

In memoria

fratelui meu Valentin

INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VULĂ" TIMIȘOARA  
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICĂ

ing. Elena NICA

PARAMETRII, CARACTERISTICILE ȘI PERFORMANȚELE,  
IN REGIM STATIONAR,  
ALE MASINII ELECTRICE CU COMUTAȚIE STATICĂ

Teză de doctorat

CONDUCĂTOR ȘTIINȚIFIC  
Prof.dr.ing. Toma DORDEA

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICĂ"  
TIMIȘOARA

- 1983 -  
TIMIȘOARA

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMIȘOARA	
47 2.311	
Dur.	345 Lit. 9
Verificat	

## PREFATA

Amploarea pe care au luat-o elementele semiconductoare de putere a impulsionat realizarea diverselor scheme, aplicate mașinilor de curent alternativ, scheme care permit obținerea unor performanțe tehnice superioare.

Mașina electrică cu comutație statică, MECS, este una din soluțiile tehnice care prezintă cele mai favorabile caracteristici tehnice și economice, în schemele de acționări electrice cu plajă largă de reglare a vitezei de rotație, funcționând în condiții dificile.

Prezenta lucrare își propune să aducă elemente noi în ceea ce privește calculul și analiza parametrilor, caracteristicilor și performanțelor MECS, în regim staționar, extrem de utile în perspectiva realizării mașinilor electrice cu comutație statică în țara noastră.

O parte a lucrării a fost elaborată în cadrul unor contracte de colaborare cu ICM Regița și cu CCSIT Electroputere Craiova.

Prin cercetările efectuate, lucrarea se înscrie în prevederile actualului cincinal - cincinalul eficienței și al unei noi calități, prevederi care se referă la realizarea unor tipuri superioare de mașini, utilaje și instalații, cu performanțe tehnico-economice și funcționale la nivelul celor mai avansate realizări pe plan mondial.

În realizarea acestei lucrări, autoarea a fost îndrumată cu deosebită competență, grijă și atenție de conducătorul științific prof.dr.ing. Toma Dordea, care a contribuit la formarea autoarei atât ca studentă cât și ca cercetător. Autoarea îi aduce și pe această cale expresia unei profunde recunoștințe.

Autoarea exprimă calde mulțumiri și recunoștință conducerii  
rului colectivului de cercetare în domeniul mașinilor electrice  
cu comutație statică, conf.dr.ing. Gheorghe Atanasiu, pentru în-  
tregul sprijin acordat.

Pentru sprijinul lor, autoarea adresează multe mulțumiri co-  
laboratorilor de la ICM Reșița, celui care a fost ing. Ovidiu Mo-  
teanu, ing. Vasile Voia și ing. Gheorghe Liuba precum și colegi-  
lor cadre didactice și tehnicienilor, din catedră și facultate,  
cu care a colaborat.

În mod deosebit autoarea ține să-și exprime recunoștința sa  
adâncă părinților săi, prof. Antonina Cojocaru și prof. Sergiu  
Cojocaru precum și soțului său dr. Alexandru Nica pentru răbdarea  
și grija pe care au manifestat-o întotdeauna, pentru neprețutul  
sprijin acordat.

Autoarea mulțumește tuturor celor care au contribuit la pre-  
zentarea lucrării sub această formă.

Autoarea



## CUPRINS

1. INTRODUCERE . . . . .	10
2. STADIUL ACTUAL AL UTILIZARII MASINILOR ELECTRICE SINCRONE CU VITEZA DE ROTATIE REGLABILA. . . . .	27
2.1. Convertoare statice utilizate pentru alimentarea maşinilor electrice sincrone . . . . .	17
2.1.1. Convertoare statice directe. . . . .	17
2.1.2. Convertoare statice indirecte. . . . .	19
2.1.2.1. Convertoare statice cu circuit intermediar de tensiune continuă variabilă. . . . .	20
2.1.2.1.1. Invertor cu stingere independentă. . . . .	21
2.1.2.1.2. Invertor cu stingere autonomă. . . . .	22
2.1.2.2. Convertoare statice cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă. . . . .	24
2.2. Comportarea maşinilor electrice sincrone alimentate de la convertoare statice. . . . .	27
2.3. Tipuri constructive de MECS. . . . .	31
2.3.1. Micromaşini electrice cu comutaţie statică . . . . .	31
2.3.2. MECS de puteri medii şi mari . . . . .	32
2.3.3. MECS de puteri foarte mari . . . . .	32
2.4. Concluzii . . . . .	33
3. FUNCTIONAREA MECS CA MASINA ELECTRICA SINCRONA . . . . .	35
3.1. Ecuaţiile de funcţionare ale maşinii electrice sincrone din schema MECS, în teoria celor două axe. . . . .	37
3.2. Analiza perioadei de comutaţie . . . . .	41
3.3. Analiza perioadei de conducţie . . . . .	52
3.4. Concluzii . . . . .	59
4. STUDIUL FUNCTIONARII MECS CONSIDERATE FATA DE BORNELE INVERTORULUI . . . . .	62
4.1. Stabilirea ecuaţiilor de funcţionare a MECS, în regim staţionar. . . . .	65
4.1.1. Ecuaţiile de funcţionare a invertorului, în schema MECS. . . . .	65
4.1.2. Armonicile curentului absorbit de maşina electrică sincronă, în schema MECS . . . . .	67
4.1.3. Diagrama fazorială a maşinii electrice sincrone, în schema MECS . . . . .	71
4.1.4. Ecuaţiile de funcţionare a MECS. . . . .	73
4.2. Caracteristicile MECS. . . . .	75
4.2.1. Corelaţia între parametrii funcţionali specifici ai MECS. . . . .	75
4.2.2. Stabilirea ecuaţiilor caracteristicilor MECS . . . . .	76
4.3. Performanţele MECS . . . . .	81

4.4. Concluzii. . . . .	.105
5. PROGRAM DE CALCUL, CU ORDINATORUL ELECTRONIC, AL FUNCTIONARII MECS. . . . .	.107
5.1. Variația parametrilor funcționali specifici ai MECS. . . . .	.107
5.1.1. Programul de calcul pentru CAZ A, CAZ B și CAZ C . . . . .	.109
5.1.2. Regimul $\delta_{st} = \text{cst}$ . . . . .	.103
5.1.3. Regimul $p\beta_{med} = \text{cst}$ . . . . .	.103
5.1.4. Regimul $\alpha = \text{cst}$ . . . . .	.107
5.2. Caracteristicile MECS în regim staționar . . . . .	.109
5.2.1. Caracteristicile de funcționare a MECS . . . . .	.109
5.2.1.1. Regimul $\delta_{st} = \text{cst}$ . . . . .	.109
5.2.1.2. Regimul $p\beta_{med} = \text{cst}$ . . . . .	.103
5.2.1.3. Regimul $\alpha = \text{cst}$ . . . . .	.104
5.2.2. Caracteristicile de reglare a vitezei de rotație a MECS . . . . .	.112
5.3. Influența reactanțelor mașinii electrice sincrone asupra funcționării MECS . . . . .	.116
5.4. Concluzii. . . . .	.118
6. REGIMUL STATIONAR AL MODELULUI EXPERIMENTAL MECS-01. . . . .	.121
6.1. Prezentarea bazei experimentale. . . . .	.121
6.1.1. Mașina electrică sincronă. . . . .	.121
6.1.1.1. Caracteristici tehnice . . . . .	.121
6.1.1.2. Caracteristici constructive. . . . .	.123
6.1.1.3. Rezultatele încercării cu tensiune de alimentare sinusoidală. . . . .	.125
6.1.2. Traductorul de poziție . . . . .	.125
6.1.3. Instalația de putere, comandă și control. . . . .	.128
6.1.3.1. Convertorul static de tensiune și frecvență. . . . .	.128
6.1.3.1.1. Caracteristici tehnice . . . . .	.128
6.1.3.2. Realizarea constructivă a instalației de putere, comandă și control . . . . .	.128
6.1.4. Standul de probă . . . . .	.134
6.2. Parametrii funcționali specifici ai modelului expe- rimental MECS-01 . . . . .	.134
6.3. Caracteristicile de funcționare în regim staționar, ale modelului experimental MECS-01 . . . . .	.142
7. CONCLUZII FINALE . . . . .	.149
BIBLIOGRAFIE . . . . .	.152
ANEXA. . . . .	.165

## I. INTRODUCERE

Creșterea producției pe baza creșterii productivității muncii, prin îmbunătățirea parametrilor funcționali ai instalațiilor industriale și utilajelor, a reducerii consumului de materiale, de energie și de manoperă reprezintă unul dintre dezideratele majore actuale ale dezvoltării societății noastre socialiste.

Modernizarea și automatizarea proceselor tehnologice de producție, în diferite ramuri ale economiei, necesită instalații industriale din ce în ce mai perfecționate și cu caracteristici tehnico-economice tot mai complexe.

Măsurile care se preconizează în scopul rezolvării unor probleme importante și actuale, probleme sînt reflectate în planurile de dezvoltare a cercetării științifice. În cursul actualului cincinal se prevede realizarea unor tipuri de mașini, utilaje și instalații, cu randamente, anduranță și fiabilitate sporite, cu performanțe tehnico-economice și funcționale la nivelul celor mai avansate realizări pe plan mondial.

În contextul dezvoltării și perfecționării sistemelor electrice de acționare, crește în importanță studiul și utilizarea mașinilor sincrone comandate cu tensiune și frecvență variabile. Introducerea acestor sisteme de acționare este direct legată de performanțele obținute în construcția convertoarelor statice.

În principiu, toate mașinile electrice permit, prin utilizarea unor metode adecvate, obținerea de viteze de rotație reglabile. Caracteristicile mașinilor electrice depind însă de soluția tehnică adoptată.

Faptul că motorul electric de curent continuu este în esență o mașină electrică cu viteză de rotație reglabilă justifică utilizarea, și în prezent, în acționările electrice cu viteză de rotație reglabilă, a motorului electric de curent continuu alimentat de la redresoare.

Prezența comutatorului mecanic împiedică însă utilizarea mașinilor electrice de curent continuu în următoarele situații:

- în medii unde întreținerea comutatorului mecanic este dificilă, dată fiind incapacitatea sa de a funcționa în atmosferă impură, corozivă sau explozivă : în industria textilă, în industria chimică, în tracțiunea electrică, în industria extractivă, în industria prelucrării lemnului, la mori de ciment, în centrale atomo-electrice, la echipamente navale;

- în cazuri în care prezența comutatorului mecanic limitează viteza de rotație a mașinii electrice : la acționarea pompelor și ventilatoarelor cu viteză de rotație ridicată, la acționări automate de putere mică și viteză de rotație ridicată;

- în cazuri în care prezența comutatorului mecanic limitează puterea mașinii electrice : la acționarea pompelor și compresoarelor de putere mare și viteză de rotație ridicată;

La toate acestea se poate adăuga și faptul că un motor electric de curent continuu alimentat de la redresor necesită două tipuri de ventile - mecanic și semiconductor - în cazul utilizării elementelor semiconductoare în scheme clasice de acționări electrice, performanțele mașinii electrice în sine rămânând aceleași.

Motoarele electrice de curent alternativ prezintă în primul rând avantajul absenței comutatorului mecanic. Alți factori în favoarea acționărilor electrice de curent alternativ cu viteză de rotație reglabilă sînt :

- construcție robustă;
- întreținere minimă;
- inerție foarte redusă;
- cost redus;
- precizie de viteză, în buclă deschisă, de 0,5 % , la preț de cost moderat (motor sincron) / 27 /;
- precizie maximă posibilă de viteză, în buclă închisă, de 0,05 % , / 27 / ;
- posibilitate de funcționare a mai multor motoare electrice la sincronism riguros, în ceea ce privește poziția unghiulară și viteza de rotație (motor sincron);
- posibilitate de funcționare la viteze de rotație foarte mari, de 10.000 - 60.000 rot/min.;
- posibilitate de variație simultană a vitezei de rotație a unui grup de motoare electrice;
- posibilitate de alimentare a motoarelor electrice montate în locuri greu accesibile.

Pentru motoarele electrice sincrone, în comparație cu cele asincrone, se mai poate sublinia posibilitatea de a dezvoltă cupluri mari la viteze, de rotație mici precum și posibilitatea de a funcționa cu factor de putere mai mare și randament mai bun.

Avînd în vedere costul, deocamdată ridicat, al instalațiilor de convertoare statice utilizate în acționările electrice de curent alternativ, cheltuielile de investiții ale echipamentelor de acționare cu motoare electrice de curent alternativ sînt, în general, mai mari decît ale celor cu motoare electrice de curent continuu.

Cheltuielile de exploatare sînt însă mai mici.

Astfel, în ansamblu, acționările electrice cu mașini electrice de curent alternativ sînt competitive din punct de vedere tehnic și economic cu sistemele de acționări electrice cu mașini electrice de curent continuu.

Schemele utilizate de preferință în acționările electrice cu mașini electrice de curent alternativ, cu viteza de rotație reglabilă sînt indicate în tabela 1.1.

În acționările electrice cu plajă largă de reglare a vitezei de rotație, funcționînd în condiții dificile, sînt indicate a se utiliza schemele cu mașini electrice sincrone alimentate de la convertoare statice indirecte, de curent constant, invertorul fiind cu comandă de la sarcină.

Prezența comutatorului static, alcătuit din traductorul de poziție și inverter, conferă ansamblului inverter cu comandă de la sarcină - mașină electrică sincronă caracteristicile unui nou tip, distinct, de mașină electrică, pentru care se consideră cea mai adecvată denumirea de mașină electrică cu comutație statică - MECS.

Preocupările, pe plan mondial, referitoare la realizarea și analiza funcționării MECS sînt de actualitate.

MECS de putere mică se utilizează în sistemele de reglare automată, la aparatura portabilă de înregistrare și redare a sunetului /81/, în domeniul aeronauticii și al cosmonauticii /49/, la aparatele periferice ale calculatoarelor, la potențioetre cu servomotor, la aparate de urmărire a avansului la mașini unelte de copiat /39/, la acționarea mașinilor portabile de găurit, în industria textilă, la acționarea mașinilor de filat, de încheiat și de întindere - uscare /70, 164/.

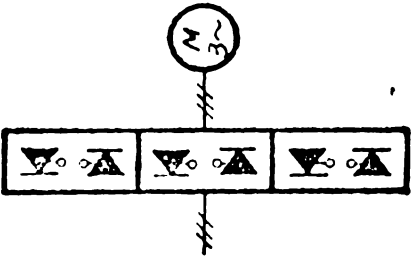
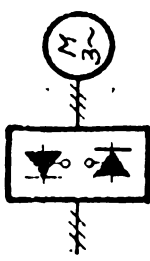
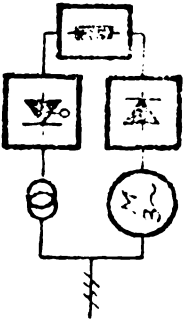
MECS de putere medie și viteză de rotație medie se utilizează în industria metalurgică pentru mecanismele cu sarcini variabile

Tabela 1.1.

1	2	3	4	5	6	7
Procedeele de reglare	Tipul soluției	Tipul motorului	Schema de principiu	Gama de frecvențe și puteri	Domenii de aplicare	Avantajele soluției
<p>Variația frecvenței și tensiunii statorice</p>	<p>Convertor static indirect cu circuit intermediar de tensiune continuă variabilă.</p>	<p>Motor sincron</p>		<p>0-200 Hz; 0,5 W - 50 MW</p>	<p>Acționări cu plajă largă de reglare a vitezei de rotație, în condiții dificile</p>	<p>-Posibilitate de a alimenta un grup de motoare sincrone cu frecvență variabilă; - Mare precizie de viteză (cu motoare sincrone); - Posibilitate de a obține viteze de rotație foarte mari;</p>
	<p>Convertor static indirect cu circuit intermediar de tensiune constantă, cu inverter comandat prin impulsuri de tensiune</p>	<p>Motor asincron sau sincron</p>		<p>0-200 Hz; 5-200 kW;</p>	<p>Acționări de grup, la viteză de rotație mare</p>	<p>-Plajă mare de variație a vitezei de rotație</p>
	<p>Convertor static indirect cu circuit intermediar de tensiune constantă, cu inverter comandat prin impulsuri de tensiune</p>	<p>Motor asincron sau sincron</p>		<p>0-200 Hz; 40-600kW;</p>	<p>Acționări reversibile cu înalte calități dinamice; tracțiune electrică</p>	<p>-Plajă mare de variație a vitezei de rotație</p>



Tabela 1.1. (continuare)

1	2	3	4	5	6	7
<p>Variația frecvenței și tensiunii statorice</p>	<p>Convertor static direct (cicloconvertor)</p>	<p>Motor asincron sau sincron</p>		<p>(0-1/3) din frecvența rețelei; 150 kW-15 MW</p>	<p>Acționări cu viteză de rotație redusă (muri de ciment); acționări de grup de putere mare; tracțiune electrică</p>	<p>Dispozitiv simplu pentru a obține viteze foarte scăzute, deci motoare lente</p>
<p>Variația tensiunii statorice</p>	<p>Tiristoare conectate antiparalel</p>	<p>Motor asincron cu rotor în scurt-circuit sau bobinat</p>		<p>Variația vitezei de rotație: (0,2-0,9) din viteză de rotație nominală; 0-100 kW</p>	<p>Pompe, ventilatoare; acționări cu serviciu intermitent</p>	<p>Dispozitiv ieftin pentru variația vitezei de rotație, fără reglare</p>
<p>Variația tensiunii rotorice</p>	<p>Cascadă subsincronă</p>	<p>Motor asincron cu rotor bobinat</p>		<p>Variația vitezei de rotație: (0-0,55) din viteză nominală; 50 kW-10 MW</p>	<p>Pompe, ventilatoare de putere mare</p>	<p>Reglarea vitezei de rotație, cu precizie</p>

și cicluri grele de funcționare /25, 164/; pentru acționarea pompelor și compresoarelor la reactoare nucleare /54/; în industria hârtiei, pentru mașinile de alezat și polizat, pentru centrifuge, pentru mașinile unelte cu regim de viteză variabilă /142, 164/; în industria chimică /25/; pentru acționarea pompelor, compresoarelor și ventilatoarelor /60, 75, 142/; la echipamente navale /24/; în transporturi, ca motoare electrice de tracțiune la locomotive electrice și diesel electrice /34, 74, 12

MECS de putere foarte mare și viteză de rotație scăzută sunt utilizate în industria cimentului, la acționarea morilor și cuploarelor de ciment /121, 122/. MECS de putere foarte mare și viteză de rotație ridicată funcționează pentru acționarea ascensoarelor miniere /164/, a ventilatoarelor și compresoarelor în industria chimică; pentru accelerarea pînă la viteza de rotație de sincronism a pompelor din centralele hidroelectrice sau a turbinelor cu gaze din centralele termoelectrice (după care mașina electrică sincronă trece în regim de generator) /57, 67, 73/.

Comportarea MECS, în regim staționar sau dinamic, este analizată în /1, 38, 47, 57, 58, 60, 61, 71, 72, 78, 84, 92, 112, 114, 123-125, 131/. Se remarcă faptul că, în general, în literatura de specialitate se iau în considerare, în mod nejustificat, doar anumite mărimi specifice comutatorului static. În acest context lucrările /9, 10, 15, 17, 103-111/ contribuie la rezolvarea integrală a problemei.

Actualitatea lucrării de față este justificată prin realizarea, de către un colectiv din care face parte și autoarea lucrării, a primului model experimental din țara noastră, MECS-01, având puterea mecanică nominală de 13 kW. Realizarea nu este singulară, în prezent fiind în fază de finalizare execuția unei MECS cu puterea mecanică nominală de 700 kW și în curs de proiectare MECS cu puterea mecanică nominală de 1200 kW, în cadrul unor contracte de colaborare, ale aceluiași colectiv, cu ICM Reșița, respectiv cu COSIT Electroputere Craiova.

Necesitatea lucrării rezultă din faptul că, marea majoritate a informațiilor se referă la realizările în sine iar cele legate de calculul caracteristicilor și performanțelor MECS, în regim staționar, iau în considerare, în mod nejustificat, doar anumite mărimi specifice funcționării comutatorului static.

Lucrarea are două obiective principale: elaborarea algoritmului și programului de calcul al parametrilor, caracteristicilor și performanțelor MECS și analiza funcționării în regim staționar.



MECS, în condițiile considerării tuturor mărimilor specifice funcționării comutatorului static.

Lucrarea conține 5 capitole.

În capitolul 2 se sistematizează, după o concepție originală, problemele specifice ale utilizării convertoarelor statice pentru alimentarea mașinilor electrice sincrone precum și problemele legate de realizarea constructivă a mașinilor electrice cu comutație statică, MECS, într-o gamă extinsă de puteri și viteze de rotație. Se prezintă de asemenea, principiul de funcționare a MECS, care rezultă în strânsă legătură cu funcționarea comutatorului static.

În capitolul 3 se analizează funcționarea MECS ca fiind o succesiune de perioade de conducție și perioade de comutație. Studiul se efectuează utilizând ecuațiile stabilite în teoria celor două axe. Se consideră perioada de comutație ca un fenomen de scurtcircuit între două faze ale mașinii electrice sincrone funcționând în sarcină, cu curent constant, iar perioada de conducție, ca un regim de încărcare asimetrică a mașinii electrice sincrone.

În capitolul 4 se analizează funcționarea MECS, considerată față de bornele inverterului, stabilindu-se ecuațiile caracteristicilor MECS, cu considerarea efectului armonicilor superioare ale curentului absorbit de MECS și a tuturor mărimilor specifice comutatorului static, alături de parametrii mașinii electrice sincrone. S-a obținut astfel, algoritmul de calcul al caracteristicilor în regim staționar și al performanțelor MECS, aplicabil pentru MECS de orice putere.

Programul de calcul, elaborat pe baza acestui algoritm de calcul, este prezentat în capitolul 5. De asemenea, în acest capitol se analizează variația parametrilor funcționali specifici ai MECS, caracteristicile de funcționare în regim staționar și performanțele MECS, pe baza calculului numeric condus pe ordinatorul FELIX C-256. Analiza este efectuată pentru cele trei regimuri specifice de funcționare ale MECS:

- regimul  $\delta_{st} = cst$  ( $\delta_{st}$  fiind unghiul de stingere a tiristoarelor inverterului);
- regimul  $p\beta_{med} = cst$  ( $p\beta_{med}$  fiind unghiul electric dintre axele solenațiilor statorice și rotorice ale mașinii electrice);

- regimul  $\alpha = \text{cst}$  ( $\alpha$  fiind unghiul de comandă a invertorului), cu considerarea influenței tensiunii de alimentare a MECS,  $U_{cc}$ , și a curentului de excitație al mașinii electrice,  $I_E$ .

- Acest capitol cuprinde, și analiza influenței valorilor reactanțelor mașinii electrice sincrone asupra funcționării MECS în regim staționar.

În capitolul 6 se prezintă baza experimentală cu ajutorul căreia s-au efectuat verificările, calculului numeric, primul model experimental de mașină electrică cu comutație statică, MECS - 01, realizat în țara noastră.

La sfârșitul lucrării sînt prezentate concluziile care se desprind din cercetările efectuate asupra funcționării în regim staționar a mașinii electrice cu comutație statică.

În lucrare, în toate relațiile de calcul, mărimile sînt considerate în Sistemul Internațional de unități.

Principalele contribuții originale ale lucrării sînt:

- aplicarea ecuațiilor stabilite în teoria celor două axe la analiza funcționării MECS, considerată ca mașină electrică sincronă;
- elaborarea unei metodici de calcul care permite studiul funcționării MECS, de orice putere, în regim staționar, ca premieră în acest domeniu de cercetare;
- considerarea, în modelul matematic, a efectului armonicilor superioare ale curentului absorbit de MECS;
- considerarea, în modelul matematic, a tuturor parametrilor funcționali specifici ai MECS;
- elaborarea programului de calcul al parametrilor, caracteristicilor și performanțelor MECS în regim staționar, ca premieră în acest domeniu de cercetare;
- optimizarea programului de calcul, obținîndu-se precizie ridicată de calcul, convergență rapidă și mare flexibilitate;
- determinarea parametrilor funcționali specifici, a caracteristicilor de funcționare și a performanțelor MECS în toate cele trei regimuri specifice de funcționare ale MECS:  $\delta_{st} = \text{cst}$ ,  $p \beta_{med} = \text{cst}$ ,  $\alpha = \text{cst}$ , cu considerarea influenței parametrilor  $U_{cc}$  și  $I_E$  și a valorilor reactanțelor mașinii electrice sincrone;
- activitatea depusă, în cadrul colectivului de cercetare, pentru elaborarea bazei experimentale - primul model experimental MECS din țara noastră, precum și pentru efectuarea încercărilor.

## 2. STADIUL ACTUAL AL UTILIZĂRII MASINILOR ELECTRICE SINCRONE CU VITEZA DE ROTATIE REGLABILĂ

Reglarea vitezei de rotație a mașinilor electrice sincrone, în limite largi, se realizează alimentând înfășurarea statorică de la o sursă de tensiune cu valoare și frecvență variabile. Variația acestor parametri ai energiei electrice se poate obține cu ajutorul convertoarelor statice de tensiune și frecvență /7,25,27,35,75,97,98,101,117/. Modificarea celor două mărimi se poate efectua dependent sau independent una de alta.

### 2.1 Convertoare statice utilizate pentru alimentarea mașinilor electrice sincrone.

Convertoarele statice de tensiune și frecvență, utilizate la alimentarea mașinilor electrice sincrone, se pot clasifica, în funcție de procedeul de obținere a tensiunii și frecvenței variabile, astfel :

- convertoare statice directe;
- convertoare statice indirecte.

#### 2.1.1. Convertoare statice directe.

Convertoarele statice directe, denumite și cicloconvertoare, sînt reversibile /27,98,101/.

Prin creșterea numărului de pulsuri, conținutul în armonici al mărimilor de ieșire, în special al curentului, se micșorează mult.

Comanda unghiului de aprindere a tiristoarelor determină forma și amplitudinea tensiunii de ieșire, se pot obține astfel variații în trepte ale tensiunii, valoarea medie fiind de formă dreptunghiulară, trapezoidală sau sinusoidală.

Pentru limitarea conținutului în armonici al mărimilor de ieșire, este indicat să se alimenteze cicloconvertorul de la o sursă cu numărul de faze  $n_{inv}$  cît mai mare și să nu se depășească raportul  $1/n_{inv}$  între frecvența tensiunii de ieșire și frecvența tensiunii de alimentare. Acest raport poate fi un număr întreg sau fracționar. Limita superioară a frecvenței tensiunii de ieșire este indicat a fi mai mică decît valoarea  $f_{alim}/n_{inv}$ . Se impun de asemenea precauții cu pri-

472311  
345 G

vire la limitarea curentului sau dimensionarea corespunzătoare a tiristoarelor, la frecvență nulă.

Convertoarele directe preiau energia reactivă necesară funcționării lor și cea necesară consumatorului, din rețeaua cu frecvență mai mare.

În figura 2.1 este prezentată schema unui convertor static direct, pentru alimentarea mașinilor electrice trifazate, realizat din trei convertoare statice monofazate cu 6 pulsuri /101/.

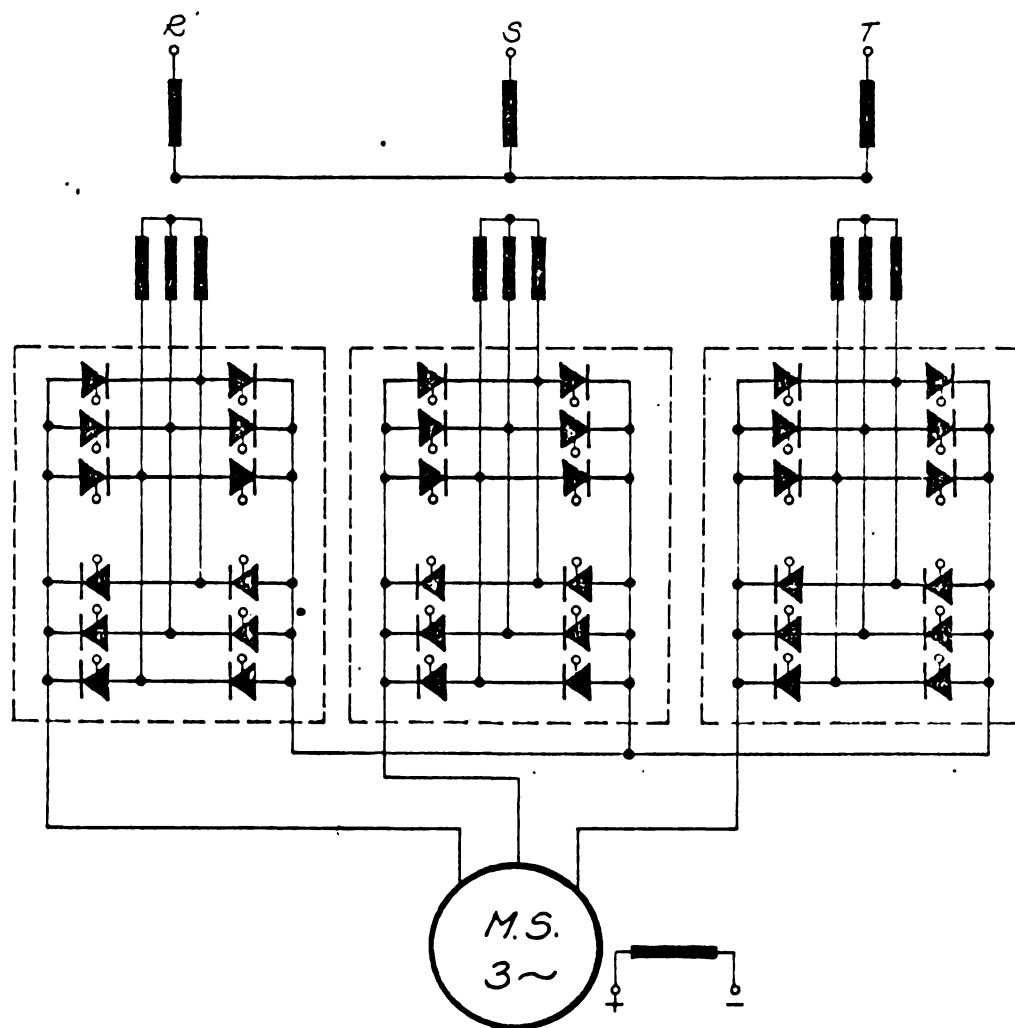


Fig.2.1 Convertor static direct, trifazat.

Variația în timp a tensiunii și curentului de fază ale convertorului static direct, trifazat, din figura 2.1, la raportul frecvențelor 1 : 5 , este indicată în figura 2.2.

Din cauza armonicilor tensiunii și curentului, frecvența de ieșire a convertorului este limitată la cca. 20 % din frecvența rețelei, în cazul utilizării a 3 pulsuri și cca. 40 %, la 6 pulsuri / 142/.

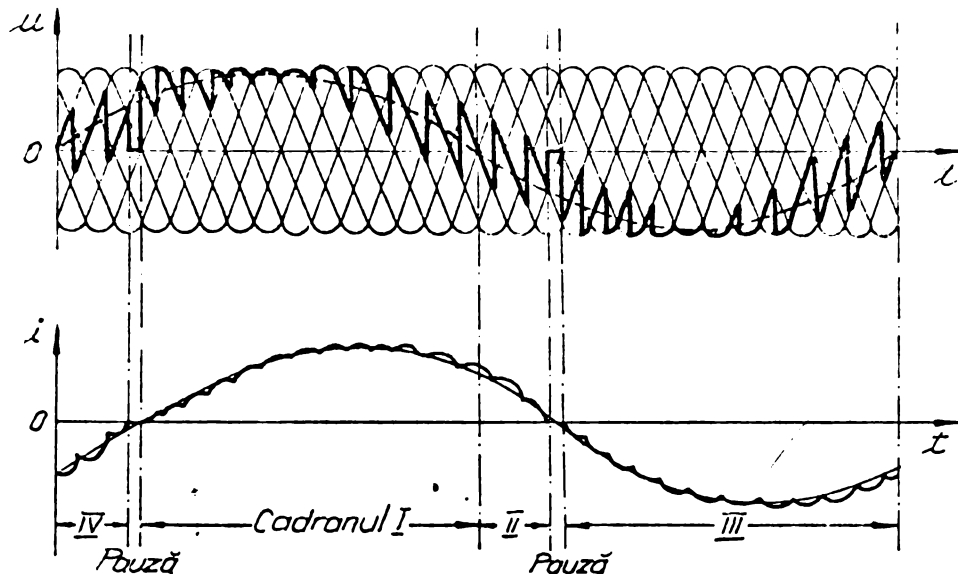


Fig. 2.2. Tensiunea și curentul de fază ale unui convertor static direct, trifazat, cu 6 pulsuri, la raportul frecvențelor 1:5.

Varianta care utilizează conectarea în triunghi a celor trei convertoare, pentru alimentarea mașinilor electrice trifazate /101/, prezintă avantajul unui număr redus de tiristoare, sarcina pe ele fiind însă mai mare, pentru aceeași putere de ieșire.

Schemele de convertoare directe sînt relativ simple. Deși au un număr mare de tiristoare, datorită comutației lor naturale, se elimină necesitatea unor condensatoare de comutație voluminoase și scumpe. Astfel, în ansamblu, prețul de cost este comparabil cu al altor tipuri de convertoare.

Dezavantajul acestor convertoare constă în faptul că gama de reglare a frecvenței este limitată la cca. (10-20) Hz și că au factor de putere redus, la viteze de rotație scăzute.

Astfel de instalații, pentru alimentarea cu tensiune și frecvență variabilă a mașinilor electrice sincrone, se realizează în prezent pentru puteri cuprinse între cîteva sute de kW și cîteva zeci de MW /24,122/.

### 2.1.2. Convertoare statice indirecte.

Convertoarele statice indirecte sînt convertoare cu circuit intermediar de curent continuu. Datorită faptului că cele două circuite de curent alternativ, între care are loc conversia energiei, sînt separate între ele prin circuitul intermediar de curent continuu, frecvența tensiunii de ieșire este independență de frecvența tensiunii de alimentare.

Schema de principiu a unui convertor static indirect cuprinde :

- un redresor;

- un circuit de filtrare a tensiunii continue;
- un invertor.

Există două tipuri de convertoare statice indirecte, în funcție de valoarea tensiunii de ieșire a redresorului, aplicată circuitului intermediar: cu tensiunea de ieșire variabilă și constantă.

### 2.1.2.1. Convertoare statice cu circuit intermediar de tensiune continuă variabilă.

La aceste convertoare, modificarea valorii tensiunii de ieșire se realizează prin tensiunea de comandă aplicată redresorului comandat.

Frecvența tensiunii de ieșire se stabilește prin tensiunea de comandă aplicată invertorului.

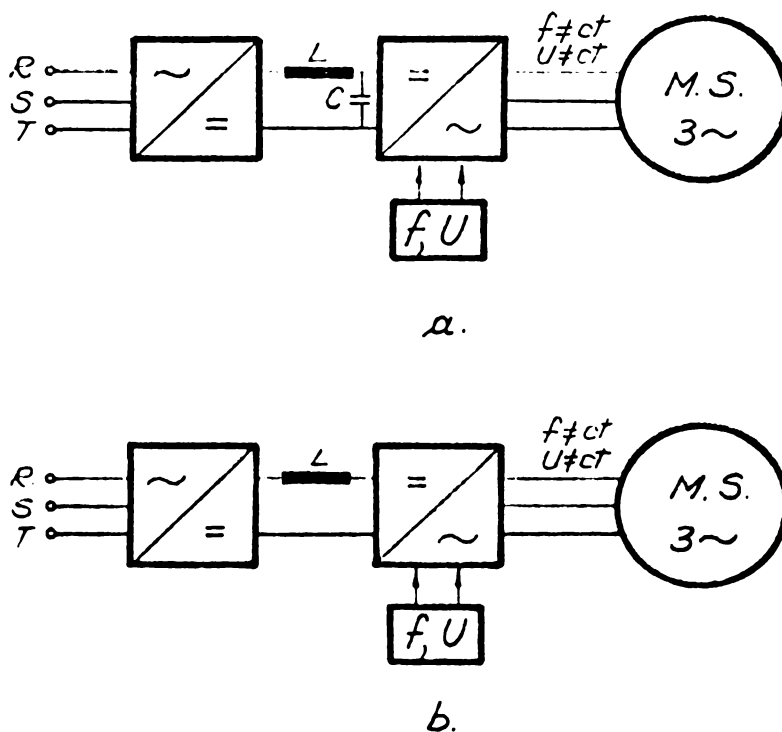


Fig. 2.3. Schema de principiu a unui convertor static indirect cu circuit intermediar de tensiune continuă variabilă: a. convertor de tensiune; b. convertor de curent.

Convertoarele indirecte cu tensiune continuă variabilă în circuitul intermediar se clasifică în convertoare de tensiune (Fig. 2.3 a) și convertoare de curent (Fig. 2.3 b), după cum în circuitul intermediar există o inductivitate și o capacitate de valoare mare, respectiv doar o inductivitate de valoare relativ mare. Invertorul funcționează deci cu valori ale tensiunii, respectiv ale curentului, practic constante.

Forma tensiunii de ieșire a unui convertor de tensiune,



pentru un unghi de comandă a tiristoarelor de  $180^\circ$ , este re-  
prezentată în figura 2.4. Conținutul mare de armonici al acestei unde

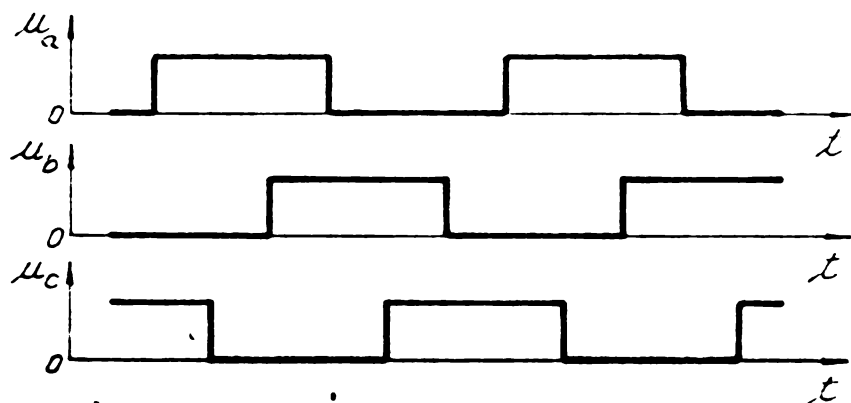


Fig. 2.4. Tensiunea de ieșire a unui  
convertor de tensiune.

rectangulare de tensiune precum și dimensiunile mari ale con-  
densatorului constituie dezavantaje ale acestor tipuri de con-  
vertor.

În figura 2.5 se indică forma tensiunii de ieșire (Fig.  
2.5 a) și a curentului de ieșire (Fig. 2.5 b) la un convertor  
de curent, pentru un unghi de comandă a tiristoarelor mai mic  
decît  $180^\circ$ .

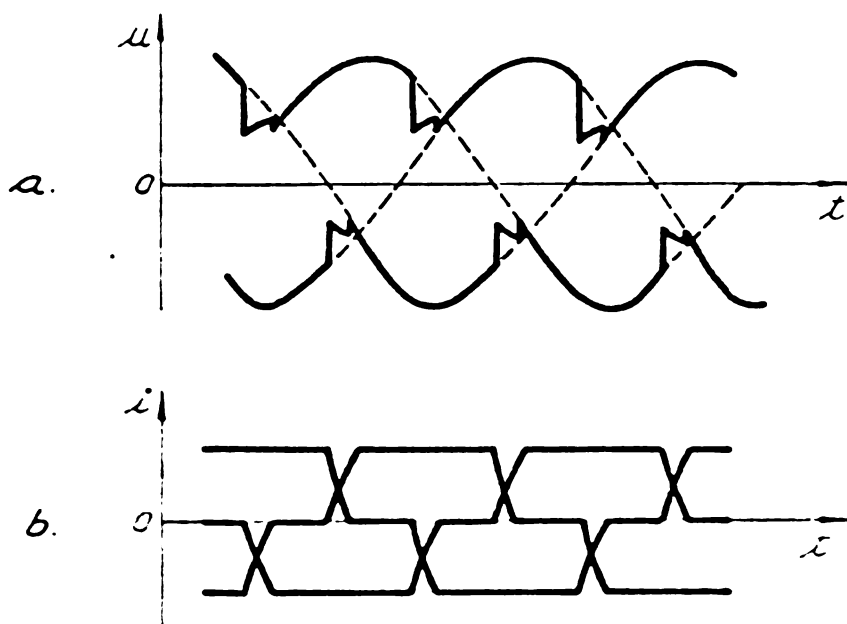


Fig.2.5. Variația mărimilor de ieșire  
ale unui convertor de curent:  
a: tensiunea de ieșire;  
b: curentul de ieșire.

#### 2.1.2.1.1. Invertor cu stingere independentă.

La acest tip de invertor /62,80,100,132/ se prevede un  
sistem de comutație utilizând unul sau mai multe condensatoare,

pentru a se realiza stingerea unui tiristor principal (Fig.2.6).

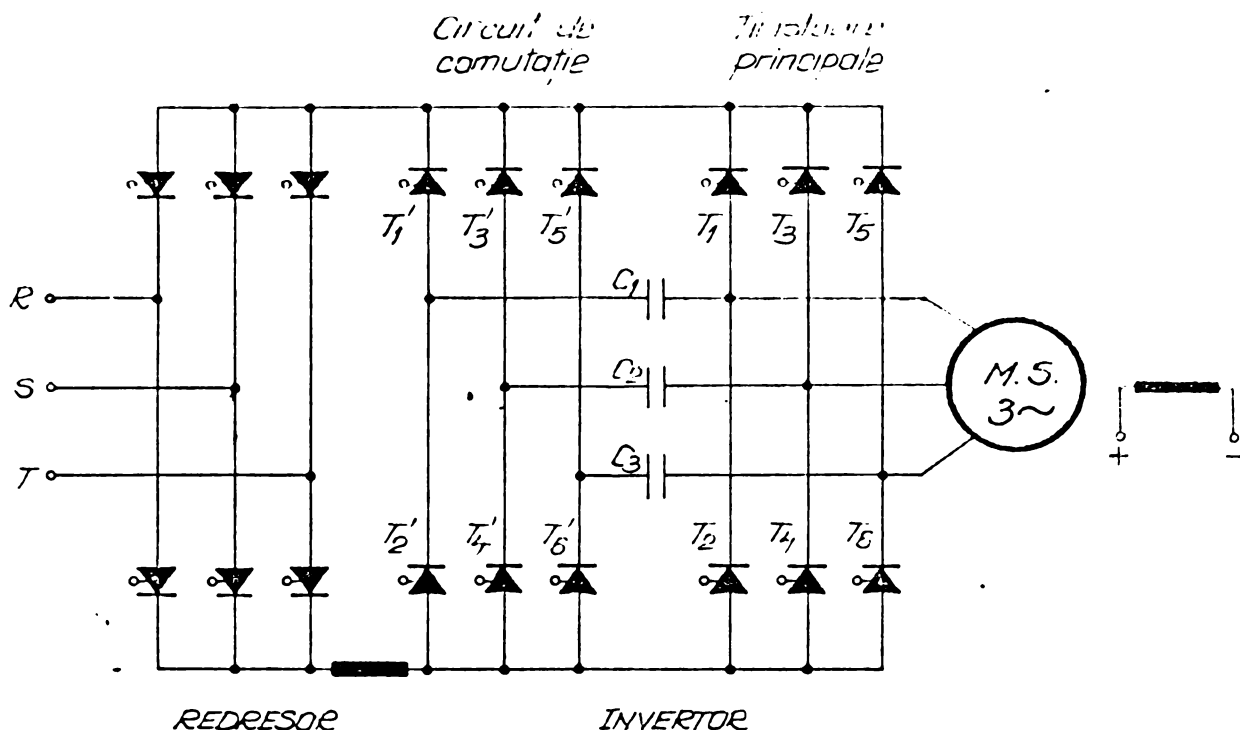


Fig.2.6. Convertor indirect de curent cu invertor cu stingere independentă.

Stingerea tiristoarelor principale  $T_1-T_6$  se realizează cu ajutorul condensatoarelor de comutație  $C_1-C_3$  și al tiristoarelor de comutație  $T_1'-T_6'$ .

La aceste dispozitive de comutație, condensatoarele de stingere trebuie să aibă suficientă energie înmagazinată, pentru stingerea tiristoarelor și pentru a asigura o anumită valoare a tensiunii inverse de blocare a tiristoarelor. Pentru a asigura o tensiune suficientă pe condensatoarele de stingere, la sarcini mici și frecvențe ridicate, se utilizează circuite auxiliare de încărcare a acestor condensatoare.

Faptul că, la puteri mari, condensatoarele de stingere sînt voluminoase și scumpe, limitează utilizarea în prezent a acestor invertore, denumite și, cu comutație forțată, pînă la 1 MVA.

#### 2.1.2.1.2. Invertor cu stingere autonomă.

Acest tip de invertor /27,162/ se caracterizează prin aceea că aprinderea unui tiristor principal determină stingerea tiristorului principal precedent. Din acest motiv, este denumit și invertor cu autocomutație.

Comanda tiristoarelor poate fi proprie sau externă.

Dacă succesiunea impulsurilor de aprindere a tiristoarelor este realizată independent de sarcină, invertorul se numește cu



comandă proprie. El are comutație forțată a tiristoarelor, prin intermediul unor condensatoare de stingere. Si-aceste invertoare se execută în prezent pentru puteri pînă la 1 MVA.

Sucesiunea impulsurilor de aprindere a tiristoarelor poate fi realizată de către sarcină, prin intermediul unui traductor de poziție TP montat pe arborele mașinii electrice sincrone, conform figurii 2.7. Energia reactivă necesară comutației tiristoarelor este furnizată prin supraexcitarea mașinii electrice sincrone, invertorul funcționînd astfel cu comutație naturală.

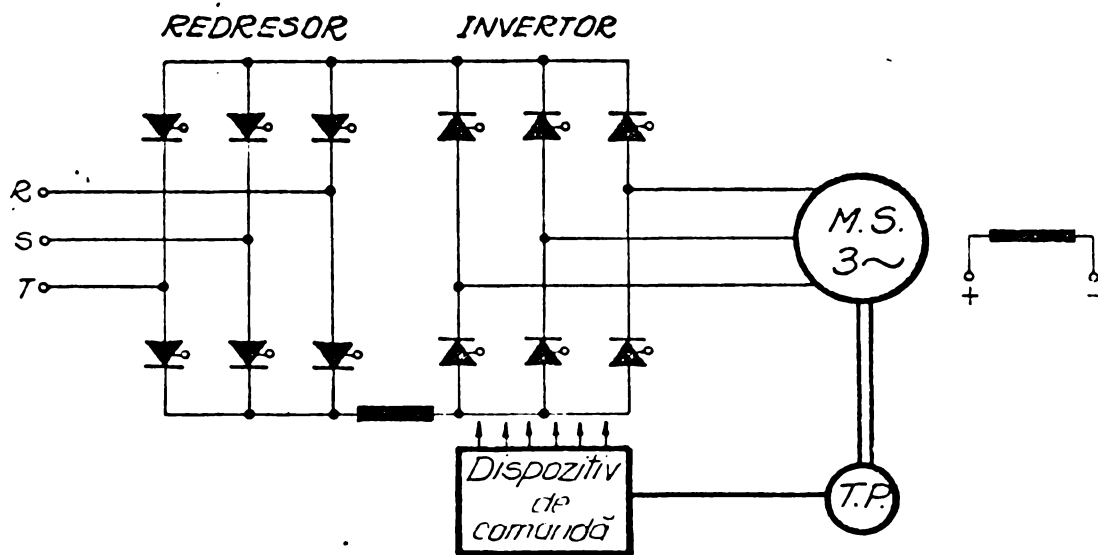


Fig.2.7. Convertor indirect de curent cu invertor cu comandă externă.

La turații mici, de (6-10)% din viteza de rotație nominală a mașinii electrice, sau la subexcitarea mașinii electrice, mașina electrică neputînd furniza această energie reactivă, invertorul trebuie trecut în regim cu comutație forțată; în acest scop se utilizează următoarele metode:

- introducerea unor circuite compuse dintr-un condensator de stingere și un tiristor auxiliar, procedeu adecvat pentru puteri pînă la cîteva sute de kVA /79,162/;

- anularea curentului din circuitul intermediar de curent continuu, procedeu ce se poate aplica pentru orice putere /125/.

Aceste invertoare se numesc cu comandă de la sarcină și se execută în prezent pentru puteri pînă la cîteva MVA.

În afară de invertoarele cu stingere independentă, cele cu stingere autonomă prezintă avantajul unui număr mai redus de tiristoare, al unor scheme de comandă mai simple și al utilizării mai raționale a tiristoarelor, dat fiind faptul că tensiunea maximă aplicată pe tiristoarele principale este mai redusă.

Schemele care utilizează convertoare statice cu circuit intermediar de tensiune continuă variabilă au ca dezavantaj calitate dinamice mai scăzute.

Acestea sînt motivate de faptul că între variația tensiunii de comandă a redresorului și efectul acestei variații asupra tensiunii de ieșire a convertorului, trece un timp, determinat de constanta de timp mare a elementului de filtrare din circuitul intermediar de curent continuu.

### 2.1.2.2. Convertoare statice cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă.

La convertoarele cu tensiune constantă în circuitul intermediar, alcătuite dintr-un redresor necomandat și un invertor, reglarea valorii și frecvenței tensiunii de ieșire se realizează numai pe invertor.

Problema importantă care se pune în cazul acestor convertoare este obținerea unei tensiuni alternative de amplitudine variabilă, pornind de la o tensiune continuă constantă. În principiu, se utilizează două metode pentru realizarea acestei tensiuni variabile.

- a) comanda prin varierea lățimii pulsurilor sau prin însumarea a două tensiuni defazate între ele;
- b) comanda prin impulsuri de tensiune.

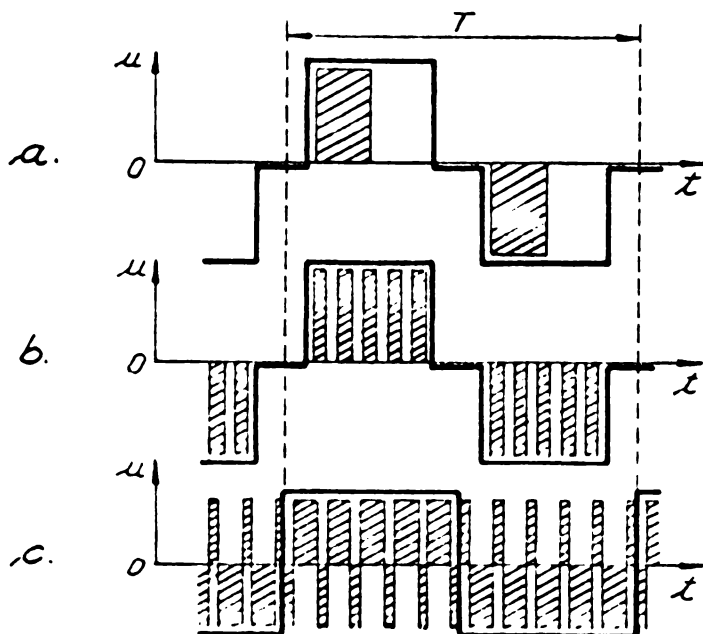


Fig.2.8. Tensiunea de ieșire a convertorului cu tensiune constantă în circuitul intermediar:  
a. comanda prin varierea lățimii pulsurilor;  
b.;c. comanda prin impulsuri de tensiune.

În figura 2.8 este prezentată forma tensiunii de ieșire obținută în cazul comenzii prin varierea lățimii pulsurilor, o formă identică a tensiunii obținându-se și prin însumarea a două tensiuni parțiale decalate în timp.

Tensiunea alternativă de fază a invertorului poate fi variată continuu, de la valoarea zero pînă la valoarea maximă, prin

modificarea unghiului de comandă sau a unghiului de comandă și a naturii sarcinii.

Armonica fundamentală este, în general, mai redusă, aceasta implicând un conținut mărit de armonici superioare, care se manifestă în principal prin prezența armonicilor de ordin multiplu de 3. Creșterea armonicii fundamentale se poate realiza prin combinarea diverselor scheme de bază, de invertoare, măruindu-se numărul de pulsuri /97/.

În figura 2.9. este prezentată variația în timp a tensiunii de fază a unui inverter cu 12 pulsuri, alcătuit din 6 invertoare cu 2 pulsuri, comandat prin varierea lățimii pulsurilor, pentru diferite unghiuri de comandă.

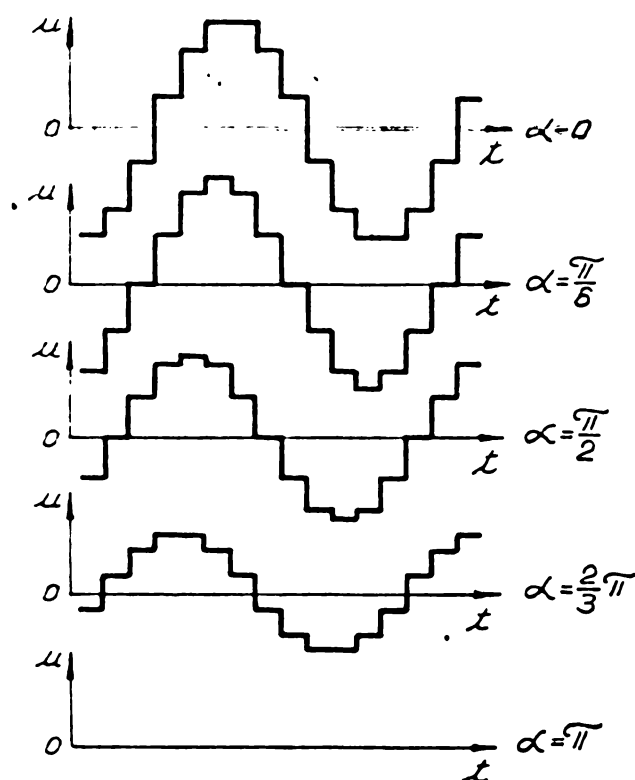


Fig.2.9. Tensiunea de fază a unui inverter cu 12 pulsuri, comandat prin varierea lățimii pulsurilor, pentru diverse unghiuri de comandă.

Soluția este relativ scumpă și complicată din punct de vedere tehnic.

Acest argument, alături de conținutul mărit de armonici superioare, motivează faptul că tipul de convertor prezentat nu s-a extins prea mult.

Variațiile tensiunii, indicate în figurile 2.8 b și 2.8 c, rezultă la funcționarea inverterului comandat prin impulsuri. În acest caz, pulsul de tensiune este compus dintr-o succesiune repetată de impulsuri mai scurte.

În figura 2.8 b, tensiunea de ieșire poate fi maximă pozitivă, maximă negativă sau zero, inverterul fiind denumit cu "comportare tripozițională". În figura 2.8 c tensiunea de ieșire poate fi doar maximă pozitivă sau maximă negativă, inver-

rul avînd astfel o "comportare bipozițională".

Convertoarele care funcționează cu comandă prin impulsuri au tensiunea de ieșire cu un conținut mai redus de armonici superioare în domeniul frecvențelor joase, decît cele cu comandă prin varierea lățimii pulsurilor. Armonicele de ordinul 3 și 9, care, la comanda prin varierea lățimii pulsurilor au valori însemnate, dispar complet. Apar însă armonici de frecvență ridicată (cca. 600 - 1200 Hz), determinate de frecvența impulsurilor, care deranjează însă mai puțin.

Armonica fundamentală a tensiunii și cea a curentului de ieșire pot fi mărite prin varierea continuă, în cursul unei semiperioade, a duratei impulsurilor de tensiune, astfel încît variația mărimilor de ieșire să se apropie cît mai mult de o sinusoidă. Această variație sinusoidală se impune prin intermediul schemei de reglare. Procedeu poartă denumirea de "modelarea impulsurilor în durată ( MID )" după o lege sinusoidală sau denumirea de "subondulare".

Principiul subondulării este prezentat în figura 2.10, indicîndu-se forma impulsurilor de tensiune, armonica fundamentală a tensiunii și forma de undă a curentului de fază.

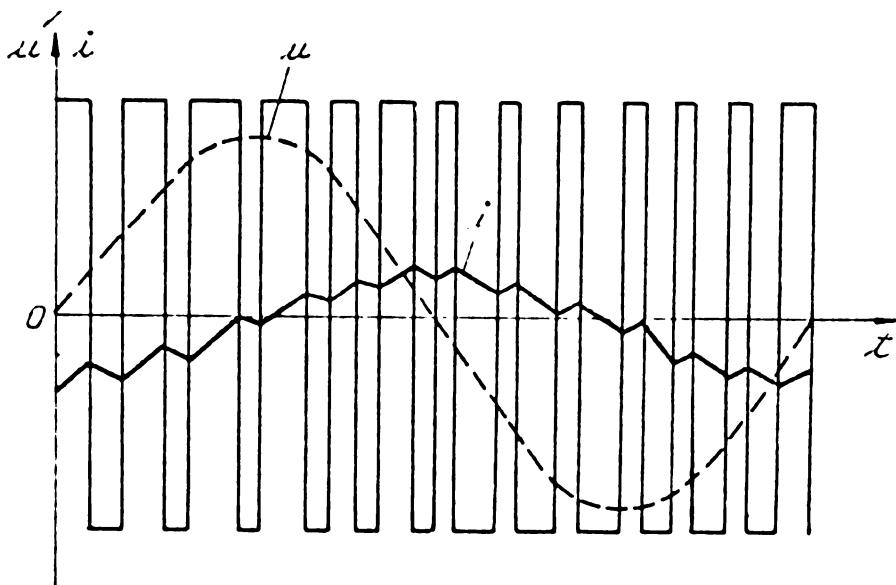


Fig.2.10. Principiul subondulării.

Schema de principiu pentru un invertor funcționînd pe baza acestui procedeu este redată în figura 2.11. În prezent, astfel de invertoare se execută pentru puteri ajungînd pînă la 1000 kVA /26,129,130/, limită ce se apreciază că va fi extinsă în viitor.

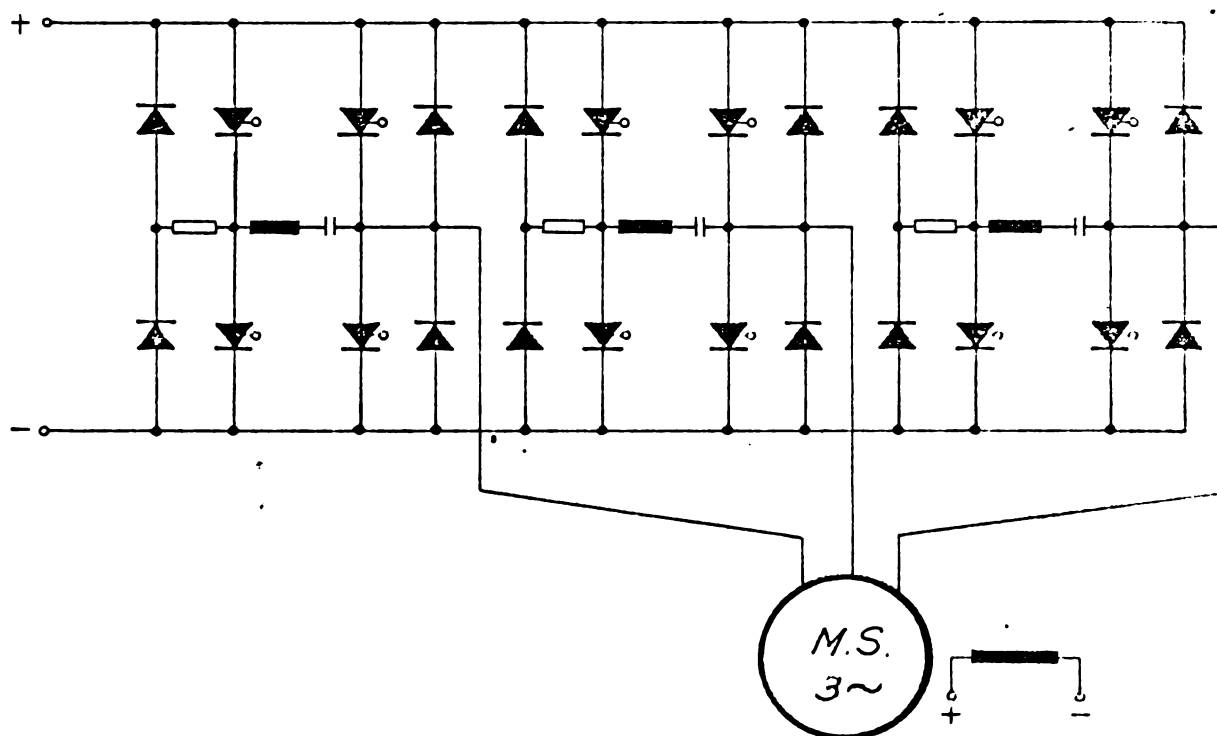


Fig.2.11. Schema de principiu a unui convertor funcționând pe principiul MID.

Avantajul de a produce la ieșire curenți de o formă cât mai apropiată de o sinusoidă, pe care îl oferă acest tip de convertor, este deosebit de important, dat fiind faptul că numai convertoare cu asemenea calități se pot conecta în paralel.

## 2.2. Comportarea mașinilor electrice sincronizate alimentate de la convertoare statice.

Comportarea mașinilor electrice sincronizate alimentate de la convertoare statice este determinată de modul de comandă a tiristoarelor inverterului, deci de modul în care se obține frecvența de lucru a inverterului.

Invertoarele se realizează, în practică, în două variante:

- a) inverter cu comandă proprie;
- b) inverter cu comandă externă.

Inverterul cu comandă proprie își stabilește singur frecvența impulsurilor de comandă, independent de mașina electrică sincronă. Caracteristicile mașinii electrice sînt, în acest caz, cele ale unui motor electric sincron clasic, alimentat de la o rețea cu tensiune și frecvență reglabile. Pornirea mașinilor electrice sincronizate alimentate de la invertoare cu comandă proprie se realizează prin creșterea progresivă, de la valoarea zero, a frecvenței de ieșire a inverterului.

Inverterul cu comandă externă sau de la sarcină, are frec-

vența impulsurilor de comandă stabilită din exteriorul său, de către mașina electrică, prin intermediul unui traductor de poziție cuplat pe axul mașinii electrice. În figura 2.12 este prezentată schema bloc a unui asemenea ansamblu, realizat cu convertor static indirect de curent constant, schemă ce conține și aparatajul de comandă, reglare și control.

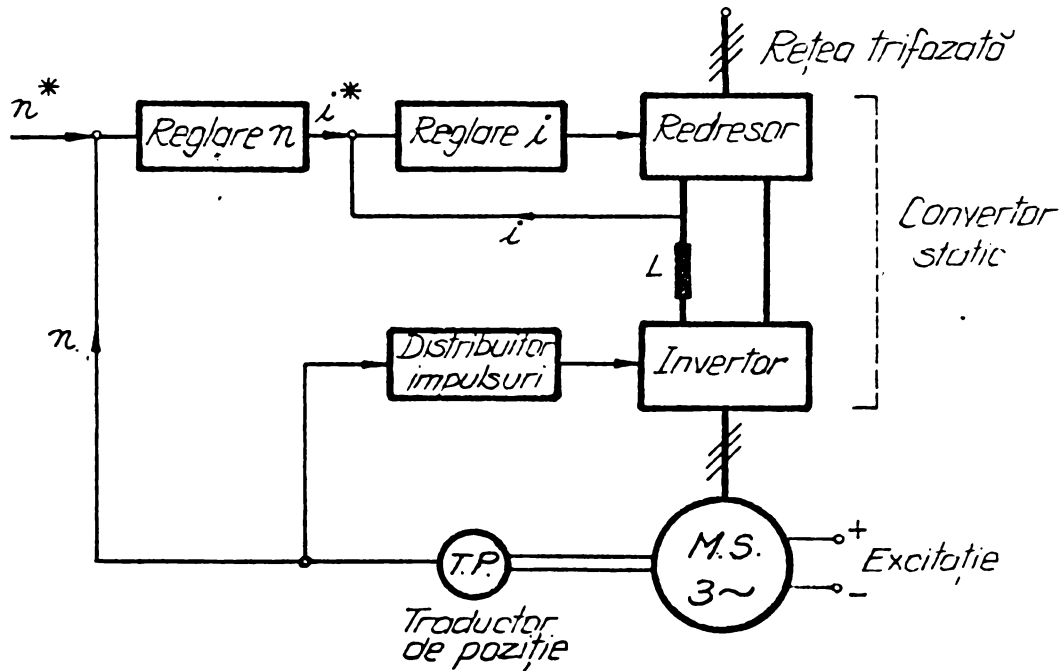


Fig.2.12. Schema bloc a ansamblului convertor static cu comandă de la sarcină - mașină electrică sincronă.

Principiul de funcționare a ansamblului invertor de curent constant cu comandă de la sarcină - mașină electrică sincronă este reprezentat grafic în figura 2.13 /78,163/. Invertorul considerat este cu 6 pulsuri, cu schema în punte trifazată, schemă utilizată la mașinile de putere medie și mare.

Traductorul de poziție generează, la o rotație a rotorului, un tren de 6 impulsuri dreptunghiulare decalate cu  $60^\circ$ . Simultan sînt deschise două elemente semiconductoare. Considerăm deschise tiristoarele  $T_4$ ,  $T_1$ , în intervalul  $(0 - 60)$  grade electrice. După efectuarea de către rotor a unei rotații de  $60/p$  grade geometrice, se comandă deschiderea tiristorului  $T_6$ . În intervalul  $(60 - 120)$  grade electrice sînt deschise tiristoarele  $T_1$ ,  $T_6$ . Succesiunea de deschidere este în continuare  $T_6$ ,  $T_3$ ;  $T_3$ ,  $T_2$ ;  $T_2$ ,  $T_5$ ;  $T_5$ ,  $T_4$ .

În concluzie, în indus se obține un "cîmp magnetic săritor", datorită numărului finit al elementelor semiconductoare.

Deci, la mașinile electrice sincrone alimentate de conver-



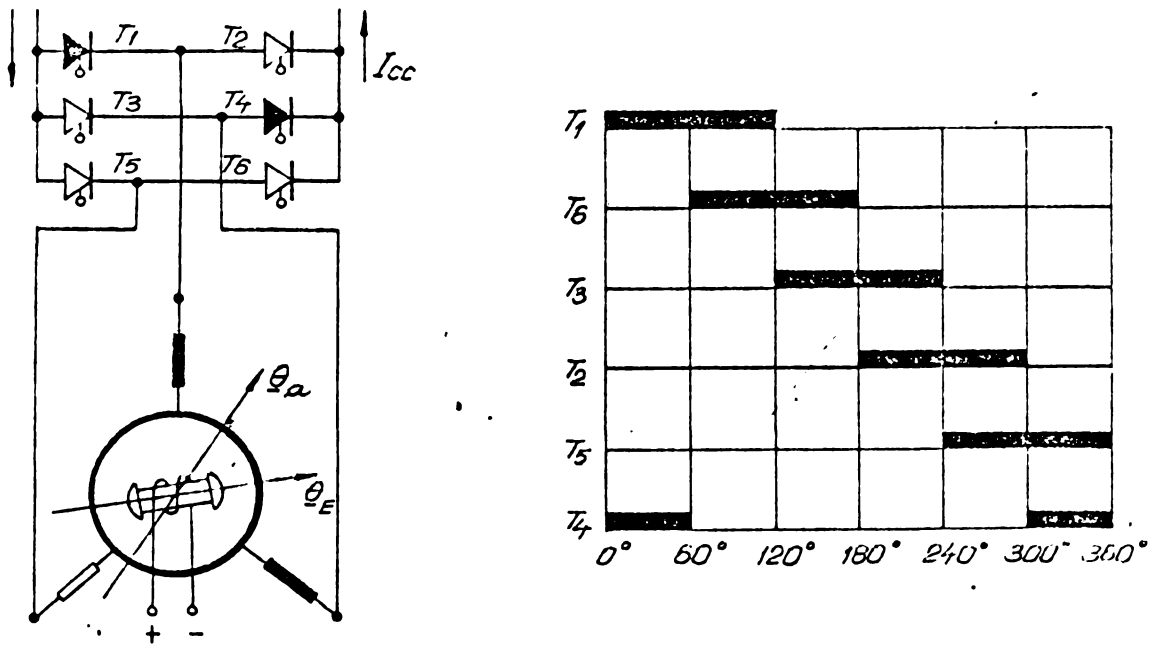


Fig.2.13. Principiul de funcționare a ansamblului inverter de curent constant, cu comandă de la sarcină - mașină electrică sincronă.

toare indirecte de curent, cu comandă de la sarcină, unghiul electric dintre axele magnetice ale solenației din stator și rotor, respectiv ale solenației indusului și excitației,  $p\beta$ , este o funcție de timp.

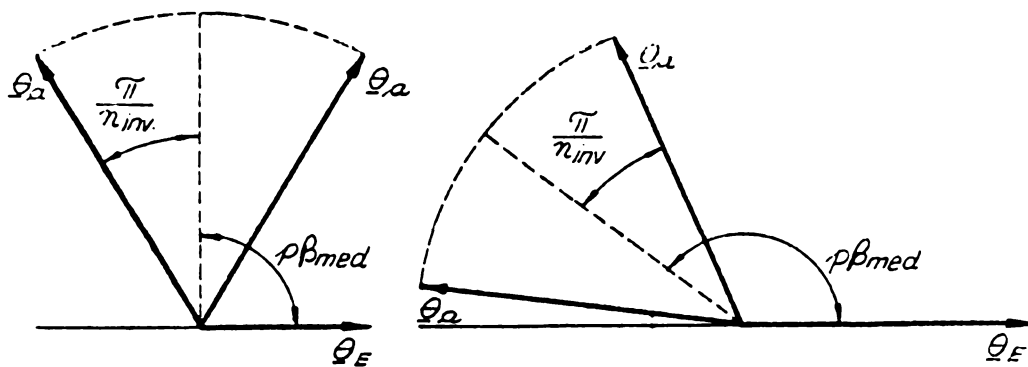


Fig.2.14. Poziția relativă a solenațiilor indusului și excitației mașinii electrice, pentru ansamblul din figura 2.12.

- a.  $p\beta_{med} = 90^\circ$ ;
- b.  $p\beta_{med} > 90^\circ$ .

Acest unghi variază între o valoare maximă  $p\beta_{max}$  și o valoare minimă  $p\beta_{min}$  (Fig.2.14), astfel ca :

$$p\beta_{max} - p\beta_{min} = 2\pi/n_{inv}. \quad (2.1)$$

$n_{inv}$ . fiind numărul de faze al inverterului.

Pentru invertorul hexafazat considerat, se obține :

$$p\beta_{\max} - p\beta_{\min} = 2\pi/6 \quad (2.2)$$

Valoarea sa medie :

$$p\beta_{\text{med}} = \frac{p\beta_{\max} + p\beta_{\min}}{2} \quad (2.3)$$

este constantă, depinzând de comanda invertorului. Diagramele din figura 2.14 sînt construite pentru  $p\beta_{\text{med}} = 90^\circ$  (Fig.2.14a), respectiv  $p\beta_{\text{med}} > 90^\circ$  (Fig. 2.14b).

Unghiul  $p\beta$  obține o valoare practic constantă în cazul unui invertor ideal, cu un număr de elemente semiconductoare identic cu cel al lamelelor de colector, la o mașină electrică de curent continuu.

Privită sub acest aspect, funcționarea ansamblului invertor - mașină electrică este similară cu cea a unei mașini electrice de curent continuu, prin aceea că :

- este alimentat cu tensiune continuă, de la redresor;
- conține un convertor de frecvență înglobat, care funcționează la fel ca un comutator mecanic fix, plasat în stator, pe care alunecă un sistem de perii mobile.

De aici , și denumiri întîlnite în literatură, de motor de curent continuu cu comutație electronică (statică) sau fără colector /40,42,76,81,112,116,124 - 126,140/.

Traductorul de poziție sesizează poziția unghiulară a rotorului față de stator și, prin distribuitorul de impulsuri (Fig.2.12 ), comandă corespunzător elementele semiconductoare ale invertorului. Se stabilește astfel o dependență rigidă între viteza de rotație a cîmpului magnetic învîrtitor statoric și poziția rotorului.

Din acest punct de vedere mașina electrică se comportă similar cu o mașină electrică sincronă, deoarece :

- este alimentată cu tensiune alternativă, de la invertor;
- frecvența tensiunii de alimentare este dependentă de viteza de rotație a cîmpului magnetic inductor, deci de viteza de rotație a mașinii electrice.

Această mașină electrică sincronă, alimentată de la un invertor de curent constant, funcționează cu unghiul intern variabil nu numai în raport cu sarcina, ci și în limitele comenzii, similar cu unghiul  $p\beta$  (Fig.2.14).

Spre deosebire de această situație, în cazul în care mașina electrică este alimentată de la un invertor de tensiune constantă,



unghiul intern este constant atît în raport cu unghiul  $p\beta$  cît și în raport cu sarcina /94-96/.

În concluzie, comportarea ansamblului invertor cu comandă de la sarcină - mașină electrică sincronă depinde de așa numitul "comutator static", alcătuit din traductorul de poziție și invertor.

Prezența comutatorului static conferă acestui ansamblu caracteristicile unui nou tip, distinct, de mașină electrică, denumită mașină electrică cu comutație statică - MECS. Frecvența de alimentare a MECS depinde de viteza de rotație a mașinii electrice și de elementele specifice funcționării distribuitorului de impulsuri și invertorului.

### 2.3. Tipuri constructive de MECS.

Diversitatea variantelor constructive existente, de MECS, este motivată de gama extinsă de puteri și viteze de rotație precum și de multiplele domenii de utilizare.

#### 2.3.1. Micromașini electrice cu comutație statică.

Aceste tipuri de MECS se utilizează pentru puteri de ordinul zecimilor de watt pînă la cîteva kW și viteze de rotație nominale între 1000 și cîteva zeci de mii de rot./min. /29,98,141/

MECS cu turații foarte mari, atîngînd 60000 rot./min., au lagăre cu suspensie pe pernă de aer sau magnetică /164/.

Pentru realizarea inductorului micromașinilor cu comutație statică se utilizează magneți permanenți fixați, prin presare sau prin turnare, pe arborele nemagnetic al rotorului. Acești magneți permanenți pot avea formă cilindrică sau stelată, cei din urmă fiind prevăzuți cu piese polare. La mașinile cu rotorul în exterior și statorul în interior, se utilizează magneți tubulari /42/.

Indusul este executat, în general, din tole de oțel electrotehnic /40/ sau din ferită moale /76/. Poate fi prevăzut cu creștături sau cu poli aparenti. Poate fi de asemenea neted, de formă inelară, înfășurarea fiind fixată în acest caz, prin lipire, direct pe circumferința interioară /70/. Înfășurarea indusului se realizează din două, trei sau patru secțiuni conectate în diverse moduri. Ea determină tipul schemelor invertorului /116/.

Pentru MECS cu puteri pînă la zeci de watt, convertoarele statice se realizează cu tranzistoare; pentru puteri mai mari, cu tiristoare.

Tipurile de traductoare de poziție utilizate pentru comanda elementelor semiconductoare sînt: traductoare de poziție cu con-

tacté, fototraductoare, traductoare de poziție inductive - de tip, resolver, inductosyn sau transformator diferențial, traductoare galvano-magnetice utilizând magnetorezistoare sau generatoare Hall, traductoare ferorezonante /116,137,140/.

### 2.3.2. MECS de puteri medii și mari.

În această categorie intră în considerare MECS cu puteri cuprinse între câțiva kW și câțiva MW și viteze de rotație nominale de 1000-3000 rot./min. Limitele de reglare a vitezei de rotație sînt, în mod obișnuit, 10:1, 20:1, 50:1.

În majoritatea cazurilor, prezentate în literatura de specialitate, sînt utilizate mașini sincrone obișnuite, cu înfășurarea de excitație alimentată în curent continuu /4,57,75/.

Pentru a elimina contactele alunecătoare, firma Siemens construiește următoarele două tipuri de mașini electrice, cunoscute sub denumirea de SIMOTRON /2,161,163/: a) la puteri de (7,5-30) kW, mașini electrice sincrone excitate cu magneti permanenți ; b) pentru puteri de (20-200) kW, mașini electrice sincrone cu reluctanță, excitate în curent continuu, de o înfășurare statorică; rotorul este masiv, fără înfășurare, executat din tole de fero-siliciu.

Convertoarele statice utilizate pentru MECS de putere medie și mare sînt de tipul cu circuit intermediar de tensiune continuă variabilă, cu 4 respectiv 6 pulsuri; schemele respective diferă între ele prin metodele de stingere a tiristoarelor invertorului, în regimurile de pornire și de funcționare la turații scăzute ale mașinii electrice /60, 62/. Se întîlnesc de asemenea convertoare statice care funcționează pe principiul subondulării /133/.

Traductoarele de poziție adecvate acestei categorii de MECS sînt: traductoare inductive cu transformator diferențial, traductoare cu generatoare Hall sau traductoare fotoelectrice.

### 2.3.3. MECS de puteri foarte mari.

MECS de puteri foarte mari pot fi:

- mașini lente;
- mașini cu viteză de rotație ridicată.

În prima categorie intră în considerare MECS de (1-15) MW cu viteze de rotație nominale scăzute, de (8-20) rot/min.

Din cea de a doua categorie fac parte MECS homopolare de puteri pînă la 50 MW și viteze de rotație pînă la (4000-5000) rot/min. sau de (25-30) MW, la viteze de rotație maxime de 6000 rot/min.

Domeniul specific de utilizare al MECS lente, și anume, acela al acționării morilor și cuptoarelor de ciment, impune o construcție specială mașinii electrice sincrone (21,135,147).

Statorul este de formă inelară, deplasabil pe placa de fundament. Aceste mașini electrice nu au propriu zis un arbore, rotoarele lor fiind cuprinse în tamburul morii sau cuptorului. Lungimea tamburului este de cca. 16 m, diametrul său exterior atinge 4-6 m. Polii rotorici, în număr de 40-44, sînt plasați direct pe tambur.

Răcirea mașinii electrice se realizează în circuit închis.

Pornirea sa are loc prin mărirea progresivă a frecvenței de alimentare de la valoarea zero la cea maximă, mașina sincronă fiind alimentată de la un cicloconvertor. Pentru mașini sincrone cu puteri mai mari decît 7 MW se utilizează scheme cu 12 pulsuri, micșorîndu-se astfel mult conținutul în armonici al curentului și tensiunii de ieșire. În funcție de puterea instalației, se întrebuintează răcirea cu aer sau cu apă /121/ a elementelor convertorului static.

Mașinile electrice sincrone homopolare de putere mare și viteză de rotație ridicată sînt alimentate, în mod obișnuit, de la convertoare statice cu circuit intermediar de tensiune continuă variabilă, cu 6 pulsuri. Infășurarea de excitație a mașinii electrice sincrone este conectată în serie în circuitul de curent continuu al convertorului static, îndeplinind și rolul de bobină de filtrare.

Răcirea acestor mașini electrice sincrone se realizează cu aer sub presiune sau apă, care circulă prin canale speciale practicate în creștăturile statorului. Infășurarea de excitație poate fi răcită cu apă, conductoarele sale fiind tubulare /28/.

#### 2.4. Concluzii.

Dezvoltarea convertoarelor statice de tensiune și frecvență a reactualizat studiul și utilizarea mașinilor electrice sincrone comandate cu tensiune și frecvență variabile.

Domeniul respectiv este în plină evoluție, datorită multiplelor avantaje ale motorului electric sincron față de motorul electric de curent continuu sau motorul electric asincron.

Principiile constructive ale convertoarelor statice sînt diverse, urmărindu-se realizarea unor parametri de ieșire care să satisfacă cerințele acționărilor electrice cu viteză de rotație reglabilă, într-o gamă foarte extinsă de puteri și de viteze de rotație.

Schemele electrice de acționare, utilizând mașini electrice sincrone alimentate de la convertoare indirecte de curent, sînt de preferat în acționările electrice cu plajă largă de reglare a vitezei de rotație, funcționînd în condiții dificile.

Aceste scheme conțin următoarele elemente componente:

- mașina electrică propriu-zisă, de tip sincron;
- convertorul static indirect, de curent constant, inverterul fiind cu comandă de la sarcină;
- traductorul de poziție;
- aparatajul de comandă, reglare și control.

Ansamblul mașină electrică sincronă-invertor cu comandă de la sarcină reprezintă mașina electrică cu comutație statică, MECS.

Funcționarea acestei mașini electrice este dependentă de comutatorul său static, ansamblul traductor de poziție-invertor.

MECS îmbină simplitatea constructivă, robustețea și siguranța înaltă la funcționarea de lungă durată - însușiri caracteristice mașinilor electrice sincrone, cu posibilitățile de reglaj al vitezei de rotație și indicatorii energetici superiori ai mașinilor electrice de curent continuu.

Aceste avantaje constructive și funcționale, oferite de MECS, motivează inevitabilă lor răspîndire în domenii necesitînd fiabilitate, funcționare silențioasă, durată mare de funcționare neîntreruptă, performanțe dinamice ridicate și indicatori tehnico-economici superiori.

Principalul motiv, care limitează momentan utilizarea generală a MECS, îl constituie costul ridicat al dispozitivelor semiconductor.

Tendința generală de simplificare a schemelor de forță și de reglare ale convertoarelor statice și, în același timp, de îmbunătățire a performanțelor lor și de miniaturizare, va elimina acest unic dezavantaj, MECS devenind competitive, în orice domeniu, cu mașinile electrice de curent continuu, cu colector.

### 3. FUNCTIONAREA MECS CA MASINA ELECTRICA SINCRONA

În funcționarea MECS, prin intermediul traductorului de poziție și al distribuitorului de impulsuri de comandă a invertorului, se realizează sincronism între viteza de rotație a câmpului magnetic învârtitor statoric și viteza de rotație a rotorului mașinii electrice.

În schema MECS, analizată în această lucrare (Fig.3.1), adecvată pentru puteri medii și mari și pentru viteze de rotație nominale de 1000-3000 rot./min., cu posibilitate de reglare a vitezei de rotație în limitele 10:1, 20:1, 50:1, mașina electrică este alimentată printr-un inverter de curent constant, de tipul în punte trifazată comandată.

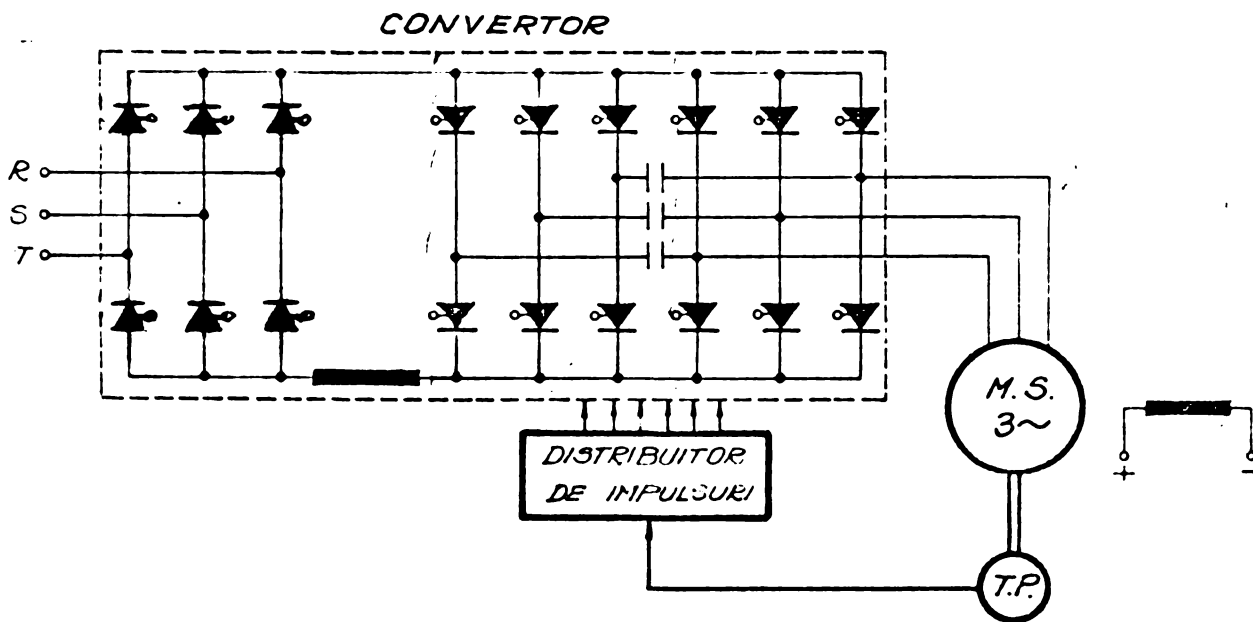


Fig.3.1. Schema electrică a MECS.

Considerând repartiție sinusoidală a inducției magnetice de-a lungul pasului polar, în întrefierul mașinii electrice, și neglijând virfurile de tensiune și de curent care apar la comutații, variația în timp a mărimilor de fază - tensiune la borne (a) și curent (b) ale mașinii electrice din schema MECS, este indicată în figura 3.2.

Prin urmare, MECS poate fi considerată, pe de o parte, ca o mașină electrică sincronă, trifazată, alimentată cu tensiune

alternativă nesinusoidală.

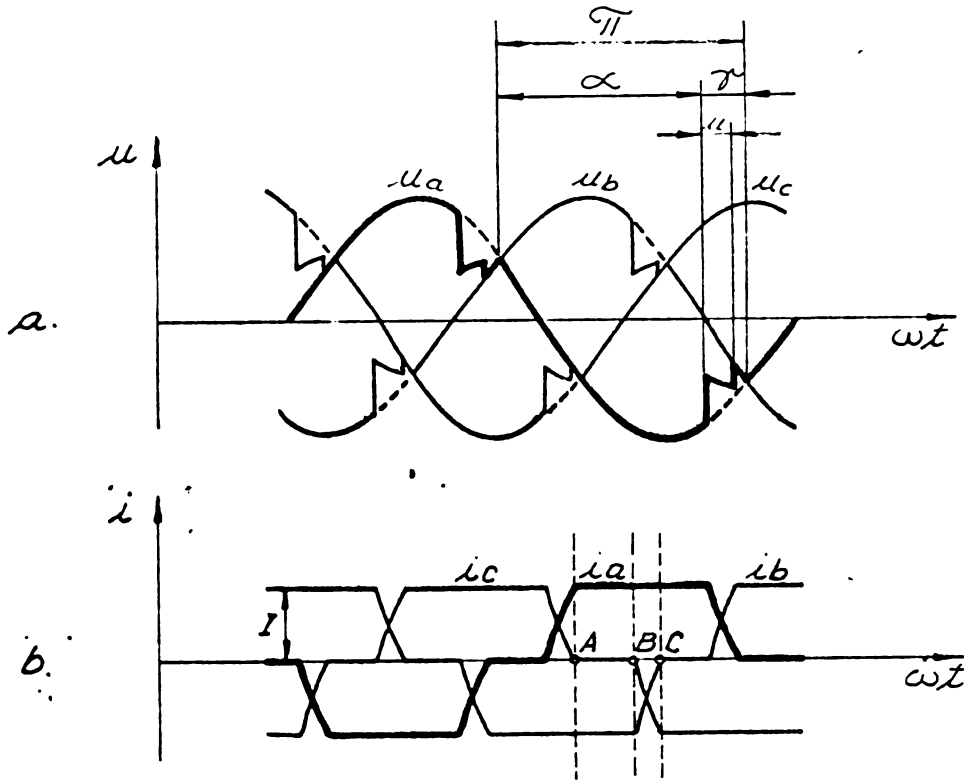


Fig.3.2. Succesiunea perioadelor de conducție și de comutație, în funcționarea MECS.

Pe de altă parte, MECS se poate considera ca fiind o mașină electrică sincronă trifazată cu un regim de funcționare constituit dintr-o succesiune de perioade de conducție și de comutație /1/.

Perioada de conducție corespunde intervalului AB din figura 3.2.

În timpul perioadei de conducție, curentul constant  $I$  se stabilește prin două faze ale mașinii electrice, curentul prin cea de a treia fază fiind nul (Fig.3.3 a).

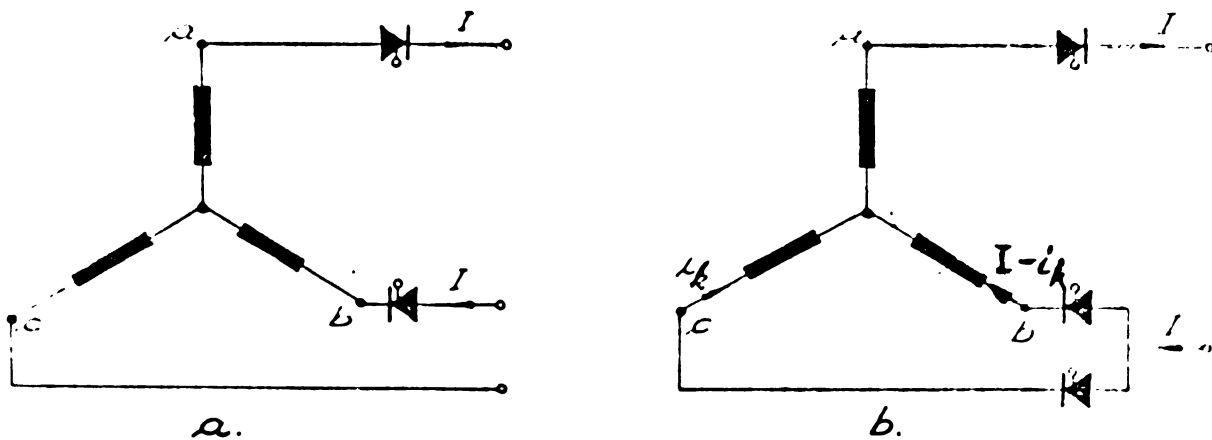


Fig.3.3. Circuitele echivalente ale MECS:  
 a. perioada de conducție;  
 b. perioada de comutație.



$$i_a = I \quad i_b = -I \quad i_c = 0 \quad (3.1)$$

Perioada de comutație corespunde intervalului BC din figura 3.2.

Această perioadă este caracterizată prin unghiul de comutație sau de suprapunere,  $u$ , corespunzător timpului de comutație  $t_k$ .

În timpul perioadei de comutație, curenții în cele trei faze ale mașinii electrice sînt (Fig.3.3 b):

$$i_a = I \quad i_b = -I + i_k \quad i_c = -i_k \quad (3.2)$$

$i_k$  fiind curențul de comutație.

### 3.1. Ecuatiile de funcționare ale mașinii electrice sincrone din schema MECS, în teoria celor două axe.

Se consideră mașina electrică sincronă din schema MECS, o mașină electrică sincronă trifazată, rotorul fiind prevăzut cu poli proeminenți. Statorul mașinii electrice este simetric și are o înfășurare trifazată simetrică, în stea. În rotor sînt amplasate trei înfășurări: înfășurarea de excitație E și înfășurarea de amortizare longitudinală D, ambele cu axele după axa de simetrie longitudinală  $d$  a mașinii electrice, respectiv înfășurarea de amortizare transversală Q, cu axa după axa transversală  $q$  a mașinii electrice.

Considerînd o mașină electrică model care are:

- circuitul magnetic nesaturat și  $\mu_{Fe} = \infty$ ;
- toate înfășurările repartizate sinusoidal de-a lungul pasului polar;
- întrefierul constant în lungul pasului polar; rotorul mașinii electrice are un interstițiu nemagnetic, după axa  $d$ , care determină reluctanțe magnetice diferite după cele două axe ,

se obține o repartiție sinusoidală a inducției magnetice de-a lungul pasului polar, în întrefierul mașinii electrice.

Se neglijează de asemenea pierderile în fier.

Schema mașinii electrice model, pentru care sînt valabile ipotezele enunțate, este redată în figura 3.4 a /41/, mașina electrică fiind considerată în regim de motor.

Poziția rotorului este caracterizată prin unghiul electric  $\mathcal{J}$  dintre axa  $d$  și axa de referință A. Unghiul dintre axa fazei de ordinul  $\lambda$  și axa A este:

$$\mathcal{J}_\lambda = (\lambda - 1) \frac{2\pi}{3} \quad (3.3)$$

Mașina electrică echivalentă, din punct de vedere energetic, cu mașina electrică reală, are schema electrică reda-

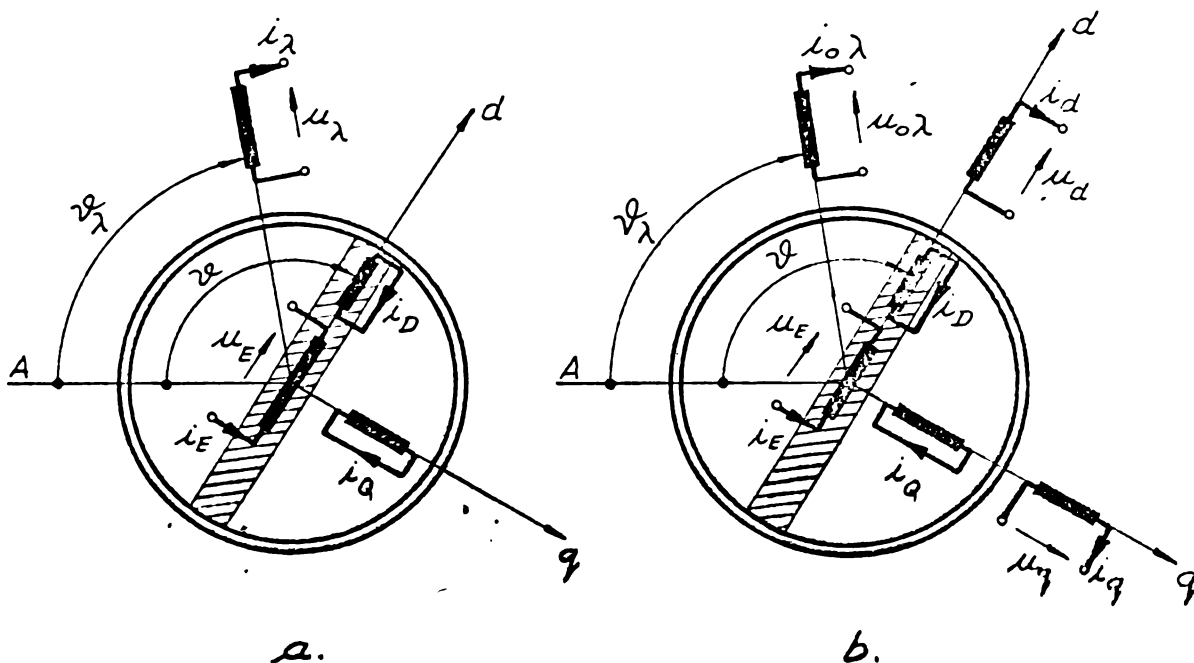


Fig.3.4. Schemele electrice pentru:  
 a. mașina electrică sincronă, bipolară, cu poli proeminenți, în cazul considerării armonicii fundamentale a inducției în întrefier;  
 b. mașina electrică echivalentă.

tă în figura 3.4 b și următoarele ecuații de funcționare, în sistemul de axe d,q,0 /41/.

Mașina electrică sincronă trifazată fiind simetrică, mărimile  $u_{0\lambda}$ ,  $i_{0\lambda}$ ,  $\Psi_{0\lambda}$  nu se mai scriu cu indicele  $\lambda$ , deoarece pentru  $m=3$ ,  $i_{01}=i_{02}=i_{03}=i_0$  și deci ecuația pentru toate cele trei înfășurări statorice fixe este aceeași.

$$\begin{aligned}
 u_d &= R_d i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q \frac{d\vartheta}{dt} \\
 u_q &= R_q i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_d \frac{d\vartheta}{dt} \\
 u_0 &= R_0 i_0 + \frac{d\Psi_0}{dt} \\
 u_E &= R_E i_E + \frac{d\Psi_E}{dt} \\
 0 &= R_D i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} \\
 0 &= R_Q i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} \\
 p(\Psi_q i_d - \Psi_d i_q) &= m_m + \frac{J}{p} \frac{d^2\vartheta}{dt^2} \\
 \Psi_d &= L_{dd} i_d + L_{Dd} i_D - L_{Ed} i_E \\
 \Psi_q &= L_{qq} i_q + L_{Qq} i_Q
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$



$$\Psi_0 = L_0 i_0$$

$$\Psi_E = -L_{dE} i_d - L_{DE} i_D + L_{EE} i_E$$

$$\Psi_D = L_{dD} i_d + L_{DD} i_D - L_{ED} i_E$$

$$\Psi_Q = L_{qQ} i_q + L_{QQ} i_Q$$

Sistemul de ecuații (3.4) obține, în unități relative, următoarea formă /83/ :

$$\begin{aligned} u_{dr} &= r_{dr} i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt_r} - \Psi_{qr} \frac{d\vartheta}{dt_r} \\ u_{qr} &= r_{qr} i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt_r} - \Psi_{dr} \frac{d\vartheta}{dt_r} \\ u_{or} &= r_{or} i_{or} + \frac{d\Psi_{or}}{dt_r} \\ u_{Er} &= i_{Er} + T_{Er} \frac{d\Psi_{Er}}{dt_r} \\ 0 &= i_{Dr} + T_{Dr} \frac{d\Psi_{Dr}}{dt_r} \\ 0 &= i_{Qr} + T_{Qr} \frac{d\Psi_{Qr}}{dt_r} \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\Psi_{qr} i_{dr} - \Psi_{dr} i_{qr} = m_{mr} + T_{Mr} \frac{d^2\vartheta}{dt_r^2}$$

$$\Psi_{dr} = i_{dr} X_{dr} + i_{Dr} - i_{Er}$$

$$\Psi_{qr} = i_{qr} X_{qr} + i_{Qr}$$

$$\Psi_{or} = i_{or} X_{or}$$

$$\Psi_{Er} = -i_{dr} X_{dr} (1 - \sigma_{dE}) - i_{Dr} (1 - \mu_E) + i_{Er}$$

$$\Psi_{Dr} = i_{dr} X_{dr} (1 - \sigma_{dD}) - i_{Er} (1 - \mu_D) + i_{Dr}$$

$$\Psi_{Qr} = i_{qr} X_{qr} (1 - \sigma_{qQ}) + i_{Qr}$$

În /41/ sînt prezentate relațiile dintre mărimile reale și cele relative, semnificația coeficienților precum și relațiile dintre curenții, tensiunile și fluxurile corespunzătoare fazelor a, b, c ale mașinii electrice reale și cele corespunzătoare sistemului de axe d, q, 0.

Relațiile de transformare pentru curenți sînt :

$$i_{dr} = \frac{2}{3} \left[ i_{ar} \cos\vartheta + i_{br} \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{cr} \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$i_{qr} = -\left[\frac{2}{3} i_{ar} \sin \vartheta + i_{br} \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{cr} \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \quad (3.6)$$

$$i_{or} = \frac{1}{3} (i_{ar} + i_{br} + i_{cr})$$

respectiv :

$$i_{ar} = i_{dr} \cos \vartheta - i_{qr} \sin \vartheta + i_{or}$$

$$i_{br} = i_{dr} \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) - i_{qr} \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{or} \quad (3.7)$$

$$i_{cr} = i_{dr} \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) - i_{qr} \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{or}$$

Relațiile de transformare pentru tensiuni sînt :

$$u_{dr} = \frac{2}{3} \left[ u_{ar} \cos \vartheta + u_{br} \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) + u_{cr} \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$u_{qr} = -\frac{2}{3} \left[ u_{ar} \sin \vartheta + u_{br} \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) + u_{cr} \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (3.8)$$

$$u_{or} = \frac{1}{3} (u_{ar} + u_{br} + u_{cr})$$

respectiv :

$$u_{ar} = u_{dr} \cos \vartheta - u_{qr} \sin \vartheta + u_{or}$$

$$u_{br} = u_{dr} \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) - u_{qr} \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) + u_{or} \quad (3.9)$$

$$u_{cr} = u_{dr} \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) - u_{qr} \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) + u_{or}$$

Relațiile de transformare pentru fluxuri sînt :

$$\psi_{dr} = \frac{2}{3} \left[ \psi_{ar} \cos \vartheta + \psi_{br} \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) + \psi_{cr} \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$\psi_{qr} = -\frac{2}{3} \left[ \psi_{ar} \sin \vartheta + \psi_{br} \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) + \psi_{cr} \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (3.10)$$

$$\psi_{or} = \frac{1}{3} (\psi_{ar} + \psi_{br} + \psi_{cr})$$

respectiv :

$$\psi_{ar} = \psi_{dr} \cos \vartheta - \psi_{qr} \sin \vartheta + \psi_{or}$$

$$\psi_{br} = \psi_{dr} \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) - \psi_{qr} \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) + \psi_{or} \quad (3.11)$$

$$\psi_{cr} = \psi_{dr} \cos\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) - \psi_{qr} \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) + \psi_{or}$$

Dacă în timpul funcționării MECES se poate admite viteza de rotație constantă, rezultă  $d\vartheta/dt = \text{cst}$ . Ecuațiile mașinii electrice sincrone devin astfel liniare și se poate utiliza calculul operațional.

Ecuațiile (3.5), transpuse în planul variabilei complexe  $p$ , prin intermediul funcțiilor imagine, devin /41/ :

$$\begin{aligned}
 \bar{u}_{dr} &= r_{dr} \bar{i}_{dr} + p(\bar{\Psi}_{dr} - \Psi_{dro}) - n_r \bar{\Psi}_{qr} \\
 \bar{u}_{qr} &= r_{qr} \bar{i}_{qr} + p(\bar{\Psi}_{qr} - \Psi_{qro}) + n_r \bar{\Psi}_{dr} \\
 \bar{u}_{or} &= r_{or} \bar{i}_{or} + p(\bar{\Psi}_{or} - \Psi_{oro}) \\
 \bar{u}_{Er} &= \bar{i}_{Er} + T_{Er} p(\bar{\Psi}_{Er} - \Psi_{Ero}) \\
 0 &= \bar{i}_{Dr} + T_{Dr} p(\bar{\Psi}_{Dr} - \Psi_{Dro}) \\
 0 &= \bar{i}_{Qr} + T_{Qr} p(\bar{\Psi}_{Qr} - \Psi_{Qro}) \quad (3.12) \\
 \bar{\Psi}_{dr} &= X_{dr} \bar{i}_{dr} + \bar{i}_{Dr} - \bar{i}_{Er} \\
 \bar{\Psi}_{qr} &= X_{qr} \bar{i}_{qr} + \bar{i}_{Qr} \\
 \bar{\Psi}_{or} &= X_{or} \bar{i}_{or} \\
 \bar{\Psi}_{Er} &= -\bar{i}_{dr} X_{dr} (1 - \sigma_{dE}) - \bar{i}_{Dr} (1 - \mu_E) + \bar{i}_{Er} \\
 \bar{\Psi}_{Dr} &= \bar{i}_{dr} X_{dr} (1 - \sigma_{dD}) + \bar{i}_{Dr} - \bar{i}_{Er} (1 - \mu_D) \\
 \bar{\Psi}_{Qr} &= \bar{i}_{qr} X_{qr} (1 - \sigma_{qQ}) + \bar{i}_{Qr}
 \end{aligned}$$

În ipoteza  $d\mathcal{J}/dt = \text{cst}$ , ecuația de mișcare nu se include în sistemul de ecuații, utilizându-se pentru calculul cuplului când fluxurile și curenții sînt cunoscuți.

### 3.2. Analiza perioadei de comutație.

Conform celor indicate anterior (Fig.3.3b), funcționarea MECS, în timpul perioadei de comutație, se va studia ca un fenomen de scurtcircuit între două faze, al unei mașini electrice sincrone trifazate, care are loc când mașina electrică funcționează în sarcină, cu curentul constant  $I$ .

Considerăm că procesul de comutație are loc între fazele b și c ale mașinii electrice (Fig.3.2).

În cele ce urmează, se vor determina expresiile valorilor momentane ale curentului de comutație și ale cuplului electromagnetic din timpul perioadei de comutație.

Durata procesului de comutație fiind foarte redusă, se consideră viteza de rotație a mașinii electrice sincrone practic constantă.

În momentul începerii procesului de comutație, poziția rotorului este caracterizată de unghiul  $\mathcal{J}_0$ .

Se neglijează rezistențele înfășurării de excitație și a înfășurărilor de amortizare precum și căderea de tensiune pe tiristoarele în conducție.

Tensiunea dintre fazele b și c rezultă din (3.9) :

$$\begin{aligned}
 u_{bcr} = u_{br} - u_{cr} &= u_{dr} \left[ \cos\left(\mathcal{J} - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\mathcal{J} + \frac{2\pi}{3}\right) \right] - \\
 &\quad - u_{qr} \left[ \sin\left(\mathcal{J} - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\mathcal{J} + \frac{2\pi}{3}\right) \right]
 \end{aligned}$$

$$= \sqrt{3} (u_{dr} \sin \vartheta + u_{qr} \cos \vartheta) \quad (3.13)$$

Corespunzător, pentru fluxul  $\Psi_{bcr}$  se obține, cu (3.11):

$$\Psi_{bcr} = \Psi_{br} - \Psi_{cr} = \sqrt{3} (\Psi_{dr} \sin \vartheta + \Psi_{qr} \cos \vartheta) \quad (3.14)$$

La scurtcircuitarea fazelor b și c, curenții în cele trei faze ale mașinii fiind (3.2), rezultă, cu (3.6):

$$i_{dr} = I_r \cos \vartheta - \frac{1}{\sqrt{3}} I_r \sin \vartheta + \frac{2}{\sqrt{3}} i_{kr} \sin \vartheta \quad (3.15)$$

$$i_{qr} = -I_r \sin \vartheta - \frac{1}{\sqrt{3}} I_r \cos \vartheta + \frac{2}{\sqrt{3}} i_{kr} \sin \vartheta \quad (3.16)$$

$I_r$  și  $i_{kr}$  fiind valorile relative ale curentului de conducție, respectiv de comutație.

După scurtcircuitarea fazelor b și c este valabilă ecuația tensiunilor:

$$u_{bcr} = (-I_r + i_{kr} - i_{kr}) r_r + \frac{d\Psi_{bcr}}{dt} = 0 \quad (3.17)$$

$r_r$  fiind valoarea relativă a rezistenței fazei statorice, considerată identică pentru cele trei faze ale mașinii.

Prin integrare, pe întreaga durată a perioadei de comutație, se obține:

$$\Psi_{bcr} = \Psi_{bcro} + I_r r_r t_{kr} \quad (3.18)$$

unde  $t_{kr}$  reprezintă valoarea relativă a timpului de comutație iar

$$\Psi_{bcro} = \sqrt{3} (\Psi_{dro} \sin \vartheta_0 + \Psi_{qro} \cos \vartheta_0) \quad (3.19)$$

reprezintă valoarea fluxului  $\Psi_{bcr}$  în momentul începerii procesului de comutație.

Valorile fluxurilor  $\Psi_{dro}$  și  $\Psi_{qro}$  se obțin din relația (3.5):

$$\Psi_{dro} = I_{dro} X_{dr} + I_{Dro} - I_{Ero} \quad (3.20)$$

$$\Psi_{qro} = I_{qro} X_{qr} + I_{Qro} \quad (3.21)$$

Indicele "o" evidențiază momentul începerii procesului de comutație.

Curenții în fazele a, b și c ale mașinii electrice au, înaintea perioadei de comutație, conform relației (3.1), valorile (în unități relative):

$$I_{aro} = I_r ; \quad I_{bro} = -I_r ; \quad I_{cro} = 0 \quad (3.22)$$

Cu aceste valori, din relația (3.6), se obțin, pentru valorile inițiale ale curenților în sistemul de axe d, q, 0, următoarele expresii:

$$\begin{aligned} I_{dro} &= I_r \cos \vartheta_0 - \frac{1}{\sqrt{3}} I_r \sin \vartheta_0 \\ I_{qro} &= -I_r \sin \vartheta_0 - \frac{1}{\sqrt{3}} I_r \cos \vartheta_0 \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$I_{oro} = 0$$

Inlocuind relațiile (3.14), (3.20), (3.21) și (3.23) în relația (3.18), se obține:

$$\begin{aligned} \psi_{dr} \sin \vartheta + \psi_{qr} \cos \vartheta &= (I_{dro} - I_{ero}) \sin \vartheta_0 + I_{qro} \cos \vartheta_0 + \\ &+ (I_r \cos \vartheta_0 - \frac{1}{\sqrt{3}} I_r \sin \vartheta_0) X_{dr} \sin \vartheta_0 - \\ &- (I_r \sin \vartheta_0 + \frac{1}{\sqrt{3}} I_r \cos \vartheta_0) X_{qr} \cos \vartheta_0 + \\ &+ \frac{1}{\sqrt{3}} I_r r_r t_{kr} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Prin rezolvarea sistemului de ecuații (3.12), eliminându-se mai întâi mărimile rotorice, se obține:

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_{dr} - \psi_{dro} &= (\bar{I}_{dr} - I_{dro}) X_{dr}(p) - (\bar{u}_{Er} - I_{ero}) G_E(p) - \\ &- I_{dro} G_D(p) \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\bar{\psi}_{qr} - \psi_{qro} = (\bar{I}_{qr} - I_{qro}) X_{qr}(p) - I_{qro} G_Q(p) \quad (3.26)$$

unde /83/:

$$X_{dr}(p) = \frac{X_{dr} + p X_{dr} (\sigma_{dE}^T E_r + \sigma_{dD}^T D_r) + p^2 X_{dr}'' \sigma_{ED}^T E_r^T D_r}{1 + p(T_{Er} + T_{Dr}) + p^2 \sigma_{ED}^T E_r^T D_r} \quad (3.27)$$

$$X_{qr}(p) = \frac{X_{qr} + p X_{qr} \sigma_{qQ}^T Q_r}{1 + p T_{Qr}} \quad (3.28)$$

$$G_E(p) = \frac{1 + p \mu_D^T D_r}{1 + p(T_{Er} + T_{Dr}) + p^2 \sigma_{ED}^T E_r^T D_r} \quad (3.29)$$

$$G_D(p) = \frac{1 + p \mu_E^T E_r}{1 + p(T_{Er} + T_{Dr}) + p^2 \sigma_{ED}^T E_r^T D_r} \quad (3.30)$$

$$G_Q(p) = \frac{1}{1 + p T_{Qr}} \quad (3.31)$$

sînt parametrii operaționali ai mașinii electrice sincrone.

In relațiile (3.27)-(3.31), coeficienții:

$$\begin{aligned} \sigma_{dE} &= 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_d)(1 + \sigma_E)} \\ \sigma_{dD} &= 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_d)(1 + \sigma_D)} \\ \sigma_{ED} &= 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_E)(1 + \sigma_D)} \\ \sigma_{qQ} &= 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_q)(1 + \sigma_Q)} \\ \mu_D &= \frac{\sigma_D}{1 + \sigma_D} \\ \mu_E &= \frac{\sigma_E}{1 + \sigma_E} \end{aligned} \quad (3.32)$$

sînt coeficienți de dispersie ( $\sigma_d, \sigma_D, \sigma_E, \sigma_q, \sigma_Q$  fiind coeficienți de dispersie proprie ai mașinii electrice sincrone) iar  $T_{Er}$ ,  $T_{Dr}$  și  $T_{Qr}$  sînt constantele de timp ale înfășurării de excitație, respectiv ale înfășurărilor de amortizare.

Rădăcinile negative,  $\beta_{d1}$  și  $\beta_{d2}$ , ale numărătorului reactanței operaționale longitudinale,  $X_{dr}(p)$ , pentru mașini electrice sincrone cu înfășurare de amortizare, au expresiile:

$$\beta_{d1} = \frac{1}{\sigma_{dE} T_{Er}}; \quad \beta_{d2} = \frac{1}{\sigma_{dD} T_{Dr}} \quad (3.33)$$

Rădăcinile negative,  $\alpha_{d1}$  și  $\alpha_{d2}$ , ale numitorului reactanței operaționale longitudinale,  $X_{dr}(p)$ , pentru majoritatea mașinilor electrice sincrone (deoarece  $T_{Er} \gg T_{Dr}$ ), au expresiile:

$$\alpha_{d1} = \frac{1}{T_{Er} T_{Dr}}; \quad \alpha_{d2} = \frac{1}{\sigma_{ED} T_{Dr}} \quad (3.34)$$

Ținînd cont de  $\beta_{d1}, \beta_{d2}, \alpha_{d1}, \alpha_{d2}$ ,  $X_{dr}(p)$  se poate pune sub forma:

$$X_{dr}(p) = X_{dr}'' \frac{(p + \beta_{d1})(p + \beta_{d2})}{(p + \alpha_{d1})(p + \alpha_{d2})} \quad (3.35)$$

Reactanța operațională transversală,  $X_{qr}(p)$ , cu:

$$\beta_q = \frac{1}{\sigma_{qQ} T_{Qr}} \quad (3.36)$$

și

$$\alpha_q = \frac{1}{T_{Qr}} \quad (3.37)$$



devine:

$$X_{qr}(p) = X_q'' \frac{p + \beta_q}{p + \alpha_q} \quad (3.38)$$

În ipoteza neglijării rezistenței înfășurării de excitație și a celei a înfășurărilor de amortizare, rezultă  $\beta_{d1} = \beta_{d2} = \alpha_{d1} = \alpha_{d2} = \beta_q = \alpha_q = 0$  și deci:

$$X_{dr}(p) = X_{dr}'' \quad (3.39)$$

$$X_{qr}(p) = X_{qr}'' \quad (3.40)$$

$$G_E(p) = 0 \quad (3.41)$$

$$G_D(p) = 0 \quad (3.42)$$

$$G_Q(p) = 0 \quad (3.43)$$

Introducînd relațiile (3.39)-(3.43) în relațiile (3.25) și (3.26), se obține:

$$\bar{\Psi}_{dr} - \Psi_{dro} = (\bar{i}_{dr} - I_{dro}) X_{dr}'' \quad (3.44)$$

$$\bar{\Psi}_{qr} - \Psi_{qro} = (\bar{i}_{qr} - I_{qro}) X_{qr}'' \quad (3.45)$$

Relațiile (3.44) și (3.45), scrise pentru funcțiile originale, devin:

$$\Psi_{dr} - \Psi_{dro} = (i_{dr} - I_{dro}) X_{dr}'' \quad (3.46)$$

respectiv:

$$\Psi_{qr} - \Psi_{qro} = (i_{qr} - I_{qro}) X_{qr}'' \quad (3.47)$$

Introducînd relațiile (3.46) și (3.47), cu considerarea relațiilor (3.15), (3.16), (3.19), (3.21) și (3.23), în relația (3.24), se obține pentru curentul de comutație, următoarea expresie:

$$\begin{aligned} i_{kr} = & \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{X_{dr}'' \sin^2 \vartheta + X_{qr}'' \cos^2 \vartheta} \left[ (I_{Ero} - I_{Dro})(\sin \vartheta - \sin \vartheta_0) - \right. \\ & - I_{Qro}(\cos \vartheta - \cos \vartheta_0) - I_r X_{dr} \cos \vartheta_0 (\sin \vartheta - \sin \vartheta_0) + \\ & + \frac{1}{\sqrt{3}} I_r X_{dr} \sin \vartheta_0 (\sin \vartheta - \sin \vartheta_0) - \\ & - I_r X_{dr}'' \sin \vartheta (\cos \vartheta - \cos \vartheta_0) + \frac{1}{\sqrt{3}} I_r X_{dr}'' \sin \vartheta (\sin \vartheta - \sin \vartheta_0) + \\ & + I_r X_{qr} \sin \vartheta_0 (\cos \vartheta - \cos \vartheta_0) + \frac{1}{\sqrt{3}} I_r X_{qr} \cos \vartheta_0 (\cos \vartheta - \cos \vartheta_0) + \end{aligned}$$

$$+ I_r X_{qr}'' \cos \vartheta (\sin \vartheta - \sin \vartheta_0) + \frac{1}{\sqrt{3}} I_r X_{qr}'' \cos \vartheta (\cos \vartheta - \cos \vartheta_0) + \left. + \frac{1}{\sqrt{3}} I_r r_r t_{kr} \right] \quad (3.48)$$

Expresia (3.48) redă variația curentului  $i_{kr}$  în perioada inițială a regimului de scurtcircuit considerat. Considerarea valorii staționare a curentului de scurtcircuit nu prezintă interes deoarece procesul de comutație are o durată foarte scurtă.

Analizând expresia (3.48) se constată că, în cazul particular  $\vartheta = \vartheta_0$ , respectiv  $t_{kr} = 0$ , rezultă  $i_{kr} = 0$ .

În cazul particular, în care curentul de sarcină ce precede scurtcircuitul se consideră  $I_r = 0$ , se obține expresia cunoscută a curentului de scurtcircuit bifazic al unei mașini electrice sincrone, în cazul efectuării scurtcircuitului la sarcină nulă (deci și  $I_{Dro} = 0$  și  $I_{Qro} = 0$ ) /83/:

$$i_{kr} \Big|_{(I_r=0)} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{Ero} \frac{\sin \vartheta - \sin \vartheta_0}{X_{dr}'' \sin^2 \vartheta + X_{qr}'' \cos^2 \vartheta} \quad (3.49)$$

respectiv, pentru mașina electrică simetrică:

$$i_{kr} \Big|_{(I_r=0)} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{I_{Ero}}{X_{dr}} (\sin \vartheta - \sin \vartheta_0) \quad (3.50)$$

Expresia curentului de comutație poate fi scrisă sub forma:

$$i_{kr} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{X_{dr}'' \sin^2 \vartheta + X_{qr}'' \cos^2 \vartheta} \left[ (I_{Ero} - I_{Dro}) (\sin \vartheta - \sin \vartheta_0) - I_{Qro} (\cos \vartheta - \cos \vartheta_0) - I_r X_{dr} (\sin \vartheta - \sin \vartheta_0) \left( \cos \vartheta_0 - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \vartheta_0 \right) + I_r X_{qr} (\cos \vartheta - \cos \vartheta_0) \left( \sin \vartheta_0 + \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \vartheta_0 \right) + I_r X_{dr}'' \sin \vartheta \left( \cos \vartheta_0 - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \vartheta_0 \right) - I_r X_{qr}'' \cos \vartheta \left( \sin \vartheta_0 + \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \vartheta_0 \right) + I_r X_{dr}'' \sin \vartheta \left( \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \vartheta_0 - \cos \vartheta \right) + I_r X_{qr}'' \cos \vartheta \left( \sin \vartheta + \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \vartheta \right) + \frac{1}{\sqrt{3}} I_r r_r t_{kr} \right] \quad (3.51)$$

respectiv, ținând cont de relațiile (3.15), (3.16) și (3.23):

$$i_{kr} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{X_{dr}'' \sin^2 \vartheta + X_{qr}'' \cos^2 \vartheta} \left[ (I_{Ero} - I_{Dro}) (\sin \vartheta - \sin \vartheta_0) - I_{Qro} (\cos \vartheta - \cos \vartheta_0) - I_{dro} X_{dr} (\sin \vartheta - \sin \vartheta_0) - I_{qro} X_{qr} (\cos \vartheta - \cos \vartheta_0) + I_r X_{dr}'' \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \vartheta (\sin \vartheta - \sin \vartheta_0) - \right.$$

$$\begin{aligned} &= I_r X''_{dr} \sin \psi (\cos \psi - \cos \psi_0) + I_r X''_{qr} \cos \psi (\sin \psi - \sin \psi_0) + \\ &+ I_r X''_{qr} \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \psi (\cos \psi - \cos \psi_0) + \frac{1}{\sqrt{3}} I_r r_r t_{kr} \end{aligned} \quad (3.52)$$

Din ecuațiile (3.12), ținând cont de faptul că, în timpul perioadei de comutație, viteza de rotație a maginii electrice este constantă,  $n_r=1$ , rezultă:

$$\begin{aligned} I_{dro} X_{dr} &= \psi_{dro} - I_{Dro} + I_{Ero} \\ &= U_{qro} - I_{qro} r_r - I_{Dro} + I_{Ero} \end{aligned} \quad (3.53)$$

$$I_{qro} X_{qr} + I_{Qro} = \psi_{qro} = I_{dro} r_r - U_{dro} \quad (3.54)$$

Cu relațiile (3.53) și (3.54), expresia (3.52) devine :

$$\begin{aligned} i_{kr} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{X''_{dr} \sin^2 \psi + X''_{qr} \cos^2 \psi} \left[ U_{dro} (\cos \psi - \cos \psi_0) - \right. \\ &- U_{qro} (\sin \psi - \sin \psi_0) + I_r X''_{dr} \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \psi (\sin \psi - \sin \psi_0) - \\ &- I_r X''_{dr} \sin \psi (\cos \psi - \cos \psi_0) + I_r X''_{qr} \cos \psi (\sin \psi - \sin \psi_0) + \\ &+ I_r X''_{qr} \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \psi (\cos \psi - \cos \psi_0) - I_{dro} r_r (\cos \psi - \cos \psi_0) + \\ &\left. + I_{qro} r_r (\sin \psi - \sin \psi_0) + \frac{1}{\sqrt{3}} I_r r_r t_{kr} \right] \end{aligned} \quad (3.55)$$

Considerînd raportul :

$$k_a = \frac{X''_{qr}}{X''_{dr}} \quad (3.56)$$

se obține pentru curentul de comutație expresia :

$$\begin{aligned} i_{kr} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{X''_{dr} (\sin^2 \psi + k_a \cos^2 \psi)} \left[ U_{dro} (\cos \psi - \cos \psi_0) - \right. \\ &- U_{qro} (\sin \psi - \sin \psi_0) + I_r X''_{dr} \left( \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \psi + k_a \cos \psi \right) (\sin \psi - \sin \psi_0) - \\ &- I_r X''_{dr} \left( \sin \psi - k_a \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \psi \right) (\cos \psi - \cos \psi_0) - I_{dro} r_r (\cos \psi - \cos \psi_0) + \\ &\left. + I_{qro} r_r (\sin \psi - \sin \psi_0) + \frac{1}{\sqrt{3}} I_r r_r t_{kr} \right] \end{aligned} \quad (3.57)$$

În cazurile în care se poate neglija rezistența relativă  $r_r$  a fazii înfășurării statorice, curentul de comutație devine:

$$\begin{aligned}
 i_{kr} = & \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{X''_{dr}(\sin^2\mathcal{V} + k_a \cos^2\mathcal{V})} \left[ U_{dro} (\cos\mathcal{V} - \cos\mathcal{V}_0) - \right. \\
 & - U_{qro} (\sin\mathcal{V} - \sin\mathcal{V}_0) + \\
 & + I_r X''_{dr} \left( \frac{1}{\sqrt{3}} \sin\mathcal{V} + k_a \cos\mathcal{V} \right) (\sin\mathcal{V} - \sin\mathcal{V}_0) - \\
 & \left. - I_r X''_{dr} \left( \sin\mathcal{V} - k_a \frac{1}{\sqrt{3}} \cos\mathcal{V} \right) (\cos\mathcal{V} - \cos\mathcal{V}_0) \right] \quad (3.58)
 \end{aligned}$$

Pentru mașini electrice cu poli proeminenți, cu înfășurare de amortizare completă, longitudinală și transversală,  $k_a = 1$ . Pentru mașini electrice cu poli proeminenți fără înfășurare de amortizare sau cu înfășurare de amortizare incompletă,  $k_a \approx 2...3$  /159/.

Cu cât este mai mare diferența dintre  $X''_{dr}$  și  $X''_{qr}$ , cu atât va fi mai mare deformația curentului de comutație. Deci, prezența înfășurării de amortizare la mașinile electrice cu poli proeminenți și mai ales, dimensionarea ei astfel încât  $X''_{dr} = X''_{qr}$ , este de o deosebită importanță, din acest punct de vedere.

Expresiile mărimilor  $U_{dro}$  și  $U_{qro}$  se obțin din relațiile de transformare a tensiunilor (3.8), pentru unghiul  $\mathcal{V} = \mathcal{V}_0$ :

$$U_{dro} = \frac{2}{3} \left[ U_{akro} \cos\mathcal{V}_0 + U_{bkro} \cos\left(\mathcal{V}_0 - \frac{2\pi}{3}\right) + U_{ckro} \cos\left(\mathcal{V}_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (3.59)$$

$$U_{qro} = -\frac{2}{3} \left[ U_{akro} \sin\mathcal{V}_0 + U_{bkro} \sin\left(\mathcal{V}_0 - \frac{2\pi}{3}\right) + U_{ckro} \sin\left(\mathcal{V}_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (3.60)$$

Indicele  $k$  evidențiază, ca și pînă acum, perioada de comutație.

Avînd în vedere faptul că, la începutul perioadei de comutație (Fig.3.2):

$$U_{bkro} = U_{ckro} \quad (3.61)$$

expresiile (3.59) și (3.60) devin:

$$U_{dro} = \frac{2}{3} \cos\mathcal{V}_0 (U_{akro} - U_{bkro}) \quad (3.62)$$

$$U_{qro} = -\frac{2}{3} \sin\mathcal{V}_0 (U_{akro} - U_{bkro}) \quad (3.63)$$

Pe durata timpului de comutație, tensiunea fazei  $b$  este determinată de semisuma tensiunilor fazelor  $b$  și  $c$  care iau parte la comutație.

Influența bobinei  $L$  din circuitul intermediar (Fig.3.1)

este neglijabilă, inductivitatea ei fiind de valoare foarte mare.

Prin urmare, tensiunile de fază la bornele mașinii electrice fiind:

$$\begin{aligned} u_a &= U\sqrt{2} \cos \vartheta \\ u_b &= U\sqrt{2} \cos \left( \vartheta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_c &= U\sqrt{2} \cos \left( \vartheta - \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (3.64)$$

semisuma tensiunilor fazelor b și c este:

$$\frac{1}{2} (u_b + u_c) = -\frac{\sqrt{2}}{2} U \cos \vartheta \quad (3.65)$$

Considerînd origina timpului la trecerea prin zero a tensiunii  $u_a$  (Fig.3.2), procesul de comutație între fazele b și c începe în momentul:

$$\vartheta_0 = \frac{3\pi}{2} - \vartheta \quad (3.66)$$

Deci, valorile inițiale ale tensiunilor  $U_{ako}$  și  $U_{bko}$  devin:

$$U_{ako} = \sqrt{2} U \cos \left( \frac{3\pi}{2} - \vartheta \right) = -\sqrt{2} U \sin \vartheta \quad (3.67)$$

$$U_{bko} = -\frac{\sqrt{2}}{2} U \cos \left( \frac{3\pi}{2} - \vartheta \right) = \frac{\sqrt{2}}{2} U \sin \vartheta \quad (3.68)$$

iar în unități relative:

$$U_{akro} = -\sqrt{2} \frac{U}{\sqrt{2}U_n} \sin \vartheta = -\sqrt{2} U_r \sin \vartheta \quad (3.69)$$

$$U_{bkro} = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{U}{\sqrt{2}U_n} \sin \vartheta = \frac{\sqrt{2}}{2} U_r \sin \vartheta \quad (3.70)$$

Înlocuind relațiile (3.69) și (3.70) în relațiile (3.62) și (3.63), ținînd cont de relația (3.66) și figura 3.2 se obține :

$$U_{dro} = \sqrt{2} U_r \sin^2 \alpha \quad (3.71)$$

$$U_{qro} = \sqrt{2} U_r \sin \alpha \cos \alpha \quad (3.72)$$

Cu relațiile (3.71), (3.72) și (3.66), expresia (3.58) devine:

$$i_{kr} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{X''_{dr}(\sin^2\vartheta + k_a \cos^2\vartheta)} \left\{ \sqrt{2} U_r \sin\alpha \left[ \sin\alpha(\cos\vartheta + \sin\alpha) - \cos\alpha(\sin\vartheta - \cos\alpha) \right] + \right. \\ \left. + I_r X''_{dr} \left( \frac{1}{\sqrt{3}} \sin\vartheta + k_a \cos\vartheta \right) (\sin\vartheta - \cos\alpha) - \right. \\ \left. - I_r X''_{dr} \left( \sin\vartheta - \frac{1}{\sqrt{3}} k_a \cos\vartheta \right) (\cos\vartheta + \sin\alpha) \right\} \quad (3.73)$$

Expresia curentului de comutație conține deci doi termeni:

$$i_{kr} = i_{kr1} ( I_{Ero}, X''_{dr}, k_a, \alpha, \vartheta ) + \\ + i_{kr2} ( I_r, X''_{dr}, k_a, \alpha, \vartheta ) \quad (3.74)$$

Primul termen,  $i_{kr1}$ , este similar curentului de scurtcircuit bifazic al unei mașini electrice sincrone, în cazul efectuării scurtcircuitului la sarcină nulă.

Cel de al doilea termen,  $i_{kr2}$ , ia în considerare curentul de sarcină dinaintea scurtcircuitului.

La sfârșitul comutației:

$$\vartheta = \vartheta_0 + u = \frac{3\pi}{2} - \gamma + u \quad (3.75)$$

respectiv:

$$i_0 = -I$$

Prin urmare, din relația (3.73) se obține:

$$I_r = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{X''_{dr} [\cos^2(\alpha+u) - k_a \sin^2(\alpha+u)]} \left\{ \sqrt{2} U_r \sin\alpha \cdot \right. \\ \cdot [\sin\alpha(\sin\alpha - \sin(\alpha+u)) - \cos\alpha(\cos(\alpha+u) - \cos\alpha)] + \\ + I_r X''_{dr} \left[ \frac{1}{\sqrt{3}} \cos(\alpha+u) - k_a \sin(\alpha+u) \right] [\cos(\alpha+u) - \cos\alpha] - \\ \left. - I_r X''_{dr} \left[ \cos(\alpha+u) + \frac{1}{\sqrt{3}} k_a \sin(\alpha+u) \right] [\sin\alpha - \sin(\alpha+u)] \right\} \quad (3.76)$$

respectiv:

$$I_r X''_{dr} F_1(k_a, \alpha, u) = U_r F_2(\alpha, u) \quad (3.77)$$

Transcriind expresia (3.77), cu mărimi reale, se obține:



$$\frac{I}{\sqrt{2}I_n} \omega_n L_d'' \frac{I_n}{U_n} F_1(k_a, \alpha, u) = \frac{U}{\sqrt{2}U_n} F_2(\alpha, u) \quad (3.78)$$

In concluzie, durata comutației, reprezentată prin unghiul de comutație  $u$  este dependentă atât de mărimi specifice inverterului cât și de mărimi specifice mașinii electrice:

$$u = F(\alpha, I, U, \omega_n, L_d'', k_a) \quad (3.79)$$

In (3.79)  $U$  reprezintă valoarea efectivă a tensiunii de fază la bornele mașinii electrice.

Cuplul electromagnetic al mașinii electrice, în timpul perioadei de comutație, se determină din:

$$m_{kr} = \psi_{qr} i_{dr} - \psi_{dr} i_{qr} \quad (3.80)$$

Inlocuind relațiile (3.15) și (3.16) în relația (3.80), se obține:

$$m_{kr} = I_r \left[ \psi_{qr} \left( \cos \nu - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \nu \right) + \psi_{dr} \left( \sin \nu + \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \nu \right) \right] + \frac{2}{\sqrt{3}} i_{kr} (\psi_{qr} \sin \nu - \psi_{dr} \cos \nu) \quad (3.81)$$

Din relațiile (3.46) și (3.47), ținând cont de relațiile (3.15), (3.16), (3.20), (3.21), (3.23), (3.53), (3.54), (3.66), cu neglijarea rezistenței relative a înfășurării statorice,  $r_r$ , se obține:

$$\psi_{dr} = U_{qro} + I_r X_{dr}'' (\cos \nu + \sin \alpha) - \frac{1}{\sqrt{3}} I_r X_{dr}'' (\sin \nu - \cos \alpha) + \frac{2}{\sqrt{3}} i_{kr} X_{dr}'' \sin \nu \quad (3.82)$$

$$\psi_{qr} = -U_{dro} - I_r X_{qr}'' (\sin \nu - \cos \alpha) - \frac{1}{\sqrt{3}} I_r X_{qr}'' (\cos \nu + \sin \alpha) + \frac{2}{\sqrt{3}} i_{kr} X_{qr}'' \cos \nu \quad (3.83)$$

Deci, cuplul electromagnetic devine:

$$m_{kr} = m_{kr1}(I_{Bro}^2, X_{dr}^u, k_a, \alpha, \nu) + m_{kr2}(I_r, U_r, X_{dr}'', k_a, \alpha, \nu) \quad (3.84)$$

unde,  $m_{kr1}$ , reprezintă cuplul electromagnetic al mașinii electrice sincrone la scurtcircuit bifazic, în cazul efectuării

scurtcircuitului cînd mașina electrică funcționează cu curentul de sarcină  $I = 0$  iar  $m_{kr2}$  ia în considerare curentul de sarcină dinaintea scurtcircuitului.

În cazul particular, cînd scurtcircuitul are loc la sarcină nulă ( $I_r = 0$ ,  $I_{dro} = 0$ ,  $I_{qro} = 0$ ), din (3.53) și (3.54) se obține:

$$U_{dro} = 0 \quad ; \quad U_{qro} = -I_{ero} \quad (3.85)$$

Cuplul electromagnetic va avea deci expresia cunoscută /83/:

$$m_{kr} \quad (I_r=0) = I_{ero}^2 (\sin\psi - \cos\alpha) \cos\psi \frac{k_a - (k_a - 1) \sin\psi \cos\alpha}{X_{dr}'' (\sin^2\psi + k_a \cos^2\psi)^2} \quad (3.86)$$

respectiv, pentru mașina electrică simetrică:

$$m_{kr} \quad (I_r=0) = \frac{I_{ero}^2}{X_{dr}''} \left( \frac{1}{2} \sin 2\psi - \cos\alpha \cos\psi \right) \quad (3.87)$$

În cazul particular  $\psi = \psi_0$ , respectiv  $t_{kr} = 0$ , curentul de comutație fiind nul, se obține:

$$m_{kr} \quad (t_{kr}=0) = I_r \left[ -U_{dro} \left( \cos\psi_0 - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin\psi_0 \right) + U_{qro} \left( \sin\psi_0 + \frac{1}{\sqrt{3}} \cos\psi_0 \right) \right] \quad (3.88)$$

respectiv, cu (3.66), (3.71) și (3.72):

$$m_{kr} \quad (t_{kr}=0) = \sqrt{2} I_r U_r \sin\alpha \quad (3.89)$$

Cuplul electromagnetic are deci, în momentul începerii perioadei de comutație, o anumită valoare constantă în timp, dependentă doar de unghiul de comandă a tiri - stoarelor inverterului.

### 3.3. Analiza perioadei de conducție.

În timpul perioadei de conducție (Fig.3.3 a), MECS funcționează ca o mașină electrică sincronă trifazată, încărcată asimetric.

În condițiile în care repartiția inducției magne-

tice de-a lungul pasului polar, în întrefierul mașinii electrice, se consideră sinusoidală și se neglijează vîrfurile de tensiune care apar la comutații, tensiunea de fază la bornele mașinii electrice are, în timpul perioadei de conducție (Fig.3.2a) o variație sinusoidală în timp.

În aceleași condiții, curenții de fază al mașinii electrice este constant în timp (Fig.3.2b), în timpul perioadei de conducție.

Pentru studiu, curba de variație trapezoidal-curbilinie a curenților de fază se înlocuiește cu o curbă de variație trapezoidală. Prin descompunere în serie Fourier a curbei trapezoidale, se obține:

$$f(x) = \frac{8}{\pi} \frac{I}{U} \left( \frac{1}{1^2} \cos \frac{\pi}{6} \sin \frac{u}{2} \sin x + \right. \\ \left. + \frac{1}{5^2} \cos 5 \frac{\pi}{6} \sin 5 \frac{u}{2} \sin 5 x + \dots \right) \quad (3.90)$$

Considerînd doar armonica fundamentală, rezultă o variație sinusoidală în timp a curenților de fază al mașinii electrice.

În analiza perioadei de conducție, se neglijează rezistențele înfășurării de excitație și ale înfășurărilor de amortizare.

În consecință, regimul de funcționare a mașinii electrice sincrone trifazate fiind nesimetric dar sinusoidal, studiul se poate efectua după metoda componentelor simetrice.

Astfel, curenții asimetrici devin:

$$i_{ar} = i_{a1r} + i_{a2r} + i_{a0r} \\ i_{br} = i_{b1r} + i_{b2r} + i_{b0r} \\ i_{cr} = i_{c1r} + i_{c2r} + i_{c0r} \quad (3.91)$$

Expresiile curenților în cele trei sisteme simetrice sînt:  
- pentru sistemul de succesiune directă:

$$i_{a1r} = i_{1r} \cos ( t_r - \varphi_1 ) \\ i_{b1r} = i_{1r} \cos ( t_r - \varphi_1 - \frac{2\pi}{3} ) \\ i_{c1r} = i_{1r} \cos ( t_r - \varphi_1 + \frac{2\pi}{3} ) \quad (3.92)$$

- pentru sistemul de succesiune inversă:

$$\begin{aligned} i_{a2r} &= i_{2r} \cos ( t_r - \varphi_2 ) \\ i_{b2r} &= i_{2r} \cos ( t_r - \varphi_2 + \frac{2\pi}{3} ) \\ i_{c2r} &= i_{2r} \cos ( t_r - \varphi_2 - \frac{2\pi}{3} ) \end{aligned} \quad (3.93)$$

- pentru sistemul de succesiune nulă:

$$i_{a0r} = i_{b0r} = i_{c0r} = i_{0r} \cos ( t_r - \varphi_0 ) \quad (3.94)$$

Indicele "r" evidențiază valorile relative ale mărimilor.  
Tinând cont de relațiile (3.6) și (3.91) - (3.94), cu :

$$\vartheta = \vartheta_0 + t_r \quad (3.95)$$

se obține:

$$\begin{aligned} i_{dr} &= i_{1r} \cos ( \vartheta_0 + \varphi_1 ) + i_{2r} \cos ( 2t_r + \vartheta_0 - \varphi_2 ) \\ i_{qr} &= - i_{1r} \sin ( \vartheta_0 + \varphi_1 ) - i_{2r} \sin ( 2t_r + \vartheta_0 - \varphi_2 ) \\ i_{0r} &= i_{0r} \end{aligned} \quad (3.96)$$

respectiv:

$$\begin{aligned} i_{dr} &= i_{d1r} + i_{d2r} \\ i_{qr} &= i_{q1r} + i_{q2r} \end{aligned} \quad (3.97)$$

Deci curentul longitudinal și cel transversal conțin o componentă constantă în timp, ca în regimul simetric staționar, și o componentă cu frecvență egală cu dublul frecvenței tensiunii de alimentare a mașinii electrice, corespunzătoare câmpului invers.

Curenții de succesiune directă crează în înfășurarea statorică un câmp învîrtitor care se rotește sincron cu rotorul.

Curenții de succesiune inversă crează în stator un câmp învîrtitor sincron care se rotește în sens invers față de rotor avînd față de rotor viteza sincronă dublă.

Deci, componentele longitudinală și transversală ale fluxurilor și ale tensiunilor se pot exprima astfel:

$$\begin{aligned} \psi_{dr} &= \psi_{d1r} + \psi_{d2r} \\ \psi_{qr} &= \psi_{q1r} + \psi_{q2r} \end{aligned} \quad (3.98)$$

$$u_{dr} = u_{dlr} + u_{d2r} \quad (3.99)$$

$$u_{qr} = u_{qlr} + u_{q2r}$$

Mărimile corespunzătoare succesiunii directe  $i_{dlr}$ ,  $i_{qlr}$ ,  $u_{dlr}$ ,  $u_{qlr}$ ,  $\psi_{dlr}$ ,  $\psi_{qlr}$  sînt constante și satisfac ecuațiile regimului staționar:

$$u_{dlr} = r_r i_{dlr} - \psi_{qlr} = i_{dlr} r_r - i_{qlr} X_{qr} \quad (3.100)$$

$$u_{qlr} = r_r i_{qlr} + \psi_{dlr} = i_{qlr} r_r + i_{dlr} X_{dr} - i_{Er}$$

Mărimile corespunzătoare succesiunii inverse  $i_{d2r}$ ,  $i_{q2r}$ ,  $u_{d2r}$ ,  $u_{q2r}$ ,  $\psi_{d2r}$ ,  $\psi_{q2r}$ , sînt variabile cu frecvența relativă 2. Această abatere față de viteza sincronă de rotație se denumește alunecare, similar ca la mașinile electrice asincrone /83/ și este egală cu:

$$s = 1 - n_r = 2 \quad (3.101)$$

Regimul analizat fiind staționar, se poate trece direct de la ecuațiile (3.12), scrise cu ajutorul funcțiilor imagine în domeniul  $p$ , la forma complexă a mărimilor variabile, înlocuind  $p$  prin " $s$ j" și neglijînd valorile inițiale /83/.

Astfel, primele două ecuații din (3.12) și ecuațiile (3.25), (3.26) obțin forma:

$$\underline{U}_{d2r} = r_{dr} \underline{I}_{d2r} + 2j \underline{\psi}_{d2r} - \underline{\psi}_{q2r} \quad (3.102)$$

$$\underline{U}_{q2r} = r_{qr} \underline{I}_{q2r} + 2j \underline{\psi}_{q2r} + \underline{\psi}_{d2r}$$

$$\underline{\psi}_{d2r} = \underline{I}_{d2r} X_{dr} (2j) \quad (3.103)$$

$$\underline{\psi}_{q2r} = \underline{I}_{q2r} X_{qr} (2j)$$

Din relația (3.96) se obține:

$$\underline{I}_{d2r} = \underline{I}_{2r} = I_{2r} e^{j(2t_r + \theta_0 - \varphi_2)} \quad (3.104)$$

$$\underline{I}_{q2r} = j \underline{I}_{2r}$$

Înlocuind (3.103) și (3.104) în (3.102) se obține :

$$\underline{U}_{d2r} = -\underline{I}_{2r} [r_r + 2jX_{dr}(2j) - jX_{qr}(2j)] \quad (3.105)$$

$$\underline{U}_{q2r} = -j\underline{I}_{2r} [r_r + 2jX_{qr}(2j) - jX_{dr}(2j)]$$

Considerînd părțile reale, din (3.105) se obține :

$$\begin{aligned}
 U_{d2r} &= -I_{2r} \left\{ r_r - \text{Im} [2X_{dr}(2j) - X_{qr}(2j)] \right\} \cos(2t_r + \vartheta_0 - \varphi_2) + \\
 &+ I_{2r} \text{Re} [2X_{dr}(2j) - X_{qr}(2j)] \sin(2t_r + \vartheta_0 - \varphi_2) \\
 U_{q2r} &= I_{2r} \left\{ r_r - \text{Im} [2X_{qr}(2j) - X_{dr}(2j)] \right\} \sin(2t_r + \vartheta_0 - \varphi_2) + \\
 &+ I_{2r} \text{Re} [2X_{qr}(2j) - X_{dr}(2j)] \cos(2t_r + \vartheta_0 - \varphi_2)
 \end{aligned} \tag{3.106}$$

Cu ajutorul relațiilor (3.106) se poate determina expresia tensiunii statorice de succesiune inversă:

$$\begin{aligned}
 U_{a2r} &= U_{d2r} \cos(t_r + \vartheta_0) - U_{q2r} \sin(t_r + \vartheta_0) \\
 &= -I_{2r} \left\{ r_r - \frac{1}{2} \text{Im} [X_{dr}(2j) + X_{qr}(2j)] \cos(t_r - \varphi_2) - \right. \\
 &\quad \left. - \frac{1}{2} \text{Re} [X_{dr}(2j) + X_{qr}(2j)] \sin(t_r - \varphi_2) \right\} - \\
 &\quad - \frac{3}{2} I_{2r} \left\{ \text{Im} [X_{qr}(2j) - X_{dr}(2j)] \cos(3t_r + 2\vartheta_0 - \varphi_2) + \right. \\
 &\quad \left. + \text{Re} [X_{qr}(2j) - X_{dr}(2j)] \sin(3t_r + 2\vartheta_0 - \varphi_2) \right\}
 \end{aligned} \tag{3.107}$$

Prima componentă a tensiunii statorice de succesiune inversă are frecvența tensiunii de alimentare a mașinii electrice și poate fi considerată ca o cădere de tensiune, determinată de curentul  $I_2$  pe impedanța  $Z_{2r}$ .

Această impedanță are expresia:

$$\underline{Z}_{2r} = r_r + j \frac{1}{2} [X_{dr}(2j) + X_{qr}(2j)] = r_{2r} + jX_{2r} \tag{3.108}$$

și reprezintă impedanța de succesiune inversă a mașinii electrice.

Partea reală a expresiei (3.108) reprezintă rezistența de succesiune inversă:

$$\text{Re}(\underline{Z}_{2r}) = r_{2r} = r_r - \frac{1}{2} \text{Im} [X_{dr}(2j) + X_{qr}(2j)] \tag{3.109}$$

Din (3.35) și (3.38) rezultă componentele imaginare ale reacțanțelor  $X_{dr}(2j)$  și  $X_{qr}(2j)$ , negative. Deci, din (3.109), se obține:

$$r_{2r} > r_r \tag{3.110}$$

Partea imaginară a expresiei (3.108) reprezintă impedanța de succesiune inversă:

$$\text{Im}(\underline{Z}_{2r}) = \frac{1}{2} \text{Re} [X_{dr}(2j) + X_{qr}(2j)] \tag{3.111}$$

În ipoteza considerată, a neglijării rezistențelor înfășurărilor de excitație și de amortizare, se obține, utilizând (3.39) și (3.40):



$$\operatorname{Im}(\underline{Z}_{2r}) = \frac{X''_{dr} + X''_{qr}}{2} \quad (3.112)$$

A doua componentă a tensiunii statorice de succesiune inversă are frecvența triplă față de frecvența tensiunii de alimentare a mașinii electrice iar amplitudinea:

$$|U_{a2r}| = \frac{3}{2} I_{2r} [X_{qr}(2j) - X_{dr}(2j)] = \frac{3}{2} I_{2r} (X''_{qr} - X''_{dr}) \quad (3.113)$$

Valoarea momentană a cuplului electromagnetic, la încărcarea asimetrică a mașinii electrice sincrone, în unități relative, se obține din:

$$m_r = \psi_{qr} i_{dr} - \psi_{dr} i_{qr} \quad (3.114)$$

prin înlocuirea expresiilor (3.97) și (3.98).

Se obține astfel o expresie care conține trei componente:

$$\begin{aligned} m_r &= (\psi_{qlr} i_{dlr} - \psi_{dlr} i_{qlr}) + (\psi_{q2r} i_{d2r} - \psi_{d2r} i_{q2r}) + \\ &+ (\psi_{qlr} i_{d2r} - \psi_{dlr} i_{q2r} + \psi_{q2r} i_{dlr} - \psi_{d2r} i_{qlr}) \\ &= m_{1r} + m_{2r} + m_{12r} \end{aligned} \quad (3.115)$$

Prima componentă,  $m_{1r}$ , este determinată de sistemul de succesiune directă. Cuplul este constant în timp și este egal cu valoarea care se obține la sarcină simetrică.

Cea de a doua componentă,  $m_{2r}$ , determinată de sistemul de succesiune inversă, are expresia:

$$\begin{aligned} m_{2r} &= -\frac{1}{2} I_{2r}^2 \operatorname{Im} [X_{dr}(2j) + X_{qr}(2j)] - \\ &- \frac{1}{2} I_{2r}^2 \operatorname{Re} [X_{qr}(2j) - X_{dr}(2j)] \sin(4t_r + 2\vartheta_0 - 2\varphi_2) - \\ &- \frac{1}{2} I_{2r}^2 \operatorname{Im} [X_{qr}(2j) - X_{dr}(2j)] \cos(4t_r + 2\vartheta_0 - 2\varphi_2) \end{aligned} \quad (3.116)$$

Această componentă conține, la rîndul său, o componentă independentă de timp care, utilizînd relația (3.109), are expresia:

$$m_{2r} \text{ const} = I_{2r}^2 (r_{2r} - r_r) \quad (3.117)$$

și o componentă alternativă, cu frecvența multiplu de 4 față de frecvența tensiunii de alimentare a mașinii electrice iar amplitudinea:

$$|m_{2r} \text{ var}| = \frac{1}{2} I_{2r}^2 [X_{qr}(2j) - X_{dr}(2j)] = \frac{1}{2} I_{2r}^2 (X''_{qr} - X''_{dr}) \quad (3.118)$$

Cea de a treia componentă a cuplului electromagnetic

momentan,  $m_{12r}$ , rezultă prin interacțiunea dintre sistemul de succesiune directă și cel de succesiune inversă.

Tinând cont de relațiile (3.39), (3.40) și (3.103), se obține:

$$m_{12r} = (\Psi_{qlr} - X''_{dr} i_{qlr}) i_{d2r} - (\Psi_{dlr} - X''_{qr} i_{dlr}) i_{q2r} \quad (3.119)$$

În relația (3.119), coeficienții curenților  $i_{d2r}$  și  $i_{q2r}$  sînt constanți în timp. Rezultă deci că  $m_{12r}$  este o componentă pulsatorie, cu frecvența dublă față de frecvența tensiunii de alimentare a mașinii electrice, avînd amplitudinea:

$$|m_{12r}| = i_{2r} \left[ (\Psi_{qlr} - X''_{dr} i_{qlr})^2 - (\Psi_{dlr} - X''_{qr} i_{dlr})^2 \right]^{1/2} \quad (3.120)$$

Luînd în considerare relația (3.110), rezultă faptul că, componenta  $m_{2r}$  const este în totdeauna pozitivă, avînd deci o acțiune de frînare.

Din relația (3.109) se obține:

$$r_{2r} - r_r = -\frac{1}{2} \operatorname{Im} [X_{dr}(2j) + X_{qr}(2j)] \quad (3.121)$$

Reactanțele  $X_{dr}(2j)$  și  $X_{qr}(2j)$  se pot exprima prin /83/:

$$X_{dr}(2j) = X_{dr} \left( 1 - A_{d1} \frac{2j}{2j + \alpha_{d1}} - A_{d2} \frac{2j}{2j + \alpha_{d2}} \right) \quad (3.122)$$

$$X_{qr}(2j) = \frac{X_{qr} + 2j X_{qr} G_{qQ}^T}{1 + 2j T_{Qr}}$$

Tinînd cont de relația (3.37) și de :

$$X_{qr} G_{qQ} = X''_{qr} \quad (3.123)$$

precum și, neglijînd  $\alpha_{d1}$ ,  $\alpha_{d2}$ ,  $\alpha_q$  (relațiile (3.34) și (3.37)) față de 2, relația (3.121) devine:

$$r_{2r} - r_r = \frac{1}{4} \left[ X_{dr} (\alpha_{d1} A_{d1} + \alpha_{d2} A_{d2}) + (X_{qr} - X''_{qr}) \alpha_q \right] \quad (3.124)$$

În relațiile (3.121) și (3.124) coeficienții  $A_{d1}$  și  $A_{d2}$  au expresiile /83/:

$$A_{d1} = \frac{\alpha_{d2}}{\alpha_{d2} - \alpha_{d1}} - \frac{X''_{dr}}{X_{dr}} \frac{\beta_{d1} + \beta_{d2} - \alpha_{d1}}{\alpha_{d2} - \alpha_{d1}} \quad (3.125)$$

$$A_{d2} = -\frac{\alpha_{d1}}{\alpha_{d2} - \alpha_{d1}} + \frac{X''_{dr}}{X_{dr}} \frac{\beta_{d1} + \beta_{d2} - \alpha_{d2}}{\alpha_{d2} - \alpha_{d1}}$$

Din relațiile (3.35) și (3.38), pentru  $p = 0$ , se obține:

$$X''_{dr} \beta_{d1} \beta_{d2} = X_{dr} \alpha_{d1} \alpha_{d2} \quad (3.126)$$

$$X''_{qr} \beta_q = X_{qr} \alpha_q \quad (3.127)$$

Introducând relațiile (3.125) și (3.127) în relația (3.124), cu considerarea relațiilor (3.32) - (3.34), (3.36) și (3.37), se obține:

$$r_{2r} - r_r = \frac{1}{4} \left\{ X_{dr} \left[ \left( \frac{\mu_E}{\sigma_{ED}} \right)^2 \frac{1 - \sigma_{dD}}{T_{Dr}} + \left( \frac{\mu_D}{\sigma_{ED}} \right)^2 \frac{1 - \sigma_{dE}}{T_{Er}} \right] + X_{qr} \frac{1 - \sigma_{qQ}}{T_{Qr}} \right\} \quad (3.128)$$

Valoarea componentei  $m_{2r}$  const se poate reduce, la mașini electrice cu poli proeminenți, prin executarea unei înfășurări de amortizare puternice, cu secțiune a spirei mare, astfel încât  $T_{Dr}$  și  $T_{Qr}$  să fie suficient de mari.

Prin realizarea, la mașini electrice cu poli proeminenți, de înfășurări de amortizare complete, deci  $X''_{dr}$  și  $X''_{qr}$  cât mai apropiate ca mărime, se reduce considerabil armonica a treia a tensiunii statorice de succesiune inversă. Scade de asemenea, putîndu-se chiar anula, componenta pulsatorie, cu frecvența multiplu de 4, a cuplului electromagnetic, respectiv crește componenta sa pulsatorie, rezultată prin interacțiunea dintre sistemul de succesiune directă și cel de succesiune inversă.

### 3.4. Concluzii

Funcționarea mașinii electrice trifazate cu comutație statică, alimentată printr-un invertor de curent constant, se analizează ca fiind o succesiune de perioade de conducție și de perioade de comutație.

Raportate la mașina electrică, care este de tip sincron, perioada de conducție reprezintă un regim de încărcare asimetrică iar perioada de comutație - un fenomen de scurtcircuit între două faze, care are loc cînd mașina electrică funcționează în sarcină, cu curent constant.

Expresiile valorilor momentane ale mărimilor caracteristice funcționării MECS în aceste două perioade specifice se stabilesc considerînd numai armonica fundamentală de spațiu a cîmpului magnetic din întrefierul mașinii electrice. Neglijînd și influența pierderilor în fier, se utilizează, pentru studiul analitic, ecuațiile stabilite în teoria celor două axe.

Pentru perioada de conducție, mărimile corespunzătoare

sarcinii asimetrice se descompun în cele trei sisteme simetrice corespunzătoare.

În consecință, componentele longitudinală și transversală ale curenților, tensiunilor și fluxurilor conțin câte doi termeni: un termen constant, similar celui din regimul simetric staționar și un termen corespunzător câmpului invers, avînd frecvența egală cu dublul frecvenței tensiunii de alimentare a mașinii electrice.

Cuplul electromagnetic momentan al mașinii electrice, în timpul perioadei de conducție, este pulsator, conținînd patru componente.

O componentă constantă în timp corespunde succesiunii directe, fiind egală cu valoarea care se obține la sarcină simetrică. Cea de a doua componentă constantă corespunde pierderilor în rotor datorită câmpului invers și are efect de frînare.

Cîmpul de succesiune inversă determină apariția unei componente alternative pulsatorii, cu frecvența multiplu de 4 față de cea a tensiunii de alimentare a mașinii electrice. Prin interacțiunea sistemului de succesiune directă cu cel de succesiune inversă, apare o componentă pulsatorie, cu frecvența dublă față de cea a tensiunii de alimentare a mașinii electrice.

Prezența, în mașinile electrice cu poli proeminenți, a unei înfășurări de amortizare complete și puternice este deosebit de favorabilă. Ea influențează mărimea componentelor perturbatorii ale cuplului electromagnetic. Cea corespunzătoare pierderilor în rotor datorită câmpului invers se reduce iar cea pulsatorie, cu frecvența multiplu de 4, se anulează.

Atît curenții cît și cuplul electromagnetic, în timpul perioadei de comutație, conțin, în esență, doi termeni. Primul termen este similar celui obținut în cazul scurtcircuitului bifazic al unei mașini electrice sincrone, la sarcină nulă. Cel de al doilea termen este dependent de curenții de sarcină dinaintea scurtcircuitării fazelor.

Efectul unei înfășurări de amortizare complete, la o mașină electrică cu poli proeminenți, constă într-o deformare minimă a curenților de comutație. Deci, prezența și dimensionarea corespunzătoare a înfășurării de amortizare, la mașinile electrice cu poli proeminenți, este deosebit de importantă și pentru funcționarea mașinii electrice în timpul perioadei de comutație.

Din analiza perioadei de comutație se constată, pe de altă parte, dependența unghiului, a curentului și a cuplului electromagnetic de comutație atât de mărimi specifice funcționării mașinii electrice cât și de mărimi specifice funcționării invertorului.

#### 4. STUDIUL FUNCTIONARII MECS, CONSIDERATE FATA DE BORNELE INVERTORULUI

Ansamblul alcătuit dintr-un convertizor electroenergetic rotativ și un invertor cu frecvență reglabilă, ansamblu ce reprezintă mașina electrică cu comutație statică, MECS, are, în regim staționar, forma și valoarea tensiunii de alimentare dependente atât de invertor cât și de mașina electrică.

Considerăm cazul general al unei mașini electrice m-fazate, cu înfășurările conectate în stea, alimentate printr-un invertor de curent constant, în schemă cu punct median (Fig.4.1).

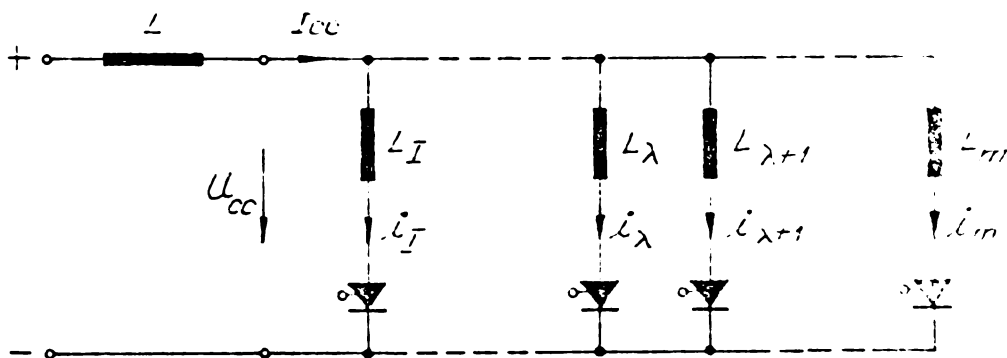


Fig.4.1. Schema electrică de principiu a ansamblului invertor în schemă cu punct median - mașină electrică m-fazată.

Variația în timp a tensiunii de alimentare a invertorului este prezentată în figura 4.2 a.

La repartiție sinusoidală a inducției magnetice de-a lungul pasului polar, în întrefierul mașinii electrice, variația tensiunii la bornele ei este indicată în figura 4.2 b,  $u_0$  fiind valoarea efectivă a armonicilor fundamentale a tensiunii la borne.

Aceste curbe țin cont de procesul real de comutație a tiristoarelor invertorului /101/. În reprezentare s-au neglijat efectele de tensiune de autoinducție care apar la comutații.

Fenomenul de comutație prezintă, la MECS, caracteristici specifice.

Circuitul alimentat de invertor, având caracter inductiv,



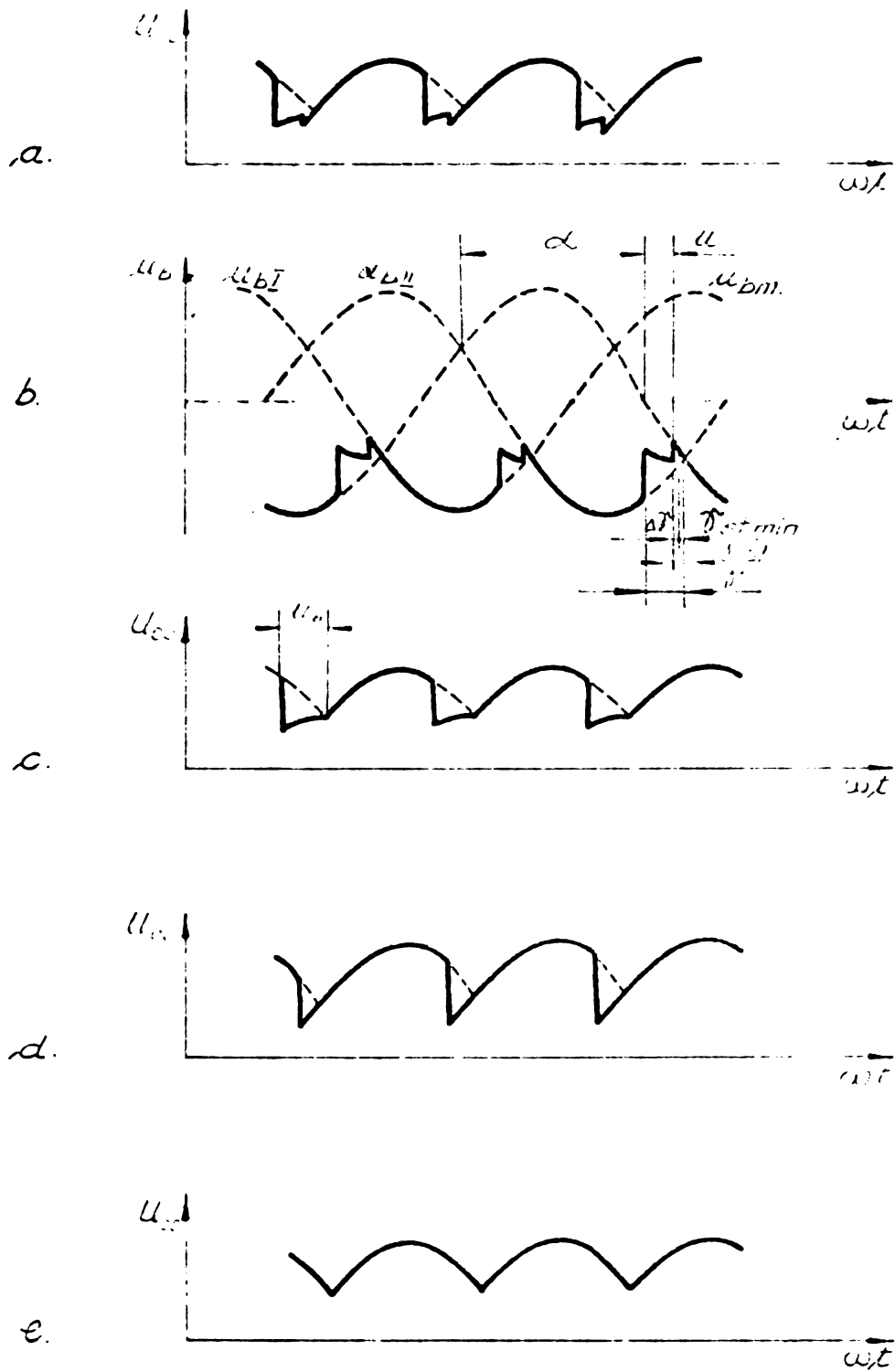


Fig.4.2. Variația tensiunii MECS, în cazul schemei din figura 4.1.

în momentul trecerii curentului de la un tiristor la următorul, curentul din tiristorul în conducție nu poate să scadă brusc iar cel din tiristorul care preia conducția crește într-un timp finit pînă la valoarea curentului nominal. Astfel, pe durata unui anumit timp, ambele tiristoare conduc simultan.

Acestui timp denumit timp de comutație sau de suprapunere, îi corespunde unghiul de comutație sau de suprapunere  $u$ .

La unghiuri de comandă a invertorului,  $\alpha$ , mari, tensiunea de blocare a tiristorului este negativă doar un timp scurt, corespunzător unghiului de stingere  $\delta_{st}$ . Cu un coeficient de siguranță suplimentar  $\Delta\delta$ , se obține unghiul de stingere minim  $\delta_{st \text{ min}}$ . Acest unghi trebuie să fie cel puțin egal cu unghiul  $\delta_{rev}$ , corespunzător timpului de revenire  $t_{rev}$  a tiristorului, în vederea unei comutații posibile.

Timpul de revenire a tiristoarelor este, în general, mai mic decît  $100 \mu s$ , la tiristoarele "rapide" ajungînd la  $10 \mu s$  /101/.

În figurile 4.2 c, 4.2 d, și 4.2 e este reprezentată variația tensiunii la bornele invertorului, în trei cazuri particulare.

La un unghi de comandă  $\alpha = \pi$  ( $t_{rev} = 0$ ), unghiul de suprapunere  $u$  devine unghi de suprapunere inițial  $u_0$  (Fig.4.2 c). Acest unghi este mai mare decît unghiul  $u$ , pentru același curent prin tiristoare.

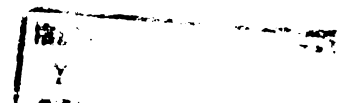
La funcționare în gol ( $u = 0^\circ$ ) și unghi de comandă  $\alpha \neq \pi$ , variația tensiunii invertorului este redată în figura 4.2 d iar la funcționare în gol și comandă completă ( $\alpha = \pi$ ), în figura 4.2 e.

Tensiunea indusă în înfășurarea statorică, de câmpul magnetic de excitație rotorică, este dependentă atît de parametrii mașinii electrice cît și de unghiul  $p\beta$  dintre solenația statorică și cea rotorică /7/.

În cazul unei mașini electrice cu comutator static ideal, cu număr infinit de tiristoare, unghiul  $p\beta$  este constant.

Schemele obișnuite ale MECES conțin însă un număr finit de elemente semiconductoare. În consecință, unghiul  $p\beta$  nu mai este constant. El variază între două valori limită  $p\beta_{max}$  și  $p\beta_{min}$ . Valoarea medie a acestor unghiuri,  $p\beta_{med}$ , (Cap.2), se păstrează constantă, fiind impusă de comanda invertorului.

În concluzie, analiza completă a funcționării MECES, raportate la bornele invertorului, necesită considerarea, în relațiile de calcul, a tuturor mărimilor specifice comutatorului



static - unghiurile  $\alpha$ ,  $\delta$ ,  $u$ ,  $\delta_{st}$ ,  $p\beta_{med}$ .

Pentru studiu se admit următoarele ipoteze simplificatoare:

- se consideră repartiție sinusoidală a inducției de-a lungul pasului polar, în întrefierul mașinii electrice sincrone;

- se consideră înfăgurările de amortizare ale mașinii electrice sincrone echivalente cu o colivie completă a unei mașini electrice de inducție cu rotorul în scurtcircuit;

- se neglijează vîrfurile de tensiune și de curent care apar la comutații;

- se neglijează rezistența circuitului de comutație față de reactanța de comutație;

- se consideră variația curentului de comutație liniară iar cea a curentului de fază al mașinii electrice sincrone, trapezoidală;

- se neglijează pierderile electrice în inverter.

#### 4.1. Stabilirea ecuațiilor de funcționare a MECS, în regim staționar.

##### 4.1.1. Ecuatiile de funcționare a inverterului, în schema MECS.

Funcționarea în regim de inverter este descrisă prin următoarele relații între mărimile caracteristice /101/:

$$\alpha = \pi - \delta \quad (4.1)$$

$$\delta = u + \delta_{st} = u + (\delta_{st \min} + \Delta\delta) \quad (4.2)$$

$$\delta - u \geq \delta_{rev} \quad (4.3)$$

unde:

$$\delta_{rev} = 2\pi f t_{rev} \quad (4.4)$$

$$1 - \cos u_0 = \cos \alpha - \cos (\alpha + u) \quad (4.5)$$

Relația (4.3) exprimă condiția pentru o comutație naturală posibilă a tiristoarelor inverterului.

Considerăm că procesul de comutație are loc între faza  $\lambda$  și faza  $(\lambda + 1)$  (Fig.4.1). În timpul perioadei de comutație, variația tensiunii continue este determinată de semisuma tensiunilor fazelor care iau parte la comutație.

Tensiunea de alimentare a inverterului are deci valoarea medie:

$$U_{cc} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_b \sin \frac{\pi}{m} \cos \left( \delta - \frac{u}{2} \right) \cos \frac{u}{2} \quad (4.6)$$

La funcționare în gol cu comandă completă (Fig.4.2 e), pentru valoarea medie a tensiunii  $U_{cc}(t)$  se obține :

$$U_{cc} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_b \sin \frac{\pi}{m} \quad (4.7)$$

Prin urmare, față de funcționarea în gol cu comandă completă, tensiunea la bornele invertorului, în sarcină, ținând cont de procesul real de comutație a tiristoarelor, se micșorează cu factorul:

$$k_u = \cos \left( \delta - \frac{u}{2} \right) \cos \frac{u}{2} \quad (4.8)$$

Valoarea medie a curentului continuu  $I_{cc}$  absorbit de invertor se obține cunoscând expresia unghiului de suprapunere inițial  $|\alpha_0|$ :

$$\cos \alpha_0 = 1 - \frac{X_c I_{cc}}{\sqrt{2} U_b \sin \frac{\pi}{m}} \quad (4.9)$$

Ținând cont de relațiile (4.1) și (4.5) se obține:

$$I_{cc} = 2 \sqrt{2} \frac{U_b \sin \frac{\pi}{m}}{X_c} \sin \left( \delta - \frac{u}{2} \right) \sin \frac{u}{2} \quad (4.10)$$

Expresiile (4.9) și (4.10) s-au stabilit neglijându-se rezistența circuitului de comutație față de reactanța de comutație  $X_c$ .

Perioada de comutație reprezintă, pentru mașina electrică, un regim de scurtcircuit între două faze, mașina electrică funcționând în sarcină, cu curent constant.

Reactanța de comutație este deci egală cu reactanța supra-transitorie, la mașini electrice cu înfășurare de amortizare, respectiv cu reactanța tranzitorie, la mașini electrice fără înfășurare de amortizare.

Factorul:

$$k_i = \sin \left( \delta - \frac{u}{2} \right) \sin \frac{u}{2} \quad (4.11)$$

ține cont de procesul real de comutație a tiristoarelor.

Factorii  $k_u$  și  $k_i$  sînt independenți atât față de numărul de faze cît și față de tipul de conexiune a fazelor mașinii electrice.

Valorile tensiunii de alimentare și a curentului absorbit de invertor, în schema MECS, sînt însă dependente atât de

modul de conexiune a fazelor mașinii electrice cât și de tipul schemei invertorului /88, 115/.

Considerăm cazul concret al unei MECS trifazate, invertorul fiind de curent constant, cu schema în punte trifazată (Fig.4.3).

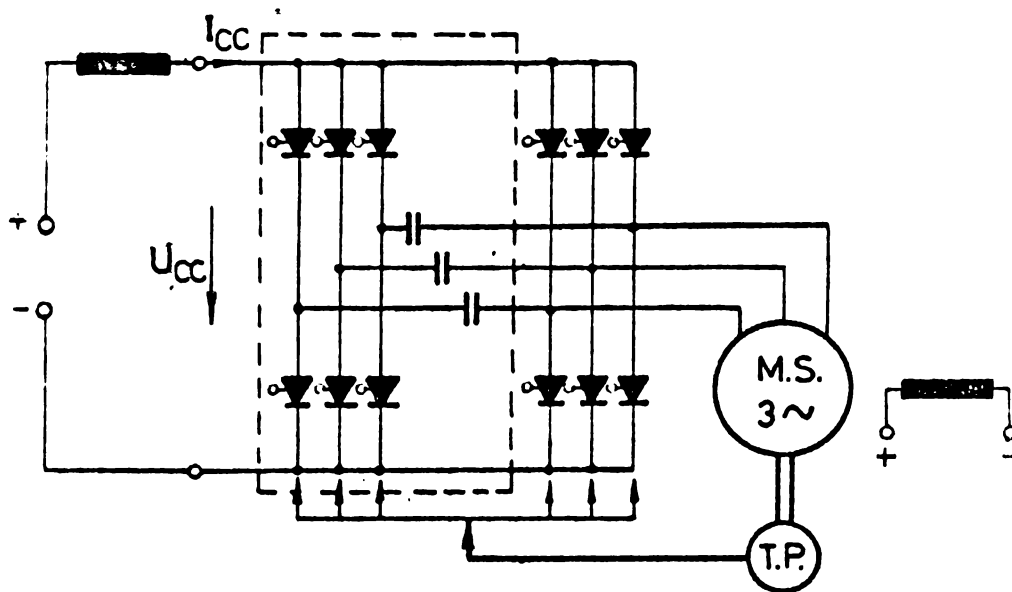


Fig.4.3. Schema electrică a unei MECS trifazate cu invertor de curent constant, de tipul punte trifazată.

Valoarea medie a tensiunii continue de alimentare a invertorului este, în acest caz:

$$U_{cc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_b \cos \left( \delta - \frac{u}{2} \right) \cos \frac{u}{2} \quad (4.12)$$

Curentul continuu absorbit de invertor obține valoarea medie:

$$I_{cc} = \sqrt{6} \frac{U_b}{X_c} \sin \left( \delta - \frac{u}{2} \right) \sin \frac{u}{2} \quad (4.13)$$

#### 4.1.2. Armonicile curentului absorbit de mașina electrică sincronă, în schema MECS.

Variația în timp a tensiunii la borne și a curenților mașinii electrice sincrone este indicată în figura 4.4. În această reprezentare s-a neglijat vîrfurile de tensiune și de curent care apar la comutații.

Curentul continuu  $I_{cc}$ , absorbit de invertor, este distribuit ciclic în cele trei faze ale mașinii electrice, sub forma unor curenți alternativi  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$ , cu amplitudinea  $I_{cc}$ .

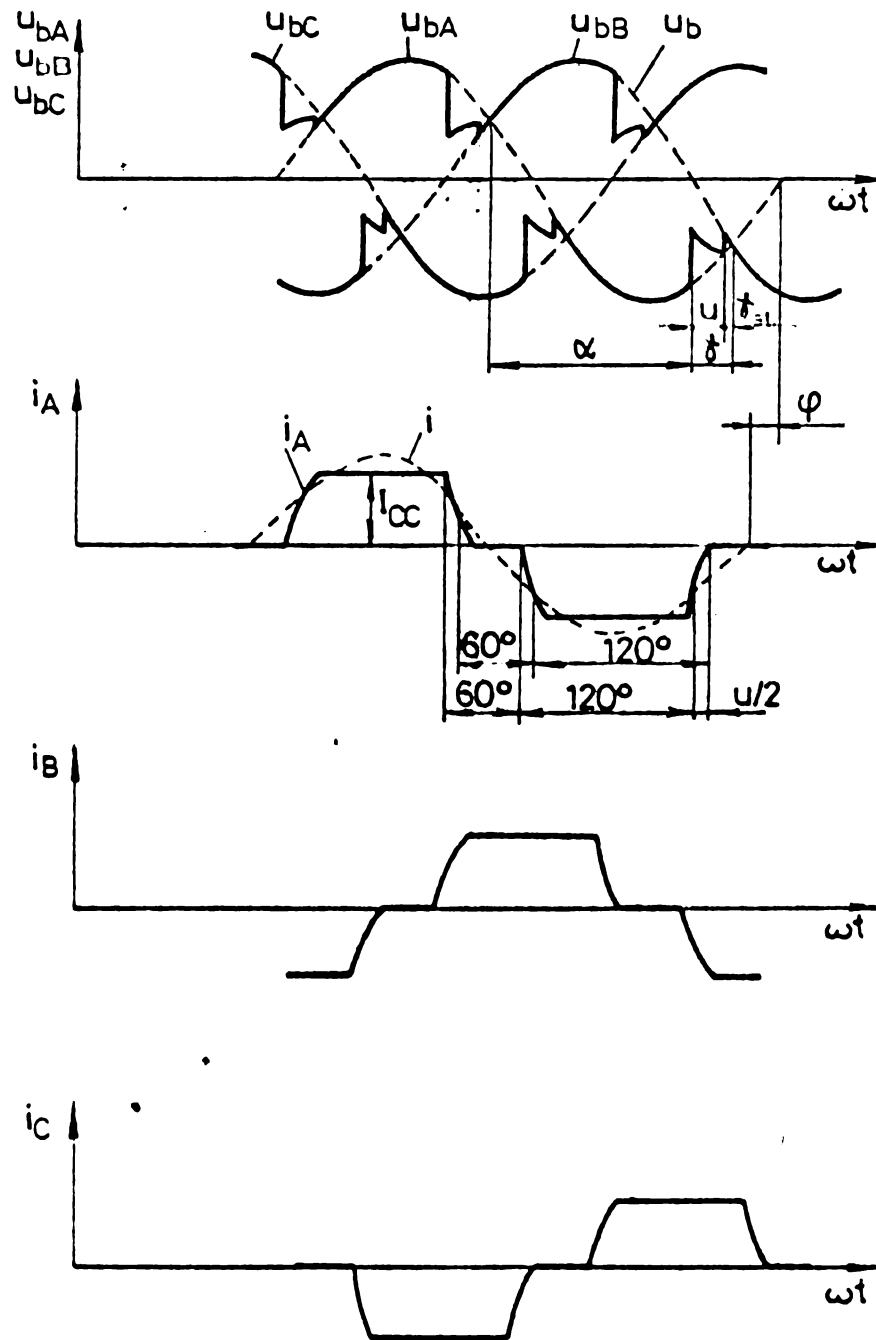


Fig.4.4. Variația în timp a tensiunilor la borne și a curenților mașinii electrice sincrone, în cazul schemei din figura 4.3.

Armonicile fundamentale  $i$  ale acestor trei curenți alternativi sînt defazate între ele cu  $2\pi/3$ .

Defazajul dintre armonica fundamentală a curențului de fază,  $i$ , și a tensiunii de fază la bornele mașinii electrice,  $u_b$ , este  $\varphi$  (Fig.4.4).

Considerînd curenții practic trapezoidali /92/, unghiul de defazaj  $\varphi$  se poate exprima prin:

$$\varphi = \tau - \frac{u}{2} \quad (4.14)$$

Ipoteza variației rectangulare a curenților /79,122/ nu poate fi luată în considerare, dată fiind prezența fenomenului de comutație.

Prin descompunere în serie Fourier a curbei de variație în timp a curențului de fază, absorbit de mașina electrică, se obține pentru valoarea efectivă a armonicii fundamentale:

$$I = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{1}{u} \sin \frac{u}{2} I_{cc} \quad (4.15)$$

La conectare în stea a fazelor indusului mașinii electrice, armonicile superioare de ordinul 3 și multiplu de 3 nu se pot stabili. Prin urmare, rămîn în considerare armonici superioare de ordinul  $\nu = 6K \pm 1$  unde  $K = 1, 2, 3, \dots, n$ .

Armonicile fundamentale ale curenților de fază determină un cîmp de reacție a indusului care se rotește sincron cu rotorul și care interacționează cu cîmpul inductor, interacțiunea avînd efectele cunoscute /41/. Înfășurările de amortizare ale mașinii electrice nu au nici o contribuție în acest regim.

Prin urmare, MECS se ia în considerare, în analiza funcționării sale, avînd în vedere armonicile fundamentale, prin reactanța sincronă  $X_s$  a mașinii electrice sincrone. ( $X_d$  și  $X_q$  pentru mașini electrice cu poli proeminenți, respectiv  $X_d$  pentru mașini electrice cu poli plini).

Armonicile superioare ale curenților de fază crează cîmpuri magnetice învîrtitoare care se rotesc față de rotor cu viteza unghiulară:

$$(\pm 6K)\Omega - \Omega = \pm 6K\Omega \quad (4.16)$$

$\Omega$  fiind viteza unghiulară a rotorului.

Față de aceste armonici, statorul este inductorul unei mașini electrice sincrone iar rotorul reprezintă indusul ei. În înfășurările rotorice se induc deci tensiuni electromotoare de pulsație:

$$\omega_s = \pm 6K \omega_1 \quad (4.17)$$



$\omega_1$  fiind pulsația armoniciei fundamentale.

Considerînd, pentru analiza calitativă a fenomenului /31/, înfășurările de amortizare echivalate cu o colivie completă a unei mașini electrice de inducție cu rotorul în scurtcircuit, rotorul apare față de aceste armonici superioare ca un indus în scurtcircuit. Reacția de indus fiind demagnetizantă, în întrefier rezultă cîmpuri magnetice învîrtitoare, cu viteza unghiulară  $(1 \pm 6K)\Omega$ , de valoare cu atît mai redusă cu cît reactanța de dispersie și rezistența înfășurărilor de amortizare sînt mai mici, deci cu cît amortizarea este mai puternică.

Implicațiile cantitative ale valorilor rezistenței și reactanței de dispersie a înfășurărilor de amortizare, asupra funcționării MECS, sînt prezentate în /38/.

În consecință, în analiza funcționării sale cu considera-rea armonicilor superioare, MECS se reprezintă prin reactanța supratranzitorie  $X''$  a mașinii electrice ( $X''_d$  și  $X''_q$  pentru mașini electrice cu poli proeminenți). În absența înfășurărilor de amortizare, intră în considerare reactanța tranzitorie  $X'$  a mașinii electrice.

Prin urmare, față de funcționarea în gol a MECS, cu tensiunea  $U_{eE}$ , la funcționarea în sarcină cu curentul  $I_{cc}$ , apar următoarele căderi de tensiune (Fig.4.5 a):

- căderea de tensiune determinată de armonica fundamentala I a curentului de fază,  $IX_3$ ;

- căderile de tensiune determinate de armonicile superioare  $I_y$  ale curentului de fază,  $\sum_{\substack{y=6K\pm 1 \\ (K=1,2,3,\dots,n)}}^{\infty} I_y \left( \frac{\omega_y}{\omega_1} \right) X''$ , unde  $X''$  este reactanța supratranzitorie a mașinii electrice, calculată pentru pulsația  $\omega_1$  a armoniciei fundamentale.

Prezența simultană a tuturor armonicilor curentului de fază, în funcționarea MECS, poate fi însă abordată într-un mod simplificat /123/.

Se consideră, pe de o parte, căderea de tensiune pe reactanța supratranzitorie  $X''$  a mașinii electrice determinată de curentul total de fază; pe de altă parte, reactanța corespunzătoare căderii de tensiune determinată numai de armonica fundamentală I a curentului de fază se reduce la  $(X''_d - X'')$  (Fig.4.5b).

În aceste condiții, efectul total al armonicilor fundamentale I este neschimbat iar armonicile superioare acționează simultan cu armonica fundamentală asupra reactanței supratranzitorii.

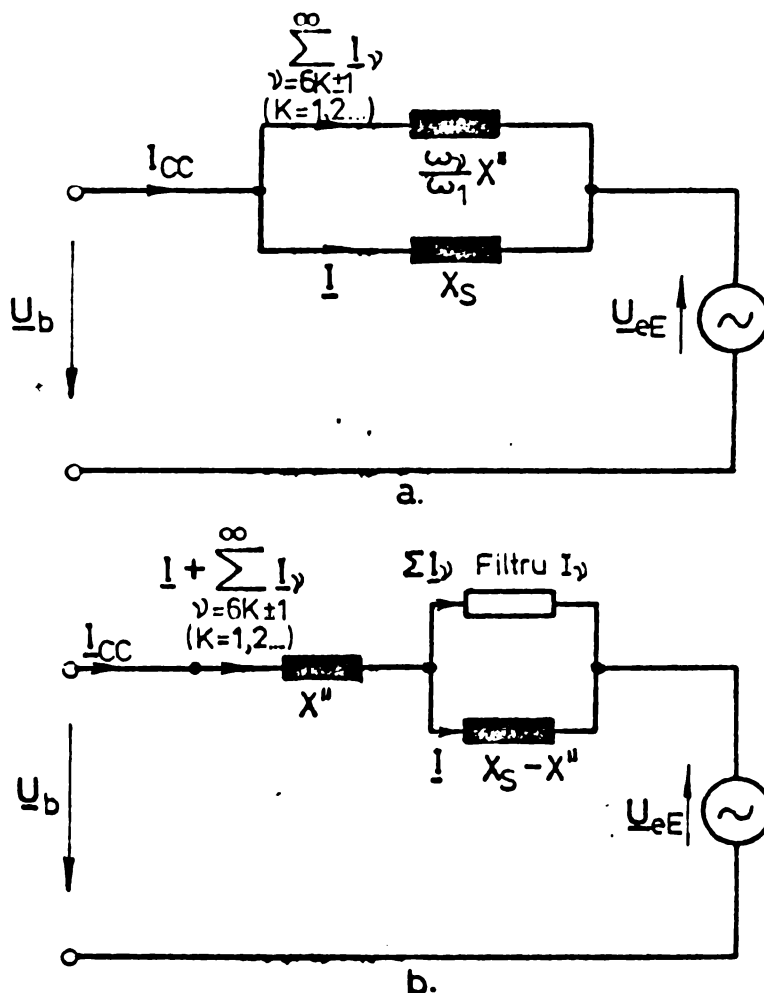


Fig.4.5. Schemele echivalente ale MECS.

4.1.3. Diagrama fazorială a mașinii electrice sincrone,  
în schema MECS.

Diagrama fazorială construită pentru armonicile fundamentale ale curenților și tensiunilor de fază, conform considerațiilor anterioare, este prezentată în figura 4.6.

Ea corespunde diagramei fazoriale simplificate (se neglijează pierderile în fier și în înfășurarea indusului) a unei mașini electrice sincrone cu poli proeminenți, cu înfășurare de amortizare, în regim de motor sincron supraexcitat.

Se scot în evidență și armonicile fundamentale ale componentelor solenației rezultante  $\underline{\theta}_{rez}$  și anume, cea corespunzătoare câmpului magnetic inductor după axa d,  $\underline{\theta}_E$ , și cea corespunzătoare câmpului magnetic al indusului,  $\underline{\theta}_a$ .

Pe baza unor considerente identice cu cele de la stabilirea unghiului  $\varphi$  (4.14), unghiul de defazaj dintre armonicile fundamentale ale solenațiilor  $\underline{\theta}_E$  și  $\underline{\theta}_a$  rezultă cu valoarea

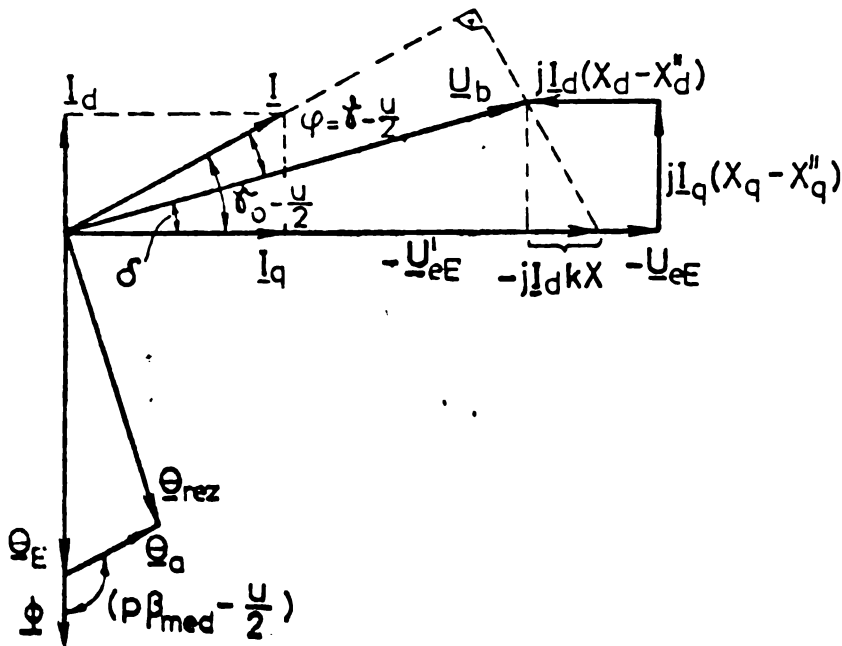


Fig.4.6. Diagrama fazorială a mașinii electrice sincrone în schema MECS.

$(p\beta_{med} - \frac{u}{2})$  iar unghiul de defazaj dintre armonicile fundamentale ale tensiunii induse,  $\underline{U}_{eE}$ , și curentului de fază,  $\underline{I}$ , cu valoarea  $(\delta_0 - \frac{u}{2})$ .

Unghiul  $\delta_0$  este unghiul de defazaj dintre armonicile fundamentale ale tensiunii induse și curentului de fază în cazul în care se neglijează fenomenul de comutație ( $u=0^\circ$ ).

Din diagrama fazorială rezultă următoarele expresii pentru unghiurile  $\delta_0$ ,  $\delta$  și  $\varphi$ , unghiul  $\delta$  fiind unghiul de sarcină al MECS:

$$\delta_0 - \frac{u}{2} = (p\beta_{med} - \frac{u}{2}) - \frac{\pi}{2} \quad (4.18)$$

$$\delta = (\delta_0 - \frac{u}{2}) - \varphi = \delta_0 - \delta' \quad (4.19)$$

$$\cos \varphi = \frac{U_{eE} - (1-k)IX \sin(\delta_0 - \frac{u}{2})}{U_b} \cos(\delta_0 - \frac{u}{2}) \quad (4.20)$$

pe cum și relația de legătură între unghiurile  $\delta_0$  și  $\delta'$ :

$$U'_{eE} \cos(\delta_0 - \frac{u}{2}) = U_b \cos(\delta' - \frac{u}{2}) \quad (4.21)$$

unde:

$$U_b = \left\{ \left[ U_{eE} - I_d(X_d - X_d'') \right]^2 + I_q^2 (X_q - X_q'')^2 \right\}^{1/2} \quad (4.22)$$

și:

$$U_{eE}' = U_{eE} - I_d X + I_d kX = U_{eE} - (1-k) IX \sin\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \quad (4.23)$$

In relațiile (4.22) și (4.23) :

$$I_d = I \sin\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \quad (4.24)$$

$$I_q = I \cos\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \quad (4.25)$$

$$X = X_d - X_d'' \quad (4.26)$$

$$kX = X_q - X_q'' \quad (4.27)$$

#### 4.1.4. Ecuatiile de funcționare a MECS.

Din relațiile (4.12) și (4.13), cu considerarea relațiilor (4.21) și (4.23), se obține, pentru valoarea medie a tensiunii de alimentare a MECS, expresia:

$$U_{cc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left[ U_{eE} - (1-k) IX \sin\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \right] \cos\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \cos \frac{u}{2} \quad (4.28)$$

Iar pentru curentul absorbit de MECS, expresia:

$$I_{cc} = \sqrt{6} \frac{U_{eE} - (1-k) IX \sin\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right)}{X_d''} \cos\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \sin \frac{u}{2} \operatorname{tg}\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \quad (4.29)$$

Valoarea maximă a tensiunii electromotoare induse în înfășurarea statorică de cîmpul magnetic de excitație rotorică, în regim staționar, se obține din ecuațiile mașinii electrice generalizate scrise în sistemul de axe  $\delta^s, \delta^s, d^r, q^r/7/$ :

$$\sqrt{2} U_{eE} = \sqrt{2} U_{ef} \sin p\beta_{med} = K_E n I_E \sin p\beta_{med} \quad (4.30)$$

ou:

$$K_E = 2\pi p L_d^{sr} k_b \quad (4.31)$$

unde  $U_{ef}$  este tensiunea electromotoare de fază, indusă în înfășurarea statorică, la mașina electrică sincronă clasică;

$p$  - numărul perechilor de poli ai mașinii electrice sincrone;

$n$  - viteza de rotație a mașinii electrice sincrone;

$L_d^{SR}$  - inductivitatea mutuală longitudinală stator - rotor, a mașinii electrice sincrone;

$k_b$  - factorul de înfășurare al înfășurării **statorice** a mașinii electrice sincrone;

$I_E$  - curentul de excitație al mașinii electrice sincrone

Se obține astfel, pentru tensiunea de alimentare a MECS:

$$U_{cc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left[ K_E n I_E k_{cu} - \frac{\sqrt{2}}{2} (1-k) I X \sin(2\delta_0 - u) \cos \frac{u}{2} \right] \quad (4.32)$$

iar pentru curentul absorbit de MECS:

$$I_{cc} = \sqrt{3} K_E n \frac{1}{X_d} I_E k_{ci} - \frac{\sqrt{6}}{2} (1-k) I \frac{X}{X_d} \sin(2\delta_0 - u) \sin \frac{u}{2} \operatorname{tg}(\delta - \frac{u}{2}) \quad (4.33)$$

La mașinile electrice cu poli plini ( $k=1$ ), factorii:

$$k_{cu} = \sin p\beta_{med} \cos(\delta_0 - \frac{u}{2}) \cos \frac{u}{2} \quad (4.34)$$

$$k_{ci} = \sin p\beta_{med} \cos(\delta_0 - \frac{u}{2}) \sin \frac{u}{2} \operatorname{tg}(\delta - \frac{u}{2}) \quad (4.35)$$

țin cont de influența procesului de comutație asupra funcționării MECS.

Utilizând relația (4.15), expresiile (4.32) și (4.33) devin:

$$U_{cc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} K_E n I_E k_{cu} - \frac{9}{\pi^2} (1-k) I_{cc} X \frac{1}{u} \sin u \sin(2\delta_0 - u) \quad (4.36)$$

$$I_{cc} = \sqrt{3} K_E n \frac{1}{X_d} I_E k_{ci} / \left[ 1 + \frac{\sqrt{6}}{\pi} (1-k) \frac{X}{X_d} \frac{1}{u} \sin^2 \frac{u}{2} \sin(2\delta_0 - u) \operatorname{tg}(\delta - \frac{u}{2}) \right] \quad (4.37)$$

Expresia vitezei de rotație a MECS se obține din relația (4.36):

$$n = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} U_{cc} \left[ 1 + \frac{\sqrt{6}}{\pi} (1-k) \frac{X}{X_d} \frac{1}{u} \sin^2 \frac{u}{2} \sin(2\delta_0 - u) \operatorname{tg}(\delta - \frac{u}{2}) \right] /$$

$$K_E I_E \left\{ k_{cu} \left[ 1 + \frac{\sqrt{6}}{\pi} (1-k) \frac{X}{X_d} \frac{1}{u} \sin^2 \frac{u}{2} \sin(2\delta_0 - u) \operatorname{tg}(\delta - \frac{u}{2}) \right] - \frac{3}{\pi} (1-k) \frac{X}{X_d} k_{ci} \frac{1}{u} \sin u \sin(2\delta_0 - u) \right\} \quad (4.38)$$

Cuplul util al MECS, neglijând pierderile în invertor, este:

$$M = \eta \frac{U_{cc} I_{cc}}{\Omega} \quad (4.39)$$

$\Omega$  fiind viteza unghiulară a rotorului mașinii electrice sincrone iar  $\eta$  - randamentul mașinii electrice sincrone.

Introducând relația (4.36) în relația (4.39), se obține:

$$M = \eta \frac{90}{\pi^2} \left[ \sqrt{3} K_E I_E I_{cc} k_{cu} - \frac{3}{\pi} \frac{1}{n} (1-k) I_{cc}^2 X_u^1 \sin u \sin(2\delta_o - u) \right] \quad (4.40)$$

În cazul particular al mașinii electrice cu poli plini ( $k=1$ ), expresiile vitezei de rotație și a cuplului devin [15]:

$$n = \frac{10}{\sqrt{3}} \frac{U_{cc}}{p L_d^{sr} k_b I_E k_{cu}} \quad (4.41)$$

$$M = 0,3 \eta (p L_d^{sr} k_b I_E)^2 n \frac{1}{X_d''} k_{cu} k_{ci} \quad (4.42)$$

## 4.2. Caracteristicile MECS.

### 4.2.1. Corolația între parametrii funcționali specifici ai MECS.

Considerând pierderile în invertor neglijabile, puterea electrică absorbită de invertor (Fig.4.3):

$$P_{cc} = U_{cc} I_{cc} \quad (4.43)$$

este egală cu puterea electrică absorbită de mașina electrică trifazată, de la invertor:

$$P_{alt} = 3 U_b I \cos \varphi = 3 U_b I \cos \left( \delta - \frac{u}{2} \right) \quad (4.44)$$

Din relația (4.12), cu considerarea relațiilor (4.1), (4.5) și (4.9), în cazul în care reactanța de comutație este egală cu reactanța supratranzitorie longitudinală, se obține:

$$U_{cc} = \frac{3}{\pi} \left( \sqrt{6} U_b \cos \delta + I_{cc} X_d'' \right) \quad (4.45)$$

Utilizând relațiile (4.15), (4.21) și (4.45), din condiția de egalitate a puterilor  $P_{cc}$  și  $P_{alt}$ , se obține relația de legătură între unghiurile  $\delta$ ,  $\delta_o$  și  $u$ :

$$\cos \delta = \frac{2 \frac{U_{ef}'}{U_{ef}} \cos \left( \delta_o - \frac{u}{2} \right) \frac{1}{u} \sin \frac{u}{2} - \frac{\pi}{12} u \frac{1}{\sin \frac{u}{2}} \frac{1}{U_{ef}} \frac{X_d''}{\pi}}{\frac{U_b}{U_{ef}}} \quad (4.46)$$

Prin înlocuirea relației (4.46) în relația (4.5), cu considerarea relațiilor (4.1), (4.2) și (4.9), se obține relația de legătură între unghiurile  $\delta_{st}$ ,  $\delta_o$  și  $u$ :

$$\cos \delta_{st} = \frac{2 \frac{U'_{oE}}{U_{ef}} \cos(\delta_o - \frac{u}{2}) \frac{1}{u} \sin \frac{u}{2} + \frac{\pi}{12} u \frac{1}{\sin \frac{u}{2}} \frac{IX}{U_{ef}} \frac{X_d''}{X}}{U_b / U_{ef}} \quad (4.47)$$

În relațiile (4.46) și (4.47), prin considerarea relațiilor (4.22) - (4.27) și (4.30); rapoartele  $U'_{oE}/U_{ef}$  și  $U_b/U_{ef}$  au expresiile:

$$\frac{U'_{oE}}{U_{ef}} = \sin p\beta_{med} - \frac{IX}{U_{ef}}(1-k) \sin(\delta_o - \frac{u}{2}) \quad (4.48)$$

$$\begin{aligned} \frac{U_b}{U_{ef}} = & \left\{ \sin^2 p\beta_{med} - 2 \frac{IX}{U_{ef}} \sin(\delta_o - \frac{u}{2}) \sin p\beta_{med} + \right. \\ & \left. + \left(\frac{IX}{U_{ef}}\right)^2 \left[ \sin^2(\delta_o - \frac{u}{2}) + k^2 \cos^2(\delta_o - \frac{u}{2}) \right] \right\}^{1/2} \quad (4.49) \end{aligned}$$

Considerînd mărimea  $IX/U_{ef}$  variabilă independentă, soluția iterativă a sistemului de ecuații (4.2), (4.3), (4.18), (4.46) - (4.49) reprezintă valorile unghiurilor  $u, \delta, \alpha, \delta_o, p\beta_{med}$ , parametrii de calcul fiind, succesiv,  $\delta_{st}, p\beta_{med}$  și  $\alpha$ .

Se obțin deci caracteristicile  $u=f(IX/U_{ef})$ ,  $\alpha=f(IX/U_{ef})$ ,  $p\beta_{med}=f(IX/U_{ef})$ ,  $\delta_o=f(IX/U_{ef})$  pentru  $\delta_{st}=cst$ , respectiv  $\alpha=cst$ , respectiv  $p\beta_{med}=cst$ .

Pentru calcul se admit ca mărimi constante cunoscute:  $p, X_d, X_d'', k$ .

#### 4.2.2. Stabilirea ecuațiilor caracteristicilor MESC.

Cu valorile unghiurilor  $u, \delta_o$  și  $p\beta_{med}$ , determinate anterior, se pot stabili ecuațiile caracteristicilor MESC, exprimînd variabilele sub formă de mărimi relative.

Utilizînd relația (4.49) se obține caracteristica  $U_b/U_{ef} = f(IX/U_{ef})$ .

Caracteristica  $U_{cc}/U_{ef} = f(IX/U_{ef})$  se obține din relațiile (4.28) și (4.30):



$$\frac{U_{cc}}{U_{of}} = \frac{3\sqrt{6}}{\eta} \left[ \sin p\beta_{med} - (1-k) \frac{IX}{U_{ef}} \sin\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \right] \cos\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \cos \frac{u}{2} \quad (4.50)$$

Din relațiile (4.21), (4.23), (4.30) și (4.44) rezultă ecuația caracteristicii puterii mecanice raportate  $P_m/P_{sc c} = f(IX/U_{ef})$ ,  $P_m$  fiind puterea mecanică a MECS iar  $P_{sc c}$  - puterea de calcul, de scurtcircuit, a mașinii electrice sincrone;

$$\frac{P_m}{P_{sc c}} = \eta \frac{IX}{U_{ef}} \left[ \sin p\beta_{med} - (1-k) \frac{IX}{U_{ef}} \sin\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \right] \cos\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \quad (4.51)$$

În relația (4.51), puterea mecanică a MECS este:

$$P_m = \eta 3 U_{oE} I \cos\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \quad (4.52)$$

iar puterea de calcul, de scurtcircuit, a mașinii electrice sincrone are expresia:

$$P_{sc c} = 3 \frac{U_{ef}^2}{X} \quad (4.53)$$

Se poate obține deci expresia puterii mecanice raportate la puterea electrică nominală a mașinii electrice sincrone,

$P_H$  :

$$\frac{P_m}{P_N} = \frac{P_m}{P_{sc c}} \frac{P_{sc c}}{P_{sc N}} \frac{P_{sc N}}{P_N} \quad (4.54)$$

respectiv a puterii mecanice relative a MECS:

$$\frac{P_m}{P_{mN}} = \frac{P_m}{\eta_N P_N} \quad (4.55)$$

$P_{mN}$  fiind puterea mecanică nominală iar  $\eta_N$  - randamentul nominal al mașinii electrice sincrone.

În relațiile (4.54) și (4.55),  $P_{sc N}$  reprezintă puterea nominală de scurtcircuit a mașinii electrice sincrone:

$$P_{sc N} = 3 \frac{U_{efN}^2}{X_d} \quad (4.56)$$

$U_{ofN}$  fiind valoarea nominală a tensiunii electromotoare induse, de fază, a mașinii electrice sincrone.

Introducând relațiile (4.53) și (4.56) în relațiile (4.54) și (4.55), se obține:

$$\frac{P_m}{P_N} = \frac{P_m}{P_{sc} c} \frac{X_d}{X} \left( \frac{U_{ef}}{U_{efN}} \right)^2 \left( \frac{U_{efN}}{U_{bN}} \right)^2 \frac{U_{bN}}{I_{Nc} X_d} \quad (4.57)$$

respectiv:

$$\frac{P_m}{P_{mN}} = \frac{1}{\eta_N} \frac{P_m}{P_{sc} c} \frac{X_d}{X} \left( \frac{U_{ef}}{U_{efN}} \right)^2 \left( \frac{U_{efN}}{U_{bN}} \right)^2 \frac{U_{bN}}{I_{Nc} X_d} \quad (4.58)$$

Raportul  $U_{efN}/U_{bN}$  se calculează, utilizând diagrama fazorială, pentru un factor de putere, de calcul, unitar,  $\cos \varphi_{Nc} = 1$ :

$$\frac{U_{efN}}{U_{bN}} = \frac{1}{\sin p \beta_{med}} \frac{1 + k \left( \frac{I_{Nc} X}{U_{bN}} \right)^2}{\left[ 1 + \left( k \frac{I_{Nc} X}{U_{bN}} \right)^2 \right]^{1/2}} \quad (4.59)$$

În aceleași condiții se calculează și curentul nominal de calcul:

$$I_{Nc} = \frac{P_N}{3 U_{bN}} \quad (4.60)$$

În relațiile (4.57) - (4.60)  $U_{bN}$  este tensiunea nominală de fază la bornele mașinii electrice sincrone.

Raportul  $U_{ef}/U_{efN}$ , care intervine în relațiile (4.57) și (4.58), se poate calcula cu una din relațiile (4.61) - (4.63), în funcție de parametru de calcul luat în considerare.

Parametru de calcul fiind  $I/I_N$  sau  $I_{cc}/I_N$ , ( $I_N$  este curentul nominal de fază al mașinii electrice sincrone), se obține:

$$\frac{U_{of}}{U_{efN}} = \frac{1}{IX} \frac{1}{U_{ef}} \frac{I}{I_N} I_N U_{bN} X \quad (4.61)$$

Dacă se consideră ca parametru de calcul  $U_{cc}/U_{bN}$ , se obține:

$$\frac{U_{ef}}{U_{efN}} = \frac{\frac{U_{cc}}{U_{bN}}}{\frac{U_{cc}}{U_{ef}} \frac{U_{efN}}{U_{bN}}} \quad (4.62)$$

La considerarea ca parametri de calcul a mărimilor  $n/n_N$  și  $I_E/I_{EN}$  ( $n_N$  fiind viteza de rotație nominală a mașinii electrice sincrone iar  $I_{EN}$  - curenții de excitație nominal al mașinii electrice sincrone), se obține:

$$\frac{U_{ef}}{U_{efN}} = \frac{n}{n_N} \frac{I_E}{I_{EN}} \quad (4.63)$$

Ecuțiile caracteristicilor  $P_m/P_N = f(IX/U_{ef})$  și  $P_m/P_{mN} = f(IX/U_{ef})$  se obțin deci din relațiile (4.57) și (4.58), cu considerarea relațiilor (4.51), (4.59) - (4.63).

Caracteristica  $\eta = f(IX/U_{ef})$  se obține din caracteristica  $\eta = f(I)$  a mașinii electrice sincrone, pentru tensiune de alimentare și viteză de rotație nominale, avînd în vedere că:

$$I = \frac{IX}{U_{ef}} \frac{U_{ef}}{U_{efN}} \frac{U_{efN}}{U_{bN}} \frac{U_{bN}}{X} \quad (4.64)$$

Ecuția caracteristicii vitezei de rotație relative a MECS,  $n/n_N = f(IX/U_{ef})$ , se obține din (4.30):

$$\frac{n}{n_N} = \frac{U_{ef}}{U_{efN}} \frac{1}{\frac{I_E}{I_{EN}}} \quad (4.65)$$

cu considerarea relațiilor (4.61) și (4.62), parametru de calcul fiind  $I_E/I_{EN}$ .

Utilizînd expresia cuplului util relativ al MECS:

$$\frac{M}{M_N} = \frac{P_m}{P_{mN}} \frac{1}{\frac{n}{n_N}} \quad (4.66)$$

se poate determina caracteristica  $M/M_N = f(IX/U_{ef})$ .

În relația (4.66)  $M_N$  este cuplul util nominal al mașinii

electrice sincrone:

$$M_N = \frac{P_{mN}}{2\pi n_N} \quad (4.67)$$

În condițiile în care tensiunea relativă de alimentare a MECS,  $U_{cc}/U_{bN}$ , și curentul relativ absorbit de MECS,  $I_{cc}/I_N$ , nu sînt parametri de calcul, caracteristicile  $U_{cc}/U_{bN} = f(IX/U_{ef})$  și  $I_{cc}/I_N = f(IX/U_{ef})$  au ecuațiile:

$$\frac{U_{cc}}{U_{bN}} = \frac{U_{cc}}{U_{ef}} \frac{U_{ef}}{U_{efN}} \frac{U_{efN}}{U_{bN}} \quad (4.68)$$

$$\frac{I_{cc}}{I_N} = \frac{\pi}{2\sqrt{6}} \frac{u}{\sin \frac{u}{2}} \frac{IX}{U_{ef}} \frac{U_{of}}{U_{efN}} \frac{U_{ofN}}{U_{bN}} \frac{U_{bN}}{I_N X} \quad (4.69)$$

Ecuția caracteristicii randamentului MECS,  $\eta_{MECS} = f(IX/U_{ef})$  se obține din :

$$\eta_{MECS} = 3 \cos \varphi_N \frac{P_m}{P_N} \frac{1}{\frac{U_{cc}}{U_{bN}}} \frac{1}{\frac{I_{cc}}{I_N}} \quad (4.70)$$

cu considerarea relațiilor (4.51), (4.57), (4.68) și (4.69).

În relația (4.69)  $\cos \varphi_N$  reprezintă factorul de putere nominal al mașinii electrice sincrone.

Ecuțiile caracteristicilor mărimilor corespunzătoare funcționării mașinii electrice sincrone în schemă MECS se obțin astfel.

Ecuția curentului relativ absorbit  $(I/I_N)_{real} = f(IX/U_{ef})$  se determină din:

$$\left(\frac{I}{I_N}\right)_{real} = \frac{1}{0,955} \frac{1}{I_N} \frac{IX}{U_{ef}} \frac{U_{ef}}{U_{efN}} \frac{U_{efN}}{U_{bN}} \frac{U_{bN}}{X} \quad (4.71)$$

cu considerarea relațiilor (4.59) și (4.62) sau (4.63).

Ecuția tensiunii relative la borne  $U_b/U_{bN} = f(IX/U_{ef})$  se determină din :

$$\frac{U_b}{U_{bN}} = \frac{U_b}{U_{ef}} \frac{U_{ef}}{U_{efN}} \frac{U_{efN}}{U_{bN}} \quad (4.72)$$

cu considerarea relațiilor (4.49), (4.59) și (4.61) - (4.63).

Pentru puterea electrică relativă absorbită, ecuația  $P/P_N = f(IX/U_{ef})$  se determină din:

$$\frac{P}{P_N} = \frac{1}{\eta} \frac{P_m}{P_N} \quad (4.73)$$

utilizând relațiile (4.51), (4.57), (4.59), (4.61), - (4.63) și caracteristica  $\eta = f(IX/U_{ef})$ .

Caracteristica factorului de putere  $\cos \varphi = f(IX/U_{ef})$  se obține din relațiile (4.20), (4.22), (4.24) - (4.27) și (4.30) :

$$\begin{aligned} \cos \varphi = & 0,955 \left[ \sin p\beta_{med} - \frac{IX}{U_{ef}}(1-k)\sin\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \right] \cos\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) / \\ & / \left\{ \sin^2 p\beta_{med} - 2\frac{IX}{U_{ef}}\sin\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right)\sin p\beta_{med} + \right. \\ & \left. + \left(\frac{IX}{U_{ef}}\right)^2 \left[ \sin^2\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) + k^2 \cos^2\left(\delta_o - \frac{u}{2}\right) \right] \right\}^{1/2} \quad (4.74) \end{aligned}$$

În relațiile (4.71) și (4.74) coeficientul 0,955 reprezintă conținutul în fundamentală al curentului absorbit de mașina electrică sincronă trifazată, alimentată de inverterul cu șase pulsuri considerat /101/.

### 4.3. Performanțele MECS.

Din analiza ecuațiilor caracteristicilor, rezultă, pentru o mașină electrică cu comutație statică dată, următoarele posibilități de reglare a vitezei de rotație:

- modificarea tensiunii de alimentare a inverterului,  $U_{co}$ ;
- modificarea curentului de excitație al mașinii electrice sincrone,  $I_E$ ;
- modificarea unghiului de comandă a inverterului,  $\alpha$ , respectiv a unghiului  $\delta$ ;
- modificarea unghiului de stingere a tiristoarelor inverterului,  $\delta_{st}$ ;
- modificarea unghiului dintre solenația statorică și cea rotorică a mașinii electrice,  $\delta_o$ , respectiv  $p\beta_{med}$ .

Primele două metode sînt similare cu cele utilizate pentru reglarea vitezei de rotație la mașinile de curent continuu

clasice.

Celelalte metode de reglare a vitezei de rotație sînt strict dependente de funcționarea comutatorului static, deci sînt specifice mașinii electrice cu comutație statică.

În ceea ce privește realizarea practică a parametrilor menționați, cele mai mari dificultăți apar în legătură cu unghiul de stingere a tiristoarelor,  $\delta_{st}$ .

Valoarea sa se poate modifica utilizînd tiristoare cu  $t_{rev}$  diferit. Menținerea însă, pentru diverse încărcări, a valorii  $\delta_{st} = \delta_{rev} = cst$  ridică probleme, deoarece unghiul  $\delta_{st}$  este accesibil doar după consumarea perioadei de comutație și este dependent de unghiul de comutație  $u$ , variabil de asemenea cu sarcina (4.5).

Singura metodă de reglare a vitezei de rotație a MECS, care s-a impus în practică, datorită simplității sale și a caracteristicilor dinamice favorabile /10/, este cea care utilizează variația tensiunii continue de alimentare a invertorului.

Modificarea unghiului  $\alpha$ , a unghiului  $\beta_{med}$  sau a curentului de excitație  $I_E$  se utilizează doar cu scopul îmbunătățirii caracteristicilor funcționale ale MECS, în regimuri de pornire, reversare, variații bruște ale sarcini /92,125/.

În schema MECS considerată (Fig.4.3), invertorul funcționînd cu comutație de la sarcină, energia reactivă este furnizată de mașina electrică.

Pentru a exista deci defazajul corespunzător dintre curent și tensiune, din relația (4.18) rezultă că funcționarea în sarcină a MECS este posibilă numai în condițiile în care unghiul dintre solenația statorică și cea rotorică are valorile:

$$\beta_{med} > 90^\circ \quad (4.75)$$

Prin urmare, cuplul util al mașinii electrice din schema MECS considerată, conform relației (4.40), va fi inferior valorii maxime posibile.

Cu măsură a solicitării MECS, se ia în considerare factorul de utilizare a MECS:

$$G' = \frac{G_{MECS}}{G_{trif}} \quad (4.76)$$

În relația (4.76),  $G_{MECS}$  este efortul tangențial mediu al MECS iar  $G_{trif}$  este efortul tangențial mediu al unei mașini electrice sincrone trifazate, cu aceleași dimensiuni geometrice ale indusului și cu aceeași viteză de rotație ca și

mașina electrică din schema MECS.

Prin definiție, efortul tangențial mediu are expresia:

$$\sigma = \frac{P_i}{\pi^2 D_i^2 n L_i} \quad (4.77)$$

unde  $P_i$  este puterea interioară activă a mașinii electrice;

$D_i$  - diametrul indusului;

$L_i$  - lungimea activă a indusului.

Neglijînd pierderile în fier, cele din înfîngurările statorice și pierderile suplimentare ale mașinii electrice din schema MECS, precum și pierderile în inverter, efortul tangențial mediu al MECS devine:

$$\sigma_{MECS} = \frac{U_{cc} I_{cc}}{\pi^2 D_i^2 n L_i} \quad (4.78)$$

Iuînd în considerare expresiile (4.12) și (4.13) ale tensiunii, respectiv curentului absorbit de MECS, se obține pentru efortul tangențial mediu al MECS:

$$\sigma_{MECS} = \frac{18}{4\pi} \frac{U_b^2}{X_c} \frac{1}{\pi^2 D_i^2 n L_i} \sin(2\delta - u) \sin u \quad (4.79)$$

Din analiza relației (4.79) rezultă că efortul tangențial mediu al MECS, mașina electrică din schema MECS avînd dimensiuni date și funcționînd cu tensiune la borne și viteză de rotație date, variază cu sarcina prin intermediul unghiurilor  $\delta$  și  $u$ .

Deci  $(\sigma_{MECS})_{max}$  se obține pentru:

$$\frac{d}{d\delta} [\cos 2(\delta - u) - \cos 2\delta] = 0 \quad (4.80)$$

respectiv:

$$-\sin 2(\delta - u) \left(2 - 2 \frac{du}{d\delta}\right) + 2 \sin 2\delta = 0 \quad (4.81)$$

Din relația (4.5) rezultă:

$$\frac{du}{d\delta} = 1 - \frac{\sin \delta}{\sin(\delta - u)} \quad (4.82)$$



Introducând relația (4.82) în relația (4.81), se obține:

$$\cos(\delta - u) = \cos \delta \quad (4.83)$$

de unde rezultă concluzia că efortul tangențial mediu devine, în condițiile date, maxim pentru  $u = 0^\circ$ , deci în absența fenomenului de comutație.

Ca urmare, în condiții obișnuite de funcționare, fiind inerentă prezența fenomenului de comutație, efortul tangențial mediu al MECS va fi inferior valorii maxime posibile.

Considerând efortul tangențial mediu al mașinii electrice sincrone trifazate:

$$\sigma_{\text{trif}} = \frac{3 U_{\text{ef}} I_f}{\pi^2 D_1^2 n L_1} \quad (4.84)$$

unde  $I_f$  este valoarea efectivă a curentului de fază absorbit de mașina electrică sincronă, factorul de utilizare a MECS devine:

$$\sigma' = \frac{U_{\text{cc}} I_{\text{cc}}}{3 U_{\text{ef}} I_f} \quad (4.85)$$

Tinând cont de (4.12) și (4.13), se obține:

$$\sigma' = \frac{1}{3} \frac{(U_{\text{cc}})_o}{U_{\text{ef}}} \frac{(I_{\text{cc}})_o}{I_f} \sin(2\delta - u) \sin u \quad (4.86)$$

unde indicele "o" se utilizează pentru valorile mărimilor, la funcționare în gol a MECS, cu comandă completă a invertorului.

Valoarea factorului de utilizare a MECS este influențată de tipul schemei invertorului, de numărul de faze și de tipul conexiunii fazelor mașinii electrice /88, 116/ precum și de funcționarea comutatorului static.

În cazul concret considerat, al unei MECS trifazate cu invertor în punte trifazată (Fig.4.3), ținând cont de relațiile (4.13), (4.34), (4.36) și (4.42), se obține pentru factorul de utilizare a MECS:

$$\sigma' = k_{\text{conex}} \left[ k_{\text{cu}} - \frac{1}{2}(1-k) \frac{IX}{U_{\text{ef}}} \sin(2\delta_o - u) \cos \frac{u}{2} \right] \sin\left(\delta - \frac{u}{2}\right) \sin \frac{u}{2} \quad (4.87)$$

În relația (4.87), coeficientul  $k_{\text{conex}}$  are, la conectarea în stea a înfășurărilor statorice ale mașinii electrice, valoarea:

$$k_{\text{conexy}} = 0,9549$$

iar la conectarea în triunghi a acestora, valoarea :

$$k_{\text{conex D}} = 0,9003$$

Valorile  $k_{\text{conex Y}}$  și  $k_{\text{conex D}}$  reprezintă valorile maxime maximorum ale coeficientului de utilizare a MECS, obținute pentru MECS cu invertor în punte trifazată și mașină electrică cu poli plini ( $k=1$ ), în cazul neglijării fenomenului de comutație ( $U_{cc}=(U_{cc})_0$ ;  $I_{cc}=(I_{cc})_0$ ) /87,115/.

În aceste condiții, conectarea în stea a înfășurărilor statorice ale mașinii electrice reprezintă soluția cea mai eficientă.

Caracteristicile:

$$\sigma' = f\left(\frac{IX}{U_{ef}}\right) \text{ cu parametrii } \delta_{st}, \alpha \text{ sau } p\beta_{med},$$

respectiv:

$$\sigma' = f\left(\frac{P_m}{P_{mN}}\right) \text{ cu parametrii } \frac{U_{cc}}{U_{bN}} \text{ și } \delta_{st}, \alpha \text{ sau } p\beta_{med};$$

$$\sigma' = f\left(\frac{U_{cc}}{U_{bN}}\right) \text{ cu parametrii } \frac{n}{n_N}, \frac{I_E}{I_{EN}} \text{ și } \delta_{st}, \alpha \text{ sau } p\beta_{med};$$

$$\sigma' = f\left(\frac{I_E}{I_{EN}}\right) \text{ cu parametrii } \frac{n}{n_N}, \frac{U_{cc}}{U_{bN}} \text{ și } \delta_{st}, \alpha \text{ sau } p\beta_{med};$$

obținute prin considerarea relațiilor stabilite în paragraful 4.2, permit analiza influenței tuturor parametrilor funcționali și constructivi ai MECS, asupra factorului de utilizare a MECS, asupra eficienței MECS.

Capacitatea de încărcare a MECS, considerată prin ecuațiile curentului absorbit de MECS și ale puterii mecanice debitate de MECS (paragraful 4.2) este maximă, la funcționarea mașinii electrice cu viteză de rotație și curent de excitație constante, în aceleași condiții particulare ca și coeficientul de utilizare a MECS - mașină electrică cu poli plini și neglijarea fenomenului de comutație.

#### 4.4. Concluzii.

Funcționarea în regim staționar a MECS, ansamblu alcătuit dintr-un convertizor electromecanic rotativ și un invertor cu frecvență reglabilă, se analizează raportându-se la bornele invertorului.

Se impune deci considerarea, în relațiile care definesc

funcționarea MECS, a tuturor mărimilor specifice comutatorului static, alături de parametri mașinii electrice.

Unghiul de comandă  $\alpha$  și unghiul de comutație  $\mu$  caracterizează funcționarea invertorului în regim de comutație naturală, alimentând o sarcină cu caracter inductiv.

Unghiul  $p\beta$  dintre solenația statorică și cea rotorică, variabil, caracterizează oscilațiile cîmpului indus în mașina electrică, în raport cu cîmpul inductor. Aceste oscilații sînt prezente datorită numărului finit de elemente semiconductoare ale invertorului. Valoarea sa medie  $p\beta_{med}$ , impusă de comanda invertorului, este constantă.

Expresiile obținute pentru tensiunea continuă la bornele MECS și curentul continuu absorbit de MECS, indică faptul că aceste mărimi au valori dependente atît de modul de conexiune a fazelor mașinii electrice cît și de schema invertorului. Valorile acestor două mărimi sînt de asemenea influențate de procesul de comutație, prin unghiurile  $p\beta_{med}$ ,  $\delta_o$ ,  $\alpha$  și  $\mu$ .

Expresiile puterii mecanice, ale cuplului și ale coeficientului de utilizare a MECS confirmă, la rîndul lor, concluzia deosebit de semnificativă că performanțele unei MECS de construcție dată, funcționînd cu o anumită viteză de rotație și cu un anumit curent de excitație, sînt dependente și limitate de funcționarea comutatorului static.

În regimul staționar considerat, invertorul funcționînd cu comutație naturală, MECS se comportă ca o mașină electrică sincronă supraexcitată.

Pe de altă parte, MECS prezintă caracteristici de reglare a vitezei de rotație similare cu cele ale unei mașini electrice de curent continuu, cu reglaj prin indus sau prin excitație.

Possibilitățile de reglare a vitezei de rotație, prin modificarea unghiului de comandă  $\alpha$ , a unghiului de stingere a tiristoarelor  $\delta_{st}$  sau a unghiului dintre solenația statorică și cea rotorică  $p\beta_{med}$ , sînt caracteristice doar acestui tip de mașină electrică.

Prin urmare, MECS nu poate fi confundată nici cu mașinile electrice de curent continuu, nici cu mașinile electrice sincrone, dată fiind prezența comutatorului static.

Analiza funcționării MECS nu poate fi deci efectuată fără a lua în considerare condițiile specifice impuse de prezența comutatorului static.

## 5. PROGRAM DE CALCUL, CU ORDINATORUL ELECTRONIC, AL FUNCȚIONĂRII MECS

Metodica utilizată pentru calculul caracteristicilor de funcționare în regim staționar și al performanțelor MECS este cea stabilită în capitolul 4.

Schema logică de principiu a programului de calcul elaborat este prezentată în figura 5.1.

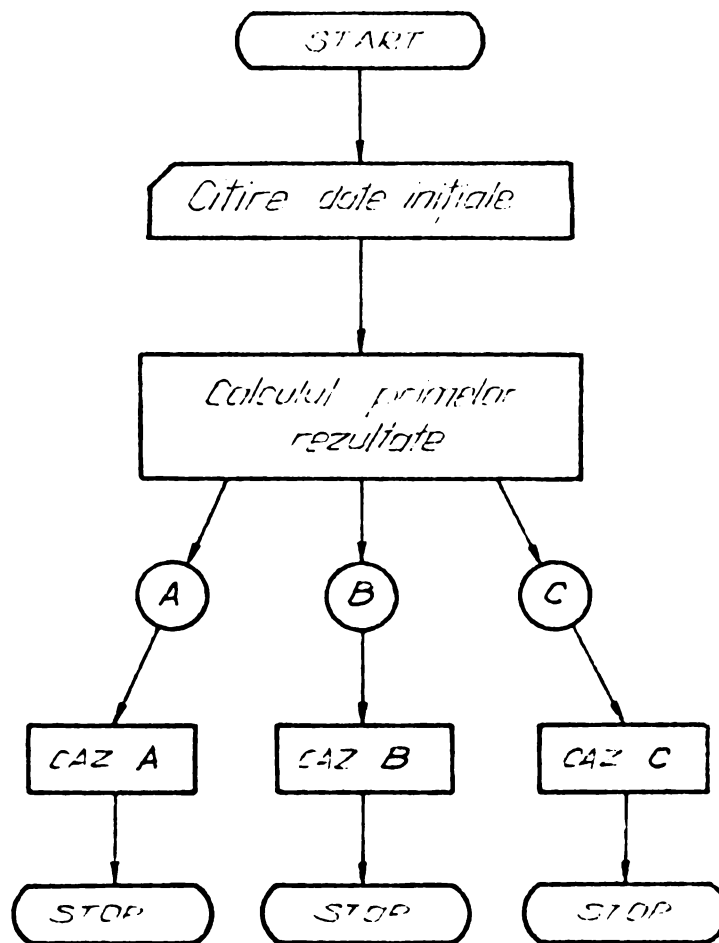


Fig.5.1. Schema logică de principiu a programului de calcul al caracteristicilor și performanțelor MECS.

Setul de date inițiale pentru calcul cuprinde:

- tipul constructiv al mașinii electrice sincrone (1 - cu poli proeminenți; 2 - cu poli plini);
- valoarea factorului  $k = 1$  (în cazul mașinii electrice cu poli plini);
- tipul conexiunii înfășurărilor statorice ale mașinii electrice (1 - conexiune stea; 2 - conexiune triunghi);
- numărul de elemente într-o coloană a tabelului randamentului;
- mărimea  $\pi$ ;
- puterea mecanică nominală a mașinii electrice  $P_{mN}$  (W);
- tensiunea la borne, nominală, de linie, a mașinii electrice  $U_{bNl}$  (V);
- randamentul nominal al mașinii electrice  $\eta_N$  (%);
- factorul de putere nominal al mașinii electrice  $\cos \varphi_N$ ;
- viteza de rotație nominală a mașinii electrice  $n_N$  (rot./min.);
- frecvența nominală a mașinii electrice  $f_N$  (Hz);
- reactanța sincronă longitudinală a mașinii electrice  $x_d$  (u.r.);
- reactanța sincronă transversală a mașinii electrice  $x_q$  (u.r.);
- reactanța sincronă longitudinală supratranzitorie a mașinii electrice  $x''_d$  (u.r.);
- reactanța sincronă transversală supratranzitorie a mașinii electrice  $x''_q$  (u.r.);
- coeficientul  $k_{conex Y}$ ;
- coeficientul  $k_{conex D}$ ;
- valoarea inițială a timpului de revenire a tiristoarelor inverterului  $t_{rev\ init}$  ( $\mu s$ );
- coeficientul de siguranță suplimentar, pentru unghiul de stingere a tiristoarelor inverterului  $\Delta \gamma$  (grade);
- tabelul caracteristicii  $\eta = f(I)$  a mașinii electrice sincrone, cuprinzând 101 elemente;
- valoarea inițială, finală și pasul de variație ale unghiului  $\beta_{med}$  (numai pentru CAZ B) (grade);
- valoarea inițială, finală și pasul de variație ale unghiului  $\gamma$  (numai pentru CAZ C) (grade);
- numărul intervalelor de variație a variabilei  $I X / U_{ef}$ ;
- limitele inferioare și superioare ale intervalelor de variație a variabilei  $I X / U_{ef}$  ( $\cdot 10^4$ );
- pașii de variație pentru  $I X / U_{ef}$  ( $\cdot 10^4$ );
- valoarea inițială, finală și pasul de variație ale unghiului  $\alpha$  (grade);

- valoarea inițială, finală și pasul de variație ale unghiului  $p\beta_{med}$  (numai pentru CAZ A și CAZ C) (grade);
- regimul de funcționare analizat (0 - funcționare în gol; 1 - funcționare în sarcină; 2 - funcționare în sarcină și în gol);
- valoarea inițială, valoarea finală și pasul de variație ale variabilei  $U_{cc}/U_{bN}$ ;
- valoarea inițială, valoarea finală și pasul de variație ale variabilei  $I_E/I_{EN}$ .

Programul de calcul este scris în limbaj FORTRAN, în dublă precizie.

Programul de calcul oferă posibilitatea analizei funcționării, în schemă MECS, a diverselor variante constructive de mașini electrice sincrone: mașină electrică sincronă cu poli plini, mașină electrică sincronă cu poli proeminenți cu înfășurare de amortizare completă, incompletă sau fără înfășurare de amortizare.

Calculul primelor rezultate se referă la:

- puterea electrică nominală a mașinii electrice  $P_N$  (W);
- tensiunea la borne, nominală, de fază, a mașinii electrice  $U_{bN}$  (V);
- identificarea coeficientului  $k_{conex}$  în raport cu tipul conexiunii înfășurărilor statorice ale mașinii electrice;
- curentul nominal de fază al mașinii electrice  $I_N$  (A);
- impedanța nominală a mașinii electrice  $Z_N$  ( $\Omega$ );
- reactanțele  $X_d$ ,  $X_q$ ,  $X_d''$ ,  $X_q''$ , ale mașinii electrice ( $\Omega$ );
- reactanța de calcul  $X$  ( $\Omega$ );
- factorii  $k_q$ ,  $k_a$ ,  $k$ ;
- curentul nominal, de calcul (pentru  $\cos\varphi_{Nc} = 1$ ), al mașinii electrice  $I_{Nc}$  (A);
- unghiul corespunzător timpului de revenire a tiristoarelor  $\gamma_{rev}$  (grade).

Funcționarea MECS, dependentă de funcționarea comutatorului static, este analizată în programul de calcul, prin considerarea ca parametri, în calculul iterativ, a unghiului de stingere a tiristoarelor,  $\gamma_{st}$  (CAZ A), a unghiului dintre solenația statorică și cea rotorică a mașinii electrice,  $p\beta_{med}$  (CAZ B), respectiv a unghiului de comandă a tiristoarelor invertorului,  $\gamma$  sau  $\alpha$  (CAZ C).



Analiza corelației dintre parametrii funcționali specifici ai mașinii electrice sincrone și ai invertorului, în schema MECS considerată, precum și a caracteristicilor de funcționare în regim staționar și a performanțelor MECS, se realizează pe baza rezultatelor calculului numerice efectuate cu ordinatorul FELIX C 256, pentru un motor sincron orizontal, cu datele de proiectare conform /119/:

$P_{mN} = 10,5 \text{ MW}$	$x_d = 1,385 \text{ u.r.}$
$U_{bN1} = 6 \text{ kV}$	$x_q = 0,695 \text{ u.r.}$
$\eta_N = 97,725 \%$	$x_d'' = 0,1980 \text{ u.r.}$
$\cos \varphi_N = 0,9 \text{ cap.}$	$x_q'' = 0,1635 \text{ u.r.}$
$n_N = 1000 \text{ rot./min.}$	
$f_N = 50 \text{ Hz}$	

### 5.1. Variația parametrilor funcționali specifici ai MECS.

Prezența comutatorului static și deci, fenomenul de comutație, fiind caracteristic funcționării MECS, se impune considerarea mărimilor  $\alpha$ ,  $\gamma$ ,  $u$ ,  $\delta_{st}$ ,  $p\beta_{med}$  drept parametri funcționali specifici ai MECS.

Corelația între aceste mărimi se obține ca rezultat al calculului iterative, conform capitolului 4. Aceste calcule iterative se efectuează considerând ca parametri de calcul unghiul  $\delta_{st}$  (CAZ A), unghiul  $p\beta_{med}$  (CAZ B), respectiv unghiul  $\alpha$  (CAZ C).

#### 5.1.1. Programul de calcul pentru CAZ A, CAZ B și CAZ C.

Schema logică pentru CAZ A ( $\delta_{st} = \text{cst}$ ) este prezentată în figura 5.2. Regimul de funcționare  $p\beta_{med} = \text{cst}$  este analizat utilizând schema logică pentru CAZ B (Fig. 5.3). În figura 5.4 este redată schema logică pentru CAZ C ( $\alpha = \text{cst}$  sau  $\gamma = \text{cst}$ ). Figurile 5.2, 5.3 și 5.4 sînt prezentate în anexă.

Testele de părăsire a ciclurilor se referă la situații imposibile din punct de vedere matematic:

$$\begin{aligned} \gamma_0 - \frac{\pi}{2} &\leq 0 \\ \cos \gamma &> 1 \\ \cos \gamma_{st} &> 1 \end{aligned}$$



sau din punct de vedere al funcționării inventoului:

$$\delta_{st} < \delta_{rev}$$

$$\delta < \delta_{inițial} \quad (\text{numai pentru CAZ C})$$

Soluția calculului iterativ se atinge la îndeplinirea simultană a condițiilor:

$$0^\circ < \delta - u - \delta_{st} \leq 0,005^\circ$$

$$\delta > 0^\circ$$

$$\delta_{st} - \delta_{rev} \leq 0,005^\circ \quad (\text{numai pentru CAZ A})$$

$$\delta - \delta_{inițial} \leq 0,005^\circ \quad (\text{numai pentru CAZ C})$$

Soluția, care se obține prin utilizarea mecanismului de scădere a pasului pentru unghiurile  $u$  (în toate cele trei cazuri) și  $p\beta_{med}$  (în CAZ A și CAZ C) (Fig.5.5, în anexă) satisface simultan condițiile :

$$0^\circ < \delta - u - \delta_{st} \leq 0,05^\circ$$

$$\delta > 0^\circ$$

$$\delta_{st} - \delta_{rev} \leq 0,05^\circ \quad (\text{numai pentru CAZ A})$$

$$\delta - \delta_{inițial} \leq 0,05^\circ \quad (\text{numai pentru CAZ C})$$

Această soluție, cu precizie redusă față de soluția precedentă, este luată în considerare în scopul accelerării convergenței calculului.

Calculul iterativ se încheie cu rezultatul "Fără soluție" în fiecare din următoarele situații:

pentru CAZ A

$$\begin{cases} \delta_{st} - \delta_{rev} \leq 0,05^\circ \\ \delta - u - \delta_{st} < 0^\circ \end{cases}$$

$$\begin{cases} \delta_{st} - \delta_{rev} \leq 0,05^\circ \\ \delta - u - \delta_{st} > 0,05^\circ \end{cases}$$

$$\begin{cases} \delta_{st} - \delta_{rev} \leq 0,2^\circ \\ \delta - u - \delta_{st} \geq 0^\circ \text{ dar } > 0,05^\circ \text{ și } > 0,2^\circ \end{cases}$$

$$\delta_{st} - \delta_{rev} > 0,05^\circ \text{ și } > 0,2^\circ$$

$$u > 90^\circ$$

$$\delta < 0^\circ$$

pentru CAZ B

$$\delta \leq 0^\circ$$

$$u > 90^\circ$$

$$\delta < 0^\circ$$

pentru CAZ C

$$\begin{cases} \delta - \delta_{\text{inițial}} \leq 0,05^\circ \\ \delta - u - \delta_{\text{st}} > 0,05^\circ \text{ și } > 0,5^\circ \end{cases}$$

$$\delta - \delta_{\text{inițial}} > 0,05^\circ \text{ și } > 0,5^\circ$$

$$u > 90^\circ$$

$$\delta < 0^\circ$$

Mecanismul pentru modificarea pasului de creștere a variabilei independente  $IX/U_{ef}$  și incrementarea lui  $IX/U_{ef}$ , detaliat în figura 5.6, în anexă, permite considerarea unui număr variabil de intervale de variație pentru  $IX/U_{ef}$ , cu pași diferiți. În acest mod se realizează precizia dorită în urmărirea variației mărimilor calculate.

În CAZ A și CAZ C, accelerarea convergenței se realizează prin considerarea valorii inițiale a unghiului  $p\beta_{\text{med}}$  egală cu valoarea minimă obținută în cazul particular (de calcul)  $u = 0^\circ$  precum și prin reluarea calculului iterativ cu valoarea curentă a unghiului  $p\beta_{\text{med}}$ .

Soluția corespunzătoare funcționării în gol a MECȘ se obține astfel. Variabilei independente, de calcul,  $IX/U_{ef}$  i se atribuie valori de  $10^{-1}$ ,  $10^{-2}$ , etc. ori valoarea corespunzătoare primului punct de funcționare în sarcină. Calculul continuă pînă în momentul cînd valoarea mărimii  $P_m/P_N$  devine de  $10^{-4}$  ori valoarea corespunzătoare primului punct de funcționare în sarcină, considerîndu-se această precizie suficientă pentru declararea mărimii  $P_m/P_N$  egală cu zero.

### 5.1.2. Regimul $\gamma_{st} = \text{cst}$

Cu ajutorul programului de calcul elaborat, se obțin următoarele concluzii, privind corelația între parametrii funcționali specifici ai MECS, în cazul în care  $\gamma_{st} = \gamma_{rev} = \text{cst}$  (Fig.5.7).

Funcționarea MECS, în acest regim, este bizonală. În domeniul încărcărilor mici ale mașinii electrice (ZONA I), comanda invertorului implică valori mici ale unghiului  $p\beta_{med}$ , rezultând valori mici pentru unghiurile  $\gamma$  și  $u$ , respectiv valori mari pentru unghiul  $\alpha$ . Încărcările mari ale mașinii electrice (ZONA II) reclamă valori mari ale unghiurilor  $p\beta_{med}$ ,  $\gamma$  și  $u$ , respectiv valori mici ale unghiului  $\alpha$ .

Delimitarea celor două zone de funcționare rezultă drept consecință a neîndeplinirii condițiilor restrictive impuse funcționării MECS în acest regim.

Posibilitățile de încărcare a MECS, în condițiile utilizării de tiristoare lente, scad, în domeniul încărcărilor mici, respectiv cresc, în domeniul încărcărilor mari. În acest context, în ambele domenii se micșorează valorile unghiurilor  $u$ ,  $\alpha$  și  $\delta$ , respectiv cresc valorile unghiului  $\gamma$ ; valorile unghiului  $p\beta_{med}$  cresc, în domeniul încărcărilor mici, respectiv scad, în domeniul încărcărilor mari.

Cu ajutorul figurii 5.7 se pot obține unele concluzii privind funcționarea MECS cu  $p\beta_{med} = \text{cst}$ , respectiv  $\alpha = \text{cst}$  (regimuri care se analizează de fapt, complet, în continuare)

Astfel, considerând  $p\beta_{med} = \text{cst}$ , în limitele de încărcare corespunzătoare zonei I din figura 5.7, rezultă micșorarea valorii unghiului  $\gamma_{st}$  la creșterea încărcării; pentru zona II crește valoarea unghiului  $\gamma_{st}$  la creșterea încărcării.

Considerând  $\alpha = \text{cst}$  rezultă, pentru zona I, micșorarea valorii unghiului  $\gamma_{st}$  la creșterea încărcării, respectiv, pentru zona II, creșterea valorii unghiului  $\gamma_{st}$  la creșterea încărcării.

### 5.1.3. Regimul $p\beta_{med} = \text{cst}$

Rezultatele calculelor efectuate pentru regimul de funcționare cu  $p\beta_{med} = \text{cst}$  sînt prezentate în figurile 5.8 și 5.9.

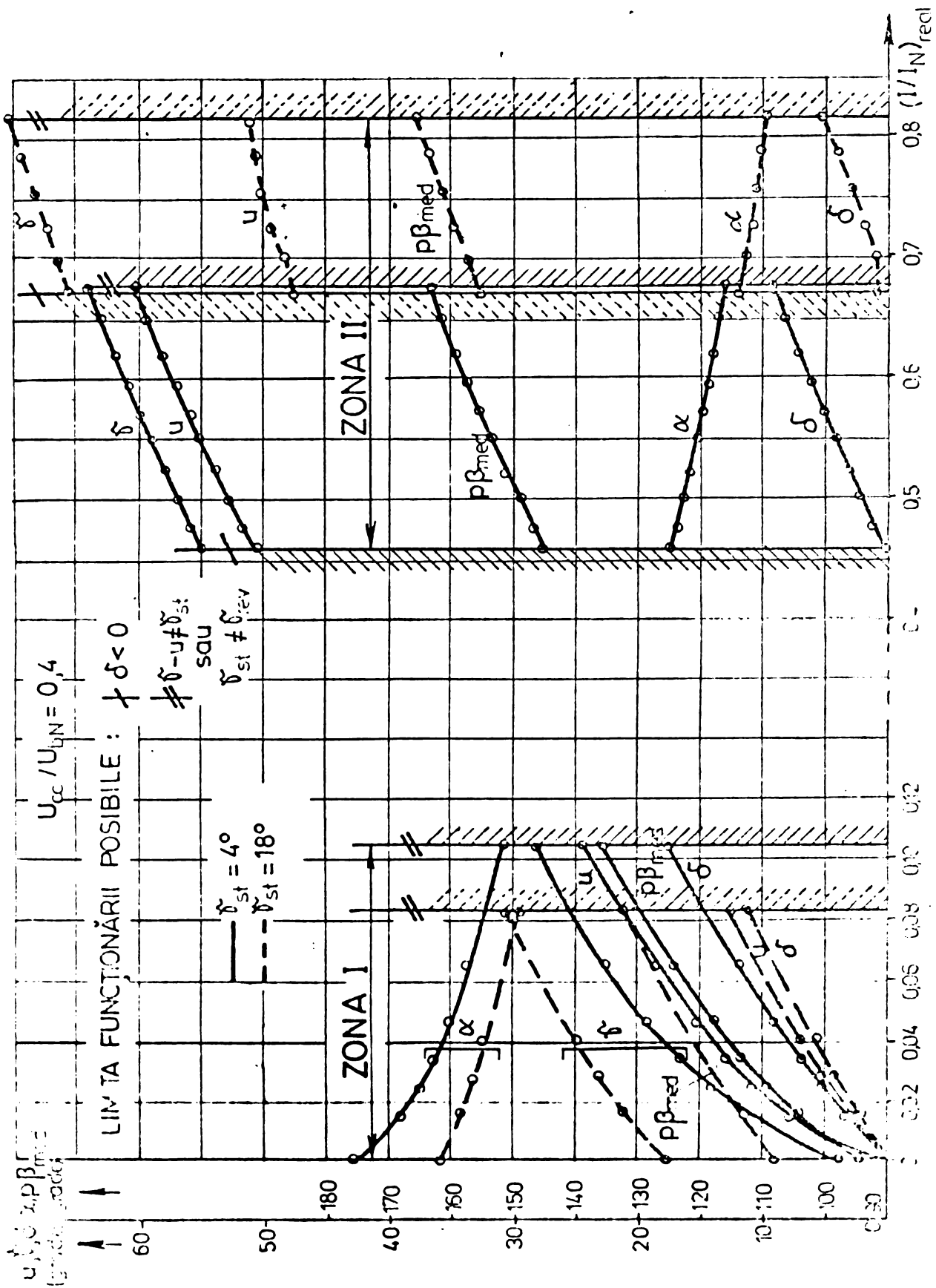


Fig.5.7. Variația parametrilor specifici ai MGS, în cazul  $\delta_{st} = cst.$

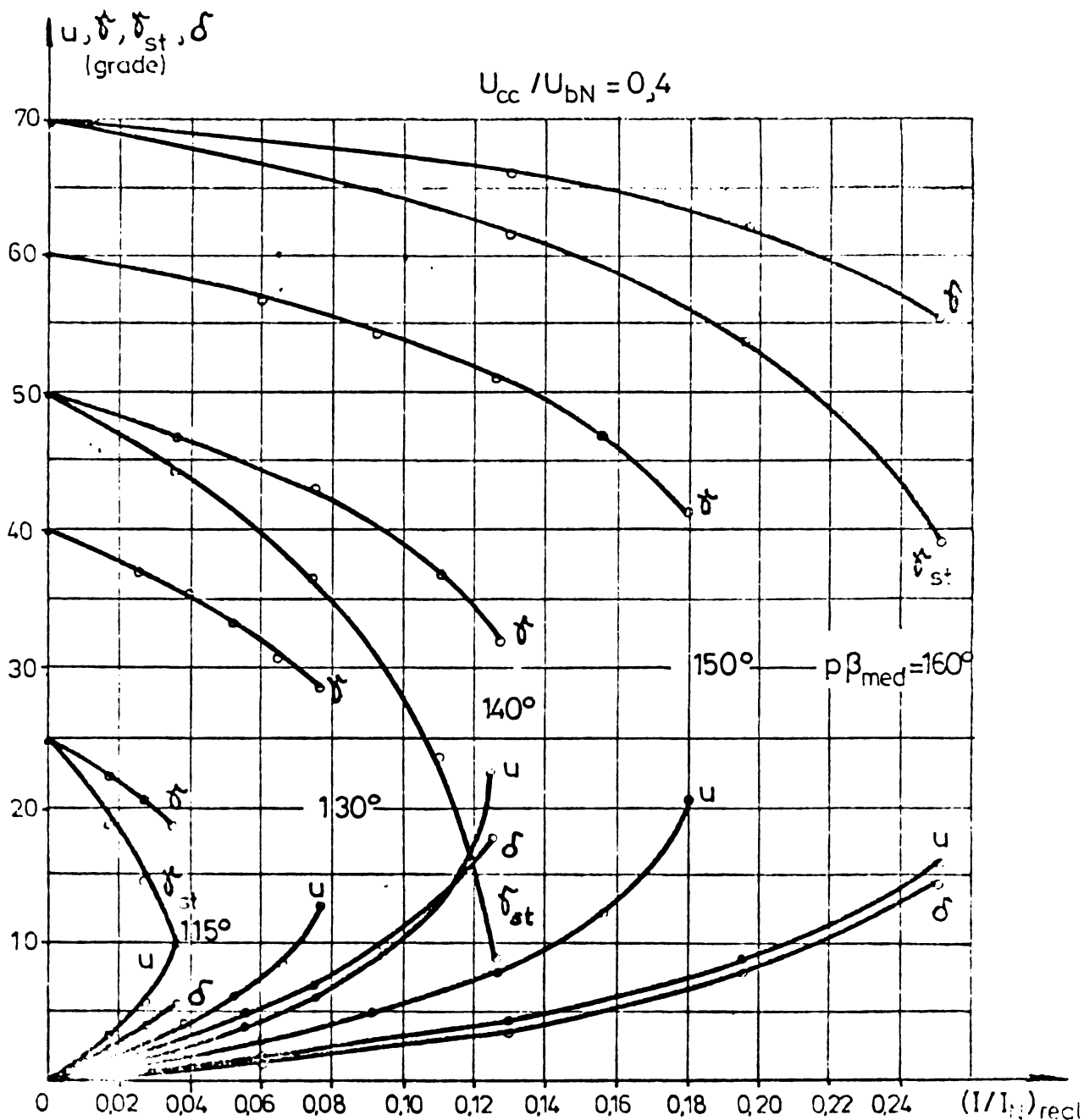


Fig.5.8. Variația parametrilor specifici ai MECS, în cazul  $p\beta_{med} = cst.$

În acest regim de funcționare, parametrii funcționali specifici ai MECS obțin, în general, valori identice, independent de valoarea timpului de revenire a tiristoarelor invertorului.

Prin micșorarea acestei mărimi (tiristoare mai rapide), se obține însă o valoare limită inferioară mai mică pentru unghiul  $p\beta_{med}$  cu care poate funcționa MECS, deci se extinde domeniul de funcționare.

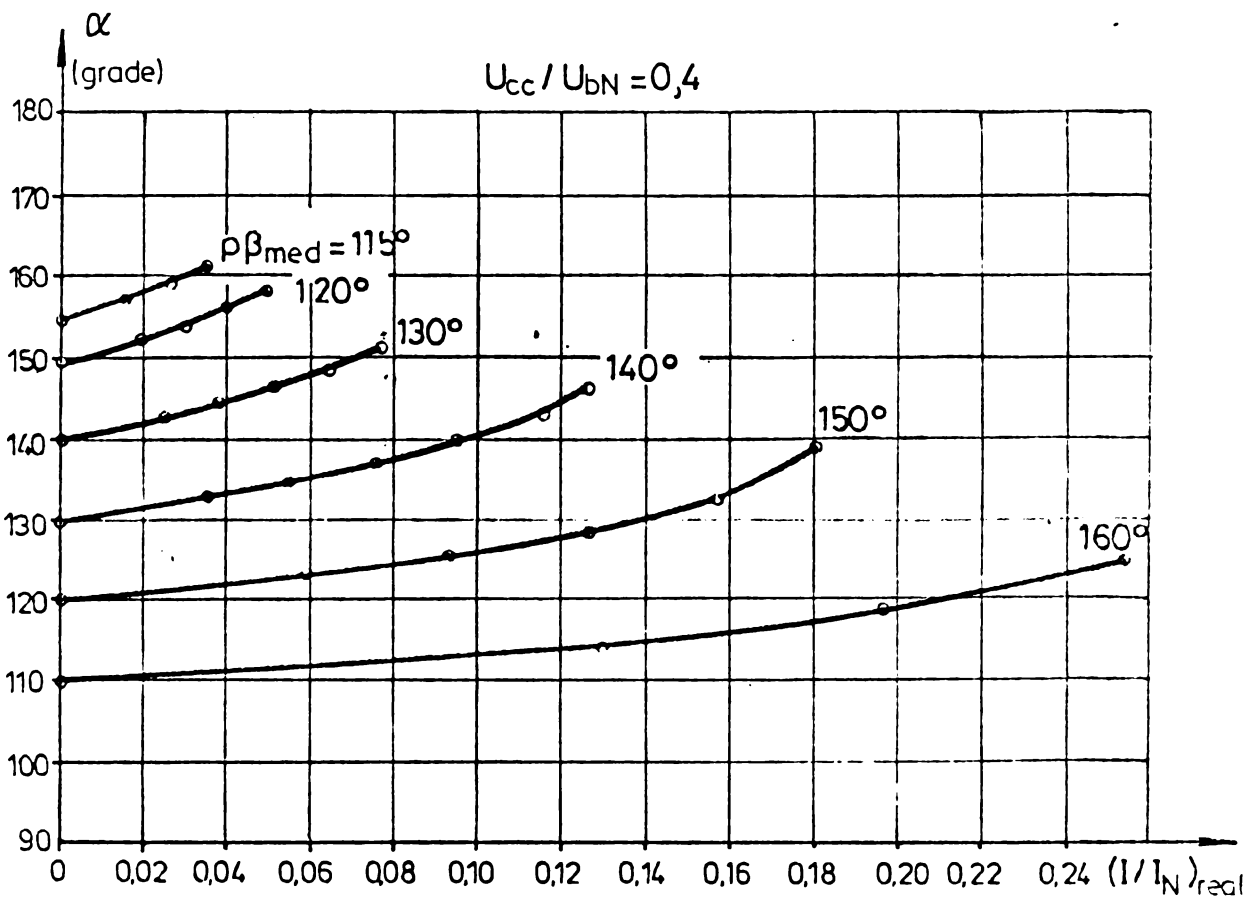


Fig.5.9. Variația unghiului de comandă a inverterului,  $\alpha$ , în cazul  $p\beta_{med} = cst.$

Utilizarea de tiristoare rapide are de asemenea ca efect creșterea limitei de funcționare posibile, pentru  $p\beta_{med} = cst.$

Valoarea încărcării mașinii electrice, la limita funcționării posibile, se modifică în raport cu valoarea unghiului  $p\beta_{med}$ , crescând cu creșterea acesteia. Corespunzător, unghiul de comutație  $u$  și unghiurile  $\delta$ ,  $\delta_{st}$  și  $\delta$  obțin valori mai mari iar unghiul  $\alpha$  obține valori mai mici, la valori crescătoare ale unghiului  $p\beta_{med}$ . Se remarcă valori maxime ale unghiului  $u$  în domeniul  $p\beta_{med} = 140^\circ - 150^\circ.$

Cu ajutorul figurii 5.8 ne pot obține unele concluzii privind funcționarea MECS cu  $\alpha = cst$  (regim care se analizează complet, în continuare), respectiv  $\delta_{st} = cst$  (regim analizat complet, anterior).

Astfel, considerând  $\alpha = cst$ , respectiv  $\delta = cst$ , rezultă creșterea unghiului  $p\beta_{med}$  la creșterea încărcării mașinii electrice, pentru limitele de încărcare corespunzătoare cazului B.

Rezultă de asemenea posibilitatea funcționării MECS, cu o anumită valoare a unghiului  $\alpha$ , doar la anumite încărcări și anume, valori mici ale unghiului  $\alpha$  pentru încărcări mari.

Considerând  $\delta_{st} = \text{cst}$  rezultă, pentru domeniul de încărcare considerat în figura 5.8, creșterea unghiului  $p\beta_{med}$  la creșterea încărcării mașinii electrice precum și creșterea unghiului  $p\beta_{med}$ , la aceeași încărcare, în condițiile utilizării de tiristoare mai lente.

#### 5.1.4. Regimul $\alpha = \text{cst}$ .

Pentru regimul de funcționare cu  $\alpha = \text{cst}$ , rezultatele calculelor sînt prezentate în figura 5.10.

Si în acest regim de funcționare, valorile parametrilor funcționali specifici ai MECS sînt independente, în general, de valoarea timpului de revenire a tiristoarelor invertorului.

Prin modificarea acestei mărimi se modifică limitele domeniului de funcționare a MECS. Astfel, prin utilizarea de tiristoare rapide, valoarea limită superioară a unghiului  $\alpha$ , pentru care funcționarea este posibilă, crește, deci se extinde domeniul de funcționare; crește de asemenea, limita de funcționare posibilă, pentru orice  $\alpha = \text{cst}$ .

În raport cu valoarea unghiului  $\alpha$ , funcționarea MECS este unizonală, respectiv bizonală; existența și delimitarea zonelor, la funcționarea bizonală, sînt dependente de  $t_{rev}$ .

Încărcări mari ale mașinii electrice se obțin pentru valori mici ale unghiului  $\alpha$  (ZONA II).

La micșorarea valorii unghiului  $\alpha$ , respectiv creșterea valorii unghiului  $\delta$ , se remarcă, în ambele zone de funcționare, creșterea valorilor unghiurilor  $\delta_{st}$  și  $p\beta_{med}$ .

Unghiurile  $u$  și  $\sigma$  prezintă valori limită superioare, maxime, pentru  $\alpha = 150^\circ$ , respectiv  $\alpha = 110^\circ$ .

Cu ajutorul figurii 5.10 se pot obține unele concluzii privind funcționarea MECS cu  $\delta_{st} = \text{cst}$ , respectiv  $p\beta_{med} = \text{cst}$  (regimuri care au fost analizate complet, anterior).

Astfel, considerînd  $\delta_{st} = \text{cst}$ , rezultă necesitatea micșorării unghiului  $\alpha$ , respectiv a creșterii unghiului  $\delta$ , la creșterea încărcării mașinii electrice.

Considerînd  $p\beta_{med} = \text{cst}$  rezultă creșterea unghiului  $\alpha$ , respectiv micșorarea unghiului  $\delta$ , la creșterea încărcării mașinii electrice.



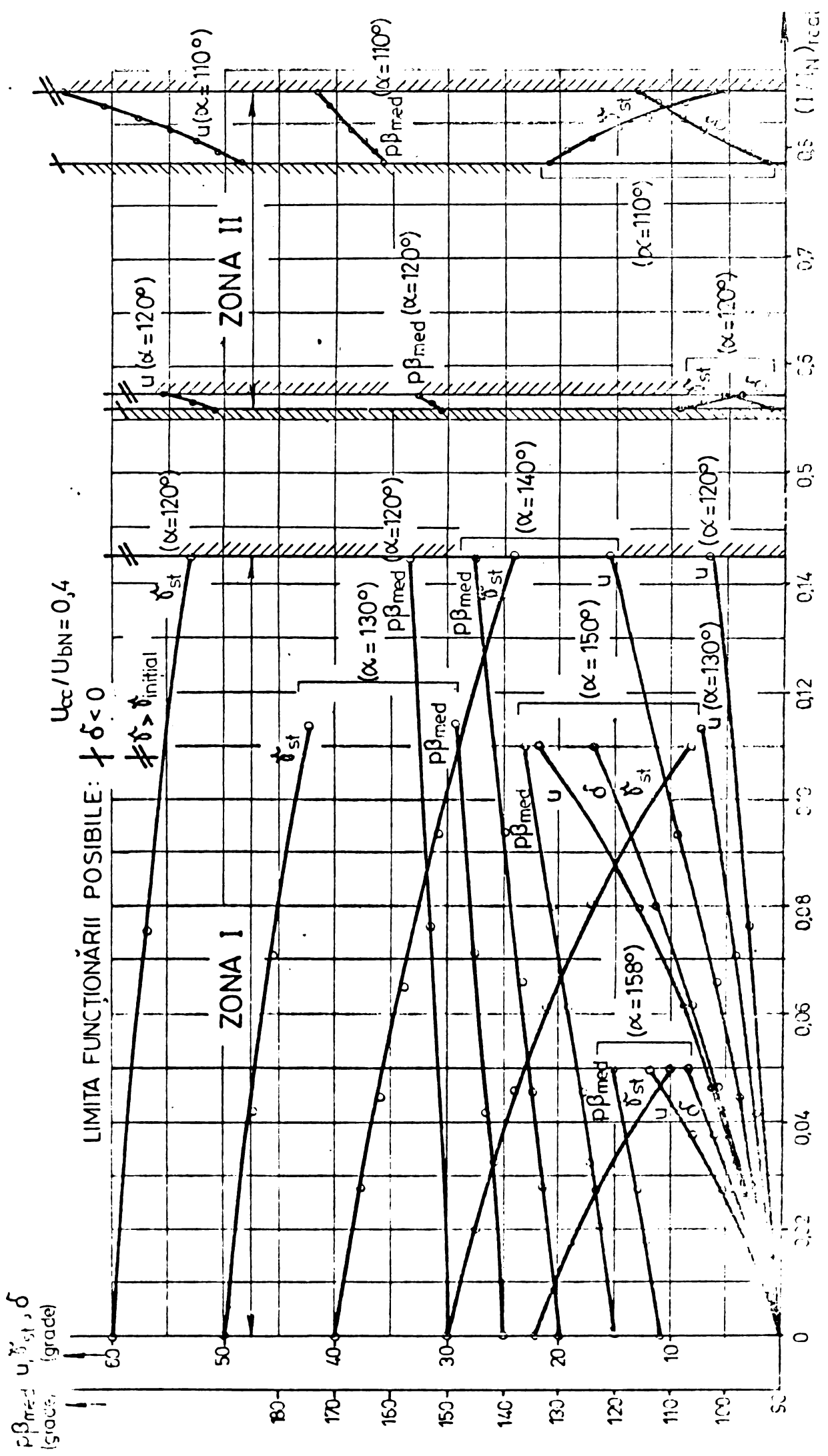


Fig.5.10. Variația parametrilor specifici ai MFS, în cazul  $\epsilon = \text{const}$ .

## 5.2. Caracteristicile MECS în regim staționar.

Caracteristicile MECS, în regim staționar, se calculează, în fiecare din cele trei regimuri de funcționare, cu ajutorul subprogramului CALCCICL.

Schema logică a acestui subprogram este redată în figura 5.11 (în anexă).

Conform capitolului 4, parametrii caracteristicilor MECS sînt unghiurile  $\delta_{st}$ ,  $p\beta_{med}$ ,  $\alpha$ , tensiunea de alimentare a inverterului,  $U_{cc}$ , și curentul de excitație al mașinii electrice,  $I_E$ .

Variația ultimilor doi parametri, sub forma  $U_{cc}/U_{bN}$  și  $I_E/I_{EN}$ , este considerată în subprogramul CALCCICL.

Subprogramul INTERPOL realizează calculul randamentului mașinii electrice pentru orice valoare a curentului absorbit de mașina electrică ( $I \leq I_N$ ), prin interpolare liniară, utilizînd caracteristica  $\eta = f(I)$  a mașinii electrice.

Această caracteristică este introdusă sub formă de tabel, în datele inițiale ale programului de calcul.

Tipăririle rezultatelor sînt diferențiate, avînd în vedere dependența mărimilor  $(I/I_N)_{real}$ ,  $U_b/U_{bN}$ ,  $P/P_N$ ,  $I_{cc}/I_N$ ,  $P_m/P_{mN}$ ,  $P_m/P_N$ ,  $P_m/P_{sc}$ ,  $\eta_{MECS}$  doar de  $U_{cc}/U_{bN}$  iar a mărimilor  $n/n_N$  și  $M/M_N$ , atît de  $U_{cc}/U_{bN}$  cît și de  $I_E/I_{EN}$ .

### 5.2.1. Caracteristicile de funcționare a MECS.

#### 5.2.1.1. Regimul $\delta_{st} = cst$ .

Funcționarea MECS în regimul  $\delta_{st} = cst$  este analizată (Fig.5.12, Fig.5.13, Fig.5.14) pentru următoarele valori ale parametrilor:

Domeniul I  $\delta_{st} = 4^\circ$ ;  $U_{cc}/U_{bN} = 0,4$ ;  $I_E/I_{EN} = 1;0,8$ ;  
( $\alpha_I$ ;  $p\beta_{med I}$ );

Domeniul II  $\delta_{st} = 4^\circ$ ;  $U_{cc}/U_{bN} = 0,4$ ;  $I_E/I_{EN} = 1;0,8$ ;  
( $\alpha_{II} < \alpha_I$ ;  $p\beta_{med II} > p\beta_{med I}$ );

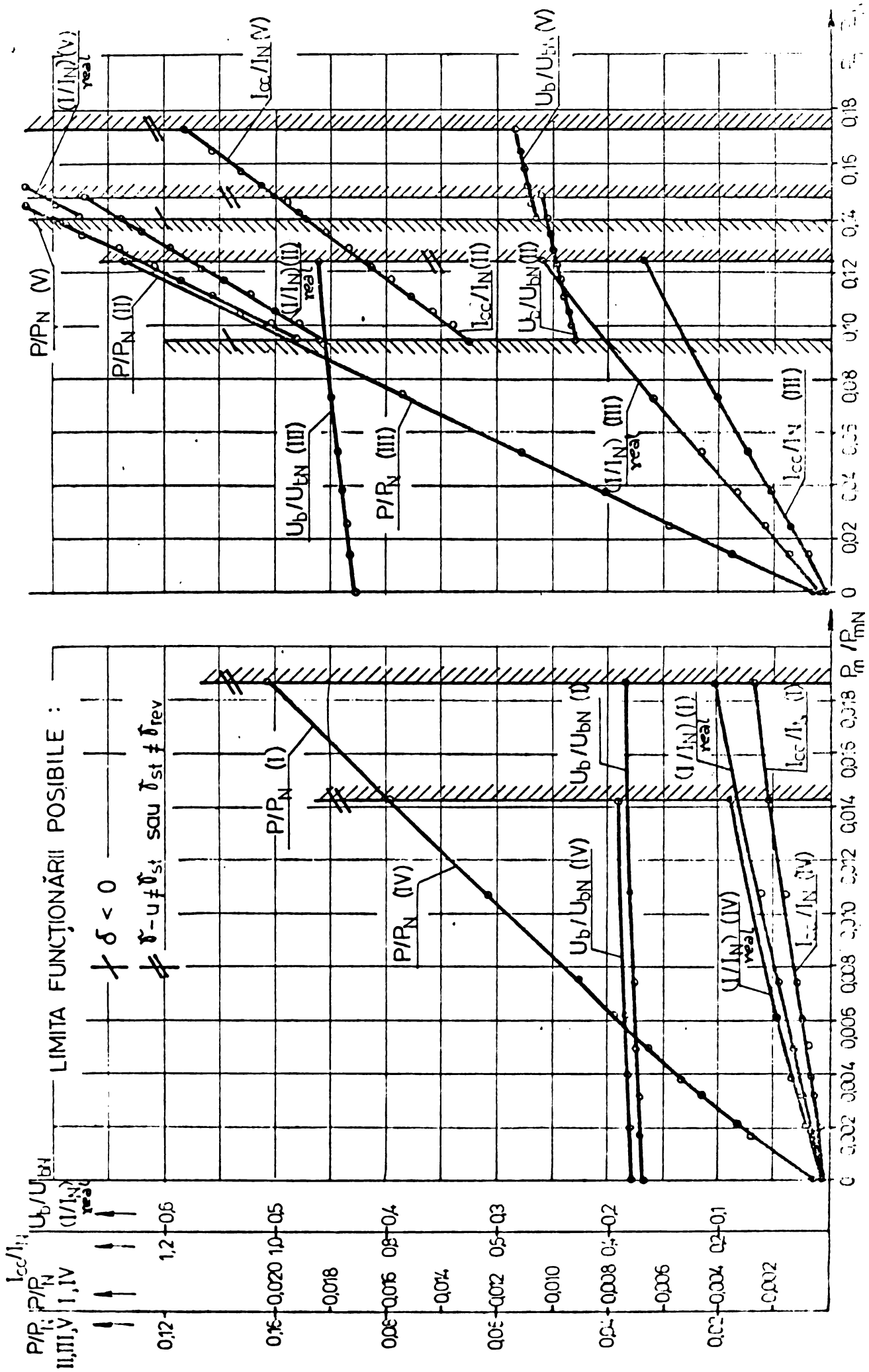


Fig. 5.12. Regimul  $\delta_{st} = \text{est}$ . Caracteristici de funcționare a MECS.

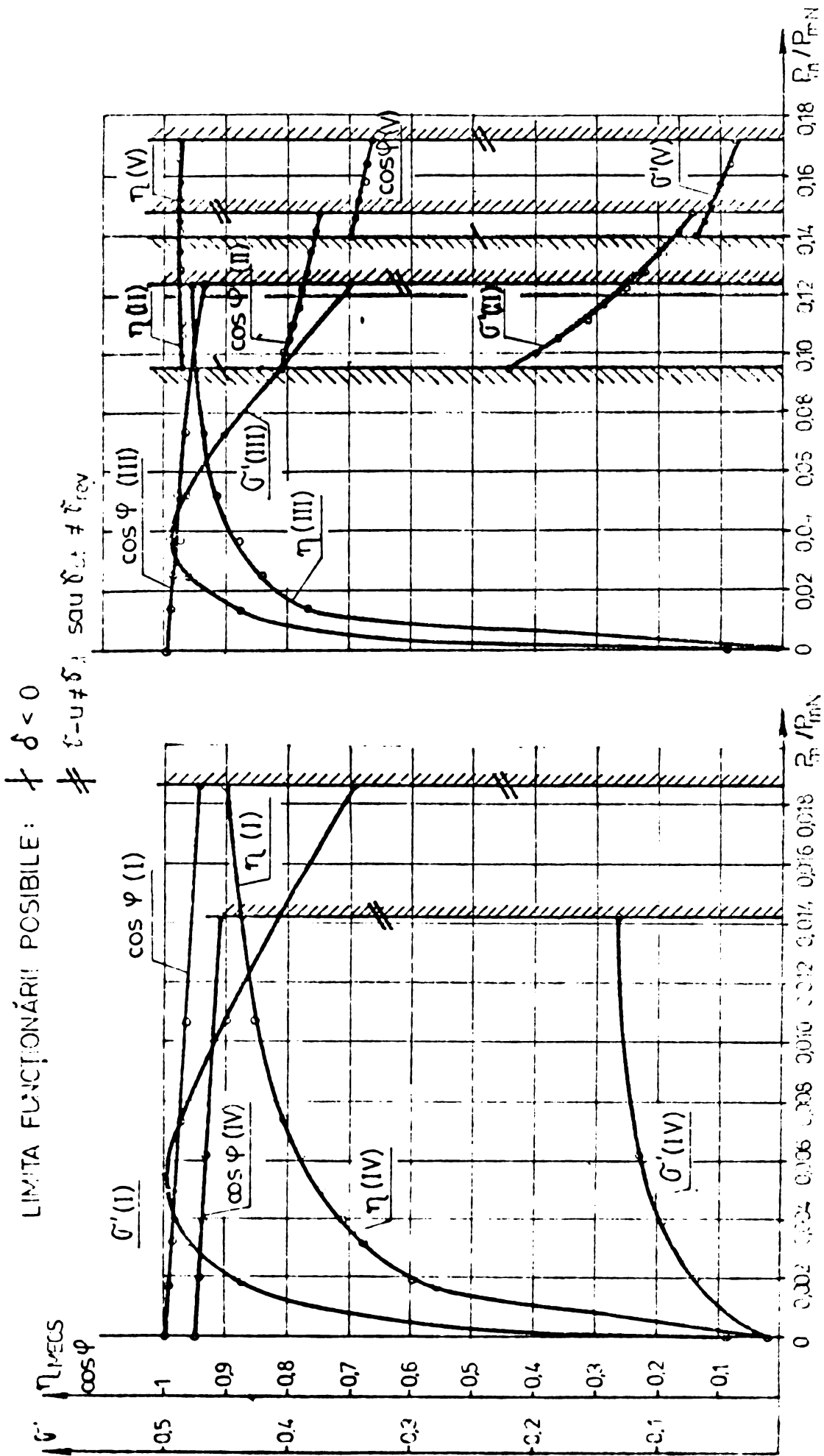


Fig. 5.23. Regimul  $\delta_{sl} = \text{const}$ . Caracteristici de funcționare a MECOS.

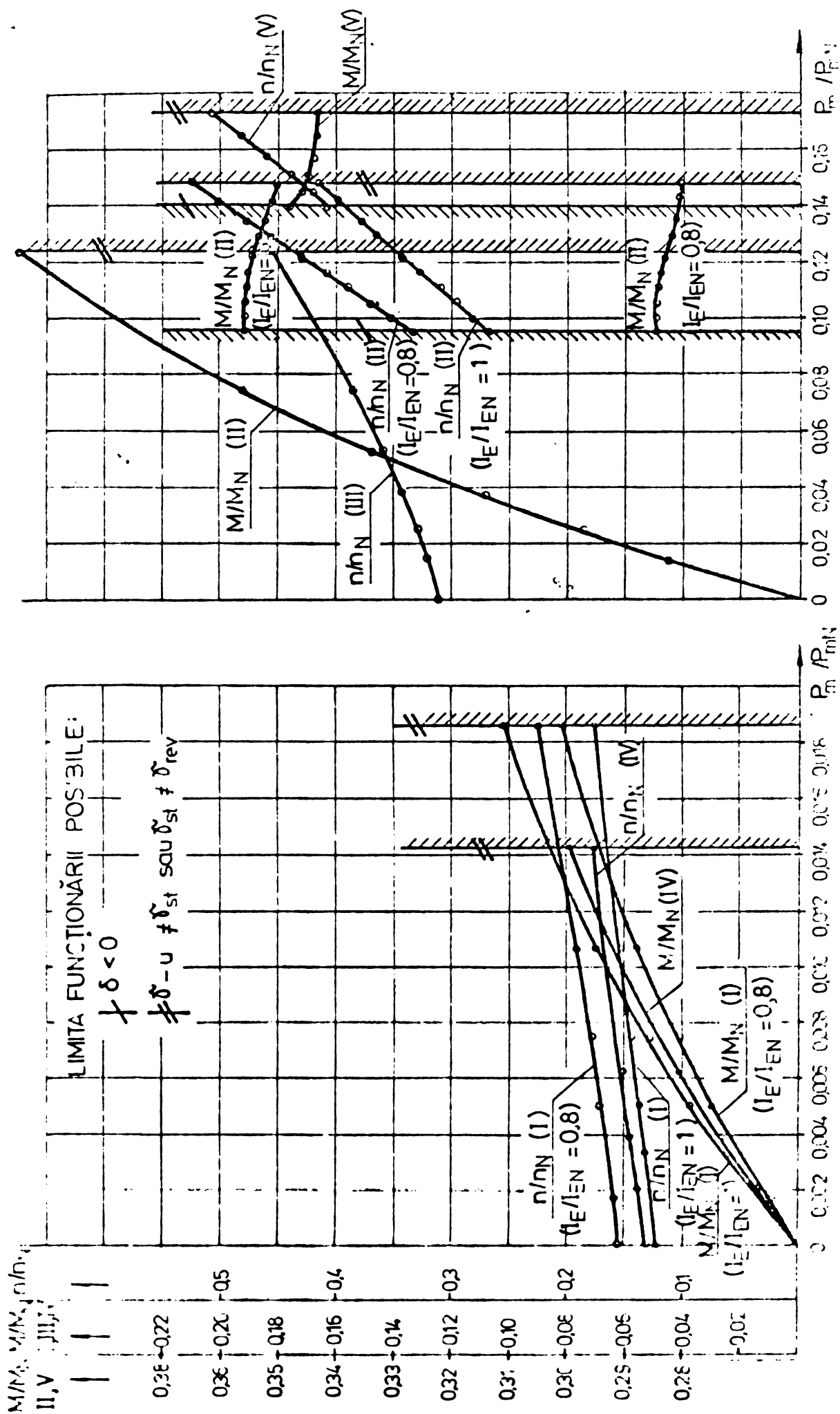


Fig. 5.14. Regimul  $\delta_{st} = \text{est.}$  Caracteristici de funcționare a MECS.

Domeniul III  $\delta_{st} = 4^\circ$  ;  $U_{cc}/U_{bN} = 1$  ;  $I_E/I_{EN} = 1$  ;  
 $(\alpha_{III} = \alpha_I$  ;  $p\beta_{med III} = p\beta_{med I})$  ;

Domeniul IV  $\delta_{st} = 18^\circ$  ;  $U_{cc}/U_{bN} = 0,4$  ;  $I_E/I_{EN} = 1$  ;  
 $(\alpha_{IV} \cong \alpha_I$  ;  $p\beta_{med IV} \cong p\beta_{med I})$  ;

Domeniul V  $\delta_{st} = 18^\circ$  ;  $U_{cc}/U_{bN} = 0,4$  ;  $I_E/I_{EN} = 1$  ;  
 $(\alpha_V \cong \alpha_{II}$  ;  $p\beta_{med V} \cong p\beta_{med II})$  .

Factorul de utilizare a MECS,  $\sigma'$ , și puterea mecanică relativă,  $P_m/P_{mN}$ , obțin simultan valori mari, în condițiile utilizării de tiristoare rapide, invertorul funcționând cu valori mari ale unghiului  $\alpha$  ( $150^\circ - 180^\circ$ ) respectiv valori ale unghiului  $p\beta_{med}$  în limitele  $90^\circ - 140^\circ$  (Domeniul III).

Utilizarea de tiristoare lente, invertorul funcționând cu valorile amintite mai sus ale unghiurilor  $\alpha$  și  $p\beta_{med}$ , determină micșorarea valorilor mărimilor  $P_m/P_{mN}$ ,  $P/P_N$ ,  $\eta_{MECS}$ ,  $\cos \varphi$ ,  $\sigma'$ , și  $M/M_N$ ; cresc relativ puțin valorile  $n/n_N$  (Domeniul IV).

Funcționarea invertorului cu unghiuri  $\alpha < 150^\circ$  și  $p\beta_{med} > 140^\circ$  permite extinderea domeniului de funcționare - crește  $P_m/P_{mN}$  - cu menținerea unor valori mari pentru  $\eta_{MECS}$  (Domeniile II și V).

În condițiile menționate, cresc sensibil și valorile  $n/n_N$  și  $M/M_N$ .

Scad însă sensibil valorile  $\cos \varphi$  și  $\sigma'$  și se restrâng limitele funcționării posibile.

Prin creșterea valorii  $U_{cc}/U_{bN}$ , cresc sensibil și valorile mărimilor  $I_{cc}/I_N$ ,  $U_b/U_{bN}$ ,  $(I/I_N)_{real}$ ,  $P/P_N$ ,  $P_m/P_{mN}$ ,  $M/M_N$ , menținându-se însă constante  $\eta_{MECS}$ ,  $\cos \varphi$  și  $\sigma'$ .

#### 5.2.1.2. Regimul $p\beta_{med} = cst.$

Analiza funcționării MECS în regimul  $p\beta_{med} = cst$  (Fig. 5.15, Fig. 5.16, Fig. 5.17) a fost efectuată pentru :

Domeniul I  $p\beta_{med} = 120^\circ$  ;  $U_{cc}/U_{bN} = 0,4$  ;  $I_E/I_{EN} = 1,0,8$  ;  
 $(\delta_{rev} = 4^\circ)$  ;

Domeniul II  $p\beta_{med} = 120^\circ$  ;  $U_{cc}/U_{bN} = 1$  ;  $I_E/I_{EN} = 1$  ;  
 $(\delta_{rev} = 4^\circ)$  ;

Domeniul III  $p\beta_{med} = 150^\circ$  ;  $U_{cc}/U_{bN} = 0,4$  ;  $I_E/I_{EN} = 1$  ;  
 $(\delta_{rev} = 4^\circ)$  ;

Funcționarea MECS cu valori mari ale unghiului  $p\beta_{med}$  are loc cu creșterea valorilor mărimilor  $U_b/U_{bN}$  ,  $(I/I_{Nreal})$  ,  $I_{cc}/I_N$  dar și a mărimilor  $P/P_N$  ,  $P_m/P_{mN}$  ,  $\eta_{MECS}$  ,  $n/n_N$  și  $M/M_N$  . Se micșorează însă valorile mărimilor  $\cos\varphi$  și  $\sigma'$  (Domeniul III).

Creșterea valorii  $U_{cc}/U_{bN}$  determină creșterea valorilor mărimilor  $I_{cc}/I_N$  ,  $U_b/U_{bN}$  ,  $(I/I_{Nreal})$  ,  $P/P_N$  ,  $P_m/P_{mN}$  ,  $\eta_{MECS}$  ,  $n/n_N$  ,  $M/M_N$  . Rămân constante doar valorile  $\cos\varphi$  și  $\sigma'$  (Domeniul II).

### 5.2.1.3. Regimul $\alpha = cst.$

Cel de-al treilea regim de funcționare a MECS, cu  $\alpha = cst.$ , a fost studiat pentru:

Domeniul I  $\alpha = 150^\circ$  ( $\delta = 30^\circ$ ) ;  $U_{cc}/U_{bN} = 0,4$  ;  
 $I_E/I_{EN} = 1 ; 0,8$  ; ( $\delta_{rev} = 4^\circ$ ) ;

Domeniul II  $\alpha = 150^\circ$  ( $\delta = 30^\circ$ ) ;  $U_{cc}/U_{bN} = 1$  ;  
 $I_E/I_{EN} = 1$  ; ( $\delta_{rev} = 4^\circ$ ) ;



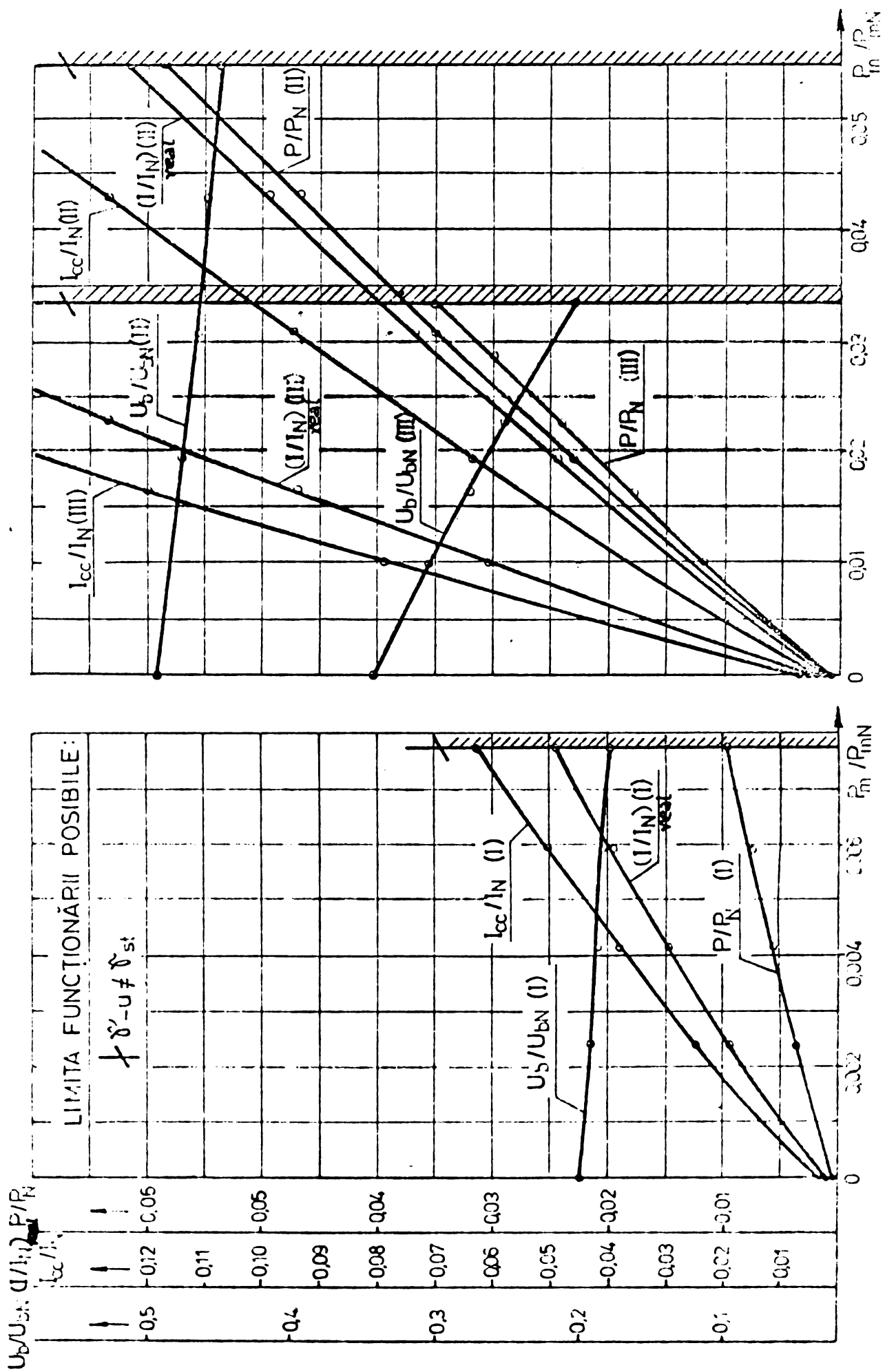


Fig.5.15. Regimul  $p_{med} = cst$ . Caracteristici de funcționare a MOCOS.

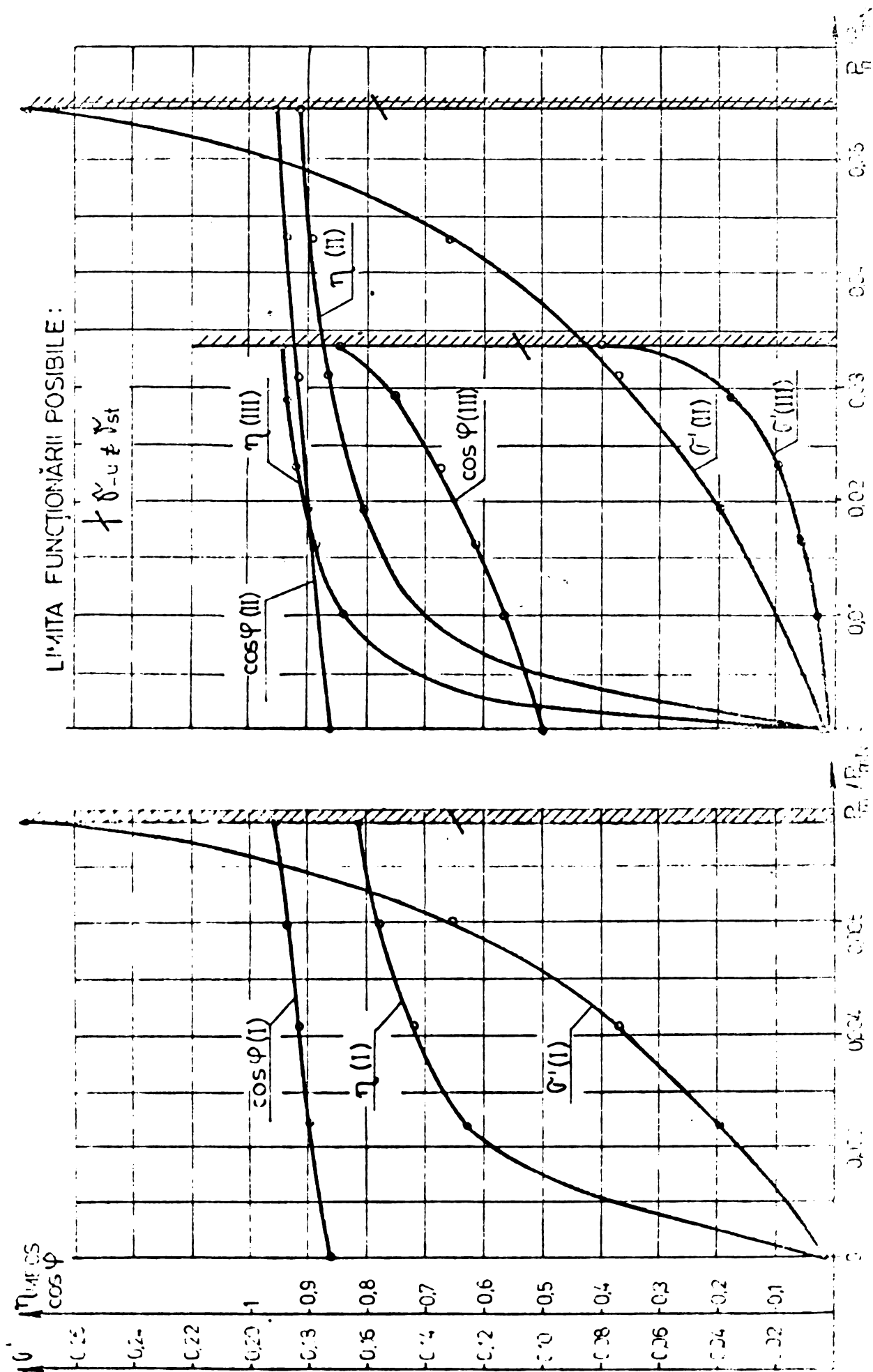


Fig. 5.16. Regiuni  $p_{max} = \text{const}$ . Caracteristici de funcționare a MBOS.

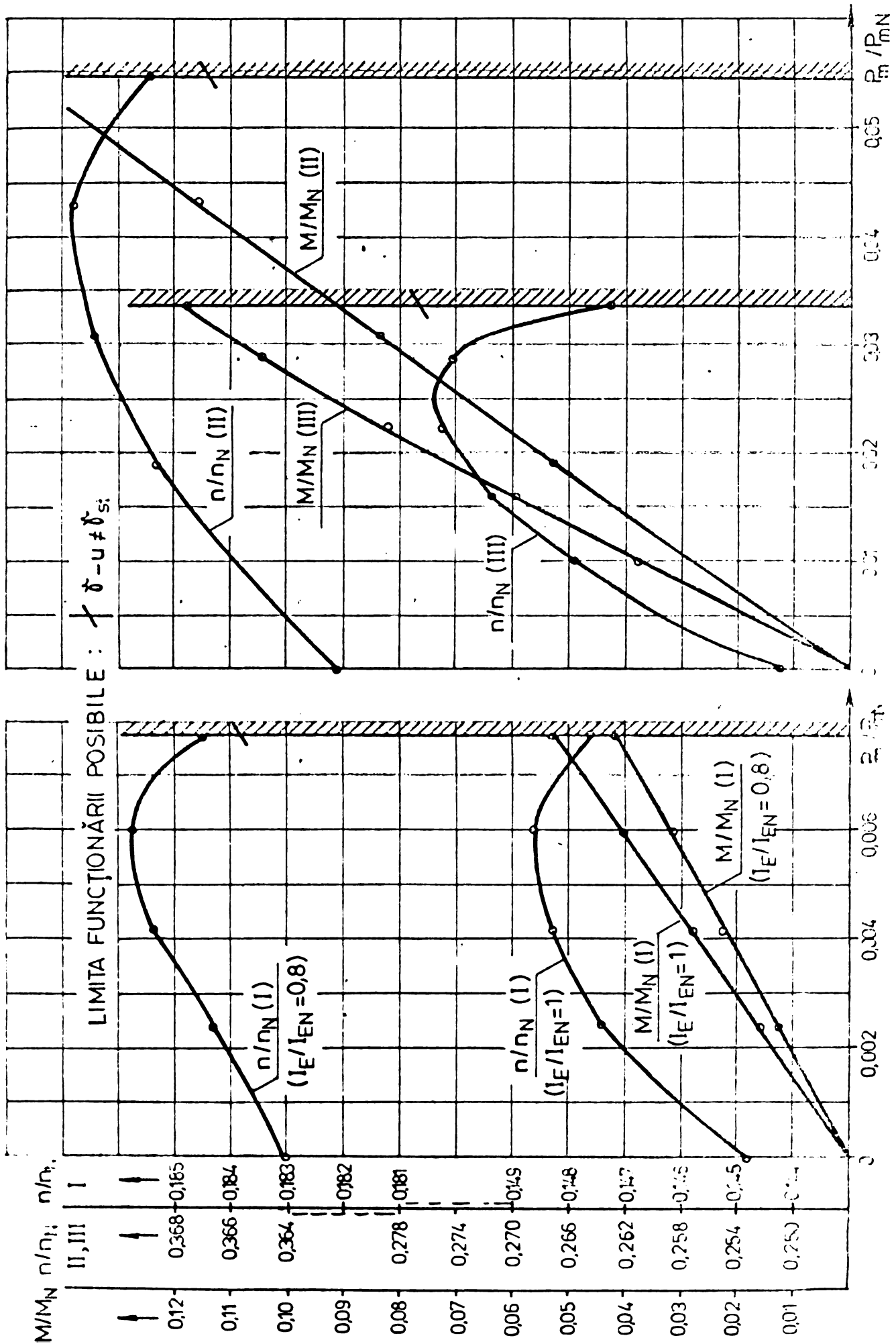


Fig. 5-17. Regimul  $\delta - u \neq \delta_s$  = ven. Caracteristici de funcționare a 1008.

Domeniul III  $\alpha = 120^\circ$  ( $\delta = 60^\circ$ ) ;  $U_{cc}/U_{bN} = 0,4$  ;  $I_E/I_{EN} = 1$  ;  
 $(\delta_{rev} = 4^\circ)$  ;  $(p\beta_{medIII} > p\beta_{medI}$  ;  $\delta_{stIII} > \delta_{stI}$ ) ;

Domeniul IV  $\alpha = 120^\circ$  ( $\delta = 60^\circ$ ) ;  $U_{cc}/U_{bN} = 0,4$  ;  $I_E/I_{EN} = 1$  ;  
 $(\delta_{rev} = 4^\circ)$  ;  $(p\beta_{medIV} \approx p\beta_{medIII}$  ;  
 $\delta_{stIV} < \delta_{stIII})$  .

Caracteristicile de funcționare a MECS în regimul  $\alpha = \text{const}$  sînt prezentate în figurile 5.18, 5.19 și 5.20 .

În condițiile funcționării cu valori mari ale unghiului  $\alpha$  de comandă a invertorului (respectiv cu valori mici ale unghiului  $\delta$ ) se obțin simultan valori mari ale puterii mecanice relative  $P_m/P_{mN}$  și ale factorului de utilizare a MECS,  $G'$  (Domeniul I). Considerînd valori mai mari ale unghiului  $p\beta_{med}$  și ale unghiului  $\delta_{st}$ , prin micșorarea valorii unghiului  $\alpha$  (Domeniul III), cresc relativ puțin valorile  $P_m/P_{mN}$ ,  $P/P_N$ ,  $(I/I_N)_{Nreal}$ ,  $I_{cc}/I_N$ ,  $\eta_{MECS}$ , cresc sensibil valorile  $U_b/U_{bN}$  și  $n/n_N$ , însă scad mult valorile  $M/M_N$ ,  $\cos \varphi$  și  $G'$  .

Funcționarea cu valori mari ale tensiunii  $U_{cc}/U_{bN}$  implică creșterea valorilor mărimilor  $P_m/P_{mN}$ ,  $P/P_N$ ,  $U_b/U_{bN}$ ,  $(I/I_N)_{Nreal}$ ,  $I_{cc}/I_N$ ,  $\eta_{MECS}$ ,  $n/n_N$ ,  $M/M_N$  ; scade puțin  $\cos \varphi$  și rămîne constant  $G'$  (Domeniul II).

Valori mari ale puterilor relative  $P_m/P_{mN}$  și  $P/P_N$  se obțin și cu tensiuni  $U_{cc}/U_{bN}$  mici, dar în condițiile funcționării cu valori mici ale unghiurilor  $\alpha$  și  $\delta_{st}$ , respectiv cu valori mari ale unghiului  $p\beta_{med}$  (Domeniul IV) .

Această creștere a puterilor relative este însoțită și de creșterea mărimilor  $(I/I_N)_{Nreal}$ ,  $I_{cc}/I_N$ ,  $M/M_N$  și  $\eta_{MECS}$  .

Deoarece însă, în domeniul IV, se micșorează  $U_b/U_{bN}$ , mărimile  $\cos \varphi$ ,  $G'$  și  $n/n_N$  scad.

Se restrîng de asemenea foarte mult limitele funcționării posibile .

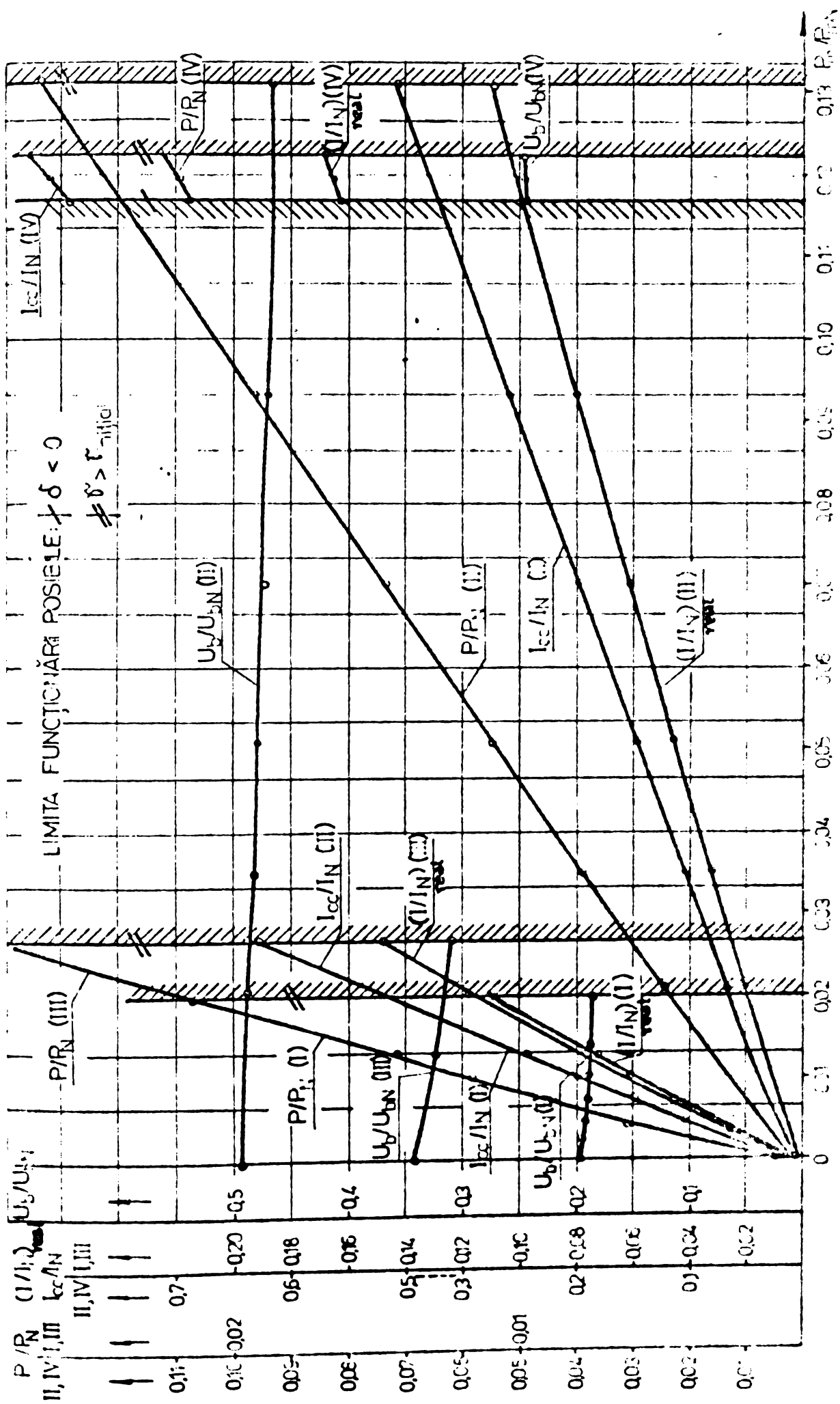


Fig. 5.18. Regiul  $\alpha = \text{cat}$ . Caracteristici de funcționare a MECS.

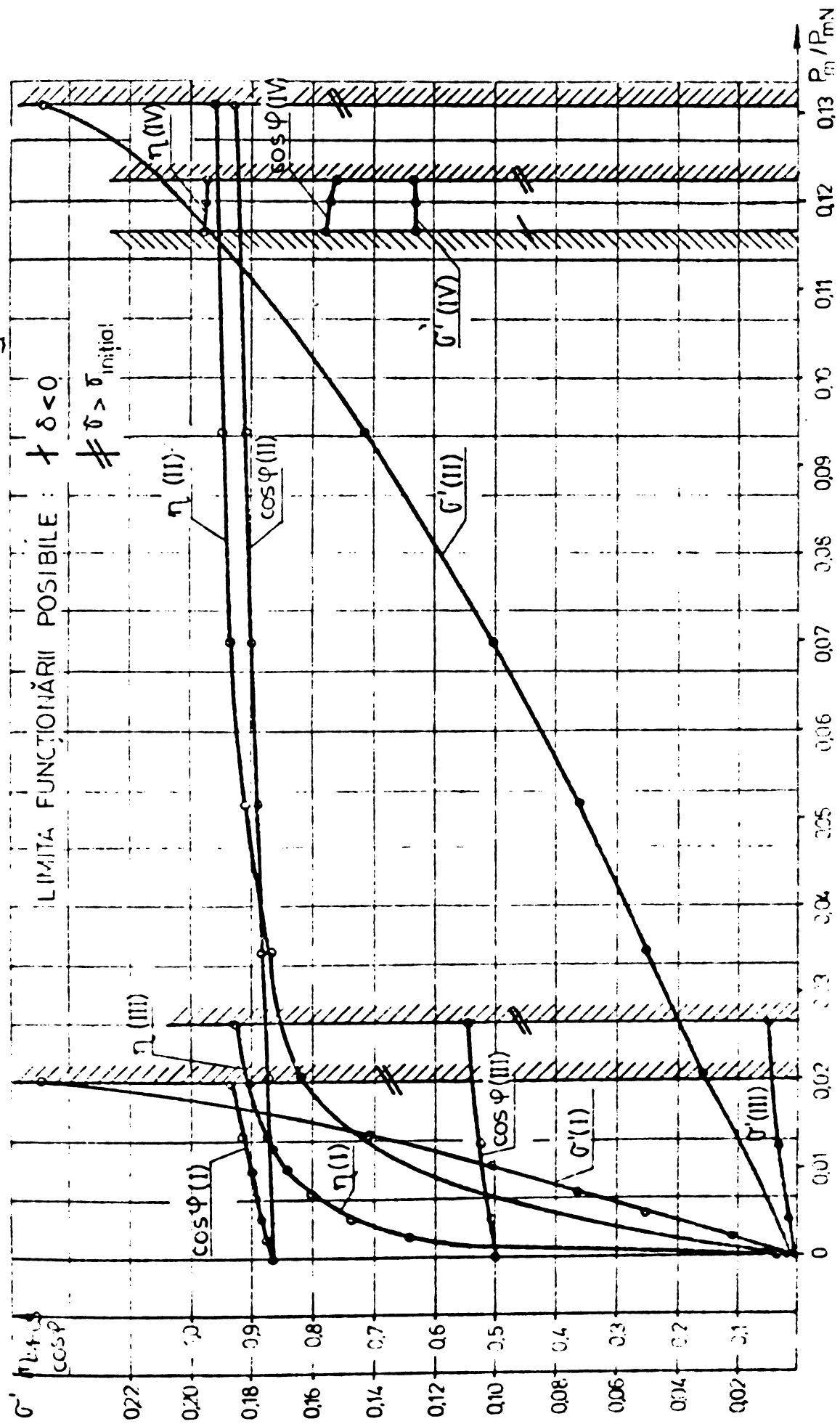


Fig.5.19. Regimul  $\alpha = \text{cst}$ . Caracteristici de funcționare a MECES.



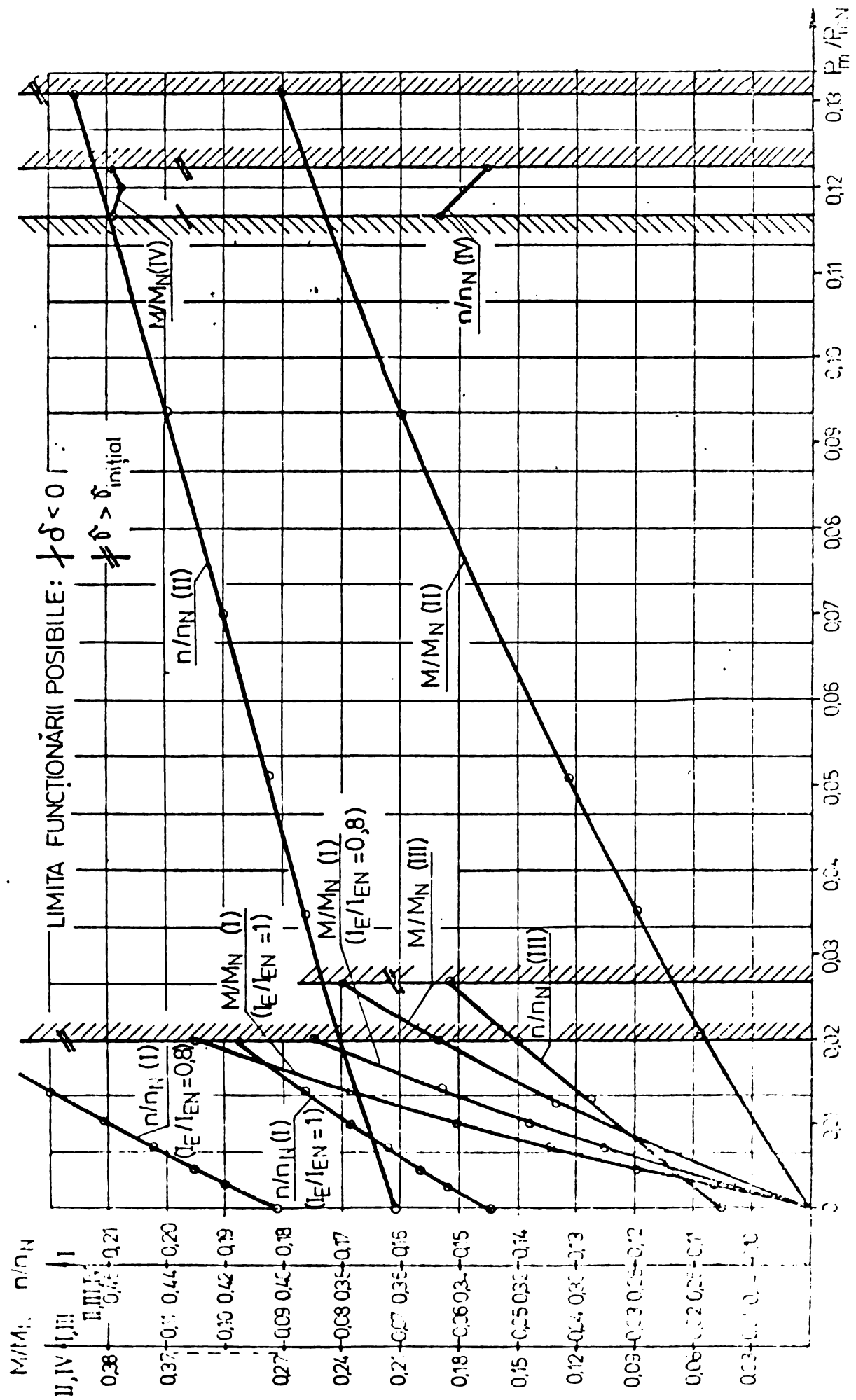


Fig. 5.90. Regimul  $\alpha = \text{est.}$  Caracteristici de funcționare a MECs.



### 5.2.2. Caracteristicile de reglare a vitezei de rotație a MECS.

Caracteristicile de reglare a vitezei de rotație a MECS (Fig.5.21, Fig.5.22, Fig.5.23) se obțin prin considerarea influenței parametrilor  $\delta_{st}$ ,  $p\beta_{med}$ ,  $\alpha$ ,  $U_{cc}/U_{bN}$ ,  $I_E/I_{2N}$  asupra caracteristicii mecanice a MECS.

Caracteristica mecanică, în regimul  $\delta_{st} = \text{cst}$  (Fig.5.21), are două zone distincte, delimitate prin valorile diferite ale parametrilor  $p\beta_{med}$  și  $\alpha$ .

Ca urmare, alura caracteristicii mecanice este mult diferită în cele două zone.

În zona I, valorile  $n/n_N$  cresc cu creșterea valorilor  $M/M_N$ , această variație fiind specifică funcționării mașinii electrice sincrone în schemă MECS.

Caracteristica mecanică corespunzătoare zonei II este similară cu cea a motoarelor electrice de curent continuu cu excitație în derivație.

Minimul avantaj oferit de utilizarea tiristoarelor lente - valori  $n/n_N$  mai mari decât în situația funcționării invertorului cu tiristoare rapide - este anihilat de faptul că mărimea  $\sigma'$  obține, pentru același curent absorbit  $I_{cc}/I_H$ , valori sensibil mai scăzute, după cum rezultă din figura 5.13.

Zona II nu prezintă interes, din cauza alurii caracteristicilor de reglare a vitezei de rotație, din cauza domeniului restrâns de variație a cuplului și din cauza factorului de utilizare a MECS, scăzut, după cum rezultă din figura 5.13.

În regimul  $p\beta_{med} = \text{cst}$  (Fig.5.22), se constată coexistența, la fiecare din caracteristicile de reglare a vitezei de rotație, a zonelor de variație crescătoare și descrescătoare a vitezei de rotație, în raport cu cuplul.

Tendința de scădere a vitezei de rotație apare la valori mari ale cuplului și se accentuează la valori mari ale unghiului  $p\beta_{med}$ .

Valoarea  $M/M_N$ , limită a funcționării posibile, prezintă un maxim în raport cu unghiul  $p\beta_{med}$ .

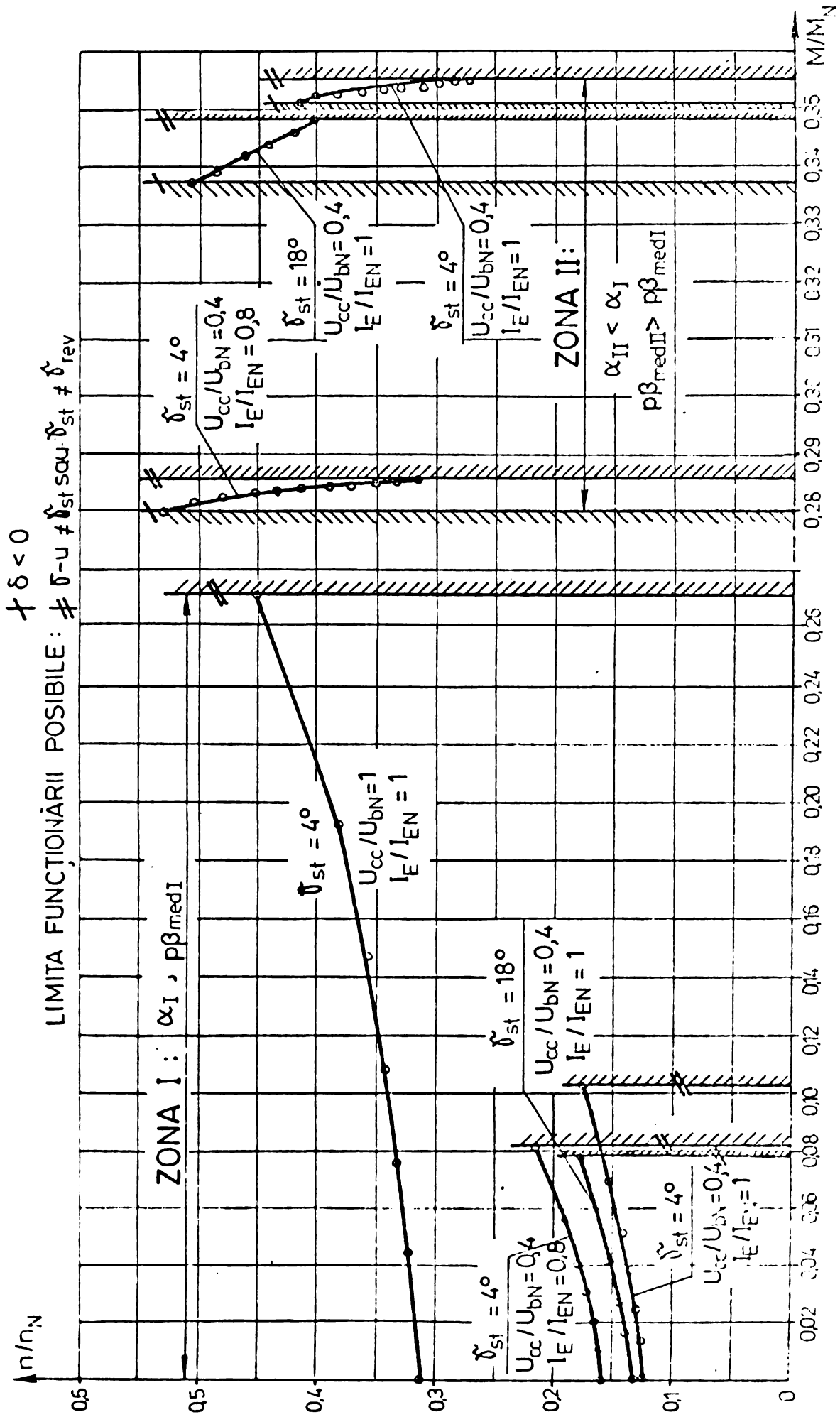


Fig. 5.21. Caracteristica mecanică în regiunea  $\delta_{st} < 0$ .

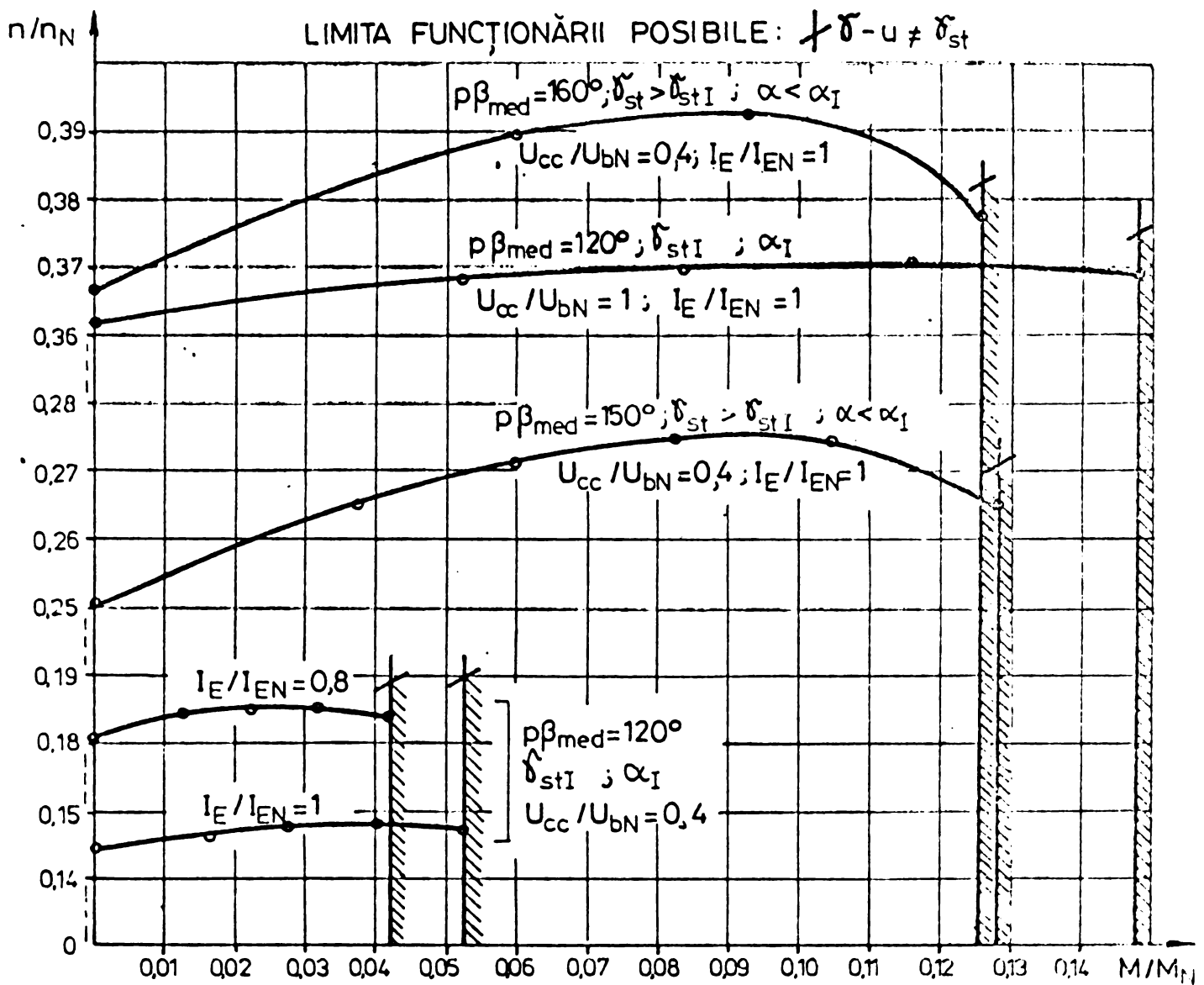


Fig.5.22. Caracteristica mecanică în regimul  $p\beta_{med} = \text{cst.}$

În regimul  $\alpha = \text{cst}$  (Fig.5.23), pentru valori mici ale unghiului  $\alpha$ , există două zone de funcționare a MECȘ, diferind prin valorile unghiurilor  $p\beta_{med}$  și  $\delta_{st}$ .

Zona II este de slab interes deoarece limitele domeniului de funcționare posibilă sînt restrînse iar factorul de utilizare a MECȘ are valori reduse, după cum rezultă din figura 5.19, domeniul IV.

În zona I, alura caracteristicii mecanice este cea

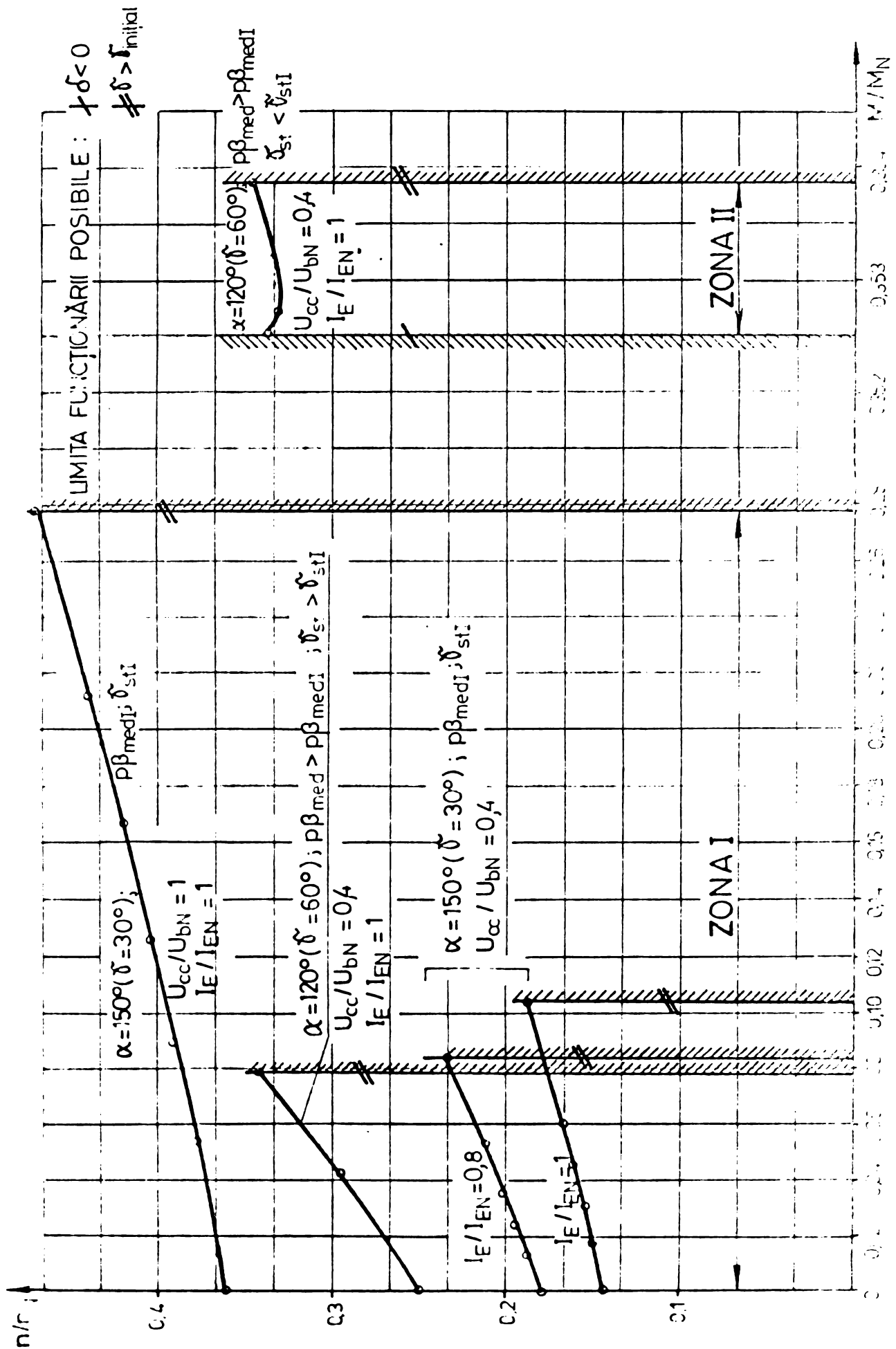


Fig. 1.5. Limita funcționării posibile pentru diferite valori ale unghiului  $\alpha$  și  $\delta$ .

specifică MECS, viteza de rotație crescând cu creșterea valorii unghiului  $\alpha$ .

Pentru valori scăzute ale unghiului  $\alpha$ , se reduc însă și limita funcționării posibile și factorul de utilizare a MECS, după cum rezultă din figura 5.19.

Variațiile tensiunii de alimentare a inverterului,  $U_{cd}/U_{top}$  și a curentului de excitație al mașinii electrice sincrone,  $I_E/I_{EN}$ , au același efect ca și la motoarele de curent continuu cu excitație în derivație, pentru toate cele trei regimuri specifice de funcționare ale MECS.

### 5.3. Influența reactanțelor mașinii electrice sincrone asupra funcționării MECS.

Conform celor stabilite în capitolul 4, funcționarea MECS este influențată de reactanțele  $X_d$ ,  $X_q$ ,  $X_d''$ ,  $X_q''$  (respectiv  $X_d'$ ) ale mașinii electrice sincrone.

În acest context, analiza numerică efectuată a avut în vedere diverse valori ale reactanțelor, prin considerarea variantelor de calcul V 1 - V 7 (Tabela 5.1).

Variantele V 1 - V 6 consideră mașina electrică sincronă cu poli proeminenți iar varianta V 7 - mașina electrică sincronă cu poli plini.

Variantele V 2, V 3, V 4, consideră (în comparație cu varianta V 1): mașina electrică sincronă cu poli proeminenți cu înfășurare de amortizare incompletă,  $x_q'' > x_d''$ ; cu înfășurare de amortizare completă,  $x_q'' = x_d''$ ; fără înfășurare de amortizare,  $x_q'' = 2 x_d''$ .

Varianta V 5 se referă de asemenea la o mașină electrică sincronă cu înfășurare de amortizare completă, raportul  $x_q''/x_d''$  fiind însă mai mic decât la varianta V 3.

Varianta V 6 consideră structura electromagnetică a mașinii electrice sincrone diferită, față de varianta V 1, raportul  $x_q/x_d$  avînd valoare diferită.

Rezultatele obținute sînt prezentate în tabelele 5.2 - 5.4, în anexă.

S-au considerat doar zonele de funcționare care prezintă interes din punctul de vedere al caracteristicii mecanice (conform paragrafului 5.2.2).

La mașina electrică sincronă cu poli proeminenți, aceeași structură electromagnetică, avînd raportul  $x_q/x_d$  mai mare,

Tabela 5.1.

VARIANTA	$x_d$ (u.r.)	$x_q$ (u.r.)	$x_d''$ (u.r.)	$x_q''$ (u.r.)	$x_q/x_d$	$x_q''/x_d''$	$k = \frac{x_q - x_q''}{x_d - x_d''}$
V1	1,385	0,695	0,1980	0,1635	0,5018	0,826	0,4477
V2	1,385	0,695	0,1635	0,1980	0,5018	1,211	0,4068
V3	1,385	0,695	0,1980	0,1980	0,5018	1	0,4187
V4	1,385	0,695	0,1980	0,3960	0,5018	2	0,2519
V5	1,385	0,695	0,1635	0,1635	0,5018	1	0,4351
V6	1,544	0,695	0,1980	0,1635	0,4501	0,826	0,3949
V7	1,385	1,385	$x_d'' = x_d' = 0,247$		1	1	1

MASINA ELECTRICA SINCRONA CU POLI

PROMINENTII

PLINI



permite o funcționare mai avantajoasă în schemă MECS.

Astfel cresc  $P_m/P_{mN}$ ,  $n/n_N$ ,  $M/M_N$ ,  $\eta_{MECS}$  și  $\sigma$ , la aceeași tensiune de alimentare.

Un raport  $x''_q/x''_d$  mic, la mașinile electrice sincrone cu poli proeminenți prevăzute cu înfășurare de amortizare, conduce la aceeași concluzie.

Amortizarea completă ( $x''_q/x''_d = 1$ ) este de preferat amortizării incomplete ( $x''_q/x''_d > 1$ ) sau, cu atât mai mult absenței amortizării ( $x''_q/x''_d = 2$ ), în situațiile în care se urmărește obținerea de valori  $M/M_N$  mari.

Considerarea unor alte criterii de funcționare optimă a MECS impune, referitor la valoarea adecvată a raportului  $x''_q/x''_d$ , concluzii diferențiate în raport cu cele trei regimuri specifice de funcționare a MECS.

Comparând mașini electrice sincrone cu amortizare completă, rezultă mai avantajoase valori mari ale reactanțelor  $x''_d$  și  $x''_q$ , pentru criteriul de funcționare optimă considerat, pentru toate cele trei regimuri specifice de funcționare a MECS.

Mașina electrică sincronă cu poli plini, în schemă MECS, se caracterizează prin valori  $n/n_N$  mai mici precum și limita funcționării posibile mult inferioară mașinii electrice cu poli proeminenți. În plus, în regimul de funcționare  $p\beta_{med} = \text{cst}$ , caracteristica mecanică are o alură descrescătoare, complet diferită față de cea specifică MECS.

#### 5.4. Concluzii.

Caracteristicile de funcționare în regim staționar și performanțele MECS sînt numeric determinabile, utilizînd programul de calcul propus, elaborat pe baza algoritmului de calcul prezentat în capitolul 4.

Programul de calcul permite analiza funcționării în schemă MECS a diverselor variante constructive de mașini electrice sincrone. De asemenea, programul de calcul, prezintă calitatea de a permite analiza diverselor regimuri de funcționare ale MECS.

Sînt de subliniat particularități ca: precizie ridicată de calcul, convergență rapidă și mare flexibilitate, acestea reprezentînd calități remarcabile ale programului de calcul.

Caracteristicile de funcționare a MECS sînt, în general, similare cu cele ale unui motor electric sincron supraexcitat.

Caracteristica mecanică relevă posibilitatea MECS de a



funcționa cu viteză de rotație variabilă în raport cu încărcarea. În acest sens se remarcă variația specifică, crescătoare, a vitezei de rotație a MECS.

Apreciind drept cele mai importante mărimi definitorii ale funcționării MECS, în regim staționar, factorul de utilizare a MECS și puterea mecanică relativă, acestea obțin simultan valori ridicate în condițiile funcționării schemei cu tiristoare rapide, cu valori mari ale unghiului de comandă a tiristoarelor inverterului ( $\alpha = 150^\circ - 180^\circ$ ) și cu valori mici ale unghiului dintre solenația statorică și cea rotorică ( $p\beta_{med} = 90^\circ - 140^\circ$ ), precum și la creșterea tensiunii de alimentare a inverterului.

Pentru aceeași valoare a puterii mecanice relative, factorul de utilizare a MECS obține cea mai mare valoare în regimul  $\delta_{st} = cst$ . Intră în considerare apoi, regimul  $p\beta_{med} = cst$  și regimul  $\alpha = cst$ .

Modificări importante ale valorilor puterii mecanice relative, a vitezei de rotație relative și a cuplului relativ se obțin la modificarea unghiului  $p\beta_{med}$  (în regimul  $p\beta_{med} = cst$ ), a unghiului  $\alpha$  (în regimul  $\alpha = cst$ ) și a tensiunii de alimentare a inverterului (în toate cele trei regimuri).

Viteza de rotație relativă are, la aceeași putere mecanică relativă, valorile cele mai mari în regimul  $\alpha = cst$ ; urmează apoi regimurile  $p\beta_{med} = cst$  și  $\delta_{st} = cst$ .

Reglarea curentului de excitație al mașinii electrice sincrone, având același efect asupra caracteristicilor mecanice a MECS ca și la motorul de curent continuu cu excitație derivativă, favorizează funcționarea MECS, cu puteri scăzute ale inverterului, la cuplu constant.

Analiza comportării, în schema MECS considerată, a diverselor variante constructive de mașini electrice sincrone, indică obținerea de performanțe superioare în cazul utilizării mașinilor electrice cu poli proeminenți. La acestea, sînt avantajoase rapoarte  $x_q/x_d$  mai mari, respectiv rapoarte  $x_q''/x_d''$  mai mici, în cazul prezenței înfășurării de amortizare. Este de asemenea de preferat prezența unei amortizări complete, fiind mai avantajoase, în acest caz, valori mari ale reactanțelor supratranzitorii  $x_d''$  și  $x_q''$ .

Încărcarea maximă a MECS este limitată, în schema considerată, deoarece mașina electrică sincronă în regim de motor este dimensionată clasic și anume, cu compensarea completă a

factorului de putere pentru o anumită valoare a sarcinii, mai mică decât cea nominală.

## 6. REGIMUL STATIONAR AL MODELULUI EXPERIMENTAL MECS - 01

Mașina electrică cu comutație statică, MECS - 01 este primul model experimental de mașină electrică cu comutație statică, realizat în țara noastră.

Instalația funcționează în Laboratorul de Mașini Electrice Speciale al Facultății de Electrotehnică din Timișoara. Ea a fost concepută și realizată de către un colectiv din care face parte și autoarea lucrării, în cadrul unor contracte de colaborare cu Intreprinderea de Construcții de Mașini Regița /151-154/, cu scopul de a se verifica teoria elaborată și a se obține informații utile pentru definitivarea unei metodici de calcul, în vederea aplicării mașinii electrice cu comutație statică în acționări electrice.

La Expoziția Creației Tehnico-științifice, organizată în cadrul Cîntării României, în luna mai 1978, instalația a fost premiată cu premiul II pe ramura construcției de mașini și cu mențiune pe țară (anexa A 10).

### 6.1. Prezentarea bazei experimentale.

#### 6.1.1. Mașina electrică sincronă.

Mașina electrică sincronă este în execuție deschisă, de construcție sudată, din oțel laminat, fiind prevăzută cu un ventilator auxiliar, acționat printr-un motor asincron de 0,15 kW, 1500 rot./min. (Fig.6.1).

##### 6.1.1.1. Caracteristici tehnice.

Caracteristicile tehnice ale mașinii electrice sincrone, la alimentare cu tensiune trifazată, simetrică, sinusoidală au fost stabilite la proiectarea mașinii electrice sincrone, după cum urmează:

Puterea mecanică nominală . . . . . 15 kW  
Viteza de rotație . . . . . reglabili între  
300 și 3000 rot./min.

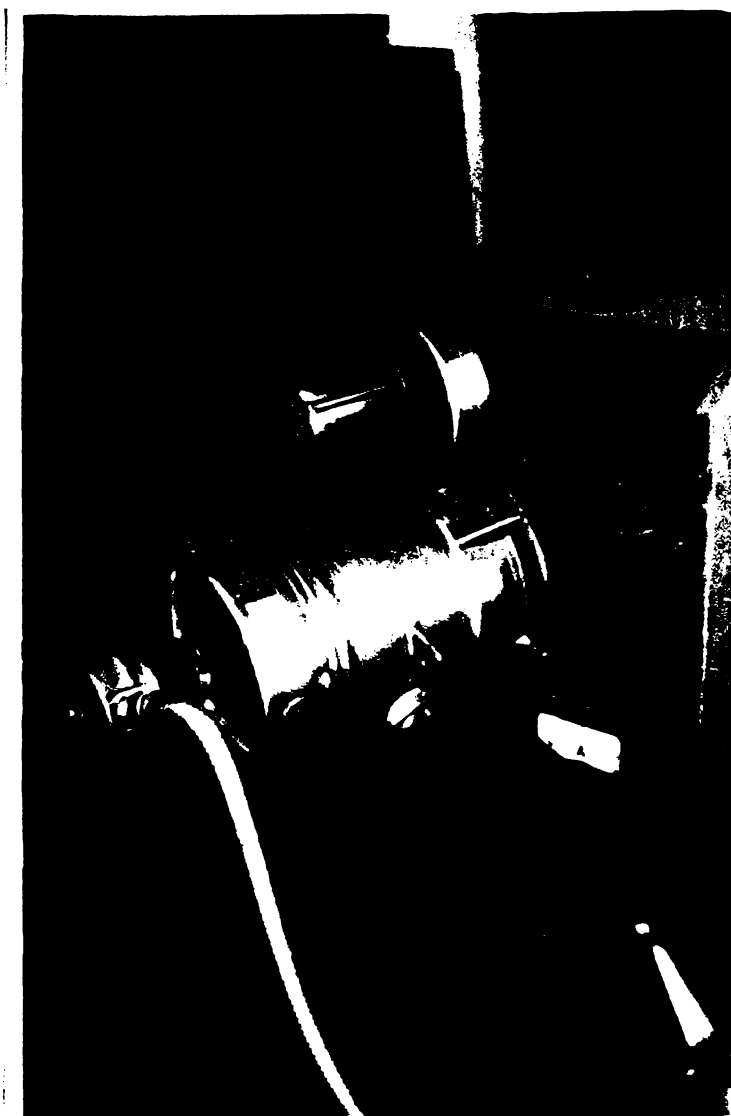


Fig.6.1. Mașina electrică sincronă.

Frecvența . . . . .	reglabilă între 5 și 50 Hz.
Tensiunea nominală . . . . .	380 V
Conexiunea . . . . .	D
Curentul nominal . . . . .	16,35 A
Randamentul nominal . . . . .	86,8 %
Factorul de putere nominal . . . . .	0,8 capacitiv
Sensul de rotație . . . . .	ambele sensuri
Izolația . . . . .	clasa E
Tensiunea de excitație . . . . .	110 V
Curentul de excitație . . . . .	7,65 A
Tipul de protecție . . . . .	I P 23
Tipul constructiv . . . . .	F 3
Rezistența fazei statorice . . . . .	0,58 $\Omega$ la 75°C 0,46 $\Omega$ la 21,5°C

Inductanța fazei statorice. . . . . 0,71 H  
Rezistența înfășurării de excitație. . . . 14,4Ω la 75°C

Reglarea vitezei de rotație în limitele 1/10, viteza de rotație maximă fiind de 3000 rot./min., se realizează prin variația tensiunii de alimentare a inverterului și prin variația curentului de excitație al mașinii electrice.

Excitația mașinii electrice sincrone se asigură de la o sursă separată. Puterea necesară excitației este de 0,84 kW, la o tensiune de 110 V.

#### 6.1.1.2. Caracteristici constructive.

Dimensiunile principale ale mașinii electrice sincrone sînt conform figurii 6.2.

Greutatea totală este de 300 kgf, din care greutatea statorului este de 234 kgf iar a rotorului, de 66 kgf.

Mașina electrică sincronă este de tipul F 3, conform STAS 3998 - 68, cu ax orizontal și fixare prin flanșă.

Arborele este forjat din OLC 45.

Niezul magnetic al rotorului este realizat din tablă silicioasă E III - 3 W de 0,5 mm grosime. Tolele sînt izolate cu lac email. Rotorul este cu poli plini, avînd 22 de crestături bobinate și 8 crestături nebobinate, în zona polilor.

Infășurarea unui pol este alcătuită din 5 bobine cu deschidere diferită, executate din conductor de Cu E izolat cu email ( $\emptyset$  1,4). Penele crestăturilor sînt din bronz. Capetele de bobină sînt fixate printr-un inel de bronz și sînt sprijinite pe două suporturi.

Rotorul este prevăzut cu două inele colectoare din Bz 6 Zn

În partea inelelor colectoare se cuplează pe arbore un ansamblu tahogenerator - traductor de poziție.

Carcasa este realizată din țevă de oțel de 5 mm, întărită cu 6 coaste.

Niezul magnetic statoric este realizat din tablă silicioasă E III - 3 W de 0,5 mm grosime, izolată cu lac email. Crestăturile sînt semiînchise, trapezoidale, în număr de 36. Bobinajul statoric este realizat în două straturi, cu pas scurtat, din conductor de Cu E izolat cu email ( $\emptyset$  2,2).

Întrofierul mașinii electrice sincrone este de 3 mm.

Pe părțile frontale ale carcasei sînt fixate scuturile, de construcție sudată.

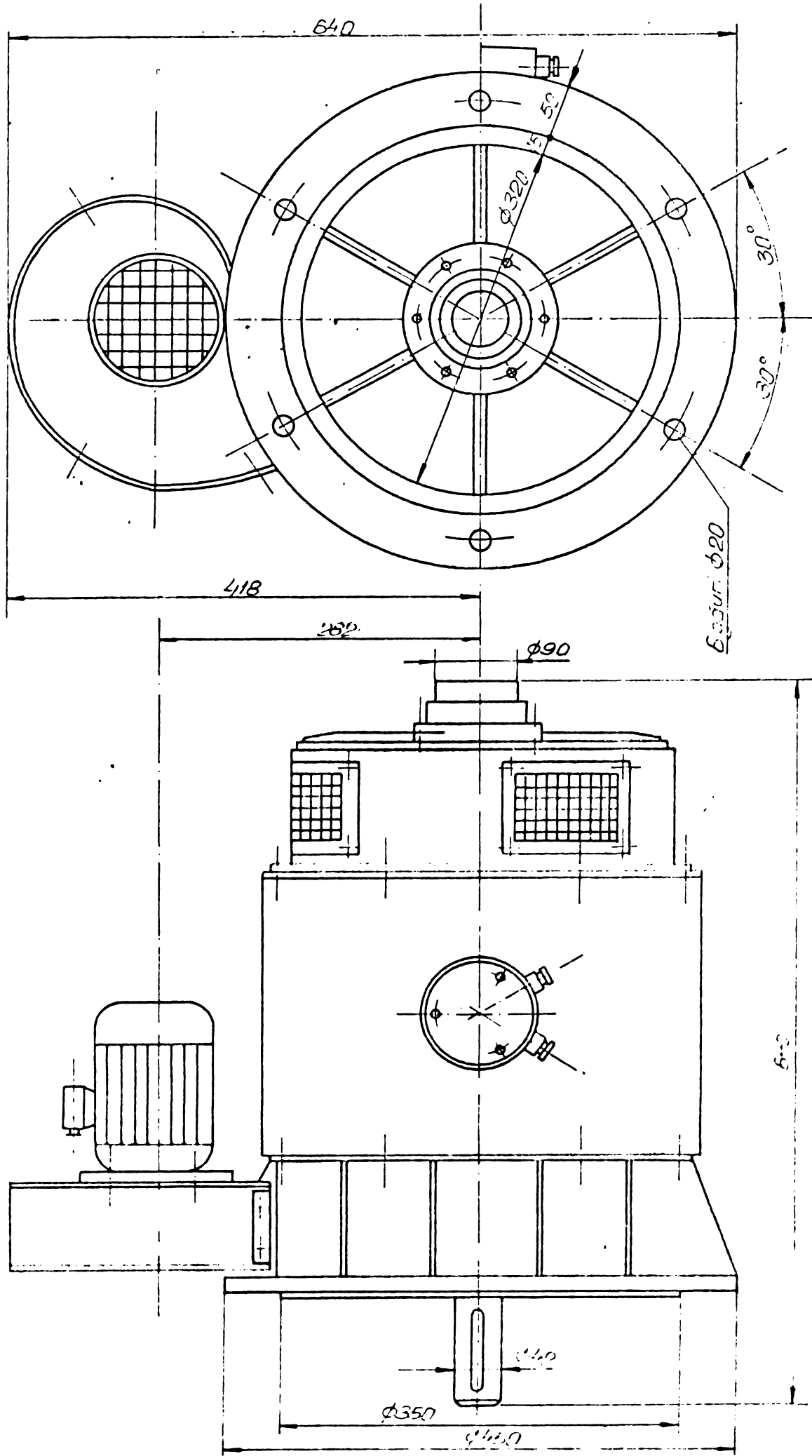


Fig.6.2. Maşină electrică sincronă. Ansamblu.

Cutia de borne este amplasată lateral.

Suporturile de perii sînt fixate pe scutul din partea încelurilor colectoare, printr-un bulon. Mașina electrică are un număr de 4 perii din bronz grafitat N G 46 sau M 382.

Aerul de răcire este absorbit din exterior și refulat, prin mașina electrică, cu ajutorul unui ventilator centrifugal, acționat de un motor electric asincron. Ventilatorul este fixat pe scutul spre cuplaj. Pentru asigurarea unei bune răciri, rotorul este prevăzut cu două canale axiale, de ventilație, de 10 mm lățime. Pachetul statoric se execută fără canale de ventilație. Aerul de răcire circulă axial între carcasă și pachetul de tole statoric.

### 6.1.1.3. Rezultatele încercării cu tensiune de alimentare sinusoidală.

Încercările experimentale ale mașinii electrice sincrone alimentate sinusoidal ( $n_N = 3000$  rot./min.) au condus la obținerea următorilor parametri:

Rezistențele electrice ale	
înfășurărilor statorice, la $21,5^{\circ}\text{C}$	
faza A - X . . . . .	0,4705 $\Omega$
faza B - Y . . . . .	0,473 $\Omega$
faza C - Z . . . . .	0,4785 $\Omega$
Rezistența înfășurării de excitație . . . . .	8,05 $\Omega$
Randamentul . . . . .	$\eta = 0,836$
Reactanța sincronă . . . . .	$X_d = X_q = 32,7 \Omega$
Reactanța tranzitorie longitudinală . . . . .	$X' = 13,9 \Omega$
Reactanța de succesiune inversă . . . . .	$\bar{X}_2 = 12,75 \Omega$
Rezistența se succesiune inversă . . . . .	$R_2 = 8,87 \Omega$
Constantele de timp . . . . .	$T'_{d0} = 0,46$ s
	$T'_d = 0,0245$ s
	$T''_d = 0,005$ s

### 6.1.2. Traductorul de poziție.

Traductorul de poziție (Fig.6.3 - Fig.6.6), utilizat, este de tip inductiv, cu transformator diferențial.

În statorul traductorului (Fig.6.4) sînt dispuse 6 transformatoare diferențiale (Fig.6.5) cu următoarele caracteristici tehnice :

Frecvența de lucru . . . . .	2000 Hz
Tensiunea în primarul transformatorului . . . . .	80 V



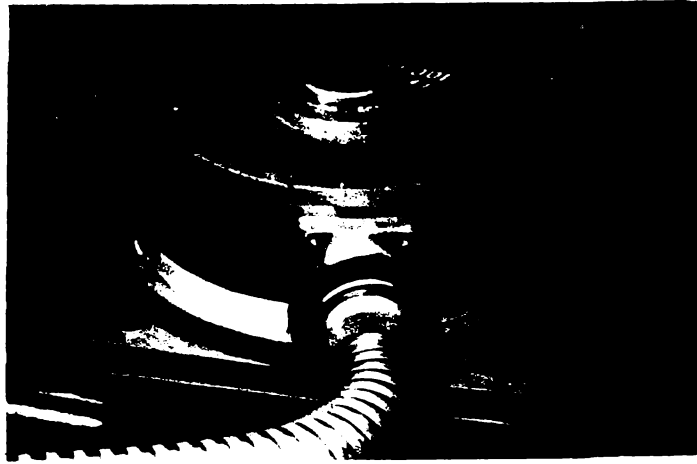


Fig.6.3. Traductor de poziție.

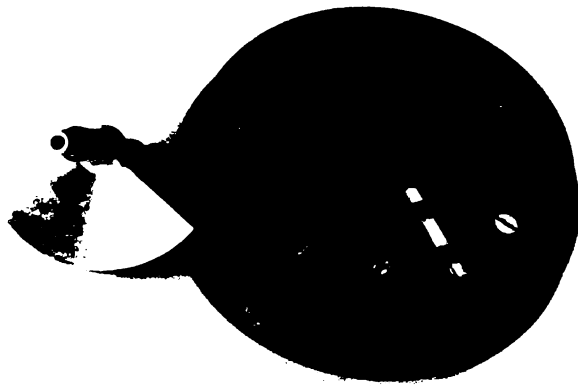


Fig.6.4. Principalele componente ale traductorului de poziție:  
-sectorul de comandă(stînga);  
-statorul cu 6 transformatoare diferențiale(dreapta).



Fig.6.5. Transformator diferențial.

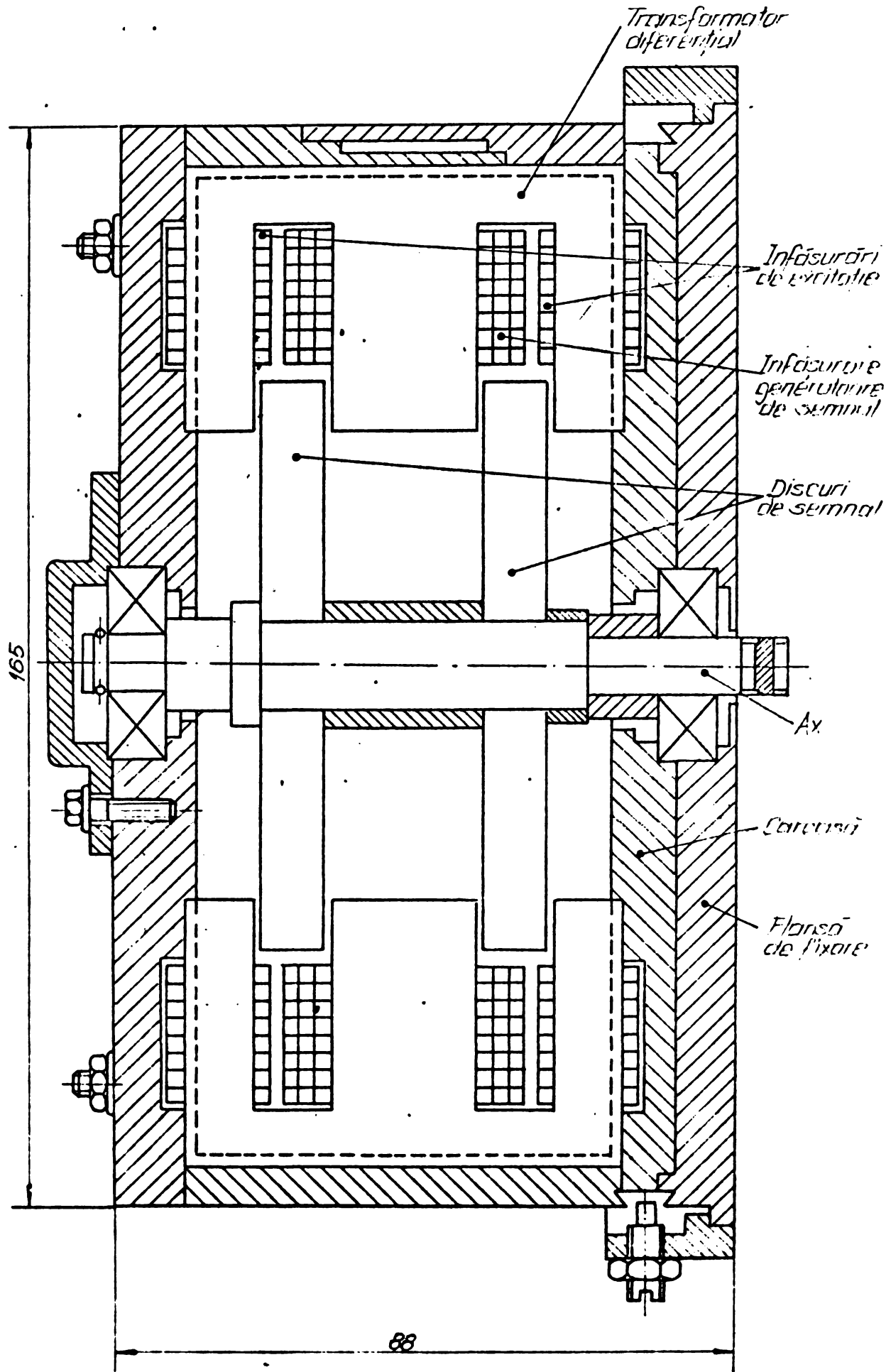


Fig.6.6. Traductor de poziție. Ansamblu.

Numărul de spire al celor

două înfășurări secundare ale transformatorului. . 90 spire

Pe rotorul traductorului de poziție este fixat sectorul de comandă, pentru un unghi de  $120^\circ$ , realizat din cupru (Fig.6.4).

Traductorul de poziție este montat împreună cu un tahogenerator tip TURO - 2, realizat la IAM Otopeni.

Primarul traductorului de poziție este alimentat de la un convertor de frecvență de 2000 Hz, cu puterea de ieșire de 150 W la 80 V.

### 6.1.3. Instalația de putere, comandă și control.

#### 6.1.3.1. Convertorul static de tensiune și frecvență.

Convertorul static este de tipul indirect, cu curent constant în circuitul intermediar. Principalele sale componente sînt :

- redresorul trifazat;
- bobina de filtrare ;
- invertorul, cu schema în punte trifazată.

#### 6.1.3.1.1. Caracteristici tehnice.

Puterea . . . . .	100 kVA
Tensiunea de alimentare. . . . .	3x380 V
Curentul alternativ nominal absorbit ( $\cos \varphi = 1$ ). . . . .	150 A
Tensiunea continuă maximă în circuitul intermediar . . . . .	500 V
Curentul continuu maxim în circuitul intermediar . . . . .	220 A
Tensiunea alternativă maximă la ieșire . . . . .	3x380 V
Curentul alternativ nominal debitat ( $\cos \varphi = 0,8$ ) . . . . .	220 A

Convertorul static a fost realizat pentru o putere de 100 kVA pentru a permite extinderea domeniului de experimentare și la mașini electrice cu comutație statică de puteri mai ridicate.

#### 6.1.3.2. Realizarea constructivă a instalației de putere, comandă și control.

Elementele componente ale instalației de putere, comandă și control sînt amplasate într-un dulap metalic (Fig.6.7), compartimentat corespunzător, cu dimensiunile de gabarit de  $1120 \times 600 \times 2100 \text{ mm}^3$ .

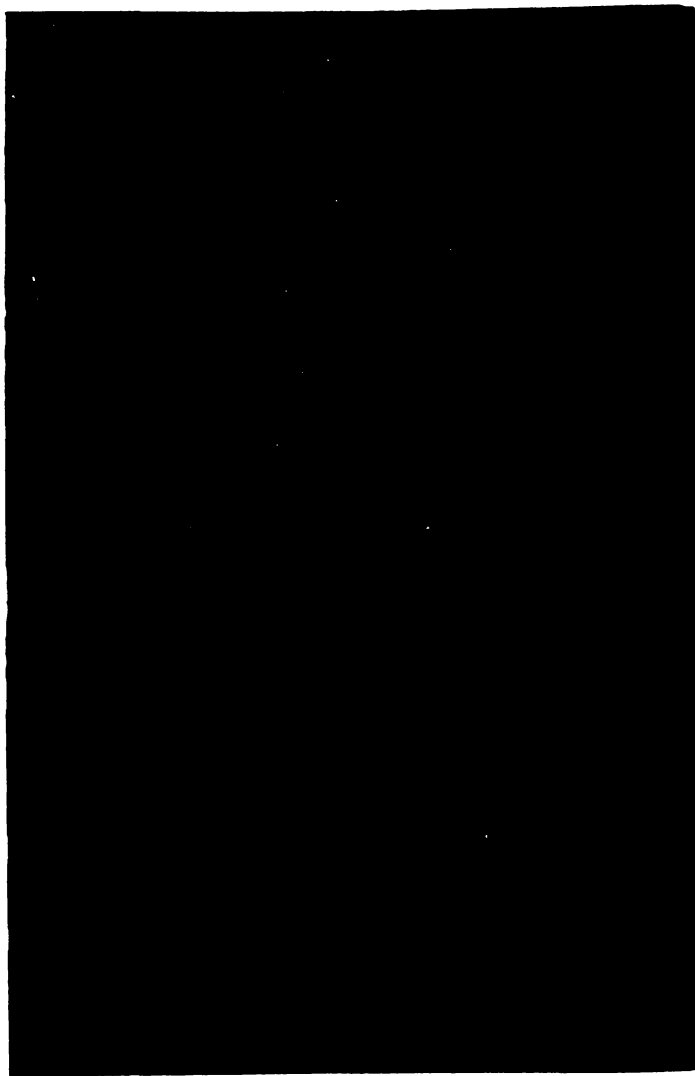


Fig.6.7. Dulapul metalic care cuprinde instalația de putere, comandă și control a MECS.

Butoanele de comandă ale convertorului static sînt montate pe ușa din față.

În partea superioară, în față, sînt montate instrumentele de măsură.

Dispozitivul de conectare cuprinde întrerupătorul general și contactorul principal, care sînt dispuse lateral în stînga jos (Fig.6.8).

Placa de borne se află sub întrerupătorul general, ea permițînd și racordarea alimentării generale a convertorului static și a mașinii electrice sincrone, inclusiv a cablurilor de comandă de la mașina electrică, printr-o cuplă.

Elementele de protecție (siguranțele fuzibile) sînt dispuse pe o placă de textolit, în compartimentul din stînga jos (Fig.6.9) și permit accesul la ele din față, după deschiderea ușilor dulapului metalic.

Tot în compartimentul din stînga jos sînt amplasate și inductivitățile de comutație, în spatele plăcii cu siguranțe,

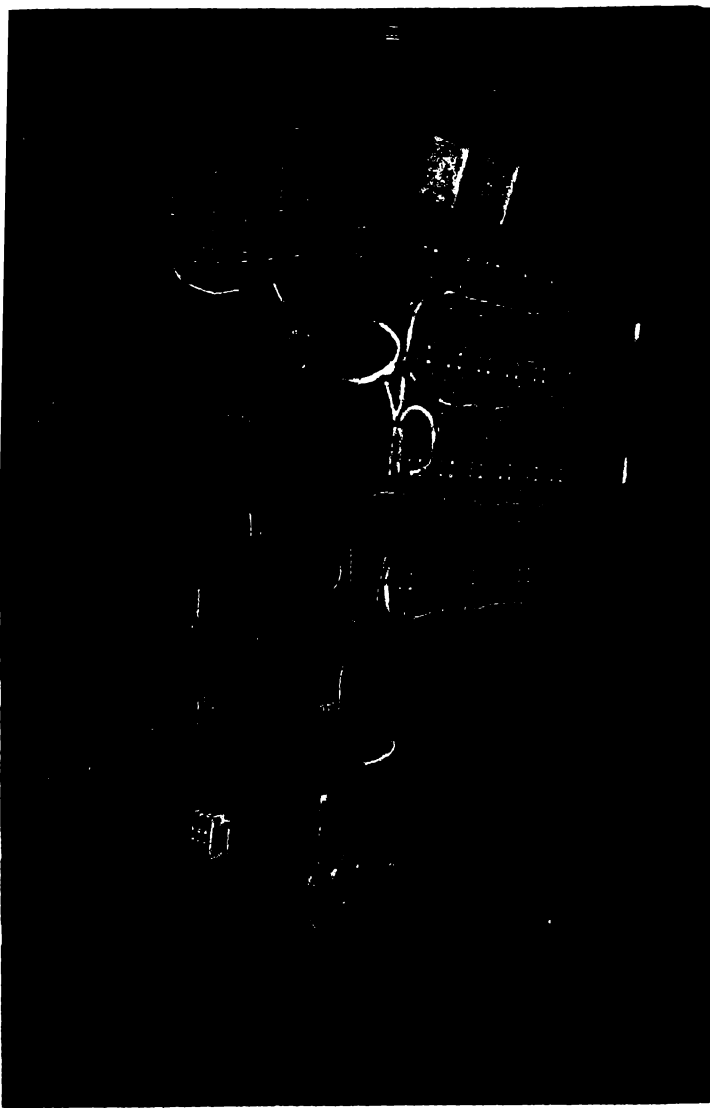


Fig.6.8. Instalația de putere, comandă și control (vedere din față și lateral).

ele fiind montate între plăci de textolit, rigidizate cu ajutorul unor tiranți.

Protecția transformatorică a redresorului este plasată pe o placă de textolit, în compartimentul din față, în dreapta joc, în spatele bobinei de filtrare (Fig.6.9).

Elementele semiconductoare de putere, împreună cu dispozitivele lor de protecție (siguranță ultra rapidă, grup RC), sînt amplasate în față, în compartimentul din dreapta.

Ele sînt dispuse pe plăci de textolit prinse de scheletul metalic al dulapului, cîte 6 elemente într-un rînd, în următoarea ordine (de jos în sus) : tiristoarele redresorului, ale inverterului, ale circuitelor de stingere, tiristoarele din circuitele auxiliare de încărcare a condensatoarelor de stingere, iar în partea superioară, pe două rînduri suprapuse, diodele de putere din circuitele auxiliare de încărcare a condensatoarelor de stingere.

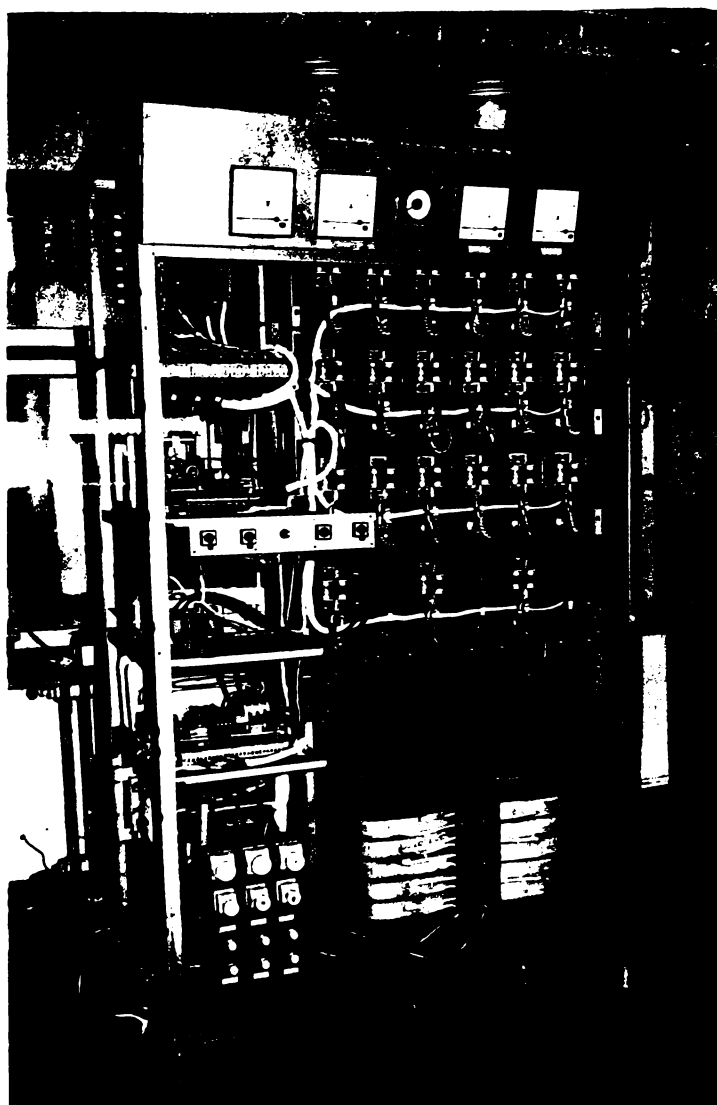


Fig.6.9. Instalația de putere, comandă și control (vedere din față).

Condensatoarele de stingere și cele din circuitele auxiliare de încărcare a lor, dat fiind gabaritul lor, sînt plasate în exteriorul dulapului metalic.

Redresorul pentru alimentarea excitației mașinii electrice sincrone este montat pe o placă de textolit, în spatele tiristoarelor principale. Transformatorul de excitație este amplasat în compartimentul din stînga, primul etaj de jos. Același etaj conține și transformatoarele din circuitele auxiliare de încărcare a condensatoarelor de stingere.

Etajul al doilea din compartimentul din stînga conține convertorul de frecvență de 2000 Hz și sursa sa.

Etajul al treilea din compartimentul din stînga este rezervat dispozitivelor de comandă ale redresorului trifazat și de excitație.

Ultimul etaj din partea stîngă a dulapului metalic este ocupat de comanda inverterului de putere.

În partea superioară a dulapului metalic sînt montate

două ventilatoare, necesare pentru răcirea elementelor semiconductor de putere.

Schema electrică de comandă și control (Fig.6.10) permite:

- pornirea mașinii electrice sincrone;
- fixarea valorii vitezei de rotație ;
- alimentarea dispozitivelor de comandă ;
- protecția instalației ;
- alimentarea ventilatoarelor;

- măsurarea valorilor tensiunii, curentului continuu, curentului alternativ și a valorii vitezei de rotație.

Punerea sub tensiune a instalației se face prin conectarea cheii ISOL, ușile dulapului metalic fiind închise iar poziția potențiometrului de reglare a vitezei de rotație fiind corespunzătoare valorii zero.

Instalația se deconectează de la rețea pentru o valoare minimă a curentului sau tensiunii în circuitul de curent alternativ sau scăderea curentului de excitație sub o anumită valoare.



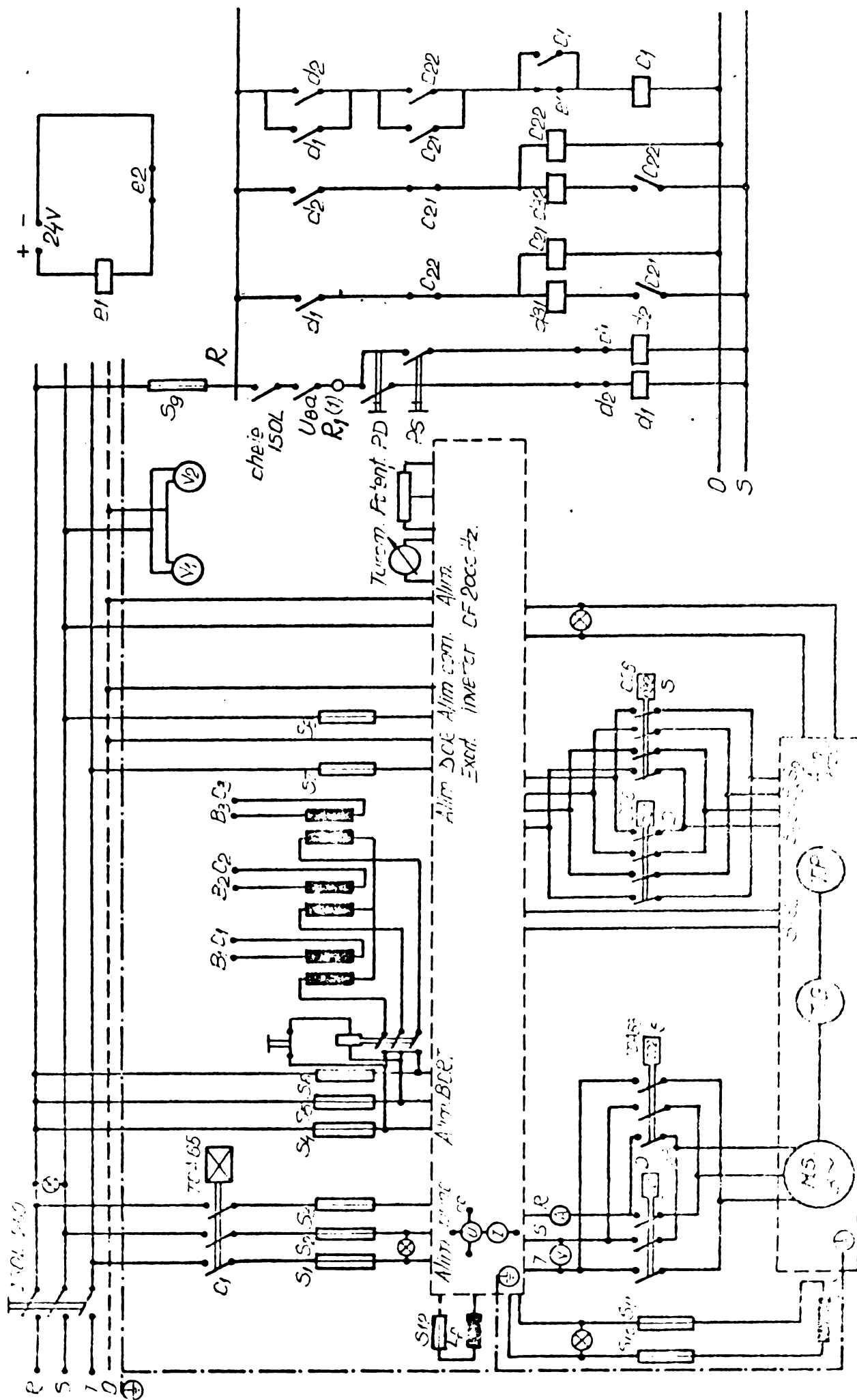


Fig. 1.1. Schema electrică de comandă și control a motorului.

#### 6.1.4. Standul de probă.

Încercările în regim staționar ale modelului MECS - 01 au fost efectuate la standul de probă prezentat în figura 6.11.



Fig.6.11. Standul de probă pentru încercările în regim staționar ale modelului experimental MECS-01.

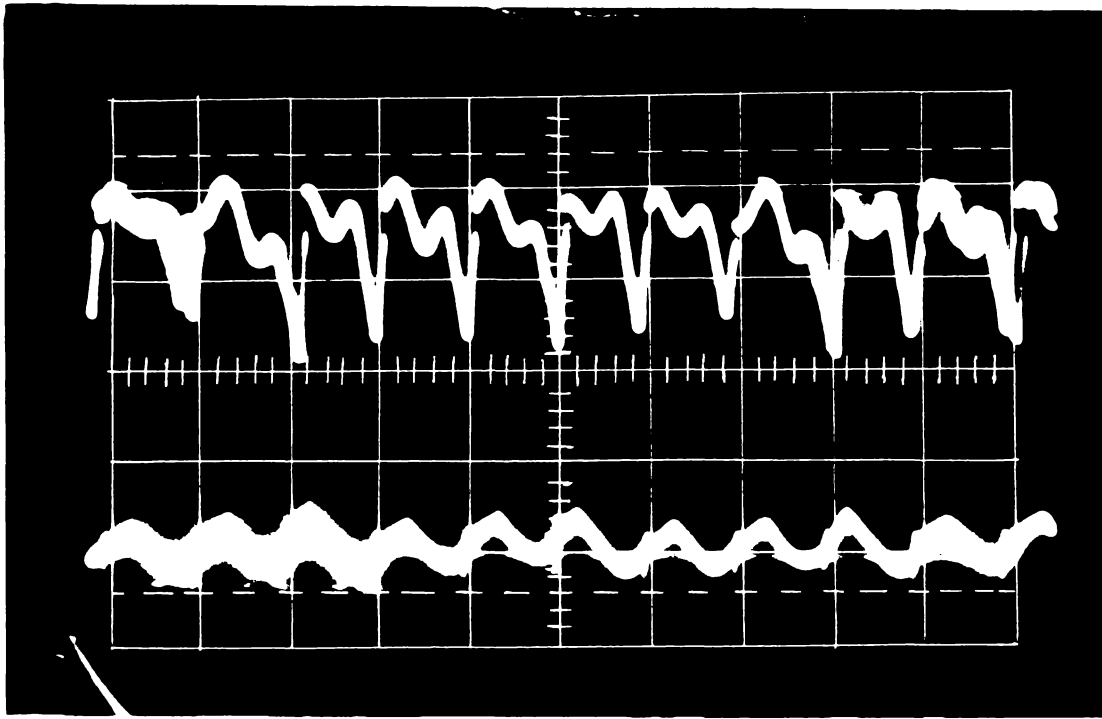
Mașina electrică sincronă, din ansamblul MECS, este cuplată cu un generator de curent continuu terat, care debitează pe o rezistență de sarcină.

La stand se pot realiza modificări ale valorii unghiului  $p\beta_{med}$  dintre solenația statorică și cea rotorică ale mașinii electrice sincrone, ale tensiunii  $U_{cc}$  de alimentare a inverterului și ale curentului  $I_E$  de excitație al mașinii electrice sincrone.

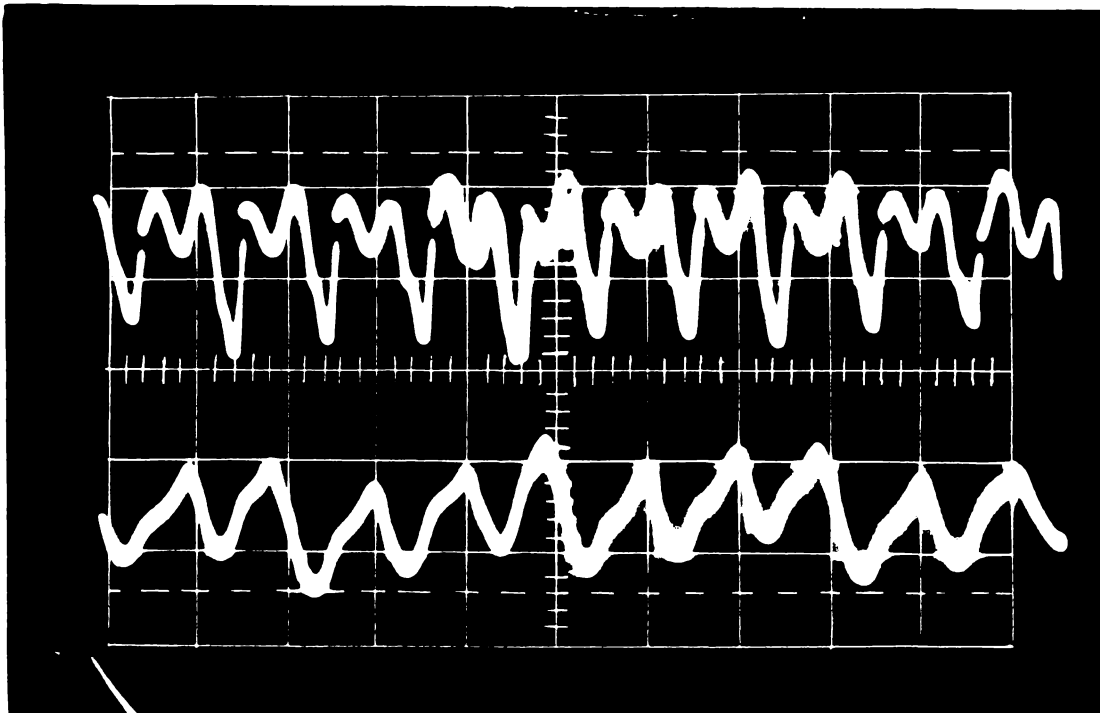
#### 6.2. Parametrii funcționali specifici ai modelului experimental MECS-01.

Efectul fenomenului de comutație asupra regimului staționar de funcționare a modelului experimental MECS - 01 este redat, pentru cazul  $p\beta_{med} = cst$ , testat la standul de probă, în figurile 6.12 - 6.15.

În figurile 6.12 este reprezentată variația în timp a tensiunii continue, nefiltrate (sus) și a curentului continuu (jos), din circuitul intermediar al convertorului static.



a.



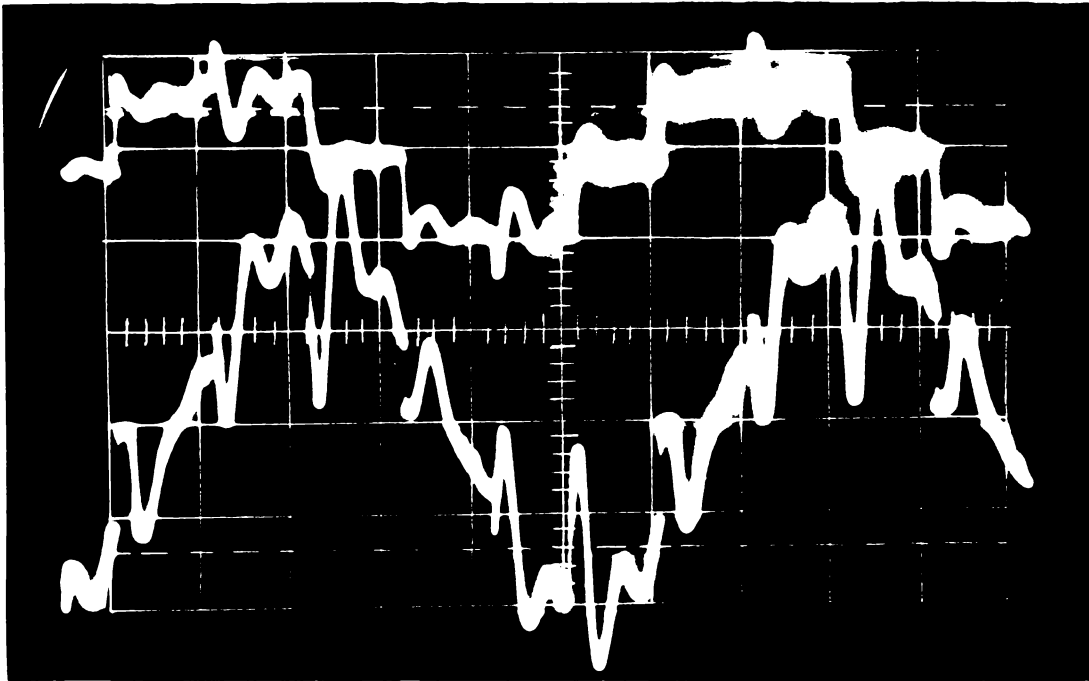
b.

Fig.6.12. Oscilogrammele tensiunii (sus) și curentului (jos) din circuitul intermediar ( $p\beta_{med}=142^\circ$ ,  $n = 1500 \text{ rot./min.}$ )

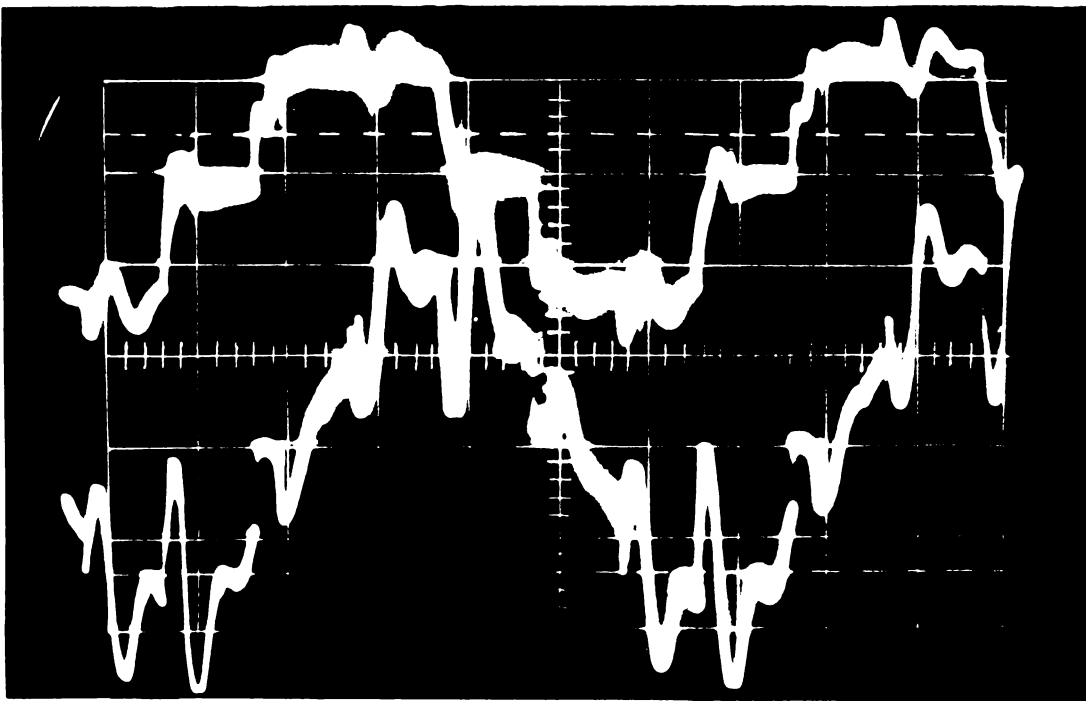
a.  $U_{cc} = 250 \text{ V}$ ;  $I_{cc} = 5 \text{ A}$

b.  $U_{cc} = 280 \text{ V}$ ;  $I_{cc} = 13 \text{ A}$

In figura 6.13 este reprezentată variația în timp a curentului absorbit (sus) și a tensiunii la bornele mașinii electrice sincrone (jos).



a.



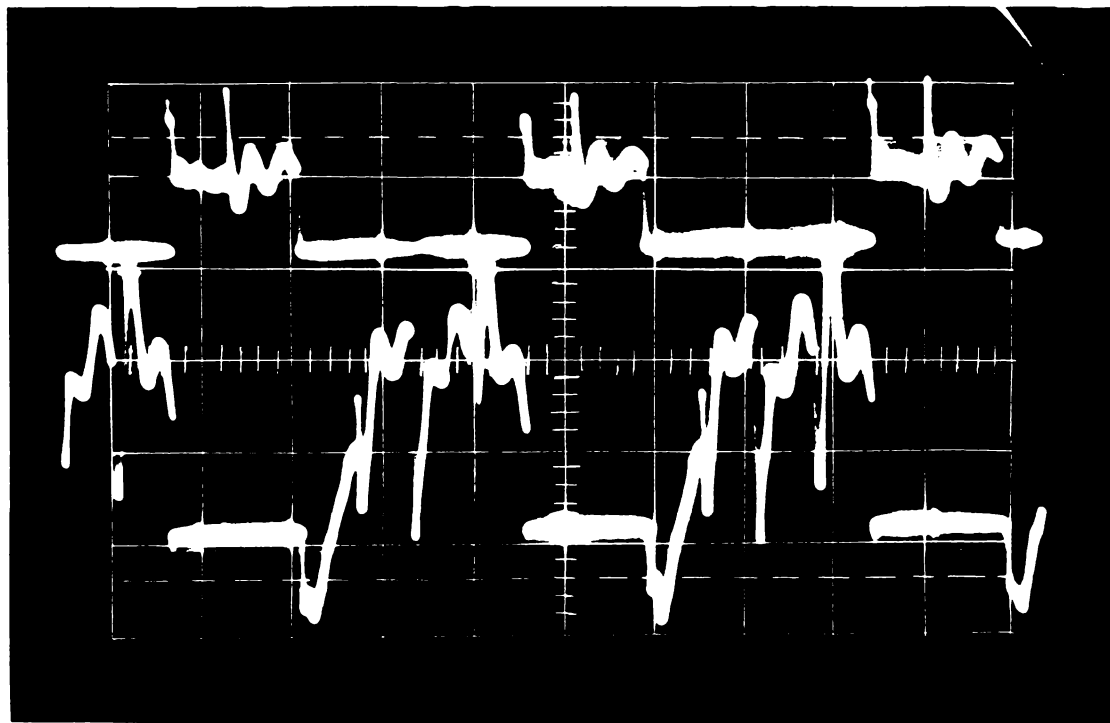
b.

Fig.6.13. Oscilogrammele curentului (sus) și tensiunii la bornele mașinii electrice sincrone (jos) ( $p\beta_{med} = 142^\circ$ ,  $n = 1500$  rot./min.)

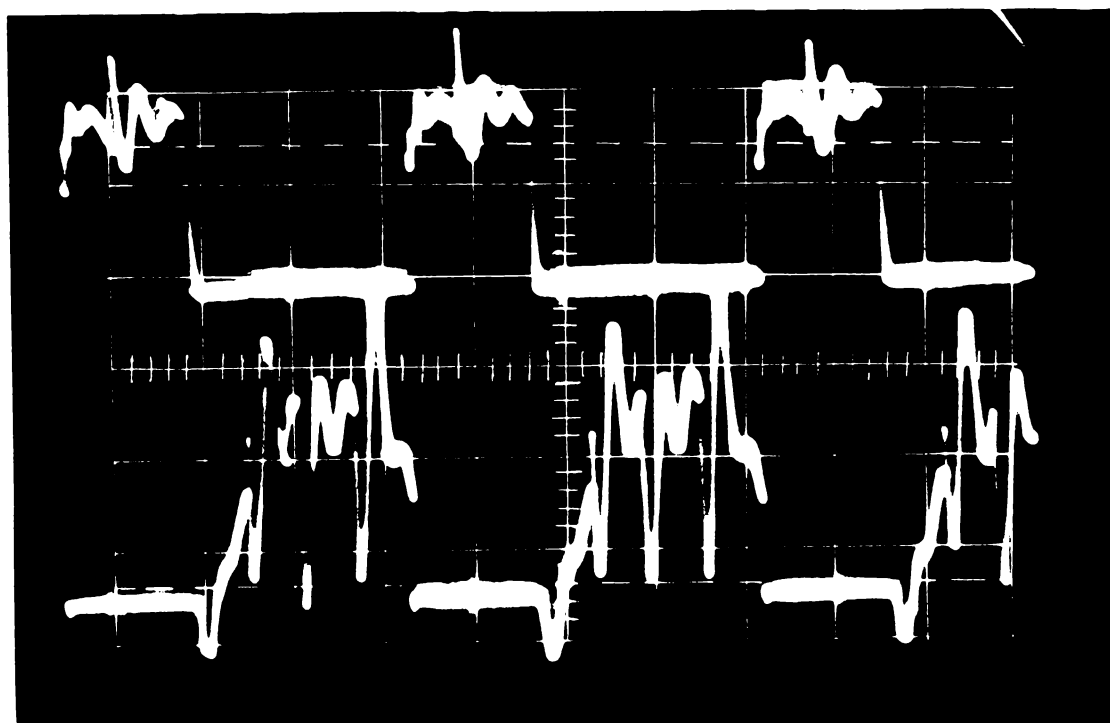
a.  $U_{alt} = 256$  V ;  $I_{alt} = 7$  A

b.  $U_{alt} = 275$  V ;  $I_{alt} = 13$  A

S-a reprezentat de asemenea variația în timp a curentului (sus) și tensiunii (jos) unui tiristor din circuitul de putere al inverterului (Fig.6.14).



a.



b.

Fig.6.14. Oscilogrammele curentului (sus) și tensiunii (jos) unui tiristor din circuitul de putere al inverterului ( $p\beta_{med}=142^\circ$ ,  $n=1500$ , rot./min.).

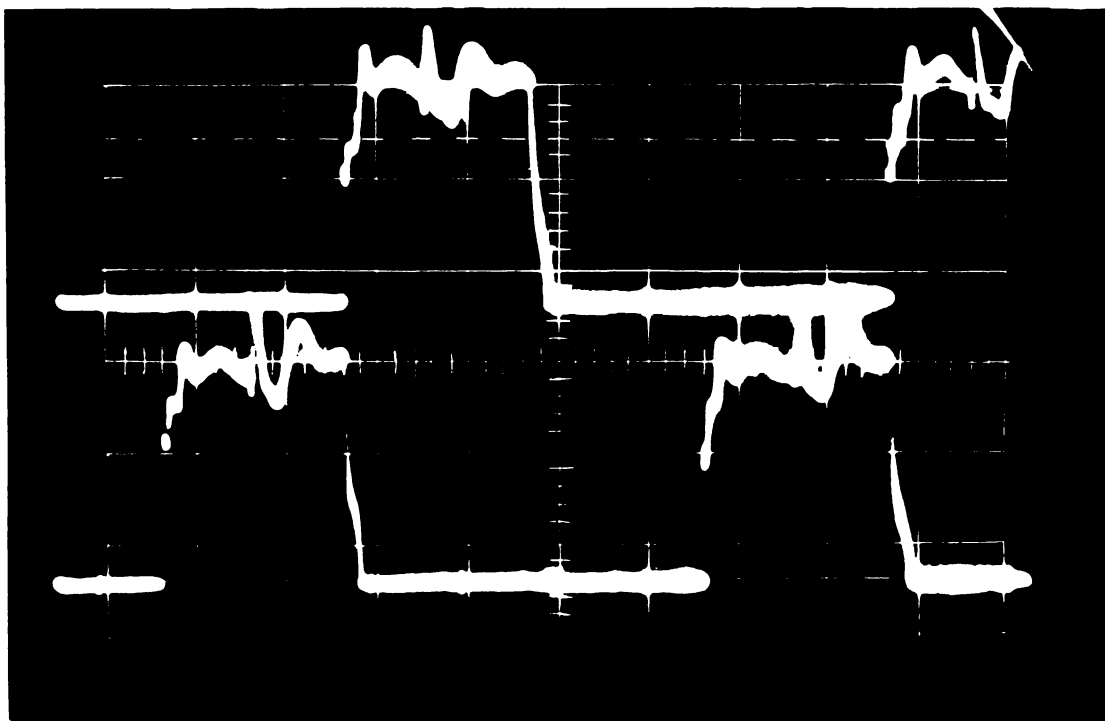
a.  $I_{Tmed}=5$  A;  $U_{Tmax}=425$  V .

b.  $I_{Tmed}=11$  A;  $U_{Tmax}=470$  V .

In figura 6.15 este reprezentată variația în timp a curenților a două tiristoare, din circuitul de putere al inverto-  
rului, care comută succesiv.



a.



b.

Fig.6.15. Oscilogrammele curenților a două tiristoare  
ce comută succesiv, în circuitul de putere al in-  
vertorului ( $p\beta_{med}=142^\circ$ ,  $n=1500 \text{ rot./min.}$ ).

a.  $I_{Tmed}=5 \text{ A}$

b.  $I_{Tmed}=13 \text{ A}$

Oscilogramele înregistrează prezența armonicilor superioare precum și vîrfurile de tensiune și de curent care apar la comutații.

În analiza regimului de funcționare considerat, este evidentă ponderea fenomenului de comutație, în variația în timp a curenților și tensiunilor.

Pe oscilograme se evidențiază de asemenea, clar, dependența valorilor parametrilor funcționali specifici ai MECS, de fenomenul de comutație, și anume: valori crescătoare ale unghiurilor  $\alpha$  și  $\omega$ , respectiv valori descrescătoare ale unghiurilor  $\delta_{st}$  și  $\delta$ , în raport cu încărcarea.

Prin prelucrarea oscilogramelor cu micrometrul ocular, realizînd o mărire a imaginilor 1 cm = 47 diviziuni, s-au obținut valorile experimentale ale parametrilor funcționali specifici ai MECS.

Aceste valori sînt date în figura 6.16, alături de valorile predeterminate cu programul de calcul elaborat, utilizînd ordinatorul electronic FELIX C 256.

Considerînd valorile mărimilor  $n/n_N$ ,  $I_E/I_{EN}$  și  $(I/I_N)_{real}$ , nefectate de erori, rezultă erori de (1-3)% pentru valorile parametrilor funcționali specifici ai MECS.

Rezultatele calculului numeric redau funcționarea modelului experimental MECS-01 și în regimurile  $\delta_{st} = cst$  (Fig.6.17) respectiv  $\omega = cst$  (Fig.6.18), regimuri inaccesibile la standul de probă.



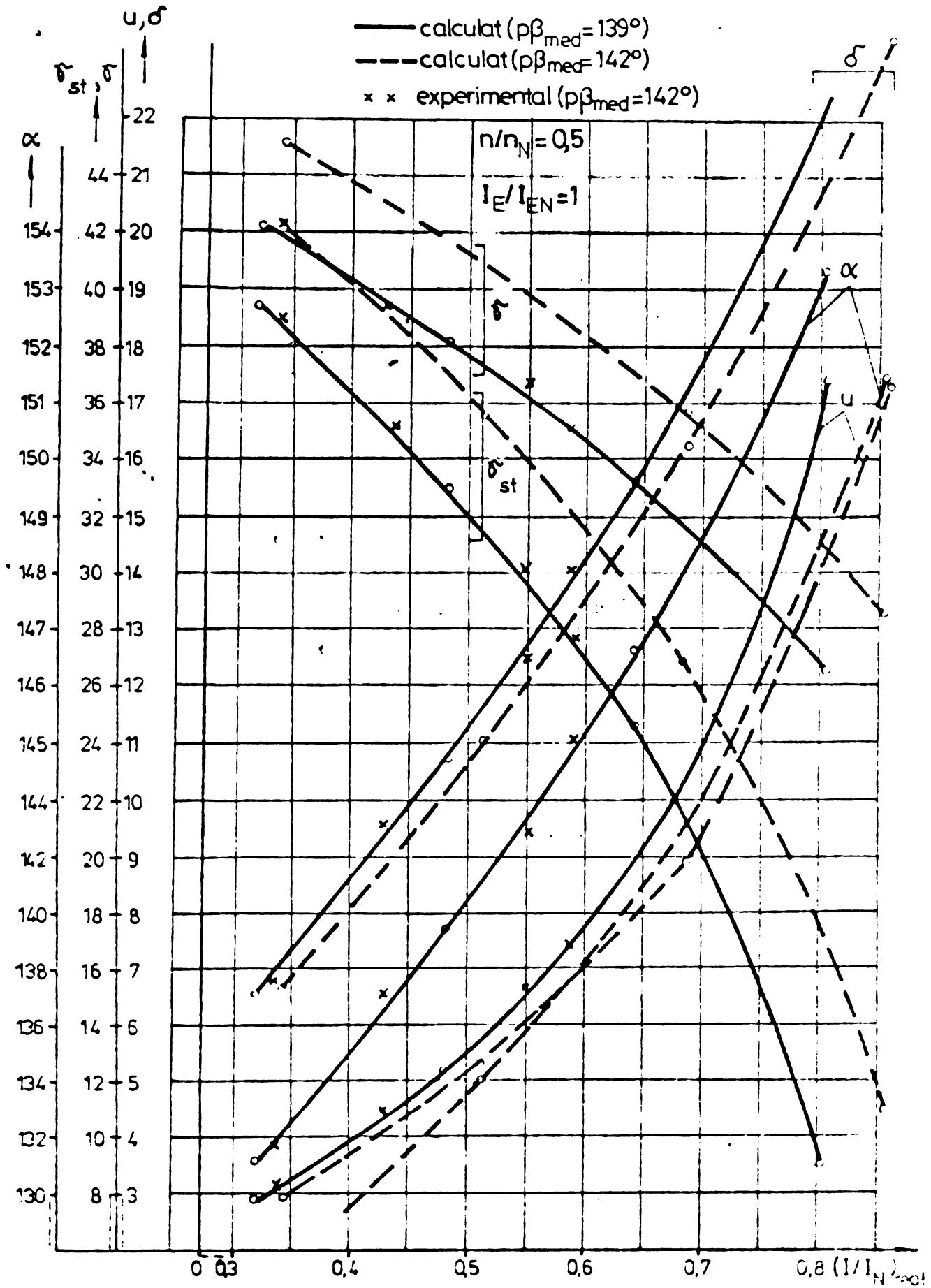


Fig.6.16. Variația parametrilor funcționali specifici ai modelului experimental MECS-01, în regimul  $p\beta_{med} = \text{cst.}$

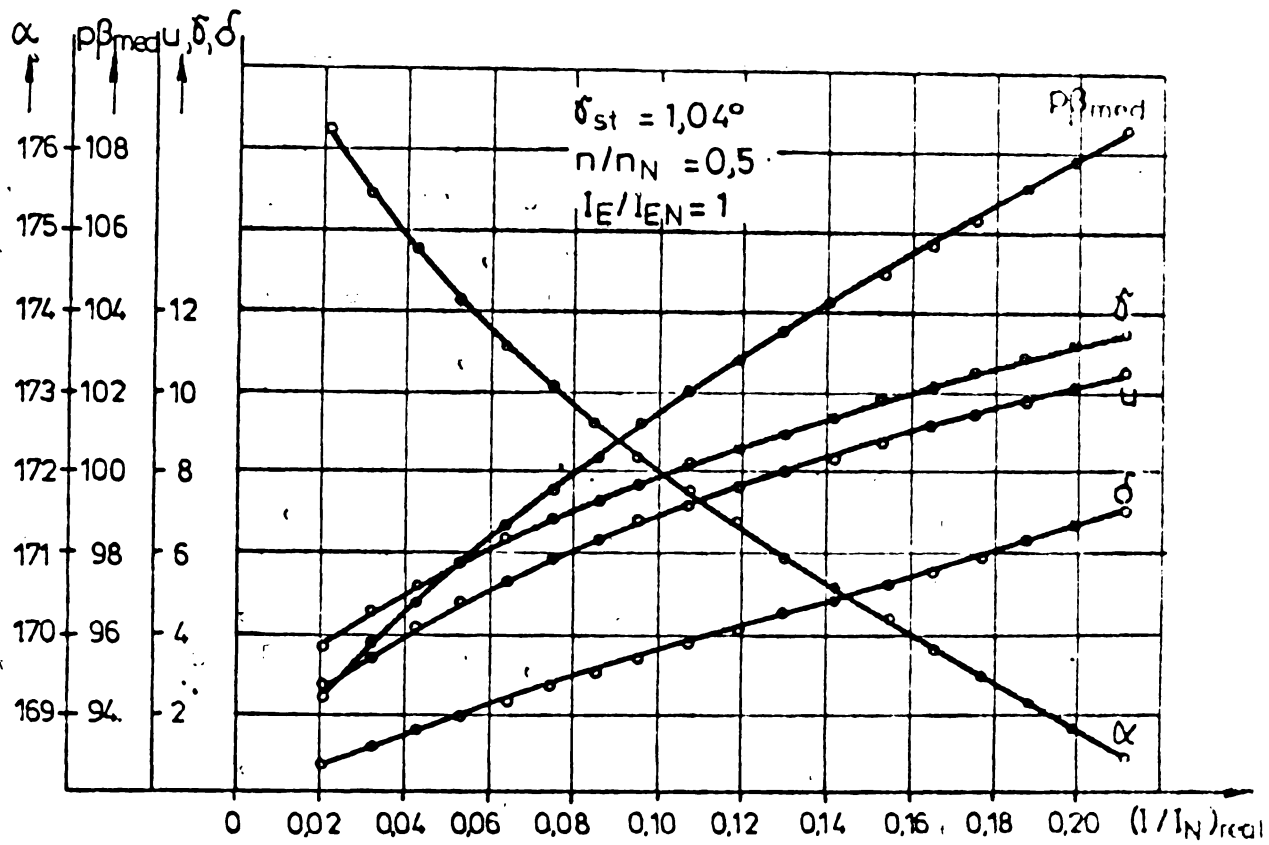


Fig.6.17. Variația parametrilor funcționali specifici ai modelului experimental MECS-01, în regimul  $\delta_{st} = \text{cst}$ .

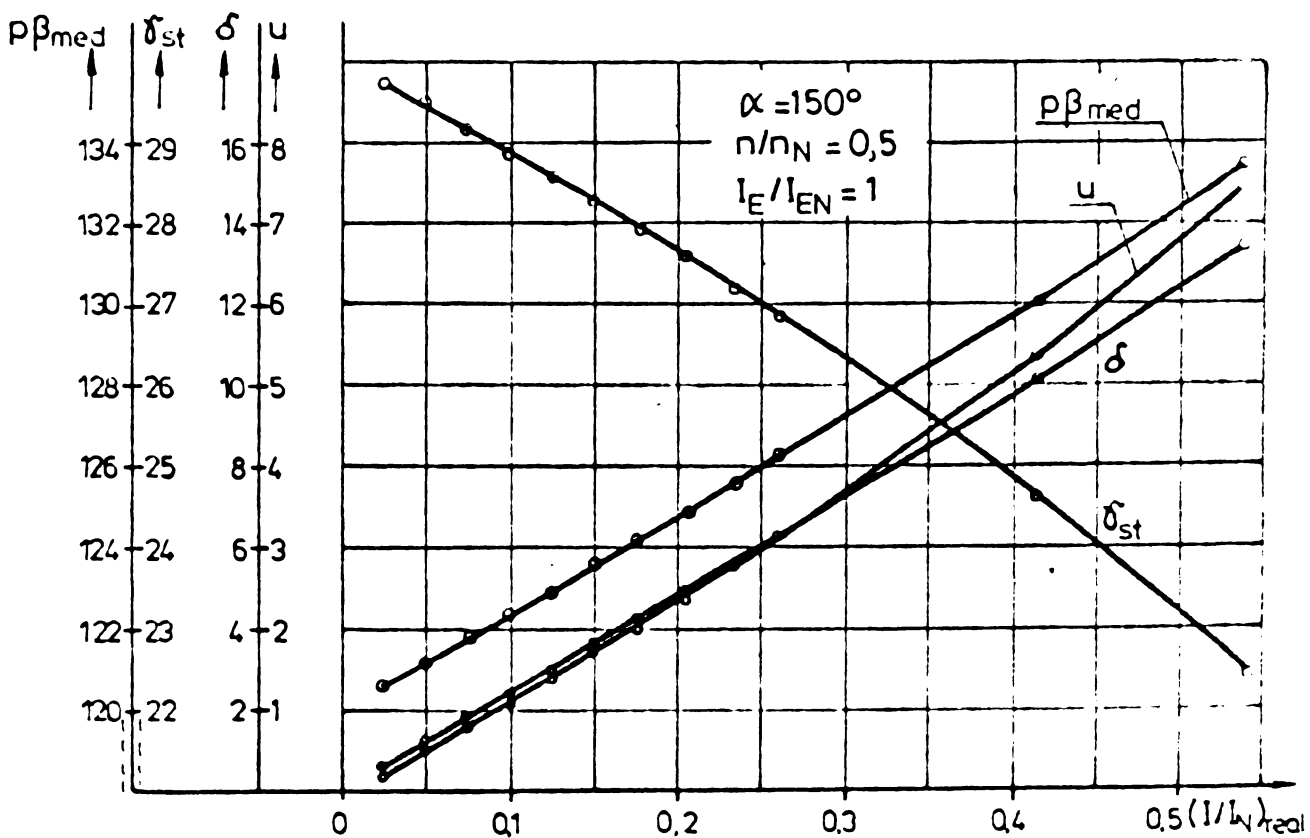


Fig.6.18. Variația parametrilor funcționali specifici ai modelului experimental MECS-01, în regimul  $\alpha = \text{cst}$ .

### 6.3. Caracteristicile de funcționare în regim staționar, ale modelului experimental MECS - 01

În figurile 6.19 - 6.24 se prezintă rezultatele calculului numeric al caracteristicilor de funcționare în regim staționar, pentru modelul experimental MECS - 01, precum și unele caracteristici experimentale, în regimul  $p\beta_{med} = \text{cst.}$

Din analiza acestor caracteristici, se constată o concordanță bună între valorile calculate și cele obținute experimental.

Erorile sînt, pentru majoritatea mărimilor, de (1-3)%.

Valoarea maximă, de 3%, se atinge în domeniul încărcărilor mici ale mașinii electrice cu comutație statică, unde efectul vîrfurilor de tensiune și de curent, care apar la comutații, este mai pronunțat.

Diferențe mai mari, care nu depășesc însă 5%, se observă la mărimile  $n/n_N$ ,  $P_m/P_{mN}$  și  $p\beta_{med}$ , la determinarea cărora erorile de măsurare se cumulează.

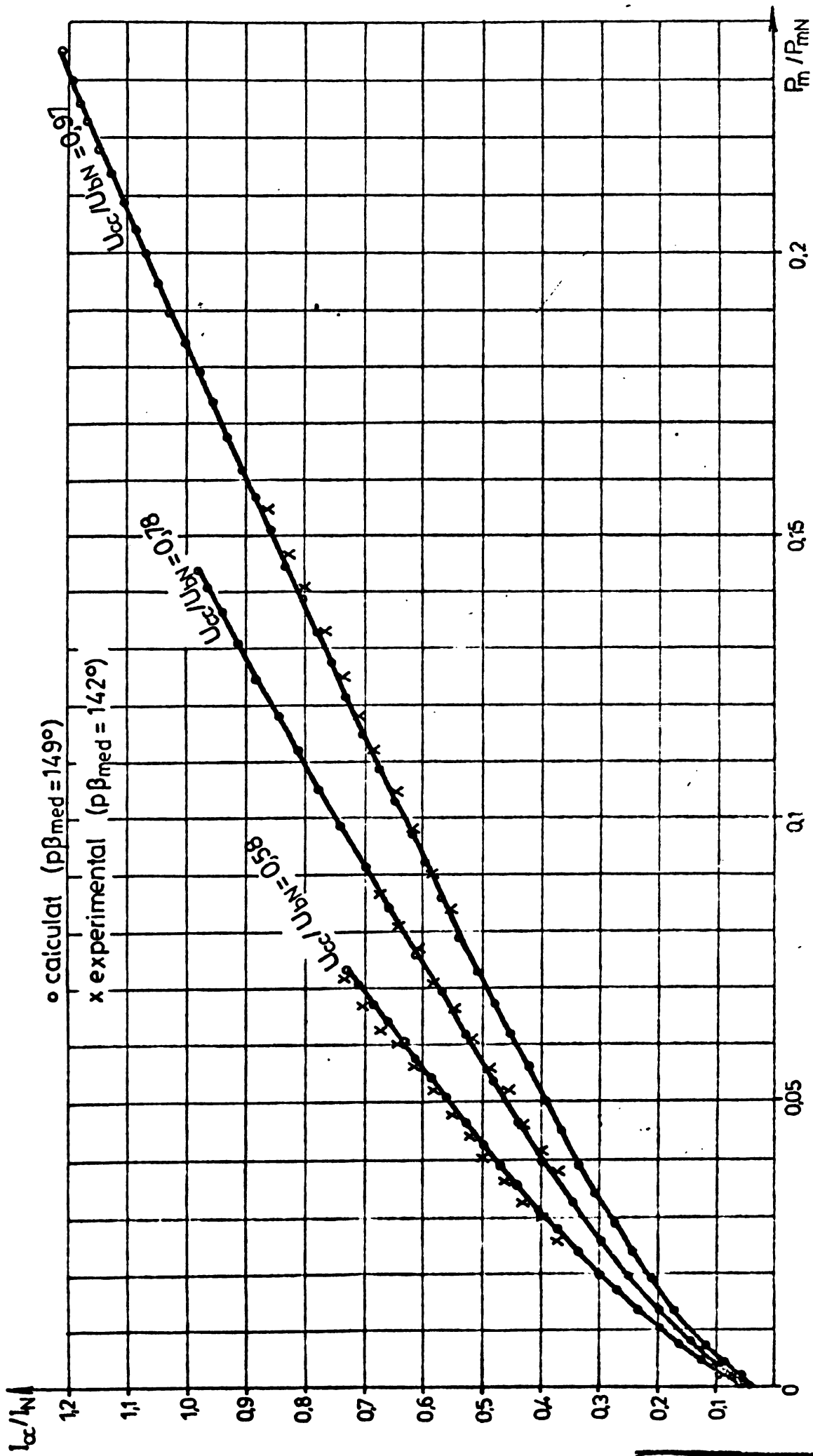


Fig. 6.19. Caracteristica  $I_{cc}/I_N = f(P_m/P_{mN})$  a reobalului experimental MECS-01, in regimul  $p\beta_{med} = cst.$

INSTITUTUL POLITEHNIC  
TIMISOARA

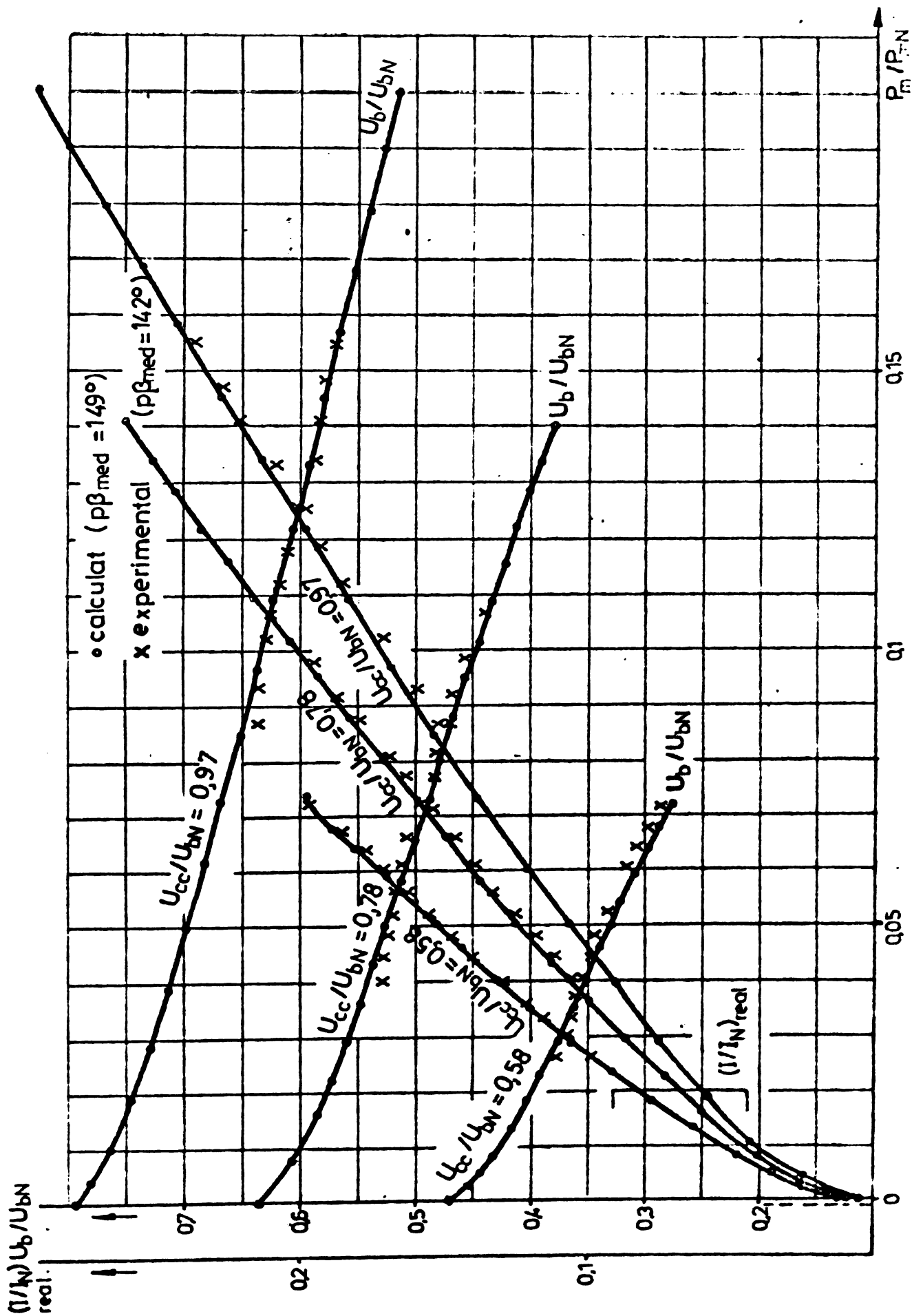


Fig. 6.20. Caracteristicile  $(I/I_N)_{real} = f(P_m/P_{mN})$  și  $U_b/U_{bN} = f(P_m/P_{mN})$  ale VCS-01, în regiuni  $P_{FE3} = const$ .

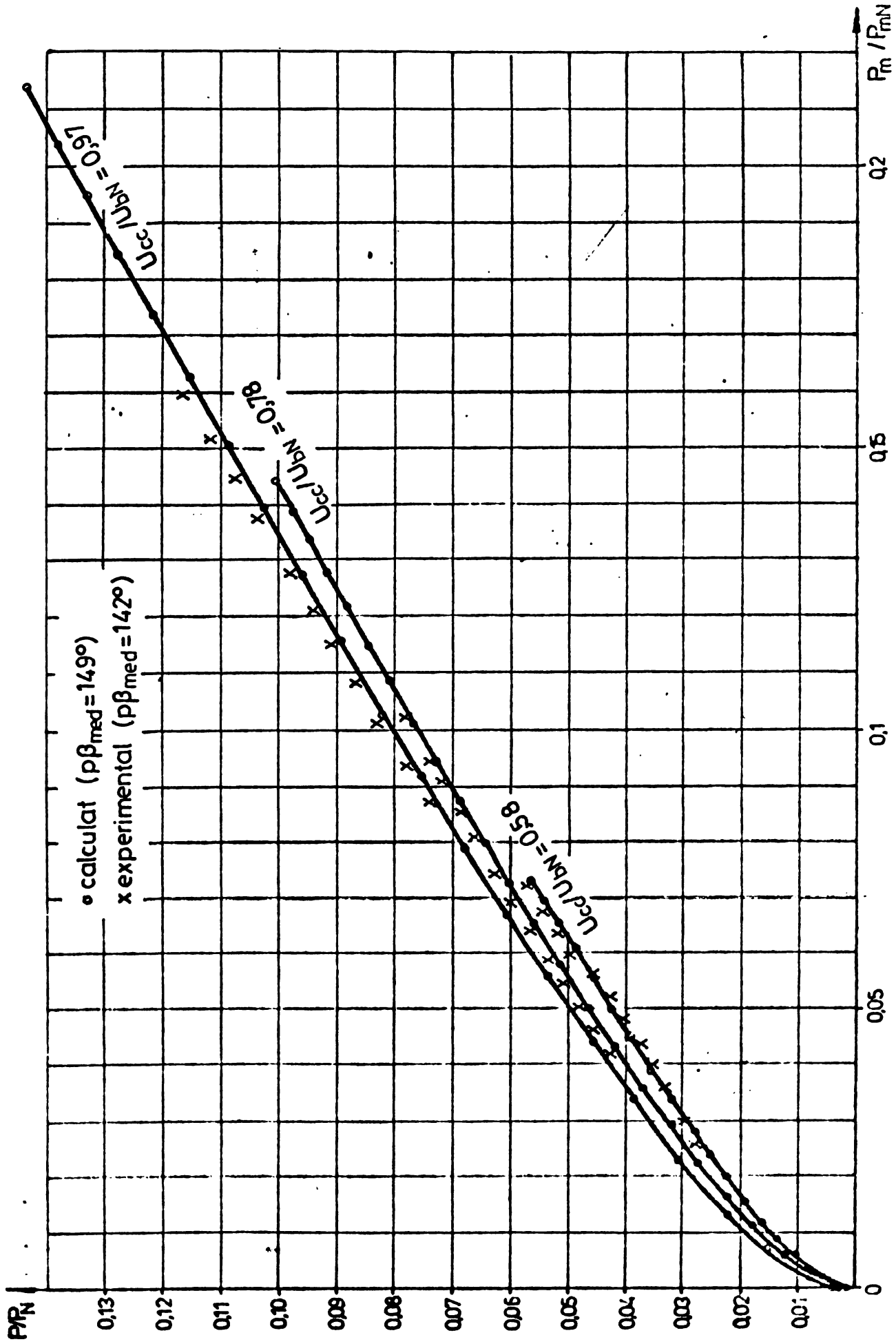


FIG. 6.21. Caracteristica  $P/P_m = f(P_m/P_{mN})$  a modelului experimental MECS-01, în regiuni  $p\beta_{med} = cct.$

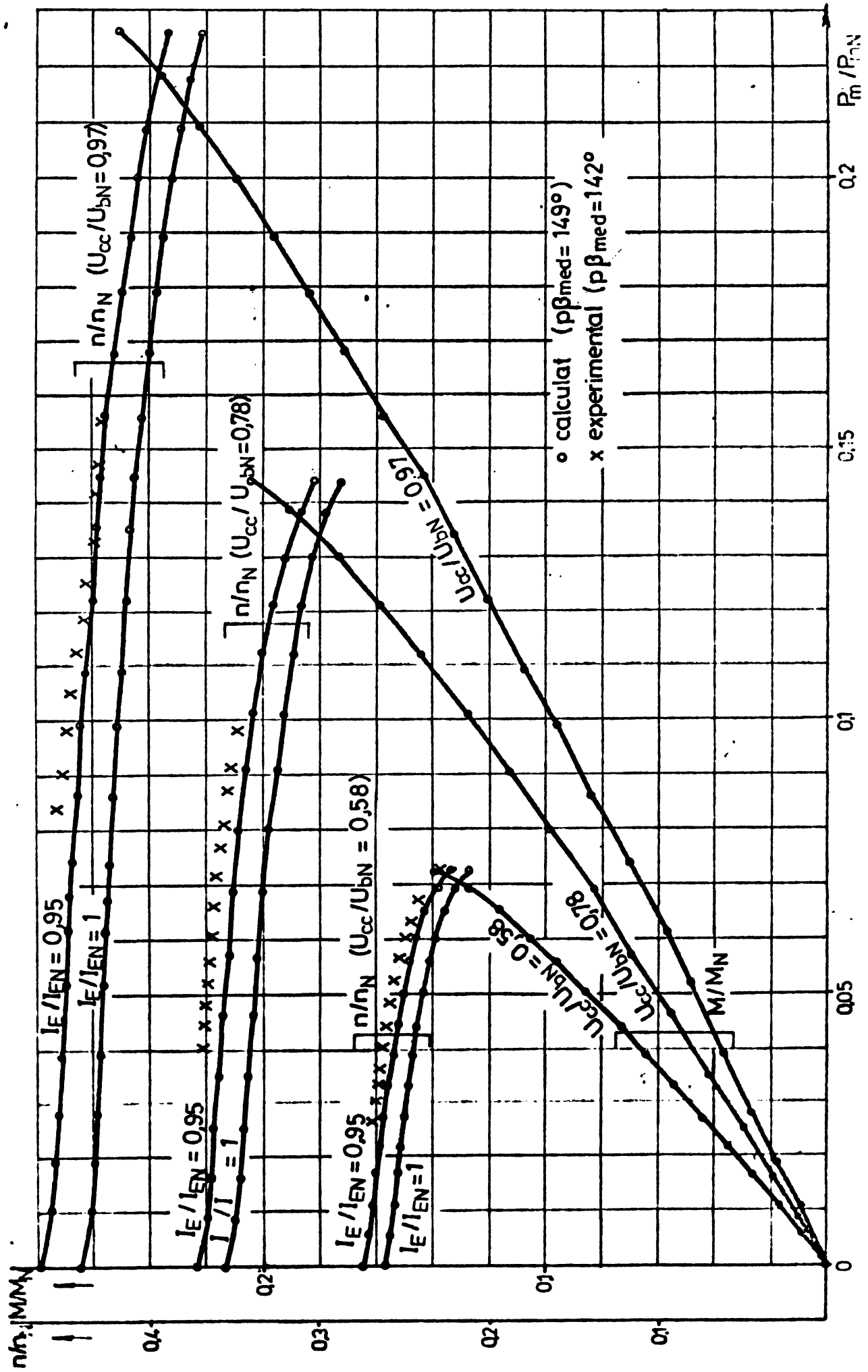


Fig. 6.22. Caracteristicile  $n/n_N = f(P_m/P_{mN})$  și  $U_c/U_{bN} = f(P_m/P_{mN})$  ale MECS-01, în regiul  $p\beta_{med} = cst.$



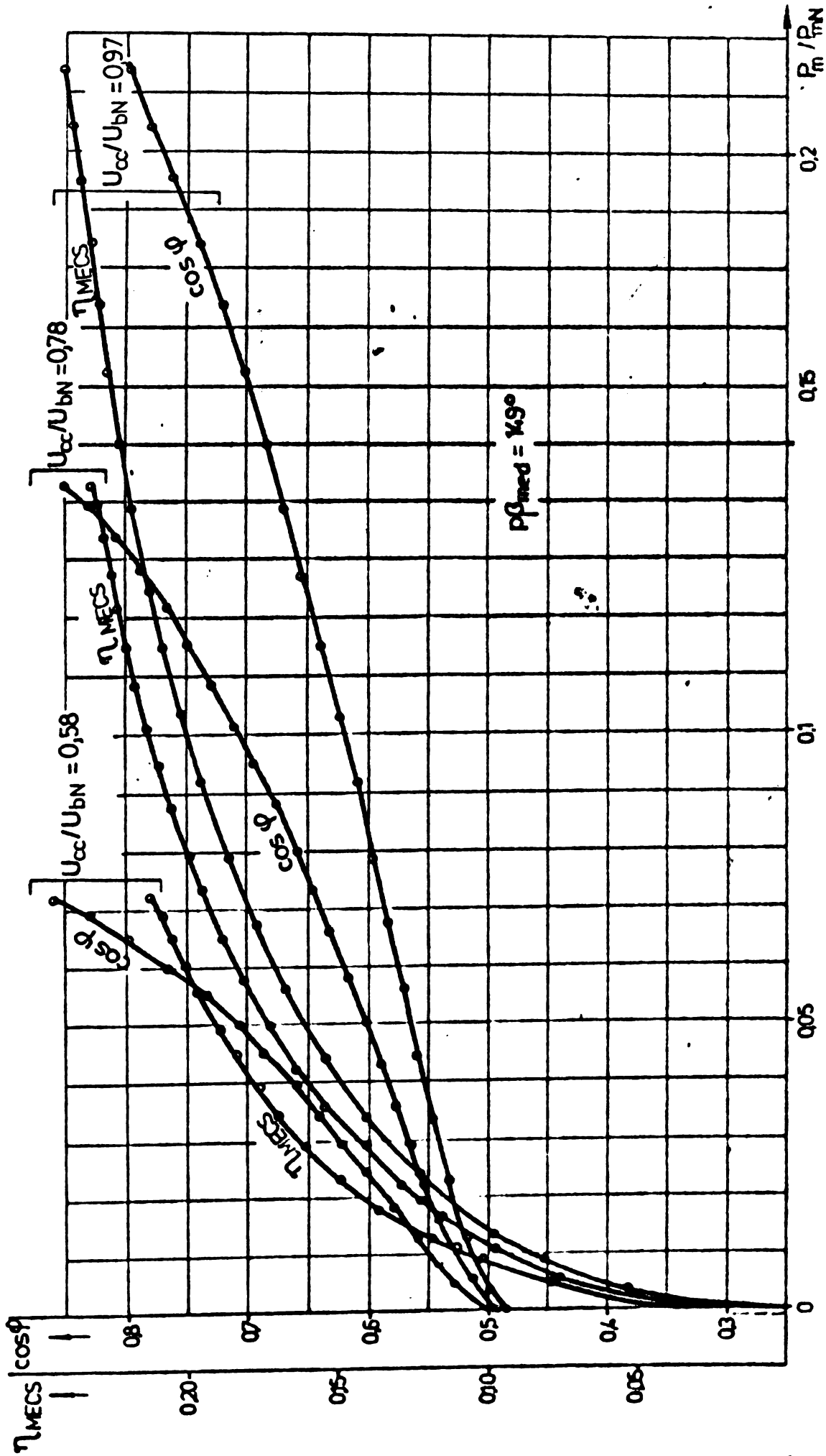


Fig. 6.23. Caracteristicile  $\eta_{MECS} = f(P_m/P_{mN})$  și  $\cos \varphi = f(P_m/P_{mN})$  ale MECs-01, în regimul  $\text{pf}_{med} = \text{cst.}$

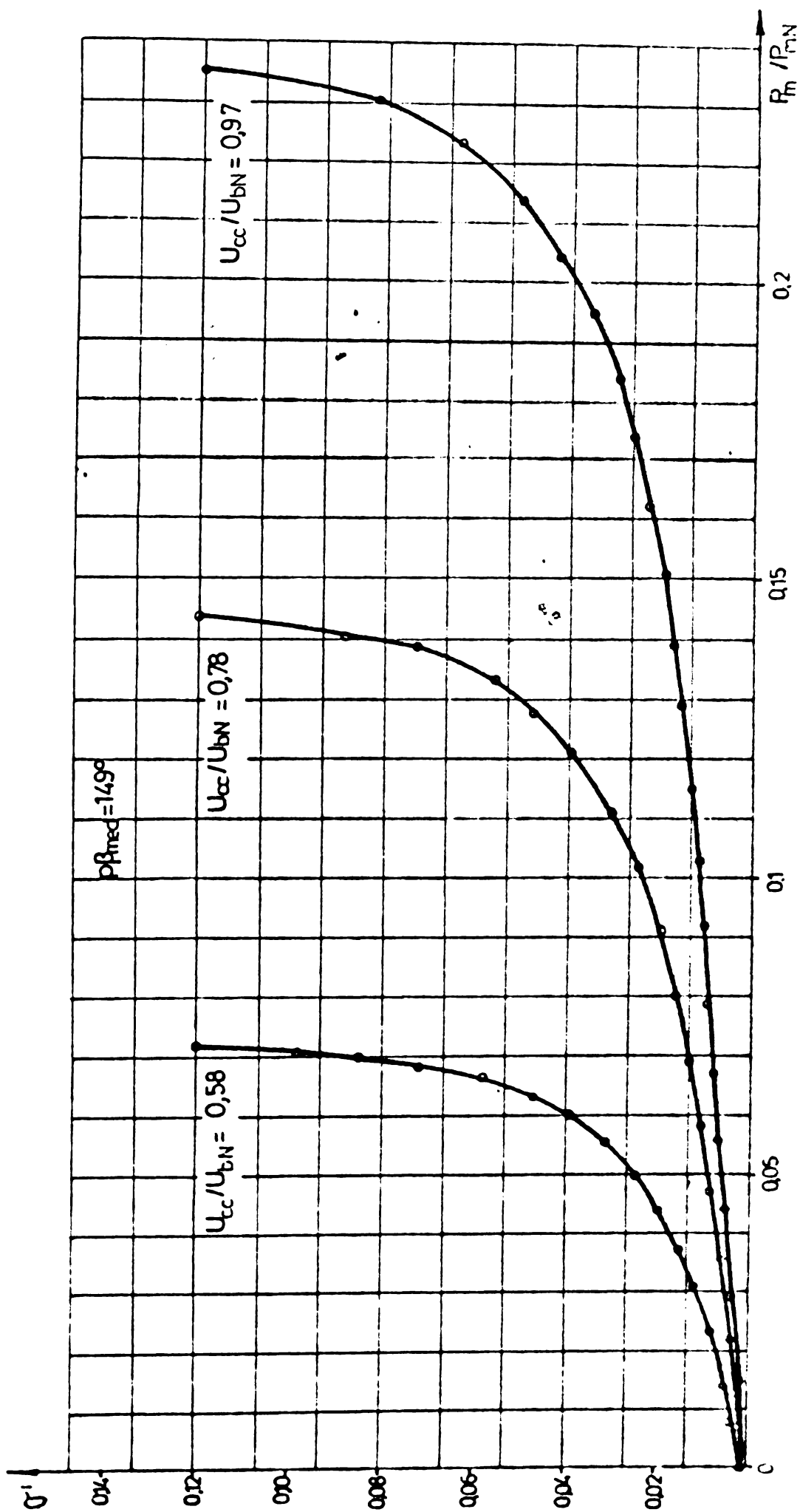


Fig.6.24. Caracteristica  $G' = f(P_m/P_{mN})$  a modelului experimental MEC5-C1, in regimul  $p\beta_{med} = cst.$

## 7. CONCLUZII FINALE

În cadrul lucrării s-au elaborat algoritmul și programul de calcul al parametrilor, caracteristicilor și performanțelor MECS. Cu ajutorul acestui program de calcul s-a analizat funcționarea MECS în regim staționar, în condițiile considerării tuturor mărimilor specifice comutatorului static, alături de parametrii mașinii electrice.

Concordanța, dintre rezultatele calculelor numerice și rezultatele experimentale, confirmă validitatea analizei și concluziilor teoretice.

Din prezentarea, cu caracter de sinteză, a problemelor specifice legate de utilizarea convertoarelor statice pentru alimentarea, cu frecvență și tensiune variabile, a mașinilor electrice sincrone, a rezultat faptul că mașinile electrice sincrone alimentate de la convertoare indirecte de curent sînt de preferat în schemele de acționări electrice cu plajă largă de reglare a vitezei de rotație, funcționînd în condiții dificile.

S-a obținut, de asemenea, concluzia că funcționarea acestui nou tip de mașină electrică, mașina electrică cu comutație statică - MECS, utilizată într-o gamă extinsă de tipuri constructive, prezentate distinct în lucrare, este dependentă de comutatorul său static, ansamblul traductor de poziție - invertor cu comandă de la sarcină.

Această dependență a justificat și a impus una din principalele contribuții ale lucrării - considerarea, în analiza funcționării în regim staționar a MECS, a tuturor mărimilor specifice funcționării comutatorului static.

Considerînd MECS ca mașină electrică sincronă funcționînd cu tensiune sinusoidală, într-un regim de funcționare constituit dintr-o succesiune de perioade de conducție și de comutație, expresiile valorilor momentane ale mărimilor caracteristice ale MECS au fost stabilite utilizînd teoria celor două axe. Rezolvarea completă a problemei, prin această metodă,

reprezintă altă contribuție a lucrării. Pentru perioada de conducție, curenții, tensiunile și fluxurile conțin un termen constant și un termen avînd frecvența egală cu dublul frecvenței tensiunii de alimentare. Cuplul electromagnetic are de asemenea o componentă constantă în timp și o componentă pulsatorie. Curentul și cuplul electromagnetic, în timpul perioadei de comutație, conțin un termen similar celui corespunzător acurtoircircuitului bifazic al unei mașini electrice sincrone, funcționînd cu sarcină nulă, completat de un termen dependent de curentul de sarcină corespunzător perioadei de conducție. Concluzia privind efectul favorabil al unei înfășurări de amortizare complete și puternice, constînd într-o deformare minimă a curentului de comutație și mai ales, în micșorarea importantă a componentelor perturbatorii ale cuplului electromagnetic, este deosebit de utilă pentru practica proiectării MECS.

Analiza funcționării MECS, considerate la bornele invertorului, a permis stabilirea expresiilor tuturor caracteristicilor MECS, cu considerarea efectului armonicilor superioare ale curentului și a parametrilor funcționali specifici ai MECS. Utilizarea mărimilor raportate face ca algoritmul de calcul original, astfel obținut, să fie general aplicabil.

Programul de calcul elaborat, constituind o premieră în domeniu, determină corelația între parametrii funcționali specifici ai MECS precum și caracteristicile de funcționare și performanțele MECS. Se remarcă drept calități ale programului de calcul precizia ridicată de calcul, convergența rapidă precum și marea sa flexibilitate, el permițînd analiza funcționării în schemă MECS a diverselor variante constructive de mașini electrice sincrone și de asemenea, a diverselor regimuri de funcționare ale MECS.

Caracteristicile de funcționare a MECS sînt, în general, similare cu cele ale unui motor electric sincron supraexcitat. Caracteristica mecanică relevă posibilitatea MECS de a funcționa cu viteză de rotație variabilă în raport cu încărcarea. În acest sens se constată performanțe superioare ale MECS cu poli proeminenți. Pe de altă parte, se remarcă variația specifică, crescătoare, a vitezei de rotație a MECS. Doar în cazul particular al MECS cu poli plini, în regimul  $p\beta_{med} = cst$ , variația vitezei de rotație este similară cu cea de la motorul de curent continuu cu excitație derivație. Sînt de asemenea de subliniat posibilitățile specifice de reglare a vitezei de rotație

a MECS, prin modificarea unghiurilor  $\delta_{st}$ ,  $p\beta_{med}$  și  $\alpha$ , alături de posibilități clasice - modificarea tensiunii de alimentare a MECS și a curentului de excitație al mașinii electrice sincrone.

Performanțe superioare ale MECS, luând în considerare puterea mecanică relativă și factorul de utilizare, se obțin în condițiile funcționării schemei cu tiristoare rapide ( $\delta_{st}$  mic), cu valori mari ale unghiului de comandă a tiristoarelor inverterului ( $\alpha \geq 150^\circ$ ) și cu valori mici ale unghiului dintre solenația statorică și cea rotorică a mașinii electrice sincrone ( $p\beta_{med} \leq 140^\circ$ ) precum și cu valori mari ale tensiunii de alimentare a MECS, de asemenea sînt de preferat mașini electrice sincrone cu poli proeminenți, avînd raportul  $x_q/x_d$  mare și înfășurare de amortizare completă, reacțanțele supratranzitorii avînd valori mari.

Concluziile teoretice, coroborate cu rezultatele calculelor numerice, au fost verificate asupra modelului experimental MECS - 01, în laborator fiind accesibil regimul de funcționare  $p\beta_{med} = \text{cst}$ , care de altfel oferă și posibilitatea obținerii de valori superioare ale criteriului de funcționare optimă considerat anterior. Rezultatele experimentale obținute confirmă calculele din capitolele 4 și 5 precum și concluziile din capitolul 3.

Studiul prezentat, algoritmul și programul de calcul elaborate oferă perspectiva predeterminării parametrilor, caracteristicilor de funcționare și performanțelor pentru MECS de orice putere; se poate analiza funcționarea optimă a schemelor MECS actuale, realizate cu mașini electrice sincrone proiectate clasic; se pot obține de asemenea concluzii utile pentru proiectarea adecvată a mașinilor electrice sincrone ce urmează a funcționa în schemă MECS.

BIBLIOGRAFIE

1. ABDEL-RAZEK A., POLOUJADOFF M. Commutation transients in self-controlled synchronous machines connected to d.c. networks. *Electric Machines and Electromechanics: An International Quarterly*, 1976, No.1, p.11-23.
2. ABRAHAM L., HEUMANN K., KOPPELMANN F. Zwangskommutiert Wechsellrichter, veränderlicher Frequenz und Spannung. *ETZ-A*, Bd.86, 1965, H.8, p.250-257.
3. ACHENBACH H., HIRSCHBERG G. Erregung von Synchronmaschinen über Thyristorstromrichter. *Siemens Zeitschrift* 39 (1965), H.4, p.258-261.
4. ALSTON I.A., HAYDEN J.T. Wide speed range synchronous motor drive. *Conference of Electrical Variable Speed Drives, London, 1972*, p.181-185.
5. ARACHELIAN A.K., AFANASET A.A., LARIONOV V.N. Reguliruemîi elektro privod peremmenogo toka s sinhronnîm dvigatelem i zavisimîm preobrazovatelem cîastoti na tiristorah. *Elektrotehnika*, 1972, nr.6, p.43-47.
6. ARAKELIAN A.K. Ventilnîi dvigatel, vpolnenîi na osnove inver-tor toka i sinhronîi maşinî s datejka položenia rotora. *Elektrotehnika*, 1974, nr.11, p.30-36.
7. ATANASIU Gh. Consideraţii privind teoria maşinii cu mutator comandat. *Lucrările sesiunii de comunicări ştiinţifice ICPEM, Bucureşti, 6-8 mai, 1971.*
8. ATANASIU Gh. Regimul dinamic al maşinii electrice cu mutator autocomandat. *Lucrările celei de a III-a Conferinţe a electri-cienilor şi celei de a VIII-a sesiuni tehnico-ştiinţifice ICPE, Bucureşti, 21-23 sept.1972.*
9. ATANASIU Gh. , DRAGOMIR E., DRAGOMIR T. Bazele teoretice ale maşinii electrice cu mutator autocomandat. *Lucrările sesiunii de comunicări tehnico-ştiinţifice IPT, Timişoara, 1973.*
10. ATANASIU Gh., DRAGOMIR E., DRAGOMIR T. Comportarea maşinii electrice cu mutator autocomandat în regimuri tranzitorii. *Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic Timişoara, Seria electrotehnică, Tom 19 (33), Fascicola 1/1974, p.78-86.*



11. ATANASIU Gh., COJOCARU-NICA E., HAULER E. Mașină electrică cu comutație statică, având o plajă largă de reglare a turației. Bulctinul științific și tehnic al Institutului Politehnic Timișoara, Seria electrotehnică, Tom 20 (34), Fascicola 1/1975, p.68-69.
12. ATANASIU Gh. Mașini electrice speciale, Vol.I, IPT, Timișoara, 1976.
13. ATANASIU Gh., COJOCARU-NICA E., PAPUSOJU Gh. Studiul experimental al unei mașini electrice de medie putere, cu comutație statică. Lucrările Sesiunii de comunicări tehnico-științifice IPT, Timișoara, 12-15 mai 1977.
14. ATANASIU Gh. New acception about the notion of the electric machine. Bulctinul științific și tehnic al Institutului Politehnic Timișoara, Seria electrotehnică, Tom 22 (35), Fascicola 1/1977, p.196-197.
15. ATANASIU Gh., COJOCARU-NICA E. Efectul comutației asupra performanțelor mașinilor electrice cu comutație statică. Bulctinul științific și tehnic al Institutului Politehnic Timișoara, Seria electrotehnică Tom 23 (37), Fascicola 2/1977, p.119-126.
16. ATANASIU Gh., Considerații noi privind analiza caracteristicilor mașinilor electrice înglobate într-o schemă de reglare automată. Electrotehnica, Electronica, Automatica 25 (1977), nr.5, p.210-214.
17. ATANASIU Gh., COJOCARU-NICA E. Analiza caracteristicilor mașinilor electrice cu comutație statică. Lucrările Sesiunii de comunicări tehnico-științifice IPT, Timișoara, 26-27 oct.1979.
18. ATANASIU Gh. The consequences of the use of static power converter - electric machine system. The second national conference on electrical drives, Cluj-Napoca, May 16-17, 1980, p.899-902.
19. ATANASIU Gh. Considerații privind mașina electrică cu comutație statică. Sesiunea jubiliară de comunicări tehnico-științifice, Craiova, 27-28 nov., 1981, p.891 - 899.
20. BILIMBOB R.M.J. Variable frequency inverter driven. Conference of Electrical Variable Speed Drives, London, 1972, p.17-22.
21. BRÄNDSTEN E. Der erste elektrische Schrägkollenerichter



- Brown Boveri Mitt., Bd. 57 (1970), Nr.3, p.96-105.
22. BLUMENSTEIN E. Schaltanlage, Schutzeinrichtungen und Hilfsbetriebe des getriebelessen Rohrmühlenantriebes. Brown Boveri Mitt., Bd. 57 (1970), Nr.3, p.130-134.
  23. BOIUCANER L., CONSTANTINESCU M. Circuite de comandă a tiristoarelor. Lucrările sesiunii de comunicări științifice ICPEP, București, 6-8 mai, 1971.
  24. BOIANT R. Les onduleurs et leurs domaines d'utilisation RGE, Tome 84, 1975, nr. 11, p.802-806.
  25. BÖHM K., WESSELÄK F. Drehzahlregelbare Drehstromantriebe mit Umrichterspeisung. Siemens Zeitschrift, 45 (1971), H. 10, p. 753-757.
  26. BRENNISEN I., FRANKE I. Statische Umrichter für Gleichlauf antriebe in der Kunstfaserindustrie. BBC - Nachrichten, Bd. 48 (1966), H. 12, p.680-682.
  27. BRICHANT F. La vitesse variable par moteurs à courant alternatif avec alimentations statiques. RGE, Tome 81, 1972, nr.12, p.804-814.
  28. BUCHBERGER H., ECKERT J., LETTGEW W. Neue Einsatzmöglichkeiten für ständererregte Synchronmaschinen mit Wicklungslosen Läufer durch Stromrichtertechnik. VDE Fachberichten 27, 1972, p. 104-109.
  29. BYSTRON K., MEYER M. Kontaktlose, drehzahlregelbare Umrichtermaschinen für hohe Drehzahlen. Siemens Zeitschrift, 37, 1963, nr.9, p.660-667.
  30. BYSTRON K., MEYER W. Drehzahlsteuerung von Drehstrommotoren über Zwischenkreisumrichter. Siemens Zeitschrift 39, 1965, nr.4, p.254-258.
  31. BYSTRON K. Strom - und Spannungsverhältnisse beim Drehstrom - Drehstrom - Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis. ETZ - A, Bd. 87, 1966, H.8, p.264-271.
  32. CHAMBERS B.J., MAGURLANU R., MINDMARSH J. A general principle for brushless synchronous machines and its application in an inverter - fed drive. Proc. IEE, 1972, 119 (11), p.1641-1642.
  33. CHAMBERS B.J., MOCAMADEIN A.L., WILLIAMSON A.C. Inverter fed synchronous motors with induced excitation. Proc. IEE, 1974, 121 (12), p. 1505-1512.

34. CHAIRMERS B.J., PACEY K., GIBSON G.P. Brushless d.c. traction drive. Proc. 1975, 122 (7), p.733-738.
35. CHAUPRADE R., CAUSSIN G. Convertisseurs statiques autonomes courant continu/courant alternatif. RGE, Tome 78, 1969, nr.11, p.1043-1054.
36. CIMPEANU A. Magini electrice. Scrisul Românesc, Craiova, 1977.
37. COJOCARU-NICA E., ATANASIU GH. Considerations concerning the performances of electric machines with static commutation. The second national conference on electrical drives, Cluj-Napoca, May 16-17, 1980, p.B 77 - B80.
38. CORNELL E.P., NOVOTNY D.W. Commutation by armature induced voltage in self-controlled synchronous machines. IEEE Transactions PAS, 93, 1974, nr.3, p.760-766.
39. DEICH C.D. Das stationäre Betriebsverhalten der Gleichstrommaschine mit elektronischem Kommutator. Elektrik, 24 1970, nr.9, p.321-322.
40. DITTRICH W., RAINER E. Elektronikmotor DMc 3, ein neuer kollektorloser Gleichstrom - Kleinstmotor. Siemens Zeitschrift, 40 (1966), H.9, p.690-693.
41. DORDEA T. Magini electrice. Editura didactică și pedagogică, București, 1977.
42. DUBENSKII A.A. Beskontaktnie dvigateli postoiannogo toka. Moskva, Izdatelstvo "Energia" 1967.
43. EBERLE M., SPINGLER H. Vorschubantriebe hoher dynamischer Güte für Werkzeugmaschinen. Siemens Zeitschrift, 45 (1971) H.4, p.201-203.
44. ETTLINGER G., LEITGEB W., POPPINGER H. Simotron - Antriebe mittlerer Leistung. Siemens Zeitschrift, 45 (1971), H.4, p.186-188.
45. ETTNER N. Simotras - Antriebe für Pumpen und Lüfter kleiner Leistung. Siemens Zeitschrift, 45 (1971), H.4, p.204-205.
46. FAVRE R. Les moteurs à commutation électronique. Schweizerische Technische Zeitschrift, 1964, nr.22/23, p.465-467.
47. FINIDORI CH., THOLOZAN G. et autres. Contribution à l'analyse des associations d'onduleurs et de machines tournantes. RGE, Tome 85, 1976, nr.1, p.1-17.
48. FISCHER R., MOLLER-NEHRING H. Kommandostufe für Antriebe mit Stromrichtern in kreisstromfreier Gegenparallelschaltung. Siemens Zeitschrift, 45 (1971), H.4, p.183-185.

49. FORD A.W. Brushless generators for aircraft - a review of current developments. Proc. IEE, 1962, 109 (4), p.457-460.
50. FRANCOLI J., HEIM G.J. Stromrichterantrieb mit Thyristoren für eine Fördermaschine. Brown Boveri Mitt., Bd. 53 (1966) Nr.10, p.680-692.
51. FRANKLIN W. Theory of the three phase salient pole type generator with bridge rectified output. IEEE Transactions PAS, 91, 1972, p.1960-1975.
52. GÄDE H., REUTER H.H., ROTH W. Regelungsbausteine des Bausteinsystems TRANSIDYN B für die Steuerung von Thyristorstromrichtern. Siemens Zeitschrift, 39 (1965), H.3, p.193-199.
53. GUDEFIN E. Les machines à commutation électronique. IRE, Tome 77, 1968, nr.1, p.19-25.
54. GUTT H.J. Gesichtspunkte zur Auswahl frequenzgesteuerter Drehfeldmaschinen für bürstenlose drehzahlsteuerbare Antriebe. Siemens Zeitschrift, 44 (1970), H.9, p.564-569.
55. HABÖCK A., KRACKE G. Rotierende Gleichrichtererrregung von Synchronmotoren. Siemens Zeitschrift, 42 (1968), H.10 p.930-939.
56. HABÖCK A. Speisung von Synchronmaschinen über Umrichter mit eingepprägtem Strom in Zwischenkreis. VDE Fachtagung Elektronik, (1969), Nr.5, p.163-175.
57. HABÖCK A., KÖLLENSPERGER D. Stand der Entwicklung des Stromrichtermotors. Siemens Zeitschrift, 45 (1971), H.4 p.177-179.
58. HABÖCK A., KÖLLENSPERGER D. Anwendung und Weiterentwicklung des Stromrichtermotors. Siemens Zeitschrift, 45(1971) H.4, p.180-182.
59. HAMUDHANOV M.Z., USMANOV S.Z., USMANHODJAEV N.M., NU RAEV M.A. Ciastotnoe regulirovanie skorosti elektroprivodov peremennogo toka s avtomaticheskim upravleniem ot ventilnogo preobrazovatelya. Akademia Nauk USSR, Izdatelstvo Fan, Tashtent, 1966.
60. HARASHIMA F., NAITOH H., HANEYOSHI T. Dynamic performance of current source inverter-fed synchronous motors. Electrical Engineering in Japan, Vol.96, 1976, No.3, p.462-470.
61. HARASHIMA F., NAITOH H., HANEYOSHI T. Dynamic performance of self-controlled synchronous motors fed by current-source inverters. IEEE Transactions IA, 1979, No.1, p.36-47.

62. HAYASHI K., TAKABAYASHI H., SATO N. A study of forced commutation methods of constant-current inverters for commutatorless motors. *Electrical Engineering in Japan*, Vol.96, 1976, No.2, p.14-22.
63. HELD E., KLAUSCHEK H., SCHRODER L. Simovert - Einmotorantrieb für Spinnetruder. *Siemens Zeitschrift*, 45 (1971) H.4, p.195-197.
64. HOFFMANN M., NITSCHKE H., ULBRICH W. Ein Bausteinsystem mit Thyristoren. *Siemens Zeitschrift*, 39 (1965), H.3, p.184-189.
65. HOFFMAN A.H. Brushless synchronous motors for large industrial drives. *IEEE Transactions IGA*, 1969, No.2, p.158-162.
66. HWANG H.H. Unbalanced operations of three-phase machines with damper circuits. *IEEE Transactions PAS*, 1969, No.11, p.1585-1593.
67. IMAI K. New applications of commutatorless motor systems for starting large synchronous motors. *Electrical Engineering in Japan*, Vol.95, 1975, No.6 p.237-242.
68. KALSI S.S., LIPO T.A. A modal approach to the transient analysis of synchronous machines. *Electric Machines and Electromechanics: An International Quarterly*, 1977, No.4, p.337-354.
69. KANNGIEBER K.W. Umrichter zur Speisung von Drehfeldmaschinen. *ETZ-A*, Bd.85, 1964, H.11, p.673-681.
70. KAPPIUS F., LISKA M. Elektronikmotoren für industrielle Anwendungen. *Siemens Zeitschrift*, 45 (1971), H.4, p.206-208.
71. KATAOKA T., NISHIKATA S. Transient analysis of d.c. commutatorless motor. *Electrical Engineering in Japan*, Vol.98, No.3, p.1978, p.82-89.
72. KATAOKA T., WATANABE E., KITANO J. Dynamic control of a current-source inverter/double wound synchronous machine system for AC power supply. *IEEE Transactions IA*, 1981, No.3, p.314-320.
73. KELEMEN A., IMECS M. Mutatoare. Editura didactică și pedagogică, București, 1978.
74. KILL E. Die Elektrotechnik im spurgebundenen Verkehr der Zukunft. *ETZ-A*, Bd.94, 1973, H.12, p.717-725.
75. KLEIN R. L'association onduleurs - machines synchrones. *RGE*, Tome 85, 1976, nr.1, p.18-22.

76. KOBUS A., QUICHAUD E. Etude d'un moteur à courant continu sans collecteur à commutation par un générateur à effet Hall en anneau. RGE, Tome 79, 1970, nr.3, p.235-242.
77. KOVACS K.PAL . Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice, Editura tehnică, București, 1980.
78. KÖLLENSPERGER D. Die Synchronmaschine als selbstgesteuerter Stromrichtermotor. Siemens Zeitschrift, 41 (1967), H.10, p.830-836.
79. KÖLLENSPERGER D., TOVAR K. Stromrichtermotoren grösserer Leistung. Siemens Zeitschrift, 43 (1969), H.8, p.686-690.
80. KRAICAR H., STEINBAUER W. Wirkungsweise und Aufbau von Zwischenkreisumrichtern. Siemens Zeitschrift, 41 (1967), H.7, p.621-626.
81. KROST H., MOCZALA H. Elektronische Drehzahlregelung bürsenloser Gleichstrom - Kleinmotoren. ETZ-A, Bd.86, 1965, H.12, p.628-632.
82. KÜBLER E. Der Stromrichtermotor. ETZ-A, Bd.79, 1958, H.1, p.15-17.
83. LAIBLE TH. Teoria sinhronoi mașini pri perehednih protsesah. Gosenergoizdat, Moskva - Leningrad, 1957.
84. LAJOIE - MAZENC M., TRANNOY B. Quelques aspects de l'étude du remplacement du collecteur par un commutateur statique. RGE, Tome 81, 1972, nr.9, p.573-581.
85. LAMB J. Commutatorless alternating - voltage - Fed variable speed motor. Proc. IEE, 1963, 110 (12), p.2221-2227.
86. LANGER J. Umrichterspeisung von Synchronmotoren für Rohrmühlen. Brown Boveri Mitt., Bd. 57 (1970), Nr.3, p.112-120.
87. LEITGEB W. Zur Bemessung drehzahlveränderbarer Antriebe konstanter Leistung mit Stromrichtergespeisten Drehfeldmaschinen. ETZ-A, Bd. 94 (1973), H.12, p.584-590.
88. LEITGEB W. Die Maschinenausnutzung von Stromrichtermotoren bei unterschiedlichen Phasenzahlen und Schaltungen. Archiv für Electrotechnik 57 (1975), p.71-84.
89. LINDSAY J.F. Measurement problems in determining the efficiency of thyristor - supplied motor drives. IEEE Transactions IA, 1979, No.1, p.8-13.
90. LIPO T.A., KRAUSE P.C. Stability analysis for variable frequency operation of synchronous machines. IEEE Transactions PAS, 1968, No.1, p.227-234.



91. LUCAS F. Fonctionnement de l'alternateur en régime de débit redressé. RGE, Tome 80, 1971, nr.12, p.898-903.
92. MAENO T., KOBATA M. AC commutatorless and brushless motor. IEEE Transactions PAS, 1972, No.4, p.1476-1484.
93. MAGUREANU R. Mașini electrice cu comutație electronică. Electrotehnica, 17 (1969), nr.12, p.447-455.
94. MAGUREANU R. Caracteristicile mașinii sincrone cu poli înecați alimentată de la un ondulator cu tiristoare auto-comandat. Funcționarea la unghi intern constant. Electrotehnica, 18 (1970), nr.8, p.276-284.
95. MAGUREANU R. Studiul teoretic și experimental al motorului sincron cu poli aparenti, alimentat de la un comutator electronic. Electrotehnica, 18 (1970), nr.11, p.410-416.
96. MAGUREANU R. Analiza mașinii sincrone fără contacte, cu excitație prin inducție și redresoare, utilizând armonicile tensiunii de alimentare. Electrotehnica, 20 (1972), nr.12, p.451-460.
97. MEYER M. Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație forțată. Editura tehnică, București, 1970.
98. MEYER M., SPINGLER H. Stromrichtergespeiste drehzahlsteuerbare elektrische Maschinen. Siemens Zeitschrift, 40 (1966), Beiheft Motoren für industrielle Antriebe, p.163-171.
99. MOISEL P. Stromrichterantriebe in der Papierindustrie. Siemens Zeitschrift, 45 (1971), H.4, p.198-200.
100. MÖLTGEN G. Grundlagen einer Theorie des Stromrichters in Drehstrom - Brückenschaltung mit mehrstufiger LC-Kommutierung. Siemens Zeitschrift, 43(1969); H.8, p.680-685.
101. MÖLTGEN G. Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea. Editura tehnică, București, 1970.
102. NAGEL S. Einfluss der Reaktanzen und der Erregung stromrichtergespeister, eigengetakteter Synchronmaschinen auf Betriebsverhalten und Ausnutzung des gesamten Antriebs. Siemens Zeitschrift, 45(1971), H.12, p.943-949.
103. NICA E. Analiza comportării motorului sincron într-o schemă MECS. Sesiunea jubiliară de comunicări științifice, Craiova, 27-28 nov.1981, p.D35-D45.
104. NICA E., GERNER A. Corelația între parametrii invertorului și ai mașinii sincrone, într-o schemă MECS. Bule-

- tinul științific și tehnic al Institutului Politehnic Timișoara, Seria Electrotehnică, Tom 27 (41), Fascicola 1/1982, p.5-12.
105. NICA E. Studiul funcționării MECS, considerată ca mașină electrică sincronă. Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic Timișoara, Seria Electrotehnică, Tom 27 (41), Fascicola 1/1982, p.13-18.
106. NICA E. The characteristics and performances of the electrical machine with static commutation. Buletinul științific și tehnic al Institutului Politehnic Timișoara, Seria Electrotehnică, Tom 27 (41), Fascicola 2/1982, p.41-46.
107. NICA E. The influence of the commutation on the steady-state of EMSC. The third national conference on electrical drives, Brașov, May 28-30, 1982, p.B61-B64.
108. NICA E. Program de calcul al caracteristicilor de funcționare ale MECS. Al doilea simpozion național de teoria sistemelor, Craiova, 11-12 iunie 1982, p.307-314.
109. NICA E. Regimul staționar al mașinii electrice cu comutație statică. Conferința națională de electrotehnică și electroenergetică, Timișoara, 17-18 sept.1982, Vol.4, p.145-153.
110. NICA E. Algorithm and calculating program for electrical machine with static commutation performances (in curs de publicare).
111. NICA E. Considerații privind funcționarea mașinilor electrice cu comutație statică în regim staționar (in curs de publicare).
112. NONAKA S., OHGUCHI K. Brushless compensation of commutatorless motors. Electrical Engineering in Japan, Vol.25, 1975, No.6, p.83-90.
113. OHNO E., KISHIMOTO T., AKAMATSU M. The thyristor commutatorless motor. IEEE Transactions MAG, 1967, No.9, p.236-240.
114. ONG C.M., LIPO T.A. Steady-state analysis of a current source inverter/reluctance motor drive. IEEE Transactions PAS, 1977, No.4, p.1145-1154.
115. OSTERMANN N. Der fremdgesteuerte Stromrichtersynchronmotor. Archiv für Elektrotechnik, 48(1963), p.167-189.



116. OVCINNIKOV I.E., LEBEDEV N.I. Beskontaktnie dvigateli postoiannogo toka avtomaticheski ustroistv. Akademia Nauk SSSR, Izdatelstvo Nauka, Moskva-Leningrad, 1966.
117. PISECKER H. Halbleiterstromrichter für elektrische Antriebe. Brown Boveri Mitt., Bd. 53(1966), Nr.10, p.672-687.
118. PLUNKETT A.B., TURNBULL F.G. Load commutated inverter/synchronous motor drive without a shaft position sensor. IEEE Transactions I.A., 1979, No.1, p.63-71.
119. RADULET R., OPASCHI M. Proiectarea hidrogeneratoarelor și a motoarelor sincrone, Vol.I. Editura tehnică, București, 1980.
120. RENTMEISTER M. Optimierung bei der Auslegung stromrichtergespeister Triebfahrzeugmotoren synchroner Bauart. ETZ-A, Bd.96(1975), H.9, p.413-418.
121. RIEHLEIN D. Getriebeloser Antrieb für eine Zementmahl-anlage. Siemens Zeitschrift, 45 (1971), H.4, p.189-191.
122. RIEZINGER F., LUBASCH R. Getriebelose Mühlenantriebe, Brown Boveri Mitt., Bd.61 (1974), Nr.7, p.340-345.
123. ROSA J. Utilization and rating of machine commutated inverter-synchronous motor drives. IEEE Transactions IA, 1979, No.2, p.155-164.
124. SATO N. A study of commutatorless motor. Electrical Engineering in Japan, Vol.84, 1964, No.8, p.42-51.
125. SATO N., SEMENOV V. Adjustable speed drive with a brushless DC motor. IEEE Transactions IGA, 1971, No.4, p.539-543.
126. SATO N. A brushless d.c. motor with armature induced voltage commutation. IEEE Transactions PAS, 1972, No.4, p.1485-1492.
127. SCHEIDER U., TAPPEINER H. Zwischenkreisumrichter mit Thyristoren zur Drehzahlsteuerung von Mehrmotorenantrieben. Siemens Zeitschrift, 41 (1967), H.3, p.133-138.
128. SCHÖNNUNG A. Möglichkeiten zur Regelung von Drehstrommotoren. Brown Boveri Mitt., Bd. 51 (1964), Nr.8/9, p.540-554.
129. SCHÖNNUNG A., STEMLER H. Geregelter Drehstrom-Umkehrantrieb mit gesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren. Brown Boveri Mitt., Bd. 51 (1964), Nr.8/9, p.555-557.

130. SCHÖNNUNG A. Der Umrichter motor, ein neuer Antrieb in den Hüttenwerken. BBC - Nachrichten, B.48 (1966), H.1, p.44-52.
131. SFSHANNA P., ILANGO B. Characteristics of a variable speed synchronous motor. Electric Machines and Electromechanics: An International Quarterly, 1979, No.3, p.143-155.
132. SHIOYA M. Operating characteristics of the current-feed time-sharing inverter consisting of series inverter units. Electrical Engineering in Japan, Vol.96, 1976, No.3, p.65-72.
133. SLEMON G., FORSYTHE J.B., DEWAN S. Controlled-power-angle synchronous motor inverter drive system. IEEE Transactions IA, 1973, No.2, p.216-219.
134. STEIGERWALD R.L. Analysis of a novel forced-commutation starting scheme for a load-commutated synchronous motor drive. IEEE Transactions IA, 1979, No.1, p.14-24.
135. STEINEGGER I. 6400-kW - Synchronmotor als Ringmotor für eine Zementrohrmühle. Brown Boveri Mitt, Bd. 57 (1970), Nr.3, p.106-111.
136. STEMLER H. Antriebssystem und elektronische Regeleinrichtung der getriebelosen Rohrmühle. Brown Boveri Mitt., Bd. 57(1970), Nr.3, p.121-129.
137. SUCHAR I., CRETU A. Traductor ferorezonant de poziție pentru comanda motoarelor electrice cu comutație electronică. Electrotehnica, 20 (1972), nr.7; p.269-272.
138. SOFAN E. O nouă variantă de acționare electrică cu motor sincron cu turație variabilă. Electrotehnica; 19 (1971), Nr.9, p.317-327.
139. TOKANOV V.V., KOSSOV O.A. Beskollektornii elektroprivod postoiannogo toka. Electricestvo, 1963, hr.1, p.22-26.
140. VASILIU GH., SUCHAR I., SERBAN GH. Micromotoare de curent continuu cu comutație statică. Editura tehnică, București, 1976.
141. VOLKRODT W. Der SIEMOSYN - Motor, eine Synchronmotor mit Erregung durch Dauermagnete. Siemens Zeitschrift, 40(1966) Beiheft Motoren für industrielle Antriebe, p.125-131.
142. WALDINGER H. Stromrichterantriebe. Siemens Zeitschrift, 45(1971), H.4, p.174-182.

143. WASSERRAB TH. Die Belastbarkeit der Mutatoren. Brown Boveri Mitt, Bd. 42(1955), Nr.4/5, p.133-143.
144. WASSERRAB TH. Die Belastbarkeit der Mutatoren bei zeitlich veränderlicher Last. Brown Boveri Mitt., Bd.43(1956), Nr.11/12, p.467-475.
145. WILLIAMSON A.C., CHALMERS B.J. A novel form of synchronous machine excitation. Electric Machine and Electromechanics: An International Quarterly, 1977, Nr.4, p.20-27.
146. WILSON T.G., TRICKEY P.H. D.C machine with solid-state commutation. Electrical Engineering, 81(1962), No.11, p.879-884.
147. ZINS R. Gearless drive for a finishgrind mill with a capacity of 160 tf. IEEE Transactions IA, 1973, No.1, p.22-24.
148. x x x Akademiia Nauk SSSR. Tiristorne preobrazovateli. Izdatelstvo Nauka, Moskva, 1970.
149. x x x Akademiia Nauk SSSR. Upravlenie poluprovodnikovih silovih staticheskikh preobrazovatelei. Izdatelstvo Nauka, Moskva, 1970.
150. x x x B.B.C. Antriebstechnik und Verfahrenstechnik mit VERITRON - Stromrichtern. Übersicht 1977/78.
151. x x x Studiul și realizarea unui prototip de mașină electrică cu mutator autocomandat. Protocol, Contract catedra U.M.E., Beneficiar I.C.M. Reșița, 1974.
152. x x x Studiul și realizarea unui prototip de mașină electrică cu mutator autocomandat. Protocol, Contract catedra U.M.E., Beneficiar I.C.M. Reșița, 1975.
153. x x x Studiul și realizarea unui prototip de mașină electrică cu mutator autocomandat. Protocol, Contract catedra U.M.E., Beneficiar I.C.M. Reșița, 1977.
154. x x x Studiul și realizarea unui prototip de mașină electrică cu mutator autocomandat. Protocol, Contract catedra U.M.E., Beneficiar I.C.M. Reșița, 1978.
155. x x x Studiul mașinilor sincrone de mică putere, în vederea utilizării lor ca mașini electrice cu comutație statică. Protocol, Contract catedra U.M.E., Beneficiar Electromotor Timișoara, 1978.

156. x x x Proiectarea unei mașini cu comutație statică pentru acționarea mașinilor electrice de încercat la standul SME 2 și realizarea echipamentului de reglare, comandă și protecție. Protocol, Contract, catedra U.M.E., Beneficiar I.C.M. Reșița, 1980.
157. x x x Proiectarea unei mașini cu comutație statică pentru acționarea mașinilor electrice de încercat la standul SME 2 și realizarea echipamentului de reglare, comandă și protecție. Protocol, Contract, catedra U.M.E., Beneficiar I.C.M. Reșița, 1981.
158. x x x Proiectarea unei mașini cu comutație statică pentru acționarea mașinilor electrice de încercat la standul SME 2 și realizarea echipamentului de reglare, comandă și protecție. Protocol, Contract, catedra U.M.E., Beneficiar I.C.M. Reșița, 1982.
159. x x x Studiul tehnico-economic al mașinilor electrice cu comutație statică. Protocol, Contract, catedra U.M.E., Beneficiar C.C.S.I.T. Electroputere Craiova, 1982.
160. x x x Siemens Aktiengesellschaft. Betriebsverhalten elektrischer Maschinen.
161. x x x Siemens Aktiengesellschaft. SIMOTRON - Antriebe, Preisliste M66, April 1972.
162. x x x Siemens Aktiengesellschaft. SIMOPAC - Antriebe, Katalog M53, Juni 1976.
163. x x x Siemens Aktiengesellschaft. SIMOTRON - Antriebe, Katalog M54, Juli, 1976.
164. x x x Variable speed drives for industry. Electrical Times, 1972, No.14, p.57-59.

**ANEXA**

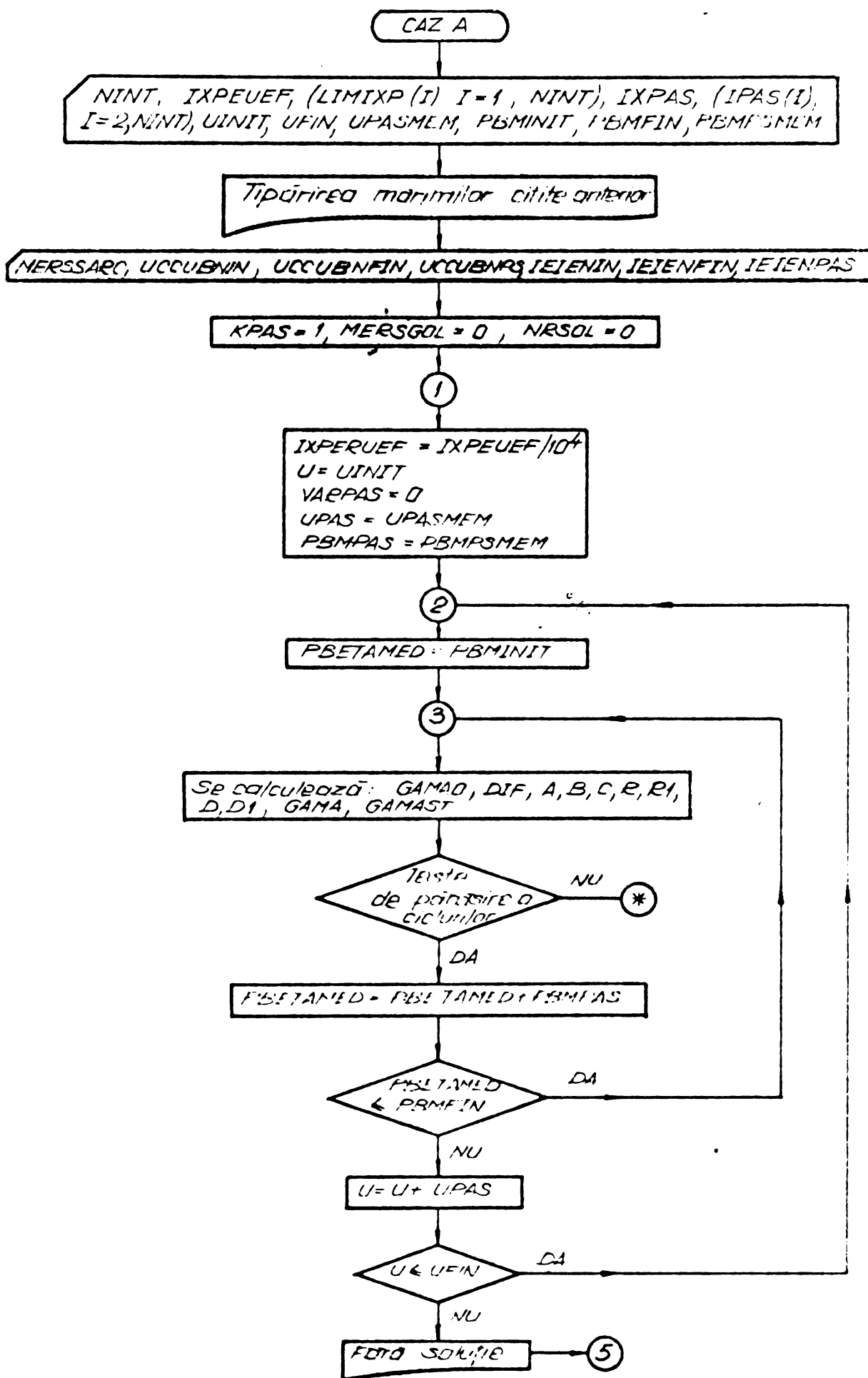


Fig.5.2. Schema logică pentru CAZ A.

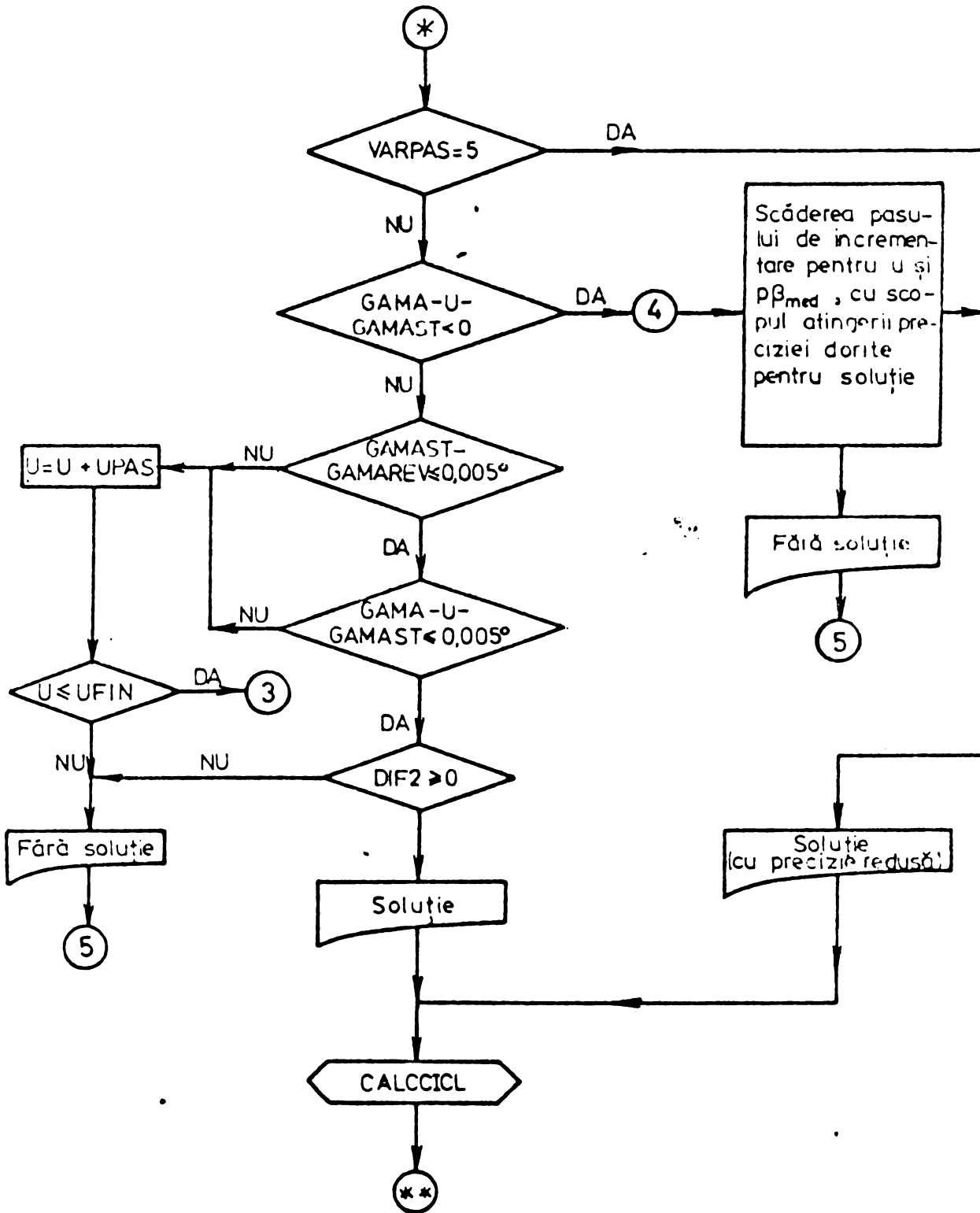


Fig.5.2. Schema logică pentru CAZ A (continuare)



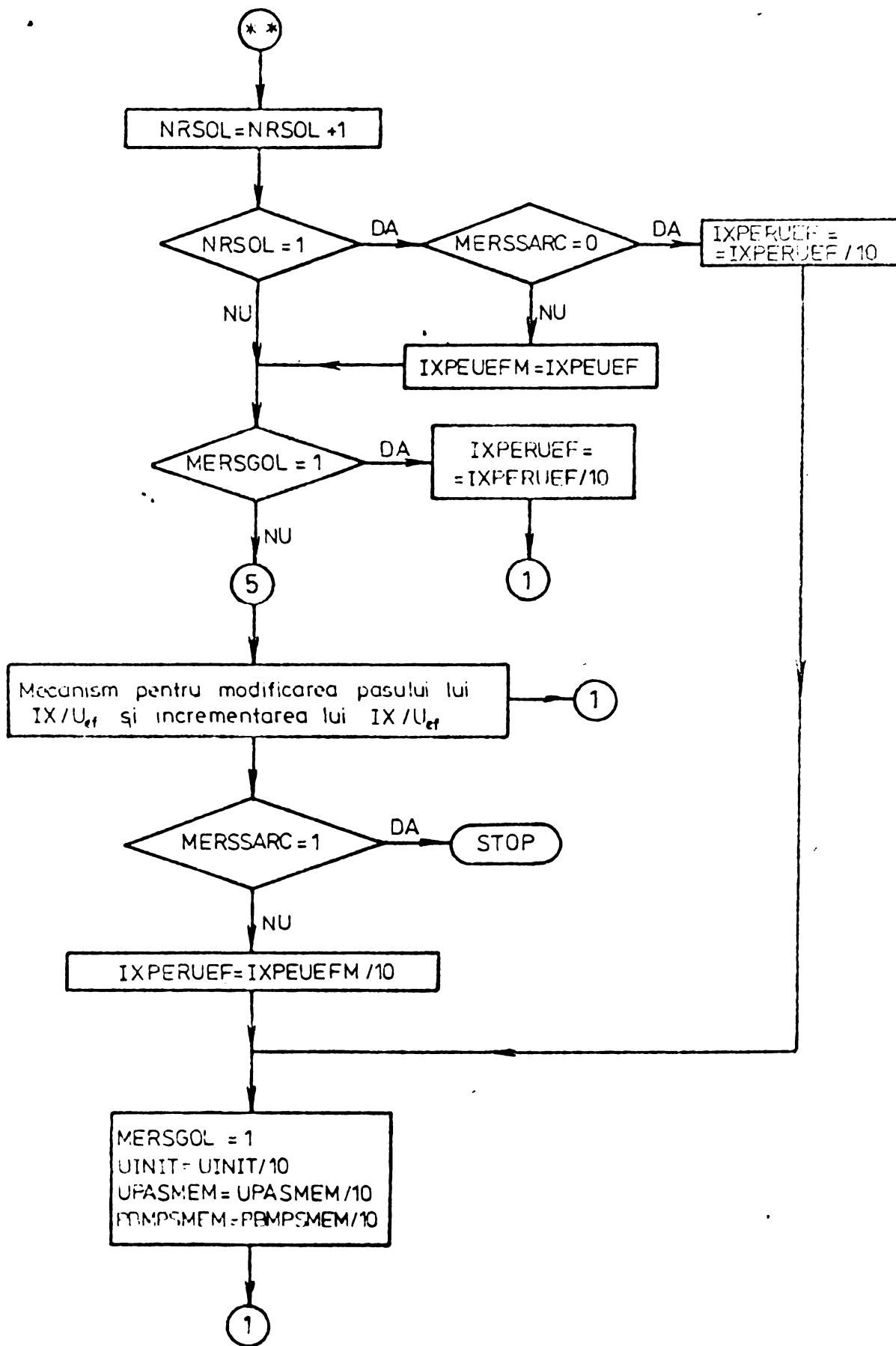


Fig.5.2. Schema logică pentru CAZ A (continuare)

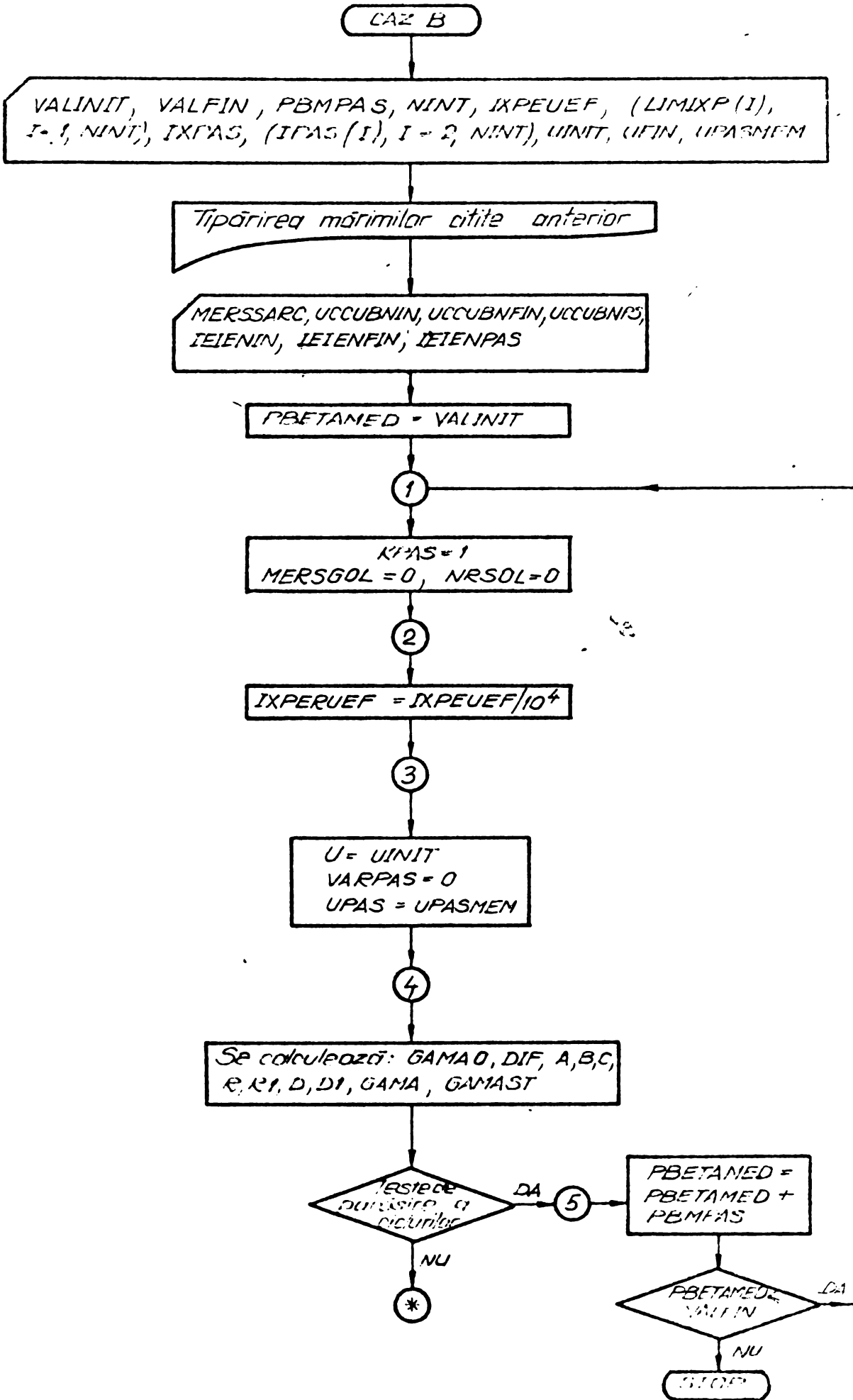


Fig.5.3. Schema logică pentru CAZ B.

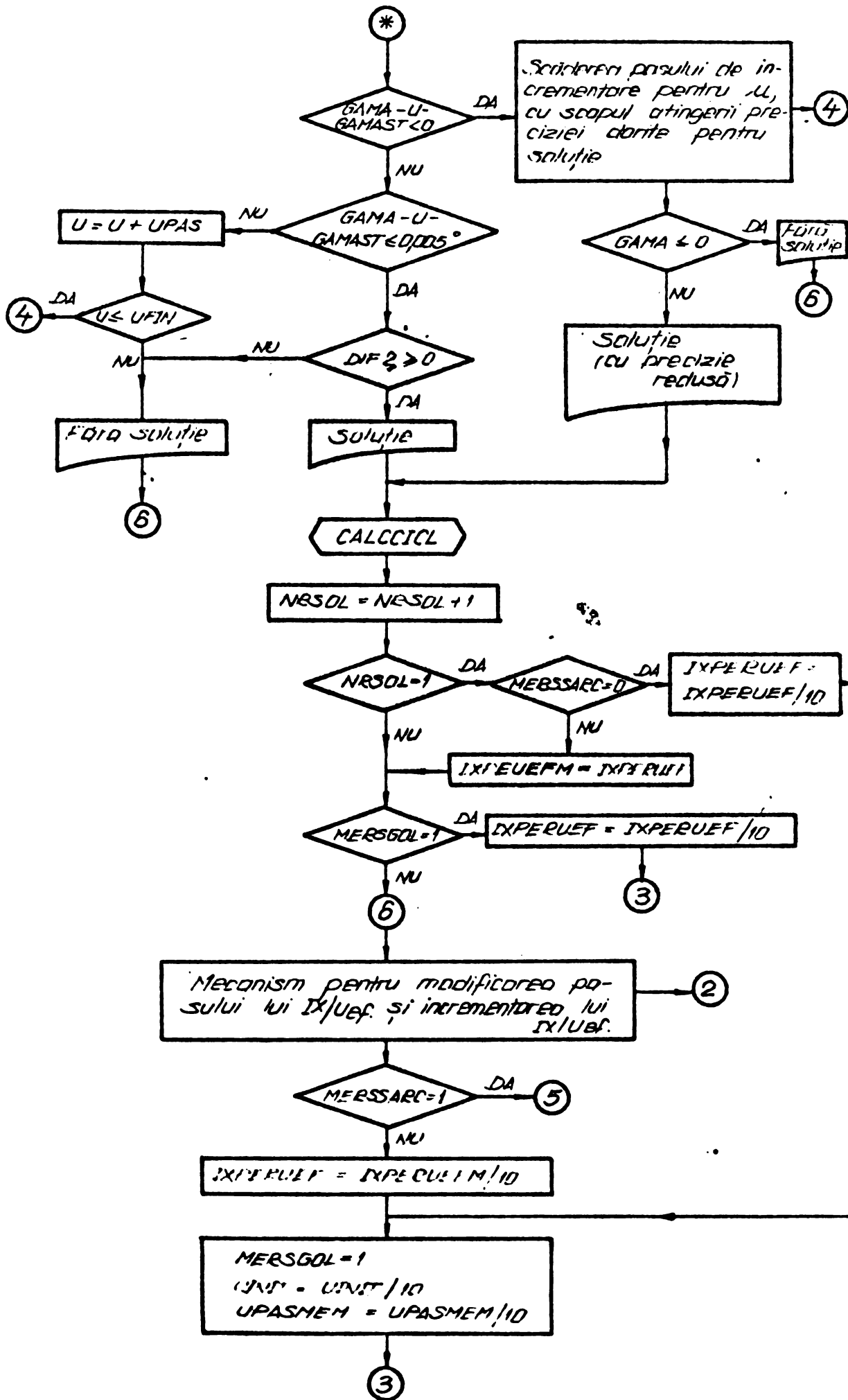


Fig.5.3. Schema logică pentru CAZ B(continuare)

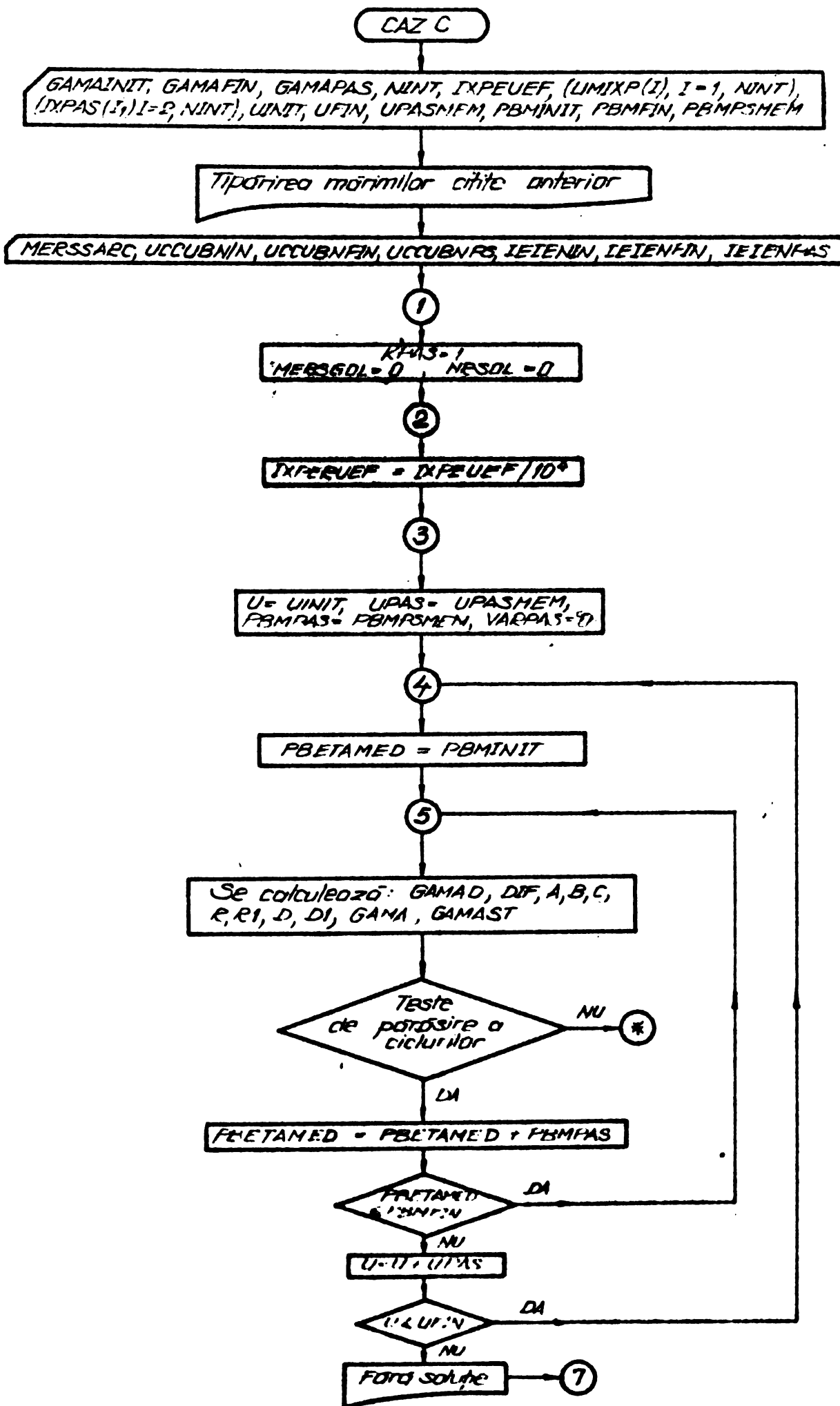


Fig.5.4. Schema logică pentru CAZ C. .

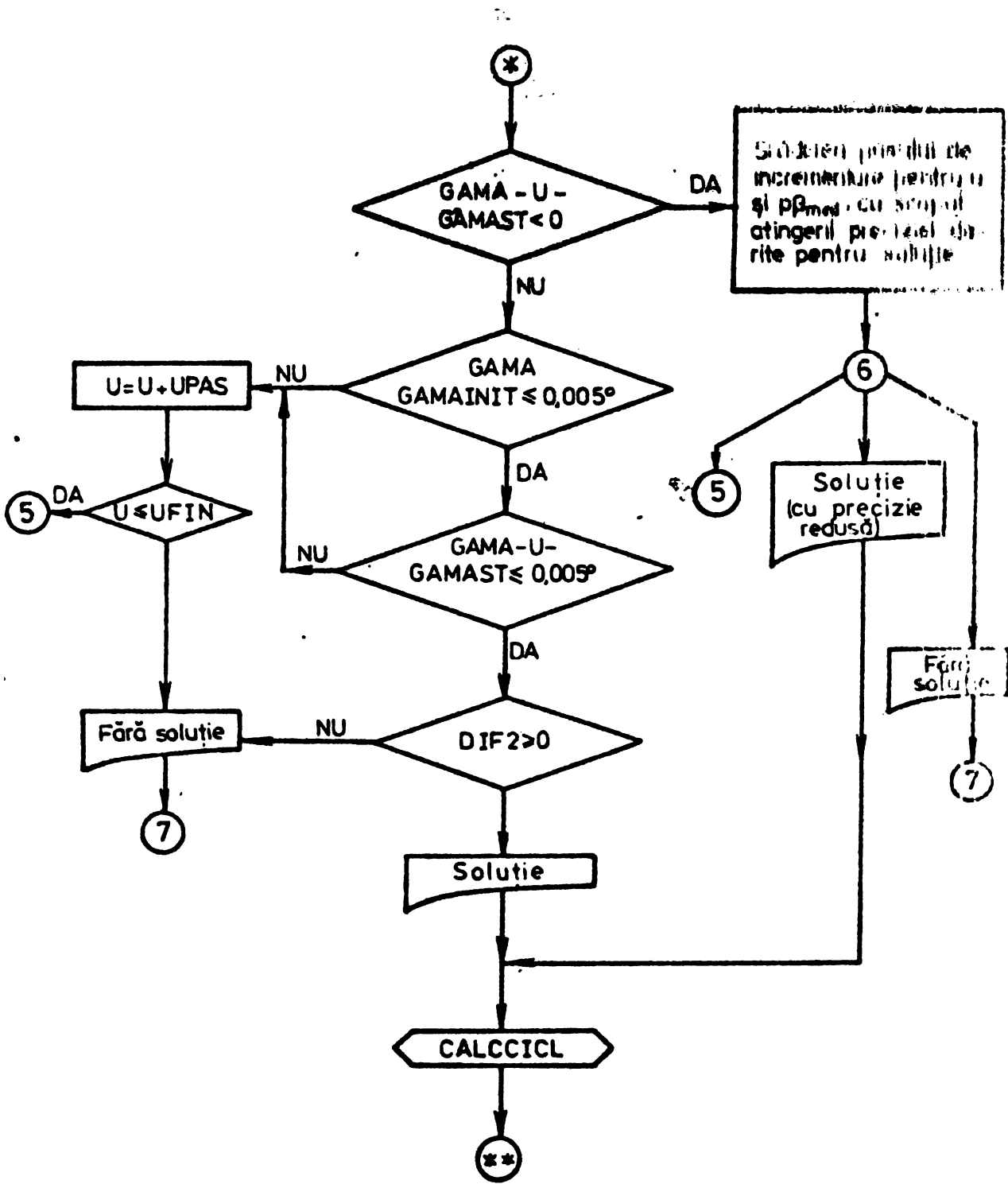


Fig.5.4. Schema logică pentru QAZ C (conținutare)

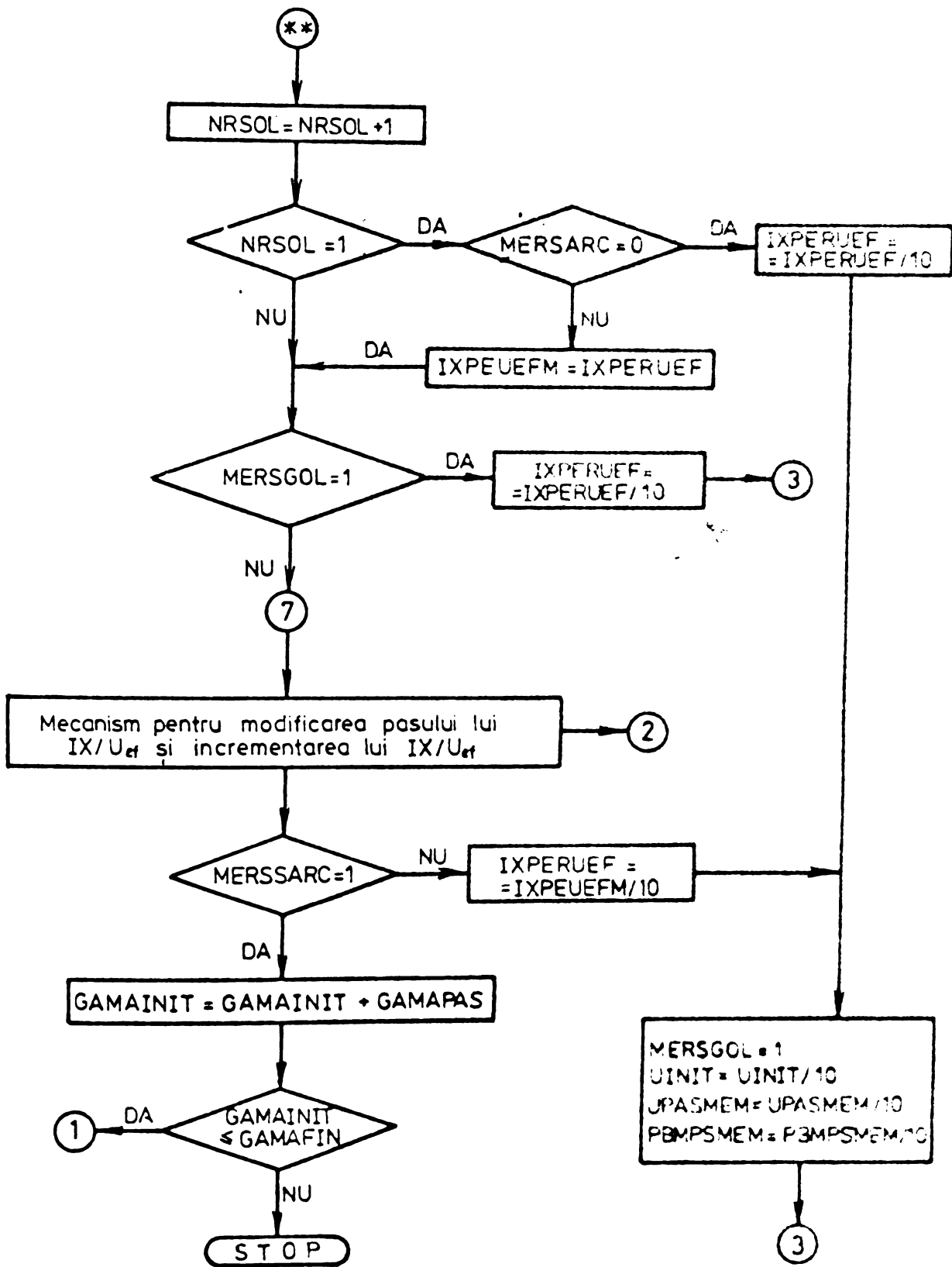


Fig.5.4. Schema logică pentru CAZ C(continuare)

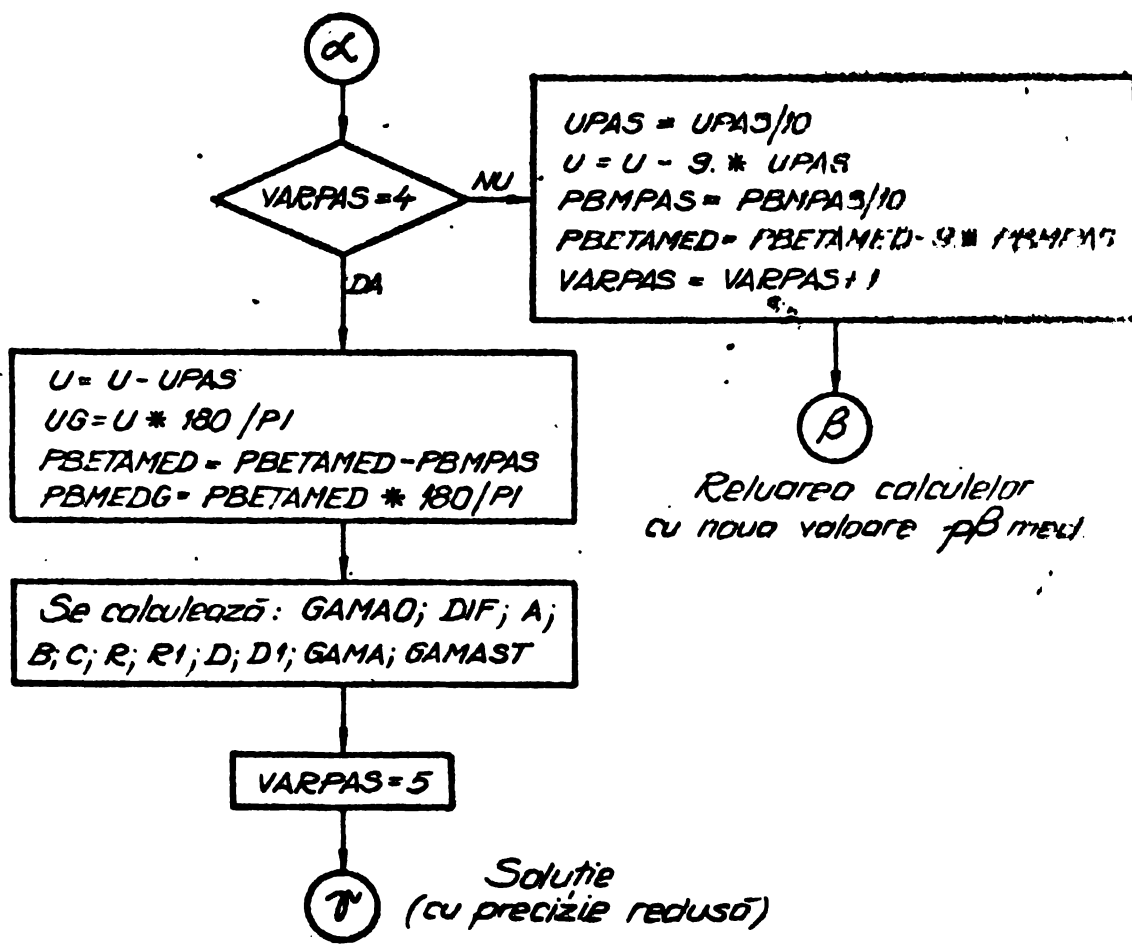


Fig.5.5. Mecanism de scădere a pasului pentru unghiurile  $u$  și  $p\beta_{med}$ .



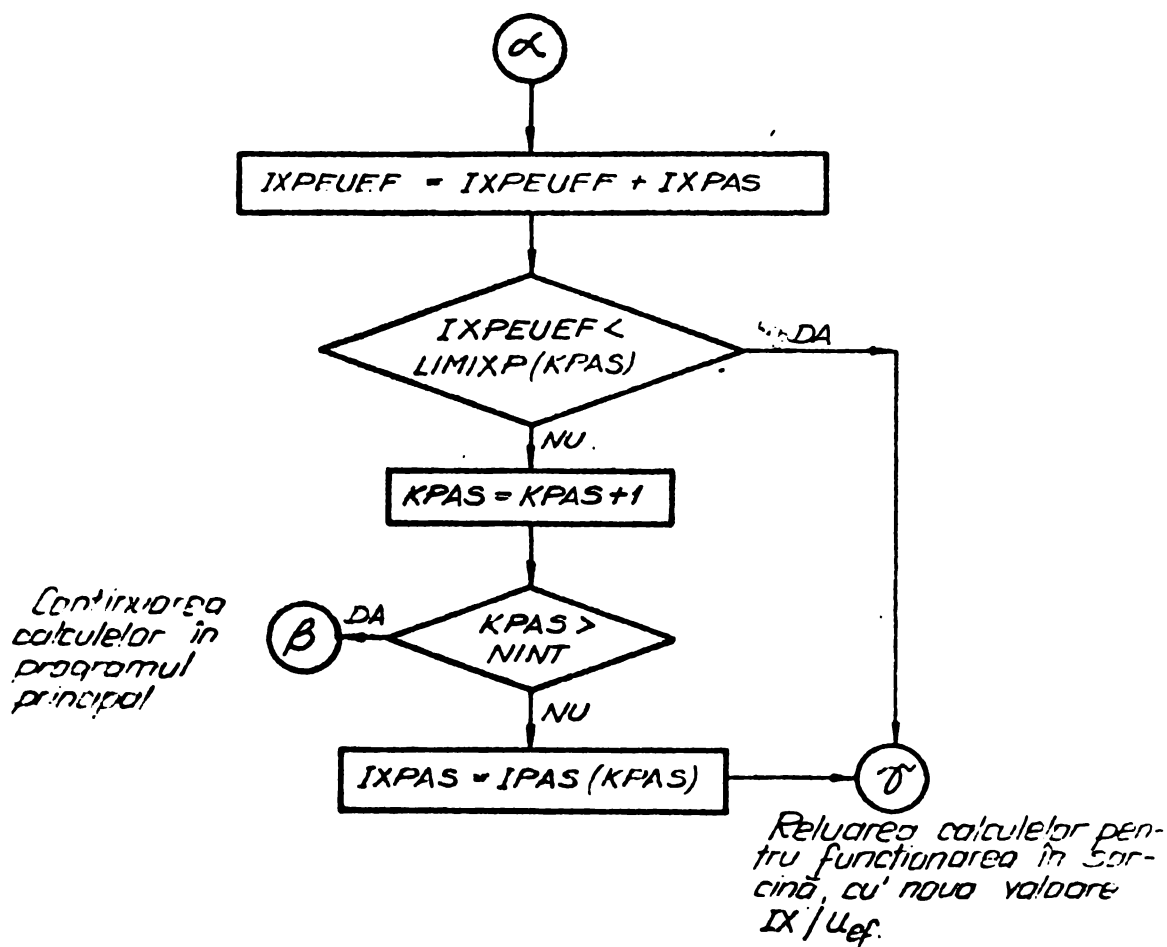


Fig.5.6. Mecanism pentru modificarea pasului și incrementarea variabilei independente  $IX/U_{ef}$ .

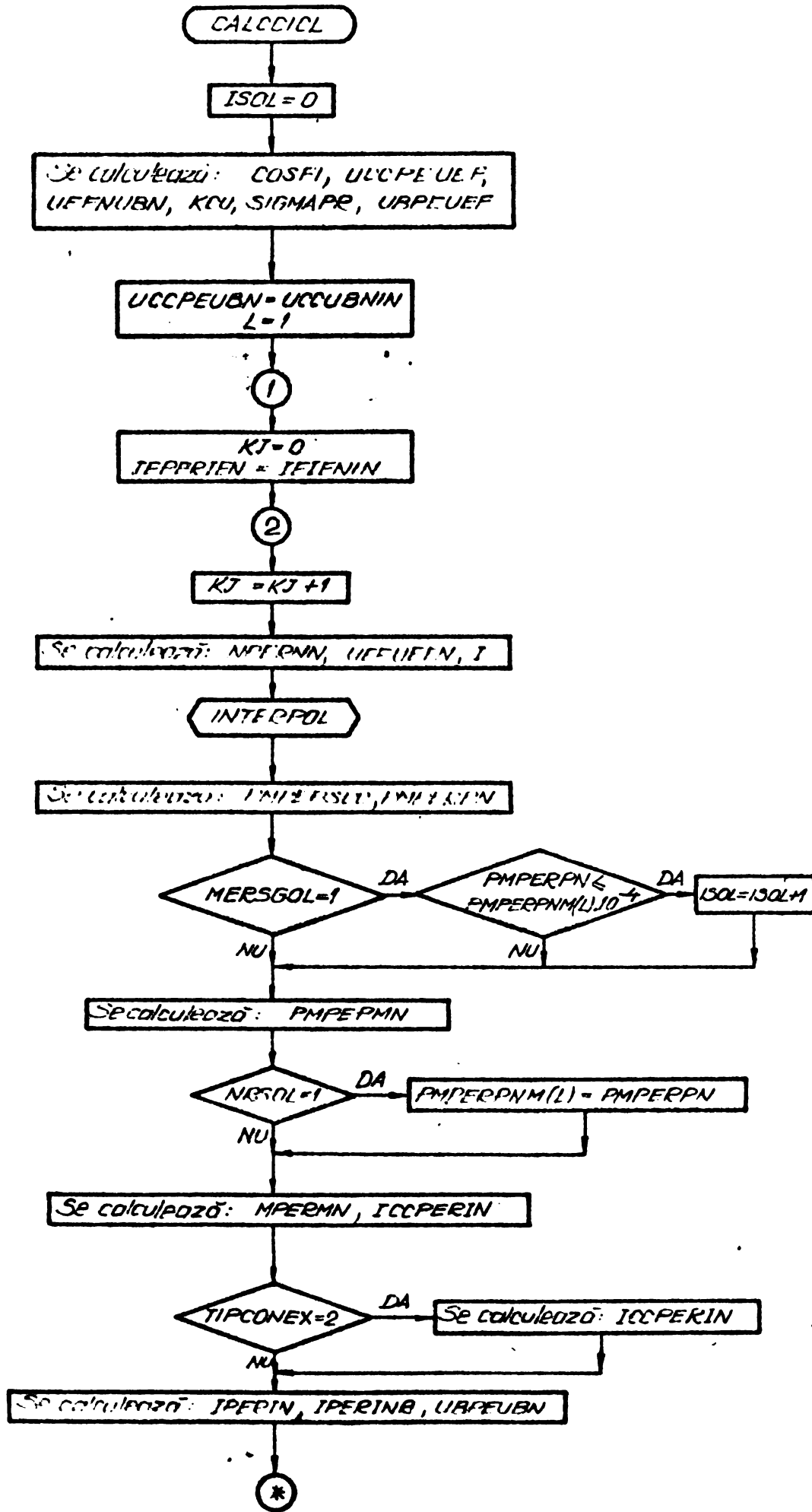
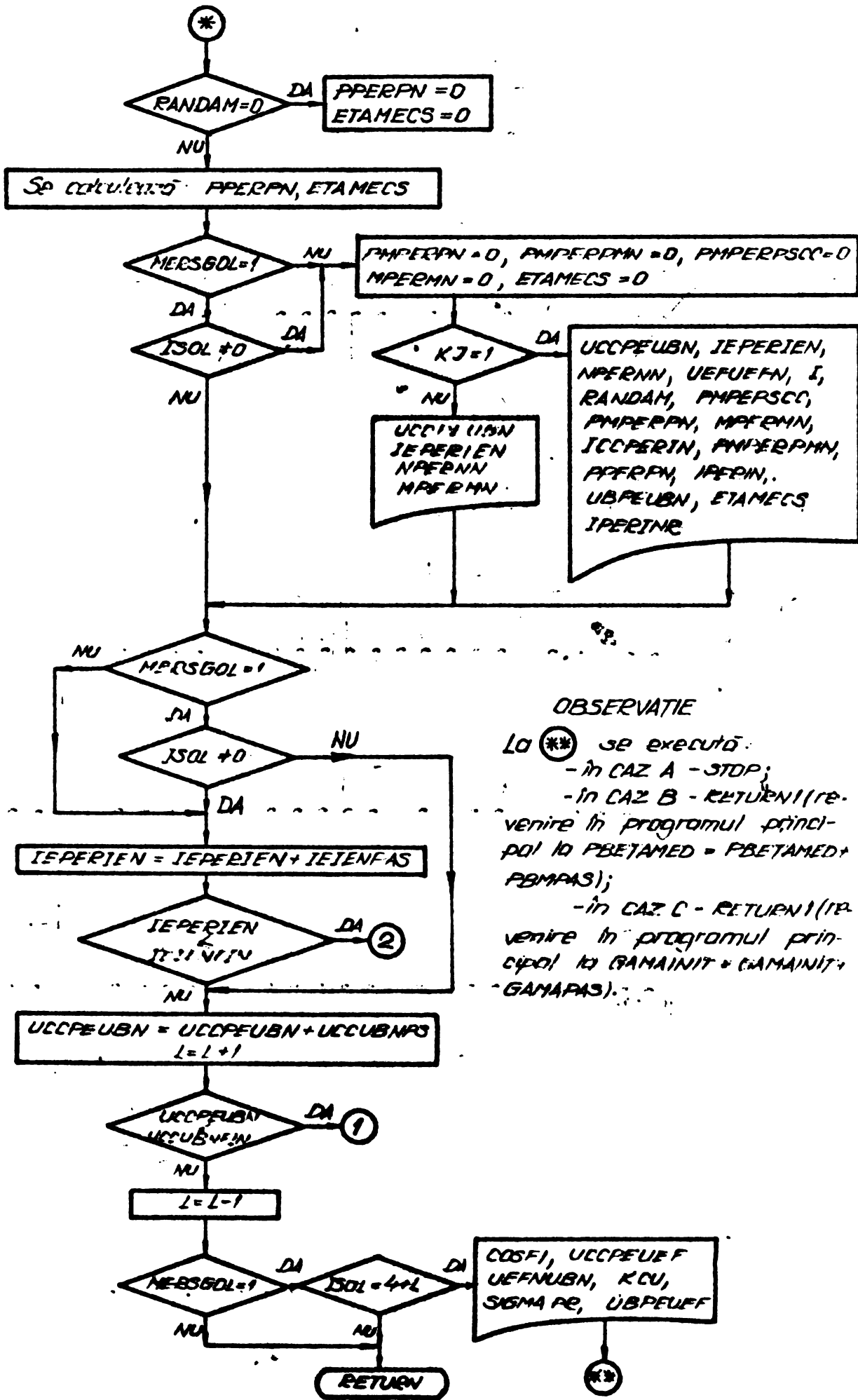


Fig.5.11. Schema logică a subprogramului CALCCICL.



**OBSERVATIE**  
 La (\*\*) se execută:  
 - în CAZ A - STOP;  
 - în CAZ B - RETURN (re-venire în programul principal la PBETAMED = PBETAMED + PBMPAS);  
 - în CAZ C - RETURN (re-venire în programul principal la GAMAINIT = GAMAINIT + GAMAPAS).

Fig.5.11. Schema logică a subprogramului CALCCICL (continuare)

Tabela 5.2

$\delta_{st} = 4^\circ$        $U_{cc}/U_{bN} = 0,4$  ;       $I_B/I_{BN} = 1$

	$I_X/U_{ef}$	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7
$I_{cc}/I_{BN}$	0	0	0	0	0	0	0	0
	0,10	0,01980	0,01902	0,01978	0,01963	0,01904	0,01732	0,02146
	0,20	0,04449	0,04178	0,04428	0,04319	0,04194	0,03827	0,05544
	0,30	0,08347	0,07358	0,08199	0,07530	0,07452	0,06826	
	0,35	0,13657	0,09906	0,12351	0,09909	0,10195	0,07026	
0,40	0	0	0	0,14171	0	0		
$P_B/P_{BN}$	0,10	0,001684	0,001589	0,001681	0,001666	0,001591	0,001388	0,001895
	0,20	0,005058	0,004681	0,005029	0,004876	0,004073	0,004119	0,006634
	0,30	0,010746	0,009290	0,010527	0,009542	0,009429	0,008507	
	0,35	0,013651	0,013062	0,016700	0,013061	0,013491	0,012260	
	0,40	0	0	0	0,016420	0	0	
$n/d_{BN}$	0,10	0,1257	0,1253	0,1270	0,1378	0,1245	0,1203	0,1197
	0,20	0,1295	0,1292	0,1309	0,1418	0,1278	0,1236	0,1244
	0,30	0,1372	0,1356	0,1385	0,1491	0,1345	0,1301	0,1358
	0,35	0,1526	0,1478	0,1542	0,1620	0,1488	0,1426	
	0,40	0,1613	0,1595	0,1653	0,1732	0,1593	0,1553	
$M/M_{BN}$	0	0	0	0	0	0	0	0
	0,10	0,0129	0,0123	0,0128	0,0117	0,0124	0,0112	0,0152
	0,20	0,0368	0,0345	0,0363	0,0326	0,0350	0,0322	0,0484
	0,30	0,0652	0,0628	0,0682	0,0588	0,0642	0,0596	
	0,35	0,1028	0,0819	0,0952	0,0754	0,0845	0,0789	
0,40	0	0	0	0,0991	0	0		
$\eta$ MBCS	0,10	0,5609	0,5509	0,5606	0,5591	0,5511	0,5284	0,5825
	0,20	0,7443	0,7390	0,7491	0,7446	0,7397	0,7233	0,7893
	0,30	0,8101	0,8028	0,8129	0,8038	0,8040	0,8220	
	0,35	0,8822	0,8721	0,8816	0,8704	0,8750	0,8672	
	0,40	0	0	0	0,8829	0	0	

Tabela 5.2 (continuarre).

	$I_X/U_{sf}$	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7
	0	0	0	0	0	0	0	0
$(I/I_N)$	0,10	0,01540	0,01481	0,01538	0,01529	0,01483	0,01348	0,01668
	0,20	0,03446	0,03242	0,03431	0,03347	0,03255	0,02968	0,04277
	0,30	0,06423	0,05685	0,06310	0,05802	0,05756	0,05266	
	0,35	0,10409	0,07624	0,09436	0,07603	0,07842	0,07195	
	0,40				0,10791			
$U_b/U_{bN}$	0	0,17142	0,17142	0,17142	0,17142	0,17142	0,17142	0,17142
	0,10	0,17329	0,17288	0,17328	0,17327	0,17289	0,17304	0,17397
	0,20	0,17574	0,17474	0,17572	0,17561	0,17497	0,17511	0,17821
	0,30	0,17965	0,17737	0,17950	0,17883	0,17745	0,17812	
	0,35	0,18495	0,17948	0,18365	0,18121	0,17972	0,18067	
0,40				0,18546				
P/P <sub>N</sub>	0	0	0	0	0	0	0	0
	0,10	0,002934	0,002819	0,002930	0,002913	0,002821	0,002567	0,003180
	0,20	0,006591	0,006190	0,006561	0,006399	0,006213	0,005670	0,008214
	0,30	0,012367	0,010901	0,012147	0,011156	0,011040	0,010113	
	0,35	0,020233	0,014676	0,018299	0,014681	0,015101	0,013879	
0,40				0,020994				
$\cos \varphi$	0	0,9975	0,9975	0,9975	0,9975	0,9975	0,9975	0,9975
	0,10	0,9896	0,9907	0,9890	0,9891	0,9907	0,9901	0,9862
	0,20	0,9892	0,9831	0,9793	0,9797	0,9831	0,9516	0,9698
	0,30	0,9645	0,9730	0,9631	0,9675	0,9727	0,9701	
	0,35	0,9458	0,9551	0,9363	0,9579	0,9543	0,9503	
0,40				0,9441				
$G'$	0	0	0	0	0	0	0	0
	0,10	0,4373	0,4087	0,4397	0,4414	0,4086	0,4224	0,4657
	0,20	0,4940	0,4791	0,4926	0,5052	0,4778	0,4878	0,4555
	0,30	0,4512	0,5570	0,4577	0,4905	0,4624	0,4691	
	0,35	0,3501	0,4204	0,3808	0,4574	0,4195	0,4224	
0,40				0,3878				



Tabela 5.3

$\beta_{med} = 120^\circ$ ;  $\delta_{rev} = 4^\circ$ ;  $U_{cc}/U_{bN} = 0,4$ ;  $I_E/I_{EN} = 1$

$I_X/U_{ef}$	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7
0	0	0	0	0	0	0	0
0,10	0,02508	0,02450	0,02512	0,02538	0,02446	0,02222	0,02520
0,15	0,03786	0,03711	0,03796	0,03856	0,03701	0,03365	0,03721
0,20	0,05065	0,04986	0,05084	0,05197	0,04968	0,04518	
0,25	0,06309	0,06259	0,06346	0,06546	0,06228	0,05665	
0,30	0	0,07466		0,07859			
0	0	0	0	0	0	0	0
0,10	0,002399	0,002316	0,002406	0,002443	0,002310	0,001999	0,002417
0,15	0,004142	0,004032	0,004157	0,004246	0,004017	0,003536	0,004023
0,20	0,005960	0,005844	0,005989	0,006154	0,005817	0,005162	
0,25	0,007760	0,007690	0,007817	0,008112	0,007643	0,006817	
0,30	0,009455	0,009455	0,010038	0,010038			
0	0,1448	0,1450	0,1463	0,1588	0,1434	0,1386	0,1379
0,10	0,1474	0,1484	0,1492	0,1632	0,1465	0,1417	0,1352
0,15	0,1483	0,1497	0,1502	0,1656	0,1477	0,1430	0,1327
0,20	0,1486	0,1508	0,1507	0,1673	0,1486	0,1439	
0,25	0,1475	0,1512	0,1500	0,1682	0,1488	0,1440	
0,30	0,1496	0,1496	0,1676	0,1676			
0	0	0	0	0	0	0	0
0,10	0,0163	0,0156	0,0161	0,0149	0,0157	0,0141	0,0179
0,15	0,0279	0,0209	0,0276	0,0256	0,0272	0,0247	0,0304
0,20	0,0401	0,0387	0,0397	0,0368	0,0391	0,0358	
0,25	0,0526	0,0508	0,0520	0,0482	0,0513	0,0473	
0,30	0,0631	0,0631	0,0598	0,0598			
0	0	0	0	0	0	0	0
0,10	0,6312	0,6235	0,6317	0,6351	0,6230	0,5953	0,6327
0,15	0,7217	0,7167	0,7224	0,7264	0,7160	0,6931	0,7167
0,20	0,7762	0,7731	0,7770	0,7810	0,7724	0,7537	
0,25	0,8113	0,8104	0,8125	0,8174	0,8035	0,7933	
0,30	0,8222	0,8222	0,8222	0,8222			

Tabela 5.3 (continuare).

$p\beta_{med} = 120^\circ; \delta_{rev} = 4^\circ; U_{cc}/U_{bN} = 0,4; I_E/I_{EM} = 1$									
$I_X/U_{ef}$	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7		
0,10	0,01954	0,01910	0,01958	0,01978	0,01906	0,01733	0,01564		
0,15	0,02949	0,02832	0,02957	0,03004	0,02884	0,02622	0,02392		
0,20	0,03941	0,03883	0,03956	0,04046	0,03868	0,0351E			
0,25	0,04892	0,04867	0,04923	0,05087	0,04842	0,04403			
0,30	0,05780	0,05780		0,06083					
0,10	0,19746	0,19746	0,19746	0,19746	0,19746	0,19746	0,19746		
0,15	0,19007	0,19096	0,19037	0,19217	0,19066	0,1909C	0,18417		
0,20	0,18641	0,18771	0,18685	0,18944	0,18729	0,18762	0,17336		
0,25	0,18282	0,18449	0,18335	0,18666	0,18396	0,18435			
0,30	0,17918	0,18132	0,17984	0,18385	0,18069	0,18112			
0	0	0	0	0	0	0	0		
0,10	0,003715	0,003629	0,003722	0,003759	0,003623	0,003292	0,003731		
0,15	0,005609	0,005497	0,005624	0,005713	0,005483	0,0049E5	0,005512		
0,20	0,007504	0,007386	0,007532	0,007700	0,007360	0,006694			
0,25	0,009747	0,009273	0,009403	0,009698	0,009226	0,008353			
0,30	0,011061	0,011061		0,011643					
0,10	0,8660	0,8660	0,8660	0,8660	0,8660	0,8660	0,8650		
0,15	0,8999	0,8956	0,8985	0,8901	0,8970	0,8959	0,9291		
0,20	0,9181	0,9114	0,9159	0,9034	0,9135	0,9120	0,9617		
0,25	0,9373	0,9279	0,9345	0,9176	0,9306	0,9289			
0,30	0,9597	0,9455	0,9556	0,9332	0,9489	0,9472			
0	0	0	0	0	0	0	0		
0,10	0,0394	0,03C2	0,0388	0,0357	0,0308	0,0333	0,0740		
0,15	0,0735	0,0542	0,0715	0,0616	0,0555	0,0599	0,2192		
0,20	0,1312	0,0902	0,1252	0,0978	0,0939	0,1007			
0,25	0,2772	0,1534	0,2466	0,1548	0,1647	0,1756			
0,30	0,3515	0,3515		0,2806					



Tabela 5.4.

$\alpha = 150^\circ$  ( $\delta = 30^\circ$ );  $\delta_{rev} = 4^\circ$  ;  $U_{cc}/U_{bN} = 0,4$  ;  $I_E/I_{EN} = 1$

	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7
$I_{cc}/I_N$	0,0267 0,0593 0,1043 0,1444 0	0,0259 0,0574 0,0997 0,1299 0	0,02663 0,0589 0,1023 0,1367 0	0,0263 0,0567 0,0935 0,1160 0,1460	0,0260 0,0578 0,1012 0,1358 0	0,0235 0,0518 0,0893 0,1160 0	0,0290 0,0721 0,1160 0,1566 0
$P_m/P_{mN}$	0,002615 0,007205 0,013855 0,019838 0	0,002518 0,006932 0,013172 0,019688 0	0,002606 0,007158 0,013568 0,018685 0	0,002563 0,006832 0,012256 0,015606 0,020083	0,002529 0,006987 0,013398 0,018263 0	0,002172 0,006135 0,011637 0,015610 0	0,002914 0,009077 0,015666 0,021779 0
$n/n_N$	0,1448 0,1523 0,1621 0,1762 0,1886	0,1450 0,1528 0,1631 0,1778 0,1887	0,1464 0,1539 0,1636 0,1770 0,1877	0,1588 0,1666 0,1758 0,1868 0,1932 0,2014	0,1434 0,1514 0,1616 0,1767 0,1885	0,1386 0,1459 0,1553 0,1684 0,1779	0,1379 0,1450 0,1566 0,1684 0,1779
$M/M_N$	0,0171 0,0444 0,0786 0,1051 0	0,0164 0,0425 0,0740 0,0937 0	0,0169 0,0437 0,0766 0,0995 0	0,0153 0,0388 0,0656 0,0807 0,0997	0,0167 0,0432 0,0758 0,0968 0	0,0148 0,0394 0,0691 0,0877 0	0,0200 0,0579 0,0877 0,1160 0
$\eta$ %ECS	0,6459 0,8014 0,8764 0,9061 0	0,6405 0,7963 0,8716 0,8979 0	0,6455 0,8005 0,8744 0,9016 0	0,6431 0,7943 0,8642 0,8872 0,9069	0,6413 0,7974 0,8733 0,9004 0	0,6101 0,7807 0,8591 0,8872 0	0,6618 0,8305 0,8591 0,8872 0

Tabela 5.4 (continuare).

$\alpha = 150^\circ$  ( $\gamma = 30^\circ$ );  $\gamma_{rev} = 4^\circ$  ;  $U_{cc}/U_{bN} = 0,4$  ;  $I_E/I_{EN} = 1$

	$I_X/U_{gf}$	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7
$(I/I_N)_{real}$	0,10	0,0208	0,0202	0,0207	0,0205	0,0203	0,0183	0,0226
	0,20	0,0461	0,0447	0,0459	0,0441	0,0450	0,0404	0,0559
	0,30	0,0808	0,0774	0,0793	0,0726	0,0786	0,0694	
	0,35	0,1106	0,1006	0,1050	0,0897	0,1035	0,0897	
	0,40			0,1117				
	0	0,19746	0,19746	0,19746	0,19746	0,19746	0,19746	0,19746
$U_b/U_{bN}$	0,10	0,19501	0,19548	0,19502	0,19504	0,19557	0,19529	0,19415
	0,20	0,19213	0,19316	0,19225	0,19236	0,19314	0,19277	0,18964
	0,30	0,18144	0,19033	0,18872	0,18937	0,19014	0,18969	
	0,35	0,18655	0,18846	0,18676	0,18781	0,18816	0,18780	
	0,40			0,18659				
	0	0	0	0	0	0	0	0
P/P <sub>N</sub>	0,10	0,003956	0,003841	0,003946	0,003894	0,003854	0,003479	0,004303
	0,20	0,008785	0,008507	0,008738	0,008405	0,008563	0,007679	0,010679
	0,30	0,015449	0,014768	0,015164	0,013858	0,014591	0,013237	
	0,35	0,021396	0,019249	0,020253	0,017190	0,019822	0,017194	
	0,40			0,021640				
	0	0,8660	0,8660	0,8660	0,8660	0,8660	0,8660	0,8660
$\cos \varphi$	0,10	0,8777	0,8749	0,8771	0,8769	0,8745	0,8758	0,8812
	0,20	0,8914	0,8861	0,8908	0,8902	0,8862	0,8880	0,9055
	0,30	0,9124	0,9014	0,9114	0,9072	0,9024	0,9052	
	0,35	0,9334	0,9134	0,9290	0,9182	0,9155	0,9183	
	0,40			0,9339				
	0	0	0	0	0	0	0	0
$\sigma'$	0,10	0,03174	0,02492	0,03168	0,03165	0,02499	0,02761	0,04289
	0,20	0,07282	0,05539	0,07245	0,07198	0,05513	0,06211	0,11167
	0,30	0,14151	0,09828	0,13964	0,13159	0,09822	0,11307	
	0,35	0,25058	0,13466	0,22379	0,18097	0,13365	0,15959	
	0,40			0,29153				
	0	0	0	0	0	0	0	0

M.I.C.M.  
INTREPR. DE CONSTRUCȚII DE MAȘINI  
**REȘITA**

JUDETUL CARAȘ-SEVERIN  
ADRESA TELEGR. : UCEMERESITA  
TELEFON : INTERURBAN Nr. 111.00 SAU 111.01  
BANI LA BANCA NATIONALA A R.S.R.  
FILIALA REȘITA 201 62 03 01



ITR RE Nr. 861

22.V.1978

22021 - 13.MAI.1978

C ă t r e :

Loc pentru adresă :  
INSTITUTUL POLITEHNIC  
Tov. Rector Academician Ioan Anton  
T I M I S O A R A  
=====

Scrisoarea nr. in Regița la 18.V.1978

Dosarul și semnul nr. :

Referința la :

Vă aducem la cunoștință că la expoziția Creației Tehnico-Stiințifice organizată în cadrul Cîntării României, ne-am prezentat și cu o mașină electrică cu comutație statică executată de I.C.M.R. în colaborare cu Institutul Politehnic " TRAIAN VUIA " prin catedra de utilizări și mașini electrice, care urmează a funcționa cu un mutator autocomandat în curs de experimentare la I.P.T.

Datorită noutății mașina expusă a fost premiată cu premiul II pe ramura construcției de mașini și cu mențiune pe țară.

Pentru această realizare vă mulțumim Dvs. și colectivului condus de tov. Conf. Dr. Ing. Atanasiu Gheorghe care este autorul întregii lucrări și cu care am colaborat în bune condiții la întocmirea proiectului de execuție și a celor două prototipuri executate la I.C.M.R.

În vederea finalizării lucrării și aplicarea acesteia în conformitate cu convențiile încheiate vă rugăm a sprijini și în continuare colectivul condus de tov. Conf. Dr. Ing. Atanasiu Gheorghe - apreciind că introducerea acestei lucrări pe scară industrială ar promite realizarea acționărilor electrice cu turație reglabilă la necesitățile dezvoltării construcțiilor de mașini.

DIRECTOR GENERAL ADJUNCT

Ing. Bîlășoiu Alexandru

*Se transmite la cot. U.F.M.E.  
1/17. 1978. Către  
la adresat - rezerve  
Cher*

INGINER ȘEF CONȘTIINȚĂ

Intrepr. de Construcții de Mașini  
**REȘITA**  
Inginer Șef