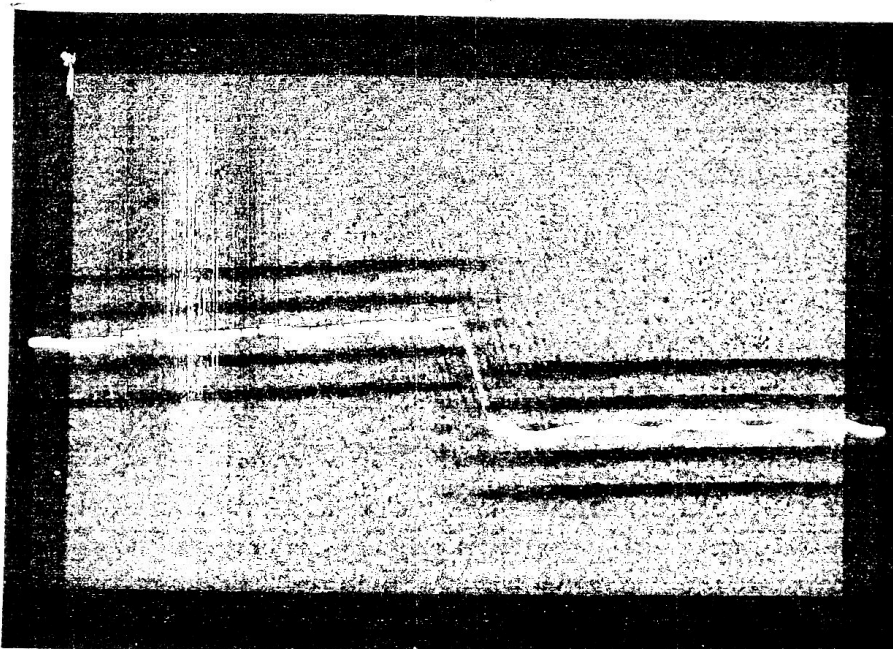


a)

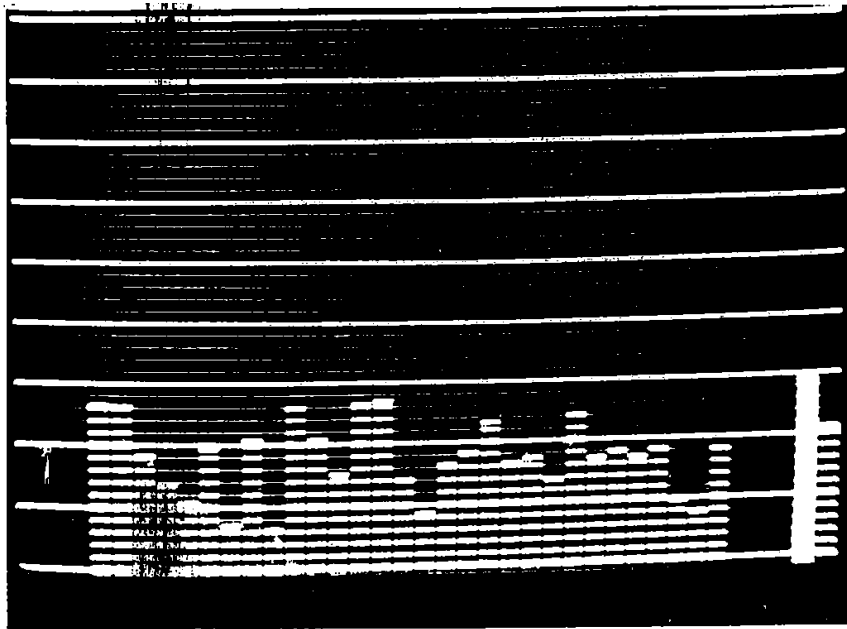


b)

Fig.5.13. Fensiunea de fază  $u(t)$  la  $f=5\text{Hz}$ ; a) Forma de undă  
b) Analiza spectrală ;  $f_N = 40\text{kHz}$

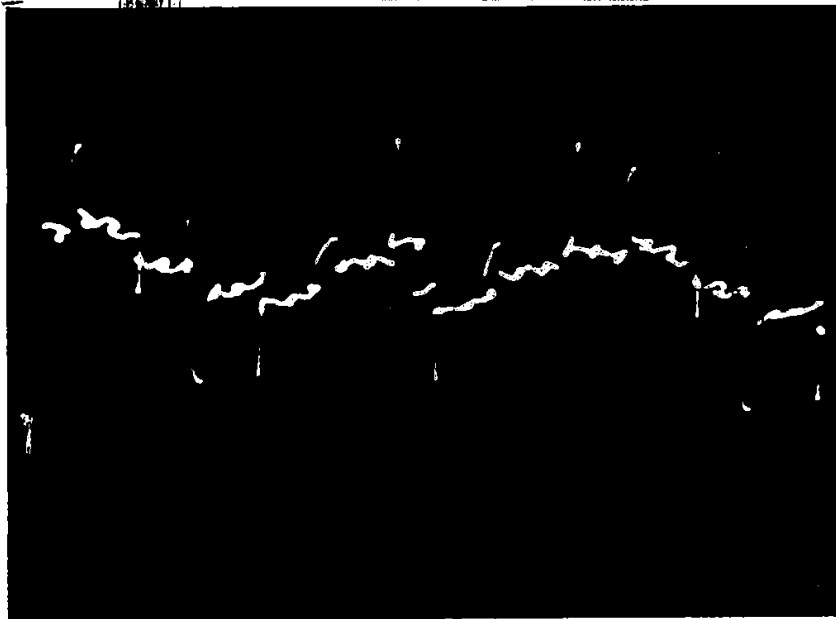


c)

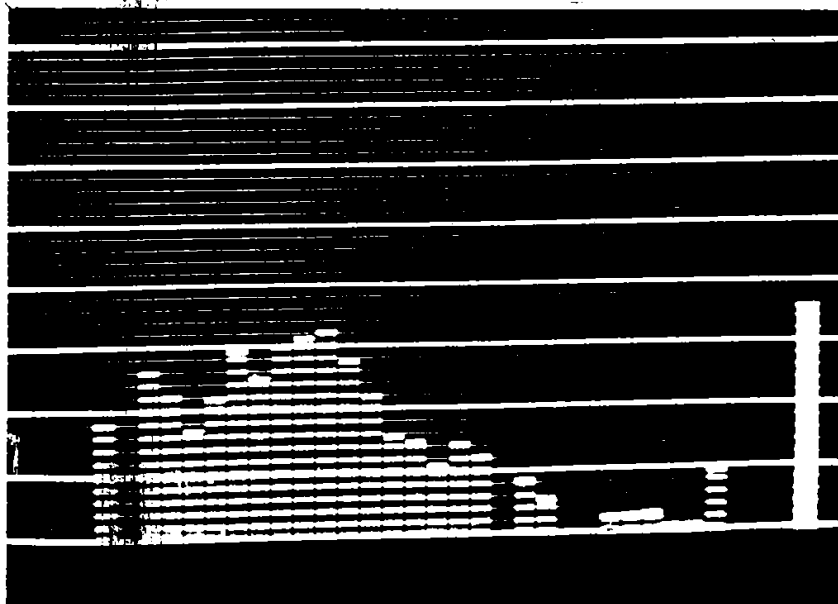


b)

Fig. 5.14. Curentul de fază  $i_f(t)$  la  $f=5\text{Hz}$ ; a) Forma de undă  
b) Analiza spectrală:  $f_1 = 31,5 \text{ kHz}$

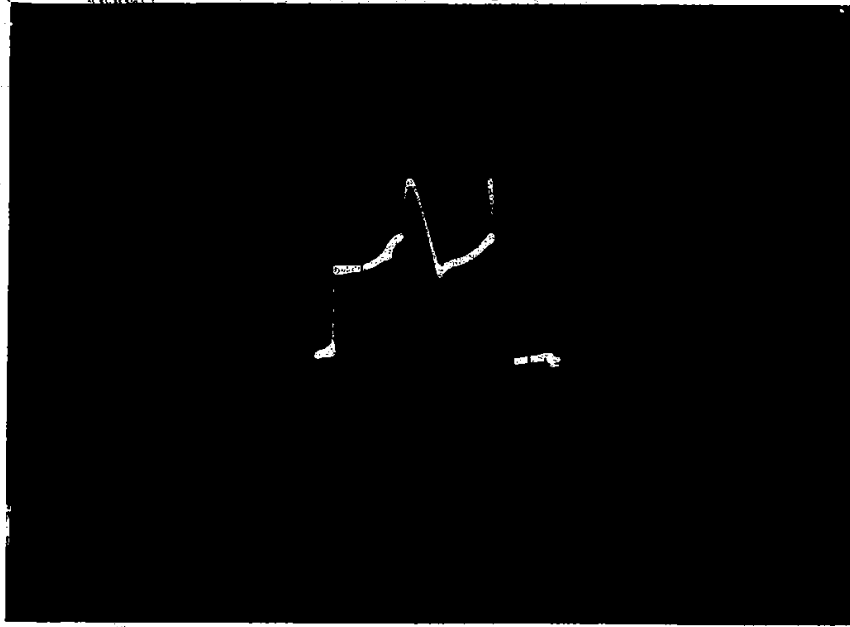


a)

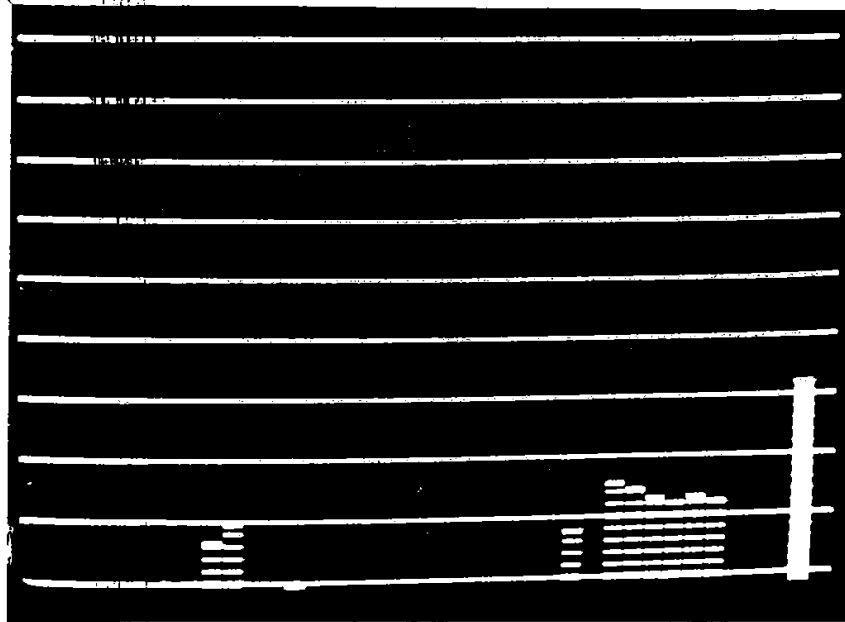


b)

Fig. 5.14. Funcțiune de tensiune  $u(t)$  la  $f=10\text{kHz}$ ; a) Forma de undă;  
b) Analiză spectrală;  $f_0 = 40\text{kHz}$

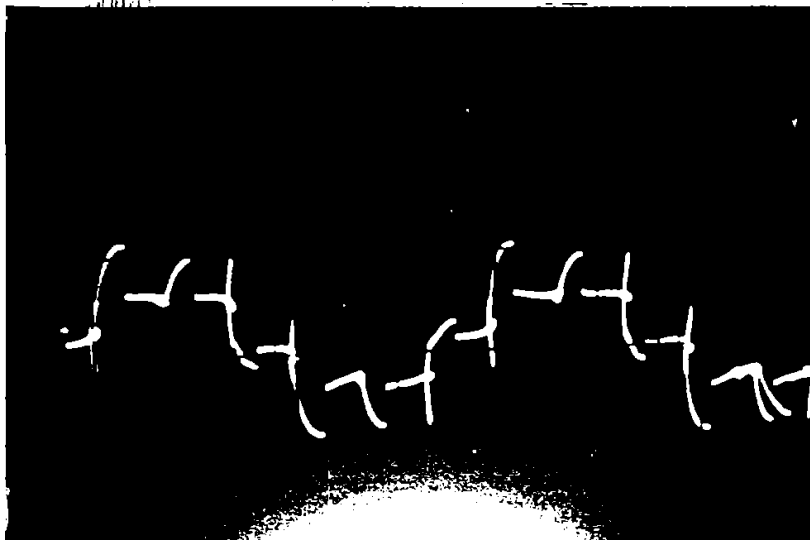


a)

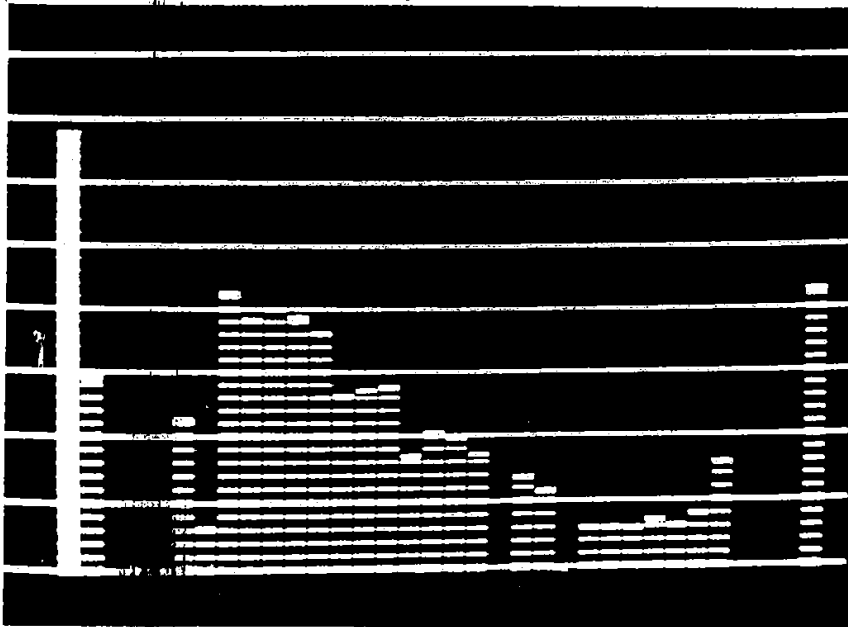


b)

Fig. 5.15. Curentul de fază  $i_{\phi}(t)$  la  $f=15\text{kHz}$ ; a) Forma de undă  
b) Analiză spectrală;  $f_0 = 40\text{kHz}$

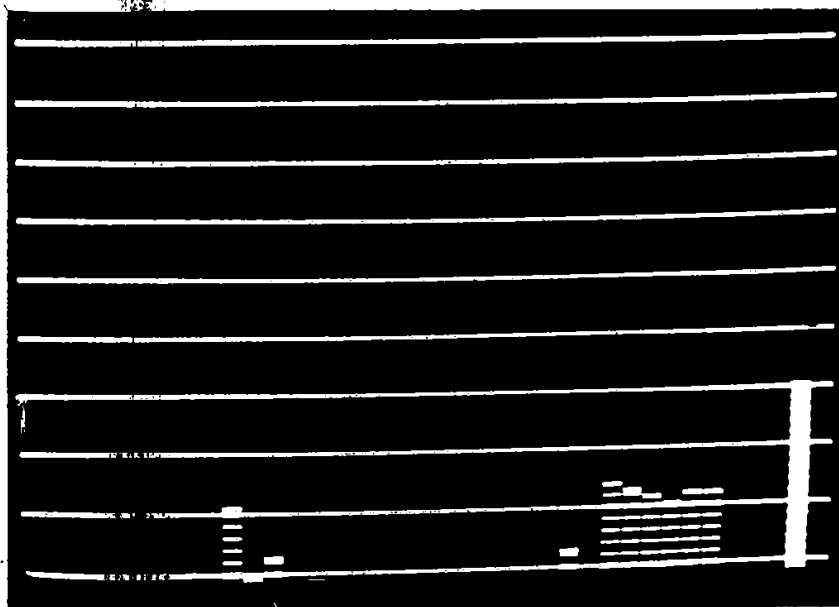
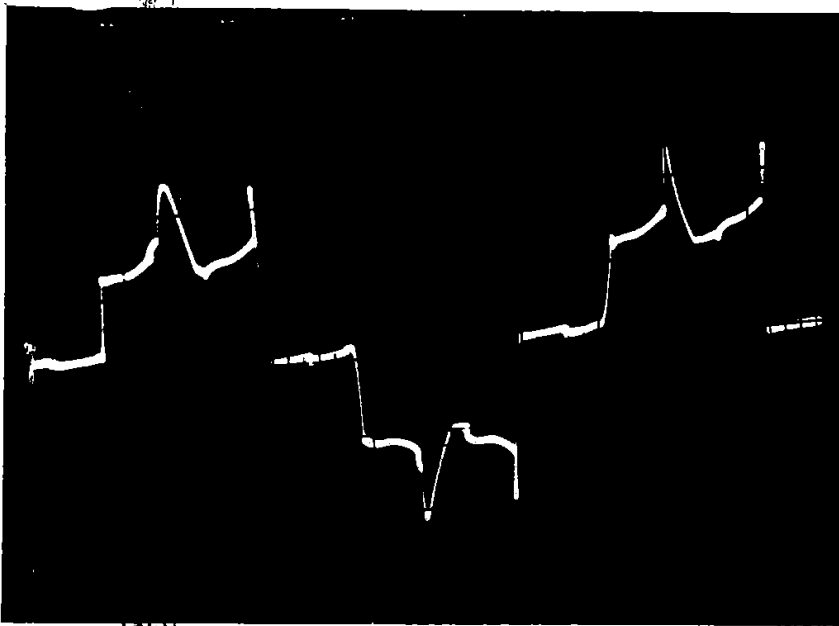


a)



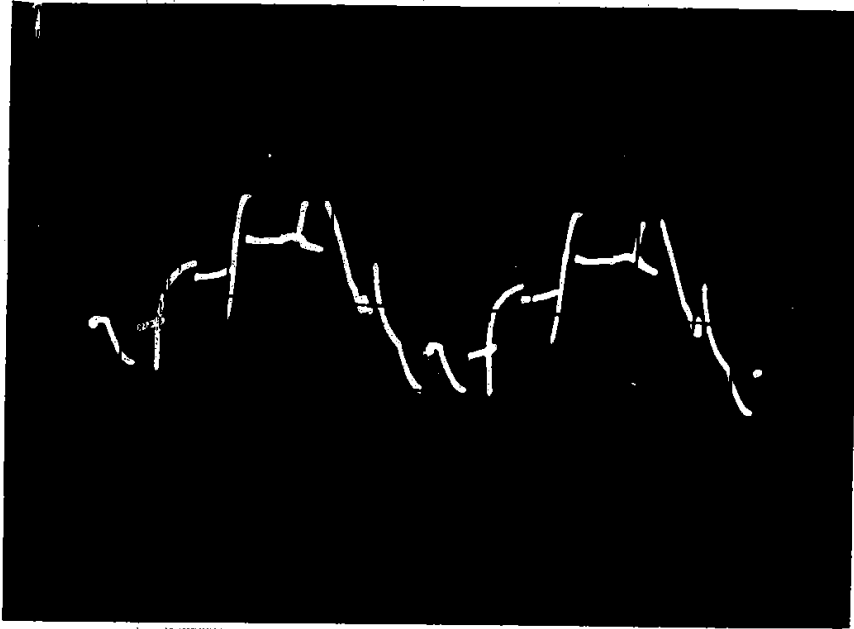
b)

Fig.5.17. Tensiunea la  $f=25\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul de armonii;  
 $f_2 = 31,5 \text{ Hz}$

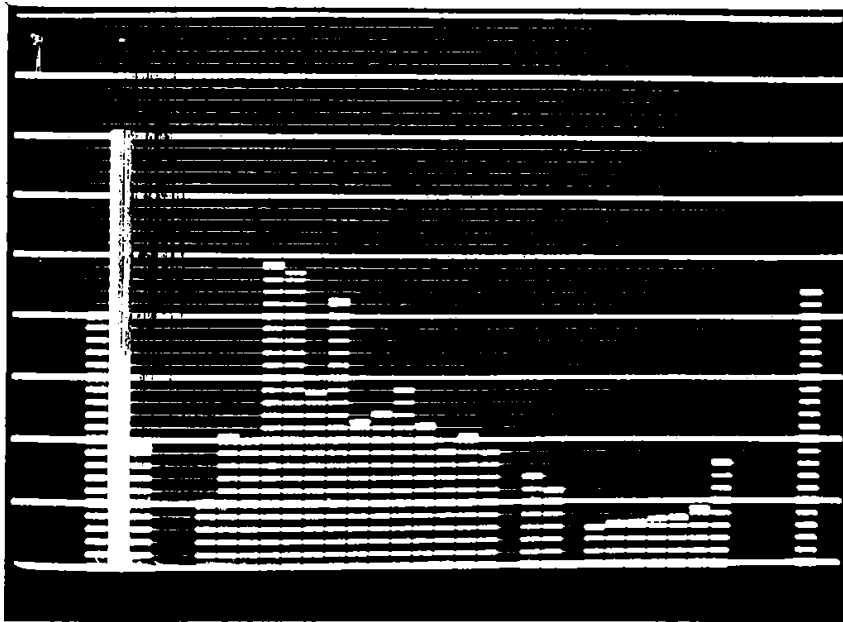


b)

Fig.5.16. Curentul la  $f=20\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul de armonii;  
 $f_2 = 48,5 \text{ Hz}$

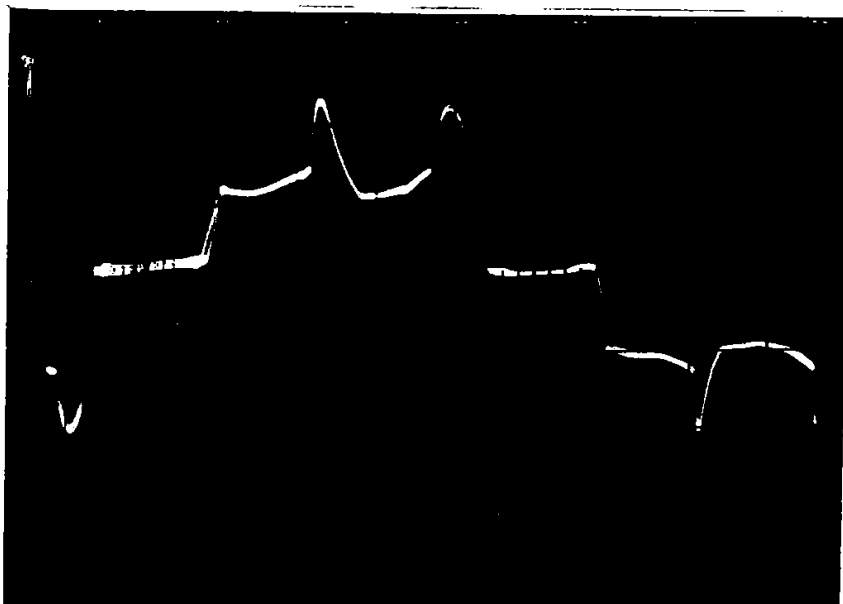


a)

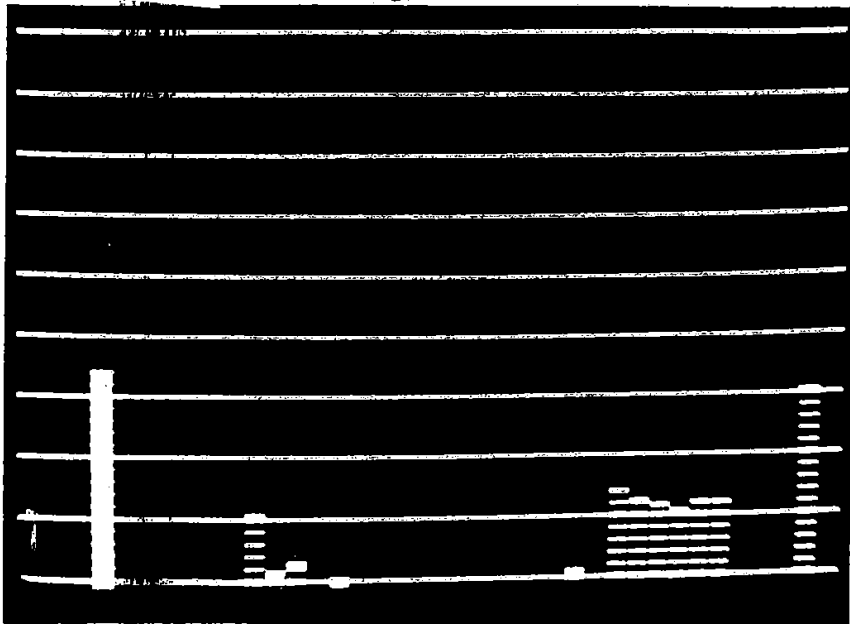


b)

Fig.5.19. Tensiunea la  $f=30\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul de armonici:  
 $f_2 = 50\text{Hz}$

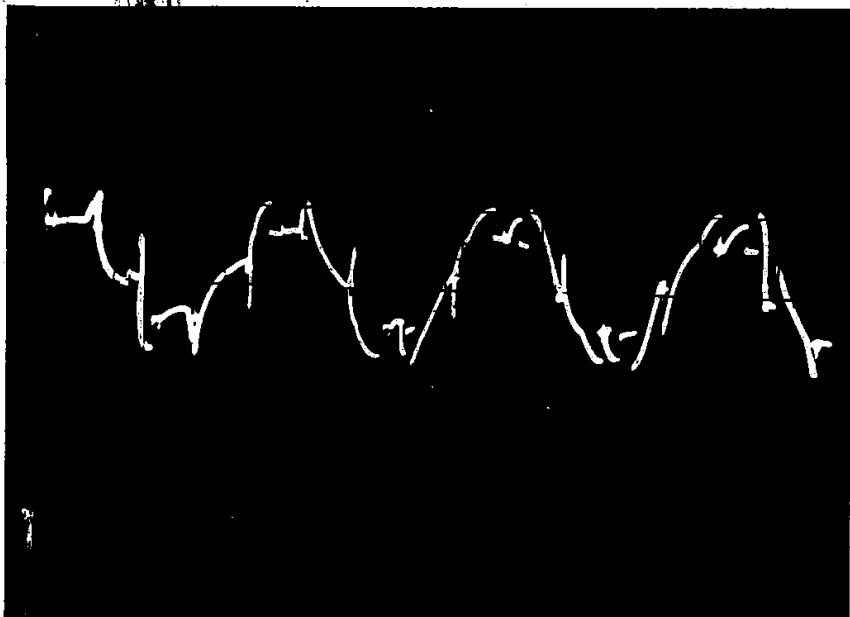


a)

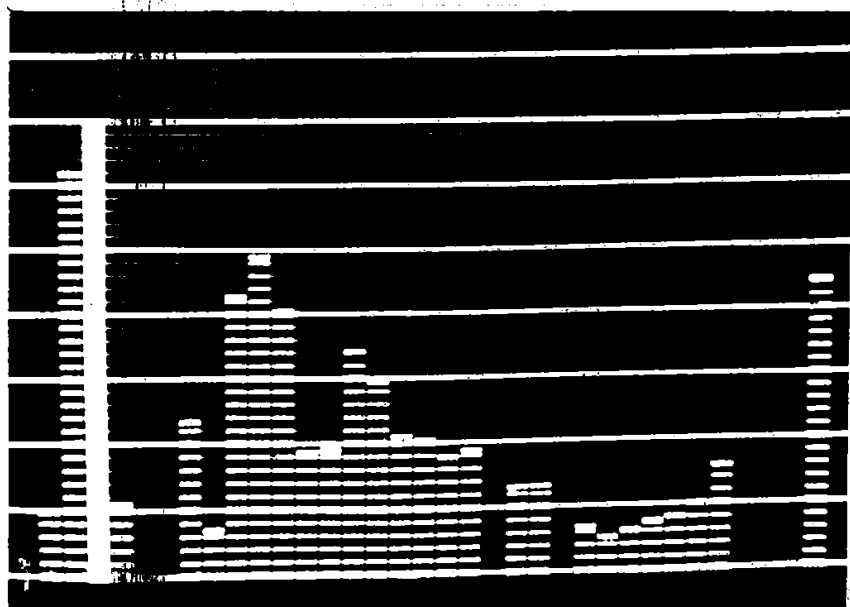


b)

Fig.5.20. Curentul la  $f=25\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul;  $f_0 = 40\text{Hz}$

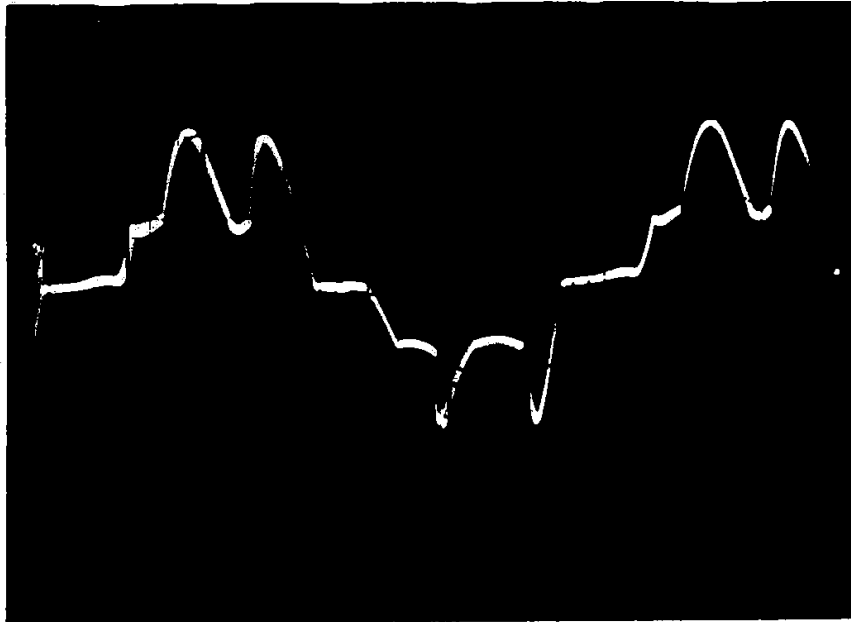


a)

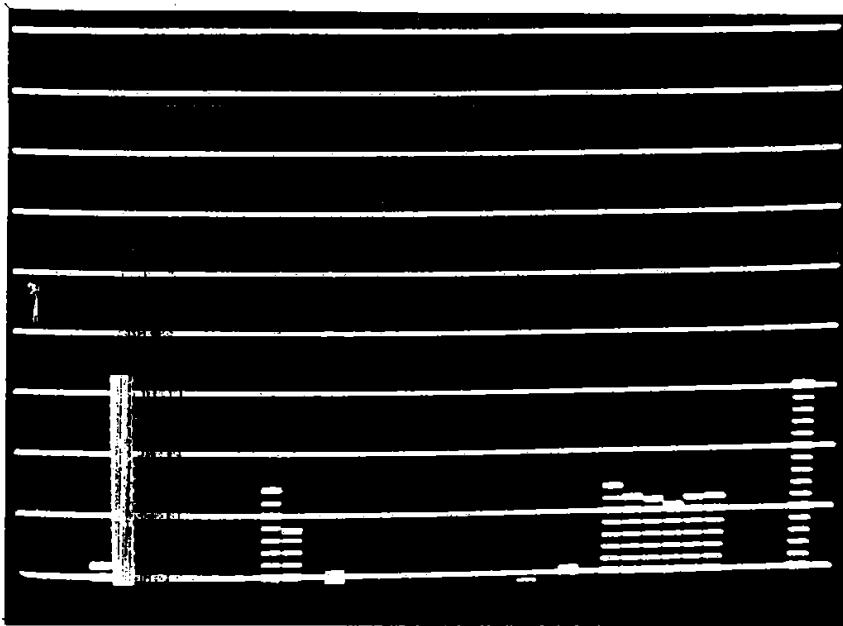


b)

Fig.5.21. Tensiunea la  $f=35\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul;  $f_0 = 31,5\text{Hz}$



a)



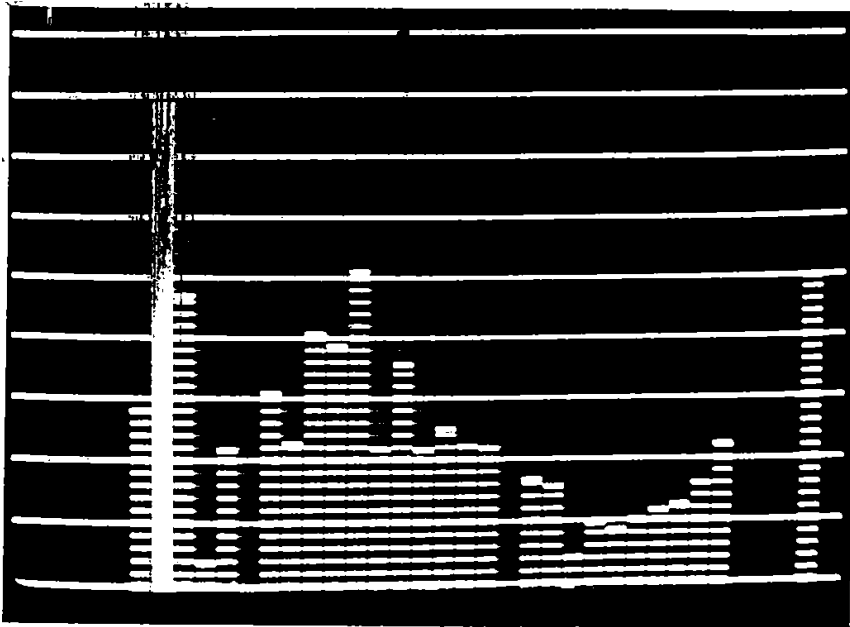
b)

Fig. 5.22. Curentul la  $\omega = 30\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul;  $i_Q = 50$



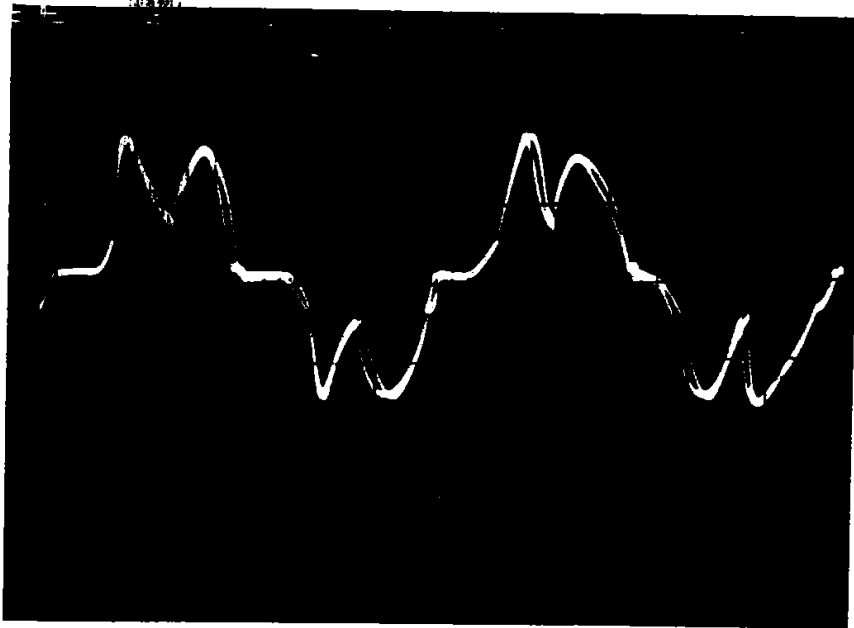
c)



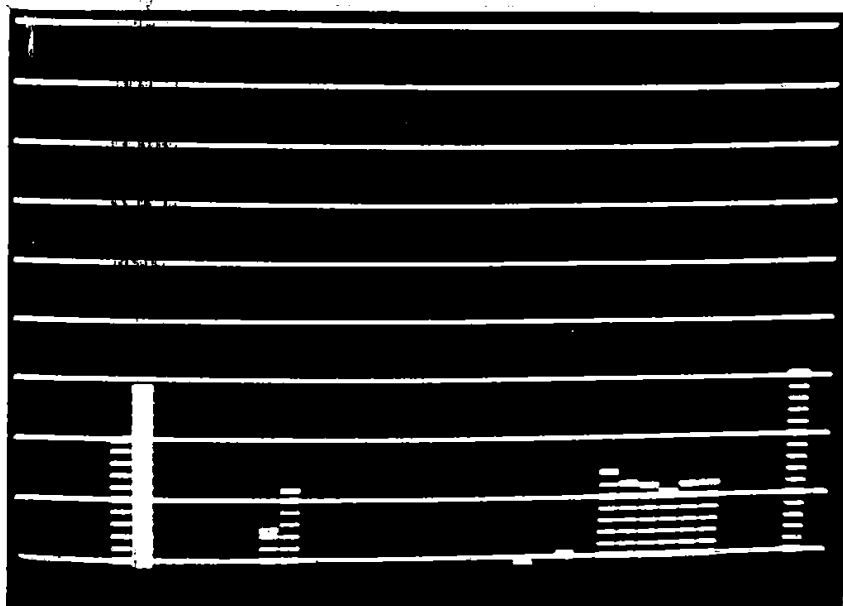


b)

Fig. 5.23. Consiune la  $f=35\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul,  $f_1=80\text{Hz}$

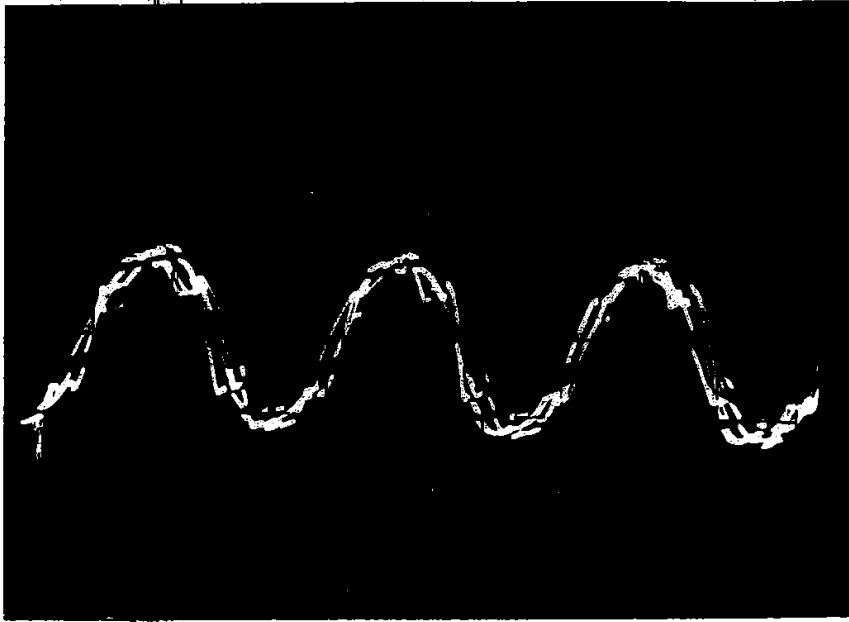


a)

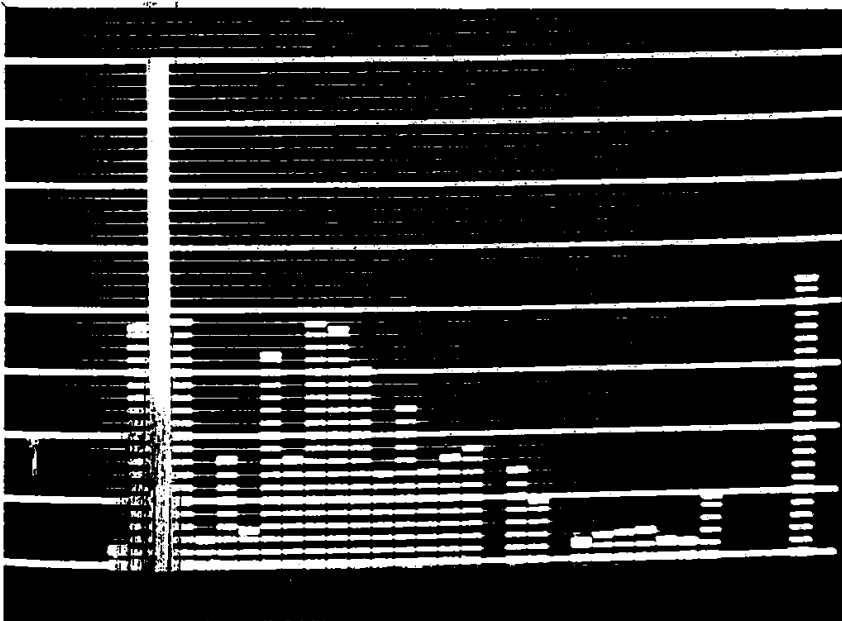


b)

Fig. 5.24. Consiune la  $f=35\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul,  $f_1=80\text{Hz}$

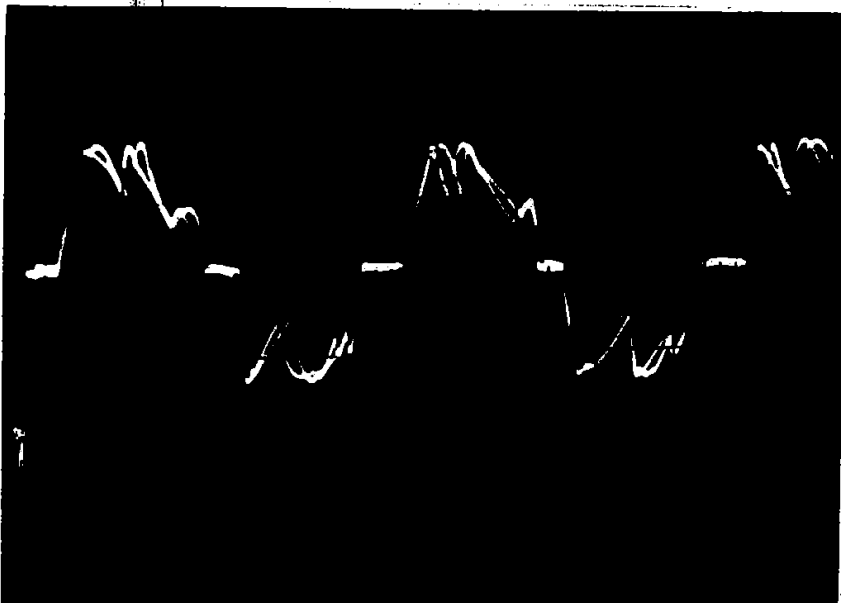


a)

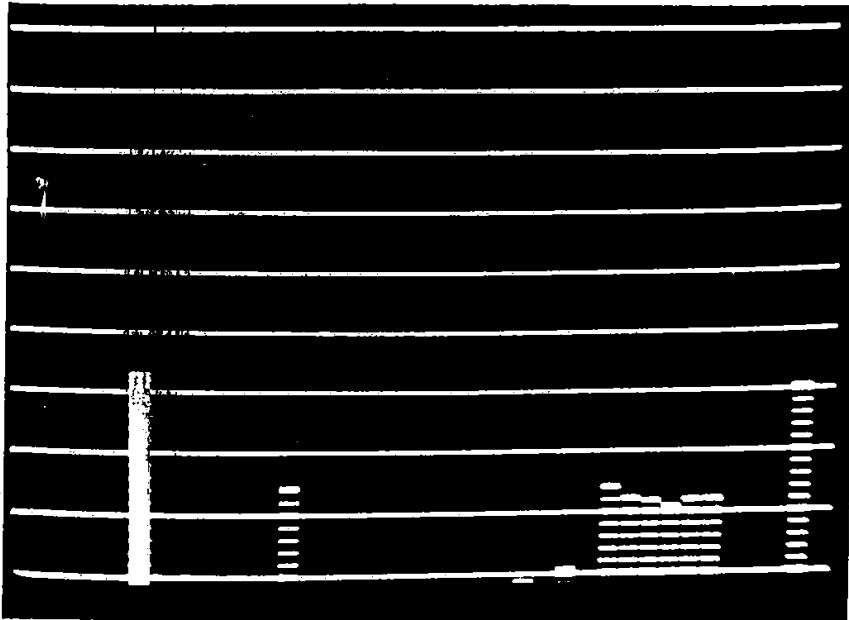


b)

Fig.5.25. Sensibilitate la  $f=60\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul:  $f_3 = 60$

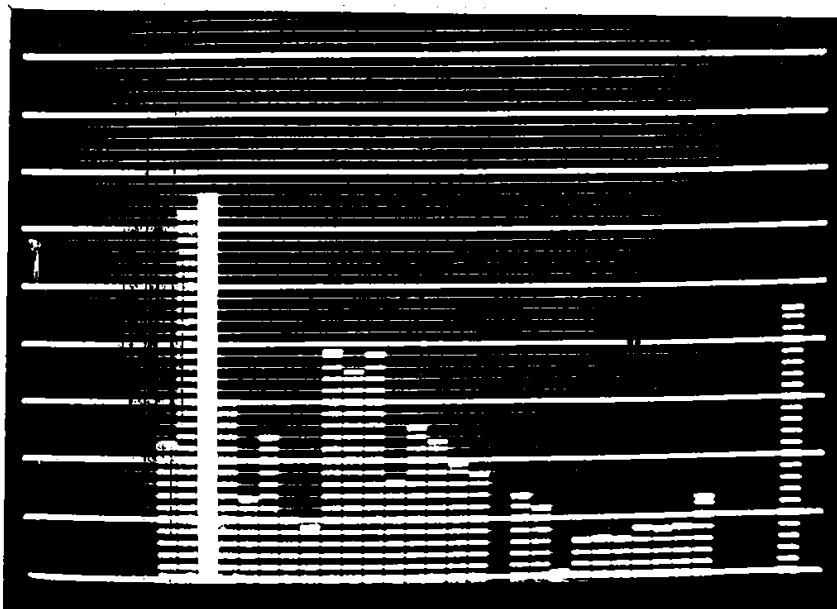
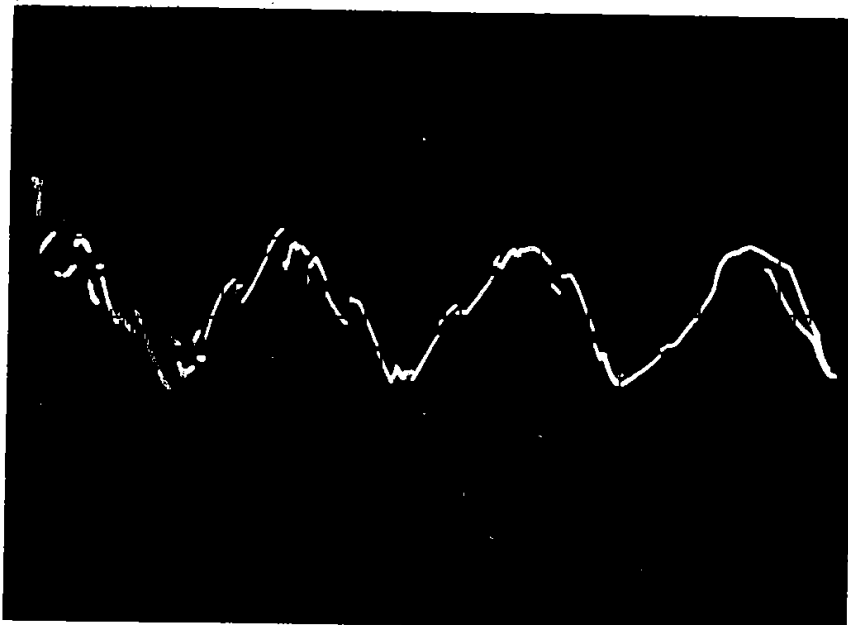


c)



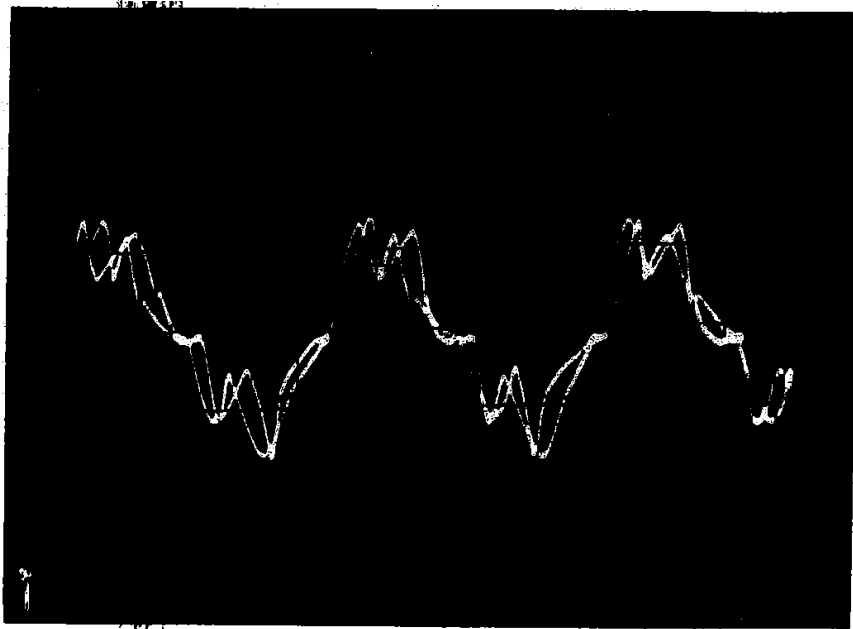
b)

Fig.5.26. Curentul la  $f=40\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul;  $f_{\text{q}} = 63 \text{ Hz}$

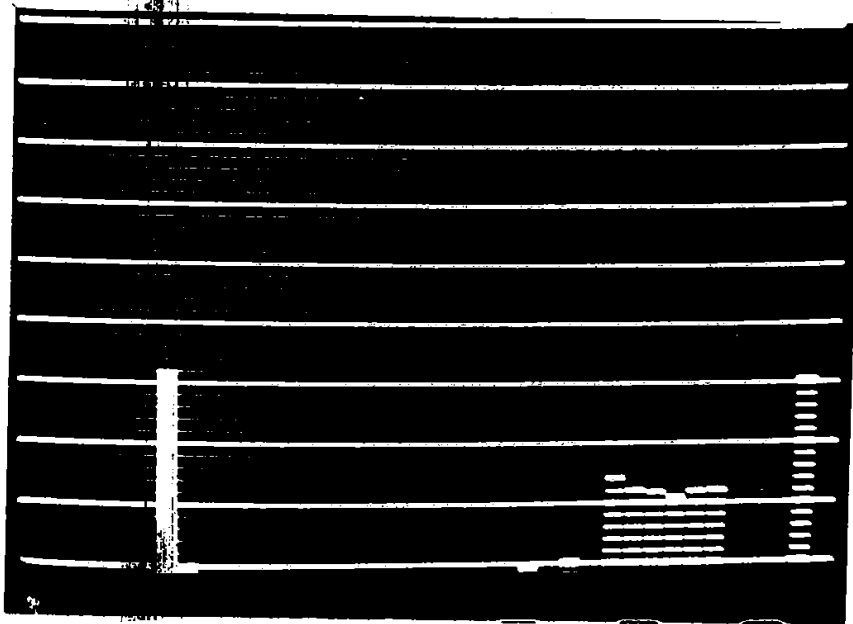


b)

Fig.5.27. Tensiunea la  $f=70\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul;  $f_{\text{q}} = 125$

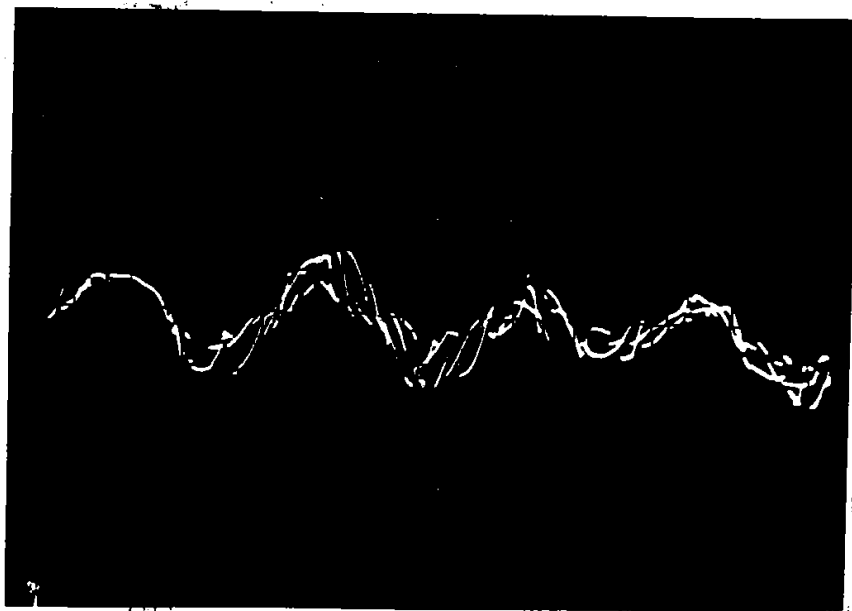


a)

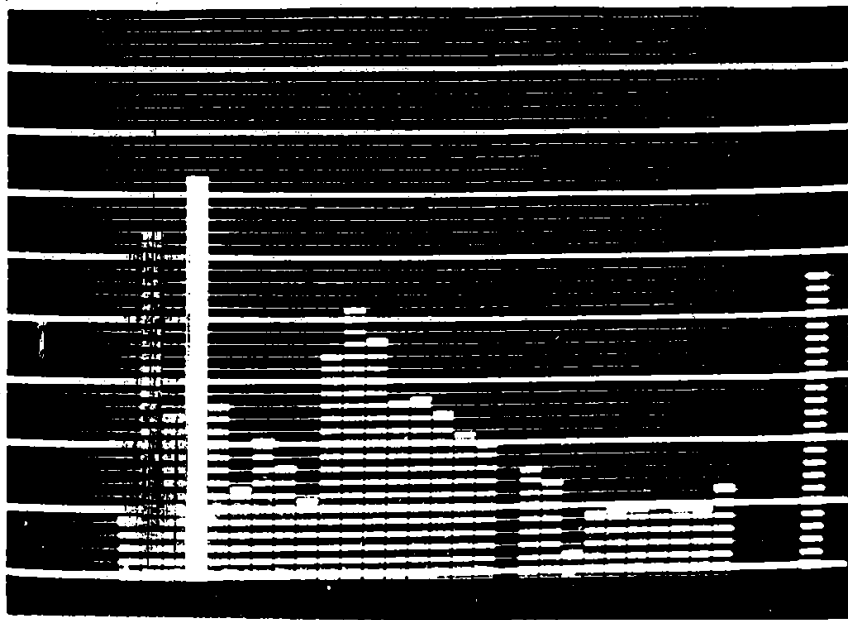


b)

Fig.5.28. Curentul la  $f=50\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul;  $f_1 = 50\text{Hz}$

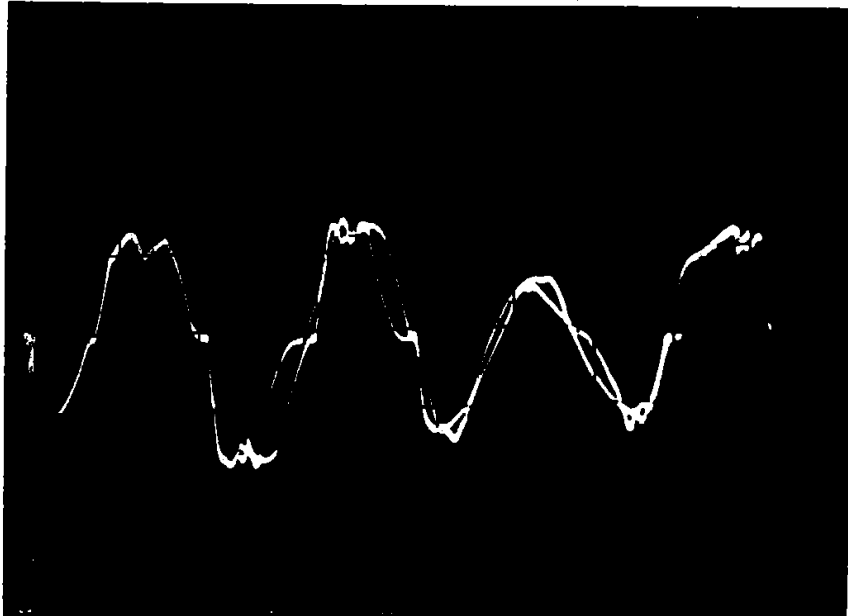


a)

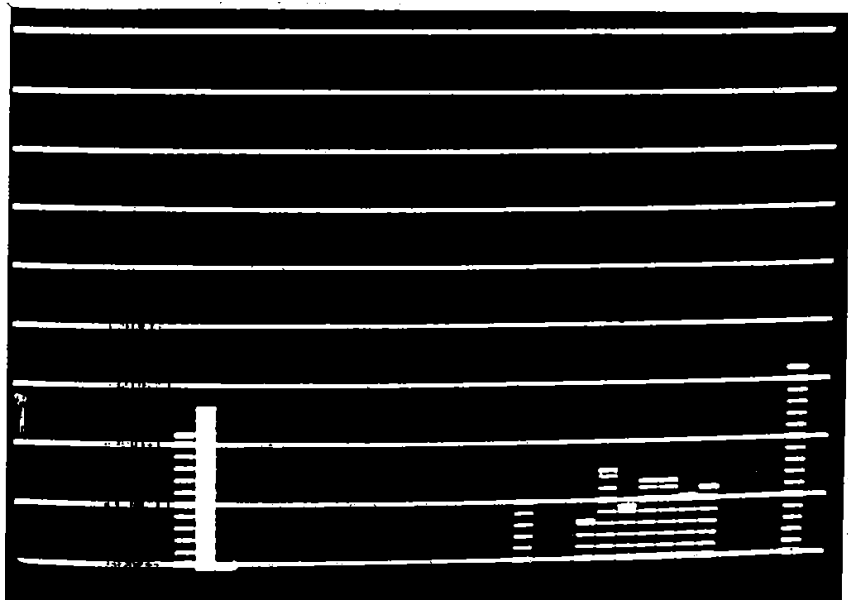


b)

Fig.5.29. Senșiunea la  $f=75\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul;  $f_0=100\text{ Hz}$

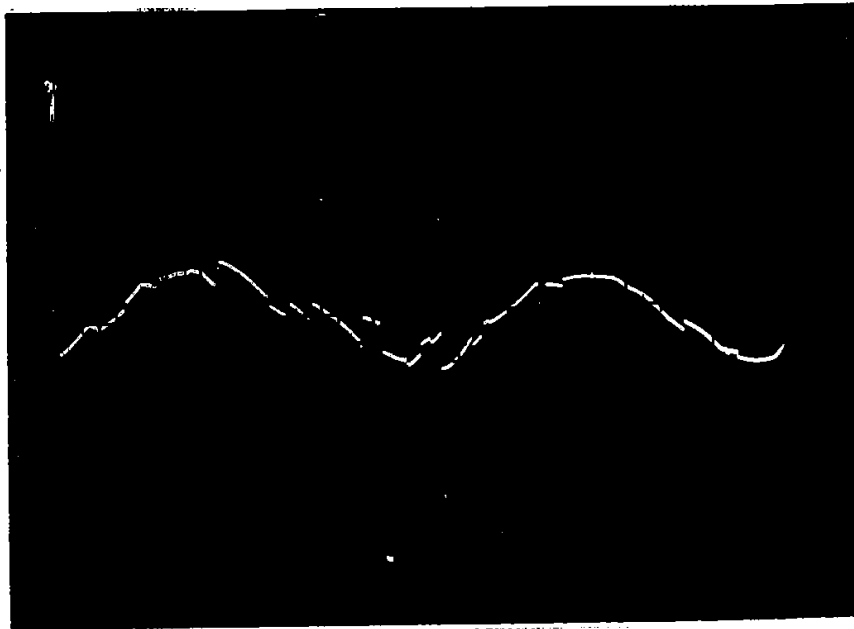


a)

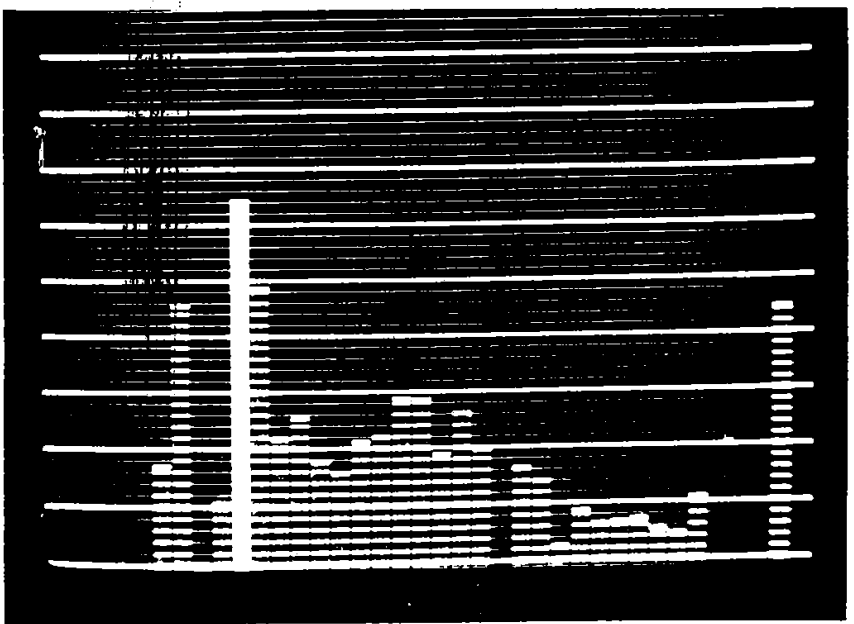


b)

Fig.5.30. Jurentul la  $f=70\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul



a)



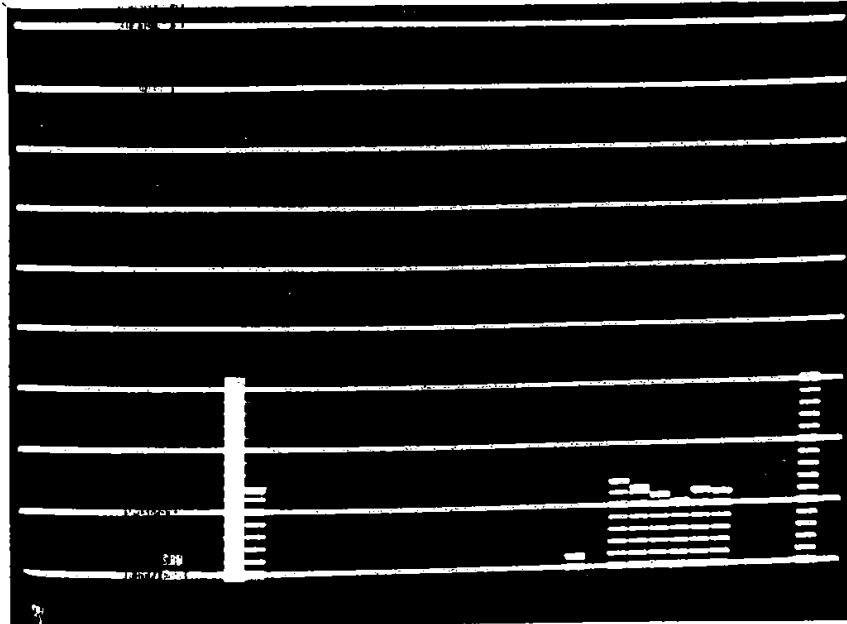
b)

Fig. 5.31. Măsurarea la  $f = 10\text{GHz}$ ; -) Formă de undă; b) spectral,  $f_{\Sigma} = 200$



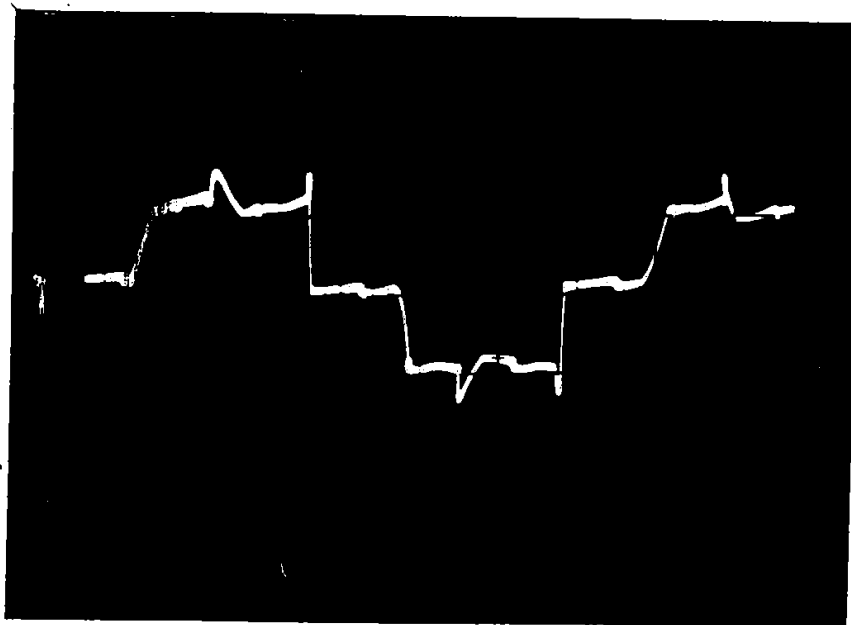
c)

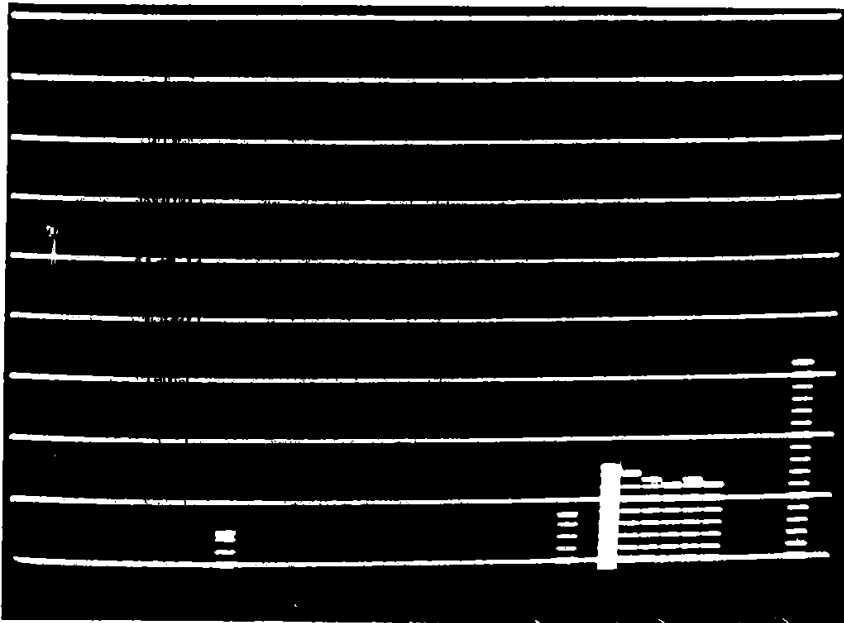
CCCA  
BIBLIOTECA CENTRALĂ



b)

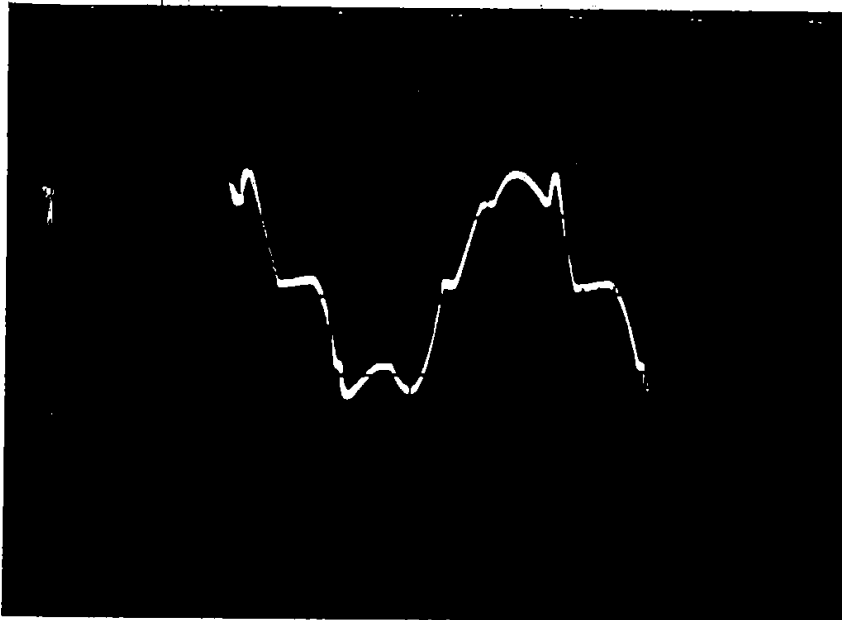
Fig.5.32. Curentul la  $f = 100\text{Hz}$ ; a) Forma de undă; b) Spectrul;  $f_1 = 160\text{ Hz}$   
 g) Formele de undă ale curentului de fază la ieșirea din invertor și histogramele ce prinzând analiza armonică a acestor unde pentru funcționarea în sarcină instalatiei la diferite valori ale frecvenței.



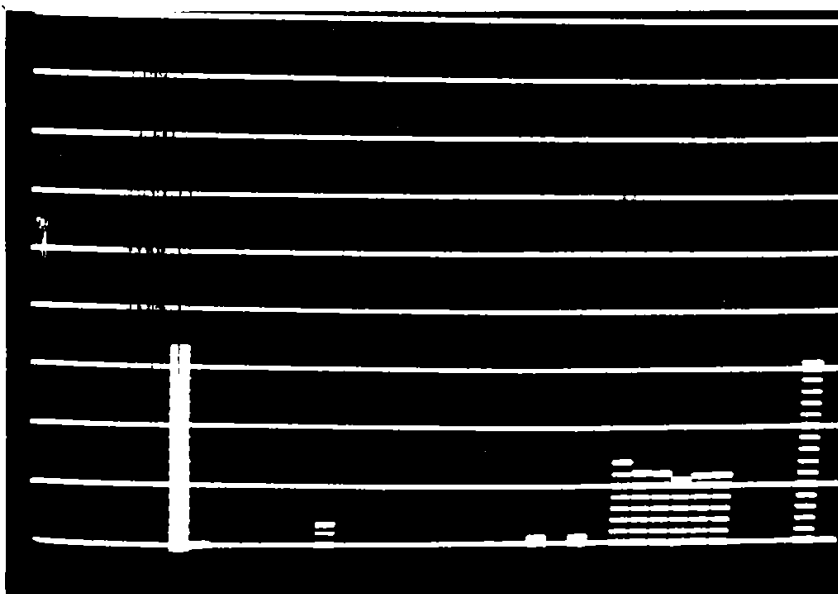


b)

Fig. 9.33. Curentul în sarcină la  $f = 20 \text{ kHz}$ . a) Forma de undă  
 b) Spectrul de armonici,  $f_1 = 40 \text{ kHz}$



)



b)



Fig.5.34. Curentul în sarcină la  $f = 50\text{Hz}$  ; a) Forma de undă ;  
 b) Analiza armonică;  $f_q = 80\text{Hz}$

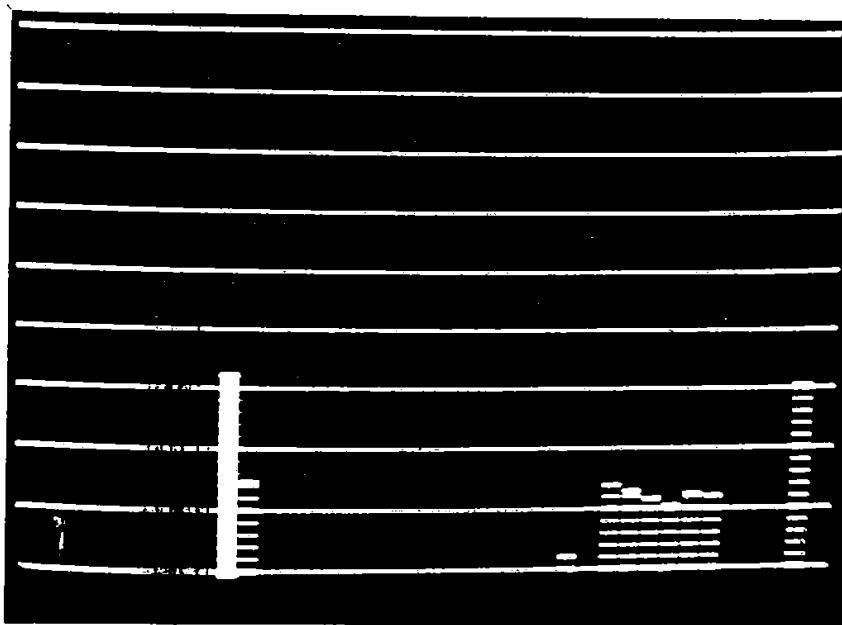
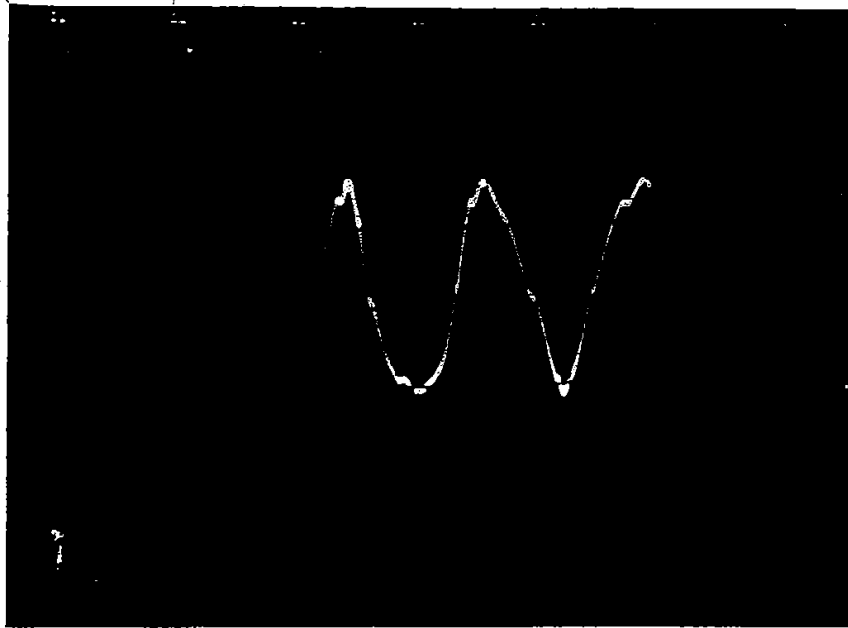
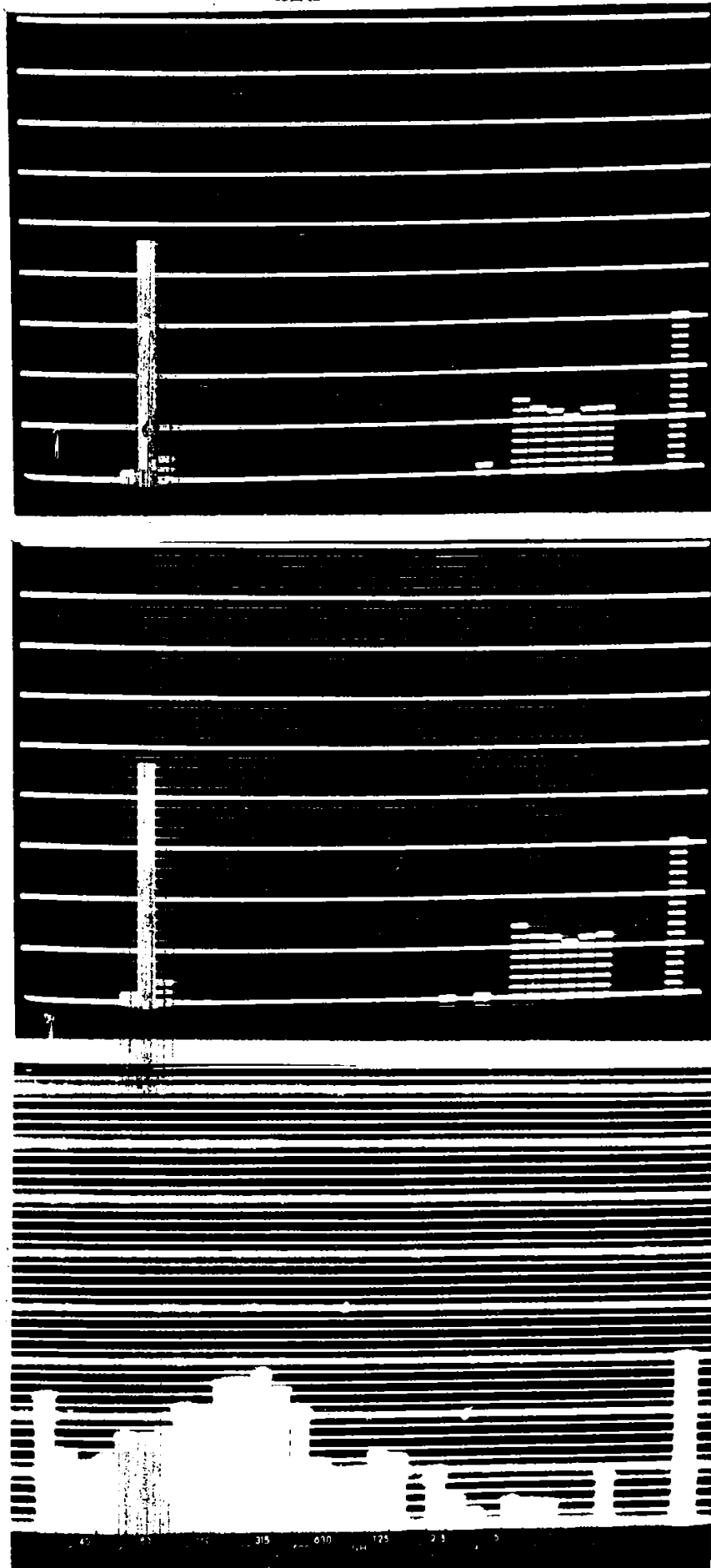


Fig.5.35. Curentul în sarcină la  $f = 100\text{Hz}$  ;  
 a) Form. de undă ;  
 b) Analiza armonică;  $f_q = 160$



a)

b)

c)

Fig. 5.36. a) Spectrul  $i_a=f(t)$  ptr. motorul alimentat de la variatorul bidirecțional,  $f_s = 50$  Hz  
 b) Spectrul  $u(t)$  al tensiunii ptr. motorul alimentat de la variatorul bidirecțional,  $f_s = 50$  Hz  
 c) Spectrul SARMA cu vizualizarea treptelor de octavă ale frecvenței între (12,5 Hz - 40 kHz) o diviziune pe orizontală este de 5 dB.

#### 5.4. Interpretarea rezultatelor și aspecte critice

5.4.1. Experimentele realizate pe un arbore electric de lucru format din două motoare asincrone cu încăle cu  $P_{11}=30\text{KW}$  și  $n_1=1000\text{ rot/min}$  au pus în evidență modificarea vitezei sincrone prin intermediul unghiului de comandă al inverterului cu comutație de la rețea.

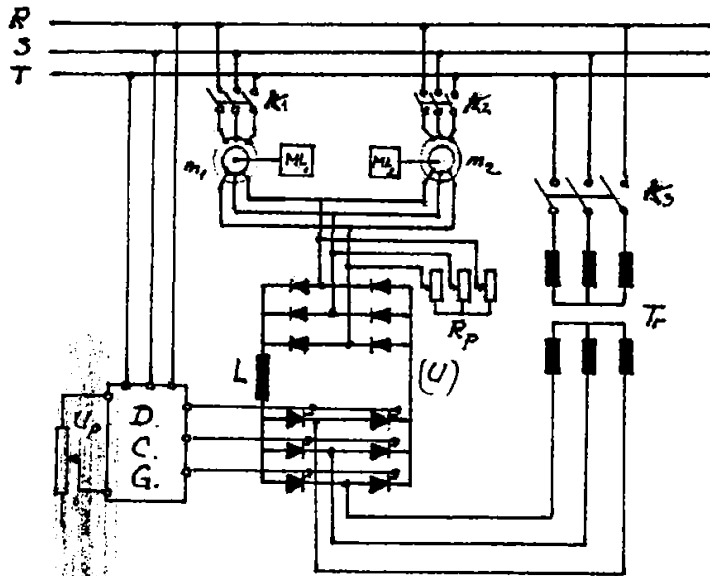


Fig.5.37. Schema electrică a schimbării vitezei arborelui electric prin modificarea tensiunii rotorice.

S-a realizat pe montajul din laborator modificarea vitezei și recuperarea energiei de alimentare.

Pentru o funcționare în limite de turație cât mai largi

$\alpha \in \left[ \frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6} \right]$  se impune dimensionarea transformatorului de adaptare cu un raport de transformare  $K_T = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{K_E}{S_{\max}}$  în care  $S_{\max}$  corespunde turației minime ( $n_{\min}$ ). S-a realizat acționarea la  $n_{\min}=500\text{ rot/min}$  cu încălcarea arborelui prin frână mecanică.

$K_E = \frac{N_1 K_{B1}}{N_2 K_{B2}}$  este raportul de transformare al tensiunilor magneții de inducție care înfățișează arborele (23).

Se constată că arborele dezvoltă cuplul motor  $M_{11}$  pentru o valoare  $S_{\min}(n_{\max})$  care se modifică după valcarea sarcinii magneții de lucru rezultând un interval  $(n_1 - n_{\max})$  în care motorul nu dezvoltă cuplu. Reglarea s-a făcut unizonal.

Instalația consumă energie reactivă din rețea pentru magnetizarea motoarelor; magnetizarea transformatorului de adaptare, comutația dispozitivelor semiconductoare, fapt care impune măsuri de limitare a consumului de putere reactivă, constituind un dezavantaj

pe lângă armonicile pe care le introduce în rețea.

Pentru funcționarea inverterului trebuie ca  $U_{d_R} > U_{d_I}$ , altfel circuitul electric din rotorul motoarelor se comportă ca un circuit cu  $R = \infty$ ;  $U_{d_R}$  este tensiunea medie la ieșirea redresorului iar  $U_{d_I}$  este tensiunea medie la bornele de intrare ale inverterului.

Asupra altor probleme tehnice legate de această acționare nu s-a insistat, în general ele fiind cunoscute și rezolvate.

5.4.2. Alimentarea arborelui electric de la mutator bidirecțional s-a realizat în două variante: a) utilizând mutatorul în regim de variator de tensiune alternativă

În acest caz s-au făcut măsurători și s-a ridicat caracteristica de comandă a variatorului, cu sarcina la arbore zero și modificând unghiul de comandă  $30^\circ < \alpha < 150^\circ$ .

b) Utilizând mutatorul în regim de contactor static bidirecțional.

În acest caz experimentările s-au făcut cu polarizarea tiristoarelor în curent continuu.

Formele de undă ale curentului pe fază și ale tensiunii de alimentare a motorului sînt prezentate în fig.5.8 a) și b) avînd o formă foarte apropiată de sinusoidă.

S-a realizat și analiza armonică a acestor unde ca fiind prezentată în fig.5.36 a și b.

Se constată un conținut mic de armonici pe intervalul de analiză (12,5Hz - 400Hz) fapt care a condus la alegerea acestei variante de mutator în alimentarea arborelui electric. Pe lângă deformarea neesențială a curbei tensiunii și a curentului, conținutul în armonici influențează în mică măsură cuplurile parazite ale mașinilor electrice.

Funcționarea instalației alimentată de la acest mutator a fost sigură, fără pendulări și cu o energie deformantă mai mică decît în cazul a) cînd comanda tiristoarelor s-a făcut cu impulsuri.

5.4.3. Utilizînd convertorul static de frecvență cu circuit intermediar cu caracter de sursă de curent calculat în capitolul III al tezei, la alimentarea arborelui electric, s-a realizat un sistem automat care permite reglarea vitezei arborelui electric prin modificarea frecvenței tensiunii de alimentare.

Măsurătorile efectuate pentru diferite trepte de frecvență între (5 - 100)Hz, în sistem deschis au permis înregistrarea răspunsurilor

indiciile și calculul performanțelor pentru fiecare caz în parte, prezentate în cap. III.

În urma experimentărilor s-a constatat că toate răspunsurile au o comportare stabilă iar în domeniul subnominal de frecvență (5 - 50)Hz, în care reglarea se face la  $n = ct.$  performanțele : suprareglaj, timp de creștere, timp tranzitoriu, eroarea staționară sînt acceptabile, iar pentru unele frecvențe foarte bune.

Această confirmă ipoteza emisă la începutul tezei prin care se presupunea: că sistemul automat din fig.1.1c. poate să asigure o metodă de modificare a vitezei unui arbore electric multiplu, cu performanțe care să-l facă competitiv cu acționările care utilizează motoare de curent continuu și să înlăture totodată dezavantajele sistemelor cu orientare după câmp.

Performanțele calculate din răspunsurile indiciile înregistrate pe platler au confirmat ipoteza.

Utilizarea sistemului în buclă deschisă însă prezintă unele limite. El răspunde foarte bine și rapid la mărimile de intrare și la perturbații precum cuplul de sarcină, dar utilizînd numai comanda în frecvență, așa cum a rezultat din măsurători, caracteristica mecanică a motorului principal M nu este suficient de rigidă, micșorînd considerabil gama de turării.

Reducerea gamei de reglaj în sarcină este de cca. 20% situație care nu este acceptabilă în aplicațiile tehnice.

În vederea înlăturării acestui dezavantaj s-a introdus reglarea la  $U/f = ct.$ , adică la fluxul statoric constant.

Această condiție s-a realizat prin utilizarea calculatorului numeric în prescrierea mărimii de intrare în sistem, prelucrînd și adaptînd corespunzător canalul  $E_7$  de impulsuri de aceeași frecvență ca cea cu care se comandă inverterul. În acest fel se asigură o rigiditate corespunzătoare funcționării în sarcină a sistemului de reglare automat, prin utilizarea comenzii în tensiune și frecvență.

Deoarece convertorul static prezintă rezistență internă, pe el are loc o cădere de tensiune. Compensarea acestei căderi s-a realizat printr-o buclă de reacție de tensiune, prezentată în schema bloc a S.R.A.

În vederea protejării întregului sistem la eventualele creșteri ale curentului de sarcină peste valorile maximele s-a prevăzut o buclă de limitare a curentului în circuitul intermediar de curent continuu. Sistemul automat prevăzut cu aceste bucle permite reglarea vitezei sistemului de mașini conectate în arbore electric, prin cea

mai avantajoasă metodă din punct de vedere energetic și cu performanțe dintre cele mai bune.

5.4.4. Utilizarea mutatorului în regim de convertor static de frecvență conduce la poluarea cu armonici a tensiunii și curentului și la o creștere a puterii deformante.

Aceasta are ca efect pe de o parte scăderea factorului de putere și pe de altă parte prezența unor cupluri pendulare.

Deși sarcina și chiar arborele electric constituie un filtru pentru unele armonici, prezența lor la bornele motorului principal este inevitabilă.

Ordinul armonicilor de tensiune și curent precum și amplitudinile lor influențează întrucâtva funcționarea sistemului prin: creșterea temperaturii motorului principal (dar neesențiale); pulsații ale turației la ieșire, ale curentului de fază și ale cuplului la arbore zgomote suplimentare, etc.

Reducerea efectelor armonicilor poate fi făcută dacă se cunoaște spectrul lor pentru fiecare frecvență a tensiunii de alimentare și apoi în funcție de specificul procesului tehnologic în care se utilizează acționarea se stabilesc măsurile de filtrare a armonicilor cu amplitudine importantă.

Utilizând analizoare Bruel Kjaer care înregistrează spectrul armonicilor pe o treime de octavă între (12,5Hz și 40KHz) s-a efectuat analiza spectrală a unde de tensiune de fază  $u(t)$  și a curentului de fază  $i(t)$  la ieșirea din inverter pentru diferite valori ale frecvenței de alimentare a motorului principal  $M$ , în gol și în sarcină.

Rezultatele prezentate în figurile 5.13 - 5.33 permit reținerea următoarelor caracteristici :

- Conținutul în armonici este mai bogat la unda de tensiune decât la cea de curent pentru tipul de convertor proiectat și realizat

- La curentul de fază numărul armonicilor se reduce la frecvențele mari (50Hz) la cca.10 în comparație cu frecvențele mici (5Hz) la cca.32.

- Valoarea maximă a armonicii de tensiune s-a înregistrat pentru  $f=60\text{Hz}$ , fiind de 40(dB) cu frecvența  $f = 80\text{Hz}$ .

- Valoarea maximă a armonicii de curent s-a înregistrat pentru  $f=25\text{Hz}$ , fiind de 17(dB) cu frecvența  $f = 40\text{Hz}$ .

- Formele de undă ale curentului și tensiunii prezintă vârfuri mai mici în sarcină decât la funcționarea în gol, sarcina constituind un filtru.

- În diagramele prezentate apare clar pauza de curent între pulsurile de  $120^\circ$  atât în alternanța pozitivă cât și în cea negativă, confirmând forma de undă și durata conducției tiristoarelor din invertorul de curent cu stingere autonomă.

- La frecvențe supranominale ( $> 50\text{Hz}$ ) forma de undă a tensiunii se abate de la sinusoidă, prezentând și amplitudini variabile asistând la o comportare neliniară a elementului de sistem, motor electric M.

- Corectarea curbelor  $u(t)$  și  $i(t)$  la frecvențe  $f > 50\text{Hz}$ , în sensul apropierii lor de sinusoidă se poate realiza prin aplicarea buclei de tensiune  $u = Kf_x$ , realizând o acționare la  $P = ct$ . Aceasta impune însă realizarea motoarelor electrice cu clase de izolație superioare care să reziste tensiunilor respective (440V) pentru  $f = 100\text{Hz}$ .

- În cazul alimentării motorului M de la contactorul static bidirecțional spectrul de armonici al curentului și tensiunii este aproape identic din punct de vedere al structurii armonice și a valorii maxime (23 dB) pentru  $f = 100\text{Hz}$ .

- Nedispunând de un osciloscop cu memorie unele forme de undă prezintă în fotografie dubluri ca urmare a instabilității spotului pe ecran.

- Deși analizorul de armonici este prevăzut cu filtre de atenuare este posibil ca histogramele care reprezintă analiza armonică a tensiunii de fază să fie puțin afectate ca amplitudine din cauza utilizării unui transformator de adaptare a semnalului. Transformatorul introducând un efect derivativ și necunoscând caracteristica de frecvență a lui este de apreciat că amplitudinea armonicilor înregistrate este puțin mai mare decât cea reală.

Această problemă nu se pune pentru histogramele de curent, deoarece semnalul a fost cules de pe un șunt.

5.4.5. Interfața prezentată în fig.4.2. este cea utilizată în experimentări. Prin intermediul ei se comandă invertorul cu impulsuri de tensiune de frecvență variabilă în intervalul (5 - 100)Hz din 0,5 în 0,5Hz.

Această interfață se conectează la portul paralel al calculatorului, el executând doar această sarcină. În acest fel nu este utilizat eficient calculatorul.

De aceea s-a conceput și prezentat o a doua interfață în fig.43 cu numărătoare programabile INTEL 8253 care permite modificarea frecvenței din 0,1 în 0,1Hz precum și utilizarea simultană a calculatorului pentru vizualizarea pe monitor sau tipărirea la imprimantă a parametrilor principali (tensiune, curent, flux, turație) ai mașinilor ce compun arborele electric prin utilizarea sistemelor de *achiziție* cunoscute și experimentate.

Asfel se justifică realizarea sistemului automat în care calculatorul dialoghează cu sistemul, având următoarele sarcini: generează impulsuri de durată și frecvență variabilă; generează mărimea de prescriere; analizează și afișează la cerere formele de undă ale tensiunii, curentului, fluxului motoarelor electrice.

În scopul realizării mărimii prescrise  $u_x = Kf_x$  s-a utilizat un convertor liniar frecvență-tensiune de tip  $M8424M$  și un amplificator de curent continuu cu factorul de amplificare  $K=4,4$ . Astfel mărimea frecvență  $f_x$  este comandată în tensiune și adaptată în curent la (2-10) mA c.c. conform semnalului unificat la care lucrează elementele dispozitivului de automatizare.

5.4.6. Experimentările s-au făcut utilizând două programe scrise în limbaj TURBO-PASCAL.

Primul program conține un timp mort  $T_M$  care se manifestă la apăsarea tastei de modificare a frecvenței, în acest timp motorul principal  $M_0$  nu este alimentat iar aplicarea unui număr mare de trepte conduce la șocuri mari de curent care în unele aplicații deranjează.

În vederea înlăturării acestui dezavantaj s-a întocmit al doilea program care înlătură acest timp mort iar modificarea turației se face fără șocuri, mărind performanțele sistemului automat comandat în frecvență.

### 5.5. Comparații cu exemple din literatura de specialitate

Tema supusă studiului este de mare actualitate, ea fiind cea mai avantajoasă din punct de vedere energetic și constituind o alternativă la acționările în curent continuu.

Cercetările în acest domeniu referitor la comanda arborilor electrice prin modificarea frecvenței tensiunii de alimentare, din bibliografia consultată, lipsesc.

Există însă unele aspecte legate de problematica studiată în teză care fac obiectul prezentului paragraf.



a) Studiind recuperarea energiei de alunecare, în lucrările (12,93) nu se prezintă schema detaliată a dispozitivului de comandă pe grilă care permite trecerea mutatorului din regim de redresor în regim de invertor și invers.

În prezenta teză s-a realizat instalația de modificare a turației prin aplicarea unei tensiuni exterioare în circuitul rotorului arborelui electric utilizând modificarea unghiului  $\alpha \in (0 - 150^\circ)$  prin tensiunea de prescriere  $U_p \in (0 - 8)V$  conform schemei din fig.8, adaptată pentru sincronizarea cu valoarea tensiunii alternative (100V) din secundarul transformatorului de recuperare.

O situație asemănătoare conține și brevetul german nr.2.642.441 1978(108) care reglează turația unui arbore electric de lucru multiplu.

Formele de undă ale tensiunii, curentului, cuplului publicate în articolele cercetătorilor din Franța(63,59,82) ; Germania(51,75, 83,105,114) ; Cehoslovacia(42,104) ; URSS(115,116) înregistrate la ieșirea convertoarelor statice de frecvență care alimentează motoare asincrone nu sînt mai performante decît cele obținute și prezentate în teză pentru convertoare identice sau diferite deși tiristoarele utilizate de aceștia au fost rapide și GTO.

Se constată o apropiere a formelor de undă de sinusoidă pentru curenți și tensiuni în cazul utilizării modulației în durată.

În toate oscilogramele publicate, mărimile măsurate prezintă pulsații și vîrfuri care nu au putut fi total filtrate.

Răspunsurile indiciale prezentate în lucrare, pentru unele trepte de frecvență se apropie de o dreaptă avînd eroare ce tinde spre zero, fiind deosebit de performante, în condițiile în care invertorul a fost realizat cu  $n = 22$  la 1200 de fabricație indigenă (IPRS).

Sistemul automat studiat se aseamănă cu sistemele de stabilizare a rachetelor seriene, a rachetelor de tip aer - aer și aer - sol care utilizează giroscopie liberă diferențiată și integroare. Funcțiile de transfer sînt asemănătoare, caracteristicile frecvențiale pot fi comparate iar răspunsurile indiciale sînt similare. Parametrul care deosebește aceste sisteme de stabilizare este secunda de zbor, ea identificîndu-se în cazul sistemului studiat cu frecvența tensiunii de alimentare.

Așadar, prezentînd răspunsuri indiciale identice, instalația poate fi utilizată pentru modelări, experimentări și testarea performanțelor sistemelor de stabilizare în condiții de laborator

Iar apoi prin similitudine, corectarea performanțelor sistemelor reale de lansare.

Rezultatele publicate în lucrarea (3) au permis identificarea și concluzionarea acestei idei.

Circuitul de comandă al redresorului comandat s-a realizat cu dispozitiv de comandă pe grilă cu circuite integrate AA 145 care a permis utilizarea schemei ptr.  $\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{5\pi}{6}$  în cazul recuperării energiei de alunecare a arborelui.

Această schemă adaptată la variantele de experimentări (variator de tensiune bidirecțional, redresor comandat, invertor) este mai simplă decât alte sisteme de comandă a invertorului ca de exemplu circuitul circular de tip "flip - flop" utilizat în lucrarea (81)

În lucrarea (81) se amintește de posibilitatea utilizării convertoarelor de frecvență tiristorizate și tranzistorizate în cazul acționării mai multor motoare în sistem de rotație sincronă, dar fără a se prezenta vreo sugestie, schemă, experimentări, calcule sau observații.

## CONCLUZII FINALE

### a) Considerații generale

În cadrul tezei s-au făcut studii și experimentări cu arbori electrice acționați cu mutatoare.

Utilizarea echipamentelor electronice de putere în acționări și automatizări cu sisteme de urgență constituie soluții tehnice eficiente pentru diferite procese tehnologice cum ar fi: în industria metalurgică la acționarea podurilor rulante de tip portal, la acționarea răcitoarelor circulare de la secțiile de aglomerare a minereurilor; la acționarea căilor cu role de laminare; în industria constructoare de mașini la acționarea mașinilor unelte, a mașinilor de rectificat; a benzilor transportoare, la acționarea ecluzelor; în industria textilă la acționarea războaielor de țesut și a daracelor; în industria siderurgică acționarea excavatoarelor, mașinilor de stivuit precum și în industria transporturilor.

Informațiile tehnice referitoare la modificarea vitezei arborilor electrice conținute în literatura de specialitate fiind reduse iar domeniile de aplicare a acționărilor cu arbori electrice fiind diverse am investigat o serie de aspecte tehnice legate de comportarea arborilor electrice acționați cu mutatoare diferite.

1. Am conceput, proiectat și realizat un stand experimental cu ajutorul căruia s-au făcut măsurători și experimentări asupra unui arbore electric de lucru realizat cu două motoare asincrone cu  $P = 30 \text{ Kw}$ ;  $n = 100 \text{ rot/min}$ .

Încărcarea arborelui s-a făcut cu frână mecanică iar încercările în gama de viteză  $(0,5 - 1)n_n$ .

Modificarea vitezărilor la acest arbore s-a făcut prin introducerea unei tensiuni în circuitul rotorului conform schemei electrice din fig.5.37. la care dispozitivul de comandă pe grilă s-a realizat după schema electrică din fig.36 iar tensiunile de sincronizare  $U_{s1}$ ,  $U_{s2}$ ,  $U_{s3}$  sînt de 100 V c.c. și tensiunea de prescriere  $(0-8)V$  c.c.

Au fost determinate valorile unghiului  $\alpha$ , respectiv ale tensiunii de prescriere în care instalația funcționează, precum și limitele utilizării ei în aplicațiile practice.

Pe același stand s-a experimentat și schema de pornire a unui arbore electric conform fig.5.11. care evită pornirea cu șocuri a arborelui electric multiplu și realizează o protecție a instalației prin limitarea curentului de pornire.

S-au ridicat și caracteristicile mecanice ale instalației pentru diferite unghiuri  $\alpha \in (90^\circ - 150^\circ)$  dar ele nu s-au prezentat în lucrare nefiind o contribuție personală și sînt cunoscute din literatură.

Utilizarea acestei metode de reglare a vitezei arborelui electric impune o proiectare a transformatorului de adaptare cu un raport de transformare  $k_2$  mare dacă se dorește reglarea în jurul valorii turății nominale.

În urma experimentărilor s-a constatat că această metodă de modificare a vitezei arborelui electric prin intermediul mutătoarelor conectate în circuitul rotoric este avantajoasă în cazul cînd arborele electric funcționează la alunecări mari. În acest caz tensiunea de alimentare a redresorului recomandat este mai mare (zeci de volți) iar întreaga instalație devine mai economică.

Formele de undă ale tensiunii sînt sinusoidale.

2) Conform considerentelor teoretice prezentate în capitolul doi am proiectat și realizat trei tipuri de variație statică de curent alternativ cu ajutorul cărora am făcut experimentări asupra motorului asincron principal și unui arbore electric cu grup conducător.

În urma experimentărilor a rezultat că mutatorul tip variator bidirecțional cu polarizarea circuitelor de grilă ale tiristoarelor în curent continuu cu rol de contactor static este cel mai adecvat în alimentarea arborelui electric.

S-au vizualizat curbele tensiunilor și a curenților prin motor iar analiza armonică a acestora a indicat cea mai mică deformare a curbelor de la forma de sinusoidă, deci o energie deformantă minimă.

Utilizarea mutatorului bidirecțional în regim de variator de tensiune a permis alimentarea motorului principal al arborelui electric cu grup conducător cu o tensiune alternativă variabilă. În acest caz s-a ridicat caracteristica de comandă a variatorului prezentată în fig.5.9.

Acest tip de mutator permite construirea unor sisteme de reglare automată a turății arborelui electric prin comanda tensiunii statice cu limite în gama mică de turăție care se obține în acest caz.

Utilizarea acestui mutator introduce deforări ale tensiunii de ieșire din variator ca urmare a comenții cu impulsuri a tiristoarelor

3) Experimentările rezultatelor teoretice stabilite în capitolul 3 al tezei s-au făcut prin conceperea, proiectarea, realizarea și reglarea unui convertor static în funcție de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu și inverter de curent cu stingere autonomă care a permis realizarea unui sistem automat conform fig.3.22. de reglare a turației arborelui electric cu grup conducător prin modificarea frecvenței, tensiunii de alimentare cu intrarea fluxului static/constant alături de  $f$ .

S-au ridicat experimentale mai multe răspunsuri indiciale cu înregistrare pe plotter, având ca sursă de intrare în sistem trepte de frecvență și trepte de cuplu.

În urma experimentărilor s-au obținut pentru majoritatea valorilor de frecvență răspunsuri stabile iar pentru anumite valori ale frecvenței de intrare s-au pierdut la limita de stabilitate. Pentru aceste valori ale frecvențelor se iau măsuri de corecție.

Performanțele sistemului automat, calculate pe baza răspunsurilor indiciale sînt bune și ele permit utilizatorului să opteze pentru gama de frecvențe dorite în comanda acționării.

Instalația permite modificarea frecvenței din 0,5 la 0,5Hz între 5 și 100Hz. Ea a fost proiectată pentru o putere a motorului asincron în scurtcircuit de 2,2kw.

Alimentarea motorului principal al arborelui electric cu grup conducător de la convertorul static de frecvență precisă a vrătat în urma numeroaselor experimentări că la frecvența joasă (9;25)Hz, motoarele asincrone în construcție obișnuită, datorită pierderilor suplimentare și a sistemului de ventilație se încălzesc relativ repede, fapt care impune o alegere corespunzătoare a tipului de motor sau proiectarea acestuia ținînd cont de faptul că se alimentează de la convertor static de frecvență și se impune prin proiectare o răcire suplimentară.

În urma experimentelor s-au ridicat curbele de pierderi suplimentare în motor pentru cazul alimentării cu tensiuni nesinusoidale fig.5.10.

4) În vederea implementării calculatorului numeric în sistemul automat și a utilizării rezultatelor stabilite în capitolul 4 al lucrării am realizat interfața cu schema electrică din fig.4.2. care permite conectarea calculatorului PC-86 la inverterul convertorului static precum și la intrarea regulatorului de turație.

S-au conceput două programe în S.Fudcal care permit generarea unor frecvențe variabile în intervalul (5-100)Hz.

5) Utilizând calculatorul pentru comanda convertorului de frecvență sa vizualizat diferite forme de undă ale tensiunii și curentului prin fazele motorului prin intermediul arborului electric în care s-a efectuat și analiza amonică determinând spectrul de armonici și valoarea fundamentală.

Importanța realizării turgid arborului electric prin intermediul frecvenței recun și multiplă aplicabilă ale acestor acționări au condus la conceperea unui sistem automat de reglare a vitezei arborului electric prin comanda în frecvență. În cadrul tezei se prezintă o comparație cu alte metode de reglare utilizate, precum și etapele modelării, identificării, sintezei și experimentării acestui sistem precum și o parte din performanțele obținute. În același timp am prezentat considerațiile critice metodologice de S. B. și o serie de variante ale performanțelor sistemului automat.

#### b) Contribuții personale

În ceea ce privește contribuțiile originale în studiul tezei la electric și mecanic de autotoare și unidirecționale

1) Realizarea unui contactor bidirecțional cu polarizarea în curen continuu și alimentarea arborului electric de la un astfel de autator care permite o abateră mică față de sinusoidală a curentului și curentului de fază; conținutul în armonici al acestor curbe este mic, iar energia deformație introdusă în sistem este neglijabilă.

2) Evidențierea particularităților în formule de undă teoretice ale curentului și tensiunii în cazul alimentării arborului electric de la autotoare bidirecționale și unidirecționale precum și ridicarea experimentala caracteristicilor de comandă a arborului electric alimentat de la un variator de tensiune alternativă.

3) Stabilirea expresiei analitice a curentului mediu  $I_{med}$  și efectiv  $I_{ef}$  prin tiristoarele variatorului bidirecțional precum și prin sarcina alimentată de acesta. s-a determinat  $\alpha_{min}$  adică valoarea minimă a unghiului de comandă pentru care catoda tiristoare conduc. S-au calculat de asemenea unghiul de blocare  $\alpha_{b}$  și unghiul de conducție  $\beta$  pentru cazul studiat.

4) Stabilirea expresiei analitice a tensiunii efective fundamentale pe sarcină  $U_{ef}$  în cazul variatorului bidirecțional și calculul acestor valori pentru  $\alpha = 90^\circ$ ;  $\alpha = \varphi$  și  $\alpha = 30^\circ$ .

5) Stabilirea expresiei analitice a curentului efectiv  $I_{ef}$  prin sarcina variatorului unidirecțional și calculul acestei valori pentru  $\alpha = 90^\circ$ .

6) S-a efectuat un studiu amănunțit asupra comportării specifice a motorului asincron alimentat de la convertoare statice, punând în evidență aspectele practice ale utilizării acestor convertoare. S-a ridicat experimental curba pierderilor în motor pentru cazul alimentării cu tensiune sinusoidală și nesinusoidală; de asemenea în cazul analizei teoretice s-a evidențiat situația de fapt dezavantajoasă a utilizării unor convertoare neperformante care poate conduce la o creștere suplimentară a pierderilor în mașină cu cea.10% față de pierderile normale.

7) S-a evidențiat prin calcule analitice și structura principală a formelor de unde ale tensiunii și curentului pe motorul asincron alimentat de la convertor static și s-a determinat dependența variației frecvenței de rotație.

8) A fost conceput un sistem automat de reglare cu mai multe bucle de reglare, care reglează sarcina motorului electric în funcție de frecvența, sistem care are scheme bloc prezentată în fig.1.7.

9) Pentru sinteza și analiza sistemului automat au fost modelate toate elementele de sistem, stabilindu-se modelul matematic pentru fiecare, precum și calculul parametrilor principali funcție de mărimile nominale ale mașinilor electrice și ale componentelor electronice.

10) În vederea realizării algoritmului de reglare cu menținerea fluxului magnetic în stator constant a fost conceput o variantă de reglare care a inclus un calculator numeric pentru generarea frecvenței variabile și bucla de prescriere a tensiunii  $U_x = k I_x$  la intrarea sistemului automat care în final va corecta tensiunea în circuitul intermediar, prin aplicarea la pinul de prescriere a dispozitivului de comandă pe grilă a tensiunii necesare între (C - S) V c.c.

11) S-a elaborat o metodă de proiectare a convertorului static cu circuit intermediar de curent, simplă, care permite utilizarea dispozitivelor semiconductoră produse în țară.

12) S-a modelat și calculat funcția de transfer a elementului de execuție  $I_{ef}(s)$  conceput sub formă de convertor static-motor asincron în scurtcircuit.

13) A fost conceput modelul și s-a determinat de asemenea pentru prima dată funcția de transfer a arborelui electric de lucru HARBON (a).

14) Pentru funcționarea eficientă a regimului s-a stabilit condiția ca sarcina de sincronizare a motorului principal să fie mai mare decât sarcina de sincronizare a motorului auxiliar.

$$n_1(\omega) > n_2(\omega) \text{ pentru cazul studiat.}$$

15) Prin stabilirea funcțiilor de transfer ale elementelor componente ale sistemului autonom s-a obținut funcția de transfer a părții de conducere (a) care permite alegerea reguletoarelor precum și calculul analitic al performanțelor sistemului.

16) Au fost efectuate un număr apreciabil de experimentări asupra sistemului deschis care au confirmat prin răspunsurile la diferite înregistrate forme de variație a marimii de ieșire.

$$\text{a)} \quad \omega_{gr}(\omega) = \sum_{k=1}^n \frac{1}{\omega_k^2 + \gamma_k}$$

17) S-au determinat caracteristicile performanțelor ( $\sigma$ ,  $\xi$ ,  $t_p$ ,  $\xi_{gr}$ ) ale sistemului pentru diferite treptări de frecvență care au condus la valori acceptabile și unele forme de răspunsuri indicând o comportare stabilă.

18) Conceperea și realizarea în circuit de generare impulsurilor de frecvență variabilă.

19) Conceperea și realizarea circuitelor de generare și conversie a frecvenței.

20) Stabilirea prin experimentări a duratei minime  $\tau_{min} = 200 \mu s$  a impulsului pe grilele triacilor în funcționarea autonomă.

21) Conceperea și realizarea unei instalații modulare de recuperare a energiei de alunecare de la arborele electric de lucru prin utilizarea unui invertor cu comutație de la rețea care pornește în regimul de invertor pentru  $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ , deplasarea unghiului de comandă făcându-se printr-o schemă electronică ce utilizează circuite integrate SA 14), mai simplă decât cele întâlnite în literatura străină.

22) Stabilirea stabilității între componentele în regim dinamic a sistemului autonom de reglare a vitezei arborelui electric cu grup conducător prin modificarea frecvenței scaturită de la rețea și sistemului autonom de stabilizare a raportului de abon cu girançoape.



Se identifică parametrul frecvență de intrare cu parametrul secundă de zbor din sistemul existent.

23) S-a conceput și realizat o schemă electrică care permite pornirea fără șocuri a motorului electric multiplu utilizând circuite electrice indigene.

24) Deducerea expresiei caracteristici de sincronism a motorului electric cu un număr de conductori funcție de frecvența tensiunii de alimentare a motorului principal sincron în scurtcircuit al grupului.

25) Evidențierea timpului mort  $t_0$  în programul de generare a impulsurilor de frecvență variabilă și eliminarea lui prin conceperea unui program îmbunătățit.

Pe parcursul elaborării tezei au fost întocmite și înregistrate la S.B. S.R. un număr de trei dosare de invenție care se află în curs de brevete.

Numerele de înregistrare ale acestor dosare sînt : O.S.I.M. C/996, C/997, și C/998.

Reșița, iunie 1993

BIBLIOGRAFIA

1. D.Alexa  
C.Nrubaru "Aplicații ale convertoarelor statice de putere" ; S.P. ; 1989
2. D.Alexa  
D.Micu "Invertoare și redresoare cu parametri energetici ridicați" ; S.P. ; 1986
3. I.Aron  
R.Lungu "Automate de stabilizare și dirijare" Editura Militară, București, 1991
4. I.Ardeleanu, ș.a. "Circuite integrate CMOS.Manual de utilizare" S.P. , 1986
5. I. Boldes "Parametrii mașinilor electrice" Editura Academiei Române, București, 1991
6. I. Boldes  
Gh. Atanasiu "Analiza unitară a mașinilor electrice" Editura Academiei RM, București, 1983
7. I. Bogdanov "Microprocesorul în comanda acționărilor electrice" ; S.Facila , 1989
8. S.Bolognani  
G.Duța "Comanda acționării motoarelor asincrone alimentate cu curent înapus" Mașini și acționări electrice-tendințe actuale ; S.P. București, pag.230-240 , 1988
9. S.Bevard  
M.Avril "Modular control with microcontroller and high speed serial network for asynchronous drives" S.P. nr.3/1990 ; pag.140 - 144
10. S.Soden, ș.a. "Diode și tiristoare de putere.Aplicații. Manual de utilizare.Vol.1 și 2" S.P. 1989(vol.1);1990(vol.2), București
11. M.V.Bojan "Bazele calculului acționărilor electrice" S.P., București, 1970
12. M.V.Bojan "Reglarea vitezei sistemelor de acționare electrice" , S.P. , 1974
13. S.H.Bernhard  
B.Knappe "Inițiere în tiristoare" S.P. , 1974

14. M.Braşovan "Acţionări electrice.Aplicaţii industriale  
E.T. , 1977
15. V.Bistriceanu "Circuite integrate digitale.Probleme.  
Gh.Stefan Proiectare"  
E.D.P., Bucureşti , 1992
16. S.Birca-Gălăţeanu "Electronică de putere.Aplicaţii"  
E.Militară, Bucureşti, 1991
17. A.A.Bulgakov "Ceastotnoe uprablenie asinhronnîmi  
dvigateliami energoizdat",Moscv, 1982
18. T.R.Blakeslee "Proiectarea cu circuite logice MSI şi LSI  
standard" , E.T. , 1988
19. G.Belea "Automatică neliniară"  
E.T. , Bucureşti , 1983
20. Gh.Bachle,ş.a. "Requirements on the control of a three-  
-level four quadrant power converter in  
a traction application"  
Brown Boverii,Electrische Bahnen 3/1990
21. A.Cîmpeanu "Maşini electrice.Probleme fundamentale,  
speciale şi de funcţionare optimă"  
E.Scrierii Romanesc, Craiova, 1988
22. S.Gălin,ş.a. "Optimizări în automatizări industriale"  
E.T. , Bucureşti, 1979
23. V.Cărăşel "Realizări privind echipamentele de acţio-  
-nări reglabile pentru pompe, ventilatoa-  
-re şi compresoare la Institutul de  
G.Predescu Cercetări Ştiinţifice şi Inginerie Tehno-  
-logică-Maşini, Transformatoare,Aparataj  
Electric şi Întreprinderea Electroputere,  
Craiova"  
energetica nr.36/1988, pag.136 - 141
24. J.Chen Xie Ying "Controlul şi comanda motoarelor electrice  
Guh Eng Kee cu ajutorul microprocesoarelor de cost  
redus"  
Maşini şi acţionări electrice-Tendinţe  
actuale , pag.211 - 218, 1988

25. G.A.Capolino,ș.a. "Application du logiciel SIMP a la simulation des associations convestisseurs-machines"  
R.G.S. nr.1/1990
26. A.Șimpeanu "Mașini electrice"  
B.Scrisul Românesc, Craiova, 1977
27. S.Șălin  
I.Dumitrache "Regulate automate"  
B.D.P., București, 1985
28. V.I.Cernețki,ș.a. "Metode matematice și algoritmi în studiu sistemelor automate"  
B.T. , 1973
29. C.Șăpățână,ș.a. "Proiectarea cu microprocesoare"  
B.Dacia , 1983 , 1993
30. S.Șălin,ș.a. "Conducerea adaptivă și flexibilă a proceselor industriale"  
B.T., București, 1988
31. I.Dan,ș.a. "Acționări electrice reglate de putere cu motoare sincrone comandate prin convertizoare de frecvență"  
Energetica nr.36/1988,pag.126 - 135
32. I.Dumitrache,ș.a. "Automatizări și echipamente electronice"  
B.D.P., București, 1982
33. I.Danilevici,ș.a. "Parametrii mașinilor de curent alternativ"  
B.T. , 1968
34. W.Erickson "Comanda inteligentă pentru motoare asincrone cu servo-precizie"  
The Rexroth Corporation USA RE1/1989
35. P.Sykhoff "Identificarea sistemelor"Traducere din lb.engleză, B.T. , 1977
- 36.Al. Fransua  
R.Șăgureanu "Tendințe actuale în domeniul construcției și comenzii mașinilor și acționărilor electrice"  
Mașini și acționări.Tendințe actuale.  
B.T., pag.22 - 38, 1988

37. Al.Fransua  
R.Măgureanu "Mașini și acționări electrice.Elemente de execuție" , E.T., 1986
38. Al. Fransua,ș.a. "Mașini și acționări electrice.Culegere de probleme",E.D.P.,București, 1980
39. Al.Fransua,ș.a. "Mașini și sisteme de acționări electrice.Probleme fundamentale", E.P., 1978
40. Al.Fransua,ș.a. "Mașini electrice uzuale.Explicatare și regimuri de funcționare", E.T., 1973
41. S.Florea,ș.a. "Electronică industrială și automatizări" E.D.P., București, 1980
42. B.Folk, ș.a. "Elektrovozí Skoda S asinhronnímu tiahovíni gviगतeliami" Skoda reviu nr.2/1987
43. I.Lonescu "Sisteme și echipamente pentru conducerea proceselor" E.D.P. , București, 1982
44. I.S.Gheorghiu "Tratat de mașini electrice.Vol.III. Mașini asincrone",E.Academiei RSR,1971
45. J.G.Gille,ș.a. "Teoria și calculul sistemelor de reglare automată" , E.T. , 1962
46. St.Gârlașu "Contribuții privind evaluarea puterii reactive și a rezidului deformant la instalații cu acționări reglabile cu tiristoare și cu recuperare de energie" Teză de doctorat, Timișoara, 1973
47. St.Gârlașu "Prelucrarea în timp real a semnalelor fizice" I.Serisul Românesc, Craiova, 1978
48. St.Holban  
D.Golcea "Elemente de programare în TURBO PASCAL 6.0." Tipografia Mirton,Timișoara, 1992

49. P.Holweck  
V.Stronisch "Drive control of a GTO pulse width inverter for vehicles with P pulse pattern generators"  
Elektrische Bahnen 3/1990
50. I.Helasz,s.u. "Încercarea la încălzire a motoarelor asincrone alimentate de la inverter"  
Univ.Tehnică,Budapesta,  
Mașini și acționări electrice.Tendințe actuale, 1988
51. G.Holtz  
J.O.Krah "Adaptive optimal pulse width modulation for the line-side converter of electric locomotives"  
University of Wuppertal  
Elektrische Bahnen 3/1990
52. H.Luckelheim  
Ch.Mangold "Novel 4 - quadrant converter control method"  
Brown Boveri, A.B. 3/1990
53. H.Hata,s.u. "Development of a PWM converter and inverter device for Shinkansen car"  
Japan Railway Group, Tokyo,A.B. 3/1990
54. H.Janecke,s.a.  
R.Lremer "Direct self-control, a novel method of controlling asynchronous machines in traction applications"  
A.B. 3/1990, pag.81 - 87
55. A.Kelemen  
H.Inecs "Sisteme de reglare cu orientare după câmp ale mașinilor de curent alternativ"  
I.Academiei R.S.R. , 1989
56. A.Kelemen "Acționări electrice",E.D.P.,București
57. A.Kelemen "Electronică de putere"  
E.D.P. , 1983
- 57<sup>o</sup> A.Kelemen "Mutatoare.vol.I și II"  
H.Inecs
58. P.Kovacs "Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice" Traducere din lb. maghiară , E.T. , 1980

59. M.Kant "Machine asynchrone, actionneur d'avenir"  
R.G.S. , pag.44 - 50 , 6/1990
60. N.Kleinsoge,s.a. "Large adjustable speed AC - drives"  
E.B.nr.3/1990
61. M.Kostenko "Machines electriques vol.1,II"  
L.Piotrovski Editions de Moscou, 1969
62. W.Koczara "Convertor de c.c. - c.c. pentru cascada  
subsincronă".Univ.Tehnică Vargovia.  
Pagini și acționări electrice.Tendințe  
actuale.E.T. , 1988
63. D.Klein "Le moteur asynchrone en tant qu'actionneur  
d'asservissement"  
R.G.S.nr.6/1990
64. V.A.Labunțov "Tiristoare de putere.Regimuri dinamice  
N.M.Tugov de exploatare" E.T.,București, 1983
65. I.Lungu "Studiul conducerii automate a regimurilor  
de lucru la superfinisare"  
Teza de doctorat, Timișoara, 1976
66. R.Măgureanu "Convertoare statice de frecvență în  
D.Ricu acționări cu motoare asincrone"  
E.Tehnică, București, 1985
67. R.Măgureanu "Servomotoare fără perii tip sincron"  
N.Vasile E.T. , București, 1990
68. M.Layer "Tiristoarele în practică.Mutatoare cu  
comutație forțată" E.T. , 1970
69. G.Muler "Elektrische Maschinen"  
VEB Verlag Technik Berlin , 1967
70. M.Malița "Ingineria industrială,Prezent și perspec-  
A.Gheorghe -tivă" E.Academia Română, 1990
71. A.Mateescu "Scanale, circuite și sisteme"  
E.D.P. , București, 1984
72. M.V.Nedelcu "Teoria conversiei electromecanice"  
E.T. , București, 1978

73. I.Kovac "Comportarea motoarelor asincrone trifazate la trecerea de la 320V și 42Hz la 380V și 50Hz" Electrotehnica nr.(5-6)/1954
74. D.Olteanu "Circuite integrate pe arii de porți logice". E.T. , 1991  
C.A.Popescu
75. S.Osvlund "Influence of the control principle on a high-voltage inverter system for reduction of traction transformer weight", Stockholm, S.B. 3/1990
76. I.Papadache "Automatizări industriale. Inițiere. Aplicații", E.T. , 1978
77. I.Papadache "Alegerea și acordarea reguletoarelor" E.T. , 1975
78. A.Petrescu, ș.a. "abc de Calculatoare personale și nu doar atât" , E.T. , 1991
79. T.M.Pietrăreanu "Formirea și protecția motoarelor asincrone trifazate" E.T. , 1976
80. S.Pop "Metode în prelucrarea numerică a semnalelor vol.I și II" S.Pacla, 1989
81. I.Rozman "Acționări electrice cu convertizoare cu amplificatoare magnetice și tiristoare pentru mașini unelte" lb.rusă Moscova, 1976
82. B.Raucant, ș.a. "Robot mobile a tous de gros de liberte" Université de Louvain S.B. 6/1990
83. Th.Reckhorn "Comparison of current-fed and voltage-source traction drive systems with separately excited synchronous machine". Brown Boveri, S.B.nr3/1990  
A.Ackva
84. I.Ruja "Considerații privind realizarea unui sistem de mașini electrice" Simpozion "Zilele Academice Timișene" mai , 1993. Timișoara



85. I. Ruja  
D. Sîrjoi "Utilizarea calculatorului în modificarea vitezei motoarelor asincrone"  
Simpozion "Zilele Academice Timișorene"  
mai, 1995, Timișoara
86. I. Ruja "Sistem automat de reglare prin frecvență a turației unui arbore electric cu grup conducător utilizând calculatorul"  
"Tehnologii și echipamente tehnologice industriale" vol. 2, P.I. Hunedoara, 1992
87. I. Ruja "Comportarea motorului asincron în scurtcircuit alimentat de la convertoare statice de frecvență".  
"Tehnologii și echipamente industriale" vol. 2 P.I. Hunedoara, 1992
88. I. Ruja "Asupra unei scheme de alimentare cu contactor static a mașinilor sincrone"  
Simpozion, 1992. U.S.F. - P.I. Reșița
89. I. Ruja "Stadiul actual al comenzii mașinilor electrice cu orientare după câmp și perspectivele în domeniu"  
Referat nr. 1, noiembrie 1992, P.I. Hunedoara
90. I. Ruja "Modelul convertor-sistem de acționare cu arbore electric și performanțele sistemului automat de reglare a turației"  
Referat nr. 2, martie, 1993, P.I. Hunedoara
91. I. Ruja "Instalație hidraulică pentru acționarea striperului". Certificat de inventator nr. 83043/29.12.1984
92. I. Ruja  
M. Petricu "Automatizarea funcționării instalației de alimentare a minereurilor"  
Certificat de inovator, 1987
93. M. Seracin  
D. Popovici "Tehnica acționărilor electrice"  
e.p., București, 1985

94. C.Saal  
W.Szabo "Sisteme de acționare electrică"  
Determinarea parametrilor de funcționare'  
E.E. , 1981
95. C.J.Savant "Calculul sistemelor automate"  
E.T. , 1967(traducere din lb.engleză)
96. I.Spînulescu "Circuite integrate"  
S.I.Spînulescu E.Stiintifică, 1991
97. I.C.Simon "Transformatoare electrice de micro  
putere" , E.T. , 1974
98. I.Străinescu "Tiristorul.Caracteristici.Comandă.  
M.Condruc Protecție.Utilizări." E.T. , 1988
99. C.Strugaru "Microprocesoare pe 16 biți"  
M.Popa Editura T. 1992
100. B.Sebastian "Automatica"  
E.D.P. , București
101. E.Săvescu,ș.a. "Semnale,circuite și sisteme.Probleme"  
E.D.P., București, 1981
102. I.Sora,ș.a. "Utilizări ale energiei electrice"  
E.Facla, Timișoara, 1983
103. A.Saimac,ș.a. "Utilizarea energiei electrice în  
metalurgie" , E.D.P.,București,1980
104. I.Sciba "Konceptia elektrovozov dlia jeleznih  
dorog SSSR"  
Skoda reviu 2/1987
105. B.Sneyers,ș.a. "DPI - fed induction motor drive for  
railway applications-braking above  
rated speed at rated torque",E.B.3/1990
106. L.Schultz,ș.a. "An inverter and induction motor traction  
drive underground mining locomotives"  
Africa de Sud, E.B. 3/1990
107. Gh.Tunsoiu,ș.a. "Acționări electrice" , E.D.P. , 1982

108. D.Teodorescu "Maşini electrice.Soluţii noi.Tendinţe. Orientări." B.Facla, 1981
109. D.Teodorescu "Automatizări microelectronice" S.T. 1988
110. Gh.Vasiliu,ş.a. "Micromotoare de curent continuu cu comutaţie statică", S.T., 1976
111. S.N. Vesenevski "Caracteristicile motoarelor utilizate în acţionări electrice"(traducere din lb.rusă)C.I.,Bucureşti, 1969
112. G.Weinrich,ş.a. "Acţionări electrice reglabile pentru pompe şi ventilatoare,Stadiul şi tendinţele pe plan mondial şi în R.S.R. Energetica 30/1988
113. S.Yamamura "Teoria modernă a motoarelor de curent alternativ:metoda separării fazelor, metoda vectorului rotitor amortizor şi metoda accelării cîmpului" Maşini şi acţionări electrice.Tendinţe actuale; S.T. , 1988,pag.230 - 240
114. B.Yu U.kunz "Current control of a current-source single - phase PWM-Converter-with low reaction on mains" S.B.nr.3/1990
115. I.Daiubin "Kazirzenije tiristori i ih primenouie" Energhia , Moscva, 1976
116. P.Kartaşov,ş.a. "Tiristoriie.Preobrazovatelii ceastotii.5 ustunshennou komutatsie." Izv. shk. , 1979
117. S.I.L.-J.P. "Sisteme de maşini şi acţionări electrice (lito) , Bucureşti, 1984
118. x x x "Acţionări electrice pentru rectificări interioare" Electroavtomatika stancov,Moscva,1977
119. x x x "Energetica vol.XXXVI, martie 1988
120. x x x "OSFV - Electrotehnica.Cartea tehnică.

121. x x x "Sisteme integrate liniare vol.1",  
Catalog I.R. I.R. Bucuresti,  
1987
122. x x x "Diode varistoare. Catalog", I.R. I.R.  
Bucuresti, 1987
123. "Diode varistoare", I.R. I.R. Bucuresti, 1986
124. x x "Sisteme integrate liniare vol.1",  
Catalog I.R. I.R. Bucuresti, 1987
125. "Diode varistoare", I.R. I.R. Bucuresti, 1986
126. "Diode varistoare", I.R. I.R. Bucuresti, 1986
127. D. Alexi "Sisteme integrate liniare vol.1",  
Catalog I.R. I.R. Bucuresti, 1987
128. D. Alexi "Diode varistoare", I.R. I.R. Bucuresti, 1986
129. D. Bignard "Evaluation du comportement dynamique d'un  
actionneur hydraulique : partir des seules  
caracteristiques externes de la charge et  
du moteur"  
I.R. I.R. Bucuresti, 1987
130. D. Bignard "Sisteme integrate liniare vol.1",  
Catalog I.R. I.R. Bucuresti, 1987
131. D. Bignard, S. M. "Sisteme integrate liniare vol.1",  
Catalog I.R. I.R. Bucuresti, 1987

- 132. I. Păscu "Modulator a lărgur d'impulsions (MIL) pentru convertizatoare de frecvență" 1  
 An. I. I. I. I., 1/1986
- 133. S. Ciobanu "Analiza de vectori orientare sur la reglarea de frecvență a mașinii de sincronizare" 1  
 Sistemul de calcul și dezvoltare de programe  
 An. I. I. I. I., 1/1986
- 134. S. Ciobanu "Appareil de réglage de la simulation des associations convertisseurs- machines" 1  
 An. I. I. I. I., 1/1986
- 135. S. Ciobanu "Sistem de reglare de frecvență a mașinii de sincronizare" 1  
 An. I. I. I. I., 1/1986
- 136. S. Ciobanu "Performance of the induction motor supplied by current-fed frequency converters" 1  
 An. I. I. I. I., 1986
- 137. S. Ciobanu "Procesorul de comandă flexibil pentru procesorul industrial" 1  
 An. I. I. I. I., 1986
- 138. S. Ciobanu "Microprocesor de comandă pentru un controler de frecvență pentru un rector de trei faze controlat de frecvență" 1  
 Transactions of Industry Applications  
 vol. 1. I. I. I., nr. 4, 1985
- 139. I. Brăgăniț, ș.a. "Sistem de reglare a vitezei unei axe a unui robot realizat cu microprocesorul 8085" 1  
 Dimensiunile teoretice de Teoria Sistemelor  
 An. I. I. I. I., 1986
- 140. S. Brăgăniț, ș.a. "Analiza asistată de calculator a sistemelor de comandă" 1  
 An. I. I. I. I., 1986
- 141. I. Brăgăniț "Analiza asistată de calculator a sistemelor de comandă" 1  
 An. I. I. I. I., 1986

141. J. Berles "Aplicații electrice" București, 1977
142. G. G. Raschev "Kontaknaya lokomotivnaya 1000V slich dvuzhnyy power transmission system" 1978
143. J. Georgescu "Conținut energetic prin acționarea cu curent continuu a ventilatoarelor și a motoarelor electrice" "Inventivitate, creație, inovație tehnologică" București, 1978
144. G. G. Raschev "Reductoare cu acționare electrică optimizată și de mare putere" București, 1978
145. G. G. Raschev "Motoare electrice de mare putere și de mare viteză" București, 1978
146. G. G. Raschev "Motoare electrice de mare putere și de mare viteză" București, 1978
147. G. G. Raschev "Motoare electrice de mare putere și de mare viteză" București, 1978
148. G. G. Raschev "Motoare electrice de mare putere și de mare viteză" București, 1978
149. G. G. Raschev "Motoare electrice de mare putere și de mare viteză" București, 1978
150. G. G. Raschev "Motoare electrice de mare putere și de mare viteză" București, 1978
151. G. G. Raschev "High-performance field bus for a distributed excitation control system" București, nr. 3/1983
152. G. G. Raschev "Metodologie de determinare a curentului statoric și a curenților rotorice funcție de frecvența schimbării de alimentare și cuplul rezidual pentru motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit" "EET-Electrotehnica nr. 1/1983

153. ... sine, s.a. de reglönare cu vitezä reglebilä  
 motor aninctor cu rotor în  
 controlului ... inverbor de  
 ... ..  
 ... ..  
 ... ..
154. ... ..  
 microprocessor controller for a thyris-  
 ... ..  
 ... ..  
 ... ..
155. ... ..  
 ... ..  
 ... ..
156. ... ..  
 ... ..  
 ... ..
157. ... ..  
 metode de structurata ... ..  
 ... ..  
 ... ..
158. ... ..  
 ... ..  
 ... ..
159. ... ..  
 ... ..  
 ... ..
160. ... ..  
 ... ..  
 ... ..
161. ... ..  
 application of evaporative-cooled ... ..  
 ... ..  
 ... ..  
 ... ..

